مماثل برقیات

خالد خان یوسفزئی

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

۱۰ر جون ۲۰۲۱

فہرست عنوانات

دیباچہ

برقی آلات اور عددی ادوار کے بعد مماثل برقیات میری تیسری کتاب ہے۔ یہ کتاب بھی اس امید کے ساتھ لکھی گئی ہے کہ یہ ایک دن برقی انجنیئرنگ کی نصابی کتاب کے طور پر پڑھائی جائے گی۔ امید کی جاتی ہے کہ اب بھی طلبہ وطالبات 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 بمع جوابات بھی دیے گئے ہیں۔

یہ کتاب Ubuntu استعمال کرتے ہوئے XeLatex میں تشکیل دی گئی۔ یہ کتاب خطِ جمیل نوری نستعلیق میں لکھی گئی ہے۔ پرزہ 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 وطالبات 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 تشکیل 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 چننے 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 کامسیٹس میں میرے ساتھی ڈاکٹر عابد حسن مجتبےٰ جنہوں نے کتاب کی شکل نکھاری اور میرے شاگرد سید زین عباس، حافظہ مریم اسلم، حرا خان اور سجّیہ شوکت جنہوں نے اس کتاب کی درستگی میں مدد کی۔

اس کتاب کو پہلی مرتبہ بطور نصابی کتاب جن طلباء وطالبات نے پڑھا ان کے نام طلحا زاہد، عبد اللہ رضا، عائشہ رباب، سمیا الرحمان، صبح صادق، فیصل پرویز، جبران شبیر اور شاہ زیب 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 طلبہ و طالبات تک پہنچائیں اور کتاب میں غلطیوں کی نشاندہی میرے برقیاتی پتہ khalidyousafzai@comsats.edu.pk پر کریں۔ میری تمام کتابوں کی مکمل XeLatex معلومات

https://www.github.com/khalidyousafzai

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

خالد خان یوسفزئی
9 نومبر 2014

میری پہلی کتاب کا دیباچہ

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

پاکستان میں اعلیٰ تعلیم کا نظام انگریزی زبان میں رائج ہے۔ دنیا میں تحقیقی کام کا بیشتر حصہ انگریزی زبان میں ہی چھپتا ہے۔ انگریزی زبان میں ہر موضوع پر لاتعداد 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 خاطر خواہ کوشش نہیں کی۔

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

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

کتاب میں بین الاقوامی نظام اکائی استعمال کی گئی ہے۔ اہم متغیرات کی 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 انجنیئرنگ کی نصابی کتاب کے طور پر استعمال کی جائے گی۔ اردو زبان میں برقی انجنیئرنگ کی مکمل نصاب کی طرف یہ پہلا قدم ہے۔

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

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

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

خالد خان یوسفزئی
28 اکتوبر 2011

علامات

اس کتاب میں بین الاقوامی نظام اکائی SI استعمال کیا گیا ہے۔ یوں میٹر، کلو گرام اور سیکنڈ کے علاوہ وولٹ، ایمپیئر، اوہم اور واٹ کو جوں کا توں استعمال کیا جائے گا۔

برقی دباو، برقی رو اور ان کی مخصوص خصلتیں اجاگر کرانے کی خاطر مختلف علامتیں استعمال کی جاتی ہیں۔ ان علامتوں کو، جن سے بخوبی واقف ہونا ضروری ہے، یہاں پیش کرتے ہیں۔

$V_{DD}, V_{CC}, V_{EE}, V_{BB}$ منبع یک سمت برقی دباو

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

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

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

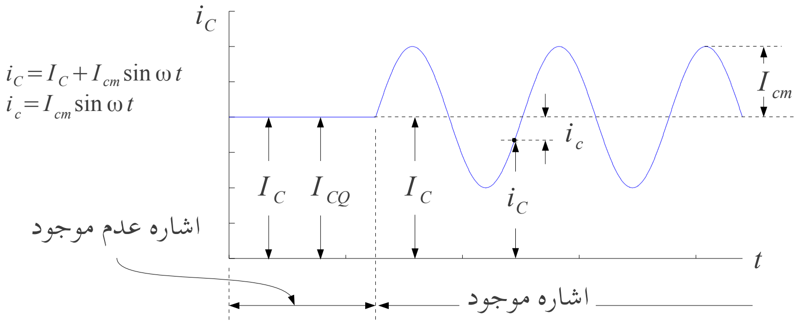
I_d, I_c, I_e, I_b سائن نما برقی رو کی موثر قیمت (rms)

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

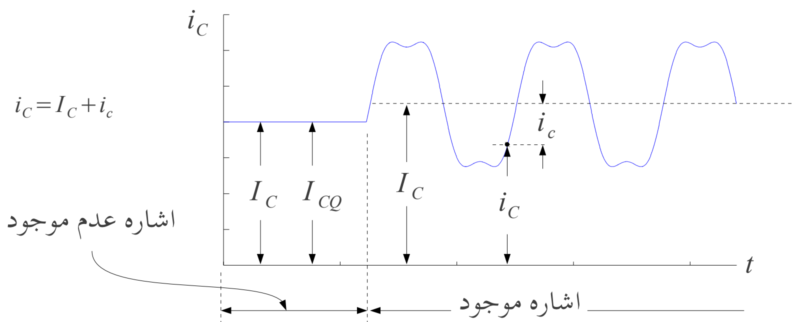
$v_D, v_{BE}, v_{CE}, v_{BC}$ لمحاتی برقی دباو

i_D, i_C, i_E, i_B لمحاتی برقی رو

ان کی مزید وضاحت شکل ۱.۰ اور شکل ۲.۰ میں کی گئی ہے۔



شکل ۰.۱: سائن نما اشارہ



شکل ۰.۲: غیر سائن نما اشارہ

اصطلاحات	
voltage	برقی دباو
current	برقی رو
resistance	برقی مزاحمت
capacitor	برق گیر (کپیسٹر)
inductor	امالہ گیر
impedance	برقی رکاوٹ
voltage source	منبع برقی دباو
current source	منبع برقی رو
dependent voltage source	تابع منبع برقی دباو
independent voltage source	غیر تابع منبع برقی دباو
OPAMP	حسابی ایمپلیفائر
difference pair	تفرقی جوڑا
signal	اشارہ
signal generator	منبع اشارہ
frequency	تعدد
BJT transistor	دوجوڑ ٹرانزسٹر
diode	ڈایوڈ
mosfet	ماسفیٹ
AM signal	حیطہ سوار اشارہ

باب ۱

حسابی ایمپلیفائر

ٹرانزسٹر[1] کی ایجاد سے اب تک الیکٹرانکس کے میدان میں ناقابل یقین اور حیرت انگیز ترقی ہوئی ہے۔ شروع میں الگ الگ ٹرانزسٹر استعمال کر کے الیکٹرانک ادوار بنائے جاتے تھے۔ بعد میں سلیکان کی پتری[2] پر ایک سے زیادہ ٹرانزسٹر بنانے کا رجحان پیدا ہوا۔ اس طرح **مخلوط ادوار**[3] وجود میں آئے۔ ایک مربع سنٹی میٹر رقبہ کی سلیکان پتری[4] پر اربوں ٹرانزسٹر بنانا ممکن ہوا اور دیکھتے ہی دیکھتے الیکٹرانک اشیاء زندگی کے ہر شعبے پر چھا گئیں۔

اس کتاب میں الیکٹرانک پرزہ جات کی کارکردگی اور ان کے استعمال سے الیکٹرانک ادوار بنانے پر غور کیا جائے گا۔ پہلے باب میں **حسابی ایمپلیفائر**[5] پر غور کیا جائے گا۔ حسابی ایمپلیفائر در حقیقت کئی ٹرانزسٹر پر مبنی ایک نہایت مقبول مخلوط دور ہے جس کا استعمال، برقی پرزہ جات مثلاً مزاحمت، کپیسٹر وغیرہ کی طرح، نہایت آسان ہے۔ حسابی ایمپلیفائر کی اندرونی ساخت پر اس کتاب میں آگے جا کر ایک مکمل باب ہے۔

۱.۱ حسابی ایمپلیفائر کے سرے یا پنیے

حسابی ایمپلیفائر کی علامت شکل ۱.۱ الف میں دکھائی گئی ہے۔ حسابی ایمپلیفائر کے عموماً تین سرے ہوتے ہیں جن میں سے دو اس کے داخلی اور ایک خارجی سرا ہوتا ہے۔ یوں شکل-الف میں ایک نمبر پنیا[6] اس کا خارجی سرا ہے جبکہ دو اور تین نمبر پنیے اس کے داخلی سرے ہیں۔ شکل ب میں حسابی ایمپلیفائر کی علامت میں دو مزید طاقت کے سرے بھی دکھائے گئے ہیں جو حسابی ایمپلیفائر کو برقی طاقت مہیا کرنے کی خاطر استعمال ہوتے ہیں۔ حسابی ایمپلیفائر اُسی وقت کام کر سکتا ہے جب ان طاقت کے پنیوں پر درکار برقی طاقت مہیا کی

---

[1] transistor

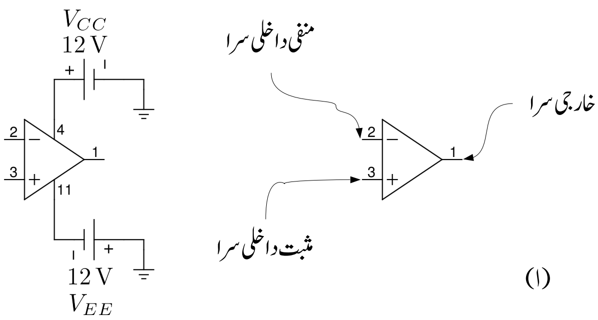
[2] silicon chip

[3] integrated chip (IC)

[4] ہائیڈروجن اور آکسیجن کے ملاپ سے پانی H_2O بنتا ہے۔ اسی طرح سلیکان اور آکسیجن کے ملاپ سے SiO_2 یعنی ریت یا مٹی بنتی ہے

[5] operational amplifier (OPAMP)

[6] پنیوں کو نمبر کرنے کا طریقہ جلد بتلایا جائے گا



شکل ۱.۱: حسابی ایمپلیفائر کی علامت

جائے۔ شکل ۱.۱ ب میں چار نمبر سرا مثبت برقی طاقت کا سرا ہے لہٰذا اس پر مثبت برقی دباو مہیا کی گئی ہے جبکہ گیارہ نمبر سرا منفی طاقت کا سرا ہے لہٰذا اس پر منفی برقی دباو مہیا کی گئی ہے۔ حسابی ایمپلیفائر ان مہیا کردہ برقی دباو سے برقی طاقت حاصل کرتا ہے۔ روایتی طور پر مثبت برقی دباو کو V_{CC} اور منفی برقی دباو کو V_{EE} پکارا جاتا ہے۔ یوں شکل میں $V_{CC} = 12\,\mathrm{V}$ اور $V_{EE} = -12\,\mathrm{V}$ ہیں۔ حسابی ایمپلیفائر کو عموماً شکل ۱.۱ الف کی علامت سے ظاہر کرتے ہوئے طاقت پنیوں کو نہیں دکھایا جاتا۔

مثبت برقی دباو اور منفی برقی دباو عموماً **منبع برقی دباو** سے مہیا کیا جاتا ہے۔ اس کتاب میں اس آلہ کو **منبع برقی دباو**، **برقی دباو کی منبع**[7] یا **طاقت کی منبع**[8] پکارا جائے گا۔

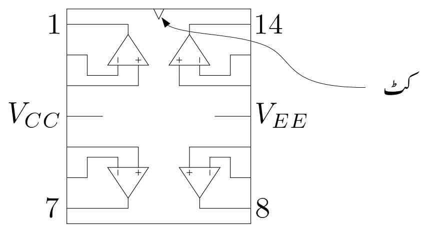
صنعت کار ایک یا ایک سے زیادہ تعداد میں حسابی ایمپلیفائر پلاسٹک کی ڈبیا میں بند کرتے ہیں۔ شکل ۱.۲ میں ایک ہی ڈبیا میں چار حسابی ایمپلیفائر دکھائے گئے ہیں۔ ڈبیا میں بند تمام حسابی ایمپلیفائر کے V_{CC} آپس میں جوڑ کر چار نمبر پنیا پر جبکہ تمام V_{EE} کو آپس میں جوڑ کر گیارہ نمبر پنیا پر پہنچایا گیا ہے۔ ڈبیا پر باریک کٹ لگایا جاتا ہے۔ اس کٹ سے گھڑی کی الٹ سمت گھومتے ہوئے پنیوں کو نمبر کیا جاتا ہے۔ شکل ۱.۱ میں حسابی ایمپلیفائر کے پنیوں پر لکھے گئے نمبر ڈبیا کے پنیوں کو ظاہر کرتے ہیں۔

۱.۲ حسابی ایمپلیفائر کی بنیادی کارکردگی

حسابی ایمپلیفائر کی بنیادی کارکردگی کچھ یوں ہے۔ اگر حسابی ایمپلیفائر کے دو داخلی سروں کے مابین **تفرقی برقی اشارہ** v_d [9] مہیا کیا جائے تو یہ خارجی سرے پر v_d کو A_d گنا بڑھا کر خارج کرے گا، یعنی خارجی اشارہ v_o اور داخلی اشارہ v_d کا تعلق مندرجہ ذیل ہے

$$v_o = A_d \times v_d \tag{۱.۱}$$

[7] voltage source
[8] power supply
[9] differential voltage signal



شکل ۱.۲: حسابی ایمپلیفائر کی ڈبیا

جہاں

$$v_d = v_2 - v_1 \tag{۱.۲}$$

کے برابر ہے۔ شکل ۱.۳ میں اس حقیقت کو دکھایا گیا ہے۔ A_d کو ایمپلیفائر کا **تفرقی برقی دباو کی افزائش**[10] یا **برقی دباو کی تفرقی افزائش** کہتے ہیں۔ یوں حسابی ایمپلیفائر کو **تفرقی ایمپلیفائر**[11] بھی کہتے ہیں۔ مساوات ۱.۱ میں اگر داخلی اشارہ کو دگنا کر دیا جائے تو خارجی اشارہ بھی دگنا ہو جائے گا۔ یوں حسابی ایمپلیفائر کی کارکردگی **خطی**[12] نوعیت کی ہے۔

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

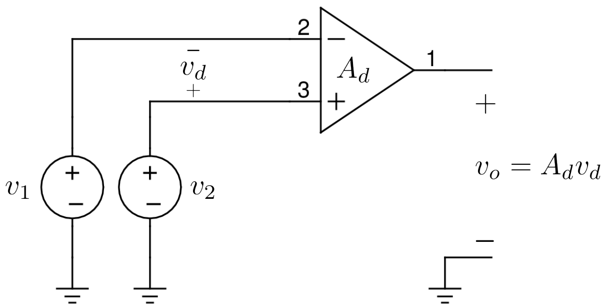
$$(V_{EE} + \Delta_-) < v_o < (V_{CC} - \Delta_+) \tag{۱.۳}$$

اس مساوات میں Δ_+ اور Δ_- ایک سے تین وولٹ کو ظاہر کرتے ہیں۔ اس کتاب میں جب تک کہا نہ جائے ہم Δ_+ اور Δ_- کی قیمت صفر تصور کریں گے۔ یوں v_o مثبت برقی دباو V_{CC} سے لے کر منفی برقی دباو V_{EE} تک کی قیمت اختیار کر سکتا ہے۔ حصہ ۱.۶.۱ میں اس عمل پر تذکرہ کیا جائے گا۔

اگر حسابی ایمپلیفائر کو مہیا **تفرقی اشارہ** v_d کی قیمت اتنی ہو کہ مساوات ۱.۱ سے حاصل v_o کی قیمت مساوات ۱.۳ میں دیے حدود سے تجاوز کرے تو اس صورت میں حسابی ایمپلیفائر مساوات ۱.۱ پر پورا نہیں اترے گا جبکہ اس کی v_o مساوات ۱.۳ میں دیے حدود کے اندر ہی رہے گی۔ اس صورت میں مثبت جانب بڑھتے ہوئے v_o کی قیمت $(V_{CC} - \Delta_+)$ تک پہنچ کر رک جائے گی یا پھر منفی جانب گھٹتے ہوئے v_o کی قیمت $(V_{CC} - \Delta_-)$ تک پہنچ کر رک جائے گی۔ اس صورت میں $|v_d|$ کو مزید بڑھانے سے v_o کی قیمت پر کوئی اثر نہیں ہوتا۔ اس صورت میں حسابی ایمپلیفائر کی کارکردگی غیر خطی ہو گی اور اس کو حسابی ایمپلیفائر کا **لبریز**[13] ہونا کہتے ہیں۔

---

[10] differential voltage gain
[11] difference amplifier
[12] linear relation
[13] saturation



شکل ۱.۳: حسابی ایمپلیفائر کی کارکردگی

مثال ۱.۱: ایک حسابی ایمپلیفائر جس کی **تفرقی افزائش برقی دباو** A_d کی قیمت $100\,000\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}$ ہے کو اس کے داخلی سروں پر مندرجہ ذیل برقی دباو مہیا کئے جاتے ہیں۔

۱. $v_1 = 0\,\mathrm{V}$ اور $v_2 = 10\,\mu\mathrm{V}$

۲. $v_1 = 10\,\mu\mathrm{V}$ اور $v_2 = 0\,\mathrm{V}$

۳. $v_1 = 2.000\,03\,\mathrm{V}$ اور $v_2 = 2.000\,05\,\mathrm{V}$

۴. $v_1 = 2.0003\,\mathrm{V}$ اور $v_2 = 2.0005\,\mathrm{V}$

۵. $v_1 = 2.05\,\mathrm{V}$ اور $v_2 = 2.03\,\mathrm{V}$

۶. $v_1 = 2.03\,\mathrm{V}$ اور $v_2 = 2.03\,\mathrm{V}$

$V_{CC} = 12\,\mathrm{V}$ اور $V_{EE} = -12\,\mathrm{V}$ جبکہ $\Delta_+ = \Delta_- = 0$ ہونے کی صورت میں حسابی ایمپلیفائر کی v_o دریافت کریں۔

حل: جب تک v_o مساوات ۱.۳ میں دیے حدود کے اندر رہے، حسابی ایمپلیفائر داخلی برقی دباو کو ایک لاکھ مرتبہ بڑھا کر خارج کرے گا۔ یوں

۱.
$$\begin{aligned} v_0 &= A_d \times v_d \\ &= A_d \times (v_2 - v_1) \\ &= 100000 \times \left(10 \times 10^{-6} - 0\right) \\ &= 1\,\mathrm{V} \end{aligned}$$

۲.
$$\begin{aligned}
v_0 &= A_d \times v_d \\
&= A_d \times (v_2 - v_1) \\
&= 100000 \times \left(0 - 10 \times 10^{-6}\right) \\
&= -1\,\mathrm{V}
\end{aligned}$$

۳.
$$\begin{aligned}
v_0 &= A_d \times v_d \\
&= A_d \times (v_2 - v_1) \\
&= 100000 \times (2.00005 - 2.00003) \\
&= 2\,\mathrm{V}
\end{aligned}$$

۴.
$$\begin{aligned}
v_0 &= A_d \times v_d \\
&= A_d \times (v_2 - v_1) \\
&= 100000 \times (2.0005 - 2.0003) \\
&= 20\,\mathrm{V}
\end{aligned}$$

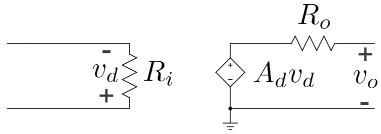
چوتھے صورت میں v_o کی قیمت مساوات ۱.۳ میں دیے حدود سے تجاوز کر گئی جو کہ ناممکن صورتِ حال ہے۔ لہٰذا اس جواب کو رد کیا جاتا ہے۔ اس صورت میں حسابی ایمپلیفائر کی کوشش ہو گی کہ v_o کی قیمت بیس وولٹ ہو لیکن حسابی ایمپلیفائر ایسا کرنے سے عاجز ہے کیونکہ اس کے خارجی اشارے کی قیمت V_{CC} کی قیمت سے زیادہ نہیں ہو سکتی۔ لہٰذا $0 = \Delta_- = \Delta_+$ لیتے ہوئے اس صورت میں v_o زیادہ سے زیادہ ممکنہ برقی دباو کے برابر ہو گا یعنی $v_o = +12V$ ہو گا۔ حقیقت میں v_o کی زیادہ سے زیادہ ممکنہ قیمت V_{CC} سے ایک یا دو وولٹ کم ہوتی ہے۔ حسابی ایمپلیفائر بنانے والے یہ معلومات فراہم کرتے ہیں۔

۵.
$$\begin{aligned}
v_0 &= A_d \times v_d \\
&= A_d \times (v_2 - v_1) \\
&= 100000 \times (2.03 - 2.05) \\
&= -2000\,\mathrm{V}
\end{aligned}$$

یہاں v_o کی قیمت مساوات ۱.۳ میں دیے حدود سے تجاوز کر گئی جو کہ ناممکن صورتِ حال ہے۔ اس صورت میں v_o کی قیمت V_{EE} سے قدر زیادہ قیمت اختیار کرے گی۔ $0 = \Delta_- = \Delta_+$ لیتے ہوئے اس صورت $v_o = -12\,\mathrm{V}$ ہو گی۔

۶.
$$\begin{aligned}
v_0 &= A_d \times v_d \\
&= A_d \times (v_2 - v_1) \\
&= 100000 \times (2.03 - 2.03) \\
&= 0\,\mathrm{V}
\end{aligned}$$

یہاں آپ نے دیکھا کہ دونوں داخلی سروں پر برابر برقی دباو مہیا کرنے سے حسابی ایمپلیفائر صفر وولٹ خارج کرتا ہے۔



شکل ۱.۴: حسابی ایمپلیفائر کا مساوی دور (ریاضی نمونہ)

دونوں داخلی سروں پر برابر مہیا کردہ برقی دباو کو **مشترکہ برقی دباو**[14] کہتے ہیں۔ حسابی ایمپلیفائر مشترکہ برقی دباو کو رد کرتا ہے۔

یہاں یہ بتلاتا چلوں کہ کسی بھی داخلی برقی دباو کو **مشترکہ برقی دباو** v_{CM} اور **تفرقی برقی دباو**[15] v_d میں تقسیم کیا جا سکتا ہے۔ پانچویں جزو میں $v_1 = 2.05\,\mathrm{V}$ اور $v_2 = 2.03\,\mathrm{V}$ کو یوں بیان کیا جا سکتا ہے کہ حسابی ایمپلیفائر کو $\frac{2.05+2.03}{2} = 2.04\,\mathrm{V}$ بطور مشترکہ برقی دباو فراہم کئے گئے جبکہ اسے $2.03 - 2.05 = -0.02\,\mathrm{V}$ بطور تفرقی برقی دباو مہیا کئے گئے۔

اس مثال میں آپ نے دیکھا کہ چند مائیکرو وولٹ[16] برقی دباو کو حسابی ایمپلیفائر بڑھا کر وولٹ کی حد میں لے آتا ہے۔ یہاں آپ کی دلچسپی کی خاطر بتلاتا چلوں کہ انسانی اعصابی نظام ستر ملی وولٹ $70\,\mathrm{mV}$ کے لگ بھگ برقی دباو پر کام کرتا ہے۔ یوں حسابی ایمپلیفائر 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 دباو کو حسابی ایمپلیفائر کے **مثبت داخلی سرے**[17] پر مہیا کیا جائے تو اس سے حاصل خارجی برقی دباو کی علامت تبدیل نہیں ہوتی۔ یعنی اگر مثبت برقی دباو مہیا کی جائے تو مثبت برقی دباو ہی خارج کی جاتی ہے۔ اس کے برعکس اگر برقی دباو کو حسابی ایمپلیفائر کے **منفی داخلی سرے**[18] پر مہیا کیا جائے تو اس سے حاصل خارجی برقی دباو کی علامت تبدیل ہو جاتی ہے۔ یعنی اگر مثبت برقی دباو مہیا کی جائے تو منفی برقی دباو خارج کی جاتی ہے۔

۱.۳ حسابی ایمپلیفائر کا مساوی دور یا ریاضی نمونہ

حسابی ایمپلیفائر کا مساوی دور شکل ۱.۴ میں دکھایا[19] گیا ہے۔ جیسا کہ شکل سے واضح ہے داخلی جانب سے حسابی ایمپلیفائر بالکل ایک مزاحمت R_i کی طرح معلوم ہوتا ہے جبکہ خارجی جانب یہ **تابع منبع دباو**[20] جس کے ساتھ سلسلہ وار مزاحمت R_o جڑی ہو معلوم ہوتا ہے۔ تابع منبع دباو، داخلی جانب مہیا اشارہ v_d کے تابع ہے۔

---

[14] common mode voltage
[15] differential mode voltage
[16] µV
[17] non-inverting input
[18] inverting input
[19] اس شکل میں تفرقی برقی دباو کا مثبت سرا نچلی جانب ہے۔
[20] depended voltage source

حسابی ایمپلیفائر کے صنعت کاروں کی کوشش ہوتی ہے کہ حسابی ایمپلیفائر کے **داخلی مزاحمت** R_i کی قیمت زیادہ سے زیادہ جبکہ **خارجی مزاحمت** R_o کی قیمت کم سے کم ہو۔ اسی طرح کوشش کی جاتی ہے کہ **تفرقی افزائش برقی دباو** A_d کی قیمت زیادہ سے زیادہ ہو۔ جدول ۱.۱ میں آپ کے اندازے کی خاطر ایک عام دستیاب حسابی ایمپلیفائر[21] کے **ریاضی نمونے**[22] کے اجزاء دئے گئے ہیں۔ ان مقداروں کو مثال بناتے ہوئے شکل ۱.۴ پر غور کرتے ہیں۔

جدول ۱.۱: عام دستیاب حسابی ایمپلیفائر کے ریاضی نمونے کی مقررہ مقداریں

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

۱.۳.۱ داخلی سروں پر برابر برقی دباو رہتا ہے

حسابی ایمپلیفائر کو عام طور پر خطی 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 ۱.۳ میں دیے حدود کے اندر رہے۔ $V_{CC} = 12\,\mathrm{V}$ اور $V_{EE} = -12\,\mathrm{V}$ لیتے ہوئے v_o کی زیادہ سے زیادہ ممکنہ قیمت تقریباً $12\,\mathrm{V}$ اور کم سے کم ممکنہ قیمت تقریباً $-12\,\mathrm{V}$ ہے۔ جب $v_o = 12\,\mathrm{V}$ ہو، اس وقت مساوات ۱.۱ کے تحت $v_d = 120\,\mu\mathrm{V}$ ہو گا اور جب $v_o = -12\,\mathrm{V}$ ہو اس وقت $v_d = -120\,\mu\mathrm{V}$ ہو گا۔ یوں حسابی ایمپلیفائر کو خطی خطے میں استعمال کرتے ہوئے $|v_d| < 120\,\mu\mathrm{V}$ رہے گا۔ شکل ۱.۳ کو دیکھتے ہوئے اس بات کو یوں بیان کر سکتے ہیں کہ

$$|v_d| = |v_2 - v_1| < 120\,\mu\mathrm{V} \tag{۱.۴}$$

رکھتے ہوئے حسابی ایمپلیفائر خطی خطے میں رہتا ہے۔ $120\,\mu\mathrm{V}$ اتنی کم برقی دباو ہے کہ اسے نظر انداز کیا جا سکتا ہے۔ ایسا کرنے سے حسابی ایمپلیفائر پر مبنی ادوار کو حل کرنا نہایت آسان ہو جاتا ہے۔ یوں اس مساوات کو اس طرح لکھا جا سکتا ہے

$$\begin{aligned} |v_2 - v_1| &\approx 0 \\ v_2 &\approx v_1 \end{aligned} \tag{۱.۵}$$

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 تقریباً برابر برقی دباو ہو گا۔

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

---

[21] عام دستیاب ایمپلیفائر کی قیمت بازار میں فروخت ہونے والی تندور کی دو روٹیوں کے لگ بھگ ہے

[22] model

۱.۳.۲ داخلی سروں پر برقی رو صفر ہوتی ہے

آپ نے دیکھا کہ حسابی ایمپلیفائر کو خطی احاطے میں استعمال کرتے ہوئے $120\,\mu\mathrm{V} > |v_d|$ رہتا ہے۔ اگر $R_i = 10^{12}\,\Omega$ ہو تو شکل ۱.۴ کو دیکھتے ہوئے مزاحمت R_i میں برقی رو i کی قیمت

$$i = \frac{v_d}{R_i} = \frac{\left|120 \times 10^{-6}\right|}{10^{12}} = 1.2 \times 10^{-16}\,\mathrm{A} \tag{۱.۶}$$

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 ایمپیئر ہو گی یا یہ کہ ان سروں کو مکمل طور منقطع تصور کیا جا سکتا ہے۔ یوں

$$i \approx 0\,\mathrm{A} \tag{۱.۷}$$

تصور کیا جاتا ہے۔

۱.۳.۳ داخلی مزاحمت کو لامحدود تصور کیا جاتا ہے

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

$$R_i \to \infty \tag{۱.۸}$$

اس کا مطلب ہے کہ داخلی سروں کو آپس میں مکمل طور منقطع سمجھا جا سکتا ہے۔

۱.۳.۴ تفرقی افزائش کو لامحدود تصور کیا جاتا ہے

جدول ۱.۱ میں تفرقی افزائش برقی دباو کی مثال $A_d = 100\,000\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}$ دی گئی ہے جسے لامحدود تصور کیا جا سکتا ہے یعنی

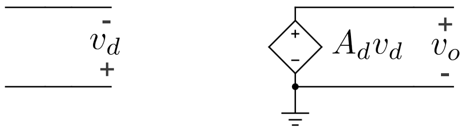
$$A_D \to \infty \tag{۱.۹}$$

اس مساوات کو دیکھتے یہ خیال آتا ہے کہ لامحدود افزائش کی صورت میں اسے استعمال کیسے کیا جائے گا۔ درحقیقت حسابی ایمپلیفائر کو عموماً واپسی اشارہ[۲۳] مہیا کرتے ہوئے استعمال کیا جاتا۔ اس بات کی وضاحت حصہ ۱.۵ میں ہو جائے گی۔

۱.۳.۵ خارجی مزاحمت کو صفر اُوہم تصور کیا جا سکتا ہے

آپ دیکھیں گے کہ عام استعمال میں حسابی ایمپلیفائر کے خارجی جانب جڑے بیرونی مزاحمتوں کی قیمتیں کلو اُوہم $\mathrm{k}\Omega$ کے حدود میں ہو گی جو کہ R_o کی قیمت سے کئی گنا زیادہ ہے۔ یوں حسابی ایمپلیفائر پر مبنی ادوار حل

[۲۳] feedback signal



شکل ۱.۵: کامل حسابی ایمپلیفائر کا مساوی دور یا ریاضی نمونہ

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

$$R_o \approx 0\,\Omega \tag{1.10}$$

۱.۴ کامل حسابی ایمپلیفائر

خطی خطے میں استعمال ہوتے ہوئے حسابی ایمپلیفائر کی کارکردگی پر غور کرتے ہوئے کچھ حقائق سامنے آئے جنہیں مساوات ۱.۵، ۱.۷، ۱.۸ اور ۱.۱۰ میں بیان کیا گیا۔ ان مساوات کو یہاں یکجا کر کے پیش کرتے ہیں۔

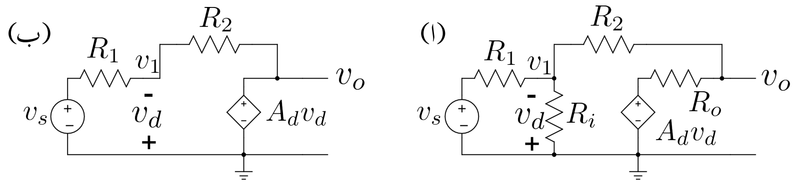
$$\begin{aligned} v_2 &= v_1 \qquad \text{خطی خطہ} \\ i &= 0 \\ R_i &= \infty \\ R_o &= 0 \end{aligned} \tag{1.11}$$

ایسا کرتے وقت $\approx$ اور $\to$ کے علامات کی جگہ $=$ کی علامت استعمال کی گئی ہے۔ ان مساوات کے پہلے جزو میں خطی خطہ لکھ کر اس بات کی یاد دہانی کرائی جاتی ہے کہ داخلی سرے صرف اس صورت برابر برقی دباو پر رہتے ہیں جب تک ایمپلیفائر خطی خطے میں رہے۔ اس بات کی وضاحت مثال ۱.۵ میں ہو گی۔ ان مساوات کو مد نظر رکھتے ہوئے ہم شکل ۱.۴ کو دوبارہ بناتے ہیں۔ ایسا کرنے سے شکل ۱.۵ حاصل ہوتا ہے جو کہ **کامل** حسابی ایمپلیفائر[24] کا مساوی دور یا **ریاضی نمونہ**[25] ہے۔ اس شکل سے واضح ہے کہ داخلی سروں پر برقی رو صفر ایمپیئر ہے، داخلی مزاحمت لامحدود جبکہ خارجی مزاحمت صفر اوہم ہے۔

مثال ۱.۲:

- جدول ۱.۱ میں دیے مقدار اور حسابی ایمپلیفائر کا غیر کامل مساوی دور (ریاضی نمونہ) استعمال کرتے ہوئے $v_s = 1\,\mathrm{V}$ پر شکل ۱.۷ میں v_o کی قیمت حاصل کریں۔ $R_1 = 1\,\mathrm{k\Omega}$ اور $R_2 = 10\,\mathrm{k\Omega}$ ہیں۔

[24] ideal
[25] model



شکل ۱.۶: حسابی ایمپلیفائر کے مساوی دور (ریاضی نمونے) کا استعمال

- حسابی ایمپلیفائر کا کامل مساوی دور اور جدول ۱.۱ میں دیے گئے A_d کی قیمت استعمال کرتے ہوئے دوبارہ v_o کی قیمت حاصل کریں۔
- دونوں جوابات کا موازنہ کریں۔

حل: شکل ۱.۶-الف میں حسابی ایمپلیفائر کا غیر کامل مساوی دور جبکہ شکل ۱.۶-ب میں اس کا کامل مساوی دور استعمال کرتے ہوئے شکل ۱.۷ کو بنایا گیا ہے۔

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

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

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

$$\frac{-v_d - 1}{1000} + \frac{-v_d}{10 \times 10^{12}} + \frac{-v_d - v_o}{10\,000} = 0$$
$$\frac{v_o + v_d}{10\,000} + \frac{v_o - 100\,000 v_d}{100} = 0$$

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

$$v_d = \frac{1 + 0.1 v_o}{1.1}$$
$$v_o = \frac{10\,000\,001}{101} v_d$$

اور یوں

$$v_o = -10.001\,11\,\mathrm{V}$$

حاصل ہوتا ہے۔

- شکل ۱.۶ 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 $v_o = A_d v_d$ لکھتے ہوئے

$$v_o = \frac{-A_d v_s}{1 + \frac{R_1}{R_2}(1 + A_d)} \tag{۱.۱۲}$$

یعنی

$$v_o = \frac{-100\,000 v_s}{1 + \frac{1000}{10\,000}(1 + 100\,000)} = -9.9989\,\mathrm{V}$$

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

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

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

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

مساوات ۱.۱۲ میں $A_d \gg 1$ اور $\frac{R_1}{R_2}(1 + A_d) \gg 1$ ہے۔ یوں اس مساوات کو با آسانی اس طرح بھی حل کیا جا سکتا 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 $\frac{R_1}{R_2}(1 + A_d) \gg 1$ کے حقائق (یا شرائط) کی بجائے $A_d \to \infty$ تصور کرتے ہوئے بھی حاصل کیا جا سکتا تھا۔

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

جب بھی حسابی ایمپلیفائر کے ساتھ بیرونی جڑے 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 یکساں جوابات حاصل ہوتے ہیں۔ چونکہ کامل دور استعمال کرتے ہوئے زیادہ آسانی سے جواب حاصل ہوتا ہے لہٰذا ایسی صورت میں کامل مساوی دور (ریاضی نمونہ) ہی استعمال کیا جاتا ہے۔ مزید یہ کہ $A_d \to \infty$ تصور کرنے سے مسئلہ حل کرنا نہایت آسان ہو جاتا ہے۔ ان تین حقائق کو یہاں بیان کرتے ہیں۔

$$
\begin{aligned}
R_{\text{بیرونی}} &\ll R_i \\
R_{\text{بیرونی}} &\gg R_o \\
A_d &\to \infty
\end{aligned}
\tag{۱.۱۳}
$$

حسابی ایمپلیفائر کے استعمال میں بیرونی مزاحمتوں کی قیمتیں تعین کرتے وقت اس بات کو یقینی بنایا جاتا ہے کہ یہ مساوات ۱.۱۳ پر پورا اتریں۔ آئیں اب ایسے ادوار دیکھیں جو مساوات ۱.۱۳ پر پورا اترتے ہوں۔

مثال ۱.۳: شکل ۱.۷ میں حسابی ایمپلیفائر کا کامل مساوی دور (ریاضی نمونہ) استعمال کرتے ہوئے داخلی مزاحمت کی مساوات حاصل کریں۔

حل: شکل ۱.۶ 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۔

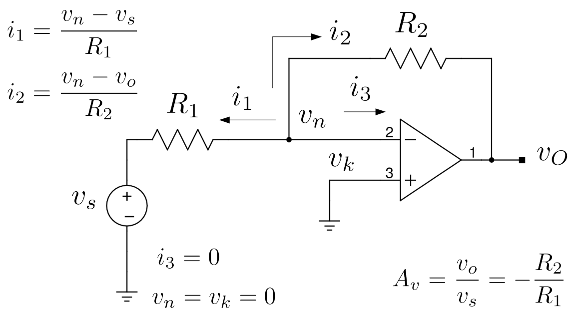
$$
\begin{aligned}
\frac{v_1 - v_s}{R_1} + \frac{v_1 - v_o}{R_2} &= 0 \\
\frac{v_1 - v_s}{R_1} + \frac{v_1 + A_d v_1}{R_2} &= 0 \\
v_1 = \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1 + A_d}{R_2}\right) &= \frac{v_s}{R_1} \\
v_1 = \frac{v_s}{R_1} &\left(\frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1+A_d}{R_2}}\right)
\end{aligned}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

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

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

جس سے داخلی مزاحمت کی مساوات یوں حاصل ہوتی ہے۔

$$
R_{\text{داخلی}} = \frac{v_s}{i_s} = R_1 + \frac{R_2}{1 + A_d}
\tag{۱.۱۴}
$$



شکل ۱.۷: منفی ایمپلیفائر

۱.۵ حسابی ایمپلیفائر کے ادوار

حسابی ایمپلیفائر 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**[۲۶] کہتے ہیں۔ اس بات کی وضاحت جلد ہو گی۔

۱.۵.۱ منفی ایمپلیفائر

شکل ۱.۷ میں دکھائے دور کو مثال بناتے ہوئے ہم حسابی ایمپلیفائر پر مبنی ادوار حل کرنا سیکھتے ہیں۔ شکل میں حسابی ایمپلیفائر کے داخلی سروں پر برقی دباو کو v_n اور v_k جبکہ خارجی سرے پر برقی دباو کو v_o کہا گیا ہے۔ اس کتاب میں یہی علامتیں استعمال کی جائیں گی۔ اس دور کو **منفی ایمپلیفائر**[۲۷] کہتے ہیں۔

ایسے ادوار حل کرنے کی خاطر ہم حسابی ایمپلیفائر کے داخلی سروں پر **کرخوف کے قوانین**[۲۸] کا سہارا لیتے ہیں۔ **جوڑ**[۲۹] 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[۳۰] 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 لہٰذا اس صورت میں ان کا مجموعہ صفر ہو گا یعنی

$$i_1 + i_2 + i_3 = 0 \tag{۱.۱۵}$$

مساوات ۱.۱۱ کے تحت حسابی ایمپلیفائر کے داخلی سرے پر برقی رو کی قیمت صفر ہوتی ہے۔ اس مثال میں اس

[۲۶] feedback signal
[۲۷] inverting amplifier
[۲۸] Kirchoff's laws
[۲۹] node
[۳۰] Kirchoff's current law

برقی رو کو i_3 کہا گیا ہے لہٰذا

$$i_3 = 0 \tag{۱.۱۶}$$

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

$$\begin{aligned} i_1 &= \frac{v_n - v_s}{R_1} \\ i_2 &= \frac{v_n - v_o}{R_2} \end{aligned} \tag{۱.۱۷}$$

مساوات ۱.۱۶ اور ۱.۱۷ کو مساوات ۱.۱۵ میں استعمال کرتے حاصل ہوتا ہے

$$\frac{v_n - v_s}{R_1} + \frac{v_n - v_o}{R_2} + 0 = 0 \tag{۱.۱۸}$$

جوڑ v_n پر کرخوف کا قانون برائے برقی رو استعمال کرتے ہم نے مساوات ۱.۱۸ حاصل کی۔ اگر جوڑ v_k پر بھی برقی ارکان مثلاً مزاحمتیں یا برقی اشارات جڑے ہوتے، تب اس جوڑ کو بھی بالکل جوڑ v_n کی طرح حل کرتے۔ موجودہ مثال میں ایسا نہیں۔ جوڑ v_k **برقی زمین**[۳۱] کے ساتھ جڑا ہے اور یوں ہم اس جوڑ کے لئے لکھ سکتے ہیں

$$v_k = 0 \tag{۱.۱۹}$$

حسابی ایمپلیفائر کے دونوں داخلی برقی سروں والے جوڑوں کے لئے یوں مساواتیں حاصل کرنے کے بعد ہم مساوات ۱.۱۱ کی پہلی شق استعمال کرتے ہیں۔ مساوات ۱.۱۹ سے v_k کی قیمت کو مساوات ۱.۱۸ میں v_n میں استعمال کرتے حل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} \frac{0 - v_s}{R_1} + \frac{0 - v_o}{R_2} &= 0 \\ -\frac{v_s}{R_1} - \frac{v_o}{R_2} &= 0 \\ v_o &= -\frac{R_2}{R_1} v_s \end{aligned} \tag{۱.۲۰}$$

اس مساوات کو عموماً یوں لکھا جاتا ہے۔

$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = -\frac{R_2}{R_1} \tag{۱.۲۱}$$

یہ مساوات شکل ۱.۷ 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**[۳۲] A_v کہا گیا

[۳۱] ground
[۳۲] voltage gain

ہے۔اس اصطلاح کو عموماً چھوٹا کر کے **منفی افزائش** یا صرف **افزائش**[۳۳] 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 ۱.۴: شکل ۱.۷ میں دکھلائے منفی ایمپلیفائر میں $R_1 = 1\,\mathrm{k\Omega}$ اور $R_2 = 10\,\mathrm{k\Omega}$ تصور کریں۔اس منفی ایمپلیفائر کو باری باری مندرجہ ذیل برقی اشارات بطور v_s مہیا کیا جاتا ہے۔ان تمام کے لئے حسابی دور کا خارجی اشارہ v_o حاصل کریں۔حل کرتے وقت $V_{CC} = 15\,\mathrm{V}$ اور $V_{EE} = -15\,\mathrm{V}$ تصور کریں۔

۱. $v_s = 0.2\,\mathrm{V}$

۲. $v_s = 0.31\,\mathrm{V}$

۳. $v_s = -0.52\,\mathrm{V}$

۴. $v_s = 0.1\sin(t)$

۵. $v_s = 2\sin(t)$

حل: جب تک خارجی اشارہ v_o مساوات ۱.۳ میں دیے حدود کے اندر رہتا ہے، اس وقت تک مساوات ۱.۲۱ منفی ایمپلیفائر کی خارجی اشارہ v_o حاصل کرنے کے لئے استعمال ہو گا یعنی

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

۱. $v_o = -10 \times 0.2 = -2\,\mathrm{V}$

۲. $v_o = -10 \times 0.31 = -3.1\,\mathrm{V}$

۳. $v_o = -10 \times (-0.52) = 5.2\,\mathrm{V}$

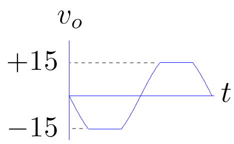
۴. $v_o = -10 \times 0.1\sin(t) = -\sin(t)$

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

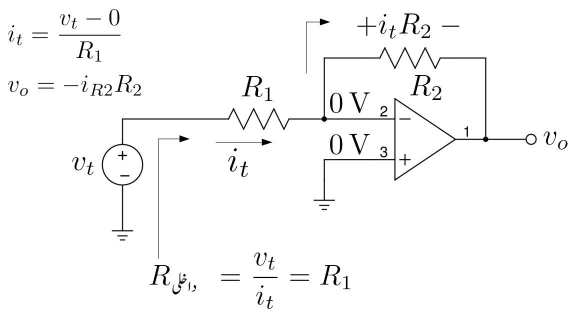
اس مثال کی پہلی چار صورتوں میں مساوات ۱.۲۱ سے صحیح جواب حاصل ہوتا ہے۔آخری صورت میں چونکہ حاصل v_o کی قیمت حسابی ایمپلیفائر کے خطی حدود سے تجاوز کرتی ہے لہٰذا اس جواب کو رد کیا جاتا ہے۔اس جواب کے نیچے غیر خطی خطہ لکھ کر اسی بات کی وضاحت کی گئی ہے۔اس صورت میں t کی قیمت تبدیل کرتے v_o کی قیمت $v_o = -20\sin(t)$ سے ہی حاصل کی جاتی ہے۔جب تک حاصل جواب مساوات ۱.۳ میں دیے حدود کے اندر رہے اسے صحیح تصور کیا جاتا ہے۔جہاں v_o کی قیمت V_{CC} سے بلند ہونے کی کوشش کرے وہاں $v_o = V_{CC}$ لیا جاتا ہے۔اسی طرح جہاں v_o کی قیمت V_{EE} سے تجاوز کرے وہاں

---

[۳۳] gain



شکل ۱.۸: حسابی ایمپلیفائر کے لبریز ہونے سے خارجی اشارہ تراشا جاتا ہے



شکل ۱.۹: منفی حسابی ایمپلیفائر کی داخلی مزاحمت

$v_o = V_{EE}$ لیا جاتا ہے۔ اس بات کی وضاحت شکل ۱.۸ میں کی گئی ہے۔ اس شکل کی مدد سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ حسابی ایمپلیفائر V_{EE} تا 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 مثبت ہونے کی صورت میں v_o کی قیمت منفی ہوتی ہے جبکہ v_s کے منفی ہونے کی صورت میں v_o کی قیمت مثبت ہوتی ہے یعنی منفی ایمپلیفائر مہیا کردہ داخلی اشارے v_s کی قیمت کو اُلٹ کرتا ہے۔ اسی لئے اسے **منفی ایمپلیفائر**[34] کہا جاتا ہے۔

اسی مثال میں آپ نے دیکھا کہ v_o کی قیمت v_s کے منفی دس -10 گنا ہے یعنی یہ دور مہیا کردہ اشارہ کے حیطہ کو بڑھا کر خارج کرتا ہے۔ اس مثال میں منفی ایمپلیفائر کی برقی دباو کی افزائش کی قیمت -10 ہے۔ منفی ایمپلیفائر کی افزائش مساوات ۱.۲۱ سے حاصل ہوتی ہے۔

مثال ۱.۵: مثال ۱.۴ کے پہلے اجزاء میں ایمپلیفائر خطی خطے میں رہتا ہے جبکہ آخری جزو میں یہ

[34] inverting amplifier

غیر خطی خطے میں داخل ہوتا ہے۔انہیں پر مزید غور کرتے ہیں۔ $v_s = 0.52\,\mathrm{V}$ اور $v_s = 2\,\mathrm{V}$ کی صورت میں v_n حاصل کریں۔

حل: پہلی صورت میں $v_o = -5.2\,\mathrm{V}$ اور دوسری صورت میں $v_o = -15\,\mathrm{V}$ ہوں گے۔جوڑ v_n 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 لہٰذا پہلی صورت میں $v_n = 0\,\mathrm{V}$ جبکہ دوسری صورت میں $v_n = 0.45\,\mathrm{V}$ ہوں گے۔دونوں صورتوں میں مثبت داخلی سرا برقی زمین کے ساتھ جڑا ہے لہٰذا $v_k = 0\,\mathrm{V}$ رہتا ہے۔

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

$$v_d = 0 \quad \text{خطی خطہ} \tag{۱.۲۲}$$
$$v_d \neq 0 \quad \text{غیر خطی خطہ} \tag{۱.۲۳}$$

منفی حسابی ایمپلیفائر کا داخلی مزاحمت $R_{\text{داخلی}}$ حاصل کرنے کی خاطر شکل ۱.۹ سے رجوع کریں۔داخلی مزاحمت حاصل کرنے کی خاطر دور پر v_t لاگو کرتے ہوئے i_t ناپا جاتا ہے۔ان دو مقداروں کی شرح کو داخلی مزاحمت کہا جاتا ہے یعنی

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

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

$$R_{\text{داخلی}} = R_1 \tag{۱.۲۴}$$

حاصل ہوتا ہے۔جیسا شکل میں دکھایا گیا ہے، مزاحمت R_1 سے گزرتی برقی رو i_t جوڑ v_n پر صرف R_2 کے جانب جا سکتی ہے۔یوں R_2 میں بھی i_t برقی رو پائی جائے گی جس سے اس مزاحمت کے دو سروں کے درمیان $i_t R_2$ برقی دباو پیدا ہو گا۔چونکہ R_2 کا بایاں سرا صفر وولٹ پر ہے لہٰذا اس کا دایاں سرا یعنی جوڑ v_o پر $-i_t R_2$ برقی دباو پایا جائے گا۔اس طرح

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

ہو گا جس سے منفی حسابی ایمپلیفائر کی جانی پہچانی مساوات

$$A_v = \frac{v_o}{v_t} = -\frac{R_2}{R_1} \tag{۱.۲۵}$$

حاصل ہوتی ہے۔

منفی حسابی ایمپلیفائر کی افزائش 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 لہٰذا R_1 بڑھاتے وقت R_2 کی قیمت بھی بڑھانی ہو گی۔ کبھی کبھار R_2 کی قیمت اتنی بڑھ جاتی ہے کہ اس سے دیگر مسائل پیدا ہوتے ہیں۔ آئیں دیکھیں کہ ایسی صورت حال سے کیسے نپٹا جا سکتا ہے۔

مثال ۱.۶: شکل ۱.۱۰ میں دکھائے دور کی افزائش حاصل کریں۔

حل: $v_k = 0$ کی وجہ سے $v_n = 0$ ہے لہٰذا $i_1 = \frac{v_s}{R_1}$ ہو گا۔ i_1 جوڑ v_n پر R_2 کے جانب مڑ جائے گی۔ یوں $i_2 = i_1$ ہو گا جس سے $v_1 = -i_1R_2$ یعنی

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

اور

$$i_3 = \frac{0 - v_1}{R_3} = \frac{R_2}{R_1R_3}v_s$$

ہوں گے۔ $i_4 = i_2 + i_3$ یعنی

$$i_4 = \frac{v_s}{R_1} + \frac{R_2}{R_1R_3}v_s = \left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right)\frac{v_s}{R_1}$$

ہو گا جو مزاحمت R_4 میں سے گزرتے ہوئے اس پر i_4R_4 برقی دباو پیدا کرے گا۔ یوں

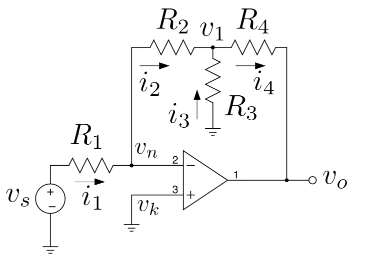
$$v_1 - v_o = i_4R_4 = \left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right)\frac{R_4v_s}{R_1}$$

v_1 کی قیمت کے استعمال سے

$$-\frac{R_2}{R_1}v_s - v_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right)\frac{R_4v_s}{R_1}$$

یعنی

$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = -\frac{R_2}{R_1}\left[1 + \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}\right)R_4\right] \tag{۱.۲۶}$$



شکل ۱.۱۰: منفی حسابی ایمپلیفائر کا داخلی مزاحمت بڑھایا گیا ہے

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

مثال ۱.۷: شکل ۱.۱۰ میں داخلی مزاحمت $300\,\mathrm{k\Omega}$ جبکہ $A_v = -100\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}$ درکار ہے۔ تمام مزاحمت حاصل کریں۔
حل: داخلی مزاحمت کی شرط کی وجہ سے $R_1 = 300\,\mathrm{k\Omega}$ رکھی جاتی ہے۔ ایسی صورت میں R_2 اور R_4 کو بھی $300\,\mathrm{k\Omega}$ ہی رکھتے ہوئے R_3 کی قیمت مساوات ۱.۲۶ سے $3061\,\Omega$ حاصل ہوتی ہے۔

مزاحمت کو اس کے قیمت سے پکارا جاتا ہے۔ یوں $1\,\mathrm{k\Omega}$ قیمت کے مزاحمت کو $1\,\mathrm{k\Omega}$ کا مزاحمت پکارا جائے گا۔ $\mp 5\,\%$ مزاحمت سے مراد ایسا مزاحمت ہے جس کی قیمت پکارے قیمت سے پانچ فی صد زیادہ یا کم ممکن ہے۔ یوں $5\,\% \mp 1\,\mathrm{k\Omega}$ مزاحمت کی قیمت $0.95\,\mathrm{k\Omega}$ تا $1.05\,\mathrm{k\Omega}$ ممکن ہے۔ $1\,\mathrm{k\Omega}$ کو مزاحمت کی **پکاری گئی قیمت**[۳۵] جبکہ $\mp 5\,\%$ کو قیمت میں **غلطی**[۳۶] کہا جاتا ہے۔
مزاحمت R کی قیمت $5\,\%$ بڑھنے سے $\frac{5}{100}R$ بڑھ کر $R\,(1+0.05)$ ہو جائے گی۔ اسی طرح R کی قیمت

---

[۳۵] nominal value
[۳۶] tolerance

5% کم ہونے سے $R\,(1-0.05)$ ہو جائے گی۔ ان دو قیمتوں کو ہم $R\,(1+\epsilon)$ اور $R\,(1-\epsilon)$ لکھ سکتے ہیں جہاں $\epsilon = 0.05$ کے برابر ہے۔

مثال ۱.۸: **منفی حسابی ایمپلیفائر** میں $R_2 = 47\,\text{k}\Omega$ جبکہ $R_1 = 1\,\text{k}\Omega$ رکھا گیا۔ دونوں مزاحمتوں کے قیمت میں $\mp 5\,\%$ غلطی کی گنجائش ہے۔ اس ایمپلیفائر کے ممکنہ افزائش کے حدود حاصل کریں۔

حل: منفی حسابی ایمپلیفائر کی افزائش $-\frac{R_2}{R_1} = A$ کے برابر ہے۔ اس کا حتمی قیمت اس وقت کم سے کم ہو گا جب R_2 کی حقیقی قیمت 5% کم یعنی $R_2\,(1-\epsilon)$ جبکہ R_1 کی حقیقی قیمت 5% زیادہ یعنی $R_2\,(1+\epsilon)$ ہو جہاں $\epsilon = 0.05$ کے برابر ہے۔ اسی طرح افزائش کی زیادہ سے زیادہ قیمت اس وقت حاصل ہو گی جب R_2 کی حقیقی قیمت 5% زیادہ جبکہ R_1 کی حقیقی قیمت 5% کم ہو۔ یوں

$$A_{\text{کمتر}} = -\frac{1-\epsilon}{1+\epsilon}\left(\frac{R_2}{R_1}\right) = -\frac{0.95}{1.05}\left(\frac{47000}{1000}\right) = -42.524$$
$$A_{\text{بلندتر}} = -\frac{1+\epsilon}{1-\epsilon}\left(\frac{R_2}{R_1}\right) = -\frac{1.05}{0.95}\left(\frac{47000}{1000}\right) = -51.947$$

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

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

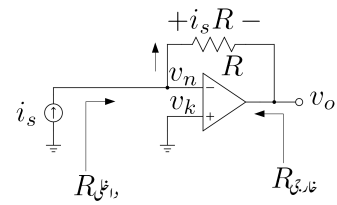
زیادہ یا کم ممکن ہے۔

مثال ۱.۹: شکل ۱.۱۱ میں دکھائے دور کا داخلی مزاحمت، خارجی مزاحمت اور **مزاحمت نما افزائش**[37] $R_m = \frac{v_o}{i_s}$ حاصل کریں۔ اس دور کو استعمال کرتے ہوئے برقی رو اشارے i_s سے برقی دباو کا اشارہ v_o حاصل کیا جاتا ہے۔

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

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

[37] transconductance gain



شکل ۱.۱۱: حسابی مزاحمت نما ایمپلیفائر

حاصل ہوتا ہے۔

خارجی مزاحمت حاصل کرنے کی خاطر کامل حسابی ایمپلیفائر کا دور جسے شکل ۱.۵ امیں دکھایا گیا ہے کو زیر استعمال لاتے ہیں۔ $v_d = 0$ ہونے کی صورت میں اس کے خارجی جانب صفر اُوہم حاصل ہوتا ہے لہٰذا

$$R_{\text{خارجی}} = 0\,\Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔

آئیں اب مزاحمت نما افزائش R_m حاصل کریں۔ جیسے شکل میں دکھایا گیا ہے، جوڑ v_n پر آمد برقی رو i_s صرف مزاحمت R کی جانب جا سکتی ہے۔ یوں اس مزاحمت پر i_sR برقی دباو پیدا ہو گا۔ مزاحمت کا بایاں سرا برقی زمین پر ہے لہٰذا

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

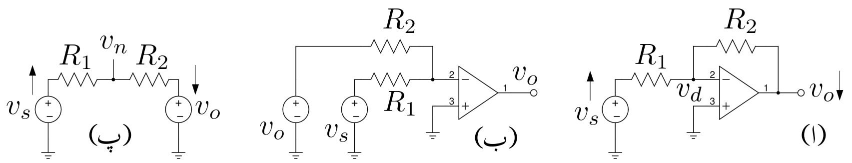
ہو گا۔

حسابی منفی ایمپلیفائر کو شکل ۱.۱۲ 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**[38] کہتے ہیں اور جن خارجی اشارات کو یوں بطور داخلی اشارات استعمال کیا گیا ہو انہیں **واپسی اشارات**[39] کہتے ہیں۔ یوں منفی ایمپلیفائر **واپسی ادوار** کی ایک مثال ہے۔

حسابی ایمپلیفائر کے تفرقی افزائش برقی دباو A_d کی قیمت لامحدود ہونے کے وجہ سے نہایت کم داخلی اشارے پر بھی اس کو غیر خطی خطے میں داخل ہونا چاہیے۔ حقیقت میں ایمپلیفائر استعمال ہی خطی خطے میں ہوتا ہے اور واپسی اشارے کی شمولیت اس کو ممکن بناتی ہے۔

[38] feedback circuits
[39] feedback signals



شکل ۱.۱۲: واپسی حسابی منفی ایمپلیفائر

حسابی منفی ایمپلیفائر 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 مثبت جانب $(\uparrow)$ لے جایا جائے تو خارجی اشارہ v_o 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 مثبت جانب حرکت کرتا ہے۔ منفی داخلی سرے پر کرخوف کے قانون برائے برقی رو سے

$$\frac{v_n - v_s}{R_1} + \frac{v_n - v_o}{R_2} = 0 \tag{۱.۲۷}$$

$$v_0 = \frac{R_2}{R_1} v_s \tag{۱.۲۸}$$

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 جا سکتا ہے کہ حسابی ایمپلیفائر v_o کو یوں رکھتا ہے کہ $v_d = 0$ یعنی $v_k = v_n$ حاصل ہو۔ چونکہ منفی حسابی ایمپلیفائر میں $v_k = 0$ ہے لہٰذا حسابی ایمپلیفائر v_o کو یوں رکھے گا کہ $v_n = 0$ حاصل ہو۔ شکل ۱.۱۲ پ میں v_n کی مساوات حاصل کرتے ہوئے اس مساوات پر $v_n = 0$ کی شرط لاگو کریں۔ ایسا کرنے سے مساوات ۱.۲۷ ہی حاصل ہوتے ہیں۔

مثال ۱.۱۰: حسابی منفی ایمپلیفائر میں $R_1 = 1\,\mathrm{k\Omega}$، $R_2 = 5\,\mathrm{k\Omega}$ لیتے ہوئے $v_s = 1\,\mathrm{V}$، $v_s = 1.5\,\mathrm{V}$ اور $v_s = 2\,\mathrm{V}$ پر v_o حاصل کریں۔ تینوں جوابات کو استعمال کرتے ہوئے شکل ۱.۱۲ پ میں v_n کی قیمت حاصل کریں۔

حل: ان داخلی اشارات پر

$$v_o = -\left(\frac{5000}{1000}\right) \times 1 = -5\,\mathrm{V}$$
$$v_o = -\left(\frac{5000}{1000}\right) \times 1.5 = -7.5\,\mathrm{V}$$
$$v_o = -\left(\frac{5000}{1000}\right) \times 2 = -10\,\mathrm{V}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ آئیں ہر داخلی-خارجی برقی دباو کے جوڑے کو استعمال کرتے ہوئے شکل ۱.۱۲ 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

$$v_n = \frac{5000 \times 1 + 1000 \times (-5)}{1000 + 5000} = 0\,\mathrm{V}$$
$$v_n = \frac{5000 \times 1.5 + 1000 \times (-7.5)}{1000 + 5000} = 0\,\mathrm{V}$$
$$v_n = \frac{5000 \times 2 + 1000 \times (-10)}{1000 + 5000} = 0\,\mathrm{V}$$

حاصل ہوتے ہیں۔

مندرجہ بالا مثال میں ہم نے دیکھا کہ v_o اس جانب حرکت کرتا ہے جس جانب $v_k - v_n$ یعنی v_d کی قیمت صفر حاصل ہو۔ وہ واپسی دور جس کا خارجی اشارہ، دور کے داخلی اشارے کے الٹ کام کرے کو **منفی واپسی دور**[40] 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 ۸ میں دیکھا جائے گا۔

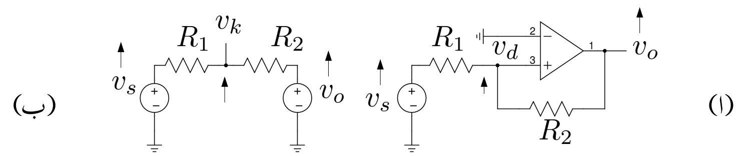
شکل ۱.۱۳ میں **مثبت واپسی دور** کی مثال دکھائی گئی ہے۔ یہاں v_s حسابی ایمپلیفائر کے مثبت داخلی سرے پر مہیا کیا گیا ہے۔ یوں v_s بڑھانے سے v_d بڑھے گا اور یوں v_o بھی مثبت جانب بڑھے گا۔ جیسے شکل الف میں دکھایا گیا ہے کہ v_s اور v_o دونوں بڑھنے سے v_k صرف بڑھ ہی سکتا ہے۔ اگر v_o کو بطور واپسی اشارہ داخلی سرے پر مہیا نہ کیا جاتا تب بھی v_s بڑھانے سے v_k اور v_d بڑھتے لیکن v_o کا بطور واپسی اشارہ استعمال کرنے کی وجہ سے v_k اور v_d مزید زیادہ بڑھتے ہیں۔ ایسے ادوار جن میں واپسی اشارہ اور داخلی اشارہ ایک ہی جانب کو حرکت کریں کو **مثبت واپسی ادوار**[41] کہتے ہیں۔ **مثبت واپسی ادوار** کا خارجی اشارہ عموماً مکمل مثبت یا مکمل منفی جانب غیر خطی خطے میں رہتا ہے ماسوائے ان لمحات کے جب یہ منفی سے مثبت یا مثبت سے منفی جانب حرکت کر رہا ہو۔ آئیں شکل ۱.۱۳ 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

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

حاصل ہوتا ہے۔ یوں $v_d = v_k - v_n$ بھی صفر رہے گا۔ جیسا کہ ہم اب دیکھیں گے کہ اس حال میں مثبت واپسی دور نہایت غیر مستحکم حال میں ہے۔ تصور کریں کہ کسی وجہ سے v_s کی قیمت بڑھ کر $v_s = \Delta v$ ہو جاتی

---

[40] negative feedback circuit
[41] positive feedback circuit



شکل ۱۳.۱: مثبت واپسی دور کی مثال

ہے۔ حسابی ایمپلیفائر 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 ایمپلیفائر v_d کو A_d گنا 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 مثبت منبع 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 مثبت واپسی دور میں

$$v_k \neq v_n \tag{۱.۲۹}$$

ہوتے ہیں۔ اسی وجہ سے **مثبت 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۔

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

مثال ۱۱.۱: شکل ۱۳.۱ میں

$$R_1 = 1\,\mathrm{k\Omega} \qquad R_2 = 9\,\mathrm{k\Omega} \qquad V_{CC} = 12\,\mathrm{V} \qquad V_{EE} = -12\,\mathrm{V}$$

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

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

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

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

$$0 = \frac{9000 \times v_s + 1000 \times 12}{1000 + 9000}$$
$$v_s = -1.333\,\mathrm{V}$$

حاصل ہوتا ہے۔ جوں ہی v_s کی قیمت $-1.333\,\mathrm{V}$ سے کم ہو جائے، اسی لمحہ $v_o = -12\,\mathrm{V}$ ہو جائے گا۔
اسی طرح اگر $v_o = -12\,\mathrm{V}$ ہے تو خارجی اشارہ اس وقت مثبت جانب حرکت کرے گا جب

$$0 = \frac{9000 \times v_s + 1000 \times (-12)}{1000 + 9000}$$
$$v_s = 1.333\,\mathrm{V}$$

$v_s > 1.333\,\mathrm{V}$ ہو۔

شکل ۱.۱۴ میں دو منفی حسابی ایمپلیفائر سلسلہ وار جوڑتے ہوئے زنجیری ایمپلیفائر حاصل کیا گیا ہے۔ زنجیر کے پہلی کڑی کا داخلی اشارہ v_{s1} جبکہ اس کا خارجی اشارہ v_{o1} اور اس کی افزائش $A_{v1} = -\frac{R_2}{R_1}$ ہے۔ زنجیر کے دوسری کڑی کا داخلی اشارہ v_{s2} جبکہ اس کا خارجی اشارہ v_{o2} اور اس کی افزائش $A_{v2} = -\frac{R_4}{R_3}$ ہے۔ پہلے کڑی کے خارجی اشارے کو دوسرے کڑی کو بطور داخلی اشارہ مہیا کیا گیا ہے لہٰذا $v_{s2} = v_{o1}$ ہے۔ یوں ہم لکھ سکتے ہیں۔

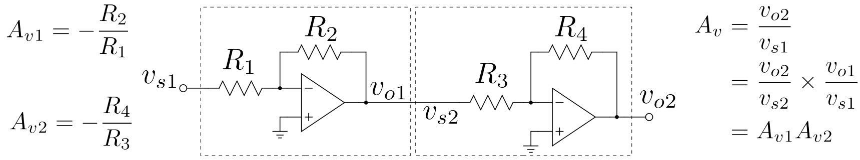
$$v_{o1} = A_{v1} v_{s1}$$

اور

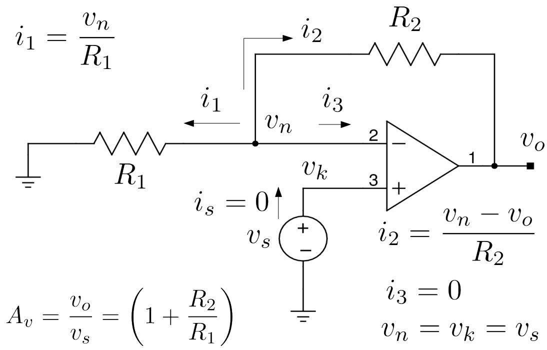
$$\begin{aligned} v_{o2} &= A_{v2} v_{s2} \\ &= A_{v2} v_{o1} \end{aligned}$$

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

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



شکل ۱.۱۴: زنجیری حسابی ایمپلیفائر



شکل ۱.۱۵: مثبت ایمپلیفائر

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

$$A_v=\frac{v_{o2}}{v_{s1}}=A_{v1}A_{v2} \tag{۱.۳۰}$$

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

۱.۵.۲ مثبت ایمپلیفائر

شکل ۱.۱۵ میں ایک اور واپسی دور دکھایا گیا ہے جسے **مثبت ایمپلیفائر**[۴۲] 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 نکلتے دکھائے گئے ہیں۔ i_3 چونکہ حسابی ایمپلیفائر کے داخلی سرے پر اندر کی جانب جاتی برقی رو ہے لہٰذا یہ مساوات ۱.۱۱ کے شق نمبر دو کی وجہ

[۴۲]non-inverting amplifier

سے صفر کے برابر ہے۔ باقی دو برقی رو کو اُوہم کے قانون کی مدد سے حاصل کیا جاتا ہے۔ یوں

$$\begin{aligned} i_1 &= \frac{v_n}{R_1} \\ i_2 &= \frac{v_n - v_o}{R_2} \\ i_3 &= 0 \end{aligned} \tag{۱.۳۱}$$

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

$$v_k = v_s \tag{۱.۳۲}$$

کرخوف کے قانون برائے برقی رو کو مساوات ۱.۳۱ کے ساتھ مل کر استعمال کرتے حاصل ہوتا ہے

$$\begin{aligned} i_1 + i_2 + i_3 &= 0 \\ \frac{v_n}{R_1} + \frac{v_n - v_o}{R_2} + 0 &= 0 \end{aligned} \tag{۱.۳۳}$$

مساوات ۱.۱۱ کی پہلی شق کے مطابق v_k اور v_n کی قیمتیں برابر رہتی ہیں۔ یوں مساوات ۱.۳۲ میں دیے v_k کی قیمت کو مساوات ۱.۳۳ میں v_n کی جگہ استعمال کرتے ہم مساوات ۱.۳۳ کو حل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} \frac{v_s}{R_1} + \frac{v_s - v_o}{R_2} &= 0 \\ \frac{v_s}{R_1} + \frac{v_s}{R_2} - \frac{v_o}{R_2} &= 0 \\ \left(\frac{v_s}{R_1} + \frac{v_s}{R_2}\right) R_2 &= v_o \\ \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) v_s &= v_o \end{aligned} \tag{۱.۳۴}$$

اس مساوات کو عموماً یوں لکھا جاتا ہے۔

$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \tag{۱.۳۵}$$

v_o اور v_s کے کسر کو **مثبت ایمپلیفائر کی برقی دباو کی افزائش**[۴۳] A_v کہتے ہیں۔ اس اصطلاح کو عموماً چھوٹا کر کے اسے صرف **مثبت افزائش** کہتے ہیں۔

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

$$R_{\text{داخلی}} = \frac{v_s}{i_s} = \frac{v_s}{0} \to \infty \tag{۱.۳۶}$$

---

[۴۳] voltage gain

حاصل ہوتا ہے۔

مثال ۱.۱۲: شکل ۱.۱۵ میں دکھلائے مثبت ایمپلیفائر میں $R_1 = 2\,\mathrm{k\Omega}$ اور $R_2 = 15\,\mathrm{k\Omega}$ تصور کریں۔ اس مثبت ایمپلیفائر کو باری باری مندرجہ ذیل برقی اشارات بطور v_s مہیا کیا جاتا ہے۔ ان تمام کے لئے حسابی دور کا خارجی اشارہ v_o حاصل کریں۔ حل کرتے وقت $V_{CC} = 15\,\mathrm{V}$ اور $V_{EE} = -15\,\mathrm{V}$ تصور کریں۔

۱. $v_s = 1.2\,\mathrm{V}$

۲. $v_s = -0.25\,\mathrm{V}$

۳. $v_s = 0.33\cos(\omega t)$

حل: مساوات ۱.۳۵ سے اس مثبت ایمپلیفائر کی افزائش حاصل کرتے ہیں۔

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

یوں

۱. $v_o = A_v \times v_s = 8.5 \times 1.2 = 10.2\,\mathrm{V}$

۲. $v_o = A_v \times v_s = 8.5 \times (-0.25) = 2.125\,\mathrm{V}$

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

اس مثال میں داخلی اشارہ مثبت ہونے کی صورت میں خارجی اشارہ مثبت ہے جبکہ داخلی اشارہ منفی ہونے کی صورت میں خارجی اشارہ بھی منفی ہے۔ یوں مثبت ایمپلیفائر داخلی اشارہ کو بغیر الٹائے بڑھا کر خارج کرتا ہے۔ اسی لئے اسے **مثبت ایمپلیفائر**[۴۴] کہتے ہیں۔

۱.۵.۳ مستحکم کار

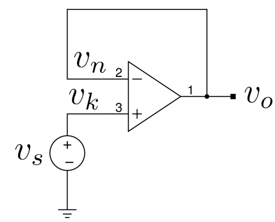
مثبت ایمپلیفائر کی افزائش یہاں دوبارہ پیش کرتے ہیں۔

$$A_v = 1 + \frac{R_2}{R_1} \tag{۱.۳۷}$$

اگر مثبت ایمپلیفائر میں R_1 کی قیمت لامحدود لی جائے اور R_2 کی قیمت صفر اوہم لی جائے تو اس مساوات کے مطابق اس کی افزائش

$$A_v = 1 + \frac{0}{\infty} = 1 \tag{۱.۳۸}$$

[۴۴] non-inverting amplifier



$$v_k = v_s$$
$$v_n = v_k = v_s$$
$$v_o = v_n = v_k$$

$$v_o = v_s$$

شکل ۱.۱۶: مستحکم کار

ہو گی۔ ایسا دور جسے **مستحکم کار**[۴۵] کہتے ہیں کو شکل ۱.۱۶ میں دکھایا گیا ہے۔ اس دور کی افزائش ایک کے برابر جبکہ داخلی مزاحمت لامحدود ہے۔ اس دور کو یوں بھی سمجھا جا سکتا ہے کہ مثبت داخلی سرے پر برقی دباو v_s ہے۔ یوں منفی داخلی سرے پر بھی اتنا ہی برقی دباو ہو گا مگر یہ سرا اور خارجی سرا آپس میں جڑے ہیں۔ یوں خارجی سرے پر بھی یہی برقی دباو 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[۴۶] مثلاً کمیت، حرارت وغیرہ کی برقیاتی پیمائش سے پہلے انہیں عموماً **مبدل توانائی**[۴۷] کے مدد سے برقی اشارات میں تبدیل کیا جاتا ہے اور ان برقی اشارات کو پیمائشی آلہ[۴۸] سے ناپا جاتا ہے۔

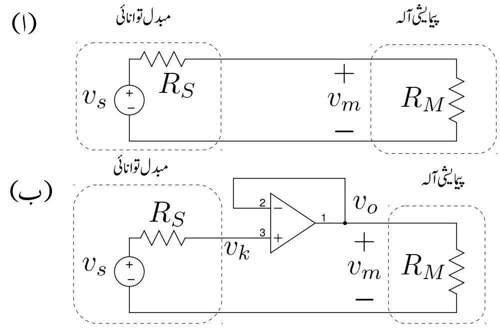
جیسا کہ آپ جانتے ہیں کہ کسی بھی دور کا **تھونن مساوی** دور[۴۹] بنایا جا سکتا ہے جسے ایک عدد منبع برقی دباو اور ایک عدد مزاحمت کی شکل دی جاتی ہے۔ مبدل توانائی کا تھونن دور شکل ۱.۱۷ الف میں بائیں جانب نقطہ دار لکیر میں گھیرا دکھایا گیا ہے جہاں v_S اس کی تھونن برقی دباو اور R_S اس کی تھونن مزاحمت ہے۔ پیمائشی 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 لہٰذا 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 جا سکے۔ پیمائشی آلہ داخلی سروں پر لاگو برقی دباو v_m ناپتا ہے۔ شکل-الف میں پیمائشی آلہ کے داخلی سروں پر

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

پایا جاتا ہے جسے پیمائشی آلہ پڑھے گا اگرچہ حقیقت میں اشارہ کی اصل قیمت v_S ہے۔

---

[۴۵] buffer
[۴۶] variables
[۴۷] transducer
[۴۸] measuring instrument
[۴۹] Thevenin circuit



شکل ۱.۱۷: مستحکم کار کی مدد سے حساس اشارہ کی پیمائش

مثال کے طور پر اگر $R_S = 5\,\mathrm{M\Omega}$، $R_M = 10\,\mathrm{M\Omega}$ اور اشارہ کی قیمت $v_s = 100\,\mathrm{mV}$ ہو تب پیمائشی آلہ

$$v_m = \frac{10\times10^6\times100\times10^{-3}}{10\times10^6+5\times10^6} = 66.66\,\mathrm{mV}$$

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

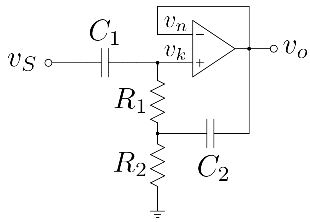
مبدل توانائی تخلیق دیتے وقت کوشش کی جاتی ہے کہ اس کے تھونن مساوی مزاحمت R_S کی قیمت کم سے کم ہو۔ اسی طرح پیمائشی آلہ تخلیق دیتے وقت کوشش کی جاتی ہے کہ اس کے داخلی مزاحمت R_M کی قیمت زیادہ سے زیادہ ہو۔ یوں آپ دیکھ سکتے ہیں کہ اگر $R_M \gg R_S$ ہو تب $v_m \approx v_s$ ہو گا۔

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ پیمائشی آلے کی داخلی مزاحمت مبدل توانائی پر بوجھ ڈالتی ہے جس سے مبدل کے بیرونی سروں پر میسر اشارے کی قیمت میں کمی رونما ہوتی ہے۔ یوں بوجھ کو ہلکا کرنے کی خاطر R_M کی قیمت بڑھانی ہو گی۔ اس مثال میں مبدل توانائی کو پیمائشی آلہ بطور **برقی بوجھ**[50] نظر آتا ہے۔ یہ بوجھ جتنا کم ہو اتنا بہتر ہو گا۔

اس مسئلے کو **مستحکم کار** کی مدد سے با آسانی حل کیا جا سکتا ہے۔ شکل ۱.۱۷ ب میں مبدل توانائی اور پیمائشی آلہ کے وسط میں **مستحکم کار** نسب کیا گیا ہے۔ چونکہ حسابی ایمپلیفائر کا داخلی مزاحمت لامحدود ہوتا ہے اور اس کی داخلی برقی رو صفر ہوتی ہے لہٰذا اس دور میں مزاحمت R_S میں اُوہم کے قانون کے تحت صفر برقی دباو گھٹے گا اور یوں $v_k = v_s$ اور $v_o = v_s$ ہو گا۔ چونکہ مزاحمت R_M کو یہی برقی دباو فراہم کیا جاتا ہے لہٰذا $v_m = v_o = v_s$ ہو گا۔

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

[50] load



شکل ۱.۱۸: بدلتا رو مستحکم کار

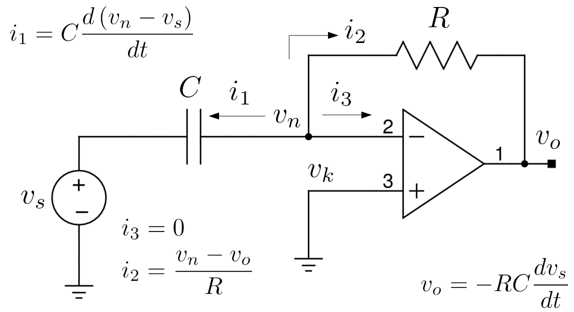
آپ نے دیکھا کہ **مستحکم کار** کی مدد سے اشارہ کی صحیح قیمت حاصل ہوتی ہے۔ حساس اور باریک اشارات کی پیمائش عموماً مستحکم کار کے مدد سے ہی کی جاتی ہے۔

۱.۵.۳.۱ بدلتا رو مستحکم کار

عموماً اشارے کے یک سمت حصے کو روکتے ہوئے اس کے بدلتے حصے کو مستحکم بنانے کی ضرورت ہوتی ہے۔ ایسی صورت میں **بدلتا رو مستحکم کار** جسے شکل ۱.۱۸ میں دکھایا گیا ہے استعمال کیا جائے گا۔ C_1 اور C_2 کی قیمت اتنی رکھی جاتی ہے کہ درکار تعدد پر انہیں قصر دور تصور کیا جا سکے۔ مزاحمت R_1 اور R_2 حسابی ایمپلیفائر کے مثبت داخلی سرے کے **داخلی میلان برقی رو**[51] کے لئے راستہ فراہم کرتے ہیں۔ C_1 داخلی اشارے کے بدلتے جزو کو حسابی ایمپلیفائر کے مثبت داخلی سرے تک پہنچنے کا راستہ فراہم کرتے ہوئے یک سمت جزو کو روکتا ہے۔ C_2 کے عدم موجودگی میں داخلی اشارے کو بدلتا داخلی مزاحمت $R_1 + R_2$ نظر آتا جبکہ مستحکم کار سے توقع کی جاتی ہے کہ اس کا داخلی مزاحمت بہت زیادہ ہو۔ آئیں دیکھیں کہ C_2 کی شمولیت سے داخلی مزاحمت کیسے بڑھتی ہے۔ v_S کا بدلتا جزو v_s مثبت داخلی سرے پر پہنچتا ہے۔ یوں $v_n = v_s$ ہو گا جس سے $v_n = v_k = v_s$ اور $v_o = v_s$ ہو گا۔ C_2 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 ایمپلیفائر کا مثبت داخلی سرا از خود کوئی برقی رو گزرنے نہیں دیتا۔ چونکہ مزاحمت R_1 کے دونوں سروں پر v_s برقی دباو پایا جاتا ہے لہٰذا اس میں گزرتی برقی رو بھی صفر ہے۔ یوں v_s سے کسی قسم کا برقی رو حاصل نہیں کیا جاتا جو کہ منقطع صورت کی نشانی ہے۔ یوں بدلتا مستحکم کار درکار تعدد پر لامحدود داخلی مزاحمت پیش کرتے ہوئے حساس اشارے پر بالکل بوجھ نہیں ڈالتا۔

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

[51] داخلی میلان برقی پر حصہ ۲.۷.۱ میں غور کیا جائے گا۔



شکل ۱.۱۹: تفرق کار

۱.۵.۴ تفرق کار

ایک اور اہم دور جسے **تفرق کار**[۵۲] کہتے ہیں کو شکل ۱.۱۹ میں دکھایا گیا ہے۔ اس دور کو بالکل پہلی دو ادوار کی طرح حل کرتے ہیں۔ جوڑ پر تین برقی رو کے لئے لکھ سکتے ہیں۔

$$i_1 = C\frac{\mathrm{d}(v_n - v_s)}{\mathrm{d}t}$$
$$i_2 = \frac{v_n - v_o}{R}$$
$$i_3 = 0 \tag{۱.۳۹}$$

جبکہ جوڑ v_k کے لئے لکھ سکتے ہیں۔

$$v_k = 0 \tag{۱.۴۰}$$

کرخوف کے قانون برائے برقی رو کو جوڑ v_n پر یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$i_1 + i_2 + i_3 = 0 \tag{۱.۴۱}$$

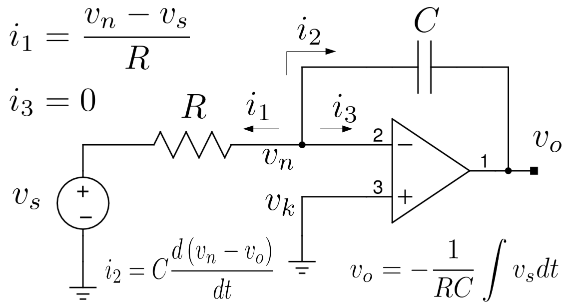
مساوات ۱.۳۹ میں دیے گئے قیمتوں کو مساوات ۱.۴۱ میں پر کرتے ہیں

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

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

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

[۵۲] differentiator



شکل ۱.۲۰: تکمل کار

حاصل ہوتا ہے جسے یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$v_o = -RC\frac{\mathrm{d}v_s}{\mathrm{d}t} \tag{۱.۴۲}$$

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**[۵۳] کہتے ہیں۔

۱.۵.۵ تکمل کار

تفرقی دور کو دیکھنے کے بعد خیال آتا ہے کہ کیا حسابی ایمپلیفائر کو استعمال کرتے کسی تفاعل کا **تکمل**[۵۴] حاصل کیا جا سکتا ہے۔ جواب ہے جی ہاں۔ **تکمل کار**[۵۵] کو شکل ۱.۲۰ میں دکھایا گیا ہے۔ اس دور کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$\begin{aligned} i_1 &= \frac{v_n - v_s}{R} \\ i_2 &= C\frac{\mathrm{d}(v_n - v_o)}{\mathrm{d}t} \\ i_3 &= 0 \end{aligned} \tag{۱.۴۳}$$

اور

$$v_k = 0 \tag{۱.۴۴}$$

[۵۳] differentiator
[۵۴] integral
[۵۵] integrator

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

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

اس کا تکملہ لیتے ہیں

$$
\begin{aligned}
\frac{\mathrm{d}v_o}{\mathrm{d}t} &= -\frac{v_s}{RC} \\
\mathrm{d}v_o &= -\frac{v_s}{RC}\,\mathrm{d}t \\
\int \mathrm{d}v_o &= -\int \frac{v_s}{RC}\,\mathrm{d}t
\end{aligned}
$$

یعنی

$$
v_o = -\frac{1}{RC}\int v_s\,\mathrm{d}t \tag{۱.۴۵}
$$

اس مساوات میں v_o حاصل کرنے کی خاطر مساوات کے نشان کے دونوں جانب کا تکملہ لیا گیا ہے۔ اس طرح تکمل کار کا خارجی اشارہ v_o اسے مہیا کئے گئے اشارہ v_s کے تکملہ کے براہِ راست متناسب ہوتا ہے۔ اسی خاصیت کی وجہ سے اس دور کو **تکمل کار**[۵۶] کہتے ہیں۔

مثال ۱.۱۳: $R = 1\,\mathrm{k\Omega}$ اور $C = 6.8\,\mathrm{\mu F}$ اور $v_s = V_p \sin \omega t$ کی صورت میں

- **تکمل کار** کا خارجی اشارہ حاصل کریں۔
- کتنی تعدد پر خارجی اشارے کا حیطہ داخلی اشارے کے حیطے کے برابر ہو گا۔
- خارجی اور داخلی اشارے کا زاویاتی تعلق کیا ہے۔

حل:

- مساوات ۱.۴۵ کی مدد سے

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

حاصل ہوتا ہے۔

---

[۵۶] integrator

- دونوں حیطے برابر اس وقت ہوں گے جب

$$
\begin{aligned}
\frac{147V_p}{\omega} &= V_p\\
\omega &= 147\\
f = \frac{147}{2\pi} &= 23.396\,\mathrm{Hz}
\end{aligned}
$$

ہو گا۔

- داخلی اشارے کو یوں لکھتے ہوئے

$$v_s = V_p \sin \omega t = V_p \cos\left(\omega t - 90^\circ\right)$$

ہم دیکھتے ہیں کہ داخلی اشارے سے خارجی اشارہ 90° آگے[۵۷] ہے۔

مثال ۱.۱۴: $R = 1\,\mathrm{k\Omega}$ اور $C = 10\,\mathrm{\mu F}$ اور $v_s = -0.1\,\mathrm{V}$ کی صورت میں v_o حاصل کریں۔

حل:

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

حاصل ہوتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ خارجی اشارہ وقت کے راست تناسب بڑھتا ہے۔ یہ ایک سیکنڈ میں دس وولٹ بڑھ رہا ہے۔ اگر داخلی اشارہ مثبت کر دیا جائے تو خارجی اشارہ منفی جانب رواں ہو جائے گا۔

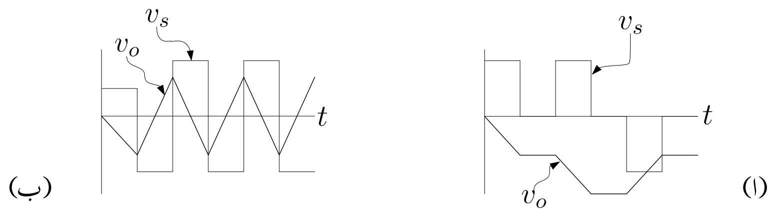
شکل ۱.۲۱ میں دو مختلف داخلی اشارات پر تکمل کار کارد عمل دکھایا گیا ہے۔ آپ یہاں رک کر تسلی کر لیں کہ خارجی اشارات آپ کے توقع کے عین مطابق ہیں۔

۱.۵.۶ جمع کار

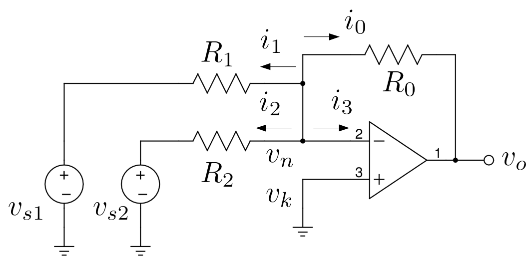
حسابی ایمپلیفائر کو دو یا دو سے زیادہ اشارات کا مجموعہ حاصل کرنے کے لئے بھی استعمال کیا جا سکتا ہے۔ ایسے ہی **جمع کار**[۵۸] کو شکل ۱.۲۲ میں دکھایا گیا ہے۔ اس شکل میں دو اشارات v_{s1} اور v_{s2} مہیا کئے گئے ہیں۔ اشارہ v_{s1} مزاحمت R_1 کے ذریعہ حسابی ایمپلیفائر کے v_n سرے کے ساتھ جڑا ہے۔ اسی طرح اشارہ v_{s2}

---

[۵۷] leading
[۵۸] adder



شکل ۱.۲۱: تکمل کار کی کارکردگی کے مثال



شکل ۱.۲۲: جمع کار

مزاحمت R_2 کے ذریعہ حسابی ایمپلیفائر کے v_n سرے کے ساتھ جڑا ہے۔ مزید اشارات کو بھی اسی ترکیب سے جوڑا جا سکتا ہے۔ شکل میں دکھائی گئی برقی رو کے لئے یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$\begin{aligned}
i_1 &= \frac{v_n - v_{s1}}{R_1} \\
i_2 &= \frac{v_n - v_{s2}}{R_2} \\
i_3 &= 0 \\
i_o &= \frac{v_n - v_o}{R_0}
\end{aligned} \tag{۱.۴۶}$$

اسی طرح جوڑ v_k کے لئے لکھ سکتے ہیں

$$v_k = 0 \tag{۱.۴۷}$$

جوڑ v_n پر کرخوف کے قانون برائے برقی رو استعمال کرتے ہوئے حل کرتے ہیں۔

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

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

$$-\frac{v_{s1}}{R_1} - \frac{v_{s2}}{R_2} - \frac{v_o}{R_0} = 0$$

حاصل ہوتا ہے جسے

$$v_o = -R_0 \left(\frac{v_{s1}}{R_1} + \frac{v_{s2}}{R_2} \right) \tag{۱.۴۸}$$

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

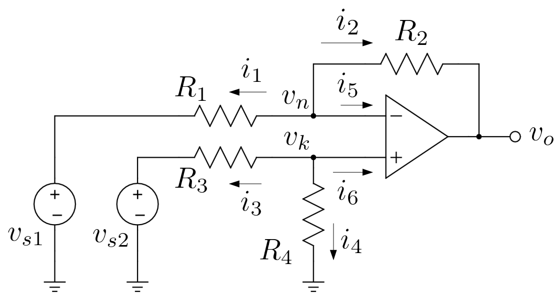
$$v_o = -R \left(\frac{v_{s1}}{R} + \frac{v_{s2}}{R} \right) = -\left(v_{s1} + v_{s2} \right) \tag{۱.۴۹}$$

اس صورت میں آپ دیکھ سکتے ہیں کہ منفی علامت کے علاوہ، v_o دونوں اشارات کا مجموعہ ہے۔ اسی لئے اس دور کو **جمع کار**[۵۹] کہتے ہیں۔

۱.۵.۷ منفی کار

حسابی ایمپلیفائر سے دو اشارات منفی کرنے والے دور پر اس حصہ میں غور کرتے ہیں۔ اس دور کو شکل ۱.۲۳ میں دکھایا گیا ہے۔ شکل کو دیکھتے ہم لکھ سکتے ہیں۔

[۵۹] adder



شکل ۱.۲۳: منفی کار

$$
\begin{aligned}
i_1 &= \frac{v_n - v_{s1}}{R_1} \\
i_2 &= \frac{v_n - v_o}{R_2} \\
i_3 &= \frac{v_k - v_{s2}}{R_3} \\
i_4 &= \frac{v_k}{R_4} \\
i_5 &= 0 \\
i_6 &= 0
\end{aligned} \tag{۱.۵۰}
$$

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

$$
\begin{aligned}
i_1 + i_2 + i_5 &= 0 \\
\frac{v_n - v_{s1}}{R_1} + \frac{v_n - v_o}{R_2} + 0 &= 0 \\
v_n\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right) &= \frac{v_{s1}}{R_1} + \frac{v_o}{R_2} \\
v_n &= \frac{\frac{v_{s1}}{R_1} + \frac{v_o}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}}
\end{aligned} \tag{۱.۵۱}
$$

اسی طرح جوڑ v_k پر کرخوف کا قانون برائے برقی رو لاگو کرتے ہوئے اسے یوں حل کر سکتے ہیں۔

$$
\begin{aligned}
i_3+i_4+i_6&=0\\
\frac{v_k-v_{s2}}{R_3}+\frac{v_k}{R_4}+0&=0\\
v_k\left(\frac{1}{R_3}+\frac{1}{R_4}\right)&=\frac{v_{s2}}{R_3}\\
v_k&=\frac{\frac{v_{s2}}{R_3}}{\frac{1}{R_3}+\frac{1}{R_4}}
\end{aligned}
\tag{۱.۵۲}
$$

مساوات ۱.۱۱ کی پہلی شق کے تحت v_k اور v_n برابر ہوتے ہیں۔ یوں مساوات ۱.۵۱ اور ۱.۵۲ کو برابر ڈالتے ہوئے

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

یعنی

$$
\begin{aligned}
v_o&=\frac{R_4}{R_1}\left(\frac{R_1+R_2}{R_3+R_4}\right)v_{s2}-\frac{R_2}{R_1}v_{s1}\\
&=\left(\frac{1+\frac{R_2}{R_1}}{1+\frac{R_3}{R_4}}\right)v_{s2}-\frac{R_2}{R_1}v_{s1}
\end{aligned}
\tag{۱.۵۳}
$$

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

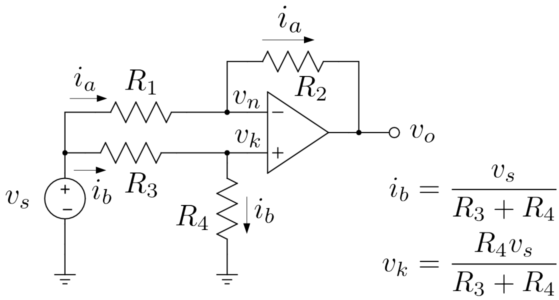
$$
v_o=\frac{R_b}{R_a}\left(v_{s2}-v_{s1}\right)
\tag{۱.۵۴}
$$

حاصل ہوتا ہے۔ اگر R_a اور R_b کی قیمتیں برابر ہوں تو اس صورت میں دور دونوں اشارات کو منفی کرے گا۔ اسی لئے اس دور کو **منفی کار**[۶۰] کہتے ہیں۔ اگر R_a اور R_b برابر نہ ہوں تو دور دونوں اشارات میں فرق کو بڑھانے یا گھٹانے کی صلاحیت بھی رکھتا ہے

مثال ۱.۱۵: 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۔

---

[۶۰] subtractor



شکل ۱.۲۴: منفی کار کا مشترکہ داخلی مزاحمت

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 برقی رو منفی کار میں داخل ہوں گے۔ مشترکہ مزاحمت داخلی برقی دباو اور داخلی برقی رو کے مجموعہ کی شرح کو کہتے ہیں یعنی

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

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

$$\begin{aligned}
v_0 &= 0\\
v_k &= \frac{v_s}{2}\\
v_n &= \frac{v_s}{2}
\end{aligned}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ لہٰذا

$$\begin{aligned}
i_a &= \frac{v_s-v_n}{R} = \frac{v_s}{2R}\\
i_b &= \frac{v_s-v_k}{R} = \frac{v_s}{2R}\\
i_a+i_b &= \frac{v_s}{R}
\end{aligned}$$

اور یوں

$$R_{\text{داخلی}} = R$$

حاصل ہوتا ہے۔

اس جواب کو یوں بھی حاصل کیا جا سکتا ہے۔ حسابی ایمپلیفائر کے دونوں داخلی سروں پر داخلی برقی رو صفر ہوتی ہے۔ v_k پر داخلی برقی رو صفر ہونے کی وجہ سے اسے کھلے سرے تصور کیا جا سکتا ہے۔ اسی طرح R_3 اور R_4 کو v_s اور برقی زمین کے مابین سلسلہ وار جڑا تصور کیا جا سکتا ہے۔ تمام مزاحمت برابر ہونے کی وجہ سے $v_o = 0\,\mathrm{V}$ ہے لہٰذا اسے برقی زمین تصور کیا جا سکتا ہے۔ v_n پر برقی رو صفر ہونے کی وجہ سے اس داخلی سرے کو بھی کھلے سرے تصور کیا جا سکتا ہے۔ یوں R_1 اور R_2 کو بھی v_s اور برقی زمین کے مابین سلسلہ وار جڑا تصور کیا جا سکتا ہے۔ اس طرح سلسلہ وار جڑے R_1 اور R_2 کو سلسلہ وار جڑے R_3 اور R_4 کے متوازی تصور کیا جا سکتا ہے لہٰذا

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

حاصل ہوتا ہے۔

تمام مزاحمت مختلف ہونے کی صورت میں مساوات ۵۳.۱ 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 ایمپلیفائر کے دونوں داخلی سروں پر داخلی برقی رو صفر ہونے کی وجہ سے R_1 اور R_2 میں یکساں برقی رو i_a پایا جائے گا۔ اسی طرح R_3 اور R_4 میں i_b پایا جائے گا جہاں

$$
\begin{aligned}
i_a &= \frac{v_s-v_0}{R_1+R_2}\\
&= v_s\left[\frac{1}{R_1+R_2}-\frac{R_4}{R_1\left(R_3+R_4\right)}+\frac{R_2}{R_1\left(R_1+R_2\right)}\right]\\
&= \frac{R_3 v_s}{R_1\left(R_3+R_4\right)}\\
i_b &= \frac{v_s}{R_3+R_4}
\end{aligned}
$$

کے برابر ہیں۔ یوں

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

حاصل ہوتا ہے۔

اسی جواب کو قدر آسان طریقے سے یوں حاصل کیا جا سکتا ہے۔ حسابی ایمپلیفائر کے مثبت داخلی سرے کو کھلے سرے تصور کیا جا سکتا ہے۔ اس طرح R_3 اور R_4 کو v_s اور برقی زمین کے مابین دو سلسلہ وار جڑے مزاحمت تصور کیا جا سکتا ہے۔ ان دو مزاحمتوں میں برقی دباو 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 ہوگا۔ لہٰذا R_1 میں برقی رو

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

ہوگا۔ ان دو برقی رو سے داخلی مزاحمت حاصل ہوتا ہے۔ v_n کی قیمت v_k تعین کرتا ہے۔ چونکہ v_k کا دارومدار مزاحمت R_3 اور R_4 پر ہے جبکہ i_a کا دارومدار v_n اور R_1 پر ہے لہٰذا i_a اور i_b دونوں پر R_2 کا کوئی اثر نہیں۔ اسی لئے داخلی مزاحمت میں R_2 کا کوئی کردار نہیں۔

مثال ۱.۱۶: **منفی کار** کے تمام مزاحمت برابر ہونے کی صورت میں دونوں داخلی سروں پر مشترکہ داخلی اشارہ v_s مہیا کرنے سے $v_0 = 0\,\mathrm{V}$ حاصل ہوتا ہے۔ اس صورت میں منفی کار کی مشترکہ افزائش صفر حاصل ہوتی ہے۔ $\pm\ 5\,\%$ $6.8\,\mathrm{k\Omega}$ کے مزاحمت استعمال کرتے ہوئے ایمپلیفائر کی خراب سے خراب تر مشترکہ افزائش کیا ممکن ہے۔ مشترکہ افزائش جتنی زیادہ ہو اتنا ہی اسے خراب سمجھا جاتا ہے۔

حل: مساوات ۱.۵۳ کے مطابق مشترکہ داخلی اشارے کی صورت ($v_{s2} = v_{s1} = v_s$) میں مشترکہ افزائش

$$\begin{aligned}\frac{v_o}{v_s} &= \left(\frac{R_1+R_2}{R_3+R_4}\right)\frac{R_4}{R_1} - \frac{R_2}{R_1}\\ &= \frac{R_1R_4 - R_2R_3}{R_1\left(R_3+R_4\right)}\\ &= \frac{1-\frac{R_2R_3}{R_1R_4}}{1+\frac{R_3}{R_4}}\end{aligned}$$

حاصل ہوتی ہے۔ اس مساوات میں v_o کی زیادہ سے زیادہ قیمت اس صورت حاصل ہوگی جب $\frac{R_3}{R_4}$ اور $\frac{R_2R_3}{R_1R_4}$ کے قیمت کم سے کم ہوں۔ $\frac{R_3}{R_4}$ کی قیمت کم سے کم تب ہوگی جب R_3 پانچ فی صد کم اور R_4 پانچ فی صد زیادہ ہو یعنی جب $R_3 = 6.46\,\mathrm{k\Omega}$ اور $R_4 = 7.14\,\mathrm{k\Omega}$ ہوں۔ اسی طرح $\frac{R_2R_3}{R_1R_4}$ کی قیمت کم سے کم تب ہوگی جب $R_2 = 6.46\,\mathrm{k\Omega}$ اور $R_1 = 7.14\,\mathrm{k\Omega}$ ہوں گے۔ ان قیمتوں کے استعمال سے خراب سے خراب تر مشترکہ افزائش

$$\frac{v_o}{v_s} = \frac{1-\frac{6.46\times6.46}{7.14\times7.14}}{1+\frac{6.46}{7.14}} = 0.095\,238\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}$$

حاصل ہوتی ہے۔

مثال ۱.۱۷: مثال ۱.۱۶ میں تمام مزاحمت مختلف ہونے کی صورت میں مزاحمت کے قیمت میں غلطی کی وجہ سے خراب ترمشترکہ افزائش کی عمومی جواب حاصل کریں۔
حل: گزشتہ مثال میں

$$\frac{v_o}{v_s}=\frac{1-\frac{R_2R_3}{R_1R_4}}{1+\frac{R_3}{R_4}}$$

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

$$\frac{v_o}{v_s}=\frac{1-\left(\frac{1-\epsilon}{1+\epsilon}\right)^2\frac{R_2R_3}{R_1R_4}}{1+\left(\frac{1-\epsilon}{1+\epsilon}\right)\frac{R_3}{R_4}}$$

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 جیسے حسابی اعمال سر انجام دیتے ہیں یا پھر اشارات کی افزائش کرتے ہیں۔ انہیں خوبیوں کی بدولت ہم اسے **حسابی ایمپلیفائر** پکارتے ہیں۔[۲۱]

۱.۵.۸ جمع و منفی کار

شکل ۱.۲۵ میں متعدد داخلی سروں والا **جمع و منفی کار** دکھایا گیا ہے۔ مثبت 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

$$\frac{v_n-v_{m1}}{R_{m1}}+\frac{v_n-v_{m2}}{R_{m2}}\cdots+\frac{v_n-v_{mn}}{R_{mn}}+\frac{v_n-v_o}{R_0}=0$$
$$v_n\left(\frac{1}{R_{m1}}+\frac{1}{R_{m2}}\cdots+\frac{1}{R_{mn}}+\frac{1}{R_0}\right)=\frac{v_{m1}}{R_{m1}}+\frac{v_{m2}}{R_{m2}}\cdots+\frac{v_{mn}}{R_{mn}}+\frac{v_o}{R_0}$$

---

[۲۱] OPAMP

جس میں

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

لکھتے ہوئے

$$v_n\left(\frac{1}{R_m}+\frac{1}{R_0}\right)=\frac{v_{m1}}{R_{m1}}+\frac{v_{m2}}{R_{m2}}\cdots+\frac{v_{mn}}{R_{mn}}+\frac{v_o}{R_0}$$
$$v_n=\left(\frac{R_mR_0}{R_m+R_0}\right)\left(\frac{v_{m1}}{R_{m1}}+\frac{v_{m2}}{R_{m2}}\cdots+\frac{v_{mn}}{R_{mn}}+\frac{v_o}{R_0}\right)$$

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

$$\frac{v_k-v_{j1}}{R_{j1}}+\frac{v_k-v_{j2}}{R_{j2}}\cdots+\frac{v_k-v_{js}}{R_{js}}=0$$
$$v_k\left(\frac{1}{R_{j1}}+\frac{1}{R_{j2}}\cdots+\frac{1}{R_{js}}\right)=\frac{v_{j1}}{R_{j1}}+\frac{v_{j2}}{R_{j2}}\cdots+\frac{v_{js}}{R_{js}}$$

جس میں

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

استعمال کرتے ہوئے

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

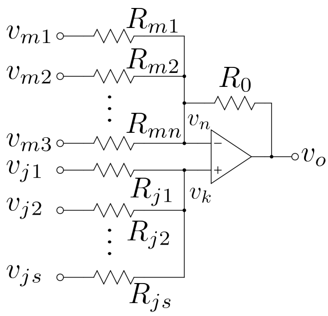
حاصل ہوتا ہے۔ $v_n=v_k$ لکھتے ہوئے v_o کے لئے حل کرتے ہوئے حاصل ہوتا ہے۔

$$v_0=\left(1+\frac{R_0}{R_m}\right)\left(\frac{R_j}{R_{j1}}v_{j1}+\frac{R_j}{R_{j2}}v_{j2}\cdots\right. \tag{۱.۵۵}$$
$$\left.\cdots+\frac{R_j}{R_{js}}v_{js}\right)-\left(\frac{R_0}{R_{m1}}v_{m1}+\frac{R_0}{R_{m2}}v_{m2}\cdots+\frac{R_0}{R_{mn}}v_{mn}\right) \tag{۱.۵۶}$$

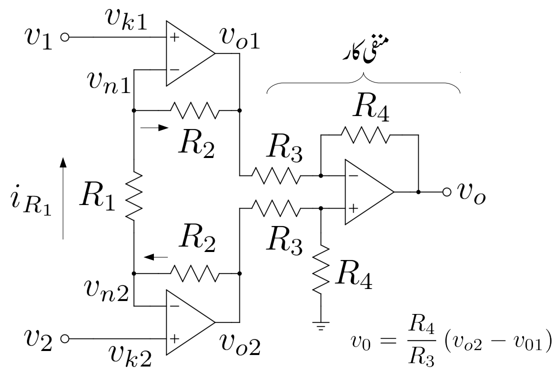
۱.۵.۹ آلاتی ایمپلیفائر

حسابی ایمپلیفائر پر تبصرہ کرتے ہوئے **آلاتی ایمپلیفائر**[۶۳] 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 برقی اشارات میں تبدیل کرکے

[۶۳] instrumentation amplifier



شکل ۱.۲۵: جمع و منفی کار



شکل ۱.۲۶: آلاتی ایمپلیفائر

ان پر کمپیوٹر کی مدد سے غور کیا جاتا ہے۔ آپ **برقی قلب نگار**[۶۳] سے بخوبی واقف ہوں گے جو دل کے کارکردگی کے اشارات کھینچتا ہے۔ **برقی قلب نگار** کو **آلاتی ایمپلیفائر** کے مدد سے ہی بنایا جاتا ہے۔[۶۴]

ان حساس اشارات کے حصول کے لئے زیادہ سے زیادہ **داخلی برقی رکاوٹ**[۶۵] والے ادوار استعمال کئے جاتے ہیں۔ ایسے جگہوں پر عموماً **آلاتی ایمپلیفائر** استعمال کیا جاتا ہے جس کا داخلی برقی رکاوٹ لامحدود تصور کیا جا سکتا ہے۔ آلاتی ایمپلیفائر کو شکل ۱.۲۶ میں دکھایا گیا ہے۔

اس دور میں v_1 اور v_2 داخلی اشارات ہیں۔ کسی بھی حابی ایمپلیفائر کے داخلی سروں پر برقی دباو برابر رہتا

---

[۶۳] ecg

[۶۴] آج مورخہ 21 مارچ 2014 کو میری بیٹی عفت بریخنہ نے انجنیئرنگ کے آخری سال کے پڑھائی کے دوران آلاتی ایمپلیفائر سے برقی قلب نگار بناتے ہوئے دل کی دھڑکن کے اشارات حاصل کئے۔

[۶۵] input impedance

ہے۔یوں $v_{n1} = v_{k1} = v_1$ اور $v_{n2} = v_{k2} = v_2$ ہو گا۔اسی طرح مزاحمت R_1 کے نیچے جانب سرے پر برقی دباو کی قیمت v_1 ہو گی۔یوں R_1 کے سروں کے مابین برقی دباو کی قیمت $(v_2 - v_1)$ ہو گی اور اس میں برقی رو

$$i_{R_1} = \frac{v_2 - v_1}{R_1} \tag{۱.۵۷}$$

ہو گی۔

جوڑ v_{n1} پر کرخوف کے قانون برائے برقی رو لاگو کرنے سے ثابت ہوتا ہے کہ اس جوڑ پر نسب R_2 میں i_{R_1} کے برابر برقی رو گزرے گی جسے شکل میں تیر کے نشان سے دکھایا گیا ہے۔اسی طرح جوڑ v_{n2} پر کرخوف کے قانون سے ثابت ہوتا ہے کہ اس جوڑ پر نسب R_2 میں بھی i_{R_1} گزرے 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 مزاحمتوں کے آخری سروں کے مابین برقی دباو کو یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$\begin{aligned} v_{o2} - v_{o1} &= i_{R_1} \times (R_2 + R_1 + R_2) \\ &= \frac{(v_2 - v_1)}{R_1}(R_1 + 2R_2) \\ &= \left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right)(v_2 - v_1) \end{aligned} \tag{۱.۵۸}$$

اس برقی دباو کو خارجی جانب منفی کار کو مہیا کیا جاتا ہے اور یوں

$$v_o = \frac{R_4}{R_3}(v_{o2} - v_{o1}) = \frac{R_4}{R_3}\left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right)(v_2 - v_1) \tag{۱.۵۹}$$

جو کہ آلاتی ایمپلیفائر کی درکار مساوات ہے۔

مثال ۱.۱۸: ایک آلاتی ایمپلیفائر میں

$$\begin{aligned} R_1 &= 500\,\Omega \qquad R_2 = 50\,\mathrm{k\Omega} \\ R_3 &= 10\,\mathrm{k\Omega} \qquad R_4 = 10\,\mathrm{k\Omega} \\ v_2 &= 4 + 0.003 \sin \omega t \\ v_1 &= 4 - 0.003 \sin \omega t \end{aligned}$$

ہیں۔آلاتی ایمپلیفائر کے ہر جوڑ پر برقی دباو حاصل کریں۔**مشترکہ اشارہ رد کرنے کی صلاحیت** $CMRR$ حاصل کریں۔

حل:

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

$$
\begin{aligned}
v_{\text{مشترک}} &= 4\,\mathrm{V}\\
v_{\text{تفرق}} &= 0.06\sin\omega t
\end{aligned}
$$

ہیں۔ یوں انہیں

$$
\begin{aligned}
v_2 &= v_{\text{مشترک}} + \frac{v_{\text{تفرق}}}{2}\\
v_1 &= v_{\text{مشترک}} - \frac{v_{\text{تفرق}}}{2}
\end{aligned}
$$

لکھا جا سکتا ہے۔

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

$$
I_{R1} = \frac{(4+0.003\sin\omega t)-(4-0.003\sin\omega t)}{500} = 12\times10^{-6}\sin\omega t
$$

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

$$
12\times10^{-6}\sin\omega t\times 50\times10^{3} = 0.6\sin\omega t
$$

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

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

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

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

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

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

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

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

حاصل ہوتا ہے۔

چونکہ خارجی اشارے میں مشترکہ اشارے کا نام و نشان تک نہیں لہٰذا 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

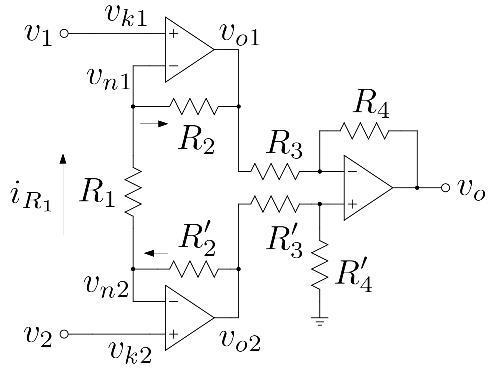
$$CMRR = \frac{A_d}{A_m} = \infty$$

حاصل ہوتا ہے۔

اس مثال میں آلاتی ایمپلیفائر نے مشترکہ اشارے کو مکمل رد کرتے ہوئے تفرقی اشارے کو 201 گنا بڑھایا۔ یہاں اس بات پر توجہ دیتے ہوئے ذہن نشین کریں کہ مزاحمتوں کے قیمتیں جس طرح بھی رکھی جائیں v_{o2} اور v_{o1} 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_{o2} سے v_{o1} 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 مزاحمت جنہیں R_2 لکھا گیا ہے کے قیمتیں برابر رکھی جاتی ہیں۔ البتہ مزاحمت کے قیمتوں میں غلطی کی بنا پر ان کی قیمت $(1 - \epsilon) R_2$ تا $(1 + \epsilon) R_2$ ممکن ہوتی ہیں۔ مزاحمت کے قیمت میں $\mp 1\,\%$ غلطی کی صورت میں $\epsilon = 0.01$ کے برابر ہو گا۔ شکل ۱.۲۷ میں آلاتی ایمپلیفائر کو دوبارہ دکھاتے ہوئے ان حقائق کو واضح کیا گیا ہے جہاں ایک مزاحمت کو R_2 جبکہ دوسرے کو R_2' لکھا گیا ہے۔ اسی طرح R_3 اور R_4 کو بھی دکھایا گیا ہے۔

مثال ۱.۱۹:



شکل ۱.۲۷: آلاتی ایمپلیفائر کی مثال

- شکل ۱.۲۷ کو استعمال کرتے ہوئے آلاتی ایمپلیفائر کے مشترکہ افزائش A_m اور تفرق افزائش A_d کے مساوات حاصل کریں۔
- مزاحمتوں کے قیمت مکمل طور درست ہونے کی صورت میں $A_m = 0$ اور یوں $CMRR = \infty$ حاصل ہوتا ہے۔ مندرجہ ذیل $\mp 1\,\%$ مزاحمت استعمال کرتے ہوئے **مشترکہ اشارہ رد کرنے کی صلاحیت** $CMRR$ کی کمتر قیمت کیا ممکن ہے۔

$$R_1 = 10\,\mathrm{k\Omega} \qquad R_2 = R_2' = 100\,\mathrm{k\Omega}$$
$$R_3 = R_3' = 10\,\mathrm{k\Omega} \qquad R_4 = R_4' = 10\,\mathrm{k\Omega}$$

- $R_1 = 1\,\mathrm{k\Omega}$ کر دینے سے جواب کیا حاصل ہوتا ہے۔
- مزاحمت کے ان قیمتوں سے **مشترکہ اشارہ رد کرنے کی صلاحیت** $CMRR$ کی کمتر قیمت کیا ممکن ہے۔

$$R_1 = 10\,\mathrm{k\Omega} \qquad R_2 = R_2' = 10\,\mathrm{k\Omega}$$
$$R_3 = R_3' = 10\,\mathrm{k\Omega} \qquad R_4 = R_4' = 100\,\mathrm{k\Omega}$$

حل:

- مشترکہ اشارے کو v_c جبکہ تفرق اشارے کو v_d لکھتے ہوئے

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

لیتے ہوئے حل کرتے ہیں۔

- آلاتی ایمپلیفائر کے پہلے حصے کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$
\begin{aligned}
i_{R1} &= \frac{v_{n2}-v_{n1}}{R_1} = \frac{v_2-v_1}{R_1} \\
v_{o2} &= v_{n2} + i_{R1}R_2' = \left(1+\frac{R_2'}{R_1}\right)v_2 - \frac{R_2'}{R_1}v_1 \\
&= \left(1+\frac{R_2'}{R_1}\right)\left(v_c+\frac{v_d}{2}\right) - \frac{R_2'}{R_1}\left(v_c-\frac{v_2}{2}\right) \\
&= v_c + \left(\frac{1}{2}+\frac{R_2'}{R_1}\right)v_d \\
v_{o1} &= v_n1 - i_{R1}R_2 = -\frac{R_2}{R_1}v_2 + \left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)v_1 \\
&= -\frac{R_2}{R_1}\left(v_c+\frac{v_d}{2}\right) + \left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)\left(v_c-\frac{v_2}{2}\right) \\
&= v_c - \left(\frac{1}{2}+\frac{R_2}{R_1}\right)v_d
\end{aligned}
\tag{۱.۶۰}
$$

آلاتی ایمپلیفائر کے دوسرے حصے کو مساوات ۱.۵۳ بیان کرتا ہے جس میں مزاحمتوں کے موجودہ نام استعمال کرتے ہوئے یہاں دوبارہ پیش کرتے ہیں۔

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

اس میں مساوات ۱.۶۰ کا استعمال کرتے ہوئے

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

جہاں

$$A_c=\frac{1+\frac{R_4}{R_3}}{1+\frac{R_3'}{R_4'}}-\frac{R_4}{R_3}=\frac{1+\frac{R_4}{R_3}-\frac{R_4}{R_3}-\frac{R_3'R_4}{R_4'R_3}}{1+\frac{R_3'}{R_4'}}=\frac{1-\frac{R_3'R_4}{R_4'R_3}}{1+\frac{R_3'}{R_4'}}$$
$$A_d=\left(\frac{1+\frac{R_4}{R_3}}{1+\frac{R_3'}{R_4'}}\right)\left(\frac{1}{2}+\frac{R_2'}{R_1}\right)+\frac{R_4}{R_3}\left(\frac{1}{2}+\frac{R_2}{R_1}\right)$$

ہیں۔

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

$$CMRR_{\text{کمتر}}=\left|\frac{A_{d\,\text{کمتر}}}{A_{c\,\text{بلند تر}}}\right|$$

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

$$\begin{aligned}R_4'&=(1+0.01)\,10000=10100\\R_3'&=(1-0.01)\,10000=9900\\R_4&=(1-0.01)\,10000=9900\\R_3&=(1+0.01)\,10000=10100\end{aligned}$$

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

$$\begin{aligned}R1&=(1+0.01)10000=10100\\R_2'&=(1-0.01)100000=99000\\R_2&=(1-0.01)100000=99000\end{aligned}$$

ہوں۔ ان سے

$$CMRR_{\text{کمتر}}=1030$$

حاصل ہوتا ہے۔

- $R_1=1\,\mathrm{k\Omega}$ کرنے سے

$$CMRR_{\text{کمتر}}=9852$$

ہو جاتا ہے۔

• ان نئے قیمتوں 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

$$CMRR_{\text{کمتر}} = 814$$

حاصل ہوتا ہے۔

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

۱.۶ حسابی ایمپلیفائر کا ناقص پن

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

۱.۶.۱ حسابی ایمپلیفائر کا لبریز ہونا

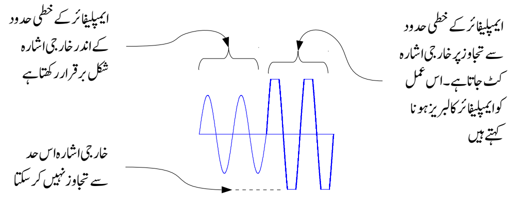
حسابی ایمپلیفائر کا v_o ہر صورت مساوات ۱.۳ میں دیے گئے حدود کے اندر رہتا ہے۔ v_o ان حدود سے تجاوز کرنے کی کوشش کرتے ہی غیر خطی صورت اختیار کر لیتا ہے۔ حسابی ایمپلیفائر کے اس غیر خطی عمل کو حسابی ایمپلیفائر کا **لبریز**[۲۶] ہونا کہتے ہیں۔ شکل ۱.۲۸ میں یہ عمل دکھایا گیا ہے۔

۱.۶.۲ حسابی ایمپلیفائر کی رفتار چال

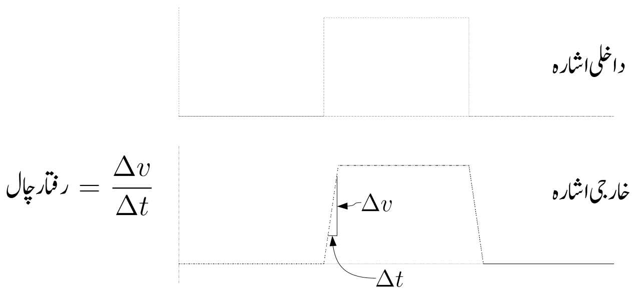
کوئی بھی اشارہ لامحدود رفتار سے تبدیل نہیں ہو سکتا۔ یہی حسابی ایمپلیفائر کے خارجی اشارے کے لئے بھی درست ہے۔ اگر حسابی ایمپلیفائر کو مستطیلی اشارہ بطور داخلی اشارہ فراہم کیا جائے تو اس کا خارجی اشارہ ترچھی شکل کا ہو گا۔ آئیں اس عمل کو مستحکم کار کی مدد سے سمجھیں۔ اگر **مستحکم کار** کا شکل ۱.۲۹ میں دکھایا 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

---

[۲۶] saturation



شکل ۱.۲۸: حسابی ایمپلیفائر کا لبریز ہونا



شکل ۱.۲۹: حسابی ایمپلیفائر کا رفتار چال

لئے وقت درکار ہوتا ہے۔ خارجی اشارہ جس رفتار سے حرکت کرتا ہے اسے حسابی ایمپلیفائر کا **رفتار چال**[67] پکارا جائے گا۔ **رفتار چال** کی وضاحت شکل میں کی گئی ہے۔ رفتار چال کو عموماً وولٹ فی مائیکرو سیکنڈ $\frac{\mathrm{V}}{\mu\mathrm{s}}$ لکھا جاتا ہے۔

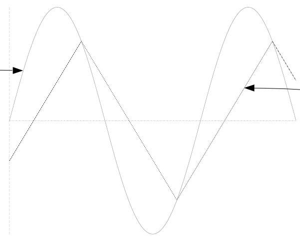
$$\text{رفتار چال} = \left|\frac{\Delta v}{\Delta t}\right| \tag{1.61}$$

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

$$\left.\frac{\mathrm{d}v_s}{\mathrm{d}t}\right|_{t=0} = \left.\omega V_p \cos \omega t\right|_{t=0} = \omega V_p$$

جب تک یہ مقدار حسابی ایمپلیفائر کے **رفتار چال** سے کم ہو اس وقت تک حسابی ایمپلیفائر خوش اسلوبی سے اس اشارے کو خارج کرے گا۔ جیسے ہی یہ مقدار **رفتار چال** سے بڑھ جائے، حسابی ایمپلیفائر کے خارجی اشارے میں خلل پیدا ہو جائے گا۔ حسابی ایمپلیفائر کے **رفتار چال** کو اس کی **پوری طاقت پر تعددی دائرہ کارکردگی**[68] کی شکل میں یوں بیان

[67] slew rate
[68] full power band width



شکل ۱.۳۰: رفتار چال کا اثر

کیا جاتا ہے

$$\omega_{\text{دائرہ کار کردگی}} = \frac{\text{رفتار چال}}{V_p} \tag{۱.۶۲}$$

$$f_{\text{دائرہ کار کردگی}} = \frac{\text{رفتار چال}}{2\pi V_p} \tag{۱.۶۳}$$

جہاں V_p حسابی ایمپلیفائر کی زیادہ سے زیادہ ممکن خارجی برقی دباو ہے۔ کم برقی دباو خارج کرتے ہوئے اس تعدد کی قیمت بڑھ جاتی ہے۔ یوں V_0 برقی دباو خارج کرتے ہوئے

$$\omega_{\text{بلند تر}} = \frac{\text{رفتار چال}}{V_0} \tag{۱.۶۴}$$

ہو گا۔ شکل ۱.۳۰ 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 ۱.۲۰: ایک حسابی ایمپلیفائر جس کی **رفتار چال** $100\,\frac{\text{V}}{\mu\text{s}}$ ہے کا مستحکم کار بنایا جاتا ہے جسے نہایت کم دورانیے والے $5\,\text{V}$ چوٹی کے موٹا مستطیلی پتلے اشارات[۶۹] مہیا کئے جاتے ہیں۔

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

حل:

---

[۶۹] pulses

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

مثال ۱.۲۱: ایک منفی حسابی ایمپلیفائر $0.1\sin\omega t$ کا اشارہ تیس گنا بڑھاتا ہے۔ اگر حسابی ایمپلیفائر کا رفتار چال $1000\,\frac{\text{V}}{\mu\text{s}}$ ہو تب داخلی اشارے کی وہ بلند ترین تعدد حاصل کریں جس پر خارجی اشارہ نہ بگڑے۔

حل: خارجی اشارہ $-3\sin\omega t$ ہے جس کا تیز ترین رفتار $t=0$

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

ہے۔ یوں

$$f=\frac{1000\times10^6}{2\times\pi\times3}=53\,\text{MHz}$$

وہ بلند ترین تعدد ہے جس کے اشارے کو ایمپلیفائر بالکل درست خارج کر سکتا ہے۔

۱.۷ عددی اشارے سے مماثلی اشارے کا حصول

شکل ۱.۳۱ میں عددی اشارے سے مماثل اشارہ حاصل کرنے والا دور دکھایا گیا ہے جسے ہم **عددی سے مماثل کار**[۷۰] کہیں گے۔ اس دور کے چار داخلی اشارات d_o تا d_3 ہیں جنہیں انفرادی طور پر برقی زمین یعنی 0 V یا مثبت برقی دباو یعنی 5 V کے ساتھ جوڑا جا سکتا ہے۔ شکل میں $d_2=0\,\text{V}$ پر جبکہ d_0، d_1 اور d_3 کو 5 V پر دکھایا گیا ہے۔ آئیں اس دور کو حل کرتے ہیں۔

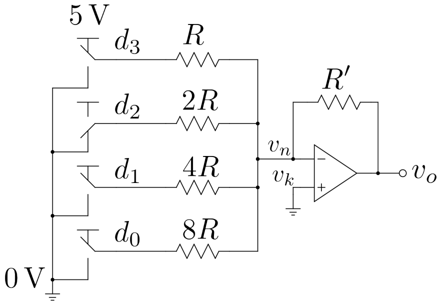
$$v_k=0$$

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

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

---

[۷۰] Digital to Analog Converter (DAC)



شکل ۱۔۳۱: چار بِٹ کا عددی سے مماثل کار

جسے یوں بہتر طریقے سے لکھا جا سکتا ہے۔

$$v_0 = -\frac{R'}{8R}\left(2^3 d_3 + 2^2 d_2 + 2^1 d_1 + 2^0 d_0\right) \tag{۱۔۶۵}$$

عددی سے مماثل کار عددی[71] متغیرہ لیتے ہوئے اس کا مماثل[72] متغیرہ خارج کرتا ہے۔ عددی متغیرات کو **دہری نظام اعداد**[73] 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 $d_3d_2d_1d_0$ لکھتے ہوئے چار بِٹ[74] کا دہرا 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**[75] میں گیارہ 11_{10} کے برابر ہے۔

اگر تمام داخلی دہرے ہندسے صفر کر دیے جائیں تو مساوات ۱۔۶۵ کے مطابق **عددی سے مماثل کار** $v_o = 0\,\mathrm{V}$ خارج کرے گا جبکہ اگر تمام داخلی دہرے ہندسے ایک کر دیے جائیں یعنی انہیں 5 V سے ظاہر

---

[71] digital
[72] analog
[73] binary number system
[74] bit
[75] decimal number system

کیا جائے تب دور

$$
\begin{aligned}
v_0 &= -\frac{R'}{8R}\left(2^3\times 5+2^2\times 5+2^1\times 5+2^0\times 5\right)\\
&= -\frac{R'}{8R}\left(2^3+2^2+2^1+2^0\right)\times 5\\
&= -\frac{R'}{8R}\left(8+4+2+1\right)\times 5\\
&= -\frac{R'}{8R}\times 75
\end{aligned}
$$

خارج کرے گا۔

R' اور R کی قیمت سے درکار قیمت تعین کی جا سکتی ہے۔ مثلاً $R' = \frac{8R}{15}$ رکھتے ہوئے مندرجہ بالا مساوات کے مطابق **عددی سے مماثلی کار** $-5\,\mathrm{V} = v_o$ خارج کرے گا۔ چونکہ d_o تا d_3 کے چار ہندسوں پر مبنی دہراعدد سولہ 16_{10} مختلف قیمتیں ظاہر کر سکتا ہے لہٰذا **عددی سے مماثلی کار** صفر وولٹ تا منفی پانچ وولٹ سولہ مختلف قیمتیں خارج کر سکتا ہے۔

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

مثال ۱.۲۲: $R' = \frac{8R}{15}$ رکھتے ہوئے $d_3d_2d_1d_0$ کی قیمت 1010_2 ہونے کی صورت میں **عددی سے مماثلی کار** کتنی برقی دباو خارج کرے گا۔

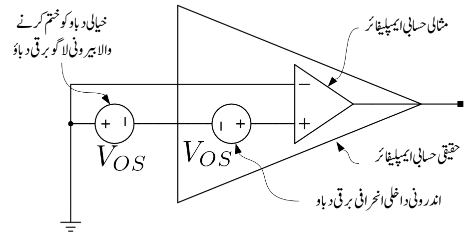
حل:

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

۱.۷.۱ یک سمت اندرونی داخلی انحرافی برقی دباو 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 $v_o = A_d v_d = 0$ ہو گا۔ حقیقت میں ایسا نہیں ہوتا[۷۶] اور عموماً اس طرح جڑا حسابی ایمپلیفائر مثبت یا منفی جانب **لبریز** پایا جاتا ہے۔

[۷۶] اس مسئلہ کے پیدا ہونے کی وجوہات پر حصہ ۱.۵.۵ میں تفصیلاً تبصرہ کیا جائے گا



شکل ۱.۳۲: داخلی انحرافی برقی دباو اور اس کا خاتمہ

حسابی ایمپلیفائر کے v_o کو صفر وولٹ پر لانے کی خاطر حسابی ایمپلیفائر کے دونوں داخلی سروں کے مابین برقی دباو V_{OS} مہیا کرنا پڑتا ہے۔

اس حقیقت کو یوں بھی بیان کیا جا سکتا ہے کہ حسابی ایمپلیفائر بناتے وقت پوری کوشش کے باوجود اسے کامل بنانا ناممکن ہوتا ہے اور اس میں کچھ کمی رہ جاتی ہے جس کی وجہ سے اس کا عمل یوں پایا جاتا ہے جیسے اس کے داخلی سروں کے مابین برقی دباو V_{OS} جڑی ہو۔ اس خیالی برقی دباو V_{OS} کو ختم کرنے کی خاطر ہمیں اتنی ہی، مگر اُلٹ علامت والی، برقی دباو V_{OS} اس کے دونوں داخلی سروں کے مابین فراہم کرنی پڑتی ہے۔ اس خیالی برقی دباو کو **اندرونی داخلی انحرافی برقی دباو**[77] کہتے ہیں۔ شکل ۱.۳۲ میں اس کی وضاحت کی گئی ہے۔

اندرونی داخلی انحرافی برقی دباو کی موجودگی غیر پسندیدہ حقیقت ہے جسے ختم کرنے کی تمام تر کوشش کی جاتی ہے۔ حسابی ایمپلیفائر بنانے والے صنعت کار اپنے بنائے گئے حسابی ایمپلیفائر میں پائے جانے والے اندرونی داخلی انحرافی برقی دباو کے حدود کی معلومات فراہم کرتے ہیں۔ یہ حدود عموماً $\mp 1\,\mathrm{mV}$ تا $\mp 5\,\mathrm{mV}$ تک ہوتے ہیں۔ اندرونی داخلی انحرافی برقی دباو کی علامت نہیں بتلائی جاتی چونکہ قبل از استعمال اس کا جاننا ممکن نہیں ہوتا۔ اندرونی داخلی انحرافی برقی دباو کا تخمینہ لگانے کی خاطر مثبت ایمپلیفائر استعمال کیا جا سکتا ہے۔ شکل ۱.۳۳ میں اسے دکھایا گیا ہے۔ اس شکل میں مثبت سرے کو برقی زمین کے ساتھ جوڑا گیا ہے۔ مزاحمت R_2 کی قیمت کو R_1 کی قیمت سے اتنا بڑا رکھا جاتا ہے کہ خارجی سرے پر چند وولٹ کی یک سمت برقی دباو V_{OS} پایا جائے۔ اس دور میں اندرونی داخلی انحرافی برقی دباو کو بطور داخلی اشارہ استعمال کیا گیا ہے۔ اگر اس اندرونی داخلی انحرافی برقی دباو کی قیمت V_{OS} ہو تب مثبت ایمپلیفائر کے لئے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

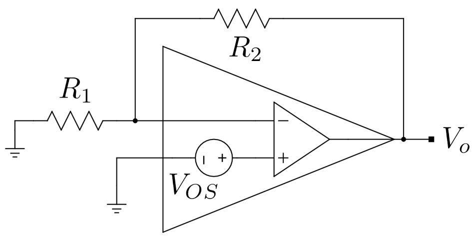
$$V_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_{OS} = \frac{(R_1 + R_2)}{R_1} V_{OS} \tag{۱.۶۶}$$

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

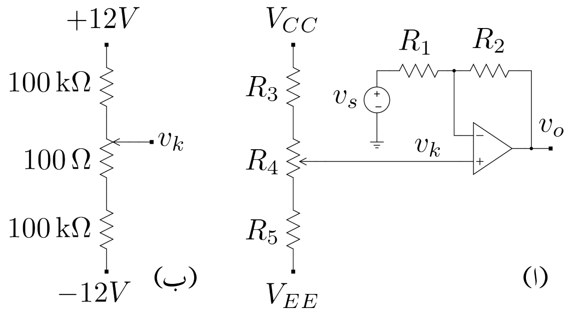
$$V_{OS} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_o \tag{۱.۶۷}$$

---

[77] input offset voltage



شکل ۱.۳۳: داخلی انحرافی برقی دباو کی پیمائش



شکل ۱.۳۴: داخلی انحرافی برقی دباو سے پاک، منفی ایمپلیفائر

شکل ۱.۳۴ الف میں اندرونی داخلی انحرافی برقی دباو کے اثر کو ختم کر کے منفی ایمپلیفائر کا استعمال دکھایا گیا ہے۔ ایسے ادوار میں R_3 اور R_5 کی قیمتیں کئی کلو اُوہم $\mathrm{k\Omega}$ ہوتی ہیں جبکہ متغیر مزاحمت R_4 کی قیمت اتنی رکھی جاتی ہے کہ اس کے درمیانی پنیا سے قابل حصول برقی دباو استعمال کردہ حسابی ایمپلیفائر کے اندرونی داخلی انحرافی برقی دباو V_{OS} کے حدود سے قدر زیادہ ہو۔ ایسے متغیر مزاحمت پر پیچ نسب ہوتا ہے جسے گھماتے ہوئے حسابی ایمپلیفائر کے خارجی اشارے V_o کو صفر وولٹ کرتے ہوئے اندرونی داخلی انحرافی برقی دباو کے اثر کو ختم کیا جاتا ہے۔

مثال ۱.۲۳: اگر شکل ۱.۳۴ الف میں

$$V_{CC} = 12\,\mathrm{V} \qquad V_{EE} = -12\,\mathrm{V} \qquad V_{OS} = 2\,\mathrm{mV}$$

ہیں۔ داخلی انحرافی برقی دباو کے خاتمے کے لئے درکار مزاحمت R_3، R_4 اور R_5 منتخب کریں۔

حل: چونکہ داخلی انحرافی برقی دباو کی قیمت معلوم ہونے کے باوجود اس کا رخ معلوم نہیں ہوتا لہٰذا ہمیں ان مزاحمت کو یوں منتخب کرنا ہو گا کہ R_4 تبدیل کرتے ہوئے ہم $-2\,\mathrm{mV}$ تا $2\,\mathrm{mV}$ یعنی کُل $4\,\mathrm{mV}$ کی تبدیلی

حاصل کر سکیں۔ ہم $R_3 = R_5 = 100\,\mathrm{k\Omega}$ لیتے ہوئے R_4 کی قیمت حاصل کرتے ہیں۔

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

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

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

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

اسی طرح اگر R_4 کو دوسری جانب پورا گھمایا جائے تب

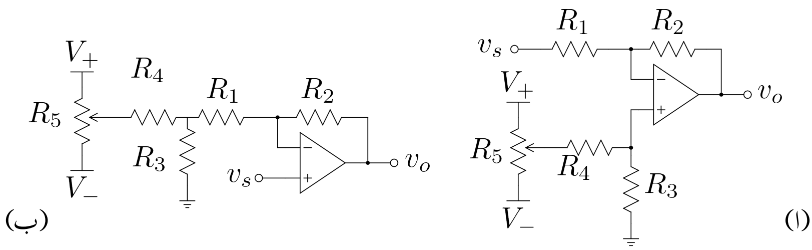
$$
\begin{aligned}
\frac{v_k - V_{CC}}{R_3 + R_4} + \frac{v_k - V_{EE}}{R_5} &= 0 \\
\frac{v_k - 12}{100000 + 100} + \frac{v_k + 12}{100000} &= 0 \\
v_k &= -5.99\,\mathrm{mV}
\end{aligned}
$$

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

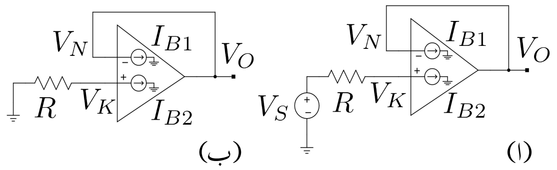
شکل ۱.۳۵ میں داخلی انحرافی برقی دباو سے پاک منفی اور مثبت ایمپلیفائر دکھائے گئے ہیں۔ ان ادوار میں $R_3 = 100\,\Omega$، $R_4 = 150\,\mathrm{k\Omega}$، $R_5 = 50\,\mathrm{k\Omega}$، $V_+ = 12\,\mathrm{V}$ اور $V_- = -12\,\mathrm{V}$ کی صورت میں $\pm 8\,\mathrm{mV}$ کے **داخلی انحرافی برقی دباو** کا خاتمہ ممکن ہوگا۔

۱.۷.۲ داخلی برقی رو کا مسئلہ

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



شکل ۱.۳۵: داخلی انحرافی برقی دباو سے پاک ایمپلیفائر



شکل ۱.۳۶: داخلی برقی رو کا مسئلہ

ممکن نہیں ہوتا۔ اس طرح کے مجبوری کے علاوہ بھی ادوار بناتے وقت اگر I_B کو مد نظر رکھا جائے تو کچھ حرج نہیں۔ داخلی برقی رو یک سمت نوعیت کا ہوتا ہے۔ حابی ایمپلیفائر کے درست کارکردگی کے لئے یہ ضروری ہے کہ اس کے دونوں داخلی سروں پر یک سمت برقی رو کے لئے راستہ موجود ہو۔ آئیں دیکھتے ہیں کہ اس I_B کے بارے میں عموما کیا کیا جاتا ہے۔

حابی ایمپلیفائر کی اندرونی ساخت کی وجہ سے اس کے داخلی سروں پر یک سمت برقی رو درکار ہوتی ہے۔ مزید یہ کہ دونوں داخلی سروں پر برقی رو کا رخ ایک ہی سمت میں ہوتا ہے۔ اگر کسی ایک قسم کے ایمپلیفائر میں برقی رو کا رخ داخلی سروں پر اندر کی جانب ہو تو کسی دوسرے قسم کے ایمپلیفائر میں دونوں یک سمت داخلی برقی رو کا رخ باہر کی جانب ہو سکتا ہے۔ اس داخلی برقی رو جسے **داخلی میلان برقی رو**[۴۸] کہتے ہیں کے مقدار کا دارومدار ایمپلیفائر کی ساخت پر ہوتا ہے۔ شکل ۱.۳۶ الف میں مستحکم کار دکھایا گیا ہے جہاں حابی ایمپلیفائر کے داخلی برقی رو I_{B1} اور I_{B2} کو منبع مستقل برقی رو[۴۹] تصور کیا گیا ہے۔ یک سمت داخلی اشارہ V_S کی قیمت صفر ہونے کی صورت میں شکل الف حاصل ہوتا ہے۔ مستحکم 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

[۴۸] input bias current
[۴۹] constant current source

کہ داخلی برقی رو کی وجہ سے

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

حاصل ہوتا ہے۔ $V_N = V_K$ ہونے سے

$$V_O = -I_{B2}R \tag{۱.۶۸}$$

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

شکل ۱.۳۷ میں مستحکم کار کو ذرا تبدیل کرتے ہوئے اس میں مزاحمت R_1 شامل کیا گیا ہے۔ مستحکم کار کی کارکردگی ایسا کرنے سے ہرگز متاثر نہیں ہوتی۔ اس دور میں بھی

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

اور

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

حاصل ہوتا ہے۔ البتہ R_1 پر اُوہم کے قانون سے

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

لکھا جا سکتا ہے جس سے

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

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

$$V_O = -I_BR + I_BR_1$$

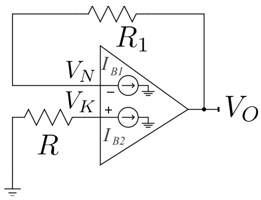
دور میں

$$R_1 = R \tag{۱.۶۹}$$

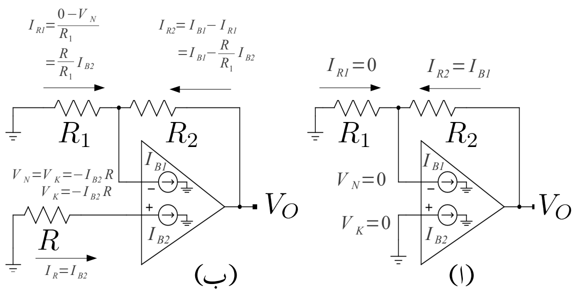
لینے سے $V_O = 0$ حاصل ہوتا ہے یعنی

$$V_O = -I_BR + I_BR = 0$$

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



شکل ۷.۳۷: داخلی برقی رو کے مسئلے کا حل



شکل ۷.۳۸: منفی ایمپلیفائر میں مسئلہ داخلی برقی رو اور اس کا حل

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

$$V_O = -I_{B2}R + I_{B1}R = (I_{B1} - I_{B2})\,R \tag{۷.۷۰}$$

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 لہٰذا مساوات ۷.۷۰ سے حاصل V_O کی قیمت مساوات ۷.۶۸ سے حاصل V_O کی قیمت سے زیادہ بہتر (یعنی کم) ہے۔

مثال ۷.۲۴: منفی ایمپلیفائر میں مسئلہ داخلی برقی دباو کی نشاندہی کریں اور اس سے نپٹنے کا حل دریافت کریں۔

حل: شکل ۷.۱ میں منفی ایمپلیفائر دکھایا گیا ہے جس میں داخلی اشارہ کی قیمت صفر کرنے سے شکل ۷.۳۸ الف حاصل ہوتا ہے۔ شکل-الف میں مثبت داخلی سرا برقی زمین کے ساتھ جڑا ہے لہٰذا $V_K = 0$

ہے اور یوں 0 $V_N = V_K = 0$ ہوگا اور یوں منفی داخلی سرے کی داخلی برقی رو تمام کی تمام مزاحمت R_2 سے گزرے گی یعنی $I_{R2} = I_{B1}$ ہوگا۔ $V_N = 0$ ہوگا۔ $I_{R1} = 0$ ہونے کی وجہ سے مزاحمت R_2 پر اُوہم کے قانون سے V_O یوں حاصل ہوتا ہے۔

$$
\begin{aligned}
V_O - V_N &= I_{R2}R_2 \\
V_O &= V_N + I_{R2}R_2 \\
V_O &= 0 + I_{B1}R2 \\
V_O &= I_{B1}R_2
\end{aligned}
\tag{۱.۷۱}
$$

شکل ۱.۳۸ ب میں مثبت داخلی سرے سے برقی زمین تک مزاحمت R جوڑ کر داخلی برقی رو کے مسئلے کو حل کرنے کی کوشش کی گئی ہے۔ جیسا شکل میں دکھایا گیا ہے $I_R = I_{B2}$ ہونے کی وجہ سے $V_K = -I_{B2}R$ ہوگا۔ یوں منفی داخلی سرے پر بھی اتنا ہی برقی دباو ہوگا (یعنی $V_N = V_K = -I_{B2}R$)۔ مزاحمت R_1 کا بایاں سرا برقی زمین پر ہے جبکہ اس کا دایاں سرے پر منفی برقی دباو ہے لہٰذا اس میں بائیں سرے سے دائیں سرے کی جانب برقی رو گزرے گا

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

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

$$
\begin{aligned}
V_O - V_N &= I_{R2}R_2 \\
V_O &= V_N + I_{R2}R_2 \\
V_O &= -I_{B2}R + \left(I_{B1} - \frac{R}{R_1} I_{B2}\right) R_2
\end{aligned}
\tag{۱.۷۲}
$$

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

$$
\begin{aligned}
V_O &= -I_B R + \left(I_B - \frac{R}{R_1} I_B\right) R_2 \\
&= I_B \left(-R + R_2 - \frac{RR_2}{R_1}\right)
\end{aligned}
\tag{۱.۷۳}
$$

ہم چاہتے ہیں کہ داخلی میلان برقی رو کی وجہ سے کسی قسم کا خارجی برقی دباو 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

$$R = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \tag{۱.۷۴}$$

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

اگر دونوں داخلی میلان برقی رو برابر نہ ہوں تب مساوات ۱.۷۲ میں

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

لیتے ہوئے

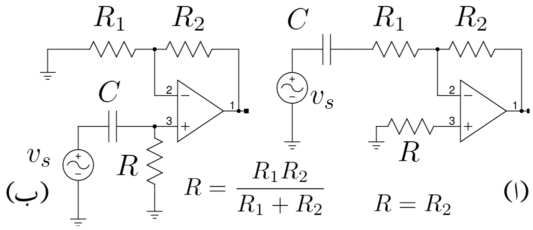
$$V_O = (I_{B1} - I_{B2}) R_2 \tag{۱.۷۵}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں اس صورت میں اگرچہ داخلی میلان برقی رو کا مسئلہ پوری طرح حل نہیں ہوتا لیکن مساوات ۱.۷۱ کے ساتھ موازنہ کرنے سے (چونکہ $|I_{B1} - I_{B2}| \ll I_{B1}$ ہے) ہم دیکھتے ہیں کہ V_O میں خاطر خواہ کمی آتی ہے۔

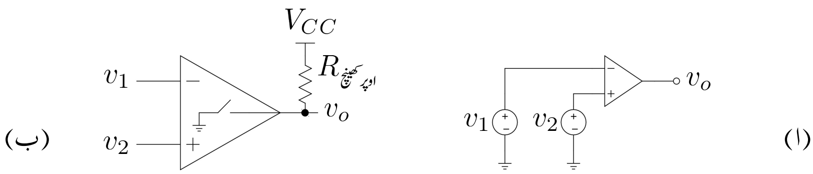
ہم دیکھتے ہیں کہ حسابی ایمپلیفائر کے دونوں داخلی سروں پر یک سمت میلان برقی رو کو برقی زمین تک پہنچنے کی خاطر برابر مزاحمت فراہم کرنے سے داخلی برقی رو کا مسئلہ حل ہوتا ہے۔ یہاں یک سمت میلان برقی رو کے راستے کی بات کی گئی نہ کہ بدلتے برقی رو کے راستے کی۔ اس بات کی وضاحت شکل ۱.۳۹ کی مدد سے کرتے ہیں۔ یاد رہے کہ کپیسٹر میں یک سمت برقی رو نہیں گزر سکتا اور یہ بالکل لامحدود مزاحمت کی طرح کردار ادا کرتا ہے۔ شکل ۱.۳۸ الف میں منفی ایمپلیفائر دکھایا گیا ہے جس کا عمومی طور پر مثبت داخلی سرا برقی زمین کے ساتھ جڑا ہوتا ہے۔ منفی داخلی سرے کے یک سمت میلان برقی رو کا برقی زمین تک راستہ R_2 ہے اور یوں مثبت داخلی سرے اور برقی زمین کے درمیان $R = R_2$ جوڑ کر داخلی میلان برقی رو کا مسئلہ حل کیا گیا ہے۔ شکل ۱.۳۸ ب میں مثبت ایمپلیفائر دکھایا گیا ہے۔ یہاں اشارہ کو کپیسٹر کے ذریعہ ایمپلیفائر کے ساتھ جوڑا گیا ہے جس سے اس داخلی سرے کے میلان برقی رو کو برقی زمین تک راستہ میسر نہیں ہو گا اور یوں یہ ایمپلیفائر کام کرنے سے قاصر ہے۔ اس کی صحیح کارکردگی کے لئے ضروری ہے کہ اس داخلی سرے سے برقی زمین تک یک سمت میلان برقی رو کے لئے راستہ موجود ہو۔ چونکہ منفی داخلی سرے کے یک سمت میلان برقی رو کا برقی زمین تک راستہ R_1 اور R_2 کے ذریعہ ہے اور یک سمت میلان برقی رو کے نقطہ نظر سے یہ دونوں مزاحمت متوازی جڑے ہیں لہٰذا مثبت داخلی سرے اور زمین کے درمیان مزاحمت

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

نسب کر کے اس داخلی سرے کے یک سمت میلان برقی رو کو زمین تک راستہ فراہم کیا جاتا ہے اور ساتھ ہی ساتھ مسئلہ داخلی میلان برقی رو کو بھی حل کیا جاتا ہے۔ یہاں یہ بتلانا ضروری ہے کہ مثبت 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۔



شکل ۱.۳۹: مسئلہ داخلی برقی رو کے چند مثالیں اور یک سمت برقی رو کا برقی زمین تک رسائی کا راستہ



شکل ۱.۴۰: موازنہ کار

۱.۸ موازنہ کار

شکل ۱.۴۰ الف کے حسابی ایمپلیفائر میں $v_1 > v_2$ کی صورت میں v_o مکمل مثبت یعنی V_{CC} پر ہو گا جبکہ $v_1 < v_2$ کی صورت میں v_o مکمل منفی یعنی V_{EE} پر ہو گا۔ حسابی ایمپلیفائر 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**[۸۰] ایسا مخلوط دور ہے جسے خاص اسی مقصد کے لئے تخلیق دیا گیا ہے۔

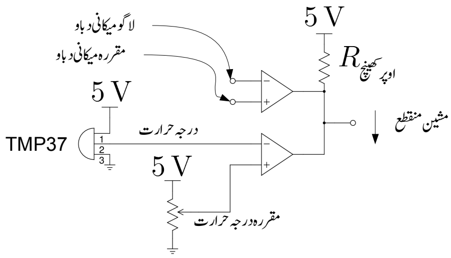
موازنہ کار کی علامت وہی ہے جو حسابی ایمپلیفائر کی ہے۔ حسابی ایمپلیفائر مثبت یا منفی اشارہ خارج کر سکتا ہے جبکہ **موازنہ کار** داخلی اشارات کا موازنہ کرتے ہوئے دو مختلف صورت اختیار کر سکتا ہے۔ ایک صورت میں یہ منقطع ہو جاتا ہے جبکہ دوسری صورت میں یہ مقررہ برقی دباو خارج کرتا ہے جو عموماً $0\,\mathrm{V}$ یا V_{EE} ہوتا ہے۔

موازنہ کار کی کارکردگی کو شکل الف میں دکھایا گیا ہے جہاں اس کے ممکنہ خارجی صورت **منقطع** اور $0\,\mathrm{V}$ ہیں۔ $v_1 > v_2$ کی صورت میں سوئچ منقطع رہتا ہے جبکہ $v_1 < v_2$ کی صورت میں سوئچ چالو ہو کر خارجی سرے کو برقی زمین کے ساتھ جوڑتا ہے۔ خارجی سرے اور V_{CC} کے درمیان مزاحمت $R_{\text{اوپر کھینچ}}$ جوڑنے سے منقطع صورت میں $v_o = V_{CC}$ حاصل کیا جا سکتا ہے۔

آئیں **موازنہ کار** کے استعمال کی ایک مثال دیکھیں۔

---

[۸۰] comparator



شکل ۱.۴۱: موازنہ کار کی مثال

مثال ۱.۲۵: اس مثال میں چالو مشین کے درجہ حرارت اور اس میں میکانی دباو پر نظر رکھا جاتا ہے۔ اگر ان میں کوئی ایک یا دونوں 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 V کا اشارہ ملتا رہے۔ مشین اسی دم منقطع ہو جاتا ہے جب اسے منقطع کرنے والا $v_o = 0\,\mathrm{V}$ کا اشارہ ملے۔ منقطع کر دینے والے اشارے کو تیر کے نشان سے دکھایا گیا ہے۔

شکل ۱.۴۱ میں دو **موازنہ کار** متوازی جوڑے گئے ہیں۔ نچلے **موازنہ کار** کے منفی داخلی سرے پر TMP37[81] 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 دباو خارج کرتا ہے۔ 0 °C پر 0 V اور 100 °C پر یہ 1 V خارج کرتا ہے۔ اس کو 5 V کی درکار طاقت مہیا کی گئی ہے۔ اسی **موازنہ کار** کے مثبت داخلی سرے پر قابل تبدیل مزاحمت نسب کی گئی ہے۔ قابل تبدیل مزاحمت پر نسب پیچ کو گھماتے ہوئے **موازنہ کار** کے مثبت داخلی سرے پر 0 V تا 5 V برقی دباو دیا جا سکتا ہے جسے شکل میں **مقررہ درجہ حرارت** کہا گیا ہے۔ **مقررہ درجہ حرارت** کو 0.5 V پر رکھا گیا ہے۔ 50 °C پر TMP37 اشاریہ پانچ 0.5 V خارج کرے گا۔

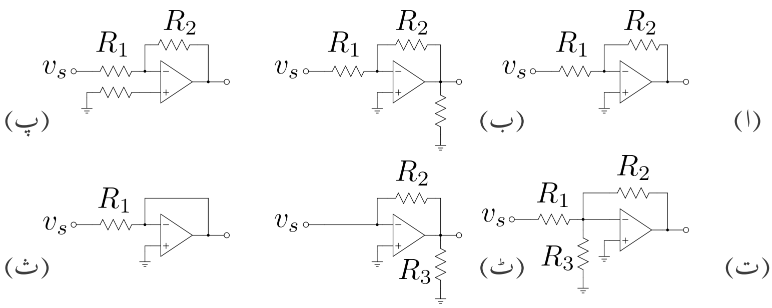
موازنہ کار اس وقت تک منقطع رہے گا جب تک درجہ حرارت 50 °C سے کم رہے۔ جیسے ہی درجہ حرارت اس حد سے تجاوز کرے، موازنہ کار $v_o = 0\,\mathrm{V}$ خارج کرتے ہوئے مشین کو منقطع کر دیگا۔

شکل میں دکھائے دوسرے موازنہ کار کو بھی اسی طرح استعمال کیا گیا ہے۔ اس کا مثبت داخلی سرے کو مقررہ میکانی دباو کے حد پر رکھا جاتا ہے جبکہ اس کے منفی داخلی سرے کو مشین میں پائے جانے والے میکانی دباو کا اشارہ مہیا کیا جاتا ہے۔ جیسے ہی میکانی دباو مقررہ حد سے تجاوز کرے، موازنہ کار خارجی اشارے v_o کو نیچے کھینچ کر برقی زمین 0 V پر لاتے ہوئے مشین کو منقطع کر دیگا۔

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ دونوں موازنہ کار خارجی اشارے کو صرف برقی زمین پر لانے کی صلاحیت رکھتے ہیں۔ اسی طرح مزید موازنہ کار متوازی جوڑتے ہوئے دیگر متغیرات پر نظر رکھی جا سکتی ہے۔

---

[81] Analog Devices اس مخلوط دور کو بناتے ہیں۔



شکل ۱.۴۲: حسابی منفی ایمپلیفائر کے سوالات

سوالات

سوال ۱.۱: شکل ۱.۴۲ میں

$$V_{CC}=12\,\mathrm{V}\qquad V_{EE}=-12\,\mathrm{V}\qquad v_s=0.5\,\mathrm{V}$$
$$R_1=10\,\mathrm{k\Omega}\qquad R_2=200\,\mathrm{k\Omega}\qquad R_3=10\,\mathrm{k\Omega}$$

ہیں۔

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

$$A=60\,000\qquad R_i=100\,\mathrm{M\Omega}\qquad R_o=200\,\Omega$$

ہیں۔

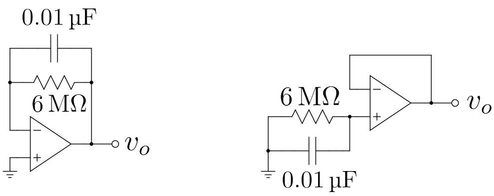
جوابات: داخلی مزاحمت: $10\,\mathrm{k\Omega}$، $10\,\mathrm{k\Omega}$، $10\,\mathrm{k\Omega}$، $10\,\mathrm{k\Omega}$، $0\,\Omega$ اور $10\,\mathrm{k\Omega}$ ؛
خارجی اشارہ: $-10\,\mathrm{V}$، $-10\,\mathrm{V}$، $-10\,\mathrm{V}$، $-10\,\mathrm{V}$، $-12\,\mathrm{V}$ اور $0\,\mathrm{V}$

سوال ۱.۲: کامل حسابی ایمپلیفائر تصور کرتے ہوئے $10\,\mathrm{M\Omega}$ سے کم مزاحمتوں کے استعمال سے صفحہ ۱۳ پر دیے شکل ۱.۷ کے طرز پر منفی حسابی ایمپلیفائر تخلیق دیں۔

- $A_v=-25\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}$ کی صورت میں R_1 ، R_2 اور زیادہ سے زیادہ ممکن داخلی مزاحمت کیا ہوگی۔
- $A_v=-1000\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}$ کی صورت میں زیادہ سے زیادہ ممکن داخلی مزاحمت کیا ہوگی۔

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

سوال ۱.۳: $200\,\mathrm{k\Omega}$ سے کم مزاحمت استعمال کرتے ہوئے $A_v=-1000\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}$ کا منفی ایمپلیفائر بنانے سے زیادہ سے زیادہ ممکن داخلی مزاحمت صرف $200\,\Omega$ حاصل ہوتی ہے۔ صفحہ ۱۹ پر دیے شکل ۱.۱۰ کے طرز پر ایمپلیفائر بنائیں جس کی داخلی مزاحمت زیادہ سے زیادہ ہو۔

(ب)  (ا)

شکل ۱.۴۳: حسابی ایمپلیفائر کے میلان برقی رو کا حصول

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

سوال ۱.۴: حسابی ایمپلیفائر کی میلان برقی رو حاصل کرنے کی خاطر شکل ۱.۴۳ استعمال کیا جاتا ہے۔ کپیسٹر کے استعمال سے برقی شور کا خاتمہ ہوتا ہے۔

- شکل-الف میں $V_o = -1.2\,\mathrm{V}$ جبکہ شکل الف میں $V_o = -1.21\,\mathrm{V}$ پایا جاتا ہے۔ مثبت داخلی سرے کی میلان برقی رو I_{B1} اور منفی داخلی سرے کی میلان برقی رو I_{B2} اور ان کی سمتیں حاصل کریں۔
- I_{B1} اور I_{B1} سے **انحرافی برقی رو** حاصل کریں
- ایک حسابی ایمپلیفائر جس کی میلان برقی رو $100\,\mathrm{nA}$ کے لگ بھگ ہے کی مکمل درست میلان برقی رو حاصل کرنے کی خاطر شکل کو استعمال کیا جاتا ہے۔ قابل ناپ خارجی اشارہ حاصل کرنے کی خاطر مزاحمت کی وہ قیمت تجویز کریں جس پر $v_o = 1.5\,\mathrm{V}$ کے لگ بھگ حاصل ہو۔

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

سوال ۱.۵: عفت بریخنہ نے انجنیئرنگ کے آخری سال میں آلاتی ایمپلیفائر کو استعمال کرتے ہوئے **برقی قلب نگار**[82] بنانے کا منصوبہ بنایا۔ پہلے مرحلے میں انہوں نے شکل ۱.۲۶ میں $R_1 = 250\,\Omega$، $R_2 = 2.5\,\mathrm{k\Omega}$ اور $R_3 = R_4 = 39\,\mathrm{k\Omega}$ رکھ کر دائیں ہاتھ کی کلائی کو v_1 جبکہ بائیں ہاتھ کی کلائی کو v_2 کے ساتھ جوڑا۔ ایسا کرنے کی خاطر ہم **محوری تار**[83] استعمال کئے گئے جن کی بیرونی تانبے کی چادر کو دور کے برقی زمین کے ساتھ جوڑا گیا تا کہ تار میں حساس اشارات پر بیرونی ناپسندیدہ برقی شور کے اثرات کم سے کم کئے جا سکیں۔ دایاں ٹخنہ بھی برقی زمین کے ساتھ جوڑا گیا جس سے $50\,\mathrm{Hz}$ کا برقی شور نہایت کم ہو جاتا ہے۔ حساس اشارات میں واپڈا کے $50\,\mathrm{Hz}$ کا شور عموماً پایا جاتا ہے جس سے نپٹنا ضروری ہوتا ہے۔

انہوں نے دیکھا کہ v_o پر دل کی دھڑکن کی چوٹی $0.6\,\mathrm{V}$ تھی۔

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

---

[82] ecg
[83] co-axial cable

سوال ۱.۶: برقی قلب نگار میں برقی شور کے مسئلہ پر تحقیق کرنے کی خاطر عفت نے سائن نما داخلی اشارے کے حیطے کو سوگنا بڑھانے کی خاطر شکل ۱.۷ میں دکھائے منفی حسابی ایمپلیفائر استعمال کیا جس میں $R_1 = 1\,\mathrm{k\Omega}$ اور $R_2 = 100\,\mathrm{k\Omega}$ رکھے گئے۔ بغیر زیادہ غور کئے **لہر بین**[84] پر دیکھا گیا کہ $0.1\,\mathrm{V}$ کا اشارہ بڑھاتے وقت دور نہایت عمدگی سے کام کرتے ہوئے $10\,\mathrm{V}$ خارج کرتا ہے۔ عفت نے امید رکھی کہ $10\,\mathrm{mV}$ کے اشارے کو بھی دور خوش اسلوبی سے بڑھاتے ہوئے $1\,\mathrm{V}$ خارج کرے گا۔ **لہر بین** میں غور سے دیکھتے ہوئے معلوم ہوا ہے کہ خارجی اشارے کی مثبت چوٹی $1.2\,\mathrm{V}$ جبکہ اس کی منفی چوٹی $-0.8\,\mathrm{V}$ پر تھی۔

- $v_s = 0\,\mathrm{V}$ کی صورت میں v_o کی کیا قیمت متوقع ہے۔
- اگر مسئلہ **میلان برقی رو** کی وجہ سے پیدا ہوا ہو تب حسابی ایمپلیفائر کے مثبت داخلی سرے پر کتنی مزاحمت نسب کرنے سے مسئلہ حل ہو گا۔
- مثبت داخلی سرے پر درکار مزاحمت نسب کرنے سے $v_s = 0\,\mathrm{V}$ کی صورت میں $v_o = 0.19\,\mathrm{V}$ حاصل ہوتا ہے۔ یوں **میلان برقی رو** کی وجہ سے خارجی اشارے میں $10\,\mathrm{mV}$ کا فرق پیدا ہو رہا تھا۔ **میلان برقی رو** کی قیمت حاصل کریں۔
- توقع کی جاتی ہے کہ بقایا $v_o = 0.19\,\mathrm{V}$ **داخلی انحرافی برقی دباو** کی وجہ سے ہے۔ استعمال کئے گئے حسابی ایمپلیفائر کی داخلی انحرافی برقی دباو V_{OS} حاصل کریں۔

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

سوال ۱.۷: مال لادنے سے پہلے اور لادنے کے بعد ٹرک کا وزن کرتے ہوئے لدے گئے مال کا وزن حاصل کیا جاتا ہے۔ ٹرک کا وزن ناپنے کی خاطر **لوڈ سیل**[85] استعمال کیا جاتا ہے جو در حقیقت **ویٹ سٹون چکور**[86] پر مشتمل ہوتا ہے۔ **ویٹ سٹون چکور**[87] کو شکل ۱.۴۴ میں دکھایا گیا ہے۔ عام صورت میں اس کے چاروں مزاحمتوں کی قیمت برابر R ہوتی ہے۔ وزن پڑنے پر ان میں سے ایک مزاحمت کی مزاحمت تبدیل ہو کر $R + \Delta R$ ہو جاتی ہے۔ ویٹ سٹون چکور سے اشارات V_1 اور V_2 حاصل کرتے ہوئے آلاتی ایمپلیفائر کو مہیا کئے جاتے ہیں جو ان میں نہایت باریک فرق $V_2 - V_1$ کو بڑھا کر خارج کرتا ہے۔ ویٹ سٹون چکور کو آلاتی ایمپلیفائر کے ساتھ جوڑ کر خارجی اشارہ v_o کی مساوات حاصل کریں۔ آلاتی ایمپلیفائر کو صفحہ ۴۵ پر شکل ۱.۲۶ میں دکھایا گیا ہے۔

جواب: ویٹ سٹون چکور کا

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

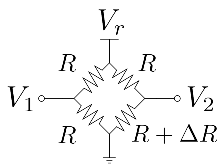
---

[84] oscilloscope

[85] load cell

[86] Wheatstone bridge

[87] ویٹ سٹون چکور کا نام چارلس ویٹ سٹون سے منسوخ ہے جنہوں نے اس کا استعمال عام بنایا



شکل ۱.۴۴: ویٹسٹون چپکور

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

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

حاصل ہوتا ہے۔

سوال ۱.۸: مثبت حسابی ایمپلیفائر میں $R_1 = 1\,\text{k}\Omega$ اور $R_2 = 14.7\,\text{k}\Omega$ رکھے گئے۔ $v_s = 0.5\,\text{V}$ اشارے پر $v_o = 7.85\,\text{V}$ متوقع ہے۔ مزاحمتوں کے قیمتوں 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 مزاحمتوں کے قیمت میں زیادہ سے زیادہ کتنے فی صد غلطی قابل برداشت ہو گی۔

جوابات: خارجی اشارہ $7.15\,\text{V}$ تا $8.623\,68\,\text{V}$ ممکن ہے۔ زیادہ سے زیادہ v_o اس وقت حاصل ہو گا جب R_2 کی قیمت $5\,\%$ زیادہ اور R_1 کی قیمت $5\,\%$ کم ہو۔ کل غلطی $18.77\,\%$ ہے۔ $\pm 1.33\,\%$

سوال ۱.۹: غیر کامل حسابی ایمپلیفائر استعمال کرتے ہوئے منفی حسابی ایمپلیفائر 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 ایمپلیفائر کا مساوی دور استعمال کرتے ہوئے حسابی ایمپلیفائر کی A_d حاصل کریں۔

جوابات: $A_d = 10\,989\,\frac{\text{V}}{\text{V}}$

سوال ۱.۱۰: صفحہ ۲۱ پر مزاحمت نما ایمپلیفائر دکھایا گیا ہے۔ $A_d \to \infty$ کی صورت میں مزاحمت نما ایمپلیفائر کی $\frac{v_o}{i_s} = -R$ کے برابر ہوتی ہے۔ محدود A_d کی صورت میں حسابی ایمپلیفائر کے کامل مساوی دور کے استعمال سے $\frac{v_o}{i_s}$ اور داخلی مزاحمت حاصل کریں۔

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

سوال ۱.۱۱: ایک منفی حسابی ایمپلیفائر جس کی $A_d = 60\,000\,\frac{\text{V}}{\text{V}}$ ہو خطی خطے میں رہتے ہوئے $12\,\text{V}$ خارج کر رہا ہے۔ کامل مساوی دور استعمال کرتے ہوئے منفی داخلی سرے پر برقی دباو حاصل کریں۔ اگر $A_d = 1000\,\frac{\text{V}}{\text{V}}$ ہوتا تب جواب کیا ہوتا۔

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

سوال ۱.۱۲: لامحدود A_d کی صورت میں منفی حسابی ایمپلیفائر کی $A_v = -\frac{R_2}{R_1}$ حاصل ہوتی ہے۔

- محدود A_d کی صورت میں صفحہ ۹ پر شکل ۱.۵ میں دیے کامل مساوی دور استعمال کرتے ہوئے A_v حاصل کریں۔

- لامحدود A_d کے جواب کی نسبت سے A_v میں غلطی کا فی صد حاصل کریں۔

- $A_d = 10\,000\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}$ کی صورت میں $\frac{R_2}{R_1}$ کی وہ قیمت حاصل کریں جس پر A_v میں غلطی $0.1\,\%$ ہو۔

- $A_d = 10\,000\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}$ کی صورت میں $R_2 = 9\,\mathrm{k\Omega}$ رکھتے ہوئے R_1 کی وہ قیمت حاصل کریں جس پر A_v بالکل برابر $-50\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}$ ہو۔ اگر ایمپلیفائر 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: $A_v = \frac{-A_d R_2}{1+R_1(A_d+1)}$، $100\left(\frac{R_1+R_2}{R_1 A_d + R_2}\right)$، $9.009 \approx \frac{1}{0.111} = \frac{R_2}{R_1}$۔ آخری جواب سے ظاہر ہے کہ $A_v = -9\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}$ سے زیادہ افزائش پر فرق $0.1\,\%$ سے زیادہ ہوگا۔ $R_1 = 179.9819\,\Omega$، $1.8\,\mathrm{M\Omega}$

سوال ۱.۱۳: صفحہ ۳۳ پر **تکمل کار** دکھایا گیا ہے۔ اس میں $R = 14.7\,\mathrm{k\Omega}$ اور $C = 0.01\,\mu\mathrm{F}$ رکھیں۔ حسابی ایمپلیفائر کی داخلی انحرافی برقی دباو $V_{OS} = 2\,\mathrm{mV}$ ہونے کی وجہ سے خارجی اشارہ صفر وولٹ سے کتنی دیر میں $V_{CC} = 12\,\mathrm{V}$ یا $V_{EE} = -12\,\mathrm{V}$ تک پہنچ جائے گا۔ اگر $C = 0.1\,\mu\mathrm{F}$ کر دیا جائے تو جواب کیا ہوگا۔

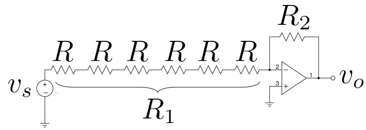
جواب: $0.882\,\mathrm{s}$، $8.82\,\mathrm{s}$۔ ان جوابات سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ داخلی اشارے کی عدم موجودگی یعنی $v_s = 0$ کی صورت میں تکمل کار صفر وولٹ خارج نہیں کرتا بلکہ خارجی اشارہ مکمل مثبت یا مکمل منفی جانب پہنچنے کی کوشش کرتا ہے۔ RC کی قیمت بڑھا کر v_o کی رفتار آہستہ کرتے ہوئے اس عمل کو دیکھنے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

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

سوال ۱.۱۴: صفحہ ۵۵ پر **عددی سے مماثل کار** دکھایا گیا ہے۔ 15_{10} سروں پر $-12\,\mathrm{V}$ خارج کرنے کی خاطر R' کی قیمت حاصل کریں۔ اس صورت 9_{10} پر کتنی مماثل برقی دباو خارج کیا جائے گا۔

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

سوال ۱.۱۵: چالو ٹریکٹر پر بیٹھے ڈرائیور سے ٹی وی پر نشریات کی خاطر سوال و جواب کیا جاتا ہے۔ ٹریکٹر کی شور کو ختم کرنے کی خاطر دو مائک کا استعمال کیا جاتا ہے۔ ایک مائک کو ڈرائیور کے منہ سے دو فٹ کے فاصلے پر جبکہ دوسرے کو منہ کے قریب رکھا جاتا ہے۔ دور مائک صرف ٹریکٹر کا شور سنتے ہوئے v_{s1} اشارہ خارج کرتا ہے جبکہ قریب مائک ٹریکٹر کے شور کے ساتھ ساتھ ڈرائیور کی گفتگو بھی حاصل کرتے ہوئے اشارہ



شکل ۱.۴۵: بلند برقی دباو کے اشارے کا حصول

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 ۳۸ پر دکھائے **منفی کار** استعمال کرتے ہوئے شور سے پاک اشارہ حاصل کریں۔
جواب: تمام مزاحمت برابر قیمت کے رکھیں۔

سوال ۱.۱۶: سوال ۱.۱۵ کے سوال و جواب لیتے وقت دیکھا گیا کہ ڈور مائک میں نسبتاً زیادہ شور پایا جاتا ہے۔یوں

$$v_{s2} = V_t \cos \omega_t t + V_d \cos \omega_d t$$
$$v_{s1} = 1.2 V_t \cos \omega_t t$$

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 ۱.۱۷: لوہا پگھلانے والی بھٹی تخلیق دیتے وقت معلوم ہوا کہ $3\,\mathrm{kV}$ سے زیادہ برقی دباو پر مسائل پیدا ہوتے تھے۔برقی دباو کو $3\,\mathrm{kV}$ سے کم رکھنے کی خاطر برقی دباو کا واپسی اشارہ درکار ہے۔واپسی اشارے کو شکل ۱.۴۵ کے منفی ایمپلیفائر میں $R_1 > R_2$ رکھتے ہوئے حاصل کیا جاتا۔ $3\,\mathrm{kV}$ پر $-6\,\mathrm{V}$ کا اشارہ درکار ہے۔کسی بھی مزاحمت میں $30\,\mathrm{mW}$ سے زیادہ برقی طاقت ضائع نہیں ہونا چاہئے۔
جوابات: $R_1 = 6R = 500R_2$ اور $R = 8.33\,\mathrm{M\Omega}$

سوال ۱.۱۸: $R_2 = 10\,\mathrm{k\Omega}$، $R_1 = 2\,\mathrm{k\Omega}$، $V_{CC} = 12\,\mathrm{V}$ اور $V_{EE} = -12\,\mathrm{V}$ رکھتے ہوئے منفی حسابی ایمپلیفائر کے داخلی سائن نما اشارے کی زیادہ سے زیادہ چوٹی کیا ہو گی جس پر ایمپلیفائر خطی خطے میں رہتا ہو۔مثبت ایمپلیفائر کے لئے بھی جواب حاصل کریں۔
جوابات: $2.4\,\mathrm{V}$ اور $2\,\mathrm{V}$

سوال ۱.۱۹: **مستطیلی پتلے اشارات**[88] کے **دورانیہ چڑائی**[89] سے مراد اشارے کا $10\,\%$ سے $90\,\%$ چوٹی تک پہنچنے کا دورانیہ ہے۔اسی طرح **دورانیہ اترائی**[90] سے مراد اشارے کا چوٹی کے $90\,\%$ سے $10\,\%$ تک پہنچنے کا دورانیہ ہے۔

[88] pulses
[89] rise time
[90] fall time

5 V چوٹی اور 1 µs **دوری عرصے**[۹۱] والا **چکور اشارہ**[۹۲] 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 ۱.۲۰: صفحہ ۴۵ پر **جمع و منفی کار** دکھایا گیا ہے۔ **جمع و منفی کار** کے مثبت داخلی سروں سے جڑے v_{j1} تا v_{js} کو قصر دور کرتے ہوئے مزاحمت R_{j1} تا R_{js} کے داخلی سرے برقی زمین کے ساتھ جوڑتے ہوئے دور کا خارجی اشارہ v_{om} حاصل کریں۔ اسی طرح منفی داخلی سرے قصر دور کرتے ہوئے خارجی اشارہ v_{oj} حاصل کریں۔ تمام داخلی اشارات کے موجودگی میں خارجی اشارہ $v_{om} + v_{oj}$ کے برابر ہوگا۔ اس طرح مساوات ۱.۵۵ حاصل کریں۔

سوال ۱.۲۱: لامحدود A_d کی صورت میں **متحکم کار** کا خارجی اشارہ اس کے داخلی اشارے کے برابر ہوتا ہے۔ $A_d = 10\,000\,\frac{\text{V}}{\text{V}}$ اور $A_d = 1000\,\frac{\text{V}}{\text{V}}$ کی صورت میں خارجی اشارہ کتنے فی صد کم یا زیادہ ہوگا۔

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

سوال ۱.۲۲: **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 ہوگا۔ اسی طرح v_2 کو صفر وولٹ کرتے ہوئے v_1 کو نظر آنے والا داخلی مزاحمت کیا ہوگا۔ جواب بغیر حساب و کتاب کے بتلائیں۔

جوابات: $2R$، R، R، اور R

سوال ۱.۲۳: صفحہ ۳۸ پر **منفی کار** دکھایا گیا ہے۔ مساوات ۱.۵۳ 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**[۹۳] جبکہ v_f کو **تفرقی اشارہ**[۹۴] کہتے ہیں۔ خارجی مساوات کو

$$v_o = A_{\text{مشترک}} v_m + A_{\text{تفرق}} v_f \tag{۱.۷۶}$$

صورت میں لکھیں۔ مشترکہ افزائش تقسیم تفرق افزائش کو **مشترکہ اشارہ رد کرنے کے صلاحیت**[۹۵] CMRR کہتے ہیں۔ ثابت کریں کہ

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

---

[۹۱] time period
[۹۲] square wave
[۹۳] common mode signal
[۹۴] differential mode signal
[۹۵] common mode rejection ratio CMRR

کے برابر ہے۔

سوال ۱.۲۴: منفی کار بناتے وقت $\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_3}{R_4}$ رکھا جاتا ہے جس سے اس کی **مشترکہ اشارہ رد کرنے کے صلاحیت** کی قیمت لامحدود حاصل ہوتی ہے۔ حقیقی مزاحمتوں کی قیمت ان کے پکارے گئے قیمتوں سے اوپر نیچے ہوتیں ہیں۔ سوال ۱.۲۳ میں حاصل جواب کو استعمال کرتے ہوئے ثابت کریں کہ ایسی صورت میں کم سے کم **مشترکہ اشارہ رد کرنے کے صلاحیت** کی قیمت $\frac{A+1+\epsilon^2}{4\epsilon}$ کے برابر ہوگی جہاں $A = \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3}$ کے برابر ہے اور مزاحمت کے قیمتوں میں $5\,\%$ غلطی کے لئے $\epsilon = 0.05$ ہوگا۔

$R_2 = R_4 = 21\,\text{k}\Omega$ اور $R_1 = R_3 = 1\,\text{k}\Omega$ کی صورت میں اگر مزاحمتوں کے قیمتوں میں $\mp 5\,\%$ غلطی کی گنجائش ہو تب **مشترکہ اشارہ رد کرنے کے صلاحیت** کی قیمت کیا حاصل ہوگی۔ $\mp 0.1\,\%$ کی صورت میں جواب کیا ہوگا۔

جوابات: 110، 5500

سوال ۱.۲۵: $\mp 12\,\text{V}$ پر چلنے والے ایک حسابی ایمپلیفائر کا خارجی اشارہ $-10.5\,\text{V}$ تا $10.5\,\text{V}$ بغیر بگڑے تبدیل ہو سکتا ہے۔ اسے استعمال کرتے ہوئے $A_v = -40\,\frac{\text{V}}{\text{V}}$ کا منفی حسابی ایمپلیفائر بنایا جاتا ہے۔ داخلی اشارے کی وہ چوٹی V_p حاصل کریں جس پر خارجی اشارہ بگڑ جائے گا۔

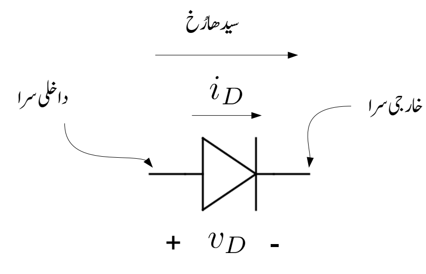
جواب: $\left|V_p\right| > 0.2625\,\text{V}$

باب ۲

ڈایوڈ

الیکٹرانک پرزہ جات میں **ڈایوڈ**[1] اکلیدی مقام رکھتا ہے۔ڈایوڈ کی علامت شکل ۲.۱ میں دکھائی گئی ہے۔ڈایوڈ کی خاصیت یہ ہے کہ اس کے دو سروں کے مابین، برقی رو صرف ایک رُخ میں گزر سکتی ہے۔ڈایوڈ کی علامت میں تیر کا نشان اسی رُخ کو ظاہر کرتا ہے۔اس رُخ کو ڈایوڈ کا **سیدھا رخ** کہتے ہیں۔ڈایوڈ کے دو اہم اقسام **سلیکان ڈایوڈ** اور **جرمینیم ڈایوڈ** ہیں۔سلیکان ڈایوڈ کے خصوصیات جرمینیم ڈایوڈ سے بہت بہتر ہیں۔اسی لئے سلیکان ڈایوڈ زیادہ مقبول ہیں۔اس کتاب میں سلیکان ڈایوڈ پر ہی تبصرہ کیا جائے گا۔ڈایوڈ کے دو سروں کے مابین برقی دباو v_D اور ڈایوڈ میں سیدھے رخ برقی رو i_D کو ناپنے کا درست طریقہ اسی شکل میں دکھایا گیا ہے۔ڈایوڈ کے کارکردگی کی $v_D - i_D$ مساوات مندرجہ ذیل ہے۔

$$i_D = I_S \left(e^{\frac{qv_D}{nkT}} - 1 \right) \tag{۲.۱}$$



شکل ۲.۱: ڈایوڈ کی علامت

[1] diode

اس مساوات میں حرارتی برقی دباو[۲] V_T کو

$$V_T = \frac{kT}{q} \tag{۲.۲}$$

لکھتے ہوئے مساوات کو عموماً یوں لکھا جاتا ہے

$$i_D = I_S \left(e^{\frac{v_D}{nV_T}} - 1 \right) \tag{۲.۳}$$

جہاں

I_S لبریزی برقی رو[۳]

q الیکٹران کا برقی بار[۴] $1.6 \times 10^{-19}\,\mathrm{C}$

k بولٹزمن[۵] کا مستقل $1.38 \times 10^{-23}\,\mathrm{J/K}$

T کیلون پیمائش حرارت[۶]

V_T حرارتی برقی دباو

n اخراجی جزو[۷] جس کی قیمت ایک تا دو ہوتی ہے۔ مخلوط ادوار میں بنائے گئے ڈایوڈ کا عموماً $n = 1$ جبکہ انفرادی دوسروں والے ڈایوڈ کا $n = 2$ ہوتا ہے۔ اس کتاب میں $n = 1$ تصور کیا جائے گا۔

$n = 1$ لیتے ہوئے

$$i_D = I_S \left(e^{\frac{v_D}{V_T}} - 1 \right) \tag{۲.۴}$$

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

مثال ۲.۱: مندرجہ ذیل حرارت پر حرارتی برقی دباو V_T کی قیمت حاصل کریں۔

۱. پانی ابلنے کے درجہ حرارت یعنی $100\,^{\circ}\mathrm{C}$ پر[۸]

[۲] thermal voltage
[۳] saturation current
[۴] charge
[۵] Boltzmann constant
[۶] Kelvin
[۷] emission coefficient
[۸] Celsius

۲. پانی منجمد ہونے کے درجہ حرارت یعنی $0\,^{\circ}\mathrm{C}$ پر

۳. تئیس ڈگری سیلسیئس یعنی $27\,^{\circ}\mathrm{C}$ پر

حل:

۱. پانی سو ڈگری سیلسیئس یعنی $100\,^{\circ}\mathrm{C}$ پر اُبلتا ہے۔اس درجہ حرارت جو کہ ڈگری سنٹی گریڈ یا ڈگری سیلسیئس $^{\circ}\mathrm{C}$ میں ہے کو کیلوین K حرارتی پیمائش میں تبدیل کرتے ہیں۔چونکہ $\mathrm{K} = {^{\circ}\mathrm{C}} + 273$ ہوتا ہے لہٰذا V_T کی قیمت $373\,\mathrm{K}$ پر درکار ہے۔یوں

$$V_T = \frac{kT}{q} = \frac{1.38 \times 10^{-23} \times 373}{1.6 \times 10^{-19}} = 0.032\,17\,\mathrm{V}$$

۲. پانی صفر ڈگری سیلسیئس یعنی $273\,\mathrm{K}$ پر منجمد ہوتا ہے۔اس حرارت پر

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

یعنی $23.6\,\mathrm{mV}$ کے برابر ہے۔

۳. تئیس ڈگری سیلسیئس جسے عام زندگی کا رہائشی درجہ حرارت لیا جاتا ہے پر حرارتی برقی دباو کی قیمت

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

یعنی $25.9\,\mathrm{mV}$ ہے۔

عام طور ڈایوڈ کی مساوات میں حرارتی برقی دباو کو $25\,\mathrm{mV}$ لیا جاتا ہے جسے یاد رکھنا قدرِ آسان ہے یعنی

$$V_T = 25\,\mathrm{mV} \tag{۲.۵}$$

مثال ۲.۲: ایک ایسے ڈایوڈ جس کا $I_S = 5.1\,\mathrm{fA}$ کے برابر ہو کی برقی دباو v_D ان برقی رو i_D پر حاصل کریں۔

۱. $i_D = 1\,\mathrm{mA}$

۲. $i_D = 10\,\mathrm{mA}$

۳. $i_D = 100\,\mathrm{mA}$

حل: مساوات ۲.۳ میں $n = 1$ اور $V_T = 25\,\mathrm{mV}$ لیتے ہوئے۔

۱. $v_D = V_T \ln\left(\frac{i_D}{I_S}+1\right) = 0.025 \times \ln\left(\frac{1\times10^{-3}}{5.1\times10^{-15}}+1\right) = 0.65\,\mathrm{V}$

۲. $v_D = V_T \ln\left(\frac{i_D}{I_S}+1\right) = 0.025 \times \ln\left(\frac{10\times10^{-3}}{5.1\times10^{-15}}+1\right) = 0.708\,\mathrm{V}$

۳. $v_D = V_T \ln\left(\frac{i_D}{I_S}+1\right) = 0.025 \times \ln\left(\frac{100\times10^{-3}}{5.1\times10^{-15}}+1\right) = 0.765\,\mathrm{V}$

مثال میں دیے ڈایوڈ سے گزرتے مثبت برقی رو i_D کی قیمت سو گنا بڑھنے سے اس کے برقی دباو v_D کی قیمت $0.65\,\mathrm{V}$ سے بڑھ کر $0.767\,\mathrm{V}$ ہوئی۔ یہ ایک نہایت اہم اور عمومی نتیجہ ہے جسے استعمال کرتے ہم عام طور ایک ایسے سلیکان ڈایوڈ جس میں سیدھے رُخ برقی رو کا بہاو ہو، کے دوسروں کے مابین برقی دباو کو $0.7\,\mathrm{V}$ ہی تصور کرتے ہیں یعنی

$$v_D = 0.7\,\mathrm{V} \tag{۲.۶}$$

یہاں بتلاتا چلوں کہ سیدھے مائل **جرمینیم ڈایوڈ**[۹] پر $0.2\,\mathrm{V}$ پائے جاتے ہیں۔

مساوات ۲.۳ میں $I_S = 5.1\times10^{-15}\,\mathrm{A}$ لیتے ہوئے اسے مثبت برقی دباو کے لئے شکل ۲.۲ میں گراف کیا گیا ہے جہاں افقی محور پر v_D کو وولٹ میں اور عمودی محور پر i_D کو ایمپیئر میں دکھایا گیا ہے۔ اس گراف سے واضح ہے کہ $0.5V > v_D > 0V$ کے احاطے میں ڈایوڈ سے گزرتی برقی رو قابلِ نظر انداز ہے۔ اگرچہ جب بھی $v_D > 0V$ ہو ڈایوڈ کو **سیدھا مائل**[۱۰] تصور کیا جاتا ہے، حقیقت میں ڈایوڈ کو $v_D > 0.5V$ کی صورت میں ہی **چالو** تصور کیا جاتا ہے۔ یوں $v_D = 0.5V$ کو ڈایوڈ کی **چالو برقی دباو**[۱۱] کہتے ہیں۔ چالو ڈایوڈ کی مساوات میں چونکہ

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

ہوتا ہے لہٰذا چالو ڈایوڈ کی مساوات یوں لکھی جا سکتی ہے۔

$$i_D \approx I_S e^{\frac{v_D}{V_T}} \tag{۲.۷}$$

شکل ۲.۲ میں $0.7\,\mathrm{V}$ پر نقطہ دار لکیر لگا کر اس بات کی وضاحت کی گئی ہے کہ سیدھے مائل ڈایوڈ کی برقی دباو v_D تقریباً $0.7\,\mathrm{V}$ وولٹ رہتی ہے۔ ڈایوڈ پر سیدھے رخ برقی دباو کو **سیدھے رخ ڈایوڈ پر برقی دباو کا گھٹاو** کہتے ہیں جسے عموماً چھوٹا کر کے سیدھا برقی دباو کا گھٹاو یا مزید چھوٹا کر کے صرف **سیدھا گھٹاو** کہتے ہیں۔ یوں ڈایوڈ کا سیدھا گھٹاو تقریباً $0.7\,\mathrm{V}$ وولٹ تصور کیا جاتا ہے۔

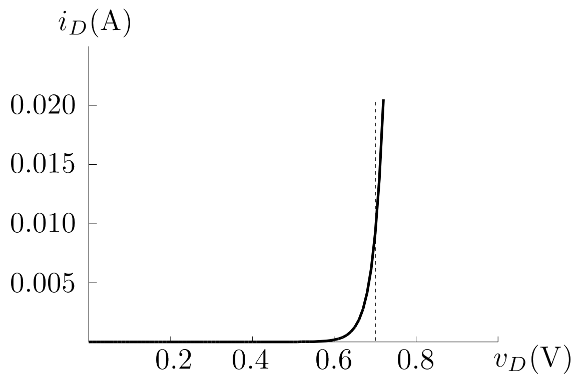
مثال ۲.۳: پچھلے مثال کے ڈایوڈ کی برقی رو i_D ان برقی دباو پر حاصل کریں۔

---

[۹] germanium diode

[۱۰] forward biased

[۱۱] cut-in voltage



شکل ۲.۲: سیدھے مائل ڈایوڈ کا خط

۱. $v_D = -10\,\mathrm{V}$

۲. $v_D = -1\,\mathrm{V}$

۳. $v_D = -0.1\,\mathrm{V}$

حل:

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

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

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

مثال ۲.۴: I_S کی قیمت درجہ حرارت بڑھنے سے $15\,\%$ فی کیلون بڑھتی ہے۔ $5\,^{\circ}\mathrm{C}$ درجہ حرارت بڑھنے سے I_S کی قیمت کتنی ہو جائے گی۔

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

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

ہو جائے گا۔

اس مثال سے ہم دیکھتے ہیں کہ درجہ حرارت $5\,^{\circ}\mathrm{C}$ بڑھنے سے I_S کی قیمت دگنی ہو جاتی ہے۔ اس طرح اگر مثلاً $25\,^{\circ}\mathrm{C}$ پر $I_S = 10^{-15}\,\mathrm{A}$ ہو تو $30\,^{\circ}\mathrm{C}$ پر $I_S = 2\times10^{-15}\,\mathrm{A}$ اور $35\,^{\circ}\mathrm{C}$ پر $I_S = 4\times10^{-15}\,\mathrm{A}$ ہو جائے گی۔

مشق ۲.۱: $25\,^{\circ}\mathrm{C}$ پر $I_S = 10^{-15}\,\mathrm{A}$ ہے۔ $125\,^{\circ}\mathrm{C}$ پر I_S کی قیمت حاصل کریں۔
جواب: $2^{20}\times I_S \approx 1\,\mathrm{nA}$

آپ نے مثال ۲.۴ میں دیکھا کہ منفی v_D کی صورت میں برقی رو کی قیمت تقریباً $-I_S$ کے برابر ہوتی ہے یعنی برقی رو کا بہاو ڈایوڈ میں اُلٹی رُخ کی جانب ہوتا ہے جبکہ اس کا کل مقدار $|I_S|$ رہتا ہے۔ یاد رہے کہ I_S ایک نہایت چھوٹی مقدار ہے جسے عموماً صفر ہی تصور کیا جاتا ہے۔ حقیقی ڈایوڈ میں الٹے رخ برقی رو کی قیمت I_S سے کئی درجہ زیادہ ہوتی ہے۔ مثلاً جہاں الٹے مائل ڈایوڈ کے مساوات کے مطابق $I_S = 10^{-15}\,\mathrm{A}$ برقی رو گزرنا چاہئے وہاں حقیقت میں الٹے رخ $10^{-9}\,\mathrm{A}$ برقی رو بھی ممکن ہے۔ مزید یہ کہ الٹا مائل کرنے والا برقی دباو بھی الٹے رخ برقی رو کی مقدار پر اثر انداز ہوتا ہے۔

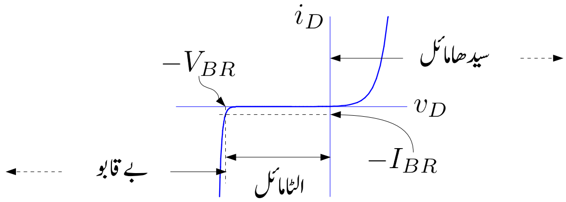
الٹے رخ برقی رو کا بیشتر حصہ ڈایوڈ میں **الٹے رخ رستا برقی رو**[۱۲] ہے جو ڈایوڈ کے pn جوڑ کے رقبے کے ساتھ راہ راست تناسب رکھتا ہے۔ I_S بھی ڈایوڈ کے pn جوڑ کے رقبے کے ساتھ راہ راست تناسب رکھتا ہے۔ درجہ حرارت $5\,^{\circ}\mathrm{C}$ بڑھنے سے I_S کی قیمت دگنا ہو جاتی ہے جبکہ **الٹے رخ رستا برقی** رو کی قیمت $10\,^{\circ}\mathrm{C}$ بڑھنے سے دگنا ہوتی ہے۔

جب ڈایوڈ پر بیرونی لاگو برقی دباو ڈایوڈ میں الٹے رخ برقی رو گزارنے کی کوشش کرے ہم کہتے ہیں کہ ڈایوڈ **الٹا مائل**[۱۳] کیا گیا ہے اور اسی طرح بیرونی لاگو برقی دباو ڈایوڈ میں سیدھے رخ برقی رو گزارنے کی کوشش کرے تب ہم کہتے ہیں کہ ڈایوڈ **سیدھا مائل**[۱۴] کیا گیا ہے۔ شکل ۲.۳ میں ڈایوڈ کا برقی دباو بالمقابل برقی رو $(v_D - i_D)$ کا خط دکھایا گیا ہے جس میں ڈایوڈ کے سیدھے مائل اور الٹے مائل خطے دکھائے گئے ہیں۔ اس شکل میں **بے قابو خطہ**[۱۵] بھی دکھایا گیا ہے جو مساوات ۲.۳ سے کسی صورت اخذ نہیں کیا جا سکتا۔

دراصل مساوات ۲.۳ حاصل کرتے وقت ڈایوڈ کی کئی پیچیدگیاں نظر انداز کی گئیں اور یوں اگرچہ یہ مساوات سیدھے مائل ڈایوڈ کی کارکردگی کو بہت بہتر بیان کرتا ہے، الٹے مائل ڈایوڈ کی کارکردگی کو یہ پوری طرح صحیح بیان نہیں کرتا اور ڈایوڈ کے بے قابو خطے کو سرا سر خطا کر جاتا ہے۔ بے قابو خطے پر آگے تبصرہ کیا جائے گا۔ یہاں صرف اتنا بتانا ضروری ہے کہ اگر ڈایوڈ پر الٹے رخ برقی دباو لاگو کر کے اسے الٹا مائل کیا جائے تو ڈایوڈ اس برقی دباو کو برداشت کرتا ہے اور الٹے رخ برقی رو نہیں گزرنے دیتا۔ اگر اس الٹا مائل کرنے والے برقی دباو کو بتدریج بڑھائی جائے تو آخر کار یہ ڈایوڈ کے برداشت کے حد سے تجاوز کر جائے گا اور ڈایوڈ یک دم الٹے رخ بے قابو برقی رو گزارنے دے

---

[۱۲] reverse leakage current
[۱۳] reverse biased
[۱۴] forward biased
[۱۵] breakdown region



شکل ۳.۲: ڈایوڈ کا برقی دباو بالمقابل برقی رو کا خط

گا۔ جس برقی دباو پر ایسا ہو اسے ڈایوڈ کی **ناقابلِ برداشت الٹے برقی دباو**[16] V_{BR} کہتے ہیں۔ اگرچہ گراف میں ناقابلِ برداشت برقی دباو منفی محور پر ہے، اس کی قیمت مثبت لکھی اور پڑھی جاتی ہے۔ مختلف ڈایوڈ کی ناقابل برداشت برقی دباو مختلف ہوتی ہے اور یہ چند وولٹ سے ہزاروں وولٹ تک ممکن ہے۔

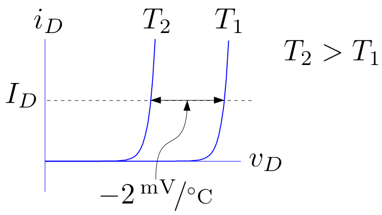
شکل ۳.۲ میں دکھائے تین خطوں کی نشاندہی یوں کی جاتی ہے۔

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

ڈایوڈ 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 ڈایوڈ میں سیدھے رخ برقی رو کی قیمت تبدیل نہ کرتے ہوئے درجہ حرارت بڑھایا جائے تو مساوات ۳.۲ میں V_T کی وجہ سے ہم توقع کرتے ہیں کہ ڈایوڈ پر برقی دباو کی قیمت بھی بڑھے گی۔ جیسا شکل ۴.۲ میں دکھایا گیا ہے، حقیقت میں ایسا نہیں ہوتا اور ہم دیکھتے ہیں کہ برقی رو بدلے بغیر، $1\,^{\circ}\mathrm{C}$ درجہ حرارت بڑھانے سے ڈایوڈ پر برقی دباو کی قیمت $2\,\mathrm{mV}$ گھٹتی 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 الٹے رخ برقی رو کی مقدار الٹے رخ برقی دباو کی قیمت بڑھانے سے معمولی بڑھتی ہے۔ درجہ حرارت کے ساتھ ڈایوڈ پر برقی دباو کی قیمت کی تبدیلی کو برقیاتی **تھرمامیٹر**[17] بنانے میں بروئے کار لایا گیا ہے۔

مثال ۵.۲: میں نے لاہور میں ٹھوکر نیاز بیگ کے مقام پر واقع **عطا گروپ آف انڈسٹریز**[18] میں کام کرتے ہوئے **قوی برقیات**[19] کے میدان میں $100\,\mathrm{kW}$ تا $1.5\,\mathrm{MW}$ کے لوہا پگھالنے کی بھٹیاں[20] بنائیں۔ قوی برقیات میں

[16] reverse breakdown voltage
[17] thermometer
[18] Atta group of industries
[19] power electronics
[20] induction furnaces



شکل ۲.۴: برقی دباو بالمقابل درجہ حرارت

ہزاروں ایمپیئر اور وولٹ کے صلاحیت رکھنے والے ڈایوڈ استعمال کئے جاتے ہیں۔ یہ مثال مجھے اُس وقت در پیش مسائل میں سے لیا گیا ہے۔
ایک ڈایوڈ میں یکدم $1000\,\mathrm{A}$ گزارنے سے اس پر شروع میں $V_D = 0.724\,\mathrm{V}$ پائے جاتے ہیں جو کچھ دیر میں گھٹتے ہوئے $0.708\,\mathrm{V}$ ہو کر اسی قیمت پر برقرار رہتے ہیں۔

- برقی رو گزرنے سے ڈایوڈ کی اندرونی درجہ حرارت میں کتنا اضافہ پیدا ہوا۔
- گرم ہونے کے بعد ڈایوڈ میں برقی طاقت کا ضیاع حاصل کریں۔
- فی واٹ طاقت کے ضیاع سے درجہ حرارت میں اضافے کو ڈایوڈ کا **حراری مزاحمت**[21] کہتے ہیں۔ ڈایوڈ کا حراری مزاحمت حاصل کریں۔

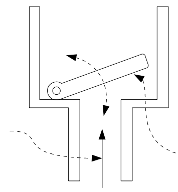
حل:

- V_D میں $0.724 - 0.708$ یعنی $-0.016\,\mathrm{V}$ کی تبدیلی پیدا ہوئی۔ چونکہ $1\,\mathrm{°C}$ درجہ حرارت بڑھنے سے V_D میں $-2\,\mathrm{mV}$ کی تبدیلی رونما ہوتی ہے لہٰذا ڈایوڈ کے اندرونی درجہ حرارت میں $\frac{0.016}{0.002}$ یعنی $8\,\mathrm{°C}$ کا اضافہ پیدا ہوا۔
- ڈایوڈ میں برقی طاقت کا ضیاع $1000 \times 0.708 = 708\,\mathrm{W}$ ہے۔
- حراری مزاحمت $\frac{8}{708} = 0.011\,\frac{\mathrm{°C}}{\mathrm{W}}$ ہے۔

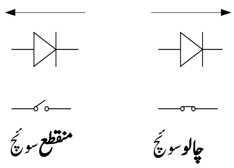
۲.۱ کامل ڈایوڈ

ڈایوڈ سمجھنے کی خاطر ہم کامل ڈایوڈ کی بات کرتے ہیں۔ کامل ڈایوڈ[22] حقیقت میں نہیں پایا جاتا مگر اسے سمجھنا آسان اور اسے سمجھ کر اصل ڈایوڈ کی کارکردگی سمجھنا زیادہ آسان ہوتا ہے۔

[21] thermal resistance
[22] ideal diode



شکل ۲.۵: پانی کے پائپ پر نسب والو



شکل ۲.۶: ڈایوڈ بطور برقی سوئچ

ڈایوڈ کی کارکردگی دِل کے والو[۲۳] کی مانند ہے۔ دِل کا والو خون کو صرف ایک جانب گزرنے دیتا ہے۔ اسی طرح ڈایوڈ برقی رو کو صرف سیدھے رُخ گزرنے دیتا ہے۔ شکل ۲.۵ میں پانی کے پائپ پر نسب والو دکھایا گیا ہے جس کی کارکردگی شکل سے ہی واضح ہے۔

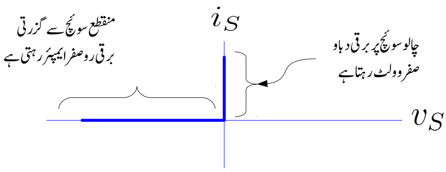
برقی نقطہ نظر سے کامل ڈایوڈ کو ایک ایسا خودکار برقی **سوئچ**[۲۴] تصور کیا جا سکتا ہے جو ڈایوڈ میں سے گزرتی برقی رو کی سمت کو دیکھتے ہوئے **چالو** یا منقطع[۲۵] ہو سکے۔ ڈایوڈ میں سیدھے رخ برقی رو اسے چالو کرتی ہے جبکہ اُلٹ رُخ برقی رو اسے منقطع کرتی ہے۔ یوں ڈایوڈ میں اُلٹی رُخ برقی رو کا گزر ممکن نہیں ہوتا۔ شکل ۲.۶ میں ایسا دکھایا گیا ہے۔ اس سوئچ کا خط شکل ۲.۷ میں دکھایا گیا ہے۔ اس شکل کا ڈایوڈ کے خط کے ساتھ موازنہ کریں۔ اگر ڈایوڈ کے $0.7\,\mathrm{V}$ کو نظر انداز کیا جائے تو یہ دونوں خطوط یکساں معلوم ہوتے ہیں

۲.۲ ڈایوڈ کے چند ادوار

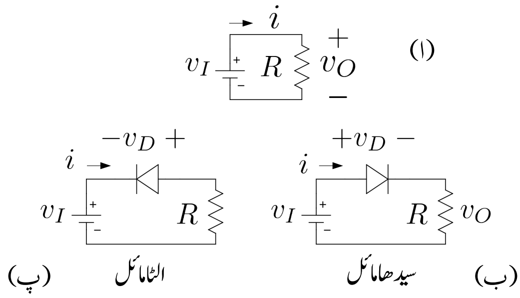
شکل ۲.۸ میں تین ادوار دکھائے گئے ہیں۔ شکل الف میں برقی دباو v_I، گھڑی کی سمت میں برقی رو i پیدا کرتا ہے جسے تیر کے نشان سے ظاہر کیا گیا ہے۔ شکل ب اور شکل پ میں مزاحمت کے ساتھ سلسلہ وار ڈایوڈ بھی نسب کر دئے گئے ہیں۔ شکل ب میں ڈایوڈ یوں جوڑا گیا ہے کہ برقی رو i کی سمت شکل ۲.۱ میں دکھائے ڈایوڈ کے سیدھے رخ کی جانب ہے جبکہ شکل پ میں برقی رو i کی سمت ڈایوڈ کی اُلٹ رخ کی جانب ہے۔ یوں

---

[۲۳] valve
[۲۴] switch
[۲۵] switch OFF



شکل ۲.۷: ڈایوڈ سوئچ کا خط



شکل ۲.۸: سیدھا مائل ڈایوڈ اور الٹا مائل ڈایوڈ

شکل ب میں برقی رو i کا گزر ممکن ہے جبکہ شکل پ میں برقی رو i کا گزرنا ممکن ہے۔ شکل ب میں برقی دباو v_I ڈایوڈ کو مائل کرتا ہے کہ یہ برقی رو کو سیدھے رُخ گزرنے دے۔ ہم کہتے ہیں کہ ڈایوڈ **سیدھے رُخ مائل** کیا گیا ہے یا کہ ڈایوڈ **سیدھا مائل**[26] کیا گیا ہے۔ اس کے برعکس شکل پ میں برقی دباو v_I ڈایوڈ میں اُلٹے رُخ برقی رو گزارنے کی کوشش کرتا ہے۔ اس صورت میں ہم کہتے ہیں کہ ڈایوڈ **الٹے رُخ مائل** کیا گیا ہے یا کہ ڈایوڈ **الٹا مائل**[27] کیا گیا ہے۔ ڈایوڈ کے سیدھے مائل حال کو **چالو حال** جبکہ اس کے اُلٹ مائل حال کو **منقطع حال** بھی کہتے ہیں۔ شکل ب کے لئے کرخوف کی مساوات برائے برقی دباو لکھتے ہیں۔

$$v_I = v_D + iR \tag{۲.۸}$$

[26] forward biased
[27] reverse biased

مثال ۲.۶: شکل ۲.۸ ب میں مزاحمت کی قیمت $1\,\mathrm{k\Omega}$ تصور کریں۔ ڈایوڈ کے برقی دباو v_D کو پہلے نظر انداز کرتے ہوئے اور بعد میں اسے $0.7\,\mathrm{V}$ لیتے ہوئے مندرجہ ذیل صورتوں میں برقی رو حاصل کریں۔

۱. $v_I = 22.9\,\mathrm{V}$

۲. $v_I = 1.2\,\mathrm{V}$

حل: v_D کو نظر انداز کرتے ہوئے مساوات ۲.۸ کی مدد سے حل کرتے ہیں۔

۱. $i = \frac{v_I}{R} = \frac{22.9}{1000} = 22.9\,\mathrm{mA}$

۲. $i = \frac{v_I}{R} = \frac{1.2}{1000} = 1.2\,\mathrm{mA}$

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

۱. $i = \frac{v_I - 0.7}{R} = \frac{22.9-0.7}{1000} = 22.2\,\mathrm{mA}$

۲. $i = \frac{v_I - 0.7}{R} = \frac{1.2-0.7}{1000} = 0.5\,\mathrm{mA}$

اس مثال میں $v_I = 22.9\,\mathrm{V}$ کی صورت میں v_D کے اثر کو شامل کرنے سے حاصل برقی رو i کی قیمت پر خاطر خواہ اثر نہیں پڑتا جبکہ $v_I = 1.2\,\mathrm{V}$ 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 جا سکتا۔

۲.۳ بدلتا دباو سے یک سمت دباو کا حصول (سمت کاری)

۲.۳.۱ نصف لہر سمت کاری

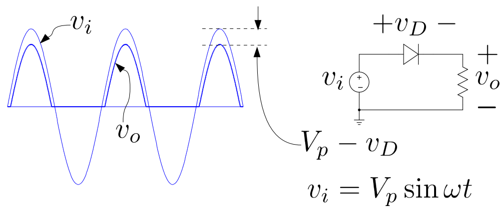
شکل ۲.۹ میں بدلتا داخلی برقی دباو $v_i = V_p \sin \omega t$ کے مثبت حصے ڈایوڈ کو سیدھا مائل کرتے ہیں۔ یوں اس دوران

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

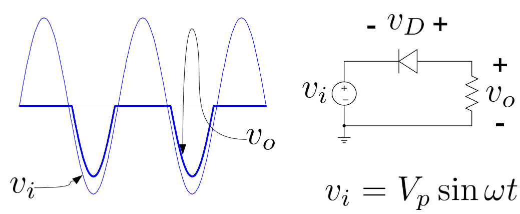
ہوتا ہے جہاں سیدھے مائل ڈایوڈ پر برقی دباو کو تقریباً $0.7\,\mathrm{V}$ لیا گیا ہے۔ اس کے برعکس v_i کے منفی حصے ڈایوڈ کو اُلٹا مائل کر کے منقطع کر دیتے ہیں اور یوں اس دوران $v_o = 0\,\mathrm{V}$ ہوتا ہے۔ شکل ۲.۹ میں v_i اور v_o بھی گراف کئے گئے ہیں۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ v_o کی چوٹی v_i کے چوٹی سے تقریباً $0.7\,\mathrm{V}$ کم ہے۔ عمومی استعمال میں v_i کی چوٹی کی قیمت $0.7\,\mathrm{V}$ سے کئی گنا زیادہ ہوتی ہے اور یوں v_o کے چوٹی کو v_i چوٹی کے برابر ہی تصور کیا جاتا ہے۔
اس دور کی مدد سے بدلتا داخلی برقی دباو جو مثبت اور منفی حصوں پر مشتمل ہے سے ایک ایسی خارجی برقی دباو حاصل کی گئی ہے جس میں داخلی برقی دباو کے صرف مثبت حصے موجود ہیں۔ بدلتا برقی دباو سے نصف لہر کی یک سمت برقی دباو کے حصول کو **نصف لہر سمت کاری**[۲۸] کہتے ہیں۔ یوں شکل ۲.۹ میں دئے دور کو **نصف لہر مثبت سمت کار**[۲۹] کہتے ہیں۔

---

[۲۸] half wave rectification
[۲۹] half wave positive rectifier



شکل ۲.۹: نصف لہر مثبت سمت کار



شکل ۲.۱۰: نصف لہر منفی سمت کار

نصف سمت کار جسے عام فہم میں **آدھا ریکٹیفائر**[۳۰] کہتے ہیں ایک انتہائی اہم دور ہے جسے استعمال کرتے ہوئے کئی ادوار مثلاً **منبع برقی دباو**[۳۱]، بیٹری چارجر[۳۲] وغیرہ بنائے جاتے ہیں۔ شکل ۲.۱۰ میں ڈایوڈ کو قدرِ مختلف طریقہ سے جوڑا گیا ہے۔ اس صورت میں داخلی برقی دباو v_i کے منفی حصے ڈایوڈ کو سیدھا مائل کرتے ہیں جبکہ اس کے مثبت حصے ڈایوڈ کو اُلٹا مائل کرتے ہیں۔ یوں خارجی برقی دباو میں داخلی برقی دباو کے صرف منفی حصے موجود ہوتے ہیں۔ اس دور کو **نصف لہر منفی سمت کار**[۳۳] کہتے ہیں۔

مثال ۲.۷: بوجھ سے لدے مثبت نصف لہر سمت کار کو $50\,\mathrm{Hz}$ تعدد $\mp 15\,\mathrm{V}$ حیطے کا مستطیل داخلی اشارہ فراہم کیا جاتا ہے جس کے مثبت اور منفی حصے برابر دورانیہ کے ہیں۔ بوجھ $R_L = 100\,\Omega$ جبکہ $C = 100\,\mu\mathrm{F}$ ہیں۔ خارجی برقی دباو بلدار ہوتا ہے۔ اس میں **بل**[۳۴] کی مقدار حاصل کریں۔ ڈایوڈ پر برقی دباو کے گھٹنے کو نظر انداز کریں۔ خارجی برقی دباو میں **بل** کو $1\,\mathrm{V}$ سے کم رکھنے کی خاطر درکار کپیسٹر کی قیمت حاصل کریں۔

حل: شکل ۲.۱۱ الف میں صورت حال دکھائی گئی ہے جہاں خارجی برقی دباو کا **بلدار** ہونا واضح ہے۔ داخلی برقی دباو منفی

---

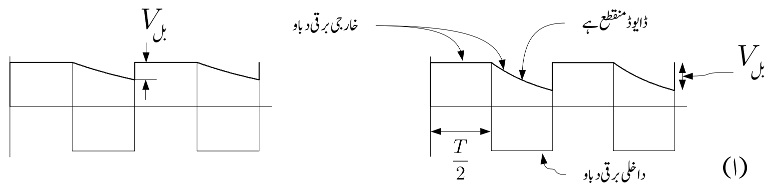
[۳۰] half wave rectifier

[۳۱] voltage source

[۳۲] موبائل فون رکھنے والے بیٹری چارجر سے بخوبی آگاہ ہوں گے چونکہ بیٹری بھرنے کے لئے ان کی ضرورت پڑتی ہے۔

[۳۳] half wave negative rectifier

[۳۴] ripple



شکل ۲.۱۱: نصف لہر سمت کار کے خارجی برقی دباو میں بل

ہونے کے صورت میں ڈایوڈ منقطع رہتا ہے۔ اس دوران کپیسٹر C برقی طاقت فراہم کرتا ہے۔ پچاس تعدد کے اشارے کا **دوری عرصہ**[۳۵] بیس ملی سیکنڈ ہے۔ یوں کپیسٹر سے دس ملی سیکنڈ کے لئے بار کی نکاسی ہوتی ہے۔ داخلی برقی دباو کے منفی ہونے کے لمحے کو $t = 0$ لیتے ہوئے کپیسٹر پر برقی دباو v_C کو یوں لکھا جا سکتا ہے

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

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

$$V_{بل} = 15 - 5.5 = 9.5\,\mathrm{V}$$

حاصل ہوتا ہے۔

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

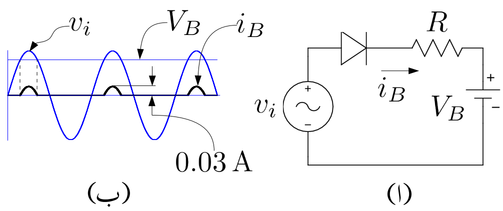
$$14 = 15e^{-\frac{0.01}{100C}}$$
$$C = 1449\,\mathrm{\mu F}$$

حاصل ہوتا ہے۔ کپیسٹر، مزاحمت وغیرہ متعین قیمتوں میں دستیاب ہوتے ہیں لہٰذا انہیں قیمتوں میں سے کپیسٹر، مزاحمت وغیرہ چننا ہوتا ہے۔ ہم $1500\,\mathrm{\mu F}$ اور $25\,\mathrm{V}$ کا کپیسٹر استعمال کریں گے۔ کپیسٹر کے برقی دباو کی صلاحیت درکار برقی دباو کی چوٹی سے زیادہ ہونا لازمی ہے۔

آپ نے دیکھا کہ کپیسٹر کی قیمت بڑھانے سے **بل** میں کمی آتی ہے۔ یہ حقیقت برقی دباو کے **منبع**[۳۶] میں کام آئے گی۔

مثال ۲.۸: شکل ۲.۱۲-ا میں نصف لہر مثبت سمت کار کے خارجی جانب مزاحمت کی جگہ بیٹری نسب کی گئی ہے۔ یوں نصف لہر کار بیٹری میں بار بھرتا ہے۔ اس دور میں بیٹری کا برقی دباو

[۳۵] time period
[۳۶] voltage supply



شکل ۲.۱۲: بیٹری چارجر

جبکہ $V_B = 12\,\text{V}$ اور $R = 100\,\Omega$ ہے جہاں $v_i = 15\sin\omega t$ کے برابر ہے۔ اس بیٹری چارجر کی برقی رو i_B حاصل کر کے گراف کریں۔ مزاحمت R برقی رو کی چوٹی کو ڈایوڈ اور بیٹری کے قابلِ برداشت حد سے نیچے رکھتا ہے۔ حل: داخلی برقی دباو v_i کی قیمت مسلسل تبدیل ہوتا ہے۔ جب تک v_i کی قیمت بیٹری کے برقی دباو یعنی بارہ وولٹ سے کم رہے ڈایوڈ الٹا مائل رہے گا اور اس میں برقی رو نہیں گزرے گی۔ جیسے ہی v_i کی قیمت $12\,\text{V}$ سے تجاوز کرے ڈایوڈ سیدھا مائل ہو کر برقی رو گزارے گا اور اس دوران v_D کو نظر انداز کرتے ہوئے مزاحمت پر اُوہم کے قانون سے ہم لکھ سکتے ہیں۔

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

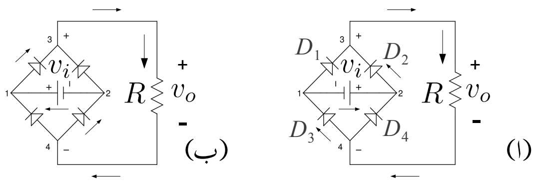
شکل ۲.۱۲-ب میں بیٹری بھرنے والی برقی رو i_B کے علاوہ v_i اور V_B بھی دکھائے گئے ہیں۔ برقی دباو اور برقی رو کو ایک ہی جگہ گراف کیا گیا ہے تاکہ وقت t کے ساتھ مختلف متغیرات کے تعلق کی وضاحت ہو سکے۔ جیسا آپ دیکھ سکتے ہیں بیٹری صرف ان اوقات بھری جاتی ہے جب $v_i > V_B$ ہو۔ شکل میں نقطہ دار لکیروں سے ایسے ایک دورانیہ کی نشاندہی کی گئی ہے جب بیٹری بھر رہی ہو۔ کی چوٹی $30\,\text{mA}$ ہے جسے یوں حاصل کیا گیا۔

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

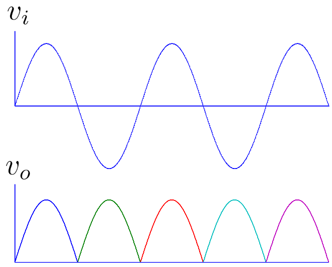
۲.۳.۲ مکمل لہر سمت کاری

شکل ۲.۱۳ میں **مکمل لہر سمت کار**[۳۷] دکھایا گیا ہے۔ اس دور میں چار ڈایوڈ مربع کی شکل میں جوڑے گئے ہیں اور دور کو v_i بطور بدلتا داخلی برقی دباو مہیا کیا گیا ہے۔ دور کی کارکردگی سمجھنے کی خاطر شکل ۲.۱۴ الف پر توجہ رکھیں۔ v_i کی قیمت مثبت ہونے کی صورت میں منبع برقی دباو کے مثبت $(+)$ سرے سے برقی رو باہر کی جانب ہو گی۔ چونکہ برقی رو ڈایوڈ میں الٹی جانب نہیں گزر سکتی لہٰذا یہ ڈایوڈ D_2 سے گزرے گی جبکہ اس دوران ڈایوڈ D_4 منقطع

[۳۷] full wave rectifier



شکل ۲.۱۳: مکمل لہر سمت کار



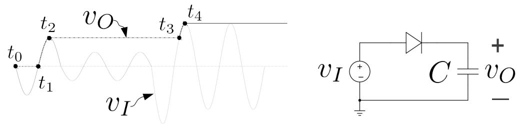
شکل ۲.۱۴: مکمل لہر سمت کار کے داخلی اور خارجی خط

حال رہے گا۔ برقی رو D_2 سے خارج ہو کر چونکہ D_1 میں الٹی جانب نہیں گزر سکتی لہٰذا یہ مزاحمت R میں داخل ہو گی۔

اسی طرح منبع برقی دباو کے منفی سرے سے برقی رو کی راہ معلوم کرنے کی خاطر ہم دیکھتے ہیں کہ منبع برقی دباو 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 گزر ناممکن ہے۔ ہم دیکھتے ہیں کہ مثبت برقی دباو کی صورت میں برقی رو ڈایوڈ D_2 اور D_4 سے گزرتی ہے جبکہ ڈایوڈ 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 دباو کے برقی دباو کی قیمت منفی ہونے کی صورت میں کیا ہوتا ہے۔ یہ صورتِ حال شکل ۲.۱۳-ب میں دکھائی گئی ہے۔ اس صورت میں برقی رو ڈایوڈ D_1 اور D_4 سے گزرے گی جبکہ D_2 اور D_3 منقطع رہیں گے۔ برقی رو اب بھی مزاحمت میں گزشتہ سمت میں ہی گزرے گی۔

یوں جیسا شکل ۲.۱۴ میں دکھایا گیا ہے، بدلتے داخلی دباو v_i کی قیمت مثبت یا منفی ہو، مزاحمت پر ہر وقت برقی دباو v_o مثبت ہی رہتا ہے۔ چونکہ v_o کی سمت تبدیل نہیں ہوتی لہٰذا یہ یک سمت برقی دباو ہے۔



شکل ۲.۱۵: چوٹی حاصل کار

۲.۴ چوٹی حاصل کار

شکل ۲.۱۵ میں **چوٹی حاصل کار**[۳۸] دکھایا گیا ہے۔ اس دور کو مثبت آدھے لہر سمت کار میں ڈایوڈ کے خارجی جانب مزاحمت کی جگہ کپیسٹر نسب کر کے حاصل کیا گیا ہے۔ ڈایوڈ پر برقی دباو کے 0.7 V گھٹنے کو نظر انداز کرتے ہوئے چوٹی حاصل کار کی کارکردگی کچھ یوں ہے۔ وقت $t=0$[۳۹] پر v_I چالو کیا جاتا ہے۔ لمحہ t_0 یعنی $t=0$ پر داخلی برقی دباو v_I اور خارجی برقی دباو v_O دونوں صفر وولٹ کے برابر ہیں۔ لمحہ t_0 سے لمحہ t_1 تک داخلی برقی دباو ڈایوڈ کو الٹ مائل کرتے ہوئے منقطع رکھتا ہے اور یوں اس دوران v_O صفر رہے گا۔ t_1 سے t_2 تک خارجی برقی دباو v_O خوش اسلوبی سے داخلی برقی دباو v_I کی پیروی کرتے ہوئے کپیسٹر کو بھرتا ہے۔ اس دوران دور میں برقی رو کی مساوات مندرجہ ذیل ہے۔

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

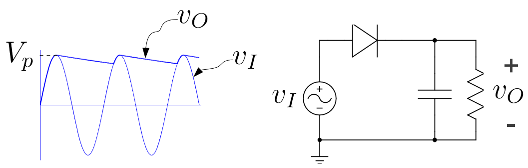
t_2 گزرتے ہی v_I کی قیمت کم ہونا شروع ہو جاتا ہے۔ یوں t_2 سے t_3 تک $v_O > v_I$ رہتا ہے جس کی وجہ سے ڈایوڈ منقطع رہتا ہے۔ اس دوران کپیسٹر سے بار کے نکاسی کا کوئی راستہ موجود نہیں ہوتا لہٰذا کپیسٹر پر برقی دباو برقرار رہتا ہے جسے افقی لکیر سے دکھایا گیا ہے۔ t_3 گزرتے ہی v_I کی قیمت کپیسٹر پر پائے جانے والے برقی دباو سے بڑھ گیا ہے۔ یوں ڈایوڈ ایک مرتبہ پھر سیدھا مائل ہوتے ہوئے چالو صورت اختیار کر لیتا ہے۔ t_3 تا t_4 v_O دوبارہ v_I کی پیروی کرتا ہے۔ t_4 کے بعد کپیسٹر پر برقی دباو 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 **مثبت چوٹی حاصل کار** کہتے ہیں۔ اگر اس دور میں ڈایوڈ الٹے رخ لگایا جائے تو خارجی اشارہ v_O منفی چوٹی حاصل کرے گا اور یوں اس دور کو **منفی چوٹی حاصل کار** کہا جائے گا۔

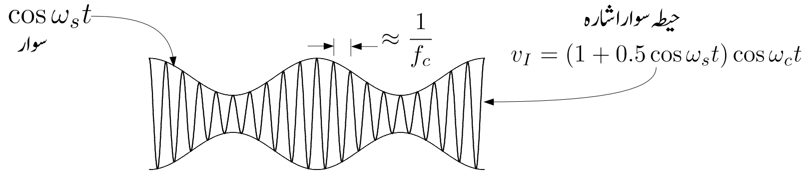
۲.۵ حیطہ اتار کار

مثبت چوٹی حاصل کار میں کپیسٹر کے متوازی مزاحمت جوڑنے سے **حیطہ اتار کار**[۴۰] حاصل ہوتا ہے جسے شکل ۲.۱۶ میں دکھایا گیا ہے۔ جیسا کہ آپ دیکھ سکتے ہیں چوٹی V_p کے فوراً بعد داخلی برقی دباو گھٹتا ہے جبکہ خارجی جانب

[۳۸] peak detector
[۳۹] t_0 وغیرہ کو نقطوں سے ظاہر کیا گیا ہے
[۴۰] AM demodulator



شکل ۲.۱۶: حیطہ اتار کار



شکل ۲.۱۷: حیطہ سوار اشارہ

کپیسٹر اسی چوٹی پر رہ جاتا ہے۔ اس سے ڈایوڈ الٹا مائل ہو جاتا ہے اور اس میں سے برقی رو کا گزر ناممکن ہو جاتا ہے۔ ڈایوڈ 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 دباو گھٹتا ہے۔ ایسا مندرجہ ذیل مساوات کے تحت ہوتا ہے۔

$$v_O = V_p e^{-\frac{t}{RC}} \tag{۲.۹}$$

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 دباو v_O دور کے داخلی برقی دباو v_I سے زیادہ رہے۔ جیسے ہی v_I کی مقدار ایک مرتبہ پھر v_O کی مقدار سے تجاوز کر جائے، اسی لمحہ ڈایوڈ دوبارہ سیدھا مائل ہو کر کپیسٹر کو دوبارہ بھرنا شروع کر دیتا ہے۔ شکل میں باریک لکیر سے داخلی برقی دباو جبکہ موٹی لکیر سے خارجی برقی دباو دکھایا گیا ہے۔ **حیطہ اتار کار** میں RC کو یوں رکھا جاتا ہے کہ کپیسٹر پر v_I کے چوٹیوں کے برابر برقی دباو رہے جو دراصل v_S ہی ہے۔ یوں اصل اشارہ دوبارہ حاصل ہوتا ہے۔

کسی بھی اشارہ یعنی اطلاع v_S کو ایک جگہ سے دوسری جگہ منتقل کرنے کی خاطر اسے بلند تعدد کے سائن-نما اشارہ v_c کے حیطے پر **حیطہ سوار کار**[41] کی مدد سے سوار کیا جاتا ہے۔ منتقلی کے مقام پر پہنچنے کے بعد **حیطہ سوار اشارے** سے **حیطہ اتار کار** کی مدد سے اصل اشارہ یعنی اطلاع v_S کو دوبارہ حاصل کیا جاتا ہے۔ v_c کے حیطے پر سوار کرنے سے مراد v_c کے حیطے کو v_S کے مطابق تبدیل کرنے کو کہتے ہیں۔ اشارہ v_S کو **سوار موج**[42] کہتے ہیں جبکہ اس کی تعدد کو

[41] AM modulator
[42] carrier wave

تعددِ سوار[43] کہتے ہیں۔ اسی طرح v_c کو **سواری موج**[44] کہتے ہیں جبکہ اس کی تعدد کو **تعددِ سواری**[45] کہتے ہیں۔
$v_s = 0.5\cos\omega_s t$ کو مثال بناتے ہوئے آگے بڑھتے ہیں۔ حیطہ سوار اشارہ حاصل کرنے کی خاطر v_s اور v_c کو **حیطہ سوار کار** سے گزارا جاتا ہے جس سے

$$v_I = (1 + 0.5\cos\omega_s t)\cos\omega_c t = V_p \cos\omega t \tag{۲.۱۰}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس اشارہ جس کو شکل ۲.۱۷ میں دکھایا گیا ہے کو **حیطہ سوار اشارہ**[46] v_I کہتے ہیں۔
v_I کے دو متواتر چوٹیوں کے درمیان حیطہ اتار کار کے کپیسٹر پر برقی دباو گھٹتا ہے۔ یہ وقفہ تقریباً $\frac{1}{f_c}$ کے برابر ہے جسے استعمال کرتے ہوئے مساوات ۲.۹ سے **مسئلہ مکلارن** کی مدد سے وقفے کے آخر میں برقی دباو

$$v_O = V_p e^{-\frac{1}{RCf_c}} \approx V_p\left(1 - \frac{1}{RCf_c} + \cdots\right) \tag{۲.۱۱}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں اس دوران برقی دباو میں تبدیلی

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

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

$$\frac{|\Delta v_O|}{\frac{1}{f_c}} = \frac{V_p}{RC} \tag{۲.۱۲}$$

ہے۔ حیطہ اتار کار میں RC کو یوں رکھا جاتا ہے کہ بھیجے گئے اشارے v_s میں زیادہ سے زیادہ تبدیلی کو بھی پکڑا جا سکے۔
v_s میں تبدیلی کی شرح

$$\frac{\mathrm{d}v_s}{\mathrm{d}t} = -0.5\omega_s \sin\omega_s t$$

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

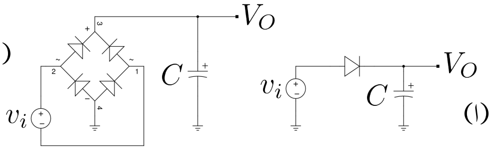
$$\left|\frac{\mathrm{d}v_s}{\mathrm{d}t}\right| = 0.5\omega_s$$

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 ۲.۱۰ کے تحت $V_p = 1$ حاصل ہوتا ہے جسے مساوات ۲.۱۲ میں استعمال کرتے ہوئے یوں

$$\frac{1}{RC} = 0.5\omega_s \tag{۲.۱۳}$$

---

[43] modulating frequency
[44] modulating wave
[45] carrier frequency
[46] AM signal



شکل ۲.۱۸: منبع برقی دباو

رکھا جاتا ہے۔ یہ مساوات حیطہ اتار کار کی مساوات ہے۔ اگر کپیسٹر کو اس مساوات سے حاصل قیمت سے زیادہ رکھا جائے تب خارجی اشارہ تیزی سے تبدیل ہونے والے داخلی اشارے کو نہیں پکڑ سکے گا۔ اگر کپیسٹر کی قیمت اس سے کم رکھی جائے تب خارجی اشارے میں **بل**[۴۷] زیادہ پایا جائے گا۔

۲.۶ منبع برقی دباو

سمت کار کے خارجی جانب زیادہ قیمت کا کپیسٹر نسب کر کے **منبع برقی دباو**[۴۸] حاصل ہوتا ہے جیسا شکل ۲.۱۸ 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 دباو** یعنی برقی طاقت کے **منبع** کو گھریلو بجلی یا صنعتی بجلی فراہم کرتے ہوئے یک سمت برقی دباو $V_{\text{یکمتی}}$ حاصل کیا جاتا ہے۔

بے بوجھ منبع برقی دباو کی کارکردگی بالکل چوٹی حاصل کار کی طرح ہے جبکہ برقی بوجھ سے لدے منبع برقی دباو کی کارکردگی حیطہ اتار کار کی طرح ہے۔ البتہ منبع میں ہماری کوشش ہوتی ہے کہ $V_{\text{یکمتی}}$ میں **بل** کم سے کم ہو تاکہ اسے یک سمت برقی دباو کے طور استعمال کرنا ممکن ہو۔ منبع برقی دباو تقریباً ہر برقیاتی آلہ یا مشین میں پایا جاتا ہے۔

چونکہ منبع برقی دباو داخلی طاقت $50\,\text{Hz}$ کے سائن نما v_i سے حاصل کرتا ہے لہٰذا C بھی اسی تعدد سے بھرتا ہے۔ v_i کے دو چوٹیوں کے مابین $20\,\text{ms} = \frac{1}{50}$ (بیس ملی سیکنڈ) کے وقفے کے دوران R_L کو کپیسٹر C طاقت مہیا کرتا ہے۔

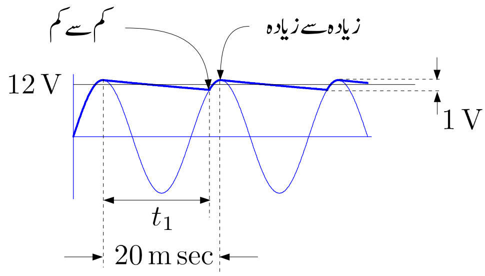
مثال ۲.۹: ایک عدد $12\,\text{V}$ کا منبع برقی دباو درکار ہے جس سے $6\,\text{k}\Omega$ داخلی مزاحمت کے برقی بوجھ کو طاقت مہیا کرنا ہے۔ برقی بوجھ کو دی جانے والے برقی دباو کے قیمت میں کل تبدیلی $\mp 0.5\,\text{V}$ سے کم ہونا ضروری ہے۔ کپیسٹر C کی قیمت حاصل کریں۔

حل: شکل ۲.۱۹ میں ان معلومات کو دکھایا گیا ہے۔ کپیسٹر t_1 دورانیے کے لئے برقی بوجھ کو طاقت فراہم کرتا ہے اور یوں اس دوران اس سے بار کی نکاسی ہوتی ہے۔ البتہ t_1 کو دو چوٹیوں کے درمیان وقفے کے برابر ہی عموماً تصور کیا جاتا ہے۔ یوں $t_1 = 20\,\text{ms}$ لیا جاتا ہے۔

اس مسئلے کو دو طریقوں سے حل کرتے ہیں۔ پہلے مثال ۲.۷ کی طرح حل کرتے ہیں۔ کپیسٹر نکاسی کا دورانیہ بیس

---

[۴۷] ripple
[۴۸] power supply



شکل ۲.۱۹: مثال منبع برقی دباو

ملی سیکنڈ ہے۔ اس دورانیہ میں کپیسٹر پر برقی دباو 12.5 V سے گھٹ کر 11.5 V رہ جاتا ہے یوں

$$\begin{aligned}11.5 &= 12.5e^{-\frac{0.02}{6000C}}\\ C &= 39.98\,\mu\text{F}\end{aligned}$$

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

درکار بارہ وولٹ کو شکل ۲.۱۹ میں پختہ لکیر سے دکھایا گیا ہے۔ برقی دباو اس سے 0.5 V کم یا زیادہ ہو سکتا ہے۔ یوں برقی بوجھ میں بلّر[۴۹] 0.5 V یا 1 V کے برابر ہے جبکہ زیادہ سے زیادہ برقی دباو 12.5 V اور کم سے کم برقی دباو 11.5 V ہے۔ بارہ وولٹ پر R_L میں $2\,\text{mA} = \frac{12}{6000}$ جبکہ زیادہ سے زیادہ برقی دباو پر $\frac{12.5}{6000} = 2.083\,33\,\text{mA}$ اور کم سے کم برقی دباو پر $\frac{11.5}{6000} = 1.9167\,\text{mA}$ کا برقی رو گزرے گا۔

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

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

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

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

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

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

[۴۹] ripple

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 دباو میں **بل** کم کیا جا سکتا ہے۔ حقیقت میں ڈایوڈ میں برقی دباو کا گھٹاو اور داخلی بدلتے برقی دباو میں تبدیلی ہمارے قابو میں نہیں ہوتے لہٰذا اس طرح کی منبع برقی دباو سے قطعی یک سمت برقی دباو کا حصول ممکن نہیں ہوتا۔ جہاں درکار یک سمت برقی دباو کی قیمت چند وولٹ زیادہ یا کم قابل برداشت ہو وہاں اس طرح کی منبع استعمال کی جا سکتی ہے۔ یک سمت برقی دباو کی قیمت زیادہ یا کم ہونے کے باوجود برقی دباو میں **بل**[۵۰] کو کپیسٹر سے قابو رکھنا ممکن ہے۔

مشق ۲.۲: $10\,\text{mA}$ کے برقی بوجھ کو چلانے کی خاطر $5\,\text{V}$ کی منبع برقی دباو درکار ہے جس میں **بل** $\mp 0.1\,\text{V}$ سے کم ہونا ضروری ہے۔ کپیسٹر کی قیمت حاصل کریں۔ اس قسم کی **منبع برقی دباو**[۵۱] برقیاتی ادوار کو چلانے کی خاطر عموماً درکار ہوتی ہے۔
جواب: $1000\,\mu\text{F}$

مندرجہ بالا مثال کو مد نظر رکھتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ شکل ۲.۱۸ب میں دکھائے منبع برقی دباو میں درکار کپیسٹر کی قیمت شکل الف کے حوالے سے آدھی ہو گی کیوں کہ اس میں ایک ڈایوڈ یعنی آدھے سمت کار کی جگہ مربع ڈایوڈ یعنی مکمل سمت کار استعمال کیا گیا ہے۔ مکمل سمت کار میں کپیسٹر ہر $10\,\text{ms}$ بھر جائے گا۔ مثال ۲.۹ کو شکل ۲.۱۸ب کے لئے حل کرتے ہوئے $t_1 = 10\,\text{ms}$ لیا جائے گا جس سے $C = 20\,\mu\text{F}$ حاصل ہوتا ہے۔
کامل ڈایوڈ تصور کرتے ہوئے خارجی برقی دباو کی زیادہ سے زیادہ قیمت V_p جبکہ اس میں کل **بل** ΔV لکھتے ہوئے

$$V_{\text{یکسمتی}} = V_p - \frac{\Delta V}{2} \tag{۲.۱۴}$$

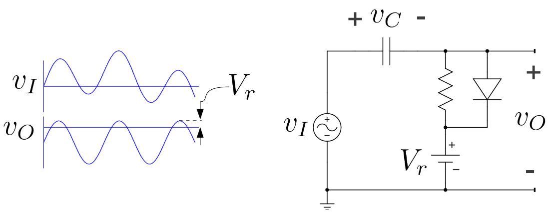
حاصل ہو گا۔

۲.۶.۱ برقیاتی شکنجہ

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

---

[۵۰] ripple
[۵۱] voltage source



شکل ۲.۲۰: شکنجہ

آپ جانتے ہیں کہ بدلتا برقی رو مقناطیس پیدا کرتی ہے اور بدلتا مقناطیسی میدان برقی دباو کو جنم دیتا ہے۔ یوں اگر باریک اشاراتی تاروں کے قریب عام استعمال کے گھریلو یا صنعتی بجلی کے تار گزریں تو ان میں بدلتا برقی رو باریک اشاراتی تاروں میں برقی دباو پیدا کرتا ہے جس سے اشارہ کا حیطہ متاثر ہوتا ہے۔ شکل ۲.۲۰ میں اشارہ v_I کا حیطہ یوں متاثر ہوا دکھایا گیا ہے۔ یہ اشارہ دراصل سائن شکل کا تھا لیکن یہاں تک پہنچتے پہنچتے اس کا یہ حال ہو چکا ہے۔ شکل ۲.۲۰ میں دکھایا دور اشارہ کے مثبت حیطہ کو V_r کی قیمت پر زبردستی رکھتا ہے جس سے اشارہ کی اصل صورت رونما ہو جاتی ہے۔ گویا یہ دور اشارہ کے حیطہ کو شکنجہ میں پکڑے رکھتا ہے۔ اسی سے اس دور کا نام **برقیاتی شکنجہ**[52] نکلا ہے جسے عموماً چھوٹا کر کے صرف **شکنجہ** کہتے ہیں اس دور کی کارکردگی پچھلے حصہ میں دکھلائے دور کی طرح ہے۔ اسے سمجھنے کی خاطر ڈایوڈ کو کامل ڈایوڈ اور مزاحمت R کو لامحدود تصور کریں۔ یہ بھی تصور کریں کہ داخلی اشارہ v_I کے حیطہ v_p کی مقدار خارجی جانب جڑے بیٹری کی برقی دباو V_r سے زیادہ ہے۔

خارجی جانب کی برقی دباو 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، ڈایوڈ سیدھا مائل ہو جائے گا۔ سیدھے مائل ڈایوڈ کی صورت میں v_O اور V_r برابر رہیں گے۔ کرخوف کے قانون برائے برقی دباو کے تحت سیدھے مائل ڈایوڈ کی صورت میں

$$v_I = v_C + v_D + V_r$$

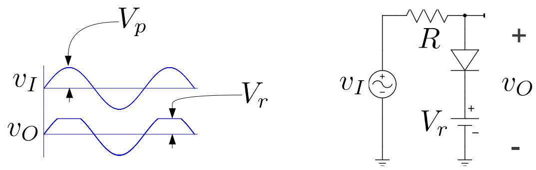
ہو گا۔ داخلی برقی دباو کے چوٹی پر v_D کو صفر وولٹ اور v_I کو v_p لیتے ہوئے اس مساوات سے کپیسٹر کا برقی دباو یوں حاصل ہوتا ہے

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

یوں کپیسٹر اس برقی دباو پر رہتے ہوئے خارجی برقی دباو کے مثبت حیطہ کو V_r سے تجاوز کرنے سے روکتا ہے۔

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

[52] clamping circuit



شکل ۲.۲۱: یک طرفہ تراش

۲.۷ برقیاتی تراش

شکنجہ کے دور میں کپیسٹر کی جگہ مزاحمت استعمال کرنے سے **برقیاتی تراش**[۵۳] کا دور حاصل ہوتا ہے جسے شکل ۲.۲۱ 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 لہٰذا اس کو **یک طرفہ تراش** کہا جائے گا۔ جب تک داخلی برقی دباو کی قیمت V_r سے کم ہو ڈایوڈ الٹ مائل یعنی منقطع رہتا ہے۔ اس صورت میں خارجی برقی دباو داخلی برقی دباو کے برابر رہے گا یعنی ہو گا اور مزاحمت R میں برقی رو کی مقدار صفر ایمپیئر رہے گی۔ جیسے ہی داخلی برقی دباو کی قیمت V_r سے تجاوز کر جائے ڈایوڈ سیدھا مائل ہو جاتا ہے۔ جتنی دیر $v_I > V_r$ رہے اتنی دیر کے لئے ڈایوڈ کو چالو سوئچ سمجھا جا سکتا ہے اور یوں اس دوران خارجی برقی دباو کی قیمت V_r رہے گی۔ اس دوران مزاحمت اور ڈایوڈ دونوں میں برقی رو کی مقدار

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

ہو گی۔

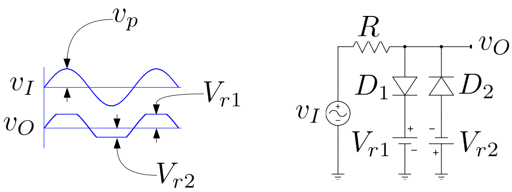
آپ نے دیکھا کہ یہ دور داخلی برقی دباو کو V_r پر تراشتا ہے۔ اس دور میں دو ڈایوڈ کے استعمال سے **دو طرفہ تراش**[۵۴] حاصل ہوتا ہے جسے شکل ۲.۲۲ میں دکھایا گیا ہے۔ اس دور میں جب تک v_I کی قیمت مثبت ہو ڈایوڈ D_2 الٹا مائل رہتا ہے۔ یوں مثبت داخلی برقی دباو کے لئے یہ دور بالکل پچھلے دئے گئے ایک طرف کے تراش کی طرح کام کرتا ہے اور داخلی اشارہ کے مثبت چوٹی کو V_{r1} پر تراشتا ہے۔

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

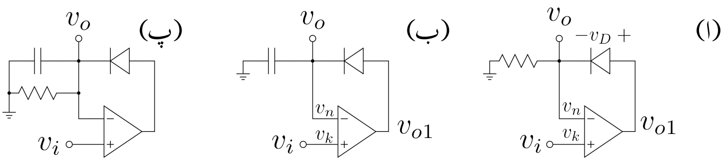
---

[۵۳] clipper

[۵۴] double sided clipper



شکل ۲.۲۲: دو طرف تراش



شکل ۲.۲۳: کامل ادوار

۲.۸ حابی ایمپلیفائر کی مدد سے ڈایوڈ کے کامل ادوار

۲.۸.۱ کامل نصف لہر سمت کار

ڈایوڈ پر مبنی **نصف لہر سمت کار** کے خارجی اشارے کی چوٹی مہیا کردہ داخلی اشارے کے چوٹی سے تقریباً $0.7\,\mathrm{V}$ کم ہوتی ہے۔ یہ حقیقت شکل ۲.۹ میں واضح کی گئی۔ حابی ایمپلیفائر 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 ۲.۲۳ الف میں ایسا کامل نصف لہر مثبت سمت کار دکھایا گیا ہے جس میں خارجی اشارہ v_o کو ڈایوڈ کے خارجی سرے سے حاصل کیا گیا ہے۔ ڈایوڈ کی سمت الٹانے سے کامل نصف لہر منفی سمت کار حاصل ہو گا۔

تصور کریں کہ $v_i = 0\,\mathrm{V}$ اور یوں حابی ایمپلیفائر کا خارجی اشارہ v_{o1} بھی صفر وولٹ ہے۔ اب تصور کریں کہ داخلی اشارہ مثبت جانب بڑھتا ہے۔ حابی ایمپلیفائر کا خارجی اشارہ اس قدر مثبت جانب بڑھے گا کہ $v_k = v_n$ یعنی $v_k = v_i$ ہو۔ یوں $v_o = v_i$ ہو گا۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ اس صورت میں ڈایوڈ 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۔ حابی ایمپلیفائر کا خارجی اشارہ v_{o1} اس قدر منفی جانب بڑھنے کی کوشش کرے گا کہ $v_k = v_n$ ہوں۔ البتہ v_{o1} منفی ہوتے ہی ڈایوڈ الٹا مائل ہو کر منقطع ہو جاتا ہے۔ یوں حابی ایمپلیفائر کا خارجی اشارہ v_k پر اثر انداز نہیں ہو پاتا۔ ایسی صورت میں حابی ایمپلیفائر کا خارجی اشارہ مکمل منفی یعنی $V_{EE} = v_{o1}$ ہو کر رہ جائے گا۔ ڈایوڈ منقطع ہونے سے حابی ایمپلیفائر کا منفی مداخل مزاحمت R کے ذریعہ برقی زمین سے جڑ جاتا ہے۔ حابی ایمپلیفائر کا داخلی برقی رو صفر ہونے کے ناطے مزاحمت میں بھی برقی رو I کا گزر

ممکن نہیں۔یوں $v_k = IR = 0$ یعنی $v_o = 0\,\mathrm{V}$ ہو گا۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ منفی داخلی اشارے کی صورت میں خارجی اشارہ صفر وولٹ رہتا ہے۔

مثبت داخلی اشارے کی صورت میں $v_o = v_i$ جبکہ منفی داخلی اشارے کی صورت میں $v_o = 0\,\mathrm{V}$ حاصل ہوتا ہے جو کہ مثبت نصف لہر سمت کار کی کارکردگی ہے۔

۲.۸.۲ کامل چوٹی حاصل کار

شکل ۲.۲۳ الف میں مزاحمت کی جگہ کپیسٹر نسب کرنے سے شکل ب حاصل ہوتا ہے جو کامل مثبت **چوٹی حاصل کار** کا دور ہے۔ $v_i = 0\,\mathrm{V}$ اور $v_o = 0\,\mathrm{V}$ سے شروع کرتے ہوئے اس دور کی کارکردگی دیکھتے ہیں۔ داخلی اشارہ مثبت جانب بڑھنے سے v_{o1} اس قدر بڑھتا ہے کہ $v_k = v_n$ رہے۔یوں $v_o = v_i$ رہتا ہے۔جب داخلی اشارہ اپنے چوٹی V_p پر پہنچتا ہے، اس لمحہ $v_k = V_p$ اور یوں $v_n = V_p$ ہوتا ہے۔اس لمحہ کپیسٹر بھی V_p برقی دباو تک بھرا جاتا ہے۔ $v_k = v_n$ حاصل کرنے کی خاطر اس لمحہ $v_{o1} = V_P + v_D$ کے برابر ہو گا۔

داخلی اشارہ اپنے چوٹی تک پہنچنے کے بعد کم ہونا شروع ہوتا ہے۔حسابی ایمپلیفائر کا خارجی اشارہ v_{o1} کم ہو کر کوشش کرتا ہے کہ $v_k = v_n$ رکھ سکے۔البتہ ڈایوڈ کے خارجی جانب نسب کپیسٹر پر V_p برقی دباو پایا جاتا ہے اور v_{o1} کی قیمت جیسے ہی V_p سے کم ہوتا ہے اسی لمحہ ڈایوڈ الٹ مائل ہو کر منقطع ہو جاتا ہے۔ڈایوڈ 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 $v_o = V_p$ 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_o لیا جاتا ہے۔صرف ڈایوڈ 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۔

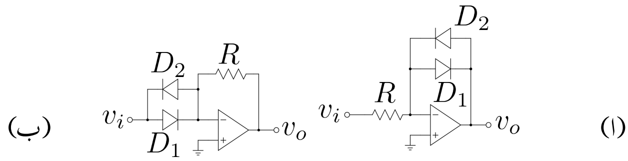
۲.۸.۳ کامل حیطہ اتار کار

شکل ۲.۲۳ ب میں کامل حیطہ **اتار کار** دکھایا گیا ہے۔امید کی جاتی ہے کہ اس کی کارکردگی آپ خود سمجھ پائیں گے۔

۲.۸.۴ ڈایوڈ لوگارتھمی ایمپلیفائر

حسابی منفی ایمپلیفائر میں مزاحمت کی جگہ ڈایوڈ نسب کرنے سے شکل ۲.۲۴ الف کا **لوگارتھمی ایمپلیفائر**[55] حاصل ہوتا ہے۔مثبت v_i کی صورت میں v_o منفی ہو گا جس سے D_1 سیدھا مائل جبکہ D_2 الٹا مائل ہو گا۔اسی طرح منفی v_i کی صورت میں v_o مثبت ہو گا جس سے D_1 الٹا مائل جبکہ D_2 سیدھا مائل ہو گا۔یوں کسی بھی وقت ایک ڈایوڈ منقطع رہتا ہے جبکہ دوسرا سیدھا مائل رہتا ہے۔اگرچہ حقیقت میں منفی متغیرہ کا لوگارتھم نہیں پایا جاتا اور یوں دور میں صرف D_1 ہونا چاہئے تھا لیکن عموماً دو ڈایوڈ استعمال کئے جاتے ہیں۔یوں داخلی اشارہ مثبت یا منفی ممکن ہوتا ہے۔

---
[55] log amplifier



شکل ۲.۲۴: لوگار تھمی ایمپلیفائر

مثبت v_i کی صورت میں حل کرتے ہیں۔ حسابی ایمپلیفائر کے مثبت مداخل برقی زمین کے ساتھ جڑا ہے لہٰذا اس پر برقی دباو v_k صفر ہو گا۔ منفی مداخل پر برقی دباو v_n لکھتے ہوئے کرخوف کے قانون برائے برقی رو کی مدد سے

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

لکھا جا سکتا ہے جہاں i_D ڈایوڈ D_1 کی برقی رو ہے۔ اس مساوات میں $0 = v_n$ اور i_D کی جگہ ڈایوڈ 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 ڈایوڈ پر برقی دباو کو $v_n - v_o$ لیا گیا ہے۔ دونوں جانب **قدرتی لوگار تھم**[56] لیتے ہوئے حاصل ہوتا ہے۔

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

شکل ب میں **قدرتی الٹ۔لوگار تھم ایمپلیفائر**[57] دکھایا گیا ہے۔ حسابی ایمپلیفائر کے دونوں مداخل کو برقی زمین تصور کرتے ہوئے مثبت v_i کی صورت میں ڈایوڈ D_1 سیدھا مائل ہوتے ہوئے

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

---

[56] natural log
[57] natural anti-log

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

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

حاصل ہوتا ہے۔آپ دیکھ سکتے ہیں کہ یہ دور داخلی اشارے کا **قدرتی الٹ۔لوگارتھم** حاصل کرتا ہے۔

۲.۸.۵ ضرب کار

v_A اور v_B کے لوگارتھم جمع کرنے سے $\ln v_A + \ln v_B = \ln v_A v_B$ حاصل ہوتا ہے جس کا الٹ۔لوگارتھم لینے سے $v_A v_B$ یعنی دونوں متغیرات کا حاصل ضرب حاصل ہوتا ہے۔اسی حقیقت کو استعمال کرتے ہوئے لوگارتھمی اور الٹ لوگارتھمی ایمپلیفائر استعمال کرتے ہوئے شکل ۲.۲۵ میں **ضرب کار**[۵۸] حاصل کیا گیا ہے۔لوگارتھمی ایمپلیفائر کے مساوات استعمال کرتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$v_{o1} = -V_T \ln \frac{v_{i1}}{I_S R}$$
$$v_{o2} = -V_T \ln \frac{v_{i1}}{I_S R}$$

اسی طرح جمع کار کے مساوات سے

$$\begin{aligned} v_{o3} &= -(v_{o1} + v_{o2}) \\ &= V_T \ln \frac{v_{i1}}{I_S R} + V_T \ln \frac{v_{i2}}{I_S R} \\ &= V_T \ln \frac{v_{i1} v_{i2}}{I_S^2 R^2} \end{aligned}$$

اور الٹ لوگارتھمی کے مساوات سے

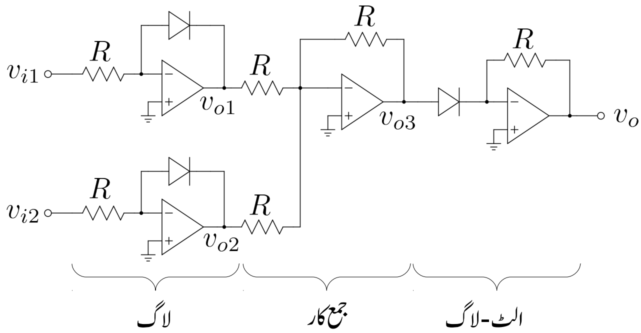
$$\begin{aligned} v_0 &= -I_S R e^{\frac{v_{o3}}{V_T}} \\ &= -I_S R e^{\ln \frac{v_{i1} v_{i2}}{I_S^2 R^2}} \\ &= -\frac{v_{i1} v_{i2}}{I_S R} \end{aligned}$$

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

شکل میں جمع کار کی بجائے منفی کار کے استعمال سے **تقسیم کار**[۵۹] حاصل ہوتا ہے۔

---

[۵۸] multiplier
[۵۹] divider



شکل ۲.۲۵: ضرب کار

۲.۸.۶ کامل مکمل لہر سمت کار

شکل ۲.۲۶ میں کامل مکمل لہر سمت کار دکھایا گیا ہے۔ آئیں اس کی کارکردگی مثبت اور منفی v_i کی صورت میں دیکھیں۔

مثبت v_i کی صورت میں v_{o1} منفی ہو جائے گا جس سے D_1 الٹا مائل ہو کر منقطع جبکہ D_2 سیدھا مائل ہو جائے گا۔ D_2 سیدھا مائل ہونے سے U_1 پر $v_n = v_k$ ہو گا۔ D_1 کو منقطع اور U_1 کے منفی مداخل کو برقی زمین پر تصور کرتے ہوئے شکل ۲.۲۷ الف حاصل ہوتا ہے جو کہ سیدھا سادہ جمع کار ہے جس سے

$$v_o = -v_i$$

حاصل ہوتا ہے۔ شکل ۲.۲۷ الف میں v_1 بھی دکھایا گیا ہے۔ چونکہ اس کے دونوں جانب مزاحمتوں کے سرے صفر وولٹ پر ہیں لہٰذا اس صورت $v_1 = 0\,\mathrm{V}$ رہے گا۔ شکل ۲.۲۷ ت میں مثبت v_i کی صورت میں v_o اور v_1 دکھائے گئے ہیں۔

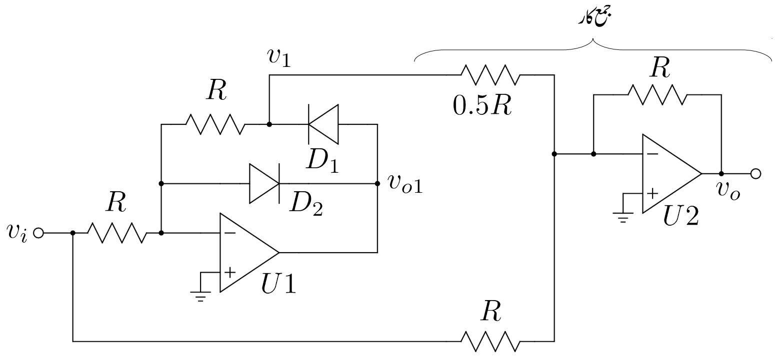
منفی v_i کی صورت میں v_{o1} مثبت ہو جائے گا جس سے D_2 الٹا مائل ہو کر منقطع جبکہ D_1 سیدھا مائل ہو جائے گا۔ یوں U_1 حسابی ایمپلیفائر شکل ۲.۲۷ ب صورت اختیار کرلے گا جس کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$v_k = 0$$
$$\frac{v_n - v_i}{R} + \frac{v_k - v_1}{R} = 0$$

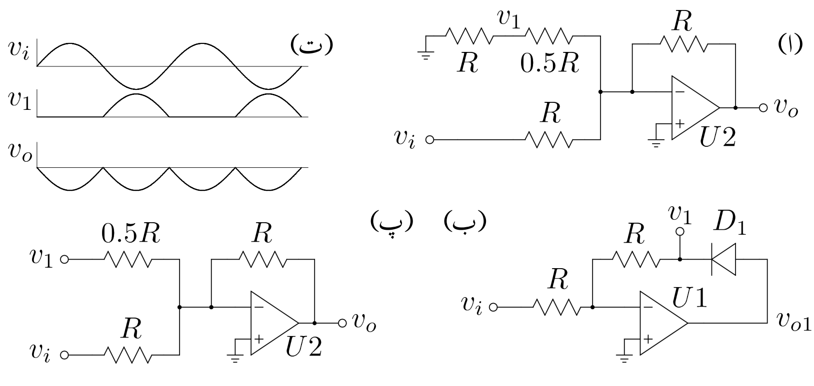
اور یوں

$$v_1 = -v_i$$

حاصل ہوتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ $v_{o1} = v_1 + v_D$ ہو گا جہاں v_D سیدھے مائل ڈایوڈ D_1 پر برقی دباو ہے۔



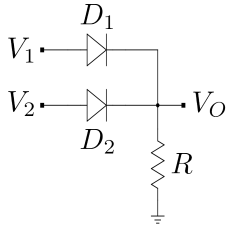
شکل ۲.۲۶: کامل مکمل لہر سمت کار



شکل ۲.۲۷: کامل مکمل لہر سمت کار کی کارکردگی

منتقی جمع

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



شکل ۲.۲۸: منتقی جمع

v_1 کے استعمال سے جمع کار کو شکل ۲.۲۷پ کے طرز پر بنایا جا سکتا ہے جس سے

$$v_o = -v_i - 2v_1$$

حاصل ہوتا ہے۔ شکل ۲.۲۷ت میں منفی v_i کی صورت میں v_1 اور v_o دکھائے گئے ہیں۔

۲.۹ ڈایوڈ کے منتقی ادوار

ڈایوڈ پر مبنی ادوار حل کرنے کے طریقہ پر اس حصہ میں غور کیا جائے گا۔ ڈایوڈ پر مبنی ادوار حل کرتے وقت اگر سیدھے مائل اور اُلٹے مائل ڈایوڈوں کی نشاندہی کر دی جائے تو ان ادوار کو حل کرنا نہایت آسان ہو جاتا ہے۔ اس صورت میں سیدھے مائل ڈایوڈوں کی جگہ چالو سوئچ اور اُلٹے مائل ڈایوڈوں کی جگہ منقطع سوئچ نسب کر کے دور کو حل کیا جا سکتا ہے۔ بدقسمتی سے قبل از وقت یہ جاننا کہ کون کون سے ڈایوڈ سیدھے مائل اور کون کون سے ڈایوڈ اُلٹے مائل ہیں عموماً ناممکن ہوتا ہے۔ ڈایوڈ 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 ڈایوڈ سیدھے یا الٹے مائل ہیں عموماً ممکن ہوتا ہے۔ اس طریقہ کو مشق سے بہتر سیکھا جا سکتا ہے۔ ایسا کرنے کی خاطر شکل ۲.۲۸ میں دئے دور پر غور کریں۔

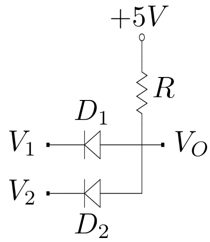
اس دور میں دو ڈایوڈ استعمال کئے گئے ہیں۔ دور کے دو غیر تابع داخلی برقی دباو (اشارات) کو V_1 اور V_2 جبکہ خارجی برقی دباو کو V_O کہا گیا ہے۔ یہ ایک مخصوص دور ہے جس کے داخلی برقی دباو کے دو ہی ممکن قیمتیں ہیں۔ یہ تو یا صفر وولٹ ($0\,\mathrm{V}$) اور یا پھر پانچ وولٹ ($5\,\mathrm{V}$) ہو سکتے ہیں۔ یوں داخلی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

پہلی صورت میں دونوں داخلی برقی دباو 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 دباو بھی صفر وولٹ ہو گا۔ جدول کی پہلی صف میں دائیں جانب V_O کی صف میں 0 اسی کو ظاہر کرتا ہے۔

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

منطقی ضرب

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



شکل ۲.۲۹: منطقی ضرب

صورت میں ڈایوڈ D_2 سیدھا مائل جبکہ D_1 الٹ مائل ہے۔ یوں D_2 کو چالو سوئچ جبکہ D_1 کو منقطع سوئچ تصور کر کے یہ واضح ہے کہ خارجی برقی دباو پانچ وولٹ ہے یعنی $V_O = 5\,\mathrm{V}$ ہے۔

اسی طرح جدول کی تیسری صف کے حوالے سے D_1 سیدھا مائل جبکہ D_2 الٹ مائل ہوگا اور یوں $V_O = 5$ ہوگا۔ جدول کی آخری صف میں دونوں ڈایوڈ سیدھے مائل ہوں گے اور یوں $V_O = 5$ ہوگا۔ اس دور کی جدول منطقی جمع کو ظاہر کرتی ہے لہٰذا یہ **جمع گیٹ**[60] ہے۔ اس شکل میں مزید ڈایوڈ جوڑ کر داخلی اشارات کی تعداد بڑھائی جا سکتی ہے۔

شکل ۲.۲۹ میں ڈایوڈ پر مبنی **ضرب گیٹ**[61] دکھایا گیا ہے۔ پہلے جدول میں دیے آخری صف پر غور کرتے ہیں۔ اگر دونوں داخلی اشارات کی قیمتیں پانچ وولٹ $(5\,\mathrm{V})$ ہوں تو مزاحمت میں برقی رو صفر ایمپیئر ہو گی لہٰذا خارجی برقی دباو بھی پانچ وولٹ ہو گا یعنی $V_O = 5$ ہو گا۔

جدول میں دیے بقایا ممکنات پر غور کرتے آپ آسانی سے تمام صورتوں میں خارجی برقی دباو حاصل کر سکتے ہیں۔

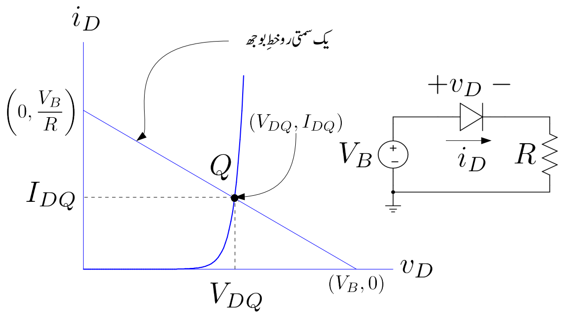
۲.۱۰ یک سمت رو خطِ بوجھ

خطِ بوجھ کا اس کتاب میں آگے جا کر ٹرانزسٹر[62] کے ادوار میں نہایت کارآمد ثابت ہوں گے۔ ڈایوڈ کے ادوار میں اسے متعارف کرانے سے ان خط کا سمجھنا نسبتاً آسان ہوتا ہے۔

گزشتہ صفحات میں ڈایوڈ کے ادوار حل کرتے سیدھے مائل ڈایوڈ کو چالو سوئچ جبکہ اُلٹے مائل ڈایوڈ کو منقطع سوئچ تصور کیا جاتا رہا۔ ایسا کرنے سے ڈایوڈ کی خاصیت نظر انداز ہو جاتی ہے۔ اگرچہ بیشتر مواقع پر ایسا کرنا درست ہوتا ہے، بہر حال کبھی کبھار ڈایوڈ کی خاصیت کو مدِ نظر رکھنا ضروری ہوتا ہے۔ اس حصہ میں ایسا ہی کیا جائے گا۔

شکل ۲.۳۰ میں دکھائے گئے دور کو مثال بناتے ہیں۔ کرخوف کے قانون برائے برقی دباو کے مطابق اس دور کے

[60] OR gate
[61] AND gate
[62] transistor



شکل ۲.۳۰: خطِ بوجھ اور نقطۂ مائل

لئے ہم یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$V_B = v_D + i_D R \tag{۲.۱۵}$$

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

$$i_D = I_S \left(e^{\frac{v_D}{V_T}} - 1 \right) \approx I_S e^{\frac{v_S}{V_T}} \tag{۲.۱۶}$$

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

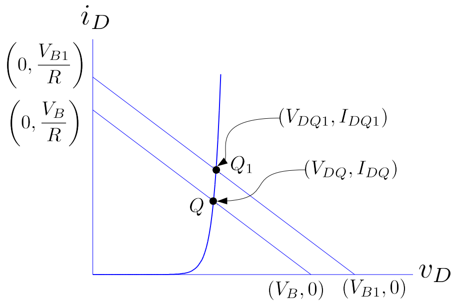
۲.۱۰.۱ گراف کا طریقہ

شکل ۲.۳۰ میں مساوات ۲.۱۵ اور مساوات ۲.۱۶ کو گراف کیا گیا ہے۔ جس نقطے پر دونوں مساوات کے خط ٹکراتے ہیں یہی ان کا حل ہے یعنی (V_{DQ}, I_{DQ})۔ اس نقطے کو **یک سمت نقطۂ مائل**[63] یا **یک سمت نقطہ کارکردگی** کہتے ہیں۔ ان ناموں کو عموماً چھوٹا کر کے **نقطۂ مائل** یا **نقطۂ کارکردگی** پکارتے ہیں۔ نقطہ کارکردگی کو Q سے ظاہر کیا جاتا ہے۔

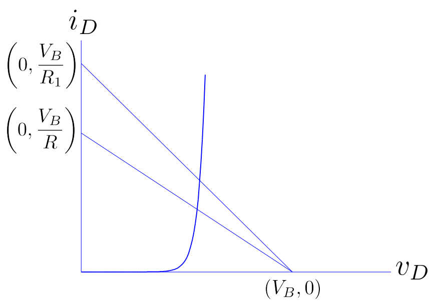
شکل ۲.۳۰ میں مساوات ۲.۱۵ کے خط کو **یک سمت رو خطِ بوجھ**[64][65] کہا گیا ہے۔ اس نام کو چھوٹا کر کے اسے **خطِ بوجھ** بھی کہتے ہیں۔ آئیں اس خط پر غور کرتے ہیں۔ خطِ بوجھ کی **ڈھلوان**[66]

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

[63] DC bias point
[64] گھوڑے پر بوجھ لادا جاتا ہے۔ یہاں R بطور برقی بوجھ کردار ادا کرتا ہے اور اس کے مساوات کے گراف کو خطِ بوجھ کہتے ہیں
[65] DC load line
[66] gradient



شکل ۳۱.۲: داخلی برقی دباو کا خطِ بوجھ پر اثر



شکل ۳۲.۲: مزاحمت کی تبدیلی کا خطِ بوجھ پر اثر

کے برابر ہے۔ خطِ بوجھ افقی محور یعنی برقی دباو v_D کے محور کو $(V_B, 0)$ پر ٹکراتا ہے جبکہ عمودی محور یعنی برقی رو i_D کے محور کو $\left(0, \frac{V_B}{R}\right)$ پر ٹکراتا ہے۔

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

شکل ۳۱.۲ میں خطوطِ بوجھ کو داخلی برقی V_B اور V_{B1} کے لئے گراف کیا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ بیرونی برقی دباو V_B بڑھانے سے خطِ بوجھ کا ڈھلوان تبدیل نہیں ہوتا اور یوں دونوں خطوط آپس میں متوازی ہوتے ہیں۔ اس کے برعکس اگر بیرونی برقی دباو V_B برقرار رکھی جائے اور مزاحمت R_1 کر دیا جائے تو خطِ بوجھ کی ڈھلوان تبدیل ہو گا جبکہ یہ اب بھی محورِ برقی دباو کو $(V_B, 0)$ پر ٹکرائے گا۔ محورِ برقی رو سے ٹکرانے کا مقام تبدیل ہو کر $\left(0, \frac{V_B}{R_1}\right)$ ہو جائے گا۔ شکل ۳۲.۲ 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۔

۲.۱۰.۲ دہرانے کا طریقہ

عموماً مساوات دہرانے کے طریقے[۶۷] سے با آسانی حل کئے جاتے ہیں۔ موجودہ مسئلہ بھی کچھ اسی نوعیت کا ہے اور اسے بھی دہرانے کے طریقے سے نپٹا جا سکتا ہے۔ اس طریقے کو مثال کی مدد سے دیکھتے ہیں۔

مثال ۲.۱۰: شکل ۲.۳۰ میں $V_B = 15\,\mathrm{V}$ اور $R = 15\,\mathrm{k\Omega}$ ہیں۔ اگر اس ڈایوڈ میں $V_D = 0.6\,\mathrm{V}$ پر $I_D = 2\,\mathrm{mA}$ برقی رو گزرتا ہے تو اس دور میں برقی رو حاصل کریں۔

حل: مساوات ۲.۱۶ سے

$$I_S = \frac{i_D}{\left(e^{\frac{v_D}{V_T}}\right)} = \frac{2\times 10^{-3}}{e^{\frac{0.6}{0.025}}} = 7.550\,269\times 10^{-14}\,\mathrm{A}$$

حاصل ہوتا ہے۔ ہمیں قبل از وقت ڈایوڈ کی برقی رو یا اس پر برقی دباو معلوم نہیں مگر دئے گئے معلومات سے ہم یہ اخذ کر سکتے ہیں کہ اگر برقی رو دو ملی ایمپیئر کے قریب ہو تو برقی دباو اعشاریہ چھ وولٹ کے قریب ہو گا۔

$2\,\mathrm{mA}$ کو I_{D_0} لکھتے ہوئے (یعنی $I_{D_0} = 2\,\mathrm{mA}$) اور $0.6\,\mathrm{V}$ کو V_{D_0} لکھتے ہوئے (یعنی $V_{D_0} = 0.6\,\mathrm{V}$) ہم سوال حل کرتے ہیں۔ طریقہ کار کچھ یوں ہے کہ ہم اخذ کریں گے کہ ڈایوڈ پر V_{D_0} برقی دباو ہے۔ اس قیمت کو استعمال کرتے ہوئے مساوات ۲.۱۵ کی مدد سے ہم برقی رو حاصل کریں گے جسے ہم I_{D_1} کہیں گے۔ مساوات ۲.۱۶ میں I_{D_1} کی قیمت استعمال کرتے ہوئے ڈایوڈ پر برقی دباو حاصل کیا جائے گا جسے ہم V_{D_1} کہیں گے۔

ڈایوڈ پر V_{D_0} برقی دباو اس صورت ہوتا جب اس میں I_{D_0} برقی رو گزرتی جبکہ ہم دیکھ سکتے ہیں کہ اصل دور میں برقی رو I_{D_1} کے قریب ہو گی اور یوں I_{D_1} کے نسبت سے حاصل شدہ برقی دباو V_{D_1} اصل قیمت کے زیادہ قریب برقی دباو ہو گا۔ یوں اگر V_{D_1} استعمال کرتے ہوئے یہ سارا سلسلہ دوبارہ دہرایا جائے یعنی مساوات ۲.۱۵ 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 ۲.۱۶ میں I_{D_2} استعمال کرتے ہوئے V_{D_2} حاصل کیا جائے تو یہ V_{D_1} سے بہتر جواب ہو گا۔ اس طریقے کو اس وقت تک دہرایا جاتا ہے جب تک حاصل قیمتوں میں تبدیلی قابلِ نظر انداز ہو جائے۔ آئیں دہرانے کے اس طریقے کو استعمال کریں۔

مساوات ۲.۱۵ میں $V_{D_0} = 0.6\,\mathrm{V}$ استعمال کرنے سے

$$I_{D_1} = \frac{V_B - V_{D_0}}{R} = \frac{15 - 0.6}{15000} = 0.96\,\mathrm{mA}$$

اور مساوات ۲.۱۶ میں I_{D_1} کے استعمال سے

$$V_{D_1} = V_T \ln\frac{I_{D_1}}{I_S} = 0.025\times\ln\left(\frac{0.96\times 10^{-3}}{7.550269\times 10^{-14}}\right) = 0.581\,650\,77\,\mathrm{V}$$

---

[۶۷] iteration method

یہ برقی دباو گزشتہ اخذ کردہ قیمت سے زیادہ درست قیمت ہے لہٰذا اس کو استعمال کرتے ہوئے ہم ایک مرتبہ پھر مساوات ۲.۱۵ حل کرتے ہیں۔

$$I_{D_2} = \frac{15 - 0.58165}{15000} = 0.961\,223\,3\,\text{mA}$$

یہ جواب بالکل درست تب ہوتا اگر $0.961\,223\,3\,\text{mA}$ پر ڈایوڈ کا برقی دباو $0.581\,650\,77\,\text{V}$ ہوتا مگر ایسا نہیں ہے لہٰذا ہمیں ایک مرتبہ پھر ڈایوڈ کے برقی دباو کا بہتر اندازہ لگانا ہو گا۔ یوں $0.961\,223\,3\,\text{mA}$ کو I_{D_2} اور ڈایوڈ پر برقی دباو کو V_{D_2} لیتے ہوئے۔

$$V_{D_2} = V_T \ln \frac{I_{D_2}}{I_S} = -0.025 \times \ln\left(\frac{0.9612233 \times 10^{-3}}{7.550269 \times 10^{-14}}\right) = 0.581\,682\,61\,\text{V}$$

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

$$I_{D_3} = \frac{V_B - V_{D_2}}{R} = \frac{15 - 0.58168261}{15000} = 0.961\,221\,1\,\text{mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ ہم دیکھتے ہیں کہ گزشتہ 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 $I_{D_4} = 0.961\,22\,\text{mA}$ کو ہم درست جواب تسلیم کر لیتے ہیں۔

۲.۱۱ کارتیسی محدد اور ترسیم

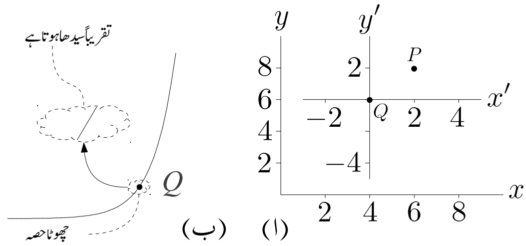
اس حصے میں کارتیسی محدد اور ترسیم پر غور کیا جائے گا جس کی اس کتاب میں کئی جگہ ضرورت پیش آئے گی۔ اگرچہ اس حصے کو کتاب کے آخر میں ضمیمہ کے طور رکھنا چاہئے تھا مگر اس کی اہمیت کو دیکھتے ہوئے میں نے اسے اس باب کا حصہ بنا لیا ہے۔ طلبہ سے گزارش کی جاتی ہے کہ وہ اس حصے کو بخوبی سمجھیں۔

۲.۱۱.۱ محدد کی منتقلی

شکل ۲.۳۳ الف میں دو کارتیسی محدد دکھائے گئے ہیں۔ $(x - y)$ کارتیسی محدد میں دو نقطے $P(6,8)$ اور $Q(4,6)$ دکھائے گئے ہیں۔ $(x' - y')$ محدد میں یہی نقطے $P'(2,2)$ اور $Q'(0,0)$ بن جاتے ہیں۔

۲.۱۱.۲ خط کا چھوٹا حصہ سیدھا تصور کیا جا سکتا ہے

شکل ۲.۳۳ 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 بڑے بلبلے میں بڑھا چڑھا کر دکھایا گیا ہے جہاں اس کا سیدھا پن صاف واضح ہے۔



شکل ۲.۳۳: (ا) کارتیسی محدد۔ (ب) خط کے چھوٹے حصے کا سیدھا پن

۲.۱۱.۳ گراف سے قیمت حاصل کرنے کا عمل

شکل ۲.۳۴ ب کے گراف سے مختلف x پر $y(x)$ کی قیمت حاصل کر کے انہیں جدول ۲.۱ 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 ۲.۱: گراف سے حاصل کی گئی قیمتیں

x	0	1	2	3	4	5
y	0	03.0	12.0	44.0	49.1	99.4

اب تصور کریں کہ $x(t)$ وقت کے ساتھ تبدیل ہوتا تفاعل 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 ۲.۳۴ الف میں $x(t)$ کو سائن نما تصور کیا گیا ہے۔

شکل ۲.۳۴ الف میں مختلف اوقات مثلاً $t_0, t_1, t_2, \ldots t_n$ پر $x_0, x_1, x_2 \ldots x_n$ 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 کُل تعداد یعنی $(n+1)$ کا تعین آپ جیسے اور جتنی چاہیں کر سکتے ہیں۔ اسی طرح کسی دو قریبی نقاط کے مابین فاصلہ مثلاً

$$\Delta t_2 = t_3 - t_2$$

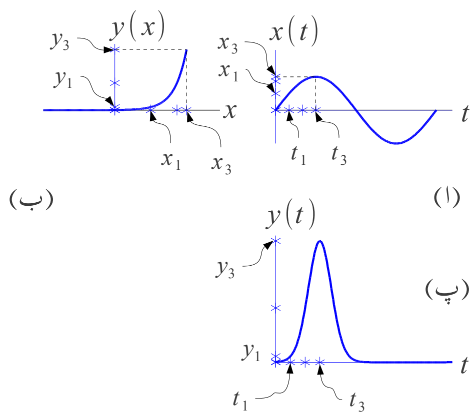
آپ جتنی چاہیں رکھ سکتے ہیں۔ اس کے علاوہ کسی دو قریبی نقاط کے درمیان فاصلہ مثلاً

$$\Delta t_5 = t_6 - t_5$$

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 ۲.۲ حاصل ہو گا۔



شکل ۲.۳۴: وقت کے ساتھ بدلتے متغیرات کی مثال

جدول ۲.۲: $x(t)$ بالمقابل t کا جدول

t_0	t_1	t_2	$\cdots$	t_n
x_0	x_1	x_2	$\cdots$	x_n

جدول ۲.۲ میں دئے x پر شکل ۲.۳۴ ب سے y کے قیمتیں حاصل کریں۔ یوں حاصل $y_0, y_1, y_2, \dots y_n$ کو استعمال کرتے ہوئے $y(t)$ بالمقابل t کا جدول ۲.۳ حاصل ہو گا جسے شکل ۲.۳۴ پ کی طرح گراف کریں۔

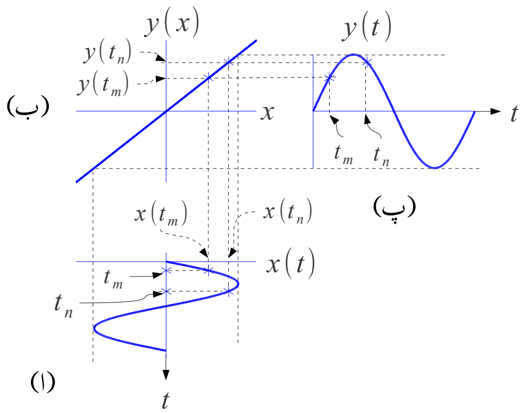
جدول ۲.۳: $y(t)$ بالمقابل t کا جدول

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

یہاں میں بتلانا چاہوں گا کہ اس مثال میں تفاعل $y(x)$ **خم دار**[68] تھا۔ اس کو استعمال کرتے ہوئے تفاعل $x(t)$ سے تفاعل $y(t)$ حاصل کی گئی۔ $x(t)$ 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 ۲.۳۵ کی مدد سے دیکھیں جہاں بدلتے اشارہ $x(t)$ کو شکل ۲.۳۵ 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

[68]curved



شکل ۲.۳۵: سیدھا تفاعل اشارے کی شکل برقرار رکھتا ہے

یعنی

$$y(x) = mx \tag{۲.۱۷}$$

تصور کرتے ہوئے شکل ب میں دکھایا گیا ہے۔[69] 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 ۲.۱۷ میں m شکل ۲.۳۳ ب میں نقطہ Q پر خط کے چھوٹے سیدھے حصے کی ڈھلوان ہے یعنی

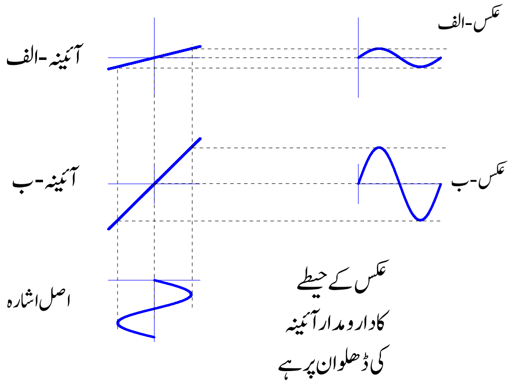
$$m = \left.\frac{\partial y}{\partial x}\right|_Q \tag{۲.۱۸}$$

شکل ۲.۳۵ 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 جاننا ضروری نہیں، بس اتنا درکار ہے کہ ان کی نشاندہی گراف پر کر دی جائے۔

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

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

[69] سیدھے خط کی مساوات $y = mx + c$ ہے جہاں c وہ نقطہ ہے جہاں خط y محور کو کاٹتا 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 ۲.۳۶: عکس کا حیطہ بالمقابل آئینے کی ڈھلوان

پ تک افقی لکیریں بنائیں۔ شکل پ پر ان نقطوں کو وقت t_m اور t_n کے ساتھ گراف کریں۔ مندرجہ بالا پورا عمل شکل ۲.۳۵ کو دیکھتے ہی ایک دم سمجھ آجانا چاہئے۔

شکل ۲.۳۵ میں $y(x)$ ایک خطی (یعنی غیر-خم دار) تفاعل 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 برقیات کے میدان میں کلیدی کردار ہے۔ اس حقیقت کو استعمال کرتے ہوئے غیر-خم دار تفاعل کے اشکال میں چونکہ صرف حیطہ تبدیل ہوتا ہے لہٰذا عموماً اشارہ $x(t)$ کے چوٹیوں سے شکل ب تک اور یہاں سے شکل پ تک لکیریں کھینچ کر شکل پ مکمل کر دیا جاتا ہے۔

شکل ۲.۳۴ اور شکل ۲.۳۵ میں $x(t)$ کو داخلی (یا اصل) اشارہ، $y(t)$ کو خارجی (یا منعکس[70]) اشارہ جبکہ $y(x)$ کو آئینہ[71] تصور کریں۔ یوں ہم کہہ سکتے ہیں کہ غیر-خم دار آئینے میں اشارے کی شکل جوں کی توں رہتی ہے جبکہ خم دار آئینہ شکل بگاڑ دیتا ہے۔ شکل ۲.۳۶ 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 جا سکتی ہے کہ عکس کے حیطے میں کوئی تبدیلی پیدا نہ ہو اور یہ اصل اشارہ کے حیطے کے برابر ہی رہے۔

مندرجہ بالا تذکرہ کو تحلیلی جامہ پہناتے ہیں۔ مساوات ۲.۱۷ میں $x(t)$ لکھتے ہوئے اس مساوات کو

---

[70] image
[71] mirror

یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$y[x(t)] = mx(t) \tag{۲.۱۹}$$
$$y(t) = mx(t)$$

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

برقیات کے میدان میں برقی دباو v اور برقی رو i کا استعمال ہوتا ہے۔ روایتی طور پر برقی دباو کو $x(t)$ جبکہ برقی رو کو $y(t)$ تصور کیا جاتا ہے۔ شکل ۲.۳۷ میں ایسا دکھایا گیا ہے۔ آپ جانتے ہیں کہ یک سمت برقی دباو تقسیم یک سمت برقی رو کو مزاحمت R جبکہ یک سمت برقی رو تقسیم یک سمت برقی دباو 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 ۲.۱۸ میں چھوٹے (یعنی باریک) سیدھے حصے کی ڈھلوان m کی جگہ باریک اشاراتی موصلیت g کا استعمال ہو گا۔ یوں مساوات ۲.۱۷ کو برقیات کے میدان میں استعمال کرتے وقت مندرجہ ذیل طرز پر لکھا جائے گا۔

$$i(t) = gv(t) \tag{۲.۲۰}$$

اسی طرح مساوات ۲.۱۸ کو یوں لکھا جائے گا

$$g = \left.\frac{\partial i}{\partial v}\right|_Q \tag{۲.۲۱}$$

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

$$r = \left.\frac{\partial i}{\partial v}\right|_Q^{-1} \tag{۲.۲۲}$$

۲.۱۲ باریک اشاراتی تجزیہ

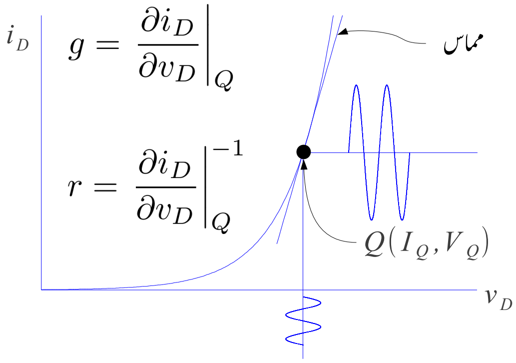
شکل ۲.۳۸ الف میں داخلی برقی دباو v_I استعمال کی گئی ہے۔ گراف میں v_I کی قیمت مثبت رہتے ہوئے مسلسل تبدیل ہوتی دکھائی گئی ہے۔ جیسا شکل ب میں دکھایا گیا ہے، v_I کو یوں بھی تصور کیا جا سکتا ہے کہ اسے یک سمت برقی دباو V_I اور بدلتے برقی دباو v_i کو سلسلہ وار جوڑ کر حاصل کیا گیا ہے یعنی

$$v_I = V_I + v_i \tag{۲.۲۳}$$

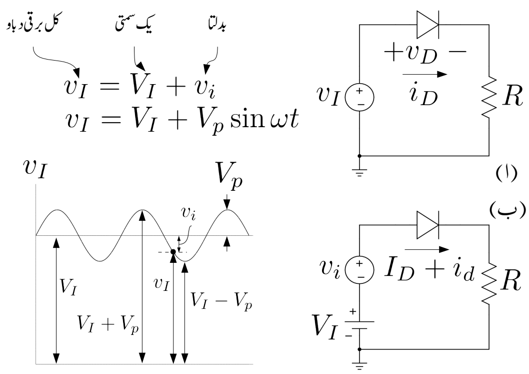
باریک اشارہ[۴۲] سے مراد وہ بدلتا اشارہ ہے جس کا حیطہ دور میں پائے جانے والے یک سمت برقی دباو یا یک سمت برقی رو کی قیمتوں سے نہایت کم ہو (یعنی $v_i << V_I$)۔

---

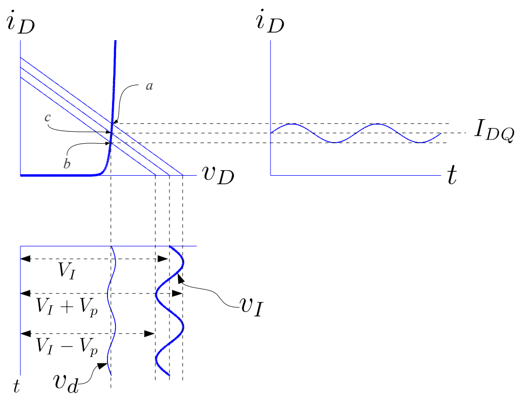
[۴۲] small signal



شکل ۲.۳۷: باریک اشاراتی موصلیت اور باریک اشاراتی مزاحمت



شکل ۲.۳۸: باریک اشارہ



شکل ۲.۳۹:ڈایوڈ پر باریک اشارات

شکل ۲.۳۱ میں تغیر پذیر داخلی برقی دباو کا خطِ بوجھ پر اثر دکھایا گیا۔اسی ترکیب کو یہاں استعمال کرتے ہوئے باریک داخلی اشارہ v_i کی موجودگی میں ڈایوڈ کی کارکردگی پر غور کیا جائے گا۔تغیر پذیر داخلی برقی دباو v_I سے نپٹنے کی خاطر مختلف لمحات پر وقت کو ساکن تصور کرتے ہوئے ان لمحات پر داخلی برقی دباو کی کل قیمت لی جاتی ہے۔ان قیمتوں پر خطِ بوجھ اور ڈایوڈ کی مساوات کا خط گراف کیا جاتا ہے۔یوں مختلف اوقات پر ڈایوڈ کے مختلف نقطہ مائل (V_{DQ}, I_{DQ}) حاصل کئے جاتے ہیں۔

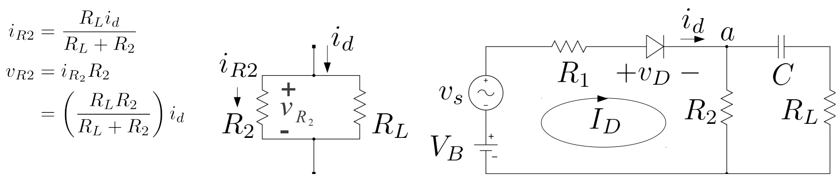
شکل ۲.۳۹ میں $\omega t_0 = 0°$، $\omega t_0 = 90°$ اور $\omega t_0 = 270°$ پر داخلی برقی دباو $v_I(t_0) = V_I$، $v_I(t_1) = V_I + V_p$ اور $v_I(t_2) = V_I - V_p$ استعمال کرتے خطِ بوجھ گراف کئے گئے ہیں۔

شکل ۲.۳۸ کے داخلی برقی دباو کے گراف کو گھڑی کی سمت $90°$ کے زاویہ گھما کر شکل ۲.۳۹ میں بنایا گیا ہے۔یوں تغیر پذیر داخلی برقی دباو سے خطِ بوجھ حاصل کرتے ہوئے دور میں بدلتا برقی رو حاصل کی جاتی ہے۔یہ ترکیب شکل پر غور کرنے سے واضح ہو گی۔

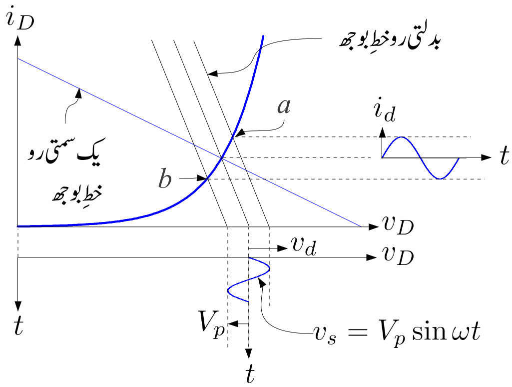
۲.۱۲.۱ بدلتا رو، خطِ بوجھ

حصہ ۲.۱۰ میں یک سمت خطِ بوجھ پر گفتگو کی گئی۔اسی کو آگے بڑھاتے ہوئے **بدلتا رو، خطِ بوجھ**[۴۳] کو یہاں پیش کیا جائے گا جس کا اگلے بابوں میں کلیدی کردار ہو گا۔ شکل ۲.۴۰ میں دکھائے ڈایوڈ کے دور میں کپیسٹر بھی استعمال کیا گیا ہے۔تصور کریں کہ باریک اشارہ v_s کے تعدد پر کپیسٹر کو قصر دور (یعنی $|X_C| \to 0$) تصور کیا جا سکتا ہے۔چونکہ کپیسٹر میں سے یک سمت برقی رو نہیں گزرتی لہٰذا یک سمت برقی رو R_L سے نہیں گزرے گی۔کپیسٹر کو یک سمت متغیرات کے لئے کھلے دور تصور کیا جا سکتا ہے۔ایسا کرنے سے یک سمت دور حاصل ہوتا ہے جس کے یک سمت خطِ بوجھ کی ڈھلوان $\frac{-1}{R_1+R_2}$ ہو گی اور R_L کا اس میں کوئی کردار نہیں ہو گا۔

[۴۳] AC load line



شکل ۲.۴۰: ڈایوڈ کے دور میں کپیسٹر کے استعمال سے بدلتا رو، خطِ بوجھ پیدا ہوتا ہے



شکل ۲.۴۱: بدلتا رو خطِ بوجھ

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

$$R_t = \frac{R_L R_2}{R_L + R_2} \tag{۲.۲۴}$$

بدلتے اشارہ کو R_t برقی بوجھ دکھائی دیتا ہے۔ یوں بدلتے اشارہ کے خطِ بوجھ کی ڈھلوان $-\frac{1}{R_t}$ ہو گی جو کہ یک سمت رو خطِ بوجھ کی ڈھلوان سے مختلف ہے۔ یوں بدلتا رو، خطِ بوجھ کھینچتے کرتے وقت اس کی ڈھلوان $-\frac{1}{R_t}$ رکھی جائے گی۔ بدلتے اشارہ کے تبدیل کے ساتھ بدلتا رو، خطِ بوجھ بھی جگہ تبدیل کرتا ہے۔ یہ بالکل ایسا ہی ہے جیسے شکل ۲.۳۹ میں یک سمت رو خطِ بوجھ کے لئے دکھایا گیا۔ چونکہ بدلتا رو خطِ بوجھ کی ڈھلوان ہمیں معلوم ہے لہٰذا اسے گراف کرنے کی خاطر ہمیں مزید صرف اس پر ایک نقطہ درکار ہے۔ اگر بدلتے اشارے کا حیطہ کم کرتے کرتے صفر کر دیا جائے تو یک سمت صورتِ حال پیدا ہوتی ہے اور ہم جانتے ہیں کہ یک سمت خطِ بوجھ نقطہ مائل سے گزرتا ہے۔ یوں صاف ظاہر ہے کہ بدلتے خطِ بوجھ بھی نقطہ مائل سے گزرتا ہے۔ شکل ۲.۴۱ میں دونوں خطِ بوجھ گراف کئے گئے ہیں۔

اس طرح پہلے یک سمت رو خطِ بوجھ گراف کیا جاتا ہے جس سے نقطہ مائل حاصل کیا جاتا

ہے۔ نقطہ مائل سے گزرتا بدلتا رو، خطِ بوجھ گراف کیا جاتا ہے جس کی ڈھلوان بدلتے اشارہ کی بوجھ سے حاصل کی جاتی ہے۔ بدلتے اشارہ کے موجودگی میں بدلتا رو، خطِ بوجھ ڈایوڈ کے خط پر نقطہ Q کے قریب قریب رہتے ہوئے a اور b کے درمیان چال قدمی کرتا ہے۔ یہاں بھی نقطہ کارکردگی پر باریک اشارات کے لئے ڈایوڈ کے خط کو سیدھا تصور کرتے ہوئے محدد $i_d - v_d$ بنائے جا سکتے ہیں جن سے v_d اور i_d کو پڑھا جا سکتا ہے۔

v_d اور i_d کو تحلیلی طریقے سے بھی حاصل کیا جا سکتا ہے۔ ایسا کرنے کی خاطر شکل ۲.۴۰ پر غور کرتے ہیں۔ اگر یہاں $v_s = 0$ رکھا جائے تو بائیں دائرے میں صرف یک سمت برقی رو I_D گزرے گی جس سے مزاحمت R_2 پر برقی دباو $I_D R_2$ پیدا ہو گا۔ یہی برقی دباو جوڑ a پر پایا جائے گا۔ R_L اور کپیسٹر C آپس میں سلسلہ وار جڑے ہیں۔ یوں ان کی برقی رکاوٹ $R_L + \frac{1}{j\omega C}$ ہے۔ یہ برقی رکاوٹ R_2 کے متوازی جڑی ہے۔ R_2، R_L اور کپیسٹر مل کر برقی رکاوٹ Z پیدا کرتے ہیں جہاں

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_L + \frac{1}{j\omega C}} \tag{۲.۲۵}$$

$$Z = \frac{R_2\left(R_L + \frac{1}{j\omega C}\right)}{R_2 + R_L + \frac{1}{j\omega C}} \tag{۲.۲۶}$$

کے برابر ہے۔ کپیسٹر یک سمت برقی رو کے لئے کھلے سرے کردار ادا کرتا ہے لہٰذا R_L میں یک سمت برقی رو کی قیمت صفر ایمپیئر ہو گی اور اس پر یک سمت برقی دباو کی قیمت بھی صفر وولٹ ہو گا۔ کپیسٹر C جوڑ a پر پائے جانے والے یک سمت برقی دباو کو برداشت کرے گا اور یوں کپیسٹر پر $V_C = I_D R_2$ برقی دباو پایا جائے گا۔ کرخوف کے قانون برائے برقی دباو سے لکھا جا سکتا ہے۔

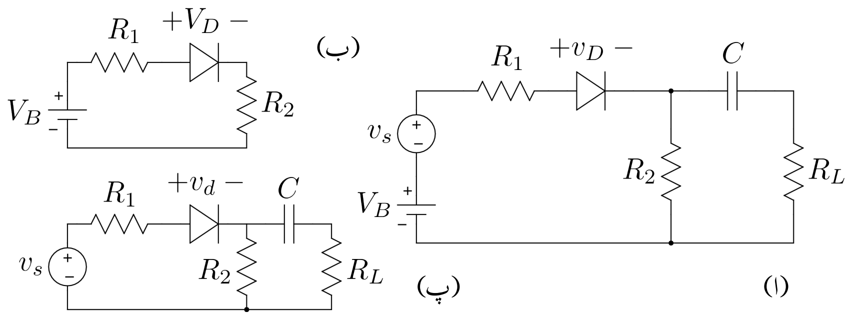
$$V_B = I_D R_1 + V_D + I_D R_2 \tag{۲.۲۷}$$

آئیں اب شکل ۲.۴۰ میں یک سمت برقی دباو V_B برقرار رکھتے ہوئے v_s کو صفر سے بڑھایا جاتا ہے تاہم $V_B \gg v_s$ رکھا جاتا ہے۔ $V_B + v_s$ اب کل برقی رو $i_D = I_D + i_d$ پیدا کریں گے۔ I_D کی کہانی تبدیل نہیں ہوتی البتہ i_d پر غور درکار ہے۔ i_d مزاحمت R_1 اور ڈایوڈ سے گزرتے ہوئے جوڑ a پر پہنچتی ہے جہاں اسے دو راستے ملتے ہیں۔ اس مثال کی خاطر کپیسٹر کو یک سمت برقی رو کے لئے قصر دور تصور کرتے ہوئے صورت حال کو شکل میں دکھایا گیا ہے۔ i_d کا کچھ حصہ R_2 میں گزرے گا یعنی

$$i_{R2} = \left(\frac{R_L}{R_L + R_2}\right) i_d \tag{۲.۲۸}$$

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

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



شکل ۲.۴۲: دور کا یک سمت اور بدلتے حصے میں تقسیم

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 جا سکتا ہے۔

$$V_B = I_D R_1 + V_D + I_D R_2 \tag{۲.۲۹}$$

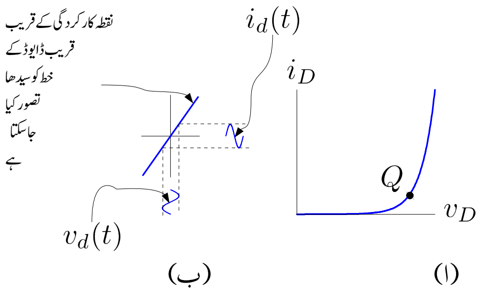
$$v_s = i_d R_1 + v_d + i_d \left(\frac{R_L R_2}{R_L + R_2}\right) \tag{۲.۳۰}$$

مندرجہ بالا مساوات کا پہلا جزو یک سمت خطِ بوجھ کی مساوات ہے جبکہ اس کا دوسرا جزو بدلتا رو خطِ بوجھ کی مساوات ہے۔ شکل ۲.۴۰ کو شکل ۲.۴۲ میں دوبارہ دکھایا گیا ہے جہاں اصل دور کے ساتھ ساتھ دو مزید ادوار دکھائے گئے ہیں۔ شکل ۲.۴۲ ب میں صرف یک سمت منبع V_B استعمال کرتے ہوئے اصل دور کے وہ حصے دکھائے گئے ہیں جن میں یک سمت برقی رو I_D گزرتی ہے۔ اس میں کرخوف کے قانون برائے برقی دباو سے مساوات ۲.۲۹ کا پہلا جزو حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح شکل ۲.۴۲ پ میں صرف بدلتا منبع v_s استعمال کرتے ہوئے اصل دور کے وہ حصے شامل کئے گئے ہیں جن میں بدلتا برقی رو i_d گزرتی ہے۔ اس شکل میں ڈایوڈ پر برقی دباو کو v_d لکھتے ہوئے اس بات کی وضاحت کی گئی ہے کہ ڈایوڈ پر بدلتے برقی دباو کی بات کی جا رہی ہے۔ اس دور پر کرخوف کے قانون برائے برقی دباو سے مساوات ۲.۲۹ کا دوسرا جزو حاصل ہوتا ہے۔ بدلتا رو خطِ بوجھ کی مساوات میں ڈایوڈ کا باریک اشارات مزاحمت r_d استعمال کرتے ہوئے $v_d = i_d r_d$ لکھا جا سکتا ہے اور یوں اس خط سے i_d حاصل کیا جا سکتا 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 جا سکتا ہے۔
یوں اصل شکل کو شکل ب اور شکل پ کے طرز پر بناتے ہوئے یک سمت اور بدلتا برقی رو (اور بدلتے برقی



شکل ۲.۴۳: ڈایوڈ کے باریک اشارات کا حصول

دباو) باری باری حاصل کئے جا سکتے ہیں۔ یہ نہایت اہم اور عمومی ترکیب ہے جسے برقیات کے میدان میں عموماً استعمال کیا جاتا ہے۔ اس کتاب میں اس ترکیب کا بار بار استعمال کیا جائے گا۔

۲.۱۲.۲ باریک اشاراتی مزاحمت

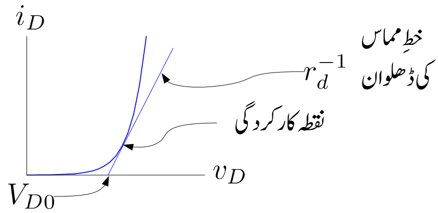
تغیر پذیر داخلی برقی دباو میں باریک اشارات کو نظر انداز کرتے ہوئے حاصل نقطہ مائل کو شکل ۲.۳۹ میں c سے ظاہر کیا گیا ہے۔ باریک اشارہ کی موجودگی میں یہ نقطہ تبدیل ہوتے ہوئے a اور b کے درمیان رہتا ہے۔ ان دو نکتوں کے مابین ڈایوڈ کا خط تقریباً ایک سیدھی لکیر کی مانند ہے۔[۷۴] یاد رہے کہ مزاحمت کی برقی دباو بالمقابل برقی رو کا خط سیدھی لکیر ہوتا ہے۔ اگر نقطہ c پر $i_d - v_d$ کا کارتیسی محدد بنایا جائے[۷۵] اور گراف کو a سے b تک محدود کر دیا جائے تو اس خطے میں ڈایوڈ کے مساوات کا گراف عام مزاحمت کا گراف معلوم ہوتا ہے۔ شکل ۲.۴۳ الف کے نقطہ کارکردگی Q کے قریب قریب رہتے ہوئے ڈایوڈ کے خط کو سیدھا تصور کرتے ہوئے شکل ب میں دکھایا گیا ہے۔ یوں ان دو نکتوں کے مابین ڈایوڈ کو مزاحمت r_d تصور کیا جا سکتا ہے جہاں

$$r_d = \frac{v_d}{i_d} \tag{۲.۳۱}$$

شکل ۲.۴۳ الف میں وسیع اشاراتی محدد $(i_D - v_D)$ جبکہ شکل ۲.۴۳ ب میں باریک اشاراتی محدد $(i_d - v_d)$ استعمال کئے گئے ہیں۔ شکل ب میں ہم یہ بھی دیکھتے ہیں کہ نقطہ کارکردگی پر ڈایوڈ کے باریک اشاراتی مزاحمت r_d کو استعمال کرتے ہوئے ڈایوڈ کے باریک اشاراتی برقی دباو $v_d(t)$ پر اس کے باریک اشاراتی برقی رو $i_d(t)$ کا خط بھی نہایت آسانی کے ساتھ حاصل کیا جا سکتا ہے۔ باریک اشارہ کے موجودگی میں ڈایوڈ نقطہ مائل کے قریب قریب رہے گا۔ یوں اگر نقطہ c کو (V_{DQ}, I_{DQ}) لکھا جائے تو نقطہ a کو $(V_{DQ} + \Delta V_{DQ}, I_{DQ} + \Delta I_{DQ})$ جبکہ نقطہ b کو $(V_{DQ} - \Delta V_{DQ}, I_{DQ} - \Delta I_{DQ})$ لکھا جا سکتا

[۷۴] حصہ ۲.۱۱.۲ میں دیکھا گیا کہ کسی بھی خط کے باریک حصے کو سیدھا تصور کیا جا سکتا ہے

[۷۵] حصہ ۲.۱۱.۱ میں محدد کی منتقلی پر بحث کی گئی



شکل ۲.۴۴: نقطہ کارکردگی پر خطِ مماس سے باریک اشاراتی مزاحمت کا حصول

ہے۔ یوں نقطہ c پر ڈایوڈ کی مزاحمت r_d یوں حاصل کی جائے گی۔

$$r_d = \left.\frac{\Delta v_D}{\Delta i_D}\right|_{I_{DQ}} = \frac{\Delta V_{DQ}}{\Delta I_{DQ}} \tag{۲.۳۲}$$

مساوات ۲.۳۱ اور مساوات ۲.۳۲ اس مزاحمت کو سمجھنے کے مختلف طریقے ہیں۔
r_d کو ڈایوڈ کا **باریک اشاراتی مزاحمت**[۷۶] کہتے ہیں اور اس کی قیمت **نقطہ کارکردگی** پر منحصر ہے۔

۲.۱۲.۳ خطِ مماس سے باریک اشاراتی مزاحمت کا حصول

شکل ۲.۴۴ میں نقطہ کارکردگی پر **خطِ مماس**[۷۷] دکھایا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ نقطہ کارکردگی پر خطِ مماس سے ڈایوڈ کا باریک اشاراتی مزاحمت r_d حاصل کیا جا سکتا ہے۔ آئیں r_d کو چالو ڈایوڈ کے مساوات (یعنی مساوات ۲.۷) کے خطِ مماس سے حاصل کریں۔ نقطہ کارکردگی پر چالو ڈایوڈ کا خطِ مماس حاصل کرنے کی خاطر چالو ڈایوڈ کی مساوات کا تفرق[۷۸] لیں گے۔ اس تفرق کی قیمت نقطہ $i_D = I_{DQ}$ پر حاصل کر کے نقطہ کارکردگی پر مزاحمت r_d حاصل کی جائے گی یعنی

$$i_D = I_S\left(e^{\frac{v_D}{V_T}} - 1\right) \approx I_S e^{\frac{v_D}{V_T}} \tag{۲.۳۳}$$

$$\frac{\mathrm{d}i_D}{\mathrm{d}v_D} = \frac{I_S e^{\frac{v_D}{V_T}}}{V_T}$$

---

[۷۶] small signal resistance
[۷۷] tangent
[۷۸] differenciation

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

$$\frac{\mathrm{d}i_D}{\mathrm{d}v_D} = \frac{I_S e^{\frac{v_D}{V_T}}}{V_T} = \frac{i_D}{V_T} \tag{۲.۳۴}$$
$$\left.\frac{\mathrm{d}i_D}{\mathrm{d}v_D}\right|_{I_{DQ}} = \frac{I_{DQ}}{V_T}$$

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

$$r_d = \left.\left(\frac{\mathrm{d}i_D}{\mathrm{d}v_D}\right)^{-1}\right|_{I_{DQ}} = \frac{V_T}{I_{DQ}} \tag{۲.۳۵}$$

مثال ۲.۱۱: ایک ڈایوڈ جس کا $I_S = 9.32 \times 10^{-14}\,\mathrm{A}$ کے برابر ہو کی $i_D = 25\,\mathrm{\mu A}$ اور $15\,\mathrm{mA}$ کی برقی رو پر باریک اشاراتی مزاحمت حاصل کریں۔

حل: مساوات ۲.۳۵ کے تحت $i_D = 15mA$ پر

$$r_d = \frac{25 \times 10^{-3}}{15 \times 10^{-3}} = 1.667\,\Omega \tag{۲.۳۶}$$

اور $i_D = 25\,\mathrm{\mu A}$ پر

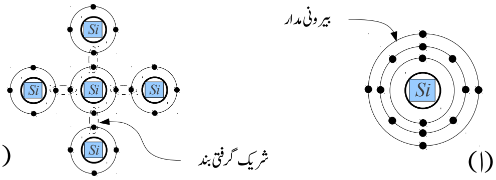
$$r_d = \frac{25 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-6}} = 1000\,\Omega \tag{۲.۳۷}$$

۲.۱۳ طبیعیاتِ نیم موصل اشیاء

ڈایوڈ **نیم موصل**[۷۹] مواد سے بنائے جاتے ہیں۔ اس حصہ میں نیم موصل اشیاء کی طبیعیات پر غور کیا جائے گا۔ اگرچہ برقیاتی پرزہ جات جرمینیم یا سلیکان دونوں سے بنائے جا سکتے ہیں، حقیقت میں سلیکان کی عمدہ خوبیوں کی بدولت برقیاتی پرزہ جات زیادہ تر سلیکان سے ہی بنایا جاتا ہے۔ اسی وجہ سے اس کتاب میں صرف سلیکان پر بات کی جائے گی۔

کیمیائی **دوری جدول**[۸۰] کے چوتھے قطار یعنی چوتھے جماعت[۸۱] میں کاربن C [۸۲]، سلیکان Si [۸۳]، جرمینیم Ge

[۷۹] semiconductor
[۸۰] periodic table
[۸۱] group
[۸۲] carbon
[۸۳] silicon



شکل ۲.۴۵: سلیکان ایٹم اور سلیکان قلم میں شریک گرفتی بند

[۸۴] وغیرہ پائے جاتے ہیں۔ ان تمام عناصر[۸۵] کے ایٹمی **نمونہ**[۸۶] کے بیرونی مدار[۸۷] میں چار الیکٹران[۸۸] پائے جاتے ہیں۔ یوں ان کی **کیمیائی گرفت**[۸۹] $+4$ یا -4 ممکن ہے۔ اس جماعت کے عناصر **شریک گرفتی بند**[۹۰] بناتے ہیں۔

برقیاتی پرزہ جات بنانے کی خاطر 99.9999999 فی صد خالص سلیکان درکار ہوتا ہے جسے عموماً **نو۔نو صاف** سلیکان پکارا جاتا ہے۔ اتنی خالص سلیکان حاصل کرنا از خود فنی مہارت کی انتہا ہے۔ خالص سلیکان غیر موصل ہوتا ہے البتہ اس میں، نہایت باریک مقدار میں، مختلف اجزاء کی **ملاوٹ**[۹۱] سے اس کے **موصلیت**[۹۲] کو تبدیل کر کے اسے موصل بنایا جا سکتا ہے۔ اسی لئے سلیکان کو **نیم موصل**[۹۳] پکارا جاتا ہے۔ وزن کے لحاظ سے زمین کے بیرونی ٹھوس سطح کا 28 % سلیکان پر مشتمل ہے۔ عام ریت سلیکان اور آکسیجن کا مرکب SiO_2 ہے۔

سلیکان کا **ایٹمی عدد**[۹۴] یا **جوہری عدد** 14 ہے۔ یوں اس کے بیرونی مدار میں چار الیکٹران پائے جاتے ہیں۔ اس کے بیرونی مدار میں آٹھ الیکٹران پورا کرنے کی خاطر یہ چار قریبی سلیکان ایٹموں کے ساتھ شریک گرفتی بند بنا کر سلیکان کا **قلم**[۹۵] بناتا ہے۔ شکل ۲.۴۵ میں اس کی سادہ صورت دکھائی گئی ہے۔ حتمی صفر حرارت 0 K پر موجود سلیکان 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 سلیکان 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 سلیکان میں حرکت کرتا ہے اور یوں یہ قلم کی موصلیت میں کردار ادا کرتا

---

[۸۴] germanium
[۸۵] elements
[۸۶] atomic model
[۸۷] shell
[۸۸] electrons
[۸۹] valency
[۹۰] covalent bond
[۹۱] doping
[۹۲] conductance
[۹۳] semiconductor
[۹۴] atomic number
[۹۵] crystal

ہے۔ اس طرح شریک گرفتی بند کی قید سے آزاد ہوا الیکٹران جو اب سلیکان میں آزادی سے حرکت کر سکتا ہو کو **آزاد الیکٹران**[96] یا **متحرک الیکٹران**[97] کہتے ہیں۔ اسی طرح شریک گرفتی بند ٹوٹنے کی وجہ سے الیکٹران کے اخراج سے اس مقام پر **خالی خلاء** رہ جاتا ہے اور یہاں موجود سلیکان کا ایٹم مثبت بار اختیار کر لیتا ہے۔ مثبت ایٹم قریب موجود شریک گرفتی بندوں سے الیکٹران کھینچنے کی کوشش کرتا ہے اور کبھی کبھار ایسا کرنے میں کامیاب ہو جاتا ہے۔ یوں اس ایٹم کا بار دوسرے ایٹم کو منتقل ہو جاتا ہے اور ساتھ ہی ساتھ اس خلاء کا مقام بھی تبدیل ہو کر دوسرے ایٹم کے مقام پر منتقل ہو جاتا ہے۔ ایسا بار بار ہونے سے خلاء مسلسل جگہ تبدیل کرتا ہے۔ خلاء اور مثبت ایٹم کا مقام ایک ساتھ حرکت کرتے ہیں گویا کہ خلاء از خود مثبت بار ہو۔ یوں سلیکان میں آزادی سے حرکت کرتے مثبت خلاء کو **آزاد خول**[98] یا **متحرک خول**[99] کہتے ہیں۔ آزاد خول بالکل **آزاد الیکٹران** کی طرح سلیکان کی موصلیت میں کردار ادا کرتا ہے۔ آزاد خول کا بار الیکٹران کے بار کے برابر مگر مثبت ہوتا ہے۔

حرارت سے **شریک گرفتی بند** ٹوٹنے کی وجہ سے پیدا **آزاد الیکٹران** (منفی بار) کو **حرارتی الیکٹران**[100] جبکہ اس سے پیدا **آزاد خول** (مثبت بار) کو **حرارتی خول**[101] بھی کہتے ہیں۔ چونکہ ایک شریک گرفتی بند ٹوٹنے سے ایک آزاد الیکٹران اور ایک آزاد خول وجود میں آتے ہیں لہٰذا حرارتی الیکٹران اور حرارتی خول کی تعداد ہر صورت برابر رہتی ہے۔ حرارت سے پیدا الیکٹران اور خول کو **اقلیتی الیکٹران**[102] اور **اقلیتی خول**[103] بھی کہتے ہیں۔ حرارت سے آزاد الیکٹران اور آزاد خول کے پیدائش کے عمل کو **حرارتی پیدائش**[104] کہتے ہیں۔ **حرارتی پیدائش کی شرح**[105] کا انحصار درجہ حرارت پر ہے۔

آزاد الیکٹران اور آزاد خول سلیکان میں بلا ترتیب حرکت کرتے ہیں اور ایسا کرتے ہوئے کبھی کبھار آپس میں دوبارہ جڑ جاتے ہیں۔ ان کے جڑنے سے ایک آزاد الیکٹران اور ایک آزاد خول کا وجود ختم ہو جاتا ہے۔ اس عمل کو **دوبارہ جڑنا**[106] جبکہ اس کی شرح کو **دوبارہ جڑنے کی شرح**[107] کہتے ہیں۔

جب حرارتی پیدائش کی شرح اور دوبارہ جڑنے کی شرح برابر ہو تو اس صورت کو **حرارتی توازن** کہتے ہیں۔ نیم موصل اشیاء کی طبیعیات سے معلوم ہوتا ہے کہ حرارتی پیدائش سے پیدا آزاد الیکٹران کی **تعدادی کثافت**[108] n یا آزاد خول کی تعدادی کثافت p کو مندرجہ ذیل مساوات سے حاصل کیا جا سکتا ہے۔

$$p_i^2 = n_i^2 = BT^3 e^{-\frac{E_g}{kT}} \tag{۲.۳۸}$$

جہاں

[96] free electron
[97] mobile electron
[98] free hole
[99] mobile hole
[100] thermal electron
[101] thermal hole
[102] minority electrons
[103] minority hole
[104] thermal generation
[105] thermal generation rate
[106] recombination
[107] recombination rate
[108] number density

n_i حرارتی الیکٹران کی تعداد فی مربع سنٹی میٹر ہے۔

p_i حرارتی خول کی تعداد فی مربع سنٹی میٹر ہے۔

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

T حتمی حرارت ہے۔ اس کی اکائی کیلون K ہے۔

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

E_G یہ شریک گرفتی بند منقطع کرنے کے لئے درکار توانائی ہے جس کی قیمت سلیکان کے لئے $1.12\,\mathrm{eV}$ ہے۔

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

$$n_i = p_i \tag{۲.۳۹}$$

۲.۱۴ منفی قسم کا نیم موصل

کیمیائی دوری جدول کے پانچویں جماعت میں نائٹروجن N، فاسفورس P وغیرہ پائے جاتے ہیں۔ ان عناصر کے ایٹموں کے بیرونی مدار میں پانچ الیکٹران پائے جاتے ہیں۔ نائٹروجن کو مثال بناتے دیکھتے ہیں کہ سلیکان کے قلم میں ان عناصر کی، نہایت باریک مقدار میں، موجودگی کے کیا اثرات مرتب ہوتے ہیں۔

سلیکان کے قلم میں سلیکان کے ایٹم ایک خاص ترتیب سے جڑے ہوتے ہیں۔ سلیکان کے قلم میں شامل کئے جانے والے ملاوٹی نائٹروجن کے ایٹموں کی تعداد نہایت کم ہوتی ہے اور یوں نائٹروجن کے ایٹموں کی موجودگی کا قلم میں ایٹموں کے ترتیب پر کوئی اثر نہیں ہوتا۔ شامل کئے جانے والے ملاوٹی نائٹروجن کے ایٹم قلم میں جگہ جگہ سلیکان ایٹم کی جگہ لے کر قلم کا حصہ بن جاتے ہیں۔ شکل ۲.۴۶ میں نائٹروجن کے ایٹم کو سلیکان کے قلم میں بستے دکھایا گیا ہے۔ نائٹروجن ایٹم کے بیرونی مدار میں موجود پانچ الیکٹرانوں میں سے چار الیکٹران قلم میں قریب چار سلیکان ایٹموں کے ساتھ شریک گرفتی بند بناتے ہیں جبکہ پانچواں الیکٹران فالتو رہ جاتا ہے۔ اس فالتو الیکٹران کا نائٹروجن ایٹم کے ساتھ کمزور بند[۱۰۹] ہوتا ہے جسے الیکٹران کی حرارتی توانائی جلد منقطع کر کے الیکٹران کو آزاد کر دیتی ہے۔ اس طرح آزاد الیکٹران قلم میں مکمل آزادی کے ساتھ حرکت کر سکتے ہیں جس سے قلم موصل ہو جاتا ہے۔ قلم میں نائٹروجن ایٹموں کی تعداد تبدیل کر کے اس کی موصلیت پر قابو رکھا جاتا ہے۔ شکل ۲.۴۶ میں ایک آزاد الیکٹران[۱۱۰] کو سلیکان ایٹموں کے مابین دکھایا گیا ہے۔ یوں اگر شامل کئے گئے ملاوٹی نائٹروجن ایٹموں کی تعدادی کثافت N_D ایٹم فی مربع سنٹی میٹر ہو تب اس سے پیدا آزاد الیکٹرانوں کی کثافت n_{n0} تقریباً اتنی ہی ہو گی یعنی

$$n_{n0} \approx N_D \tag{۲.۴۰}$$

---

[۱۰۹] bond
[۱۱۰] free electron

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

$$n_{n0}p_{n0} = n_i^2 \tag{۲.۴۱}$$

جہاں کسی بھی درجہ حرارت پر n_i^2 کی قیمت مساوات ۲.۳۸ سے حاصل ہو گی۔ یوں منفی نیم موصل سلیکان میں آزاد خول کی کثافت

$$p_{n0} = \frac{n_i^2}{n_{n0}} \approx \frac{n_i^2}{N_D} \tag{۲.۴۲}$$

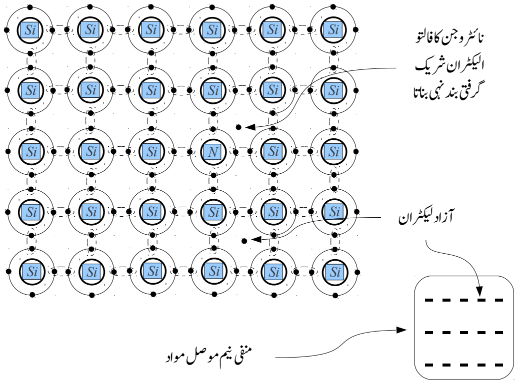
ہو گی۔ منفی نیم موصل میں **اکثریتی الیکٹرانوں**[111] کی کثافت شامل کئے جانے والے ملاوٹی ایٹموں کی تعداد پر منحصر ہے جبکہ اس میں **اقلیتی خول**[112] کی کثافت درجہ حرارت پر منحصر ہے۔ منفی نیم موصل میں آزاد الیکٹران کی تعداد آزاد خول کی تعداد سے کئی درجہ زیادہ ہو گی۔

اس مثال میں نائٹروجن کی شمولیت سے سلیکان میں متحرک آزاد الیکٹران یعنی **متحرک منفی بار**[113] نے **موصلیت** پیدا کی۔ ایسے سلیکان کو **منفی قسم** کا نیم موصل یا **منفی نیم موصل**[114] کہتے ہیں۔ یوں منفی نیم موصل تیار کرنے کی خاطر سلیکان میں کیمیائی دوری جدول کے پانچویں جماعت کے عناصر بطور **ملاوٹ** شامل کئے جاتے ہیں۔ کسی بھی مکمل ایٹم میں پروٹون اور الیکٹران کی تعداد برابر ہوتی ہے۔ یوں ایٹم کا کُل بار صفر ہوتا ہے۔ سلیکان میں نائٹروجن بطور ملاوٹ شامل کرنے سے اس کا کُل بار صفر ہی رہتا ہے۔ نائٹروجن ایٹم کے فالتو الیکٹران کی جدائی کے بعد نائٹروجن ایٹم مثبت بار رکھتا ہے۔ یوں اگرچہ قلم کا کل بار اب بھی صفر ہی ہے لیکن جس مقام پر نائٹروجن کا مثبت ایٹم موجود ہو اس مقام پر کل بار مثبت ہو گا اور جس مقام پر آزاد الیکٹران موجود ہو وہاں کل بار منفی ہو گا۔

قلم میں تمام ایٹم اپنی اپنی جگہ جکڑے رہتے ہیں۔ یہ اپنی اپنی جگہ جھول سکتے ہیں لیکن جگہ تبدیل نہیں کر سکتے۔ ایسے ایٹموں کو ساکن تصور کرتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ قلم میں جگہ جگہ ساکن مثبت بار والے نائٹروجن ایٹم پائے جاتے ہیں۔ یوں منفی قسم کے نیم موصل قلم میں مثبت بار ساکن رہتے ہیں جبکہ اس میں منفی بار (آزاد الیکٹران) حرکت پذیر ہوتے ہیں۔ یوں منفی نیم موصل مواد میں برقی رو کا بہاو آزاد الیکٹران کے حرکت سے ہوتا ہے۔ آزاد الیکٹران نیم موصل مواد کے وجود میں بالکل اسی طرح حرکت کرتے ہیں جیسے بند ڈبہ میں گیس کے ایٹم یا مالیکیول حرکت کرتے ہیں۔ اسی وجہ سے آزاد الیکٹران کو کبھی کبھار **الیکٹران گیس**[115] بھی کہا جاتا ہے۔

ان دو اقسام کے باروں کا تذکرہ کرتے عموماً **ساکن بار**[116] اور **متحرک بار**[117] کی بات کی جاتی ہے۔ یوں منفی قسم کے نیم موصل مادے میں موصلیت صرف **متحرک باروں** کی وجہ سے پیدا ہوتی ہے۔ ساکن بار کا قلم کے موصلیت پیدا کرنے

[111] majority electrons
[112] minority holes
[113] mobile negative charge
[114] n-type semiconductor
[115] electron gas
[116] immobile charges
[117] mobile charges



شکل ۲.۴۶: نائٹروجن کی شمولیت سے منفی قسم کے نیم موصل کا حصول

میں کوئی کردار نہیں۔ منفی نیم موصل مواد کو ظاہر کرنا بھی شکل میں دکھایا گیا ہے جہاں (−) آزاد الیکٹران کے وجود کو اجاگر کرتا ہے ناکہ کُل برقی بار کو۔ سلیکان میں بیرونی مادہ مثلاً نائٹروجن کے شمولیت سے پیدا آزاد الیکٹران کو **اکثریتی الیکٹران**[۱۱۸] بھی کہتے ہیں۔

۲.۱۵ مثبت قسم کا نیم موصل

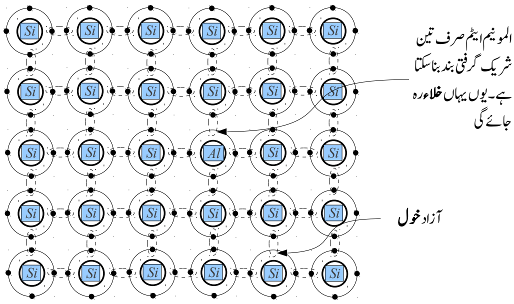
کیمیائی دوری جدول کے تیسرے جماعت میں بوران B، المونیم Al وغیرہ پائے جاتے ہیں جن کے بیرونی مدار میں صرف تین الیکٹران ہوتے ہیں۔ سلیکان کے قلم میں اس جماعت کے عناصر کی شمولیت کے اثرات دیکھنے کی خاطر المونیم کی شمولیت کو مثال بناتے ہیں۔ سلیکان کے قلم میں سلیکان کے ایٹم ایک خاص ترتیب سے جڑے ہوتے ہیں۔ سلیکان کے قلم میں بطور ملاوٹ شامل کئے جانے والے المونیم ایٹموں کی تعداد نہایت کم ہونے کی بنا پر سے قلم میں ایٹموں کے ترتیب پر اثر انداز نہیں ہوتے۔ شامل کئے جانے والے ملاوٹی المونیم کے ایٹم قلم میں جگہ جگہ سلیکان ایٹم کی جگہ لے کر قلم کا حصہ بن جاتے ہیں۔

شکل ۲.۴۷ میں المونیم کے ایٹم کو سلیکان کے قلم میں بستے دکھایا گیا ہے۔ قلم میں بستے المونیم ایٹم کے بیرونی مدار میں موجود تین الیکٹران قلم میں قریب تر تین سلیکان ایٹموں کے ساتھ شریک گرفتی بند بنا لیتے ہیں۔ المونیم ایٹم کے بیرونی مدار میں چوتھے الیکٹران کی عدم موجودگی کی بنا پر قریب چوتھے سلیکان ایٹم کے ساتھ شریک گرفتی بند بنانا ممکن نہیں ہوتا۔ یوں اس بند کی جگہ خلاء رہ جاتی ہے۔

شکل ۲.۴۸ 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 بھٹکتا بھٹکتا المونیم کے قریب خلاء کو پُر کر کے یہاں شریک گرفتی بند کو جنم دیتا ہے۔ ایسا ہونے سے المونیم ایٹم منفی بار اختیار کر

---

[۱۱۸] majority electrons



شکل ۲.۴۷: المونیم ایٹم قلم میں سلیکان ایٹم کی جگہ لیتا ہے

لیتا ہے جبکہ جہاں سے الیکٹران خارج ہوا ہو اس مقام پر مثبت **آزاد خول**[119] رہ جاتا ہے۔ اس مثبت آزاد خول کو خول الف کہتے ہوئے گفتگو آگے بڑھاتے ہیں۔ اسی طرح حرارتی توانائی نو پیدا خول الف کے قریب کسی اور شریک گرفتی بند کو منقطع کر کے یہاں سے الیکٹران خارج کرتے ہوئے خول ب پیدا کرے گا اور خارج الیکٹران خول الف تک پہنچ کر اسے پُر کر کے یہاں خول کے وجود کو ختم کر دے گا۔ اسی طرح خول پ پیدا ہونے سے خول ب پُر ہو گا وغیرہ وغیرہ۔ یوں آزاد خول مسلسل جگہ تبدیل کرے گا جبکہ منفی المونیم ایٹم ساکن رہتا ہے۔ مسلسل حرکت پذیر مثبت خول (آزاد خول) کی بدولت قلم کی موصلیت وجود میں آتی ہے جبکہ ساکن منفی بار (المونیم ایٹم) کا قلم کی موصلیت میں کوئی کردار نہیں۔ یوں مثبت نیم موصل مواد میں برقی رو کا بہاو آزاد خول کے حرکت سے ہوتا ہے۔

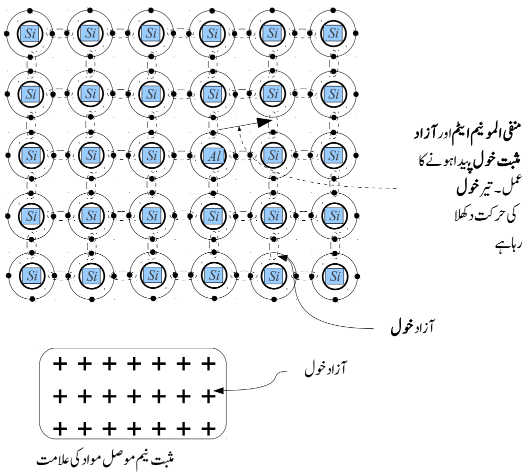
چونکہ اس طرح کے قلم میں خول بطور مثبت بار کردار ادا کرتا ہے اور یہی موصلیت کو جنم دیتا ہے لہٰذا اسے **مثبت قسم** کی نیم موصل مواد یا **مثبت نیم موصل**[120] کہتے ہیں۔ مثبت نیم موصل مواد کو ظاہر کرنا بھی شکل ۲.۴۸ میں دکھایا گیا ہے جہاں $(+)$ آزاد خول کے وجود کو اجاگر کرتا ہے ناکہ کُل برقی بار کو۔

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 میں بالکل اسی طرح حرکت کرتے ہیں جیسے بند ڈبہ میں گیس کے ایٹم یا مالیکیول حرکت کرتے ہیں۔ اسی وجہ سے آزاد خول کو کبھی کبھار **خول گیس**[121] بھی کہا جاتا ہے۔ سلیکان میں بیرونی مواد مثلاً Al کے شمولیت سے پیدا آزاد خول کو **اکثریتی خول**[122] بھی کہتے ہیں۔ مثبت نیم موصل سلیکان بناتے وقت اگر اس میں شامل کئے جانے والے ملاوٹی ایٹموں کی کثافت N_A ایٹم فی مربع سینٹی میٹر ہو تب اس میں حرارتی آزاد خول کو نظر انداز کرتے ہوئے اکثریتی آزاد خول کی کثافت p_{n0} بھی تقریباً اتنی ہو گی یعنی

$$p_{p0} = N_A \tag{۲.۴۳}$$

---

[119] free hole
[120] p-type semiconductor
[121] hole gas
[122] majority holes



شکل ۲.۴۸: آزاد خول کی حرکت اور مثبت نیم موصل مواد ظاہر کرنے کی علامت

جبکہ حرارتی متوازن صورت میں اس میں آزاد الیکٹرانوں کی کثافت مساوات ۲.۴۱ کے تحت

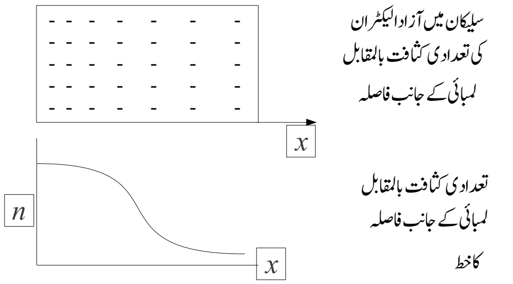
$$n_{p0}=\frac{n_i^2}{p_{p0}}\approx\frac{n_i^2}{N_A} \qquad (۲.۴۴)$$

ہو گا۔ مثبت نیم موصل میں اکثریتی خول[۱۲۳] کی کثافت شامل کئے جانے والے ملاوٹی ایٹموں کی تعداد پر منحصر ہے جبکہ اس میں اقلیتی الیکٹرانوں[۱۲۴] کی کثافت درجہ حرارت پر منحصر ہے۔

۲.۱۶ مال برداری

آزاد الیکٹران اور آزاد خول **نفوذ**[۱۲۵] اور **بہاو**[۱۲۶] کے ذریعہ سلیکان میں حرکت کر کے ایک مقام سے دوسرے مقام منتقل ہو سکتے ہیں۔ کائنات میں قدرتی **مال برداری**[۱۲۷] ان دو خود کار طریقوں سے ہوتی ہے۔ پانی میں سیاہی کا پھیلاو اور دریا میں پانی کا بہاو انہیں کی بدولت ہے۔

[۱۲۳] majority holes
[۱۲۴] minority electrons
[۱۲۵] diffusion
[۱۲۶] drift
[۱۲۷] transportation



شکل ۲.۴۹: تعدادی کثافت میں ناہمواری نفوذ پیدا کرتا ہے

۲.۱۶.۱ 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 یکساں 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**[۱۲۸] کہتے ہیں۔ اس حقیقت کو شکل ۲.۴۹ کی مدد سے بہتر سمجھا جا سکتا 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 ۲.۵۰ کی مدد سے حاصل کرتے ہیں۔ شکل میں سلیکان کی مثبت نیم موصل سلاخ دکھائی گئی ہے جس کا رقبہ عمودی تراش A ہے۔ شکل میں نقطہ الف پر آزاد خولوں کی تعدادی کثافت (p) جبکہ اس کے قریب Δx فاصلہ پر نقطہ ب پر تعدادی کثافت $p + \Delta p$ ہے۔ ان دو نقطوں پر سلاخ کے چھوٹی سی لمبائی Δx میں کل خولوں کی تعداد $pA\Delta x$ اور $(p + \Delta p)A\Delta x$ ہو گی۔ ہم تصور کرتے ہیں کہ سلاخ میں خول صرف لمبائی کے جانب حرکت کرتے ہیں۔ اس طرح حصہ الف کے آدھے خول، یعنی $pA\Delta x/2$، بائیں جانب اور آدھے دائیں جانب حرکت کریں گے۔ اسی طرح حصہ ب کے آدھے خول، یعنی $(p + \Delta p)A\Delta x/2$ ، بائیں اور آدھے دائیں جانب حرکت کریں گے۔ یوں ان دو نقطوں کے درمیان نقطہ دار لکیر پر دائیں جانب گزرتے کل خولوں کی تعداد

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

[۱۲۸] diffusion current

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

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

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

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

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

$$J_p = \frac{I_p}{A} = -\frac{q \Delta p \Delta x}{2 \Delta t} \tag{۲.۴۵}$$

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

$$\Delta p = \frac{\mathrm{d}p}{\mathrm{d}x} \Delta x \tag{۲.۴۶}$$

ان دو مساواتوں سے حاصل ہوتا ہے

$$J_p = \frac{I_p}{A} = -q \frac{\mathrm{d}p}{\mathrm{d}x} \frac{\Delta x^2}{2 \Delta t} \tag{۲.۴۷}$$

اس مساوات میں

$$D_p = \frac{\Delta x^2}{2 \Delta t} \tag{۲.۴۸}$$

لکھ کر حاصل ہوتا ہے

$$J_p = -q D_p \frac{\mathrm{d}p}{\mathrm{d}x} \tag{۲.۴۹}$$

یہ مساوات نفوذی برقی رو کی کثافت یا **کثافتِ نفوذی رو**[۱۲۹] کو بیان کرتا ہے۔[۱۳۰] جہاں

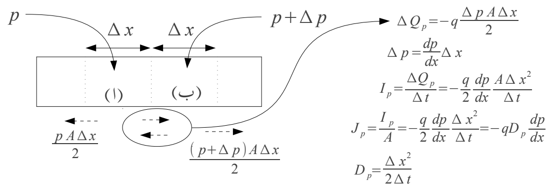
J_p آزاد خولوں سے پیدا نفوذی برقی رو کی کثافت[۱۳۱] ہے۔

q خول کے برقی بار کی مقدار یعنی $1.6 \times 10^{-19}\,\mathrm{C}$ ہے۔

[۱۲۹] diffusion current density

[۱۳۰] نفوذ کے ذریعہ مال برداری کے اس قلیہ کو اڈلف فِک Fick Adolf نے دریافت کیا

[۱۳۱] diffusion current density



شکل ۲.۵۰: آزاد خول سے حاصل نفوذی برقی رو

D_p خول کے **نفوذ کا مستقل**[۱۳۲] ہے۔ سلیکان میں $D_p = 12\,\mathrm{cm^2/s}$ کے برابر ہوتا ہے۔

p آزاد خول کی تعدادی کثافت ہے۔

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

$$J_n = q D_n \frac{\mathrm{d}n}{\mathrm{d}x} \tag{۲.۵۰}$$

اس مساوات میں منفی کی علامت استعمال نہ کرنے سے ہی برقی رو کی صحیح سمت حاصل ہوتی ہے۔ D_n آزاد الیکٹران کے **نفوذ کا مستقل**[۱۳۳] ہے جس کی قیمت سلیکان کے لئے $34\,\mathrm{cm^2/s}$ ہے۔

۲.۱۶.۲ بہاو

آزاد الیکٹران اور آزاد خول کے حرکت کرنے کا دوسرا ذریعہ **بہاو**[۱۳۴] ہے۔ بہاو سے پیدا برقی رو کو **بہاو برقی رو**[۱۳۵] کہتے ہیں۔

اگر سلیکان کے ایک سلاخ، جس کی لمبائی L ہو، کے دو سروں کے مابین برقی دباو V مہیا کی جائے تو اس سلاخ میں **برقی شدت**[۱۳۶] E پیدا ہو گی جہاں

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

کے برابر ہے۔ برقی دباو کی شدت آزاد الیکٹران اور آزاد خول کو اسراع دے گا۔ آزاد خول کا رفتار برقی شدت کی سمت میں جبکہ آزاد الیکٹران کا رفتار اس کے اُلٹ سمت میں بڑھے گا۔ برقی شدت سے پیدا باروں کے رفتار کو **رفتارِ بہاو**[۱۳۷] کہتے ہیں۔ آگے صرف آزاد الیکٹران پر گفتگو کرتے ہیں اگرچہ یہ سب کچھ آزاد خول کے لئے بھی درست ہے۔ اس گفتگو میں آزاد الیکٹران کو صرف الیکٹران کہیں گے۔

[۱۳۲] hole's diffusion constant
[۱۳۳] electron's diffusion constant
[۱۳۴] drift
[۱۳۵] drift current
[۱۳۶] electric field intensity
[۱۳۷] drift speed

الیکٹران کی رفتار کے دو اجزاء ہیں۔ ایک جزو حرارتی رفتار ہے جبکہ دوسرا جزو بہاو کی رفتار یا رفتارِ بہاو ہے۔ اگر سلیکان کے سلاخ میں ہر مقام پر حرارت یکساں ہو تب اس سلاخ میں حرارتی رفتار کی اوسط قیمت ہر مقام پر برابر ہو گی۔ حرارتی رفتار بلا ترتیب ہے اور یوں سمتی حرارتی رفتار کی اوسط قیمت صفر ہوتی ہے۔ لہٰذا اس صورت میں سمتی حرارتی رفتار کا سلیکان میں برقی رو پیدا کرنے میں کوئی کردار نہیں۔ اس کے برعکس الیکٹران کی **سمتی رفتارِ بہاو**[۱۳۸] برقی شدت کے اُلٹ سمت میں ہوتی ہے اور اس کی اوسط قیمت برقی شدت پر منحصر ہوتی ہے۔ یوں برقی شدت کے موجودگی میں سلیکان میں برقی رو سمتی رفتارِ بہاو کے وجہ سے ہوتی ہے۔ سمتی رفتارِ بہاو پر اب گفتگو کرتے ہیں۔

برقی شدت کی وجہ سے حرکت کرتے بار وقتاً فوقتاً ساکن ایٹموں کے ساتھ ٹکرا کر اپنی توانائی ضائع کر دیتے ہیں اور ان کی **لمحاتی سمتی رفتارِ بہاو**[۱۳۹] صفر ہو جاتی ہے۔ ٹکرانے کے بعد یہ ایک مرتبہ پھر برقی شدت کی وجہ سے رفتار پکڑتے ہیں۔ یوں ٹکرانے کی وجہ سے الیکٹران کی رفتار لگاتار نہیں بڑھتی بلکہ یہ کسی اوسط رفتار سے سلیکان میں برقی شدت کے اُلٹ سمت حرکت کرتے ہیں۔ اس اوسط سمتی رفتار کو **اوسط سمتی رفتارِ بہاو** یا صرف **سمتی رفتارِ بہاو** کہتے ہیں۔

سلیکان 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 پکڑے گا جسے **نیوٹن**[۱۴۰] کے مساوات $F = m_n a$ سے حاصل کیا جا سکتا ہے یعنی

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

اگر الیکٹران کے ٹکرانے 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

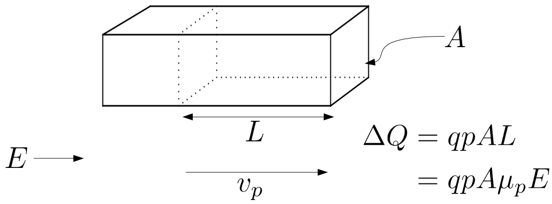
$$v_n = \frac{v_{t_n}}{2} = -\frac{qEt_n}{2m_n}$$

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

$$v_n = -\mu_n E \tag{۲.۵۱}$$

جہاں μ_n کو الیکٹران کی **حرکت پذیری**[۱۴۱] کہتے ہیں۔ اگر سمتی رفتارِ بہاو کو $\mathrm{cm/s}$ اور برقی شدت کو $\mathrm{V/cm}$ میں ناپا جائے تو سلیکان میں الیکٹران کی **حرکت پذیری** μ_n کی قیمت $1350\,\mathrm{cm^2/Vs}$ ہے۔ اسی طرح آزاد خول کے لئے

---
[۱۳۸] drift velocity
[۱۳۹] instantaneous drift velocity
[۱۴۰] Newton' law
[۱۴۱] electron mobility



شکل ۲.۵۱: برقی شدت سے برقی رو کا پیدا ہونا

ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$v_p = \mu_p E \tag{۲.۵۲}$$

جہاں سلیکان میں آزاد خول کی حرکت پذیری μ_p کی قیمت $480\,\mathrm{cm^2/Vs}$ کے لگ بھگ ہے۔ سلیکان کے سطح پر حرکت پذیری کی قیمت گہرائی پر حرکت پذیری کے قیمت سے دس گنا تک کم ہو سکتی ہے۔ یہاں **گہرائی پر الیکٹران کی حرکت پذیری** اور **گہرائی پر خول کی حرکت پذیری** کی بات کی گئی۔ شکل ۲.۵۱ میں مثبت نیم موصل سلیکان کا سلاخ دکھایا گیا ہے جس میں آزاد خول کی تعدادی کثافت p فی مربع سنٹی میٹر ہے۔ اگر اس سلاخ میں برقی شدت E ہو تو اس میں آزاد خول کی سمتی رفتارِ بہاو v_p اسی سمت میں ہو گی۔ یوں ایک سیکنڈ میں آزاد خول اس سلاخ میں v_p سنٹی میٹر کا فاصلہ طے کریں گے۔ سلاخ کے لمبائی L کا حجم $A \times L$ ہے اور اتنے حجم میں $p \times A \times L$ آزاد خول ہوں گے۔ یوں اتنے حجم میں کل آزاد بار $\Delta Q = qpAL$ ہو گا۔ اگر v_p سنٹی میٹر لمبائی کی بات کریں تو اتنے سلاخ میں موجود آزاد خول کا بار $\Delta Q = qpAv_p$ ہو گا۔ سلاخ کے دائیں جانب سطح A سے یوں ہر سیکنڈ $qpAv_p$ بار گزرے گا اور یوں اس سلاخ میں برقی رو I_p کی قیمت $qpAv_p$ ہو گی۔ اس برقی رو کی کثافت J_p

$$J_p = \frac{I_p}{A} = qpv_p = qp\mu_p E \tag{۲.۵۳}$$

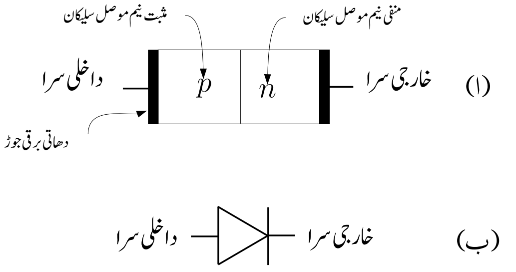
ہو گا۔

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

$$J_n = \frac{I_n}{A} = (-q)nv_n = (-q)n(-\mu_n)E = qn\mu_n E \tag{۲.۵۴}$$

آزاد الیکٹران 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۔

$$J_\sigma = qn\mu_n E + qp\mu_p E = q(n\mu_n + p\mu_p)E \tag{۲.۵۵}$$



شکل ۲.۵۲: ڈایوڈ کی بناوٹ اور اس کی علامت

اس مساوات میں

$$\sigma = (n\mu_n + p\mu_p) \tag{۲.۵۶}$$

لکھنے سے اسے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

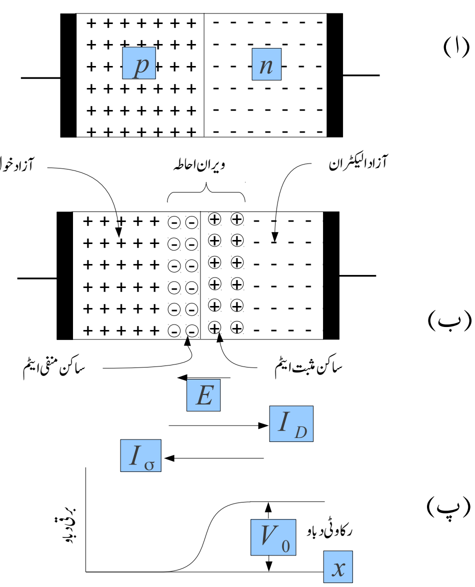
$$J_\sigma = q\sigma E \tag{۲.۵۷}$$

یہ مساوات برقی شدت کی بدولت بہاو سے پیدا برقی رو کی مساوات ہے جس میں σ سلیکان کے **موصلیت کا مستقل**[۱۴۲] ہے۔ مساوات ۲.۵۷ در حقیقت **قانون اوہم**[۱۴۳] ہے۔

۲.۱۷ مثبت اور منفی اقسام کے نیم موصل مواد کا ملاپ

مثبت نیم موصل مواد اور منفی نیم موصل مواد کے ملاپ سے ڈایوڈ وجود میں آتا ہے۔ شکل ۲.۵۲ میں اس کی بناوٹ اور علامت دکھائی گئی ہے۔ حقیقت میں ڈایوڈ تیار کرتے وقت سلیکان کی ایک ہی پتری پر منفی اور مثبت قسم کے نیم موصل احاطے ملا کر بنائے جاتے ہیں۔ تصور کریں کہ مثبت نیم موصل اور منفی نیم موصل سلیکان کو جوڑا جاتا ہے۔ اس وقت کا صورت حال شکل ۲.۵۳-ا میں دکھایا گیا ہے۔ نفوذ کی وجہ سے مثبت نیم موصل حصے سے آزاد خول منفی نیم موصل حصے کی جانب حرکت کریں گے اور اسی طرح منفی نیم موصل حصے سے آزاد الیکٹران مثبت نیم موصل حصے کی جانب حرکت کریں گے۔ مثبت نیم موصل حصے سے خولوں کے نکل جانے سے یہاں سرحد کے قریب ساکن منفی ایٹم نمودار یا بے پردہ ہوں گے۔ اسی طرح منفی نیم موصل حصے سے الیکٹران کے نکل جانے سے یہاں سرحد کے قریب ساکن مثبت ایٹم نمودار یا بے پردہ ہوں گے۔ مثبت نیم موصل حصے میں داخل الیکٹرانوں میں سے چند سرحد کے قریب آزاد خولوں سے مل کر ختم ہو جائیں گے جبکہ بقایا اس حصے میں بطور اقلیتی بار اس

[142] conductivity
[143] Ohm' law



شکل ۲.۵۳: رکاوٹی برقی دباو

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 چند یہاں آزاد الیکٹرانوں سے مل کر ختم ہو جائیں گے جبکہ بقایا 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 صورتِ حال شکل ۲.۵۳ ب میں دکھائی گئی ہے جہاں ساکن ایٹموں کو گول دائرے میں بند دکھایا گیا ہے۔ آزاد الیکٹرانوں اور آزاد خولوں کے اس حرکت سے پیدا انفوذی برقی رو کو I_D لکھتے ہیں جہاں نیچے کر کے نفوذ کے مستقل D لکھنے سے اس برقی رو کی بطور نفوذی برقی رو پہچان کی گئی ہے۔ نیم موصل سلیکان از خود **بے بار**[۱۴۴] ہوتا ہے۔ شکل ب کے دونوں جانب بے بار نیم موصل سلیکان ہے جبکہ ان کے درمیانی سرحد پر بار بردار ساکن ایٹم نمودار ہو چکے ہیں۔ اس درمیانے خطے کو **ویران خطہ**[۱۴۵] کہتے ہیں۔ یوں سرحد کے دائیں جانب مثبت ایٹم جبکہ اس کے بائیں جانب منفی ایٹم موجود ہیں۔ آپ جانتے ہیں کہ ایک جانب مثبت بار اور دوسرے جانب منفی بار کا وجود **برقی شدت**[۱۴۶] E پیدا کرتا ہے اور ان کے مابین برقی دباو[۱۴۷] 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[۱۴۸] بھٹکتا ہوا ویران خطے میں داخل ہو

---

[۱۴۴] neutral
[۱۴۵] depletion region
[۱۴۶] electric field intensity
[۱۴۷] voltage
[۱۴۸] یاد رہے کہ نیم موصل سلیکان میں حرارتی توانائی کی بدولت ہر وقت حرارتی بار پیدا ہوتے رہتے ہیں۔

جائے تو اس پر برقی شدت کی وجہ سے برقی قوت $F = qE$ عمل کرے گی جو اسے مثبت نیم موصل حصے میں دھکیل دے گی۔ اسی طرح اگر مثبت نیم موصل حصے سے آزاد خول ویران خطے میں داخل ہو جائے تو اسے بھی مثبت نیم موصل حصے میں دھکیل دیا جاتا ہے۔

اگر مثبت نیم موصل حصے سے آزاد الیکٹران 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 الیکٹران 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 بہاو 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 ٹھہر سکتا اس لئے اسے **ویران خطہ**[۱۴۹] کہتے ہیں۔

برقی رو I_S کی مقدار کا دارومدار حرارتی توانائی سے حرکت کرتے اُن آزاد الیکٹرانوں اور آزاد خولوں پر ہے جو ویران خطے میں بھٹک جائیں۔ اس کے برعکس برقی رو I_D کی مقدار دونوں نیم موصل خطوں میں شامل کئے گئے ملاوٹی ایٹموں کی تعدادی کثافت اور رکاوٹی برقی دباو V_0 پر ہے۔ یوں I_D کی مقدار V_0 بڑھنے سے کم ہوتی ہے۔

جس لمحہ مثبت اور منفی نیم موصل سلیکان کو آپس میں جوڑا جائے اس لمحہ[۱۵۰] 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 گھٹے گی جبکہ I_S کی مقدار بڑھے[۱۵۱] گی۔ آخر کار ان دو قسموں کی برقی رو کی مقداریں برابر ہو جائیں گی (یعنی $I_D = I_S$) اور نیم موصل جڑوا سلیکان متوازن صورت اختیار کر لے گا۔

متوازن صورتِ حال کے حصول کے بعد اگر کسی وجہ سے I_D کی قیمت بڑھ جائے تو اس سے مزید باربردار 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 صورتِ حال پیدا ہو گا۔ اس کے برعکس اگر کسی وجہ سے I_D کی قیمت میں کمی آئے تو چونکہ I_S مسلسل چالو[۱۵۲] رہتا ہے لہٰذا باربردار ایٹموں کی تعداد میں کمی آئے گی جس سے E اور V_0 کی قیمتوں میں کمی آئے گی۔ رکاوٹی دباو میں کمی I_D کے گھٹنے کو روکے گی اور ایک مرتبہ دوبارہ متوازن صورتِ حال پیدا ہو گا۔

شکل میں دکھایا برقی دباو V_0 نفوذ کے عمل کو روکتا ہے۔ اسی لئے اسے **رکاوٹی برقی دباو**[۱۵۳] کہتے ہیں۔ سلیکان میں **رکاوٹی برقی دباو** کی عمومی قیمت $0.6\,\mathrm{V}$ تا $0.8\,\mathrm{V}$ رہتی ہے۔ اس کی اوسطاً قیمت کو عموماً $0.7\,\mathrm{V}$ لیا جاتا ہے۔

مثال ۲.۱۲: اگر ڈایوڈ کے سروں کے مابین برقی تار جوڑی جائے تو کیا رکاوٹی برقی دباو کی وجہ سے برقی تار میں برقی رو پیدا ہو گی؟ حل: ہرگز نہیں۔ اگر ایسا ممکن ہوتا تو ہم ڈایوڈ سے لگاتار توانائی حاصل کر سکتے ہوتے جو کہ قانون برائے بقائے توانائی کے خلاف ہے۔

حقیقت میں ڈایوڈ کے سروں پر نیم موصل اور دھاتی برقی تار کے جوڑ پر برقی دباو پیدا ہوتا ہے جو رکاوٹی برقی دباو کے عین

[۱۴۹] depletion region

[۱۵۰] ابھی ویران خطہ پیدا نہیں ہوا ہوتا لہٰذا I_S صفر ہوتا ہے

[۱۵۱] I_S کی قیمت حرارتی توانائی سے حرکت کرتے آزاد باروں کے ویران خطے میں بھٹکنے پر منحصر ہے۔ ویران خطے کے حدود بڑھنے سے ایسا ہونے کے امکانات بڑھ جاتے ہیں۔

[۱۵۲] عام حالت میں ویران خطے کے حدود نہایت کم تبدیل ہوتے ہیں لہٰذا I_S کی قیمت کو غیر تغیر پذیر یعنی اٹل تصور کیا جا سکتا ہے۔

[۱۵۳] blocking voltage

برابر اور اس کے اُلٹ جانب ہوتا ہے۔ اس طرح بیرونی برقی تار میں برقی رو نہیں پیدا ہوتی۔ نیم موصل اور برقی تار کے جوڑ پر پیدا برقی دباو ان کے آپس میں چھونے سے پیدا ہوتا ہے۔

مثال ۲.۱۳: رکاوٹی برقی دباو V_0 کو وولٹ میٹر[۱۵۴] سے کیسے ناپا جاتا ہے۔ حل: رکاوٹی برقی دباو کو وولٹ میٹر سے ناپنا ممکن نہیں۔ رکاوٹی برقی دباو ناپتے وقت جیسے ہی میٹر کی برقی تاریں ڈایوڈ کے سروں کو چھوتے ہیں، ان سروں پر برقی دباو پیدا ہوتا ہے جو رکاوٹی برقی دباو کے بالکل برابر اور اس کے اُلٹ سمت میں ہوتا ہے۔ یوں وولٹ میٹر صفر وولٹ جواب دیتا ہے۔

۲.۱۸ اُلٹا مائل ڈایوڈ

اُلٹے مائل ڈایوڈ میں برقی رو نہیں گزرتی یعنی الٹا مائل ڈایوڈ **منقطع**[۱۵۵] رہتا ہے۔ اس حقیقت پر اس حصہ میں غور کیا جائے گا۔ اُلٹے مائل ڈایوڈ کی کارکردگی سمجھنا اس میں الٹی جانب برقی رو پر غور کرنے سے زیادہ آسان ہوتا ہے۔

اُلٹے مائل ڈایوڈ پر شکل ۲.۵۴ کی مدد سے غور کرتے ہیں جہاں بیرونی منبع برقی رو[۱۵۶]، ڈایوڈ میں اُلٹی جانب برقی رو I گزارتا ہے۔ **منبع برقی رو** اس آلہ کو کہتے ہیں جو درکار برقی رو مہیا کر سکے۔ تصور کریں کہ I کی قیمت ڈایوڈ کے اندرونی بہاو سے پیدا برقی رو I_S سے کم ہے۔ عام حالات میں اُلٹے مائل ڈایوڈ میں ایسا ہی ہوتا ہے۔ حصہ ۲.۱۹ میں اس صورت پر غور ہو گا جب I کی قیمت I_S سے تجاوز کر جائے۔

بیرونِ ڈایوڈ، برقی رو موصل تار میں الیکٹرانوں کی حرکت سے پیدا ہوتی ہے۔ برقی تار میں الیکٹران برقی رو I کے الٹ جانب حرکت کرتے ہیں۔ یوں شکل میں ڈایوڈ کے دائیں جانب یعنی اس کے منفی نیم موصل حصے سے آزاد الیکٹران نکل کر برقی تار میں داخل ہوتے ہیں جس سے اس خطے میں مزید ایٹم بے پردہ یعنی بار بردار ہو کر ویران خطے کی لمبائی بڑھاتے ہیں۔

اسی طرح شکل میں ڈایوڈ کے بائیں جانب یعنی اس کے مثبت نیم موصل حصے میں برقی تار سے الیکٹران پہنچتے ہیں۔ آزاد خول اس سرے کے جانب حرکت کر کے ان الیکٹرانوں کے ساتھ مل کر ختم ہوتے ہیں۔ مثبت نیم موصل میں آزاد خولوں کے خاتمے کی وجہ سے یہاں بار بردار ایٹموں کی تعداد بڑھتی ہے اور یہاں کے ویران خطے کا رقبہ بھی بڑھتا ہے۔

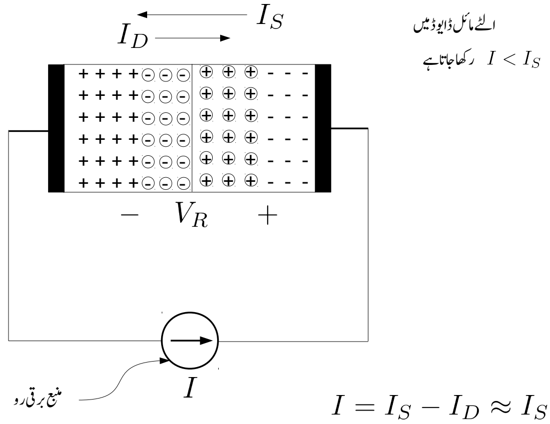
ڈایوڈ میں ویران خطے کے بڑھنے سے رکاوٹی برقی دباو کی قیمت میں V_R کا اضافہ ہوتا ہے جس سے نفوذی برقی رو I_D کی قیمت نہایت کم ہو جاتی ہے۔ یہ اضافی رکاوٹی برقی دباو یعنی V_R ڈایوڈ کے سروں پر نمودار ہو جاتا ہے جسے وولٹ میٹر کی مدد سے ناپا جا سکتا ہے۔

کرخوف کے قانون برائے برقی رو کے تحت

$$I = I_S - I_D \tag{۲.۵۸}$$

---

[۱۵۴] volt meter
[۱۵۵] cut off
[۱۵۶] current source



شکل ۲.۵۴: اُلٹا مائل ڈایوڈ

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

$$I \approx I_S \tag{۲.۵۹}$$

اس مساوات کے تحت اُلٹے مائل ڈایوڈ میں اُلٹی جانب برقی رو کی قیمت I_S کے برابر ہوتی ہے۔ مساوات ۲.۴ بھی یہی کہتا ہے۔ I_S کی قیمت نہایت کم ہوتی ہے اور اسے عموماً صفر تصور کیا جاتا ہے۔

یوں ڈایوڈ کو الٹا مائل کرنے سے اس میں الٹی جانب لمحاتی برقی رو[157][158] گزرتی ہے جو رکاوٹی برقی دباو کو تیزی سے اتنا بڑھا دیتا ہے کہ ڈایوڈ میں صرف I_S کے برابر برقی رو رہ جائے۔

آپ نے دیکھا کہ اگر منبع برقی دباو[159] کے ذریعہ ڈایوڈ کو اُلٹا مائل کیا جائے تو جب تک اُلٹے برقی دباو کی قیمت ڈایوڈ کے برداشت کی حد سے تجاوز نہ کر جائے اس وقت تک ڈایوڈ میں اُلٹی جانب صرف I_S برقی رو گزرے گی جو کہ ایک نہایت کم مقدار ہے۔ اس لئے الٹے مائل ڈایوڈ کو **منقطع**[160] تصور کیا جاتا ہے۔

یہاں یہ بتلانا ضروری ہے کہ حقیقت میں الٹے مائل ڈایوڈ میں I_S سے کئی گنا زیادہ برقی رو گزرتی ہے اور اس کی قیمت درحقیقت الٹے لاگو برقی دباو پر منحصر ہوتی ہے۔ اس کی وجہ یہ ہے کہ اوپر دیا گیا نظریہ حقیقی حالات کا ایک سادہ نمونہ ہے جو الٹے مائل صورت کی پیچیدگیاں نظر انداز کرتا ہے۔ ایک ڈایوڈ جس کی I_S کی قیمت $10^{-15}\,\mathrm{A}$ کے برابر ہو حقیقت میں الٹی جانب $10^{-9}\,\mathrm{A}$ تک برقی رو گزار سکتا ہے۔ چونکہ حقیقت میں الٹی جانب گزرتی برقی رو کی قیمت بھی نہایت کم ہوتی ہے لہٰذا الٹے مائل ڈایوڈ کو منقطع ہی تصور کیا جاتا ہے۔

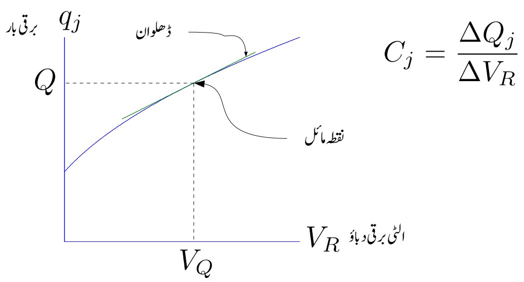
---

[157] ہیں کہتے **برداشت الٹے بحالی دورانیہ** کا ڈایوڈ کو اس ہے گزرتی رو برقی الٹی میں ڈایوڈ لئے کے دورانیہ جس

[158] reverse recovery time

[159] voltage source

[160] cut off



شکل ۲.۵۵: بار بالمقابل الٹا برقی دباو اور کپیسٹنس

۲.۱۸.۱ الٹا مائل ڈایوڈ بطور کپیسٹر

آپ نے دیکھا کہ ڈایوڈ میں جوڑ کے ایک جانب مثبت ایٹم اور دوسری جانب منفی ایٹم نمودار ہو جاتے ہیں۔ یوں جوڑ کے ایک جانب ویران خطے میں مثبت بار $(+q)$ اور دوسری جانب ویران خطے میں اس کے برابر مگر منفی بار یعنی $(-q)$ پیدا ہوتا ہے۔ ان دو اقسام کے باروں کے درمیان رکاوٹی برقی دباو V_0 پیدا ہوتا ہے۔ اگر ڈایوڈ پر الٹی برقی دباو V_R باہر سے لاگو کی جائے تو مزید بار بردار ایٹم نمودار ہوتے ہیں جس سے جوڑ کے دونوں جانب بار کی مقدار بڑھ جاتی ہے اور رکاوٹی برقی دباو میں V_R کا اضافہ ہو جاتا ہے۔ جوڑ پر بار q_i اور بیرونی برقی دباو V_R کا خط شکل ۲.۵۵ 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 دباو ایک **کپیسٹر**[۶۱] نہیں بن جاتے۔ یقیناً ایسا ہی ہے۔ آپ کپیسٹر کی مساوات

$$Q = CV \tag{۲.۶۰}$$

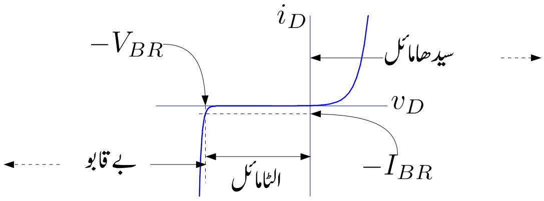
سے بخوبی آشنا ہوں گے۔ اس مساوات میں برقی دباو اور بار خطی تعلق رکھتا ہے اور مساوات کا مستقل یعنی C کپیسٹر کی قیمت ہے۔ شکل ۲.۵۵ میں برقی دباو اور بار کا تعلق قدرِ مختلف ہے۔ اس خط پر کسی بھی نقطہ پر C_j کو یوں بیان کیا جاتا ہے۔

$$C_j = \left.\frac{\mathrm{d}q_j}{\mathrm{d}V_R}\right|_{V_Q} \tag{۲.۶۱}$$

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 ڈایوڈ کی کپیسٹنس حاصل کرنے کی خاطر اس نقطہ پر مماس کا خط بنائیں اور اس خط کی ڈھلوان حاصل کریں۔ یہی ڈایوڈ کی کپیسٹنس ہو گی۔

ڈایوڈ کی کپیسٹنس C_j کی قیمت مساوات ۲.۶۲ سے بھی حاصل کی جا سکتی ہے۔ یہ مساوات درحقیقت

[۶۱] capacitor



شکل ۲.۵۶: ڈایوڈ کے برقی دباو بالمقابل برقی رو کا خط

شکل ۲.۵۵ کے خط کو الجبرائی طور سے حل کرنے سے حاصل ہوتا ہے۔

$$C_j = \frac{C_{j0}}{\left(1+\frac{V_R}{V_0}\right)^m} \tag{۲.۶۲}$$

جوڑ کے ایک جانب n ملاوٹی ایٹموں کی تعدادی کثافت کو جس انداز سے تبدیل کرتے ہوئے جوڑ کے دوسرے جانب p ملاوٹی ایٹموں کی تعدادی کثافت حاصل کی جاتی ہے، m کی قیمت اسی پر منحصر ہوتی ہے۔ m کو **شرح جزو بندی** کہتے ہیں۔ m کی عمومی قیمت $\frac{1}{3}$ تا $\frac{1}{2}$ ہے۔ C_j کو ڈایوڈ کے جوڑ کی کپیسٹنس یا **جوڑ کی کپیسٹنس**[۱۶۲] کہتے ہیں۔

سیدھے مائل ڈایوڈ کی الٹی کپیسٹنس C_j مساوات ۲.۶۲ میں V_R کی جگہ $-V_{DQ}$ کے استعمال سے حاصل کرتے وقت دیکھا گیا ہے کہ صحیح حاصل نہیں ہوتا لہٰذا سیدھے مائل ڈایوڈ میں اس کی قیمت مندرجہ ذیل مساوات سے حاصل کی جاتی ہے۔

$$C_j = 2C_{j0} \tag{۲.۶۳}$$

۲.۱۹ بے قابو صورت

اگر ڈایوڈ الٹا مائل کرنے والے برقی دباو کو بتدریج بڑھایا جائے تو آخر کار یہ ڈایوڈ کے برداشت کی حد سے تجاوز کر جائے گا اور ڈایوڈ یکدم الٹی جانب بے قابو برقی رو گزرنے دے گا۔ اس برقی دباو کو **ناقابل برداشت برقی دباو**[۱۶۳] V_{BR} کہتے ہیں۔ ڈایوڈ میں یکدم الٹی جانب برقی رو کا گزرنا دو مختلف وجوہات کی بنا پر عمل میں آ سکتا ہے۔ نیم موصل سلیکان میں باروں کے **تودہ**[۱۶۴] کی وجہ سے یا پھر **زینر اثر**[۱۶۵] سے ڈایوڈ میں یکدم بے قابو برقی رو گزر سکتا ہے۔ آئیں ان دونوں کو سمجھیں۔

جب بھی الٹے مائل ڈایوڈ کے ویران خطے میں آزاد بار داخل ہو، اس پر برقی شدت E عمل کرتا ہے جس کی وجہ سے یہ تیزی سے ایک جانب ویران خطے سے نکل جاتا ہے۔ یوں اگر ایک آزاد الیکٹران ویران خطے میں

[۱۶۲] junction capacitance
[۱۶۳] break down voltage
[۱۶۴] avalanche
[۱۶۵] کلارنس میلون زینر ZenerMelvinClarence نے زینر ڈایوڈ ایجاد کیا

داخل ہو تو یہاں کی برقی شدت E اس الیکٹران کو منفی نیم موصل خطے کی جانب دھکیل دیتا ہے۔ آزاد الیکٹران برقی شدت سے میکانی توانائی حاصل کرتے ہوئے اور ایٹموں کے ساتھ بار بار ٹکراتے ہوئے ویران خطے سے باہر جانب حرکت کرتا ہے۔

اگر آزاد الیکٹران برقی شدت سے اتنی میکانی توانائی حاصل کرے کہ اس کے ٹکرانے سے سلیکان ایٹم ایک الیکٹران کھو بیٹھے تو اس صورت میں ویران خطے میں ایک آزاد الیکٹران جلد دوسرا آزاد الیکٹران پیدا کرے گا۔ یہ دو آزاد الیکٹران برقی شدت سے میکانی توانائی حاصل کرتے ہوئے دو مزید ایٹموں سے ٹکراتے ہوئے دو اور آزاد الیکٹران پیدا کریں گے اور یوں آزاد الیکٹرانوں کی تعداد بے قابو بڑھے گی جس سے ڈایوڈ میں الٹی جانب بے قابو برقی رو گزرے گی۔ یہ تمام بالکل برفانی تودہ گرنے کی طرح کا عمل ہے اور اسی لئے اس عمل کو **بے قابو بوجہ تودہ**[۱۶۶] کہتے ہیں۔

ڈایوڈ کے الٹی جانب بے قابو ہونے کا دوسرا ذریعہ **زینر عمل** کہلاتا ہے۔ اگر الٹے مائل کرنے والے برقی دباو کے بڑھانے سے ویران خطے میں برقی شدت کی قیمت اتنی بڑھ جائے کہ اس کے کھینچ سے ہی الیکٹران ایٹموں سے جدا ہو سکیں تو اس برقی دباو پر یکدم الٹی جانب بے قابو برقی رو گزرے گی۔ اس طرح الٹی جانب برقی رو گزارنے والے ڈایوڈ کو **زینر ڈایوڈ**[۱۶۷] کہتے ہیں اور اس برقی دباو V_Z کو **زینر برقی دباو**[۱۶۸] کہتے ہیں۔ زینر ڈایوڈ عموماً زینر عمل سے بے قابو حال میں ہی استعمال کئے جاتے ہیں۔ زینر ڈایوڈ کے خط کے بے قابو حصے کی ڈھلوان انتہائی زیادہ ہوتی ہے۔ زینر ڈایوڈ اس کے علاوہ بالکل عام ڈایوڈ کی مانند ہوتا ہے اور اسے عام ڈایوڈ کی جگہ استعمال کیا جا سکتا ہے۔

عمومی طور پر پانچ وولٹ سے کم برقی دباو پر بے قابو ہونا زینر عمل کی نشانی ہوتی ہے جبکہ سات وولٹ سے زیادہ برقی دباو پر بے قابو ہونا تودہ کے عمل کی نشانی ہوتی ہے۔ پانچ تا سات وولٹ کے مابین بے قابو ہونا زینر اور تودہ دونوں کی وجہ سے ممکن ہوتا ہے۔

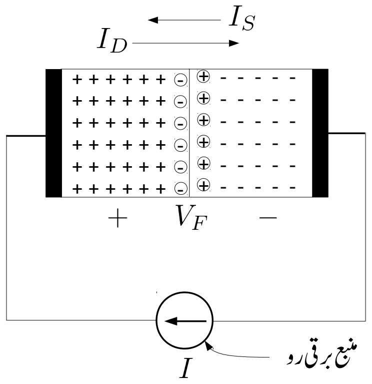
۲.۱۹.۱ زینر برقی دباو بالمقابل درجہ حرارت

تقریباً $6\,\mathrm{V}$ زینر برقی دباو کے زینر ڈایوڈ کی زینر برقی دباو درجہ حرارت تبدیل ہونے سے تبدیل نہیں ہوتا۔ اس سے زیادہ زینر برقی دباو والے زینر ڈایوڈ کی زینر برقی دباو درجہ حرارت بڑھانے سے بڑھتا ہے جبکہ اس سے کم زینر برقی دباو والے زینر ڈایوڈ کی زینر برقی دباو درجہ حرارت بڑھانے سے گھٹتا ہے۔ یوں برقی دباو کے تبدیلی کی عمومی شرح کو ایک فی اکائی سیلسیئس لیتے ہوئے درجہ حرارت $1\,^{\circ}\mathrm{C}$ بڑھانے سے $7\,\mathrm{V}$ زینر ڈایوڈ کی زینر برقی دباو $7.07\,\mathrm{V}$ ہو جائے گا۔

۲.۲۰ سیدھا مائل ڈایوڈ

سیدھے مائل چالو حال ڈایوڈ پر شکل ۲.۵۷ کی مدد سے غور کرتے ہیں جہاں ڈایوڈ کو بیرونی **منبع برقی رو**[۱۶۹] کی مدد سے I فراہم کی گئی ہے۔ بیرونی برقی رو I، ڈایوڈ کے دونوں سروں پر اکثریتی بار فراہم کرتی ہے یعنی منفی نیم موصل کو آزاد الیکٹران اور مثبت نیم موصل کو آزاد خول۔ منفی نیم موصل کو فراہم کردہ آزاد الیکٹران اس جانب ویران خطے میں مثبت ایٹموں کے ساتھ مل کر انہیں بے بار بناتے ہیں جبکہ مثبت نیم موصل خطے میں مہیا کردہ آزاد خول اس جانب ویران خطے میں منفی ایٹموں کے ساتھ مل کر انہیں بے بار بناتے ہیں۔ یوں ویران خطے کی لمبائی کم ہو جاتی ہے اور یہاں کی رکاوٹی برقی

[۱۶۶] avalanche breakdown
[۱۶۷] zener diode
[۱۶۸] zener voltage
[۱۶۹] current source



$$I = I_D - I_S$$

شکل ۲.۵۷: سیدھا مائل ڈایوڈ

دباو کی قیمت بھی کم ہو جاتی ہے۔ رکاوٹی برقی دباو کی قیمت کم ہونے سے نفوذی برقی رو I_D میں اضافہ ہوتا ہے۔ کرخوف کے مساوات برائے برقی رو کے مطابق یوں

$$I = I_D - I_S \tag{۲.۶۴}$$

ہو گا۔ سیدھے مائل ڈایوڈ کی رکاوٹی برقی دباو میں V_F وولٹ کی کمی آتی ہے۔ یہ برقی دباو یعنی V_F ڈایوڈ کے سروں پر نمودار ہوتا ہے جسے **وولٹ میٹر**[۱۷۰] کی مدد سے ناپا جا سکتا ہے۔ V_F ناپتے وقت ڈایوڈ کا مثبت نیم موصل سر ا زیادہ برقی دباو پر ہوتا ہے۔

اسی طرح اگر ڈایوڈ کو منبع برقی دباو V_F سے سیدھا مائل کیا جائے تو ڈایوڈ کی اندرونی رکاوٹی برقی دباو میں V_F وولٹ کی کمی پیدا ہو گی اور اس میں مساوات ۲.۶۴ کے تحت برقی رو گزرے گی۔

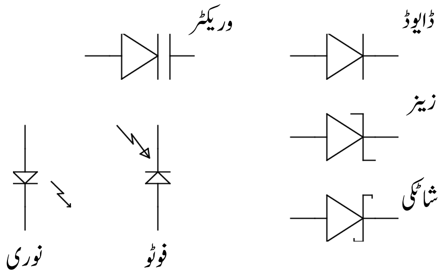
۲.۲۰.۱ سیدھے مائل ڈایوڈ کی نفوذی کپیسٹنس

حصہ ۲.۱۸.۱ میں الٹے مائل ڈایوڈ کے ویران خطے کی دونوں جانب باروں کے جمع ہونے سے پیدا کپیسٹنس پر غور کیا گیا جہاں آخر میں سیدھے مائل ڈایوڈ کی کپیسٹنس کا بھی ذکر کیا گیا۔ سیدھے مائل ڈایوڈ میں ایک اور نوعیت کی کپیسٹنس پائی جاتی ہے جس پر اس حصے میں غور کیا جائے گا۔ اس کپیسٹنس کو ڈایوڈ کی **نفوذی کپیسٹنس**[۱۷۱] پکارا جائے گا۔

آپ جانتے ہیں کہ ڈایوڈ میں الیکٹران ایک خالی جگہ سے دوسری خالی جگہ منتقل ہو کر برقی رو کو جنم دیتا ہے۔ اگر ایک خالی جگہ سے دوسری خالی جگہ منتقل ہونے کے لئے درکار اوسط دورانیہ τ سیکنڈ ہو تب اوسط

---

[۱۷۰] volt meter
[۱۷۱] diffusion capacitance



شکل ۲.۵۸: مختلف ڈایوڈ کے علامت

برقی رو $I_D = \frac{Q}{\tau}$ ہو گی جہاں Q اوسط بار ہے۔ یوں ڈایوڈ کی مساوات کو یوں لکھا جا سکتا ہے

$$I_D = \frac{Q}{\tau} = I_S e^{\frac{V_D}{V_T}} \tag{۲.۶۵}$$

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

$$C_d = \frac{I_D \tau}{V_T} \tag{۲.۶۶}$$

حاصل ہوتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ اس کپیسٹر کی قیمت سیدھے برقی رو کے براہ راست متناسب ہے اور یوں اس کی قیمت کافی زیادہ ممکن ہے۔ مثال کے طور پر اگر $\tau = 1\,\mathrm{s}$ اور $I_D = 1\,\mathrm{mA}$ ہو تب $C_d = 40\,\mathrm{pF}$ ہو گا۔ ڈایوڈ استعمال کرتے تیز رفتار عددی ادوار[۱۷۲] میں یہ وہ کپیسٹنس ہے جو بلند تر تعدد کی حد تعین کرتا ہے۔

۲.۲۱ ڈایوڈ کے دیگر اقسام

زینر ڈایوڈ کی علاوہ دیگر اقسام کے ڈایوڈ بھی پائے جاتے ہیں۔ اس حصہ میں ان کا تعارف کرایا جائے گا۔ شکل ۲.۵۸ میں ان کے علامتیں دی گئی ہیں۔

۲.۲۱.۱ شاٹکی ڈایوڈ

منفی نیم موصل اور مثبت نیم موصل کے ملاپ سے ڈایوڈ وجود میں آتا ہے۔ نیم موصل کے ساتھ دھات جوڑنے سے بھی ڈایوڈ وجود میں آتا ہے جسے **شاٹکی ڈایوڈ**[۱۷۳] کہتے ہیں۔ ڈایوڈ کے علامت میں انگریزی حروف تہجی S کی شمولیت سے شاٹکی ڈایوڈ کی علامت حاصل ہوتی ہے۔ شاٹکی ڈایوڈ منفی نیم موصل اور دھات مثلاً پلاٹینم[۱۷۴] کے ملاپ سے

[۱۷۲] digital circuits
[۱۷۳] schottky diode
[۱۷۴] platinum

بنایا جاتا ہے۔ شاٹکی ڈایوڈ میں رکاوٹی برقی دباو کی قیمت $0.12\,\mathrm{V}$ تا $0.45\,\mathrm{V}$ ہوتا ہے جسے عمومی طور پر $0.3\,\mathrm{V}$ تصور کیا جاتا ہے۔

سیدھے مائل شاٹکی ڈایوڈ میں منفی نیم موصل سے الیکٹران کی ویران خطے سے گزر کر دھات تک پہنچنے سے برقی رو وجود میں آتی ہے۔ چونکہ دھات میں الیکٹران کی حرکت با آسانی ہوتی ہے لہٰذا **دوبارہ جڑنے کا دورانیہ** τ نہایت کم ہوتا ہے۔ τ کی قیمت $10\,\mathrm{ps}$ کے لگ بھگ ہوتا ہے جو کہ pn ڈایوڈ کے دورانیہ سے کئی درجے کم ہے۔ اس طرح $I_D = 1\,\mathrm{ms}$ پر شاٹکی ڈایوڈ کا نفوذی کپیسٹر مساوات ۲.۲۶ سے $C_d = 0.4\,\mathrm{pF}$ حاصل ہوتا ہے۔

ان ڈایوڈ میں نہایت کم بار ذخیرہ ہوتا ہے۔ یوں انہیں انتہائی تیزی سے سیدھے مائل چالو حال سے الٹے مائل منقطع حال یا الٹے مائل منقطع حال سے سیدھے مائل چالو حال میں لایا جا سکتا ہے۔ نہایت بلند تعدد پر چلنے والے ادوار میں ان کا استعمال عام ہے۔

یہاں یہ بتلانا ضروری ہے کہ نیم موصل اور دھات کا ہر جوڑ شاٹکی ڈایوڈ نہیں بناتا۔ کسی بھی ڈایوڈ کو استعمال کرنے کی خاطر اس کے سروں پر دھاتی برقی تار جوڑا جاتا ہے۔ ایسے جوڑ جہاں شاٹکی ڈایوڈ پیدا نہیں ہوتا کو **مزاحمتی جوڑ**[۱۷۵] کہتے ہیں۔ مزاحمتی جوڑ نہایت زیادہ ملاوٹ والے نیم موصل سطح پر دھات جوڑ کر بنائے جاتے ہیں۔

۲.۲۱.۲ وریکٹر ڈایوڈ

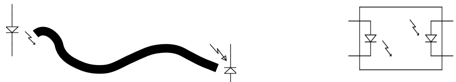
الٹا مائل ڈایوڈ کے ویران خطے کے دونوں جانب بار پائے جاتے ہیں جس سے کپیسٹر کا اثر پیدا ہوتا ہے۔ اس کپیسٹر C_j کی کی قیمت الٹا مائل کرنے والے برقی دباو V_R پر منحصر ہے۔ یوں V_R تبدیل کر کے C_j کی قیمت تبدیل کی جا سکتی ہے۔ یوں الٹا مائل ڈایوڈ بطور قابلِ تبدیل کپیسٹر کے استعمال کیا جا سکتا ہے جنہیں ریڈیو کو کسی چینل پر ٹیون کرنے کے لئے استعمال کیا جاتا ہے۔ اس مقصد کے لئے خاص ڈایوڈ بنائے جاتے ہیں جن میں C_j کی قیمت اور اس میں تبدیلی کی گنجائش کا زیادہ سے زیادہ رکھا جاتا ہے۔ ان ڈایوڈ کو **وریکٹر ڈایوڈ**[۱۷۶] کہتے ہیں۔ اس کی علامت میں کپیسٹر کی علامت شامل کر کے پہچان کی جاتی ہے۔

۲.۲۱.۳ فوٹو ڈایوڈ یا شمسی ڈایوڈ

ڈایوڈ کے مثبت-منفی جوڑ پر روشنی چمکانے سے ویران خطے میں **ضیائی ذرے** یعنی **فوٹان**[۱۷۷] **شریک گرفتی بند**[۱۷۸] کو توڑ کر آزاد الیکٹران اور آزاد خول پیدا کرتے ہیں۔ ویران خطے میں برقی شدت ان باروں کو یہاں سے باہر نکال جاتے ہیں۔ یوں ڈایوڈ میں الٹے رُخ برقی رو گزرتی ہے۔ ایسے ڈایوڈ کو **شمسی ڈایوڈ**[۱۷۹] یا **فوٹو ڈایوڈ** پکارا جاتا ہے۔ فوٹو ڈایوڈ کو بطور **شمسی چادر**[۱۸۰] استعمال کرنے کا رجحان دن بدن بڑھ رہا ہے اور یہ صاف و شفاف بجلی پیدا کرنے کا ذریعہ ہے۔ اس کی علامت میں تیر والے لکیر سے روشنی چمکانے 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 جا سکتے ہیں۔

---

[۱۷۵] ohmic contact
[۱۷۶] varactor diode
[۱۷۷] photon
[۱۷۸] covalent bond
[۱۷۹] photo diode
[۱۸۰] solar panel



(ب) (ا)

شکل ۲.۵۹: ضیائی وابستہ کار اور ضیائی ذرائع ابلاغ

۲.۲۱.۴ نوری ڈایوڈ

فوٹو ڈایوڈ کے برعکس **نوری ڈایوڈ**[۱۸۱] میں جب سیدھے رُخ برقی رو گزاری جائے تو باروں کے ملاپ سے روشنی پیدا کی جا سکتی ہے۔ ایک الیکٹران اور ایک خول کے ملاپ 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۔

۲.۲۱.۵ ضیائی وابستہ کار

شکل ۲.۵۹ الف میں **ضیائی وابستہ کار**[۱۸۲] دکھایا گیا ہے جسے نوری ڈایوڈ اور شمسی ڈایوڈ کو ایک ہی ڈبے میں یوں بند کرتے بنایا گیا ہے کہ نوری ڈایوڈ سے خارج شعاعیں شمسی ڈایوڈ پر پڑیں۔ یوں اگر ضیائی وابستہ کار کے بائیں جانب نوری ڈایوڈ میں برقی رو گزاری جائے تو اس کے دائیں جانب شمسی ڈایوڈ سے برقی دباو حاصل ہو گا۔ اس طرح **ضیائی وابستہ کار** کے دونوں اطراف کا آپس میں برقی طور پر مکمل منقطع ہونے کے باوجود ایک جانب سے دوسری جانب برقی اشارہ منتقل کیا جا سکتا ہے۔ اس آلہ کو ایسے مقامات پر استعمال کیا جاتا ہے جہاں دو ادوار کو برقی طور پر منقطع رکھتے ہوئے ان کے مابین معلومات کی ترسیل کی ضرورت ہو۔

ضیائی وابستہ کار کے استعمال سے دو ادوار کے مابین **برقی شور**[۱۸۳] کے منتقلی کو روکنے میں مدد ملتی ہے۔ اس کا استعمال **عددی ادوار**[۱۸۴] کے علاوہ **قوی برقیات**[۱۸۵] میں بھی بہت اہم ہے جہاں پانچ 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 جھٹکا لگنے کے امکانات کو ختم کیا جاتا ہے۔

۲.۲۱.۶ ضیائی ذرائع ابلاغ

شکل ۲.۵۹ ب میں **ضیائی ذرائع ابلاغ**[۱۸۶] کا نظام دکھایا گیا ہے جس کی کارکردگی کچھ یوں ہے۔ نوری ڈایوڈ اور شمسی ڈایوڈ کے مابین **شیشہ ریشہ**[۱۸۷] یوں نسب کیا جاتا ہے کہ نوری ڈایوڈ سے خارج شعاعیں شیشہ ریشہ میں داخل ہوں

---

[۱۸۱] light emitting diode LED
[۱۸۲] optocoupler
[۱۸۳] electrical noise
[۱۸۴] digital circuits
[۱۸۵] power electronics
[۱۸۶] optical communication
[۱۸۷] optical cable

اور شیش ریشہ کے دوسرے سرے سے خارج ہوتی شعاعیں شمسی ڈایوڈ پر پڑیں۔یوں ایک جانب نوری ڈایوڈ میں برقی رو گزارنے سے تار کے دوسری جانب برقی دباو 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۔ **شیشی ریشہ** ایک ایسی تار کو کہتے ہیں جس میں روشنی کے شعاع بغیر گھٹے گزرتی ہے۔

۲.۲۲ ڈایوڈ کے ریاضی نمونے

انجنیئرنگ کے شعبے میں کسی چیز کا اصل بنانے سے پہلے اس کا **ریاضی نمونہ**[۱۸۸] تیار کیا جاتا ہے۔اس ریاضی نمونے پر مختلف تجربے کئے جاتے ہیں۔ان تجربات کے نتائج کو مدِ نظر رکھتے ہوئے ڈیزائن کو بہتر بنایا جاتا ہے اور صرف اُس وقت اصل تیار کیا جاتا ہے جب ڈیزائن کامیاب ثابت ہو۔موجودہ دور میں کمپیوٹر کا استعمال اس پہلو سے نہایت اہم ہے۔یہاں یہ بتلانا ضروری ہے کہ انجنیئرنگ مفاہمت کے بغیر، کمپیوٹر کے ریاضی نمونے استعمال کرتے کبھی بھی کوئی چیز تیار نہیں کی جا سکتی۔کمپیوٹر صرف ایک آلہ ہے اور اس سے حاصل جوابات کی اہمیت کمپیوٹر استعمال کرنے والے کی قابلیت پر منحصر ہے۔

۲.۲۲.۱ سیدھے خطوط کا ریاضی نمونہ

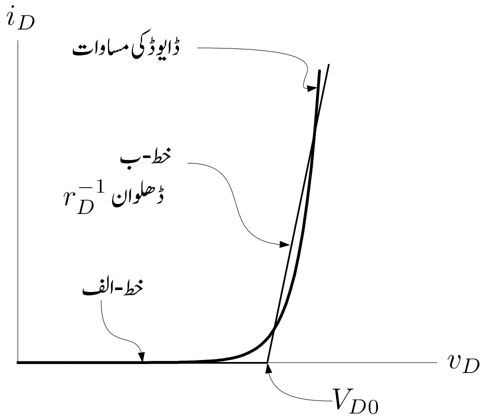
ڈایوڈ کی برقی رو یا اس پر برقی دباو ڈایوڈ کی مساوات سے حاصل کی جا سکتی ہے۔عموماً اوقات ہمیں عمومی جوابات مطلوب ہوتے ہیں اور ہم اس مساوات کو حل کرنے کی پیچیدگیوں میں نہیں پڑنا چاہتے۔یہ بات خاص کر اس وقت کے لئے درست ہے جب قلم و کاغذ سے جواب حاصل کرنے کی کوشش کی جا رہی ہو۔

شکل ۲.۶۰ میں ڈایوڈ کی مساوات کا گراف دکھایا گیا ہے۔زیادہ باریکیوں کو نظر انداز کرتے ہوئے ڈایوڈ کے گراف کو دو سیدھے خط تصور کیا جا سکتا ہے جنہیں خط-ا اور خط ب کہا گیا ہے۔خط الف برقی دباو کے محور پر $(0,0)$ سے $(V_{D0}, 0)$ تک ہے اور اس کی ڈھلوان صفر ہے جبکہ خط ب $(V_{D0}, 0)$ سے شروع ہوتا ہے اور اس کی ڈھلوان $\frac{1}{r_D}$ ہے۔خط ب کی ڈھلوان اور نقطہ $(V_{D0}, 0)$ اٹل نہیں ہیں بلکہ ان کو تبدیل کرتے ہوئے مختلف خطوں میں بہتر جوابات حاصل کئے جا سکتے ہیں۔موجودہ مثال میں گراف کے اوپر والے حصے میں ڈایوڈ کی مساوات اور خط ب سے حاصل جوابات میں فرق کم کرنے کی خاطر خط ب کی ڈھلوان بڑھائی جا سکتی ہے۔ان دو سیدھے خطوط کو الجبرائی طرز پر یوں بیان کیا جائے گا

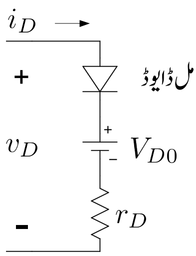
$$i_D = \begin{cases} 0 & v_D < V_{D0} \\ \dfrac{v_D - V_{D0}}{r_D} & v_D \geq V_{D0} \end{cases} \tag{۲.۶۷}$$

اور ان مساوات سے شکل ۲.۶۱ میں دکھایا **وسیع اشاراتی سیدھے خطوط کا ریاضی نمونہ**[۱۸۹] حاصل ہوتا ہے۔ڈایوڈ کے وسیع اشاراتی سیدھے خطوط کے ریاضی نمونے کو استعمال کرتے ہوئے i_D اور v_D کے تقریباً درست جوابات وسیع حدود کے اندر حاصل کئے جا سکتے ہیں۔بعض اوقات ہمیں کسی ایک نقطے کے قریب قریب رہتے ہوئے زیادہ درست جواب درکار ہوتا ہے۔شکل ۲.۶۲ الف میں اس نقطہ Q پر ڈایوڈ کی مساوات کا خط مماس دکھایا گیا

[۱۸۸] mathematical model
[۱۸۹] piece wise linear model

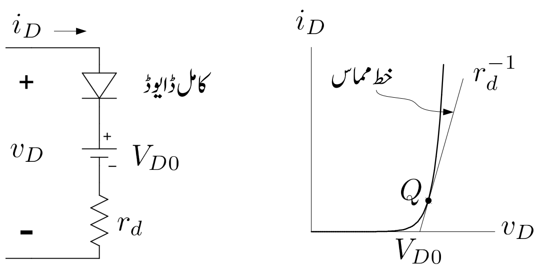


شکل ۲.۶۰: مساوات کا سیدھے خطوط سے اظہار



$$i_D = 0 \qquad v_D \leq V_{D0}$$
$$i_D = \frac{v_D - V_{D0}}{r_D} \qquad v_D \geq V_{D0}$$

شکل ۲.۶۱: وسیع اشاراتی سیدھے خطوط کا ڈایوڈ ریاضی نمونہ



شکل ۲.۶۲: باریک اشاراتی سیدھے خطوط کا ڈایوڈ ریاضی نمونہ

ہے جس کی ڈھلوان r_d^{-1} ہے۔ ڈایوڈ 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**[190] شکل ۲.۶۲ ب میں دکھایا گیا ہے۔

مثال ۲.۱۴: شکل ۲.۶۳ میں دئے گئے سیدھے خط کی مساوات حاصل کریں۔ شکل ۲.۶۰ کے ساتھ اس کا موازنہ کرتے ہوئے مساوات ۲.۶۷ میں نچلے جزو کی مساوات حاصل کریں۔

حل: کسی بھی سیدھے خط جس کی ڈھلوان m ہو کی مساوات یوں لکھی جا سکتی 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 جا سکتی ہے۔

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

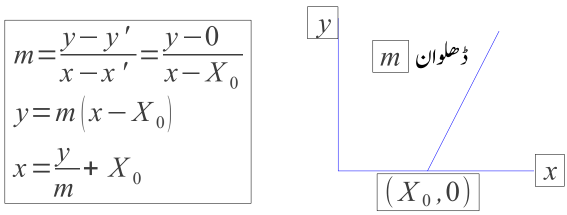
اس کو مزید یوں دو طرح لکھا جا سکتا ہے۔

$$\begin{aligned} y &= m(x - X_0) \\ x &= \frac{y}{m} + X_0 \end{aligned} \tag{۲.۶۸}$$

شکل ۲.۶۰ 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 ۲.۶۸ کے پہلے جزو کو اس طرح لکھا جائے گا۔

$$i_D = \frac{1}{r_D}(v_D - V_{D0}) = \frac{v_D - V_{D0}}{r_D}$$

[190] small signal piece wise linear model



شکل ۲.۶۳: سیدھے خط کی مساوات

مثال ۲.۱۵: شکل ۲.۶۴ الف میں ڈایوڈ کی جگہ اس کے وسیع اشاراتی سیدھے خطوط کا ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے اسے حل کریں۔ اس ریاضی نمونے میں $V_{D0}=0.58\,\mathrm{V}$ اور $r_D=100\,\Omega$ لیں۔

حل: شکل ب میں ڈایوڈ کی جگہ اس کا ریاضی نمونہ نسب کیا گیا ہے جس سے

$$I_D=\frac{V_B-V_{D0}}{R+r_D}=\frac{5-0.58}{1000+100}=4.018\,\mathrm{mA}$$

اور ڈایوڈ پر برقی دباو

$$V_D=V_{D0}+I_D r_D=0.58+4.018\times10^{-3}\times100=0.9818\,\mathrm{V}$$

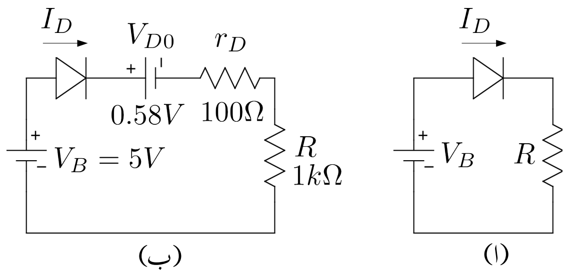
حاصل ہوتا ہے۔

۲.۲۲.۲ کامل ڈایوڈ ریاضی نمونہ

مندرجہ بالا ریاضی نمونوں میں سیدھے مائل ڈایوڈ پر برقی دباو v_D کو مختلف طریقوں سے نپٹا گیا۔ عموماً دور میں مختلف برقی دباو کی قیمتیں v_D سے کئی گنا ہوتی ہیں اور اس صورت v_D کی قیمت کو نظر انداز کیا جا سکتا ہے۔ ایسی جگہوں پر $v_D=0\,\mathrm{V}$ لیا جا سکتا ہے اور سیدھے مائل ڈایوڈ کو **کامل ڈایوڈ**[۱۹۱] تصور کیا جا سکتا ہے۔

مثال ۲.۱۶: مثال ۲.۱۵ میں اگر $V_B=200\,\mathrm{V}$ اور $R=100\,\mathrm{k\Omega}$ ہوں تب اس میں برقی رو سیدھے خطوط کے **ریاضی نمونہ** کی مدد سے اور دوبارہ **کامل ریاضی نمونے** کی مدد سے حاصل کریں۔

[۱۹۱] ideal diode



شکل ۲.۶۴: سیدھے خطوط ڈایوڈ ریاضی نمونہ کی مثال

حل: سیدھے خطوط ریاضی نمونے سے

$$I_D = \frac{V_B - V_{D_0}}{R + r_D} = \frac{200 - 0.58}{100000 + 100} = 1.9922\,\mathrm{mA}$$

کامل ڈایوڈ کے ریاضی نمونے سے

$$I_D = \frac{V_B}{R} = \frac{200}{100000} = 2\,\mathrm{mA}$$

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ دونوں جواب تقریباً برابر ہیں۔

۲.۲۲.۳ ڈایوڈ کا پست تعدد باریک اشاراتی ریاضی نمونہ

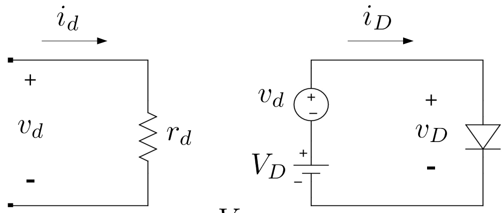
حصہ ۲.۱۲ میں باریک اشاراتی مزاحمت r_d پر تذکرہ کیا گیا۔ اس حصے میں اس پر مزید غور کیا جائے گا۔ شکل ۲.۶۵ الف میں V_D ڈایوڈ کا نقطہ کارکردگی تعین کرتا ہے جبکہ v_d باریک اشارہ ہے۔ یوں کسی بھی لمحہ ڈایوڈ پر کل برقی دباو

$$v_D = V_D + v_d \tag{۲.۶۹}$$

ہو گا اور اس میں برقی رو

$$i_D = I_D + i_d \tag{۲.۷۰}$$

ہو گی۔ V_D اور I_D یک سمت مقداریں ہیں۔ دراصل یہ V_{DQ} اور I_{DQ} ہی ہیں۔ صفر اشارہ یعنی $v_d = 0\,\mathrm{V}$ کی



(ب) $r_d = \dfrac{V_T}{I_{DQ}}$ (ا)

شکل ۲.۶۵: پست تعدد باریک اشاراتی ریاضی نمونہ

صورت میں $v_D = V_D$ ہوگا اور ڈایوڈ کی مساوات سے

$$i_D = I_S e^{\frac{V_D}{V_T}} = I_{DQ} \tag{۲.۷۱}$$

حاصل ہوتا ہے۔ بدلتے اشارہ کی موجودگی میں ڈایوڈ کی مساوات کو یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$i_D \approx I_S e^{\frac{v_D}{V_T}} = I_S e^{\frac{V_D + v_d}{V_T}} = I_{DQ} e^{\frac{v_d}{V_T}} \tag{۲.۷۲}$$

جہاں مساوات ۲.۷۱ کا استعمال کیا گیا۔ **سلسلہ مکلارن**[۱۹۲] سے اسے مزید یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$i_D = I_{DQ} \left[1 + \frac{1}{1!} \frac{v_d}{V_T} + \frac{1}{2!} \left(\frac{v_d}{V_T} \right)^2 + \cdots \right] \tag{۲.۷۳}$$

اس مساوات میں اگر v_d کی قیمت V_T کے قیمت سے بہت کم ہو (یعنی $V_T \;\; << \;\; v_d$) تو پہلے دو جزو کے علاوہ بقایا کو نظر انداز کرنا ممکن ہوگا اور اسے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$i_D \approx I_{DQ} \left(1 + \frac{v_d}{V_T} \right) \tag{۲.۷۴}$$

جس سے حاصل ہوتا ہے

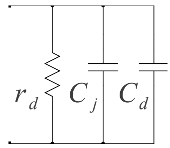
$$i_D \approx I_{DQ} + \left(\frac{I_{DQ}}{V_T} \right) v_d = I_{DQ} + \frac{v_d}{r_d} \tag{۲.۷۵}$$

جہاں مساوات ۲.۳۵ میں حاصل کیا گیا ڈایوڈ کا **باریک اشاراتی مزاحمت** $r_d \;\; = \;\; \frac{V_T}{I_{DQ}}$ استعمال کیا گیا۔ چونکہ $i_D = I_{DQ} + i_d$ ہوتا ہے لہٰذا مساوات ۲.۷۵ کا پہلا جزو نقطہ کارکردگی پر یک سمت برقی رو I_{DQ}

---

[۱۹۲] Maclaurin's series $\left(e^x = 1 + \frac{x}{1!} + \frac{x^2}{2!} + \cdots \right)$

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



شکل ۲.۶۶: بلند تعدد باریک اشاراتی ڈایوڈ ریاضی نمونہ

ہے جبکہ اس کا دوسرا جزو بدلتے اشارہ v_d پر منحصر برقی رو i_d ہے یعنی

$$i_d = \frac{v_d}{r_d} \tag{۲.۷۶}$$

ڈایوڈ کا **پست تعدد باریک اشاراتی ریاضی نمونہ** شکل ۲.۶۵ ب میں دکھایا گیا ہے۔ آپ تسلی کر سکتے ہیں کہ **پست تعدد باریک اشاراتی ریاضی نمونہ** بھی برقی رو i_d پر مساوات ۲.۷۶ کی طرح برقی دباو v_d دیتا ہے۔ ڈایوڈ کا باریک اشاراتی ریاضی نمونہ صرف ڈایوڈ کے باریک اشاراتی مزاحمت r_d پر مشتمل ہے۔

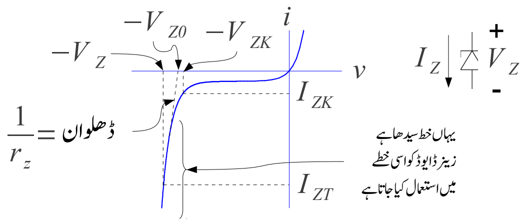
۲.۲۲.۴ ڈایوڈ کا بلند تعدد باریک اشاراتی ریاضی نمونہ

اب تک ہم ڈایوڈ کے وہ ریاضی نمونے دیکھتے رہے جو کم تعدد پر ڈایوڈ کے کارکردگی پر صحیح اترتے ہیں۔ اگر بلند تعدد کے اشارات پر ڈایوڈ کی کارکردگی پر غور کرنا ہو تو ڈایوڈ کا **بلند تعدد باریک اشاراتی ریاضی نمونہ** استعمال کرنا ہو گا جو ڈایوڈ کے اندرونی کپیسٹر کا بھی حساب رکھتا ہو۔ ڈایوڈ کے اندرونی کپیسٹر دو طرح کے ہوتے ہیں۔ پہلا کپیسٹر C_j ویران خطے کے دونوں جانب الٹ برقی باروں کی وجہ سے پیدا ہوتا ہے جبکہ دوسرے قسم کا کپیسٹر C_d باروں کے بہاو سے پیدا ہوتا ہے۔ ان کپیسٹروں کو ڈایوڈ کے **پست تعدد باریک اشاراتی ریاضی نمونہ** میں مزاحمت r_d کے متوازی نسب کر کے ڈایوڈ کا **بلند تعدد باریک اشاراتی ریاضی نمونہ**[۱۹۳] حاصل ہوتا ہے جسے شکل ۲.۶۶ میں دکھایا گیا ہے۔ وسیع حیطے کے اشارات کے استعمال کے لئے اس ریاضی نمونے میں وسیع اشارہ کے کپیسٹر C_J اور C_D استعمال کئے جائیں گے۔

۲.۲۳ زینر ڈایوڈ اور اس کا ریاضی نمونہ

شکل ۲.۶۷ میں **زینر ڈایوڈ** کے برقی دباو بالمقابل برقی رو کا خط اور اس کی علامت دکھائی گئی ہے۔ اس کی علامت میں انگریزی حروفِ تہجی Z شامل کر کے اس کی پہچان کی جاتی ہے۔ سیدھا مائل زینر ڈایوڈ بالکل ایک عام ڈایوڈ کے مانند کام کرتا ہے اور اسے آپ عام ڈایوڈ کی جگہ استعمال کر سکتے ہیں۔ بس یہ ذہن میں رکھیں کہ عام ڈایوڈ استعمال کرتے وقت ہم کبھی نہیں چاہتے کہ یہ الٹی برقی رو گزرنے دے جبکہ زینر ڈایوڈ کو عموماً ان مقامات پر

[۱۹۳] diode high frequency small signal model



شکل ۲.۶۷: زینر ڈایوڈ کے خط پر اہم نقطے

استعمال کیا جاتا ہے جہاں اس میں الٹی برقی رو ہی گزاری جاتی ہے۔ زینر ڈایوڈ کے خط پر جہاں برقی رو بڑھنے شروع ہوتی ہے اسے زینر ڈایوڈ کا **گھٹنا**[۱۹۴] کہتے ہیں۔[۱۹۵] زینر ڈایوڈ بنانے والے صنعت کار زینر ڈایوڈ کے گھٹنے پر برقی دباو V_{ZK} اور برقی رو I_{ZK} کی قیمت فراہم کرتے ہیں۔ چونکہ زینر ڈایوڈ عموماً الٹا مائل رکھا جاتا ہے لہٰذا، جیسا شکل ۲.۶۷ میں دکھایا گیا ہے، اس پر برقی دباو اور اس میں برقی رو عام ڈایوڈ کے الٹ ناپی جاتی ہے۔ اس طرح اگر خط پر منفی تیس وولٹ $-30\,\mathrm{V}$ پر زینر گھٹنا پایا جائے تو صنعت کار اس کی قیمت $V_{ZK}=30\,\mathrm{V}$ فراہم کرے گا۔

اسی طرح صنعت کار، **زینر برقی دباو** V_Z کی عمومی قیمت کسی خاص برقی رو I_{ZT} پر ناپ کر فراہم کرتا ہے۔ زینر ڈایوڈ کو عموماً اس کے **زینر برقی دباو** سے بھی پکارا جاتا ہے یعنی $V_Z=10\,\mathrm{V}$ کی صورت میں اسے دس وولٹ کا زینر کہا جائے گا۔

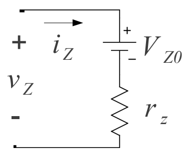
اگر زینر ڈایوڈ پر برقی دباو V_Z اور اس میں گزرتی برقی رو I_Z ہو تو اس میں **برقی طاقت کے ضیاع**[۱۹۶] P کا تخمینہ یوں لگایا جاتا ہے۔

$$P=V_Z\times I_Z \tag{۲.۷۷}$$

صنعت کار زینر ڈایوڈ میں برقی طاقت کے ضیاع کی مقررہ حد بھی فراہم کرتا ہے۔ زینر ڈایوڈ استعمال کرتے وقت اس حد سے کسی صورت تجاوز کرنے سے زینر ڈایوڈ تباہ ہو جاتا ہے۔

یوں اگر $5.6\,\mathrm{V}$ اور $0.25\,\mathrm{W}$ کے زینر میں $10\,\mathrm{mA}$ کا برقی رو گزر رہا ہو تو اس میں برقی طاقت کا ضیاع $5.6\times 0.01 = 56\,\mathrm{mW}$ ہو گا جو کہ اس زینر ڈایوڈ کے طاقت کے ضیاع کی حد یعنی $0.25\,\mathrm{W}$ سے کم ہے لہٰذا زینر ڈایوڈ صحیح سلامت کام کرتا رہے گا۔ اس کے برعکس اگر اسی زینر میں $100\,\mathrm{mA}$ برقی رو گزرے تو اس میں برقی طاقت کا ضیاع $5.6\times 0.1 = 0.56\,\mathrm{W}$ ہو گا جو کہ $0.25\,\mathrm{W}$ سے زیادہ ہے۔ اس صورت زینر ڈایوڈ گرم ہو کر تباہ ہو جائے گا۔ **ڈیزائن انجنیئر**[۱۹۷] عموماً زینر ڈایوڈ میں برقی طاقت کے ضیاع کو مقررہ حد کے نصف سے نیچے ہی رکھتے ہیں۔ یوں اس زینر ڈایوڈ میں ڈیزائن انجنیئر کبھی بھی $22\,\mathrm{mA}$ سے زیادہ برقی رو نہیں گزرنے دے گا۔ $22\,\mathrm{mA}$ پر طاقت کا ضیاع $5.6\times 0.022 = 0.123\,\mathrm{W}$ ہو گا جو کہ تقریباً $0.25\,\mathrm{W}$ کا نصف ہے۔

[۱۹۴] زینر خط پر زینر گھٹنا بالکل انسانی گھٹنے کی طرح معلوم ہوتا ہے۔
[۱۹۵] knee
[۱۹۶] power loss
[۱۹۷] design engineer



شکل ۲.۶۸: زینر ڈایوڈ کا ریاضی نمونہ

زینر ڈایوڈ میں برقی طاقت کے ضیاع سے حرارتی توانائی پیدا ہوتی ہے جس سے زینر ڈایوڈ کا درجہ حرارت بڑھتا ہے۔ اگر زینر ڈایوڈ سے حرارتی طاقت کے اخراج کی شرح اس میں برقی طاقت کے ضیاع سے پیدا حرارتی طاقت کی شرح سے کم ہو تو زینر ڈایوڈ کا درجہ حرارت بڑھتے بڑھتے ناقابلِ برداشت ہو جاتا ہے جس سے یہ تباہ ہو جاتا ہے۔ برقیاتی پرزہ جات عموماً اسی طریقے سے تباہ ہوتے ہیں۔ درجہ حرارت بڑھنے سے نیم موصل مادہ پگھل جاتا ہے اور یوں پرزہ تباہ ہو جاتا ہے۔

زینر ڈایوڈ کے خط کی ڈھلوان اور اس کے **باریک اشاراتی زینر مزاحمت** r_Z کا تعلق عام ڈایوڈ کی طرح ہی ہے یعنی

$$\text{ڈھلوان} = \frac{1}{r_z} \tag{۲.۷۸}$$

بس فرق صرف اتنا ہے کہ زینر ڈایوڈ یوں بنایا جاتا ہے کہ اس کی ڈھلوان زیادہ سے زیادہ ہو۔ یوں اس کی اشاراتی زینر مزاحمت کم سے کم ہوتی ہے جس سے زینر ڈایوڈ میں برقی رو کے تبدیلی سے اس پر برقی دباو میں کم سے کم تبدیلی رونما ہوتی ہے۔ چونکہ $r_Z = \frac{\Delta v_Z}{\Delta i_Z}$ ہوتا ہے لہٰذا اس بات کو یوں لکھا جا سکتا ہے

$$\Delta v_Z = \Delta i_Z r_z \tag{۲.۷۹}$$

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ r_Z کی قیمت جتنی کم ہو برقی رو کے تبدیلی سے برقی دباو میں اتنی کم تبدیلی رونما ہو گی۔

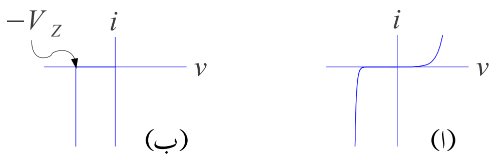
زینر ڈایوڈ کا ریاضی نمونہ حاصل کرنے کی خاطر اس کے خط کو نقطہ (V_Z, I_Z) سے ڈھلوان $\frac{1}{r_z}$ کے نقطہ دار لکیر سے افقی محور تک پہنچایا جاتا ہے جہاں یہ محور کو $-V_{Z0}$ پر ٹکراتا ہے۔ اس خط کی مساوات کو یوں لکھا جا سکتا ہے

$$v_Z = V_{Z0} + i_Z r_z \tag{۲.۸۰}$$

اس مساوات سے زینر ڈایوڈ کا ریاضی نمونہ حاصل ہوتا ہے جسے شکل ۲.۶۸ میں دکھایا گیا ہے۔ زینر گھٹنے کے قریب خط کافی زیادہ مڑتا ہے جبکہ زیادہ برقی رو (یعنی $I_Z >> I_{ZK}$) پر یہ خط تقریباً سیدھا رہتا ہے۔ زینر ڈایوڈ کا عمومی استعمال اس سیدھے خطے میں ہی کیا جاتا ہے۔

زینر ڈایوڈ کو عموماً **زینر گھٹنے** کے قریب استعمال نہیں کیا جاتا۔ زینر گھٹنے کے قریب خطے کو نظرانداز کرتے ہوئے اور $r_Z = 0$ لیتے ہوئے زینر ڈایوڈ کے خط کو سادہ شکل دی جا سکتی ہے جسے شکل میں دکھایا گیا ہے۔

شکل ۲.۶۷ میں زینر ڈایوڈ کا **لبریزی برقی** رو بڑھا چڑھا کر دکھایا گیا ہے تاکہ شکل میں اہم نکات دکھانا ممکن ہو۔ شکل ۲.۶۹ الف میں زینر ڈایوڈ کے خط کو صحیح جسامت کے لحاظ سے دکھایا گیا ہے جہاں آپ دیکھ سکتے ہیں کہ لبریزی برقی رو قابلِ نظرانداز ہوتی ہے۔



شکل ۲.۶۹: زینر ڈایوڈ کا خط اور اس خط کی سادہ شکل

جیسا اوپر ذکر ہوا کہ زینر ڈایوڈ کو عموماً الٹا ہی مائل کیا جاتا ہے اور ایسا کرتے وقت زینر گھٹنے کے قریب خطے کے استعمال سے گریز کیا جاتا ہے۔ اگر زینر گھٹنے کے قریب خطے کو نظر انداز کیا جائے اور $r_Z = 0$ تصور کیا جائے تو زینر ڈایوڈ کے خط کو شکل ۲.۶۹-ب کے طرز پر بنایا جا سکتا ہے۔ اس سادہ خط کے مطابق زینر ڈایوڈ دو ہی صورت اختیار کر سکتا ہے۔ پہلی صورت میں اس پر برقی دباو تبدیل ہو سکتی ہے مگر اس میں برقی رو کی قیمت صفر رہتی ہے یعنی

$$\begin{aligned} 0 \le |v_Z| &< |V_Z| \\ |i_Z| &= 0 \end{aligned} \tag{۲.۸۱}$$

اس صورت میں اسے **منقطع حالت** میں تصور کیا جائے گا۔ دوسری صورت میں اس پر برقی دباو V_Z رہتا ہے جبکہ اس میں برقی رو قابلِ تبدیل ہے یعنی

$$\begin{aligned} |v_Z| &= |V_Z| \\ 0 \le |i_Z| &\le |I_{Zmax}| \end{aligned} \tag{۲.۸۲}$$

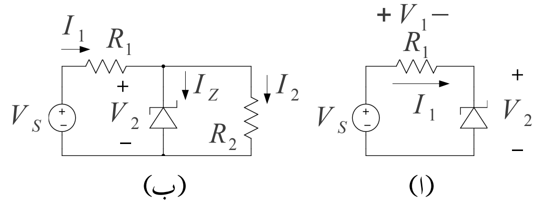
جہاں I_{Zmax} وہ برقی رو ہے جس پر زینر ڈایوڈ میں برقی طاقت کا ضیاع قابلِ برداشت حد کے برابر ہوتا ہے۔ اس صورت میں اسے بے قابو حالت میں تصور کیا جائے گا۔

شکل ۲.۶۹-ب زیادہ آسانی اور جلدی سے قابلِ قبول جوابات حاصل کرنے میں اہم کردار ادا کرتا ہے۔ شکل ۲.۷۰-الف میں دئے دور میں زینر ڈایوڈ کو بے قابو حالت میں رکھ کر اس دور کو عموماً سادہ منبع برقی دباو (یعنی برقی دباو کی منبع) کے طور استعمال کیا جاتا ہے جس کی خارجی یک سمت برقی دباو کی قیمت V_Z کے برابر ہوتا ہے۔ اس پر، جیسا شکل ب میں دکھایا گیا ہے، برقی بوجھ کو مزاحمت R_2 کی جگہ نسب کیا جاتا ہے۔ اس منبع کے مختلف پہلو پر چند مثالیں دیکھتے ہیں۔

مثال ۲.۱۷: شکل ۲.۷۰-الف میں زینر برقی دباو V_Z کی قیمت $5.6\,\mathrm{V}$ ہے جبکہ $R_1 = 1\,\mathrm{k\Omega}$ ہے۔ مندرجہ ذیل V_S پر کامل زینر ڈایوڈ کے برقی دباو اور اس میں گزرتی برقی رو حاصل کریں۔

۱. $V_S = 3\,\mathrm{V}$

۲. $V_S = 8\,\mathrm{V}$



شکل ۲.۷۰: زینر ڈایوڈ کا استعمال

۳. $V_S = 20\,\mathrm{V}$

حل: شکل ۲.۷۰-ب کو استعمال کرتے ہوئے حل کرتے ہیں۔

۱. لاگو برقی دباو $V_S = 3\,\mathrm{V}$ کوشش کرے گا کہ زینر ڈایوڈ میں برقی رو گزارے۔ البتہ زینر ڈایوڈ کے خط کے مطابق زینر ڈایوڈ میں V_Z سے کم برقی دباو پر منقطع رہتا ہے یعنی مساوات ۲.۸۱ کے تحت $I_Z = 0$ ہو گا۔ یوں اس دور میں مزاحمت R_1 پر اُوہم کے قانون سے

$$\begin{aligned}
V_1 &= V_S - V_2 = I_1 \times R_1 = 0\\
V_2 &= V_S\\
V_2 &= 3\,\mathrm{V}
\end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے یعنی زینر ڈایوڈ پر $3\,\mathrm{V}$ برقی دباو ہو گا جبکہ اس میں صفر برقی رو ہو گا۔

۲. اس مرتبہ لاگو برقی دباو زینر برقی دباو سے زیادہ ہے لہٰذا زینر ڈایوڈ برقی رو گزارے گا۔ مساوات ۲.۸۲ کے تحت اس صورت زینر ڈایوڈ پر V_Z یعنی $5.6\,\mathrm{V}$ کا برقی دباو ہو گا جبکہ مزاحمت پر اُوہم کے قانون کے تحت

$$\begin{aligned}
V_1 &= V_S - V_Z = I_1 \times R_1\\
&= 8 - 5.6 = I_1 \times 1000\\
I_1 &= 2.4\,\mathrm{mA}
\end{aligned}$$

ہو گا۔ چونکہ یہی برقی رو زینر ڈایوڈ سے بھی گزرتا ہے لہٰذا $I_Z = 2.4\,\mathrm{mA}$ حاصل ہوتا ہے۔

۳. یہاں بھی لاگو برقی دباو زینر ڈایوڈ میں برقی رو گزارنے کی صلاحیت رکھتا ہے لہٰذا

$$\begin{aligned}
V_1 &= V_S - V_Z = I_1 \times R_1\\
&= 20 - 5.6 = I_1 \times 1000\\
I_1 &= 14.4\,\mathrm{mA}
\end{aligned}$$

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

مثال ۲.۱۸: شکل ۲.۷۰ الف میں زینر ڈایوڈ کے متوازی مزاحمت $R_2 = 1\,\mathrm{k\Omega}$ جوڑ کر شکل ۲.۷۰ ب حاصل ہوتا ہے۔ مثال ۲.۱۷ میں دئے معلومات استعمال کرتے ہوئے برقی دباو V_2 حاصل کریں۔

حل:

۱. گزشتہ مثال میں $V_S = 3\,\mathrm{V}$ پر دیکھا گیا کہ زینر ڈایوڈ منقطع رہتا ہے اور یوں $I_Z = 0$ ہو گا۔ منقطع زینر کو دور سے نکالا جا سکتا ہے۔ ایسا کرنے سے دو سلسلہ وار مزاحمت رہ جاتے ہیں جن سے

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

حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ زینر ڈایوڈ میں صفر برقی رو گزرتا ہے لہٰذا دونوں مزاحمت میں برابر برقی رو گزرے گا جسے یوں حاصل کیا جا سکتا ہے۔

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

۲. یہاں $V_S = 8\,\mathrm{V}$ ہونے سے یوں معلوم ہوتا ہے کہ زینر ڈایوڈ 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 ۲.۷۰ ب کے تحت زینر ڈایوڈ دو ہی صورتوں میں رہ سکتا ہے یعنی منقطع یا بے قابو۔ انہیں دو صورتوں کو مساوات ۲.۸۱ اور مساوات ۲.۸۲ بیان کرتے ہیں۔

آئیں موجودہ مثال میں زینر کو منقطع تصور کریں۔ منقطع زینر ڈایوڈ کا دور پر کسی قسم کا کوئی اثر نہیں ہوتا اور اسے دور سے مکمل طور نکالا جا سکتا ہے۔ ایسا کرنے سے ہمارے پاس دو سلسلہ وار مزاحمت رہ جاتے ہیں جن سے

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

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

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

حاصل ہوتا ہے۔

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

آئیں اسی مثال کو تیسری مرتبہ یوں حل کریں کہ زینر ڈایوڈ کو بے قابو صورت میں تصور کیا جائے۔ چونکہ بے قابو زینر ڈایوڈ پر زینر برقی دباو ہی پایا جاتا ہے لہٰذا یوں $V_2 = V_Z = 5.6\,\mathrm{V}$ ہو گا۔ شکل ۲.۷۰ ب میں $V_2 = 5.6\,\mathrm{V}$ لیتے ہوئے اُوہم کے قانون سے

$$
\begin{aligned}
I_1 &= \frac{V_S - V_2}{R_1} = \frac{8 - 5.6}{1000} = 2.4\,\mathrm{mA}\\
I_2 &= \frac{V_2}{R_2} = \frac{5.6}{1000} = 5.6\,\mathrm{mA}
\end{aligned}
$$

حاصل ہوتے ہیں۔ زینر ڈایوڈ اور دونوں مزاحمت کے مشترکہ جوڑ پر کرخوف کے قانون برائے برقی رو کے تحت $I_1 = I_2 + I_Z$ ہونا چاہئے جس سے

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

حاصل ہوتا ہے۔ منفی زینر برقی رو کا مطلب ہے کہ زینر ڈایوڈ میں برقی رو کی سمت شکل ۲.۷۰ ب کے الٹ ہے۔ ایسا ہونے سے صاف ظاہر ہے کہ زینر ڈایوڈ ہرگز بے قابو حالت میں نہیں ہے۔ بے قابو حالت میں برقی رو شکل میں دکھائے رخ میں ہوتا۔ یوں ہم نے زینر ڈایوڈ کو غلط حالت میں تصور کیا تھا اور یہ بے قابو صورت میں نہیں ہے۔ اس طرح زینر ڈایوڈ منقطع ہی ہے۔ یہاں سے ہم پہلے ہی حل کر چکے ہیں۔

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

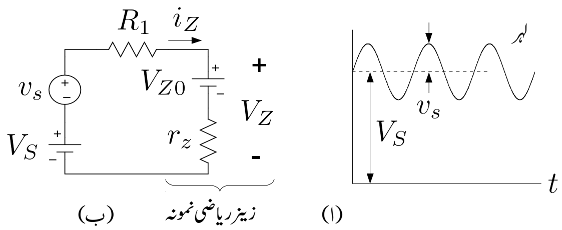
$$
\begin{aligned}
I_1 &= \frac{V_S - V_2}{R_1} = \frac{20 - 5.6}{1000} = 14.4\,\mathrm{mA}\\
I_2 &= \frac{V_2}{R_2} = \frac{5.6}{1000} = 5.6\,\mathrm{mA}
\end{aligned}
$$

حاصل ہوتے ہیں۔ کرخوف کے قانون برائے برقی رو سے

$$
\begin{aligned}
I_1 &= I_2 + I_Z\\
14.4\,\mathrm{mA} &= 5.6\,\mathrm{mA} + I_Z\\
I_Z &= 8.8\,\mathrm{mA}
\end{aligned}
$$

حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ زینر ڈایوڈ میں بے قابو برقی رو کے رخ ہی برقی رو گزر رہی ہے لہٰذا جواب درست ہے۔

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ جب تک I_1 کی قیمت I_2 کے قیمت سے زیادہ ہو اس صورت میں زینر ڈایوڈ 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۔ تیسری صورت جہاں I_1 کی قیمت I_2 کے قیمت سے کم حاصل ہو درست نہیں اور اسے رد کیا جاتا ہے۔



شکل ۲.۷۱: زینر منبع

شکل ۲.۷۰ الف کے برقی دباو کی منبع کو داخلی جانب برقی دباو مہیا کیا گیا ہے جس کو شکل ۲.۷۱ الف میں دکھایا گیا ہے۔ غور کرنے سے معلوم ہوتا ہے کہ داخلی برقی دباو مکمل طور یک سمت نہیں ہے بلکہ اس میں ناپسندیدہ لہر v_s پایا جاتا ہے جبکہ یک سمتی برقی دباو V_S اس کا بیشتر حصہ ہے۔ ان دونوں حصوں کی نشاندہی شکل میں کی گئی ہے۔ زینر ڈایوڈ سے بنائی گئی برقی دباو کے منبع سے توقع کی جاتی ہے کہ اس میں لہر کی مقدار کم سے کم ہو گی۔

مثال ۲.۱۹: شکل ۲.۷۰ الف میں $V_S = 15\,\mathrm{V}$، $v_s = 1.2\sin\omega t$ اور $R_1 = 1\,\mathrm{k\Omega}$ جبکہ زینر ڈایوڈ کے ریاضی نمونے کے جزو $V_{Z0} = 5.6\,\mathrm{V}$ اور $r_z = 10\,\Omega$ ہونے کی صورت میں خارجی برقی دباو V_2 حاصل کریں۔

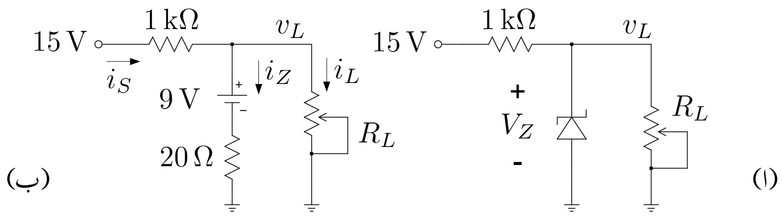
حل: شکل ۲.۷۰ الف میں زینر ڈایوڈ کا ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے شکل ۲.۷۱ ب حاصل ہوتا ہے۔ خارجی برقی دباو دراصل زینر پر پائے جانے والا برقی دباو V_Z ہی ہے جسے یوں حاصل کرتے ہیں۔
پہلے دور میں برقی رو حاصل کرتے ہیں۔

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

اس سے زینر برقی دباو 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 دباو میں لہر، یک سمت حصے کا $\frac{1.2}{15} \times 100 = 8\,\%$ بنتا ہے جبکہ خارجی برقی دباو میں لہر صرف $\frac{0.01188}{5.693} \times 100 = 0.2086\%$ بنتا ہے۔ زینر ڈایوڈ کے استعمال سے لہر نہایت کم ہو گئی ہے۔



شکل ۲.۷۲: زینر منبع پر بدلتا بوجھ

مثال ۲.۲۰: شکل ۲.۷۲ الف میں زینر منبع کے متوازی برقی بوجھ R_L نسب کیا گیا ہے تا کہ برقی بوجھ کو مستقل برقی دباو مہیا کی جائے۔ برقی بوجھ کو تقریباً نو وولٹ درکار ہیں لہٰذا نو وولٹ کا زینر استعمال کیا جاتا ہے۔ زینر ڈایوڈ کا $V_{Z0} = 9\,\mathrm{V}$ جبکہ اس کا $r_z = 20\,\mathrm{V}$ ہے۔ برقی بوجھ کی مزاحمت $2\,\mathrm{k\Omega}$ تا $9\,\mathrm{k\Omega}$ تبدیل ہو سکتی ہے۔ ان حدود میں بوجھ پر برقی دباو v_L کا تخمینہ لگائیں۔

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

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

ہوگا۔ اگر $R_L = 2\,\mathrm{k\Omega}$ ہو تب

$$i_L = \frac{9}{2000} = 4.5\,\mathrm{mA}$$

اور

$$i_Z = 6\,\mathrm{mA} - 4.5\,\mathrm{mA} = 1.5\,\mathrm{mA}$$

ہوں گے۔ اس طرح حقیقت میں

$$v_L\bigg|_{R_L=2\,\mathrm{k\Omega}} = V_{Z0} + i_Z r_z = 9 + 1.5\times10^{-3}\times 20 = 9.03\,\mathrm{V} \tag{۲.۸۳}$$

پایا جائے گا۔

اب چونکہ ہمیں زینر ڈایوڈ پر پائے جانے والے برقی دباو کی زیادہ درست قیمت دریافت ہو گئی ہے لہٰذا ہم مندرجہ بالا تمام معلومات دوبارہ حاصل کر سکتے ہیں۔ اس طرح $i_S = 5.97\,\mathrm{mA}$، $i_L = 4.515\,\mathrm{mA}$ اور

$i_Z = 1.455\,\text{mA}$ حاصل ہوتا ہے جو تقریباً مساوات ۲.۸۳ 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 زینر منبع $9.03\,\text{V}$ برقی دباو مہیا کرتی ہے۔ $v_L = 9.0291\,\text{V}$ حاصل ہوتے ہیں جن سے

برقی بوجھ $6\,\text{k}\Omega$ کرنے سے i_S پر کوئی اثر نہیں ہوتا۔ بقایا معلومات حاصل کرتے ہیں۔ یوں

$$i_L = \frac{9}{6000} = 1.5\,\text{mA}$$

اور

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

ہوں گے۔ اس طرح حقیقت میں برقی بوجھ پر

$$v_L\bigg|_{R_L=6\,\text{k}\Omega} = V_{Z0} + i_Z r_z = 9 + 4.5\times10^{-3}\times 20 = 9.09\,\text{V} \tag{۲.۸۴}$$

پائے جائیں گے۔

آپ نے دیکھا کہ برقی بوجھ کا $2\,\text{k}\Omega$ تا $2\,\text{k}\Omega$ تبدیل ہونے سے اس کی برقی رو $4.5\,\text{mA}$ تا $1.5\,\text{mA}$ تبدیل ہوتی ہے۔ زینر منبع کا برقی دباو صرف $9.03\,\text{V}$ تا $9.09\,\text{V}$ یعنی $60\,\text{mV}$ تبدیل ہوتا ہے۔ چونکہ ہم نو وولٹ کی منبع بنانے نکلے تھے لہٰذا نو وولٹ کی نسبت سے دیکھتے ہوئے بوجھ کے برقی دباو میں صرف

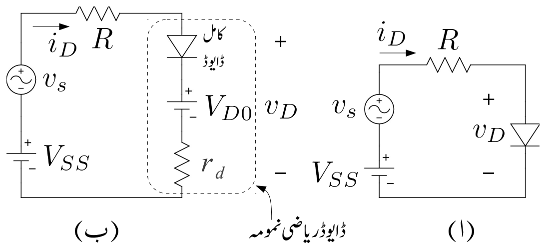
$$\frac{9.09-9.03}{9}\times 100 = 0.66\,\%$$

کی تبدیلی آتی ہے۔ زینر منبع کے برقی دباو میں تبدیلی کا دارومدار زینر ڈایوڈ کے برقی رو میں تبدیلی پر ہے۔ اگر کسی طرح زینر ڈایوڈ کے برقی رو میں تبدیلی کو کم کیا جائے تو منبع سے حاصل برقی دباو میں تبدیلی مزید کم ہو گی۔ حصہ ۳.۲۲ میں ایسا کر نا دکھایا جائے گا۔

۲.۲۴ یک سمت اور بدلتے متغیرات کے حساب کی علیحدگی

شکل ۲.۷۳ الف میں ڈایوڈ کا دور دکھایا گیا ہے۔ اس دور میں ڈایوڈ کی جگہ اس کا باریک اشاراتی ریاضی نمونہ (شکل ۲.۶۲) نسب کرنے سے شکل ۲.۷۳ ب حاصل ہوتا ہے۔ اس دور کو حل کرنے سے حاصل ہوتا ہے

$$\begin{aligned} V_{SS} + v_s &= V_{D0} + i_D(R + r_d) \\ &= V_{D0} + (I_D + i_d)(R + r_d) \\ &= V_{D0} + I_D R + I_D r_d + i_d R + i_d r_d \end{aligned} \tag{۲.۸۵}$$



شکل ۲.۷۳: یک سمت اور بدلتے متغیرات کی علیحدگی

بدلتا اشارہ کے عدم موجودگی میں (یعنی جب v_d اور i_d کے قیمتیں صفر ہوں) اس مساوات کو یوں لکھا جائے گا

$$V_{SS} = V_{D0} + I_D R + I_D r_d \tag{۲.۸۶}$$

بدلتے متغیرات کے موجودگی میں مساوات ۲.۸۵ کو یوں حل کر سکتے ہیں۔

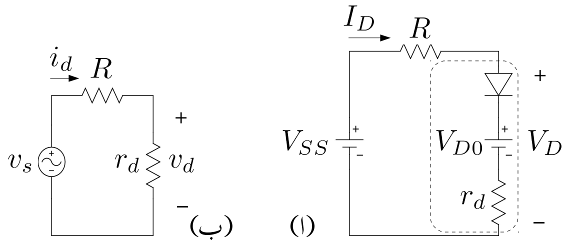
$$\begin{aligned} \overbrace{V_{SS}} + v_s &= \overbrace{V_{D0} + I_D R + I_D r_d} + i_d R + i_d r_d \\ v_s &= i_d R + i_d r_d \end{aligned} \tag{۲.۸۷}$$

جہاں مساوات ۲.۸۶ کی مدد سے دائیں اور بائیں بازو کے یک سمت مقداروں کی نشاندہی کرتے ہوئے انہیں کاٹ کر مساوات کا دوسرا اجزو حاصل کیا گیا۔

مساوات ۲.۸۶ اور مساوات ۲.۸۷ کے دوسرے جزو کے ادوار شکل ۲.۷۴ میں دکھائے گئے ہیں۔ شکل ۲.۷۴ب اس دور کا **مساوی باریک اشاراتی دور** کہلاتا ہے۔ڈایوڈ کے باریک اشارات i_d اور v_d یوں حاصل کیا جائیں گے۔

$$\begin{aligned} i_d &= \frac{v_s}{R + r_d} \\ v_d &= i_d r_d = \frac{r_d v_s}{R + r_d} \end{aligned} \tag{۲.۸۸}$$

مندرجہ بالا طریقہ کار ایک عمومی طریقہ کار ہے جس کو استعمال کرتے ہوئے ڈایوڈ کے ادوار بالعموم اور ٹرانزسٹر کے ادوار بالخصوص حل کئے جاتے ہیں۔ اس طریقے میں ادوار حل کرتے وقت پہلے بدلتے اشارات کو نظر انداز کرتے ہوئے نقطہ مائل حاصل کیا جاتا ہے۔اس نقطے پر ڈایوڈ (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 سمت منبع برقی دباو کو قصر دور کرتے ہوئے ڈایوڈ (ٹرانزسٹر) کی جگہ اس کا باریک اشاراتی ریاضی نمونہ نسب کیا جاتا ہے۔یوں حاصل مساوی باریک اشاراتی دور کو عام برقی دور کے مانند حل کرتے ہوئے باریک اشاراتی برقی دباو اور باریک اشاراتی برقی رو حاصل کئے جاتے ہیں۔



شکل ۲.۷۴: یک سمت اور باریک اشاراتی مساوی ادوار

یک سمت اور باریک اشاراتی حساب وکتاب کا یوں علیحدہ کرنا برقیات کے میدان میں عموماً استعمال کیا جاتا ہے۔ اگلے بابوں میں اس طریقہ کار کو بار بار بروئے کار لایا جائے گا۔

مثال ۲.۲۱: شکل ۲.۷۳-الف میں $V_{SS} = 12\,\text{V}$ ، $v_s = 0.5\sin\omega t$ اور $R = 5\,\text{k}\Omega$ لیتے ہوئے ڈایوڈ سے گزرتی بدلتا برقی رو i_d اور اس پر بدلتا برقی دباو v_d حاصل کریں۔

حل: اس دور کا مساوی باریک اشاراتی دور شکل ۲.۷۴-ب میں دکھایا گیا ہے جسے حل کرنے کی خاطر ڈایوڈ کے باریک اشاراتی مزاحمت r_d کی قیمت جاننا ضروری ہے۔ ڈایوڈ کا باریک اشاراتی مزاحمت نقطہ مائل سے مساوات ۲.۳۵ سے حاصل کیا جاتا ہے۔ شکل ۲.۷۳ کے یک سمت حل سے

$$I_D = I_{DQ} = \frac{V_{SS} - 0.7}{R} = \frac{12 - 0.7}{5000} = 2.26\,\text{mA} \tag{۲.۸۹}$$

حاصل ہوتا ہے جس سے

$$r_d = \frac{V_T}{I_{DQ}} = \frac{0.025}{0.00226} = 11.062\,\Omega \tag{۲.۹۰}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں شکل ۲.۷۴-ب کے دور سے

$$\begin{aligned}
i_d &= \frac{v_s}{R + r_d}\\
&= \frac{0.5\sin\omega t}{5000 + 11}\\
&= 9.978 \times 10^{-5} \sin\omega t\\
v_d &= i_d r_d\\
&= (9.978 \times 10^{-5} \sin\omega t) \times 11\\
&= 1.0976 \times 10^{-3} \sin\omega t
\end{aligned} \tag{۲.۹۱}$$

حاصل ہوتے ہیں۔

۲.۲۵ قانون مربع 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 اتر کار کا خارجی برقی دباو اس کے داخلی برقی دباو 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 دباو اس کے داخلی برقی دباو کے مربع 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 ۲.۷۵ میں مزاحمت R_S کو ریڈیو اشارہ v_i فراہم کیا گیا ہے۔ دراصل جس بھی دور کو ریڈیو اشارہ فراہم کیا جا رہا ہو اس دور کے داخلی مزاحمت کو R_S سے ظاہر کیا جاتا ہے۔ **ذرائع ابلاغ**[۱۹۸] کے ادوار میں R_S کی قیمت عموماً $50\,\Omega$ ہوتی ہے۔ آپ جانتے ہیں کہ سائن نما برقی دباو $V_p \cos \omega t$ کی **موثر**[۱۹۹] قیمت $V_{rms} = \frac{V_p}{\sqrt{2}}$ کے برابر ہے۔ یوں مزاحمت R_S میں برقی طاقت کے ضیاع کو

$$P = \frac{V_{rms}^2}{R_S} = \frac{V_p^2}{2R_S} \tag{۲.۹۲}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ اس طاقت کو ناپنے کی غرض سے R_S کے متوازی ڈایوڈ اور مزاحمت R_L نسب کئے گئے ہیں جہاں سلسلہ وار جڑے ڈایوڈ اور R_L کے کل مزاحمت کی قیمت R_S کی قیمت سے بہت زیادہ رکھی جاتی ہے تا کہ ان کی شمولیت داخلی اشارے پر بوجھ نہ ڈالے۔ اگرچہ ایسا تصور کرنا ضروری نہیں لیکن ہم اس حصے میں تصور کریں گے کہ ڈایوڈ کو معمولی یک سمت برقی دباو دے کر سیدھا مائل رکھا گیا ہے۔ شکل میں اس یک سمت برقی دباو کو نہیں دکھایا گیا ہے۔ آئیں اب تحلیلی تجزیہ کریں۔

کسی بھی خمدار تفاعل $f(x)$ کو **سلسلہ طاقت**[۲۰۰]

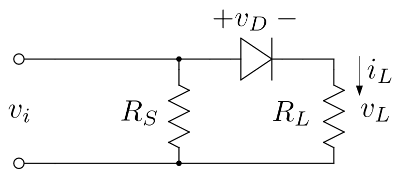
$$f(x) = c_1 x + c_2 x^2 + c_3 x^3 + \cdots$$

سے ظاہر کیا جا سکتا ہے۔ اسی طرح اس شکل میں ڈایوڈ اور مزاحمت R_L کے برقی رو کو داخلی برقی دباو $v_i = V_p \cos \omega t$ کے **سلسلہ طاقت** سے یوں ظاہر کیا جا سکتا ہے۔

$$\begin{aligned} i_L &= c_1 v_i + c_2 v_i^2 + c_3 v_i^3 + \cdots \\ &= c_1 V_p \cos \omega t + c_2 V_p^2 \cos^2 \omega t + \cdots \end{aligned}$$

---

[۱۹۸] communication systems
[۱۹۹] rms
[۲۰۰] power series



شکل ۲.۷۵: ڈایوڈ قانون مربع حیطہ اتار کار

اس مساوات میں $\cos^2 \omega t = \frac{1+\cos 2\omega t}{2}$ استعمال کرتے ہوئے

$$\begin{aligned} i_L &= c_1 V_p \cos \omega t + c_2 V_p^2 \left(\frac{1+\cos 2\omega t}{2}\right) + \cdots \\ &= \frac{c_2 V_p^2}{2} + c_1 V_p \cos \omega t + \frac{c_2 V_p^2}{2} \cos 2\omega t + \cdots \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے جہاں یک سمت جزو کے پہلے رکھا گیا ہے۔ لہٰذا R_L پر برقی دباو $v_L = i_L R_L$ یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$v_L = \frac{c_2 V_p^2 R_L}{2} + c_1 V_p R_L \cos \omega t + \frac{c_2 V_p^2 R_L}{2} \cos 2\omega t + \cdots$$

اس برقی دباو کو فلٹر کرتے ہوئے اس میں سے خالص یک سمت جزو کو علیحدہ کیا جا سکتا ہے۔ R_L کے متوازی ایک عدد کپیسٹر نسب کرنے سے ہی بدلتے اجزاء کو ختم کرتے ہوئے

$$v_L = \frac{c_2 V_p^2 R_L}{2} \tag{۲.۹۳}$$

حاصل کیا جا سکتا ہے۔ اس مساوات کے تحت کم طاقت کے داخلی اشارے کی صورت میں ڈایوڈ کا خارجی یک سمت برقی دباو اس کے داخلی بدلتے برقی دباو کے مربع کے راست تناسب ہوتا ہے۔ اس کے برعکس **چوٹی حاصل کار** کا خارجی برقی دباو اس کے داخلی برقی دباو کے چوٹی کے برابر ہوتا ہے۔ مساوات ۲.۹۳ **قانونِ مربع**[۲۰۱] کی ایک شکل ہیں۔

مساوات ۲.۹۳ کو مساوات ۲.۹۲ کے ساتھ ملاتے ہوئے

$$v_L = c_2 R_L R_S P = cP \tag{۲.۹۴}$$

لکھا جا سکتا ہے جہاں $c = c_2 R_L R_S$ لکھا گیا ہے۔ یہ **قانونِ مربع** کی دوسری شکل ہے جس کے تحت کم طاقت پر مزاحمت R_L کا یک سمت برقی دباو اور R_S میں طاقت کا ضیاع راست تناسب کا تعلق رکھتے

[۲۰۱] diode square law

ہیں۔اس حقیقت کو استعمال کرتے ہوئے ذرائع ابلاغ میں ڈایوڈ کے استعمال سے اشارے کی طاقت ناپی جاتی ہے۔ڈایوڈ کے اس دور کو **ڈایوڈ قانون مربع شناسندہ**[۲۰۲] کہتے ہیں۔

۲.۲۶ سپائس ریاضی نمونہ

انجنیئرنگ کے میدان میں کمپیوٹر کا استعمال ناگزیر ہے۔برقیاتی ادوار عموماً کمپیوٹر پروگرام استعمال کرتے ہوئے تخلیق دئے جاتے ہیں۔کمپیوٹر پر ہی دور کی کارکردگی دیکھتے ہوئے اس میں ردوبدل پیدا کیا جاتا ہے حتٰی کہ درکار نتائج حاصل ہوں۔اس کے بعد اصل دور بنانے کا مرحلہ آتا ہے۔اس قسم کا نہایت مقبول کمپیوٹر پروگرام **سپائس**[۲۰۳] کہلاتا ہے۔آپ سے گزارش کی جاتی ہے کہ **سپائس**[۲۰۴] کا بھرپور استعمال کریں۔اس حصے میں سپائس میں استعمال کئے جانے والے ڈایوڈ کے ریاضی نمونے پر تبصرہ کیا جائے گا۔یہاں یہ بتلانا ضروری ہے کہ برقیات کو سمجھے بغیر کمپیوٹر کی مدد سے کسی صورت کام کرتا ہوا دور تخلیق دینا ناممکن ہے۔

شکل ۲.۷۶ میں ڈایوڈ کا **سپائس ریاضی نمونہ** دکھایا گیا ہے جو کہ وسیع اشاراتی ریاضی نمونہ ہے۔اس ریاضی نمونے میں ڈایوڈ کے مثبت اور منفی خطوں کے مزاحمت کو R_S کہا گیا ہے۔اس کی قیمت اکائی تا دہائی کے حدود میں ہوتی ہے۔یہ مزاحمت ڈایوڈ کی ناپسندیدہ خوبیوں میں سے ایک ہے۔

ڈایوڈ کے ساکن یا یک سمت رو حال کو اس کے $i_D - v_D$ مساوات سے ہی حاصل کیا جاتا ہے جبکہ بدلتا رو حال میں ڈایوڈ کی تغیر پذیر کپیسٹنس C_D بھی کردار ادا کرتا ہے۔شکل میں $i_D - v_D$ اور C_D کی مساواتیں دی گئی ہیں۔باریک اشاراتی تجزیے کے وقت سپائس پروگرام ڈایوڈ کا باریک اشاراتی مزاحمت r_d اور اس کی باریک اشاراتی کپیسٹنس C_d اور C_j استعمال کرتا ہے۔

جدول ۲.۴ ڈایوڈ کے سپائس ریاضی نمونے کے تمام اجزاء اور ان کے عمومی قیمتیں پیش کرتا ہے۔اگر سپائس پروگرام استعمال کرتے وقت ان اجزاء کی قیمتیں فراہم نہ کی جائیں تو **سپائس پروگرام** جدول ۲.۴ میں دئے گئے قیمتیں استعمال کرتا ہے۔

---

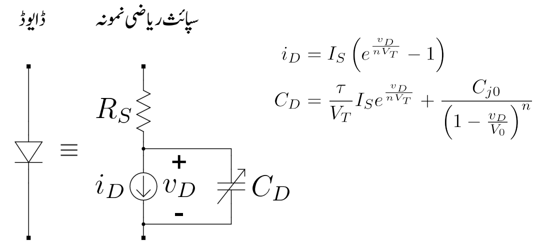
[۲۰۲] diode square law detector

[۲۰۳] spice

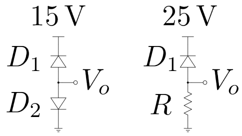
[۲۰۴] پہلا سپائس کمپیوٹر پروگرام کیلے فورنیا، برکلے کے یونیورسٹی میں تیار کیا گیا۔

جدول ۲.۴: سپائث ریاضی نمونے کے جزو

ریاضی نمونے کے جزو کا نام	علامت	سپائث کا جزو	قیمت
لبریزی برقی رو	I_S	IS	10^{-14} A
مزاحمت	R_S	RS	$0\,\Omega$
اخراجی جزو	n	N	1
اوسط دورانیہ عبور	τ_T	TT	0 s
صفر برقی دباو پر الٹی کپیسٹنس	C_{j0}	CJ0	0 F
جزو شرہ بندی	m	M	0.5
ناقابل برداشت برقی دباو	V_{ZK}	BV	∞ V
ناقابل برداشت برقی رو	I_{ZK}	IBV	10^{-19} A
رکاوٹی برقی دباو	V_0	VJ	1 V



شکل ۲.۷۶: ڈایوڈ کا سپائث ریاضی نمونہ



(ب) (ا)

شکل ۲.۷۷: الٹے برقی رو کی ناپ

سوالات

سوال ۲.۱: ایک ڈایوڈ جس کا $n = 1$ کے برابر ہے میں 1 mA برقی رو گزرتے وقت اس پر 0.61 V کا برقی دباو پایا جاتا ہے۔ اس ڈایوڈ پر جب 0.66 V برقی دباو پایا جائے تو اس میں برقی رو حاصل کریں۔ اس ڈایوڈ کی I_S حاصل کریں۔

جوابات: 7.389 mA، $I_S = 2.53 \times 10^{-14}$ A

سوال ۲.۲: ایک ڈایوڈ کو 0.57 mA اور 8.167 mA پر چلاتے ہوئے اس پر 0.65 V اور 0.72 V برقی دباو پائے جاتے ہیں۔ اس ڈایوڈ کی n اور I_S حاصل کریں۔

جوابات: $n = 1.05$، $I_S = 10^{-14}$ A

سوال ۲.۳: الٹے مائل ڈایوڈ سے **رستا برقی رو** کو ناپنے کے لئے شکل ۲.۷۷ الف میں دکھایا دور استعمال کرتے ہیں۔ اتنا حساس اشارہ ناپنے کی خاطر نہایت زیادہ داخلی مزاحمت رکھنے والا آلہ استعمال کیا جاتا ہے۔ 30 °C پر شکل میں $V_o = 0.2$ V ناپا جاتا ہے۔ 60 °C اور 0 °C پر کیا ناپے جائیں گے۔ $R = 500\,\mathrm{k\Omega}$ ہے۔

جوابات: 1.6 V، 0.025 V

سوال ۲.۴: شکل ۲.۷۷ ب میں دونوں ڈایوڈ بالکل یکساں ہیں جن کا $n = 1$ اور $I_D = 10$ mA پر $V_D = 0.62$ V ہے۔ 25 °C پر $V_o = 0.11$ V ناپا جاتا ہے۔

- **الٹا رستا برقی رو** حاصل کریں۔
- **الٹا رستا برقی رو** لبریزی برقی رو I_S کے کتنے گنا ہے۔

جوابات: 13.8 pA، 81.45

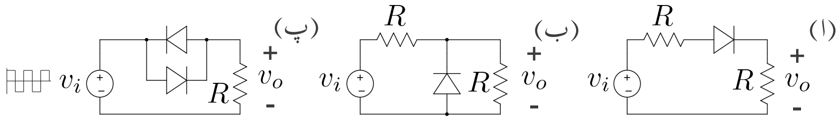
سوال ۲.۵: ایک ڈایوڈ کی برقی رو دگنی کر دی جاتی ہے۔ $n = 1$ اور $n = 2$ کی صورت میں برقی دباو میں تبدیلی حاصل کریں۔

جوابات: 17.328 mV، 34.657 mV

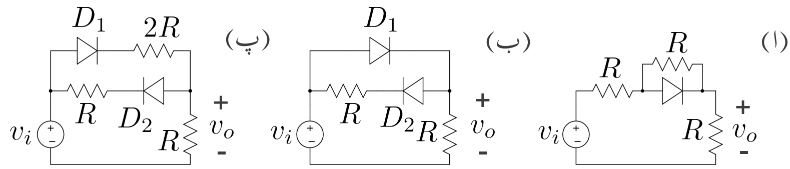
سوال ۲.۶: ایک ڈایوڈ کی برقی رو دس گنا کر دی جاتی ہے۔ $n = 1$ اور $n = 2$ کی صورت میں برقی دباو میں تبدیلی حاصل کریں۔

جوابات: 57.56 mV، 115 mV

سوال ۲.۷: ایک ڈایوڈ میں یکدم 2 A گزارنے سے اس پر شروع میں $V_D = 0.69$ V پائے جاتے ہیں جو کچھ دیر میں گھٹتے ہوئے 0.64 V ہو کر اسی قیمت پر رہتے ہیں۔ برقی رو گزرنے سے ڈایوڈ کی اندرونی درجہ حرارت میں کتنا



شکل ۲.۷۸: ڈایوڈ کے سوالات



شکل ۲.۷۹: ڈایوڈ کے دیگر سوالات

اضافہ پیدا ہوا۔ گرم ہونے کے بعد ڈایوڈ میں برقی طاقت کا ضیاع حاصل کریں۔ فی واٹ طاقت کے ضیاع سے درجہ حرارت میں اضافہ حاصل کریں۔ اس کو ڈایوڈ کی **حراری مزاحمت**[۲۰۵] کہتے ہیں۔

جوابات: $25\,^\circ\mathrm{C}$، $1.28\,\mathrm{W}$ اور $19.53\,\frac{^\circ\mathrm{C}}{\mathrm{W}}$

سوال ۲.۸: شکل ۲.۷۸ کے تینوں ادوار میں کامل ڈایوڈ تصور کرتے ہوئے مستطیل داخلی اشارہ v_i سے خارجی اشارہ v_o حاصل کریں۔ داخلی اشارے کا حیطہ $\mp 1\,\mathrm{V}$ لیں۔

جوابات: الف) صرف مثبت $0.5\,\mathrm{V}$ حیطے کا مستطیل اشارہ۔ ب) صرف مثبت $0.5\,\mathrm{V}$ حیطے کا مستطیل اشارہ۔ پ) بالکل داخلی اشارے کی طرح $\mp 1\,\mathrm{V}$ کا مستطیل اشارہ۔

سوال ۲.۹: شکل ۲.۷۸ کے تینوں ادوار میں سیدھے ڈایوڈ پر $0.7\,\mathrm{V}$ کا گھٹاو لیتے ہوئے مستطیل داخلی اشارہ v_i سے خارجی اشارہ v_o حاصل کریں۔ داخلی اشارے کا حیطہ $\mp 1\,\mathrm{V}$ لیں۔

جوابات: الف) مستطیل اشارہ جس کا مثبت حیطہ $0.15\,\mathrm{V}$ جبکہ منفی حیطہ صفر وولٹ ہے۔ ب) مستطیل جس کا مثبت حیطہ $0.5\,\mathrm{V}$ جبکہ منفی حیطہ $-0.7\,\mathrm{V}$ ہے۔ پ) مستطیل $\mp 0.3\,\mathrm{V}$ حیطہ۔

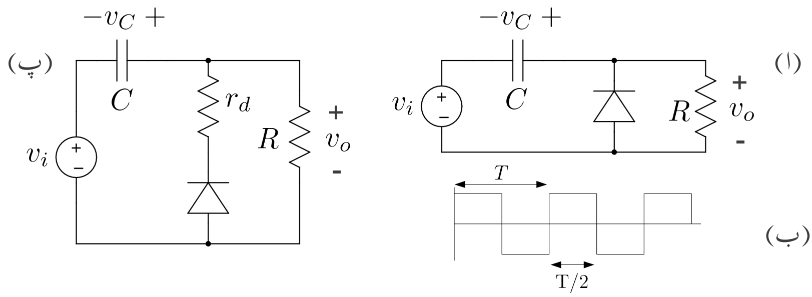
سوال ۲.۱۰: شکل ۲.۷۸ کے تینوں ادوار میں کامل ڈایوڈ تصور کرتے ہوئے داخلی اشارے v_i کو سائن-نما لیتے ہوئے خارجی اشارے v_o حاصل کریں۔ داخلی اشارے کا حیطہ $\mp 1\,\mathrm{V}$ لیں۔

سوال ۲.۱۱: شکل ۲.۷۸ کے تینوں ادوار میں سیدھے مائل ڈایوڈ پر $0.7\,\mathrm{V}$ برقی دباو کا گھٹاو تصور کرتے ہوئے داخلی اشارے v_i کو سائن-نما لیتے ہوئے خارجی اشارے v_o حاصل کریں۔ داخلی اشارے کا حیطہ $\mp 1\,\mathrm{V}$ لیں۔

سوال ۲.۱۲: شکل ۲.۷۹ میں $\mp 15\,\mathrm{V}$ حیطے کا مستطیل داخلی اشارہ مہیا کیا جاتا ہے۔ کامل ڈایوڈ تصور کرتے ہوئے خارجی اشارات حاصل کریں۔

حل: ا) مثبت داخلی اشارے کی صورت میں ڈایوڈ سیدھا مائل ہو گا۔ یوں $v_o = 7.5\,\mathrm{V}$ ہو گا۔ منفی داخلی اشارے کے وقت ڈایوڈ الٹا مائل ہو گا لہٰذا $v_o = 5\,\mathrm{V}$ ہو گا۔ ب) مثبت v_i کے وقت D_1 سیدھا مائل اور یوں

[۲۰۵] thermal resistance



شکل ۲.۸۰: شکنجہ

پ) مثبت v_i پر $v_o = 15\,\text{V}$ ہو گا۔ منفی v_i کی صورت میں D_2 سیدھا مائل ہو گا لہٰذا $v_o = -7.5\,\text{V}$ ہو گا۔ پ) مثبت v_i پر $v_o = 5\,\text{V}$ جبکہ منفی v_i پر $v_o = -7.5\,\text{V}$ ہے۔

سوال ۲.۱۳: شکل ۲.۸۰ الف میں شکنجہ دکھایا گیا ہے۔ اسے شکل ب میں دکھایا لگاتار مستطیلی داخلی اشارہ مہیا کیا جاتا ہے جس کا حیطہ $\mp 10\,\text{V}$ ہے۔ $RC = \frac{T}{2}$ کی صورت میں کامل ڈایوڈ تصور کرتے ہوئے خارجی اشارے کا خط کھینچیں۔

جواب: داخلی اشارہ منفی ہوتے ہی خارجی اشارہ $0\,\text{V}$ ہو جاتا ہے جبکہ کپیسٹر جلدی سے $v_C = 10\,\text{V}$ پر پہنچتا ہے۔ داخلی اشارہ مثبت ہوتے ہی خارجی اشارہ $20\,\text{V}$ ہو جاتا ہے جو $\text{T}/2$ سیکنڈوں میں گھٹتے ہوئے $7.36\,\text{V}$ رہ جاتا ہے۔

سوال ۲.۱۴: شکل ۲.۸۰ پ میں ڈایوڈ کی مزاحمت r_d کو واضح دکھاتے ہوئے شکنجہ دکھایا گیا ہے۔ اسے شکل ب میں دکھایا لگاتار مستطیلی داخلی اشارہ مہیا کیا جاتا ہے جس کا حیطہ $\mp 10\,\text{V}$ ہے۔ $RC = \frac{T}{2}$ اور $r_d C \ll T$ کی صورت میں خارجی اشارے کا خط کھینچیں۔

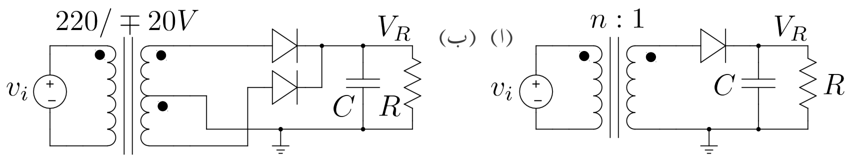
جواب: پچھلے سوال کی طرح داخلی اشارہ مثبت ہونے کے لمحے پر $v_C = 10\,\text{V}$ اور خارجی اشارہ $20\,\text{V}$ ہوتا ہے۔ $\frac{T}{2}$ سیکنڈ بعد خارجی اشارہ $7.36\,\text{V}$ جبکہ $v_C = -2.64\,\text{V}$ ہوتے ہیں۔ جیسے ہی داخلی اشارہ منفی ہوتا ہے اس لمحے $v_o = -12.64\,\text{V}$ ہو گا۔ $r_d C \ll T$ ہونے کے ناطے یہ صورت زیادہ دیر نہیں پائی جائے گی اور جلد ہی کپیسٹر r_d کے راستے $10\,\text{V}$ پر پہنچ جائے گا جس سے $v_o = 0\,\text{V}$ ہو جائے گا۔ یوں داخلی اشارہ منفی ہونے کے لمحات پر خارجی اشارے پر منفی سوئی نما برقی دباو پایا جائے گا۔

سوال ۲.۱۵: شکل ۲.۸۱ الف میں گھریلو واپڈا[206] کی بجلی استعمال کرتے ہوئے بارہ وولٹ کی منبع بنائی گئی ہے۔ $R_L = 1.2\,\text{k}\Omega$ ہے جبکہ یک سمت برقی دباو میں بل $\mp 1\,\text{V}$ سے کم رکھنا ہے۔ ٹرانسفارمر کی شرح $n : 1$ اور کپیسٹر کی قیمت حاصل کریں۔ واپڈا $50\,\text{Hz}$ تعدد کی $\sqrt{2} \times 220 \cos \omega t$ ہے جس کی موثر[207] قیمت $220\,\text{V}$ ہے۔ ڈایوڈ پر برقی دباو کے گھٹاو کو نظر انداز کریں۔

جوابات: $100\,\mu\text{F}$ ، $n = 23.93$

---

[206] WAPDA
[207] rms



شکل ۲.۸۱: بارہ وولٹ کے برقی دباو کی منبع

سوال ۲.۱۶: شکل ۲.۸۱ ب میں قدر مختلف ٹرانسفارمر استعمال کرتے ہوئے دو ڈایوڈ کی مدد سے **مکمل سمت کار** حاصل کیا گیا ہے۔ٹرانسفارمر کے داخلی جانب گزشتہ سوال کی طرح واپڈا کی بجلی فراہم کی گئی ہے۔ٹرانسفارمر کے داخلی جانب $220\,\mathrm{V}$ **موثر قیمت** کا برقی دباو فراہم کیا جاتا ہے۔خارجی جانب ٹرانسفارمر کے درمیانے پنیا کو برقی زمین تصور کرتے ہوئے باقی دو پنیوں پر آپس میں الٹ بیس وولٹ حاصل ہوتے ہیں۔ $R = 50\,\Omega$ اور $C = 4700\,\mathrm{\mu F}$ کی صورت میں خارجی یک سمت برقی دباو V_R اور اس میں **بل** حاصل کریں۔کامل ڈایوڈ تصور کریں۔

جوابات: تقریباً $27.68\,\mathrm{V}$، تقریباً $\mp 0.6\,\mathrm{V}$

سوال ۲.۱۷: $I_S = 5\,\mathrm{fA}$ کے ڈایوڈ کے برقی دباو بالمقابل برقی رو کا خط کھینچیں۔اس پر سے چالو کردہ برقی دباو کا تخمینہ لگائیں۔

سوال ۲.۱۸: ڈایوڈ پر برقی دباو $50\,\mathrm{mV}$ بڑھانے سے برقی رو i_{D1} اور i_{D2} کی شرح حاصل کریں۔یہی شرح $100\,\mathrm{mV}$، $200\,\mathrm{mV}$ اور $500\,\mathrm{mV}$ کے لئے بھی حاصل کریں۔

سوال ۲.۱۹: برقی رو دس گنا کرنے سے ڈایوڈ کے برقی دباو میں تبدیلی حاصل کریں۔برقی رو سو گنا کرنے سے ڈایوڈ کے برقی دباو میں تبدیلی حاصل کریں۔

جوابات: $57\,\mathrm{mV}$، $115\,\mathrm{mV}$

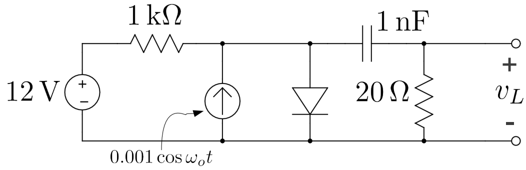
سوال ۲.۲۰: ڈایوڈ کے مساوات $i_D = I_o e^{\frac{v_D}{V_T}}$ کا **مکلارن سلسلہ**[۲۰۸] حاصل کریں۔اگر $v_D \ll V_T$ ہو تب اس سلسلہ کے صرف پہلے دو جزو لیتے ہوئے ثابت کریں کہ $i_D \approx I_D + \frac{v_d}{r_d}$ لکھا جا سکتا ہے جہاں $r_d = \frac{V_T}{I_D}$ کے برابر ہے۔

سوال ۲.۲۱: شکل ۲.۸۲ میں ڈایوڈ کا دور دکھایا گیا ہے۔ $I_S = 10\,\mathrm{fA}$ اور V_T کو $25\,\mathrm{mV}$ لیتے ہوئے ڈایوڈ میں یک سمت برقی رو **دہرانے کے طریقے**[۲۰۹] سے حاصل کریں۔

جواب: $V_D = 0.7\,\mathrm{V}$ تصور کرتے ہوئے $11.3\,\mathrm{mA}$ حاصل ہوتا ہے جسے استعمال کرتے ہوئے V_D کی قیمت $0.693\,83\,\mathrm{V}$ حاصل ہوتا ہے۔اسی طرح متواتر حل کرتے ہوئے $11.306\,\mathrm{mA}$، $0.693\,84\,\mathrm{V}$، $11.306\,\mathrm{mA}$ حاصل ہوتے ہیں۔یوں اس آخری جواب کو یک سمت برقی رو لیا جاتا ہے۔

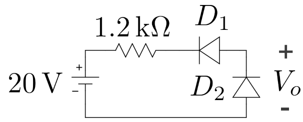
سوال ۲.۲۲: مندرجہ بالا مثال کے نتائج استعمال کرتے ہوئے $\omega_o = 5 \times 10^6\,\mathrm{rad/s}$، $\omega_o = 5 \times 10^8\,\mathrm{rad/s}$ اور $\omega_o = 5 \times 10^{10}\,\mathrm{rad/s}$ پر شکل میں بدلتا برقی دباو v_L حاصل کریں۔

[۲۰۸] Maclaurin's series
[۲۰۹] iteration method



شکل ۲.۸۲: دہرانے کے طریقے کی مثال

$$i_D = \begin{cases} 2 \times 10^{-3} v_D^2, & v_D \ge 0 \\ -I_o, & v_D < 0 \end{cases}$$



شکل ۲.۸۳: ڈایوڈ کی مربع مساوات

جوابات:

$$r_d = 2.2\,\Omega$$
$$0.000044 \cos(5 \times 10^6 t + 1.55)$$
$$0.0018 \cos(5 \times 10^8 t + 0.42)$$
$$0.00198 \cos(5 \times 10^{10} t + 0.0045)$$

سوال ۲.۲۳: ڈایوڈ کے خط کے گول حصے کو دیکھتے ہوئے یوں معلوم ہوتا ہے جیسے یہ $y = x^2$ کا خط ہے۔ ڈایوڈ کے خط کو کبھی کبھار سادہ بنانے کے غرض سے $i_D = \alpha v_D^2$ لکھا جاتا ہے۔ شکل ۲.۸۳ میں بالکل یکساں ڈایوڈ استعمال کئے گئے ہیں جن کی مساوات بھی شکل میں دی گئی ہے۔ V_o حاصل کریں۔

جواب: $V_o = 10 - 600 I_o$

سوال ۲.۲۴: شکل ۲.۸۴ میں $V_D = 0.68\,\mathrm{V}$ پر ڈایوڈ میں $I_D = 30\,\mathrm{mA}$ گزارتا ہے۔

۱. ڈایوڈ کے خط پر یک سمت خطِ بوجھ کھینچ کر نقطہ مائل حاصل کریں۔

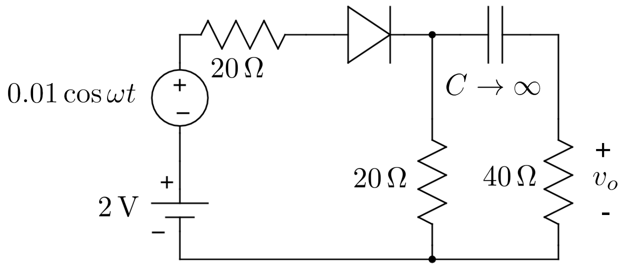
۲. نقطہ مائل پر ڈایوڈ کی مزاحمت r_d حاصل کریں۔

۳. بدلتا برقی دباو v_o حاصل کریں۔

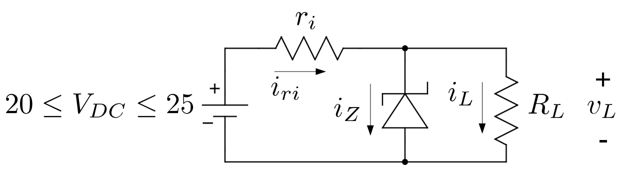
۴. نقطہ مائل پر بدلتا رو، خطِ بوجھ کھینچیں۔

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

سوال ۲.۲۵: شکل ۲.۸۵ میں دکھائے زینر ڈایوڈ پر اس وقت تک $12\,\mathrm{V}$ کا برقی دباو برقرار رہتا ہے جب تک اس میں $2\,\mathrm{mA}$ تا $200\,\mathrm{mA}$ کا برقی رو گزر رہا ہو۔ $R_L = 60\,\Omega$ ہے۔



شکل ۲.۸۴: خطِ بوجھ کا سوال

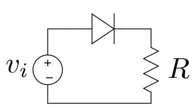


شکل ۲.۸۵: زینر ڈایوڈ کا سوال

ا. r_i کی وہ قیمت حاصل کریں جس پر یک سمت برقی دباو $20\,\mathrm{V}$ تا $25\,\mathrm{V}$ تبدیل کرتے ہوئے زینر ڈایوڈ پر $12\,\mathrm{V}$ برقرار رہیں۔

۲. زینر ڈایوڈ میں زیادہ سے زیادہ طاقت کا ضیاع حاصل کریں۔

جوابات: جب تک زینر پر بارہ وولٹ رہیں تب تک $i_L = \frac{12}{60} = 0.2\,\mathrm{A}$ رہے گا۔ لہٰذا داخلی برقی دباو تبدیل کرنے سے صرف زینر ڈایوڈ میں برقی رو تبدیل ہوتا ہے۔ $20\,\mathrm{V}$ پر زینر میں کم سے کم $2\,\mathrm{mA}$ رکھتے ہوئے $i_{ri} = 0.202\,\mathrm{A}$ ہوگا جس سے $r_i = 39.6\,\Omega$ حاصل ہوتا ہے۔ داخلی برقی دباو $30\,\mathrm{V}$ کرنے سے $i_{ri} = \frac{25-12}{39.6} = 0.3282\,\mathrm{A}$ ہوگا۔ یوں $i_Z = 0.3282 - 0.2 = 0.1282\,\mathrm{A}$ اور طاقت کا ضیاع $1.5384\,\mathrm{W}$ ہوگا۔



شکل ۲.۸۶: ڈایوڈ کی برقی رو

سوال ۲.۲۶: شکل ۲.۸۵ میں بدلتے مزاحمت R_L اور بدلتے داخلی برقی دباو کی صورت میں v_L کو زینر ڈایوڈ کے مدد سے برقرار رکھا گیا ہے۔ اس سوال میں R_L کی قیمت $150\,\Omega$ تا $1200\,\Omega$ جبکہ داخلی برقی دباو $20.2\,\mathrm{V}$ تا $20.2\,\mathrm{V}$ تبدیل ہو سکتے ہیں۔ گزشتہ سوال میں اس زینر ڈایوڈ کے خصوصیات بیان کئے گئے ہیں۔

۱. درکار r_i کی قیمت حاصل کریں۔

۲. حاصل کردہ r_i کو استعمال کرتے ہوئے $150\,\Omega$ بوجھ اور $20.2\,\mathrm{V}$ داخلی برقی دباو پر i_L ، i_{ri} اور i_Z حاصل کریں۔

۳. حاصل کردہ r_i کو استعمال کرتے ہوئے $150\,\Omega$ بوجھ اور $25\,\mathrm{V}$ داخلی برقی دباو پر i_L ، i_{ri} اور i_Z اور حاصل کریں۔

۴. حاصل کردہ r_i کو استعمال کرتے ہوئے $1200\,\Omega$ بوجھ اور $20.2\,\mathrm{V}$ داخلی برقی دباو پر i_L ، i_{ri} اور i_Z حاصل کریں۔

۵. حاصل کردہ r_i کو استعمال کرتے ہوئے $1200\,\Omega$ بوجھ اور $25\,\mathrm{V}$ داخلی برقی دباو پر i_L ، i_{ri} اور i_Z حاصل کریں۔

جوابات:

۱. $r_i = 100\,\Omega$

۲. $i_L = 80\,\mathrm{mA}, \quad i_{ri} = 82\,\mathrm{mA}, \quad i_Z = 2\,\mathrm{mA}$

۳. $i_L = 80\,\mathrm{mA}, \quad i_{ri} = 130\,\mathrm{mA}, \quad i_Z = 50\,\mathrm{mA}$

۴. $i_L = 10\,\mathrm{mA}, \quad i_{ri} = 82\,\mathrm{mA}, \quad i_Z = 72\,\mathrm{mA}$

۵. $i_L = 10\,\mathrm{mA}, \quad i_{ri} = 130\,\mathrm{mA}, \quad i_Z = 120\,\mathrm{mA}$

سوال ۲.۲۷: سوال ۲.۲۶ میں $r_i = 100\,\Omega$ استعمال کیا جاتا ہے۔ داخلی برقی دباو $20.2\,\mathrm{V}$ کی صورت میں $R_L = 50\,\Omega$ کر دیا جاتا ہے۔ اس صورت میں v_L ، i_L اور i_Z حاصل کریں۔

جوابات: $6.7333\,\mathrm{V}$ ، $134.666\,\mathrm{mA}$ اور زینر گھٹنے سے کم برقی دباو پر زینر ڈایوڈ میں برقی رو $0\,\mathrm{A}$ ہوتی ہے۔

سوال ۲.۲۸: شکل ۲.۸۶ میں آدھا سمت کار دکھایا گیا ہے جسے $v_i = 310\cos\omega t$ داخلی برقی دباو مہیا کیا گیا ہے۔ استعمال شدہ ڈایوڈ زیادہ سے زیادہ $1\,\mathrm{A}$ کی اوسط برقی رو برداشت کر سکتا ہے۔ مزاحمت کی کم سے کم ممکنہ قیمت حاصل کریں۔

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

باب ۳

ٹرانزسٹر (دوجوڑ ٹرانزسٹر)

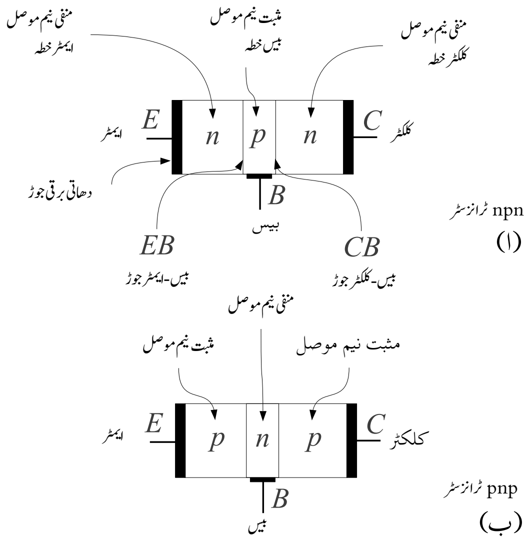
برقیات میں دو اقسام کے پرزہ جات پائے جاتے ہیں۔ ان میں مزاحمت، کپیسٹر، امالہ اور ڈایوڈ کو **غیر عامل**[۱] پرزہ جات پکارا جاتا ہے جبکہ **ٹرانزسٹر**[۲] کے دیگر اقسام کو **عامل**[۳] پرزہ جات پکارا جاتا ہے۔ برقیات کی ترقی ٹرانزسٹر کی ایجاد کی وجہ سے ہے۔ اس باب میں دو جوڑ والے ٹرانزسٹر پر غور کیا جائے گا۔ دو جوڑ والے ٹرانزسٹر کو عموماً صرف ٹرانزسٹر کہتے ہیں۔ اگلے باب میں برقی میدان سے چلنے والے ٹرانزسٹر پر غور کیا جائے گا۔ برقی میدان سے چلنے والے ٹرانزسٹر کو اس کتاب میں **میدانی ٹرانزسٹر**[۴] کہا جائے گا۔

۳.۱ ٹرانزسٹر کی ساخت اور اس کی بنیادی کارکردگی

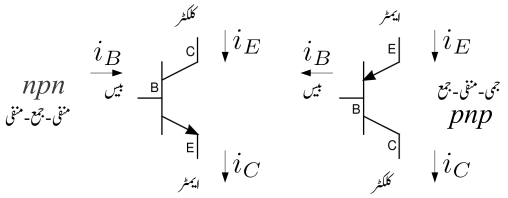
شکل ۳.۱ میں دو اقسام کے ٹرانزسٹروں کی بناوٹ دکھائی گئی ہے۔ شکل الف میں دو منفی نیم موصل خطوں کے مابین ایک مثبت نیم موصل خطہ سمیٹا گیا ہے۔ اس قسم کے ٹرانزسٹر کو **منفی-جمع-منفی ٹرانزسٹر** یا npn ٹرانزسٹر کہتے ہیں۔ ان تین نیم موصل خطوں کو **ایمٹر خطہ**[۵]، **بیس خطہ**[۶] اور **کلکٹر خطہ**[۷] کہتے ہیں۔ شکل میں ان کی وضاحت کی گئی ہے۔ اس کے برعکس شکل ب میں دو مثبت نیم موصل خطوں کے مابین ایک منفی نیم موصل خطہ سمیٹا گیا ہے۔ اس قسم کے ٹرانزسٹر کو **جمع-منفی-جمع ٹرانزسٹر** یا pnp ٹرانزسٹر کہتے ہیں۔ منفی-جمع-منفی npn ٹرانزسٹر کے تین برقی سرے ہیں جنہیں **ایمٹر**[۸] E، **کلکٹر**[۹] C اور **بیس**[۱۰] B کہتے ہیں۔ اس ٹرانزسٹر میں منفی نیم موصل n اور مثبت نیم

---

[۱] passive
[۲] transistor
[۳] active
[۴] field effect transistor
[۵] emitter
[۶] base
[۷] collector
[۸] emitter
[۹] collector
[۱۰] base



شکل ۳.۱: منفی-جمع-منفی ٹرانزسٹر اور جمع-منفی-جمع ٹرانزسٹر کی بناوٹ



شکل ۳.۲: ٹرانزسٹر کے علامات

جدول ۳.۱: ٹرانزسٹر کے تین مختلف اندازِ کارکردگی

اندازِ کارکردگی	بیس-ایمٹر جوڑ	بیس-کلکٹر جوڑ
افزائندہ حال	سیدھا مائل	غیر چالو یا الٹا مائل
غیر افزائندہ حال	سیدھا مائل	چالو
منقطع حال	الٹا مائل	الٹا مائل

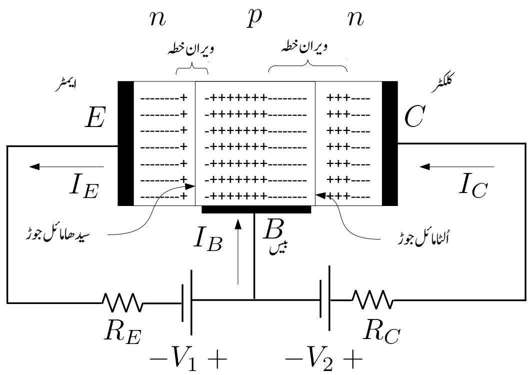
موصل p خطوں کے درمیان دو $p-n$ جوڑ ہیں جنہیں بیس-ایمٹر BE جوڑ اور بیس-کلکٹر BC جوڑ کہتے ہیں۔

شکل ۳.۲ میں دو جوڑ ٹرانزسٹر کے دو اقسام کے علامات دکھائے گئے ہیں۔ بیس-ایمٹر جوڑ پر تیر کا نشان ٹرانزسٹر میں اس جوڑ سے گزرتی برقی رو کی صحیح سمت دکھلاتا ہے۔ یوں npn ٹرانزسٹر میں ایمٹر سرے سے برقی رو i_E باہر کی جانب کو جبکہ باقی دو سروں پر برقی رو ٹرانزسٹر کے اندر جانب کو ہو گی۔ pnp ٹرانزسٹر میں ایمٹر سرے پر برقی رو اندر جانب جبکہ باقی دو سروں پر برقی رو کی سمت ٹرانزسٹر کے باہر جانب کو ہو گی۔ ٹرانزسٹر کے بیس-ایمٹر جوڑ اور بیس-کلکٹر جوڑ کو **سیدھا مائل** یا **الٹا مائل** کر کے ٹرانزسٹر کو تین مختلف طریقوں پر چلایا جا سکتا ہے۔ جدول ۳.۱ میں ٹرانزسٹر مائل کرنے کے تین ممکنہ طریقے دکھائے گئے ہیں۔ ٹرانزسٹر کو بطورِ ایمپلیفائر استعمال کرنے کی خاطر اسے **افزائندہ**[11] حال میں رکھا جاتا ہے۔ **عددی** ادوار[12] میں ٹرانزسٹر کے **غیر افزائندہ**[13] حال اور **منقطع**[14] حال دونوں استعمال ہوتے ہیں۔

۳.۲ افزائندہ حال منفی-جمع-منفی npn ٹرانزسٹر کی کارکردگی

شکل ۳.۳ میں منفی-جمع-منفی npn ٹرانزسٹر کو اس طرح برقی دباو مہیا کئے گئے ہیں کہ اس کا بیس-ایمٹر BE جوڑ سیدھا مائل جبکہ اس کا بیس-کلکٹر BC جوڑ اُلٹا مائل ہو۔ یوں بیس-ایمٹر BE جوڑ پر پیداویران خطے کی لمبائی کم ہو جائے گی جبکہ بیس-کلکٹر BC جوڑ پر پیداویران خطے کی لمبائی بڑھ جائے گی۔ شکل میں منفی-جمع-منفی npn

[11] active
[12] digital circuits
[13] saturation
[14] cutoff



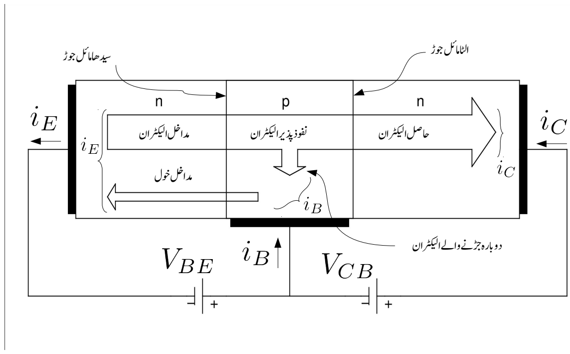
شکل ۳.۳: بیس-ایمٹر جوڑ سیدھا مائل جبکہ بیس-کلکٹر جوڑ اُلٹا مائل کیا گیا ہے

ٹرانزسٹر کے برقی سروں پر برقی رو کی سمتیں دکھائی گئی ہیں۔ شکل میں بیس خطے کے لمبائی کو بڑھا چڑھا کر دکھایا گیا ہے۔ npn ٹرانزسٹر کی کارکردگی کا دارومدار دو n خطوں کا انتہائی قریب ہونے پر ہے۔ یوں حقیقت میں بیس خطے کی لمبائی چند مائیکرو میٹر μm ہوتی ہے۔ شکل ۳.۴ میں اس ٹرانزسٹر میں باروں کے حرکت کی وضاحت کی گئی ہے۔ بیس-ایمٹر جوڑ بالکل ڈایوڈ کی مانند عمل کرتا ہے۔ بیرونی برقی دباو کی وجہ سے آزاد الیکٹران ایمٹر خطے سے بیس خطے میں داخل ہوتے ہیں۔ ان الیکٹرانوں کو شکل میں **داخلی الیکٹران**[15] کہا گیا ہے۔ اسی طرح بیس خطے سے آزاد خول ایمٹر خطے میں داخل ہوتے ہیں۔ ان خولوں کو شکل میں **داخلی خول**[16] کہا گیا ہے۔ منفی-جمع-منفی ٹرانزسٹر کی کارکردگی مداخل الیکٹرانوں پر منحصر ہوتی ہے جبکہ مداخل خول اس میں کوئی کردار ادا نہیں کرتے۔ چونکہ مداخل الیکٹرانوں کی تعداد ایمٹر خطے میں ملاوٹی ایٹموں کی **تعدادی کثافت**[17] N_D پر منحصر ہے جبکہ مداخل خولوں کی تعداد بیس خطے میں ملاوٹی ایٹموں کی **تعدادی کثافت** N_A پر منحصر ہے لہٰذا ٹرانزسٹر کے ایمٹر خطے میں N_D کی قیمت بیس خطے میں N_A کی قیمت سے کئی درجہ زیادہ رکھی جاتی ہے۔ شکل ۳.۵ میں منفی-جمع-منفی npn ٹرانزسٹر میں باروں کی حرکت دکھائی گئی ہے۔ چونکہ روایتی برقی رو اور الیکٹران کے بہاو کی سمتیں آپس میں اُلٹ ہوتی ہیں لہٰذا اس ٹرانزسٹر کے ایمٹر سرے پر الیکٹران کا بہاو اندر کی جانب ہوگا۔ فرض کریں کہ ایمٹر سرے پر ہر سیکنڈ x الیکٹران ٹرانزسٹر میں داخل ہوتے ہیں۔ الیکٹران کا **برقی بار**[18] $-q$ لکھتے ہوئے یوں ایمٹر سرے پر برقی رو I_E کی قیمت

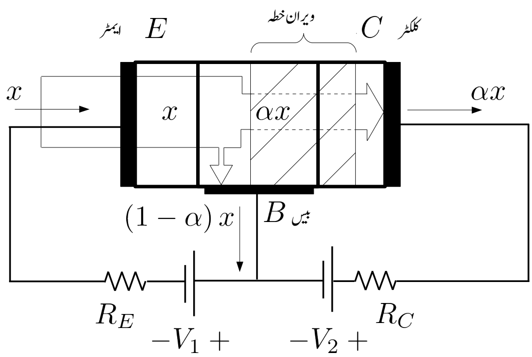
$$I_E = xq \tag{۳.۱}$$

ہوگی۔ بیرونی برقی دباو بیس-ایمٹر جوڑ کو سیدھا مائل کئے ہوئے ہے۔ یوں اس جوڑ میں بالکل سیدھے مائل ڈایوڈ کی طرح برقی رو کا گزر ہوگا اور تمام کے تمام x الیکٹران بیس خطے میں پہنچ جائیں گے۔[19] بیس خطے میں مداخل الیکٹران ہر

[15] injected electrons
[16] injected holes
[17] number density
[18] charge
[19] یہاں خول کے بہاو کو نظرانداز کیا گیا ہے۔ اس کی بات آگے جا کر ہوگی



شکل ۳.۴: npn ٹرانزسٹر میں باروں کی حرکت



شکل ۳.۵: npn ٹرانزسٹر میں الیکٹرانوں کا بہاو

جانب نفوذ پذیر ہوں گے۔ جیسا پہلے ذکر ہوا بیس خطے کا بیشتر حصہ **ویران** خطہ بن چکا ہے۔ بیس خطے میں مداخل الیکٹران اس باریک لمبائی والے بیس خطے سے ٹرانزسٹر کے بیرونی سرے B تک پہنچنے کی کوشش کریں گے۔ ایسے الیکٹران حرارتی توانائی کی بدولت بیس خطے میں ہر جانب نفوذ پذیر ہوں گے تاہم بیرونی برقی دباو V_I کی وجہ سے ان کی اوسط رفتار برقی سرے B کی جانب ہوتی ہے۔ ان الیکٹرانوں میں سے متعدد الیکٹران اس سفر کے دوران بیس۔کلکٹر جوڑ کے ویران خطے میں داخل ہو جاتے ہیں۔ جیسا کہ آپ جانتے ہیں کہ اس ویران خطے سے منفی بار تیزی سے دائیں جانب یعنی کلکٹر خطے میں منتقل ہو جاتے ہیں۔ یوں x الیکٹرانوں کا بیشتر حصہ کلکٹر خطے میں پہنچ جاتا ہے اور یہاں سے ٹرانزسٹر کے بیرونی کلکٹر سرے پر پہنچ کر برقی رو I_C پیدا کرتا ہے۔ کلکٹر خطے پہنچنے والے الیکٹرانوں کی تعداد کو αx لکھا جا سکتا ہے جہاں α کی قیمت عموماً 0.9 تا 0.99 ہوتی ہے۔ یوں کلکٹر سرے پر برقی رو I_C کی قیمت

$$I_C = \alpha x q \tag{۳.۲}$$

ہو گی۔ بقایا الیکٹران یعنی $x(\alpha - 1)$ الیکٹران ٹرانزسٹر کے بیرونی بیس سرے پہنچ کر برقی رو I_B کو جنم دیتے ہیں یعنی

$$I_B = (1-\alpha)xq \tag{۳.۳}$$

ان تین مساواتوں سے حاصل ہوتا ہے

$$\begin{aligned}
I_E &= xq \\
I_C &= \alpha x q = \alpha I_E \\
I_B &= (1-\alpha)xq = (1-\alpha)I_E \\
I_E &= I_B + I_C
\end{aligned} \tag{۳.۴}$$

ان سے مزید حاصل ہوتا ہے

$$\begin{aligned}
I_C &= \alpha I_E = \frac{\alpha}{1-\alpha} I_B = \beta I_B \\
I_E &= I_C + I_B = (\beta+1) I_B
\end{aligned} \tag{۳.۵}$$

جہاں

$$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha} \tag{۳.۶}$$

لکھا گیا ہے۔ مساوات ۳.۵ کو ٹکڑوں میں دوبارہ لکھتے ہیں۔

$$I_C = \alpha I_E \tag{۳.۷}$$

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} \tag{۳.۸}$$

$$I_E = (\beta+1) I_B \tag{۳.۹}$$

چونکہ $\alpha \approx 1$ ہوتا ہے لہٰذا مساوات ۳.۷ سے ظاہر ہے کہ I_C کی قیمت تقریباً I_E کے برابر ہوگی۔ مساوات ۳.۸ سے ظاہر ہے کہ β ٹرانزسٹر کی **افزائش برقی رو**[20] ہے۔
مساوات ۳.۶ کو یوں بھی لکھ سکتے ہیں

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1} \tag{۳.۱۰}$$

مثال ۳.۱: مندرجہ ذیل کے لئے β حاصل کریں۔

۱. $\alpha = 0.9$

۲. $\alpha = 0.99$

۳. $\alpha = 0.999$

حل:

۱. $\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha} = \frac{0.9}{1-0.9} = 9$

۲. $\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha} = \frac{0.99}{1-0.99} = 99$

۳. $\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha} = \frac{0.999}{1-0.999} = 999$

مثال ۳.۲: $\beta = 74$ کے لئے α حاصل کریں۔
حل: $\alpha = \frac{\beta}{\beta+1} = \frac{74}{74+1} = 0.987$

مثال ۳.۳: ایک ٹرانزسٹر میں ہر سیکنڈ 6×10^{15} الیکٹران بیس-ایمٹر جوڑ سے گزرتے ہیں۔ اگر $\alpha = 0.993$ ہو تب اس کے برقی سروں پر برقی رو حاصل کریں۔
حل: الیکٹران کا بار $-1.6 \times 10^{-19}\,\mathrm{C}$ لیتے ہوئے

$$\begin{aligned}
I_E &= -nq = 6 \times 10^{15} \times 1.6 \times 10^{-19} = 9.6 \times 10^{-4} = 0.96\,\mathrm{mA} \\
I_C &= \alpha I_E = 0.993 \times 0.96 \times 10^{-3} = 0.953\,28\,\mathrm{mA} \\
I_B &= I_E - I_C = 6.72\,\mu\mathrm{A}
\end{aligned} \tag{۳.۱۱}$$

[20] current gain

ٹرانزسٹر کی اہمیت β سے منسلک ہے۔ مساوات ۳.۸ کہتا ہے کہ $I_C = \beta I_B$ ہے۔ یعنی کلکٹر سرے کا برقی رو بیس سرے کے برقی رو کے β گنا ہے۔ یوں اگر β کی قیمت 35 ہو تب بیس کے برقی رو کم یا زیادہ کرنے سے کلکٹر سرے پر برقی رو کی قیمت 35 گنا کم یا زیادہ ہو گی۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ بیس سرے پر تھوڑی مقدار میں برقی رو کلکٹر سرے پر زیادہ مقدار کے برقی رو کو قابو کرتی ہے۔ اس عمل کو **افزائش**[21] کہتے ہیں۔ یوں β کو ٹرانزسٹر کی **افزائش برقی رو**[22] کہیں گے۔ ٹرانزسٹر کے افزائش کی صلاحیت ہی کی وجہ سے برقیات کے میدان کا وجود ہے۔

ٹرانزسٹر کا BE جوڑ بالکل سادہ ڈایوڈ کی طرح کردار ادا کرتا ہے۔ یوں اس جوڑ کے برقی رو کو

$$I_E = I_S' \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

لکھتے ہوئے

$$\begin{aligned}
I_C &= \alpha I_S' \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right) \\
I_B &= \frac{\alpha I_S'}{\beta} \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)
\end{aligned}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ اگر ہم $\alpha I_S'$ کو I_S لکھیں تب ان مساوات کو

$$\begin{aligned}
I_E &= \frac{I_C}{\alpha} \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right) \\
I_C &= I_S \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right) \\
I_B &= \frac{I_S}{\beta} \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)
\end{aligned} \tag{۳.۱۲}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ اس کتاب میں مساوات ۳.۱۲ 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-ایمٹر جوڑ پر برقی دباو V_{BE} کم یا زیادہ کرنے سے I_E مساوات ۳.۱۲ کے تحت کم یا زیادہ ہو گی اور I_B بھی کم یا زیادہ ہو گی۔ I_C اور I_B کی شرح β رہے گا۔

اب تک کی گفتگو سے ظاہر ہے کہ npn 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۔

---

[21] gain
[22] current gain

مندرجہ بالا گفتگو میں بیس-کلکٹر جوڑ کو اُلٹ مائل رکھا گیا۔ اُلٹے مائل ڈایوڈ کی طرح اس جوڑ میں الٹی جانب برقی رو I_S گزرے گی۔ ڈایوڈ کی طرح حقیقت میں اُلٹی برقی رو کی اصل قیمت تجزیہ سے حاصل I_S کی قیمت سے کئی درجہ زیادہ ہوتی ہے اور اس کی قیمت الٹی برقی دباو پر منحصر ہوتی ہے۔ ٹرانزسٹر میں اس برقی رو کو I_{CB0} لکھا جاتا ہے۔ I_{CB0} سے مراد ایمٹر سرے کو کھلے سرے رکھتے ہوئے بیس-کلکٹر جوڑ پر الٹی برقی رو ہے۔ اوپر مساوات حاصل کرتے وقت I_{CB0} کو نظر انداز کیا گیا ہے۔ یوں حقیقت میں

$$I_C = \alpha I_E + I_{CB0} \tag{۳.۱۳}$$

کے برابر ہے۔ I_{CB0} کی قیمت درجہ حرارت $10\,^{\circ}\mathrm{C}$ بڑھانے سے تقریباً دگنی ہوتی ہے۔ جدید ٹرانزسٹروں میں I_{CB0} قابل نظر انداز ہوتا ہے لہٰذا اس کتاب میں ہم I_{CB0} کو نظر انداز کریں گے۔

npn ٹرانزسٹر اسی صورت **افزائندہ** رہتا ہے جب اس کے بیس-ایمٹر جوڑ کو **سیدھا مائل** جبکہ اس کے بیس-کلکٹر جوڑ کو **غیر چالو** رکھا جائے۔ یوں ٹرانزسٹر کو **افزائندہ حال** رکھنے کی خاطر اس کے بیس-کلکٹر جوڑ پر برقی دباو V_{BE} مثبت رکھی جاتی ہے جبکہ اس کے بیس-کلکٹر جوڑ پر برقی دباو V_{BC} کو یا تو منفی رکھا جاتا ہے اور یا اسے **چالو کردہ برقی دباو** یعنی $0.5\,\mathrm{V}$ سے کم رکھا جاتا ہے۔ سیدھے مائل بیس-ایمٹر جوڑ پر کسی بھی سیدھے مائل جمع-منفی جوڑ کی طرح برقی دباو کو $0.7\,\mathrm{V}$ تصور کیا جاتا ہے۔

اب تک کے بحث میں β کو مستقل تصور کیا گیا۔ درحقیقت میں β کی قیمت ازخود i_C پر منحصر ہوتی ہے۔ شکل ۳.۶ میں کسی ایک ٹرانزسٹر کو مثال بناتے ہوئے β اور i_C کا تعلق دکھایا گیا ہے۔ کسی بھی ٹرانزسٹر کو عموماً کسی خاص برقی رو کے لگ بھگ استعمال کیا گیا جاتا ہے۔ شکل میں اس کی نشاندہی کی گئی ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ اس خطے میں β کی قیمت بہت زیادہ تبدیل نہیں ہوتی اور یوں β میں تبدیلی کو نظر انداز کرتے ہوئے اس خطے میں اوسط β کے قیمت کو ٹرانزسٹر کا β تصور کیا جاتا ہے۔ اس کتاب میں i_C کے تبدیلی سے β کے تبدیلی کو نظر انداز کیا جائے گا۔

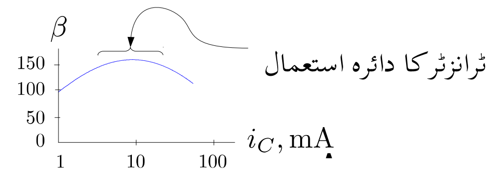
β دو یک سمت برقی رو یعنی I_C اور I_B کی شرح ہے جسے عموماً h_{FE} بھی لکھا جاتا ہے یعنی

$$\beta = h_{FE} = \frac{I_C}{I_B} \tag{۳.۱۴}$$

ٹرانزسٹر کو اشارے کی افزائش کے لئے استعمال کیا جاتا ہے جو کہ یک سمت نہیں بلکہ بدلتا برقی دباو یا بدلتا برقی رو ہوتا ہے۔ یوں ٹرانزسٹر استعمال کرتے ہوئے ہمیں اس کے $\frac{i_c}{i_b}$ یعنی $\frac{\Delta i_C}{\Delta i_B}$ سے زیادہ دلچسپی ہے۔ اس شرح کو h_{fe} کہتے ہیں یعنی

$$h_{fe} = \frac{\Delta i_C}{\Delta i_B} = \frac{i_c}{i_b} \tag{۳.۱۵}$$

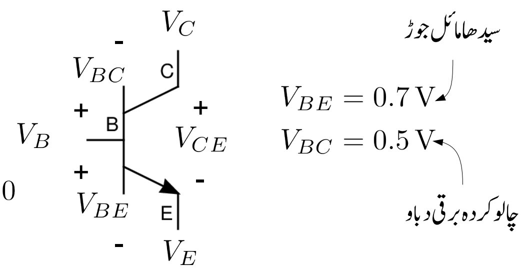
یوں h_{FE} کو ٹرانزسٹر کا **یک سمت افزائش برقی رو** جبکہ h_{fe} کو اس کا **بدلتا افزائش برقی رو** کہا جاتا ہے۔ اگرچہ h_{FE} اور h_{fe} کے قیمتیں مختلف ہوتی ہیں لیکن ان میں فرق بہت زیادہ نہیں ہوتا۔ اس کتاب میں h_{FE} اور h_{fe} میں فرق کو نظر انداز کرتے ہوئے انہیں ایک ہی قیمت کا تصور کرتے ہوئے β سے ظاہر کیا جائے گا۔



شکل ۳.۶: افزائش بالمقابل برقی رو

$$V_{BC} = V_B - V_C$$
$$V_{BE} = V_B - V_E$$
$$V_{CE} = V_C - V_E$$

$$\begin{aligned} V_{CE} + V_{BC} - V_{BE} &= 0 \\ V_{CE} &= V_{BE} - V_{BC} \\ &= 0.7 - 0.5 \\ &= 0.2\,\mathrm{V} \end{aligned}$$



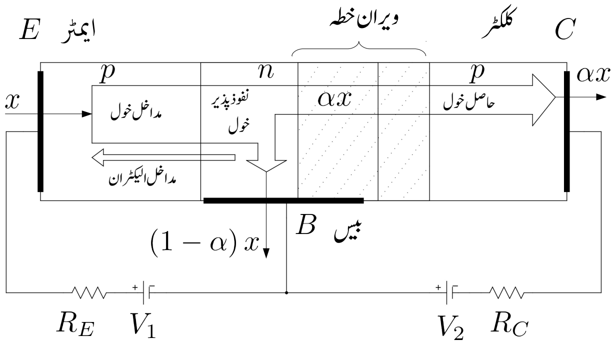
شکل ۳.۷: ٹرانزسٹر کی غیر افزائندہ کردہ برقی دباو

۳.۳ غیر افزائندہ کردہ برقی دباو

شکل ۳.۷ میں ٹرانزسٹر کے سیدھے مائل بیس-ایمٹر جوڑ پر $V_{BE} = 0.7\,\mathrm{V}$ جبکہ اس کے بیس-کلکٹر جوڑ پر $V_{BC} = 0.5\,\mathrm{V}$ دکھائے گئے ہیں۔ جیسا شکل میں دکھایا گیا ہے اس صورت میں برقی دباو V_{CE} کی قیمت $0.2\,\mathrm{V}$ ہوتی ہے۔ اگر بیس-کلکٹر جوڑ پر برقی دباو کو اس حد (یعنی **چالو کردہ برقی دباو**) سے بڑھایا جائے تو V_{CE} کی قیمت $0.2\,\mathrm{V}$ سے کم ہو جائے گی اور ٹرانزسٹر **غیر افزائندہ** صورت اختیار کر لے گا۔ لہٰذا **افزائندہ** حال ٹرانزسٹر پر برقی دباو V_{CE} کی قیمت $0.2\,\mathrm{V}$ سے زیادہ رہتی ہے۔ V_{CE} کے اس قیمت کو ٹرانزسٹر کا **غیر افزائندہ برقی دباو** $V_{CE_{\text{غیر افزائندہ}}}$ کہتے ہیں[23] یعنی

$$V_{CE_{\text{غیر افزائندہ}}} = 0.2\,\mathrm{V} \tag{۳.۱۶}$$

[23] V_{CEsat}



شکل ۳.۸: pnp ٹرانزسٹر میں خول کا بہاو

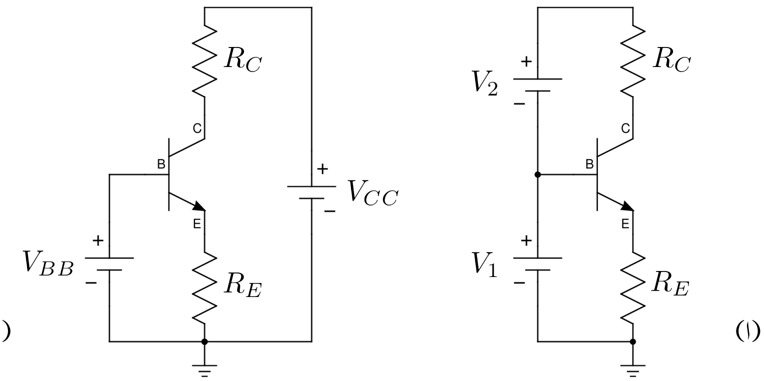
۳.۴ افزائندہ حال جمع-منفی-جمع pnp ٹرانزسٹر کی کارکردگی

شکل ۳.۸ میں pnp ٹرانزسٹر کے بیس-ایمٹر جوڑ کو سیدھا مائل جبکہ بیس-کلکٹر جوڑ کو الٹا مائل کرتے ہوئے اسے افزائندہ خطے میں رکھا گیا ہے۔ pnp ٹرانزسٹر کی کارکردگی بالکل npn ٹرانزسٹر کی طرح ہے۔ فرق صرف اتنا ہے کہ npn ٹرانزسٹر میں برقی رو کا وجود ٹرانزسٹر میں **الیکٹرانوں** کی حرکت سے ہوتا ہے جبکہ pnp ٹرانزسٹر میں برقی رو کا وجود ٹرانزسٹر میں **خولوں** کی حرکت سے ہوتا ہے۔

جیسا شکل میں دکھایا گیا ہے، بیرونی لاگو برقی دباو V_1 ایمٹر-بیس جوڑ کو سیدھا مائل کرتا ہے جس سے ایمٹر سے بیس خطے میں خول داخل ہوتے ہیں اور بیس خطے سے ایمٹر خطے میں الیکٹران داخل ہوتے ہیں۔ چونکہ بیس خطے میں الیکٹران کی تعدادی کثافت ایمٹر میں خول کی تعدادی کثافت سے کئی درجے کم رکھی جاتی ہے لہٰذا ایمٹر سے بیس خطے میں داخل ہونے والے خولوں کی تعداد بیس سے ایمٹر داخل ہونے والے الیکٹرانوں کی تعداد سے کئی درجے زیادہ ہوتی ہے۔ بیس خطے کی لمبائی نہایت کم ہوتی ہے اور یوں بیس خطے میں داخل ہونے والے خولوں کا بیشتر حصہ بیس-کلکٹر جوڑ پر پائے جانے والے ویران خطے تک پہنچتا ہے۔ ویران خطے میں خول داخل ہوتے ہی یہاں پائے جانے والے برقی میدان کی وجہ سے کلکٹر میں دھکیل دئے جاتے ہیں۔ یوں ایمٹر سے بیس میں خارج کئے جانے والے خولوں کا بیشتر حصہ کلکٹر پہنچ کر I_C پیدا کرتا ہے۔ کلکٹر کے دھاتی جوڑ پر پہنچنے والا ہر خول، ٹرانزسٹر میں باہر سے آنے والے الیکٹران کے ساتھ مل کر ختم ہوتا ہے۔ یوں بیرونی دور میں برقی رو الیکٹران کے حرکت سے جبکہ pnp کے اندر برقی رو خول کے حرکت سے پیدا ہوتا ہے۔

۳.۴.۱ pnp کے V_{EB} اور V_{EC}

npn ٹرانزسٹر کے سیدھے مائل بیس-ایمٹر جوڑ پر $V_{BE}=0.7\,\mathrm{V}$ پایا جاتا ہے اور $V_{CE_{\text{غیر افزائندہ}}}=0.2\,\mathrm{V}$ پر ٹرانزسٹر غیر افزائندہ ہو جاتا ہے۔ pnp ٹرانزسٹر میں بھی ایسا ہی ہوتا ہے بس جوڑ کے نام الٹے لکھنے پڑتے ہیں یعنی pnp کے سیدھے مائل ایمٹر-بیس جوڑ پر $V_{EB}=0.7\,\mathrm{V}$ پایا جاتا ہے اور $V_{EC_{\text{غیر افزائندہ}}}=0.2\,\mathrm{V}$ پر ٹرانزسٹر غیر افزائندہ ہو جاتا ہے۔



شکل ۹.۳: ٹرانزسٹر کو افزائندہ حال مائل کرنے کے طریقے

۳.۵ نقطہ کارکردگی اور یک سمت ادوار کا تحلیلی تجزیہ

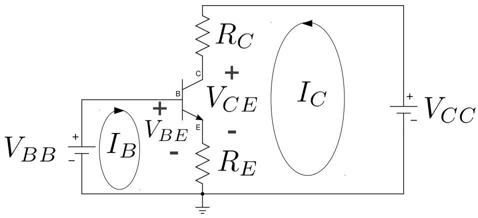
ٹرانزسٹر کے ساتھ مزاحمت (مزاحمتیں) اور یک سمت منبع برقی دباو (برقی رو) منسلک کر کے اسے تین مختلف طرز پر چلایا جا سکتا ہے۔ ان تین طریقوں کو جدول میں بیان کیا گیا ہے۔ ٹرانزسٹر کے نقطہِ کارکردگی (نقطہِ مائل) پر اس کے یک سمت برقی رو کو I_B، I_C، I_E اور یک سمت برقی دباو کو V_{CE}، V_{BE}، V_{BC} لکھتے ہیں۔ ڈایوڈ کے نقطہِ مائل کی طرز پر ان قیمتوں کے لکھنے کا درست انداز I_{BQ}، I_{CQ}، I_{EQ}، V_{CEQ} وغیرہ ہے۔ اس کتاب میں جہاں غلطی کی گنجائش نہ ہو وہاں ان قیمتوں کو پہلی طرز پر لکھا جائے گا جیسے I_{CQ} کو I_C لکھا جائے گا۔

اس حصے میں ٹرانزسٹر کے یک سمت ادوار حل کرنے پر غور کیا جائے گا جہاں ٹرانزسٹر کے مختلف حال یعنی **افزائندہ** حال، **غیر افزائندہ** حال اور **منقطع** حال باری باری دیکھے جائیں گے۔

۳.۵.۱ افزائندہ ٹرانزسٹر کے یک سمت ادوار کا حل

ٹرانزسٹر کی علامت استعمال کرتے ہوئے شکل ۵.۳ کو شکل ۹.۳ الف میں دوبارہ دکھایا گیا ہے۔ شکل ۹.۳ الف کو شکل ۹.۳ ب کے طرز پر بھی بنایا جا سکتا 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 ۴.۳: شکل ۹.۳ الف میں V_1 کی قیمت تین وولٹ اور V_2 کی قیمت آٹھ وولٹ ہونے کی صورت میں اس کے مساوی دور شکل ۹.۳ ب میں V_{BB} اور V_{CC} کی قیمتیں حاصل کریں۔



$$\begin{aligned} V_{BB} &= V_{BE} + (I_B + I_C)\,R_E \\ &= V_{BE} + I_E R_E \\ I_E &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E} \approx I_C \end{aligned}$$

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

شکل ۳.۱۰: ٹرانزسٹر کا بنیادی دور

حل:

$$V_{BB} = V_1 = 3\,\mathrm{V} \tag{۳.۱۷}$$

$$V_{CC} = V_1 + V_2 = 3 + 8 = 11\,\mathrm{V} \tag{۳.۱۸}$$

لہٰذا V_{BB} کی قیمت تین وولٹ جبکہ V_{CC} کی قیمت گیارہ وولٹ ہے۔

شکل ۳.۱۰ میں ٹرانزسٹر کا دور دکھایا گیا ہے۔ داخلی جانب کرخوف کے قانون برائے برقی دباو کی مدد سے ہم ٹرانزسٹر میں برقی رو I_C یوں حاصل کر سکتے ہیں۔

$$\begin{aligned} V_{BB} &= V_{BE} + (I_B + I_C) R_E \\ V_{BB} &= V_{BE} + I_E R_E \\ I_E &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E} \\ I_C &= \alpha I_E \\ I_B &= \frac{I_E}{\beta + 1} \end{aligned} \tag{۳.۱۹}$$

جہاں دوسرے قدم پر $I_B + I_C = I_E$ لکھا گیا ہے۔ ٹرانزسٹر کے ادوار حل کرتے ہوئے عموماً I_C کو I_E کے برابر ہی تصور کیا جاتا ہے۔ ٹرانزسٹر کے سیدھے مائل بیس-ایمٹر جوڑ پر برقی دباو کو V_{BE} لکھا جاتا ہے جس کی عمومی قیمت کسی بھی سیدھے مائل ڈایوڈ کی طرح $0.7\,\mathrm{V}$ تصور کی جاتی ہے۔ یعنی

$$V_{BE} = 0.7\,\mathrm{V} \tag{۳.۲۰}$$

اسی طرح خارجی جانب کرخوف کے قانون برائے برقی دباو کی مدد سے ٹرانزسٹر کے کلکٹر-ایمٹر سروں کے مابین برقی

دباو V_{CE} یوں حاصل کی جاتی ہے۔

$$
\begin{aligned}
V_{CC} &= I_C R_C + V_{CE} + (I_B + I_C) R_E \\
V_{CC} &= I_C R_C + V_{CE} + I_E R_E \\
V_{CE} &= V_{CC} - I_C R_C - I_E R_E \\
V_{CE} &\approx V_{CC} - I_C (R_C + R_E)
\end{aligned}
\tag{۳.۲۱}
$$

جہاں آخری قدم پر $I_C \approx I_E$ لیا گیا۔ حاصل کردہ برقی دباو V_{CE} کی قیمت $V_{CE_{\text{غیر افزائندہ}}}$ سے کم ہونے کی صورت میں ٹرانزسٹر غیر افزائندہ ہو گا اور مندرجہ بالا جوابات درست نہیں ہوں گے۔ اس صورت حال پر آگے جا کر تجزیہ کیا جائے گا۔

مثال ۳.۵: شکل ۳.۱۰ میں

$$
\begin{aligned}
V_{CC} &= 12\,\mathrm{V} \\
V_{BB} &= 1.2\,\mathrm{V} \\
R_C &= 10\,\mathrm{k\Omega} \\
R_E &= 1\,\mathrm{k\Omega}
\end{aligned}
$$

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

حل: مساوات ۳.۱۹ کی مدد سے

$$
\begin{aligned}
I_E &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E} = \frac{1.2 - 0.7}{1000} = 0.5\,\mathrm{mA} \\
I_C &\approx I_E = 0.5\,\mathrm{mA}
\end{aligned}
$$

اور مساوات ۳.۲۱ کی مدد سے

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

چونکہ حاصل کردہ V_{CE} کی قیمت $V_{CE_{\text{غیر افزائندہ}}}$ سے زیادہ ہے لہٰذا ٹرانزسٹر افزائندہ حال ہے اور یوں تمام حاصل کردہ جوابات درست ہیں۔

مثال ۳.۶: مثال ۳.۵ میں ٹرانزسٹر کی افزائش برقی رو $\beta = 99$ تصور کرتے ہوئے برقی رو I_C اور برقی دباو V_{CE} کی اصل قیمتیں حاصل کریں۔ ان قیمتوں کا گزشتہ مثال میں حاصل کی گئی قیمتوں سے موازنہ کریں۔

حل: مساوات ۳.۱۰ سے $\alpha = \frac{\beta}{\beta+1} = \frac{99}{99+1} = 0.99$ ہے۔
یوں $I_C = \alpha I_E = 0.99 \times 0.5\,\mathrm{mA} = 0.495\,\mathrm{mA}$ جبکہ مساوات ۳.۲۱ سے

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

چونکہ حاصل کردہ V_{CE} کی قیمت $V_{CE_{\text{غیر افزائندہ}}}$ سے زیادہ ہے لہٰذا ٹرانزسٹر افزائندہ حال ہے اور یوں یوں تمام حاصل کردہ جوابات درست ہیں۔

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ α کی قیمت ایک (1) تصور کرکے یعنی اس کے اثر کو نظر انداز کرتے ہوئے I_C کی قیمت $0.495\,\mathrm{mA}$ کے بجائے $0.5\,\mathrm{mA}$ حاصل ہوتی ہے۔ دونوں جوابات میں صرف $1.01\,\%$ فرق ہے یعنی

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

اسی طرح دونوں مثالوں میں حاصل کئے گئے برقی دباو V_{CE} میں 0.76 فی صد کا فرق ہے یعنی

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

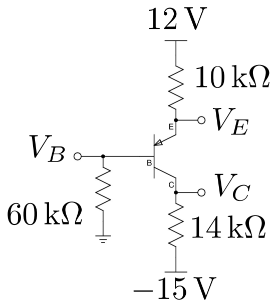
گزشتہ دو مثالوں سے ظاہر ہے کہ ٹرانزسٹر کے ادوار حل کرتے ہوئے α کی قیمت ایک (1) تصور کی جا سکتی ہے۔ ٹرانزسٹر کے ادوار قلم و کاغذ کی مدد سے حل کرتے ہوئے عموماً ایسا ہی کیا جاتا ہے اور نتیجتاً I_E کی جگہ I_C ہی کی قیمت استعمال کی جاتی ہے۔ $I_C \approx I_E$ لینے کا مطلب I_B کو نظر انداز کرنا ہے۔

مثال ۳.۷: شکل ۳.۱۱ میں $V_B = 1.884\,\mathrm{V}$ اور $V_E = 2.584\,\mathrm{V}$ ہیں۔ ٹرانزسٹر کا β حاصل کریں۔ مزید V_C کا بھی تخمینہ لگائیں۔
حل: شکل کو دیکھ کر

$$\begin{aligned}I_B &= \frac{1.884}{60000} = 31.4\,\mathrm{\mu A}\\ I_E &= \frac{12 - 2.584}{10000} = 0.942\,\mathrm{mA}\end{aligned}$$

لکھے جا سکتے ہیں جن سے

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



شکل ۳.۱۱: ٹرانزسٹر کے β کا حصول۔

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

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

اور

$$V_C = 0.91 \times 10^{-3} \times 14000 - 15 = -2.26\,\text{V}$$

حاصل ہوتے ہیں۔

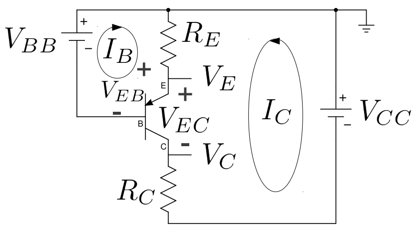
مثال ۳.۸: شکل ۳.۱۲ میں

$$\begin{aligned}
V_{CC} &= 12\,\text{V}\\
V_{BB} &= 1.2\,\text{V}\\
R_C &= 10\,\text{k}\Omega\\
R_E &= 1\,\text{k}\Omega
\end{aligned}$$

ہیں۔ I_C اور V_{EC} حاصل کریں۔

حل: بیس جانب کرخوف کے قانون برائے برقی دباو کی مدد سے

$$\begin{aligned}
V_{BB} &= (I_B + I_C)\,R_E + V_{EB}\\
&= IER_E + V_{EB}
\end{aligned}$$



$$
\begin{aligned}
V_{BB} &= (I_B + I_C)\,R_E + V_{EB} \\
&= I_E R_E + V_{EB} \\
I_E &= \frac{V_{BB} - V_{EB}}{R_E} \approx I_C
\end{aligned}
$$

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

شکل ۳.۱۲: جمع منفی جمع ٹرانزسٹر کا سادہ دور

لکھا جا سکتا ہے جہاں دوسرے قدم پر $I_B + I_C$ کو I_E لکھا گیا ہے۔ یوں

$$
\begin{aligned}
I_E &= \frac{V_{BB} - V_{EB}}{R_E} = \frac{1.2 - 0.7}{1000} = 0.5\,\mathrm{mA} \\
I_C &\approx I_E = 0.5\,\mathrm{mA}
\end{aligned}
$$

حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح کرخوف کے قانون برائے برقی دباو کی مدد سے

$$
\begin{aligned}
V_{CC} &= (I_B + I_C)\,R_E + V_{EC} + I_C R_C \\
&= I_E RE + I_C R_C + V_{EC}
\end{aligned}
$$

لکھا جا سکتا ہے۔ اگر $I_E \approx I_C$ لیا جائے تب

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

حاصل ہوتا ہے۔ اس مثال کا مثال ۳.۵ کے ساتھ موازنہ کریں۔

مثال ۳.۹: شکل ۳.۱۳ میں دکھائے گئے ٹرانزسٹر دور میں

$$
\begin{aligned}
V_{CC} &= 15\,\mathrm{V} \\
V_{BB} &= 1.1\,\mathrm{V} \\
R_C &= 5.6\,\mathrm{k\Omega} \\
R_E &= 900\,\Omega \\
\beta &= 36
\end{aligned}
$$

ہیں۔ اس دور میں ٹرانزسٹر کے تینوں سروں پر برقی دباو اور برقی رو حاصل کریں۔

حل: ٹرانزسٹر کے داخلی جانب کرخوف کے قانون برائے برقی دباو کی مدد سے I_E حاصل کرتے ہیں۔

$$
\begin{aligned}
V_{BB} &= V_{BE} + I_E R_E \\
I_E &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E} \\
&= \frac{1.1 - 0.7}{900} \\
&= 0.44\,\mathrm{mA}
\end{aligned}
$$

عموماً I_C کو I_E کے برابر ہی تصور کیا جاتا ہے لیکن چونکہ یہاں خصوصی طور پر تمام برقی رو مانگی گئی ہیں لہٰذا ہم ان کی اصل قیمتیں حاصل کرتے ہیں۔

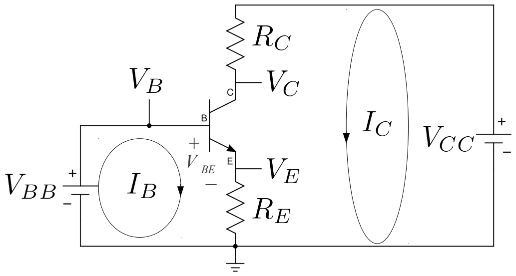
$$
\begin{aligned}
\alpha &= \frac{\beta}{\beta + 1} \\
&= \frac{36}{36 + 1} \\
&= 0.972\,97 \\
I_C &= \alpha I_E \\
&= 0.97297 \times 0.4444 \times 10^{-3} \\
&= 0.432\,\mathrm{mA} \\
I_B &= \frac{I_E}{\beta + 1} \\
&= \frac{0.4444 \times 10^{-3}}{36 + 1} \\
&= 12.01\,\mathrm{\mu A}
\end{aligned}
$$

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ β کی قیمت کم ہونے کی صورت میں I_C اور I_E کی قیمتوں 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 دباو حاصل کرتے ہیں۔

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

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



$$
\begin{aligned}
V_{BB} &= V_{BE} + (I_B + I_C)\,R_E \\
&= V_{BE} + I_E R_E \\
I_E &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E} \approx I_C
\end{aligned}
$$

$$
\begin{aligned}
V_C &= V_{CC} - I_C R_C \\
V_E &= I_E R_E \\
V_B &= V_E + V_{BE} \\
&= I_E R_E + V_{BE}
\end{aligned}
$$

$$
\begin{aligned}
V_{CE} &= V_C - V_E \\
&= V_{CC} - I_C R_C - I_E R_E
\end{aligned}
$$

شکل ۳.۱۳: ٹرانزسٹر دور کی مثال

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

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

چونکہ ٹرانزسٹر کے بیس پر $1.1\,\mathrm{V}$ لاگو کیا گیا ہے لہٰذا ایمٹر پر برقی دباو کو یوں بھی حاصل کیا جا سکتا ہے

$$
V_E = V_B - V_{BE} = 1.1 - 0.7 = 0.4\,\mathrm{V}
$$

مثال ۳.۱۰: شکل ۳.۱۲ میں دکھائے گئے ٹرانزسٹر دور میں

$$
\begin{aligned}
V_{CC} &= 15\,\mathrm{V} \\
V_{BB} &= 1.1\,\mathrm{V} \\
R_C &= 5.6\,\mathrm{k\Omega} \\
R_E &= 900\,\Omega \\
\beta &= 36
\end{aligned}
$$

ہیں۔ اس دور میں ٹرانزسٹر کے تینوں سروں پر برقی دباو اور برقی رو حاصل کریں۔
حل: ٹرانزسٹر کے داخلی جانب کرخوف کے قانون برائے برقی دباو کی مدد سے I_E حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned}
V_{BB} &= I_E R_E + V_{EB} \\
I_E &= \frac{V_{BB} - V_{EB}}{R_E} \\
&= \frac{1.1 - 0.7}{900} \\
&= 0.44\,\text{mA}
\end{aligned}$$

عموماً I_C اور I_E کے ٹھیک ٹھیک قیمتیں حاصل کرتے ہیں۔

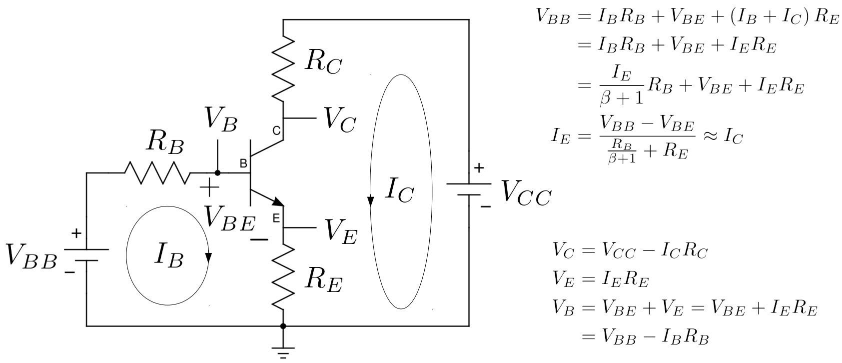
$$\begin{aligned}
\alpha &= \frac{\beta}{\beta + 1} \\
&= \frac{36}{36 + 1} \\
&= 0.972\,97 \\
I_C &= \alpha I_E \\
&= 0.97297 \times 0.4444 \times 10^{-3} \\
&= 0.432\,\text{mA} \\
I_B &= \frac{I_E}{\beta + 1} \\
&= \frac{0.4444 \times 10^{-3}}{36 + 1} \\
&= 12.01\,\mu\text{A}
\end{aligned}$$

ٹرانزسٹر کے سروں پر برقی دباو حاصل کرتے ہیں۔

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

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

$$\begin{aligned}
V_B &= V_E - V_{EB} \\
&= -0.4 - 0.7 \\
&= -1.1\,\text{V}
\end{aligned}$$



شکل ۳.۱۴: ٹرانزسٹر دور جہاں تینوں سروں کے ساتھ مزاحمت منسلک ہیں

$$\begin{aligned} V_{EC} &= V_E - V_C \\ &= -0.4 + 12.581 \\ &= 12.181\,\mathrm{V} \end{aligned}$$

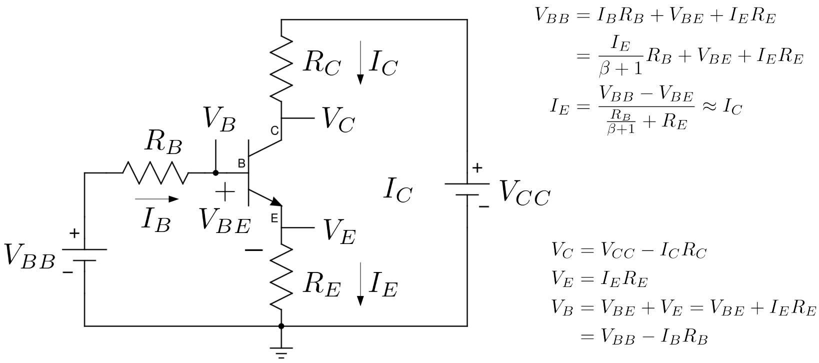
چونکہ بیس پر برقی دباو $-1.1\,\mathrm{V}$ لاگو کیا گیا ہے لہٰذا $V_E = V_B + V_{EB}$ لکھ کر بھی حاصل کیا جا سکتا ہے یعنی

$$V_E = V_B + V_{EB} = -1.1 + 0.7 = -0.4\,\mathrm{V}$$

شکل ۳.۱۴ 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 کرخوف کے قانون برائے برقی دباو کی مدد سے

$$\begin{aligned} V_{BB} &= I_B R_B + V_{BE} + (I_B + I_C) R_E \\ V_{BB} &= \frac{I_E}{\beta+1} R_B + V_{BE} + I_E R_E \\ I_E &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_E} \approx I_C \end{aligned} \tag{۳.۲۲}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح دور کے خارجی جانب ہم لکھ سکتے ہیں



شکل ۳.۱۵

$$V_{CC} = I_C R_C + V_{CE} + (I_B + I_C) R_E \tag{۳.۲۳}$$
$$V_{CC} = I_C R_C + V_{CE} + I_E R_E \tag{۳.۲۴}$$
$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C - I_E R_E \tag{۳.۲۵}$$
$$V_{CE} \approx V_{CC} - I_C (R_C + R_E) \tag{۳.۲۶}$$

مثال ۳.۱۱: شکل ۳.۱۵ میں

$$\begin{aligned} V_{CC} &= 15\,\mathrm{V} \\ V_{BB} &= 1.1\,\mathrm{V} \\ R_C &= 5.6\,\mathrm{k\Omega} \\ R_E &= 900\,\Omega \\ R_B &= 3.3\,\mathrm{k\Omega} \\ \beta &= 36 \end{aligned}$$

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

حل: شکل میں ٹرانزسٹر کے تینوں سروں پر ٹرانزسٹر کے برقی رو لکھے گئے ہیں۔ یوں بیس جانب

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

لکھا جا سکتا ہے جس سے

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

حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح خارجی جانب

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

سے

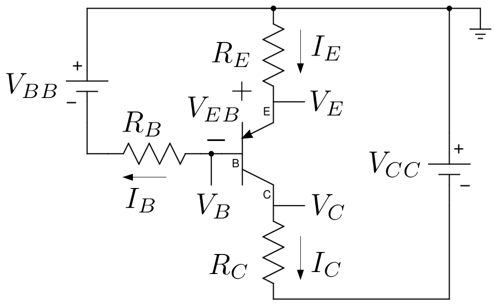
$$V_{CE} = 15 - 4.04 \times 10^{-4} \times (5600 + 900) = 12.374\,\mathrm{V}$$

حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ $V_{CE} > V_{CE_{\text{غیر افزائندہ}}}$ ہے لہٰذا ٹرانزسٹر افزائندہ حال ہے اور V_{CE} کا یہی درست جواب ہے۔

مثال ۳.۱۲: شکل ۳.۱۶ میں

$$\begin{aligned}V_{CC} &= 12\,\mathrm{V} \\ V_{BB} &= 1.2\,\mathrm{V} \\ R_C &= 4.7\,\mathrm{k\Omega} \\ R_E &= 1.2\,\mathrm{k\Omega} \\ R_B &= 2.8\,\mathrm{k\Omega} \\ \beta &= 27\end{aligned}$$

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



$$
\begin{aligned}
V_{BB} &= I_E R_E + V_{EB} + I_B R_B \\
&= I_E R_E + V_{EB} + \frac{I_E}{\beta+1} R_B \\
I_E &= \frac{V_{BB} - V_{EB}}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_E} \approx I_C
\end{aligned}
$$

$$
\begin{aligned}
V_C &= -V_{CC} + I_C R_C \\
V_E &= -I_E R_E \\
V_B &= V_E - V_{EB} = -I_E R_E - V_{EB} \\
&= -V_{BB} + I_B R_B
\end{aligned}
$$

شکل ۳.۱۶

حل: بیس جانب

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

سے

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

حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح ہم لکھ سکتے ہیں۔

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

جس سے

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

حاصل ہوتا ہے۔چونکہ حاصل V_{EC} کی قیمت $0.2\,\mathrm{V}$ سے زیادہ ہے لہٰذا ٹرانزسٹر افزائندہ ہی ہے اور یہی درست جوابات ہیں۔

ٹرانزسٹر کو افزائندہ حال رکھنے کی خاطر اس کے بیس-ایمٹر جوڑ کو سیدھا مائل جبکہ اس کے بیس-کلکٹر جوڑ کو غیر چالو رکھا جاتا ہے۔اب تک دکھائے گئے ادوار میں ایسا کرنے کی خاطر دو عدد منبع برقی دباو یعنی V_{CC} اور V_{BB} استعمال کئے گئے۔ٹرانزسٹر کے دونوں جوڑوں کو صرف ایک عدد منبع برقی دباو کی مدد سے بھی درست مائل کیا جا سکتا ہے۔اس عمل کو دیکھتے ہیں۔

شکل ۳.۱۷ الف میں داخلی جانب R_1 اور R_2 نصب کئے گئے ہیں۔شکل ۳.۱۷ ب میں اسی دور کو قدرِ مختلف طرز پر بنایا گیا ہے جہاں داخلی جانب کے حصے کو نقطہ 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 برقی دباو 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 دباو حاصل کیا جاتا ہے۔یہی تھونن برقی دباو V_{th} کہلاتا ہے۔یہ عمل شکل ۳.۱۷ پ میں دکھایا گیا ہے۔اسی طرح تھونن مزاحمت R_{th} حاصل کرنے کی خاطر دور کے اندرونی منبع برقی دباو کو قصر دور[24] کر کے انہیں دو سروں پر برقی مزاحمت حاصل کی جاتی ہے۔یہی تھونن مزاحمت ہوتی ہے۔یہ عمل شکل ۳.۱۷ ت میں دکھایا گیا ہے۔یوں

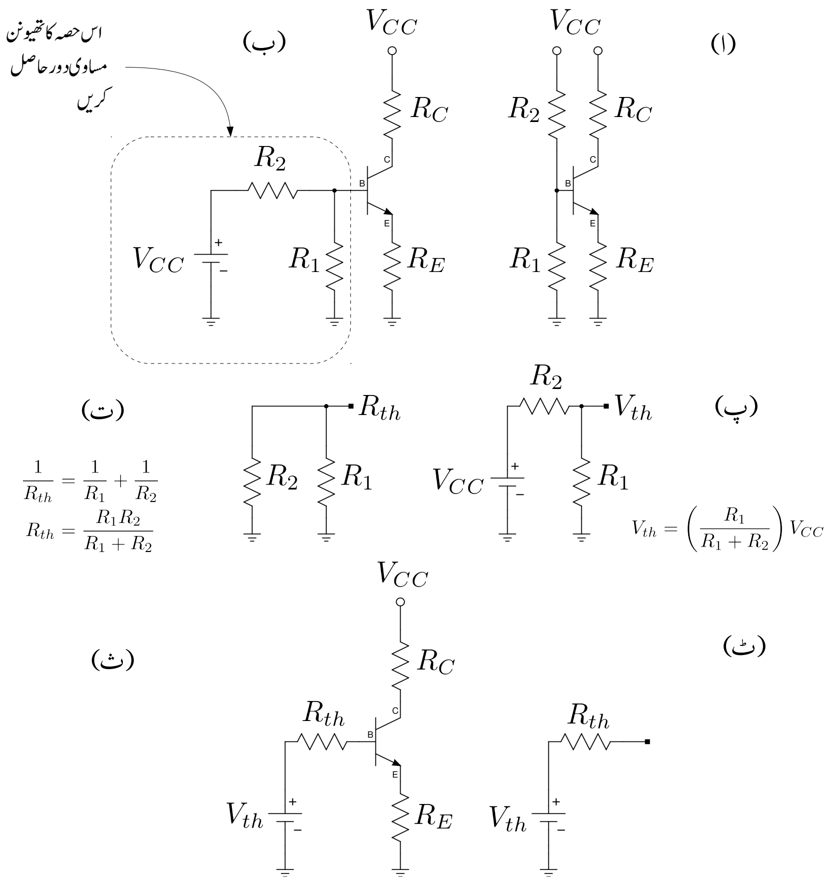
$$\begin{aligned}V_{th} &= \frac{R_1 V_{CC}}{R_1+R_2}\\ \frac{1}{R_{th}} &= \frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_2}\\ R_{th} &= \frac{R_1R_2}{R_1+R_2}\end{aligned} \tag{۳.۲۷}$$

یوں نقطہ دار لکیر میں گھیرے حصے کا مساوی تھونن دور شکل ۳.۱۷ ٹ میں دکھایا گیا ہے۔شکل ۳.۱۷ الف میں داخلی جانب اس مساوی تھونن دور کے استعمال سے شکل ۳.۱۷ ث حاصل ہوتا ہے جو کہ ہو بہو شکل ۳.۱۴ میں دکھایا دور ہے۔فرق صرف اتنا ہے کہ V_{BB} کو V_{th} اور R_B کو R_{th} لکھا گیا ہے۔

شکل ث میں دکھائے دور کو بالکل شکل ۳.۱۴ میں دکھائے دور کی طرح حل کیا جاتا ہے۔آئیں اس کی ایک مثال دیکھیں۔

---

[24] اندرونی منبع برقی رو کو کھلے سرے کیا جاتا ہے



شکل ۳.۱۷: ایک عدد منبع برقی دباو کی مدد سے ٹرانزسٹر کا مائل کرنا

مثال ۳.۱۳: شکل ۳.۱۷-الف میں

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

ہیں۔ ٹرانزسٹر کی برقی رو I_C اور اس پر برقی دباو V_{CE} حاصل کریں۔

حل: اس طرح کے ادوار حل کرنے کا طریقہ شکل ۳.۱۷ میں قدم بقدم دکھایا گیا ہے۔ مساوات ۳.۲۷ کی مدد سے

$$
\begin{aligned}
V_{th} &= \frac{12\times 8900}{8900+99000} = 0.9898\,\mathrm{V}\\
R_{th} &= \frac{8900\times 99000}{8900+99000} = 8166\,\Omega
\end{aligned}
$$

ان مساوی تھونن مقداروں کو استعمال کرتے ہوئے شکل ۳.۱۸ میں مساوی دور دکھایا گیا ہے جسے حل کر کے $I_C = 0.3214\,\mathrm{mA}$ اور $V_{CE} = 9.9366\,\mathrm{V}$ حاصل ہوتے ہیں۔ چونکہ حاصل کردہ V_{CE} کی قیمت $V_{CE\text{غیر افزائندہ}}$ سے زیادہ ہے لہٰذا ٹرانزسٹر افزائندہ حال ہے اور یوں حاصل کردہ جوابات درست ہیں۔

مثال ۳.۱۴: شکل ۳.۱۹-الف میں

$$
\begin{aligned}
V_{CC} = 20\,\mathrm{V},\quad R_C = 10\,\mathrm{k\Omega},\quad R_B = 200\,\mathrm{k\Omega}\\
R_E = 100\,\Omega,\quad \beta = 99
\end{aligned}
$$

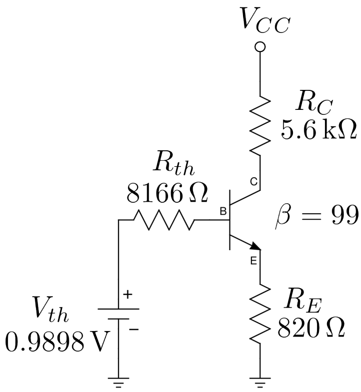
ہیں۔ نقطہ کارکردگی حاصل کریں۔

حل: ٹرانزسٹر کے کلکٹر پر کرخوف کے قانون برائے برقی رو کی مدد سے

$$
I_{RC} = I_B + I_C
$$

لکھا جا سکتا ہے۔ چونکہ $I_B + I_C = I_E$ ہوتا ہے لہٰذا $I_{RC} = I_E$ ہوگا۔ یوں کرخوف کے قانون برائے برقی دباو کے استعمال سے

$$
V_{CC} = I_E R_C + I_B R_B + V_{BE} + I_E R_E
$$



$$\begin{aligned}
V_{th} &= I_B R_{th} + V_{BE} + (I_B + I_C) R_E \\
&= \frac{I_E}{\beta + 1} R_{th} + V_{BE} + I_E R_E \\
I_E &= \frac{V_{th} - V_{BE}}{\frac{R_{th}}{\beta+1} + R_E} \\
&= \frac{0.9898 - 0.7}{\frac{8166}{99+1} + 820} = 0.3214\,\mathrm{mA}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
V_{CC} &= I_C R_C + V_{CE} + (I_B + I_C) R_E \\
&= I_C R_C + V_{CE} + I_E R_E \\
&\approx I_C R_C + V_{CE} + I_C R_E \\
V_{CE} &\approx V_{CC} - I_C (R_C + R_E) \\
&= 12 - 0.3214 \times 10^{-3} \times (5600 + 820) \\
&= 9.9366\,\mathrm{V}
\end{aligned}$$

شکل ۳.۱۸: مسئلہ تھونن کی مدد سے دور حل کرنے کا عمل

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

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

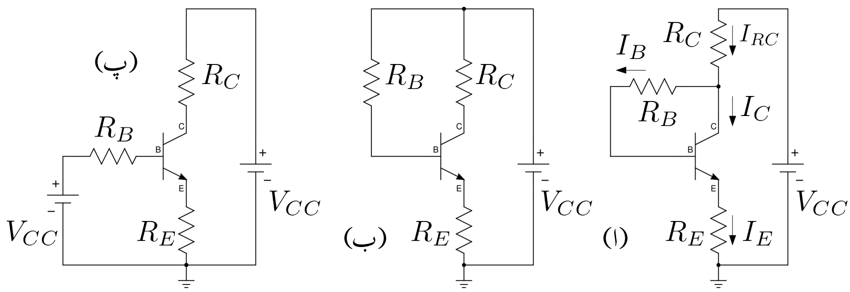
حاصل ہوتا ہے۔ کرخوف کے قانون برائے برقی دباو کو خارجی جانب یوں لکھا جا سکتا ہے

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

جس سے

$$\begin{aligned}
V_{CE} &= V_{CC} - I_E (R_C + R_E) \\
&= 20 - 1.595 \times 10^{-3} \times (10000 + 100) \\
&= 3.89\,\mathrm{V}
\end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔



شکل ۳.۱۹: ایک عدد منبع برقی دباو کے استعمال سے نقطہ کارکردگی کے دیگر اشکال

مثال ۳.۱۵: شکل ۳.۱۹ ب میں

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

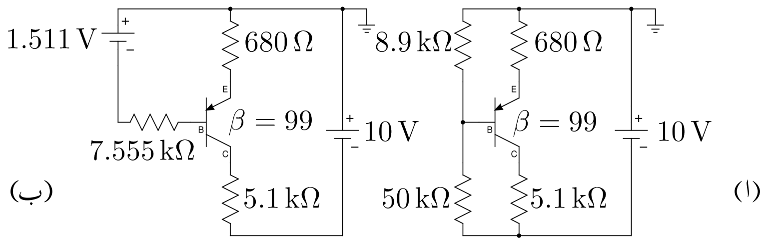
ہیں۔ نقطہ کارکردگی حاصل کریں۔

حل: شکل پ میں اسی کو دوبارہ بنایا گیا ہے جہاں داخلی اور خارجی جانب بالکل علیحدہ واضح نظر آتے ہیں۔ داخلی جانب کرخوف کے قانون برائے برقی دباو سے

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

لکھا جا سکتا ہے جس میں دی گئی قیمتیں پر کرنے سے

$$\begin{aligned}
I_E &= \frac{V_{CC} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_E} \\
&= \frac{20 - 0.7}{\frac{500000}{99+1} + 1000} \\
&= 3.21\,\mathrm{mA}
\end{aligned}$$



شکل ۳.۲۰

حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح خارجی جانب

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

میں $I_C \approx I_E$ لیتے ہوئے

$$\begin{aligned} V_{CE} &= V_{CC} - I_C \left(R_C + R_E\right) \\ &= 20 - 3.21 \times 10^{-3} \left(1000 + 1000\right) \\ &= 13.58\,\text{V} \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔

مثال ۳.۱۶: شکل ۳.۲۰ میں I_C اور V_{EC} حاصل کریں۔
حل: مسئلہ تھونن کی مدد سے شکل ۳.۲۰ ب حاصل ہوتا ہے جس میں

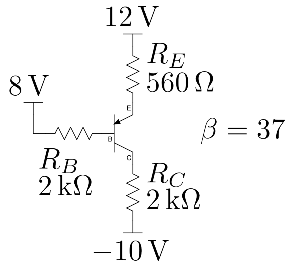
$$\begin{aligned} V_{th} &= \frac{-10 \times 8900}{8900 + 50000} = -1.511\,\text{V} \\ R_{th} &= \frac{8900 \times 50000}{8900 + 50000} = 7.555\,\text{k}\Omega \end{aligned}$$

ہیں۔ یوں 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

$$I_C \approx I_E = 1.07\,\text{mA}$$



شکل ۳.۲۱

حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح شکل ب سے ہی

$$
\begin{aligned}
10 &\approx I_C \left(680 + 5100\right) + V_{EC} \\
&= 1.07 \times 10^{-3} \times \left(680 + 5100\right) + V_{EC}
\end{aligned}
$$

یعنی

$$V_{EC} = 3.81\,\mathrm{V}$$

حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ حاصل V_{EC} کی قیمت $0.2\,\mathrm{V}$ سے زیادہ ہے لہٰذا ٹرانزسٹر افزائندہ ہی ہے اور یہی درست جوابات ہیں۔

مثال ۳.۱۷: شکل ۳.۲۱ میں ٹرانزسٹر کے تینوں سروں پر برقی دباو حاصل کریں۔

حل: بیس جانب کرخوف کے قانون برائے برقی دباو سے

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

لکھا جا سکتا ہے جس میں $I_B = \frac{I_E}{\beta+1}$ پُر کرنے ہیں۔

$$
\begin{aligned}
4 &= \frac{I_E}{37+1} \times 2000 + 0.7 + I_E \times 560 \\
I_E &= 5.39\,\mathrm{mA}
\end{aligned}
$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں

$$
\begin{aligned}
V_E &= 12 - I_E R_E = 12 - 5.39 \times 10^{-3} \times 560 = 8.98\,\mathrm{V} \\
V_B &= V_E - V_{EB} = 8.98 - 0.7 = 8.28\,\mathrm{V} \\
V_C &= -10 + I_C R_C \approx -10 + 5.39 \times 10^{-3} \times 2000 = 0.78\,\mathrm{V}
\end{aligned}
$$

حاصل ہوتے ہیں۔

مثال ۳.۱۸: مثال ۳.۱۳ 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 $0.3214\,\mathrm{mA}$ برقی رو ہے اس میں برقی طاقت کا ضیاع $P_{RE} = I_E^2 R_E$ یعنی $84.7\,\mu\mathrm{W}$ ہے۔ اسی طرح $I_C = I_E$ لیتے ہوئے R_C میں $578\,\mu\mathrm{W}$ حاصل ہوتا ہے۔

ٹرانزسٹر کے ایمٹر سرے پر برقی دباو V_E کی قیمت $I_E R_E = 0.26\,\mathrm{V}$ اور یوں اس کے بیس سرے پر $0.26 + 0.7 = 0.96\,\mathrm{V}$ ہوگا۔ یوں R_1 میں طاقت کا ضیاع $\frac{0.96 \times 0.96}{8900}$ یعنی $104\,\mu\mathrm{W}$ جبکہ R_2 میں $\frac{(12-0.96)^2}{99000}$ یعنی $1.23\,\mathrm{mW}$ ہوگا۔

ٹرانزسٹر کے کلکٹر پر $V_C = 12 - 0.3214\,\mathrm{mA} \times 5.6\,\mathrm{k\Omega} = 10.2\,\mathrm{V}$ ہے لہٰذا اس کا بیس-کلکٹر جوڑ $V_C - V_B = 10.2 - 0.96 = 9.24\,\mathrm{V}$ الٹا مائل ہے۔ اس جوڑ پر طاقت کا ضیاع $9.24 \times 0.3214\,\mathrm{mA} = 2.97\,\mathrm{mW}$ ہوگا۔ بیس-کلکٹر جوڑ سے I_C گزرتا ہے جسے I_E کے برابر ہی لیا گیا ہے۔ بیس-ایمٹر جوڑ پر برقی دباو $0.7\,\mathrm{V}$ لیتے ہوئے اس جوڑ پر طاقت کا ضیاع $0.7 \times 0.3214\,\mathrm{mA} = 0.225\,\mathrm{mW}$ ہوگا۔

مندرجہ بالا مثال سے یہ حقیقت سامنے آتی ہے کہ عمومی استعمال میں طاقت کے ضیاع 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 ڈبا ٹھنڈا رہتا ہے۔ اگر ضرورت درپیش آئے تو دھاتی ڈبے کو از خود زیادہ بڑی جسامت کے **سرد کار**[۲۵] 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 ضیاع حاصل کیا جاتا ہے۔ اگر کسی پرزے میں طاقت کا ضیاع اس پرزے کی برداشت حد سے تجاوز کر جائے تو ایسا پرزہ 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 پرزہ استعمال کیا جائے گا۔

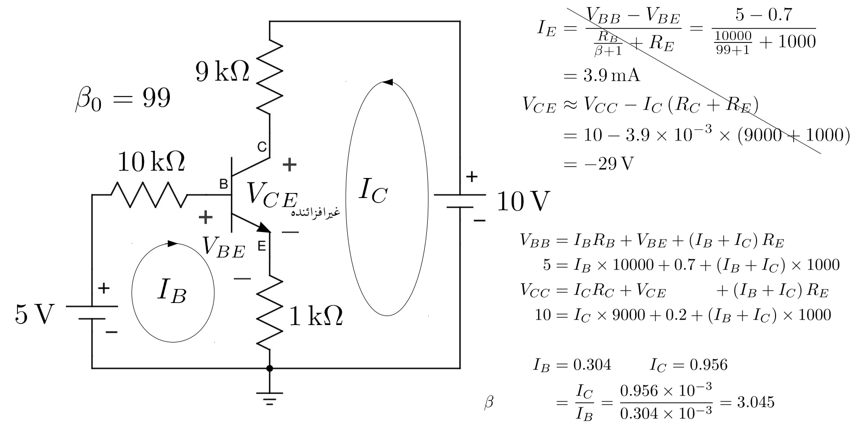
۳.۵.۲ غیر افزائندہ ٹرانزسٹر کے دور کا حل

شکل ۳.۲۲ میں دکھائے دور میں اگر ٹرانزسٹر کو افزائندہ حال تصور کرتے ہوئے حل کیا جائے تو V_{CE} کی قیمت منفی انتیس وولٹ $-29\,\mathrm{V}$ حاصل ہوتی ہے جو کہ $V_{CE_{\text{غیر افزائندہ}}}$ سے کم ہے۔ یوں ٹرانزسٹر کو افزائندہ تصور کرنا درست نہیں اور اس جواب کو رد کرنا ہوگا۔ شکل میں اس جواب پر ترچھی لکیر لگا کر رد کیا گیا ہے۔

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

---

[۲۵] heat sink



شکل ۳.۲۲: غیر افزائندہ مائل ٹرانزسٹر کا حل

جاتا ہے ورنہ ان جوابات کو رد کرتے ہوئے، ٹرانزسٹر کو غیر افزائندہ تصور کر کے دور کو دوبارہ حل کیا جاتا ہے۔

غیر افزائندہ ٹرانزسٹر پر پائے جانے والے برقی دباو V_{CE} کی قیمت $V_{CE_{\text{غیر افزائندہ}}}$ یعنی $0.2\,\mathrm{V}$ ہوتی ہے۔ مزید یہ کہ مساوات ۳.۷ اور مساوات ۳.۸ وغیرہ صرف افزائندہ حال ٹرانزسٹر کے لئے بیان کئے گئے۔ ان حقائق کو مدِ نظر رکھتے ہوئے غیر افزائندہ ٹرانزسٹر کے ادوار حل کرتے ہوئے β_0 کو زیرِ استعمال نہیں لایا جاتا۔ دور کو بالکل ایک سادہ برقی دور کے طرز پر حل کیا جاتا ہے جہاں $V_{BE} = 0.7\,\mathrm{V}$ اور $V_{CE} = 0.2\,\mathrm{V}$ لیا جاتا ہے۔ شکل ۳.۲۲ میں دور کے حل کرنے کا درست طریقہ دکھایا گیا ہے جہاں $I_B = 0.304\,\mathrm{mA}$ اور $I_C = 0.956\,\mathrm{mA}$ حاصل کیا گیا ہے۔ ان قیمتوں سے غیر افزائندہ ٹرانزسٹر کی افزائش $\beta_{\text{غیر افزائندہ}} = 3.045$ حاصل کی گئی ہے جو کہ اس کے دئے گئے افزائش $\beta_0 = 99$ سے نہایت کم ہے۔

اگر دور حل کرنے سے پہلے ہی $\beta_{\text{غیر افزائندہ}}$ معلوم ہو تب اسے بالکل افزائندہ حال کی طرح حل کیا جا سکتا ہے۔ قوی برقیات کے میدان میں ٹرانزسٹر بطور برقیاتی سوئچ استعمال کیا جاتا ہے جہاں اسے فی سیکنڈ کئی مرتبہ غیر افزائندہ اور منقطع کیا جاتا ہے۔ افزائندہ صورت میں یہ چالو سوئچ اور منقطع صورت میں منقطع سوئچ کا کردار ادا کرتا ہے۔ تخلیق کار قبل از تخلیق فیصلہ کرتا ہے کہ ٹرانزسٹر کو کس حد تک غیر افزائندہ کیا جائے گا۔

مثال ۳.۱۹: شکل ۳.۲۲ میں

$$
\begin{aligned}
V_{CC} &= 10\,\mathrm{V}\\
R_C &= 9\,\mathrm{k\Omega}\\
R_B &= 10\,\mathrm{k\Omega}\\
R_E &= 1\,\mathrm{k\Omega}\\
\beta_0 &= 99
\end{aligned}
$$

ہی رکھتے ہوئے V_{BB} کی وہ قیمت دریافت کریں جہاں ٹرانزسٹر افزائندہ حال سے نکل کر غیر افزائندہ صورت اختیار کر لیتا ہے۔

حل: جس لمحہ ٹرانزسٹر افزائندہ سے غیر افزائندہ صورتِ حال اختیار کرتا ہے اس وقت دور حل کرنے کی خاطر اس کی عمومی افزائش β_0 قابلِ استعمال ہوتی ہے یعنی مساوات ۳.۸ اور مساوات ۳.۹ قابلِ استعمال ہیں۔ مزید یہ کہ اس لمحہ پر $V_{CE} = 0.2\,\mathrm{V}$ ہی ہو گا لہٰذا ہم لکھ سکتے ہیں کہ

$$
\begin{aligned}
\alpha &= \frac{\beta_0}{\beta_0+1} = \frac{99}{99+1} = 0.99\\
V_{BB} &= I_B R_B + V_{BE} + (I_B + I_C)\,R_E\\
&= V_{BE} + I_E\left(\frac{R_B}{\beta_0+1} + R_E\right)\\
&= 0.7 + I_E \times 1100\\
V_{CC} &= I_C R_C + V_{CE} + (I_B + I_C)\,R_E\\
&= V_{CE} + I_E\,(\alpha R_C + R_E)\\
&= 0.2 + I_E \times 99100
\end{aligned}
$$

نچلی مساوات میں چونکہ $V_{CC} = 10\,\mathrm{V}$ ہے لہٰذا اس سے $I_E = 0.9889\,\mathrm{mA}$ حاصل ہوتا ہے جسے استعمال کرتے ہوئے دوسری مساوات سے $V_{BB} = 1.787\,79\,\mathrm{V}$ حاصل ہوتا ہے۔

مثال ۳.۲۰: شکل ۳.۲۲ میں

$$
\begin{aligned}
V_{CC} &= 10\,\mathrm{V}\\
V_{BB} &= 5\,\mathrm{V}\\
R_C &= 9\,\mathrm{k\Omega}\\
R_E &= 1\,\mathrm{k\Omega}\\
\beta_0 &= 90
\end{aligned}
$$

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 $\beta_{\text{غیر افزائندہ}} = 30$ ہو۔ اس کو یوں بھی بیان کیا جاتا ہے کہ ٹرانزسٹر کو تین گنا غیر افزائندہ کریں یعنی $\beta_{\text{غیر افزائندہ}}$ کی قیمت β_0 سے تین گنا کم ہو۔

حل: یہاں $\beta_{\text{غیر افزائندہ}}$ کی قیمت دی گئی ہے جسے استعمال کیا جا سکتا ہے۔ یوں

$$
\begin{aligned}
\alpha &= \frac{\beta}{\beta+1} = \frac{30}{30+1} = 0.9677 \\
V_{CC} &= I_C R_C + V_{CE} + I_E R_E \\
V_{CC} &= \alpha I_E R_C + V_{CE} + I_E R_E \\
10 &= 0.2 + 9709 \times I_E \\
I_E &= 1.009\,\text{mA}
\end{aligned}
$$

اسے استعمال کرتے ہوئے

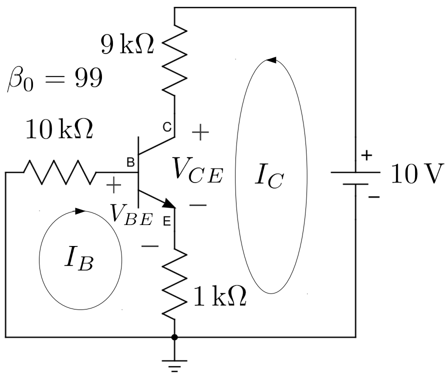
$$
\begin{aligned}
V_{BB} &= I_B R_B + V_{BE} + I_E R_E \\
V_{BB} &= V_{BE} + I_E \left(\frac{R_B}{\beta_{\text{غیر افزائندہ}} + 1} + R_E \right) \\
5 &= 0.7 + 1.009 \times 10^{-3} \times \left(\frac{R_B}{30+1} + 1000 \right) \\
R_B &= 101.1\,\text{k}\Omega
\end{aligned}
$$

حاصل ہوتا ہے۔

۳.۵.۳ منقطع ٹرانزسٹر کے دور کا حل

جدول کے تحت بیس-ایمٹر جوڑ کو غیر-چالو کرنے سے ٹرانزسٹر منقطع صورت اختیار کر لیتا ہے۔ حقیقت میں ٹرانزسٹر کو منقطع کرنے کی خاطر اس کے بیس-ایمٹر جوڑ کو عموماً الٹا مائل کیا جاتا ہے۔ ایسا کرتے وقت اس بات کا دھیان رکھا جاتا ہے کہ الٹ برقی دباو اس جوڑ کے قابلِ برداشت الٹ برقی دباو کی حد سے تجاوز نہ کر جائے۔ عموماً الٹ برقی دباو کی قیمت چند وولٹ ہی ہوتی ہے۔

منقطع ٹرانزسٹر بالکل ایک منقطع برقی سوئچ کی طرح عمل کرتا ہے یعنی اس میں سے کوئی برقی رو نہیں گزرتی۔ عموماً یہ صورت، دور کو دیکھتے ہی واضح ہو جاتی ہے جیسے شکل ۳.۲۳ میں ہے۔ اس شکل میں داخلی جانب کوئی برقی دباو مہیا نہیں کیا گیا۔ یوں ٹرانزسٹر کا بیس-ایمٹر جوڑ غیر چالو ہو گا۔ لہٰذا داخلی جانب برقی رو I_B کی قیمت صفر ہو گی۔ I_B صفر ہونے کی وجہ سے ٹرانزسٹر کے باقی دوسروں پر بھی برقی رو کی قیمت صفر ہو گی۔ جیسا شکل میں حل کر کے دکھایا گیا اس صورت میں $V_{CE} = V_{CC}$ ہو گا۔



$$
\begin{aligned}
V_{BE} &= 0\\
I_B &= 0\\
I_C &= 0\\
I_E &= 0\\
V_E &= I_E R_E = 0\\
V_C &= V_{CC} - I_C R_C = 10\,\mathrm{V}\\
V_{CE} &= V_C - V_E = 10\,\mathrm{V}
\end{aligned}
$$

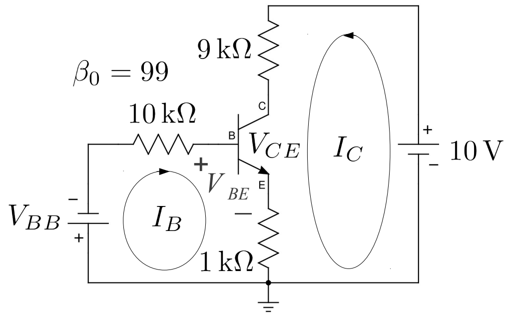
شکل ۳.۲۳: منقطع حال ٹرانزسٹر۔ بیس-ایمٹر جوڑ سیدھا مائل نہیں ہے

مثال ۳.۲۱: شکل ۳.۲۴ میں داخلی جوڑ الٹا مائل ہے اور یوں ٹرانزسٹر منقطع ہو گا۔ اگرچہ اس دور کو دیکھتے ہی آپ کہہ سکتے ہیں کہ یہ منقطع ہے، ہم پھر بھی اسے حل کر کے دیکھتے ہیں۔ ایسا کرتے ہوئے تصور کریں کہ ٹرانزسٹر افزائندہ حال ہے۔ یوں آپ $V_{BE} = 0.7\,\mathrm{V}$ لیں گے۔

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

اس ناممکن جواب کو رد کیا جاتا ہے

یہاں دھیان رہے کہ $V_{BB} = -3\,\mathrm{V}$ 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 سمت برقی رو پیدا کرنے کی کوشش کی جائے یہ منقطع صورت اختیار کر لیتا ہے لہٰذا اس جواب کو رد کرتے ہوئے ٹرانزسٹر کو منقطع تصور کیا جائے گا اور اس کے تمام سروں پر برقی رو کی قیمت صفر تصور کی جائے گی۔ یوں $V_{CE} = 10\,\mathrm{V}$ ہو گا۔



داخلی جانب مہیا کردہ برقی دباو بیس-ایمٹر جوڑ کو الٹا مائل کرتا ہے۔ لہٰذا اس جوڑ سے برقی رو نہیں گزرے گا۔ یوں داخلی برقی رو صفر ہو گی جس کی وجہ سے خارجی برقی رو بھی صفر ہو گی۔

شکل ۳.۲۴: الٹا مائل داخلی جوڑ

۳.۶ ڈارلنگٹن جوڑی

شکل ۳.۲۵ الف میں دو عدد npn ٹرانزسٹر کو مخصوص طرز پر جوڑا گیا ہے جسے npn **ڈارلنگٹن جوڑی**[26] یا **ڈارلنگٹن ٹرانزسٹر**[27] کہتے ہیں۔ شکل ب میں pnp **ڈارلنگٹن جوڑی** دکھائی گئی ہے۔

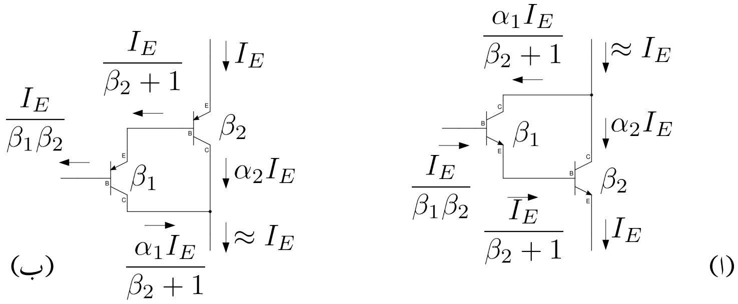
شکل الف میں اگر Q_2 کے ایمٹر پر I_E برقی رو پایا جائے تو اس کے کلکٹر پر $\alpha_2 I_E$ اور اس کے بیس پر $\frac{I_E}{\beta_2+1}$ برقی رو پایا جائے گا۔ Q_2 کے بیس پر برقی رو Q_1 کے ایمٹر پر برقی رو ہی ہے لہٰذا Q_1 کے ایمٹر پر $\frac{I_E}{\beta_2+1}$ ہی پایا جائے گا۔ یوں Q_1 کے کلکٹر پر $\alpha_1 \frac{I_E}{\beta_2+1}$ اور اس کے بیس پر $\frac{I_E}{(\beta_1+1)(\beta_2+1)}$ پایا جائے گا جو تقریباً $\frac{I_E}{\beta_1\beta_2}$ کے برابر ہے۔ یہ تمام شکل پر بھی دکھائے گئے ہیں۔ یوں اس جوڑی کو از خود ٹرانزسٹر تصور کیا جا سکتا ہے جس کی افزائش $\beta_1\beta_2$ کے برابر ہے۔ اسی طرز پر تین ٹرانزسٹر جوڑ کر $\beta_1\beta_2\beta_3$ حاصل ہو گا۔ یقیناً زیادہ ٹرانزسٹر جوڑ کر زیادہ β حاصل کرنا ممکن ہے۔

مثال ۳.۲۲: شکل ۳.۲۶ کو حل کریں۔
حل: بیس جانب کرخوف کے قانون برائے برقی دباو سے

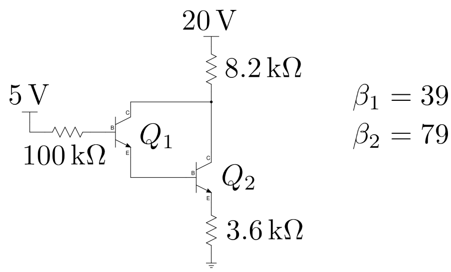
$$5 = I_{B1} \times 100000 + V_{BE1} + V_{BE2} + I_{E2} \times 3600$$

---

[26] جناب سڈنی ڈارلنگٹن نے اس شکل کو دریافت کیا۔
[27] npn darlington pair



شکل ۳.۲۵: ڈارلنگٹن جوڑیاں



شکل ۳.۲۶: ڈارلنگٹن جوڑی کا دور

لکھا جا سکتا ہے۔ اس میں $V_{BE}=0.7\,\mathrm{V}$ اور $I_{B1}=\frac{I_{E2}}{(\beta_1+1)(\beta_2+1)}$ لیتے ہوئے

$$
\begin{aligned}
5 &= \frac{I_{E2}}{40\times 80}\times 100000+0.7+0.7+I_{E2}\times 3600\\
I_{E2} &= 0.991\,\mathrm{mA}
\end{aligned}
$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں

$$
\begin{aligned}
V_{E2} &= I_{E2}R_E2=0.991\times 10^{-3}\times 3600=3.5676\,\mathrm{V}\\
V_{B2} &= V_{E2}+V_{BE2}=3.5676+0.7=4.2676\,\mathrm{V}\\
V_{B1} &= V_{E1}+V_{BE1}=V_{B2}+V_{BE1}=4.9676\,\mathrm{V}\\
V_{C2} &\approx 20-0.991\times 10^{-3}\times 8200=11.87\,\mathrm{V}
\end{aligned}
$$

اور

$$
\begin{aligned}
I_{B2} &= I_{E1}=\frac{I_{E2}}{\beta_2+1}=\frac{0.991\times 10^{-3}}{79+1}=12.39\,\mathrm{\mu A}\\
I_{B1} &= \frac{I_{E1}}{\beta_1+1}=\frac{12.39\times 10^{-6}}{39+1}=309.7\,\mathrm{nA}
\end{aligned}
$$

حاصل ہوتے ہیں۔

۳.۷ تعین نقطے سے نقطہ کارکردگی کا انحراف

۳.۷.۱ تبدیلی β سے لاحق مسائل استوار نے کا شرط

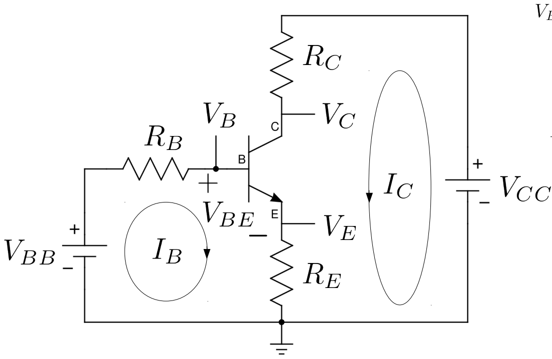
مثال ۳.۱ سے ظاہر ہے کہ α کی قیمت میں ذرا سی تبدیلی سے β کی قیمت میں نمایاں تبدیلی پیدا ہوتی ہے۔ ٹرانزسٹر بنانے والوں کی کوشش ہوتی ہے کہ ان کے کسی ایک قسم کے تمام ٹرانزسٹروں کے β کی قیمت یکساں ہو۔ ان کے تمام تر کوششوں کے باوجود ایسا ممکن نہ ہو سکا ہے اور کسی بھی ایک قسم کے ٹرانزسٹروں کے عمومی β_0 کی قیمت دو حدود کے مابین رہتی ہے یعنی

$$
\beta_{\text{بلند تر}} \approx 3\times\beta_{\text{کمتر}} \tag{۳.۲۸}
$$

مزید یہ کہ $\beta_{\text{بلند تر}}$ کی قیمت $\beta_{\text{کمتر}}$ کے تقریباً تین گنا ہوتی ہے یعنی

$$
\beta_{\text{بلند تر}} = 3\times\beta_{\text{کمتر}} \tag{۳.۲۹}
$$

آئیں ایک مثال کی مدد سے دیکھیں کہ اس سے کس قسم کا مسئلہ پیدا ہو سکتا ہے۔



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

$$
\begin{aligned}
V_C &= V_{CC} - I_C R_C \\
V_E &= I_E R_E \\
V_B &= V_{BE} + V_E = V_{BE} + I_E R_E \\
&= V_{BB} - I_B R_B
\end{aligned}
$$

شکل ۳.۲۷: مثال ۳.۲۳ کا دور۔

مثال ۳.۲۳: شکل ۳.۲۷ کے دور میں

$$
\begin{aligned}
V_{CC} &= 12\,\mathrm{V} \\
V_{BB} &= 2.7\,\mathrm{V} \\
R_C &= 9\,\mathrm{k\Omega} \\
R_E &= 1\,\mathrm{k\Omega} \\
R_B &= 100\,\mathrm{k\Omega}
\end{aligned}
$$

ہیں۔ مزید یہ کہ اس دور میں استعمال کیے جانے والے ٹرانزسٹر کے عمومی افزائش برقی رو β_0 کی قیمت ایک سو ہے (یعنی $\beta_0 = 100$)۔

۱. اس صورت میں عمومی نقطہ کارکردگی پر برقی رو I_{CQ} اور برقی دباو V_{CQ} حاصل کریں۔

۲. کمتر β اور بلندتر β پر بھی I_C اور V_{CE} کی قیمتیں حاصل کریں۔

حل:

۱. مساوات ۳.۲۲ اور مساوات ۳.۲۳ کی مدد سے عمومی برقی رو اور عمومی برقی دباو حاصل کرتے ہیں

$$
\begin{aligned}
I_{EQ} \approx I_{CQ} &= \frac{V_{BB}-V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta_0+1}+R_E}\\
&= \frac{2.7-0.7}{\frac{100000}{100+1}+1000}\\
&= 1.004\,975\,\mathrm{mA}\\
V_{CEQ} &\approx V_{CC}-I_{CQ}\left(R_C+R_E\right)\\
&\quad 12-1.004975\times10^{-3}\times(9000+1000)\\
&= 1.95\,\mathrm{V}
\end{aligned}
$$

چونکہ حاصل کردہ V_{CE} کی قیمت $V_{CE_{\text{غیر افزائندہ}}}$ سے زیادہ ہے لہٰذا ٹرانزسٹر افزائندہ حال ہے اور یوں حاصل کردہ جوابات درست ہیں۔

۲. آپ دیکھ سکتے ہیں کہ $\beta_{\text{کمتر}} = 50$ اور $\beta_{\text{بلندتر}} = 150$ کے برابر ہیں چونکہ ان دو حدوں کے مابین عمومی قیمت 100 ہے یعنی

$$\beta_0=\frac{\beta_{\text{بلندتر}}+\beta_{\text{کمتر}}}{2}=\frac{150+50}{2}=100$$

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

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

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

یہ قیمت عمومی قیمت سے 32.78 % کم ہے یعنی

$$\frac{1.004975-0.6755}{1.004975}\times100=32.78\,\%$$

اور

$$
\begin{aligned}
V_{CEQ} &\approx V_{CC}-I_{CQ}\left(R_C+R_E\right)\\
&= 12-0.6755\times10^{-3}\times(9000+1000)\\
&= 5.245\,\mathrm{V}
\end{aligned}
$$

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ $\beta_{\text{کمتر}}$ استعمال کرتے ہوئے جوابات تبدیل ہو گئے ہیں۔ حاصل کردہ V_{CE} کی قیمت $V_{CE\text{غیر افزائندہ}}$ سے زیادہ ہے لہٰذا ٹرانزسٹر اب بھی افزائندہ حال ہو گا۔
$\beta_{\text{بلند تر}} = 150$ کی قیمت استعمال کرتے ہوئے حاصل ہوتا ہے۔

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

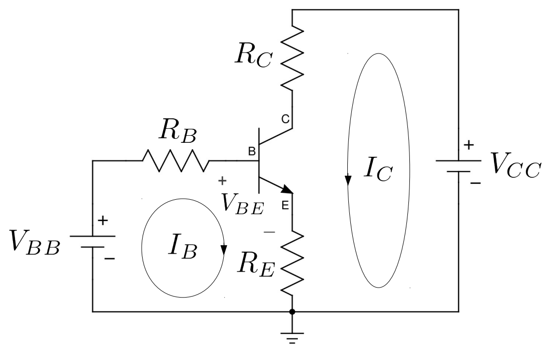
اور

$$
\begin{aligned}
V_{CE} &\approx V_{CC} - I_{CQ}\left(R_C + R_E\right) \\
&= 12 - 1.203 \times 10^{-3} \times (9000 + 1000) \\
&= -0.03\,\text{V} \qquad \text{اس ناممکن جواب کو رد کیا جاتا ہے} \\
&= 0.2\,\text{V} \qquad \text{لہٰذا درست جواب یہ ہے}
\end{aligned}
$$

چونکہ حاصل کردہ V_{CE} کی قیمت $V_{CE\text{غیر افزائندہ}}$ سے کم ہے لہٰذا ٹرانزسٹر غیر افزائندہ حال ہو گا اور یہ بطورِ ایمپلیفائر کام نہیں کرے گا۔

مثال ۳.۲۳ سے ایک اہم حقیقت سامنے آتی ہے۔ چونکہ ایک ہی قسم کے دو عدد ٹرانزسٹر کے β کی قیمتیں اس کے عمومی قیمت β_0 سے انحراف کر سکتے ہیں لہٰذا دو بالکل ایک ہی طرح بنائے گئے ادوار میں ٹرانزسٹروں کے نقطۂ کارکردگی اپنی متعین جگہ سے سرک سکتی ہے۔ جیسا اس مثال میں دکھایا گیا، عین ممکن ہے کہ کسی ایک دور میں ٹرانزسٹر افزائندہ حال اور دوسرے میں غیر افزائندہ حال ہو۔
آج کل لاتعداد برقیاتی آلات مثلاً موبائل فون وغیرہ بنائے جاتے ہیں اور ایسے ہر ایک عدد آلہ میں لاتعداد ٹرانزسٹر استعمال ہوتے ہیں۔ ان آلات کے درست کارکردگی کے لئے یہ ضروری ہے کہ ان میں استعمال کئے گئے ٹرانزسٹر، ڈیزائن کردہ نقطۂ کارکردگی پر ہی رہیں۔ آئیں دیکھتے ہیں کہ ایسا کس طرح ممکن بنایا جا سکتا ہے۔
شکل ۳.۲۸ میں مزاحمتوں اور منبع برقی دباو کی مدد سے ٹرانزسٹر مائل کیا گیا ہے۔ یاد دہانی کی خاطر مساوات ۳.۲۲ اور مساوات ۳.۲۳ کو یہاں دوبارہ پیش کرتے ہیں۔

$$
\begin{aligned}
V_{BB} &= I_B R_B + V_{BE} + \left(I_B + I_C\right) R_E \\
&= \frac{I_E}{\beta + 1} R_B + V_{BE} + I_E R_E \\
I_E &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_E} \approx I_C
\end{aligned} \tag{۳.۳۰}
$$



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

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

شکل ۳.۲۸: تبدیلی β سے لاحق مسئلہ استوارنے کا شرط

$$\begin{aligned} V_{CC} &= I_C R_C + V_{CE} + (I_B + I_C) R_E \\ &= I_C R_C + V_{CE} + I_E R_E \\ V_{CE} &= V_{CC} - I_C R_C - I_E R_E \\ &\approx V_{CC} - I_C (R_C + R_E) \end{aligned} \tag{۳.۳۱}$$

مساوات ۳.۳۰ کے مطابق اگرچہ I_C پر β 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

$$R_E \gg \frac{R_B}{\beta+1} \tag{۳.۳۲}$$

عموماً شکل ۳.۲۸ کے طرز پر بنائے گئے ادوار میں β کے اثرات کو کم کرنے کی خاطر R_E کی قیمت کو $\frac{R_B}{\beta+1}$ سے دس گنا رکھا جاتا ہے یعنی

$$R_E = \frac{10 R_B}{\beta_0 + 1} \tag{۳.۳۳}$$

R_E کے قیمت کو $\frac{R_B}{\beta+1}$ کے دس گنا قیمت سے مزید بڑھانے سے دیگر معاملات متاثر ہوتے ہیں۔ مساوات ۳.۳۳ ٹرانزسٹر ادوار تخلیق دینے میں اہم کردار ادا کرتا ہے۔ مساوات ۳.۳۳ کو **تبدیلی β سے لاحق مسائل استوارنے کا شرط** کہتے ہیں۔ آئیں مساوات ۳.۳۳ کے تحت بنائے گئے دور کی مثال دیکھیں۔

مثال ۳.۲۴: شکل ۳.۲۸ میں

$$\begin{aligned}
V_{CC} &= 12\,\mathrm{V}\\
V_{BB} &= 1.8\,\mathrm{V}\\
R_C &= 9\,\mathrm{k\Omega}\\
R_E &= 1\,\mathrm{k\Omega}\\
R_B &= 10.1\,\mathrm{k\Omega}
\end{aligned}$$

ہیں جبکہ β_0 کی عمومی قیمت 100 ہے۔ اس دور میں برقی رو I_C اور V_{CE} کی ممکنہ حدود حاصل کریں۔

حل: اس مثال میں دئے گئے R_E اور R_B کے قیمتیں مساوات ۳.۳۳ کے عین مطابق ہیں۔ جیسا مثال ۳.۲۳ میں دیکھا گیا کہ $\beta_{\text{کمتر}} = 50$ اور $\beta_{\text{بلندتر}} = 150$ ہیں۔

۱. $\beta_0 = 100$ پر برقی رو اور برقی دباو حاصل کرتے ہیں۔

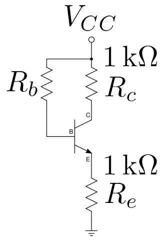
$$\begin{aligned}
I_{EQ} \approx I_{CQ} &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta_0+1} + R_E}\\
&= \frac{1.8 - 0.7}{\frac{10100}{100+1} + 1000}\\
&= 1\,\mathrm{mA}\\
V_{CE} &\approx V_{CC} - I_{CQ}\left(R_C + R_E\right)\\
&= 12 - 1 \times 10^{-3} \times (9000 + 1000)\\
&= 2\,\mathrm{V}
\end{aligned}$$

۲. کمتر افزائش $\beta_{\text{کمتر}} = 50$ پر ان کی قیمتیں

$$\begin{aligned}
I_{EQ} \approx I_{CQ} &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta_{\text{کمتر}}+1} + R_E} = \frac{1.8 - 0.7}{\frac{10100}{50+1} + 1000} = 0.918\,\mathrm{mA}\\
V_{CE} &\approx V_{CC} - I_{CQ}\left(R_C + R_E\right)\\
&= 12 - 0.918 \times 10^{-3} \times (9000 + 1000)\\
&= 2.82\,\mathrm{V}
\end{aligned}$$

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

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



$$I_{CQ} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{\frac{R_b}{\beta+1} + R_e}$$

شکل ۳.۲۹

۳. بلند تر افزائش $\beta_{\text{بلند تر}} = 150$ پر ان کی قیمتیں

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

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

ہوں گی۔ برقی رو اپنی عمومی قیمت سے $3.1\,\%$ بڑھ گئی ہے یعنی

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

مثال ۳.۲۴ میں آپ نے دیکھا کہ مساوات ۳.۳۳ پر پورے اترتے دور میں برقی رو کی قیمت اس کی عمومی قیمت سے دس فی صد سے کم انحراف کرتی ہے۔ اس مثال میں زیادہ سے زیادہ انحراف 8.2 فی صد رہا ہے۔ منبع برقی دباو اور مزاحمتوں کے استعمال سے ٹرانزسٹر مائل کرتے ہوئے تخلیق کار مساوات ۳.۳۳ کو بروئے کار لا کر اس بات کو یقینی بناتا ہے کہ ٹرانزسٹر تخلیق کردہ نقطہ کارکردگی سے زیادہ تجاوز نہیں کرے گا۔ بعض اوقات ٹرانزسٹر استعمال کرنے سے پہلے اس کا β ناپا جاتا ہے۔ ایسی صورت میں چونکہ β کی قیمت ٹھیک ٹھیک معلوم ہوتی ہے لہٰذا مساوات ۳.۳۳ کے تحت دور تخلیق دینا لازم نہیں ہوتا۔ آئیں ایسی مثال دیکھیں جس میں مساوات ۳.۳۳ کو استعمال نہیں کیا گیا۔

مثال ۳.۲۵: شکل ۳.۲۹ میں $V_{CC} = 12\,\mathrm{V}$، $R_b = 150\,\mathrm{k\Omega}$ جبکہ β کی قیمت ٹھیک 50 ہے۔ I_{CQ} اور V_{CEQ} حاصل کریں۔

حل: داخلی جانب کرخوف کے قانون برائے برقی دباو کے مطابق

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

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

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

حاصل ہوتا ہے۔ خارجی جانب ہم لکھ سکتے ہیں

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

جس سے

$$V_{CEQ} = 6.35 \, \mathrm{V}$$

حاصل ہوتا ہے۔

۳.۷.۲ تبدیلی V_{BE} سے نقطہ کارکردگی کا سرک جانا

ڈایوڈ کے باب میں صفحہ ۸۴ پر شکل ۲.۴ میں درجہ حرارت کے تبدیلی سے سیدھے مائل ڈایوڈ کی برقی دباو V_D کا تبدیل ہونا دکھایا گیا۔ اس باب کے حصہ ۳.۹ میں آپ دیکھیں گے کہ ٹرانزسٹر کا V_{BE} بھی بالکل اسی طرح درجہ حرارت کے ساتھ تبدیل ہوتا ہے۔ مساوات ۳.۳۰ پر دوبارہ غور کرنے سے معلوم ہوتا ہے کہ V_{BE} کے تبدیل ہونے سے I_C تبدیل ہوگا اور یوں نقطہ کارکردگی اپنے متعین جگہ سے سرک جائے گا۔ آئیں نقطہ کارکردگی کے سرک کا تخمینہ لگائیں اور اس سے نجات حاصل کرنے کے طریقے سمجھیں۔

دو مختلف درجہ حرارت T_1 اور T_2 پر V_{BE1} اور V_{BE2} لکھتے ہوئے مساوات ۳.۳۰ کے تحت دو مختلف برقی رو I_{C1} اور I_{C2} حاصل ہوں گے جہاں

$$I_{C1} = \frac{V_{BB} - V_{BE1}}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_E} \tag{۳.۳۴}$$

$$I_{C2} = \frac{V_{BB} - V_{BE2}}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_E} \tag{۳.۳۵}$$

برقی رو کی تبدیلی حاصل کرتے ہیں۔

$$\Delta I_C = I_{C2} - I_{C1} = \frac{V_{BE1} - V_{BE2}}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_E} = -\left(\frac{\Delta V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_E}\right) \tag{۳.۳۶}$$

جہاں $(V_{BE2} - V_{BE1})$ کو ΔV_{BE} لکھا گیا ہے۔ اگر ٹرانزسٹر کا یہ دور مساوات ۳.۳۳ پر پورا اترتا ہو تب مندرجہ بالا مساوات میں R_E کی قیمت $\frac{R_B}{\beta+1}$ کے قیمت سے بہت زیادہ ہو گی اور اس صورت میں اسے یوں لکھا جا سکے گا۔

$$\begin{aligned}\Delta I_C &= -\left(\frac{\Delta V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_E}\right)\\ &\approx -\left(\frac{\Delta V_{BE}}{R_E}\right)\end{aligned} \tag{۳.۳۷}$$

مساوات ۳.۳۷ 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۔

۳.۷.۳ نقطہ کارکردگی سوارنے کے اسباب

حصہ ۳.۷.۱ اور حصہ ۳.۷.۲ میں نقطہ کارکردگی سرک جانے کے وجوہات بتلائے گئے۔ اس مسئلے کو نہایت عمدگی سے یوں پیش کیا جا سکتا ہے۔ کوئی بھی تابع تفاعل مثلاً $I_C(\beta, V_{BE}, \cdots)$ جو آزاد متغیرات مثلاً β، V_{BE} وغیرہ کے تابع ہو، کی قیمت ان آزاد متغیرات پر منحصر ہو گی۔ یوں اگر ان آزاد متغیرات میں $\Delta\beta$، ΔV_{BE}، ... کی باریک تبدیلی پیدا ہو تو تابع تفاعل کی قیمت میں کل باریک تبدیلی یوں حاصل کی جائے گی۔

$$\Delta I_C = \frac{\partial I_C}{\partial \beta}\Delta\beta + \frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}}\Delta V_{BE} + \cdots \tag{۳.۳۸}$$

اس مساوات میں

$$S_\beta = \frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}} \tag{۳.۳۹}$$

$$S_{V_{BE}} = \frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}} \tag{۳.۴۰}$$

$$\vdots$$

لکھتے ہوئے اسے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$\Delta I_C = S_\beta \Delta\beta + S_{V_{BE}}\Delta V_{BE} + \cdots \tag{۳.۴۱}$$

جہاں S_{β}، $S_{V_{BE}}$ وغیرہ کو **نقطہ کارکردگی کے سوارنے کے اسباب**[۴۸] کہا جائے گا۔ آئیں ان اسباب کا تخمینہ لگائیں۔ مساوات ۳.۳۷ سے

$$S_{V_{BE}}=-\left(\frac{1}{\frac{R_B}{\beta+1}+R_E}\right)\approx-\frac{1}{R_E} \tag{۳.۴۲}$$

حاصل ہوتا ہے۔

مساوات ۳.۳۹ میں **نقطہ کارکردگی سوارنے کے اسباب** کو تفرق کے ذریعہ سمجھایا گیا ہے۔ جہاں متغیرات میں کم تبدیلی پائی جائے وہاں تفرق لیتے ہوئے درست جوابات حاصل ہوتے ہیں۔ ٹرانزسٹر کے β میں تبدیلی کو کم تصور نہیں کیا جا سکتا لہٰذا S_{β} حاصل کرتے وقت دو مختلف β پر I_C حاصل کرتے ہوئے برقی رو میں کل تبدیلی ΔI_C حاصل کی جاتی ہے جسے β میں کل تبدیلی $\Delta\beta$ سے تقسیم کرتے ہوئے S_{β} کیا جاتا ہے۔ آئیں اس عمل کو دیکھیں۔

S_{β} حاصل کرنے کی خاطر مساوات ۳.۳۰ کو دوبارہ دیکھتے ہیں۔ β_1 اور β_2 پر ہم برقی رویوں لکھ سکتے ہیں۔

$$I_{C1}=\frac{V_{BB}-V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta_1+1}+R_E}\approx\frac{\beta_1\left(V_{BB}-V_{BE}\right)}{R_B+\left(\beta_1+1\right)R_E} \tag{۳.۴۳}$$

$$I_{C2}=\frac{V_{BB}-V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta_2+1}+R_E}\approx\frac{\beta_2\left(V_{BB}-V_{BE}\right)}{R_B+\left(\beta_2+1\right)R_E} \tag{۳.۴۴}$$

مندرجہ بالا مساوات میں دوسری مساوات سے پہلی مساوات منفی کرنے سے ΔI_C حاصل ہوتا ہے۔ البتہ اس مساوات کی بہتر شکل بھی حاصل کی جا سکتی ہے۔ ایسا کرنے کی خاطر دوسری مساوات کو پہلی مساوات سے تقسیم کرتے ہوئے حاصل مساوات کے دونوں جانب سے ایک (1)

---
[۴۸] stability factors

منفی کرتے ہیں۔

$$
\begin{aligned}
\frac{I_{C2}}{I_{C1}} &= \left(\frac{\beta_2(V_{BB}-V_{BE})}{R_B+(\beta_2+1)R_E}\right)\times\left(\frac{R_B+(\beta_1+1)R_E}{\beta_1(V_{BB}-V_{BE})}\right)\\
&= \frac{\beta_2[R_B+(\beta_1+1)R_E]}{\beta_1[R_B+(\beta_2+1)R_E]}\\
\frac{I_{C2}}{I_{C1}}-1 &= \frac{\beta_2[R_B+(\beta_1+1)R_E]-\beta_1[R_B+(\beta_2+1)R_E]}{\beta_1[R_B+(\beta_2+1)R_E]}\\
\frac{I_{C2}-I_{C1}}{I_{C1}} = \frac{\Delta I_C}{I_{C1}} &= \frac{\beta_2 R_B+\beta_2\beta_1 R_E+\beta_2 R_E-\beta_1 R_B-\beta_1\beta_2 R_E-\beta_1 R_E}{\beta_1[R_B+(\beta_2+1)R_E]}\\
\frac{\Delta I_C}{I_{C1}} &= \frac{\left(\beta_2-\beta_1\right)\left(R_B+R_E\right)}{\beta_1[R_B+(\beta_2+1)R_E]}\\
&= \frac{(R_B+R_E)}{\beta_1[R_B+(\beta_2+1)R_E]}\Delta\beta
\end{aligned}
$$

جہاں آخری قدم پر $\left(\beta_2-\beta_1\right)$ کو $\Delta\beta$ لکھا گیا ہے۔ اس سے S_β حاصل کرتے ہیں۔

$$
S_\beta=\frac{\Delta I_C}{\Delta\beta}=\frac{I_{C1}}{\beta_1}\left[\frac{R_B+R_E}{R_B+\left(\beta_2+1\right)R_E}\right] \tag{۳.۴۵}
$$

اسی طرز پر آپ V_{BB} میں تبدیلی سے پیدا $S_{V_{BB}}$ حاصل کر سکتے ہیں وغیرہ وغیرہ۔
مساوات ۳.۴۱ میں مساوات ۳.۴۲ اور مساوات ۳.۴۵ استعمال کرتے ہوئے اسے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

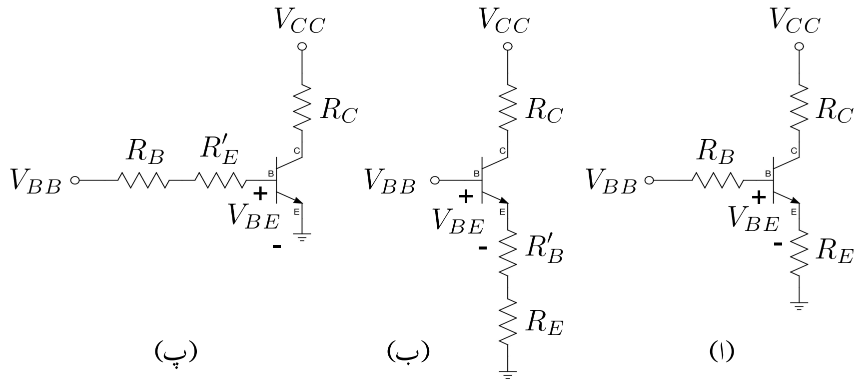
$$
\Delta I_C=\frac{I_{C1}}{\beta_1}\left[\frac{R_B+R_E}{R_B+\left(\beta_2+1\right)R_E}\right]\Delta\beta-\frac{1}{R_E}\Delta V_{BE}+\cdots \tag{۳.۴۶}
$$

تمام نقطہ کارکردگی سوارنے 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 سوارنے کے اسباب کی قیمتیں قابو کرتے ہوئے اس تبدیلی کو قابل قبول حد کے اندر رکھا جاتا ہے۔

۳.۸ مزاحمت کا عکس

شکل ۳.۳۰ الف میں برقی رو کو I_{Ca} لکھتے ہوئے اس کی قیمت حاصل کرتے ہیں۔

$$
I_{Ca}=\frac{V_{BB}-V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta+1}+R_E} \tag{۳.۴۷}
$$



شکل ۳.۳۰: مزاحمت کے عکس

اسی طرح شکل ب میں برقی رو کو I_{Cb} لکھتے ہوئے اس کی قیمت حاصل کرتے ہیں۔ ہم دیکھتے ہیں کہ R'_B اور R_E سلسلہ وار جڑے ہیں اور ان کا کردار بالکل ایسا ہی ہے جیسے یہاں ایک ہی مزاحمت R''_E نسب ہو جس کی قیمت $(R'_B + R_E)$ ہو۔ شکل ۳.۳۱ الف میں یہ تصور دکھایا گیا ہے۔ یوں

$$I_{Cb} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R''_E} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R'_B + R_E} \tag{۳.۴۸}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اگر اس مساوات میں R'_B کی قیمت مساوات ۳.۴۷ کے $\frac{R_B}{\beta+1}$ کے برابر ہو تب I_{Ca} اور I_{Cb} برابر ہوں گے یعنی اگر

$$R'_B = \frac{R_B}{\beta + 1} \tag{۳.۴۹}$$

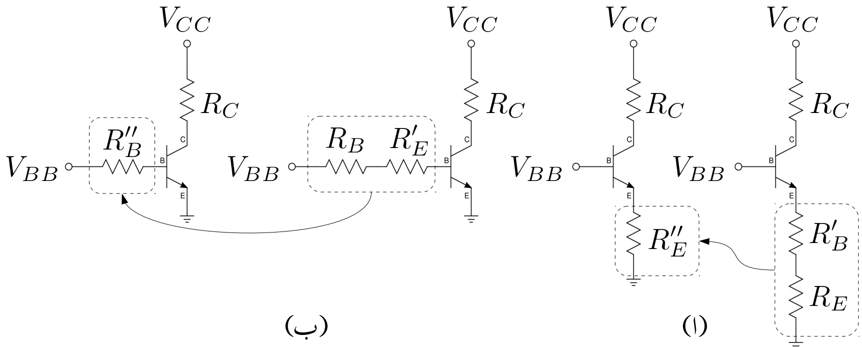
ہو تب

$$I_{Ca} = I_{Cb} \tag{۳.۵۰}$$

ہو گا، اگرچہ ان دو اشکال کے V_{CE} مختلف ہوں گے چونکہ

$$\begin{aligned} V_{CEa} &= V_{CC} - I_C \left(R_C + R_E\right) \\ V_{CEb} &= V_{CC} - I_C R_C \end{aligned}$$

ہوں گے اور یوں $V_{CEb} \neq V_{CEa}$ ہوں گے۔ اسی طرح شکل پ میں برقی رو کو I_{Cc} لکھتے ہوئے اسے حاصل کرتے ہیں۔ یہاں R_B اور R'_E سلسلہ وار جڑے ہیں اور ان کا کردار بالکل ایک ایسے مزاحمت R''_B کی طرح ہے جس



شکل ۳.۳۱: مزاحمت کے عکس

کی قیمت $(R_B + R'_E)$ کے برابر ہو۔ شکل ۳.۳۱ ب میں یہ تصور دکھایا گیا ہے۔ یوں

$$I_{Cc} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\left(\frac{R''_B}{\beta+1}\right)} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\left(\frac{R_B}{\beta+1} + \frac{R'_E}{\beta+1}\right)} \tag{۳.۵۱}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس مساوات میں اگر $\frac{R'_E}{\beta+1}$ کی قیمت مساوات ۳.۴۷ کے R_E کے برابر ہو یعنی اگر

$$\frac{R'_E}{\beta+1} = R_E \tag{۳.۵۲}$$

ہو تب

$$I_{Cc} = I_{Ca} \tag{۳.۵۳}$$

ہوں گے، اگرچہ $V_{CEb} \neq V_{CEc}$ ہوں گے۔ مساوات ۳.۵۲ کو یوں بھی لکھا جا سکتا ہے۔

$$R'_E = \left(\beta+1\right) R_E \tag{۳.۵۴}$$

مثال ۳.۲۶: شکل ۳.۳۰ الف میں

$$
\begin{aligned}
\beta &= 99\\
V_{CC} &= 15\,\mathrm{V}\\
V_{BB} &= 6.2\,\mathrm{V}\\
R_C &= 5\,\mathrm{k\Omega}\\
R_E &= 5\,\mathrm{k\Omega}\\
R_B &= 50\,\mathrm{k\Omega}
\end{aligned}
$$

ہیں۔

۱. شکل ۳.۳۰ الف کا برقی رو I_C حاصل کریں۔

۲. 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۔

۳. 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:

۱.

$$
I_{Ca} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_E} = \frac{6.2 - 0.7}{\frac{50000}{99+1} + 5000} = 1\,\mathrm{mA}
$$

۲.

$$
R_B' = \frac{R_B}{\beta + 1} = \frac{50000}{99 + 1} = 500\,\Omega
$$

اس قیمت کی مزاحمت کے استعمال سے شکل ۳.۳۱ الف میں R_E'' کی قیمت

$$
R_B' + R_E = 500 + 5000 = 5500\,\Omega
$$

ہو گی اور اس میں برقی رو کی قیمت

$$
I_{Cb} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B' + R_E} = \frac{6.2 - 0.7}{500 + 5000} = 1\,\mathrm{mA}
$$

ہی حاصل ہو گی۔

.۳

$$R'_E = (\beta + 1)R_E = (99 + 1) \times 5000 = 500\,\mathrm{k\Omega}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس قیمت کو استعمال کرتے ہوئے شکل ۳.۳۱ ب میں

$$R''_B = R_B + R'_E = 50k\Omega + 500k\Omega = 550\,\mathrm{k\Omega}$$

ہوگا اور یوں

$$I_{Cc} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\left(\frac{R''_B}{\beta+1}\right)} = \frac{6.2 - 0.7}{\left(\frac{550000}{99+1}\right)} = 1\,\mathrm{mA}$$

ہی حاصل ہوتا ہے۔

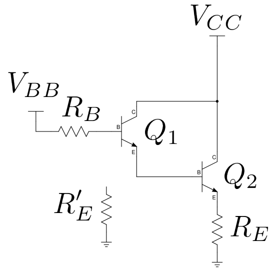
مساوات ۳.۴۹ اور مساوات ۳.۵۴ اہم نتائج ہیں۔ ٹرانزسٹر کے بیس سرے پر دیکھتے ہوئے R_E کا کردار بالکل ایسا ہوتا ہے جیسے بیس سرے کے ساتھ مزاحمت R'_E جڑا ہو۔ اس تمام کو یوں بھی کہا جا سکتا ہے کہ ایمٹر پر جڑے مزاحمت R_E، ٹرانزسٹر کے بیس سرے سے بالکل R'_E معلوم ہوتا ہے۔ اسی لئے R'_E کو R_E کا **عکس** کہا جاتا ہے۔

اسی طرح ٹرانزسٹر کے بیس سرے کے ساتھ جڑے مزاحمت R_B کو اگر ٹرانزسٹر کے ایمٹر سرے سے دیکھا جائے تو یہ بالکل ایسا معلوم ہوتا ہے جیسے ایمٹر سرے کے ساتھ مزاحمت R'_B جڑا ہے۔ اسی لئے R'_B کو R_B کا **عکس** کہا جاتا ہے۔

مندرجہ بالا کا نچوڑ یہ ہے کہ ٹرانزسٹر ادوار میں برقی رو I_C حاصل کرتے وقت، ایمٹر 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 ایمٹر جانب منتقل کیا جا سکتا ہے۔ یاد رہے کہ یہ صرف اور صرف حساب کتاب آسان بنانے کا ایک گر ہے۔ اصل ٹرانزسٹر دور کی جگہ کبھی بھی عکس استعمال کرتے حاصل دور کام نہیں کرے گا۔

مثال ۳.۲۷: شکل ۳.۳۲ میں بیس جانب R_E کا عکس حاصل کریں۔
حل: بیس جانب کرخوف کے قانون برائے برقی دباو سے

$$V_{BB} = I_{B1}R_B + V_{BE1} + V_{BE2} + I_{E2}R_E$$



شکل ۳۲.۳: ڈارلنگٹن میں مزاحمت کا عکس

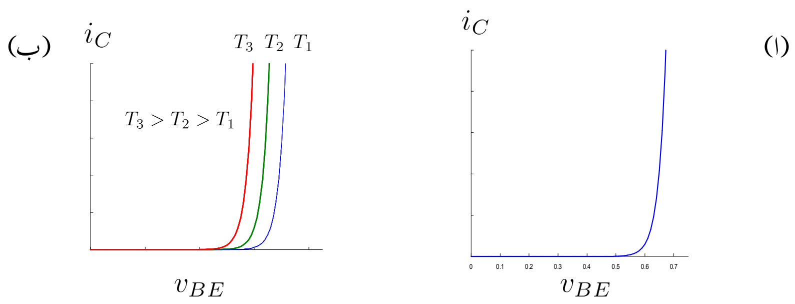
لکھا جا سکتا ہے جس میں $I_{E2}=\frac{I_{B1}}{\beta_1\beta_2}$ لکھتے ہوئے

$$
\begin{aligned}
V_{BB} &= I_{B1}R_B+V_{BE1}+V_{BE2}+\frac{I_{B1}}{\beta_1\beta_2}R_E\\
&= I_{B1}R_B+V_{BE1}+V_{BE2}+\frac{R_E}{\beta_1\beta_2}I_{B1}\\
&= I_{B1}R_B+V_{BE1}+V_{BE2}+I_{B1}R'_E
\end{aligned}
$$

ملتا ہے جہاں $R'_E \approx \frac{R_E}{\beta_1\beta_2}$ 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۔

۹.۳ ٹرانزسٹر کے خط

ٹرانزسٹر کے تین سرے ہونے کی بدولت اس کے تین برقی رو اور تین برقی دباو ممکن ہیں۔ ان میں کسی دو کو آپس میں گراف کیا جا سکتا ہے۔



شکل ۳.۳۳: ٹرانزسٹر کے خط اور اس پر درجہ حرارت کے اثرات

۳.۹.۱ $i_C - v_{BE}$ خط

شکل ۳.۳۳ الف میں npn ٹرانزسٹر کا i_C بالمقابل v_{BE} خط دکھایا گیا ہے جو بالکل ڈایوڈ کے خط کی طرح کا ہے۔ npn کے $i_C - v_{BE}$ اور pnp کے $i_C - v_{EB}$ خط کے مساوات مندرجہ ذیل ہیں۔

$$i_C = I_S \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) \qquad \text{npn} \tag{۳.۵۵}$$

$$i_C = I_S \left(e^{\frac{v_{EB}}{V_T}} - 1 \right) \qquad \text{pnp} \tag{۳.۵۶}$$

جنہیں $\left| e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} \right| \gg 1$ کی صورت میں عموماً

$$i_C \approx I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} \tag{۳.۵۷}$$

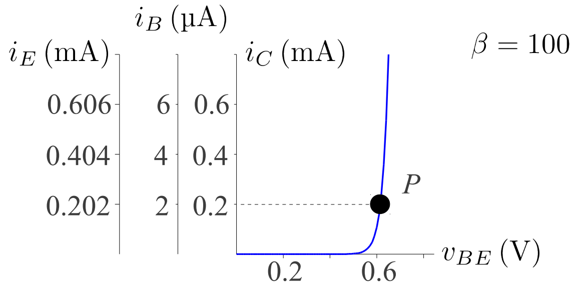
$$i_C \approx I_S e^{\frac{v_{EB}}{V_T}} \tag{۳.۵۸}$$

لکھا جاتا ہے۔ چونکہ $i_C = \alpha i_E$ اور $i_C = \beta i_B$ ہوتے ہیں لہٰذا $i_E - v_{BE}$ اور $i_B - v_{BE}$ خطوں کی شکلیں ایک جیسے ہوں گی۔ ان کے مساوات مندرجہ ذیل ہیں۔

$$i_E = \frac{I_S}{\alpha} e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} \tag{۳.۵۹}$$

$$i_B = \frac{I_S}{\beta} e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} \tag{۳.۶۰}$$

شکل ۳.۳۴ میں ایک ہی گراف پر تینوں خطوں کے گراف کی مثال دی گئی ہے جہاں حسبِ معمول ایک ہی افقی محدد ہے جو v_{BE} کو ظاہر کرتا ہے جبکہ عمودی محددوں کی تعداد تین ہے جو i_C، i_B اور i_E کو ظاہر کرتے ہیں۔ v_{BE} کی پیمائش وولٹ V میں دی گئی ہے جبکہ i_C اور i_E کی mA میں اور i_B کی µA میں دی گئی ہے۔ $\beta \quad =$



شکل ۳.۳۴: برقی رو بالمقابل برقی دباو

100 تصور کرتے ہوئے نقطہ P پر $v_{BE} = 0.61\,\mathrm{V}$ جبکہ $i_C = 0.2\,\mathrm{mA}$، $i_B = 2\,\mu\mathrm{A}$ اور $i_E = 0.202\,\mathrm{mA}$ ہیں۔ بالکل ڈایوڈ کی طرح، جہاں اشد درستگی درکار نہ ہو وہاں، ٹرانزسٹر کے ادوار کے یک سمت حل حاصل کرتے وقت سیدھے مائل بیس-ایمٹر جوڑ پر برقی دباو v_{BE} کو $0.7\,\mathrm{V}$ ہی لیا جاتا ہے۔ اسی طرح یہاں بھی $v_{BE} = 0.5\,\mathrm{V}$ سے کم برقی دباو پر برقی رو i_C کی قیمت قابلِ 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 دباو کی قیمت $0.5\,\mathrm{V}$ ہے۔

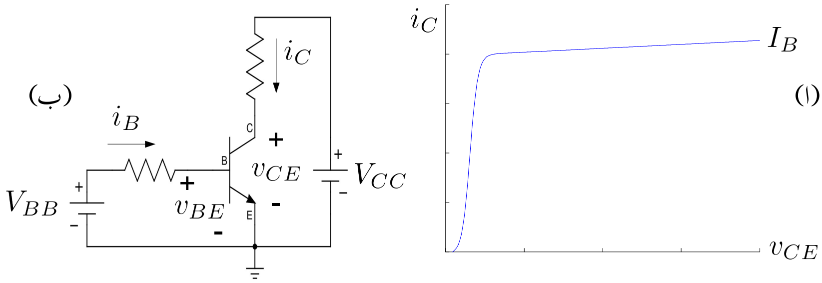
بالکل ڈایوڈ کی طرح i_C برقرار رکھتے ہوئے، ایک ڈگری سنٹی گریڈ درجہ حرارت بڑھانے سے v_{BE} کی قیمت $2\,\mathrm{mV}$ گھٹتی ہے یعنی

$$\frac{\Delta v_{BE}}{\Delta T} = -2\,\mathrm{mV/^\circ C} \tag{۳.۶۱}$$

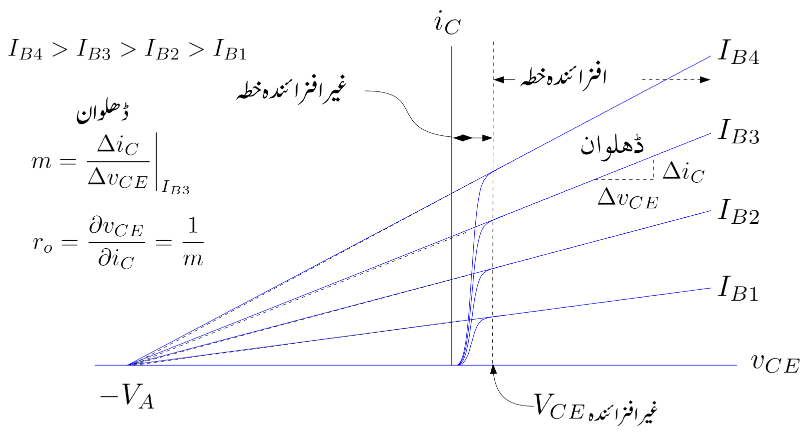
pnp ٹرانزسٹر کا v_{EB} بھی اسی شرح سے حرارت کے ساتھ گھٹتا ہے۔

۳.۹.۲ $i_C - v_{CE}$ خط

شکل ۳.۳۵ الف میں npn ٹرانزسٹر کے i_C بالمقابل v_{CE} کا گراف دکھایا گیا ہے جسے حاصل کرتے وقت i_B کو کسی ایک مقررہ قیمت I_B پر رکھا گیا۔ شکل ۳.۳۵ ب میں ٹرانزسٹر کا وہ دور بھی دکھایا گیا ہے جسے گراف حاصل کرنے کی خاطر استعمال کیا گیا۔ گراف حاصل کرنے سے قبل V_{BB} کو تبدیل کرتے ہوئے مقررہ I_B پیدا کیا جاتا ہے۔ i_B کو برقرار I_B پر رکھنے کی خاطر V_{BB} کو اس کے بعد تبدیل نہیں کیا جاتا۔ اس کے بعد گراف حاصل کرنے کی خاطر V_{CC} کو قدم با قدم صفر وولٹ $0\,\mathrm{V}$ سے بڑھایا جاتا ہے اور ہر قدم پر ٹرانزسٹر کی برقی رو i_C اور برقی دباو v_{CE} ناپے جاتے ہیں۔ یوں ناپے 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 جا سکتے ہیں۔ اس طرح کے خطوط شکل ۳.۳۶ میں دکھائے گئے ہیں۔ ان گراف کو دیکھتے ہوئے یہ حقیقت سامنے آتی ہے کہ v_{CE} کی قیمت بتدریج کم کرتے ہوئے ایک مقام آتا ہے جہاں i_C کی قیمت نہایت تیزی سے گھٹنے



شکل ۳.۳۵: npn کا $i_C - v_{CE}$ خط



شکل ۳.۳۶: npn کے خطوط اور ارلی برقی دباو

شروع ہوتی ہے۔ اس مقام سے کم v_{CE} کے خطے کو **غیر افزائندہ خطہ**[۲۹] جبکہ اس سے زیادہ v_{CE} کے خطے کو **افزائندہ خطہ**[۳۰] کہتے ہیں۔ اس حصے میں ہم **افزائندہ خطے** پر غور کریں گے۔

افزائندہ خطے 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 منفی v_{CE} کے جانب فرضی طور نقش کیا جائے تو یہ ایک ہی نقطہ پر جا ملتے 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 مثبت عدد کے بیان کیا جاتا ہے جسے **ارلی برقی دباو**[۳۱] کہتے ہیں۔[۳۲] دوجوڑ والے ٹرانزسٹروں کا ارلی برقی دباو پچاس وولٹ تا سو وولٹ ہوتا ہے۔ یہ معلومات ٹرانزسٹر بنانے والے صنعت کار مہیا کرتے ہیں۔

شکل ۳.۳۶ میں کسی ایک نقطہ پر خط کی ڈھلوان m دکھائی ہے یعنی

$$m = \left.\frac{\Delta i_C}{\Delta v_{CE}}\right|_{I_{B3}}$$

ٹرانزسٹر کے خارجی جانب خارجی مزاحمت r_o کو یوں لکھا جا سکتا ہے

$$\begin{aligned} r_o &= \left.\frac{\partial v_{CE}}{\partial i_C}\right|_{I_B} \\ &= \frac{1}{m} \\ &= \left.\frac{\partial i_C}{\partial v_{CE}}\right|_{I_B}^{-1} \end{aligned}$$

چونکہ $i_C - v_{CE}$ کے خط اور فرضی نقش کئے گئے نقطہ دار لکیر کی ڈھلوان برابر ہیں لہٰذا ہم خارجی مزاحمت کو یوں بھی حاصل کر سکتے ہیں

$$r_o = \frac{V_A + V_{CE}}{I_C} \tag{۳.۶۲}$$

حقیقت میں افزائندہ خطے کے نچلے حد پر (یعنی غیر افزائندہ خطے کے بالکل قریب) کی قیمت استعمال کرتے ہوئے اس مساوات کو یوں لکھا جا سکتا ہے

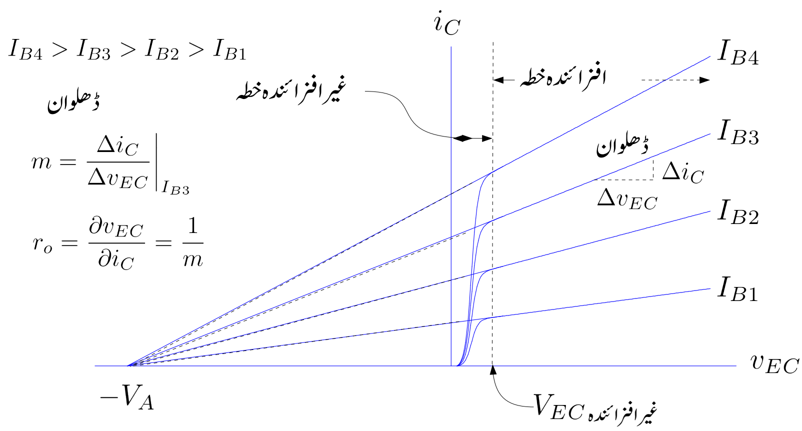
$$r_o \approx \frac{V_A}{I_C} \tag{۳.۶۳}$$

اگرچہ افزائندہ خطے میں v_{CE} کے تبدیلی سے I_C کی قیمت تبدیل ہوتی ہے مگر اس تبدیلی کو یک سمت مطالعہ کے دوران نظر انداز کیا جاتا ہے۔ البتہ بدلتے رو مطالعہ میں r_o اہمیت رکھتا ہے۔

شکل ۳.۳۷ میں pnp ٹرانزسٹر کے $i_C - v_{EC}$ خطوط دکھائے گئے ہیں۔ $V_{EC\text{غیر افزائندہ}} = 0.2\,\mathrm{V}$ ہی ہے۔ اس سے کم v_{EC} پر ٹرانزسٹر غیر افزائندہ جبکہ اس سے زیادہ پر افزائندہ ہوتا ہے۔

---

[۲۹] saturation region
[۳۰] active region
[۳۱] Early voltage
[۳۲] کیا مطالعہ کا پہلو اس کے ٹرانزسٹر نے ارلی جناب



شکل ۳.۳۷: pnp کے $i_C - v_{EC}$ خطوط

مثال ۳.۲۸: ایک ایسے npn ٹرانزسٹر جس کی ارلی برقی دباو کی قیمت پچاس وولٹ $V_A = 50\,\mathrm{V}$ ہے کی خارجی مزاحمت $100\,\mu\mathrm{A}$ ، $1\,\mathrm{mA}$ اور $10\,\mathrm{mA}$ کی برقی رو پر حاصل کریں۔

حل:

ا.

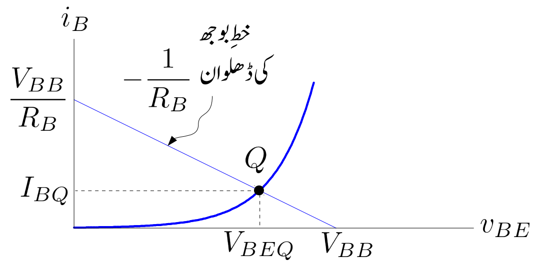
$$r_o \approx \frac{V_A}{I_C} = \frac{50}{100 \times 10^{-6}} = 500\,\mathrm{k\Omega}$$

۲.

$$r_o = \frac{50}{10^{-3}} = 50\,\mathrm{k\Omega}$$

۳.

$$r_o = \frac{50}{10 \times 10^{-3}} = 5\,\mathrm{k\Omega}$$



شکل ۳.۳۸: داخلی جانب کے نقطہ مائل کا حصول

۳.۱۰ یک سمت ادوار کا ترسیمی 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 ۳.۳۹ میں دئے دور کو گراف کی مدد سے حل کرتے ہیں۔

۳.۱۰.۱ یک سمت رو خطِ بوجھ

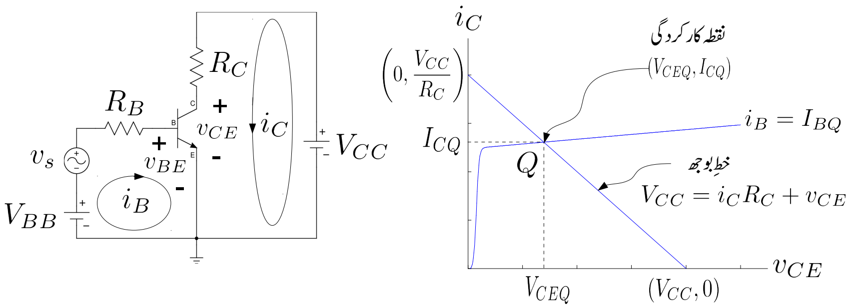
شکل ۳.۳۹ میں، بدلتے اشارہ v_s کو نظر انداز کرتے ہوئے، ٹرانزسٹر دور کے داخلی جانب ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$V_{BB} = i_B R_B + v_{BE} \tag{۳.۶۴}$$

چونکہ ٹرانزسٹر کا بیس-ایمٹر جوڑ بالکل ایک ڈایوڈ کی مانند ہوتا ہے لہٰذا مندرجہ بالا مساوات کو داخلی جانب کا یک سمت بوجھ کا خط کہا جا سکتا ہے۔ ٹرانزسٹر کے $i_B - v_{BE}$ خط پر اس کو مساوات کو کھینچنے سے نقطہ مائل حاصل ہوتا ہے جس سے V_{BEQ} اور I_{BQ} حاصل ہوتے ہیں۔ یہ عمل شکل ۳.۳۸ میں دکھایا گیا ہے۔ اسی طرح، بدلتے اشارات کو نظر انداز کرتے ہوئے، شکل ۳.۳۹ میں ٹرانزسٹر دور کے خارجی جانب ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$V_{CC} = i_C R_C + v_{CE} \tag{۳.۶۵}$$

اس مساوات کو ٹرانزسٹر کے $i_C - v_{CE}$ خط پر گراف کیا گیا ہے۔ بوجھ کا خط برقی دباو کے محور کو $(V_{CC}, 0)$ پر اور برقی رو کے محور کو $\left(0, \frac{V_{CC}}{R_C}\right)$ پر ٹکراتا ہے اور اس کی ڈھلوان $-\frac{1}{R_C}$ ہے۔ یہاں اس بات کو مدِ نظر رکھنا ضروری ہے کہ ٹرانزسٹر کے $i_C - v_{CE}$ خطوں میں سے صرف اس خط کو گراف کیا گیا ہے جس پر $i_B = I_{BQ}$ کے لئے ہے جہاں I_{BQ} شکل ۳.۳۹ میں حاصل کی گئی۔ خطِ بوجھ کی مساوات میں i_C اور v_{CE} دو آزاد متغیرات ہیں۔ دو آزاد متغیرات کو حاصل کرنے کی خاطر دو مساوات درکار ہوتے ہیں۔ خطِ بوجھ کی مساوات پہلی مساوات ہے جبکہ ٹرانزسٹر کا $i_C - v_{CE}$ خط دوسرے مساوات کا گراف ہے۔ جہاں دو مساوات کے گراف ملتے ہیں یہی ان کا حل ہوتا ہے۔ شکل میں اسے نقطہ کارکردگی Q کہا گیا ہے اور اس نقطے پر متغیرات



شکل ۳.۳۹: یک سمت خطِ بوجھ۔

کی قیمت (V_{CEQ}, I_{CQ}) ہے۔ یوں اس دور میں ٹرانزسٹر کے خارجی جانب برقی رو کی قیمت جبکہ اس کے بیس-کلکٹر سروں کے مابین برقی دباو کی قیمت V_{CEQ} ہو گی۔

۳.۱۰.۲ باریک اشارات

آئیں اب شکل ۳.۳۹ میں باریک اشارات پر غور کریں۔ باریک اشارہ v_s کے موجودگی میں ٹرانزسٹر کے داخلی جانب کل برقی دباو $(V_{BB} + v_s)$ ہو گا اور ہم اس جانب خطِ بوجھ کی مساوات یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$V_{BB} + v_s = i_B R_B + v_{BE} \tag{۳.۶۶}$$

خطِ بوجھ کی یہ مساوات $i_B - v_{BE}$ کے گراف پر کھینچی گئی شکل ۳.۴۰ میں دکھائی گئی ہے جہاں

$$v_s = V_p \sin \omega t \tag{۳.۶۷}$$

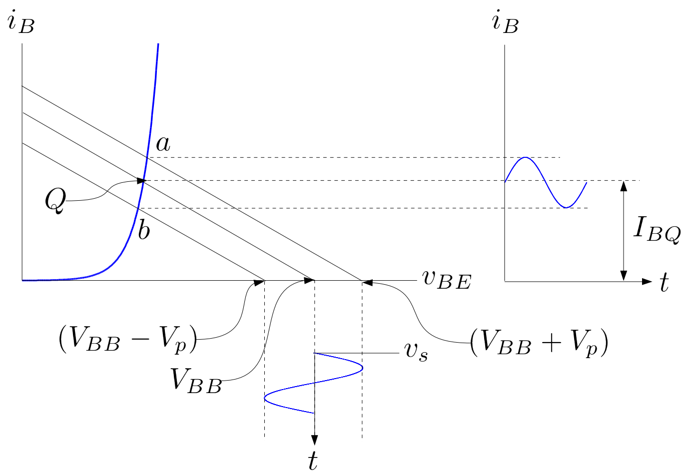
تصور کیا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ خطِ بوجھ اپنی جگہ سے ہلتا ہے جس کی وجہ سے نقطہ کارکردگی $i_B - v_{BE}$ خط پر Q کے قریب رہتے ہوئے a اور b کے درمیان چال قدمی کرتا ہے جس سے i_B کی قیمت بھی I_{BQ} سے انحراف کرتی ہے۔ i_B کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$i_B = I_{BQ} + I_p \sin \omega t \tag{۳.۶۸}$$

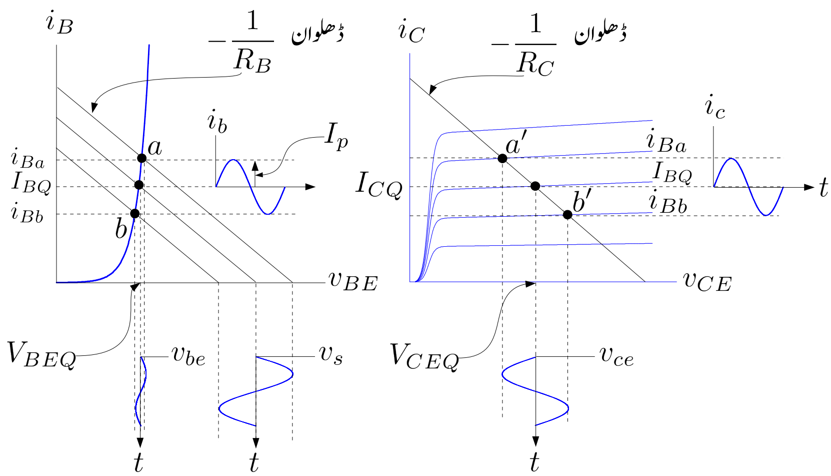
جہاں نقطہ کارکردگی کے قریب $i_B - v_{BE}$ خط کو سیدھا تصور کیا گیا ہے۔ شکل ۳.۴۱ میں باریک اشارہ v_s اور اس کے پیدا کردہ i_b، v_{be}، i_c اور v_{ce} اشارات دکھائے گئے ہیں۔ v_s، i_b، v_{be} اور i_c ہم زاویہ ہیں جبکہ v_{ce} ان سب سے $180°$ کے زاویہ پر ہے۔ یاد رہے کہ تمام اشارات کا دوری عرصہ یکساں ہے چونکہ ایمپلیفائر اشارے کے تعدد کو تبدیل نہیں کرتا۔

۳.۱۰.۳ برقی دباو V_{CC} اور مزاحمت R_C کے نقطہ کارکردگی پر اثرات

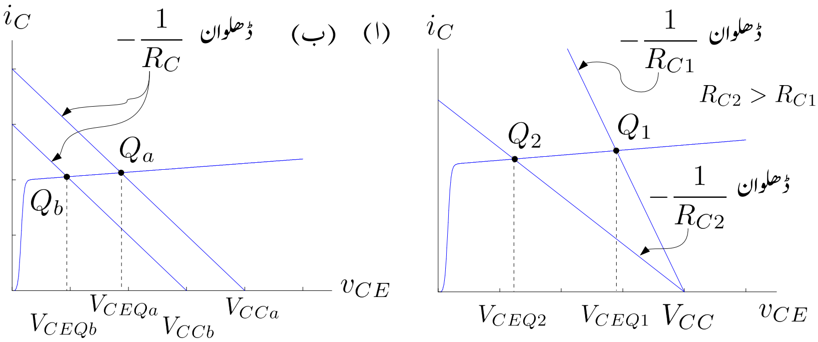
شکل ۳.۳۹ میں ایک مرتبہ R_C کی قیمت R_{C1} رکھی گئی اور دوسری مرتبہ اسے R_{C2} رکھا گیا جبکہ بقایا دور میں کوئی تبدیلی نہیں کی گئی۔ R_{C2} کی قیمت R_{C1} سے زیادہ ہے۔ ان دونوں صورتوں کو شکل ۳.۴۲ الف میں



شکل ۳.۴۰: باریک اشارات بذریعہ گراف



شکل ۳.۴۱: باریک اشارات



شکل ۳.۴۲: نقطہِ کارکردگی پر منبع برقی دباو اور مزاحمت کے اثرات

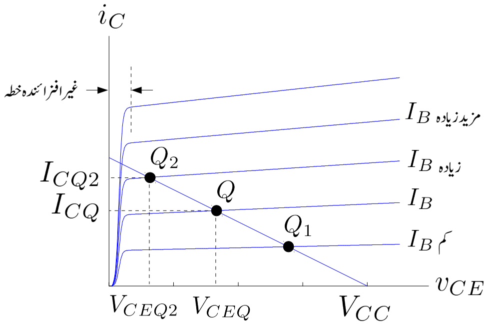
دکھایا گیا ہے۔ R_{C1} کی صورت میں خطِ بوجھ ٹرانزسٹر کے $i_C - v_{CE}$ خط کو Q_1 پر ٹکراتا ہے اور یوں ٹرانزسٹر کے اس نقطہ کارکردگی پر برقی دباو v_{CE} کی قیمت V_{CEQ1} ہو گی۔ R_{C2} کی صورت میں خطِ بوجھ کی ڈھلوان کم ہو گئی ہے اور یہ $i_C - v_{CE}$ خط کو Q_2 پر ٹکراتا ہے جہاں v_{CE} کی قیمت V_{CEQ2} ہے۔ یوں آپ دیکھ سکتے ہیں کہ خطِ بوجھ کے مساوات (یعنی مساوات ۳.۶۵) 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 برقی دباو کے محور کو V_{CC} پر ہی ٹکراتے ہیں۔

شکل ۳.۴۲ ب میں صرف برقی دباو 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 Q_a منتقل ہو جاتا ہے جبکہ خطِ بوجھ کی ڈھلوان تبدیل نہیں ہوتی۔

۳.۱۰.۴ داخلی برقی رو کے نقطہ کارکردگی پر اثرات

شکل ۳.۴۳ میں خطِ بوجھ مختلف داخلی برقی رو I_B پر $i_C - v_{CE}$ خطوط پر نقش کیا گیا ہے۔ اگر داخلی برقی رو کو I_B سے بڑھا کر $I_{B_{\text{زیادہ}}}$ کر دیا جائے تو نقطہ کارکردگی Q سے Q_2 منتقل ہو جائے گا۔ یوں برقی رو I_{CQ} سے بڑھ کر I_{CQ2} ہو جائے گی جبکہ برقی دباو V_{CEQ} سے کم ہو کر V_{CEQ2} ہو جائے گا۔ اگر I_B کو مزید بڑھا کر $I_{B_{\text{مزید زیادہ}}}$ کیا جائے تو نقطہ کارکردگی غیر افزائندہ خطے میں داخل ہو جاتا ہے جہاں v_{CE} کی قیمت $V_{CE_{\text{غیر افزائندہ}}}$ یعنی $0.2\,\mathrm{V}$ 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 رونما 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 گہرائی میں چلا جاتا ہے۔ اس خطے میں ٹرانزسٹر مکمل طور چالو ہوتا ہے اور یہ چالو برقی سوئچ کا کردار ادا کرتا ہے۔ یہ صورتِ حال شکل ۳.۴۳ میں دکھایا گیا ہے۔

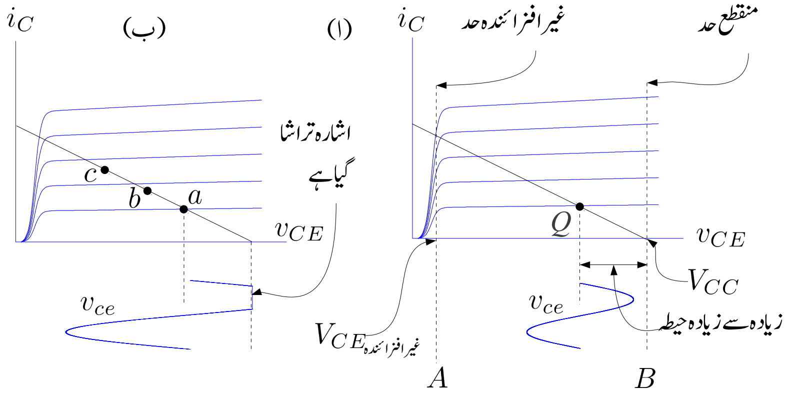


شکل ۳.۴۳: نقطہ کارکردگی بالمقابل داخلی برقی رو

اس کے برعکس اگر I_B کی قیمت بتدریج کم کی جائے تو نقطہ کارکردگی اس جانب حرکت کرتا ہے جس جانب I_{CQ} کی قیمت کم ہوتی ہے۔ اگر I_B کو نہایت کم یا اسے بالکل روک کر صفر کر دیا جائے تو نقطہ کارکردگی افقی محور سے ٹکرا جائے گا جہاں $I_{CQ} = 0\,\mathrm{A}$ اور $V_{CEQ} = V_{CC}$ ہو گا۔ اس نقطے پر ٹرانزسٹر مکمل منقطع صورت اختیار کیے ہوتا ہے اور یہ ایک منقطع برقی سوئچ کا کردار ادا کرتا ہے۔

۳.۱۰.۵ 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 ایمپلیفائر استعمال کرتے ہوئے اس بات کو یقینی رکھنا ضروری ہے کہ ٹرانزسٹر افزائندہ خطے میں ہی رہے۔ نقطہ کارکردگی تعین کرنے کے پیچھے کئی وجوہات ہو سکتے ہیں۔ شکل ۳.۴۴ 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 تا کہ اس کی بیٹری زیادہ وقت بغیر بھرے کے کام کر سکے۔ شکل الف میں اس ایمپلیفائر کا خارجی اشارہ v_{ce} دکھایا گیا ہے۔ اگر ایمپلیفائر 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 تراشا گیا ہے۔ اگر نقطہ کارکردگی کو a سے قدر بائیں نقطہ b پر منتقل کر دیا جائے تو موجودہ v_{ce} بغیر تراشے حاصل کیا جا سکتا ہے۔ آپ یہ بھی دیکھ سکتے ہیں کہ اگر نقطہ کارکردگی کو مزید بائیں، نقطہ c پر منتقل کر دیا جائے تو v_{ce} لہر کا دوسرا جانب تراشنا شروع ہو جائے گا۔ جیسے شکل ۳.۴۴ الف میں دکھایا گیا ہے کہ افزائندہ ٹرانزسٹر کے v_{CE} کی کم سے کم ممکنہ قیمت $V_{CE\text{غیر افزائندہ}}$ ہے جبکہ اس کی زیادہ سے زیادہ ممکنہ قیمت V_{CC} ہے۔ ان حدود کو A اور B نقطہ دار لکیروں سے دکھایا گیا ہے۔ v_{CE} ان حدود سے تجاوز نہیں کر سکتا لہٰذا نقطہ کارکردگی Q کے ایک جانب خارجی اشارے کی چوٹی A تک اور دوسری جانب B تک بغیر تراشے بڑھائی جا سکتی ہے۔ جیسے شکل الف میں دکھایا گیا ہے یوں ہم سائن-نما خارجی اشارہ v_{ce} کی زیادہ سے زیادہ چوٹی کی حد کا تعین اس شکل سے کر سکتے ہیں۔



شکل ۳.۴۴: خارجی اشارہ کے حدود

۳.۱۰.۶ بدلتا رو، خطِ بوجھ

ٹرانزسٹر ادوار میں β اور V_{BE} کے تبدیلی سے نقطہ کارکردگی کے تبدیلی کو روکنے کی خاطر R_E استعمال کیا جاتا ہے۔ البتہ جیسے آپ صفحہ ۳۰۳ پر مساوات ۳.۲۱۷ میں دیکھیں گے، R_E کے استعمال سے ٹرانزسٹر ایمپلیفائر کی افزائش کم ہو جاتی ہے۔ نقطہ کارکردگی یک سمت رو سے تعین کیا جاتا ہے جبکہ افزائش کا تعلق بدلتے اشارات کے ساتھ ہے۔ یوں اگر کسی طرح یک سمت رو کے نقطہ نظر سے R_E دور میں پایا جائے جبکہ بدلتے اشارے کے نقطہ نظر سے R_E کی قیمت صفر کر دی جائے تو دونوں واجبات پورے ہوں گے۔ شکل ۳.۴۵ الف میں R_E کے متوازی لامحدود قیمت کا کپیسٹر نسب کیا گیا ہے۔ یک سمت رو کپیسٹر سے نہیں گزرتی، لہٰذا نقطہ کارکردگی حاصل کرتے وقت کپیسٹر کو نظر انداز کیا جائے گا۔ لامحدود کپیسٹر کی برقی رکاوٹ صفر اُوہم ہے جو R_E کے متوازی جڑا ہے۔ یوں بدلتا اشارہ R_E سے ہرگز نہیں گزرے گا بلکہ یہ کپیسٹر کے راستے گزرے گا۔ بدلتا رو کو مزاحمت کے متبادل راستہ فراہم کرنے والا کپیسٹر **قصری کپیسٹر**[۳۳] پکارا جاتا ہے۔ محدود کپیسٹر کے کارکردگی پر باب ۶ میں غور کیا جائے گا۔ اس حصے میں لامحدود کپیسٹر نسب کرنے کے اثرات پر غور کیا جائے گا۔ اس کتاب کے حصہ ۲.۱۲.۱ میں ڈایوڈ ادوار کے **بدلتا رو، خطِ بوجھ** پر غور کیا گیا۔ آئیں ٹرانزسٹر کے **بدلتا رو، خطِ بوجھ** پر غور کریں۔

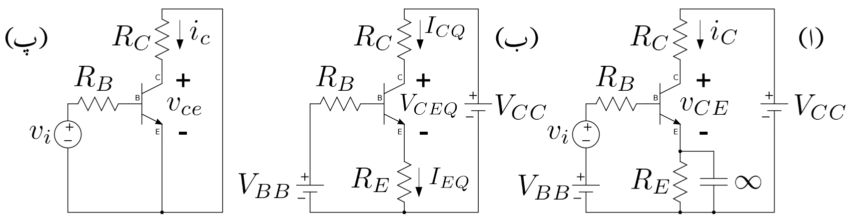
شکل ۳.۴۵ الف کے خارجی جانب

$$
\begin{aligned}
V_{CC} &= i_C R_C + v_{CE} + i_E R_E \\
&\approx v_{CE} + i_C\left(R_C + R_E\right) \qquad \text{یک سمت رو، خطِ بوجھ}
\end{aligned} \tag{۳.۶۹}
$$

ہے جہاں $i_C \approx i_E$ لیا گیا ہے۔ ڈایوڈ کی طرح یہاں مندرجہ بالا مساوات کو **یک سمت رو، خطِ بوجھ** پکارا جاتا ہے جسے عموماً چھوٹا کر کے صرف **یک سمت خطِ بوجھ**[۳۴] کہتے ہیں۔ شکل ۳.۴۶ الف میں i_E کو یک سمت

---

[۳۳] bypass capacitor
[۳۴] DC load line



شکل ۳.۴۵: کپیسٹر اور بدلتا رو، خطِ بوجھ۔

I_{EQ} اور بدلتے i_e حصوں میں لکھا گیا ہے۔یک سمت اشارے کے لئے کپیسٹر کھلے سرے کردار ادا کرتا ہے لہٰذا، جیسے شکل ۳.۴۶ب میں دکھایا گیا ہے، I_{EQ} صرف مزاحمت R_E سے گزرے گا۔یوں ٹرانزسٹر کے ایمٹر پر $V_{EQ} = I_{EQ}R_E$ ہو گا۔کپیسٹر پر بھی یہی یک سمت برقی دباو پایا جائے گا۔

جیسے شکل ۳.۴۶پ میں دکھایا گیا ہے، بدلتے اشارے کے لئے لامحدود کپیسٹر کی برقی رکاوٹ $0 = \frac{1}{j\omega C_E}$ ہو گی اور یوں i_e کپیسٹر کے راستے گزرے گا۔اس طرح ٹرانزسٹر کے ایمٹر پر برقی دباو پیدا کرنے میں i_e کوئی کردار ادا نہیں کرے گا۔صرف I_E کے بدولت ایمٹر پر برقی دباو $V_{EQ} = I_{EQ}R_E$ پیدا ہو گا۔ان حقائق کو استعمال کرتے ہوئے مندرجہ بالا مساوات میں متغیرات کو یک سمت اور بدلتے حصوں میں لکھتے ہیں

$$V_{CC} = \left(I_{CQ} + i_c\right) R_C + \left(V_{CEQ} + v_{ce}\right) + I_{EQ}R_E \tag{۳.۷۰}$$

بدلتے اشارات کے عدم موجودگی میں مساوات ۳.۷۰ کو یوں لکھا جا سکتا ہے

$$V_{CC} \approx V_{CEQ} + I_{CQ}\left(R_C + R_E\right) \quad \text{یک سمت رو، خطِ بوجھ} \tag{۳.۷۱}$$

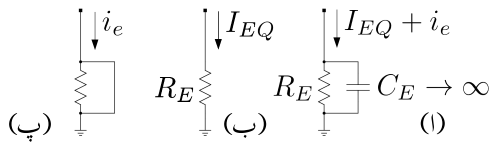
جہاں $I_{CQ} \approx I_{EQ}$ لیا گیا ہے۔آپ تسلی کر لیں کہ بدلتے اشارے کے عدم موجودگی میں مندرجہ بالا مساوات اور مساوات ۳.۶۹ ایک ہی خط کو ظاہر کرتے ہیں لہٰذا مساوات ۳.۷۱ بھی **یک سمت رو، خطِ بوجھ** کی مساوات ہے۔

شکل ۳.۴۵ب سے بھی مساوات ۳.۷۱ حاصل ہوتا ہے لہٰذا شکل ۳.۴۵ب درحقیقت شکل ۳.۴۵الف کا مساوی یک سمت دور ہے۔آپ دیکھ سکتے ہیں کہ یک سمت دور حاصل کرنے کی خاطر کپیسٹر کو کھلے سرے اور بدلتے اشارہ v_i کو صفر کرتے ہوئے بقایا دور لیا جاتا ہے۔

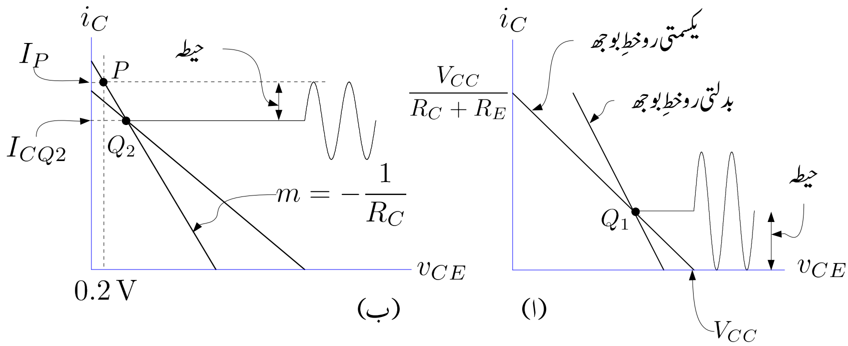
بدلتے اشارے کے موجودگی میں مساوات ۳.۷۰ کے یک سمت اجزاء کو مساوات کے ایک جانب جبکہ بدلتے اجزاء کو دوسرے جانب لکھتے ہیں۔

$$i_cR_C + v_{ce} = \underbrace{V_{CC} - I_{CQ}R_C - V_{CEQ} - I_{EQ}R_E}_{0} \tag{۳.۷۲}$$

مساوات ۳.۷۱ کو $V_{CC} - I_{CQ}R_C - V_{CEQ} - I_{CQ}R_E = 0$ لکھتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ مندرجہ بالا



شکل ۳.۴۶: یک سمت اور بدلتا رو کی علیحدگی



شکل ۳.۴۷: بدلتا رو، خطِ بوجھ پر چہل قدمی

مساوات میں مساوی نشان کے دائیں جانب صفر لکھا جا سکتا ہے لہٰذا اس سے

$$i_c R_C + v_{ce} = 0 \qquad \text{بدلتا رو، خطِ بوجھ} \tag{۳.۷۳}$$

حاصل ہوتا ہے جو **بدلتا رو، خطِ بوجھ** ہے جسے عموماً **بدلتا رو خطِ بوجھ**[35] پکارا جاتا ہے۔ شکل ۳.۴۵ پ سے بھی یہی مساوات حاصل ہوتا ہے۔ بدلتا رو، مساوی شکل حاصل کرتے وقت تمام یک سمت برقی دباو کی منبع اور تمام کپیسٹروں کو قصر دور کرتے ہوئے دور کا بقایا حصہ لیا جاتا ہے۔

مساوات ۳.۷۱ سے **یک سمت خطِ بوجھ** کی مزاحمت $R_{\text{یکسمتی}} = R_C + R_E$ جبکہ مساوات ۳.۷۳ سے **بدلتا رو خطِ بوجھ** کی مزاحمت $R_{\text{بدلتا}} = R_E$ حاصل ہوتے ہیں۔ یہ ایک دلچسپ صورت ہے۔ بدلتے اشارے کے عدم موجودگی میں دور کا نقطہ کارکردگی **یک سمت رو خطِ بوجھ** پر پایا جائے گا جبکہ بدلتے اشارے کے موجودگی میں دور **بدلتا رو خطِ بوجھ** پر چہل قدمی کرے گا۔

شکل ۳.۴۷ الف میں **یک سمت رو خطِ بوجھ** پر Q_1 نقطہ کارکردگی ہے۔ بدلتے اشارے کے عدم موجودگی میں ٹرانزسٹر اسی نقطے پر رہے گا۔ **بدلتا رو، خطِ بوجھ** اسی نقطے پر کھینچا جاتا ہے۔ یک سمت رو، خطِ بوجھ کی ڈھلوان $-\frac{1}{R_{\text{یکسمتی}}}$ ہے۔ اسی

[35] AC load line

طرح بدلتا رو، خطِ بوجھ کی ڈھلوان $m = -\frac{1}{R_{\text{بدلتا}}}$ ہے۔

بدلتے اشارے کے موجودگی میں ٹرانزسٹر **بدلتا رو، خطِ بوجھ** پر چہل قدمی کرے گا۔ سائن نما بدلتے اشارے کے موجودگی میں i_C دکھایا گیا ہے۔ شکل میں زیادہ سے زیادہ ممکنہ منفی حیطے کا i_C دکھایا گیا ہے۔ اگر داخلی اشارے کو مزید بڑھایا جائے تو i_C کا نچلا یعنی منفی حصہ تراشا جائے گا۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ نقطہ کارکردگی کو (V_{CEQ}, I_{CQ}) پر رکھتے ہوئے زیادہ سے زیادہ ممکنہ منفی حیطہ I_{CQ} حاصل ہوتا ہے۔

شکل ۳.۴۷ ب میں **یک سمتی رو خطِ بوجھ** پر Q_2 نقطہ کارکردگی ہے۔ سائن نما بدلتے اشارے کے موجودگی میں i_C دکھایا گیا ہے۔ $V_{CE\text{غیر افزائندہ}}$ یعنی $0.2\,\text{V}$ پر نقطے دار عمودی لکیر لگائی گئی ہے جسے **بدلتا رو، خطِ بوجھ** P پر ٹکراتا ہے۔ چونکہ ٹرانزسٹر $V_{CE\text{غیر افزائندہ}}$ سے کم برقی دباو پر قوتِ افزائش کھو دیتا ہے لہٰذا i_C کی مثبت چھوٹی شکل میں دکھائے I_P پر تراشی جائے گی۔ اس طرح i_C کا زیادہ سے زیادہ ممکنہ حیطہ $I_P - I_{CQ2}$ کے برابر ہو گا۔

آئیں بدلتا رو خطِ بوجھ کے خط کی مساوات حاصل کریں۔ $y - x$ محدد پر m ڈھلوان اور نقطے $(x' - y')$ سے گزرتے خط کی مساوات $y - y' = m(x - x')$ ہوتی ہے۔ موجودہ مسئلہ میں $i_C - v_{CE}$ محدد پر نقطے (V_{CEQ}, I_{CQ}) پر بدلتا رو خطِ بوجھ کی مساوات درکار ہے۔ بدلتا رو خطِ بوجھ کے خط کی ڈھلوان $-\frac{1}{R_c}$ ہے لہٰذا اس کی مساوات

$$i_C - I_{CQ} = -\frac{1}{R_c}\left(v_{CE} - V_{CEQ}\right) \tag{۳.۷۴}$$

شکل ۳.۴۷ میں نقطہ کارکردگی کو Q_1 اور Q_2 کے درمیان یوں رکھا جا سکتا ہے کہ i_C کا حیطہ دونوں جانب برابر تراشا جائے۔ اس طرح زیادہ سے زیادہ ممکنہ حیطے کا i_C حاصل کیا جا سکتا ہے۔ مساوات ۳.۷۴ کو استعمال کرتے ہوئے اس نقطے کو حاصل کرتے ہیں۔ شکل ۳.۴۸ میں یک سمت رو، خطِ بوجھ اور بدلتا رو، خطِ بوجھ دکھائے گئے ہیں۔ $V_{CE\text{غیر افزائندہ}}$ کو نظر انداز کرتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ اگر بدلتا رو، خطِ بوجھ عمودی محدد کو $2I_{CQ}$ پر چھوئے تب i_C کے دونوں جانب نا تراشا حیطہ I_{CQ} ہو گا۔ مساوات ۳.۷۴ میں یوں $v_{CE} = 0$ پر $i_C = 2I_{CQ}$ رکھتے ہوئے

$$2I_{CQ} - I_{CQ} = -\frac{1}{R_C}\left(0 - V_{CEQ}\right)$$

یعنی

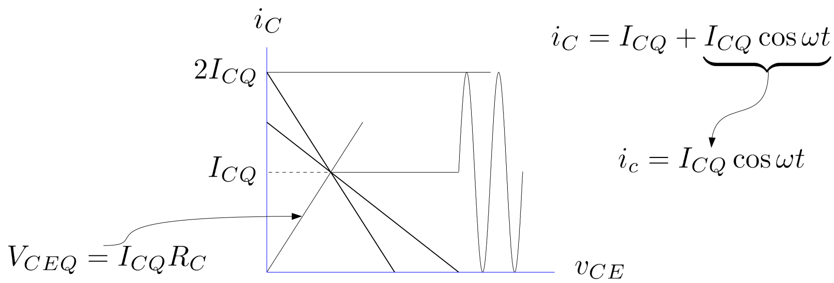
$$V_{CEQ} = I_{CQ} R_C \tag{۳.۷۵}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس مساوات کو بھی شکل میں دکھایا گیا ہے۔ جہاں یہ مساوات اور یک سمت رو خطِ بوجھ آپس میں ملتے ہیں وہ درکار نقطہ کارکردگی ہے۔ مساوات ۳.۷۱ میں $I_{CQ} \approx I_{EQ}$ لکھتے ہوئے اس میں مساوات ۳.۷۵ پر کرتے ہوئے دونوں جانب زیادہ سے زیادہ حیطہ حاصل کرنے کے لئے درکار نقطہ کارکردگی پر برقی رو

$$I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{2R_C + R_E}$$

حاصل ہوتی ہے۔ اس مساوات میں $R_{\text{یکسمتی}} = R_C + R_E$ اور $R_{\text{بدلتا}} = R_C$ لکھتے ہوئے ایسا مساوات حاصل ہوتا ہے جو یاد رکھنے کے لئے زیادہ آسان ثابت ہوتا ہے یعنی

$$I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{R_{\text{یکسمتی}} + R_{\text{بدلتا}}} \tag{۳.۷۶}$$



شکل ۳.۴۸: زیادہ سے زیادہ ممکنہ حیطہ حاصل کرنے کے لئے درکار نقطہ کارکردگی

اس مساوات کو مساوات ۳.۷۵ کے ساتھ ملاتے ہوئے

$$V_{CEQ}=\frac{R_{\text{بدلتا}}V_{CC}}{R_{\text{یکسمتی}}+R_{\text{بدلتا}}} \tag{۳.۷۷}$$

حاصل ہوتا ہے۔ مساوات ۳.۷۶ اور مساوات ۳.۷۷ زیادہ سے زیادہ ممکنہ حیطے کا خارجی بدلتا اشارہ حاصل کرنے کے لئے درکار نقطہ کارکردگی دیتے ہیں۔

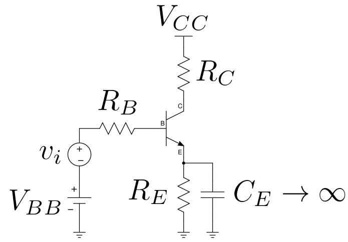
مثال ۳.۲۹: شکل ۳.۴۵ الف میں $R_C=1\,\mathrm{k\Omega}$، $R_E=200\,\Omega$ اور $V_{CC}=12\,\mathrm{V}$ ہیں۔ کپیسٹر کی قیمت کو لامحدود تصور کرتے ہوئے بدلتے اشارے کا زیادہ سے زیادہ ممکنہ حیطہ حاصل کرنے کے لئے درکار نقطہ کارکردگی حاصل کریں۔

حل: مساوات ۳.۷۶ اور مساوات ۳.۷۷ میں $R_{\text{یکسمتی}}=1000+200=1200$ اور $R_{\text{بدلتا}}=1000$ استعمال کرتے ہوئے

$$I_{CQ}=\frac{12}{1200+1000}=5.45\,\mathrm{mA}$$
$$V_{CEQ}=\frac{12\times1000}{1200+1000}=5.45\,\mathrm{V}$$

نقطہ کارکردگی حاصل ہوتا ہے۔ یوں خارجی برقی رو کا زیادہ سے زیادہ ممکنہ حیطہ $5.45\,\mathrm{mA}$ ہے۔

مثال ۳.۳۰: مندرجہ بالا مثال میں $\beta=37$ لیتے ہوئے R_B اور V_{BB} حاصل کریں۔



شکل ۳.۴۹: بدلتا رو، خطِ بوجھ کی مثال

حل: $R_E = \frac{10R_B}{\beta+1}$ کے استعمال سے $R_B = 760\,\Omega$ حاصل ہوتا ہے۔ کرخوف کے قانون برائے برقی دباو کے استعمال سے

$$\begin{aligned} V_{BB} &= V_{BE} + I_E\left(\frac{R_B}{\beta+1} + R_E\right) \\ &= 0.7 + 5.45 \times 10^{-3}\left(\frac{760}{37+1} + 200\right) = 1.899\,\text{V} \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔

مثال ۳.۳۱: شکل ۳.۴۹ میں $V_{CC} = 17\,\text{V}$، $R_C = 1.2\,\text{k}\Omega$ جبکہ کپیسٹر کی قیمت لامحدود ہے۔ ٹرانزسٹر کے β کی قیمت 50 تا 150 جبکہ V_{BE} کی قیمت 0.6 تا 0.8 ممکن ہے۔ $V_{CE_{\text{غیر افزائندہ}}}$ کو 0.2 V لیتے ہوئے V_{BB}، R_B اور R_E کی ایسی قیمتیں حاصل کریں کہ i_C کم از کم $\mp 4\,\text{mA}$ تک ممکن ہو۔

حل: شکل ۳.۵۰ میں صورت حال دکھائی گئی ہے۔ **یک سمتی رو، خطِ بوجھ** افقی محور کو V_{CC} پر جبکہ عمودی محور کو $\frac{V_{CC}}{R_C+R_E}$ پر چھوتا ہے۔ **بدلتا رو، خطِ بوجھ** کی ڈھلوان $-\frac{1}{R_C}$ ہے۔ جب تک **بدلتا رو خطِ بوجھ** Q_1 اور Q_2 کے درمیان یک سمتی رو خطِ بوجھ کو ٹکرائے اس وقت تک i_C کا حیطہ $\mp 4\,\text{mA}$ ممکن ہے۔ Q_1 اور Q_2 کے درمیان کسی اور مقام پر بدلتا رو خطِ بوجھ پائے جانے کی صورت میں i_C کا حیطہ $\mp 4\,\text{mA}$ یا اس سے زیادہ ممکن ہو گا۔

Q_1 پر پائے جانے والا بدلتا رو، خطِ بوجھ کی صورت میں i_C کا حیطہ I_{CQ1} کے برابر ہو گا۔ اگر I_{CQ1} کی قیمت 4 mA ہو تب i_C کا حیطہ $\mp 4\,\text{mA}$ ممکن ہو گا۔ یوں

$$I_{CQ1} = 4\,\text{mA} \tag{۳.۷۸}$$

Q_2 پر پائے جانے والا بدلتا رو خطِ بوجھ، $V_{CE_{\text{غیر افزائندہ}}}$ پر عمودی کھینچے خط کو نقطہ P پر ٹکراتا ہے۔ چونکہ $V_{CE_{\text{غیر افزائندہ}}}$ سے کم برقی دباو پر ٹرانزسٹر قوت افزائش کھو دیتا ہے لہٰذا i_C کا حیطہ $I_P - I_{CQ2}$ کے برابر ہو گا۔ اس طرح اگر Q_2 پر برقی رو I_{CQ2} اور نقطہ P پر $I_{CQ2} + 4\,\text{mA}$ ہو تب i_C کا حیطہ $\mp 4\,\text{mA}$ ممکن ہو گا۔

کسی بھی سیدھے خط کی مساوات $y - y' = m(x - x')$ سے $m = \frac{\Delta y}{\Delta x}$ حاصل ہوتا ہے جہاں Δy اور Δx اس خط پر کسی دو نقطوں سے حاصل کئے جا سکتے ہیں۔ بدلتا رو، خطِ بوجھ پر Q_2 اور P دو نقطیں ہیں جن سے

$$-\frac{1}{1200} = \frac{I_{CQ2} + 4\,\mathrm{mA} - I_{CQ2}}{V_{CE\text{غیر افزائندہ}} - V_{CEQ2}}$$

یعنی

$$V_{CEQ2} - 0.2 = 4 \times 10^{-3} \times 1200$$

یعنی

$$V_{CEQ2} = 5\,\mathrm{V} \tag{۳.۷۹}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ یک سمت رو، خطِ بوجھ کی مساوات شکل ۳.۴۹ کے خارجی جانب کرخوف کے قانون سے یوں لکھی جا سکتی ہے

$$V_{CC} = V_{CEQ2} + I_{CQ2}\,(R_C + R_E) \tag{۳.۸۰}$$

مساوات ۳.۷۹ کو مندرجہ بالا مساوات میں استعمال کرتے ہیں

$$V_{CC} = 5 + I_{CQ2}\,(R_C + R_E)$$

جس سے I_{CQ2} کی قیمت

$$I_{CQ2} = \frac{V_{CC} - 5}{R_C + R_E} = \frac{12}{1200 + R_E} \tag{۳.۸۱}$$

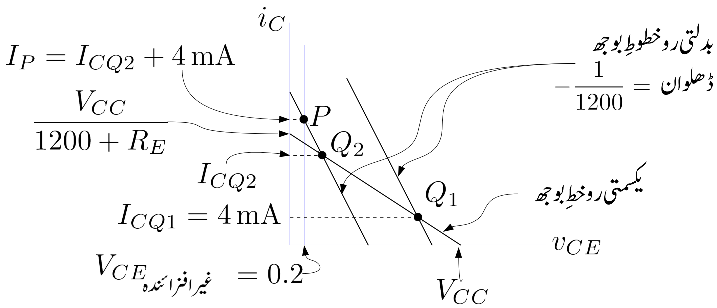
حاصل ہوتی ہے۔ نقطہ کارکردگی کو Q_1 اور Q_2 کے درمیان رکھنے کی خاطر I_{CQ} کا مندرجہ ذیل مساوات پر پورا اترنا لازم ہے۔

$$\begin{gathered} I_{CQ1} < I_{CQ} < I_{CQ2} \\ 4\,\mathrm{mA} < I_{CQ} < \frac{12}{1200 + R_E} \end{gathered} \tag{۳.۸۲}$$

جس سے $R_E < 1.8\,\mathrm{k\Omega}$ حاصل ہوتا ہے۔

آئیں اب β اور V_{BE} میں تبدیلی کے اثرات کو دیکھیں۔ شکل ۳.۴۹ کے داخلی جانب

$$V_{BB} = V_{BE} + I_{CQ}\left(\frac{R_B}{\beta + 1} + R_E\right) \tag{۳.۸۳}$$



شکل ۳.۵۰

یعنی

$$I_{CQ} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_E} \tag{۳.۸۴}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ مساوات ۳.۸۳ کا کوئی واحد حل نہیں پایا جاتا ہے بلکہ مختلف R_E لیتے ہوئے اسے حل کیا جا سکتا ہے۔ مثلاً اگر $R_E = 1\,\mathrm{k\Omega}$ لیا جائے تب $\beta = 50$ پر $R_B = 5.1\,\mathrm{k\Omega}$ حاصل ہوتا ہے۔ ہم دیکھتے ہیں کہ $I_{CQ1} = 4\,\mathrm{mA}$ یعنی کمتر برقی رو اس وقت پائی جائے گی جب $V_{BE} = 0.8\,\mathrm{V}$ اور $\beta = 50$ ہو۔ ان قیمتوں کو استعمال کرتے ہوئے

$$V_{BB} = 0.8 + 4 \times 10^{-3} \left(\frac{5100}{50+1} + 1000 \right) = 5.2\,\mathrm{V}$$

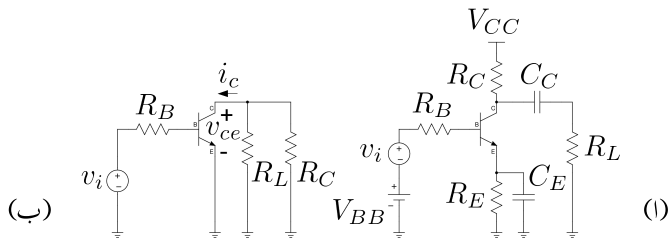
حاصل ہوتا ہے۔ $V_{BE} = 0.6\,\mathrm{V}$ اور $\beta = 150$ کی صورت میں مساوات ۳.۸۴ سے

$$I_{CQ} = \frac{5.2 - 0.6}{\frac{5100}{150+1} + 1000} = 4.45\,\mathrm{mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ $R_E = 1\,\mathrm{k\Omega}$ پر مساوات ۳.۸۲ سے $I_{CQ2} = 5.45\,\mathrm{mA}$ حاصل ہوتا ہے جو کہ $4.45\,\mathrm{mA}$ سے زیادہ ہے۔ یوں

$$\begin{aligned} R_E &= 1\,\mathrm{k\Omega} \\ R_B &= 5.1\,\mathrm{k\Omega} \\ V_{BB} &= 5.2\,\mathrm{V} \end{aligned}$$

مطلوبہ جوابات ہیں۔



شکل ۳.۵۱

مثال ۳.۳۲: شکل ۳.۵۱ الف میں C_C کے ذریعہ ایمپلیفائر کو برقی بوجھ R_L کے ساتھ وابستہ کیا گیا ہے۔ایسا کپیسٹر جو دو حصوں کی وابستگی پیدا کرتے ہوئے ایک حصے سے دوسرے حصے میں اشارے کی منتقلی کرے **جفتی کپیسٹر**[۳۶] پکارا جاتا ہے۔شکل میں i_C کا زیادہ سے زیادہ ممکنہ حیطہ اور اس کے لئے درکار نقطہ کارکردگی حاصل کریں۔کپیسٹروں کی قیمت لامحدود تصور کریں۔

حل: یک سمت رو کے لئے کپیسٹروں کو کھلے سرے کرتے ہوئے یک سمت رو، خطِ بوجھ کی مساوات حاصل کرتے ہیں۔

$$V_{CC} = i_C R_C + v_{CE} + i_E R_E \tag{۳.۸۵}$$

$$\approx v_{CE} + i_C \left(R_C + R_E\right) \qquad \text{یک سمت رو، خطِ بوجھ} \tag{۳.۸۶}$$

بدلتے اشارے کے عدم موجودگی میں اس مساوات کو یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$V_{CC} \approx V_{CEQ} + I_{CQ} \left(R_C + R_E\right) \qquad \text{یک سمت رو، خطِ بوجھ} \tag{۳.۸۷}$$

شکل ب میں بدلتا رو، خطِ بوجھ حاصل کرنے کی خاطر V_{CC} ، V_{BB} اور کپیسٹروں کو قصر دور کیا گیا ہے۔آپ دیکھ سکتے ہیں کہ بدلتے اشارے کے نقطہ نظر سے R_C اور R_L متوازی جڑے ہیں۔اس دور سے بدلتا رو، خطِ بوجھ یوں حاصل ہوتا ہے۔

$$v_{ce} + i_c \left(\frac{R_C R_L}{R_C + R_L}\right) \tag{۳.۸۸}$$

چونکہ $i_C = I_{CQ} + i_c$ اور $v_{CE} = V_{CEQ} + v_{ce}$ ہوتے ہیں لہٰذا مندرجہ بالا مساوات کو یوں لکھا جا سکتا ہے

$$i_C - I_{CQ} = -\left(\frac{R_C + R_L}{R_C R_L}\right)\left(v_{CE} - V_{CEQ}\right) \qquad \text{بدلتا رو، خطِ بوجھ} \tag{۳.۸۹}$$

---

[۳۶] coupling capacitor

جو کہ درکار بدلتا رو، خطِ بوجھ ہے۔ یہ مساوات ۳.۷۴ کے طرز کی مساوات ہے لہٰذا مساوات ۳.۷۵ کی طرز پر یہاں بھی مساوات ۳.۸۷ اور

$$V_{CEQ} = I_{CQ} R_{\text{بدلتا}} = I_{CQ} \frac{R_C R_L}{R_C + R_L} \tag{۳.۹۰}$$

کو آپس میں حل کرتے ہوئے نقطہ کارکردگی حاصل کرتے ہیں۔

$$V_{CC} = I_{CQ} \frac{R_C R_L}{R_C + R_L} + I_{CQ} \left(R_C + R_E \right)$$

جس سے

$$I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{\frac{R_C R_L}{R_C + R_L} + R_C + R_E} = \frac{V_{CC}}{R_{\text{بدلتا}} + R_{\text{یکمتی}}} \tag{۳.۹۱}$$

$$V_{CEQ} = I_{CQ} R_{\text{بدلتا}} = \frac{V_{CC}}{1 + \frac{R_{\text{یکمتی}}}{R_{\text{بدلتا}}}} \tag{۳.۹۲}$$

حاصل ہوتا ہے جو کہ زیادہ سے زیادہ ممکنہ حیطہ حاصل کرنے کے لئے درکار نقطہ کارکردگی ہے۔ جیسے شکل ۳.۴۸ میں دکھایا گیا ہے یوں i_C کا زیادہ سے زیادہ ناتراشا حیطہ مندرجہ بالا مساوات میں دئے I_{CQ} کے برابر ہوگا۔ چونکہ i_c متوازی جڑے R_L اور R_C سے گزرتا ہے لہٰذا تقسیم برقی رو سے R_L میں برقی رو i_{RL} کی قیمت $\frac{R_C I_{CQ}}{R_L + R_C}$ ہو گی۔ سائن نما اشارے کی صورت میں یوں

$$i_{RL} = \frac{R_C}{R_L + R_C} I_{CQ} = \frac{R_C}{R_L + R_C} \left(\frac{V_{CC}}{\frac{R_C R_L}{R_C + R_L} + R_C + R_E} \right) \tag{۳.۹۳}$$

ہوگی۔

مثال ۳.۳۳: شکل ۳.۵۱ میں $V_{CC} = 12\,\mathrm{V}$، $R_C = R_L = 2\,\mathrm{k\Omega}$ اور $R_E = 400\,\Omega$ ہیں۔ زیادہ سے زیادہ حیطے کا i_C حاصل کرنے کے لئے درکار نقطہ کارکردگی حاصل کریں۔

حل: چونکہ $R_{\text{یکمتی}} = 2.4\,\mathrm{k\Omega}$ جبکہ $R_{\text{بدلتا}} = 1\,\mathrm{k\Omega}$ ہے لہٰذا مساوات ۳.۹۱ کے تحت نقطہ کارکردگی

$$I_{CQ} = \frac{12}{2400 + 1000} = 3.529\,\mathrm{mA}$$
$$V_{CEQ} = 3.529 \times 10^{-3} \times 1000 = 3.529\,\mathrm{V}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں i_c کا زیادہ سے زیادہ ممکنہ حیطہ $3.529\,\mathrm{mA}$ اور R_L سے گزرتے برقی رو i_{RL} کا زیادہ سے زیادہ ممکنہ حیطہ $1.765\,\mathrm{mA}$ ہوگا۔

۳.۱۱ ٹرانزسٹر ریاضی نمونہ برائے وسیع اشارات

قلم و کاغذ استعمال کرتے ہوئے ٹرانزسٹر ادوار کے قابلِ 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 نمونے استعمال کئے جاتے ہیں۔ آئیں ایسے چند ریاضی نمونوں پر غور کرتے ہیں۔

۳.۱۱.۱ ایبرز-مال ریاضی نمونہ

ایبرز-مال ریاضی نمونہ ٹرانزسٹر کو افزائندہ، غیر افزائندہ 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 سپائس[۳۷] 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۔

$$i_{CF} = I_S\left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1\right) \tag{۳.۹۴}$$

اس مساوات کی مدد سے ایمٹر برقی رو i_{EF} اور بیس برقی رو i_{BF} حاصل کرتے ہیں۔

$$i_{EF} = \frac{i_{CF}}{\alpha_F} = \frac{I_S}{\alpha_F}\left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1\right) \tag{۳.۹۵}$$

$$i_{BF} = i_{EF} - i_{CF} = \frac{I_S}{\alpha_F}\left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1\right) - I_S\left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1\right) \tag{۳.۹۶}$$

اس آخری مساوات کو حاصل کرتے وقت مساوات ۳.۹۴ اور مساوات ۳.۹۵ استعمال کئے گئے۔ اس آخری مساوات کو مزید حل کر کے یوں بھی لکھا جا سکتا ہے۔

$$i_{BF} = I_S\left(\frac{1}{\alpha_F} - 1\right)\left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1\right) = \frac{I_S}{\beta_F}\left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1\right) \tag{۳.۹۷}$$

جہاں

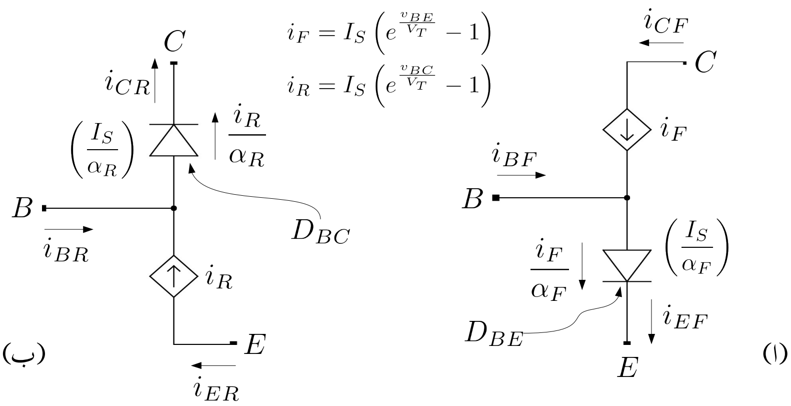
$$\left(\frac{1}{\alpha_F} - 1\right) = \frac{1-\alpha_F}{\alpha_F} = \frac{1}{\beta_F} \tag{۳.۹۸}$$

کا استعمال کیا گیا۔

ان مساوات سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ $i_{CF} = \alpha_F i_{EF}$ اور $i_{CF} = \beta_F i_{BF}$ ہیں جو کہ ٹرانزسٹر کے جانے پہچانے مساوات ہیں۔ یوں شکل ۳.۵۲ الف عمومی طرز پر مائل npn ٹرانزسٹر کا وسیع اشاراتی ریاضی نمونہ ہے۔ مساوات ۳.۹۴، مساوات ۳.۹۵ اور مساوات ۳.۹۶ (یا اس کا مساوی مساوات ۳.۹۷) ٹرانزسٹر کے

---

[۳۷] spice



شکل ۳.۵۲: npn ٹرانزسٹر کے ایبر-مال ریاضی نمونے کا حصول

سروں پر برقی رو کے مساوات ہیں۔ ایک ایسا دور جس کے تین سرے ہوں اور جسے حل کرکے اس کے سروں پر یہی تین مساوات حاصل ہوں کو ٹرانزسٹر کا ریاضی نمونہ تصور کیا جاتا ہے۔

شکل ۳.۵۲الف میں **تابع منبع رو**[۳۸] کا استعمال کیا گیا ہے جس کی قابو مساوات مندرجہ ذیل ہے۔

$$i_F = I_S \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) \tag{۳.۹۹}$$

اس کے علاوہ اس شکل میں ایک عدد ڈایوڈ استعمال کیا گیا ہے۔ جیسا کہ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ یہ ٹرانزسٹر کے بیس-ایمٹر جوڑ کا ڈایوڈ D_{BE} ہے۔ مساوات ۲.۴ میں ڈایوڈ کے لبریزی برقی رو کو یہاں I_{SBE} لکھتے ہوئے اس ڈایوڈ میں برقی رو کی مساوات مندرجہ ذیل ہے۔

$$i_D = I_{SBE} \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) \tag{۳.۱۰۰}$$

جہاں I_{SBE} بیس-ایمٹر جوڑ کے ڈایوڈ کا لبریزی برقی رو ہے جس کی قیمت مندرجہ ذیل ہے

$$I_{SBE} = \frac{I_S}{\alpha_F} \tag{۳.۱۰۱}$$

شکل میں I_{SBE} کی اس قیمت کو یاد دہانی کی خاطر ڈایوڈ کے قریب قوسین میں بند لکھا گیا ہے۔

آئیں شکل ۳.۵۲الف کے تین سروں پر برقی رو حاصل کریں۔ ہم دیکھتے ہیں کہ i_{CF} اور i_F برابر ہیں یعنی

$$i_{CF} = I_S \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) \tag{۳.۱۰۲}$$

[۳۸]dependent current source

ایمٹر سرے کی برقی رو i_{EF} اور ڈایوڈ D_{BE} میں گزرتی برقی رو $I_{D_{BE}}$ بھی آپس میں برابر ہیں یعنی

$$i_{EF} = \frac{I_S}{\alpha_F}\left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1\right) \tag{۳.۱۰۳}$$

بیس سرے پر کرخوف کے قانون برائے برقی رو کے تحت $(i_{BF} = i_{EF} - iCF)$ ہوگا یعنی

$$i_{BF} = \frac{I_S}{\alpha_F}\left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1\right) - I_S\left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1\right) \tag{۳.۱۰۴}$$

ہم دیکھتے ہیں کہ مساوات ۳.۱۰۲، مساوات ۳.۱۰۳ اور مساوات ۳.۱۰۴ ہو بہو ٹرانزسٹر کے مساوات ۳.۹۴، مساوات ۳.۹۵ اور مساوات ۳.۹۶ ہی ہیں۔ یوں شکل ۳.۵۲ الف میں دکھائے دور کو عمومی طرز پر مائل کردہ ٹرانزسٹر کا ریاضی نمونہ تصور کیا جا سکتا ہے۔

اب تصور کریں کہ ٹرانزسٹر کے ایمٹر اور کلکٹر سروں کو استعمال کے نقطہ سے آپس میں بدل دیا جائے یعنی بیس-ایمٹر جوڑ کو غیر چالو جبکہ بیس-کلکٹر جوڑ کو سیدھا مائل کر دیا جائے۔ ایسا کرنے سے شکل ب حاصل ہوتا ہے جو غیر عمومی طرز پر مائل کردہ ٹرانزسٹر کا ریاضی نمونہ ہے۔ شکل ب میں i_{ER}، i_{CR}، i_{BR} اور α_R لکھتے وقت (R) کو بطور زیرِ 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 ایمٹر اور کلکٹر سروں پر برقی رو کی سمتیں الٹی ہوں گی۔

شکل ب میں بیس-کلکٹر جوڑ کے ڈایوڈ کے لبریزی برقی رو I_{SBC} کی قیمت مندرجہ ذیل ہے

$$I_{SBC} = \frac{I_S}{\alpha_R} \tag{۳.۱۰۵}$$

یوں اس ڈایوڈ کے برقی رو کی مساوات مندرجہ ذیل ہو گی۔

$$i_{DBC} = \frac{I_S}{\alpha_R}\left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1\right) \tag{۳.۱۰۶}$$

شکل میں تابع منبع رو i_R کا بھی استعمال کیا گیا ہے جس کی قابو مساوات مندرجہ ذیل ہے۔

$$i_R = I_S\left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1\right) \tag{۳.۱۰۷}$$

اس شکل کے تین سروں پر برقی رو حاصل کرتے ہیں۔
ہم دیکھتے ہیں کہ ڈایوڈ کا برقی رو ہی i_{CR} ہے لہٰذا

$$i_{CR} = \frac{I_S}{\alpha_R}\left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1\right) \tag{۳.۱۰۸}$$

اسی طرح i_{ER} دراصل i_R ہی ہے لہٰذا

$$i_{ER} = I_S \left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right) \tag{۳.۱۰۹}$$

بیس سرے پر کرخوف کے قانون برائے برقی رو سے i_{BR} یوں حاصل ہوتا ہے۔

$$i_{BR} = i_{CR} - i_{ER} = \frac{I_S}{\alpha_R} \left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right) - I_S \left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right) \tag{۳.۱۱۰}$$

اس آخری مساوات کو حاصل کرتے وقت مساوات ۱۰۸.۳ اور مساوات ۱۰۹.۳ استعمال کئے گئے۔ اس آخری مساوات کو مزید حل کر کے یوں بھی لکھا جا سکتا ہے۔

$$i_{BR} = I_S \left(\frac{1}{\alpha_R} - 1 \right) \left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right) = \frac{I_S}{\beta_R} \left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right) \tag{۳.۱۱۱}$$

جہاں

$$\left(\frac{1}{\alpha_R} - 1 \right) = \left(\frac{1 - \alpha_R}{\alpha_R} \right) = \frac{1}{\beta_R} \tag{۳.۱۱۲}$$

کا استعمال کیا گیا۔

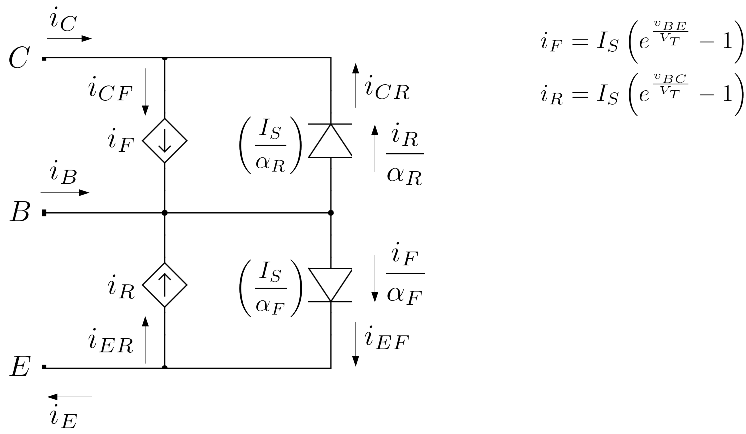
npn ٹرانزسٹر کی کارکردگی کو افزائندہ، غیر افزائندہ اور منقطع تینوں خطوں میں بیان کرنے کی خاطر شکل ۵۲.۳ الف اور شکل ب کے ادوار آپس میں متوازی جوڑ کر شکل ۵۳.۳ حاصل کیا جاتا ہے جو npn ٹرانزسٹر کا ایبر-مال ریاضی نمونہ ہے۔ عمومی طرز پر مائل ٹرانزسٹر کا بیس-ایمٹر جوڑ سیدھا مائل (یعنی $v_{BE} \geq 0\,\text{V}$) ہوتا ہے جبکہ بیس-کلکٹر جوڑ غیر چالو (یعنی $v_{BC} \leq 0.5\,\text{V}$) ہوتا ہے۔ یوں مثلاً اگر $v_{BE} = 0.65\,\text{V}$ اور $v_{BC} = -0.5\,\text{V}$ ہوں تو $I_S = 10^{-14}\,\text{A}$ لیتے ہوئے $i_F = 1.957\,\text{mA}$ اور $i_R \approx I_S$ حاصل ہوتے ہیں۔ اس طرح i_R اور اس پر منحصر جزو نظر انداز کئے جا سکتے ہیں۔ شکل ۵۴.۳ الف میں ایسا ہی کرتے ہوئے ریاضی نمونہ کے وہ حصے دکھائے گئے ہیں جو عومی طرز پر مائل npn ٹرانزسٹر کی کارکردگی دیتے ہیں۔ ریاضی نمونہ کے بقایا حصوں پر کاٹا 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 کاٹا لگایا گیا ہے۔

i_F اور i_R کے مساوات ایک جیسے اشکال رکھتے ہیں اور یوں معلوم ہوتا ہے جیسے ٹرانزسٹر کے دونوں جانب کی کارکردگی یکساں ہو گی۔ حقیقت میں ایسا نہیں۔ فرض کریں کہ $\alpha_F = 0.99$، $\alpha_R = 0.01$ اور $I_S = 10^{-14}\,\text{A}$ ہیں۔ اس ٹرانزسٹر کو عمومی طرز پر

$$V_{BE} = 0.65\,\text{V}$$

پر مائل کیا جاتا ہے۔ یوں

$$I_F = 1.9573\,\text{mA}$$



شکل ۳.۵۳: npn کا ٹرانزسٹر کا ایبر-مال ماڈل

حاصل ہوتا ہے جس سے

$$
\begin{aligned}
I_C &= 1.9573\,\text{mA}\\
I_E &= 1.9771\,\text{mA}\\
I_B &= 19.573\,\mu\text{A}
\end{aligned}
$$

حاصل ہوتے ہیں۔اس کے برعکس اگر اسی ٹرانزسٹر کو غیر عمومی طرز پر

$$
V_{BC} = 0.65\,\text{V}
$$

پر مائل کیا جائے تب

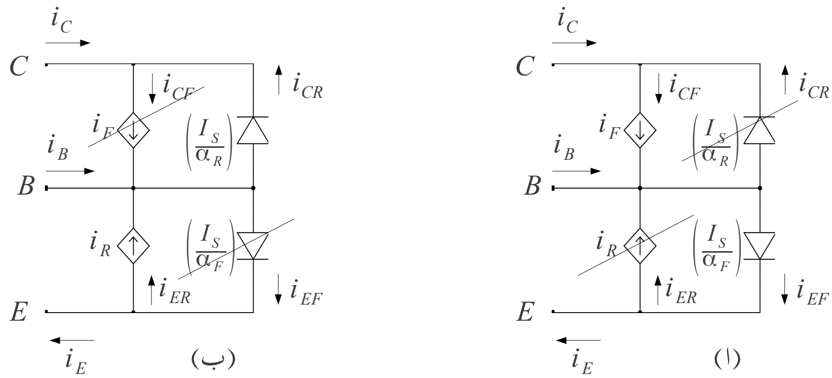
$$
I_R = 1.9573\,\text{mA}
$$

حاصل ہوتا ہے۔(ٹرانزسٹر کے سروں کے نام تبدیل کئے بغیر) اس سے

$$
\begin{aligned}
I_E &= -1.9573\,\text{mA}\\
I_C &= -195.73\,\text{mA}\\
I_B &= 197.76\,\text{mA}
\end{aligned}
$$

حاصل ہوتے ہیں۔فرق صاف ظاہر ہے۔

غیر افزائندہ خطے میں بیس-ایمٹر جوڑ اور بیس-کلکٹر 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 ہوگا۔شکل ۳.۵۳ کو دیکھتے ہوئے ہم لکھ



شکل ۳.۵۴: npn ایبرز مال ریاضی نمونے کی کارکردگی

سکتے ہیں۔

$$i_E = i_{EF} - i_{ER} = i_{EF} - \alpha_R i_{CR} \tag{۳.۱۱۳}$$

$$i_C = i_{CF} - i_{CR} = \alpha_F i_{EF} - i_{CR} \tag{۳.۱۱۴}$$

$$i_B = i_E - i_C \tag{۳.۱۱۵}$$

مساوات ۳.۱۰۲ اور مساوات ۳.۱۰۸ کے استعمال سے مساوات ۳.۱۱۴ کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$i_C = I_S\left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1\right) - \frac{I_S}{\alpha_R}\left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1\right) \tag{۳.۱۱۶}$$

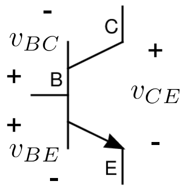
$$\approx I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - \frac{I_S}{\alpha_R} e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \tag{۳.۱۱۷}$$

اسی طرح مساوات ۳.۱۱۳ کو یوں لکھا جا سکتا ہے

$$i_E \approx \frac{I_S}{\alpha_F} e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - I_S e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \tag{۳.۱۱۸}$$

اس طرح مساوات ۳.۱۱۵ سے حاصل ہوتا ہے

$$\begin{aligned} i_B &\approx \left(\frac{I_S}{\alpha_F} e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - I_S e^{\frac{v_{BC}}{V_T}}\right) - \left(I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - \frac{I_S}{\alpha_R} e^{\frac{v_{BC}}{V_T}}\right) \\ &= \left(\frac{1}{\alpha_F} - 1\right) I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} + \left(\frac{1}{\alpha_R} - 1\right) I_S e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \\ &= \frac{I_S}{\beta_F} e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} + \frac{I_S}{\beta_R} e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \end{aligned} \tag{۳.۱۱۹}$$



کرخوف قانون دباو کے تحت

$$v_{CE} + v_{BC} = v_{BE}$$
$$v_{CE} = v_{BE} - v_{BC}$$

شکل ۳.۵۵: ٹرانزسٹر پر برقی دباو کا آپس میں تعلق

مساوات ۳.۱۱۶ میں $e^{\frac{v_{BC}}{V_T}}$ کو قوسین کے باہر نکالنے سے اسے یوں لکھا جا سکتا ہے

$$i_C = I_S e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \left(e^{\frac{v_{BE}-v_{BC}}{V_T}} - \frac{1}{\alpha_R} \right) \tag{۳.۱۲۰}$$

شکل ۳.۵۵ میں ٹرانزسٹر پر برقی دباو کے مابین تعلق بیان کیا گیا ہے یعنی

$$v_{CE} = v_{BE} - v_{BC} \tag{۳.۱۲۱}$$

جسے استعمال کرتے ہم اس مساوات کو یوں لکھ سکتے ہیں

$$i_C = I_S e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \left(e^{\frac{v_{CE}}{V_T}} - \frac{1}{\alpha_R} \right) \tag{۳.۱۲۲}$$

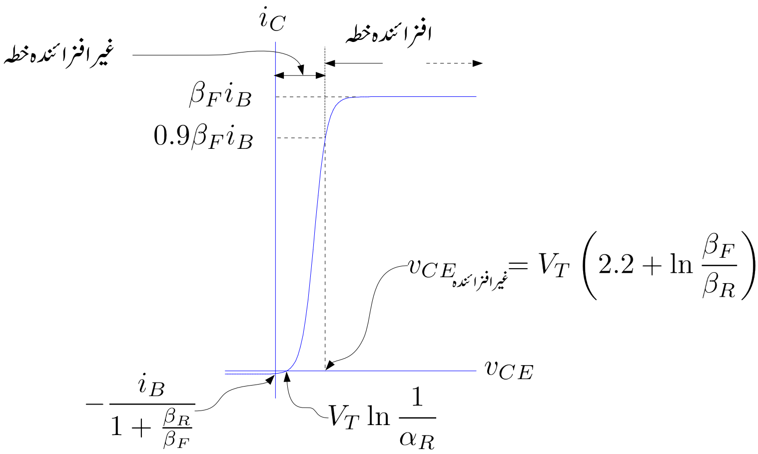
یہی طریقہ مساوات ۳.۱۱۹ پر استعمال کرتے ہیں یعنی

$$i_B = I_S e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \left(\frac{e^{\frac{v_{BE}-v_{BC}}{V_T}}}{\beta_R} + \frac{1}{\beta_R} \right) \tag{۳.۱۲۳}$$

$$= I_S e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \left(\frac{e^{\frac{v_{CE}}{V_T}}}{\beta_F} + \frac{1}{\beta_R} \right) \tag{۳.۱۲۴}$$

مساوات ۳.۱۲۲ کو مساوات ۳.۱۲۳ پر تقسیم کرنے سے حاصل ہوتا ہے

$$\frac{i_C}{i_B} = \frac{I_S e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \left(e^{\frac{v_{CE}}{V_T}} - \frac{1}{\alpha_R} \right)}{I_S e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \left(\frac{e^{\frac{v_{CE}}{V_T}}}{\beta_F} + \frac{1}{\beta_R} \right)} = \beta_F \frac{\left(e^{\frac{v_{CE}}{V_T}} - \frac{1}{\alpha_R} \right)}{\left(e^{\frac{v_{CE}}{V_T}} + \frac{\beta_F}{\beta_R} \right)} \tag{۳.۱۲۵}$$



شکل ۳.۵۶: ایبرز-مال ریاضی نمونہ سے حاصل کردہ ٹرانزسٹر کا خط

اس مساوات سے v_{CE} کی مساوات حاصل کی جا سکتی ہے یعنی

$$v_{CE}=V_T\ln\left(\frac{\frac{1}{\alpha_R}+\frac{(i_C/i_B)}{\beta_R}}{1-\frac{(i_C/i_B)}{\beta_F}}\right) \tag{۳.۱۲۶}$$

مندرجہ بالا الجبرا سے ایسا معلوم ہوتا ہے جیسے ٹرانزسٹر کے ایمٹر اور کلکٹر سروں کو آپس میں بدلا جا سکتا ہے۔ حقیقت میں ٹرانزسٹر یوں بنائے جاتے ہیں کہ عموماً $\alpha_F \approx 1$ اور $\alpha_R \approx 0.01$ کے برابر ہوتے ہیں۔ یوں β_F کی قیمت β_R کی قیمت سے کئی گنا زیادہ ہوتی ہے اور ٹرانزسٹر صرف عمومی طرز پر سیدھا مائل کرنے سے ہی اس کی صحیح کارکردگی حاصل کی جا سکتی ہے۔ مساوات ۳.۱۲۵ کو شکل ۳.۵۶ میں دکھایا گیا ہے۔ شکل سے واضح ہے کہ v_{CE} کو زیادہ بڑھانے سے برقی رو i_C بڑھتے بڑھتے برقرار قیمت $(\beta_F i_B)$ حاصل کر لیتی ہے۔ شکل میں افزائندہ اور غیر افزائندہ خطوں کی نشاندہی بھی کی گئی ہے۔ شکل میں ان دو خطوں کے سرحد کو طے کرنا دکھایا گیا ہے۔ جہاں i_C کی قیمت اس کے بلند تر قیمت کے نوے فی صد ہو (یعنی جہاں $i_C = 0.9\beta_F i_B$ ہو) یہی ان دو خطوں کے مابین حد ہے۔ مساوات ۳.۱۲۶ سے اس حد پر برقی دباو v_{CE} یوں حاصل کیا جا سکتا ہے

$$V_{CE}=V_{CE_{\text{غیر افزائندہ}}}=V_T\ln\left(\frac{\frac{1+\beta_R}{\beta_R}+\frac{0.9\beta_F}{\beta_R}}{1-0.9}\right) \tag{۳.۱۲۷}$$

جسے $V_{CE_{\text{غیر افزائندہ}}}$ لکھتے ہیں۔ عموماً β_F کی قیمت β_R سے کئی گنا زیادہ ہوتی ہے اور یوں اس مساوات کو اس

طرح بھی لکھا جا سکتا ہے۔

$$V_{CE_{\text{غیر افزائندہ}}} \approx V_T \ln\left(\frac{\frac{0.9\beta_F}{\beta_R}}{1-0.9}\right) = V_T \ln\frac{9\beta_F}{\beta_R} = V_T\left[2.2+\ln\left(\frac{\beta_F}{\beta_R}\right)\right] \tag{۳.۱۲۸}$$

اگر $\beta_F = 180$ اور $\beta_R = 0.01$ ہوں تب $V_{CE_{\text{غیر افزائندہ}}} = 0.2995\,\text{V}$ حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح اگر $\beta_F = 100$ اور $\beta_R = 0.15$ ہوں تب $V_{CE_{\text{غیر افزائندہ}}} = 0.217\,56\,\text{V}$ حاصل ہوتا ہے۔ اس کتاب میں جہاں خاص طور بتلایا نہ جائے وہاں $V_{CE_{\text{غیر افزائندہ}}} = 0.2\,\text{V}$ لیا جائے گا۔

صفحہ ۲۳۵ پر شکل ۳.۳۶ میں دئے خطوط سے یہ غلط تاثر ملتا ہے کہ $i_C = 0\,\text{A}$ پر $v_{CE} = 0\,\text{V}$ ہوتا ہے۔ شکل ۳.۵۶ سے صاف ظاہر ہے کہ ایسا ہر گز نہیں۔ $i_C = 0\,\text{A}$ پر $v_{CE} = V_T \ln\frac{1}{\alpha_R}$ کے برابر ہوتا ہے۔ اسی طرح $v_{CE} = 0\,\text{V}$ پر i_C کی قیمت بھی یہاں شکل پر دکھائی گئی ہے۔

کچھ ادوار مثلاً ٹرانزسٹر-ٹرانزسٹر منطق[۳۹] 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۔

۳.۱۱.۲ pnp ٹرانزسٹر کا ایبرز-مال ماڈل

شکل ۳.۵۷ میں ایبرز-مال ریاضی نمونہ کا حصول دکھایا گیا ہے۔ شکل الف میں عمومی طرز پر مائل کردہ pnp ٹرانزسٹر کا ریاضی نمونہ دکھایا گیا ہے جبکہ شکل ب میں غیر عمومی طرز پر مائل کردہ ٹرانزسٹر کا ریاضی نمونہ دکھایا گیا ہے۔ ان دونوں کو 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 ایمٹر-بیس $(E - B)$ جوڑ سیدھا مائل کیا جاتا ہے لہٰذا pnp ٹرانزسٹر کے مساوات لکھتے وقت v_{EB} کا استعمال کیا جاتا ہے لہٰذا

$$i_F = I_S\left(e^{\frac{v_{EB}}{V_T}} - 1\right)$$
$$i_R = I_S\left(e^{\frac{v_{CB}}{V_T}} - 1\right)$$

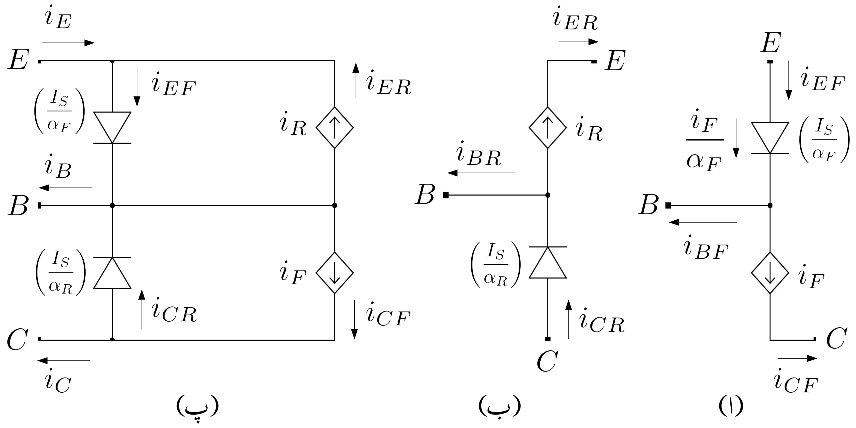
لکھے جائیں گے۔ امید کی جاتی ہے کہ آپ اس ریاضی نمونہ کو خود سمجھ سکیں گے۔

۳.۱۱.۳ مال برداری ریاضی نمونہ

شکل ۳.۵۹ الف میں عمومی طرز پر مائل (یعنی سیدھا مائل) npn ٹرانزسٹر کا ایک اور ریاضی نمونہ دکھایا گیا ہے جہاں i_{CF} ، i_{EF} وغیرہ لکھتے ہوئے (F) کو بطور زیر نوشت استعمال کیا گیا ہے جو کہ عمومی طرز پر مائل ٹرانزسٹر کو ظاہر کرتا ہے۔ عمومی طرز پر مائل کردہ (یعنی سیدھا مائل کردہ) ٹرانزسٹر کا بیس-ایمٹر جوڑ سیدھا مائل جبکہ اس کا بیس-کلکٹر جوڑ غیر چالو رکھا جاتا ہے۔ اس شکل میں تابع منبع رو i_F استعمال کیا گیا ہے۔ i_F وہ برقی رو ہے جو ایمٹر خطے اور کلکٹر خطے کے مابین بیس خطے کے ذریعہ باروں کی مال برداری سے پیدا ہوتا ہے۔ اسے سیدھے رخ مال برداری سے پیدا برقی رو کہہ سکتے ہیں۔

---

[۳۹] TTL



شکل ۳.۵۷: pnp ٹرانزسٹر کا ایبرز-مال ماڈل

اس ریاضی نمونہ میں ایک عدد ڈایوڈ استعمال کیا گیا ہے جو دراصل ٹرانزسٹر کے بیس-ایمٹر جوڑ کے ڈایوڈ D_{BE} کو ظاہر کرتا ہے۔ مساوات ۲.۴ میں ڈایوڈ کے لبریزی برقی رو کو I_{SBE} لکھتے ہیں۔ موجودہ استعمال میں I_{SBE} کی قیمت مندرجہ ذیل ہے

$$I_{SBE} = \frac{I_S}{\beta_F} \tag{۳.۱۲۹}$$

شکل الف میں ڈایوڈ D_{BE} کے قریب قوسین میں بند I_{SBE} کی قیمت $\frac{I_S}{\beta_F}$ کو یاد دہانی کے خاطر لکھا گیا ہے۔ اس طرح ڈایوڈ D_{BE} کے مساوات کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$i_{DF} = \frac{I_S}{\beta_F}\left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1\right) \tag{۳.۱۳۰}$$

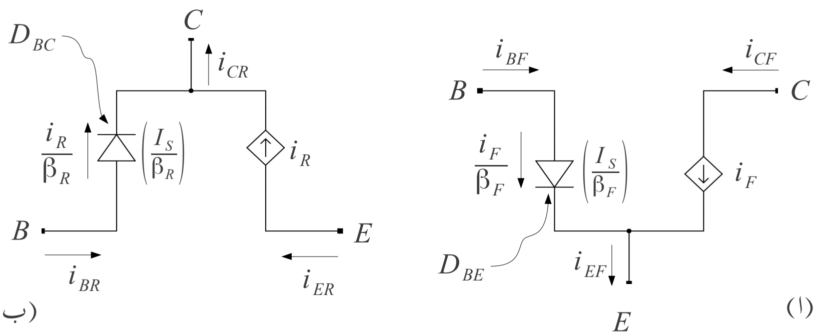
شکل الف کو دیکھتے ہم لکھ سکتے ہیں

$$i_{CF} = i_F = I_S\left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1\right) \tag{۳.۱۳۱}$$

$$i_{BF} = i_{DF} = \frac{i_F}{\beta_F} = \frac{I_S}{\beta_F}\left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1\right) \tag{۳.۱۳۲}$$

$$i_{EF} = i_{BF} + i_{CF} = \frac{i_{CF}}{\alpha_F} = \frac{I_S}{\alpha_F}\left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1\right) \tag{۳.۱۳۳}$$

شکل ۳.۵۹ب میں ٹرانزسٹر کے بیس-کلکٹر جوڑ کو سیدھا مائل جبکہ بیس-ایمٹر جوڑ کو غیر چالو رکھ کر ٹرانزسٹر کو غیر عمومی طرز پر (یعنی الٹا) مائل کیا گیا ہے۔ اس شکل میں ڈایوڈ D_{BC} استعمال کیا گیا ہے جو



شکل ۳.۵۸: npn ٹرانزسٹر کے مال برداری ریاضی نمونہ کا حصول

ٹرانزسٹر کے بیس-کلکٹر جوڑ کے ڈایوڈ کو ظاہر کرتا ہے۔ اس ڈایوڈ کے لبریزی برقی رو I_{SBC} کی قیمت مندرجہ ذیل ہے۔

$$I_{SBC} = \frac{I_S}{\beta_R} \tag{۳.۱۳۴}$$

شکل (ب) میں یاد دہانی کی خاطر ڈایوڈ کے قریب اس قیمت کو قوسین میں بند لکھا گیا ہے۔ ڈایوڈ کے علاوہ ایک عدد قابو منبع برقی رو i_R استعمال کیا گیا ہے جو ایمٹر اور کلکٹر خطوں کے مابین، بیس خطے کے ذریعہ، باروں کے مال برداری سے پیدا برقی رو کو ظاہر کرتا ہے۔ استعمال ہونے والے i_R کا قابو مساوات مندرجہ ذیل ہے۔

$$i_R = I_S\left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1\right) \tag{۳.۱۳۵}$$

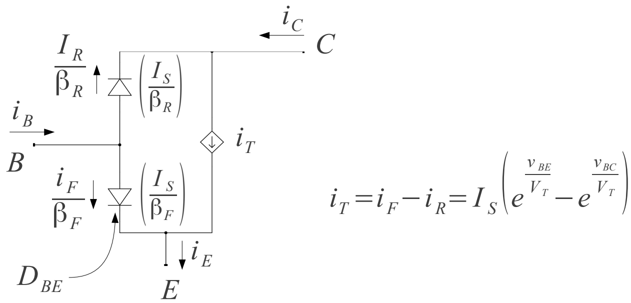
شکل ب کو دیکھتے ہوئے برقی رو کے مساوات لکھتے ہیں۔

$$i_{ER} = i_R = I_S\left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1\right) \tag{۳.۱۳۶}$$

$$i_{BR} = \frac{i_R}{\beta_R} = \frac{I_S}{\beta_R}\left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1\right) \tag{۳.۱۳۷}$$

$$i_{CR} = i_{BR} + i_{ER} = \frac{i_R}{\alpha_R} = \frac{I_S}{\alpha_R}\left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1\right) \tag{۳.۱۳۸}$$

ان مساوات میں (R) کو بطور زیرِ نوشت استعمال کیا گیا ہے جو غیر عمومی طرز پر مائل کردہ ٹرانزسٹر کو ظاہر کرتا ہے۔ یہاں بیس خطے میں غیر عمومی (یعنی الٹی) رخ باروں کے مال برداری سے حاصل برقی رو کو i_R کہا گیا ہے۔ یوں i_R کو الٹی رخ مال برداری سے پیدا برقی رو کہہ سکتے ہیں۔



شکل ۳.۵۹: npn ٹرانزسٹر کا مال برداری ماڈل

npn ٹرانزسٹر کو افزائندہ، غیر افزائندہ اور منقطع تینوں خطوں میں ظاہر کرنے کی خاطر شکل ۳.۵۸ الف اور شکل ب کو متوازی جوڑ کر شکل ۳.۵۹ حاصل کیا گیا ہے جو npn ٹرانزسٹر کا مال برداری ریاضی نمونہ ہے۔ دونوں اشکال کو متوازی جوڑتے وقت i_F اور i_R کے مجموعہ کو i_T کہا گیا ہے یعنی

$$
\begin{aligned}
i_T &= i_F - i_R \\
&= I_S\left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1\right) - I_S\left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1\right) \\
&= I_S\left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - e^{\frac{v_{BC}}{V_T}}\right)
\end{aligned}
\tag{۳.۱۳۹}
$$

یوں i_T کو کسی بھی طرز پر مائل کردہ ٹرانزسٹر میں باروں کے مال برداری سے حاصل برقی رو تصور کیا جا سکتا ہے۔ شکل ۳.۵۹ میں دکھائے مال برداری ریاضی نمونہ کو دیکھتے ہوئے، مساوات ۳.۱۳۱ اور مساوات ۳.۱۳۶ کے استعمال سے کسی بھی طرز پر مائل ٹرانزسٹر کے مساوات حاصل کئے جا سکتے 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

$$i_C = i_{CF} - i_{CR} \tag{۳.۱۴۰}$$
$$i_E = i_{EF} - i_{ER} \tag{۳.۱۴۱}$$
$$i_B = i_{BF} - i_{BR} \tag{۳.۱۴۲}$$

$$
\begin{aligned}
i_C &= I_S \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) - \frac{I_S}{\alpha_R} \left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right) \\
&= I_S \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) - I_S \left(1 + \frac{1}{\beta_R} \right) \left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right) \\
&= I_S \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) - I_S - \frac{I_S}{\beta_R} \left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right) \\
&\approx I_S \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) - \frac{I_S}{\beta_R} \left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right)
\end{aligned} \tag{۳.۱۴۳}
$$

اس مساوات کے حصول میں دوسری قدم پر $\alpha = \frac{\beta}{1+\beta}$ کا استعمال کیا گیا جس سے $\frac{1}{\alpha} = 1 + \frac{1}{\beta}$ حاصل کر کے استعمال کیا گیا۔ مساوات کے حصول کے آخری قدم پر I_S کو نظر انداز کیا گیا۔

$$
\begin{aligned}
i_E &= \frac{I_S}{\alpha_F} \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) - I_S \left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right) \\
&= I_S \left(1 + \frac{1}{\beta_F} \right) \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) - I_S \left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right) \\
&\approx I_S \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \right) + \frac{I_S}{\beta_F} \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right)
\end{aligned} \tag{۳.۱۴۴}
$$

مساوات ۳.۱۴۴ کے حصول میں دوسری قدم پر $\alpha = \frac{\beta}{1+\beta}$ کا استعمال کیا گیا جس سے $\frac{1}{\alpha} = 1 + \frac{1}{\beta}$ حاصل کر کے استعمال کیا گیا۔ مساوات کے حصول کے آخری قدم پر I_S کو نظر انداز کیا گیا ہے۔

$$
i_B = \frac{I_S}{\beta_F} \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) + \frac{I_S}{\beta_R} \left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right) \tag{۳.۱۴۵}
$$

مساوات ۳.۱۴۳ اور مساوات ۳.۱۴۴ میں پہلی قوسین بیس خطے میں کل باروں کی مال برداری سے پیدا برقی رو i_T کو ظاہر کرتا ہے جس کی قیمت شکل ۳.۵۸ الف اور شکل ب سے یوں حاصل ہوتی ہے۔

$$
i_T = i_F - i_R = I_S \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \right) \tag{۳.۱۴۶}
$$

یوں مساوات ۳.۱۴۳ اور مساوات ۳.۱۴۴ کو اس طرح لکھا جا سکتا ہے۔

$$
i_C = i_T - \frac{I_S}{\beta_R} \left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1 \right) \tag{۳.۱۴۷}
$$

$$
i_E = i_T + \frac{I_S}{\beta_F} \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) \tag{۳.۱۴۸}
$$

مثال ۳.۳۴: مال برداری ریاضی نمونہ سے npn ٹرانزسٹر کے i_B، i_C اور i_E برقی رو حاصل کریں۔
حل: شکل ۳.۵۹ کو دیکھتے ہوئے دوڈایوڈ کے برقی رویوں 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 کرخوف کے قانون برائے برقی رو سے i_B حاصل کیا جا سکتا ہے یعنی

$$i_B = i_{D_{BE}} + i_{D_{BC}} \tag{۳.۱۴۹}$$
$$= \frac{I_S}{\beta_F}\left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1\right) + \frac{I_S}{\beta_R}\left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1\right) \tag{۳.۱۵۰}$$

یہ بالکل مساوات ۳.۱۴۵ ہی حاصل ہوا ہے۔ اسی طرح کلکٹر اور ایمٹر سروں پر کرخوف کے قانون برائے برقی رو کی مدد سے ہم لکھ سکتے ہیں۔

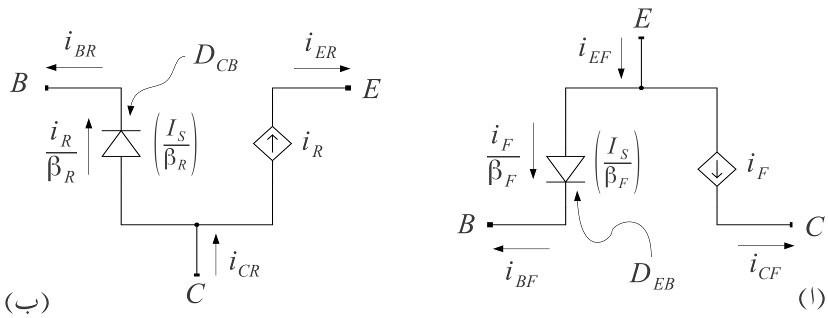
$$i_C = i_T - i_{D_{BC}} = I_S\left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - e^{\frac{v_{BC}}{V_T}}\right) - \frac{I_S}{\beta_R}\left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - 1\right) \tag{۳.۱۵۱}$$
$$i_E = i_T + i_{D_{BE}} = I_S\left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - e^{\frac{v_{BC}}{V_T}}\right) - \frac{I_S}{\beta_F}\left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1\right) \tag{۳.۱۵۲}$$

یہ بالکل مساوات ۳.۱۴۳ اور مساوات ۳.۱۴۴ کے جواب ہی ہیں۔

مشق ۳.۱: مشق: شکل ۳.۶۰ کی مدد سے pnp ٹرانزسٹر کے مساوات لکھیں اور ٹرانزسٹر کا مال برداری ریاضی نمونہ حاصل کریں جسے شکل ۳.۶۱ میں دکھایا گیا ہے۔

عمومی طرز پر مائل ٹرانزسٹر میں ایمٹر-بیس جوڑ کو سیدھا مائل $v_{EB} \geq 0V$ جبکہ کلکٹر-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 الٹے رُخ باروں کے مال برداری سے پیدا برقی رو کے مساوات مندرجہ ذیل ہوں گے۔

$$i_F = I_S\left(e^{\frac{v_{EB}}{V_T}} - 1\right) \tag{۳.۱۵۳}$$
$$i_R = I_S\left(e^{\frac{v_{CB}}{V_T}} - 1\right) \tag{۳.۱۵۴}$$

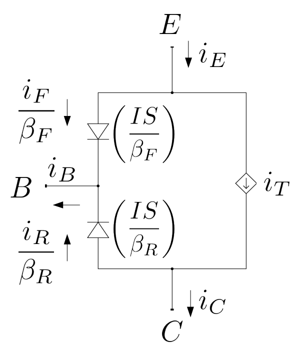


شکل ۳.۶۰: pnp ٹرانزسٹر کے مال برداری ریاضی نمونہ کا حصول

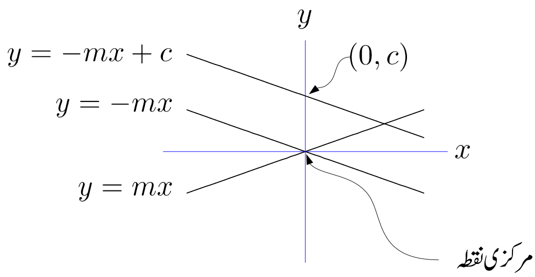
ڈایوڈ کے لبریزی برقی رو
مندرجہ ذیل ہیں

$$I_{SD_{EB}} = \frac{I_S}{\beta_F}$$

$$I_{SD_{CB}} = \frac{I_S}{\beta_R}$$



شکل ۳.۶۱: pnp ٹرانزسٹر کا مال برداری ریاضی نمونہ



شکل ۳.۶۲: افقی محور میں عکس اور عمودی سمت میں منتقلی

۳.۱۲ نفی کار

شکل ۳.۶۲ میں چند خطوط دکھائے گئے ہیں۔ آپ $y = mx$ کے خط سے بخوبی واقف ہیں۔ یہ خط کارتیسی محدد کے مبدا $(0,0)$ 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 $x = f(y)$ کا y محور میں عکس $x = -f(y)$ ہو گا اور خط کو مثبت x جانب c اکائی منتقل کرنے سے $x = f(y) + c$ حاصل ہوتا ہے۔ ان حقائق کو یوں بیان کیا جا سکتا ہے۔

- y محور میں $x = f(y)$ کا عکس لینے سے $x = -f(y)$ حاصل ہوتا ہے۔
- $x = f(y)$ کو x محور پر مثبت جانب c اکائی منتقل کرنے سے $x = f(y) + c$ حاصل ہوتا ہے۔

شکل ۳.۶۳ الف میں $x = f(y)$ جبکہ شکل ب میں اسی کا عمودی محور میں عکس $x = -f(y)$ دکھایا گیا ہے۔ شکل پ میں عکس کو دائیں جانب c اکائی منتقل کرتے ہوئے $x = c - f(y)$ حاصل کیا گیا ہے۔

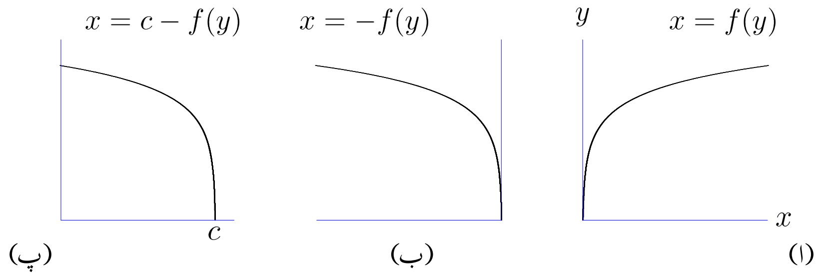
ان معلومات کو مد نظر رکھتے ہوئے آگے بڑھتے ہیں۔ شکل ۳.۶۴ الف میں ٹرانزسٹر کا سادہ دور دکھایا گیا ہے۔ اس دور پر ہم تفصیلاً بحث کر چکے ہیں۔ آئیں اس کے خطِ بوجھ کھینچیں۔ اس دور کے لئے لکھا جا سکتا ہے۔

$$v_{CE} = V_{CC} - v_R$$

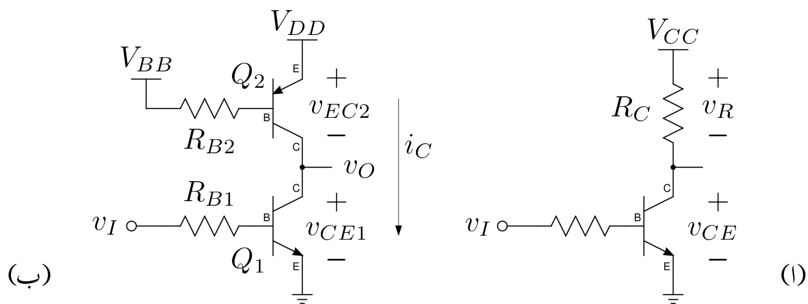
یہاں $v_R = i_C R_C$ کے برابر ہے لہٰذا اسی مساوات کو یوں لکھا جا سکتا ہے

$$v_{CE} = V_{CC} - i_C R_C$$

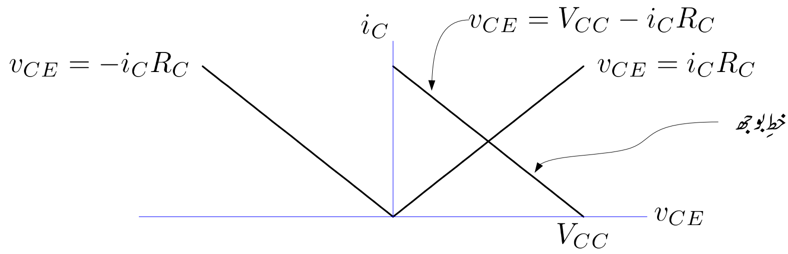
v_{CE} کو افقی محور اور i_C کو عمودی محور پر رکھتے ہوئے $v_{CE} = i_C R_C$ کو $v_{CE} = f(i_C)$ لکھ کر شکل ۳.۶۲ کے طرز پر کھینچا



شکل ۳.۶۳: عمودی محور میں عکس اور افقی سمت میں منتقلی



شکل ۳.۶۴: منفی کار



شکل ۳.۶۵: خطِ بوجھ کا حصول۔

جا سکتا ہے۔ عمودی محور میں اس خط کا عکس لینے سے $v_{CE} = -i_C R_C$ حاصل ہوتا ہے جسے V_{CC} اکائیاں افقی محور پر دائیں منتقل کرتے ہوئے خطِ بوجھ $v_{CE} = V_{CC} - i_C R_C$ حاصل ہوتا۔ شکل ۳.۶۵ میں قدم با قدم ایسا کرنا دکھایا گیا ہے۔

آئیں اب اصل موضوع پر غور کریں۔ شکل ۳.۶۴ ب میں **نفی کار**[۴۰] دکھایا گیا ہے جو عددی ادوار[۴۱] کا اہم ترین دور ہے۔ عددی ادوار میں مثبت منبع کو عموماً V_{DD} لکھا جاتا ہے۔ اسی لئے شکل میں V_{CC} یا V_{EE} کی جگہ V_{DD} لکھا گیا ہے۔ یہاں Q_2 بطور برقی بوجھ کردار ادا کرتا ہے۔ شکل کو دیکھتے ہوئے

$$v_{CE1} = V_{DD} - v_{EC2}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ یہی خطِ بوجھ کی مساوات ہے۔ عمودی محور میں $v_{EC2} = f(i_C)$ کے خط کے عکس کو افقی محور پر دائیں جانب V_{DD} منتقل کرنے سے مندرجہ بالا مساوات کھینچا جا سکتا ہے۔ اس عمل کو شکل ۳.۶۶ میں قدم با قدم دکھایا گیا ہے۔

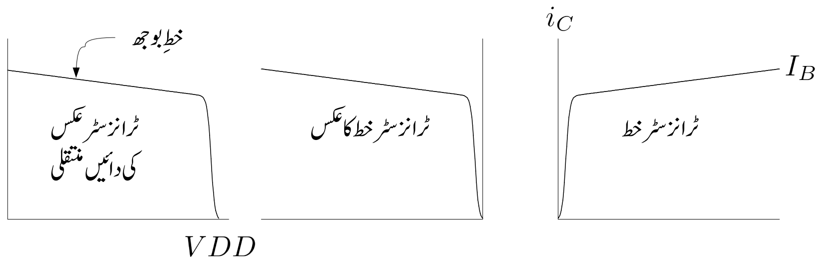
ٹرانزسٹر Q_2 کے ایمٹر اور بیس پر یک سمت برقی دباو مہیا کئے گئے ہیں لہٰذا اس کے بیس پر برقی رو I_B یک سمت ہو گی جسے شکل سے یوں حاصل کیا جا سکتا ہے۔

$$I_B = \frac{V_{DD} - V_{EB} - V_{BB}}{R_{B2}}$$

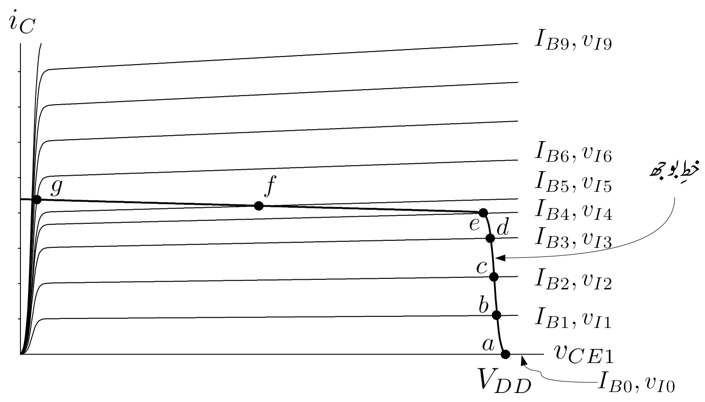
ٹرانزسٹر کے $v_{EC2} = f(i_C)$ خطوط سے مراد pnp ٹرانزسٹر کے i_C بالمقابل v_{EC} خطوط ہیں جنہیں صفحہ ۲۳۷ پر شکل ۳.۳۷ میں دکھایا گیا ہے۔ چونکہ موجودہ صورت میں Q_2 کے بیس پر برقی رو تبدیل نہیں ہو رہی لہٰذا ان خطوط میں سے صرف اس خط کو چنا جائے گا جو حاصل کردہ I_B پر پایا جائے۔

شکل ۳.۶۷ میں Q_1 کے خطوط پر خطِ بوجھ کو کھینچا گیا ہے۔ اگر اس دور کو بطور ایمپلیفائر استعمال کرنا مقصد ہو تب نقطہ کارکردگی کو f کے قریب رکھ کر زیادہ سے زیادہ حیطے کا خارجی اشارہ حاصل کرنا ممکن بنایا جا سکتا ہے۔ نقطہ کارکردگی کو f پر رکھنے کی خاطر Q_1 کے بیس پر I_{B5} برقی رو درکار ہو گی۔ شکل ۳.۶۴ کو دیکھتے ہوئے Q_2 کے بیس پر برقی رو کی

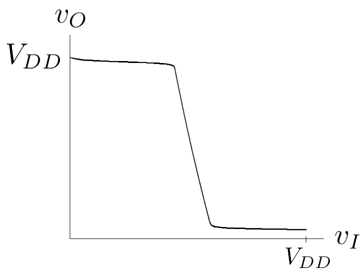
[۴۰] NOT gate
[۴۱] digital circuits



شکل ۳.۶۶: ٹرانزسٹر کے خط کی عمودی محور میں عکس اور افقی سمت میں منتقلی۔



شکل ۳.۶۷: ٹرانزسٹر خطوط پر خطِ بوجھ کھینچا گیا ہے۔



شکل ۳.۶۸: نفی کار کا خارجی اشارہ بالمقابل داخلی اشارہ خط

مساوات یوں لکھی جا سکتی 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 جا سکتی ہے۔ شکل ۳.۶۷ میں Q_1 کے خطوط پر I_{B1}، I_{B2} وغیرہ لکھتے ہوئے v_{I1}، v_{I2} وغیرہ بھی لکھے گئے ہیں۔

عددی 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۔ آئیں v_I کی قیمت $0\,\text{V}$ تا $5\,\text{V}$ تبدیل کرتے ہوئے شکل ۳.۶۷ 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 $I_{B0} = 0\,\text{A}$ ہوگا اور Q_1 نقطہ a پر ہوگا جہاں سے $v_O = V_{DD}$ یعنی $5\,\text{V}$ حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح مختلف نقاط پر v_O بالمقابل v_I حاصل کرتے ہوئے شکل ۳.۶۸ میں دکھایا گیا v_O بالمقابل v_I کا خط کھینچا جاتا ہے۔

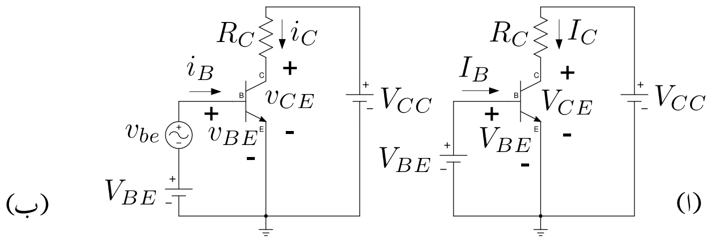
صفحہ ۴۳۴ پر حصہ ۴.۱۲ میں بہتر نفی کار پر غور کیا جائے گا۔

۳.۱۳ باریک اشاراتی تجزیہ

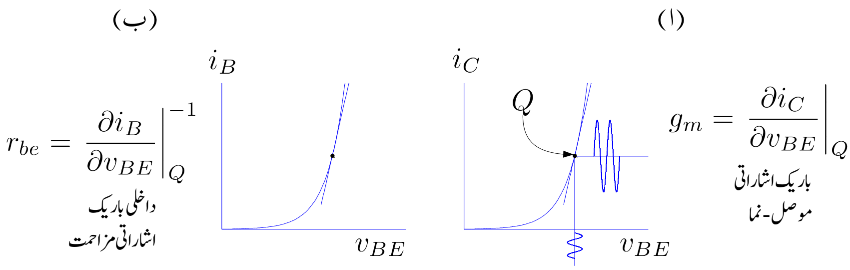
اس حصے میں کم تعدد پر ٹرانزسٹر کے باریک اشاراتی کارکردگی پر غور کیا جائے گا جس کی مدد سے اگلے حصے میں ٹرانزسٹر کا پست تعددی باریک اشاراتی ریاضی نمونہ حاصل کیا جائے گا۔ اسی ریاضی نمونے میں ٹرانزسٹر کے اندرونی کپیسٹروں کی شمولیت سے بلند تعددی باریک اشاراتی ریاضی نمونہ حاصل ہوتا ہے جسے حصہ ۶.۱۱.۱ میں حاصل کیا گیا ہے۔

۳.۱۳.۱ ترسیمی تجزیہ

شکل ۳.۶۹ الف میں ٹرانزسٹر کا دور دکھایا گیا ہے جس کے داخلی جانب مائل کرنے والا برقی دباو ٹرانزسٹر کو V_{BE} پر مائل کرتا ہے۔ شکل ۳.۷۰ الف میں یوں حاصل نقطہ کارکردگی Q دکھایا گیا ہے۔ شکل ۳.۶۹ ب



شکل ۳.۶۹: نقطہ مائل پر ٹرانزسٹر کی کارکردگی



شکل ۳.۷۰: باریک اشاراتی افزائش موصل-نما اور باریک اشاراتی داخلی مزاحمت

میں داخلی برقی دباو V_{BE} کے ساتھ سلسلہ 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 $i_C - v_{BE}$ پر چال قدمی کرتا ہے۔ شکل ۳.۷۰ الف میں اس عمل سے پیدا باریک اشاراتی برقی دباو v_{be} اور باریک اشاراتی برقی رو i_c دکھائے گئے ہیں۔ یہاں طلبہ سے گزارش کی جاتی ہے کہ وہ صفحہ ۱۱۱ پر دیئے حصہ ۲.۱۱ کو ایک مرتبہ دوبارہ دیکھیں۔

شکل ۳.۷۰ الف سے صاف واضح ہے کہ

$$i_c = g_m v_{be} \tag{۳.۱۵۵}$$

ہے جہاں

$$g_m = \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{BE}} \right|_Q \tag{۳.۱۵۶}$$

ہے۔ مندرجہ بالا دو مساوات حصہ ۲.۱۱ میں بطور مساوات ۲.۲۰ اور مساوات ۲.۲۱ پیش کئے گئے۔ مساوات ۳.۱۵۵ میں $i_c(t)$ اور $v_{be}(t)$ کی جگہ i_c اور v_{be} لکھا گیا ہے۔ مساوات میں بار بار قوسین میں بند t نہ لکھنے سے مساوات کچھ صاف دکھائی دیتے ہیں۔ مساوات ۳.۱۵۵ کے تحت ٹرانزسٹر کا خارجی باریک اشاراتی برقی رو i_c اس کے داخلی باریک اشاراتی برقی دباو v_{be} کے g_m گنا ہے۔ اسی لئے g_m کو ٹرانزسٹر کا **باریک اشاراتی افزائش موصلیت۔نما**[۴۲] کہتے ہیں جسے عموماً چھوٹا کر کے **افزائش موصلیت۔نما** یا صرف **موصلیت۔نما**[۴۳] پکارا جاتا ہے۔

برقی رو تقسیم برقی دباو کو **موصلیت** کہتے ہیں۔ g_m ٹرانزسٹر کے خارجی جانب کے برقی رو اور اس کے داخلی جانب کے برقی دباو 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**[۴۴] پکارا جاتا ہے۔ g_m کی اکائی موصلیت کی اکائی $\frac{\mathrm{A}}{\mathrm{V}}$ یا **سیمنز**[۴۵] ہی ہے۔

۳.۱۳.۲ باریک اشاراتی داخلی مزاحمت r_{be} اور r_e

ٹرانزسٹر کے داخلی جانب برقی دباو v_{BE} مہیا کرنے سے اس کے بیس سرے پر برقی رو i_B اور ایمٹر سرے پر برقی رو i_E پیدا ہوتا ہے۔ شکل ۳.۷۰ ب میں ٹرانزسٹر کا $i_B - v_{BE}$ خط دکھایا گیا ہے۔ نقطہ کارکردگی پر $i_B - v_{BE}$ خط سے ٹرانزسٹر کا باریک اشاراتی داخلی مزاحمت r_{be} یوں حاصل کیا جاتا ہے۔

$$r_{be} = \left. \frac{\partial v_{BE}}{\partial i_B} \right|_Q \tag{۳.۱۵۷}$$

یعنی اگر نقطہ کارکردگی پر اس خط کی ڈھلوان m ہو تو

$$r_{be} = \frac{1}{m}$$

[۴۲] small signal transconductance gain
[۴۳] transconductance gain
[۴۴] transconductance
[۴۵] Siemens

ہو گا۔ اس کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$r_{be} = \left.\frac{\partial i_B}{\partial v_{BE}}\right|_Q^{-1} \tag{۳.۱۵۸}$$

r_{be} کو عمومی طور پر کتابوں میں r_π لکھا جاتا ہے۔

ٹرانزسٹر کا باریک اشاراتی مزاحمت حاصل کرتے وقت i_B کے بجائے اگر i_E لیا جائے تو ٹرانزسٹر کا باریک اشاراتی مزاحمت r_e حاصل ہو گا یعنی

$$r_e = \left.\frac{\partial v_{BE}}{\partial i_E}\right|_Q \tag{۳.۱۵۹}$$

اگر نقطہ کارکردگی پر $i_E v_{BE}$ خط کی ڈھلوان m_1 ہو تو

$$r_e = \frac{1}{m_1} \tag{۳.۱۶۰}$$

ہو گا۔ اس کو یوں لکھا جا سکتا ہے

$$r_e = \left.\frac{\partial i_E}{\partial v_{BE}}\right|_Q^{-1} \tag{۳.۱۶۱}$$

۳.۱۳.۳ تحلیلی تجزیہ

اس حصے میں **ارلی برقی دباو** V_A کو نظر انداز کیا جائے گا نتیجتاً v_{CE} کا i_C پر کوئی اثر نہیں ہو گا۔ اس اثر کو بعد میں شامل کیا جائے گا۔ شکل ۳.۶۹ الف کے لئے مساوات ۳.۵۵ اور کرخوف کا قانون استعمال کرتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$I_C = I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \tag{۳.۱۶۲}$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C \tag{۳.۱۶۳}$$

جبکہ شکل ب میں

$$v_{BE} = V_{BE} + v_{be} \tag{۳.۱۶۴}$$

اور

$$i_C = I_C + i_c \tag{۳.۱۶۵}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ یوں حاصل ہوتا ہے۔

$$\begin{aligned} i_C &= I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} \\ &= I_S e^{\frac{V_{BE}+v_{be}}{V_T}} \\ &= I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} e^{\frac{v_{be}}{V_T}} \end{aligned} \tag{۳.۱۶۶}$$

مساوات ۳.۱۶۲ کی مدد سے اسے یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$i_C = I_C e^{\frac{v_{be}}{V_T}} \tag{۳.۱۶۷}$$

اگر $V_T >> v_{be}$ ہو تب سلسلہ مکلارن کی مدد سے اس مساوات کو یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$i_C = I_C \left[1 + \frac{1}{1!}\left(\frac{v_{be}}{V_T}\right) + \frac{1}{2!}\left(\frac{v_{be}}{V_T}\right)^2 + \cdots \right] \tag{۳.۱۶۸}$$

اگر مساوات ۳.۱۶۸ کے تیسرے جزو کی قیمت اس کے دوسرے جزو کی قیمت سے بہت کم ہو یعنی

$$\begin{gathered} \frac{1}{2!}\left(\frac{v_{be}}{V_T}\right)^2 \ll \frac{1}{1!}\left(\frac{v_{be}}{V_T}\right) \\ v_{be} \ll 2 \times V_T \end{gathered} \tag{۳.۱۶۹}$$

تب اس مساوات کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$i_C \approx I_C \left(1 + \frac{v_{be}}{V_T}\right) \tag{۳.۱۷۰}$$

مساوات ۳.۱۶۹ باریک اشارہ کی تحلیلی تعریف ہے۔ چونکہ

$$2 \times V_T = 2 \times 0.025 = 0.05\,\mathrm{V}$$

کے برابر ہے لہٰذا v_{be} کو اس صورت باریک اشارہ تصور کیا جائے گا جب اس کی قیمت $0.05\,\mathrm{V}$ (یعنی پچاس ملی وولٹ) سے بہت کم ہو۔ حقیقت میں اگر v_{be} کی قیمت $10\,\mathrm{mV}$ سے کم ہو تو اسے باریک اشارہ تصور کیا جاتا ہے۔ مساوات ۳.۱۷۰ کو ٹرانزسٹر کا **باریک اشاراتی مساوات** کہتے ہیں۔

مثال ۳.۳۵: مساوات ۳.۱۶۸ اور مساوات ۳.۱۷۰ میں $I_C = 1\,\mathrm{mA}$ لیتے ہوئے $v_{be} = 10\,\mathrm{mV}$ کے باریک اشارہ کے لئے i_C کی قیمت حاصل کریں اور دونوں جوابات کا موازنہ کریں۔

حل: مساوات ۳.۱۶۸ سے

$$i_C = 10^{-3}\left[1 + \frac{1}{1!}\left(\frac{0.01}{0.025}\right) + \frac{1}{2!}\left(\frac{0.01}{0.025}\right)^2 + \cdots\right] \approx 1.48\,\mathrm{mA}$$

جبکہ مساوات ۳.۱۷۰ سے

$$i_C = 10^{-3}\left(1 + \frac{0.01}{0.025}\right) = 1.4\,\mathrm{mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں باریک اشاراتی مساوات کے استعمال سے جواب میں

$$\frac{1.48 - 1.4}{1.48} \times 100 = 5.4\,\%$$

کا فرق آتا ہے جو کہ قابلِ قبول ہے۔ یاد رہے کہ $10\,\mathrm{mV}$ سے کم اشارات کے لئے یہ فرق مزید کم ہو گا۔

مساوات ۳.۱۷۰ کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$i_C = I_C + \frac{I_C}{V_T} v_{be} \tag{۳.۱۷۱}$$

مساوات ۳.۱۶۵ کے ساتھ موازنہ کرنے سے ہم دیکھتے ہیں کہ کلکٹر برقی رو i_C کے دو جزو ہیں۔ اس کا پہلا جزو وہی یک سمت برقی رو I_C ہے جسے شکل ۳.۶۹ ب میں حاصل کیا گیا جبکہ اس کا دوسرا جزو $\left(\frac{I_C}{V_T} v_{be}\right)$ باریک اشارہ پر منحصر بدلتا جزو ہے یعنی

$$i_c = \frac{I_C}{V_T} v_{be} \tag{۳.۱۷۲}$$

اس مساوات کو یوں بھی لکھا جا سکتا ہے

$$i_c = g_m v_{be} \tag{۳.۱۷۳}$$

جہاں

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} \tag{۳.۱۷۴}$$

لیا گیا ہے۔ مساوات ۳.۱۷۳ سے ہم دیکھتے ہیں کہ بدلتا کلکٹر برقی رو i_c کی قیمت داخلی اشارہ v_{be} کے g_m گنا ہے۔ جیسے کہ پہلے ذکر ہوا g_m کو ٹرانزسٹر کی **افزائش موصلیت۔نما** یا صرف **موصلیت۔نما**[۴۶] کہا جاتا ہے اور اس کی پیمائش **سیمنز**[۴۷] S میں کی جاتی ہے۔ مندرجہ بالا دو مساوات درحقیقت مساوات ۳.۱۵۵ اور مساوات ۳.۱۵۶ ہی ہیں۔ مساوات ۳.۱۷۴ سے ہم دیکھتے ہیں کہ افزائش موصلیت۔نما کی قیمت ٹرانزسٹر کے یک سمت برقی رو I_C کے براہِ راست متناسب ہے۔ یوں I_C کی قیمت دگنی کرنے سے g_m کی قیمت بھی دگنی ہو جائے گی۔

مثال ۳.۳۶: افزائش موصلیت۔نما کی قیمت $0.1\,\mathrm{mA}$، $1\,\mathrm{mA}$ اور $10\,\mathrm{mA}$ کے یک سمت برقی رو پر حاصل کریں۔

[۴۶] transconductance
[۴۷] siemens

حل: مساوات ۳.۱۷۴ کی مدد سے $I_C = 0.1\,\mathrm{mA}$ پر

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} = \frac{0.1 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 4\,\mathrm{mS}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح $I_C = 1\,\mathrm{mA}$ پر

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} = \frac{1 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 40\,\mathrm{mS}$$

اور $I_C = 10\,\mathrm{mA}$ پر

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} = \frac{10 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 0.4\,\mathrm{S}$$

حاصل ہوتا ہے۔

مساوات ۳.۱۷۳ کو یوں لکھا جا سکتا ہے

$$g_m = \frac{i_c}{v_{be}} \tag{۳.۱۷۵}$$

جہاں i_c اور v_{be} باریک اشارات ہیں۔ مساوات ۳.۱۶۴ میں باریک اشارہ v_{be} کو Δv_{be} لکھتے ہوئے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$v_{BE} = V_{BE} + \Delta v_{BE} \tag{۳.۱۷۶}$$

ایسا لکھنے سے مساوات ۳.۱۷۱ کی جگہ مندرجہ ذیل حاصل ہوتا ہے۔

$$i_C = I_C + \frac{I_C}{V_T}\Delta v_{BE} \tag{۳.۱۷۷}$$

یوں

$$i_C = I_C + \Delta i_C \tag{۳.۱۷۸}$$

لکھتے ہوئے مساوات ۳.۱۷۲ کی نئی شکل یوں ہو گی۔

$$\Delta i_C = \frac{I_C}{V_T}\Delta v_{BE} \tag{۳.۱۷۹}$$

جس سے

$$\Delta i_C = g_m \Delta v_{BE} \tag{۳.۱۸۰}$$

حاصل ہوتا ہے جسے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$g_m = \frac{\Delta i_C}{\Delta v_{BE}} \tag{۳.۱۸۱}$$

جیسا کہ شکل ۳.۷۰ میں دکھایا گیا ہے، مندرجہ بالا مساوات کے مطابق g_m ٹرانزسٹر کے $i_C - v_{BE}$ خط کے مماس کی ڈھلوان ہے۔ اس مساوات کو مزید بہتر یوں لکھا جا سکتا ہے

$$g_m = \left.\frac{\partial i_C}{\partial v_{BE}}\right|_Q \tag{۳.۱۸۲}$$

مساوات ۳.۱۸۲ افزائش موصلیت-نما g_m کی ترسیلی تعریف ہے۔

جیسا کہ شکل ۳.۷۰ 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 ۳.۱۸۲ میں دائیں ہاتھ تفرق لیتے وقت نقطہ کارکردگی Q کو بھی مدِنظر رکھا گیا ہے۔

مساوات ۳.۱۸۲ استعمال کرتے ہوئے مساوات ۳.۱۷۴ کو نہایت آسانی سے یوں حاصل کیا جا سکتا ہے۔

پہلے کلکٹر برقی رو کی مساوات کا تفرق لیتے ہیں۔

$$\begin{aligned} i_C &= I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} \\ \frac{\partial i_C}{\partial v_{BE}} &= \frac{I_S}{V_T} e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} \end{aligned} \tag{۳.۱۸۳}$$

مساوات ۳.۱۸۲ 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۔

$$\begin{aligned} g_m &= \left.\frac{i_C}{V_T}\right|_{v_{BE}=V_{BE}} \\ &= \frac{I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}}{V_T} \end{aligned}$$

مساوات ۳.۱۶۲ کا سہارا لیتے ہوئے اس کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} \tag{۳.۱۸۴}$$

شکل ۳.۷۰-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 جا سکتا ہے یعنی

$$r_{be} = \left.\frac{\partial i_B}{\partial v_{BE}}\right|_Q^{-1} \tag{۳.۱۸۵}$$

چونکہ $i_C = \beta i_B$ ہوتا ہے لہٰذا

$$i_B = \frac{i_C}{\beta} = \frac{I_S}{\beta} e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} \tag{۳.۱۸۶}$$

لکھا جائے گا۔ ان دو مساوات کی مدد سے r_{be} کی قیمت حاصل کرتے ہیں۔ مساوات ۳.۱۸۶ 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 ۳.۱۶۲ کا سہارا لیتے ہوئے اسے یوں لکھا جا سکتا 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 لہٰذا

$$r_{be} = \frac{\beta V_T}{I_C} \tag{۳.۱۸۷}$$

حاصل ہوتا ہے۔ مزید یہ کہ مساوات ۳.۱۸۴ کی مدد سے اسے یوں بھی لکھ سکتے ہیں۔

$$\begin{aligned} r_{be} &= \frac{\beta}{g_m} \\ \beta &= r_{be} g_m \end{aligned} \tag{۳.۱۸۸}$$

یا گزشتہ دو مساوات ٹرانزسٹر کے باریک اشاراتی داخلی مزاحمت r_{be} کے حصول کے لئے استعمال کئے جاتے ہیں۔ مساوات ۳.۱۸۸ سے یہ حقیقت سامنے آتی ہے کہ β کے غیر متغیر ہونے کی وجہ سے اگر کسی ٹرانزسٹر کا برقی رو I_C بڑھا کر اس کا g_m بڑھایا جائے تو ٹرانزسٹر کا r_{be} کم ہو جائے گا۔

بالکل r_{be} کے حصول کے طرز پر اگر $i_E - v_{BE}$ کے خط سے شروع کیا جائے تو باریک اشاراتی مزاحمت r_e حاصل کیا جا سکتا ہے جہاں

$$r_e = \left.\frac{\partial i_E}{\partial v_{BE}}\right|_{Q}^{-1} \tag{۳.۱۸۹}$$

ہے۔ آئیں ایسا ہی کریں۔

$$
\begin{aligned}
i_E &= \frac{I_S}{\alpha} e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} \\
\frac{\partial i_E}{\partial v_{BE}} &= \frac{I_S}{\alpha V_T} e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} \\
\left.\frac{\partial i_E}{\partial v_{BE}}\right|_Q &= \frac{I_S}{\alpha V_T} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \\
&= \frac{I_C}{\alpha V_T}
\end{aligned} \tag{۳.۱۹۰}
$$

یوں

$$
r_e = \frac{\alpha V_T}{I_C} \tag{۳.۱۹۱}
$$

حاصل ہوتا ہے جسے یوں بھی لکھا جا سکتا ہے۔

$$
r_e = \frac{\alpha}{g_m} \approx \frac{1}{g_m} \tag{۳.۱۹۲}
$$

مساوات ۳.۱۹۱ میں $\alpha = \frac{\beta}{\beta+1}$ لیتے ہوئے اس کا مساوات ۳.۱۸۷ کے ساتھ موازنہ کرنے سے حاصل ہوتا ہے

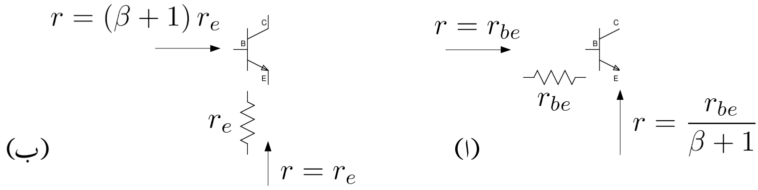
$$
r_e = \frac{r_{be}}{\beta+1} \tag{۳.۱۹۳}
$$

اس کو یوں بھی لکھا جا سکتا ہے۔

$$
r_{be} = (\beta+1)\, r_e \tag{۳.۱۹۴}
$$

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 ایمٹر پر جڑے مزاحمت R_E کا عکس بیس جانب $(\beta+1)\, R_E$ نظر آتا ہے۔ اسی طرح اس کے بیس جانب مزاحمت R_B کا عکس ایمٹر جانب $\frac{R_B}{(\beta+1)}$ نظر آتا ہے۔ ان نتائج کو یہاں استعمال کرتے ہیں۔

r_{be} وہ مزاحمت ہے جو ٹرانزسٹر کے بیس جانب سے دیکھتے ہوئے نظر آتا ہے جبکہ r_e وہ مزاحمت ہے جو ٹرانزسٹر کے ایمٹر جانب سے دیکھتے ہوئے نظر آتا ہے۔ اگر r_{be} کو ٹرانزسٹر کا باریک اشاراتی مزاحمت تصور کیا جائے تو ٹرانزسٹر کے بیس جانب r_{be} نظر آئے گا جبکہ اس کے ایمٹر جانب سے دیکھتے ہوئے ہمیں $\frac{r_{be}}{(\beta+1)}$ نظر آئے گا۔ مساوات ۳.۱۹۳ یہی کچھ کہتا ہے۔ اسی طرح اگر r_e کو ٹرانزسٹر کا باریک اشاراتی مزاحمت تصور کیا جائے تو ٹرانزسٹر کے ایمٹر جانب سے r_e نظر آئے گا جبکہ اس کے بیس جانب سے دیکھتے ہوئے ہمیں $(\beta+1)\, r_e$ نظر آئے گا۔ مساوات ۳.۱۹۴ یہی کہتا ہے۔ شکل ۳.۷۱ ان حقائق کے تصوراتی اشکال پیش کرتا ہے۔



شکل ۳.۷۱: باریک اشاراتی داخلی مزاحمت اور ان کے عکس

مثال ۳.۳۷: pnp ٹرانزسٹر کے g_m، r_{be}، r_e اور r_o کے مساوات حاصل کریں۔

حل: مساوات ۳.۵۵ کو استعمال کرتے ہوئے

$$\begin{aligned} g_m &= \left.\frac{\partial i_C}{\partial v_{EB}}\right|_Q \\ &= \frac{I_S e^{\frac{V_{EB}}{V_T}}}{V_T} \end{aligned}$$

یعنی

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} \tag{۳.۱۹۵}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح $i_B = \frac{i_C}{\beta}$ لکھتے ہوئے

$$r_{be} = \left.\frac{\partial v_{EB}}{\partial i_B}\right|_Q = \left.\frac{\partial i_B}{\partial v_{EB}}\right|_Q^{-1} = \frac{\beta V_T}{I_C} = \frac{\beta}{g_m} \tag{۳.۱۹۶}$$

اور $i_E = \frac{i_C}{\alpha}$ لکھتے ہوئے

$$r_e = \frac{\alpha V_T}{I_C} = \frac{r_{be}}{\beta+1} = \frac{\alpha}{g_m} =\approx \frac{1}{g_m} \tag{۳.۱۹۷}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ خارجی مزاحمت r_o **ایبرز مال برقی دباو** سے یوں حاصل ہوتا ہے۔

$$r_o = \left.\frac{\Delta v_{EC}}{\Delta i_C}\right|_Q = \frac{V_A + V_{EC}}{I_C} \approx \frac{V_A}{I_C} \tag{۳.۱۹۸}$$

۳.۱۴ پست تعددی ٹرانزسٹر ریاضی نمونہ برائے باریک اشارات

گزشتہ حصے میں ہم نے دیکھا کہ ٹرانزسٹر کے نقطہ کارکردگی پر اس کی افزائش موصل-نما g_m اور داخلی مزاحمت r_{be} حاصل کی جا سکتی ہے۔ ان دونوں مساواتوں کو یہاں دوبارہ پیش کرتے ہیں۔

$$g_m = \frac{\Delta i_C}{\Delta v_{BE}} = \frac{i_c}{v_{be}} \tag{۳.۱۹۹}$$

$$r_{be} = \frac{\Delta v_{BE}}{\Delta i_B} = \frac{v_{be}}{i_b} \tag{۳.۲۰۰}$$

جنہیں یوں بھی لکھا جا سکتا ہے۔

$$i_c = g_m v_{be} \tag{۳.۲۰۱}$$

$$i_b = \frac{v_{be}}{r_{be}} \tag{۳.۲۰۲}$$

ان مساوات کے مطابق مائل کردہ ٹرانزسٹر پر داخلی جانب باریک اشارہ v_{be} لاگو کرنے سے اس کے داخلی جانب بیس سرے پر برقی رو i_b پیدا ہوتا ہے جبکہ اس کے خارجی جانب برقی رو i_c پیدا ہوتا ہے۔ یہ دو مساوات ٹرانزسٹر کی باریک اشاراتی کارکردگی بیان کرتے ہیں۔ اگرچہ مساوات ۳.۲۰۱ کے مطابق i_c صرف v_{be} پر منحصر ہے، حقیقت میں ایسا نہیں ہوتا اور i_c کی قیمت خارجی برقی دباو v_{CE} پر بھی منحصر ہوتا ہے۔ فی الحال i_c پر v_{CE} کے اثر کے بحث کو ملتوی کرتے ہیں اور مندرجہ بالا دو مساوات کو ٹرانزسٹر کی مکمل باریک اشاراتی کارکردگی بیان کرنے والے مساوات مان لیتے ہیں۔

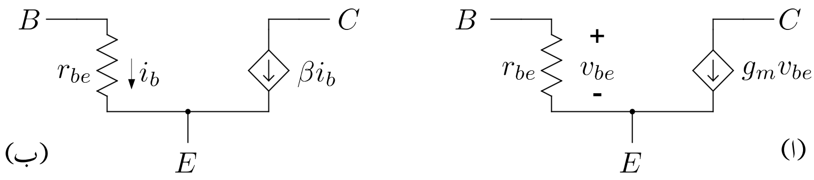
شکل ۳.۴۷ الف پر نظر ڈالنے سے ہم دیکھتے ہیں کہ اس دور سے

$$\begin{aligned} v_{be} &= i_b r_{be} \\ i_c &= g_m v_{be} \end{aligned}$$

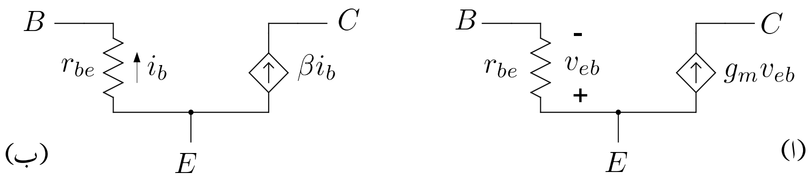
مساوات حاصل ہوتے ہیں جو کہ مساوات ۳.۲۰۱ اور مساوات ۳.۲۰۲ ہی ہیں۔ یوں یہ دور ٹرانزسٹر کی باریک اشاراتی کارکردگی ہی بیان کرتا ہے، لہٰذا یہ دور ٹرانزسٹر کا باریک اشاراتی ریاضی نمونہ ہی ہے۔ اس کا عمومی نام ٹرانزسٹر کا **پست تعددی باریک اشاراتی پائے** (π) **ریاضی نمونہ**[48] ہے جسے چھوٹا کرکے صرف π ریاضی نمونہ یا **پائے ریاضی نمونہ** پکارا جاتا ہے۔

شکل ۳.۴۷ ب میں π ریاضی نمونہ کا قدر مختلف دور دکھایا گیا ہے۔ مساوات ۳.۱۸۸ اور مساوات ۳.۲۰۲ کے استعمال سے

$$\beta i_b = \beta \frac{v_{be}}{r_{be}} = g_m v_{be}$$



شکل ۳.۷۲: پست تعددی باریک اشاراتی پائے ریاضی نمونے



شکل ۳.۷۳: pnp کا باریک اشاراتی π ریاضی نمونہ

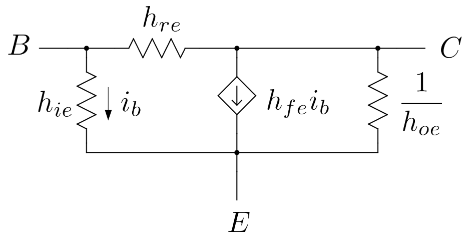
لکھتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ دونوں اشکال سے حاصل جوابات یکساں ہیں۔ شکل ۳.۷۲ الف اور شکل ب اس کتاب میں بار بار استعمال کئے جائیں گے۔

شکل ۳.۷۳ میں pnp ٹرانزسٹر کے پائے ریاضی نمونے دکھائے گئے ہیں جہاں برقی رو کی سمتیں شکل ۳.۷۲ کے الٹ ہیں۔ اسی طرح یہاں v_{be} کی جگہ v_{eb} استعمال کیا گیا ہے۔ اگر pnp کے ان ریاضی نمونوں میں v_{eb} کی جگہ v_{be} لکھا جائے تو تابع منبع رو کی سمت الٹ ہو جائے گی اور یوں شکل ۳.۷۲ ہی حاصل ہو گا۔ اس طرح ہم دیکھتے ہیں کہ pnp کے لئے بھی شکل ۳.۷۲ کے ریاضی نمونے استعمال کئے جا سکتے ہیں۔ اس کتاب میں ایسا ہی کیا جائے گا۔ شکل ۳.۷۴ میں پائے ریاضی نمونے کی ایک اور نہایت مقبول شکل دکھائی گئی ہیں جہاں تمام اجزاء کے نام h سے شروع ہوتے ہیں۔ ان اجزاء کو h اجزاء ہی پکارا جاتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ دراصل

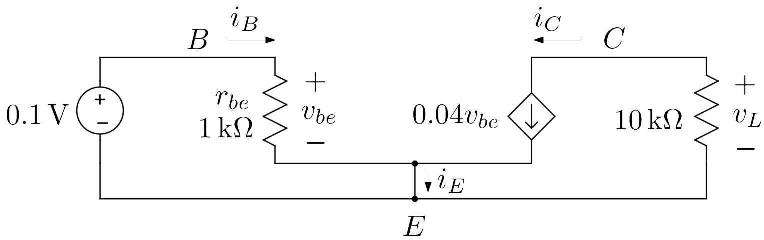
$$
\begin{aligned}
h_{ie} &= r_{be}\\
h_{fe} &= \beta\\
h_{oe} &= \frac{1}{r_o}\\
h_{re} &= \infty
\end{aligned}
$$

ہیں۔ صنعت کار عموماً ٹرانزسٹر کے h اجزاء فراہم کرتے ہیں۔ h ریاضی نمونے پر مزید کوئی بات نہیں کی جائے گی۔

[38] low frequency small signal π model



شکل ۳.۷۴: پائے ریاضی نمونے کی ایک اور مقبول شکل



شکل ۳.۷۵

مثال ۳.۳۸: شکل ۳.۷۲ میں B اور E کے درمیان $0.1\,\mathrm{V}$ کا برقی دباو مہیا کریں اور C اور E کے درمیان $10\,\mathrm{k\Omega}$ کی مزاحمت نسب کریں۔ اگر $g_m = 0.04\,\mathrm{S}$ اور $r_{be} = 1\,\mathrm{k\Omega}$ ہوں تو نسب کئے گئے مزاحمت پر برقی دباو کیا ہو گا۔ شکل ۳.۷۲ کی جگہ شکل ۳.۷۳ استعمال کرتے ہوئے دوبارہ حل کریں۔

حل: شکل ۳.۷۵ میں دور دکھایا گیا ہے جس کو دیکھ کر

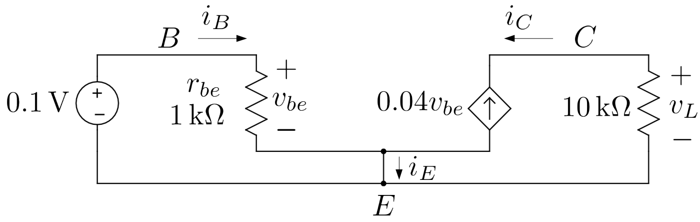
$$
\begin{aligned}
i_B &= \frac{0.1}{1000} = 0.1\,\mathrm{mA} \\
v_{BE} &= 0.1\,\mathrm{V}
\end{aligned}
$$

لکھا جا سکتا ہے۔ یوں

$$i_C = 0.04 \times 0.1 = 4\,\mathrm{mA}$$

حاصل ہوتا ہے جسے استعمال کرتے ہوئے

$$v_L = -i_C \times 10000 = -0.004 \times 10000 = -40\,\mathrm{V}$$



شکل ۳.۷۶

حاصل ہوتا ہے۔ E جوڑ پر کرخوف کے قانون برائے برقی رو کی مدد سے

$$i_E = i_B + i_C = 4.1\,\mathrm{mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔

آئیں شکل ۳.۷۶ کو استعمال کرتے ہوئے دوبارہ حل کریں۔ اس شکل میں شکل ۳.۷۳ کا ریاضی نمونہ استعمال کیا گیا ہے۔ یہاں

$$i_B = \frac{0.1}{1000} = 0.1\,\mathrm{mA}$$
$$v_{eb} = -0.1\,\mathrm{V}$$

ہیں۔ چونکہ یہاں i_C اور $g_m v_{eb}$ کے سمتیں آپس میں الٹ ہیں لہٰذا $i_C = -g_m v_{eb}$ لکھا جائے گا۔ یوں

$$i_C = -0.04 \times (-0.1) = 4\,\mathrm{mA}$$

حاصل ہوتا ہے جسے استعمال کرتے ہوئے

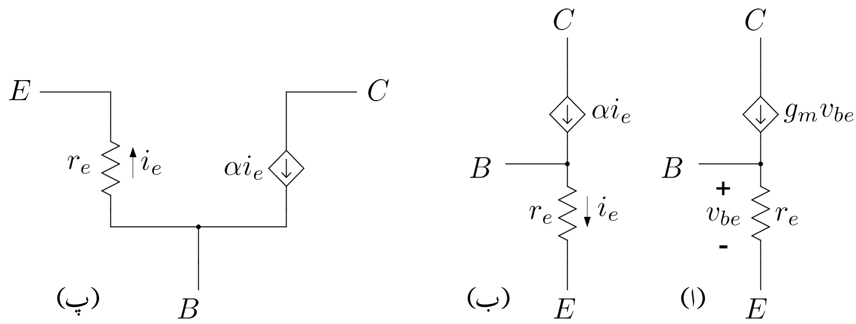
$$v_L = -i_C \times 10000 = -0.004 \times 10000 = -40\,\mathrm{V}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح

$$i_E = i_B + i_C = 4.1\,\mathrm{mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔

دونوں اشکال کے جوابات بالکل یکساں ہیں۔ یہی وجہ ہے کہ pnp کے لئے بھی شکل ۳.۷۲ کا ریاضی نمونہ استعمال کیا جاتا ہے۔



شکل ۳.۷۷: ٹی ریاضی نمونہ

۳.۱۴.۱ ٹی T ریاضی نمونہ

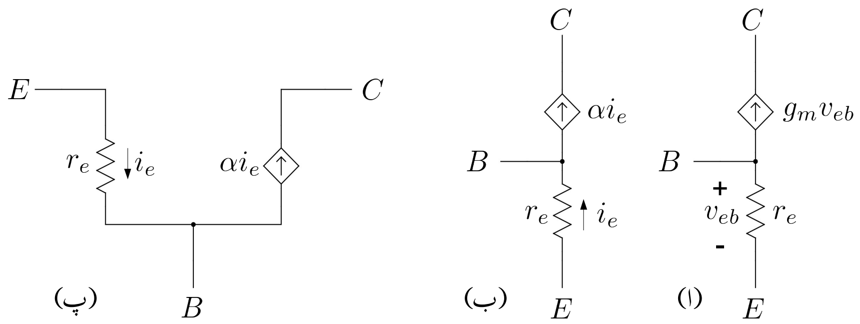
گزشتہ حصے میں ہم نے دیکھا کہ پائے ریاضی نمونہ کو حل کرنے سے ٹرانزسٹر کے مساوات (یعنی مساوات ۳.۲۰۱ اور مساوات ۳.۲۰۲) حاصل ہوتے ہیں اور یوں اسے ٹرانزسٹر کا ریاضی نمونہ تصور کیا جا سکتا ہے۔ پائے ریاضی نمونے کے علاوہ بھی ادوار بنائے جا سکتے ہیں جن سے انہیں مساوات کا حصول ممکن ہے۔ ایسے تمام ادوار کو بھی ٹرانزسٹر کے ریاضی نمونے تصور کیا جا سکتا ہے۔ ان میں T ریاضی نمونہ[49] خاصہ مقبول ہے۔ **ایمٹر مشترک**[50] اور **کلکٹر مشترک** 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 npn کے T ریاضی نمونے کے مختلف اشکال کو شکل ۳.۷۷ میں دکھایا گیا ہے۔ انہیں ریاضی نمونے میں C اور E کے مابین r_o نسب کرتے ہوئے r_o کے اثر کو بھی شامل کیا جا سکتا ہے۔

شکل ۳.۷۷ الف میں چونکہ C سرے کے ساتھ تابع منبع رو سلسلہ وار جڑا ہے لہٰذا $i_c = g_m v_{be}$ ہو گا۔ اُوہم کے قانون کے مطابق اگر r_e پر v_{be} برقی دباو پایا جائے تو $i_e = \frac{v_{be}}{r_e}$ ہو گا۔ کرخوف کے قانون برائے برقی دباو کے تحت $i_b = i_e - i_c$ ہو گا۔ آئیں اس کی قیمت حاصل کریں۔ چونکہ

$$
\begin{aligned}
r_{be} &= \frac{\beta V_T}{I_C} \\
r_e &= \frac{r_{be}}{\beta + 1} = \frac{\alpha V_T}{I_C} \\
g_m &= \frac{I_C}{V_T}
\end{aligned}
$$

---

[49] ٹی ریاضی نمونے کی شکل انگریزی کے حروف تہجی T کی مانند ہے۔ اسی لئے اس کو ٹی ریاضی نمونہ کہتے ہیں۔
[50] مشترک ایمٹر، مشترک کلکٹر اور مشترک بیس کی پہچان حصہ ۳.۱۹ میں کی گئی ہے



شکل ۳.۷۸: pnp کے T ریاضی نمونے

ہیں لہٰذا

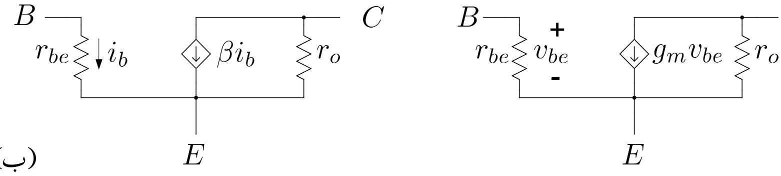
$$
\begin{aligned}
i_b &= i_e - i_c \\
&= \frac{v_{be}}{r_e} - g_m v_{be} \\
&= v_{be}\left(\frac{I_C}{\alpha V_T} - \frac{I_C}{V_T}\right) \\
&= \frac{I_C}{V_T} v_{be}\left(\frac{1-\alpha}{\alpha}\right) \\
&= \frac{I_C}{V_T} v_{be}\frac{1}{\beta} \\
&= \frac{v_{be}}{r_{be}}
\end{aligned}
$$

پس ٹی T ریاضی نمونے سے بھی ٹرانزسٹر کے باریک اشاراتی مساوات حاصل ہوتے ہیں اور یوں اسے بطور ٹرانزسٹر ریاضی نمونہ استعمال کیا جا سکتا ہے۔ شکل ب میں ٹی-ریاضی نمونے کی دوسری ممکنہ صورت دکھائی گئی ہے جہاں $i_c = \alpha i_e$ کا استعمال کیا گیا ہے۔ شکل پ میں ٹی ریاضی نمونے کو پائے π طرز پر بنایا گیا ہے۔

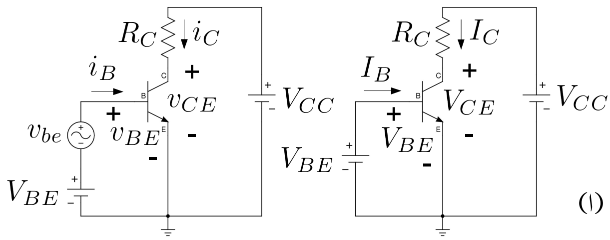
شکل ۳.۷۸ میں pnp کا T ریاضی نمونہ دکھایا گیا ہے۔ یہاں بھی اگر v_{eb} کی جگہ v_{be} لکھا جائے تو شکل میں تابع منبع رو کی سمت الٹ ہو جائے گی اور یوں اس سے شکل ۳.۷۷ ہی حاصل ہو گا۔ اس کا مطلب ہے کہ pnp کے لئے بھی شکل ۳.۷۷ کے ریاضی نمونے استعمال کئے جا سکتے ہیں۔ اس کتاب میں ایسا ہی کیا جائے گا۔

۳.۱۴.۲ پائے ریاضی نمونہ بمع خارجی مزاحمت r_o

مساوات ۳.۶۲ ٹرانزسٹر کا باریک 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 ۳.۷۹ میں پائے ریاضی نمونہ بمع خارجی مزاحمت r_o



شکل ۳.۷۹: پائے ریاضی نمونہ بمع خارجی مزاحمت r_o



شکل ۳.۸۰: یک سمت اور بدلتے متغیرات کی علیحدگی

دکھائے گئے ہیں۔

۳.۱۵ یک سمت اور بدلتے متغیرات کی علیحدگی

شکل ۳.۸۰ الف میں ٹرانزسٹر کا یک سمت دور دکھایا گیا ہے جہاں V_{BE} ٹرانزسٹر کا نقطہ کارکردگی تعین کرتا ہے۔ شکل ب میں V_{BE} کے ساتھ سلسلہ وار باریک اشارہ v_{be} جوڑا گیا ہے جس کی وجہ سے ٹرانزسٹر نقطہ مائل کے قریب-قریب $i_C - v_{BE}$ خط پر چہل قدمی کرتا ہے۔ شکل الف میں تمام متغیرات یک سمت ہیں لہٰذا i_C کو I_C اور v_{BE} کو V_{BE} لکھا جائے گا۔ یوں مساوات ۳.۵۵ اور کرخوف کا قانون برائے برقی دباو استعمال کرتے ہوئے شکل الف کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$I_C = I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \tag{۳.۲۰۳}$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C \tag{۳.۲۰۴}$$

جبکہ شکل ب کے لئے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$
\begin{aligned}
i_C &= I_C + i_c \\
&= I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} \\
&= I_S e^{\frac{V_{BE}+v_{be}}{V_T}} \\
&= I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} e^{\frac{v_{be}}{V_T}} \\
&= I_C e^{\frac{v_{be}}{V_T}}
\end{aligned}
$$

جہاں آخری قدم پر مساوات ۳.۲۰۳ کا سہارا لیا گیا۔ سلسلہ مکلارن کی مدد سے اس کو یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$
i_C = I_C \left[1 + \frac{1}{1!} \left(\frac{v_{be}}{V_T} \right) + \frac{1}{2!} \left(\frac{v_{be}}{V_T} \right)^2 + \cdots \right]
$$

باریک اشارات کے لئے اس مساوات کے پہلے دو جز ولینا کافی ہوتا ہے اور یوں

$$
i_C \approx I_C + \frac{I_C}{V_T} v_{be}
$$

لکھا جا سکتا ہے۔ تقریباً برابر کی علامت $\approx$ کی جگہ برابر کی علامت $=$ استعمال کرتے ہوئے مساوات ۳.۱۸۴ 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

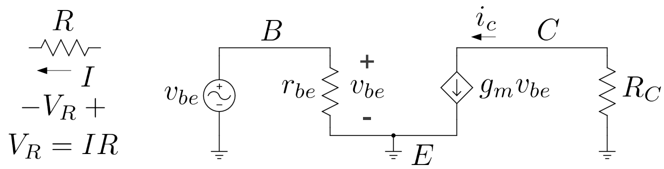
$$
i_c = g_m v_{be} \tag{۳.۲۰۵}
$$

اسی طرح شکل ۳.۸۰ 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 ۳.۲۰۴ کی مدد حاصل کی گئی۔ مساوات ۳.۲۰۵ کو استعمال کرتے ہوئے اسے یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$
v_{ce} = -g_m R_c v_{be} \tag{۳.۲۰۶}
$$



شکل ۳.۸۱: باریک اشاراتی مساوی دور

جس سے باریک اشاراتی افزائش برقی دباو A_v حاصل کی جا سکتی ہے۔

$$A_v=\frac{v_{ce}}{v_{be}}=-g_m R_C \tag{۳.۲۰۷}$$

مساوات ۳.۲۰۳ اور مساوات ۳.۲۰۴ سے شکل ۳.۸۰ میں یک سمت متغیرات I_C اور V_{CE} حاصل ہوتے ہیں جبکہ مساوات ۳.۲۰۵ اور مساوات ۳.۲۰۶ سے اسی شکل کے بدلتے متغیرات i_c اور v_{ce} حاصل ہوتے ہیں۔ یک سمت متغیرات شکل الف سے حاصل کئے گئے جہاں بدلتے متغیرات موجود نہیں۔

شکل ۳.۷۲ الف میں دئے گئے ٹرانزسٹر کے باریک اشاراتی ریاضی نمونے پر داخلی جانب v_{be} لاگو کرتے ہوئے اور اس کے خارجی جانب مزاحمت R_C جوڑنے سے شکل ۳.۸۱ حاصل ہوتا ہے جس سے

$$i_c=g_m v_{be} \tag{۳.۲۰۸}$$

حاصل ہوتا ہے جو کہ بالکل مساوات ۳.۲۰۵ 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 بائیں جانب اُوہم کے قانون کا صحیح استعمال دکھایا گیا ہے جہاں مزاحمت R میں اگر برقی رو I دائیں سرے سے داخل ہو تو اُوہم کا قانون استعمال کرتے وقت برقی دباو V_R کا مثبت طرف مزاحمت کا وہ سرا لیا جاتا ہے جہاں سے مزاحمت میں برقی رو داخل ہو۔ یوں اُوہم کے قانون سے

$$\begin{aligned}v_{R_C}&=i_c R_C\\&=g_m R_C v_{be}\end{aligned} \tag{۳.۲۰۹}$$

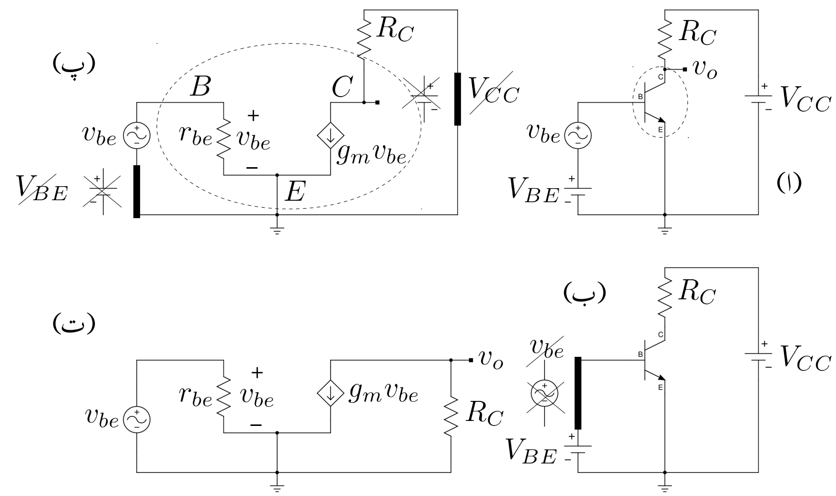
حاصل ہوتا ہے۔ اگر ہمیں v_{ce} حاصل کرنا ہو تو ہم شکل سے دیکھتے ہیں کہ یہ v_{R_C} کے الٹ ہے (یعنی $v_{ce}=-v_{R_C}$)۔ یوں

$$v_{ce}=-g_m R_C v_{be} \tag{۳.۲۱۰}$$

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 افزائش برقی دباو A_v حاصل ہوتی ہے۔

$$A_v=\frac{v_{ce}}{v_{be}}=-g_m R_C \tag{۳.۲۱۱}$$



شکل ۳.۸۲: (ا) اصل دور (ب) مساوی یک سمت دور (ت) مساوی باریک اشاراتی دور

ہم دیکھتے ہیں کہ شکل ۳.۸۰ب میں دئے گئے دور کے بدلتے متغیرات شکل ۳.۸۲ کو حل کرنے سے بھی حاصل کئے جا سکتے 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 ۳.۸۲ میں دکھایا دور شکل ۳.۸۰ب کا مساوی باریک اشاراتی دور ہے۔

آئیں شکل ۳.۸۲ کی مدد سے دیکھیں کہ کسی بھی ٹرانزسٹر دور کے مساوی یک سمت اور مساوی باریک اشاراتی ادوار کیسے حاصل کئے جاتے ہیں۔ ہم نے اوپر دیکھا کہ بدلتے متغیرات کے مساوات میں تمام یک سمت متغیرات کٹ جاتے ہیں۔ یوں کسی بھی دور کا مساوی باریک اشاراتی دور حاصل کرتے وقت دور میں تمام یک سمت منبع کی قیمتیں صفر کر دیں جاتی ہیں اور ٹرانزسٹر کی جگہ ٹرانزسٹر کا باریک اشاراتی ریاضی نمونہ نسب کر دیا جاتا ہے۔ یک سمت منبع برقی دباو کی قیمت صفر کرنے کی خاطر ان کے دونوں سرے قصر دور تصور کئے جاتے ہیں۔ اگرچہ موجودہ مثال میں یک سمت منبع برقی رو استعمال نہیں کیا گیا لیکن اگر ایسا کیا جائے تو یک سمت منبع برقی رو کی قیمت صفر کرنے کی خاطر اس کو کھلے سرے کر دیا جاتا ہے۔

آئیں اب شکل ۳.۸۲الف میں دئے دور کے مساوی ادوار حاصل کریں۔ شروع مساوی یک سمت دور کے حصول سے کرتے ہیں۔

جیسا شکل ب میں دکھایا گیا ہے کہ تمام بدلتے اشارات کی قیمت صفر کرنے سے دور کا مساوی یک سمت دور حاصل ہوتا ہے۔ اس دور میں v_{be} بدلتا اشارہ ہے جسے دور سے خارج کرتے ہوئے اس مقام کو قصر دور کر دیا گیا ہے (یعنی جن دو برقی تاروں کے ساتھ v_{be} جڑا تھا ان تاروں کو آپس میں جوڑ دیا گیا ہے جبکہ یہاں سے v_{be} کو نکال دیا گیا ہے۔ جوڑ کو وضاحت کی خاطر موٹی تار سے دکھایا گیا ہے)

شکل (پ) میں مساوی باریک اشاراتی دور حاصل کیا گیا ہے۔ ایسا کرنے کی خاطر ٹرانزسٹر کی

جگہ اس کا باریک اشاراتی π ریاضی نمونہ نسب کیا گا ہے جبکہ تمام یک سمت منبع کو قصر دور کر دیا گیا ہے۔ چونکہ اصل دور یعنی شکل الف میں V_{CC} اور V_{BE} یک سمت منبع ہیں لہٰذا انہیں قصر دور کیا گیا ہے۔ ان کی جگہ نسب تاروں کو وضاحت کی غرض سے موٹا کر کے دکھایا گیا ہے۔ شکل پ کو عموماً شکل ت کی مانند بنایا جاتا ہے۔ اس کتاب میں بھی ایسا ہی کیا جائے گا۔ آپ تسلی کر لیں کہ شکل پ اور شکل ت بالکل یکساں ہیں۔

اس حصے میں ہم نے دیکھا کہ ٹرانزسٹر ادوار کے حل حاصل کرتے وقت یہ ممکن ہے کہ پہلے بدلتے متغیرات کو نظر انداز کیا جائے اور اس کا یک سمت دور حل کیا جائے۔ یوں حاصل یک سمت متغیرات سے نقطہ کارکردگی پر ٹرانزسٹر کے r_{be} اور g_m حاصل کئے جائیں اور پھر دور میں یک سمت منبع کو نظر انداز کرتے ہوئے بدلتے اشارات حاصل کئے جائیں۔ قلم و کاغذ پر ٹرانزسٹر ادوار اسی طریقہ کار کو استعمال کرتے ہوئے حاصل کئے جاتے ہیں۔ اگلے حصے میں اس 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 بتلانا 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۔

۳.۱۶ باریک اشاراتی ادوار کا پائے ریاضی نمونے کی مدد سے حل

ٹرانزسٹر ایمپلیفائر کو پائے (π) ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے ایک منظم طریقے سے حل کیا جاتا ہے۔ اس طریقہ کار کے اقدام مندرجہ ذیل ہیں۔

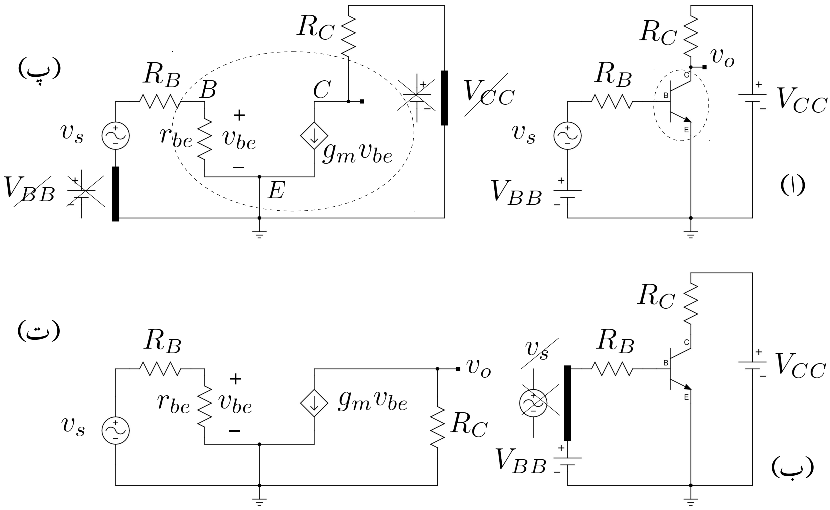
۱. اصل ٹرانزسٹر دور کا مساوی یک سمت دور حاصل کر کے اسے حل کرتے ہوئے I_C اور V_{CE} حاصل کریں۔ یہ نقطہ کارکردگی پر ٹرانزسٹر کے متغیرات ہیں۔

۲. آگے بڑھنے سے پہلے تسلی کر لیں کہ ٹرانزسٹر افزائندہ خطے میں ہے (یعنی $V_{CE} > V_{CE_{\text{غیر افزائندہ}}}$)۔

۳. حاصل کردہ I_C استعمال کرتے ہوئے نقطہ کارکردگی پر ٹرانزسٹر کے باریک اشاراتی ریاضی نمونہ کے جزو حاصل کریں یعنی۔

$$g_m = \frac{I_C}{V_T}$$
$$r_{be} = \frac{\beta}{g_m}$$
$$r_e = \frac{V_T}{I_E} \approx \frac{1}{g_m}$$

۴. 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 ۳.۸۳: (ا) اصل دور (ب) مساوی یک سمت (ت) مساوی باریک اشاراتی

5. حاصل مساوی باریک اشاراتی دور کو حل کرتے ہوئے ایمپلیفائر کے خاصیت حاصل کریں۔ (مثلاً افزائش برقی دباو A_v، داخلی مزاحمت R_i، خارجی مزاحمت R_o وغیرہ)
6. آخر میں اس بات کی بھی تسلی کر لیں کہ ٹرانزسٹر کا نقطہ کارکردگی یوں منتخب ہو کہ خارجی اشارہ (جسے v_o لکھا جائے گا) کے حیطے کے مثبت اور منفی چوٹیوں پر بھی ٹرانزسٹر افزائندہ ہی رہے۔ (یعنی کہ خارجی اشارہ v_o کے چوٹیاں تراشی نہیں جاتیں)

اس عمل کے پہلے تین اقدام آپ دیکھ چکے ہیں۔ آئیں اب مساوی باریک اشاراتی دور کو حل کرنا دیکھیں۔ ایسا شکل ۳.۸۳ کی مدد سے کرتے ہیں جس میں مزاحمت R_B بھی نسب کیا گیا ہے۔ یہاں ٹرانزسٹر کی افزائش برقی رو کو β_0 تصور کریں۔
شکل ب میں اس دور کا مساوی یک سمت دور حاصل کیا گیا ہے۔ اس کو حل کرتے ہوئے I_C اور V_{CE} حاصل کرتے ہیں۔ داخلی جانب چونکہ

$$V_{BB} = I_B R_B + V_{BE}$$
$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B}$$

ہے لہٰذا

$$I_C = \beta_0 I_B = \beta_0 \left(\frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} \right) \tag{۳.۲۱۲}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یہی جواب R_B کو ٹرانزسٹر کے ایمٹر جانب منتقل کرتے ہوئے $\frac{R_B}{\beta_0}$ لکھ کر بھی حاصل کیا جا سکتا تھا یعنی

$$I_C = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\left(\frac{R_B}{\beta_0}\right)}$$

خارجی جانب سے

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C \tag{۳.۲۱۳}$$

حاصل ہوتا ہے۔ باریک اشاراتی متغیرات حاصل کرنے سے پہلے یہاں رک کر تسلی کر لیں کہ ٹرانزسٹر افزائندہ خطے میں ہے۔ اگر حاصل کردہ V_{CE} کی قیمت $V_{CE\text{غیر افزائندہ}}$ سے کم ہو تب ٹرانزسٹر غیر افزائندہ ہو گا اور اشارہ کو بڑھانے سے قاصر ہو گا۔ اس صورت میں باریک اشاراتی تجزیہ کرنے کی ضرورت نہیں۔

حاصل I_C سے ٹرانزسٹر ریاضی نمونہ کے جزو g_m اور r_{be} حاصل کرنے کے بعد شکل ت سے افزائش A_v یوں حاصل کی جائے گی۔ داخلی جانب ہم لکھ سکتے ہیں

$$\begin{aligned}
v_s &= i_b\left(R_B + r_{be}\right)\\
i_b &= \frac{v_s}{R_B + r_{be}}
\end{aligned}$$

اور چونکہ $v_{be} = i_b r_{be}$ ہے لہٰذا

$$v_{be} = \frac{v_s r_{be}}{R_B + r_{be}}$$

حاصل ہوتا ہے۔ خارجی جانب ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$\begin{aligned}
i_c &= g_m v_{be}\\
v_o &= -i_c R_C
\end{aligned}$$

مندرجہ بالا تین مساوات سے v_o لکھا جا سکتا ہے یعنی

$$v_o = -i_c R_C = -\left(g_m v_{be}\right) R_C = -g_m R_C \left(\frac{v_s r_{be}}{R_B + r_{be}}\right)$$

جس سے افزائش A_v یوں حاصل ہوتی ہے۔

$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = -\frac{g_m r_{be} R_C}{R_B + r_{be}} \tag{۳.۲۱۴}$$

یہاں رک کر تسلی کر لیں کہ آیا مطلوبہ خارجی اشارہ v_o کے مثبت اور منفی چوٹیوں پر بھی ٹرانزسٹر افزائندہ خطے میں ہی رہتا ہے یا نہیں۔ میرے خیال میں یہ بات مثال کی مدد سے زیادہ آسانی سے سمجھ آئے گی۔

مثال ۳.۳۹: شکل ۳.۸۳ میں

$$\begin{aligned} \beta_0 &= 100 \\ V_{CC} &= 15\,\mathrm{V} \\ V_{BB} &= 2.5\,\mathrm{V} \\ R_C &= 7.5\,\mathrm{k\Omega} \\ R_B &= 180\,\mathrm{k\Omega} \end{aligned}$$

لیتے ہوئے باریک اشاراتی افزائش برقی دباو A_v حاصل کریں۔ زیادہ سے زیادہ ناتراشیدہ خارجی اشارے حاصل ہوتے وقت داخلی اشارے کا حیطہ دریافت کریں۔

حل: پہلے یک سمت متغیرات حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} I_C &= \beta_0 \left(\frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} \right) = 100 \times \left(\frac{2.5 - 0.7}{180000} \right) = 1\,\mathrm{mA} \\ V_{CE} &= V_{CC} - I_C R_C = 15 - 10^{-3} \times 7.5 \times 10^{3} = 7.5\,\mathrm{V} \end{aligned}$$

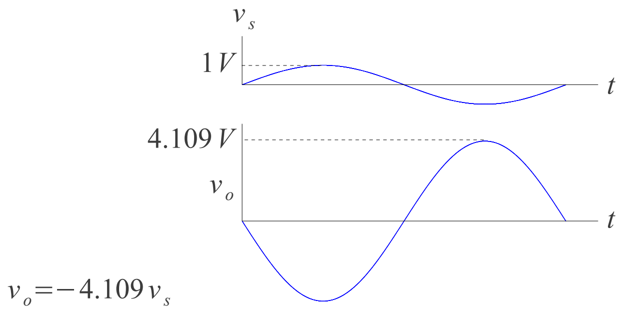
چونکہ حاصل V_{CE} کی قیمت $V_{CE_{\text{غیر افزائندہ}}}$ (یعنی $0.2\,\mathrm{V}$) سے زیادہ ہے لہٰذا ٹرانزسٹر افزائندہ ہے اور یہ داخلی اشارے کو بڑھا سکتا ہے۔ آئیں ریاضی نمونے کے جزو حاصل کریں۔

$$\begin{aligned} g_m &= \frac{I_C}{V_T} = \frac{1 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 40\,\mathrm{mS} \\ r_{be} &= \frac{\beta_0}{g_m} = \frac{100}{40 \times 10^{-3}} = 2.5\,\mathrm{k\Omega} \\ r_e &\approx \frac{1}{g_m} = \frac{1}{40 \times 10^{-3}} = 25\,\Omega \end{aligned}$$

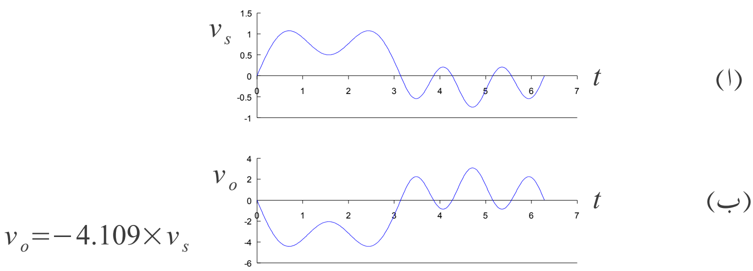
اور انہیں استعمال کرتے ہوئے باریک اشارات کی افزائش برقی دباو A_v حاصل کریں۔

$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = -\frac{g_m r_{be} R_C}{R_B + r_{be}} = -\frac{0.04 \times 2500 \times 7.5 \times 10^3}{180 \times 10^3 + 2500} = -4.109\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}$$

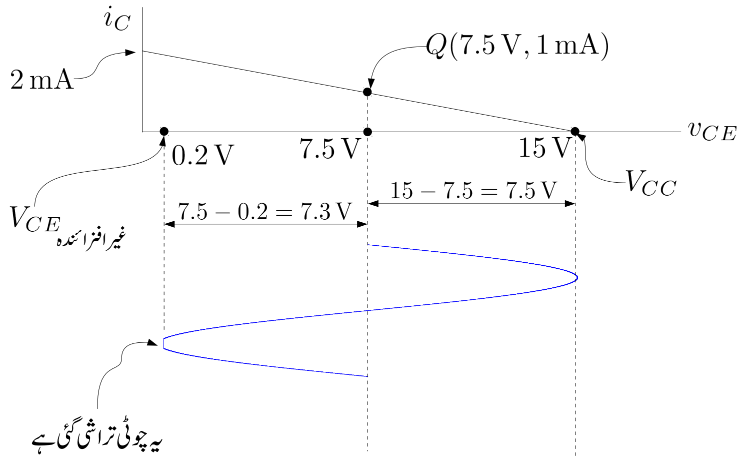
اس مساوات کے مطابق یہ ٹرانزسٹر ایمپلیفائر داخلی اشارہ v_s کے حیطے کو 4.109 گنا بڑھائے گا۔ A_v کی قیمت منفی ہونے کا مطلب یہ ہے کہ جس لمحہ داخلی اشارہ مثبت ہو گا اس لمحہ خارجی اشارہ منفی ہو گا۔ شکل میں داخلی اشارہ کو سائن نما تصور کرتے ہوئے اس حقیقت کی وضاحت کی گئی ہے۔ سائن نما اشارہ کی صورت میں یہ کہا جا سکتا ہے کہ داخلی اور خارجی اشارات آپس میں 180° پر ہیں۔ داخلی اشارہ کی شکل کچھ بھی ہو سکتی ہے۔ شکل ۳.۸۵ میں غیر سائن-نما اشارہ دکھایا گیا ہے جہاں دونوں گرافوں میں برقی دباو کے محدد



شکل ۳.۸۴: سائن-نما اشارات



شکل ۳.۸۵: غیر سائن-نما اشارہ



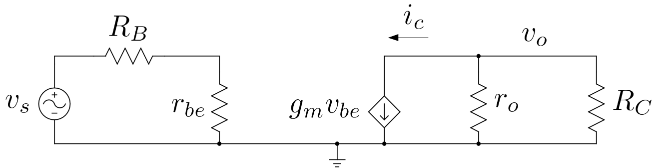
شکل ۳.۸۶: خارجی اشارے کی زیادہ سے زیادہ ناتراشیدہ چوٹی

کی پیمائش مختلف ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ جب داخلی اشارہ مثبت ہوتا ہے اس وقت خارجی اشارہ منفی ہوتا ہے اور جب داخلی اشارہ منفی ہوتا ہے اس دوران خارجی اشارہ مثبت ہوتا ہے۔ یہ جاننے کے لئے کہ اس ایمپلیفائر سے کتنے حیطے کا زیادہ سے زیادہ خارجی اشارہ v_o حاصل کیا جا سکتا ہے ہم خطِ بوجھ کی مدد حاصل کرتے ہیں جسے شکل ۳.۸۶ میں دکھایا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ نقطہ کارکردگی کے ایک جانب خارجی اشارہ $7.5\,\mathrm{V}$ کا حیطہ رکھ سکتا ہے جبکہ دوسری جانب $7.3\,\mathrm{V}$ کا۔ یوں جیسے ہی خارجی اشارے کا حیطہ $7.3\,\mathrm{V}$ سے بڑھ جائے اس کا ایک طرف کٹنے شروع ہو جائے گا۔ $7.3\,\mathrm{V}$ کے حیطے کا خارجی اشارہ اس وقت حاصل ہو گا جب داخلی اشارے کا حیطہ $1.777\,\mathrm{V}$ ہو گا یعنی

$$|v_s| = \left|\frac{v_o}{A_v}\right| = \left|\frac{7.3}{4.109}\right| = 1.777\,\mathrm{V}$$

مثال ۳.۴۰: مثال ۳.۳۹ میں ٹرانزسٹر کا **ارلی برقی دباو** $V_A = 200\,\mathrm{V}$ ہے۔ شکل ۳.۷۹ الف کا ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے A_v دوبارہ حاصل کریں۔

حل: r_o کی شمولیت سے یک سمت متغیرات متاثر نہیں ہوتے لہٰذا مثال ۳.۳۹ میں حاصل کی



شکل ۳.۸۷: ٹرانزسٹر کا خارجی مزاحمت شامل کرتے مساوی دور

گئی قیمتیں یہاں کے لئے بھی درست ہیں۔ مساوات ۳.۶۳ سے

$$r_o = \frac{V_A}{I_C} = \frac{200}{1 \times 10^{-3}} = 200\,\mathrm{k\Omega}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں شکل ۳.۸۷ 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

$$\begin{aligned}
v_o &= -i_c\left(\frac{r_o R_C}{r_o + R_C}\right) = -i_c\left(\frac{200000 \times 7500}{200000 + 7500}\right) = -7229 i_c \\
i_c &= g_m v_{be} = 40 \times 10^{-3} v_{be} \\
v_{be} &= \left(\frac{r_{be}}{R_B + r_{be}}\right) v_s = \left(\frac{2500}{180000 + 2500}\right) v_s = 0.0137 v_s
\end{aligned}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ اس طرح

$$v_o = -7229 \times 40 \times 10^{-3} \times 0.0137 v_s = -3.96 v_s$$

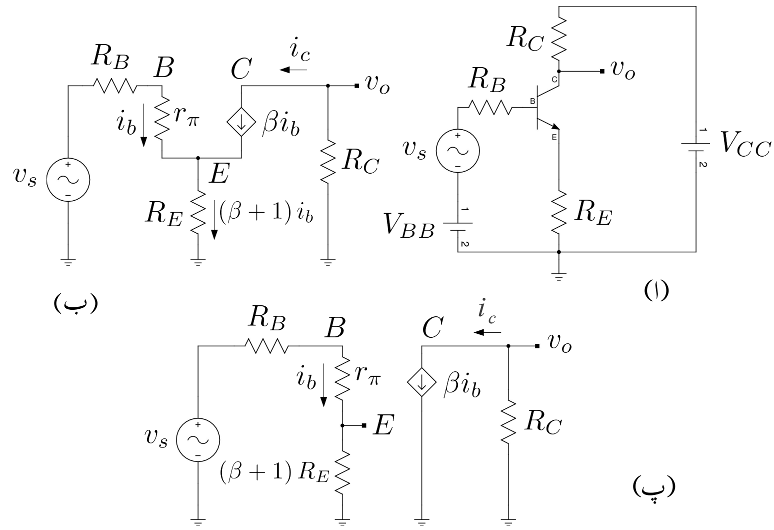
حاصل ہوتا ہے یعنی

$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = -3.96\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}$$

مثال ۳.۳۹ میں $A_v = -4.109\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}$ حاصل ہوا تھا۔ یوں r_o کو نظر انداز کرتے ہوئے جواب میں صرف

$$\left|\frac{3.96 - 4.109}{3.96}\right| \times 100 = 3.76\,\%$$

تبدیلی آئی۔



شکل ۳.۸۸: ایمپلیفائر بمع R_E

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 لہٰذا $R_C \to \infty$ کرنے سے لامحدود افزائش حاصل نہیں ہو گی چونکہ خارجی جانب R_C اور r_o متوازی جڑے ہیں اور ان کی مجموعی مزاحمت کسی صورت R_C یا r_o سے زیادہ نہیں ہو سکتی۔

مثال ۳.۴۱: شکل ۳.۸۸ الف کے ایمپلیفائر میں R_E کا اضافہ کیا گیا ہے۔ اس ایمپلیفائر کی افزائش A_v اور داخلی مزاحمت r_i حاصل کریں۔

حل: ایمپلیفائر میں بدلتے اشارات کو نظر انداز کرتے ہوئے پہلے یک سمت متغیرات حاصل کرتے ہیں۔

$$
\begin{aligned}
I_C &= \frac{V_{BB}-V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta+1}+R_E}\\
V_{CE} &= V_{CC}-I_C R_C - I_E R_E\\
&\approx V_{CC}-I_C\left(R_C+R_E\right)
\end{aligned}
$$

یہاں رک کر تسلی کر لیں کہ حاصل V_{CE} کی قیمت غیر افزائندہ V_{CE} سے زیادہ ہے چونکہ صرف اسی صورت ٹرانزسٹر اشارات کو بڑھانے کی صلاحیت رکھتا ہے۔

حاصل I_C سے ٹرانزسٹر کے پائے ریاضی نمونہ کے جزو حاصل کرتے ہیں۔

$$
\begin{aligned}
g_m &= \frac{I_C}{V_T} \\
r_{be} &= \frac{\beta}{g_m} \\
r_e &= \frac{\alpha}{g_m} \approx \frac{1}{g_m}
\end{aligned}
$$

اگرچہ اس مثال میں r_e اور g_m کے قیمتیں استعمال نہیں کی گئی ان کو پھر بھی حاصل کیا گیا ہے۔ تمام جزو حاصل کرنے کی عادت اچھی ثابت ہوتی ہے۔

شکل ب میں پائے ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے شکل الف کا مساوی باریک اشاراتی دور دکھایا گیا ہے جس میں r_o کو نظر انداز کیا گیا ہے۔ اس دور میں ٹرانزسٹر کے تین سروں پر برقی رو مندرجہ ذیل ہیں۔

$$
\begin{aligned}
&i_b \\
&i_c = \beta i_b \\
&i_e = i_b + i_c = \left(\beta + 1\right) i_b
\end{aligned}
$$

یوں شکل ب میں داخلی جانب کے دائرے میں کرخوف کے قانون برائے برقی دباو کے استعمال سے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$
\begin{aligned}
v_s &= i_b R_B + i_b r_\pi + \left(\beta + 1\right) i_b R_E \\
&= i_b \left(R_B + r_\pi + \left(\beta + 1\right) R_E\right)
\end{aligned}
$$

اور یوں

$$
i_b = \frac{v_s}{R_B + r_\pi + \left(\beta + 1\right) R_E}
$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس مساوات سے دور کا داخلی باریک اشاراتی مزاحمت حاصل کیا جا سکتا ہے یعنی

$$
r_i = \frac{v_s}{i_b} = R_B + r_\pi + \left(\beta + 1\right) R_E
$$

خارجی جانب کے دائرے میں چونکہ $i_c = \beta i_b$ اور $v_o = -i_c R_C$ ہیں لہٰذا

$$
v_o = -\beta R_C i_b = -\frac{\beta R_C v_s}{R_B + r_\pi + \left(\beta + 1\right) R_E}
$$

اور

$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = -\frac{\beta R_C}{R_B + r_\pi + (\beta + 1) R_E} \tag{۳.۲۱۵}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ اس مساوات کو

$$\begin{aligned} A_v &= -\frac{\beta}{\beta + 1} \frac{R_C}{\frac{R_B}{\beta+1} + r_e + R_E} \\ &= -\frac{\alpha R_C}{\frac{R_B}{\beta+1} + r_e + R_E} \\ &\approx -\frac{R_C}{\frac{R_B}{\beta+1} + r_e + R_E} \end{aligned} \tag{۳.۲۱۶}$$

بھی لکھا جا سکتا ہے جہاں $r_e = \frac{r_\pi}{\beta+1}$ کا استعمال کیا گیا ہے۔

آئیں شکل ۳.۸۸ 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 ۳.۸۸ ب میں $v_E = (\beta + 1) i_b \times R_E$ برقی دباو پایا جاتا ہے۔ شکل ۳.۸۸ پ میں یہاں $i_b \times (\beta + 1) R_E$ پایا جاتا ہے۔ یہ دونوں مقدار برابر ہیں۔

$$v_E = (\beta + 1) i_b \times R_E = i_b \times (\beta + 1) R_E$$

شکل ۳.۸۸ پ کے داخلی دائرے پر کرخوف کا قانون برائے برقی دباو استعمال کرنے سے

$$v_s = i_b R_B + i_b r_\pi + i_b (\beta + 1) R_E$$

حاصل ہوتا ہے۔ یہ بالکل شکل ب سے حاصل مساوات کی طرح ہے جس سے داخلی باریک اشاراتی مزاحمت بھی بالکل وہی حاصل ہوتا ہے یعنی

$$r_i = \frac{v_s}{i_b} = R_B + r_\pi + (\beta + 1) R_E$$

اسی طرح خارجی جانب یہاں بھی $i_c = \beta i_b$ اور $v_o = -i_c R_C$ 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 **ایمٹر مشترک**[15] یا **کلکٹر مشترک** ایمپلیفائر میں مزاحمت R_E استعمال کیا جائے، اس کا مساوی باریک اشاراتی دور بناتے وقت داخلی اور خارجی دائروں کو جدا کرتے ہوئے داخلی دائرے میں R_E $(\beta+1)$ مزاحمت نسب کرتے ہوئے حل کریں۔ تمام حاصل جوابات درست ہوں گے۔ جیسا آپ باب ۶ میں دیکھیں گے کہ **بلند تعدد** پر چلتے ایمپلیفائر کے لئے ایسا کرکے جواب حاصل کرنا ممکن نہ ہو گا۔

افزائش برقی دباو 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 تیسرے قدم پر $\frac{r_{be}}{\beta+1}$ کو r_e لکھا گیا۔ اس مساوات کا انتہائی آسان مطلب ہے جس کی مدد سے اسے با آسانی یاد رکھا جا سکتا ہے۔ ٹرانزسٹر کے کلکٹر پر کل مزاحمت R_C ہے جبکہ اس کے ایمٹر پر مزاحمت R_E کے ساتھ سلسلہ وار r_{be} اور R_B کے عکس $\frac{r_{be}}{\beta+1}$ اور $\frac{R_B}{\beta+1}$ منسلک ہیں۔ $\frac{r_{be}}{\beta+1}$ کو r_e لکھا جا سکتا ہے۔ یوں ایمٹر پر کل مزاحمت $\sum R_E$ کی قیمت

$$
\sum R_E = \frac{R_B}{\beta+1} + r_e + R_E
$$

ہے۔ اس مساوات میں R_B داخلی اشارہ v_s کے ساتھ سلسلہ وار جڑی مزاحمت ہے۔ کلکٹر پر کل مزاحمت کو $\sum R_C$ لکھتے ہوئے اس مساوات کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$
A_v = -\alpha\left(\frac{\sum R_C}{\sum R_E}\right) = -\alpha\left(\frac{\text{کلکٹر پر کل مزاحمت}}{\text{ایمٹر پر کل مزاحمت}}\right) \tag{۳.۲۱۷}
$$

مساوات ۳.۲۱۷ نہایت اہمیت کا حامل ہے جو آپ کو زبانی یاد ہونا چاہیے۔ اس مساوات کو استعمال کرتے ہوئے عموماً α کی قیمت (1) تصور کی جاتی ہے۔ اگر ۳.۸۸ الف کا بدلتا رو مساوی دور بنایا جائے تو ٹرانزسٹر کے بیس جانب V_{BB} قصر دور ہو جائے گا اور داخلی اشارے v_s کے ساتھ صرف ایک عدد مزاحمت R_B پایا

[15] مشترک ایمٹر، مشترک کلکٹر اور مشترک بیس کی پہچان حصہ ۳.۱۹ میں کی گئی ہے

جائے گا۔ مساوات ۳.۲۱۷ کے صحیح استعمال کے لئے یہ ضروری ہے کہ ایمپلیفائر 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 ۳.۲۱۴ 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 ۳.۴۲: شکل ۳.۸۸ الف میں

$$
\begin{aligned}
V_{\text{CC}} &= 12\,\text{V} \\
V_{\text{BB}} &= 2.35\,\text{V} \\
\beta &= 99 \\
R_{\text{B}} &= 150\,\text{k}\Omega \\
R_{\text{C}} &= 75\,\text{k}\Omega \\
R_{\text{E}} &= 15\,\text{k}\Omega
\end{aligned}
$$

لیتے ہوئے باریک اشاراتی داخلی مزاحمت $r_i = \frac{v_s}{i_b}$ اور افزائش A_v حاصل کریں۔

حل: پہلے یک سمت متغیرات حاصل کرتے ہیں۔

$$
\begin{aligned}
I_C &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_E} = \frac{2.35 - 0.7}{\frac{150000}{99+1} + 15000} = 0.1\,\text{mA} \\
V_{CE} &\approx V_{CC} - I_C\left(R_C + R_E\right) \\
&= 12 - 0.1 \times 10^{-3} \times (75000 + 15000) = 3\,\text{V}
\end{aligned}
$$

چونکہ حاصل V_{CE} کی قیمت $V_{CE,\text{غیر افزائندہ}}$ یعنی $0.2\,\text{V}$ سے زیادہ ہے لہٰذا ٹرانزسٹر افزائندہ ہے اور اشارات کو بڑھانے کی صلاحیت رکھتا ہے۔ خطِ بوجھ کھینچ کر آپ دیکھ سکتے ہیں کہ خارجی اشارے کی زیادہ سے زیادہ

ناتراشیدہ چوٹی نقطہ کارکردگی کے ایک جانب $3 - 0.2 = 2.8\,\mathrm{V}$ اور دوسری جانب $12 - 3 = 9\,\mathrm{V}$ ہوں گیں۔ یوں سائن-نما اشارہ کی زیادہ سے زیادہ خارجی ناتراشیدہ چوٹی $2.8\,\mathrm{V}$ ممکن ہو گی۔
حاصل I_C سے ٹرانزسٹر کے پائے ریاضی نمونہ کے جزو حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned}
g_m &= \frac{I_C}{V_T} = \frac{0.1\times10^{-3}}{25\times10^{-3}} = 4\,\mathrm{mS}\\
r_{be} &= \frac{\beta}{g_m} = \frac{99}{0.004} = 24.75\,\mathrm{k\Omega}\\
r_e &= \frac{V_T}{I_E} = \frac{\alpha}{g_m} = \frac{0.99}{0.004} = 247.5\,\Omega
\end{aligned}$$

باریک اشاراتی داخلی مزاحمت حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned}
r_i &= \frac{v_s}{i_b} = R_B + r_{be} + \left(\beta+1\right)R_E\\
&= 150000 + 24750 + (99+1)\times 15000\\
&= 1.674\,75\,\mathrm{M\Omega}
\end{aligned}$$

ایمپلیفائر کی افزائش برقی دباو حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned}
A_v &= \frac{v_o}{v_s} = -\frac{\beta R_C}{R_B + r_{be} + (\beta+1)R_E}\\
&= -\frac{99\times75000}{150000 + 24750 + (99+1)\times 15000}\\
&= -4.4335\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}
\end{aligned}$$

مساوات ۳.۲۱۷ کی مدد سے یہی جواب سیدھا سیدھا حاصل کیا جا سکتا ہے جہاں

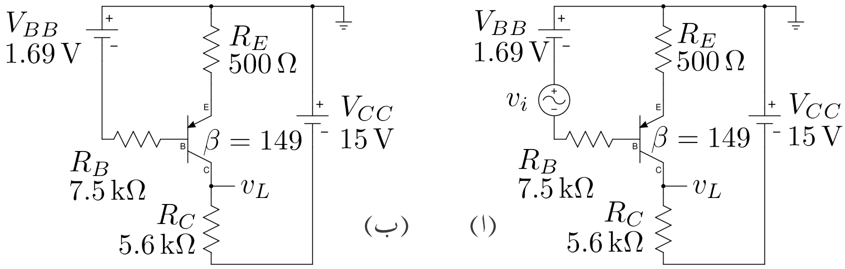
$$\sum R_C = R_C = 75\,\mathrm{k\Omega}$$

اور

$$\begin{aligned}
\sum R_E &= \frac{R_B}{\beta+1} + r_e + R_E\\
&= \frac{150000}{99+1} + 247.5 + 15000\\
&= 16\,747.5\,\Omega
\end{aligned}$$

لئے جائیں گے اور یوں

$$A_v = -\alpha\left(\frac{\sum R_C}{\sum R_E}\right) = -0.99\times\left(\frac{75000}{16747.5}\right) = -4.4335\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}$$



شکل ۳.۸۹: جمع۔منفی۔جمع ایمپلیفائر

حاصل ہوتا ہے۔

مثال ۳.۴۳: شکل ۳.۸۹ الف میں $A_v = \frac{v_L}{v_i}$ حاصل کریں۔ اگر $v_i = 0.001 \sin \omega t$ ہو تب v_L کیا ہو گا؟

حل: بدلتے متغیرات کو نظر انداز کرتے ہوئے شکل ۳.۸۹ ب سے یک سمت متغیرات حاصل کرتے ہیں۔ داخلی جانب

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

لکھا جا سکتا ہے جس سے

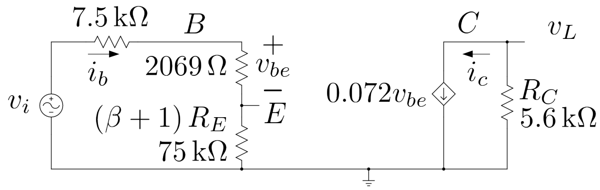
$$I_C =\approx I_E = \frac{1.69 - 0.7}{500 + \frac{7500}{149+1}} = 1.8\,\text{mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ خارجی جانب

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

سے

$$V_{EC} = 15 - 1.8 \times 10^{-3} \times (500 + 5600) = 4.02\,\text{V}$$



شکل ۳.۹۰: جمع-منفی-جمع ایمپلیفائر مساوی باریک اشاراتی دور

حاصل ہوتا ہے جو کہ غیر افزائندہ V_{EC} سے زیادہ ہے لہٰذا ٹرانزسٹر افزائندہ خطے میں ہے۔
ان قیمتوں سے پائے ریاضی نمونے کے اجزاء حاصل کرتے ہیں

$$
\begin{aligned}
g_m &= \frac{I_C}{V_T} = \frac{1.8\times10^{-3}}{25\times10^{-3}} = 0.072\,\mathrm{S}\\
r_{be} &= \frac{\beta}{g_m} = \frac{149}{0.072} = 2069\,\Omega
\end{aligned}
$$

جنہیں استعمال کرتے ہوئے شکل ۳.۹۰ کا باریک اشاراتی مساوی دور حاصل ہوتا ہے۔ اس مساوی دور میں مثال ۳.۴۱ کے شکل ۳.۸۸ پ کی طرح پائے ریاضی نمونہ میں تبدیلی کی گئی۔
مساوی دور کے داخلی جانب

$$
\begin{aligned}
i_b &= \frac{v_i}{7500+2069+75000} = \frac{v_i}{84569}\\
v_{be} &= i_b\times 2069 = \frac{v_i}{84569}\times 2069 = 0.024465v_i
\end{aligned}
$$

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

$$
A_v = \frac{v_L}{v_i} = -9.864\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}
$$

حاصل ہوتا ہے۔ اسی جواب کو یوں بھی حاصل کیا جا سکتا ہے۔

$$\begin{aligned}
\sum R_C &= 5.6\,\mathrm{k\Omega}\\
\sum R_E &= \frac{R_B}{\beta+1}+\frac{r_{be}}{\beta+1}+R_E = 563.79\,\Omega\\
A_v &= -\alpha\frac{\sum R_C}{\sum R_E} = -\left(\frac{149}{150}\right)\left(\frac{5600}{563.79}\right) = -9.866\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}
\end{aligned}$$

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 $I_E \approx I_C$ تصور کرنے سے پیدا ہوا۔ I_C کی ٹھیک ٹھیک قیمت حاصل کرتے دوبارہ جوابات حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned}
I_C &= \alpha I_E = \left(\frac{\beta}{\beta+1}\right) I_E = 1.788\,\mathrm{mA}\\
g_m &= \frac{I_C}{V_T} = \frac{1.788\times10^{-3}}{25\times10^{-3}} = 0.071\,52\,\mathrm{S}\\
r_{be} &= \frac{\beta}{g_m} = 2083.333\,\Omega
\end{aligned}$$

یوں پائے ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے

$$\begin{aligned}
i_b &= \frac{v_i}{7500+2083.33+75000} = \frac{v_i}{84583.33}\\
v_{be} &= i_b\times 2083.33 = \frac{v_i}{84583.33}\times 2083.33 = 0.02463 v_i
\end{aligned}$$

اور

$$\begin{aligned}
i_c &= g_m v_{be} = 0.07152\times 0.02463 v_i = 1.7615376\times10^{-3} v_i\\
v_L &= -i_c\times 5600 = -1.7615376\times10^{-3} v_i\times 5600 = -9.8646 v_i
\end{aligned}$$

یعنی

$$A_v = \frac{v_L}{v_i} = -9.865\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح

$$\sum R_C = 5.6\,\text{k}\Omega$$
$$\sum R_E = \frac{7500}{149+1} + \frac{2083.33}{149+1} + 500 = 563.889\,\Omega$$
$$A_v = -\alpha\frac{\sum R_C}{\sum R_E} = -\frac{149}{149+1} \times \frac{5600}{563.889} = -9.865\,\frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتا ہے۔
اگر $v_i = 0.001 \sin \omega t$ ہو تب

$$v_L = -9.864 \times 0.001 \sin \omega t = -0.009864 \sin \omega t$$

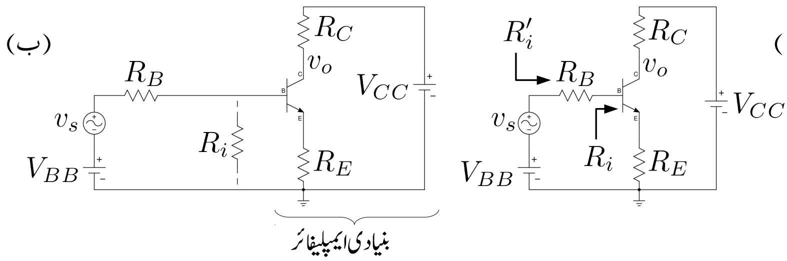
ہو گا۔

اس مثال میں آپ نے دیکھا کہ چھوٹی چھوٹی چیزیں نظر انداز کرنے سے جوابات جلد حاصل ہوتے ہیں مگر ان میں اور اصل جوابات میں معمولی فرق پایا جاتا ہے۔ یہ فرق قابل نظر انداز ہوتا ہے۔ قلم و کاغذ کے ساتھ ٹرانزسٹر ادوار حل کرتے ہوئے عموماً اسی طرح جلد حاصل کردہ جوابات کو درست تسلیم کیا جاتا ہے۔ اس کتاب میں عموماً ایسا ہی کیا جائے گا۔ اگر زیادہ ٹھیک جوابات درکار ہوں تو تمام متغیرات کے ٹھیک ٹھیک قیمتیں استعمال کرتے ہوئے جوابات حاصل کئے جا سکتے ہیں۔

اب تک ایمپلیفائر حل کرتے وقت ہم ٹرانزسٹر کے بیس جانب تمام مزاحمت کو ایمپلیفائر کا حصہ تصور کرتے ہوئے مساوات ۳.۲۱۷ استعمال کرتے آرہے ہیں۔ آئیں اسی مسئلے کو قدر مختلف نظر سے دیکھیں۔ ایسا کرنے سے مساوات ۳.۲۱۷ میں $\sum R_E$ کا مطلب کچھ تبدیل ہو جائے گا۔

شکل ۳.۸۸ کو مثال بناتے ہوئے یہاں دوبارہ شکل ۳.۹۱ 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 بیس 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' سے مراد R کا ٹرانزسٹر میں عکس مطلب لیتے ہیں۔ یہاں ہم R'_i سے ہرگز یہ مراد نہیں لے رہے۔ امید کی جاتی ہے کہ اس حصے میں اس حقیقت کو آپ ذہن میں رکھیں گے]۔ شکل کو دیکھتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$\begin{aligned}
R_i &= (\beta+1)(r_e + R_E) \\
&= r_{be} + (\beta+1) R_E \\
R'_i &= R_B + R_i \\
&= R_B + (\beta+1)(r_e + R_E)
\end{aligned} \tag{۳.۲۱۸}$$



شکل ۳.۹۱

ٹرانزسٹر کے ایمٹر جانب ان داخلی مزاحمت کے عکس

$$\frac{R_i}{\beta+1} = r_e + R_E$$
$$\frac{R'_i}{\beta+1} = \frac{R_B}{\beta+1} + r_e + R_E$$

ہیں۔ مساوات ۳.۲۱۷ میں $\sum R_E$ سے مراد داخلی مزاحمت R'_i کا عکس ہے۔ آئیں اب اسی ایمپلیفائر کو دوسری نظر سے دیکھیں۔

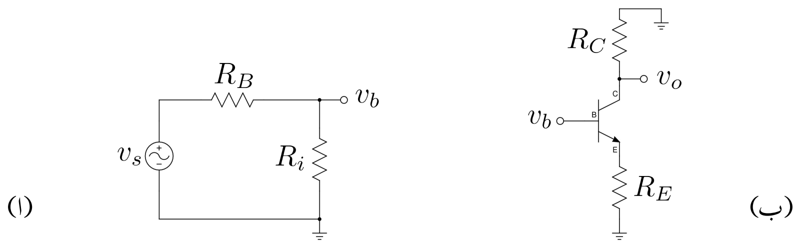
شکل ۳.۹۱ ب میں بنیادی ایمپلیفائر کی نشاندہی کی گئی ہے۔ R_B اس بنیادی ایمپلیفائر کا حصہ نہیں ہے۔ ٹرانزسٹر کے بیس سے دیکھتے ہوئے ایمپلیفائر مزاحمت R_i نظر آتا ہے۔ اس حقیقت کی وضاحت شکل ب میں ٹرانزسٹر کے بیس جانب R_i دکھا کر کی گئی ہے۔

شکل ۳.۹۲ میں ایمپلیفائر کا باریک اشاراتی مساوی دور بناتے ہوئے اس کے دو ٹکڑے بھی کر دئے گئے ہیں۔ یوں شکل ۳.۹۲ الف کو دیکھتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$\begin{aligned} v_b &= \left(\frac{R_i}{R_B+R_i}\right) v_s \\ &= \left(\frac{(\beta+1)\,(r_e+R_E)}{R_B+(\beta+1)\,(r_e+R_E)}\right) v_s \end{aligned} \tag{۳.۲۱۹}$$

جہاں مساوات ۳.۲۱۸ سے R_i کی قیمت پُر کی گئی۔ شکل ۳.۹۲ ب کو دیکھتے ہوئے ہم

$$\begin{aligned} \sum R_C &= R_C \\ \sum R_E &= r_e + R_E \\ A'_v &= \frac{v_o}{v_b} = -\frac{\sum R_C}{\sum R_E} = -\frac{R_C}{r_e+R_E} \end{aligned} \tag{۳.۲۲۰}$$



شکل ۳.۹۲

لکھ سکتے ہیں جس سے

$$v_o = -\left(\frac{R_C}{r_e + R_E}\right) v_b \tag{۳.۲۲۱}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس مساوات میں v_b کی قیمت مساوات ۳.۲۱۹ سے پُر کرتے ہوئے

$$v_o = -\left(\frac{R_C}{r_e + R_E}\right)\left(\frac{(\beta+1)(r_e + R_E)}{R_B + (\beta+1)(r_e + R_E)}\right) v_s \tag{۳.۲۲۲}$$

یعنی

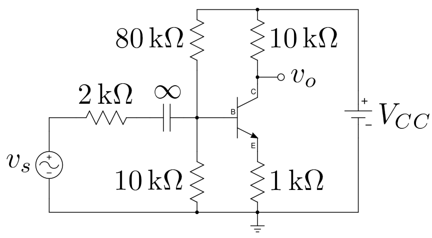
$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = \frac{-R_C}{\frac{R_B}{\beta+1} + r_e + R_E} \tag{۳.۲۲۳}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یہ مساوات ہوبہو مساوات ۳.۲۱۶ ہی ہے۔

مساوات ۳.۲۲۳ میں کسر کے نچلے حصے میں $r_e + R_E$ دراصل $\sum R_E$ ہے جو از خود داخلی مزاحمت کا ایمٹر جانب عکس ہے یعنی $\frac{R_i}{\beta+1} = \sum R_E$۔ یوں اگر داخلی مزاحمت بڑھائی جائے تو افزائش A_v گھٹے گی۔ یہ ایک اہم نتیجہ ہے۔ ایمپلیفائر 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 ایمپلیفائر استعمال کرتے ہوئے کسی بھی قیمت کے داخلی مزاحمت اور افزائش حاصل کئے جا سکتے ہیں۔ اس طرح کے ایمپلیفائر آپ آگے جا کر دیکھیں گے۔

ایمپلیفائر حل کرنے کا یہ طریقہ نہایت اہم ہے۔ اس طریقے کو آگے بابوں میں بار بار استعمال کیا جائے گا۔ آپ سے گزارش کی جاتی ہے کہ اس طریقے کو سمجھے بغیر آگے مت بڑھیں۔ اس طریقے کو قدم باقدم دوبارہ پیش کرتے ہیں۔

- ٹرانزسٹر کے بیس پر دیکھتے ہوئے ایمپلیفائر کا داخلی مزاحمت R_i حاصل کریں۔



شکل ۳.۹۳

- دور میں بنیادی ٹرانزسٹر ایمپلیفائر کی جگہ اس کا داخلی مزاحمت R_i نسب کرتے ہوئے سادہ داخلی دور حاصل کریں۔
- اس سادہ داخلی دور میں v_b حاصل کریں۔ v_b سے مراد R_i پر پائے جانے والا باریک اشارہ ہے۔
- بنیادی ایمپلیفائر کی افزائش $-\frac{\sum R_C}{\sum R_E} = \frac{v_o}{v_b} = A'_v$ سے حاصل کریں۔ $\sum R_E$ سے مراد بنیادی ایمپلیفائر کا $\sum R_E$ ہے۔
- کُل افزائش $A_v = \frac{v_o}{v_s}$ کو A'_v اور v_b کی مدد سے حاصل کریں۔

مثال ۳.۴۴: شکل ۳.۹۳ میں بنیادی ایمپلیفائر کا داخلی مزاحمت حاصل کرتے ہوئے افزائش $A_v = \frac{v_o}{v_s}$ حاصل کریں۔ $\beta = 100$ اور $r_e = 25\,\Omega$ ہیں۔ باریک اشاراتی دور میں کپیسٹر کو قصر دور تصور کریں۔

حل: شکل ۳.۹۴ میں بدلتا رو مساوی دور دکھایا گیا ہے۔ شکل ب میں داخلی مزاحمت

$$R_i = (100 + 1) \times (25 + 1000) = 103.525\,\mathrm{k\Omega}$$

ہے۔ شکل الف میں سادہ داخلی دور دکھایا گیا ہے جہاں

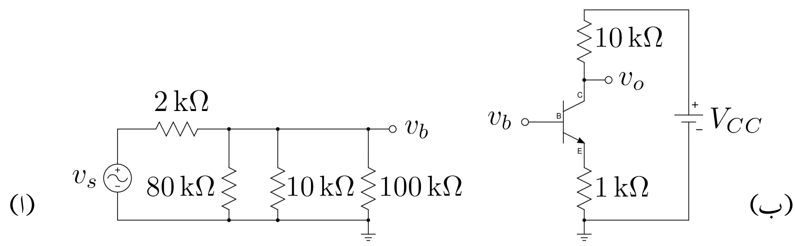
$$80\,\mathrm{k\Omega} \parallel 10\,\mathrm{k\Omega} \parallel 103.525\,\mathrm{k\Omega} = 8.186\,\mathrm{k\Omega}$$

لیتے ہوئے

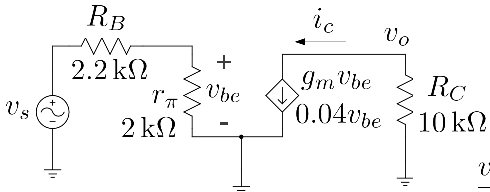
$$v_b = \left(\frac{8186}{2000 + 8186}\right) v_s = 0.8036 v_s$$

حاصل ہوتا ہے۔ شکل ب سے

$$A'_v = \frac{v_o}{v_b} = -\alpha \frac{\sum R_C}{\sum R_E} \approx -\frac{\sum R_C}{\sum R_E} = -\frac{10000}{25 + 1000} = -9.756\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}$$



شکل ۳.۹۴



$$\frac{v_o}{\cancel{i_c}} \times \frac{\cancel{i_c}}{\cancel{v_{be}}} \times \frac{\cancel{v_{be}}}{v_s} = \frac{v_o}{v_s} = A_v$$

شکل ۳.۹۵: زنجیری ضرب سے A_v کا حصول

حاصل ہوتا ہے۔ یوں

$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = \frac{v_o}{v_b} \times \frac{v_b}{v_s} = -9.756 \times 0.8036 = -7.839\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}$$

حاصل ہوتا ہے۔

۳.۱۶.۱ زنجیری ضرب کا طریقہ

ٹرانزسٹر کے پائے ریاضی نمونہ کو استعمال کرتے ہوئے افزائش برقی دباو A_v حاصل کرنا ہم نے دیکھا۔ اس سے پہلے کہ ایسے مزید مثال دیکھیں ہم ایک نہایت عمدہ طریقہ کار سیکھتے ہیں جس کی مدد سے A_v کا حصول بہت آسان ہو جاتا ہے۔

شکل ۳.۹۵ میں باریک اشاراتی دور دکھایا گیا ہے جس کے لئے ہم تین مساوات لکھ سکتے ہیں یعنی

$$
\begin{aligned}
v_o &= -i_c R_C \\
i_c &= g_m v_{be} \\
v_{be} &= \frac{r_\pi v_s}{r_\pi + R_B}
\end{aligned}
\tag{۳.۲۲۴}
$$

ان تین مساوات کو یوں بھی لکھ سکتے ہیں۔

$$
\begin{aligned}
\frac{v_o}{i_c} &= -R_C = -10\,000 \\
\frac{i_c}{v_{be}} &= g_m = 0.04 \\
\frac{v_{be}}{v_s} &= \frac{r_\pi}{r_\pi + R_B} = \frac{2000}{2000 + 2200} = 0.4762
\end{aligned}
\tag{۳.۲۲۵}
$$

اس مساوات کے پہلی جزو کے بائیں 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 $-10\,000$ 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 نا ہی i_c کی، مگر اس مساوات کے تحت ہم جانتے ہیں کہ $\frac{v_o}{i_c}$ ہر صورت $-10\,000$ کے برابر ہو گا۔

اسی طرح مندرجہ بالا مساوات کے دوسرے جزو میں بائیں 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 نا ہی 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 تیسرے جزو سے ہم جانتے ہیں کہ $\frac{v_{be}}{v_s}$ کی قیمت ہر صورت 0.4762 رہے گی۔

آئیں ان معلومات کو زیر استعمال لاتے ہوئے A_v حاصل کریں۔ جیسے شکل ۳.۹۵ میں دکھایا گیا ہے، A_v کو زنجیری ضرب سے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$
A_v = \frac{v_o}{v_s} = \left(\frac{v_o}{i_c}\right) \times \left(\frac{i_c}{v_{be}}\right) \times \left(\frac{v_{be}}{v_s}\right)
\tag{۳.۲۲۶}
$$

مندرجہ بالا مساوات میں تینوں قوسین میں بند تناسب کے قیمتیں مساوات ۳.۲۲۵ میں دی گئی ہیں۔ یوں اگرچہ دور حل کرنے سے قبل، مساوات ۳.۲۲۶ کے دائیں جانب متغیرات (یعنی v_o، i_c، v_{be} وغیرہ) کی قیمتیں ہم نہیں جانتے لیکن مساوات ۳.۲۲۵ 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

$$
A_v = -10000 \times 0.04 \times 0.4762 = -190\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}
\tag{۳.۲۲۷}
$$

زنجیری ضرب لکھتے وقت مندرجہ ذیل نقاط یاد رکھیں۔

۱. باریک اشاراتی دور حل کرنے سے پہلے ہمیں دور میں کہیں پر بھی برقی دباو 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)۔

۲. اس کے برعکس دور کے تمام مزاحمت کے قیمت اور ریاضی نمونہ کے تمام جزو (مثلاً g_m ، r_π اور β) کے قیمت ہمیں پہلے سے معلوم ہوتے ہیں۔

۳. یوں زنجیری ضرب کی خاطر قوسین لکھتے ہوئے مساواتوں کے بائیں ہاتھ پر صرف نامعلوم مقدار یعنی برقی دباو یا برقی رو پائے جائیں گے جبکہ ان کے دائیں ہاتھ معلوم متغیرات یعنی مزاحمت یا ریاضی نمونہ کے جزو پائے جائیں گے۔

۴. زنجیری ضرب لکھتے ہوئے ایمپلیفائر کے خارجی نقطے سے شروع کرتے ہوئے داخلی جانب چلتے ہوئے زنجیر کی کڑی جوڑتے رہیں۔

۵. زنجیری ضرب کی ہر نئی کڑی (قوسین) میں اوپر لکھا متغیرہ گزشتہ کڑی (قوسین) کا نچلا متغیرہ ہو گا۔

مساوات ۳.۲۲۶ کے زنجیری ضرب پر دوبارہ غور کرتے ہیں۔ زنجیری ضرب شکل ۳.۹۵ 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

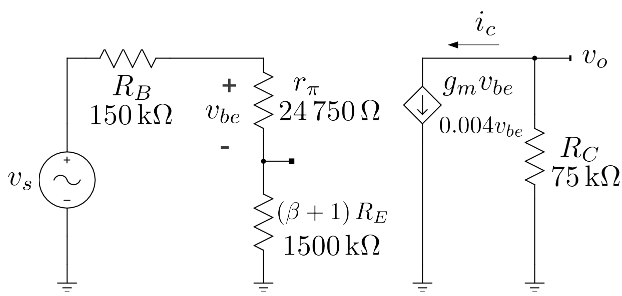
$$\frac{v_o}{i_c} = -R_C = -10\,000$$

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 نا معلوم برقی دباو یا برقی رو ہیں۔ مزید یہ کہ دوسری قوسین یعنی $\left(\frac{i_c}{v_s}\right)$ میں اوپر i_c لکھا گیا ہے جو اس سے پہلے قوسین میں نیچے لکھا گیا ہے۔ مندرجہ بالا مساوات میں اگرچہ ہمیں پہلی قوسین کی قیمت معلوم ہے لیکن مسئلہ ابھی بھی حل نہیں ہوا چونکہ دوسری قوسین کی قیمت ہمیں معلوم نہیں۔ شکل سے ہم دیکھتے ہیں کہ اگرچہ i_c کی قیمت ہم نہیں جانتے لیکن ہم جانتے ہیں کہ

$$\frac{i_c}{v_{be}} = g_m = 0.04$$



$$\frac{v_o}{\cancel{i_c}} \times \frac{\cancel{i_c}}{\cancel{v_{be}}} \times \frac{\cancel{v_{be}}}{v_s} = \frac{v_o}{v_s} = A_v$$

شکل ۳.۹۶: زنجیری ضرب کی ایک اور مثال

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 جا سکتی ہے۔ اس بات پر بھی توجہ دیں کہ تیسری قوسین میں کسر میں اوپر v_{be} لکھا گیا ہے جو کہ اس سے پہلے قوسین میں بند کسر میں نیچے لکھا گیا ہے۔

آپ اس طریقہ کار پر ایک مرتبہ دوبارہ نظر ڈالیں۔ ہم دور کے خارجی جانب v_o سے شروع کرتے ہوئے داخلی جانب v_s کی طرف قدم بڑھاتے ہوئے قوسین شامل کئے جاتے ہیں۔ اس عمل کا مشق کرنے کے بعد آپ دیکھیں گے کہ آپ مساوات ۳.۲۲۶ 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 ۳.۴۵: مثال ۳.۴۲ کو زنجیری ضرب کے طریقے سے حل کریں۔ حل: شکل ۳.۹۶ میں درکار باریک اشاراتی مساوی دور دکھایا گیا ہے جس کے لئے ہم مندرجہ ذیل مساوات لکھ سکتے ہیں۔

$$\begin{aligned} v_o &= -i_c R_C \\ i_c &= g_m v_{be} \\ v_{be} &= \frac{r_\pi v_s}{R_B + r_\pi + (\beta+1)\,R_E} \end{aligned} \tag{۳.۲۲۸}$$

جن سے مندرجہ ذیل کر حاصل کئے جا سکتے ہیں۔

$$\begin{aligned}
\frac{v_o}{i_c} &= -R_C = -75\,000 \\
\frac{i_c}{v_{be}} &= g_m = 0.004 \\
\frac{v_{be}}{v_s} &= \frac{r_\pi}{R_B + r_\pi + (\beta+1)\,R_E} \\
&= \frac{24750}{150000 + 24750 + (99+1) \times 15000} \\
&= 0.014\,778\,325
\end{aligned} \tag{۳.۲۲۹}$$

ان کی مدد سے ہم لکھ سکتے ہیں

$$\begin{aligned}
A_v &= \left(\frac{v_o}{i_c}\right) \times \left(\frac{i_c}{v_{be}}\right) \times \left(\frac{v_{be}}{v_s}\right) \\
&= (-75000) \times (0.004) \times (0.014778325) \\
&= -4.433\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}
\end{aligned} \tag{۳.۲۳۰}$$

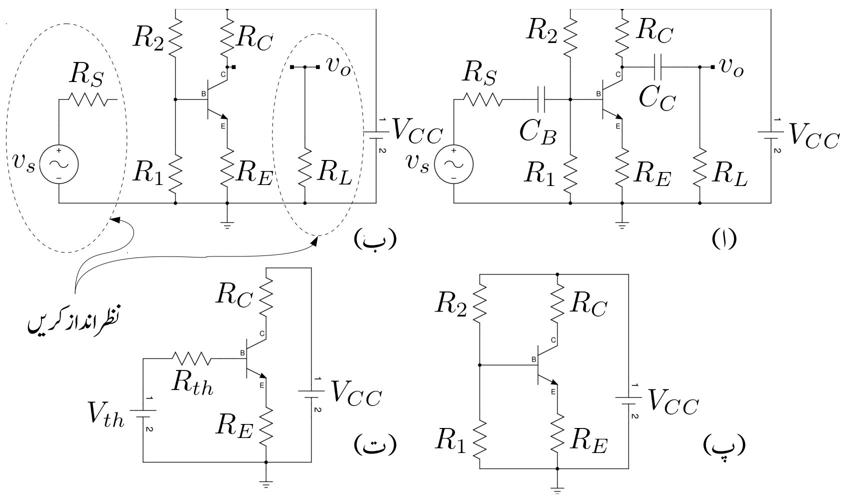
مندرجہ بالا مساوات کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔ خارجی سرے سے شروع کرتے ہم دیکھتے ہیں کہ $v_o = -i_c R_C$ ہے اور یوں v_o کو i_c کی مدد سے لکھا جا سکتا ہے۔ اگلے قدم پر ہم نے یہ دیکھنا ہے کہ i_c کو کیسے لکھا جا سکتا ہے۔ ہم دیکھتے ہیں کہ $i_c = g_m v_{be}$ ہے اور یوں i_c کو v_{be} کی مدد سے لکھا جا سکتا ہے۔ تیسرے قدم پر ہم دیکھتے ہیں کہ v_{be} کو v_s کی مدد سے لکھا جا سکتا ہے۔

مثال ۳.۴۶: شکل ۳.۹۷ الف کے ایمپلیفائر میں

$V_{CC} = 15\,\mathrm{V}$	$\beta = 179$
$R_C = 75\,\mathrm{k\Omega}$	$R_E = 15\,\mathrm{k\Omega}$
$R_1 = 320\,\mathrm{k\Omega}$	$R_2 = 1.7\,\mathrm{M\Omega}$
$R_s = 5\,\mathrm{k\Omega}$	$R_L = 375\,\mathrm{k\Omega}$

ہیں۔ ایمپلیفائر کی افزائش برقی دباو $A_v = \frac{v_o}{v_s}$ حاصل کریں۔

حل: پہلے یک سمت متغیرات حاصل کرتے ہیں۔ ایمپلیفائر میں عموماً کپیسٹر استعمال کئے جاتے ہیں جن کا ایک اہم مقصد یک سمت برقی دباو اور یک سمت برقی رو کو دور کے محدود حصے کے اندر رکھنا ہوتا ہے۔ عموماً ان کپیسٹر کی قیمت اتنی رکھی جاتی ہے کہ اشارات کے تعدد پر ان کپیسٹر کی برقی رکاوٹ کم سے کم ہو۔ یوں اشارات بغیر گھٹے ان



شکل ۳.۹۷: یک سمت اور بدلتے متغیرات کے علیحدگی کی مثال

سے گزر سکتے ہیں۔ چونکہ کپیسٹر یک سمت متغیرات کے لئے کھلے دور کے طور کام کرتا ہے لہٰذا بدلتے اشارات کے ساتھ منسلک دور کے حصہ ٹرانزسٹر کے نقطہ کارکردگی کو متاثر نہیں کر سکتے چونکہ ان تک یک سمت متغیرات کی رسائی نہیں ہوتی۔ ہم ایمپلیفائر ادوار میں تصور کریں گے کہ بدلتے اشارات کے لئے کپیسٹر قصر دور کے طور کام کرتے ہیں اور یک سمت متغیرات کے لئے یہ کھلے دور کے طور کام کرتے ہیں۔ جہاں ایسا تصور نہ کرنا ہو وہاں بتلایا جائے گا۔

مساوی یک سمت دور حاصل کرنے کی غرض سے شکل ب میں کپیسٹروں کو کھلے دور کر دیا گیا ہے۔ یوں آپ دیکھ سکتے ہیں کہ دو جگہ دور کے حصے یک سمت دور سے منقطع ہو جاتے ہیں۔ انہیں نقطے دار لکیروں میں گھیرا دکھایا گیا ہے۔ ان حصوں کو نظر انداز کرتے ہوئے شکل پ حاصل ہوتا ہے۔

شکل ۳.۹۷ پ کا صفحہ ۲۰۴ پر شکل ۳.۱۷ الف 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 ایمپلیفائر میں باریک اشارات کو بذریعہ کپیسٹروں کے یوں منتقل کیا جاتا ہے کہ ٹرانزسٹر کا نقطہ کارکردگی متاثر نہ ہو۔

مسئلہ تھونن کی مدد سے شکل ت میں اسی یک سمت دور کو دوبارہ دکھایا گیا ہے جہاں

$$V_{th} = \frac{R_1 V_{CC}}{R_1 + R_2} = \frac{320 \times 10^3 \times 15}{320 \times 10^3 + 1.7 \times 10^6} = 2.376\,24\,\mathrm{V}$$

$$R_{th} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{320 \times 10^3 \times 1.7 \times 10^6}{320 \times 10^3 + 1.7 \times 10^6} = 269.3\,\mathrm{k\Omega}$$

آئیں یک سمت متغیرات حاصل کریں۔

$$
\begin{aligned}
I_C &= \frac{V_{th} - V_{BE}}{\frac{R_{th}}{\beta+1} + R_E} \\
&= \frac{2.37624 - 0.7}{\frac{269.3\times10^3}{179+1} + 15\times10^3} \\
&= 0.1016\,\mathrm{mA}
\end{aligned}
$$

$$
\begin{aligned}
V_{CE} &\approx V_{CC} - I_C\left(R_C + R_E\right) \\
&= 15 - 0.1016\times10^{-3}\times\left(75\times10^3 + 15\times10^3\right) \\
&= 5.856\,\mathrm{V}
\end{aligned}
$$

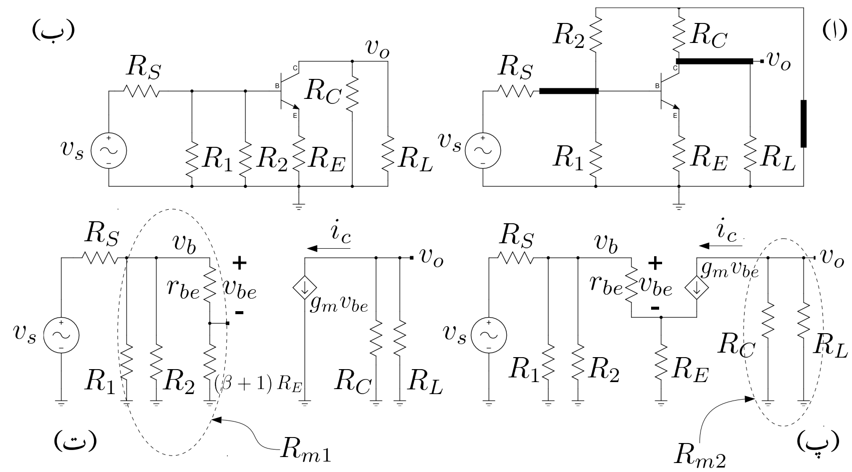
چونکہ حاصل $V_{CE} > 0.2\,\mathrm{V}$ لہٰذا ٹرانزسٹر افزائندہ ہے۔ ٹرانزسٹر کے π ریاضی نمونے کے جزو حاصل کرتے ہیں۔

$$
\begin{aligned}
g_m &= \frac{I_C}{V_T} = \frac{0.1016\times10^{-3}}{25\times10^{-3}} = 4.046\,\mathrm{mS} \\
r_{be} &= \frac{\beta}{g_m} = \frac{179}{4.064\times10^{-3}} = 44.045\,\mathrm{k\Omega} \\
r_e &\approx \frac{1}{g_m} = 246\,\Omega
\end{aligned}
$$

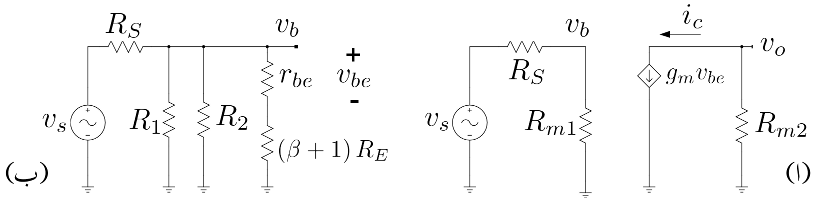
جیسے پہلے ذکر ہوا کہ ایمپلیفائر میں کپیسٹر کی قیمت اتنی رکھی جاتی ہے کہ باریک اشارہ کے تعدد پر ان کی برقی رکاوٹ (X_C) قابلِ نظر انداز ہو۔ یوں مساوی بدلتا دور بناتے وقت تمام کپیسٹر کو قصر دور کر دیا جاتا ہے۔ شکل ۳.۹۸ الف میں یوں منبع برقی دباو V_{CC} کے علاوہ کپیسٹر C_{C} اور C_{B} کو بھی قصر دور کیا گیا ہے۔ ان قصر دور کو موٹی لکیروں سے واضح کیا گیا ہے۔ ایسا کرنے سے R_{C} کے علاوہ R_2 کا بھی ایک سرا برقی زمین سے جا جڑتا ہے۔ اسی کو شکل ب میں صاف ستھرا بنا کر دکھایا گیا ہے۔ یہاں رک کر تسلی کر لیں کہ آپ کو شکل الف اور شکل ب یکساں نظر آتے ہیں چونکہ اس عمل کی بار بار ضرورت پڑے گی۔ اس شکل میں R_{C} اور R_{L} صاف متوازی جڑے نظر آتے ہیں۔ شکل ب میں ٹرانزسٹر کی جگہ π ریاضی نمونہ نسب کرنے سے شکل پ حاصل ہوتا ہے۔ یہاں داخلی اور خارجی حصوں کو علیحدہ علیحدہ کرتے ہوئے عکس R_E $(\beta+1)$ کے استعمال سے شکل ت حاصل ہوتا ہے۔ شکل ۳.۹۸ ت سے زنجیری ضرب کی ذریعہ A_v حاصل کیا جاتا ہے۔ ایسا کرنے سے پہلے ایک چھوٹے سے نکتے پر غور کرتے ہیں۔ شکل ت میں ٹرانزسٹر کے بیس سرے پر برقی دباو کو v_b لکھا گیا ہے۔ شکل ت میں R_1، R_2 اور $[r_{be} + (\beta + 1)R_E]$ آپس میں متوازی جڑے ہیں۔ ان متوازی جڑے مزاحمتوں کی کل قیمت کو R_{m1} لکھتے ہیں جہاں

$$
\frac{1}{R_{m1}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_{be} + \left(\beta+1\right)R_E} \tag{۳.۲۳۱}
$$

شکل (ت) سے زنجیری ضرب لکھ کر A_v حاصل کیا جاتا ہے۔ ایسا کرنے سے پہلے v_b پر غور کرتے ہیں۔ شکل ۳.۹۹ الف میں متوازی جڑے مزاحمتوں R_{m1} اور R_{m2} کو استعمال کرتے ہوئے اسی دور کو بنایا گیا ہے جس سے



شکل ۳.۹۸: باریک اشاراتی دور



شکل ۳.۹۹: v_b اور v_{be} کا حصول

اس دور کا سادہ پن اجاگر ہوتا ہے۔ شکل ۳.۹۹ ب میں دور کا صرف داخلی جانب دکھایا گیا ہے۔ شکل ۳.۹۹ الف سے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$v_b = \frac{R_{m1} v_s}{R_{m1} + R_S}$$

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 قوسین حاصل ہوتے ہیں جنہیں A_v حاصل کرنے میں استعمال کیا جائے گا۔

$$\frac{v_b}{v_s} = \frac{R_{m1}}{R_{m1} + R_S} \tag{۳.۲۳۲}$$

$$\frac{v_{be}}{v_b} = \frac{r_{be}}{r_{be} + (\beta + 1) R_E} \tag{۳.۲۳۳}$$

آئیں اب A_v حاصل کریں۔ شکل ۳.۹۸ ت کو دیکھتے ہوئے اور شکل ۳.۹۹ کو ذہن میں رکھتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$A_v = \left(\frac{v_o}{i_c}\right)\left(\frac{i_c}{v_{be}}\right)\left(\frac{v_{be}}{v_b}\right)\left(\frac{v_b}{v_s}\right) \tag{۳.۲۳۴}$$

اس مساوات پر غور کریں۔ یہ گزشتہ مثالوں سے قدرِ مختلف ہے چونکہ یہاں ایک قوسین زیادہ ہے۔ آئیں تمام قوسین کی قیمتیں استعمال کرتے ہوئے اس مساوات کو حل کریں۔ پہلے درکار قیمتیں حاصل کرتے ہیں یعنی

$$\begin{aligned}
\frac{1}{R_{m1}} &= \frac{1}{320 \times 10^3} + \frac{1}{1.7 \times 10^6} + \frac{1}{44045 + (179 + 1) \times 15 \times 10^3} \\
R_{m1} &= 245.2386\,\mathrm{k\Omega} \\
\frac{1}{R_{m2}} &= \frac{1}{75000} + \frac{1}{375000} \\
R_{m2} &= 62.5\,\mathrm{k\Omega}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\frac{v_o}{i_c} &= -R_{m2} = -62\,500 \\
\frac{i_c}{v_{be}} &= g_m = 0.004\,064 \\
\frac{v_{be}}{v_b} &= \frac{r_{be}}{r_{be} + (\beta + 1) R_E} = \frac{44045}{44045 + (179 + 1) \times 15000} = 0.016\,05 \\
\frac{v_b}{v_s} &= \frac{R_{m1}}{R_{m1} + R_S} = \frac{245238.6}{245238.6 + 5000} = 0.980\,019
\end{aligned}$$

اور یوں

$$A_v = -62500 \times 0.004064 \times 0.01605 \times 0.980019 = -3.9952\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}$$

حاصل ہوتا ہے۔

آئیں اسی افزائش کو صفحہ ۳۰۳ پر دیے مساوات ۳.۲۱۷ 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 ۳.۹۸ ب میں ٹرانزسٹر کے داخلی جانب کے حصے کو شکل ۳.۱۰۰ 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

$$\begin{aligned}
R_{12} &= \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \\
&= \frac{320 \times 10^3 \times 1.7 \times 10^6}{320 \times 10^3 + 1.7 \times 10^6} \\
&= 269.3\,\mathrm{k\Omega}
\end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس قیمت کو استعمال کرتے ہوئے تھونن مساوی دور میں حاصل مزاحمت کو R_i' اور حاصل برقی دباو کے اشارے کو v_i' لکھتے ہوئے

$$\begin{aligned}
R_i' &= \frac{R_S R_{12}}{R_S + R_{12}} \\
&= \frac{5 \times 10^3 \times 269.3 \times 10^3}{5 \times 10^3 + 269.3 \times 10^3} \\
&= 4.91\,\mathrm{k\Omega} \\
v_i' &= \left(\frac{R_{12}}{R_S + R_{12}}\right) v_s \\
&= \left(\frac{269.3 \times 10^3}{5000 + 269.3 \times 10^3}\right) v_s \\
&= 0.98177 v_s
\end{aligned}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ یوں

$$\begin{aligned}\sum R_C &= \frac{R_C R_L}{R_C + R_L}\\ &= \frac{75\times10^3\times375\times10^3}{75\times10^3+375\times10^3}\\ &= 62.5\,\mathrm{k\Omega}\\ \sum R_E &= \frac{R_i'}{\beta+1} + r_e + R_E\\ &= \frac{4910}{179+1} + 246 + 15000\\ &= 15.273\,\mathrm{k\Omega}\end{aligned}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ $\alpha = \frac{179}{179+1} = 0.994444$ لیتے ہوئے مساوات ۳.۲۱۷ سے

$$\begin{aligned}\frac{v_o}{v_i'} &= -\alpha\frac{\sum R_C}{\sum R_E}\\ &= -0.994444\times\frac{62.5\times10^3}{15.273\times10^3}\\ &= -4.0693\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}\end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے جس سے

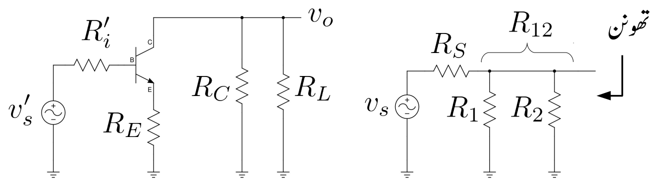
$$\begin{aligned}A_v &= \frac{v_o}{v_i'}\times\frac{v_i'}{v_s}\\ &= -4.0693\times0.98177\\ &= -3.995\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}\end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ آپ مساوات ۳.۲۱۷ کی قوت استعمال سے متاثر ہو سکتے ہیں۔

R_S کو ایمپلیفائر کا حصہ تصور نہیں کرتے ہوئے باریک اشاراتی داخلی مزاحمت r_i شکل ۳.۹۸ ت سے حاصل کرتے ہیں جہاں ہم دیکھتے ہیں کہ یہ دراصل R_{m1} ہی ہے اور یوں

$$r_i = R_{m1} = 245.2386\,\mathrm{k\Omega}$$

حاصل ہوتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ باریک اشاراتی داخلی مزاحمت کا دارومدار R_1، R_2 اور ٹرانزسٹر کے بیس سرے پر دیکھتے ہوئے مزاحمت $(r_{be} + (\beta+1)R_E)$ پر ہے۔ ان تمام قیمتوں میں عموماً r_{be} کی قیمت نسبتاً کم ہوتی ہے۔



شکل ۳.۱۰۰: کُل کلکٹر اور ایمٹر مزاحمتوں کے شرح سے افزائش کا حصول

مثال ۳.۴۷: شکل ۳.۹۷ الف میں R_E کے متوازی کپیسٹر C_E نسب کریں جہاں C_E کی قیمت اتنی ہے کہ یہ اشارہ کو کم سے کم گھٹاتا ہے۔ اس ایمپلیفائر کی داخلی مزاحمت r_i اور افزائش A_v حاصل کریں۔

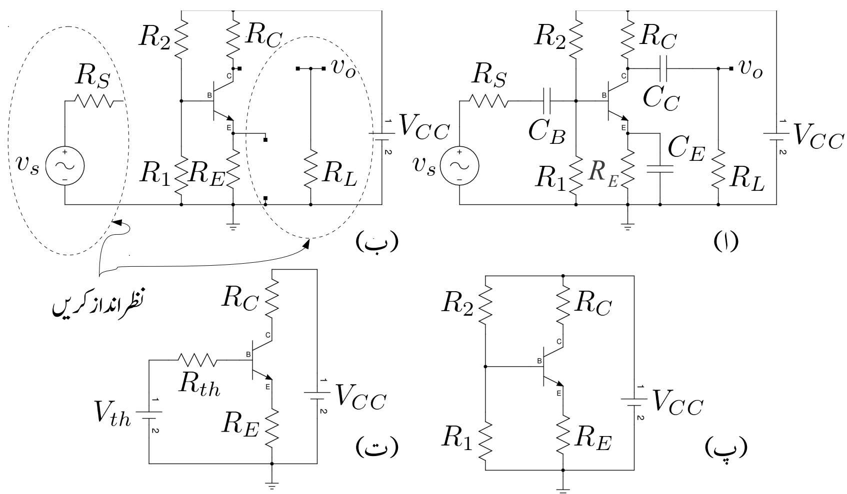
$$
\begin{aligned}
V_{\text{CC}} &= 15\,\text{V} & \beta &= 179\\
R_{\text{C}} &= 75\,\text{k}\Omega & R_{\text{E}} &= 15\,\text{k}\Omega\\
R_{1} &= 320\,\text{k}\Omega & R_{2} &= 1.7\,\text{M}\Omega\\
R_{\text{s}} &= 5\,\text{k}\Omega & R_{\text{L}} &= 375\,\text{k}\Omega
\end{aligned}
$$

حل: کپیسٹر سمیت دور کو شکل ۳.۱۰۲ الف میں دکھایا گیا ہے۔ اس کا مساوی یک سمت 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 کارکردگی پر کسی قسم کا کوئی اثر نہیں پڑا۔ یوں پچھلی مثال کے نتائج یہاں استعمال کئے جا سکتے ہیں یعنی

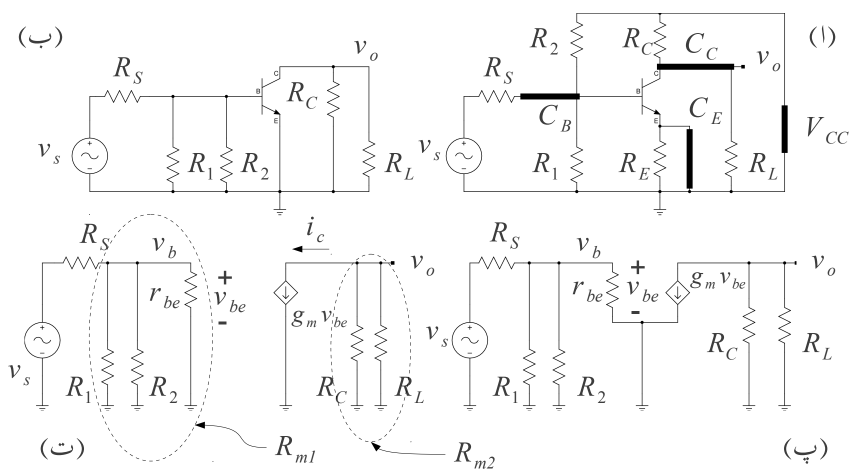
$$
\begin{aligned}
g_{\text{m}} &= 4.064\,\text{mS}\\
r_{\text{be}} &= 44.045\,\text{k}\Omega\\
r_{\text{e}} &\approx 246\,\Omega
\end{aligned}
$$

شکل ۳.۱۰۲ میں اس کا مساوی باریک اشاراتی دور حاصل کرنا دکھایا گیا ہے۔ جیسا شکل ۳.۱۰۲ الف میں دکھایا گیا ہے، چونکہ C_E باریک اشارات کے لئے قصر دور ہوتا ہے لہٰذا R_E بھی قصر دور ہو جاتا ہے اور یہ باریک اشاراتی دور کا حصہ نہیں بنتا۔ یوں شکل ت سے

$$
\begin{aligned}
\frac{1}{R_{m1}} &= \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_{be}}\\
\frac{1}{R_{m2}} &= \frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_C}
\end{aligned}
$$



شکل ۳.۱۰۱: مثال کا مساوی یک سمت دور



شکل ۳.۱۰۲: مثال کا مساوی باریک اشاراتی دور

حاصل ہوتا ہے جن سے

$$\begin{aligned}\frac{1}{R_{m1}} &= \frac{1}{320\times10^3}+\frac{1}{1.7\times10^6}+\frac{1}{44045}\\ R_{m1} &= 37.854\,\mathrm{k\Omega}\end{aligned}$$

اور

$$\begin{aligned}\frac{1}{R_{m2}} &= \frac{1}{75\times10^3}+\frac{1}{37.5\times10^3}\\ R_{m2} &= 62.5\,\mathrm{k\Omega}\end{aligned}$$

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

$$\begin{aligned}\frac{v_o}{i_c} &= -R_{m2} = -62\,500\\ \frac{i_c}{v_{be}} &= g_m = 0.004\,064\\ \frac{v_{be}}{v_s} &= \frac{R_{m1}}{R_{m1}+R_S} = \frac{37.854\times10^3}{37.854\times10^3+5\times10^3} = 0.8833\end{aligned}$$

جس سے

$$A_v = (-62500)\times(0.004064)\times(0.8833) = 224\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}$$

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 ۳.۲۱۷ یعنی

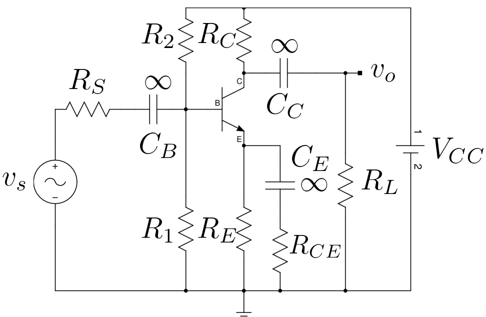
$$A_v = -\alpha\frac{\sum R_C}{\sum R_E}$$

کی مدد سے باآسانی سمجھا جا سکتا ہے۔ چونکہ باریک اشارات کے لئے C_E بطور قصر دور کام کرتا ہے لہٰذا

$$\sum R_E = \frac{R_{th}}{\beta+1}+r_e$$

رہ جاتا ہے جبکہ

$$\sum R_C = R_{m2}$$



شکل ۳.۱۰۳: یک سمت اور باریک اشارات کے علیحدگی کی ایک اور مثال

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۔

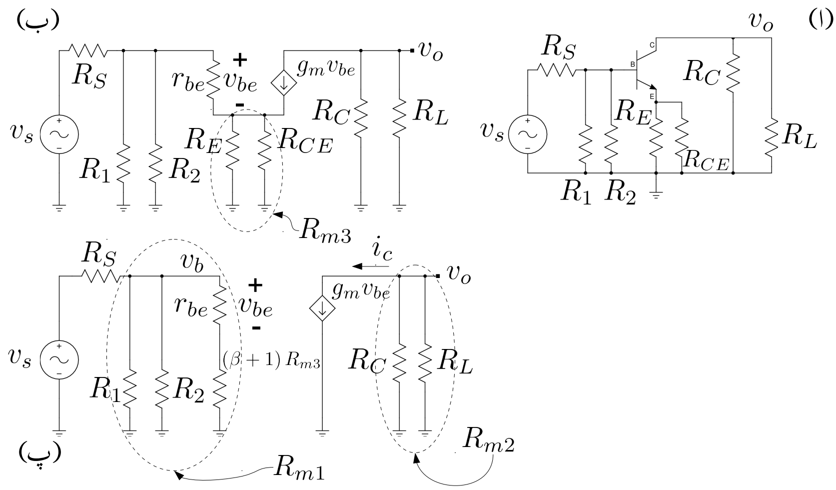
$$r_i = R_{m1} = 37.854\,\mathrm{k\Omega}$$

جہاں R_S کو ایمپلیفائر کا حصہ نہیں تصور کیا گیا ہے۔ گزشتہ ایمپلیفائر کے ساتھ موازنہ کرنے سے ہم دیکھتے ہیں کہ داخلی مزاحمت بہت کم ہو گئی ہے۔ باریک اشارات کے لئے کپیسٹر C_E بطور قصر دور کام کرتا ہے اور یوں ٹرانزسٹر کے بیس سرے پر دیکھتے ہوئے ہمیں صرف r_{be} نظر آتا ہے۔ داخلی مزاحمت متوازی جڑے R_1، R_2 اور r_{be} پیدا کرتے ہیں اور یوں اس کی قیمت کم ہو گئی ہے۔

مندرجہ بالا دو مثالوں سے ہم دیکھتے ہیں کہ R_E اور C_E کے استعمال سے باریک اشاراتی داخلی مزاحمت r_i اور افزائش A_v متاثر ہوتے ہیں۔ ان میں ایک بڑھانے سے دوسرا گھٹتا ہے۔

مثال ۳.۴۸: کپیسٹر C_E اور مزاحمت R_{CE} سلسلہ وار جوڑتے ہوئے انہیں شکل ۳.۹۷ الف میں R_E کے متوازی نسب کریں۔ حاصل ایمپلیفائر کی داخلی مزاحمت r_i اور افزائش A_v حاصل کریں۔ R_{CE} کی قیمت $100\,\Omega$ رکھیں۔
حل: شکل ۳.۱۰۳ 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 جا سکتی ہے۔ جیسا پہلے بتلایا گیا کہ باریک اشارات کو بغیر گھٹائے منتقل کرنے کی خاطر کپیسٹر کی قیمت زیادہ سے زیادہ رکھی جاتی ہے۔ شکل میں کپیسٹر پر لامحدود کا نشان (∞) 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 سمت مساوی دور پہلی مثالوں کی طرح رہے گا اور یوں وہاں کے نتائج یہاں قابل استعمال ہیں۔ باریک اشاراتی دور کا حصول شکل ۳.۱۰۴ میں دکھایا گیا ہے۔ باریک اشاراتی دور میں R_E اور R_{CE} متوازی



شکل ۳.۱۰۴: مثال کا باریک اشاراتی دور

جڑے ہیں جنہیں R_{m3} کہا گیا ہے۔ یوں

$$
\begin{aligned}
\frac{1}{R_{m1}} &= \frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_2}+\frac{1}{r_{be}+(\beta+1)\,R_{m3}}\\
\frac{1}{R_{m2}} &= \frac{1}{R_C}+\frac{1}{R_L}\\
\frac{1}{R_{m3}} &= \frac{1}{R_E}+\frac{1}{R_{CE}}
\end{aligned}
$$

لکھا جائے گا جن سے ان تمام کی قیمتیں حاصل کی جائیں گی۔ R_{m2} اور R_{m3} کی قیمتیں پہلے حاصل کی جائیں گی۔ دور میں دی گئی معلومات کو اپنی سہولت کی خاطر یہاں دوبارہ لکھتے ہیں۔

$$
\begin{aligned}
V_{\text{CC}} &= 15\,\text{V} & \beta &= 179\\
R_{\text{C}} &= 75\,\text{k}\Omega & R_{\text{E}} &= 15\,\text{k}\Omega\\
R_1 &= 320\,\text{k}\Omega & R_2 &= 1.7\,\text{M}\Omega\\
R_{\text{s}} &= 5\,\text{k}\Omega & R_{\text{L}} &= 375\,\text{k}\Omega\\
R_{\text{CE}} &= 100\,\Omega
\end{aligned}
$$

اسی طرح یک سمت حل کے بعد حاصل کئے گئے ریاضی نمونہ کے جزو بھی یہاں دوبارہ لکھتے ہیں۔

$$
\begin{aligned}
g_m &= 4.064\,\mathrm{S} \\
r_{be} &= 44.045\,\mathrm{k\Omega} \\
r_e &\approx 246\,\Omega
\end{aligned}
$$

اور انہیں استعمال کرتے ہوئے حاصل کرتے ہیں۔

$$
\begin{aligned}
\frac{1}{R_{m2}} &= \frac{1}{75000} + \frac{1}{375000} \\
R_{m2} &= 62.5\,\mathrm{k\Omega} \\
\frac{1}{R_{m3}} &= \frac{1}{15000} + \frac{1}{100} \\
R_{m3} &= 99.3377\,\Omega
\end{aligned}
$$

اور

$$
\begin{aligned}
\frac{1}{R_{m1}} &= \frac{1}{320000} + \frac{1}{1700000} + \frac{1}{44045 + (179+1) \times 99.3377} \\
R_{m1} &= 50.348\,\mathrm{k\Omega}
\end{aligned}
$$

شکل ۳.۱۰۴ پ سے ہم مندرجہ ذیل مساوات لکھ سکتے ہیں۔

$$
\begin{aligned}
\frac{v_o}{i_c} &= -R_{m2} = -62500 \\
\frac{i_c}{v_{be}} &= g_m = 0.004064 \\
\frac{v_b}{v_s} &= \frac{R_{m1}}{R_{m1} + R_S} = \frac{50348}{50348 + 5000} = 0.9096625 \\
\frac{v_{be}}{v_b} &= \frac{r_{be}}{r_{be} + (\beta+1)R_{m3}} = \frac{44045}{44045 + (179+1) \times 99.3377} = 0.711255
\end{aligned}
$$

ان نتائج کو استعمال کرتے ہوئے شکل پ سے ہی A_v حاصل کرتے ہیں۔

$$
\begin{aligned}
A_v &= \left(\frac{v_o}{i_c}\right)\left(\frac{i_c}{v_{be}}\right)\left(\frac{v_{be}}{v_b}\right)\left(\frac{v_b}{v_s}\right) \\
&= (-62500) \times (0.004064) \times (0.711255) \times (0.9096625) \\
&= -164\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}
\end{aligned}
$$

اسی شکل سے ایمپلیفائر کی باریک اشاراتی داخلی مزاحمت حاصل کرتے ہیں جو کہ R_{m1} کے برابر ہے۔یوں

$$
r_i = R_{m1} = 50.348\,\mathrm{k\Omega}
$$

حاصل ہوتا ہے۔ یاد رہے کہ مزاحمت R_S کو یہاں ایمپلیفائر کا حصہ تصور نہیں کیا گیا۔ اگر اس کو بھی شامل کیا جائے تب کل داخلی مزاحمت کی قیمت مندرجہ ذیل ہوگی۔

$$r_{i_{\text{کل}}} = r_i + R_S = 55.348\,\mathrm{k\Omega}$$

اس مثال میں ایک اہم بات سامنے آئی۔ کپیسٹر C_E اور مزاحمت R_{CE} کے استعمال سے یہ ممکن ہے کہ ہم ٹرانزسٹر ایمپلیفائر کی افزائش اپنے مرضی سے طے کر سکیں۔ اس مثال میں اگر R_{CE} کی قیمت صفر رکھی جائے تو زیادہ سے زیادہ افزائش حاصل ہوتی ہے اور اگر R_{CE} کی قیمت لامحدود کر دیا جائے تو کم سے کم افزائش حاصل ہوتی ہے۔ R_{CE} کی قیمت ان حدود کے درمیان رکھتے ہوئے افزائش بھی دو حدود کے اندر کہیں پر بھی رکھی جا سکتی ہے۔ مساوات ۳.۲۱۷ یعنی

$$A_v = -\alpha \frac{\sum R_C}{\sum R_E}$$

کی مدد سے اس حقیقت کو باآسانی سمجھا جا سکتا ہے۔ اس مثال میں متوازی جڑے مزاحمت R_E اور R_{CE} کے کل مزاحمت کو $\sum R_E$ کہیں گے۔ یہاں چونکہ R_E کو نقطہ کارکردگی تعین کرنے کی خاطر استعمال کیا گیا ہے لہٰذا اس کو تبدیل کئے بغیر A_v میں تبدیلی R_{CE} کی مدد سے حاصل کی جا سکتی ہے۔

مثال ۳.۴۹: شکل ۳.۱۰۵ میں $R_L = 1\,\mathrm{k\Omega}$ اور $r_i = 5\,\mathrm{k\Omega}$ جبکہ $\beta = 120$ ہیں۔ برقی رو افزائش $A_i = -30\,\frac{\mathrm{A}}{\mathrm{A}}$ حاصل کرنے کی خاطر درکار مزاحمت حاصل کریں۔

حل: مساوی دور سے افزائش لکھتے ہیں

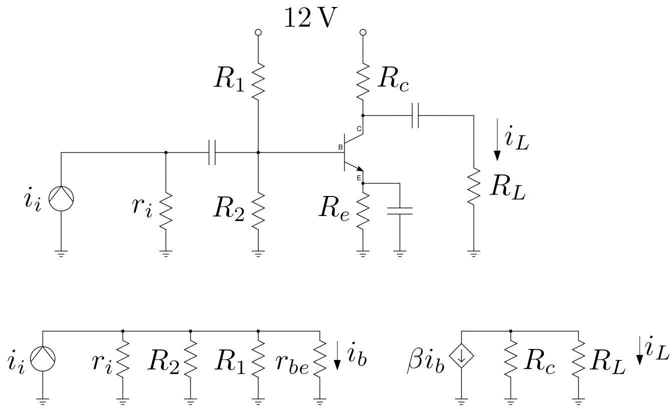
$$A_i = \frac{i_L}{i_i} = -30 = -120\left(\frac{R_c}{R_c + R_L}\right)\left(\frac{r_{be}}{r_{be} + r_i \parallel R_1 \parallel R_2}\right)$$

جس سے

$$\frac{1}{4} = \left(\frac{R_c}{R_c + 1000}\right)\left(\frac{r_{be}}{r_{be} + 5000 \parallel R_1 \parallel R_2}\right) \tag{۳.۲۳۵}$$

حاصل ہوتا ہے۔ ایسی وہ تمام قیمتیں جو اس مساوات پر پورا اتریں درست جواب ہیں۔ آئیں ہم دونوں قوسین کی قیمتیں برابر رکھ کر دیکھیں۔ ایسا کرنے سے عموماً قابل قبول جوابات حاصل ہوتے ہیں۔ یوں

$$\frac{1}{2} = \left(\frac{R_c}{R_c + 1000}\right)$$
$$\frac{1}{2} = \left(\frac{r_{be}}{r_{be} + 5000 \parallel R_1 \parallel R_2}\right)$$



شکل ۳.۱۰۵: ایمپلیفائر کا تخلیق

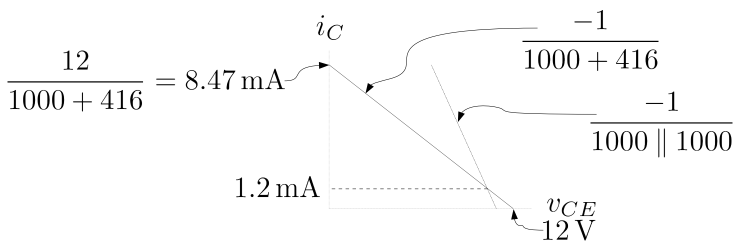
لیتے ہیں۔ یوں پہلی مساوات سے $R_c = 1\,\mathrm{k\Omega}$ حاصل ہوتا ہے۔ دوسرے مساوات میں $R_1 \parallel R_2$ کو R_b لکھتے ہیں۔

$$\frac{1}{2} = \left(\frac{r_{be}}{r_{be} + 5000 \parallel R_b} \right)$$

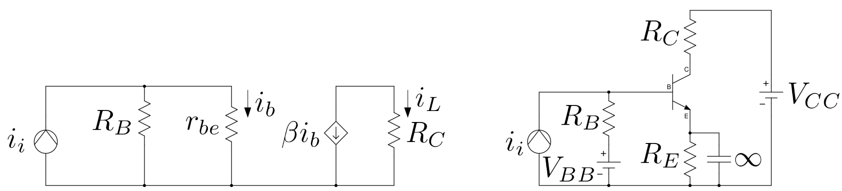
اس مساوات میں دو نامعلوم متغیرات ہیں لہٰذا کسی ایک کی قیمت خود چننی ہو گی۔ اگر $R_b = 5\,\mathrm{k\Omega}$ رکھی جائے تب $r_{be} = 2.5\,\mathrm{k\Omega}$ حاصل ہوتا ہے۔ اگر $R_b \to \infty$ تصور کی جائے تب $r_{be} = 5\,\mathrm{k\Omega}$ حاصل ہوتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ R_b تبدیل کرنے سے r_{be} کی قیمت پر خاص اثر نہیں ہوتا۔ یوں ہم $R_b = 5\,\mathrm{k\Omega}$ اور $r_{be} = 2.5\,\mathrm{k\Omega}$ رکھتے ہیں۔ مساوات ۳.۳۳ کی مدد سے $R_e = 416\,\Omega$ حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ $r_{be} = \frac{\beta}{g_m}$ یعنی $\frac{\beta V_T}{I_{CQ}}$ ہوتا ہے لہٰذا $I_{CQ} = 1.2\,\mathrm{mA}$ حاصل ہوتا ہے۔

شکل ۳.۱۰۶ میں یک سمت اور بدلتا رو خطِ بوجھ دکھائے گئے ہیں جہاں سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ i_c کے حیطے کی حد $1.2\,\mathrm{mA}$ ہے۔ یوں i_L کے حیطے کی حد $0.6\,\mathrm{mA}$ ہے۔ اگر زیادہ حیطہ درکار ہو تب تخلیق کو اس نقطہ نظر سے دوبارہ سر انجام دینا ہو گا کہ I_{CQ} درکار حیطہ فراہم کر سکے۔

R_e، I_{CQ} اور β سے $V_{BB} = 1.2492\,\mathrm{V}$ حاصل ہوتا ہے۔ یوں $R_1 = 48\,\mathrm{k\Omega}$ اور $R_2 = 5.58\,\mathrm{k\Omega}$ حاصل ہوتے ہیں۔



شکل ۱۰۶.۳: خطوطِ بوجھ۔



شکل ۱۰۷.۳: ایمپلیفائر اور اس کا باریک اشاراتی مساوی دور

آئیں شکل ۳.۱۰۷ پر غور کریں۔ اس کی افزائش $A_i=\frac{i_L}{i_i}$ یوں حاصل کی جا سکتی ہے۔

$$
\begin{aligned}
A_i=\frac{i_L}{i_i}&=\frac{i_L}{i_b}\times\frac{i_b}{i_i}\\
&=-\beta\left(\frac{R_B}{R_B+r_{be}}\right)
\end{aligned}
$$

اس کو یوں

$$A_i=\frac{-\beta}{1+\frac{r_{be}}{R_B}}$$

لکھتے ہوئے یہ حقیقت سامنے آتی ہے کہ زیادہ سے زیادہ افزائش اس وقت حاصل ہو گی جب

$$r_{be}\ll R_B \tag{۳.۲۳۶}$$

$$\frac{\beta V_T}{I_{CQ}}\ll R_B \tag{۳.۲۳۷}$$

ہو جہاں دوسرے قدم پر $r_{be}=\frac{\beta V_T}{I_{CQ}}$ کا استعمال کیا گیا۔ ایسا کرتے ہوئے افزائش کی حتمی قیمت ٹرانزسٹر کے β کے برابر ہو گی۔ صفحہ ۲۲۱ پر مساوات ۳.۳۲ اور مندرجہ بالا شرط کو اکٹھے لکھتے ہیں۔

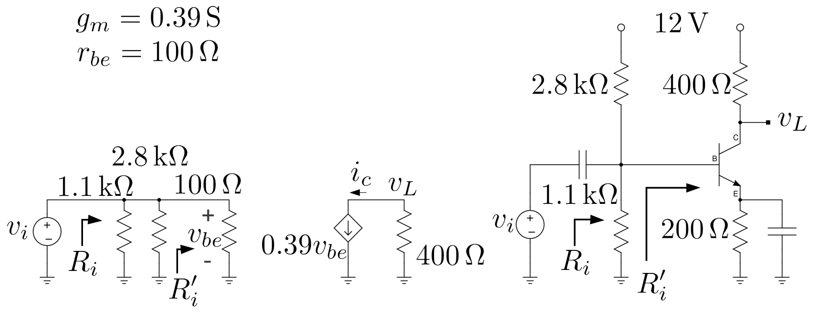
$$r_{be}=\frac{\beta V_T}{I_{CQ}}\ll R_B\ll(\beta+1)\,R_E \tag{۳.۲۳۸}$$

مساوات ۳.۲۳۸ ٹرانزسٹر ایمپلیفائر تخلیق دینے کی بنیادی شرط ہے۔ اگر ایمپلیفائر تخلیق دیتے ہوئے اس شرط کو پورا کیا جائے تب تخلیق کردہ ایمپلیفائر کی افزائش زیادہ سے زیادہ ہو گی اور ساتھ ہی ساتھ ٹرانزسٹر کا نقطہ کارکردگی β کے تبدیلی سے قابل قبول حد تک متاثر ہو گا۔ اگر اس شرط کو نبھانا ممکن نہ ہو تب یا تو کم افزائش اور یا پھر β کے تبدیلی سے نقطہ کارکردگی کا اپنی جگہ سے انحراف کو برداشت کرنا ہو گا۔

۳.۱۷ برقی بار، داخلی مزاحمت اور ایمپلیفائر کی افزائش

شکل ۳.۱۰۸ میں ایک ایمپلیفائر اور اس کا مساوی باریک اشاراتی دور دکھائے گئے جہاں تمام کپیسٹروں کی قیمت لامحدود ہے۔ اس کی افزائش

$$
\begin{aligned}
A_{v1}=\frac{v_L}{v_i}&=\frac{v_L}{i_c}\times\frac{i_c}{v_{be}}\times\frac{v_{be}}{v_i}\\
&=-400\times0.39\times1=-156\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}
\end{aligned}
$$



شکل ۳.۱۰۸: سادہ ایمپلیفائر

جبکہ داخلی مزاحمت R_i'

$$R_i' = 100\,\Omega$$

اور R_i

$$\frac{1}{R_i} = \frac{1}{2800} + \frac{1}{1100} + \frac{1}{100}$$
$$R_i = 88.76\,\Omega$$

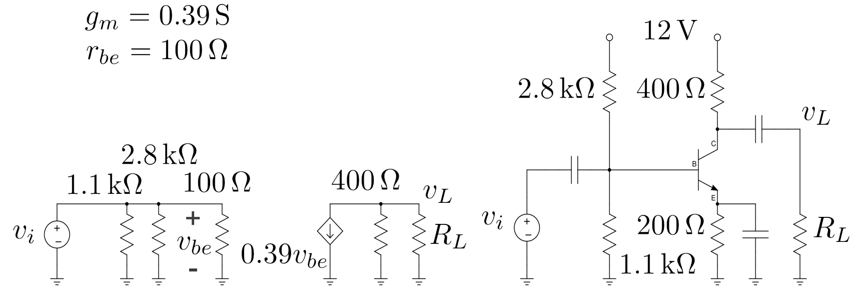
حاصل ہوتے ہیں۔ R_i' ٹرانزسٹر کے بیس پر دیکھتے ہوئے مزاحمت ہے جبکہ R_i ٹرانزسٹر کو مائل کرنے والے مزاحمتوں کے اثر کو بھی شامل کرتا ہے۔ شکل ۳.۱۰۹ میں خارجی جانب برقی بوجھ R_L لادا گیا ہے۔ اگر $R_L = 200\,\Omega$ ہو تب اس ایمپلیفائر کی افزائش

$$\begin{aligned} A_{v2} &= \frac{v_L}{v_i} = \frac{v_L}{i_c} \times \frac{i_c}{v_{be}} \times \frac{v_{be}}{v_i} \\ &= -\left(\frac{400 \times 200}{400 + 200}\right) \times 0.39 \times 1 = -52\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}} \end{aligned} \tag{۳.۲۳۹}$$

حاصل ہوتی ہے جبکہ اگر $R_L = 88.76\,\Omega$ ہو تب

$$\begin{aligned} A_{v3} &= \frac{v_L}{v_i} = \frac{v_L}{i_c} \times \frac{i_c}{v_{be}} \times \frac{v_{be}}{v_i} \\ &= -\left(\frac{400 \times 88.76}{400 + 88.76}\right) \times 0.39 \times 1 = -28\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}} \end{aligned} \tag{۳.۲۴۰}$$

حاصل ہوتا ہے۔ مندرجہ بالا دونوں اشکال میں $v_i = v_{be}$ ہونے کی بدولت افزائش میں تیسرے



شکل ۳.۱۰۹: سادہ بوجھ سے لدا ایمپلیفائر

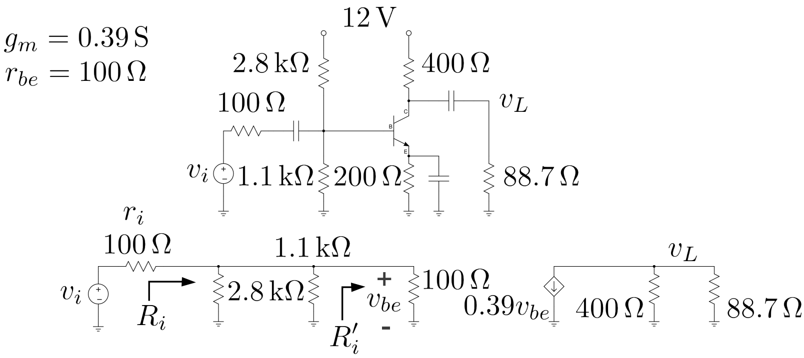
کر یعنی $\frac{v_{be}}{v_i}$ کا کوئی کردار نہیں۔ آئیں داخلی اشارے کی مزاحمت کا اثر دیکھیں۔ شکل ۳.۱۱۰ میں اس غرض سے داخلی اشارے کا مزاحمت بھی شامل کیا گیا ہے۔ اس ایمپلیفائر کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$
\begin{aligned}
A_{v4} = \frac{v_L}{v_i} &= \frac{v_L}{i_c} \times \frac{i_c}{v_{be}} \times \frac{v_{be}}{v_i} \\
&= -\left(\frac{400 \times 88.76}{400 + 88.76}\right) \times 0.39 \times \left(\frac{R_i}{r_i + R_i}\right) \\
&= -\left(\frac{400 \times 88.76}{400 + 88.76}\right) \times 0.39 \times \left(\frac{88.76}{100 + 88.76}\right) \\
&= -28 \times 0.47 \\
&= -13\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}
\end{aligned}
$$

جہاں r_i اور R_i کے کردار کی وجہ سے افزائش گزشتہ قیمت کے 0.47 گنا رہ گئی 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 بیس تا کلکٹر کی افزائش $A_{v'}$ یعنی $\frac{v_L}{v_{be}}$ میں کوئی تبدیلی رونما نہیں ہوئی۔ کل افزائش $\frac{v_L}{v_i}$ میں کمی اس وجہ سے پیدا ہوئی کہ ٹرانزسٹر کے بیس تک مکمل داخلی اشارہ نہیں پہنچ پاتا یعنی r_i کی موجودگی میں

$$
\begin{aligned}
v_{be} &= \left(\frac{R_i}{r_i + R_i}\right) v_i \\
&= \left(\frac{88.76}{100 + 88.76}\right) v_i \\
&= 0.47 v_i
\end{aligned}
$$

ہو جاتا ہے جبکہ اس کے غیر موجودگی میں $v_{be} = v_i$ ہوتا ہے۔



شکل ۳.۱۱۰: داخلی مزاحمت کا اثر

ان حقائق کو سمجھنے کے بعد زنجیری ایمپلیفائر پر غور کرتے ہیں۔

۳.۱۸ زنجیری ایمپلیفائر

شکل ۳.۱۱۱ میں دو کڑی **زنجیری ایمپلیفائر**[۵۲] دکھایا گیا ہے جس میں دو بالکل یکساں ایمپلیفائر کو **جفتی کپیسٹر** C_{j2} کی مدد سے آپس میں جوڑا گیا ہے۔ ایسا کرنے سے ٹرانزسٹر کا نقطہ کارکردگی متاثر نہیں ہوتا۔ داخلی جانب $100\,\Omega$ مزاحمت والا داخلی اشارہ v_i جفتی کپیسٹر C_{j1} کی مدد سے ایمپلیفائر کی پہلی کڑی کے ساتھ جوڑا گیا ہے جبکہ خارجی جانب برقی بوجھ R_L تک C_{j3} کی مدد سے خارجی اشارہ پہنچایا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ اسی سلسلے میں مزید کڑیاں جوڑتے ہوئے زیادہ کڑیوں والا زنجیری ایمپلیفائر حاصل کیا جا سکتا ہے۔ مزید یہ کہ کڑیوں کا یکساں ہونا بالکل ضروری نہیں۔ ہر کڑی مختلف ہو سکتی ہے۔

آئیں جلد یک سمت تجزیہ کریں۔ چونکہ $V_{th} \approx 2.82\,\mathrm{V}$ اور $R_{th} \approx 790\,\Omega$ ہیں لہٰذا $I_{CQ} \approx 9.7\,\mathrm{mA}$ ہے۔ یوں $g_m = 0.39\,\mathrm{S}$ اور $r_{be} \approx 100\,\Omega$ حاصل ہوتے ہیں۔

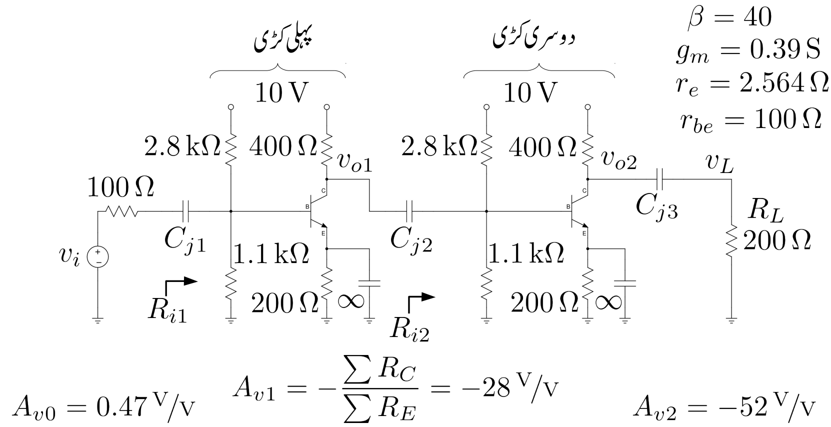
شکل ۳.۱۱۲ میں شکل ۳.۱۱۱ کا باریک اشاراتی مساوی دور دکھایا گیا ہے۔ متوازی مزاحمتوں کا مجموعہ یعنی

$$
\begin{aligned}
2800 \parallel 1100 \parallel 100 &= 88.7\,\Omega\\
400 \parallel 2800 \parallel 1100 \parallel 100 &= 72.6\,\Omega\\
400 \parallel 200 &= 133.33\,\Omega
\end{aligned}
$$

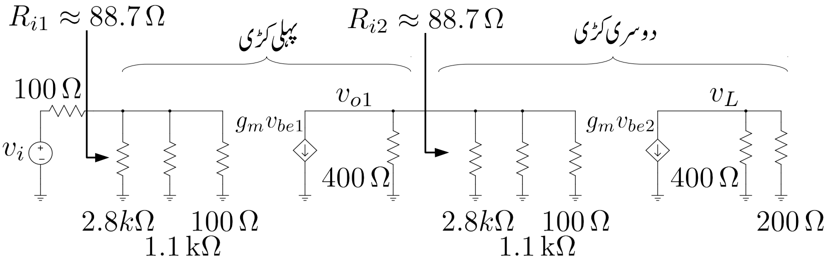
لیتے ہوئے شکل ۳.۱۱۳ حاصل ہوتا ہے۔

---

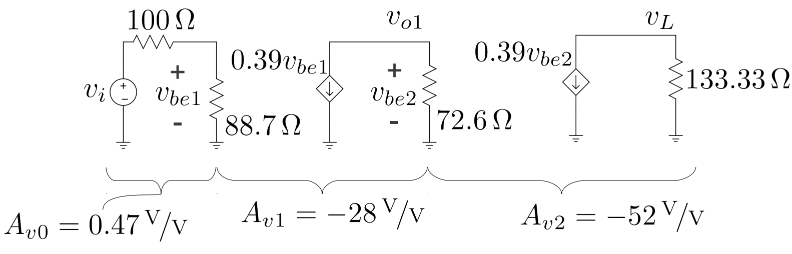
[۵۲] cascaded amplifier



شکل ۱۱۱.۳: دو کڑی زنجیری ایمپلیفائر



شکل ۱۱۲.۳: دو کڑی زنجیری ایمپلیفائر کا باریک اشاراتی مساوی دور



شکل ۱۱۳.۳: دو کڑی زنجیری ایمپلیفائر کا باریک اشاراتی سادہ مساوی دور

اس شکل میں

$$
\begin{aligned}
\frac{v_L}{v_{o1}} &= \frac{v_L}{v_{be2}} = A_{v2} = -0.39 \times 133.33 = -52\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}\\
\frac{v_{o1}}{v_{be1}} &= \frac{v_{be2}}{v_{be1}} = A_{v1} = -0.39 \times 72.6 = -28\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}\\
\frac{v_{be1}}{v_i} &= A_{v0} = \frac{88.7}{100+88.7} = 0.47\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}
\end{aligned}
$$

لکھا جا سکتا ہے۔ یوں زنجیری ایمپلیفائر کی کل افزائش زنجیری ضرب سے

$$
\begin{aligned}
A_v &= \frac{v_L}{v_i} = \frac{v_L}{v_{o1}} \times \frac{v_{o1}}{v_{be1}} \times \frac{v_{be1}}{v_i}\\
&= A_{v0}A_{v1}A_{v2}\\
&= 0.47 \times (-28) \times (-52) = 684\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}
\end{aligned}
$$

حاصل ہوتی ہے۔

یہاں رک کر دوبارہ غور کریں۔ شکل ۳.۱۱۱ سے سیدھا شکل ۳.۱۱۳ حاصل کرتے ہوئے کل افزائش حاصل کی جا سکتی ہے۔ حقیقت میں اس قدم کی بھی کوئی ضرورت نہیں۔ جیسا کہ شکل ۳.۱۱۱ پر ہی دکھایا گیا ہے، آپ اسی شکل پر ہر کڑی کی افزائش $-\frac{\sum R_C}{\sum R_E}$ حاصل کر سکتے ہیں۔ کیلکولیٹر[۵۳] کی مدد سے شکل کو دیکھتے ہوئے $\sum R_C$ اور $\sum R_E$ حاصل کرتے ہوئے افزائش حاصل کی جا سکتی ہے۔ یوں مثلاً دوسری کڑی میں $\sum R_C = 133\,\Omega$ جبکہ $\sum R_E = r_e = 2.56\,\Omega$ سے $A_{v2} = -52\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}$ حاصل ہوتا ہے۔

شکل ۳.۱۱۱ میں پہلے کڑی اور دوسری کڑی کے ایمپلیفائروں کے داخلی مزاحمت R_{i1} اور R_{i2} کی وضاحت کی گئی ہے۔ شکل ۳.۱۱۲ میں ان کی قیمتیں

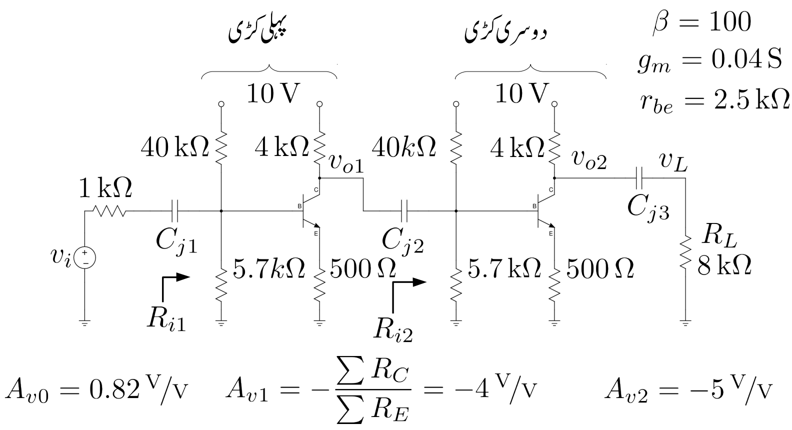
$$
\begin{aligned}
\frac{1}{R_{i1}} &= \frac{1}{2800} + \frac{1}{1100} + \frac{1}{100}\\
R_{i1} &= 88.7\,\Omega
\end{aligned}
$$

اور

$$
\begin{aligned}
\frac{1}{R_{i2}} &= \frac{1}{2800} + \frac{1}{1100} + \frac{1}{100}\\
R_{i2} &= 88.7\,\Omega
\end{aligned}
$$

دکھائی 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 بجائے $0.47v_i = \frac{88.7v_i}{100+88.7}$ پایا جاتا ہے۔ اشارے کے

[۵۳] calculator



شکل ۳.۱۱۴: دو کڑی زنجیری ایمپلیفائر کا باریک اشاراتی سادہ مساوی دور

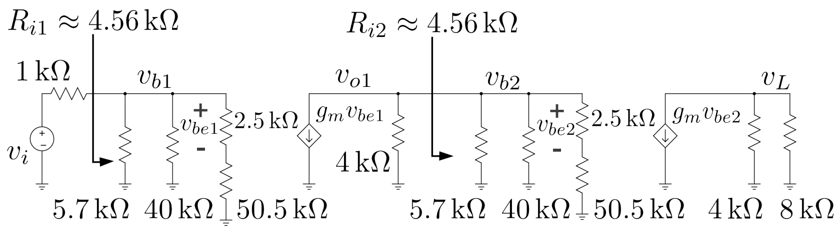
قیمت میں کمی ایمپلیفائر کے داخلی مزاحمت R_{i1} کی بدولت ہے۔ v_i کے نقطہ نظر سے ایمپلیفائر $88.7\,\Omega$ کا مزاحمت ہے۔ اسی طرح پہلی کڑی کے ایمپلیفائر کو دوسرا ایمپلیفائر بطور مزاحمت R_{i2} نظر آتا ہے۔

یہاں ایک مرتبہ دوبارہ مساوات ۳.۲۳۹ اور مساوات ۳.۲۴۰ پر نظر ڈالیں جہاں ایک کڑی کے ایمپلیفائر پر تجزیہ کرتے ہوئے خارجی جانب برقی بوجھ لادنے کے اثرات پر غور کیا گیا۔ شکل ۳.۱۱۱ کے دوسری کڑی کے افزائش پر $200\,\Omega$ برقی بوجھ کا اثر بالکل ایسا ہی ہے جیسے شکل ۳.۱۰۹ میں $200\,\Omega$ کے بوجھ کا ہے۔ اسی طرح شکل ۳.۱۱۱ میں پہلی کڑی پر دوسری کڑی کے $88.76\,\Omega$ کے داخلی مزاحمت کا اثر شکل ۳.۱۰۹ میں $88.76\,\Omega$ کے بوجھ کی طرح ہے۔

جیسا کہ آپ جانتے ہیں کہ $A_v \approx -\frac{\sum R_C}{\sum R_E}$ ہوتا ہے لہٰذا زیادہ β کے ٹرانزسٹر استعمال کرنے سے دوسری کڑی کی افزائش نہیں بڑھتی البتہ ایسا کرنے سے دوسری کڑی کا داخلی مزاحمت ضرور بڑھتا ہے جس سے پہلی کڑی کی افزائش بڑھے گی۔

مثال ۳.۵۰: شکل ۳.۱۱۴ میں $A_v = \frac{v_L}{v_i}$ حاصل کریں۔

حل: شکل ۳.۱۱۵ میں اس کا مساوی دور دکھایا گیا ہے جہاں سے $R_{i1} = R_{i2} = 4.56\,\mathrm{k\Omega}$ حاصل



شکل ۳.۱۱۵: دو کڑی زنجیری ایمپلیفائر کا باریک اشاراتی مساوی دور

ہوتے ہیں۔ اسی طرح ان دونوں اشکال میں سے کسی بھی سے مندرجہ ذیل لکھا جا سکتا ہے۔

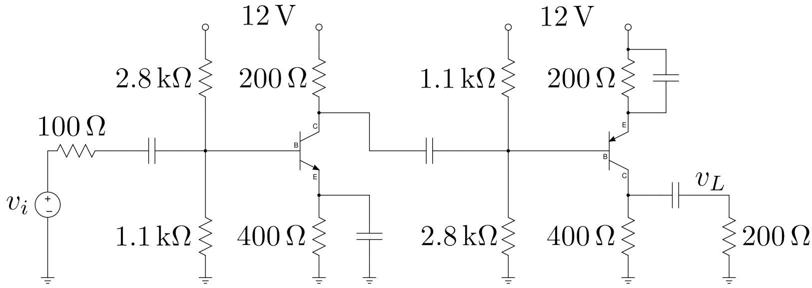
$$
\begin{aligned}
A_{v0} &= \frac{v_{b1}}{v_i} = \frac{4560}{4560+1000} = 0.82\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}} \\
A_{v1} &= \frac{v_{o1}}{v_{b1}} = -0.04 \times \frac{4000 \times 4560}{4000+4560} \times \frac{2500}{2500+50500} = -4\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}} \\
A_{v2} &= \frac{v_L}{v_{b2}} = -0.04 \times \frac{4000 \times 8000}{4000+8000} \times \frac{2500}{2500+50500} = -5\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}
\end{aligned}
$$

لہذا

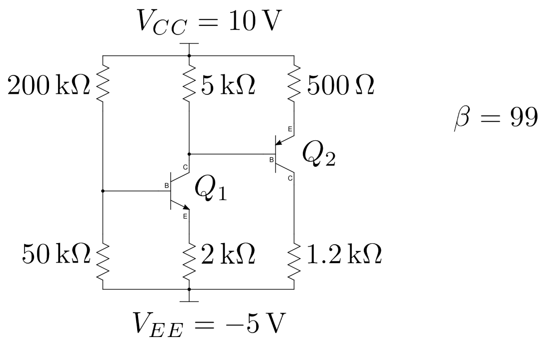
$$
\begin{aligned}
A_v &= \frac{v_L}{v_i} = \frac{v_L}{v_{b2}}\frac{v_{o1}}{v_{b1}}\frac{v_{b1}}{v_i} \\
&= (-5)\,(-4)\,(0.82) = 16.4\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}
\end{aligned}
$$

مثال ۳.۵۱: شکل ۳.۱۱۱ میں دوسری کڑی pnp سے بناتے ہوئے شکل ۳.۱۱۶ حاصل ہوتا ہے۔ اس پر اچھی طرح غور کریں۔ شکل ۳.۱۱۱ پر جتنی بحث کی گئی اور اس کے تمام مساوات موجودہ دور پر لاگو ہوتے ہیں۔

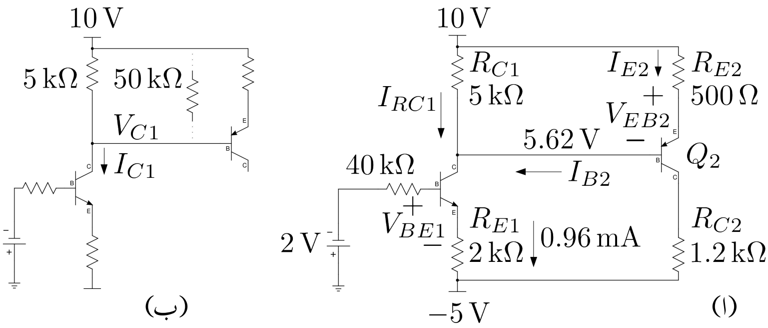
مثال ۳.۵۲: شکل ۳.۱۱۷ میں دو کڑی زنجیری یک سمت رو ایمپلیفائر دکھایا گیا ہے۔ اس کے تمام یک سمت متغیرات ٹھیک ٹھیک حاصل کریں۔ دونوں ٹرانزسٹر کا $\beta = 99$ ہے۔



شکل ۳.۱۱۶: دو کڑی زنجیری ایمپلیفائر



شکل ۳.۱۱۷: دو کڑی یک سمت زنجیری ایمپلیفائر



شکل ۳.۱۱۸: دو کڑی یک سمت زنجیری ایمپلیفائر

حل: Q_1 کے داخلی جانب مسئلہ تھونن کی مدد سے

$$V_{th}=\left(\frac{50000}{200000+50000}\right)\times\left[10-(-5)\right]-5=-2\,\mathrm{V}$$
$$R_{th}=\frac{50000\times 200000}{50000+200000}=40\,\mathrm{k\Omega}$$

حاصل ہوتے ہیں جنہیں استعمال کرتے ہوئے شکل ۳.۱۱۸ الف حاصل ہوتا ہے۔ شکل ۳.۱۱۸ الف میں Q_1 کے داخلی جانب کرخوف کے قانون برائے برقی دباو کی مدد سے

$$2+40000\times I_B+0.7+2000\times I_E-5=0$$

لکھا جا سکتا ہے جس میں $I_B=\frac{I_E}{\beta+1}$ پُر کرنے سے

$$I_{E1}=\frac{5-2-0.7}{\frac{40000}{99+1}+2000}=0.958\,33\,\mathrm{mA}$$
$$I_{C1}=\frac{\beta}{\beta+1}I_{E1}=0.948\,75\,\mathrm{mA}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ یوں

$$\begin{aligned}V_{E1}&=I_{E1}R_{E1}-5\\&=0.95833\times 10^{-3}\times 2000-5\\&=-3.08\,\mathrm{V}\end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ Q_1 کے کلکٹر 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

$$\begin{aligned} I_{C1} &= I_{RC1} + I_{B2} \\ 0.94875 \times 10^{-3} &= I_{RC1} + I_{B2} \end{aligned} \tag{۳.۲۴۱}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ پہلے راستے پر

$$V_{C1} = V_{B2} = 10 - I_{RC1} R_{C1} = 10 - 5000 I_{RC1} \tag{۳.۲۴۲}$$

جبکہ دوسرے راستے پر

$$\begin{aligned} V_{C1} = V_{B2} &= 10 - I_{E2} R_{E2} - V_{EB2} \\ & 10 - (\beta + 1)\, I_{B2} R_{E2} - V_{EB2} \\ &= 10 - (99 + 1) \times I_{B2} \times 500 - 0.7 \\ &= 9.3 - 50000 I_{B2} \end{aligned} \tag{۳.۲۴۳}$$

حاصل ہوتا ہے۔ مندرجہ بالا تین مساوات کو حل کرتے ہیں۔ مساوات ۳.۲۴۲ اور ۳.۲۴۳ کو برابر لکھتے ہیں۔

$$\begin{aligned} 10 - 5000 I_{RC1} &= 9.3 - 50000 I_{B2} \\ 5000 I_{RC1} - 50000 I_{B2} - 0.7 &= 0 \end{aligned}$$

مساوات ۳.۲۴۱ سے I_{RC1} حاصل کرتے ہوئے اس مساوات میں پُر کرتے ہیں

$$5000 \left(0.94875 \times 10^{-3} - I_{B2}\right) - 50000 I_{B2} - 0.7 = 0$$

جس سے

$$I_{B2} = 73.5\,\mu\text{A}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں

$$\begin{aligned} I_{E2} &= (\beta + 1)\, I_{B2} = 7.35\,\text{mA} \\ I_{C2} &= \alpha I_{E2} = 7.28\,\text{mA} \\ I_{RC1} &= I_{C1} - I_{B2} = 0.948\,75\,\text{mA} - 73.5\,\mu\text{A} = 0.875\,25\,\text{mA} \\ V_{B2} &= V_{CC} - I_{RC1} R_{C1} = 10 - 0.87525 \times 10^{-3} \times 5000 = 5.62\,\text{V} \end{aligned}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ Q_2 پر

$$\begin{aligned} V_{E2} &= V_{B2} + V_{EB2} = 5.62 + 0.7 = 6.32\,\text{V} \\ V_{C2} &= -5 + I_{C2} R_{C2} = -5 + 7.28 \times 10^{-3} \times 1200 = 3.736\,\text{V} \\ V_{EC2} &= V_{E2} - V_{C2} = 6.32 - 3.736 = 2.584\,\text{V} \end{aligned}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ یوں Q_2 افزائندہ ہے اور حاصل کردہ جوابات درست ہوں گے۔
اسی مثال کو یوں جلدی حل کیا جا سکتا ہے۔ $I_C \approx I_E$ لیتے ہوئے

$$I_{C1} \approx I_{E1} = 0.958\,33\,\mathrm{mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ جیسے شکل ۱۱۸.۳ 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

$$\frac{(\beta+1)\,R_{E2}R_{C1}}{(\beta+1)\,R_{E2}+R_{C1}} = 4.545\,\mathrm{k\Omega}$$

حاصل ہوتا ہے جس سے I_{C1} گزرتا ہے۔ یوں

$$V_{C1} = V_{B2} = V_{CC} - 4545 \times 0.95833 \times 10^{-3} = 5.644\,\mathrm{V}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں

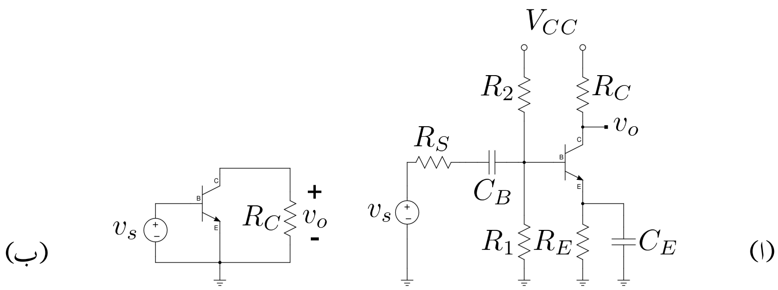
$$\begin{aligned}
V_{E2} &= V_{B2} + V_{EB2} = 5.644 + 0.7 = 6.344\,\mathrm{V}\\
I_{E2} &= \frac{V_{CC}-V_{E2}}{R_{E2}} = \frac{10-6.344}{500} = 7.312\,\mathrm{mA}\\
V_{C2} &= -5 + I_{E2}R_{C2} = -5 + 7.312 \times 10^{-3} \times 1200 = 3.774\,\mathrm{V}\\
V_{EC2} &= V_{E2} - V_{C2} = 6.344 - 3.774 = 2.57\,\mathrm{V}
\end{aligned}$$

۱۹.۳ ایمٹر مشترک، کلکٹر مشترک اور بیس مشترک ایمپلیفائر

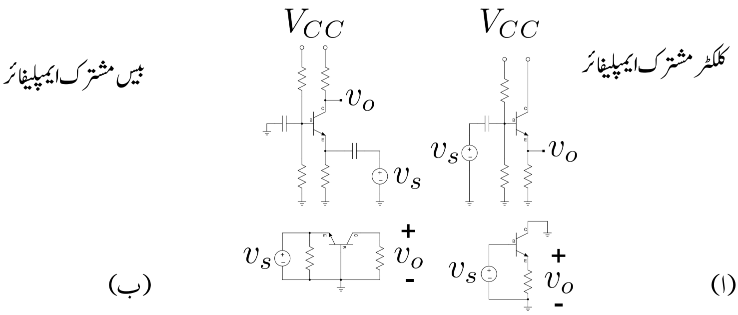
شکل الف میں ایمپلیفائر دکھایا گیا ہے۔ شکل ب میں ٹرانزسٹر مائل کرنے والے رکن نہ دکھاتے ہوئے اسی کا بدلتا رو شکل دکھایا گیا ہے جہاں کپیسٹروں اور یک سمت برقی دباو V_{CC} کو قصر دور تصور کیا گیا ہے۔ مزید داخلی اشارے کی مزاحمت R_s کو بھی نظر انداز کیا گیا ہے تا کہ اصل نقطے پر نظر رکھنا زیادہ آسان ہو۔ اس شکل سے صاف ظاہر ہے کہ داخلی اشارے کو ٹرانزسٹر کے بیس B اور ایمٹر E کے مابین مہیا کیا گیا ہے جبکہ خارجی اشارے کو کلکٹر C اور ایمٹر E کے مابین سے حاصل کیا جاتا ہے۔ یوں ٹرانزسٹر کا ایمٹر E مشترکہ سرا ہے۔ اسی سے اس طرز کے ایمپلیفائر کو **مشترکہ ایمٹر ایمپلیفائر** یا **ایمٹر مشترک ایمپلیفائر**[۵۴] پکارا جاتا ہے۔ اگر شکل الف میں کپیسٹر C_E استعمال نہ کیا جاتا تب ٹرانزسٹر کا ایمٹر برقی زمین پر نہ ہوتا اور شکل ب میں داخلی اشارہ بیس اور برقی زمین کے مابین مہیا کیا جاتا۔ ایسی صورت میں بھی اسے **ایمٹر مشترک** ایمپلیفائر ہی پکارا جاتا ہے۔ اس باب میں اب تک جتنے ایمپلیفائر دیکھے گئے وہ تمام **ایمٹر مشترک ایمپلیفائر** تھے۔

---

[۵۴] common emitter



شکل ۱۱۹.۳: ایمٹر مشترک ایمپلیفائر



شکل ۱۲۰.۳: بیس مشترک اور کلکٹر مشترک ایمپلیفائر

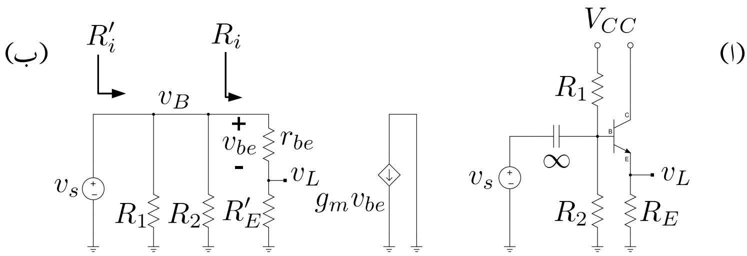
شکل ۱۲۰.۳ الف میں **کلکٹر مشترک**[55] اور اس کے نیچے اس کا مساوی باریک اشاراتی دور جبکہ شکل ب میں **بیس مشترک**[56] ایمپلیفائر اور اس کے نیچے اس کا باریک اشاراتی مساوی دور دکھائے گئے ہیں۔ ان ایمپلیفائر میں بھی اگر مشترک سرے اور برقی زمین کے مابین مزاحمت وغیرہ نسب ہوتا، انہیں تب بھی انہیں ناموں سے پکارا جاتا۔

مثال ۵۳.۳: شکل ۱۲۱.۳ میں

$$R_1 = 100\,\mathrm{k\Omega}, \quad R_2 = 10\,\mathrm{k\Omega}, \quad R_E = 1\,\mathrm{k\Omega}$$
$$r_{be} = 1\,\mathrm{k\Omega}, \quad \beta = 99$$

---

[55] common collector
[56] common base



شکل ۳.۱۲۱: کلکٹر مشترک

ہیں۔ $A_v = \frac{v_L}{v_s}$، R_i اور R_i' حاصل کریں۔

حل: شکل ب میں مساوی باریک اشاراتی دور دکھایا گیا ہے جہاں R_E' ٹرانزسٹر کے بیس جانب R_E کا عکس یعنی $(\beta + 1) R_E$ ہے۔ یوں

$$
\begin{aligned}
A_v = \frac{v_L}{v_s} &= \frac{v_L}{v_B} \times \frac{v_B}{v_s} \\
&= \frac{R_E'}{r_{be} + R_E'} \\
&= \frac{(99+1) \times 1000}{1000 + (99+1) \times 1000} \\
&= 0.99 \, \frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}} \approx 1 \, \frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}
\end{aligned}
$$

جبکہ

$$
R_i = r_{be} + R_E' = 1000 + 100000 = 101 \, \mathrm{k\Omega}
$$

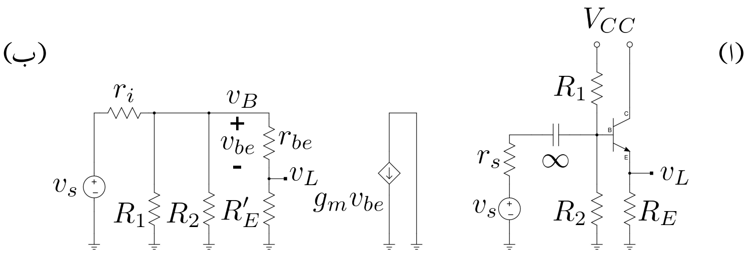
اور

$$
\begin{aligned}
R_i' &= R_1 \parallel R_2 \parallel R_i \\
&= R_1 \parallel R_2 \parallel \big(\beta + 1\big) R_E
\end{aligned}
$$

یعنی

$$
\begin{aligned}
\frac{1}{R_i'} &= \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_i} \\
&= \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_{be} + \big(\beta + 1\big) R_E}
\end{aligned}
$$

$$
R_i' = 8.34 \, \mathrm{k\Omega}
$$



شکل ۳.۱۲۲: کلکٹر مشترک کی دوسری مثال

ہیں۔

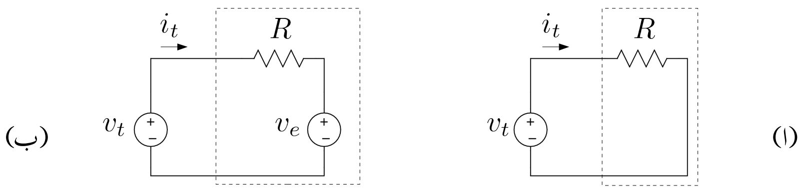
مثال ۳.۵۴: شکل ۳.۱۲۲ میں $r_i = 5\,\mathrm{k}\Omega$ ہے جبکہ بقایا تمام متغیرات مثال ۳.۵۳ کی ہی ہیں۔ A_v حاصل کریں۔

حل: شکل ب سے

$$\begin{aligned}
A_v = \frac{v_L}{v_s} &= \frac{v_L}{v_B} \times \frac{v_B}{v_s} \\
&= \frac{R'_E}{r_{be} + R'_E} \times \frac{R_1 \parallel R_2 \parallel \left(r_i + R'_E\right)}{r_i + \left[R_1 \parallel R_2 \parallel \left(r_{be} + R'_E\right)\right]} \\
&= \frac{100000}{1000 + 100000} \times \frac{8367}{5000 + 8367} \\
&= 0.99 \times 0.6259 \\
&= 0.619\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}
\end{aligned}$$

مثال ۳.۵۳ میں ہم نے دیکھا کہ **کلکٹر مشترک ایمپلیفائر** کی افزائش برقی دباو 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 ایمپلیفائر کو **پیروکار**[۵۷] بھی پکارا جاتا ہے۔ ہم نے یہ بھی دیکھا کہ R_1 اور R_2 کی وجہ سے داخلی مزاحمت $101\,\mathrm{k}\Omega$ سے کم ہو کر صرف $8.34\,\mathrm{k}\Omega$ رہ گئی۔ مثال ۳.۵۴ میں اسی کی وجہ سے افزائش بہت کم ہو گئی۔ آئیں داخلی مزاحمت بڑھانے کا ایک طریقہ دیکھیں۔

[۵۷] emitter follower



شکل ۳.۱۲۳: داخلی مزاحمت بڑھانے کا طریقہ

شکل ۳.۱۲۳-الف میں نقطہ دار لکیر میں بند دور کا داخلی مزاحمت حاصل کرنے کی خاطر اس پر v_t برقی دباو 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۔

آئیں یہی طریقہ شکل ب کے دور پر استعمال کرتے ہوئے اس کا داخلی مزاحمت حاصل کریں۔ v_t لاگو کرنے سے $\frac{v_t - v_e}{R}$ برقی رو ناپا جائے گا۔ تصور کریں کہ کسی طریقے سے $v_e = 0.9v_t$ کے برابر رہتا ہے۔ یوں

$$i_t = \frac{v_t - 0.9v_t}{R} = \frac{0.1v_t}{R}$$

ناپی جائے گی جس سے داخلی مزاحمت

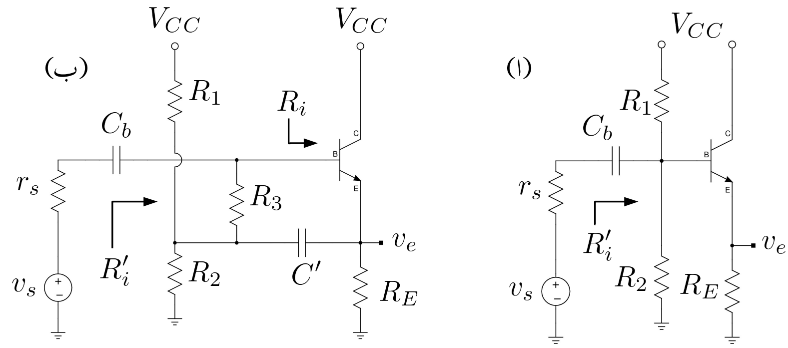
$$\frac{v_t}{i_t} = \frac{R}{0.1} = 10R$$

حاصل ہوتا ہے۔ آپ نے دیکھا کہ نقطہ دار لکیر میں بند دور میں پائے جانے والے برقی دباو 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۔

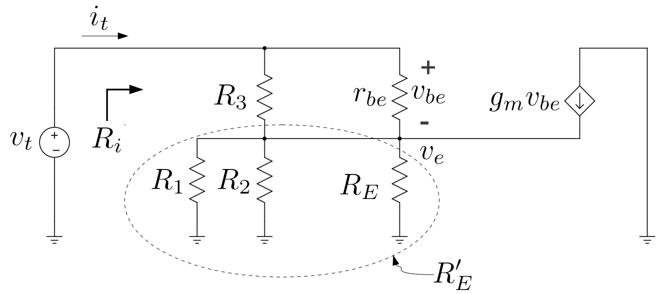
ہم جانتے ہیں کہ کلکٹر مشترک ایمپلیفائر کی افزائش تقریباً ایک کے برابر ہے یوں اس کے ایمٹر پر v_e تقریباً اس کے بیس پر v_b کے برابر ہوتا ہے۔ اس حقیقت کو استعمال کرتے ہوئے کلکٹر مشترک ایمپلیفائر کی داخلی مزاحمت بڑھائی جا سکتی ہے۔ آئیں مندرجہ ذیل مثال میں ایسا ہوتے دیکھیں۔

مثال ۳.۵۵: شکل ۳.۱۲۴-الف میں کلکٹر مشترک ایمپلیفائر دکھایا گیا ہے جس میں کچھ تبدیلی کرتے ہوئے شکل ب حاصل کی گئی ہے۔ ثابت کریں کہ شکل ۳.۱۲۴-ب میں دکھائے گئے دور سے داخلی مزاحمت R_i' بڑھ جاتی ہے۔ دونوں اشکال میں

$$R_1 = 10\,\mathrm{k\Omega}, \quad R_2 = 1\,\mathrm{k\Omega}, \quad R_E = 1\,\mathrm{k\Omega}$$
$$R_3 = 10\,\mathrm{k\Omega}, \quad r_{be} = 1\,\mathrm{k\Omega}, \quad \beta = 99$$



شکل ۳.۱۲۴: کلکٹر مشترک کا داخلی مزاحمت بڑھایا گیا ہے



شکل ۳.۱۲۵: مساوی دور

ہیں۔

حل: شکل ۳.۱۲۵ میں مساوی باریک اشاراتی دور دکھایا گیا ہے۔ جوڑ v_e پر کرخوف کے قانون برائے برقی رو سے

$$\frac{v_e-v_t}{R_3}+\frac{v_e-v_t}{r_{be}}+\frac{v_e}{R_1}+\frac{v_e}{R_2}+\frac{v_e}{R_E}=g_m\left(v_t-v_e\right) \tag{۳.۲۴۴}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ شکل میں $R_1 \parallel R_2 \parallel R_E$ کو R'_E کہا گیا ہے۔ اس طرح

$$\frac{1}{R'_E}=\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_2}+\frac{1}{R_E}$$

لکھتے ہوئے مساوات ۳.۲۴۴ کو یوں

$$\frac{v_e-v_t}{R_3}+\frac{v_e-v_t}{r_{be}}+\frac{v_e}{R'_E}=g_m\left(v_t-v_e\right)$$

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 ۳.۱۸۸ 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

$$\begin{aligned}i_t&=\frac{v_t-v_e}{R_3}+\frac{v_t-v_e}{r_{be}}\\&=\left(v_t-v_e\right)\left(\frac{1}{R_3}+\frac{1}{r_{be}}\right)\end{aligned}$$

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

$$R'_i=\frac{v_t}{i_t}=\frac{\frac{r_{be}R'_E}{R_3}+r_{be}+(\beta+1)\,R'_E}{\frac{r_{be}}{R_3}+1} \tag{۳.۲۴۵}$$

حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ $R_3 \gg r_{be}$ ہوتا ہے لہٰذا R'_i کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$R'_i \approx \frac{r_{be}R'_E}{R_3}+r_{be}+(\beta+1)\,R'_E \tag{۳.۲۴۶}$$

اس کے برعکس شکل ۳.۱۲۴ الف سے داخلی مزاحمت کی قیمت

$$R_1 \parallel R_2 \parallel \left[r_{be}+(\beta+1)\,R_E\right]$$

حاصل ہوتی ہے جو ہر صورت $r_{be}+(\beta+1)\,R_E$ سے کم ہے۔
دی گئی قیمتیں پر کرنے سے شکل ۳.۱۲۴ الف کے لئے

$$R_1 \parallel R_2 \parallel \left[r_{be}+(\beta+1)\,R_E\right]=900\,\Omega$$

جبکہ دی گئی قیمتوں سے $R'_E = 476\,\Omega$ حاصل کرتے ہوئے شکل ب میں

$$
\begin{aligned}
R'_i &= \frac{\frac{r_{be}R'_E}{R_3} + r_{be} + (\beta+1)\,R'_E}{\frac{r_{be}}{R_3}+1}\\
&= \frac{\frac{1000\times476}{10000} + 1000 + (99+1)\,476}{\frac{1000}{10000}+1}\\
&= \frac{47.6 + 1000 + 47600}{0.1+1}\\
&= 44.2\,\text{k}\Omega
\end{aligned}
$$

حاصل ہوتا ہے جو کہ سادہ کلکٹر مشترک ایمپلیفائر کی $900\,\Omega$ کے داخلی مزاحمت سے بہت زیادہ ہے۔ اس جواب سے یہ حقیقت بھی سامنے آتی ہے کہ $\frac{r_{be}}{R_3}$ اور $\frac{r_{be}R'_E}{R_3}$ کو نظر انداز کیا جا سکتا ہے لہٰذا مساوات ۳.۲۴۶ کو

$$
R'_i \approx r_{be} + (\beta+1)\,R'_E \tag{۳.۲۴۷}
$$

لکھا جا سکتا ہے۔ اس مساوات کو یاد رکھنا نہایت آسان ہے۔ شکل ۳.۱۲۴ ب کو دیکھتے ہوئے صاف ظاہر ہے کہ R'_i دراصل دو متوازی جڑے مزاحمتوں کا مجموعہ ہے۔ اس کا ایک حصہ R_3 اور اس کے ساتھ منسلک اجزاء جبکہ اس کا دوسرا حصہ ٹرانزسسٹر کے بیس پر داخلی مزاحمت R_i ۔ چونکہ R_3 کے دونوں سروں پر تقریباً برابر برقی دباو رہتا ہے لہٰذا 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 ٹرانزسسٹر کے ایمٹر پر کل $R_1 \parallel R_2 \parallel R_E$ یعنی R'_E مزاحمت نسب ہے۔ یوں ٹرانزسسٹر کے بیس پر داخلی مزاحمت $r_{be} + (\beta+1)\,R'_E$ ہو گی جو مطلوبہ جواب ہے۔

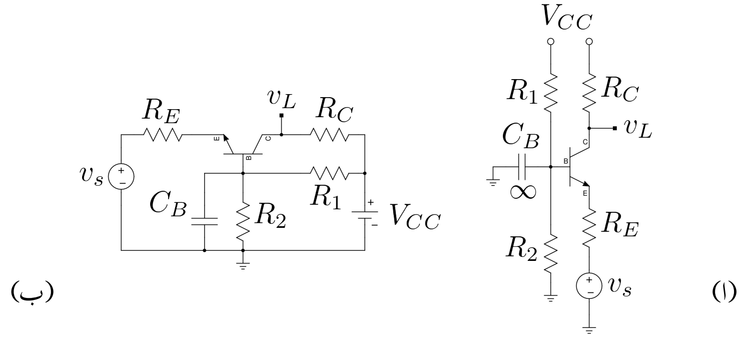
مثال ۳.۵۶: شکل ۳.۱۲۶ الف میں بیس مشترک ایمپلیفائر دکھایا گیا ہے۔ اسے عموماً شکل ب کے طرز پر بنایا جاتا ہے جہاں داخلی جانب کو بائیں ہاتھ اور خارجی جانب کو دائیں ہاتھ پر رکھا گیا ہے۔ $A_i = \frac{i_L}{i_s}$ اور $A_v = \frac{v_L}{v_s}$ حاصل کریں۔

حل: شکل ۳.۱۲۷ میں ٹرانزسسٹر کا ٹی-**ریاضی نمونہ** استعمال کرتے ہوئے اس کا باریک اشاراتی مساوی دور دکھایا گیا ہے۔ صفحہ ۲۸۷ پر شکل ۳.۷۷ میں ٹی **ریاضی نمونہ** دکھایا گیا ہے۔ بیس مشترک ایمپلیفائر کو ٹی **ریاضی نمونہ** سے حل کرنا زیادہ آسان ثابت ہوتا ہے۔ اس شکل میں

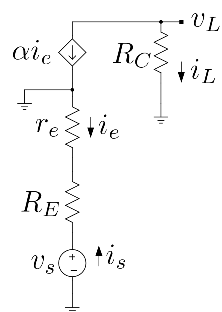
$$
i_s = \frac{v_s}{R_E + r_e}
$$

ہے۔ یوں

$$
i_e = -is = -\frac{v_s}{R_E + r_e}
$$



شکل ۳.۱۲۶: بیس مشترک ایمپلیفائر



شکل ۳.۱۲۷: بیس مشترک ایمپلیفائر کا باریک اشاراتی مساوی دور

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 ایمپلیفائر برقی دباو کی افزائش کر پاتا ہے جبکہ اس کی برقی رو کی افزائش α کے برابر ہے۔

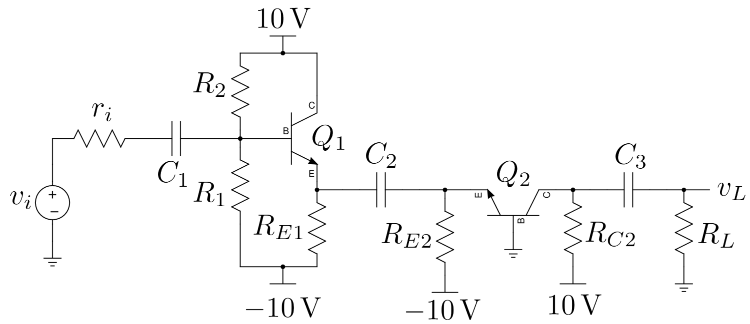
مثال ۳.۵۷: شکل ۳.۱۲۸ میں ایمٹر مشترک اور بیس مشترک کا زنجیری ایمپلیفائر دکھایا گیا ہے جس میں

$$\begin{aligned}
R_1 &= 20\,\mathrm{k\Omega}, \quad R_2 = 160\,\mathrm{k\Omega}, \quad R_{E1} = 1\,\mathrm{k\Omega}\\
R_{E2} &= 9.3\,\mathrm{k\Omega}, \quad R_{C2} = 5\,\mathrm{k\Omega}, \quad R_L = 5\,\mathrm{k\Omega}\\
r_i &= 1\,\mathrm{k\Omega}
\end{aligned}$$

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 سمت متغیرات حاصل کرتے ہیں۔ایسا کرتے ہوئے تمام کپیسٹر کھلے دور کردار ادا کریں گے۔یوں دونوں ایمپلیفائر کو مکمل طور پر علیحدہ سمجھ کر حل کیا جائے گا۔پہلے Q_1 پر مبنی ایمٹر مشترک کو حل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned}
V_{BB1} &= \left(\frac{10+10}{20000+160000}\right) \times 20000 - 10 = -7.777\,\mathrm{V}\\
R_{B1} &= \frac{20000 \times 160000}{20000+160000} = 17.778\,\mathrm{k\Omega}
\end{aligned}$$



شکل ۳.۱۲۸: ایمٹر مشترک اور بیس مشترک کا زنجیری ایمپلیفائر

اور یوں

$$
\begin{aligned}
I_{C1} \approx I_{E1} &= \frac{-7.777 - 0.7 + 10}{\frac{17778}{99+1} + 1000} = 1.29\,\mathrm{mA} \\
g_{m1} &= \frac{I_C}{V_T} = \frac{1.29 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 51.6\,\mathrm{mS} \\
r_{be1} &= \frac{\beta + 1}{g_m} = \frac{99 + 1}{0.0516} = 1938\,\Omega
\end{aligned}
$$

حاصل ہوتے ہیں۔ اب Q_2 پر مبنی بیس مشترک کو حل کرتے ہیں۔

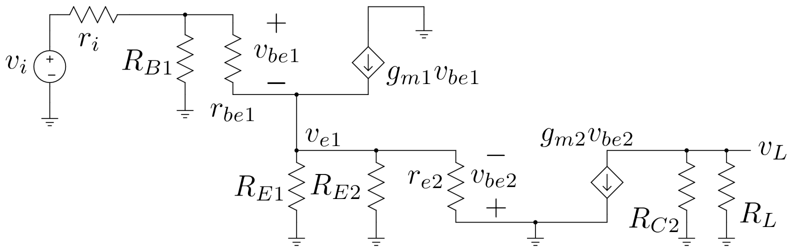
$$
I_C \approx I_{E2} = \frac{V_B - V_{BE} - V_{EE}}{R_E} = \frac{0 - 0.7 + 10}{9300} = 1\,\mathrm{mA}
$$

اور یوں

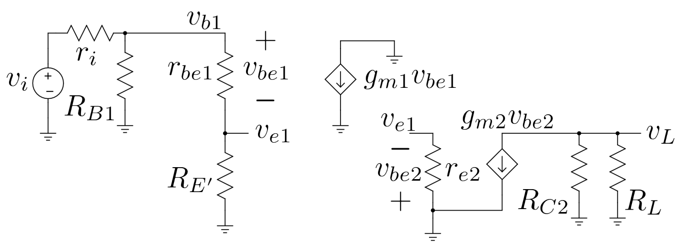
$$
\begin{aligned}
g_{m2} &= \frac{1 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 40\,\mathrm{mS} \\
r_{e2} &\approx \frac{1}{g_{m2}} = \frac{1}{0.04} = 25\,\Omega
\end{aligned}
$$

حاصل ہوتے ہیں۔

ایمٹر مشترک کے لئے پائے ریاضی نمونہ جبکہ بیس مشترک کے لئے **ٹی ریاضی نمونہ** کو پائے ریاضی نمونہ کے طرز پر بناتے ہوئے زنجیری ایمپلیفائر کا باریک اشاراتی مساوی دور شکل ۳.۱۲۹ میں دکھایا گیا ہے۔ R_{E1}، R_{E2} اور r_{e2} متوازی جڑے ہیں جن کا مساوی مزاحمت $24\,\Omega$ بنتا ہے۔ اس کو $(\beta + 1)$ سے ضرب دیتے ہوئے ایمٹر مشترک کے پائے ریاضی نمونہ میں داخلی اور خارجی دائروں کو علیحدہ کیا جا سکتا ہے۔ ایسا کرتے ہوئے شکل ۳.۱۳۰



شکل ۳.۱۲۹: ایمٹر مشترک اور بیس مشترک کا زنجیری ایمپلیفائر کا مساوی باریک اشاراتی دور



شکل ۳.۱۳۰

حاصل ہوتا ہے جہاں $24 \times (\beta + 1)$ کو R'_E کہا گیا ہے۔یعنی $R'_E = 2.4\,\mathrm{k\Omega}$ ہے۔ یوں

$$A_v = \frac{v_L}{v_i} = \frac{v_L}{v_{be2}} \times \frac{v_{be2}}{v_{e2}} \times \frac{v_{e2}}{v_{b1}} \times \frac{v_{b1}}{v_i}$$

لکھا جا سکتا ہے۔شکل کو دیکھتے ہوئے

$$\begin{aligned}
\frac{v_L}{v_{be2}} &= -g_{m2}\left(R_C \parallel R_L\right) = -0.04\left(\frac{5000 \times 5000}{5000 + 5000}\right) = -100\\
\frac{v_{be2}}{v_{e2}} &= -1\\
\frac{v_{e2}}{v_{b1}} &= \frac{R'_E}{r_{be1} + R'_E} = \frac{2400}{1938 + 2400} = 0.553
\end{aligned}$$

لکھا جا سکتا ہے۔

$$R_{B1} \parallel \left(r_{be1} + R'_E\right) = \frac{17778 \times (1938 + 2400)}{17778 + 1938 + 2400} = 3487\,\Omega$$

لیتے ہوئے

$$\frac{v_{b1}}{v_i} = \frac{3487}{r_i + 3487} = \frac{3487}{1000 + 3487} = 0.777$$

حاصل ہوتا ہے۔یوں

$$A_v = (-100)(-1) \times 0.553 \times 0.777 = 43\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}$$

حاصل ہوتا ہے۔

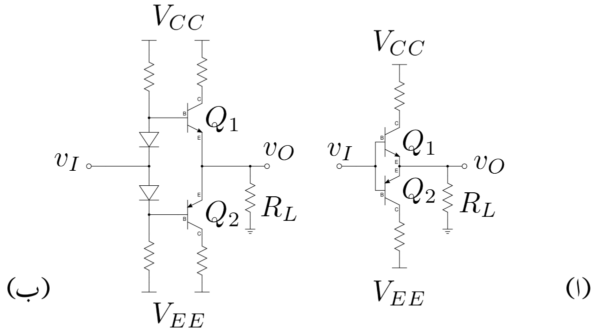
۳.۲۰ خطی لحاظ سے ایمپلیفائر کی درجہ بندی

اب تک تمام ایمپلیفائر میں ٹرانزسٹر کے نقطہ کارکردگی کو یوں رکھا گیا کہ ٹرانزسٹر تمام اوقات خطی خطے میں رہے۔ایسا ایمپلیفائر جو $360°$ زاویے کے اشارے کو بڑھانے کی صلاحیت رکھتا ہے **درجہ الف**[۵۸] کا ایمپلیفائر کہلاتا ہے۔داخلی اشارے کے عدم موجودگی میں بھی ایسے ایمپلیفائر میں I_{CQ} برقی رو گزرتی ہے جس سے ٹرانزسٹر میں $V_{CEQ} I_{CQ}$ طاقت کا ضیاع پایا جاتا ہے۔آپ دیکھ سکتے ہیں کہ بیٹری سے چلنے والے آلات کے لئے ایسا قطعاً قابل قبول نہیں۔[۵۹]

---

[۵۸] class A

[۵۹] آپ کبھی نہیں چاہیں گے کہ آپ کے موبائل کی بیٹری بغیر استعمال کے ختم ہو جائے۔



شکل ۳.۱۳۱: درجہ ب ایمپلیفائر

ٹرانزسٹر کے نقطہ کارکردگی کو چالو کردہ V_{CE} سے قدر نیچے رکھنے سے $I_{CQ} \approx 0$ رکھا جا سکتا ہے۔ npn ٹرانزسٹر کی صورت میں، مثبت اشارے کی موجودگی میں ٹرانزسٹر چالو ہو جاتا ہے اور ایمپلیفائر کام کرنا شروع کر دیتا ہے جبکہ منفی اشارے کی صورت میں ٹرانزسٹر منقطع رہتا ہے اور یوں ایسا ایمپلیفائر منفی اشارہ بڑھانے کی صلاحیت نہیں رکھتا۔ pnp ٹرانزسٹر کی صورت میں ایسا ایمپلیفائر صرف منفی اشارے کو بڑھانے کی صلاحیت رکھتا ہے۔ ایسا ایمپلیفائر جو $180°$ زاویے پر اشارہ بڑھا سکے **درجہ ب**[۶۰] ایمپلیفائر کہلاتا ہے۔

شکل ۳.۱۳۱ 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 $V_{BE} = V_{EB} = 0\,\mathrm{V}$ ہوتا ہے۔ یوں دونوں ٹرانزسٹر منقطع رہتے ہیں اور ان میں طاقت کا ضیاع نہیں پایا جاتا۔ مثبت اشارے کی صورت میں Q_1 چالو ہو جاتا ہے جبکہ منفی اشارے کی صورت میں Q_2 چالو ہو جاتا ہے۔ یوں $v_O \approx v_I$ حاصل ہوتا ہے۔ اگر داخلی اشارہ $0.7\,\mathrm{V}$ سے کم ہو تب ٹرانزسٹر چالو نہ ہو پائیں گے۔ شکل ب میں اس مسئلے کو حل کرنا دکھایا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ دونوں ڈایوڈ سیدھے مائل ہیں اور یوں ان پر تقریباً $0.7\,\mathrm{V}$ پایا جائے گا۔ یوں معمولی مثبت حیطے پر ہی Q_1 چالو ہو جائے گا اور اسی طرح معمولی منفی حیطے پر Q_2 چالو ہو جائے گا۔

درجہ ب ایمپلیفائر کے خارجی اشارے کی شکل بگڑی 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**[۶۱] ایمپلیفائر کہا جاتا ہے۔

درجہ پ[۶۲] ایمپلیفائر سے مراد ایسا ایمپلیفائر ہے جو $180°$ سے کم زاویے پر کام کرتا ہو۔ ایسے ایمپلیفائر انتہائی بلند تعدد[۶۳] پر استعمال کئے جاتے ہیں جہاں ٹرانزسٹر کے خارجی جانب LC کی مدد سے درکار خارجی اشارہ پیدا کیا جاتا ہے۔

درجہ ت[۶۴] ایمپلیفائر سے مراد ایسا ایمپلیفائر ہے جس میں ٹرانزسٹر بطور سوئچ کام کرتا ہو۔ ٹرانزسٹر یا مکمل چالو اور یا

[۶۰] class B
[۶۱] class AB
[۶۲] class C
[۶۳] RF
[۶۴] class D

پھر مکمل منقطع رہتا ہے۔

۳.۲۱ ٹرانزسٹر سے ڈایوڈ کا حصول

مخلوط ادوار میں حقیقت میں ڈایوڈ از خود نہیں بنایا جاتا بلکہ اس کی جگہ ٹرانزسٹر بنایا جاتا ہے اور اس ٹرانزسٹر کے بیس کو کلکٹر کے ساتھ جوڑ کر بطور ڈایوڈ استعمال کیا جاتا ہے۔ شکل ۳.۱۳۲ الف میں npn استعمال کرتے ہوئے ڈایوڈ حاصل کیا گیا ہے۔ ساتھ ہی ڈایوڈ دکھا کر ٹرانزسٹر سے حاصل ڈایوڈ کی سمت دکھائی گئی ہے۔ چونکہ ٹرانزسٹر کے بیس اور کلکٹر آپس میں جڑے ہیں لہٰذا $v_{BE} = v_{CE}$ ہو گا اور یہ بالکل ایک ڈایوڈ کی طرح ہی کردار ادا کرے گا۔ آئیں اس ڈایوڈ کا باریک اشاراتی داخلی مزاحمت حاصل کریں۔ ایسا کرنے کی خاطر ٹرانزسٹر کے کلکٹر اور ایمٹر کے مابین v_t برقی دباو مہیا کرتے ہوئے i_t کا حساب لگاتے ہیں۔ ڈایوڈ 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

$$
\begin{aligned}
i_t &= \frac{v_t}{r_{be}} + g_m v_{be} \\
v_{be} &= v_t
\end{aligned}
$$

جن سے

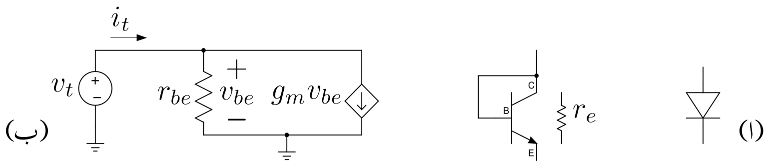
$$
\begin{aligned}
i_t &= \frac{v_t}{r_{be}} + g_m v_t \\
&= \left(\frac{1 + g_m r_{be}}{r_{be}}\right) v_t \\
&= \left(\frac{1+\beta}{r_{be}}\right) v_t
\end{aligned}
$$

حاصل ہوتا ہے جہاں دوسرے قدم پر $g_m r_{be} = \beta$ کا استعمال کیا گیا ہے۔ یوں

$$
\frac{v_t}{i_t} = \frac{r_{be}}{1+\beta} = r_e \tag{۳.۲۴۸}
$$

حاصل ہوتا ہے جہاں $r_e = \frac{r_{be}}{\beta+1}$ کا استعمال کیا گیا۔ اس مساوات سے ڈایوڈ کا باریک اشاراتی داخلی مزاحمت r_e حاصل ہوتا ہے۔ شکل ۳.۱۳۲ الف میں ٹرانزسٹر کے سامنے کلکٹر اور ایمٹر کے مابین r_e کو مزاحمت اسی کو ظاہر کر رہی ہے۔

مثال ۳.۵۸: ایک ٹرانزسٹر کے کلکٹر اور بیس کو آپس میں جوڑ کر ٹرانزسٹر کو بطور ڈایوڈ استعمال کیا جا رہا ہے۔ اس ٹرانزسٹر میں $1\,\mathrm{mA}$ کا یک سمت برقی رو پایا جاتا ہے۔ اس ڈایوڈ کی باریک اشاراتی مزاحمت حاصل کریں۔



شکل ۳.۱۳۲: ٹرانزسٹر سے ڈایوڈ کا حصول

حل: 1 mA پر

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} = \frac{1\times 10^{-3}}{25\times 10^{-3}} = 0.04\,\mathrm{S}$$
$$r_e \approx \frac{1}{g_m} = \frac{1}{0.04} = 25\,\Omega$$

حاصل ہوتے ہے لہٰذا اس ڈایوڈ کا باریک اشاراتی داخلی مزاحمت $25\,\Omega$ ہے۔

۳.۲۲ منبع برقی دباو

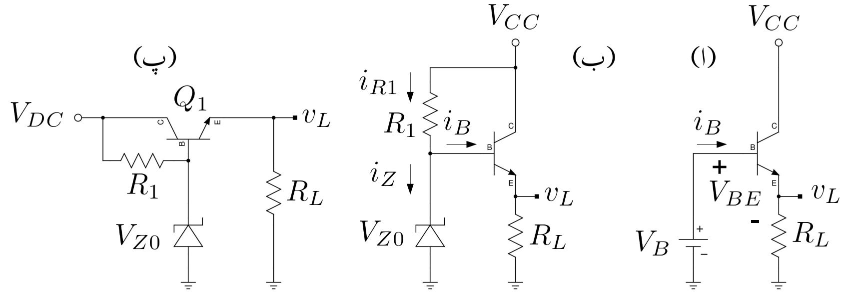
صفحہ ۱۶۳ پر مثال ۲.۲۰ میں آپ نے دیکھا کہ زینر ڈایوڈ میں برقی رو کے تبدیلی کی وجہ سے منبع کے برقی دباو میں تبدیلی پیدا ہوتی ہے۔ اس حصے میں زینر ڈایوڈ کے برقی رو میں تبدیلی کو کم کرتے ہوئے بہتر منبع بنائی جائے گی۔

شکل ۳.۱۳۳ الف مشترکہ ایمٹر ایمپلیفائر ہے جس کے داخلی جانب بیٹری سے V_B برقی دباو مہیا کی گئی ہے۔ یوں خارجی جانب $v_L = V_B - V_{BE}$ ہوگا۔ برقی بوجھ R_L میں برقی رو i_L کی قیمت $\frac{v_L}{R_L}$ ہوگی اور بیٹری سے $\frac{i_L}{\beta+1}$ برقی رو حاصل کی جائے گی۔

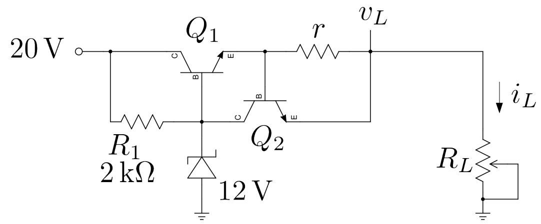
شکل ب میں بیٹری کی جگہ مزاحمت R_1 اور زینر ڈایوڈ استعمال کیا گیا ہے۔ زینر ڈایوڈ کو غیر قابو صورت میں تصور کرتے ہوئے ٹرانزسٹر کے بیس پر V_{Z0} برقی دباو پایا جائے گا اور یوں $v_L = V_{Z0} - V_{BE}$ ہوگا۔ $R_L \to \infty$ کی صورت میں $i_L = 0\,\mathrm{A}$ اور یوں $i_B = \frac{i_L}{\beta+1} = 0\,\mathrm{A}$ ہوگا۔ اسی طرح

$$i_{R1} = \frac{V_{CC} - V_{Z0}}{R_1} \tag{۳.۲۴۹}$$

ہوگا۔ $i_B = 0\,\mathrm{A}$ کی صورت میں کرخوف کے قانون برائے برقی رو $i_{R1} = i_B + i_Z$ سے $i_Z = i_{R1}$ حاصل ہوتا ہے۔ اب تصور کریں کہ R_L کی قیمت محدود اور $0\,\Omega$ سے زیادہ یعنی $0\,\Omega < R_L < \infty$ ہے۔ اب بھی i_{R1}



شکل ۳.۱۳۳: مشترکہ ایمٹر بطور منبع برقی دباو



شکل ۳.۱۳۴: ٹرانزسٹر سے حاصل منبع برقی دباو

مندرجہ بالا مساوات سے ہی حاصل ہوگی۔ البتہ $i_L = \frac{v_L}{R_L}$ اور $i_B = \frac{i_L}{\beta+1}$ ہوں گے۔ یوں

$$
\begin{aligned}
i_Z &= i_{R1} - i_B \\
&= \frac{V_{CC} - V_{Z0}}{R_1} - \frac{i_L}{\beta+1}
\end{aligned}
$$

ہوگا۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ v_L کی قیمت کا دارومدار صرف زینر ڈایوڈ کے برقی دباو پر ہے۔ یوں اس دور کو بطور **منبع برقی دباو**[۶۵] استعمال کیا جا سکتا ہے۔ اس دور کو بطور منبع برقی دباو استعمال کرتے ہوئے شکل پ کے طرز پر بنایا جاتا ہے۔

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ i_L میں Δi_L تبدیلی سے i_B میں صرف $\frac{\Delta i_L}{\beta+1}$ تبدیلی رونما ہوگی۔ $\beta = 99$ کی صورت میں i_L کے تبدیلی کو سو گنا کم کر دیا گیا ہے۔ یوں زینر ڈایوڈ کے برقی رو میں بھی سو گنا کم تبدیلی پیدا ہوگی جس سے زینر ڈایوڈ پر پائے جانے والے برقی دباو میں تبدیلی بھی سو گنا کم ہوگی۔

شکل ۳.۱۳۳-پ میں اگر R_L کی مزاحمت نہایت کم کر دی جائے یا منبع کے خارجی جانب کو برقی زمین کے ساتھ قصر دور کر دیا جائے تو ایسی صورت میں ٹرانزسٹر کے جلنے کا امکان ہوگا۔ ایسی صورت سے بچنے کی خاطر

---

[۶۵] voltage source

منبع کے خارجی برقی رو کی حد مقرر کر دی جاتی ہے۔ اس حد سے کم برقی رو کی صورت میں منبع بالکل عام حالت کی طرح کام کرتے ہوئے مقرر برقی دباو مہیا کرتی ہے البتہ جیسے ہی برقی رو اس حد سے تجاوز کرنے کی کوشش کرے، منبع خارجی برقی دباو کو گھٹا کر برقی رو کو مقررہ حد کے اندر رکھتی ہے۔ شکل-۳.۱۳۴ میں ٹرانزسٹر Q_2 اور مزاحمت r اسی مقصد کی خاطر منبع میں نسب کئے گئے ہیں۔

برقی رو i_L مزاحمت r میں گزرتے ہوئے اس پر $i_L r$ برقی دباو پیدا کرے گا جو در حقیقت Q_2 کا V_{BE} ہے۔ جب تک V_{BE} کی قیمت تقریباً $0.5\,\mathrm{V}$ 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 $V_{BE} \geq 0.5\,\mathrm{V}$ ہو، تب Q_2 چالو ہو کر i_S میں اضافہ پیدا کرتے ہوئے خارجی برقی دباو v_L گھٹائے گا۔

$r = 2.5\,\Omega$ کی صورت میں i_L کی حد $200\,\mathrm{mA} = \frac{0.5}{2.5}$ ہو گی۔ اتنی برقی رو پر بھی Q_1 کا i_B صرف $2\,\mathrm{mA}$ ہے۔ چالو Q_2 جیسے ہی $4\,\mathrm{mA}$ سے زیادہ برقی رو گزارے گا اسی وقت زینر ڈایوڈ غیر قابو حالت سے نکل آئے گا اور اس پر برقی دباو $12\,\mathrm{V}$ سے گھٹ جائیں گے۔ بُری ترین صورت اس وقت پیش آئے گی جب $v_L = 0\,\mathrm{V}$ ہوں۔ ایسا خارجی جانب قصر دور ہونے سے ہو سکتا ہے۔ اس وقت $V_{CE_{\text{غیر افزائندہ}}}$ کو مد نظر رکھتے ہوئے Q_2

$$\frac{20-0.2}{2000} = 9.9\,\mathrm{mA}$$

سیدھا خارجی جانب پہنچائے گا جبکہ Q_1 میں سے $200\,\mathrm{mA}$ گزر رہا ہو گا لہٰذا $i_L = 209.9\,\mathrm{mA}$ تک پہنچ پائے گا۔ یاد رہے کہ Q_2 کسی صورت بھی Q_1 کو $200\,\mathrm{mA}$ سے کم برقی رو گزارنے پر مجبور نہیں کر سکتا چونکہ ایسا ہوتے ہی $V_{BE} < 0.5\,\mathrm{V}$ 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 دباو v_L پر اثر ہوتا ہے جس سے $v_L = V_{Z0} - V_{BE} - i_L r$ لیکن جیسا آپ نے دیکھا اس مزاحمت کی قیمت نہایت کم ہوتی ہے اور کم برقی رو پر اس کے اثر کو نظر انداز کیا جا سکتا ہے۔ اس مزاحمت کے اثر کو منبع میں مزید پرزے نسب کر کے ختم کیا جا سکتا ہے۔

۳.۲۳ ٹرانزسٹر لوگارتھمی ایمپلیفائر

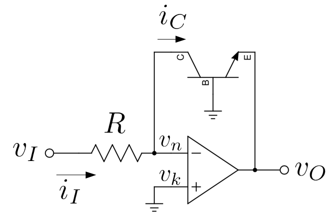
شکل ۳.۱۳۵ میں ٹرانزسٹر **لوگارتھمی ایمپلیفائر**[۲۶] دکھایا گیا ہے۔ $v_k = v_n = 0\,\mathrm{V}$ ہونے کی بدولت

$$i_I = \frac{v_I}{R}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ کرخوف کے قانون برائے برقی رو سے $i_I = i_C$ ہو گا جہاں مساوات ۳.۵۵ کے تحت

$$i_C \approx I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}}$$

[۲۶] log amplifier



شکل ۳.۱۳۵: ٹرانزسٹر لوگارتھمی ایمپلیفائر

لکھا جا سکتا 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

$$v_O = -V_T \ln \frac{v_I}{I_S R} \tag{۳.۲۵۰}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس مساوات کے تحت خارجی برقی دباو v_O داخلی برقی دباو کے قدرتی **لوگارتھم**[67] کے برابر ہے۔ یہاں رک کر شکل ۲.۲۴ کو بھی ایک نظر دیکھیں۔

۳.۲۴ شاٹکی ٹرانزسٹر

غیر افزائندہ ٹرانزسٹر کے BE اور BC جوڑ سیدھے مائل ہوتے ہیں۔ جیسے حصہ ۲.۲۰.۱ میں بتلایا گیا، سیدھے مائل pn جوڑ کا **نفوذی کپیسٹر** کافی زیادہ ہوتا ہے۔ یوں اگر ٹرانزسٹر کو افزائندہ خطے میں لانا ہو تو پہلے ان کپیسٹروں میں ذخیرہ **برقی بار**[68] کی نکاسی کرنی ہو گی۔ زیادہ بڑے کپیسٹر کی نکاسی زیادہ دیر میں ہوتی ہے لہٰذا ایسا ٹرانزسٹر زیادہ تیزی سے غیر-افزائندہ حال سے افزائندہ 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 ۳.۱۳۶ الف میں ٹرانزسٹر کے بیس اور کلکٹر کے درمیان **شاٹکی ڈایوڈ** نسب کیا گیا ہے۔ ایسا کرنے سے **شاٹکی ٹرانزسٹر**[69] وجود میں آتا ہے جس کی علامت شکل ب میں دکھائی گئی ہے۔ **شاٹکی ٹرانزسٹر** کی کارکردگی شکل ۳.۱۳۷ میں دئے ایمپلیفائر کی مدد سے دیکھتے ہیں۔ چالو ٹرانزسٹر کا $V_{BE} = 0.7\,\mathrm{V}$ ہوتا ہے۔ اگر ٹرانزسٹر افزائندہ حال

---

[67] ln
[68] charge
[69] Schottky transistor

میں ہو تب شاٹکی ڈایوڈ الٹا مائل ہو گا اور اس کا کوئی کردار نہیں ہو گا البتہ اگر ٹرانزسٹر غیر افزائندہ ہونے کی کوشش کرے تب V_{CE} کم ہو کر شاٹکی ڈایوڈ کو سیدھا مائل کر دے گا۔ یہی صورت حال شکل میں دکھائی گئی ہے۔ یہیں سے ایک اہم حقیقت واضح ہوتی ہے۔ چونکہ سیدھے مائل شاٹکی ڈایوڈ پر $0.3\,\mathrm{V}$ پائے جاتے ہیں لہٰذا ٹرانزسٹر کا V_{BC} بھی $0.3\,\mathrm{V}$ پر ہو گا۔ آپ جانتے ہیں کہ pn جوڑ کو چالو کرنے کی خاطر کم از کم $0.5\,\mathrm{V}$ درکار ہوتے ہیں لہٰذا BC جوڑ چالو حالت میں نہیں ہو گا۔ غیر چالو جوڑ کی برقی رو قابل نظر انداز ہوتی ہے۔ یوں صفحہ ۱۴۶ پر دیے مساوات ۲.۶۶ کے تحت اس جوڑ کی **نفوذی کپیسٹنس** بھی قابل نظر انداز ہو گی۔ کپیسٹر کے کم ہونے کی وجہ سے یہ ٹرانزسٹر زیادہ رفتار پر کام کر پائے گا۔

کرخوف کے قانون برائے برقی دباو سے ہم دیکھتے ہیں کہ

$$V_{BE} = V_{CE} + V_D$$

کے برابر ہے۔ یوں شاٹکی ڈایوڈ کے سیدھے برقی دباو کو $0.3\,\mathrm{V}$ لیتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ $V_{CE} = 0.4\,\mathrm{V}$ حاصل ہوتا ہے۔ یہ اہم حقیقت ہے جس کے مطابق شاٹکی ٹرانزسٹر کا V_{CE} کسی صورت $0.4\,\mathrm{V}$ سے کم نہیں ہو سکتا اور یوں یہ کبھی بھی غیر افزائندہ حال میں نہیں پایا جائے گا۔

شکل میں یوں

$$
\begin{aligned}
I_{RB} &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} = \frac{9.7 - 0.7}{10000} = 0.9\,\mathrm{mA}\\
I_{RC} &= \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C} = \frac{9.4 - 0.4}{1200} = 7.5\,\mathrm{mA}
\end{aligned}
$$

حاصل ہوتے ہیں۔ مزید کرخوف کے قانون برائے برقی رو سے ہم دیکھتے ہیں کہ

$$
\begin{aligned}
I_C &= I_D + I_{RC}\\
I_D &= I_{RB} - I_B
\end{aligned}
$$

ہیں۔ ان دو مساوات کے ساتھ $I_B = \frac{I_C}{\beta}$ کو ملا کر

$$
\begin{aligned}
I_C &= I_{RB} - I_B + I_{RC}\\
&= I_{RB} - \frac{I_C}{\beta} + I_{RC}
\end{aligned}
$$

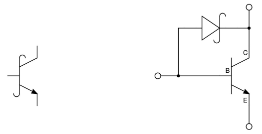
یعنی

$$I_C = 8.316\,\mathrm{mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں

$$I_D = I_C - I_{RC} = 0.816\,\mathrm{mA}$$

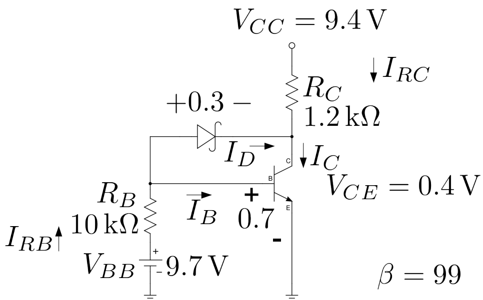
ہوں گے۔

(ب)  (ا)

شکل ۳.۱۳۶: شاٹکی ٹرانزسٹر کی بناوٹ اور علامت

$$
\begin{aligned}
V_{CE} &= V_{BE} - V_{D} \\
&= 0.7 - 0.3 \\
&= 0.4\,\text{V}
\end{aligned}
$$

شاٹکی ٹرانزسٹر کبھی
بھی غیر افزائندہ نہیں ہوتا



شکل ۳.۱۳۷: شاٹکی ایمپلیفائر

۳.۲۵ قوی ٹرانزسٹر

سلیکان پتری پر ٹرانزسٹر کا رقبہ بڑھا کر زیادہ طاقت کے ٹرانزسٹر بنائے جاتے ہیں۔ کئی ایمپیئر اور کئی سو وولٹ تک کام کرنے والے ایسے **قوی ٹرانزسٹر**[70] زیادہ طاقت قابو کرنے میں کام آتے ہیں۔ اس طرح کے متعدد ٹرانزسٹر متوازی جوڑ کر مزید زیادہ برقی رو کو قابو کیا جاتا ہے۔ یک سمت سے بدلتا رو برقی دباو بناتے **انورٹر**[71] میں انہیں عموماً استعمال کیا جاتا ہے۔ **قوی ٹرانزسٹر** ایک مائیکرو سیکنڈ کے لگ بھگ دورانیہ میں چالو سے منقطع یا منقطع سے چالو حالت میں لائے جا سکتے 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} گھٹتا ہے۔ یوں متوازی جڑے ٹرانزسٹر میں اگر کسی وجہ سے ایک ٹرانزسٹر زیادہ گرم ہو تو اس کا V_{BE} گھٹ جائے گا۔ متوازی جڑے ٹرانزسٹروں میں جس ٹرانزسٹر کا V_{BE} کم سے کم ہو، اس کا i_B زیادہ سے زیادہ ہو گا لہٰذا 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 کلکٹر کو عموماً موصل نالی دار دھاتی چادر[72] کے ساتھ جوڑ کر ٹھنڈا رکھا جاتا ہے۔ تمام ٹرانزسٹر کو قریب قریب ایک ہی موصل نالی دار دھاتی چادر کے ساتھ جوڑ کر کوشش کی جاتی ہے کہ تمام ٹرانزسٹر ایک ہی درجہ حرارت پر رہیں تاکہ ان میں برقی رو کی تقسیم متاثر نہ ہو۔

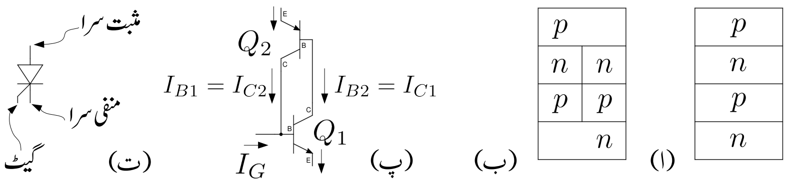
۳.۲۶ قابو ریکٹیفائر

شکل ۳.۱۳۸ الف میں p اور n کے چار تہہ کا پرزہ دکھایا گیا ہے جسے **قابو ریکٹیفائر**[73] کہتے ہیں۔ شکل ب کے درمیان لکیر لگا کر اسی کو آپس میں جڑے pnp اور npn ٹرانزسٹر دکھایا گیا ہے جس سے شکل پ حاصل ہوتا ہے۔ **قابو ریکٹیفائر** کے عموماً تین سرے باہر مہیا کئے جاتے ہیں جنہیں ہم **مثبت سرا**[74]، **منفی سرا**[75] اور **گیٹ**[76] کہیں گے۔ گیٹ عموماً npn کا بیس ہوتا ہے۔ **قابو ریکٹیفائر** کی علامت شکل ت میں دکھائی گئی ہے۔

قابو ریکٹیفائر کی کارکردگی با آسانی شکل پ کی مدد سے سمجھی جا سکتی ہے۔ تصور کریں کہ دونوں ٹرانزسٹر منقطع ہیں۔ بیرونی مداخلت کے بغیر دونوں منقطع ہی رہیں گے۔ اب تصور کریں کہ گیٹ پر باہر سے برقی رو I_G فراہم کی جاتی ہے۔ یوں Q_1 چالو ہو کر $I_{C2} = \beta_1 I_G$ خارج کرے گا جو کہ Q_2 کے بیس کی برقی رو ہے اور یوں Q_2 بھی چالو ہو کر $\beta_2 I_{B2}$ خارج کرے گا جو Q_1 کو برقرار چالو رکھے گا۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ اگر اب I_G کو صفر بھی کر دیا جائے تو **قابو ریکٹیفائر** چالو ہی رہے گا۔ حقیقت میں دیکھا گیا ہے کہ I_G منفی کرنے سے بھی **قابو ریکٹیفائر** منقطع نہیں ہوتا۔ قابو ریکٹیفائر کو بغیر I_G کے چالو رکھنے کی خاطر ضروری ہے کہ اس میں کم از کم I_L برقی رو گزر رہی ہو۔ اس برقی رو کو ہم **برقی رو چالو**

---

[70] power transistor
[71] inverter
[72] heat sink
[73] scr, thyristor
[74] anode
[75] cathode
[76] gate



شکل ۳.۱۳۸: قابو ریکٹیفائر

رکھنے کی حد[۷۷] کہیں گے۔

چالو **قابو ریکٹیفائر** کو منقطع کرنے کا ایک ہی طریقہ ہے۔ اس سے گزرتے ہوئے برقی رو کو کچھ دورانیے کے لئے تقریباً صفر کرنا ہو گا۔ حقیقت میں اگر اس سے گزرتی برقی رو کو ایک مخصوص حد I_h سے کم کر دی جائے تو **قابو ریکٹیفائر** منقطع صورت اختیار کر لیتا ہے۔ اس حد کو ہم قابو ریکٹیفائر کی **برقی رو منقطع کرنے کی حد**[۷۸] کہیں گے۔

چالو ہونے کے بعد **قابو ریکٹیفائر** بالکل ایک سادہ ڈایوڈ کی طرح کام کرتے ہوئے گزرتی برقی رو قابو کرنے کی صلاحیت کھو دیتا ہے۔

قابو ریکٹیفائر بغیر I_G کے بھی کئی طریقوں سے چالو کیا جا سکتا ہے۔ اگر اس پر لاگو برقی دباو **قابل برداشت** حد سے تجاوز کر جائے تو یہ چالو ہو جاتا ہے۔ اسی طرح درجہ حرارت بڑھانے سے ٹرانزسٹر کی الٹی جانب رستا برقی رو بڑھتی ہے جس سے یہ چالو ہو سکتا ہے۔

جہاں قوی ٹرانزسٹر صرف چند ایمپیئر برقی رو گزارنے کی صلاحیت رکھتا ہے وہاں **قابو ریکٹیفائر** کئی ہزار ایمپیئر قابو کرنے کی صلاحیت رکھتا ہے اور یہ کئی سیکڑوں وولٹ کے برقی دباو کو برداشت کر سکتا ہے۔ اس وقت ٹرانزسٹر پر مبنی **انورٹر**[۷۹] تقریباً 100 kW تک دستیاب ہیں جبکہ **قابو ریکٹیفائر** پر مبنی 10 MW طاقت کے **انورٹر** لوہے کی بھٹیوں میں عام استعمال ہوتے ہیں۔

[۷۷] latching current
[۷۸] holding current
[۷۹] inverter

اہم نکات

$$
\begin{aligned}
i_C &= I_S \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1\right) \approx I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} \\
V_T &= \frac{kT}{q} \approx 25\,\mathrm{mV} \\
I_C &= \alpha I_E \\
I_E &= I_B + I_C
\end{aligned}
$$

$$
\begin{aligned}
i_c &= \beta i_b \\
i_e &= (\beta + 1)\, i_b \\
\beta &= \frac{\alpha}{1-\alpha} \\
\alpha &= \frac{\beta}{\beta + 1}
\end{aligned}
$$

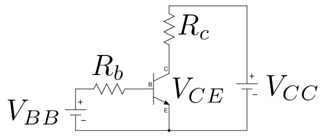
$$
\begin{aligned}
V_{BE} &= 0.7\,\mathrm{V} \\
V_{CE\text{غیر افزائندہ}} &= 0.2\,\mathrm{V} \\
\frac{\Delta v_{BE}}{\Delta T} &= -2\,\mathrm{mV}/^\circ\mathrm{C}
\end{aligned}
$$

$$
\begin{aligned}
g_m &= \left.\frac{\partial i_C}{\partial v_{BE}}\right|_Q = \frac{I_C}{V_T} \\
r_{be} &= \left.\frac{\partial v_{BE}}{\partial i_B}\right|_Q = \frac{\beta}{g_m} \\
r_e &= \left.\frac{\partial v_{BE}}{\partial i_E}\right|_Q = \frac{r_{be}}{\beta + 1} = \frac{\alpha}{g_m} \approx \frac{1}{g_m} \\
r_o &= \left.\frac{\partial v_{CE}}{\partial i_C}\right|_Q = \frac{V_A + V_{CE}}{I_C} \approx \frac{V_A}{I_C}
\end{aligned}
$$

$$R_E = \frac{10R_B}{\beta+1}$$
$$r_{be} = \frac{\beta V_T}{I_{CQ}} \ll R_B \ll (\beta+1)\, R_E$$

$$S_{V_{BE}} \approx -\frac{1}{R_E}$$
$$S_\beta = \frac{I_{C1}}{\beta_1}\left[\frac{R_B + R_E}{R_B + (\beta_2+1)\, R_E}\right]$$

$$I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{R_{\text{یکمتی}} + R_{\text{بدلتا}}}$$
$$A_v = -\alpha\frac{\sum R_C}{\sum R_E} = -\alpha\left(\frac{\text{کلکٹر پر کل مزاحمت}}{\text{ایمٹر پر کل مزاحمت}}\right)$$



شکل ۳.۱۳۹: ٹرانزسٹر کا یک سمت دور

سوالات

مندرجہ ذیل سوالات میں $I_C = I_E$ تصور کرتے ہوئے حل کریں۔

سوال ۳.۱: شکل ۳.۱۳۹ میں

$$V_{CC} = 10\,\mathrm{V} \quad V_{BB} = 2.5\,\mathrm{V} \quad \beta = 99$$
$$R_b = 147\,\mathrm{k\Omega} \quad R_c = 4\,\mathrm{k\Omega}$$

لیتے ہوئے I_C ، I_B اور V_{CE} حاصل کریں۔

جوابات: $I_C = 1.2245\,\mathrm{mA}$، $I_B = 12.245\,\mathrm{\mu A}$ اور $V_{CE} = 5.1\,\mathrm{V}$

سوال ۳.۲: سوال ۳.۱ میں $R_C = 8\,\mathrm{k\Omega}$ کرتے ہوئے اسے دوبارہ حل کریں۔

جوابات: $I_C = 1.2245\,\mathrm{mA}$، $I_B = 12.245\,\mathrm{\mu A}$ اور $V_{CE} = 0.2\,\mathrm{V}$

سوال ۳.۳: سوال ۳.۱ میں $R_C = 12\,\mathrm{k\Omega}$ کرتے ہوئے اسے دوبارہ حل کریں۔

جوابات: $I_C = 0.8166\,\mathrm{mA}$، $I_B = 12.245\,\mathrm{\mu A}$ اور $V_{CE} = 0.2\,\mathrm{V}$

سوال ۳.۴: شکل ۳.۱۳۹ میں

$$V_{CC} = 20\,\mathrm{V} \qquad \beta = 99$$
$$R_b = 100\,\mathrm{k\Omega} \quad R_c = 9\,\mathrm{k\Omega}$$

ہیں۔ V_{BB} کی وہ قیمت حاصل کریں جس پر ٹرانزسٹر غیر افزائندہ صورت اختیار کر لیتا ہے۔

جواب: $V_{CE} = 0.2\,\mathrm{V}$، $I_C = 2.2\,\mathrm{mA}$، $I_B = 22\,\mathrm{\mu A}$، $V_{BB} = 2.9\,\mathrm{V}$

سوال ۳.۵: سوال ۳.۴ میں V_{BB} کی وہ قیمت حاصل کریں جس پر $V_{CE} = \frac{V_{CC}}{2}$ ہوگا۔

جواب: $I_C = 1.111\,\mathrm{mA}$، $I_B = 11.11\,\mathrm{\mu A}$، $V_{BB} = 1.811\,\mathrm{V}$

سوال ۳.۶: شکل ۳.۱۴۰ میں

$$V_{CC} = 15\,\mathrm{V} \quad V_{BB} = 3.5\,\mathrm{V} \quad \beta = 99$$
$$R_b = 14.7\,\mathrm{k\Omega} \quad R_c = 4\,\mathrm{k\Omega} \quad R_e = 1.47\,\mathrm{k\Omega}$$

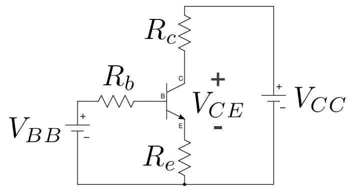
لیتے ہوئے I_C ، I_B اور V_{CE} حاصل کریں۔

جوابات: $I_C = 1.73\,\mathrm{mA}$، $I_B = 17.49\,\mathrm{\mu A}$ اور $V_{CE} = 5.528\,\mathrm{V}$

سوال ۳.۷: سوال ۳.۶ میں $V_{BB} = 6\,\mathrm{V}$ کرتے ہوئے اسے دوبارہ حل کریں۔

جوابات: ٹرانزسٹر غیر افزائندہ ہے۔ $I_C = 2.681\,\mathrm{mA}$، $I_B = 84.03\,\mathrm{\mu A}$ اور $V_{CE} = 0.2\,\mathrm{V}$

سوال ۳.۸: سوال ۳.۷ میں ٹرانزسٹر غیر افزائندہ ہے۔ اس صورت میں ٹرانزسٹر کا β کیا ہے۔



شکل ۳.۱۴۰

جواب: $\beta = \frac{I_C}{I_B} = 31.9$

سوال ۳.۹: شکل ۳.۱۳۹ میں $\beta = 37$، $V_{CC} = 12\,\mathrm{V}$ اور $R_C = 3.3\,\mathrm{k\Omega}$ ہیں۔ $V_{CE} = 6\,\mathrm{V}$ رکھنے کی خاطر درکار R_B اور V_{BB} حاصل کریں۔

جوابات: $I_C = 1.8182\,\mathrm{mA}$، $I_B = 49.14\,\mathrm{\mu A}$ ہیں۔ R_B اور V_{BB} کو $V_{BB} = V_{BE} + I_B R_B$ سے حاصل کیا جا سکتا ہے۔ البتہ اس مساوات میں دو نا معلوم جزو ہیں۔ دو نا معلوم اجزاء حاصل کرنے کی خاطر دو مساوات درکار ہوتے ہیں۔ اس طرح کے مسائل سے انجنیئر کا عموماً واسطہ پڑتا ہے۔ انجنیئر کی صلاحیت یہاں کام آتی ہے۔ موجودہ مسئلہ میں اگر V_{BB} اور R_B میں سے کسی ایک کی قیمت چن لی جائے تو دوسرے کی قیمت اس مساوات سے حاصل کی جا سکتی ہے۔ یوں $V_{BB} = 6\,\mathrm{V}$ چننے سے $R_B = 107.86\,\mathrm{k\Omega}$ حاصل ہوتا ہے۔

سوال ۳.۱۰: شکل ۳.۱۴۰ میں $\beta = 37$، $V_{CC} = 12\,\mathrm{V}$ اور $R_C = 3.3\,\mathrm{k\Omega}$ ہیں۔ $V_{CE} = 6\,\mathrm{V}$ اور $I_C = 1\,\mathrm{mA}$ رکھنے کی خاطر بقایا اجزاء حاصل کریں۔

جوابات: $R_E = 2.7\,\mathrm{k\Omega}$، $R_B = 10.26\,\mathrm{k\Omega}$ اور $V_{BB} = 3.67\,\mathrm{V}$

سوال ۳.۱۱: شکل ۳.۱۴۰ میں $\beta = 37$ اور $V_{CC} = 12\,\mathrm{V}$ ہیں۔ خارجی اشارے کا حیطہ زیادہ سے زیادہ رکھنے کی خاطر خطِ بوجھ کھینچیں اور اس سے V_{CEQ} حاصل کریں۔ بقایا تمام اجزاء بھی حاصل کریں۔ ایسا کرتے ہوئے $R_C = 10R_E$ اور $I_C = 1\,\mathrm{mA}$ رکھیں۔

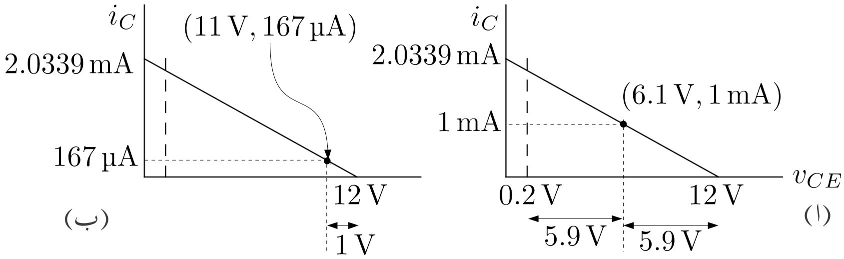
جوابات: خطِ بوجھ کو شکل ۳.۱۴۱ الف میں دکھایا گیا ہے جس سے $V_{CEQ} = 6.1\,\mathrm{V}$ حاصل ہوتا ہے۔ $R_E = 536\,\Omega$، $R_C = 5.36\,\mathrm{k\Omega}$، $R_B = 2.04\,\mathrm{k\Omega}$، $V_{BB} = 1.29\,\mathrm{V}$

سوال ۳.۱۲: شکل ۳.۱۴۰ میں خارجی اشارے کا حیطہ $\pm 1\,\mathrm{V}$ متوقع ہے۔ دور کو نو وولٹ کے بیٹری سے V_{CC} مہیا کیا جاتا ہے۔ بیٹری کو زیادہ دیر کارآمد رکھنے کی خاطر اس سے حاصل یک سمت برقی رو کم سے کم رکھا جاتا ہے۔ سوال ۳.۱۱ میں حاصل کئے گئے R_E اور R_C استعمال کرتے ہوئے خطِ بوجھ سے V_{CEQ} اور I_{CQ} کا تعین کر کے V_{BB} حاصل کریں۔

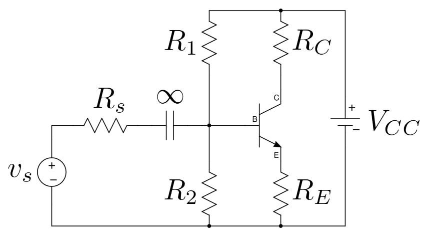
جوابات: خطِ بوجھ کو شکل ۳.۱۴۱ ب میں دکھایا گیا ہے جس سے $V_{CEQ} = 11\,\mathrm{V}$ اور $I_C = 167\,\mathrm{\mu A}$ حاصل ہوتے ہیں۔ یوں $V_{BB} = 0.798\,\mathrm{V}$ حاصل ہوتا ہے۔

سوال ۳.۱۳: سوال ۳.۱۲ میں R_E کی قیمت R_C سے بہت کم رکھی گئی جس کی وجہ سے V_{BB} کی قیمت بھی بہت کم حاصل ہوئی۔ دیکھتے ہیں کہ V_{BB} کی قیمت کم ہونے سے کیا مسئلہ پیدا ہوتا ہے۔ سوال ۳.۱۲ کے دور میں اگر حقیقت میں $V_{BE} = 0.7\,\mathrm{V}$ کے بجائے $0.65\,\mathrm{V}$ ہو تب I_C کیا ہو گی۔

جواب: $I_C = 251\,\mathrm{\mu A}$۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ V_{BE} میں ذرہ سی تبدیلی سے برقی رو پچاس فی صد بڑھ گئی



شکل ۳.۱۴۱



شکل ۳.۱۴۲

ہے جبکہ ہم چاہتے ہیں کہ ٹرانزسسٹر کے خصوصیات تبدیل ہونے سے برقی رو میں کم سے کم تبدیلی رونما ہو۔

سوال ۳.۱۴: شکل ۳.۱۴۰ میں $V_{CC} = 21\,\text{V}$، $I_C = 1\,\text{mA}$ اور $V_{CE} = 5\,\text{V}$ حاصل کرنی ہے۔ R_C اور R_E کو برابر رکھتے ہوئے R_B کی وہ قیمت حاصل کریں جس سے β کی قیمت 49 تا 149 تبدیل ہونے کے باوجود I_C میں کل دس فی صد سے زیادہ تبدیلی رونما نہ ہو۔ V_{BB} بھی حاصل کریں۔

جوابات: $R_E = R_C = 8\,\text{k}\Omega$ ہیں۔ $1\,\text{mA}$ درکار ہے لہٰذا $\beta = 49$ 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۔

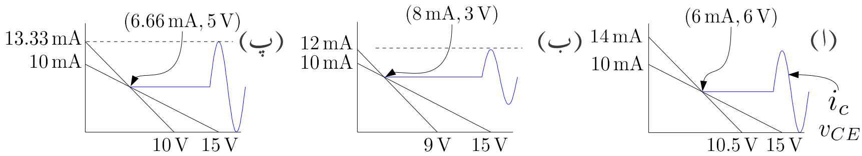
سوال ۳.۱۵: سوال ۳.۱۴ کے نتائج حاصل کرنے کی خاطر شکل ۳.۱۴۲ میں R_1 اور R_2 حاصل کریں۔

جوابات: $R_1 = 83\,\text{k}\Omega$ ، $R_2 = 328\,\text{k}\Omega$

سوال ۳.۱۶: شکل ۳.۱۴۲ 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 کارکردگی حاصل کریں۔ اس دور میں کم β کا ٹرانزسسٹر استعمال کرنا ہے۔ ایسا کرتے ہوئے برقی رو میں دس فی صد تک کی تبدیلی قابل قبول ہے۔ نئے ٹرانزسسٹر کے کم سے کم قابل قبول β کی قیمت حاصل کریں۔



شکل ۳.۱۴۳

جوابات: $10.7\,\text{mA}$ ، $3.57\,\text{V}$ ، $\beta = 68$

سوال ۳.۱۷: سوال ۳.۱۶ کے تمام مزاحمت اور ٹرانزسٹر کے بیس-کلکٹر جوڑ پر برقی طاقت کا ضیاع حاصل کریں۔

جوابات: $I_C = I_E = 10.7\,\text{mA}$ لیتے ہوئے $P_{RC} = 11.4\,\text{mW}$ اور $P_{RE} = 57\,\text{mW}$ حاصل ہوتا ہے۔ $V_E = I_E R_E = 1.07\,\text{V}$ اور یوں $V_B = 1.77\,\text{V}$ حاصل ہوتا ہے۔ یوں $P_{R2} = \frac{V_B^2}{R_2}$ سے $0.78\,\text{mW}$ اور $P_{R1} = 4.5\,\text{mW}$

سوال ۳.۱۸: شکل ۳.۱۴۲ میں R_E کے متوازی لامحدود قیمت کا کپیسٹر نسب کیا جاتا ہے۔ $R_C = 750\,\Omega$، $R_E = 750\,\Omega$، $\beta = 37$ جبکہ $V_{CC} = 15\,\text{V}$ ہیں۔

- $I_{CQ} = 6\,\text{mA}$ کی خاطر R_1 اور R_2 حاصل کریں۔
- یک سمت اور بدلتا رو خطِ بوجھ کھینچیں اور ان پر تمام اہم نقطیں ظاہر کریں۔
- غیر افزائندہ V_{CE} کو نظر انداز کرتے ہوئے، حاصل قیمتوں کے استعمال سے خارجی اشارے کا زیادہ سے زیادہ ممکنہ حیطہ کیا ہو گا۔

جوابات:

- $V_{BB} = 5.65\,\text{V}$، $R_1 = 7566\,\Omega$ اور $R_2 = 4572\,\Omega$
- $V_{CEQ} = 6\,\text{V}$، شکل ۳.۱۴۳ الف میں یک سمتا اور بدلتا رو، خطِ بوجھ دکھائے گئے ہیں۔ بدلتا رو، خطِ بوجھ کی ڈھلوان $-\frac{1}{750}$ ہے اور یہ یک سمتا رو، خطِ بوجھ کو نقطہ کارکردگی پر ٹکراتا ہے۔
- شکل سے i_c کا حیطہ $6\,\text{mA}$ تک ممکن ہے۔ i_c کی منفی چوٹی پہلے تراشی جائے گی۔

سوال ۳.۱۹: سوال ۳.۱۸ میں $I_{CQ} = 9\,\text{mA}$ رکھتے ہوئے i_c کا زیادہ سے زیادہ حیطہ کیا ممکن ہے۔

حل: شکل ۳.۱۴۳ ب میں یک سمت اور بدلتا رو خطوط دکھائے گئے ہیں جہاں سے i_c کا زیادہ سے زیادہ حیطہ $4\,\text{mA}$ تک ممکن ہے۔ i_c کی مثبت چوٹی پہلے تراشی جائے گی۔

سوال ۳.۲۰: سوال ۳.۱۸ میں نقطہ کارکردگی کس مقام پر رکھنے سے i_c کا حیطہ زیادہ سے زیادہ حاصل کرنا ممکن ہو گا۔ اس حیطے کی قیمت حاصل کریں۔

حل: $(I_{CQ} = 6.66\,\text{mA}, 5\,\text{V})$ درکار نقطہ کارکردگی ہے۔ جیسے شکل ۳.۱۴۳ پ میں دکھایا گیا ہے i_c کا زیادہ سے زیادہ حیطہ $6.66\,\text{mA}$ ہو گا۔ i_c کا حیطہ مزید بڑھانے سے دونوں جانب تراشا جائے گا۔

باب ۴

میدانی ٹرانزسٹر

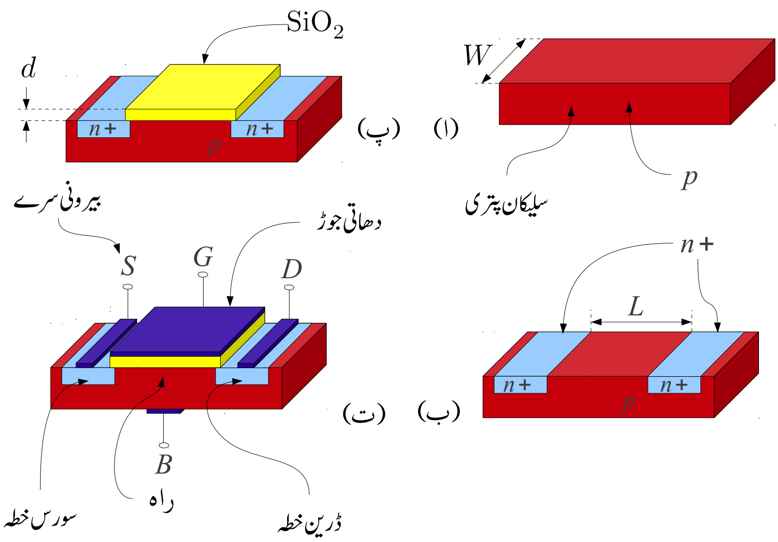
دو جوڑ ٹرانزسٹر کی طرح **میدانی ٹرانزسٹر** یا **فیٹ** FET بھی اپنے دو سروں کے مابین برقی رو کا گزر قابو کرنے کی صلاحیت رکھتا ہے۔ یوں انہیں بطور ایمپلیفائر یا برقی سوئچ استعمال کیا جا سکتا ہے۔ **میدانی ٹرانزسٹر** کے دو سروں کے مابین **برقی میدان کی شدت**[1] اس میں برقی رو کے گزر کو قابو کرتا ہے۔ اسی سے اس کا نام **میدانی ٹرانزسٹر** نکلا ہے۔ میدانی ٹرانزسٹر n یا p قسم کا بنانا ممکن ہوتا ہے۔ n قسم **فیٹ** میں برقی رو کا گزر بذریعہ منفی **برقی بار**[2] جبکہ p قسم کے **فیٹ** میں بذریعہ مثبت **برقی بار** ہوتا ہے۔

میدانی ٹرانزسٹر کے کئی اقسام ہیں جن میں **ماسفیٹ** MOSFET سب سے زیادہ مقبول ہے۔ بقایا اقسام کے ٹرانزسٹروں کے نسبت ماسفیٹ کا بنانا نسبتاً آسان ہے۔ مزید یہ کہ ماسفیٹ کم رقبہ پر بنتا ہے اور یوں انہیں استعمال کرتے ہوئے سلیکان کی پتری 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 ڈایوڈ کے استعمال کے بغیر بنائے جا سکتے ہیں۔ انہیں وجوہات کی بنا پر جدید **عددی مخلوط ادوار**[3] مثلاً **مائیکروپروسیسر**[4] اور **حافظہ**[5] 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۔

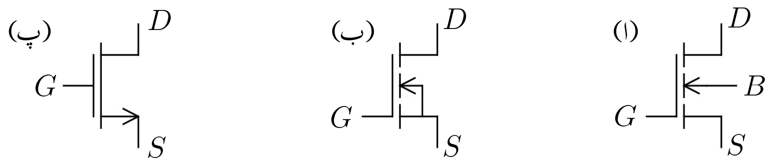
۴.۱ n ماسفیٹ کی ساخت (بڑھاتا n ماسفیٹ)

شکل ۴.۱ میں n ماسفیٹ بنتے ہوئے دکھایا گیا ہے۔ اس شکل میں وضاحت کی غرض سے ماسفیٹ کے مختلف حصے بڑھا چڑھا کر دکھائے گئے ہیں جن کا ماسفیٹ کے حقیقی جسامت سے کوئی تعلق نہیں۔ اگرچہ شکل میں سلیکان کی پتری کی موٹائی کو کم دکھایا گیا ہے حقیقت میں یہ ماسفیٹ کے جسامت سے اتنی موٹی ہوتی ہے کہ اس کے موٹائی کو ماسفیٹ کی جسامت کے لحاظ سے لامحدود تصور کیا جاتا ہے۔ شکل ۴.۱ الف میں مثبت یعنی

[1] electric field intensity
[2] charge
[3] digital integrated circuits
[4] microprocessor
[5] memory



شکل ۴.۱: n ماسفیٹ کی ساخت



شکل ۴.۲: n بڑھاتا ماسفیٹ کی مختلف علامتیں

p قسم کے سلیکان[6] کی پتری جس کی چوڑائی W ہے سے شروع کیا گیا ہے۔ سلیکان پتری کی موٹائی ماسفیٹ کے وجود سے بہت زیادہ ہوتی ہے لہٰذا سلیکان پتری کی موٹائی کو لامحدود تصور کیا جاتا ہے۔ جیسا شکل ب میں دکھایا گیا ہے، اس پتری میں دو جگہ **دوری جدول**[7] 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 سلیکان کی پتری کے اوپر، دو $n+$ خطوں کے مابین SiO_2 اگایا جاتا ہے۔ SiO_2 انتہائی بہتر غیر موصل ہے۔ اگائے گئے SiO_2 کی موٹائی d ہے۔ شکل ت میں $n+$ خطوں کے علاوہ SiO_2 کے اوپر اور سلیکان پتری 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**[8]، **ڈرین** اور **بدن**[9] کہا جائے گا اور انہیں S، G، D اور B سے پہچانا جاتا ہے۔ شکل ۴.۲ میں ماسفیٹ کی مختلف علامتیں دکھائی گئی ہیں۔ عموماً **بدن**[10] کو سورس کے ساتھ جوڑ کر باہر ان دونوں کے لئے ایک ہی سرا نکالا جاتا ہے جسے **سورس** تصور کیا جاتا ہے۔ ایسی صورت میں ماسفیٹ کے تین سرے پائے جائیں گے۔ شکل پ میں اسی کی علامت دکھائی گئی ہے جہاں تیر کا نشان ماسفیٹ میں سے گزرتے 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 ڈایوڈ بناتے ہیں۔ اسی طرح **بدن** اور سورس بھی pn ڈایوڈ بناتے ہیں۔ **بدن** اور سورس کو ایک ساتھ جوڑنے سے **بدن** اور سورس کے درمیان ڈایوڈ قصر دور ہو جاتا ہے اور ساتھ ہی ساتھ **بدن** اور ڈرین کے درمیان ڈایوڈ سورس اور ڈرین کے درمیان جڑ جاتا ہے۔ شکل ۴.۲ پ میں اگرچہ سورس سے ڈرین ڈایوڈ نہیں دکھایا گیا لیکن یہ یاد رکھنا ضروری ہے کہ ایسا ڈایوڈ پایا جاتا ہے۔ اسے عموماً استعمال بھی کیا جاتا ہے۔

جیسا کہ آپ دیکھیں گے گیٹ اور سورس سروں کے مابین **برقی دباو کی شدت**[11] کے ذریعہ سلیکان کی پتری میں، گیٹ کے نیچے، سورس اور ڈرین خطوں کے مابین برقی رو کے لئے **راہ**[12] پیدا کی جاتی ہے۔ اس راہ کے مقام کو شکل

[6] silicon
[7] periodic table
[8] gate
[9] بدن سے مراد سلیکان کی پتری کا وجود ہے۔
[10] body
[11] MOSFET کے نام کے پہلے تین مخفف یعنی MOS اس کی ساخت یعنی Metal Oxide Semiconductor سے حاصل کئے گئے ہیں جبکہ بقایا مخفف یعنی FET برقی دباو کی شدت سے چلنے کے عمل یعنی Field Effect Transistor سے لئے گئے ہیں۔
[12] channel

ت میں دکھایا گیا ہے۔ سورس اور ڈرین سروں کے مابین برقی دباو لاگو کرنے سے اس راہ میں برقی رو کا گزر ہوتا ہے۔ جیسا کہ شکل سے واضح ہے اس راہ کی لمبائی L اور چوڑائی W ہو گی۔ راہ کی لمبائی عموماً $1\,\mu\mathrm{m}$ تا $10\,\mu\mathrm{m}$ جبکہ اس کی چوڑائی $2\,\mu\mathrm{m}$ تا $500\,\mu\mathrm{m}$ ہوتی ہے۔

دو جوڑ ٹرانزسٹر میں بیس پر لاگو برقی رو کی مدد سے ٹرانزسٹر میں برقی رو I_C کو قابو کیا جاتا ہے جہاں بیس میں $\frac{I_C}{\beta}$ برقی رو درکار ہوتی ہے۔ اس کے برعکس ماسفیٹ کے گیٹ اور بقایا حصوں کے درمیان غیر موصل SiO_2 پایا جاتا ہے جس میں برقی رو کا گزر تقریباً ناممکن ہوتا ہے۔ حقیقت میں گیٹ میں یک سمت برقی رو کی مقدار 10^{-15} ایمپیئر کے لگ بھگ ہوتی ہے جو ایک قابلِ نظر انداز مقدار ہے۔

دو جوڑ ٹرانزسٹر کے برعکس 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 بتلائے 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۔

۴.۲ n ماسفیٹ کی بنیادی کارکردگی

۴.۲.۱ گیٹ پر برقی دباو کی عدم موجودگی

n ماسفیٹ، جسے ہم اس کتاب میں منفی ماسفیٹ بھی کہیں گے، کے گیٹ پر برقی دباو لاگو کئے بغیر اسے دو آپس میں الٹے جڑے ڈایوڈ تصور کیا جا سکتا ہے جہاں p سلیکان پتری (بدن) اور $n+$ سورس پہلا ڈایوڈ اور اسی طرح p سلیکان پتری (بدن) اور $n+$ ڈرین دوسرا ڈایوڈ ہے۔ یہ دو الٹے جڑے ڈایوڈ ڈرین اور سورس سروں کے مابین برقی رو کے گزر کو ناممکن بناتے ہیں۔ اس صورت میں ان دو سروں کے مابین نہایت زیادہ مزاحمت (تقریباً $10^{12}\,\Omega$) پائی جاتی ہے۔

شکل ۴.۳ الف میں ماسفیٹ کا گیٹ آزاد رکھ کر اس کے سورس اور ڈرین سروں کے مابین برقی دباو v_{DS} لاگو کیا گیا ہے۔ مزید یہ کہ ان کے بدن اور ڈرین دونوں سروں کو برقی زمین پر رکھا گیا ہے۔ v_{DS} لاگو کرنے سے ڈرین-بدن جوڑ پر ویران خطہ بڑھ جاتا ہے اور اس برقی دباو کو روکے رکھتا ہے۔

۴.۲.۲ گیٹ کے ذریعہ برقی رو کے لئے راہ کی تیاری

شکل ۴.۳ ب میں بدن اور سورس کو برقی زمین پر رکھتے ہوئے گیٹ پر برقی دباو v_{GS} مہیا کیا گیا ہے۔ گیٹ پر مثبت برقی دباو p قسم کی سلیکان پتری میں آزاد خول کو دور دھکیلتا ہے جبکہ یہاں موجود آزاد اقلیتی الیکٹران کو گیٹ کی جانب کھینچتا ہے۔ مزید یہ کہ اس برقی دباو 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 مثبت برقی دباو بتدریج بڑھایا جائے تو گیٹ کے نیچے p سلیکان میں الیکٹرانوں کی تعداد بڑھتی ہے اور آخر کار الیکٹرانوں کی تعداد خولوں کی تعداد سے بھی زیادہ ہو جاتی ہے۔ اس عمل سے p خطہ الٹا ہو کر n خطہ بن جاتا ہے۔ ایک قسم کے سلیکان سے زبردستی دوسری قسم کی سلیکان بنانے کے عمل کو **الٹا کرنا**[۱۳] کہتے ہیں اور ایسے الٹا کئے گئے خطے کو **الٹا خطہ**[۱۴] کہا جاتا ہے۔ گیٹ پر برقی دباو

---

[۱۳] inversion
[۱۴] inversion layer

بڑھانے سے گیٹ کے نیچے **الٹا خطہ** بھی بڑھتا ہے اور آخر کار یہ سورس سے ڈرین تک پھیل جاتا ہے۔ یوں سورس سے ڈرین تک n قسم کی راہ وجود میں آتی ہے۔ جیسے ہی سورس اور ڈرین خطوں کے مابین راہ پیدا ہوتا ہے ان خطوں کے مابین برقی رو کا گزر ممکن ہو جاتا ہے۔ جس برقی دباو پر ایسا ہو جائے اس کو **دہلیز برقی دباو**[۱۵] V_t کہتے ہیں۔ شکل ب میں یوں پیدا کیا گیا راہ دکھایا گیا ہے۔ حقیقت میں V_t سے ذرا سی زیادہ برقی دباو پر برقی رو کا گزر ممکن ہوتا ہے۔ یوں ہم کہہ سکتے ہیں کہ گیٹ پر V_t یا اس سے کم برقی دباو کی صورت میں ٹرانزسٹر **غیر چالو** یا **منقطع** رہتا ہے جبکہ گیٹ پر V_t سے زیادہ برقی دباو کی صورت میں ٹرانزسٹر **چالو** یا **غیر منقطع** رہتا ہے یعنی

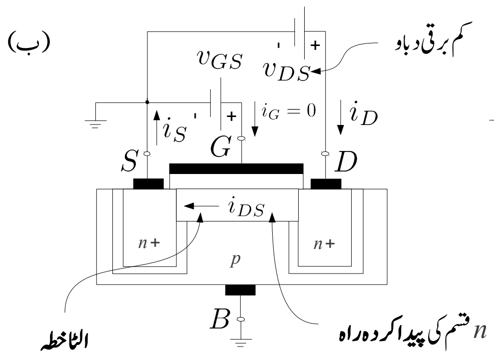
$$\begin{aligned} v_{GS} &\le V_t && \text{منقطع} \\ v_{GS} &> V_t && \text{چالو یا غیر منقطع} \end{aligned} \tag{۴.۱}$$

یوں $V_t = v_{GS}$ کو **دہلیز** تصور کیا جا سکتا ہے جس کی ایک جانب ماسفیٹ چالو جبکہ اس کی دوسری جانب ماسفیٹ منقطع رہتا ہے۔ چالو ماسفیٹ کے ڈرین اور سورس سروں کے مابین برقی دباو v_{DS} لاگو کرنے سے **پیدا کردہ راہ** میں برقی رو i_{DS} گزرے گی۔ چونکہ گیٹ کی برقی رو کی قیمت صفر ہے لہٰذا ڈرین سرے پر برقی رو i_D اور سورس سرے پر برقی رو i_S کی قیمتیں برابر ہوں گی یعنی

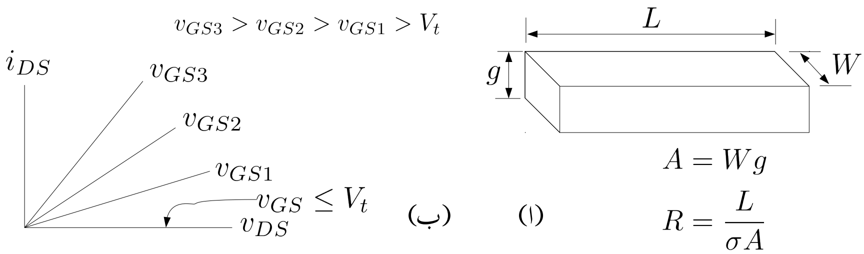
$$\begin{aligned} i_G &= 0 \\ i_D &= i_S = i_{DS} \end{aligned} \tag{۴.۲}$$

دھیان رہے کہ p قسم کی سلیکان پتری پر n قسم کا راہ پیدا ہوتا ہے اور ایسے ٹرانزسٹر کا پورا نام n ماسفیٹ nMOSFET ہے جہاں n اس **پیدا کردہ راہ** کے قسم کو بتلاتا ہے۔ n راہ میں برقی رو کا وجود الیکٹرانوں کے حرکت کی بدولت ہے جو سورس سے راہ میں داخل ہو کر ڈرین تک سفر کرتے ہیں۔ اس کو یوں بھی کہا جا سکتا ہے کہ الیکٹران سورس سے راہ میں خارج ہوتے ہیں اور ڈرین پر راہ سے حاصل کئے جاتے ہیں۔ اسی سے ماسفیٹ کے ان دو خطوں کے نام **سورس**[۱۶] اور **ڈرین**[۱۷] نکلے[۱۸] ہیں۔ جیسے آپ آگے دیکھیں گے، ماسفیٹ کے گیٹ کی مدد سے ماسفیٹ میں برقی رو کو قابو کیا جاتا ہے۔ اسی سے **گیٹ** کا نام نکلا ہے۔ جیسا کہ اوپر ذکر ہوا، v_{DS} لاگو کئے بغیر V_t یا اس سے زیادہ v_{GS} لاگو کرنے سے n قسم کا راہ پیدا ہوتا ہے۔ اس **پیدا کردہ راہ** کو شکل ۴.۴ الف میں دکھایا گیا ہے۔ گیٹ پر لاگو برقی دباو کو V_t سے مزید بڑھانے سے گیٹ کے نیچے الیکٹرانوں کی تعداد مزید بڑھتی ہے اور یوں **پیدا کردہ راہ** کی گہرائی g بڑھتی ہے۔ یوں اس قسم کے ماسفیٹ کو n **بڑھاتا ماسفیٹ**[۱۹] کہتے ہیں۔ شکل الف میں **پیدا کردہ راہ** اور اس کی مزاحمت R دکھائی گئی ہے جہاں n قسم کے راہ کے **موصلیت کا مستقل**[۲۰] σ ہے۔ گیٹ پر v_{GS1} برقی دباو (جہاں V_{GS1} کی قیمت V_t سے زیادہ ہے) سے **پیدا کردہ راہ** کو مزاحمت R تصور کرتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ اس پر لمبائی کی جانب تھوڑا سا برقی

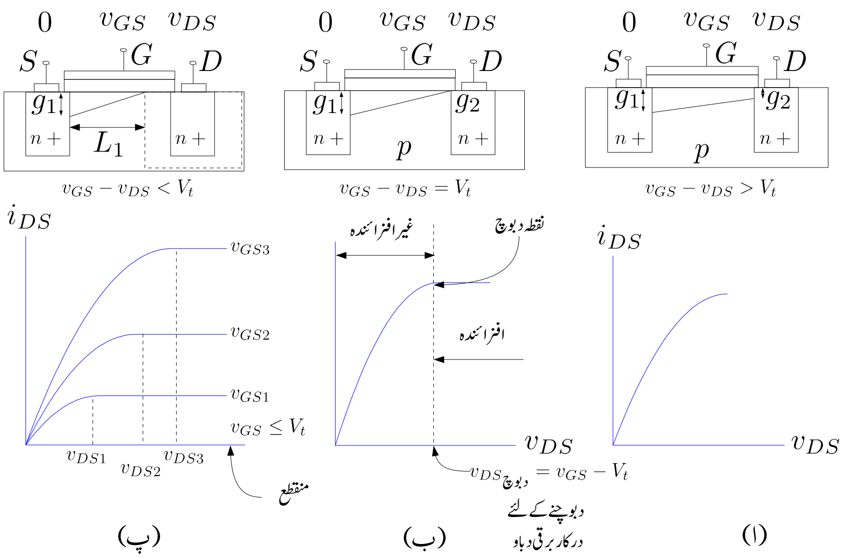
[۱۵] threshold voltage
[۱۶] source
[۱۷] drain
[۱۸] جس مقام سے کوئی چیز خارج ہو، اُس کو انگریزی میں سورس کہتے ہیں اور جہاں سے نکاسی ہو اس کو ڈرین کہتے ہیں۔
[۱۹] enhancement nMOSFET
[۲۰] conductivity



شکل ۴.۳: برقی راہ کا وجود پیدا ہونا



شکل ۴.۴: پیدا کردہ راہ کی مزاحمت



شکل ۴.۵: پیدا کردہ راہ کی گہرائی اور n بڑھاتے ماسفیٹ کے خط

دباو v_{DS} لاگو کرنے سے اس میں برقی رو i_{DS} گزرے گی۔ شکل ۴.۴ 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} برقی دباو سے حاصل کیا گیا ہے۔ گیٹ پر برقی دباو V_{GS} بڑھانے سے **پیدا کردہ** راہ کی گہرائی g بڑھتی ہے جس سے اس کی مزاحمت R کم ہوتی ہے اور یوں $i_{DS} - v_{DS}$ کے گراف کا ڈھلوان بڑھتا ہے۔ اس حقیقت کو شکل ب میں دکھایا گیا ہے جہاں گیٹ پر نسبتاً زیادہ برقی دباو یعنی v_{GS2} لاگو کرتے ہوئے $i_{DS} - v_{DS}$ کا خط گراف کیا گیا ہے۔ اسی طرح گیٹ پر برقی دباو کو مزید بڑھا کر v_{GS3} کرتے ہوئے بھی $i_{DS} - v_{DS}$ کا خط گراف کیا گیا ہے۔

سورس خطے کو برقی زمین پر رکھتے ہوئے گیٹ پر لاگو برقی دباو 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 دباو ($v_{GS} - V_t$) پر منحصر ہوتی ہے۔

یاد رہے کہ گیٹ کے نیچے کسی بھی نقطے پر p قسم سلیکان کی پتری میں n قسم کی راہ پیدا کرنے کی خاطر یہ ضروری ہے کہ اس نقطہ پر گیٹ اور سلیکان کی پتری کے مابین کم از کم V_t برقی دباو پایا جائے۔ اگر گیٹ اور سلیکان پتری کے مابین V_t برقی دباو پایا جائے تو پیدا کردہ راہ کی گہرائی لامحدود کم ہو گی۔ پیدا کردہ راہ کی گہرائی گیٹ اور سلیکان پتری کے مابین V_t سے اضافی برقی دباو پر منحصر ہے۔

شکل ۴.۵ الف میں سورس خطہ برقی زمین یعنی صفر وولٹ پر ہے جبکہ گیٹ پر v_{GS} برقی دباو ہے۔ یوں یہاں گیٹ اور سلیکان پتری کے مابین ($v_{GS} - 0 = v_{GS}$) برقی دباو پایا جاتا ہے اور پیدا کردہ راہ کی گہرائی اضافی برقی دباو یعنی ($v_{GS} - V_t$) پر منحصر ہو گی جسے شکل میں g_1 کہا گیا ہے۔ اسی شکل میں ڈرین خطہ v_{DS}

وولٹ پر ہے اور یوں یہاں پیدا کردہ راہ کی گہرائی $(v_{GS}-v_{DS}-V_t)$ کے اضافی برقی دباو پر منحصر ہو گی جسے شکل میں g_2 کہا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ g_2 کی مقدار g_1 سے کم ہے۔ یوں پیدا کردہ راہ تکونی شکل اختیار کر لے گا۔ v_{DS} کی مقدار صفر ہونے کی صورت میں g_1 اور g_2 برابر ہوتے ہیں اور **پیدا کردہ راہ کی مزاحمت** یعنی **چالو ماسفیٹ کی مزاحمت**

$$\text{مزاحمت} = \frac{\text{لمبائی}}{\text{رقبہ} \times \text{موصلیت کا مستقل}} = \frac{L}{\sigma W g} \tag{۴.۳}$$

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 بتدریج کم ہوتی دکھائی گئی ہے۔

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ v_{DS} کو بڑھا کر g_2 کی مقدار صفر کی جا سکتی ہے جیسے شکل ب میں دکھایا گیا ہے۔ ہم کہتے ہیں کہ پیدا کردہ راہ **دلوچ**[۲۱] دی گئی ہے۔

سورس خطے کو برقی زمین اور گیٹ کو v_{GS} برقی دباو پر رکھتے ہوئے اگر v_{DS} بڑھایا جائے تو ڈرین خطے کے بالکل قریب گیٹ اور سیلیکان پتری کے مابین $v_{GS}-v_{DS}$ برقی دباو پایا جائے گا اور جب تک یہ برقی دباو V_t سے زیادہ رہے یہاں n قسم کی راہ برقرار رہے گی۔ اگر $v_{GS}-v_{DS}$ کی قیمت V_t سے کم ہو تب ڈرین کے قریب راہ کا بننا ممکن نہیں ہو گا۔ جب

$$v_{GS}-v_{DS}=V_t \tag{۴.۴}$$

ہو جائے تو ہم کہتے ہیں کہ پیدا کردہ راہ **دلوچ** دی گئی ہے اور جس v_{DS} پر ایسا ہوا سے پیدا کردہ راہ **دلوچنے کے لئے درکار برقی دباو** $V_{DS\text{دبوچ}}$ کہتے ہیں۔ مساوات ۴.۴ سے

$$V_{\mathrm{DS}\text{دبوچ}} = v_{GS}-V_t \tag{۴.۵}$$

حاصل ہوتا ہے۔ مساوات ۴.۴ میں $v_{GS}=v_G-v_S$ اور $v_{DS}=v_D-v_S$ 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

$$v_{\mathrm{GD}\text{دبوچ}} = V_t \tag{۴.۶}$$

لکھا جا سکتا ہے۔

یہاں ایسا محسوس ہوتا ہے کہ پیدا کردہ راہ کی گہرائی صفر ہوتے ہی (یعنی راہ **دلوچتے** ہی) راہ کی مزاحمت لامحدود ہو جائے گی اور ٹرانزسٹر میں برقی رو کا گزرنا ناممکن ہو جائے گا۔ حقیقت میں ایسا نہیں ہوتا۔ جب تک v_{DS} کی

[۲۱] pinch off

قیمت $v_{DS\text{دبوچ}}$ سے کم رہے، اسے بڑھانے سے i_{DS} بتدریج بڑھتا ہے مگر چونکہ v_{DS} بڑھانے سے پیدا کردہ راہ کی مزاحمت بھی بڑھتی ہے لہٰذا i_{DS} کے بڑھنے کی شرح بتدریج کم ہوتی ہے۔ $v_{DS\text{دبوچ}}$ پر ٹرانزسٹر میں گزرتی برقی رو کی قیمت $i_{DS\text{دبوچ}}$ کہلاتی ہے اور اگر v_{DS} کو $v_{DS\text{دبوچ}}$ سے بڑھایا جائے تو دیکھا جاتا ہے کہ ٹرانزسٹر سے گزرتی برقی رو مستقل $i_{DS\text{دبوچ}}$ کے برابر ہی رہتی ہے اور اس میں کسی قسم کا اضافہ نہیں آتا۔ یہ تمام شکل ب میں دکھایا گیا ہے۔

شکل ۵.۴ب میں ٹرانزسٹر کے **افزائندہ** اور **غیر افزائندہ** خطے بھی دکھائے گئے ہیں۔ یہ **دو جوڑ ٹرانزسٹر** کے نوعیت کے ہی ہیں۔ شکل ۵.۴پ میں مختلف گیٹ کے برقی دباو پر $i_{DS} - v_{DS}$ کے خط کھینچے گئے ہیں اور ان کے **نقطہ دبوچ** پر برقی دباو 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 دباو 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

$$v_{GS} \le V_t \tag{۴.۷}$$

چالو

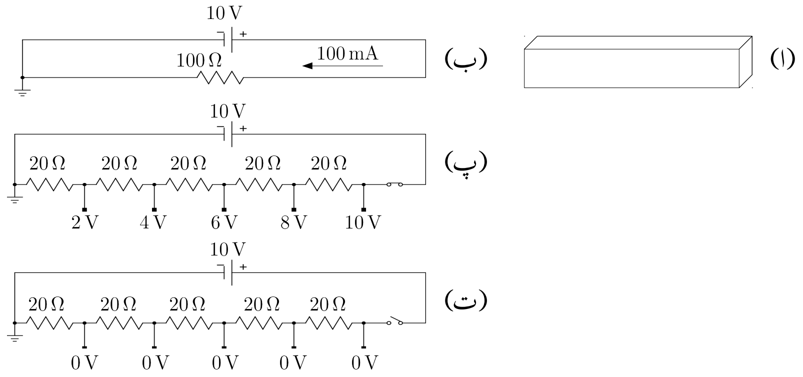
$$\begin{aligned} v_{GS} - v_{DS} &\ge V_t && \text{غیر افزائندہ} \\ v_{GS} - v_{\text{DS}\text{دبوچ}} &= V_t && \text{نقطہ دبوچ} \\ v_{GS} - v_{DS} &\le V_t && \text{افزائندہ} \end{aligned} \tag{۴.۸}$$

انہیں مساوات کو یوں

$$\begin{aligned} v_{GS} &\le V_t && \text{منقطع} \\ v_{DS} &\le v_{GS} - V_t && \text{غیر افزائندہ} \\ v_{\text{DS}\text{دبوچ}} &= v_{GS} - V_t && \text{نقطہ دبوچ} \\ v_{DS} &\ge v_{GS} - V_t && \text{افزائندہ} \end{aligned} \tag{۴.۹}$$

یا یوں

$$\begin{aligned} v_{GS} &\le V_t && \text{منقطع} \\ v_{GD} &\ge V_t && \text{غیر افزائندہ} \\ v_{\text{GD}\text{دبوچ}} &= V_t && \text{نقطہ دبوچ} \\ v_{GD} &\le V_t && \text{افزائندہ} \end{aligned} \tag{۴.۱۰}$$



شکل ۴.۶: پیدا کردہ راہ میں مختلف مقامات پر برقی دباو

بھی لکھا جا سکتا ہے۔ یاد رہے کہ **افزائندہ** یا **غیر افزائندہ** خطے ہونے کے لئے لازمی ہے کہ ماسفیٹ چالو (یعنی غیر منقطع) ہو۔ ماسفیٹ کو **افزائندہ خطے** میں رکھ کر ایمپلیفائر بنایا جاتا ہے۔

مثال ۴.۱: شکل ۴.۶ الف میں n ماسفیٹ کے پیدا کردہ راہ کو بطور سو اُوہم $(100\,\Omega)$ کے موصل سلاخ دکھایا گیا ہے جس پر لمبائی کے جانب دس وولٹ $(10\,\mathrm{V})$ برقی دباو لاگو کیا گیا ہے۔ مسئلہ کو سادہ رکھنے کی خاطر پیدا کردہ راہ کے ترچھا پن کو نظر انداز کریں۔

۱. پیدا کردہ راہ کے مختلف مقامات پر برقی دباو حاصل کریں۔

۲. اگر $V_t = 3\,\mathrm{V}$ اور $v_{GS} = 15\,\mathrm{V}$ ہوں تب پیدا کردہ راہ کا صورتِ حال کیا ہو گا۔

۳. اگر $V_t = 3\,\mathrm{V}$ اور $v_{GS} = 11\,\mathrm{V}$ ہوں تب پیدا کردہ راہ کا صورتِ حال کیا ہو گا۔

حل:

۱. موصل سلاخ کو ایک مزاحمت تصور کیا جا سکتا ہے۔ یوں اس مسئلہ کو شکل ب کے طرز پر پیش کیا جا سکتا ہے جس میں $100\,\mathrm{mA}$ برقی رو پیدا ہو گی۔ مزید یہ کہ سو اُوہم کے مزاحمت کو کئی مزاحمت سلسلہ وار جڑے تصور کیا جا سکتا ہے۔ شکل پ میں اسے پانچ عدد $20\,\Omega$ سلسلہ وار جڑے تصور کیا گیا ہے جہاں ہر جوڑ پر برقی دباو بھی دکھایا گیا ہے۔

۲. چونکہ ڈرین سرے پر

$$v_{GS} - v_{DS} = 15 - 10 = 5 > V_t$$

ہے لہٰذا یہاں پیدا کردہ راہ وجود میں آئے گا اور ٹرانزسٹر میں برقی رو کا گزر ممکن ہو گا۔

۳. چونکہ ڈرین سرے پر

$$v_{GS} - v_{DS} = 11 - 10 = 1 < V_t$$

ہے لہٰذا پیدا کردہ راہ **دبوچا** جائے گا۔ اگر ایسا ہونے سے **پیدا کردہ راہ** کی مزاحمت لامحدود ہو جائے اور اس میں برقی رو کی مقدار صفر ہو جائے تو صورتِ حال شکل ت کے مانند ہو گی جہاں ڈرین سرے پر لامحدود مزاحمت کو بطور منقطع کئے گئے برقی سوئچ دکھایا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ برقی رو کی عدم موجودگی میں پیدا کردہ راہ میں ہر مقام پر برقی دباو کی مقدار صفر وولٹ $(0\,\mathrm{V})$ ہو جائے گی اور یوں ڈرین سرے پر بھی صفر وولٹ ہوں جس سے

$$v_{GS} - v_{DS} = 11 - 0 = 11 > V_t$$

ہو گا اور یوں برقی رو کا گزر ممکن ہو گا۔

مندرجہ بالا دو نتائج متضاد ہیں۔ پہلے نتیجے کے مطابق برقی رو کا گزر نا ممکن ہے جبکہ دوسرے نتیجے کے مطابق، اس کے برعکس، برقی رو کا گزر ممکن ہے۔ حقیقی صورتِ حال کو شکل ۴.۵ پ میں دکھایا گیا ہے جہاں آپ دیکھ سکتے ہیں کہ **پیدا کردہ راہ** کے **دبوچنے** کا مقام تبدیل ہو چکا ہے اور یوں پیدا کردہ راہ کی لمبائی قدر کم ہو گئی ہے اور ساتھ ہی ساتھ ڈرین سرے پر ویران خطہ اتنا بڑھ گیا ہے کہ ایک جانب سے ڈرین خطے کو اور دوسری جانب پیدا کردہ راہ کو چھوتا ہے۔ چونکہ نقطہ دبوچ پر گیٹ اور پیدا کردہ راہ کے مابین V_t برقی دباو پایا جاتا ہے لہٰذا **نقطہ دبوچ** پر

$$v_{\text{DSدبوچ}} = v_{GS} - V_t$$

ہو گا اور ڈرین-سورس سروں کے مابین اضافی برقی دباو $(v_{DS} - v_{\text{DSدبوچ}})$ ویران خطہ برداشت کرے گا۔

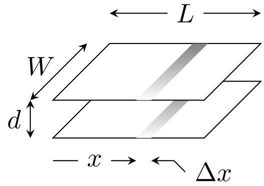
پیدا کردہ راہ پر لاگو برقی دباو $(v_{\text{DSدبوچ}})$ اس میں برقی رو پیدا کرے گا جو کہ سورس سے ڈرین جانب الیکٹران کے بہاو سے پیدا ہو گا۔ یہ الیکٹران **نقطہ دبوچ** پر پہنچتے ہی ویران خطے میں داخل ہوں گے۔ ویران خطے میں آزاد الیکٹران نہیں ٹھہر سکتے اور انہیں ڈرین خطے میں دھکیل دیا جاتا ہے۔ یوں الیکٹران سورس سرے سے رواں ہو کر ڈرین سرے پہنچ کر i_{DS} پیدا کرتے ہیں۔

شکل پ میں گیٹ پر مختلف برقی دباو کے لئے ماسفیٹ کے خط گراف کئے گئے ہیں۔

۴.۳ n ماسفیٹ کی مساوات

مندرجہ بالا تذکرے کو مدِ نظر رکھتے ہوئے n ماسفیٹ کی $i_{DS} - v_{DS}$ مساوات حاصل کرتے ہیں۔ ایسا کرتے وقت سورس سرے کو برقی زمین (یعنی صفر وولٹ) پر رکھا جائے گا جبکہ گیٹ کو v_{GS} اور ڈرین سرے کو v_{DS} پر رکھا جائے گا۔ مزید یہ کہ $v_{GS} - v_{DS} > V_t$ رکھا گیا ہے۔

پیدا کردہ راہ میں سورس سے ڈرین خطے کی جانب فاصلے کو x لیتے ہوئے سورس جانب $x = 0$ اور برقی دباو صفر وولٹ ہو گا جبکہ ڈرین جانب $x = L$ اور برقی دباو v_{DS} ہو گا۔ ان دو حدود کے درمیان کسی بھی نقطہ x پر برقی



شکل ۴.۷: گیٹ اور راہ بطور دو چادر کپیسٹر کردار ادا کرتے ہیں۔

دباو کو ہم $v(x)$ لکھتے ہیں۔ گیٹ اور پیدا کردہ راہ (یعنی n قسم کا موصل) بطور دو چادر کے **کپیسٹر**[۴۲] کا کردار ادا کریں گے۔ پیدا کردہ راہ میں لمبائی کے رُخ نقطہ x پر ذرہ سی لمبائی Δx پر غور کرتے ہیں۔ یہ لمبائی بطور کپیسٹنس ΔC کردار ادا کرے گا جہاں

$$\Delta C = \frac{\epsilon \times \text{رقبہ}}{\text{فاصلہ}} = \frac{\epsilon W \Delta x}{d} \tag{۴.۱۱}$$

ہو گا۔ اس کپیسٹر کو شکل ۴.۷ میں دکھایا گیا ہے۔

آپ کپیسٹر کی مساوات $Q = C \times V$ سے بخوبی آگاہ ہوں گے۔ اس مساوات کے مطابق کپیسٹر کے مثبت چادر پر بار Q کی مقدار کپیسٹر کے دو چادروں کے مابین برقی دباو V پر منحصر ہوتا ہے۔ کپیسٹر کے منفی چادر پر $(-Q)$ بار پایا جاتا ہے۔ ماسفیٹ کے کپیسٹر ΔC پر بھی اسی طرح بار پایا جائے گا مگر اس کا تخمینہ لگانے کی خاطر اس مسئلہ کو زیادہ گہرائی سے دیکھنا ہو گا۔ آئیں ایسا ہی کرتے ہیں۔

جیسا کہ آپ جانتے ہیں کہ کسی بھی نقطہ x پر تب راہ پیدا ہوتا ہے جب اس نقطہ پر گیٹ اور سیلکان پتری کے مابین V_t برقی دباو پایا جائے (یعنی جب $v_{GS} - v(x) = V_t$ ہو) اور ایسی صورت میں پیدا کردہ راہ میں قابلِ نظر انداز (تقریباً صفر) مقدار میں n قسم کا بار یعنی آزاد الیکٹران جمع ہوتے ہیں۔ یوں $(v_{GS} - V_t - v(x) = 0)$ ہونے کی صورت میں آزاد الیکٹرانوں کی تعداد بھی (تقریباً) صفر ہوتی ہے۔ جیسے جیسے گیٹ اور سیلکان پتری کے مابین برقی دباو مزید بڑھایا جائے یہاں آزاد الیکٹرانوں کی تعداد بڑھتی ہے۔ یوں آزاد الیکٹرانوں کی تعداد کا دارومدار برقی دباو $(v_{GS} - V_t - v(x))$ پر ہوتا ہے اور ہم ماسفیٹ کے گیٹ کے لئے کپیسٹر کی مساوات یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$\begin{aligned} \Delta Q &= \Delta C \times V \\ &= \left[\frac{\epsilon W \Delta x}{d}\right] \times \left[v_{GS} - V_t - v(x)\right] \end{aligned} \tag{۴.۱۲}$$

پیدا کردہ راہ میں اس نقطہ پر بار کی مقدار اتنی ہی مگر منفی قسم کی ہو گی۔ اس مساوات کو پیدا کردہ راہ کے لئے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$\frac{\Delta Q_n}{\Delta x} = -\left[\frac{\epsilon W}{d}\right] \times \left[v_{GS} - V_t - v(x)\right] \tag{۴.۱۳}$$

[۴۲] parallel plate capacitor

فاصلہ کے ساتھ برقی دباو کی شرح کو شدتِ برقی دباو E کہتے ہیں۔یوں نقطہ x پر

$$E = -\frac{\Delta v(x)}{\Delta x} \tag{۴.۱۴}$$

ہو گا۔اس کی سمت ڈرین سے سورس خطے کی جانب ہے۔شدتِ برقی دباو کسی بھی مثبت بار کو E کی سمت میں جبکہ منفی بار کو الٹی جانب دھکیلتا ہے۔چونکہ پیدا کردہ راہ میں منفی بار پائے جاتے ہیں لہٰذا شدتِ برقی دباو انہیں سورس سے ڈرین خطے کی جانب دھکیلے گا۔کسی بھی موصل میں چارجوں کی رفتار وہاں کے شدتِ برقی دباو کے برائے راست متناسب ہوتا ہے۔یوں منفی چارجوں کے رفتار کو $(-\mu_n E)$ اور مثبت چارجوں کے رفتار کو $(\mu_p E)$ لکھا جائے گا جہاں μ_n سیلیکان پتری میں **الیکٹران کی حرکت پذیری**[23] کہلاتا ہے جبکہ μ_p سیلیکان پتری میں **خول کی حرکت پذیری**[24] کہلاتا ہے۔یہاں حرکت پذیری سے مراد الٹا خطے میں حرکت پذیری ہے۔یہاں رک کر تسلی کر لیں کہ یہ دو مساوات دونوں اقسام کے چارجوں کے رفتار کے صحیح سمت دیتے ہیں۔یوں رفتار کو $\frac{\Delta x}{\Delta t}$ لکھتے ہوئے الیکٹرانوں کے لئے ہم یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$\frac{\Delta x}{\Delta t} = -\mu_n E = \mu_n \frac{\Delta v(x)}{\Delta t} \tag{۴.۱۵}$$

مساوات ۴.۱۳ اور مساوات ۴.۱۵ کی مدد سے ہم پیدا کردہ راہ میں آزاد الیکٹرانوں کے حرکت سے پیدا برقی رو یوں حاصل کر سکتے ہیں۔

$$\begin{aligned} i(x) &= \frac{\Delta Q_n}{\Delta t} = \frac{\Delta Q_n}{\Delta x} \times \frac{\Delta x}{\Delta t} \\ &= -\left[\frac{\epsilon W}{d}\right]\left[v_{GS} - V_t - v(x)\right] \times \left[\mu_n \frac{\Delta v(x)}{\Delta x}\right] \end{aligned} \tag{۴.۱۶}$$

اس مساوات کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$i(x)\Delta x = -\left[\frac{\epsilon W}{d}\right]\left[v_{GS} - V_t - v(x)\right] \times \left[\mu_n \Delta v(x)\right] \tag{۴.۱۷}$$

اس مساوات میں Δ کو باریک سے باریک تر لیتے ہوئے مساوات کا تکملہ لیتے ہیں جہاں پیدا کردہ راہ کے سورس سرے کو ابتدائی نقطہ جبکہ اس کے ڈرین سرے کو اختتامی نقطہ لیتے ہیں۔یوں ابتدائی نقطہ پر $x = 0$ جبکہ اختتامی نقطہ پر $x = L$ ہے۔اسی طرح ابتدائی برقی دباو $v(0) = 0$ جبکہ اختتامی برقی دباو $v(L) = v_{DS}$ ہے۔یوں

$$\int_0^L i(x)\mathrm{d}x = \int_0^{v_{DS}} -\left[\frac{\epsilon \mu_n W}{d}\right]\left[v_{GS} - V_t - v(x)\right]\mathrm{d}v(x) \tag{۴.۱۸}$$

---

[23] electron mobility
[24] hole mobility

چونکہ پیدا کردہ راہ میں از خود برقی رو نہ پیدا اور نہ ہی غائب ہو سکتی ہے لہٰذا اس میں لمبائی کی جانب برقی رو تبدیل نہ ہو گی۔ اس برقی رو کو i لکھتے ہوئے تکملہ سے باہر نکالا جا سکتا ہے۔

$$\int_0^L i(x)\,\mathrm{d}x = i\int_0^L \mathrm{d}x = \int_0^{v_{DS}} -\left[\frac{\epsilon\mu_n W}{d}\right]\left[v_{GS}-V_t-v(x)\right]\mathrm{d}v(x)$$

$$\begin{aligned}
ix|_0^L &= -\left[\frac{\epsilon\mu_n W}{d}\right]\left[\left(v_{GS}-V_t\right)v(x)\Big|_0^{v_{DS}} - \left.\frac{v(x)^2}{2}\right|_0^{v_{DS}}\right]\\
iL &= -\left[\frac{\epsilon\mu_n W}{d}\right]\left[\left(v_{GS}-V_t\right)v_{DS}-\frac{v_{DS}^2}{2}\right]\\
i &= -\left[\frac{\epsilon\mu_n}{d}\right]\left[\frac{W}{L}\right]\left[\left(v_{GS}-V_t\right)v_{DS}-\frac{v_{DS}^2}{2}\right]
\end{aligned} \tag{۴.۱۹}$$

منفی برقی رو کا مطلب ہے کہ یہ بڑھتے x کے الٹ جانب رواں ہے یعنی ڈرین سے سورس جانب۔ ماسفیٹ میں اسی جانب برقی رو کو i_{DS} لکھا جاتا ہے۔ یوں درج ذیل حاصل ہوتا ہے۔

$$i_{DS} = \left[\frac{\epsilon\mu_n}{d}\right]\left[\frac{W}{L}\right]\left[\left(v_{GS}-V_t\right)v_{DS}-\frac{v_{DS}^2}{2}\right] \tag{۴.۲۰}$$

نقطہ دبوچ پر $v_{\text{DS دبوچ}} = v_{GS} - V_t$ استعمال کرتے اس مساوات سے حاصل ہوتا ہے۔

$$\begin{aligned}
i_{\text{DS دبوچ}} &= \left[\frac{\epsilon\mu_n}{d}\right]\left[\frac{W}{L}\right]\left[\left(v_{GS}-V_t\right)v_{\text{DS دبوچ}}-\frac{v_{\text{DS دبوچ}}^2}{2}\right]\\
&= \left[\frac{\epsilon\mu_n}{d}\right]\left[\frac{W}{L}\right]\left[\left(v_{GS}-V_t\right)\left(v_{GS}-V_t\right)-\frac{\left(v_{GS}-V_t\right)^2}{2}\right]\\
&= \frac{1}{2}\left[\frac{\epsilon\mu_n}{d}\right]\left[\frac{W}{L}\right]\left(v_{GS}-V_t\right)^2
\end{aligned} \tag{۴.۲۱}$$

چونکہ افزائندہ خطے میں نقطہ دبوچ پر برقی رو کے برابر برقی رو ہی رہتی ہے لہٰذا افزائندہ خطے میں برقی رو کی بھی یہی مساوات ہے۔

ان مساوات میں

$$\begin{aligned}
k_n' &= \left(\frac{\epsilon\mu_n}{d}\right)\\
k_n &= \left(\frac{\epsilon\mu_n}{d}\right)\left(\frac{W}{L}\right) = k_n'\left(\frac{W}{L}\right)
\end{aligned} \tag{۴.۲۲}$$

لیتے ہوئے انہیں دوبارہ لکھتے ہیں۔ ساتھ ہی ساتھ ان کا دائرہ عمل متعین کرنے کے نکات بھی درج کرتے ہیں۔

غیر افزائندہ خطہ:

$$\begin{aligned} v_{GS} &> V_t \\ v_{GS} - v_{DS} = v_{GD} &=\geq V_t \end{aligned} \tag{۴.۲۳}$$

$$\begin{aligned} i_{DS} &= k_n' \left[\frac{W}{L}\right] \left[(v_{GS} - V_t)\, v_{DS} - \frac{v_{DS}^2}{2}\right] \\ &= k_n \left[(v_{GS} - V_t)\, v_{DS} - \frac{v_{DS}^2}{2}\right] \end{aligned} \tag{۴.۲۴}$$

نقطہ دبوچ:

$$\begin{aligned} v_{GS} &> V_t \\ v_{GS} - v_{DS} = v_{GD} &= V_t \end{aligned} \tag{۴.۲۵}$$

$$\begin{aligned} i_{DS} &= \frac{k_n'}{2} \left[\frac{W}{L}\right] [v_{GS} - V_t]^2 \\ &= \frac{k_n}{2} [v_{GS} - V_t]^2 \end{aligned} \tag{۴.۲۶}$$

افزائندہ:

$$\begin{aligned} v_{GS} &> V_t \\ v_{GS} - v_{DS} = v_{GD} &\leq V_t \end{aligned} \tag{۴.۲۷}$$

$$\begin{aligned} i_{DS} &= \frac{k_n'}{2} \left[\frac{W}{L}\right] [v_{GS} - V_t]^2 \\ &= \frac{k_n}{2} [v_{GS} - V_t]^2 \end{aligned} \tag{۴.۲۸}$$

منقطع:

$$\begin{aligned} v_{GS} &\leq V_t \\ i_{DS} &= 0 \end{aligned} \tag{۴.۲۹}$$

ماسفیٹ تخلیق دیتے وقت پیدا کردہ راہ کے چوڑائی W اور لمبائی L کی تناسب بدل کر مختلف $i_{DS} - v_{DS}$ خط حاصل کئے جاتے ہیں۔

یاد دہانی کی خاطر کچھ باتیں دوبارہ دہراتے ہیں۔

nMOSFET کو غیر افزائندہ خطے میں استعمال کرنے کی خاطر گیٹ اور سورس کے مابین V_t سے زیادہ برقی دباو مہیا کیا جاتا ہے اور ڈرین-سورس سروں کے مابین برقی دباو کو راہ دبوچ برقی دباو $v_{DS\text{دبوچ}}$ سے کم رکھا جاتا ہے یعنی

$$\begin{aligned} v_{GS} &> V_t && \text{راہ پیدا} \\ v_{DS} &\leq v_{\text{DS دبوچ}} && \text{نقطہ دبوچ} \\ &\leq v_{GS} - V_t \end{aligned} \tag{۴.۳۰}$$

اسی طرح nMOSFET کو افزائندہ خطے میں استعمال کرنے کی خاطر گیٹ اور سورس کے مابین V_t سے زیادہ برقی دباو مہیا کیا جاتا ہے اور ڈرین-سورس سروں کے مابین برقی دباو کو راہ دبوچ برقی دباو $v_{DS\text{دبوچ}}$ سے زیادہ رکھا جاتا ہے یعنی

$$\begin{aligned} v_{GS} &> V_t && \text{راہ پیدا} \\ v_{DS} &\geq v_{\text{DS دبوچ}} && \text{نقطہ دبوچ} \\ &\geq v_{GS} - V_t \end{aligned} \tag{۴.۳۱}$$

نقطہ دبوچ ان دو خطوں کے درمیان حد ہے جسے دونوں کا حصہ تصور کیا جا سکتا ہے۔

nMOSFET کو منقطع کرنے کی خاطر گیٹ اور سورس کے مابین V_t یا اس سے کم برقی دباو رکھا جاتا ہے یعنی

$$v_{GS} \leq V_t \qquad \text{منقطع} \tag{۴.۳۲}$$

غیر افزائندہ ماسفیٹ پر جب باریک v_{DS} لاگو کیا جائے تو مساوات ۴.۲۴ میں v_{DS}^2 کو نظر انداز کرنا ممکن ہوتا ہے اور اس مساوات کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$i_{DS} = k_n' \left[\frac{W}{L}\right] \left[(v_{GS} - V_t)\, v_{DS} - \frac{v_{DS}^2}{2}\right] \approx k_n' \left[\frac{W}{L}\right] \left[(v_{GS} - V_t)\, v_{DS}\right]$$

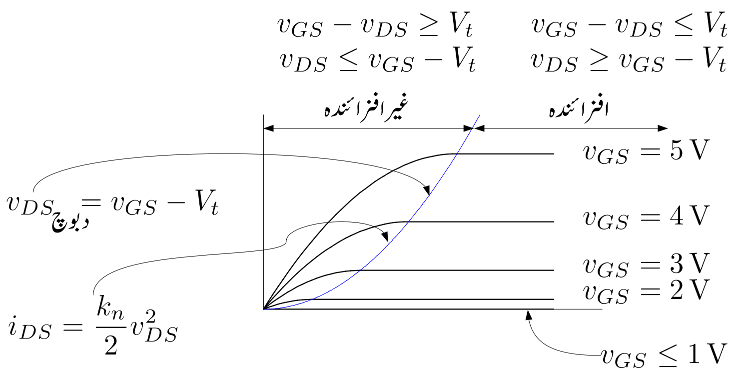
اس مساوات سے باریک v_{DS} کی صورت میں ماسفیٹ کی مزاحمت حاصل کی جا سکتی ہے یعنی

$$R = \frac{v_{DS}}{i_{DS}} = \frac{1}{k_n' \left[\frac{W}{L}\right] [v_{GS} - V_t]} \tag{۴.۳۳}$$

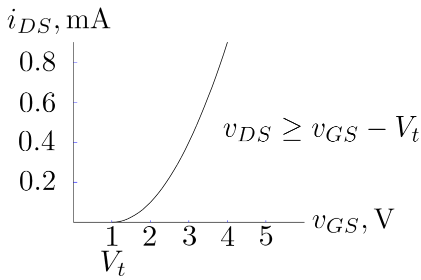
ماسفیٹ کے گیٹ پر برقی دباو تبدیل کر کے اس کی مزاحمت تبدیل کی جاتی ہے اور یوں ماسفیٹ کو بطور قابو مزاحمت استعمال کیا جا سکتا ہے۔

شکل ۴.۸ میں ماسفیٹ کا خط دکھایا گیا ہے جس میں افزائندہ اور غیر افزائندہ خطوں 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 $v_{GS} - V_t = v_{DS}$ ہو لہٰذا مساوات ۴.۲۸ میں $(v_{GS} - V_t)$ کی جگہ v_{DS} پُر کرنے سے اس لکیر کی مساوات حاصل ہو گی۔ یوں

$$i_{DS} = \frac{k_n}{2} v_{DS}^2 \tag{۴.۳۴}$$



شکل ۴.۸



شکل ۴.۹: افزائندہ ماسفیٹ کا برقی رو بالمقابل گیٹ کی برقی دباو

حاصل ہوتا ہے جسے شکل ۴.۸ میں ماسفیٹ کے خطوط پر کھینچا گیا ہے جبکہ مساوات ۴.۲۸ کو شکل ۴.۹ میں کھینچا گیا ہے۔ باب ۳ میں دوجوڑ ٹرانزسٹر کے غیر افزائندہ اور افزائندہ خطے دکھائے گئے ہیں۔ ان کا ماسفیٹ کے خطوں کے ساتھ موازنہ کریں۔ ٹرانزسٹر تقریباً 0.2 V سے کم v_{CE} پر غیر افزائندہ جبکہ اس سے زیادہ برقی دباو پر افزائندہ ہوتا ہے۔ ماسفیٹ $v_{DS_{\text{دبوچ}}}$ سے کم برقی دباو پر غیر افزائندہ جبکہ اس سے زیادہ برقی دباو پر افزائندہ ہوتا ہے جہاں $v_{DS_{\text{دبوچ}}}$ کی قیمت مساوات ۴.۵ سے حاصل کی جاتی ہے۔ شکل ۴.۸ اور ۴.۹ میں $k_n = 0.2\,\frac{\mathrm{mA}}{\mathrm{V}^2}$ اور $V_t = 1\,\mathrm{V}$ ہیں۔

ٹرانزسٹر کے β کی طرح ایک ہی قسم کے دو عدد ماسفیٹ کے k_n میں فرق پایا جاتا ہے۔ اسی طرح ان کے V_t میں بھی فرق پایا جاتا ہے۔ ان وجوہات کی بنا پر کسی بھی دور میں ماسفیٹ تبدیل کرنے سے نقطہ کارکردگی تبدیل ہونے کا امکان ہوتا ہے۔

۴.۳.۱ قابل برداشت برقی دباو

v_{DS} کو دبوچ DS سے جتنا بڑھایا جائے، نقطہ دبوچ ڈرین خطے سے اتنا ہی دور ہو جاتا ہے۔ اگر اس برقی دباو کو بتدریج بڑھایا جائے تو نقطہ دبوچ آخر کار سورس خطے تک پہنچ جاتا ہے اور ان خطوں کے مابین برقی رو تیزی سے بڑھتا ہے۔ یہ عمل تقریباً $20\,\mathrm{V}$ پر پیدا ہوتا ہے۔ یہ عمل از خود نقصان دہ نہیں جب تک بے قابو برقی رو ماسفیٹ کی قابلِ برداشت برقی رو کے حد سے تجاوز نہ کر جائے۔ یہ عمل نسبتاً کم لمبائی کے راہ رکھنے والے ماسفیٹ میں پایا جاتا ہے۔

ڈرین اور سلیکان پتری کے مابین برقی دباو کو ویران خطہ برداشت کرتا ہے۔ اگر یہ برقی دباو ویران خطے کی برداشت سے تجاوز کر جائے تو ویران خطہ تودہ کے عمل سے بے قابو ہو جائے گا جس سے ان خطوں کے مابین برقی رو تیزی سے بڑھنے شروع ہو جائے گا۔ یہ عمل عموماً $50\,\mathrm{V}$ تا $100\,\mathrm{V}$ کے درمیان پیدا ہوتا ہے۔

ایک تیسرا عمل جو ماسفیٹ کو فوراً تباہ کر لیتا ہے اس وقت پیش آتا ہے جب گیٹ اور سورس کے مابین برقی دباو یہاں کے قابلِ برداشت حد $V_{GS_{BR}}$ سے تجاوز کر جائے۔ یاد رہے کہ گیٹ اور سورس کے درمیان انتہائی باریک غیر موصل $\mathrm{SiO_2}$ کی تہہ ہوتی ہے۔ یوں گیٹ اور سورس کے مابین کچھ ہی برقی دباو پر اس غیر موصل میں شدتِ برقی دباو بہت زیادہ بڑھ کر اس کے برداشت کی حد سے تجاوز کر جاتا ہے۔ یہ عمل تقریباً $50\,\mathrm{V}$ پر نمودار ہوتا ہے۔ اس عمل سے بچنے کی خاطر گیٹ پر ڈایوڈ بطور شکنجہ لگایا جاتا ہے جو گیٹ پر برقی دباو کو اس خطرناک حد سے کم رکھتا ہے۔ یاد رہے کہ عام استعمال میں ماسفیٹ کو قابل برداشت برقی دباو سے کم برقی دباو پر استعمال کیا جاتا ہے۔

۴.۳.۲ درجہ حرارت کے اثرات

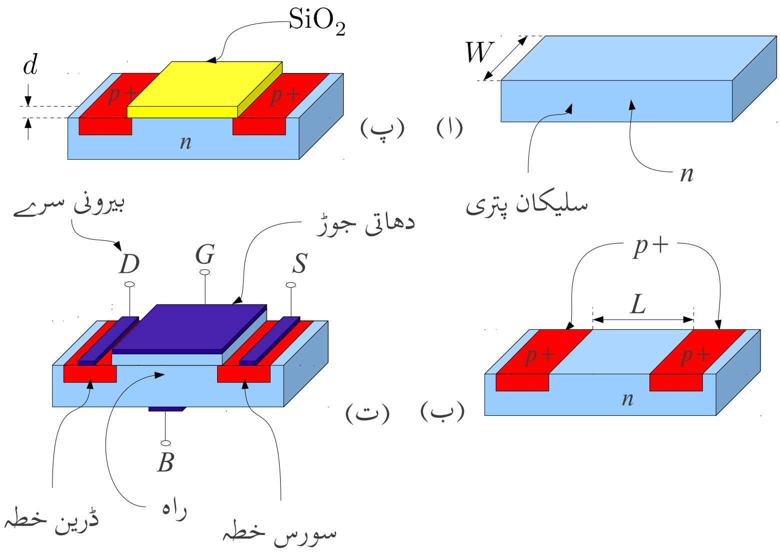
V_t اور k'_n دونوں پر درجہ حرارت کا اثر پایا جاتا ہے۔ دو جوڑ ٹرانزسٹر کے V_{BE} کی طرح V_t بھی حرارت بڑھنے سے کم ہوتا ہے یعنی

$$\frac{\mathrm{d}V_t}{\mathrm{d}T} = -2\,\frac{\mathrm{mV}}{^\circ\mathrm{C}} \tag{۴.۳۵}$$

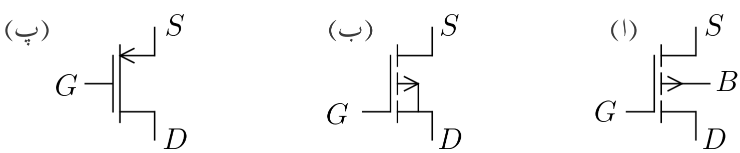
البتہ k'_n کی قیمت درجہ حرارت بڑھنے سے بڑھتی ہے اور k'_n بڑھنے کا اثر V_t گھٹنے کے اثر سے زیادہ ہوتا ہے لہٰذا ماسفیٹ کی مزاحمت درجہ حرارت بڑھنے سے بڑھتی ہے۔ **قوی ماسفیٹ** کو آپس میں متوازی جوڑتے وقت اس حقیقت کو زیر استعمال لایا جاتا ہے۔

۴.۴ بڑھاتا pMOSFET ماسفیٹ

p ماسفیٹ، جسے ہم اس کتاب میں مثبت ماسفیٹ بھی کہیں گے، کو n قسم کی سلیکان پتری پر بنایا جاتا ہے جس میں دو عدد $p+$ قسم کے خطے بنائے جاتے ہیں۔ pMOSFET کی کارکردگی بالکل nMOSFET کی طرح ہے البتہ اس میں v_{DS}، v_{GS} اور V_t تینوں کی قیمتیں منفی ہوتی ہیں۔ اسی طرح برقی رو i_{DS} کی سمت بھی الٹی ہوتی ہے یعنی برقی رو ٹرانزسٹر کے ڈرین سرے سے باہر کی جانب ہوتا ہے۔ اسی لئے pMOSFET کے برقی رو کو i_{SD} لکھا جائے گا۔ p ماسفیٹ بنانے کی ترکیب شکل ۴.۱۰ میں دکھائی گئی ہے جبکہ اس کی علامتیں شکل ۴.۱۱ میں دکھائی گئی ہیں۔ pMOSFET کے راہ میں برقی رو **خول** کے حرکت کی بدولت ہے۔ **سورس** سے **خول** راہ میں خارج ہو کر **ڈرین** تک سفر کرتے ہیں جہاں انہیں راہ سے حاصل کیا جاتا ہے۔ ماسفیٹ میں برقی رو **خولوں** کے اسی حرکت کی بدولت ہے۔

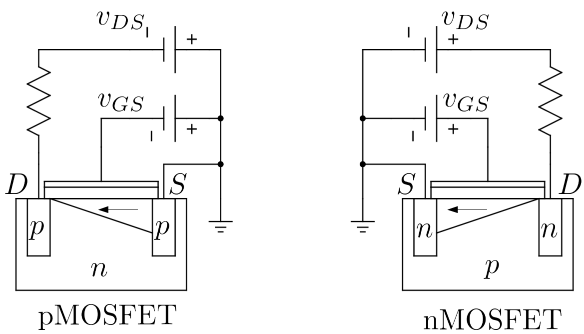


شکل ۴.۱۰: p ماسفیٹ کی ساخت



شکل ۴.۱۱: p بڑھاتا ماسفیٹ کی علامتیں

(ب) (ا)



شکل ۴.۱۲: بڑھاتے nMOSFET اور pMOSFET نقطہ دبوچ پر

nMOSFET کی جسامت کم ہونے کی بدولت سلیکان پتری 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 ہے جس کی بنا پر انہیں بھی مخلوط ادوار میں استعمال کیا جاتا ہے۔ بالخصوص جڑواماسفیٹ (CMOS) ادوار جو کہ اہم ترین ادوار تصور کئے جاتے ہیں ان دونوں اقسام کو استعمال کرتے ہی بنائے جاتے ہیں۔

شکل ۴.۱۲ 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 راہ میں برقی رو کو تیر کے نشان سے دکھایا گیا ہے۔ یوں اگر راہ کا بایاں سرا صفر وولٹ پر ہو تو اس کا دایاں سرا مثبت برقی دباو پر ہو گا۔ یوں گیٹ اور بائیں سرے کے مابین برقی دباو زیادہ ہو گا جبکہ گیٹ اور دائیں سرے کے مابین برقی دباو نسبتاً کم ہو گا جس سے راہ ترچھی شکل کا پیدا ہو گا۔ جہاں گیٹ اور سلیکان کے مابین برقی دباو زیادہ ہو وہاں راہ کی گہرائی زیادہ ہو گی۔ pMOSFET میں بھی سورس S کو برقی زمین پر رکھا گیا ہے۔ پیدا کردہ راہ میں برقی رو کو تیر کے نشان سے دکھایا گیا ہے۔ یوں اگر راہ کا دایاں سرا صفر وولٹ پر ہو تو اس کا بایاں سرا منفی برقی دباو پر ہو گا۔ یوں گیٹ اور دائیں سرے کے مابین برقی دباو زیادہ ہو گا جبکہ گیٹ اور بائیں سرے کے مابین برقی دباو نسبتاً کم ہو گا۔ جہاں گیٹ اور سلیکان کے مابین برقی دباو زیادہ ہو وہاں راہ کی گہرائی زیادہ ہو گی۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ دونوں اقسام کے ماسفیٹ میں پیدا کردہ راہ ڈرین پر دبوچا جاتا ہے۔

pMOSFET کے v_{GS}، v_{DS} اور i_{DS} منفی مقداریں ہیں لہٰذا v_{SG}، v_{SD} اور i_{SD} مثبت مقدار ہوں گے۔ pMOSFET کے مساوات مندرجہ ذیل ہیں۔

۴.۴.۱ غیر افزائندہ

$$
\begin{aligned}
v_{SG} &> -V_t \\
v_{DG} &\geq -V_t \\
i_{SD} &= k_p' \left[\frac{W}{L}\right] \left[(v_{SG}+V_t)\, v_{SD} - \frac{v_{SD}^2}{2}\right]
\end{aligned} \tag{۴.۳۶}
$$

نقطہ دبوچ

$$
\begin{aligned}
v_{SG} &> -V_t \\
v_{DG} &= -V_t \\
i_{SD} &= \frac{k_p'}{2}\left[\frac{W}{L}\right]\left[v_{SG}+V_t\right]^2
\end{aligned}
\tag{۴.۳۷}
$$

افزائندہ

$$
\begin{aligned}
v_{SG} &> -V_t \\
v_{DG} &\le -V_t \\
i_{SD} &= \frac{k_p'}{2}\left[\frac{W}{L}\right]\left[v_{SG}+V_t\right]^2
\end{aligned}
\tag{۴.۳۸}
$$

منقطع

$$
\begin{aligned}
v_{SG} &\le -V_t \\
i_{SD} &= 0
\end{aligned}
\tag{۴.۳۹}
$$

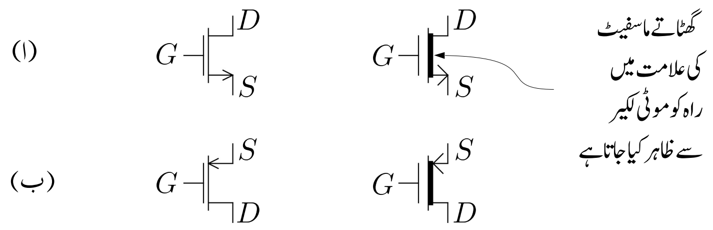
۴.۵ گھٹاتا n ماسفیٹ

nMOSFET بناتے وقت، اس کے سورس اور ڈرین خطوں کے درمیان سلیکان پتری میں گیٹ کے بالکل نیچے n قسم کے خطے کے اضافے سے n قسم کا **گھٹاتا ماسفیٹ**[۲۵] وجود میں آتا ہے۔ شکل ۴.۱۳ 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 لہٰذا گیٹ پر صفر وولٹ $(v_{GS} = 0)$ ہوتے ہوئے بھی اگر سورس اور ڈرین سروں کے مابین برقی دباو v_{DS} لاگو کی جائے تو ماسفیٹ میں برقی رو i_{DS} گزرے گا۔ گیٹ پر برقی دباو بڑھانے سے راہ کی گہرائی بڑھتی ہے جس سے برقی رو میں اضافہ ہوتا ہے جبکہ گیٹ پر منفی برقی دباو لاگو کرنے سے راہ کی گہرائی گھٹتی ہے جس سے i_{DS} میں کمی آتی ہے۔ اسی سے اس کا نام n **قسم کا گھٹاتا ماسفیٹ** نکلا ہے۔ اگر گیٹ پر لاگو برقی دباو کو بتدریج منفی جانب لے جایا جائے تو آخر کار راہ کی گہرائی صفر ہو

---

[۲۵] depletion nMOSFET



شکل ۴.۱۳: گھٹاتے اور بڑھاتے ماسفیٹ کی علامتیں

جائے گی اور ماسفیٹ میں برقی رو کا گزرنا ممکن نہیں رہے گا۔ یہ برقی دباو 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 لہٰذا اب تک کے تمام بڑھاتا ماسفیٹ کے مساوات جوں کے توں گھٹاتا ماسفیٹ کے لئے بھی استعمال کئے جائیں گے۔

۴.۵.۱ منقطع صورت

اگر گھٹاتا ماسفیٹ کے v_{GS} پر V_t سے کم (یعنی مزید منفی) برقی دباو لاگو کیا جائے تو راہ کا وجود نہیں رہے گا یعنی پیدا کردہ راہ نہیں رہے گا اور ماسفیٹ **منقطع صورت**[۲۶] اختیار کر لے گا۔ اس شرط کو یوں بیان کیا جاتا ہے۔

$$v_{GS} \leq V_t \tag{۴.۴۰}$$

یوں اگر کسی گھٹاتا ماسفیٹ کا $V_t = -3.5\,\mathrm{V}$ ہو اور اس کے گیٹ پر $v_{GS} = -4\,\mathrm{V}$ لاگو کیا جائے تو یہ **منقطع** ہو جائے گا اور اگر اس کے گیٹ پر $v_{GS} = -2.2\,\mathrm{V}$ یا $v_{GS} = 1.2\,\mathrm{V}$ اور یا $v_{GS} = 5.3\,\mathrm{V}$ لاگو کیا جائے تو ماسفیٹ چالو رہے گا۔

۴.۵.۲ غیر افزائندہ

v_{GS} پر V_t سے زیادہ برقی دباو لاگو کرنے سے ماسفیٹ چالو حالت اختیار کر لیتا ہے۔ جب تک چالو ماسفیٹ کے گیٹ پر ڈرین خطے سے $|V_t|$ وولٹ کم نہ ہو جائیں گھٹاتا ماسفیٹ غیر افزائندہ ہو گا۔ اس شرط کو یوں بیان کیا جاتا ہے۔

$$\begin{aligned} v_{GS} - v_{DS} &\geq V_t \\ v_{GD} &\geq V_t \end{aligned} \tag{۴.۴۱}$$

یوں اسی مثال کو آگے بڑھاتے ہوئے اگر $V_t = -3.5\,\mathrm{V}$ ہو اور $v_{GS} = 5.3\,\mathrm{V}$ ہو تب جب تک $v_{DS} < 8.8\,\mathrm{V}$ رہے ماسفیٹ غیر افزائندہ رہے گا۔

[۲۶] cut off state

۴.۵.۳ دبوچ

جب گیٹ پر ڈرین سے $|V_t|$ وولٹ کم ہو جائیں تو پیدا کردہ راہ دبوچ جاتا ہے۔ اس شرط کو یوں بیان کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} v_{GS} - v_{DS} &= V_t \\ v_{GD} &= V_t \end{aligned} \tag{۴.۴۲}$$

یوں $V_t = -3.5\,\mathrm{V}$ اور $v_{GS} = 5.3\,\mathrm{V}$ کی صورت میں جب $v_{DS} = 8.8\,\mathrm{V}$ ہو تب پیدا کردہ راہ دبوچ جائے گا۔

۴.۵.۴ افزائندہ

جب چالو ماسفیٹ کے ڈرین پر گیٹ سے $|V_t|$ وولٹ زیادہ ہوں تب یہ افزائندہ حال میں ہو گا۔ اس شرط کو یوں بیان کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} v_{GS} - v_{DS} &\leq V_t \\ v_{GD} &\leq V_t \end{aligned} \tag{۴.۴۳}$$

یوں $V_t = -3.5\,\mathrm{V}$ اور $v_{GS} = 5.3\,\mathrm{V}$ کی صورت میں جب $v_{DS} > 8.8\,\mathrm{V}$ ہو تب ماسفیٹ افزائندہ خطے میں ہو گا۔

یہاں تسلی کر لیں کہ گھٹاتا ماسفیٹ کے مختلف خطوں کی مساواتیں بالکل وہی ہیں جو عام ماسفیٹ کی ہیں۔ فرق صرف اتنا ہے کہ گھٹاتا ماسفیٹ کے V_t کی قیمت منفی ہوتی ہے۔

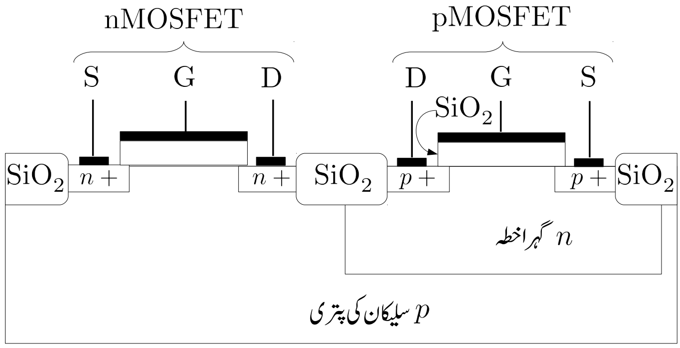
۴.۶ گھٹاتا p ماسفیٹ

p قسم کا گھٹاتا ماسفیٹ اسی طرح p ماسفیٹ بناتے وقت سلیکان پتری میں گیٹ کے بالکل نیچے p قسم کی راہ، سورس سے ڈرین خطے تک بنانے سے پیدا ہوتا ہے۔ p قسم کے گھٹاتا ماسفیٹ اور عام p قسم کے ماسفیٹ کے مساوات ایک ہی طرح کے ہیں۔ فرق صرف اتنا ہے کہ p قسم کے گھٹاتا ماسفیٹ کی V_t کی قیمت مثبت ہوتی ہے۔ مزید یہ کہ کسی بھی p قسم کے ماسفیٹ کی طرح p قسم کے گھٹاتا ماسفیٹ میں برقی رو ڈرین سرے سے باہر کی جانب ہوتا ہے۔ شکل ۴.۱۳-ب میں p قسم کے **گھٹاتے ماسفیٹ** کی علامت دکھائی گئی ہے۔

۴.۷ جڑوا ماسفیٹ CMOS

جڑوا ماسفیٹ nMOSFET اور pMOSFET دونوں استعمال کرتے بنتے ہیں جنہیں p سلیکان پر بنایا جاتا ہے۔ nMOSFET تو بنتا ہی p سلیکان پر ہے البتہ pMOSFET بناتے وقت پہلے p سلیکان میں گہرا n خطہ بنایا جاتا ہے اور پھر اس خطے میں pMOSFET بنایا جاتا ہے۔ شکل ۴.۱۴ میں **جڑوا ماسفیٹ** کی ساخت دکھائی گئی ہے۔ **جڑوا ماسفیٹ** کو عام فہم میں **سیماس**[۲۷] کہتے ہیں۔ شکل میں ماسفیٹ کے دونوں جانب 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

[۲۷] CMOS



شکل ۴.۱۴: سیماس یا جڑوا ماسفیٹ کی ساخت

کہ SiO_2 نہایت عمدہ غیر موصل ہے۔ سیماس کو p سلیکان پر بھی بنایا جا سکتا ہے۔ پس اس میں pMOSFET کو گہرے n خطے میں بنانا ہو گا جبکہ nMOSFET تو بنتا ہی p سلیکان پر ہے۔

۴.۸ ماسفیٹ کے یک سمت ادوار کا حل

اس حصے میں ماسفیٹ کے یک سمت ادوار حل کئے جائیں گے۔ جیسے اس کتاب کے شروع میں بتلایا گیا ہے، یک سمت متغیرات انگریزی کے بڑے حروف سے ظاہر کئے جاتے ہیں۔ یوں گیٹ پر برقی دباو 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 ۴.۲: ایک منفی گھٹاتا ماسفیٹ جس کا $v_{DS} = 1\,\mathrm{V}$، $V_t = -3.2\,\mathrm{V}$ اور $k_n = 0.1\,\frac{\mathrm{mA}}{\mathrm{V^2}}$ ہیں کا برقی رو مندرجہ ذیل پر حاصل کریں۔

۱. $v_{GS} = -4\,\mathrm{V}$

۲. $v_{GS} = -3.2\,\mathrm{V}$

۳. $v_{GS} = -2.8\,\mathrm{V}$

۴. $v_{GS} = -2.2\,\mathrm{V}$

۵. $v_{GS} = 1.5\,\mathrm{V}$

حل:

۱. $v_{GS}=-4\,\mathrm{V}$ اور $V_t=-3.2\,\mathrm{V}$ ہیں۔ چونکہ $(-4<-3.2)$ ہے لہٰذا $v_{GS}<V_t$ ہے اور یوں گھٹاتا ماسفیٹ منقطع ہے اور اس میں برقی رو کا گزر ممکن نہیں ہے یعنی $i_{DS}=0$ ہے۔

۲. $v_{GS}=-3.2\,\mathrm{V}$ اور $V_t=-3.2\,\mathrm{V}$ ہونے کی وجہ سے $v_{GS}=V_t$ ہے۔ اس صورت پیدا کردہ راہ وجود میں آئے گا مگر اس کی گہرائی تقریباً صفر ہو گی اور اس میں برقی رو کا گزر ممکن نہیں ہے یعنی $i_{DS}=0$ ہے۔

۳. $v_{GS}=-2.8\,\mathrm{V}$ اور $V_t=-3.2\,\mathrm{V}$ پر چونکہ $(-2.8>-3.2)$ ہے لہٰذا $v_{GS}>V_t$ ہے اور یوں گھٹاتا ماسفیٹ چالو ہے۔ $V_{DS}=1\,\mathrm{V}$ پر گیٹ اور ڈرین کے مابین برقی دباو

$$v_{GS}-v_{DS}=(-2.8)-(1)=-3.8\,\mathrm{V}$$

ہے جو کہ V_t سے کم ہے یعنی

$$v_{GS}-v_{DS}<V_t$$

لہٰذا گھٹاتا ماسفیٹ افزائندہ ہے اور یوں

$$\begin{aligned}
i_{DS}&=\frac{k_n}{2}\left[v_{GS}-V_t\right]^2\\
&=\frac{0.1\times10^{-3}}{2}\times\left[(-2.8)-(-3.2)\right]^2\\
&=8\,\mu\mathrm{A}
\end{aligned}$$

۴. $v_{GS}=-2.2\,\mathrm{V}$ اور $V_t=-3.2\,\mathrm{V}$ پر چونکہ $(-2.2>-3.2)$ ہے لہٰذا $v_{GS}>V_t$ ہے اور یوں گھٹاتا ماسفیٹ چالو ہے۔ $V_{DS}=+1\,\mathrm{V}$ پر گیٹ اور ڈرین کے مابین برقی دباو

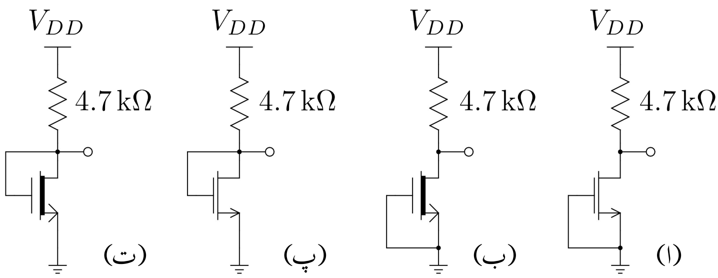
$$v_{GS}-v_{DS}=(-2.2)-(1)=-3.2\,\mathrm{V}$$

ہے جو کہ V_t کے برابر ہے یعنی

$$v_{GS}-v_{DS}=V_t$$

لہٰذا گھٹاتا ماسفیٹ نقطہ دبوچ پر ہے۔ یوں

$$\begin{aligned}
i_{DS}&=\frac{k_n}{2}\left[v_{GS}-V_t\right]^2\\
&=\frac{0.1\times10^{-3}}{2}\left[(-2.2)-(-3.2)\right]^2\\
&=50\,\mu\mathrm{A}
\end{aligned}$$



شکل ۴.۱۵: ماسفیٹ کے یک سمت ادوار

۵. $v_{GS} = 1.5\,\mathrm{V}$ اور $V_t = -3.2\,\mathrm{V}$ پر چونکہ $(+1.5 > -3.2)$ ہے لہٰذا $v_{GS} > V_t$ ہے اور یوں گھٹاتا ماسفیٹ چالو ہے۔ $V_{DS} = 1\,\mathrm{V}$ پر گیٹ اور ڈرین کے مابین برقی دباو

$$v_{GS} - v_{DS} = +1.5 - 1 = 0.5\,\mathrm{V}$$

ہے جو کہ V_t سے زیادہ ہے یعنی

$$v_{GS} - v_{DS} > V_t$$

لہٰذا گھٹاتا ماسفیٹ غیر افزائندہ ہے۔ یوں

$$\begin{aligned}
i_{DS} &= k_n \left[(v_{GS} - V_t)\, v_{DS} - \frac{v_{DS}^2}{2} \right] \\
&= 0.1 \times 10^{-3} \times \left[\big(1.5 - (-3.2)\big) \times 1 - \frac{1^2}{2} \right] \\
&= 0.42\,\mathrm{mA}
\end{aligned}$$

مثال ۴.۳: شکل ۴.۱۵ الف میں منفی بڑھاتا ماسفیٹ کے گیٹ کو سورس کے ساتھ جوڑ کر دور بنایا گیا ہے۔ اس ماسفیٹ کا $V_t = 3\,\mathrm{V}$ اور $k_n = 0.2\,\mathrm{mAV^{-2}}$ ہیں جبکہ دور میں $V_{\mathrm{DD}} = 10\,\mathrm{V}$ ہے۔ دور میں برقی رو حاصل کریں۔

حل: n قسم کے بڑھاتا ماسفیٹ کے V_t کی قیمت ہر صورت مثبت ہوتی ہے۔ n قسم کے ماسفیٹ کا گیٹ اور سورس آپس میں جوڑنے سے $V_{\mathrm{GS}} = 0$ ہو جاتا ہے اور یوں $V_{\mathrm{GS}} < V_t$ ہوتا ہے جس سے ماسفیٹ منقطع ہو جاتا ہے اور $I_{DS} = 0$ ہوتا ہے۔

مثال ۴.۴: شکل ۴.۱۵ ب میں منفی گھٹاتا ماسفیٹ کے گیٹ کو سورس کے ساتھ جوڑ کر دور بنایا گیا ہے۔ اس ماسفیٹ کا $V_t = -3\,\mathrm{V}$ اور $k_n = 0.2\,\mathrm{mAV^{-2}}$ ہیں جبکہ دور میں $V_{\mathrm{DD}} = 10\,\mathrm{V}$ ہے۔ دور میں برقی رو حاصل کریں۔

حل: n قسم کے گھٹاتا ماسفیٹ کے V_t کی قیمت ہر صورت منفی ہوتی ہے۔ n قسم کے ماسفیٹ کا گیٹ اور سورس آپس میں جوڑنے سے $V_{\mathrm{GS}} = 0$ ہو جاتا ہے اور یوں $V_{\mathrm{GS}} > V_t$ یعنی ماسفیٹ چالو ہوتا ہے۔ اب یہ دیکھنا ہو گا کہ آیا یہ ماسفیٹ افزائندہ خطے میں ہے یا کہ غیر افزائندہ خطے میں۔

ماسفیٹ کے سوالات میں عموماً قبل از وقت یہ جاننا ممکن نہیں ہوتا کہ ماسفیٹ افزائندہ یا غیر افزائندہ خطے میں ہے۔ یوں آپ جان نہیں سکتے کہ ماسفیٹ کی برقی رو حاصل کرتے وقت افزائندہ ماسفیٹ کی مساوات یا غیر افزائندہ ماسفیٹ کی مساوات استعمال ہو گی۔

اس طرح کے سوالات حل کرتے وقت آپ تصور کریں گے کہ ماسفیٹ افزائندہ (یا غیر افزائندہ) خطے میں ہے[۲۸] اور پھر دور حل کرنے کی کوشش کریں گے۔ حل کرنے کے بعد دوبارہ تسلی کریں گے کہ ماسفیٹ افزائندہ (یا غیر افزائندہ) خطے میں ہی ہے۔ اگر حتمی جواب اور تصور کردہ صورتیں یکساں نکل آئیں تو حل تسلیم کر لیا جاتا ہے ورنہ ماسفیٹ کو غیر افزائندہ (افزائندہ) تصور کر کے دور کو دوبارہ حل کیا جاتا ہے۔ آئیں اس ترکیب کو استعمال کریں۔

ہم تصور کرتے ہیں کہ گھٹاتا ماسفیٹ افزائندہ خطے میں ہے۔ یوں مساوات ۴.۲۸ کے تحت

$$I_{DS} = \frac{k_n}{2}\left(V_{GS} - V_t\right)^2 = \frac{0.2\times10^{-3}}{2}\left(0-(-3)\right)^2 = 0.9\,\mathrm{mA}$$

اور شکل ب میں خارجی جانب کرخوف کا قانون برائے برقی دباو استعمال کرتے ہوئے

$$\begin{aligned}V_{DD} &= I_{DS}R_D + V_{DS}\\ 10 &= 0.9\times10^{-3}\times4.7\times10^{3} + V_{DS}\\ V_{DS} &= 5.77\,\mathrm{V}\end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔

اس جواب کو استعمال کرتے ہوئے ہم نے یہ دیکھنا ہو گا کہ آیا ماسفیٹ واقعی افزائندہ ہے یا نہیں۔ مساوات ۴.۸ کا آخری جزو افزائندہ ماسفیٹ کی شرط بیان کرتا ہے۔ موجودہ مثال میں

$$V_{GS} - V_{DS} = 0 - 5.77 = -5.77\,\mathrm{V}$$

ہے جبکہ $V_t = -3\,\mathrm{V}$ ہے۔ یوں $V_{GS} - V_{DS} < V_t$ کی شرط پوری ہوتی ہے اور ماسفیٹ یقیناً افزائندہ ہی ہے لہٰذا $I_{DS} = 0.9\,\mathrm{mA}$ ہی صحیح جواب ہے۔

[۲۸] میری عادت ہے کہ میں ماسفیٹ کو افزائندہ تصور کر کے دور حل کرنے کی کوشش پہلے کرتا ہوں۔

آئیں اسی مثال میں ماسفیٹ کو غیر افزائندہ تصور کر کے مثال کو دوبارہ حل کرتے ہیں۔ غیر افزائندہ ماسفیٹ کی مساوات حل کرنے کی خاطر V_{DS} کا معلوم ہونا ضروری ہے۔ دور کے خارجی جانب کرخوف کے قانون برائے برقی دباو سے ملتا ہے

$$\begin{aligned}
V_{DD} &= I_{DS}R_D + V_{DS} \\
10 &= I_{DS} \times 4.7 \times 10^3 + V_{DS} \\
V_{DS} &= 10 - 4700 I_{DS}
\end{aligned}$$

غیر افزائندہ ماسفیٹ کے مساوات میں V_{DS} کی جگہ اسے استعمال کرتے حل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned}
I_{DS} &= k_n \left[(V_{GS} - V_t) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right] \\
\frac{I_{DS}}{k_n} &= \left[(V_{GS} - V_t) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right] \\
\frac{I_{DS}}{0.2 \times 10^{-3}} &= \left[(0 - (-3)) (10 - 4700 I_{DS}) - \frac{(10 - 4700 I_{DS})^2}{2} \right]
\end{aligned}$$

سے

$$I_{DS} = 1.26 \mp j0.46 \,\mathrm{mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یہ مخلوط جوابات ہیں۔ غیر حقیقی برقی رو معنی نہیں رکھتی لہٰذا ماسفیٹ کے غیر افزائندہ ہونے کو رد کیا جاتا ہے۔

مثال ۴.۵: شکل ۴.۱۵ پ میں منفی بڑھتا ماسفیٹ کے ڈرین اور گیٹ جوڑ کر یک سمت دور بنایا گیا ہے۔ اس ماسفیٹ کا $V_t = 3\,\mathrm{V}$ اور $k_n = 0.2\,\mathrm{mAV^{-2}}$ ہیں جبکہ دور میں $V_{DD} = 10\,\mathrm{V}$ ہے۔ دور میں برقی رو حاصل کریں۔

حل: گیٹ اور ڈرین جوڑنے سے گیٹ اور ڈرین برابر برقی دباو پر ہوں گے یعنی

$$V_{GS} = V_{DS}$$

ہوگا۔ یوں $V_{GS} - V_{DS} = 0$ ہوگا اور یوں $V_{GS} - V_{DS} < V_t$ ہوگا۔ اس طرح ماسفیٹ افزائندہ ہوگا اور ہم برقی رو

$$I_{DS} = \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2$$

سے حاصل کر سکتے ہیں۔البتہ ایسا کرنے کی خاطر ہمیں V_{GS} کی قیمت درکار ہو گی۔شکل پ کے خارجی جانب کرخوف کے قانون برائے برقی دباو کے استعمال سے

$$V_{DD} = I_{DS}R_D + V_{DS}$$

حاصل ہوتا ہے۔چونکہ اس مثال میں $V_{GS} = V_{DS}$ ہے لہٰذا اس مساوات کو یوں لکھ سکتے ہیں

$$\begin{aligned}
V_{DD} &= I_{DS}R_D + V_{GS}\\
10 &= I_{DS} \times 4.7 \times 10^3 + V_{GS}\\
V_{GS} &= 10 - 4700 I_{DS}
\end{aligned}$$

اس مساوات کو افزائندہ ماسفیٹ کے مساوات کے ساتھ حل کرنے سے برقی رو حاصل کی جا سکتی ہے۔اس مساوات سے حاصل V_{GS} کو افزائندہ ماسفیٹ کے مساوات میں استعمال کرتے ہیں

$$\begin{aligned}
I_{DS} &= \frac{k_n}{2}\left(V_{GS} - V_t\right)^2\\
\frac{2I_{DS}}{k_n} &= \left(V_{GS} - V_t\right)^2\\
22090000 I_{DS}^2 &- 75800 I_{DS} + 49 = 0\\
I_{DS} &= 2.567\,\mathrm{mA}, 0.8639\,\mathrm{mA}
\end{aligned}$$

ان دو جوابات سے V_{DS} کے دو قیمتیں حاصل ہوتی ہیں۔

$$\begin{aligned}
V_{DS} &= V_{GS} = 10 - 2.567 \times 10^{-3} \times 4700 = -2.06\,\mathrm{V}\\
V_{DS} &= V_{GS} = 10 - 0.8639 \times 10^{-3} \times 4700 = 5.94\,\mathrm{V}
\end{aligned}$$

ان میں پہلے جواب کے مطابق $V_{GS} = -2.06\,\mathrm{V}$ ہے جس سے $V_{GS} < V_t$ حاصل ہوتا ہے۔اگر ایسا ہوتا تو ماسفیٹ منقطع ہوتا اور اس میں برقی رو کا گزر ممکن ہی نہیں ہوتا لہٰذا یہ جواب غلط ہے۔دوسرے جواب کے مطابق $V_{GS} = 5.94\,\mathrm{V}$ حاصل ہوا ہے اور یوں $V_{GS} > V_t$ ہے۔اس طرح ماسفیٹ چالو حال میں ہے اور جواب تسلیم کرنا ہو گا۔

مثال ۴.۶: شکل ۴.۱۵ ت میں منفی گھٹتا ماسفیٹ کا گیٹ اور ڈرین جوڑ کر دور بنایا گیا ہے۔اس ماسفیٹ کا $V_t = -3\,\mathrm{V}$ اور $k_n = 0.2\,\mathrm{mAV^{-2}}$ ہیں جبکہ دور میں $V_{DD} = 10\,\mathrm{V}$ ہے۔دور میں برقی رو حاصل کریں۔

حل: اس مثال میں خارجی جانب کرخوف کے قانون برائے برقی دباو 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 لہٰذا ان پر برابر برقی دباو پایا جائے گا یعنی $V_{GS} = V_{DS}$ ہو گا لہٰذا اس مساوات کو یوں بھی لکھ سکتے ہیں۔

$$
\begin{aligned}
V_{DD} &= I_{DS}R_D + V_{GS}\\
10 &= I_{DS} \times 4700 + V_{GS}\\
V_{GS} &= 10 - 4700 I_{DS}
\end{aligned}
$$

اگر ماسفیٹ منقطع ہو تب برقی رو کی مقدار صفر ہو گی اور اس صورت میں اس مساوات کے تحت $V_{GS} = 10\,\mathrm{V}$ حاصل ہوتا ہے۔ گھٹاتا ماسفیٹ کا V_t منفی ہوتا ہے اور یوں یہاں $V_{GS} > V_t$ ہے جو کہ چالو ماسفیٹ کی نشانی ہے۔ یوں اس ماسفیٹ کو منقطع تصور کرنا غلط ہے۔ آئیں اب دیکھتے ہیں کہ آیا ماسفیٹ افزائندہ یا غیر افزائندہ خطے میں ہے۔

گیٹ اور ڈرین آپس میں جڑے ہونے کی وجہ سے $V_{GS} - V_{DS} = 0$ ہو گا۔ چونکہ گھٹاتا ماسفیٹ کا V_t منفی مقدار ہوتا ہے لہٰذا $V_{GS} - V_{DS} > V_t$ ہو گا اور یوں اگر یہ ماسفیٹ چالو ہو تو یہ ہر صورت غیر افزائندہ خطے میں ہو گا اور اس کی مساوات غیر افزائندہ ماسفیٹ کی مساوات سے حاصل کی جا سکتی ہے۔

$$
\begin{aligned}
I_{DS} &= k_n\left[\left(V_{GS}-V_t\right)V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2}\right]\\
\frac{I_{DS}}{k_n} &= \left(10 - 4700 I_{DS} + 3\right)\left(10 - 4700 I_{DS}\right) - \frac{\left(10 - 4700 I_{DS}\right)^2}{2}\\
I_{DS} &= 4.3\,\mathrm{mA}, 1.68\,\mathrm{mA}
\end{aligned}
$$

ہم جانتے ہیں کہ اگر یہاں ماسفیٹ چالو ہو تب یہ غیر افزائندہ ہو گا لہٰذا دیکھنا یہ ہے کہ آیا ماسفیٹ چالو ہے یا نہیں۔

اگر $I_{DS} = 4.3\,\mathrm{mA}$ ہو تب

$$
\begin{aligned}
V_{GS} &= 10 - 4700 I_{DS}\\
&= 10 - 4700 \times 4.3 \times 10^{-3}\\
&= -10.21\,\mathrm{V}
\end{aligned}
$$

اور یوں $V_{GS} < V_t$ ہو گا جو کہ منقطع ماسفیٹ کی نشانی ہے۔ منقطع ماسفیٹ برقی رو گزار ہی نہیں سکتا لہٰذا اس جواب کو رد کیا جاتا ہے۔

اگر $I_{DS} = 1.68\,\mathrm{mA}$ ہو تب

$$
\begin{aligned}
V_{GS} &= 10 - 4700 I_{DS}\\
&= 10 - 4700 \times 1.68 \times 10^{-3}\\
&= 2.104\,\mathrm{V}
\end{aligned}
$$

اور یوں $V_{GS} > V_t$ ہو گا جو کہ چالو ماسفیٹ کی نشانی ہے۔ یوں $I_{DS} = 1.68\,\mathrm{mA}$ ہی درست جواب ہے۔

مثال ۴.۷: شکل ۴.۱۵ پ میں

$$
\begin{aligned}
k_n &= 0.15\,\mathrm{mAV^{-2}}\\
V_t &= 3\,\mathrm{V}\\
V_{DD} &= 10\,\mathrm{V}
\end{aligned}
$$

ہیں۔ برقی رو $I_{DS} = 0.6\,\mathrm{mA}$ حاصل کرنے کی خاطر R_D کی قیمت دریافت کریں۔

حل: جیسے مثال ۴.۶ میں ثابت کیا گیا، بڑھاتا n ماسفیٹ کا گیٹ اور ڈرین جوڑنے سے ماسفیٹ چالو حال میں رہتا ہے۔ مزید یہ کہ یہ افزائندہ ہوتا ہے جیسے مندرجہ ذیل مساوات سے دیکھا جا سکتا ہے۔

$$
\begin{aligned}
V_{GS} &= V_{DS}\\
V_{GS} - V_{DS} &= 0\\
V_{GS} - V_{DS} &< V_t
\end{aligned}
$$

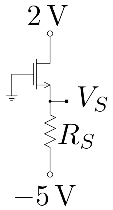
یوں افزائندہ ماسفیٹ کی مساوات استعمال کرتے ہوئے V_{GS} کے لئے حل کرتے ہیں۔

$$
\begin{aligned}
I_{DS} &= \frac{k_n}{2}\left(V_{GS} - V_t\right)^2\\
0.6\times 10^{-3} &= \frac{0.15\times 10^{-3}}{2}\left(V_{GS} - 3\right)^2\\
\frac{2\times 0.6\times 10^{-3}}{0.15\times 10^{-3}} &= \left(V_{GS} - 3\right)^2\\
8 &= \left(V_{GS} - 3\right)^2\\
V_{GS} &= \mp\sqrt{8} + 3\\
V_{GS} &= 0.172\,\mathrm{V}, 5.828\,\mathrm{V}
\end{aligned}
$$

$V_{GS} = 0.172\,\mathrm{V}$ کے جواب کو رد کرتے ہیں چونکہ اس طرح $V_{GS} < V_t$ ہو گا اور ماسفیٹ منقطع ہو گا۔ $V_{GS} = 5.828\,\mathrm{V}$ کو تسلیم کرتے ہوئے دور کے خارجی جانب کرخوف کے قانون برائے برقی دباو میں V_{DS} کی قیمت کو حاصل شدہ V_{GS} کی قیمت کے برابر لیتے ہوئے

$$
\begin{aligned}
V_{DD} &= I_{DS}R_D + V_{DS}\\
10 &= 0.6\times 10^{-3}\times R_D + 5.828\\
R_D &= 6.95\,\mathrm{k\Omega}
\end{aligned}
$$

حاصل ہوتا ہے۔



شکل ۴.۱۶

مثال ۴.۸: اگر شکل ۴.۱۶ میں $k_n = 0.4\,\mathrm{mAV^{-2}}$، $V_t = 2.5\,\mathrm{V}$، $I_{DS} = 0.8\,\mathrm{mA}$ اور $V_D = 2\,\mathrm{V}$ ہوں تو اس دور کے مزاحمت کی قیمت حاصل کریں۔

حل: دور کے داخلی جانب کرخوف کے قانون برائے برقی دباو کے تحت

$$
\begin{aligned}
V_{GS} + I_{DS}R_S - 5 &= 0\\
V_{GS} &= 5 - I_{DS}R_S
\end{aligned}
$$

اگر ماسفیٹ منقطع ہو تب برقی رو کی قیمت صفر ہو گی اور یوں

$$V_{GS} = 5 - I_{DS}R_S = 5 - 0 \times R_S = 5\,\mathrm{V}$$

حاصل ہوتا ہے جس سے $V_{GS} > V_t$ ثابت ہوتا ہے جو کہ چالو ماسفیٹ کی نشانی ہے۔ لہٰذا ماسفیٹ منقطع نہیں ہے۔

گیٹ برقی زمین پر ہے جبکہ ڈرین دو وولٹ پر ہے۔ یوں

$$V_{GD} = V_G - V_D = 0 - 2 = -2\,\mathrm{V}$$

حاصل ہوتا ہے اور یوں $V_{GD} < V_t$ ثابت ہوتا ہے جو کہ افزائندہ ماسفیٹ کی نشانی ہے۔ اس طرح

افزائندہ ماسفیٹ کی مساوات استعمال ہو گی

$$
\begin{aligned}
I_{DS} &= \frac{k_n}{2}\left(V_{GS}-V_t\right)^2\\
I_{DS} &= \frac{k_n}{2}\left([5-I_{DS}R_S]-V_t\right)^2\\
0.8\times10^{-3} &= \frac{0.4\times10^{-3}}{2}\left(5-0.8\times10^{-3}\times R_S-2.5\right)^2\\
\mp\sqrt{4} &= \left(2.5-0.8\times10^{-3}\times R_S\right)\\
R_S &= 0.625\,\mathrm{k\Omega},\quad 5.625\,\mathrm{k\Omega}
\end{aligned}
$$

اگر $R_S = 0.625\,\mathrm{k\Omega}$ ہو تب

$$V_{GS} = 5 - I_{DS}R_S = 5 - 0.8\times10^{-3}\times0.625\times10^{3} = 4.5\,\mathrm{V}$$

ہو گا اور یوں $V_{GS} > V_t$ ہو گا یعنی ماسفیٹ چالو ہو گا جو کہ قابل قبول جواب ہے۔ اس کے برعکس اگر $R_S = 5.625\,\mathrm{k\Omega}$ ہو تب

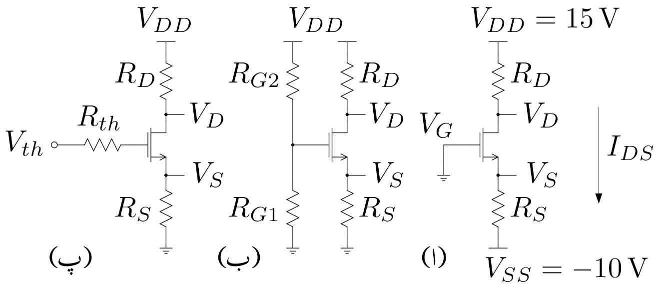
$$V_{GS} = 5 - I_{DS}R_S = 5 - 0.8\times10^{-3}\times5.625\times10^{3} = 0.5\,\mathrm{V}$$

ہو گا اور یوں $V_{GS} < V_t$ ہو گا یعنی ماسفیٹ منقطع ہو گا۔ منقطع ماسفیٹ میں برقی رو کا گزر ممکن نہیں اور یوں یہ ناقابل قبول جواب ہے اور اسے رد کیا جاتا ہے۔

مثال ۴.۹: شکل ۴.۱۷ الف میں دیے گئے دور کو اس طرح تخلیق کریں کہ $I_{DS} = 2\,\mathrm{mA}$ جبکہ $V_D = 2\,\mathrm{V}$ ہوں۔ دور میں استعمال کیے گئے ماسفیٹ کی $V_t = 3.3\,\mathrm{V}$ جبکہ اس کی $k_n = 0.6\,\mathrm{mAV^{-2}}$ ہے۔ دور میں $V_{DD} = 15\,\mathrm{V}$ اور $V_{SS} = -10\,\mathrm{V}$ رکھیں۔

حل: چونکہ گیٹ صفر جبکہ ڈرین دو وولٹ پر ہے لہٰذا $V_{GD} = -2\,\mathrm{V}$ اور یوں $V_{GD} < V_t$ ہے جو کہ افزائندہ ماسفیٹ کی نشانی ہے۔ یوں

$$
\begin{aligned}
I_{DS} &= \frac{k_n}{2}\left(V_{GS}-V_t\right)^2\\
2\times10^{-3} &= \frac{0.6\times10^{-3}}{2}\left(V_{GS}-3.3\right)^2\\
V_{GS} &= 3.3\mp\sqrt{\frac{4}{0.6}}\\
V_{GS} &= 0.718\,\mathrm{V},\quad 5.88\,\mathrm{V}
\end{aligned}
$$



شکل ۴.۱۷: ماسفیٹ کے مزید یک سمت ادوار

اگر $V_{GS} = 0.718\,\mathrm{V}$ لیا جائے تب $V_{GS} < V_t$ ہو گا اور ماسفیٹ منقطع ہو گا لہٰذا اس جواب کو رد کیا جاتا ہے۔ یوں $V_{GS} = 5.88\,\mathrm{V}$ صحیح جواب ہے۔ دور کے خارجی جانب کرخوف کے قانون برائے برقی دباؤ کے تحت

$$\begin{aligned}
V_{GS} &= V_G - V_S \\
5.88 &= 0 - V_S \\
V_S &= -5.88\,\mathrm{V}
\end{aligned}$$

یوں اُوہم کے قانون کے تحت

$$R_S = \frac{V_S - V_{SS}}{I_{DS}} = \frac{-5.88 - (-10)}{2 \times 10^{-3}} = 2.06\,\mathrm{k\Omega}$$

اور

$$R_D = \frac{V_{DD} - V_D}{I_{DS}} = \frac{15 - 2}{2 \times 10^{-3}} = 6.5\,\mathrm{k\Omega}$$

حاصل ہوتے ہیں۔

مثال ۴.۱۰: شکل ۴.۱۷-ب میں دو جوڑ ٹرانزسٹر مائل کرنے کے طرز پر گیٹ کے ساتھ دو مزاحمت

منسلک کر کے ماسفیٹ کو مائل کیا گیا ہے۔ اگر

$$
\begin{aligned}
V_{DD} &= 12\,\mathrm{V}\\
R_D &= 6.8\,\mathrm{k\Omega}\\
R_S &= 5.6\,\mathrm{k\Omega}\\
R_{G1} &= R_{G2} = 10\,\mathrm{M\Omega}\\
V_t &= 2.5\,\mathrm{V}\\
k_n &= 0.1\,\mathrm{mA\,V^2}
\end{aligned}
$$

ہوں تب اس دور میں تمام برقی دباو اور برقی رو حاصل کریں۔

حل: شکل پ میں اس کا مساوی تھوِنن دور دکھایا گیا ہے جہاں

$$
\begin{aligned}
V_{th} &= \frac{R_{G1}V_{DD}}{R_{G1}+R_{G2}} = 6\,\mathrm{V}\\
R_{th} &= \frac{R_{G1}R_{G2}}{R_{G1}+R_{G2}} = 5\,\mathrm{M\Omega}
\end{aligned}
$$

چونکہ ماسفیٹ کے گیٹ پر برقی رو کی قیمت صفر ہوتی ہے $(I_G = 0)$ لہٰذا ماسفیٹ کے گیٹ پر برقی دباو اسی تھونن برقی دباو کے برابر ہو گا یعنی

$$V_G = 6\,\mathrm{V}$$

شکل ب میں گیٹ کو کھلے سرے تصور کرتے ہوئے R_1 اور R_2 کے جوڑ پر یہی $6\,\mathrm{V}$ پائے جائیں گے۔ یوں ماسفیٹ کے ادوار حل کرتے ہوئے تھونن مساوی دور بنانا لازم نہیں اور شکل ب پر ہی گیٹ پر $6\,\mathrm{V}$ 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 دباو کے مندرجہ ذیل کلیات حاصل ہوتے ہیں۔

$$
\begin{aligned}
V_{DD} - V_D &= I_{DS}R_D\\
V_D &= V_{DD} - I_{DS}R_D\\
V_D &= 12 - 6800 I_{DS}
\end{aligned}
$$

$$V_S = I_{DS}R_S = 5600 I_{DS}$$

یوں

$$
\begin{aligned}
V_{GS} &= V_G - V_S = (6) - (5600 I_{DS})\\
V_{GD} &= V_G - V_D = (6) - (12 - 6800 I_{DS}) = -6 + 6800 I_{DS}
\end{aligned}
$$

ہو گا۔ ان معلومات کے ساتھ رہتے ہوئے ہم یہ نہیں کہہ سکتے کہ ماسفیٹ افزائندہ یا غیر افزائندہ خطے میں ہے۔ اس طرح کے مسائل میں ہم ماسفیٹ کو افزائندہ (غیر افزائندہ) تصور کر کے دور کو حل کرتے

ہیں۔ حتمی جواب حاصل ہونے کے بعد دوبارہ دیکھتے ہیں کہ آیا ماسفیٹ افزائندہ (غیر افزائندہ) ہی ہے۔ آئیں ایسا ہی کرتے ہوئے ہم ماسفیٹ کو افزائندہ تصور کرتے ہیں۔ یوں

$$\begin{aligned}
I_{DS} &= \frac{k_n}{2}\left(V_{GS}-V_t\right)^2\\
I_{DS} &= \frac{0.1\times10^{-3}}{2}\left[\left(6-5600I_{DS}\right)-2.5\right]^2\\
3.136\times10^7 I_{DS}^2 &- 5.92\times10^4 I_{DS}+12.25=0\\
I_{DS} &= 1.65\,\mathrm{mA}, 0.237\,\mathrm{mA}
\end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ $1.65\,\mathrm{mA}$ سے

$$V_{GS}=6-1.65\times10^{-3}\times5.6\times10^{3}=-3.24\,\mathrm{V}$$

یعنی $V_{GS}<V_t$ حاصل ہوتا ہے لہٰذا اس جواب کو رد کیا جاتا ہے۔ $0.237\,\mathrm{mA}$ سے

$$V_{GS}=6-0.237\times10^{-3}\times5.6\times10^{3}=4.67\,\mathrm{V}$$

یعنی $V_{GS}>V_t$ حاصل ہوتا ہے جو کہ چالو ماسفیٹ کی نشانی ہے۔ مزید یہ کہ اس برقی رو سے

$$V_{GD}=-6+0.237\times10^{-3}\times6.8\times10^{3}=-4.39\,\mathrm{V}$$

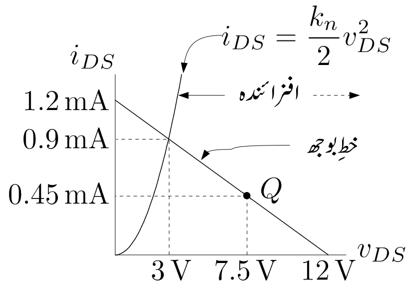
یعنی $V_{GD}<V_t$ حاصل ہوتا ہے جو کہ افزائندہ ماسفیٹ کی نشانی ہے۔ یوں $0.237\,\mathrm{mA}$ کو درست جواب تسلیم کیا جاتا ہے۔ اس طرح

$$\begin{aligned}
V_D &= 12-0.237\times10^{-3}\times6.8\times10^{3}=10.388\,\mathrm{V}\\
V_S &= 0.237\times10^{-3}\times5.6\times10^{3}=1.327\,\mathrm{V}
\end{aligned}$$

حاصل ہوتے ہیں۔

مثال ۴.۱۱: شکل ۴.۱۷-ب میں

$$\begin{aligned}
V_{DD} &= 12\,\mathrm{V}\\
R_D &= 8\,\mathrm{k\Omega}\\
R_S &= 2\,\mathrm{k\Omega}\\
V_t &= 2.5\,\mathrm{V}\\
k_n &= 0.2\,\mathrm{mA\,V^2}
\end{aligned}$$



شکل ۴.۱۸: خطِ بوجھ سے نقطہ کارکردگی کا حصول

ہیں۔ اس ایمپلیفائر کے گیٹ پر لامحدود کپیسٹر کے ذریعہ داخلی اشارہ مہیا کیا جاتا ہے۔ v_{DS} کی زیادہ سے زیادہ متشاکل چوٹی کے لئے درکار نقطہ مائل حاصل کریں۔

حل: **خطِ بوجھ**[29] کی مساوات

$$
\begin{aligned}
V_{DD} &= v_{DS} + i_{DS}\left(R_D + R_S\right) \\
12 &= v_{DS} + 10000 i_{DS}
\end{aligned}
$$

کو شکل ۴.۱۸ میں گراف کیا گیا ہے۔ شکل میں نقطہ دبوچ کے گراف کی مدد سے افزائندہ خطے کی نشاندہی بھی کی گئی ہے۔ نقطہ دبوچ کا خط مساوات ۴.۳۴ سے حاصل کیا گیا یعنی

$$
i_{DS} = \frac{k_n}{2} v_{DS}^2
$$

ان دو مساوات کو اکٹھے کرتے ہوئے

$$
\begin{aligned}
12 &= v_{DS} + 10000 i_{DS} \\
&= v_{DS} + 10000 \times \frac{0.2 \times 10^{-3}}{2} v_{DS}^2
\end{aligned}
$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس دو درجی مساوات سے $v_{DS,\text{دبوچ}} = 3\,\text{V}$ حاصل ہوتا ہے۔ اس کا دوسرا جواب $-4\,\text{V}$ ہے جسے رد کیا جاتا ہے چونکہ $v_{DS,\text{دبوچ}}$ منفی ممکن نہیں۔ $v_{DS,\text{دبوچ}}$ سے $i_{DS,\text{دبوچ}} = 0.9\,\text{mA}$ حاصل ہوتا ہے۔

ماسفیٹ ایمپلیفائر خطِ بوجھ پر چہل قدمی کرتا ہے۔ جیسے شکل میں دکھایا گیا ہے، ماسفیٹ اس وقت تک افزائندہ رہتا ہے جب تک v_{DS} کی قیمت $v_{DS,\text{دبوچ}}$ سے زیادہ ہو۔ یوں ماسفیٹ کا v_{DS} تین وولٹ سے کم نہیں رکھا جا سکتا لہٰذا

$$
\begin{aligned}
3\,\text{V} \le v_{DS} &< 12\,\text{V} \\
0 < i_{DS} &< 0.9\,\text{mA}
\end{aligned}
$$

[29] load line

خارجی متغیرات کے حدود ہیں جن میں ماسفیٹ افزائندہ رہے گا۔ ان قیمتوں کے بالکل درمیانی نقطے پر نقطہ کارکردگی رکھنے سے زیادہ سے زیادہ v_{DS} اور i_{DS} حاصل کرنا ممکن ہو گا۔ یوں نقطہ کارکردگی کو $(7.5\,\mathrm{V}, 0.45\,\mathrm{mA})$ رکھا جائے گا۔

مثال ۴.۱۲: p بڑھاتا ماسفیٹ استعمال کرتے ہوئے شکل ۴.۱۹ الف کا دور بنایا گیا ہے۔ ماسفیٹ کو افزائندہ خطے میں رکھتے ہوئے $V_D = 4\,\mathrm{V}$ اور $I_{SD} = 0.2\,\mathrm{mA}$ حاصل کریں۔

حل: $I_{SD} = 0.2\,\mathrm{mA}$ اور $V_D = 4\,\mathrm{V}$ حاصل کرنے کی خاطر اُوہم کے قانون کے تحت

$$
\begin{aligned}
V_D &= I_{SD} R_D \\
4 &= 0.2 \times 10^{-3} R_D \\
R_D &= 20\,\mathrm{k\Omega}
\end{aligned}
$$

حاصل ہوتا ہے۔

افزائندہ ماسفیٹ کی مساوات سے

$$
\begin{aligned}
I_{SD} &= \frac{k_p}{2}\left(V_{SG} + V_t\right)^2 \\
0.2 \times 10^{-3} &= \frac{0.1 \times 10^{-3}}{2}\left(V_{SG} - 2\right)^2 \\
V_{SG} &= 0\,\mathrm{V}, 4\,\mathrm{V}
\end{aligned}
$$

حاصل ہوتے ہیں۔ افزائندہ p بڑھاتا ماسفیٹ کے لئے ضروری ہے کہ $V_{SG} > -V_t$ رہے۔ چونکہ

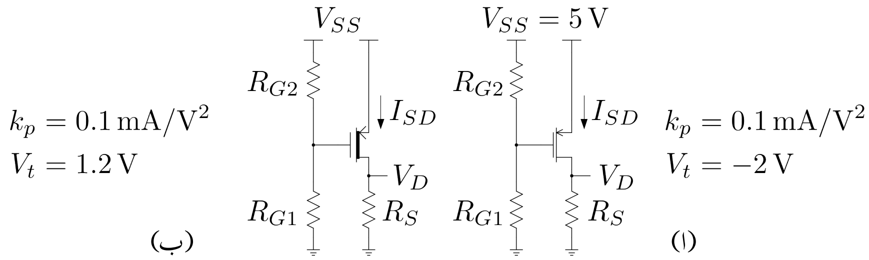
$$
-V_t = -\left(-2\right) = 2\,\mathrm{volt}
$$

ہے لہٰذا اس شرط کا مطلب ہے کہ $V_{SG} > 2\,\mathrm{V}$ ہو۔ یوں $V_{SG} = 4\,\mathrm{V}$ کو درست جواب تسلیم کیا جاتا ہے۔ یوں چونکہ $V_S = 5\,\mathrm{V}$ لہٰذا

$$
\begin{aligned}
V_{SG} &= V_S - V_G \\
4 &= 5 - V_G \\
V_G &= 1\,\mathrm{V}
\end{aligned}
$$

درکار ہے۔ R_{G1} اور R_{G2} کے قیمتیں چن کر $V_G = 1\,\mathrm{V}$ حاصل کیا جا سکتا ہے۔ مثلاً اگر $R_{G1} = 1\,\mathrm{M\Omega}$ چنا جائے تو

$$
\begin{aligned}
V_G &= \frac{R_{G1} V_{SS}}{R_{G1} + R_{G2}} \\
R_{G2} &= R_{G1}\left(\frac{V_{SS}}{V_G} - 1\right) \\
R_{G2} &= 4\,\mathrm{M\Omega}
\end{aligned}
$$



شکل ۴.۱۹: p ماسفیٹ کے یک سمت ادوار

حاصل ہوتا ہے۔

مثال ۴.۱۳: شکل ۴.۱۹ ب میں p قسم کا گھٹاتا ماسفیٹ استعمال کرتے دور بنایا گیا ہے جس میں ماسفیٹ کو افزائندہ رکھتے ہوئے $V_D = 1\,\mathrm{V}$ اور $I_{SD} = 0.2\,\mathrm{mA}$ درکار ہیں۔ اس دور کو حل کریں۔

حل: اُوہم کے قانون کے تحت

$$
\begin{aligned}
V_D &= I_{SD} R_D \\
1 &= 0.2 \times 10^{-3} R_D \\
R_D &= 5\,\mathrm{k\Omega}
\end{aligned}
$$

افزائندہ ماسفیٹ کی مساوات سے

$$
\begin{aligned}
I_{SD} &= \frac{k_p}{2}\left(V_{SG} + V_t\right)^2 \\
0.2 \times 10^{-3} &= \frac{0.1 \times 10^{-3}}{2}\left(V_{SG} + 1.2\right)^2 \\
V_{SG} &= -3.2\,\mathrm{V}, 0.8\,\mathrm{V}
\end{aligned}
$$

چالو p قسم کے گھٹاتا ماسفیٹ کے لئے $V_{SG} > -V_t$ یعنی $V_{SG} > -1.2\,\mathrm{V}$ ضروری ہے۔ یوں $V_{SG} = -3.2\,\mathrm{V}$ کو رد کیا جاتا ہے اور $V_{SG} = 0.8\,\mathrm{V}$ کو درست جواب تسلیم کیا جاتا ہے۔ یوں

$$
\begin{aligned}
V_{SG} &= V_S - V_G \\
0.8 &= 5 - V_G \\
V_G &= 4.2\,\mathrm{V}
\end{aligned}
$$

درکار ہے۔ $R_{G1} = 10\,\mathrm{M\Omega}$ لیتے ہوئے

$$R_{G2} = R_{G1}\left(\frac{V_{SS}}{V_G} - 1\right) = 10 \times 10^6\left(\frac{5}{4.2} - 1\right) = 1.9\,\mathrm{M\Omega}$$

حاصل ہوتا ہے۔

مثال ۴.۱۴: شکل ۴.۲۰ الف میں I_{DS} اور V_{DS} حاصل کریں۔ گھٹاتا ماسفیٹ کے

$$\begin{aligned} k_n &= 0.1\,\mathrm{mAV^{-2}} \\ V_t &= -1\,\mathrm{V} \end{aligned}$$

ہیں۔

حل: ماسفیٹ کا گیٹ برقی زمین پر ہے یعنی $V_G = 0\,\mathrm{V}$ ہے۔ بقایا دوسروں کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$\begin{aligned} V_S &= I_{DS}R_S = 2000I_{DS} \\ V_D &= V_{DD} - I_{DS}R_D = 5 - 16000I_{DS} \end{aligned}$$

یوں

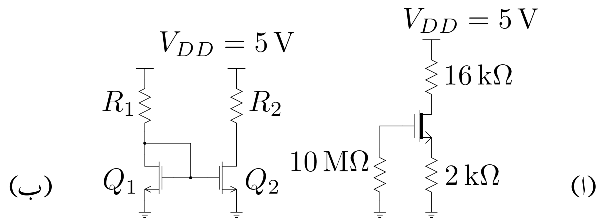
$$V_{GS} = V_G - V_S = 0 - 2000I_{DS} = -2000I_{DS}$$

تصور کرتے ہیں کہ ماسفیٹ افزائندہ ہے۔ اس طرح

$$\begin{aligned} I_{DS} &= \frac{k_n}{2}\left(V_{GS} - V_t\right)^2 \\ I_{DS} &= \frac{0.1 \times 10^{-3}}{2}\left[(-2000I_{DS}) - (-1)\right]^2 \\ I_{DS} &= 5.958\,\mathrm{mA}, 0.042\,\mathrm{mA} \end{aligned}$$

$5.958\,\mathrm{mA}$ کے برقی رو سے $V_{GS} = -5.958 \times 10^{-3} \times 2000 = -11.9\,\mathrm{V}$ حاصل ہوتا ہے جو کہ منقطع ماسفیٹ کی نشانی ہے لہٰذا اس جواب کو رد کیا جاتا ہے۔ $0.042\,\mathrm{mA}$ کے برقی رو سے $V_{GS} = -0.042 \times 10^{-3} \times 2000 = -0.084\,\mathrm{V}$ حاصل ہوتا ہے جو کہ چالو ماسفیٹ کی نشانی ہے۔ یہی صحیح جواب ہے۔ مزید یہ کہ

$$\begin{aligned} V_S &= 0.042 \times 10^{-3} \times 2000 = 0.084\,\mathrm{V} \\ V_D &= 5 - 0.042 \times 10^{-3} \times 16000 = 4.328\,\mathrm{V} \\ V_{DS} &= V_D - V_S = 4.328 - 0.084 = 4.224\,\mathrm{V} \\ V_{GD} &= V_G - V_D = 0 - 4.328 = -4.328\,\mathrm{V} \end{aligned}$$



شکل ۴.۲۰: ماسفیٹ کے یک سمت ادوار

چونکہ $V_{GD} < V_t$ ہے لہٰذا ماسفیٹ افزائندہ ہی ہے جیسے تصور کیا گیا تھا۔

مثال ۴.۱۵: شکل ۴.۲۰ ب میں برقی آئینہ[30] دکھایا گیا ہے۔ اس دور میں استعمال ہونے والے دونوں ماسفیٹ کو بالکل یکساں تصور کرتے ہوئے اسے حل کریں۔

حل: Q_1 کا گیٹ اس کے ڈرین کے ساتھ منسلک کیا گیا ہے۔ یہاں رک کر مثال ۴.۵ کو دوبارہ دیکھیں جہاں اس طرح جڑے ماسفیٹ پر تفصیلی گفتگو کی گئی ہے۔

ماسفیٹ کا گیٹ اور ڈرین جڑے ہونے کی وجہ سے ان دونوں پر برابر برقی دباو پایا جائے گا یعنی $V_{G1} = V_{D1}$ ہو گا۔ یوں $V_{GS1} = V_{DS1}$ اور $V_{GS1} - V_{DS1} < V_t$ ہو گا۔ یہ افزائندہ ماسفیٹ کی نشانی ہے۔

کرخوف کے قانون برائے برقی دباو کے تحت

$$
\begin{aligned}
V_{DD} &= I_{DS1}R_1 + V_{DS1}\\
V_{DS1} &= V_{DD} - I_{DS1}R_1
\end{aligned}
$$

ہے۔ چونکہ V_{DS1} اور V_{GS1} برابر ہیں لہٰذا

$$V_{GS1} = V_{DS1} = V_{DD} - I_{DS1}R_1$$

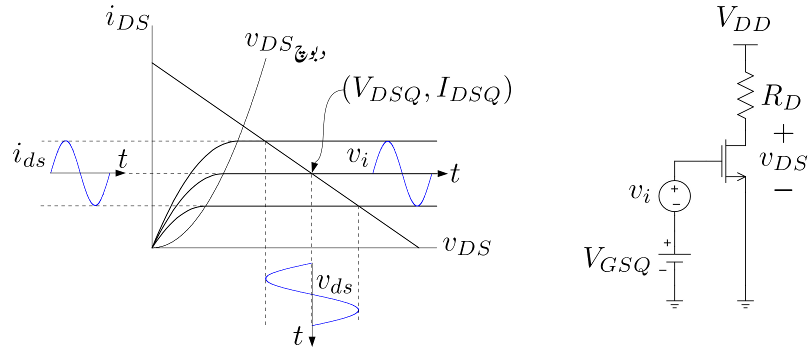
ہو گا اور یوں

$$
\begin{aligned}
I_{DS1} &= \frac{k_n}{2}\left(V_{GS} - V_t\right)^2\\
&= \frac{k_n}{2}\left[\left(V_{DD} - I_{DS1}R_1\right) - V_t\right]^2
\end{aligned}
$$

ہو گا۔ اس مساوات کو حل کرتے برقی رو کی دو مقداریں حاصل ہوں گے جن میں سے صرف ایک مقدار قابلِ قبول ہو گی۔ اس برقی رو کے مطابق V_{GS1} حاصل کیا جا سکتا ہے۔

---

[30] mirror



شکل ۴.۲۱: ماسفیٹ ایمپلیفائر

دور میں دونوں ماسفیٹ کے گیٹ آپس میں جڑے ہیں جبکہ دونوں کے سورس برقی زمین پر ہیں۔ یوں $V_{GS2} = V_{GS1}$ ہو گا۔ جب تک ماسفیٹ Q_2 بھی افزائندہ رہے اس کی برقی رو

$$I_{DS2} = \frac{k_n}{2}\left(V_{GS2} - V_t\right)^2$$

ہو گی جو کہ ماسفیٹ Q_1 کے برقی رو کے برابر ہے یعنی $I_{DS1} = I_{DS2}$۔ یوں R_1 کی مدد سے Q_1 میں درکار برقی رو حاصل کی جاتی ہے۔ چونکہ V_{GS1} اور V_{GS2} برابر ہیں لہٰذا Q_2 میں بھی Q_1 کے برقی رو جتنا برقی رو گزرے گا۔

۴.۹ ماسفیٹ ایمپلیفائر کا ترسیمی تجزیہ

ماسفیٹ کو بطور ایمپلیفائر استعمال کرنے کی خاطر اسے افزائندہ خطے میں مائل کیا جاتا ہے۔ شکل ۴.۲۱ میں ماسفیٹ ایمپلیفائر دکھایا گیا ہے۔ ساتھ ہی ماسفیٹ کے خطوط اور برقی خطِ بوجھ بھی دکھایا گیا ہے۔ افزائندہ خطے کے حد کو v_{DS} دبوچ کے خط سے دکھایا گیا ہے۔ ماسفیٹ ایمپلیفائر اس وقت تک خوش اسلوبی سے داخلی اشارے کو بڑھاتا ہے جب تک ماسفیٹ افزائندہ خطے میں رہے۔ ہم یہاں nMOSFET کو مثال بنا کر ماسفیٹ ایمپلیفائر پر تبصرہ کریں گے۔ ماسفیٹ کے بقایا تمام اقسام پر مبنی ایمپلیفائر بھی اسی طرح کام کرتے ہیں۔

شکل ۴.۲۱ میں نقطہ کارکردگی ماسفیٹ کے گیٹ پر برقی دباو V_{GSQ}، بوجھ کی مزاحمت R_D اور برقی دباو کی منبع V_{DD} تعین کرتے ہیں۔ $v_i = 0$ ہونے کی صورت میں ماسفیٹ نقطہ کارکردگی پر پایا جائے گا جہاں اس کے یک سمت برقی دباو V_{DSQ} اور یک سمت برقی رو I_{DSQ} ہوں گے۔ اب تصور کریں کہ باریک اشارہ v_i مثبت جانب بڑھتا ہے۔ یوں ماسفیٹ کے گیٹ پر کل برقی دباو V_{GSQ} سے بڑھ جائے گا جس سے i_{DS} بڑھ جائے گی جبکہ v_{DS} گھٹ جائے گا۔ اسی طرح اگر v_i منفی ہوتا ہے تو گیٹ پر برقی دباو گھٹے گا جس سے i_{DS} 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 خطِ بوجھ کی ڈھلوان کم کرنے سے v_{ds} بڑھتا ہے۔ $\frac{v_{ds}}{v_i}$ اس ایمپلیفائر کی افزائش برقی دباو A_v ہے۔

۴.۱۰ ماسفیٹ ایمپلیفائر کا تحلیلی تجزیہ

شکل ۴.۲۲ میں بڑھاتا ماسفیٹ کو استعمال کرتے ہوئے ایمپلیفائر کا دور بنایا گیا ہے جس میں دو عدد منبع برقی دباو 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 سمت منبع V_{GS} کے ساتھ سلسلہ وار بدلتا اشارہ v_{gs} منسلک کیا گیا ہے۔ اس دور کا مقصد داخلی اشارہ v_{gs} کا حیطہ 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۔

۴.۱۰.۱ یک سمت تجزیہ

ماسفیٹ کا نقطہ کارکردگی حاصل کرنے کی خاطر بدلتے اشارہ کو قصر دور کیا جاتا ہے یعنی اس کی قیمت صفر کر دی جاتی ہے۔ یوں

$$I_{DS} = \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_t)^2 \tag{۴.۴۴}$$

حاصل ہوتا ہے۔ خارجی جانب کرخوف کے قانون برائے برقی دباو سے

$$V_{DS} = V_{DD} - I_{DS} R_D \tag{۴.۴۵}$$

حاصل ہوتا ہے۔ ماسفیٹ افزائندہ رہنے کی خاطر

$$V_{GS} - V_{DS} < V_t$$

کا ہونا ضروری ہے۔

۴.۱۰.۲ بدلتا رو تجزیہ

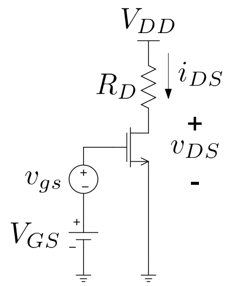
بدلتا رو تجزیہ کی خاطر دور میں v_{gs} پر نظر رکھی جائے گی۔ شکل ۴.۲۲ میں V_{GS} اور v_{gs} سلسلہ وار جوڑنے سے

$$v_{GS} = V_{GS} + v_{gs} \tag{۴.۴۶}$$

حاصل ہوتا ہے جس کو استعمال کرتے ہوئے

$$i_{DS} = \frac{k_n}{2} (v_{GS} - V_t)^2 \tag{۴.۴۷}$$

$$
\begin{aligned}
i_{DS} &= \frac{k_n}{2}\left(v_{GS}-V_t\right)^2 = \frac{k_n}{2}\left(V_{GS}+v_{gs}-V_t\right)^2 \\
&= \underbrace{\frac{k_n}{2}\left(V_{GS}-V_t\right)^2}_{\substack{I_{DS} \\ \text{یک سمتی جزو}}} + \underbrace{k_n\left(V_{GS}-V_t\right)v_{gs}}_{\substack{i_{ds} \\ \text{اشاراتی جزو}}} + \underbrace{\frac{k_n}{2}v_{gs}^2}_{\text{ناگوار جزو}}
\end{aligned}
$$



$v_{GS} = V_{GS} + v_{gs}$

شکل ۴.۲۲: ماسفیٹ ایمپلیفائر کے برقی رو کے مختلف اجزاء

سے

$$
\begin{aligned}
i_{DS} &= \frac{k_n}{2}\left(V_{GS}+v_{gs}-V_t\right)^2 \\
&= \frac{k_n}{2}\left[\left(V_{GS}-V_t\right)+v_{gs}\right]^2 \\
&= \frac{k_n}{2}\left[\left(V_{GS}-V_t\right)^2+2\left(V_{GS}-V_t\right)v_{gs}+v_{gs}^2\right] \\
&= \frac{k_n}{2}\left(V_{GS}-V_t\right)^2+k_n\left(V_{GS}-V_t\right)v_{gs}+\frac{k_n}{2}v_{gs}^2
\end{aligned} \tag{۴.۴۸}
$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس مساوات کا پہلا جزو $\frac{k_n}{2}\left(V_{GS}-V_t\right)^2$ یک سمت جزو ہے۔ یہ مساوات ۴.۴۴ میں دئے I_{DS} کے برابر ہے اور یوں اسے I_{DS} لکھا جا سکتا ہے۔ مساوات کا دوسرا جزو $k_n\left(V_{GS}-V_t\right)v_{gs}$ بدلتا رو جزو ہے۔ یہ جزو داخلی اشارہ کا $k_n\left(V_{GS}-V_t\right)$ گنا بڑھایا جزو ہے اور یوں اسے i_{ds} لکھا جا سکتا ہے۔ مساوات کا تیسرا جزو v_{gs} کے مربع کے راست تناسب ہے اور یوں یہ جزو اشارہ کی **شکل بگاڑتا**[31] 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

$$
\frac{k_n}{2}v_{gs}^2 \ll k_n\left(V_{GS}-V_t\right)v_{gs}
$$

اس سے حاصل ہوتا ہے

$$
v_{gs} \ll 2\left(V_{GS}-V_t\right) \tag{۴.۴۹}
$$

[31] distortion

مساوات ۴.۴۹ **باریک اشارہ**[۳۲] 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 ۴.۴۸ میں آخری جزو کو نظر انداز کیا جا سکتا ہے اور اسے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$i_{DS} \approx I_{DS} + i_{ds} \tag{۴.۵۰}$$

جہاں

$$i_{ds} = k_n \left(V_{GS} - V_t\right) v_{gs} \tag{۴.۵۱}$$

مساوات ۴.۵۱ کو یوں بھی لکھا جا سکتا ہے۔

$$i_d = g_m v_{gs} \tag{۴.۵۲}$$

جہاں

$$g_m = \frac{i_d}{v_{gs}} = k_n \left(V_{GS} - V_t\right) \tag{۴.۵۳}$$

ماسفیٹ کی باریک اشاراتی موصل-نما افزائش ہے۔ مساوات ۴.۴۴ کی مدد سے g_m کو یوں بھی لکھا جا سکتا ہے۔

$$\begin{aligned} g_m &= \sqrt{2I_{DS}k_n} \\ &= \frac{2I_{DS}}{V_{GS} - V_t} \end{aligned} \tag{۴.۵۴}$$

g_m کے باضابطہ تعریف کے مطابق یہ ماسفیٹ کے $i_{DS} - v_{GS}$ خط کے نقطہ مائل پر مماس کی ڈھلوان ہے یعنی

$$g_m = \left.\frac{\partial i_{DS}}{\partial v_{GS}}\right|_{v_{GS}=V_{GSQ}} \tag{۴.۵۵}$$

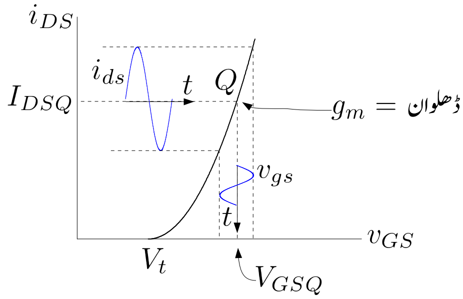
اشارہ v_{gs} کی موجودگی میں مساوات ۴.۴۵ مندرجہ ذیل صورت اختیار کر لیتا ہے۔

$$v_{DS} = V_{DD} - i_{DS}R_D \tag{۴.۵۶}$$

مساوات ۴.۵۰ کے استعمال سے

$$\begin{aligned} v_{DS} &= V_{DD} - \left(I_{DS} + i_{ds}\right) R_D \\ &= V_{DD} - I_{DS}R_D - i_{ds}R_D \end{aligned} \tag{۴.۵۷}$$

[۳۲] small signal



شکل ۴.۲۳: ماسفیٹ ایمپلیفائر کا گیٹ پر برقی دباو بالمقابل ماسفیٹ کی برقی رو کا خط

یہ مساوات داخلی اشارہ کے موجودگی میں خارجی برقی دباو دیتا ہے۔ داخلی اشارہ کے عدم موجودگی میں i_{ds} کی قیمت صفر ہو گی اور اس سے مساوات ۴.۴۵ حاصل ہو گا۔ اس مساوات کو یوں بھی لکھا جا سکتا ہے۔

$$v_{DS} = V_{DS} + v_{ds} \tag{۴.۵۸}$$

جہاں V_{DS} مساوات ۴.۴۵ میں دی گئی ہے جبکہ

$$v_{ds} = -i_{ds} R_D \tag{۴.۵۹}$$

ہے۔ مساوات ۴.۵۲ کی مدد سے

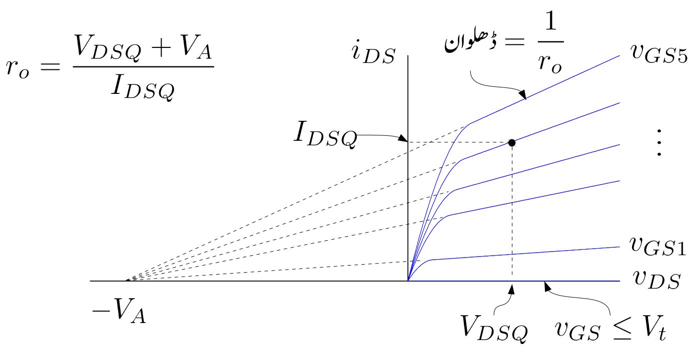
$$v_{ds} = -g_m R_D v_{gs} \tag{۴.۶۰}$$

حاصل ہوتا ہے جس سے افزائش برقی دباو یوں حاصل ہوتا ہے۔

$$A_v = \frac{v_{ds}}{v_{gs}} = -g_m R_D \tag{۴.۶۱}$$

یہاں منفی علامت کا مطلب یہ ہے کہ جب داخلی اشارہ v_{gs} مثبت ہو تب خارجی اشارہ v_{ds} منفی ہو گا یعنی یہ دو اشارات آپس میں $180°$ زاویہ پر رہتے ہیں۔

شکل ۴.۲۳ میں مساوات ۴.۴۷ 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 ۴.۲۴: ارلی برقی دباو

۴.۱۱ ماسفیٹ ریاضی نمونہ

اس حصے میں ماسفیٹ کے **ریاضی نمونے**[۳۳] حاصل کئے جائیں گے جنہیں استعمال کر کے بدلتے برقی دباو اور بدلتے برقی رو حاصل کئے جاتے ہیں۔

۴.۱۱.۱ خارجی مزاحمت r_o

ماسفیٹ کو بطور ایمپلیفائر استعمال کرنے کی خاطر اسے افزائندہ خطے میں مائل کیا جاتا ہے۔ مساوات ۴.۲۶ کے مطابق افزائندہ خطے میں v_{DS} تبدیل کرنے سے i_{DS} پر کوئی اثر نہیں ہوتا۔ صفحہ ۳۸۱ پر شکل ۴.۵ پ میں v_{DS} کو $v_{DS\text{دبوچ}}$ سے بڑھانے پر پیدا کردہ راہ کی لمبائی کم ہوتے دکھائی گئی ہے۔ مساوات ۴.۲۶ حاصل کرتے وقت اس اثر کو نظر انداز کیا گیا۔ پیدا کردہ راہ کی لمبائی کم ہونے سے پیدا کردہ راہ کی مزاحمت کم ہو جاتی ہے اور یوں i_{DS} بڑھ جاتا ہے۔ بڑھتے برقی دباو کے ساتھ پیدا کردہ راہ کی لمبائی کم ہونے کے اثر کو ہم مساوات ۴.۲۶ میں **ارلی برقی دباو**[۳۴] V_A کے طرز کا جزو شامل کرنے سے حاصل کر سکتے ہیں جیسے

$$\begin{aligned} i_{DS} &= \frac{k_n'}{2}\left[\frac{W}{L}\right][v_{GS}-V_t]^2\left[1+\frac{v_{DS}}{V_A}\right] \\ &= \frac{k_n}{2}[v_{GS}-V_t]^2\left[1+\frac{v_{DS}}{V_A}\right] \end{aligned} \tag{۴.۶۲}$$

ارلی برقی دباو کے اثر کو شامل کرتے ہوئے ماسفیٹ کے خط شکل ۴.۲۴ میں گراف کئے گئے ہیں۔ اس مساوات سے ماسفیٹ کا خارجی مزاحمت حاصل کرنے کی غرض سے اس کا تفرق نقطہ مائل پر لیتے

[۳۳] model
[۳۴] Early voltage

ہیں۔

$$\left.\frac{\partial i_{DS}}{\partial v_{DS}}\right|_{V_{GS}} = \frac{k_n}{2}\left(V_{GS}-V_t\right)^2 \frac{1}{V_A}$$

اور یوں

$$r_o = \left.\frac{\partial i_{DS}}{\partial v_{DS}}\right|_{v_{GS}}^{-1} = \frac{1}{\frac{k_n}{2}\left[v_{GS}-V_t\right]^2 \frac{1}{V_A}} \tag{۴.۶۳}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اگر ارلی برقی دباو کے اثر کو نظر انداز کیا جائے تو $\frac{k_n}{2}\left(v_{GS}-V_t\right)^2$ کو I_{DS} لکھا جا سکتا ہے اور یوں مندرجہ بالا خارجی مزاحمت کی مساوات کو بہتر طریقے سے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$r_o = \left.\frac{\partial i_{DS}}{\partial v_{DS}}\right|_{v_{GS}}^{-1} \approx \frac{V_A}{I_{DS}} \tag{۴.۶۴}$$

ہم V_A کو **ارلی برقی دباو** ہی کہیں گے۔ **ارلی برقی دباو** کی قیمت پیدا کردہ راہ کے لمبائی کے راست تناسب ہوتا ہے۔

$$V_A \propto L_{\text{راہ}} \tag{۴.۶۵}$$

یوں r_o بڑھانے کی خاطر زیادہ لمبائی کی راہ تخلیق دی جاتی ہے۔ ماسفیٹ کے ارلی برقی دباو کی عمومی قیمت 200 V تا 300 V ہوتی ہے۔

۴.۱۱.۲ وسیع اشاراتی ماسفیٹ ریاضی نمونہ

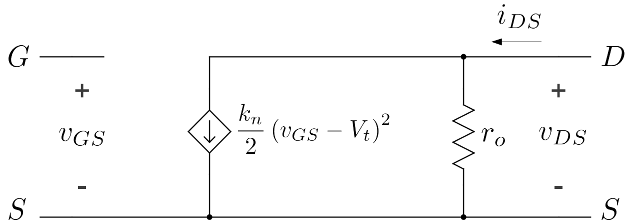
افزائندہ خطے میں ماسفیٹ کا وسیع اشاراتی ریاضی نمونہ[۳۵] شکل ۴.۲۵ میں دکھایا گیا ہے۔ اس ریاضی نمونے کے داخلی جانب مزاحمت لامحدود ہے جبکہ مساوات ۴.۶۴ اس کا خارجی مزاحمت r_o دیتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ اس ریاضی نمونے سے درست i_{DS} حاصل ہوتا ہے۔

۴.۱۱.۳ باریک اشاراتی ماسفیٹ π ریاضی نمونہ

ماسفیٹ کا باریک اشاراتی ریاضی نمونہ بالکل BJT ٹرانزسٹر کی طرح حاصل کیا جاتا ہے۔ افزائندہ خطے میں استعمال ہوتے ماسفیٹ کا باریک اشاراتی ریاضی نمونہ حاصل کرنے کی غرض سے مساوات ۴.۲۸ کا جزوی تفرق حاصل کرتے ہیں جس سے افزائش g_m حاصل ہو گی۔ جزوی تفرق کی قیمت نقطہ مائل V_{GS} پر حاصل کیا جاتا ہے۔ یوں

$$g_m = \left.\frac{\partial i_{DS}}{\partial v_{GS}}\right|_{V_{GS}} = k_n\left[V_{GS}-V_t\right] \tag{۴.۶۶}$$

[۳۵] model



شکل ۴.۲۵: وسیع اشارات ماسفیٹ ریاضی نمونہ

حاصل ہوتا ہے۔ مساوات ۴.۲۸ کی یک سمت شکل

$$I_{DS} = \frac{k_n}{2}\left(V_{GS} - V_t\right)^2$$

سے

$$V_{GS} - V_t = \sqrt{\frac{2I_{DS}}{k_n}}$$

حاصل ہوتا ہے جس کی مدد سے مساوات ۴.۶۶ کو یوں بھی لکھا جا سکتا ہے۔

$$g_m = k_n\left[V_{GS} - V_t\right] = k_n\sqrt{\frac{2I_{DS}}{k_n}} = \sqrt{2k_n I_{DS}} \tag{۴.۶۷}$$

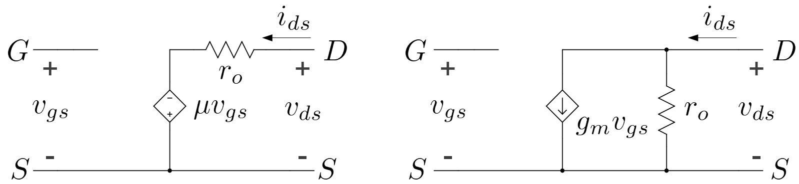
مساوات ۴.۶۴ سے حاصل r_o اور مساوات ۴.۶۷ سے حاصل g_m استعمال کرتے ہوئے ماسفیٹ کا **پست تعددی باریک اشاراتی ماسفیٹ پائے ریاضی نمونہ** حاصل ہوتا ہے جسے شکل ۴.۲۶ میں دائیں ہاتھ دکھایا گیا ہے۔ اس ریاضی نمونے کا عمومی نام π ریاضی نمونہ ہے۔ دو جوڑ ٹرانزسٹر کے باریک اشاراتی ریاضی نمونہ کے ساتھ موازنہ کرتے ہوئے صاف ظاہر ہے کہ ماسفیٹ کا داخلی مزاحمت لامحدود ہونے کی وجہ سے اس کی داخلی برقی رو صفر ہو گی۔ ماسفیٹ کے g_m کا دو جوڑ ٹرانزسٹر 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 جوڑ ٹرانزسٹر کی برقی رو صرف دگنا کرنے سے ہی اس کا g_m دگنا ہو جاتا ہے۔

شکل ۴.۲۶ 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 دباو $g_m v_{gs} r_o$ کے برابر لیتے ہوئے

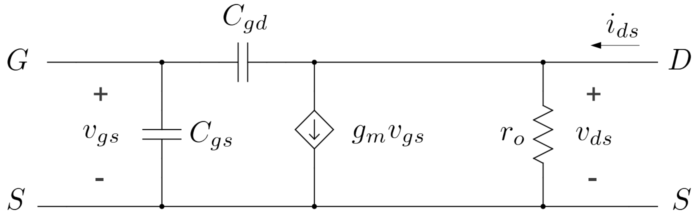
$$\mu = g_m r_o$$

حاصل ہوتا ہے۔

ماسفیٹ کے گیٹ اور سورس کے مابین C_{gs} کپیسٹر پایا جاتا ہے۔ اسی طرح گیٹ اور ڈرین کے مابین C_{gd} کپیسٹر پایا جاتا ہے۔ کم تعدد پر ان کپیسٹر کو نظر انداز کیا جاتا ہے البتہ بلند تعدد پر ان کو نظر انداز کرنا ممکن نہیں ہوتا۔ یوں



شکل ۴.۲۶: پست تعددی باریک اشاراتی ماسفیٹ پائے ریاضی نمونہ



شکل ۴.۲۷: بلند تعددی باریک اشاراتی ماسفیٹ پائے ریاضی نمونہ

بلند تعدد پر ماسفیٹ کے پائے ریاضی نمونے میں انہیں شامل کرنے سے **بلند تعددی پائے ریاضی نمونہ** حاصل ہوتا ہے جسے شکل ۴.۲۷ میں دکھایا گیا ہے۔ کم v_{DS} کی صورت میں غیر افزائندہ ماسفیٹ کے گیٹ کے نیچے **الٹا خطہ** سورس سے ڈرین تک تقریباً یکساں شکل کا ہوتا ہے۔ گیٹ اور **الٹا خطہ** مل کر کپیسٹر $\frac{\epsilon WL}{d}$ کو جنم دیتے ہیں۔ اس کپیسٹر کا آدھا حصہ C_{gs} اور آدھا C_{gd} ہے یعنی

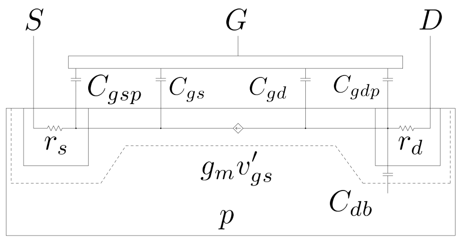
$$C_{gs} \approx C_{gd} \approx \left(\frac{1}{2}\right)\frac{\epsilon WL}{d} \tag{۴.۶۸}$$

جہاں W گیٹ کی چوڑائی، L گیٹ کی لمبائی، d گیٹ اور سلیکان کے درمیان فاصلہ ہے۔ $\epsilon = \epsilon_r \epsilon_0$ ہے جہاں $\epsilon_r = 3.9$ جبکہ $\epsilon_0 = 8.85 \times 10^{-12}\,\frac{\mathrm{F}}{\mathrm{m}}$ 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 $C_{gd} \approx 0$ جبکہ $C_{gs} \approx \frac{2\epsilon WL}{3d}$ ہوتا ہے۔

$$\begin{aligned} C_{gd} &\approx 0 \\ C_{gs} &\approx \left(\frac{2}{3}\right)\frac{\epsilon WL}{d} \end{aligned} \tag{۴.۶۹}$$

ان کے علاوہ گیٹ کا کچھ حصہ سورس کو اور کچھ حصہ ڈرین کو ڈھانپتا ہے جس سے گیٹ اور سورس کے مابین غیر مطلوب کپیسٹر C_{gsp} اور اسی طرح گیٹ اور ڈرین کے مابین غیر مطلوب کپیسٹر C_{gsp} پیدا ہوتا ہے۔ ڈرین اور



شکل ۴.۲۸: ماسفیٹ ریاضی نمونے کے اجزاء

سلیکان پتری کا مابین pn جوڑ پایا جاتا ہے جس کے کپیسٹر کو C_{db} سے ظاہر کیا جاتا ہے۔

ماسفیٹ کے ریاضی نمونے میں C_{gs} گیٹ اور سورس کے درمیان دونوں اقسام کے کپیسٹروں کے مجموعے کو کہتے ہیں۔ اسی طرح C_{gd} بھی دونوں اقسام کے کپیسٹروں کے مجموعے کو ظاہر کرتا ہے۔ شکل ۴.۲۸ میں ان تمام قسم کے کپیسٹروں کو دکھایا گیا ہے۔ ساتھ ہی ساتھ مزاحمت r_s اور r_d بھی دکھائے گئے ہیں۔ بیرونی سورس سرے اور اندرونی سورس کے درمیان r_s مزاحمت پایا جاتا ہے۔ اسی طرح بیرونی ڈرین سرے اور اندرونی 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 جوڑ ٹرانزسٹر کے پائے ریاضی نمونوں کی طرح ماسفیٹ کے باریک اشاراتی پائے ریاضی نمونے nMOSFET اور pMOSFET دونوں کے لئے یکساں قابل استعمال ہیں۔

۴.۱۱.۴ باریک اشاراتی ماسفیٹ ٹی ریاضی نمونہ

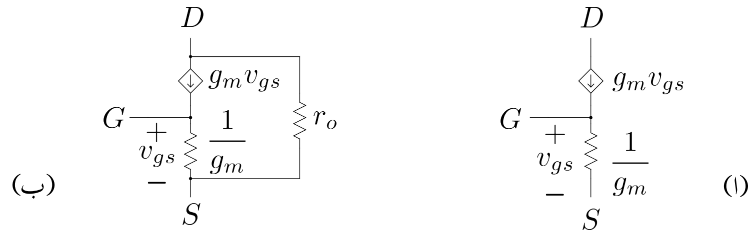
شکل ۴.۲۹ الف میں r_o کو نظر انداز کرتے ہوئے ماسفیٹ کا **ٹی ریاضی نمونہ**[۳۶] دکھایا گیا ہے۔ اس ریاضی نمونے میں گیٹ اور سورس کے مابین مزاحمت نسب ہے جس کی قیمت $\frac{1}{g_m}$ ہے۔ اس ماسفیٹ ریاضی نمونے کو پائے ریاضی نمونے سے یوں حاصل کیا جا سکتا ہے۔ پائے ریاضی نمونے میں

$$\begin{aligned} i_g &= 0 \\ i_d &= i_s = i_{ds} = g_m v_{gs} \end{aligned} \tag{۴.۷۰}$$

پائے جاتے ہیں جہاں i_d اور i_s 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 مابین مزاحمت نسب ہے جس پر برقی دباو v_{gs} ہے۔ یوں اُوہم کے قانون سے اس مزاحمت میں برقی رو کی مقدار

$$\frac{\text{برقی دباو}}{\text{برقی رو}} = \frac{v_{gs}}{\frac{1}{g_m}} = g_m v_{gs}$$

[۳۶] T model



شکل ۴.۲۹: باریک اشاراتی ماسفیٹ ٹی ریاضی نمونہ

ہو گی۔ یہی برقی رو سورس پر ہو گی۔ گیٹ G کے جوڑ پر D کی جانب سے $g_m v_{gs}$ برقی رو آتی ہے۔ اس جوڑ سے اتنی ہی برقی رو مزاحمت سے گزرتے ہوئے S رواں ہے۔ یوں کرخوف کے قانون برائے برقی رو کی مدد سے گیٹ پر برقی رو $i_g = 0$ حاصل ہوتی ہے۔ داخلی مزاحمت $\frac{v_{gs}}{i_g}$ کی قیمت $i_g = 0$ کی بنا پر لامحدود حاصل ہوتی ہے۔ ہم دیکھتے ہیں کہ ٹی ریاضی نمونے سے بھی بالکل وہی جوابات حاصل ہوتے ہیں جو پائے ریاضی نمونے سے حاصل ہوتے ہیں لہٰذا ماسفیٹ کے ادوار حل کرتے وقت ٹی ریاضی نمونے کو بھی استعمال کیا جا سکتا ہے۔ ٹی ریاضی نمونے میں r_o کی شمولیت شکل ۴.۲۹ ب میں دکھایا گیا ہے۔

دو جوڑ ٹرانزسٹر کے ٹی ریاضی نمونے کی طرح شکل ۴.۲۹ میں دکھائے گئے ماسفیٹ کے ٹی ریاضی نمونے دونوں اقسام کے ماسفیٹ یعنی nMOSFET اور pMOSFET کے لئے قابل استعمال ہیں۔

۴.۱۱.۵ یک سمت اور بدلتے متغیرات کی علیحدگی

مندرجہ بالا تذکرہ سے ہم دیکھتے ہیں کہ برقی دباو اور برقی رو کے دو حصے (یعنی یک سمت حصہ اور بدلتا حصہ) ہوتے ہے۔ ماسفیٹ کے ادوار حل کرتے وقت ان دو حصوں کو علیحدہ علیحدہ حل کیا جاتا ہے۔ پہلے بدلتے متغیرات کی قیمتیں صفر کرتے ہوئے یک سمت حصہ حل کر کے نقطہ مائل حاصل کیا جاتا ہے اور پھر بدلتے حصے کو ریاضی نمونے کی مدد سے حل کیا جاتا ہے۔

مثال ۴.۱۶: مساوات ۴.۴۸ میں $\frac{k_n v_{gs}^2}{2}$ ناپسندیدہ حصہ ہے۔ اگر داخلی اشارہ $v_{gs} = V_p \cos \omega t$ ہو تب ناپسندیدہ جزو میں $\cos^2 \omega t = \frac{1+\cos(2\omega t)}{2}$ استعمال کرتے ہوئے $\frac{k_n V_p^2}{4}\left[1+\cos(2\omega t)\right]$ لکھا جا سکتا ہے جو داخلی اشارے کے دگنی تعدد کا جزو ہے۔ یہی اصل اشارے کی شکل **بگاڑتا** ہے۔ خارجی اشارے میں دگنی تعدد اور اصل تعدد کے اجزاء کے حیطوں کی نسبت حاصل کریں۔ اگر $V_t = 1.4\,\mathrm{V}$ اور $V_{GS} = 4\,\mathrm{V}$ ہوں تب داخلی اشارے کی چوٹی کی وہ حد حاصل کریں جس پر حاصل کردہ نسبت $1\,\%$ ہو۔

حل: دگنی تعدد کا حصہ $\frac{k_n V_p^2}{4}\cos(2\omega t)$ ہے۔ یوں

$$\frac{\text{بگڑا جزو}}{\text{اصل جزو}} = \frac{V_p}{4\left(V_{GS}-V_t\right)}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس طرح

$$\frac{V_p \times 100}{4\,(4-1.4)} = 1$$

سے $V_p \leq 104\,\mathrm{mV}$ حاصل ہوتا ہے۔

مثال ۴.۱۷: ایک دور جسے شکل ۴.۱۷ ب میں دکھایا گیا ہے کا تجزیہ کرتے ہوئے مندرجہ ذیل معلومات حاصل کئے جاتے ہیں۔

$$\begin{aligned}V_{DD} &= 15\,\mathrm{V}\\ R_D &= 6.8\,\mathrm{k\Omega}\\ R_S &= 560\,\Omega\\ R_{G1} &= 10\,\mathrm{M\Omega}\\ R_{G2} &= 15\,\mathrm{M\Omega}\end{aligned}$$

مزید اس کے گیٹ پر $V_G = 6\,\mathrm{V}$ جبکہ سورس پر $V_S = 0.81\,\mathrm{V}$ ناپے جاتے ہیں۔ ساتھ ہی ساتھ باریک اشاراتی برقی دباو کی افزائش $A_v = -6.8\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}$ ناپی جاتی ہے جہاں خارجی اشارے کو ڈرین سے لیا گیا۔ استعمال کئے گئے ماسفیٹ کی k_n اور V_t حاصل کریں۔

حل: اُوہم کے قانون سے

$$I_{DS} = \frac{V_S}{R_S} = \frac{0.81}{560} = 1.4464\,\mathrm{mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ ساتھ ہی ساتھ

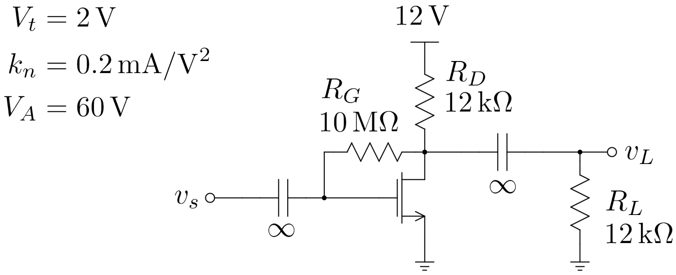
$$V_{GS} = V_G - V_S = 6 - 0.81 = 5.19\,\mathrm{V}$$

ہے۔ مساوات ۴.۶۱ کی مدد سے $g_m = 1\,\mathrm{mA/volt}$ حاصل کرتے ہوئے مساوات ۴.۵۳ میں پر کرتے ملتا ہے۔

$$10^{-3} = k_n\,(5.19 - V_t)$$

تصور کرتے ہیں کہ ماسفیٹ افزائندہ خطے میں ہے یوں افزائندہ ماسفیٹ کی مساوات سے

$$1.4464 \times 10^{-3} = \frac{k_n}{2}\,(5.19 - V_t)^2$$



شکل ۴.۳۰: ماسفیٹ ایمپلیفائر

حاصل ہوتا ہے۔ مندرجہ بالا دو نتائج ملا کر

$$1.4464 \times 10^{-3} = \frac{k_n}{2}\left(\frac{10^{-3}}{k_n}\right)^2$$

لکھا جا سکتا ہے جس سے $k_n = 0.345\,\frac{\mathrm{mA}}{\mathrm{V^2}}$ حاصل ہوتا ہے۔ اس قیمت کو استعمال کرتے ہوئے $V_t = 2.29\,\mathrm{V}$ حاصل ہوتا ہے۔
شکل کو دیکھتے ہوئے

$$V_D = V_{DD} - I_{DS}R_D = 12 - 1.4464 \times 10^{-3} \times 6800 = 2.16\,\mathrm{V}$$

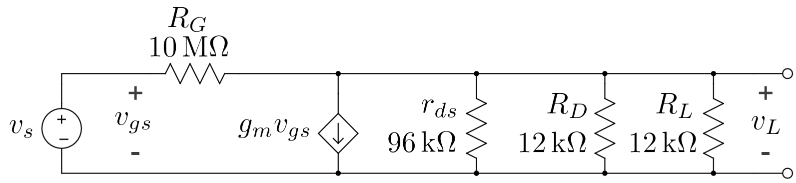
لکھا جا سکتا ہے۔ یوں

$$V_{GD} = V_G - V_D = 6 - 5.16 = 0.835\,\mathrm{V}$$

حاصل ہوتا ہے جو V_t سے کم ہے لہٰذا ماسفیٹ افزائندہ خطے میں ہی ہے۔

مثال ۴.۱۸: شکل ۴.۳۰ میں ماسفیٹ ایمپلیفائر دکھایا گیا ہے۔ داخلی اور خارجی جانب لامحدود جفتی کپیسٹر استعمال کئے گئے ہیں۔ داخلی مزاحمت، خارجی مزاحمت اور افزائش $A_v = \frac{v_L}{v_s}$ حاصل کریں۔

حل: چونکہ گیٹ پر برقی رو صفر ہے لہٰذا R_G پر صفر وولٹ کا گھٹاو ہوگا۔ اس طرح $V_G = V_D$ ہوں گے، یعنی $V_{GS} = V_{DS}$ ہوگا، لہٰذا $V_{GD} = 0\,\mathrm{V}$ ہوگا۔ یوں $V_{GD} < V_t$ ہے جس سے ثابت ہوتا ہے کہ ماسفیٹ



شکل ۴.۳۱: ماسفیٹ ایمپلیفائر کا مساوی باریک اشاراتی دور

افزائندہ خطے میں ہے۔ یوں

$$\begin{aligned} I_{DS} &= \frac{0.2 \times 10^{-3}}{2} \left(V_{GS} - 2\right)^2 \\ &= \frac{0.2 \times 10^{-3}}{2} \left(V_{DS} - 2\right)^2 \end{aligned}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ اُوہم کے قانون سے

$$I_{DS} = \frac{12 - V_{DS}}{R_D} = \frac{12 - V_{DS}}{12000}$$

حاصل ہوتا ہے۔ ان دو مساوات کو ملا کر حل کرنے سے

$$V_{DS} = 4.5\,\mathrm{V}, \quad I_{DS} = 0.625\,\mathrm{mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔ دو درجی مساوات کے دوسرے جواب کو رد کیا جاتا ہے۔ g_m کی قیمت

$$\begin{aligned} g_m &= k_n \left(V_{GS} - V_t\right) \\ &= 0.2 \times 10^{-3} \left(4.5 - 2\right) \\ &= 0.5\,\frac{\mathrm{mA}}{\mathrm{V}} \end{aligned}$$

اور خارجی مزاحمت r_o کی قیمت

$$r_o = \frac{V_A}{I_{DS}} = \frac{60}{0.625 \times 10^{-3}} = 96\,\mathrm{k\Omega}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ شکل ۴.۳۱ میں ان قیمتوں کو استعمال کرتے ہوئے مساوی پست تعددی باریک اشاراتی دور دکھایا گیا ہے۔ R_G سے گزرتے برقی رو کو نظر انداز کرتے ہوئے

$$\begin{aligned}
v_L &\approx -g_m v_{gs} \overbrace{(r_o \parallel R_D \parallel R_L)}^{5.647\,\mathrm{k\Omega}}\\
&= -2.823 v_{gs}
\end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ v_{gs} اور v_s برابر ہیں لہٰذا

$$A_v = \frac{v_L}{v_s} = -2.823\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}$$

حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ R_G میں برقی رو

$$\begin{aligned}
i_s &= \frac{v_s - v_L}{R_G}\\
&= \frac{v_s}{R_G}\left(1 - \frac{v_L}{v_s}\right)\\
&= \frac{v_s}{R_G}\left[1 - (-2.823)\right]\\
&= 3.823\frac{v_s}{R_G}
\end{aligned}$$

کے برابر ہے لہٰذا داخلی مزاحمت

$$R_i = \frac{v_s}{i_s} = \frac{R_G}{3.823} = 2.6\,\mathrm{M\Omega}$$

حاصل ہوتا ہے۔

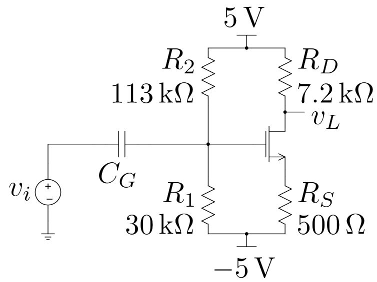
مثال ۴.۱۹: شکل ۴.۳۲ میں $V_t = 0.8\,\mathrm{V}$ اور $k_n = 1.2\,\frac{\mathrm{mA}}{\mathrm{V^2}}$ ہیں۔ r_o کو نظرانداز کرتے ہوئے $A_v = \frac{v_L}{v_i}$ حاصل کریں۔ کپیسٹر کی قیمت لامحدود تصور کریں۔

حل: یک سمت تجزیہ سے $I_{DS} = 0.6\,\mathrm{mA}$، $V_{GS} = 1.8\,\mathrm{V}$ اور $V_{DS} = 5.38\,\mathrm{V}$ حاصل ہوتے ہیں۔ یوں ماسفیٹ افزائندہ خطے میں ہے۔ انہیں استعمال کرتے ہوئے

$$g_m = \sqrt{2k_n I_{DS}} = \sqrt{2 \times 1.2 \times 10^{-3} \times 0.6 \times 10^{-3}} = 1.2\,\mathrm{mS}$$

حاصل ہوتا ہے۔ ایمپلیفائر کا باریک اشاراتی مساوی دور شکل ۴.۳۳ میں دکھایا گیا ہے جس سے

$$\begin{aligned}
v_L &= -g_m v_{gs} R_D = -8.64 v_{gs}\\
v_g &= v_i\\
v_s &= g_m v_{gs} R_S = 0.6 v_{gs}
\end{aligned}$$



شکل ۴.۳۲: مشترک ایمٹر بمع ایمٹر مزاحمت

حاصل ہوتے ہیں۔ چونکہ $v_{gs} = v_g - v_s$ ہے لہٰذا

$$v_{gs} = v_i - 0.6v_{gs}$$

لکھا جا سکتا 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

$$v_L = -8.64 \times 0.625 \times v_i = -5.4v_i$$

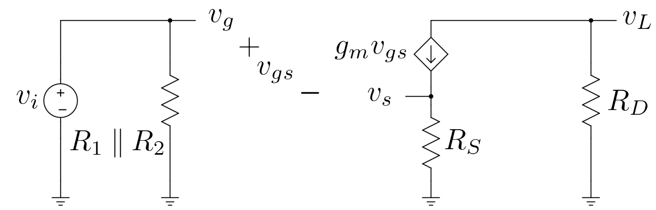
یعنی

$$A_v = \frac{v_L}{v_i} = -5.4\,\frac{\text{V}}{\text{V}}$$

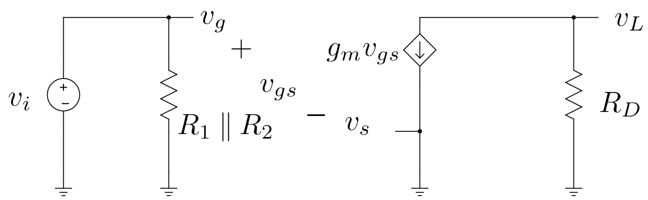
مثال ۴.۲۰: مثال ۴.۱۹ میں R_S کے متوازی لامحدود قیمت کا کپیسٹر نسب کرتے ہوئے A_v دوبارہ حاصل کریں۔

حل: کپیسٹر نسب کرنے سے نقطہ کارکردگی پر کوئی اثر نہیں پڑتا لہٰذا $g_m = 1.2\,\text{mS}$ ہی رہے گا۔ باریک اشاراتی مساوی دور شکل ۴.۳۴ میں دکھایا گیا ہے جس سے

$$v_L = -g_m v_{gs} R_D = -8.64v_{gs}$$
$$v_g = v_i$$
$$v_s = 0$$



شکل ۴.۳۳: مشترک ایمٹر بمع ایمٹر مزاحمت کا باریک اشاراتی مساوی دور



شکل ۴.۳۴

یعنی

$$
\begin{aligned}
v_{gs} &= v_i \\
v_L &= -8.64 v_i
\end{aligned}
$$

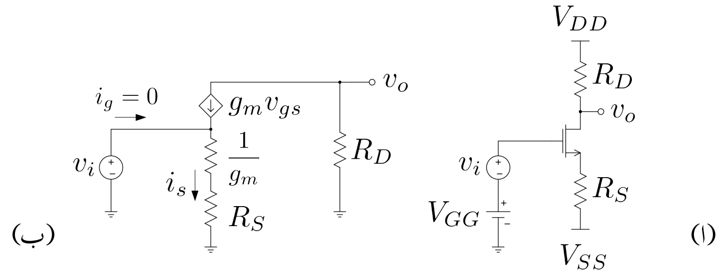
اور

$$A_v = -8.64 \, \frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}$$

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 کارکردگی مستحکم ہوتا ہے لہٰذا R_S کا استعمال کیا جاتا ہے۔ R_S کے متوازی لامحدود کپیسٹر نسب کرنے سے A_v پر R_S کے بُرے اثر کو ختم کیا جاتا ہے۔

مثال ۴.۲۱: شکل ۴.۳۵ الف کے ایمپلیفائر کو ٹی ریاضی نمونے سے حل کریں۔



شکل ۴.۳۵

حل: شکل ب میں ٹی ریاضی نمونے استعمال کرتے ہوئے اس کا باریک اشاراتی مساوی دور دکھایا گیا ہے۔ ٹی ریاضی نمونے استعمال کرتے وقت اس حقیقت کو بروئے کار لائیں کہ گیٹ پر برقی رو صفر رہتی ہے۔ شکل میں $i_g = 0$ لکھ کر اس حقیقت کی یاد دہانی کرائی گئی ہے۔ داخلی جانب کرخوف کے قانون برائے برقی دباو کی مدد سے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$i_s = \frac{v_i}{\frac{1}{g_m} + R_S}$$

چونکہ $i_g = 0$ ہے لہٰذا یہی برقی رو R_D سے بھی گزرے گی۔ اس طرح

$$v_o = -\left(\frac{v_i}{\frac{1}{g_m} + R_S}\right) R_D$$

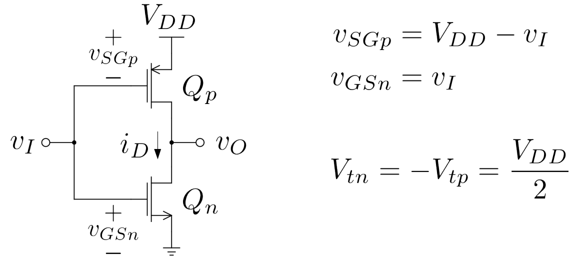
ہو گا۔ جس سے

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = -\left(\frac{R_D}{\frac{1}{g_m} + R_S}\right) \tag{۴.۷۱}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس مساوات کو یوں بہتر طرز پر لکھا جا سکتا ہے

$$A_v = -\frac{\sum R_{\text{ڈرین}}}{\sum R_{\text{سورس}}} \tag{۴.۷۲}$$

صفحہ ۳۰۳ پر مساوات ۳.۲۱۷ میں $\alpha = 1$ لیتے ہوئے مساوات ۴.۷۲ ہی حاصل ہوتا ہے۔ دو جوڑ ٹرانزسٹر کی صورت میں $\frac{1}{g_m}$ کو r_e لکھا گیا جبکہ یہاں ہم اس کو $\frac{1}{g_m}$ ہی لکھیں گے۔



شکل ۴.۳۶: نفی کار

۴.۱۲ سیماس نفی کار

عددی ادوار[۳۷] میں **نفی کار**[۳۸] کلیدی کردار ادا کرتا ہے۔ جیسا کہ پہلے بھی ذکر کیا گیا، سیماس ٹیکنالوجی کی بہتر خصوصیات کی بنا پر مخلوط ادوار زیادہ تر انہیں کو استعمال کرتے ہوئے بنائے جاتے ہیں۔

شکل ۴.۳۶ الف میں ایک عدد pMOSFET اور ایک عدد nMOSFET استعمال کرتے ہوئے نفی کار بنایا گیا ہے۔ عددی اشارات صرف دو ہی قیمتیں 0 V یعنی پست صورت یا 5 V یعنی بلند صورت اختیار کر سکتے ہیں۔ آئیں v_I کو ان قیمتوں پر رکھتے ہوئے خارجی اشارہ v_O حاصل کریں۔ شکل کو دیکھتے ہوئے

$$
\begin{aligned}
v_{SGp} &= V_{DD} - v_I \\
v_{GSn} &= v_I
\end{aligned}
\tag{۴.۷۳}
$$

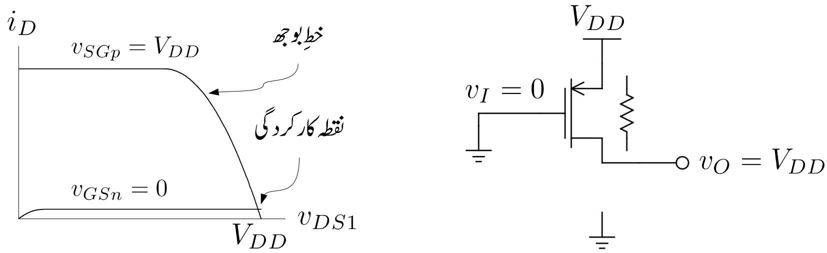
لکھا جا سکتا ہے۔ مزید تصور کریں کہ

$$
V_{tn} = -V_{tp} = V_t
\tag{۴.۷۴}
$$

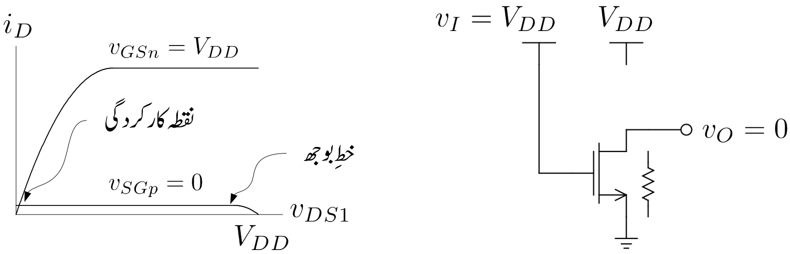
کے برابر ہے۔

داخلی اشارہ $v_I = 0\,\mathrm{V}$ کی صورت میں مساوات ۴.۷۳ سے $v_{GSn} = 0\,\mathrm{V}$ حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ V_{tn} مثبت مقدار ہے لہٰذا $v_{GSn} < V_{tn}$ ہے۔ اس طرح Q_n منقطع ہوگا اور اس کی برقی رو صفر ہوگی۔ اس کے برعکس Q_p کے لئے مساوات ۴.۷۳ کے مطابق $v_{SGp} = V_{DD}$ حاصل ہوتا ہے۔ یوں $v_{SGp} > -V_{tp}$ ہے لہٰذا Q_p چالو ہوگا۔ شکل ۴.۳۷ میں منقطع Q_n کے خط پر چالو Q_p کے خط کو بطور خطِ بوجھ دکھایا گیا ہے۔ Q_p کے خط کا عمودی محور میں عکس لینے کے بعد اس عکس کو افقی محور پر دائیں جانب V_{DD} اکایاں منتقل کرنے سے خطِ بوجھ[۳۹] 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 کارکردگی کے مطابق $v_{DSQ} \approx V_{DD}$ کے برابر ہے۔ اس طرح $v_I = 0$ کی صورت میں $v_O = V_{DD}$ حاصل ہوتا ہے۔

[۳۷] digital circuits
[۳۸] NOT gate
[۳۹] صفحہ ۲۶۸ پر حصہ ۳.۱۲ کے شروع میں ٹرانزسٹر خطِ بوجھ کھینچنا دکھایا گیا۔ اس طریقے پر ایک مرتبہ دوبارہ نظر ڈالیں۔



شکل ۴.۳۷: داخلی اشارہ پست ہونے کی صورت میں خارجی اشارہ بلند حاصل ہوتا ہے۔



شکل ۴.۳۸: داخلی اشارہ بلند ہونے کی صورت میں خارجی اشارہ پست حاصل ہوتا ہے۔

یہی جواب خطوط کھینچے بغیر یوں حاصل کیا جا سکتا ہے۔ منقطع Q_n کو کھلے دور جبکہ چالو Q_p کو بطور مزاحمت تصور کریں۔ ایسا کرنے سے شکل ۴.۳۷ 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 ۴.۷۳ سے $v_{GSn}=V_{DD}$ حاصل ہوتا ہے لہٰذا $v_{GSn}>V_{tn}$ ہے۔ اس طرح Q_n چالو ہو گا۔ اس کے برعکس Q_p کے لئے مساوات ۴.۷۳ کے مطابق $v_{SGp}=0$ حاصل ہوتا ہے۔ یوں $v_{SGp}<-V_{tp}$ ہے لہٰذا Q_p منقطع ہو گا۔ شکل ۴.۳۸ میں چالو Q_n کے خط پر منقطع Q_p کے خط کو بطور خطِ بوجھ دکھایا گیا ہے۔ خطِ بوجھ کو افقی محور سے قدر اوپر کر کے دکھایا گیا ہے تاکہ یہ محور سے علیحدہ نظر آئے۔ ان دو خطوط سے حاصل نقطہ کارکردگی کے مطابق $v_{DSQ}\approx 0$ کے برابر ہے۔ اس طرح $v_I=V_{DD}$ کی صورت میں $v_O=0$ حاصل ہوتا ہے۔

یہی جواب خطوط کھینچے بغیر یوں حاصل کیا جا سکتا ہے۔ چالو Q_n کو مزاحمت جبکہ منقطع Q_p کو کھلے دور تصور کریں۔ ایسا کرنے سے شکل ۴.۳۸ میں دکھایا دور حاصل ہوتا ہے جس کو دیکھ کر $v_O=V_{DD}$ لکھا جا سکتا ہے۔

$v_I=0$ کی صورت میں $v_{DS}=V_{DD}$ جبکہ $i_D\approx 0$ کے برابر حاصل ہوتا ہے لہٰذا Q_n میں برقی طاقت کا ضیاع قابل نظر انداز ہو گا۔ چونکہ اس صورت میں $V_{SD}\approx 0$ ہے لہٰذا Q_p میں طاقت کا ضیاع اس سے بھی کم ہو گا۔ $v_I=V_{DD}$ کی صورت میں Q_n اور Q_p کے کردار آپس میں تبدیل ہو جاتے ہیں لہٰذا طاقت کا ضیاع جوں کا توں رہتا ہے۔ حقیقت میں ماسفیٹ سے بنائے نفی کار میں کل طاقت کا

ضیاع ایک مائیکرو واٹ سے بھی کم ہوتا ہے۔

آئیں شکل ۴.۳۶ میں دئے نفی کار کا v_O بالمقابل v_I خط حاصل کریں۔ ایسا کرنے کی خاطر v_I کو بتدریج $0\,\mathrm{V}$ سے V_{DD} تک تبدیل کرتے ہوئے v_O حاصل کیا جائے گا۔ پہلے دونوں ماسفیٹ کے برقی رو بالمقابل برقی دباو مساوات لکھتے ہیں۔

شکل سے Q_n کے لئے $v_{GS} = v_I$ اور $v_{DS} = v_O$ لکھا جا سکتا ہے۔ یوں مساوات ۴.۲۳ اور مساوات ۴.۲۴ کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$i_{DS} = k_n \left[(v_I - V_{tn})\, v_O - \frac{v_O^2}{2} \right] \qquad \text{جب } v_O \le v_I - V_{tn} \tag{۴.۷۵}$$

اسی طرح مساوات ۴.۲۷ اور مساوات ۴.۲۸ کو

$$i_{DS} = \frac{k_n}{2} \left[v_I - V_{tn} \right]^2 \qquad \text{جب } v_O \ge v_I - V_{tn} \tag{۴.۷۶}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ اسی طرح Q_p کے لئے مساوات ۴.۳۶ کو

$$i_{SD} = k_p \left[\left(V_{DD} - v_I + V_{tp} \right) (V_{DD} - v_O) - \frac{(V_{DD} - v_O)^2}{2} \right] \qquad \text{جب } v_O \ge v_I - V_{tp} \tag{۴.۷۷}$$

اور مساوات ۴.۳۸ کو

$$i_{SD} = \frac{k_p}{2} \left[V_{DD} - v_I + V_{tp} \right]^2 \qquad \text{جب } v_O \le v_I - V_{tp} \tag{۴.۷۸}$$

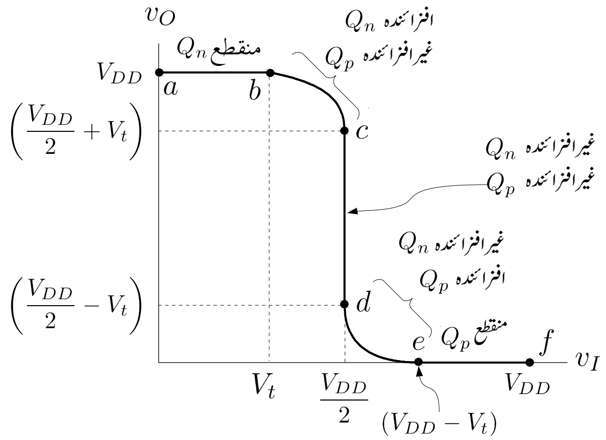
لکھا جا سکتا ہے۔ نفی کار کو عموماً یوں تخلیق دیا جاتا ہے کہ

$$V_{tn} = \left| V_{tp} \right| = V_t \tag{۴.۷۹}$$

$$k_n = k_p \tag{۴.۸۰}$$

ہوں۔ اس طرح v_O بالمقابل v_I کا خط میثاکل تناسب رکھتا ہے اور خارجی سرے پر v_O کی پست اور بلند دونوں صورتوں میں نفی کار یکساں برقی رو کی صلاحیت رکھتا ہے۔ مندرجہ بالا چار مساوات سے شکل ۴.۳۹ میں دکھایا گیا خط حاصل ہوتا ہے۔ عددی ادوار کے نقطہ نظر سے غالباً اس خط سے زیادہ اہم کوئی خط نہیں پایا جاتا لہٰذا اس کو اچھی طرح سمجھ کر ہی آگے بڑھیں۔ آئیں اس پر خط مزید غور کریں۔

شکل ۴.۳۹ پر اہم نقطے دکھائے گئے ہیں۔ تصور کریں کہ $V_t = 1\,\mathrm{V}$ اور $V_{DD} = 5\,\mathrm{V}$ ہیں۔ اس طرح $V_{tn} = 1\,\mathrm{V}$ اور $V_{tp} = -1\,\mathrm{V}$ ہوں گے۔ شکل میں a تا b خطے پر غور کریں۔ یہاں v_I کی قیمت $0\,\mathrm{V}$ تا $1\,\mathrm{V}$ ہے۔ چونکہ Q_n کی $v_{GS} = v_I$ ہے لہٰذا $v_{GS} < V_{tn}$ ہے۔ یوں Q_n منقطع ہے۔ اس کے برعکس Q_p کی $v_{SG} = V_{DD} - v_I$ ہے لہٰذا v_{SG} کی قیمت $5\,\mathrm{V}$ تا $4\,\mathrm{V}$ رہے گی۔ چونکہ $V_{tp} = -1\,\mathrm{V}$ ہے لہٰذا $-V_{tp} = 1\,\mathrm{V}$ ہوگا اور اس طرح $v_{SG} > -V_{tp}$ ہے۔



شکل ۴.۳۹: نفی کار کا خط

اس طرح Q_p چالو ہے۔ مزید $v_O = 5\,\mathrm{V}$ ہے لہٰذا اسی ماسفیٹ کے v_{GD} کی قیمت $-4\,\mathrm{V}$ تا $-5\,\mathrm{V}$ رہے گی جو V_{tp} سے کم ہے لہٰذا Q_p غیر افزائندہ ہو گا۔

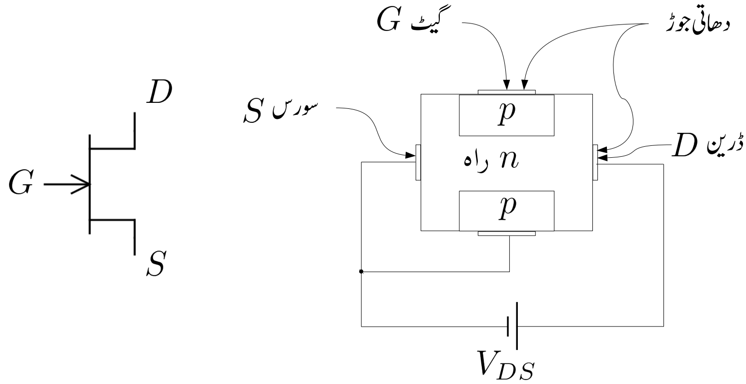
شکل ۴.۳۹ سے v_I اور v_O کی قیمتیں پڑھتے ہوئے تسلی کر لیں کہ b تا c منفی ماسفیٹ افزائندہ جبکہ مثبت ماسفیٹ غیر افزائندہ ہے۔ بقایا نقطوں کے درمیان بھی صورت حال دیکھیں۔

۴.۱۳ جوڑدار فیٹ $(JFET)$

جوڑدار فیٹ کے دو اقسام یعنی n اور p پائے جاتے ہیں۔ شکل ۴.۴۰ میں n قسم کے جوڑدار فیٹ یعنی $(nJFET)$ کی ساخت اور علامت دکھائے گئے ہیں۔ منفی جوڑدار فیٹ بنانے کی خاطر n قسم سلیکان ٹکڑے کے دونوں اطراف p قسم کے خطے بنائے جاتے ہیں جنہیں گیٹ[۴۰] کہتے ہیں۔ ان دو 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 دباو v_{DS} لاگو کرنے سے راہ میں موجود آزاد الیکٹران منفی برقی دباو والے سرے سے مثبت برقی دباو والے سرے کی جانب حرکت کریں گے جس سے برقی رو i_{DS} پیدا ہو گی۔ یوں منفی برقی دباو والے سرے سے خارج الیکٹران، مثبت برقی دباو والے سرے پر حاصل ہوتے ہیں۔ اسی سے ان دو سروں کو سورس S اور ڈرین D کے نام دئے گئے ہیں۔ روایتی برقی رو الیکٹران کے حرکت کی الٹ سمت ہوتی ہے۔ یوں $(nJFET)$ میں روایتی برقی رو کی سمت راہ میں ڈرین سے سورس کی جانب ہو گی۔ اگرچہ راہ میں برقی رو دونوں جانب بالکل یکساں طور ممکن ہے اور یوں اس کے سروں کو S اور D کے نام دینا شاید درست نہ لگے ہم پھر بھی

---

[۴۰] gate



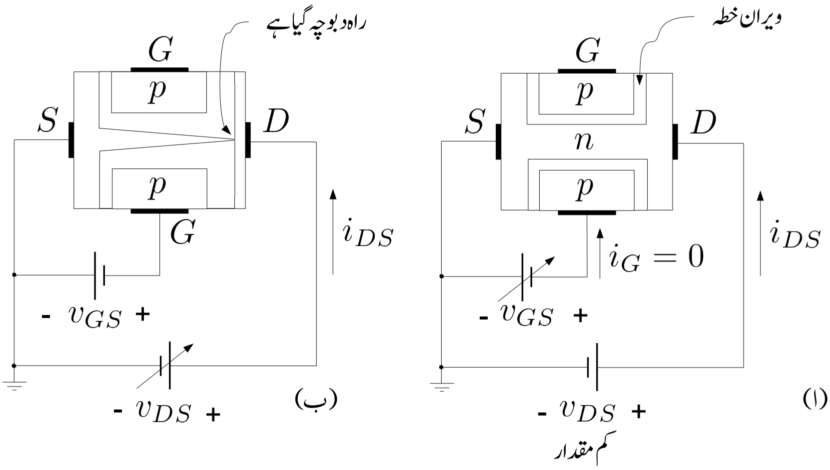
شکل ۴.۴۰: جوڑدار منفی فیٹ کی ساخت

اس راہ کے ایک سرے کو سورس (S) جبکہ دوسرے سرے کو ڈرین (D) پکاریں گے۔ بیرونی برقی دباو کا مثبت سرا $(nJFET)$ کے D کی جانب رکھا جائے گا۔ nJFET میں راہ n قسم کے نیم موصل سے حاصل ہوتا ہے اور اس کے نام میں n اسی کو ظاہر کرتا ہے۔

آئیں شکل ۴.۴۱ کی مدد سے nJFET کی کارکردگی پر غور کریں۔ راہ اور گیٹ آپس میں pn جوڑ یعنی ڈایوڈ بناتے ہیں۔ nJFET کی علامت میں گیٹ پر تیر کا نشان اس ڈایوڈ کے سیدھے رخ کو دکھاتا ہے۔ اس جوڑ پر بالکل ڈایوڈ کی طرح ویران خطہ وجود میں آتا ہے اور جیسا کہ آپ جانتے ہیں، اس ویران خطے کی چوڑائی کا دارومدار اس جوڑ پر پائے جانے والے برقی دباو پر ہے۔ شکل الف میں سورس S کو برقی زمین پر رکھتے ہوئے گیٹ G پر منفی برقی دباو لاگو کیا گیا ہے۔ گیٹ پر لاگو منفی برقی دباو کو جتنا زیادہ منفی کیا جائے ویران خطہ اتنا ہی زیادہ چوڑا ہو گا اور n راہ کی چوڑائی اتنی ہی کم ہو گی۔ v_{GS} کو اگر بتدریج منفی جانب بڑھایا جائے تو ویران خطہ بڑھتے بڑھتے آخر کار تمام n راہ کو گھیر لے گا۔ جس v_{GS} پر ایسا ہو، اس کو nJFET کے دبوچنے کا برقی دباو کہتے ہیں اور روایتی طور اسے V_p سے ظاہر کیا جاتا ہے۔ یوں nJFET کے V_p کی قیمت منفی ہو گی۔ اس سے معلوم یہ ہوا کہ راہ کی گہرائی کو گیٹ پر برقی دباو سے قابو کیا جا سکتا ہے۔ مزید یہ کہ گیٹ اور راہ pn جوڑ بناتے ہیں۔ اگر گیٹ اور راہ کے درمیان مثبت برقی دباو دی جائے تو راہ کی گہرائی مزید نہیں بڑھ سکتی بلکہ گیٹ اور راہ کے مابین pn جوڑ سیدھا مائل ہو جائے گا اور اس میں برقی رو گزرنے شروع ہو جائے گی۔ یوں آپ دیکھ سکتے ہیں کہ nJFET میں گیٹ اور راہ کے درمیان برقی دباو کو pn جوڑ کے چالو برقی دباو $0.5\,\mathrm{V}$ سے کم ہی رکھا جاتا ہے۔

D اور S کے مابین راہ بالکل ایک موصل سلاخ کی مانند مزاحمت کا کردار ادا کرے گا۔ یوں اگر راہ کی لمبائی L، گہرائی g، چوڑائی W اور اس کے موصلیت کا مستقل σ ہو تو اس کا مزاحمت $R = \frac{L}{\sigma W g}$ ہو گا۔

اب تصور کریں کہ ڈرین D پر معمولی مثبت برقی دباو v_{DS} لاگو کیا جاتا ہے۔ n راہ میں برقی رو i_{DS} گزرے گی جس کی قیمت اُوہم کے قانون سے حاصل کی جا سکتی 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 دباو بالمقابل برقی رو کا خط تقریباً سیدھا ہو گا۔ اب تصور کریں کہ v_{GS} کو



شکل ۴.۴۱: جوڑدار منفی فیٹ کی کارکردگی

تبدیل کئے بغیر v_{DS} کو بڑھایا جائے۔ یوں n راہ کے سورس سرے پر $0V$ جبکہ اس کے ڈرین سرے پر v_{DS} برقی دباو 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 ترچھی شکل اختیار کرے گی۔ اس ترچھاپن کی وجہ سے n راہ کی مزاحمت بڑھے گی جس سے راہ کا مزاحمت بھی بڑھے گا۔ یوں اگرچہ کم v_{DS} پر $i_{DS} - v_{DS}$ کا خط سیدھا ہو گا لیکن جیسے جیسے v_{DS} بڑھایا جائے، راہ کا مزاحمت ایسے ایسے بڑھے گا اور یوں $i_{DS} - v_{DS}$ کے خط میں جھکاو پیدا ہو گا۔ اگر v_{DS} کو بتدریج 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۔

مندرجہ بالا تذکرے سے ظاہر ہے کہ JFET بالکل گھٹاتا ماسفیٹ کی مانند کام کرتا ہے۔ البتہ جہاں ماسفیٹ کے گیٹ پر مثبت یا منفی برقی دباو دینا ممکن ہے، nJFET کے گیٹ پر صرف منفی برقی دباو ہی دینا ممکن ہے۔ اگر اس کے گیٹ پر مثبت برقی دباو دی جائے تو گیٹ اور راہ کے مابین pn جوڑ یعنی یہاں کا ڈایوڈ سیدھا مائل ہو جائے گا اور گیٹ nJFET کو قابو کرنے کی صلاحیت کھو دے گا۔ چونکہ JFET کے گیٹ پر ڈایوڈ کو الٹا مائل رکھا جاتا ہے لہٰذا اس کے گیٹ پر نہایت کم (الٹے مائل ڈایوڈ کے برابر) برقی رو پائی جاتی ہے جسے عموماً صفر ایمپیئر تصور کیا جاتا ہے۔ یہ برقی رو اگرچہ نہایت کم ہے لیکن ماسفیٹ کے گیٹ پر اس سے بھی کئی گنا کم برقی رو پائی جاتی ہے۔

۴.۱۳.۱ برقی رو بالمقابل برقی دباو

چونکہ JFET کی کارکردگی بالکل گھٹاتا ماسفیٹ کی مانند ہے لہٰذا گھٹاتا ماسفیٹ کے مساوات ہی JFET کے لئے بھی استعمال کئے جائیں گے۔ البتہ ادب میں JFET کے مساوات کو قدر مختلف طریقے سے لکھا جاتا ہے۔ آئیں nJFET کے مساوات دیکھیں۔

۴.۱۳.۱.۱ منقطع خطہ

جیسا کہ اوپر ذکر کیا گیا، اگر v_{GS} کو V_p سے کم کیا جائے تو ویران خطہ تمام راہ کو گھیر لیتا ہے اور برقی رو کا گزر ممکن نہیں ہوتا یعنی

$$v_{GS} \leq V_p \qquad\qquad i_D = 0 \tag{۴.۸۱}$$

۴.۱۳.۱.۲ غیر افزائندہ خطہ

غیر افزائندہ خطے میں pn جوڑ کو الٹا مائل رکھتے ہوئے v_{GS} کو V_p سے زیادہ رکھا جاتا ہے۔ مزید یہ کہ v_{DS} کو نقطہ دبوچ سے کم رکھا جاتا ہے۔ اس خطے میں ماسفیٹ کی مساوات ۴.۲۴ کو JFET کے لئے یہاں لکھتے ہیں۔ ایسا کرتے ہوئے V_t کی جگہ V_p لکھا جائے گا۔

$$\begin{aligned}
i_{DS} &= k_n \left[(v_{GS} - V_p) v_{DS} - \frac{v_{DS}^2}{2} \right] \\
&= \frac{k_n V_p^2}{2} \left[2 \left(\frac{v_{GS}}{V_p} - 1 \right) \frac{v_{DS}}{V_p} - \left(\frac{v_{DS}}{V_p} \right)^2 \right]
\end{aligned}$$

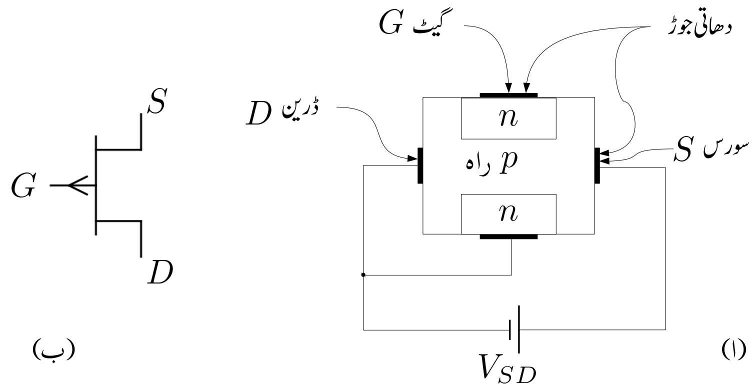
اس مساوات میں $\frac{k_n V_p^2}{2}$ کو JFET کے لئے I_{DSS} لکھا جاتا ہے۔ یوں

$$\begin{gathered}
V_p \leq v_{GS} \leq 0, \qquad\qquad v_{DS} \leq v_{GS} - V_p \\
i_{DS} = I_{DSS} \left[2 \left(\frac{v_{GS}}{V_p} - 1 \right) \frac{v_{DS}}{V_p} - \left(\frac{v_{DS}}{V_p} \right)^2 \right]
\end{gathered} \tag{۴.۸۲}$$

۴.۱۳.۱.۳ افزائندہ خطہ

ماسفیٹ کی مساوات ۴.۲۸ کو یوں لکھا جاتا ہے۔

$$\begin{gathered}
V_p \leq v_{GS} \leq 0, \qquad\qquad v_{DS} \geq v_{GS} - V_p \\
i_{DS} = I_{DSS} \left(1 - \frac{v_{GS}}{V_p} \right)^2 \left(1 + \frac{v_{DS}}{V_A} \right)
\end{gathered} \tag{۴.۸۳}$$



شکل ۴.۴۲: جوڑدار مثبت فیٹ کی ساخت

جہاں ارلی برقی دباو V_A [41] کے اثر کو بھی شامل کیا گیا ہے۔ ارلی برقی دباو کے اثر کو نظر انداز کرتے ہوئے، $v_{GS} = 0$ پر اس مساوات سے $i_{DS} = I_{DSS}$ حاصل ہوتا ہے لہٰذا 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 $(v_{GS} - v_{DS} \leq V_p)$ یا $(v_{GD} \leq V_p)$ بھی لکھا جا سکتا ہے۔

۴.۱۳.۲ pJFET

جیسا شکل ۴.۴۲ الف میں دکھایا گیا ہے، مثبت جوڑدار فیٹ بنانے کی خاطر p قسم سلیکان ٹکڑے 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 گیٹوں کے درمیان راہ میں آزاد خول پائے جاتے ہیں۔ اس راہ پر بیرونی برقی دباو v_{SD} لاگو کرنے سے راہ میں موجود آزاد خول مثبت برقی دباو والے سرے سے منفی برقی دباو والے سرے کی جانب حرکت کریں گے جس سے برقی رو i_{SD} پیدا ہو گی۔ یوں مثبت برقی دباو والے سرے سے خارج خول، منفی برقی دباو 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 ہو گی۔ بیرونی برقی دباو کا مثبت 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 ۴.۴۲ 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 ڈایوڈ کے سیدھے رخ $0.5\,\mathrm{V}$ سے برقی دباو کو کم رکھا جائے۔

[41] Early Voltage

۴.۱۳.۳ باریک اشاراتی ریاضی نمونہ

چونکہ JFET اور MOSFET کی کارکردگی یکساں ہے لہٰذا ان کے پست تعددی اور بلند تعددی پائے ریاضی نمونے بھی یکساں ہیں۔ یہاں

$$g_m = \left(\frac{-2I_{DSS}}{V_p}\right)\left(1-\frac{V_{GS}}{V_p}\right) \tag{۴.۸۴}$$

$$= \left(\frac{-2I_{DSS}}{V_p}\right)\sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}} \tag{۴.۸۵}$$

کے برابر ہے جہاں I_D نقطہ مائل پر یک سمتی برقی رو ہے۔ اسی طرح

$$r_o = \frac{V_A}{I_D} \tag{۴.۸۶}$$

کے برابر ہے۔

مثال ۴.۲۲: ایک nJFET کے $V_p = -3\,\mathrm{V}$ اور $I_{DSS} = 8\,\mathrm{mA}$ ہیں۔ اس کی برقی رو $v_{GS} = -1.5\,\mathrm{V}$ اور $v_{DS} = 3.5\,\mathrm{V}$ پر حاصل کریں۔ ارلی برقی دباو کے اثر کو نظرانداز کریں۔

حل: چونکہ $v_{GS} - V_p$ کی قیمت

$$(-1.5\,\mathrm{V}) - (-3\,\mathrm{V}) = 1.5\,\mathrm{V}$$

دیے گئے v_{DS} کے قیمت سے کم ہے لہٰذا مساوات ۴.۸۳ کے پہلے جزو کے تحت فیٹ افزائندہ خطے میں ہے اور یوں اسی مساوات کے دوسرے جزو کے تحت

$$i_{DS} = 8\times10^{-3}\left[1-\left(\frac{-1.5}{-3}\right)\right]^2 = 2\,\mathrm{mA}$$

حاصل ہوتا ہے۔

مثال ۴.۲۳: مندرجہ بالا مثال میں v_{GS} کو بڑھا کر $-1.4\,\mathrm{V}$ کر دیا جاتا ہے۔ i_{DS} میں تبدیلی حاصل کرتے ہوئے $\frac{\Delta i_{DS}}{\Delta v_{GS}}$ حاصل کریں۔ مساوات ۴.۸۴ سے g_m کی قیمت حاصل کرتے ہوئے دونوں جوابات کا موازنہ کریں۔

حل: اب بھی $(v_{DS} \geq v_{GS} - V_p)$ ہے لہٰذا

$$i_{DS} = 8\times10^{-3}\left[1-\left(\frac{-1.4}{-3}\right)\right]^2 = 2.2756\,\mathrm{mA}$$

حاصل ہوتا ہے جس سے

$$\frac{\Delta i_{DS}}{\Delta v_{GS}} = \frac{2.2756\,\mathrm{mA} - 2\,\mathrm{mA}}{(-1.4) - (-1.5)} = 2.756\,\frac{\mathrm{mA}}{\mathrm{V}}$$

حاصل ہوتا ہے۔ مساوات ۴.۸۴ کے تحت

$$g_m = \left(\frac{-2 \times 8\,\mathrm{mA}}{-3}\right)\sqrt{\frac{2\,\mathrm{mA}}{8\,\mathrm{mA}}} = 2.6667\,\mathrm{mA}$$

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 ۴.۲۴: ارلی برقی دباو V_A کی قیمت $75\,\mathrm{V}$ لیتے ہوئے خارجی مزاحمت r_o کا تخمینہ $1\,\mathrm{mA}$ اور $10\,\mathrm{mA}$ پر لگائیں۔ ایسا کرتے ہوئے تصور کریں کہ فیٹ افزائندہ خطے میں ہے۔

حل: ایک ملی ایمپیئر پر

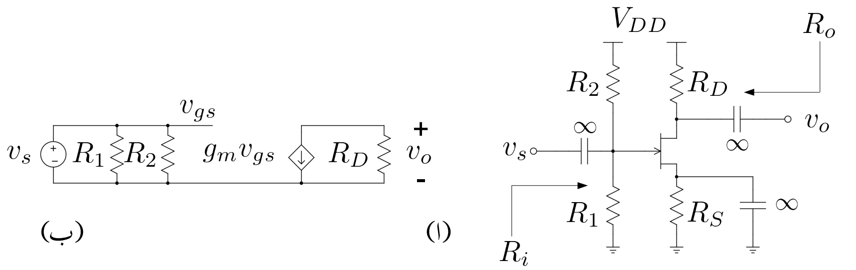
$$r_o = \frac{75}{0.001} = 75\,\mathrm{k\Omega}$$

اور دس ملی ایمپیئر پر

$$r_o = \frac{75}{0.01} = 7.5\,\mathrm{k\Omega}$$

حاصل ہوتا ہے۔

مثال ۴.۲۵: شکل ۴.۴۳ میں منفی جوڑدار فیٹ کا ایمپلیفائر دکھایا گیا ہے جس میں استعمال ہونے والے فیٹ کی $V_p = -3\,\mathrm{V}$ اور $I_{DSS} = 8\,\mathrm{mA}$ ہیں۔ $V_{DD} = 15\,\mathrm{V}$ تصور کرتے ہوئے برقی رو $I_{DS} = 5\,\mathrm{mA}$، $V_G = 4\,\mathrm{V}$ جبکہ $V_D = 9\,\mathrm{V}$ حاصل کرنے کی خاطر درکار مزاحمت معلوم کریں۔ ایسا کرتے وقت گیٹ پر نسب مزاحمت میں $10\,\mathrm{\mu A}$ کی برقی رو تصور کریں۔ تمام کپیسٹروں کی قیمت لامحدود تصور کرتے ہوئے ایمپلیفائر کی افزائش A_v حاصل کریں۔ ایمپلیفائر کی داخلی مزاحمت R_i اور خارجی مزاحمت R_o بھی حاصل کریں۔



شکل ۴.۴۳: جوڑدار منفی فیٹ کی مثال

حل: گیٹ کے مزاحمت میں $10\,\mu\text{A}$ برقی رو ہے۔ یوں

$$\begin{aligned}
\frac{V_{DD}}{R_1+R_2} &= 10\,\mu\text{A}\\
R_1+R_2 &= \frac{15}{10\times10^{-6}} = 1.5\,\text{M}\Omega
\end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ گیٹ پر $4\,\text{V}$ حاصل کرنے کی خاطر

$$\begin{aligned}
V_G &= \left(\frac{R_1}{R_1+R_2}\right)V_{DD}\\
4 &= \left(\frac{R_1}{1.5\times10^6}\right)\times 15\\
R_1 &= 400\,\text{k}\Omega
\end{aligned}$$

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

$$\begin{aligned}
V_{DD}-V_D &= I_{DS}R_D\\
R_D &= \frac{15-9}{5\times10^{-3}} = 1.2\,\text{k}\Omega
\end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔
چونکہ $(V_G - V_D = 4\,\text{V} - 9\,\text{V} = -5\,\text{V})$ ہے جو کہ V_p سے کم ہے لہٰذا فیٹ افزائندہ خطے میں

ہے۔ یوں مساوات ۴.۸۳ کے تحت

$$
\begin{aligned}
5 \times 10^{-3} &= 8 \times 10^{-3} \left(1 - \frac{V_{GS}}{-3}\right)^2 \\
V_{GS} &= -0.628\,\text{V}, -5.37\,\text{V}
\end{aligned}
$$

حاصل ہوتا ہے۔ منفی جواب کو رد کرتے ہوئے

$$
\begin{aligned}
V_{GS} &= V_G - V_S = -0.628\,\text{V} \\
V_S &= 4.628\,\text{V}
\end{aligned}
$$

حاصل ہوتا ہے۔ جس سے

$$
\begin{aligned}
V_S &= I_{DS} R_S \\
R_S &= \frac{4.628}{5 \times 10^{-3}} = 925.6\,\Omega
\end{aligned}
$$

حاصل ہوتا ہے۔

شکل ب میں مساوی باریک اشاراتی دور دکھایا گیا ہے جس سے

$$
\begin{aligned}
R_i &= \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 293\,\text{k}\Omega \\
R_o &= R_D = 1.2\,\text{k}\Omega
\end{aligned}
$$

حاصل ہوتے ہیں۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ R_i کا دارومدار گیٹ پر نسب مزاحمتوں 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 سمت رو کو کم سے کم رکھا جاتا ہے۔ اس مثال میں اس برقی رو کو $10\,\mu\text{A}$ رکھا گیا ہے۔

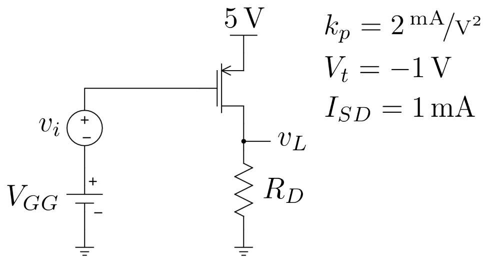
مساوات ۴.۸۴ کی مدد سے

$$
g_m = \frac{-2 \times 8 \times 10^{-3}}{-3} \sqrt{\frac{5 \times 10^3}{8 \times 10^{-3}}} = 4.216\,\frac{\text{mA}}{\text{V}}
$$

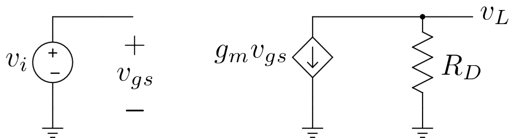
اور یوں

$$
A_v = \frac{v_o}{v_s} = -g_m R_D = -4.216 \times 10^{-3} \times 1.2 \times 10^3 = -5.059\,\frac{\text{V}}{\text{V}}
$$

حاصل ہوتا ہے۔



شکل ۴.۴۴



شکل ۴.۴۵

مثال ۴.۲۶: شکل ۴.۴۴ میں $v_L = 2 + 0.56 \sin \omega t$ اور $I_{SD} = 1\,\mathrm{mA}$ ہیں۔ R_D، V_{GG}، v_i حاصل کرتے ہوئے $A_v = \frac{v_L}{v_i}$ حاصل کریں۔

حل: یک سمت $v_L = 2\,\mathrm{V}$ ہے لہٰذا

$$R_D = \frac{2}{1 \times 10^{-3}} = 2\,\mathrm{k\Omega}$$

ہے۔ ماسفیٹ کو افزائندہ تصور کرتے ہوئے ماسفیٹ کی مساوات سے

$$10^{-3} = \frac{2 \times 10^{-3}}{2} (V_{SG} - 1)^2$$

سے V_{SG} کی قیمت $0\,\mathrm{V}$ اور $2\,\mathrm{V}$ حاصل ہوتے ہیں۔ $V_t = -1\,\mathrm{V}$ ہے لہٰذا $-V_t = 1\,\mathrm{V}$ کے برابر ہے۔ $V_{SG} > -V_t$ کی شرط سے $V_{SG} = 2\,\mathrm{V}$ کو درست جواب تسلیم کیا جاتا ہے۔ یوں

$$V_{SG} = V_S - V_G$$
$$2 = 5 - V_G$$

سے $V_G = V_{GG} = 3\,\mathrm{V}$ حاصل ہوتا ہے۔ شکل ۴.۴۵ میں باریک اشاراتی مساوی دور دکھایا گیا ہے جسے

دیکھ کر $v_L = -g_m v_{gs} R_D$ لکھا جا سکتا ہے جہاں

$$g_m = \sqrt{2k_p I_{SD}} = \sqrt{2 \times 2 \times 10^{-3} \times 10^{-3}} = 2\,\text{mS}$$
$$v_{gs} = v_i$$

کے برابر ہیں۔ v_L میں بدلتا حصہ $0.56 \sin \omega t$ ہے جسے استعمال کرتے ہوئے

$$0.56 \sin \omega t = -2 \times 10^{-3} v_i \times 2000$$

سے $v_i = -0.14 \sin \omega t$ اور $A_v = -4\,\frac{\text{V}}{\text{V}}$ حاصل ہوتے ہیں۔

۴.۱۴ مخلوط ادوار میں ماسفیٹ کا نقطہ کارکردگی تعین کرنے کے ادوار

شکل ۴.۴۳ اور ۴.۲۲ 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 پتری 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 لہٰذا مزاحمت کے استعمال سے بچنے کی ہر ممکن کوشش کی جاتی ہے۔ مزید یہ کہ سلیکان پر بالکل درست قیمت کا مزاحمت بنانے کی خاطر اضافی گراں قیمت اقدام کرنے پڑتے ہیں جبکہ درکار خوبیوں کا ماسفیٹ آسانی سے بنتا ہے۔ اس کے علاوہ انفرادی ماسفیٹ ایمپلیفائر میں **جفتی** اور **متبادل راستہ** کپیسٹر استعمال کیے جاتے ہیں۔ مخلوط دور میں چند pF سے زیادہ قیمت کا کپیسٹر بنانا ممکن نہیں ہوتا لہٰذا کپیسٹر کا استعمال بھی ممکن نہیں ہوتا۔ آئیں دیکھیں کہ مخلوط دور میں ماسفیٹ کا نقطہ کارکردگی کیسے تعین کیا جاتا ہے۔

۴.۱۴.۱ منبع مستقل برقی رو

شکل ۴.۴۶ الف میں **منبع مستقل برقی رو**[۴۲] کا سادہ دور اور شکل ب میں اس کی علامت دکھائے گئے ہیں۔ مثال ۴.۵ کی طرح Q_1 اور $R_{\text{حوالہ}}$ کے دور کو حل کرنے سے برقی رو I_{DS1} اور برقی دباو $V_{DS1} = V_{GS1}$ 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 لہٰذا ان دونوں کے V_{GS} برابر ہوں گے یعنی

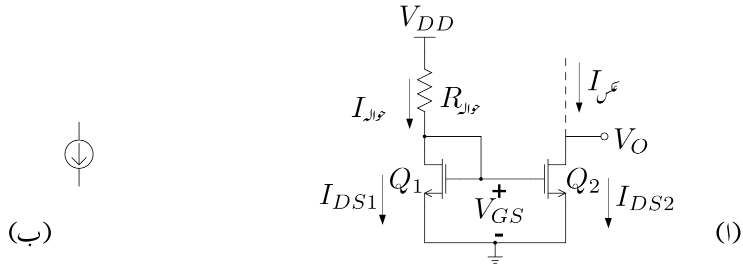
$$V_{GS1} = V_{GS2} = V_{GS}$$

ہوگا۔ Q_1 کا گیٹ اور ڈرین آپس میں جڑے ہیں لہٰذا اس کا $V_{GD} < V_t$ ہے اور یہ افزائندہ خطے میں ہے لہٰذا

$$I_{DS1} = \frac{k_n'}{2}\left(\frac{W}{L}\right)_1 (V_{GS} - V_t)^2 \tag{۴.۸۷}$$

---

[۴۲] constant current source



شکل ۴.۴۶: منبع مستقل برقی رو

ہو گا۔ گیٹ پر برقی رو صفر ہونے سے I_{DS1} اور $I_{\text{حوالہ}}$ برابر ہوں گے۔ یوں اُوہم کے قانون سے

$$I_{DS1}=I_{\text{حوالہ}}=\frac{V_{DD}-V_{GS1}}{R_{\text{حوالہ}}} \tag{۴.۸۸}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ درکار I_{DS1} کے لئے دور میں مزاحمت $R_{\text{حوالہ}}$ کی قیمت مندرجہ بالا دو مساوات حل کر کے حاصل کی جاتی ہے۔

اگر ہم تصور کریں گے کہ Q_2 بھی افزائندہ خطے میں ہے تب اس کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$I_{DS2}=I_{\text{عکس}}=\frac{k_n'}{2}\left(\frac{W}{L}\right)_2\left(V_{GS}-V_t\right)^2 \tag{۴.۸۹}$$

جہاں $V_{GS1}=V_{GS2}=V_{GS}$ کے برابر ہے۔ I_{DS2} کو I_{DS1} سے تقسیم کرتے ہوئے ملتا ہے

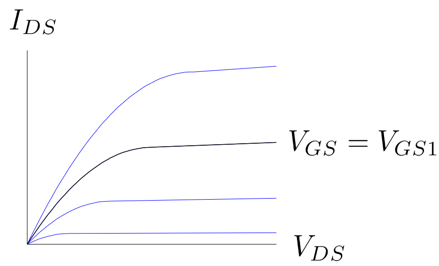
$$\frac{I_{DS2}}{I_{DS1}}=\frac{I_{\text{عکس}}}{I_{\text{حوالہ}}}=\frac{\left(\frac{W}{L}\right)_2}{\left(\frac{W}{L}\right)_1} \tag{۴.۹۰}$$

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ I_{DS2} کی قیمت کا دارومدار I_{DS1} کے قیمت کے حوالے سے ہے۔ اگر دونوں ماسفیٹ بالکل ایک ہی جسامت کے ہوں تب

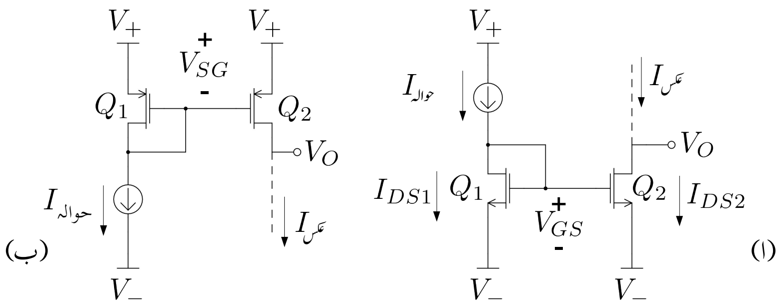
$$I_{\text{عکس}}=I_{\text{حوالہ}} \tag{۴.۹۱}$$

حاصل ہوتا ہے۔ ایسا معلوم ہوتا ہے جیسے $I_{\text{عکس}}$ بالکل $I_{\text{حوالہ}}$ کا عکس ہے۔ اسی سے اس دور کا دوسرا نام **آئینہ برقی رو**[43] نکلا ہے۔ دونوں برقی رو برابر نہ ہونے کی صورت میں بھی اس دور کو اسی نام سے پکارا جاتا ہے۔

[43] current mirror



شکل ۴.۴۷: ماسفیٹ کا خط



شکل ۴.۴۸: آئینہ برقی رو

منبع مستقل برقی رو میں مزاحمت $R_{\text{حوالہ}}$ کی مدد سے درکار برقی رو حاصل کیا جاتا ہے۔ اس مزاحمت کو تبدیل کرنے سے V_{GS1} اور V_{GS2} تبدیل ہوتے ہیں۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ Q_2 کو Q_1 قابو کرتا ہے۔ یوں Q_2 تابع 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 $I_{\text{عکس}}$ اور $I_{\text{حوالہ}}$ کی شرح تعین ہوتی ہے۔

مندرجہ بالا تبصرے میں **ارلی برقی دباو** کے اثر کو نظر انداز کرتے ہوئے تصور کیا گیا کہ دو ماسفیٹ کے V_{GS} برابر ہونے کی صورت میں ان کے I_{DS} بھی برابر ہوتے ہیں۔ حقیقت میں ایسا نہیں ہوتا اور دو ماسفیٹ جن کے V_{GS} برابر ہوں کے برقی رو صرف اور صرف اسی وقت برابر ہوتے ہیں جب ان کے V_{DS} بھی برابر ہوں۔ شکل ۴.۴۷ میں ماسفیٹ Q_2 کے خط دکھائے گئے ہیں۔ V_{GS2} کی قیمت V_{GS1} کے برابر ہے جو قطعی مقدار ہے لہٰذا ان تمام خطوط میں صرف ایک ہی خط کارآمد ہے۔ اس خط کو موٹا کر کے دکھایا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ V_{GS} تبدیل کئے بغیر V_{DS} کے بڑھانے سے I_{DS} بڑھتی ہے۔ V_{DS2} کے تبدیلی سے $I_{\text{عکس}}$ میں تبدیلی کو ماسفیٹ کے خارجی مزاحمت r_o کی مدد سے حاصل کیا جا سکتا ہے۔

شکل ۴.۴۸ الف میں $R_{\text{حوالہ}}$ کی جگہ دوسرا **منبع مستقل برقی رو** کا استعمال کیا گیا ہے۔ Q_1 میں $I_{\text{حوالہ}}$ برقی رو پائی جاتی ہے۔ افزائندہ ماسفیٹ کی مساوات سے Q_1 کی V_{GS} حاصل کی جا سکتی ہے جو Q_2 پر بھی لاگو ہے۔ یوں آپ دیکھ سکتے ہیں کہ اس صورت میں بھی

$$I_{\text{عکس}} = I_{\text{حوالہ}}$$

ہو گا۔ اس شکل میں مثبت برقی منبع کو V_+ اور منفی کو V_- لکھا گیا ہے۔ شکل ب میں pMOSFET استعمال کرتے ہوئے **آئینہ برقی رو** بنایا گیا ہے جس کی کارکردگی بالکل nMOSFET سے بنائے گئے **آئینہ برقی رو** کی طرح ہے۔ فرق صرف اتنا ہے کہ nMOSFET میں $I_{\text{عکس}}$ کی سمت **آئینہ** کے جانب ہے جبکہ pMOSFET **آئینہ** میں $I_{\text{عکس}}$ کی سمت **آئینہ** سے باہر کو ہے۔

مثال ۴.۲۷: **منبع مستقل برقی رو** میں

$$V_{DD} = 15\,\mathrm{V}, \quad k_n = 0.12\,\frac{\mathrm{mA}}{\mathrm{V}^2}, \quad V_t = 2.1\,\mathrm{V}$$

ہیں۔ $I_{\text{عکس}} = 2\,\mathrm{mA}$ حاصل کرنے کے لئے درکار $R_{\text{حوالہ}}$ حاصل کریں۔

حل: $I_{\text{حوالہ}} = I_{\text{عکس}}$ لیتے ہوئے مساوات ۴.۸۷

$$2 \times 10^{-3} = \frac{0.12 \times 10^{-3}}{2}\left(V_{GS1} - 2.1\right)^2$$

سے

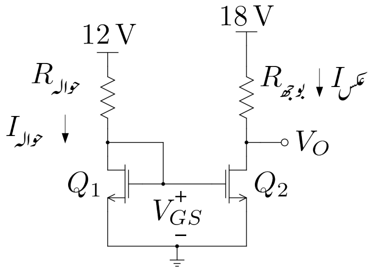
$$V_{GS1} = 7.8735\,\mathrm{V}, \quad -3.67\,\mathrm{V}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ منفی جواب کو رد کیا جاتا ہے چونکہ یہ V_t سے کم ہے جس سے ماسفیٹ منقطع حالت میں ہو گا۔ مثبت جواب کو لیتے ہوئے مساوات ۴.۸۷ کو استعمال کرتے ہوئے

$$2 \times 10^{-3} = \frac{15 - 7.8735}{R_{\text{حوالہ}}}$$

سے $R_{\text{حوالہ}} = 5.66\,\mathrm{k\Omega}$ حاصل ہوتا ہے۔

مثال ۴.۲۸: شکل ۴.۴۹ میں دونوں ماسفیٹ کے $k_n = 0.2\,\frac{\mathrm{mA}}{\mathrm{V}^2}$ اور $V_t = 1.7\,\mathrm{V}$ ہیں۔ مزید یہ کہ $R_{\text{حوالہ}} = 6.8\,\mathrm{k\Omega}$ اور $R_{\text{بوجھ}} = 4.7\,\mathrm{k\Omega}$ ہیں۔ $I_{\text{عکس}}$ اور V_O حاصل کریں۔



شکل ۴.۴۹: منبع مستقل برقی رو کی مثال

حل: $V_{DS1} = V_{GS1}$ لیتے ہوئے

$$\frac{12 - V_{GS1}}{6800} = \frac{0.2 \times 10^{-3}}{2} \left(V_{GS1} - 1.7\right)^2$$

سے

$$V_{GS1} = 4.926\,\text{V}, \quad -2.99\,\text{V}$$

حاصل ہوتا ہے۔ $-2.99\,\text{V}$ کو رد کیا جاتا ہے چونکہ اس طرح $V_{GS1} < V_t$ حاصل ہوتا ہے جو منقطع ماسفیٹ کو ظاہر کرتا ہے۔ مساوات ۴.۸۷ اور ۴.۸۸ دونوں استعمال کرتے ہوئے $V_{GS1} = 4.926\,\text{V}$ پر برقی رو حاصل کرتے ہیں۔ ظاہر ہے دونوں جوابات برابر ہوں گے۔

$$\begin{aligned} I_{DS1} &= \frac{12 - 4.926}{6800} = 1.04\,\text{mA} \\ I_{DS1} &= \frac{0.2 \times 10^{-3}}{2} \left(4.926 - 1.7\right)^2 = 1.04\,\text{mA} \end{aligned}$$

چونکہ یہ **آئینہ برقی رو** ہے لہٰذا

$$I_{\text{عکس}} = I_{\text{حوالہ}} = 1.04\,\text{mA}$$

ہو گا۔ Q_2 کے ڈرین پر

$$\begin{aligned} V_O = V_{DS2} &= 17 - I_{DS2} R_{\text{بوجھ}} \\ &= 17 - 1.04 \times 10^{-3} \times 4700 \\ &= 12.1\,\text{V} \end{aligned}$$

ہیں۔ یوں Q_2 کا

$$V_{GD2} = V_{GS2} - V_{DS2} = 4.925 - 12.1 = -7.1\,\text{V}$$

حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ $V_{GD2} < V_t$ ہے لہٰذا Q_2 افزائندہ خطے میں ہی ہے۔

مثال ۴.۲۹: مندرجہ بالا مثال میں $R_{\text{بوجھ}}$ کی وہ قیمت حاصل کریں جس پر Q_2 افزائندہ خطے سے نکل آئے گا۔

حل: Q_2 اس وقت تک افزائندہ رہے گا جب تک $V_{GD2} < Vt$ ہو۔ چونکہ $V_{GS2} = V_{GS1} = 4.925\,\mathrm{V}$ ہی رہے گا جبکہ

$$\begin{aligned}
V_{DS2} &= 17 - I_{DS2} R_{\text{بوجھ}} \\
&= 17 - 1.04 \times 10^{-3} \times R_{\text{بوجھ}}
\end{aligned}$$

کے برابر ہے۔ یوں Q_2 اس وقت افزائندہ خطے سے باہر نکلے گا جب

$$\begin{aligned}
V_{GD2} &= V_{GS2} - V_{DS2} > V_t \\
&= 4.925 - \left(17 - 1.04 \times 10^{-3} \times R_{\text{بوجھ}}\right) > 1.7
\end{aligned}$$

ہو گا۔ یوں تقریباً $R_{\text{بوجھ}} > 13.24\,\mathrm{k\Omega}$ حاصل ہوتا ہے۔ مثال کے طور پر اگر بوجھ کی مزاحمت $15\,\mathrm{k\Omega}$ کر دیا جائے تب $V_{DS2} = 1.4\,\mathrm{V}$ اور $V_{GD2} = 3.5\,\mathrm{V}$ حاصل ہوتا ہے جو کہ V_t سے زیادہ ہے یعنی ماسفیٹ افزائندہ خطے میں نہیں ہے۔

مثال ۴.۳۰: مثال ۴.۲۸ میں $V_{DS1} = 4.926\,\mathrm{V}$، $V_{DS2} = 12.1\,\mathrm{V}$ اور $I_{\text{عکس}} = 1.04\,\mathrm{mA}$ حاصل ہوئے۔ $V_A = 50\,\mathrm{V}$ کی صورت میں $I_{\text{عکس}}$ حاصل کردہ قیمت سے کتنا انحراف کرے گا۔

حل: ماسفیٹ کا خارجی مزاحمت تقریباً

$$r_o = \frac{50}{1.04 \times 10^{-3}} \approx 48\,\mathrm{k\Omega}$$

ہے۔ اگر V_{DS2} کی قیمت $4.926\,\mathrm{V}$ ہوتا تب تو I_{DS2} بھی $1.04\,\mathrm{mA}$ ہوتا۔ البتہ V_{DS2}

$$12.1 - 4.926 = 7.175\,\mathrm{V}$$

زیادہ ہے لہٰذا 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

$$I_{\text{حوالہ}} = 1.04\,\text{mA} + 149\,\mu\text{A} = 1.189\,\text{mA}$$

ہو گا۔

۴.۱۵ مزاحمت کے عکس

دو جوڑ ٹرانزسٹر کے حصہ ۳.۸ میں آپ نے دیکھا کہ ٹرانزسٹر کے ایمٹر 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 ایمٹر پر اس کے اندرونی 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 ایمٹر جانب $\frac{R_B}{\beta+1}$ نظر آتا ہے۔ اسی طرح ٹرانزسٹر کے بیس جانب ٹرانزسٹر کی اندرونی مزاحمت r_{be} کا عکس ٹرانزسٹر کے ایمٹر جانب $\frac{r_{be}}{\beta+1}$ نظر آتا ہے جسے r_e لکھا جاتا ہے۔ برقی دباو کا عکس بیس سے ایمٹر یا ایمٹر سے بیس جانب تبدیلی کے بغیر جوں کا توں نظر آتا ہے۔

ماسفیٹ میں مزاحمت کے عکس پر گفتگو کرنے کی خاطر شکل ۴.۵۰ الف پر غور کرتے ہیں۔ اس دور میں ماسفیٹ کے تینوں سروں پر اشارات فراہم کئے گئے ہیں تاکہ مختلف ممکنات کو دیکھا جا سکے۔ ماسفیٹ مائل کرنے والے اجزاء کو شامل نہیں کیا گیا ہے تاکہ اصل موضوع پر توجہ رہے۔

شکل ب میں اس کا باریک اشاراتی مساوی دور دکھایا گیا ہے جسے دیکھتے ہوئے

$$i_{ds} = \frac{\mu v_{gs} + v_3 - v_2}{R_s + r_o + R_d}$$

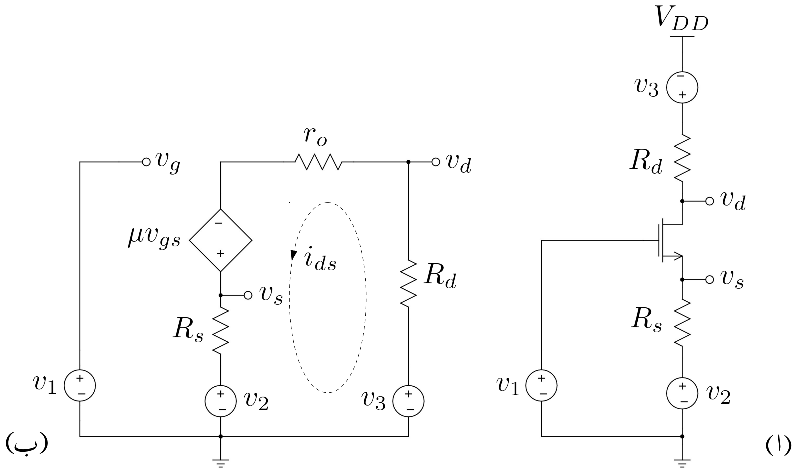
لکھا جا سکتا ہے جہاں

$$v_{gs} = v_1 - i_{ds} R_s - v_2$$

کے برابر ہے۔ ان دو مساوات کو ملا کر حاصل ہوتا ہے

$$i_{ds} = \frac{\mu v_1 + v_3 - (\mu+1)\,v_2}{(\mu+1)\,R_s + r_o + R_d} \qquad (۴.۹۲)$$

مساوات ۴.۹۲ سے شکل ۴.۵۱ حاصل ہوتا ہے۔ اس شکل کو دیکھتے ہوئے یہ حقیقت سامنے آتی ہے کہ ڈرین پر پائے جانے والے v_3، r_o اور R_d جوں کے توں ہیں جبکہ سورس پر پائے جانے والے v_1 اور R_s دونوں $(\mu+1)$ سے



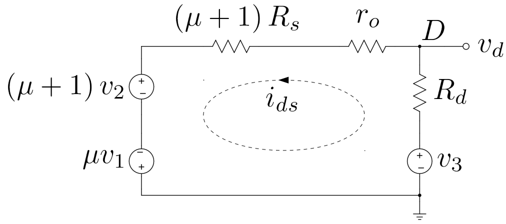
شکل ۴.۵۰: مزاحمت کے عکس

ضرب شدہ ہیں جبکہ گیٹ پر پائے جانے والا v_1 صرف μ سے ضرب شدہ ہے۔ ڈرین پر پائے جانے والے اجزاء جوں کے توں ہیں لہٰذا یہ شکل ڈرین سے دیکھتے ہوئے نظر آئے گی۔ اس طرح ڈرین سے دیکھتے ہوئے سورس پر پائے جانے والا مزاحمت اور برقی اشارہ دونوں کا عکس $(\mu+1)$ سے ضرب ہوتا نظر آئے گا جبکہ گیٹ پر برقی اشارہ صرف μ سے ضرب ہوتا نظر آئے گا۔

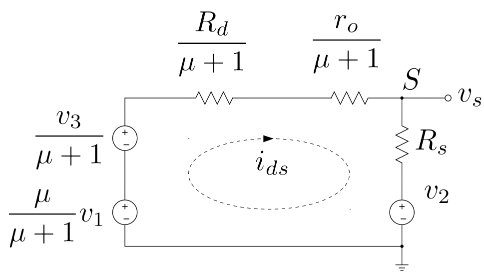
مساوات ۴.۹۲ کے کسر میں اوپر اور نچلے دونوں حصوں کو $\mu+1$ سے تقسیم کرتے ہوئے یوں لکھا جا سکتا ہے

$$i_{ds}=\frac{\frac{\mu v_1}{\mu+1}+\frac{v_3}{\mu+1}-v_2}{R_s+\frac{r_o}{\mu+1}+\frac{R_d}{\mu+1}} \tag{۴.۹۳}$$

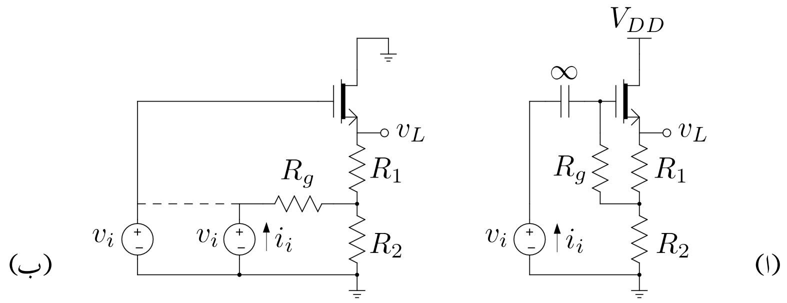
جس سے شکل ۴.۵۲ حاصل ہوتا ہے۔ یہاں آپ دیکھ سکتے ہیں کہ سورس کا مزاحمت R_s اور اشارہ v_2 جوں کے توں ہیں جبکہ ڈرین اور گیٹ کے اشارات اور مزاحمت کے عکس نظر آتے ہیں۔ اس طرح سورس سے دیکھتے ہوئے ڈرین کے اجزاء یعنی v_3، R_d اور r_o تینوں $(\mu+1)$ سے تقسیم ہوتے نظر آتے ہیں۔ جیسے گزشتہ شکل میں دیکھا گیا تھا کہ v_1 کا عکس ڈرین پر μ سے ضرب ہوتا نظر آتا ہے اور ڈرین پر پائے جانے والے اس عکس کا سورس جانب عکس $(\mu+1)$ سے تقسیم ہوتا ہے۔



شکل ۴.۵۱: ڈرین جانب عکس



شکل ۴.۵۲: سورس جانب عکس



شکل ۴.۵۳: تابع سورس

۴.۱۶ تابع سورس (ڈرین مشترک ایمپلیفائر)

نقطہ مائل

شکل ۴.۵۳ الف میں **گھٹاتا ماسفیٹ** کا **تابع سورس** ایمپلیفائر دکھایا گیا ہے۔ یہاں $nFET$ بھی استعمال کیا جا سکتا تھا۔ ایسا دور منفی V_{GSQ} مہیا کرنے کی خاطر استعمال کیا جاتا ہے۔ یک سمت رو خطِ بوجھ لکھتے ہیں۔

$$V_{DD} = v_{DS} + i_{DS}\left(R_1 + R_2\right) \tag{۴.۹۴}$$

نقطہ مائل یک سمت مقداروں سے حاصل ہوتا ہے۔ مزاحمت R_g میں صفر یک سمت برقی رو ہونے کی وجہ سے اس کے دونوں سروں پر برابر یک سمت برقی دباو پایا جائے گا۔ شکل الف میں R_g کے نچلے سرے پر $I_{DSQ}R_2$ برقی دباو پایا جاتا ہے اور یوں ماسفیٹ کے گیٹ پر بھی یہی برقی دباو ہو گا۔ ماسفیٹ کے سورس پر $I_{DSQ}\left(R_1 + R_2\right)$ برقی دباو ہے۔ یوں ماسفیٹ کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$\begin{aligned} V_{GSQ} &= V_{GQ} - V_{SQ} \\ &= I_{DSQ}\left(R_2\right) - I_{DSQ}\left(R_1 + R_2\right) \\ &= -I_{DSQ}R_1 \end{aligned} \tag{۴.۹۵}$$

عموماً V_{GSQ} چند وولٹ 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۔

افزائش A_v

شکل ۴.۵۳ 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 برقی اشارہ 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 ۴.۵۲ کے طرز پر باریک اشاراتی مساوی دور بناتے ہوئے شکل ۴.۵۴ الف حاصل ہوتا ہے۔اس شکل میں تمام اجزاء کو سورس منتقل کیا گیا ہے۔ R_2، R_g اور v_i کی جگہ ان کا تھونن مساوی دور استعمال کرتے ہوئے شکل ۴.۵۴ ب حاصل ہوتا ہے جہاں

$$
\begin{aligned}
v_{th} &= \frac{R_2 v_i}{R_2+R_g}\\
R_{th} &= \frac{R_2 R_g}{R_2+R_g} = R_2 \parallel R_g
\end{aligned}
$$

کے برابر ہیں۔ شکل ۴.۵۴ ب میں

$$
R_s = R_1 + \left(R_2 \parallel R_g\right)
$$

لکھتے ہوئے

$$
\begin{aligned}
i_{ds} &= \frac{\left[\frac{\mu}{\mu+1} - \frac{R_2}{R_2+R_g}\right] v_i}{\frac{r_o}{\mu+1} + R_s}\\
v_L &= i_{ds} R_s + \frac{R_2}{R_2+R_g} v_i
\end{aligned} \tag{۴.۹۶}
$$

لکھا جا سکتا ہے جس سے

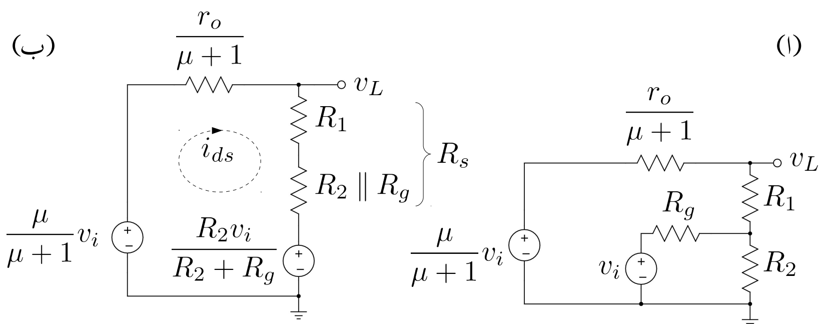
$$
v_L = \left[\frac{\frac{\mu}{\mu+1} - \frac{R_2}{R_2+R_g}}{\frac{r_o}{\mu+1} + R_s}\right] R_s v_i + \frac{R_2}{R_2+R_g} v_i
$$

حاصل ہوتا ہے۔جس سے $A_v = \frac{v_L}{v_i}$ یوں حاصل ہوتا ہے۔

$$
A_v = \frac{\left(\frac{\mu}{\mu+1}\right) R_s + \left(\frac{R_2}{R_2+R_g}\right)\left(\frac{r_o}{\mu+1}\right)}{\frac{r_o}{\mu+1} + R_s} \tag{۴.۹۷}
$$

چونکہ $\mu = g_m r_o$ کے برابر ہے لہٰذا $\frac{r_o}{\mu+1} \approx \frac{1}{g_m}$ لکھا جا سکتا ہے جس سے مندرجہ بالا مساوات کو یوں بھی لکھ سکتے ہیں۔

$$
A_v = \frac{g_m \left(\frac{\mu}{\mu+1}\right) R_s + \left(\frac{R_2}{R_2+R_g}\right)}{1 + g_m R_s} \tag{۴.۹۸}
$$



شکل ۴.۵۴: تابع سورس کا مساوی باریک اشاراتی دور

اگر $R_2 \gg R_g$ ہو، جیسا کہ عموماً ہوتا ہے، تب $\frac{R_2}{R_2+R_g}$ کو نظر انداز کرتے ہوئے اس مساوات کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$A_v \approx \frac{g_m\left(\frac{\mu}{\mu+1}\right)R_s}{1+g_m R_s} \tag{۴.۹۹}$$

عموماً $R_2 \gg R_g$ اور یوں $R_s \approx R_1 + R_2$ لکھا جا سکتا ہے۔ اگر $g_m R_s \gg 1$ بھی ہو تب مندرجہ بالا مساوات کو

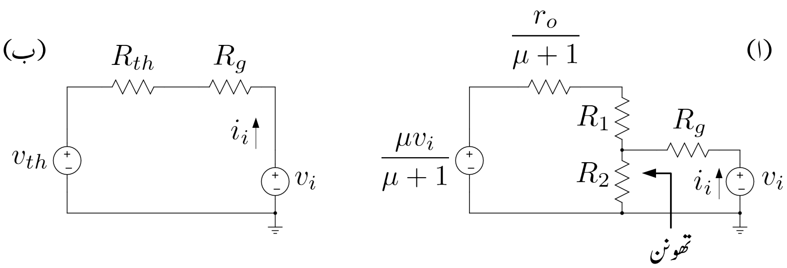
$$A_v \approx \frac{\mu}{\mu+1} \approx 1 \tag{۴.۱۰۰}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ اس مساوات سے صاف ظاہر ہے کہ ماسفیٹ کے **تابع سورس** **ایمپلیفائر** کا خارجی اشارہ بھی خوش اسلوبی سے داخلی اشارے کی پیروی کرتا ہے۔ دو جوڑ ٹرانزسٹر کی طرح ماسفیٹ کے مشترکہ ڈرین ایمپلیفائر کا A_v بھی تقریباً ایک کے برابر ہے۔

خارجی مزاحمت

شکل ۴.۵۴-ب کو دیکھتے ہوئے خارجی مزاحمت یوں لکھی جا سکتی ہے۔

$$\begin{aligned} R_o &= \frac{r_o}{\mu+1} \parallel R_s \\ &= \frac{1}{g_m} \parallel R_s \end{aligned} \tag{۴.۱۰۱}$$



شکل ۴.۵۵: تابع سورس کا داخلی مزاحمت

اگر $R_s \gg \frac{1}{g_m}$ ہو تب اسے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$R_o \approx \frac{1}{g_m} \tag{۴.۱۰۲}$$

داخلی مزاحمت

داخلی مزاحمت شکل ۴.۵۳ الف میں $\frac{v_i}{i_i}$ سے حاصل ہو گی۔ چونکہ گیٹ کی برقی رو صفر ہوتی ہے لہٰذا i_i وہ برقی رو ہے جو مزاحمت R_g سے گزرتی ہے۔ شکل ۴.۵۳ ب میں اس کی نشاندہی کی گئی ہے۔ چونکہ اس شکل میں v_i دو جگہ نظر آتا ہے لہٰذا یہ ضروری ہے کہ R_g کے ساتھ جڑی v_i پر نظر رکھی جائے۔
شکل ۴.۵۴ الف کو قدر مختلف طرز پر شکل ۴.۵۵ الف میں دکھایا گیا ہے جہاں مطلوب v_i اور i_i کی وضاحت کی گئی ہے۔ R_g کے بائیں جانب کا **تھونن مساوی** دور لیتے ہوئے

$$\begin{aligned}
v_{th} &= \frac{R_2\left(\frac{\mu}{\mu+1}\right)v_i}{R_1+R_2+\frac{r_o}{\mu+1}}\\
R_{th} &= R_2 \parallel \left(\frac{r_o}{\mu+1}+R_1\right)
\end{aligned} \tag{۴.۱۰۳}$$

حاصل ہوتا ہے۔ شکل ۴.۵۵ ب میں حاصل کردہ تھونن دور استعمال کیا گیا ہے۔ یوں

$$\begin{aligned}
i_i &= \frac{v_i - v_{th}}{R_g + R_{th}}\\
&= \frac{v_i - \frac{R_2\left(\frac{\mu}{\mu+1}\right)v_i}{R_1+R_2+\frac{r_o}{\mu+1}}}{R_g + R_2 \parallel \left(\frac{r_o}{\mu+1}+R_1\right)}
\end{aligned}$$

لکھتے ہوئے داخلی مزاحمت R_i یوں حاصل ہوتا ہے۔

$$R_i = \frac{v_i}{i_i} = \frac{R_g + R_2 \parallel \left(\frac{r_o}{\mu+1} + R_1\right)}{1 - \frac{R_2\left(\frac{\mu}{\mu+1}\right)}{R_1+R_2+\frac{r_o}{\mu+1}}} \tag{۴.۱۰۴}$$

اس مساوات میں $\frac{r_o}{\mu+1} \approx \frac{1}{g_m}$ پر کرنے سے

$$R_i = \frac{R_g + R_2 \parallel \left(\frac{1}{g_m} + R_1\right)}{1 - \frac{g_m R_2\left(\frac{\mu}{\mu+1}\right)}{g_m(R_1+R_2)+1}} \tag{۴.۱۰۵}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اگر $R_2 \gg R_g$ اور $1 \gg g_m\left(R_1+R_2\right)$ ہوں، جیسا کہ عموماً ہوتا ہے، تب اس مساوات کو

$$R_i \approx \frac{R_g}{1 - \frac{R_2\left(\frac{\mu}{\mu+1}\right)}{R_1+R_2}} \tag{۴.۱۰۶}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ اگر ساتھ ہی ساتھ $R_1 \gg R_2$ ہو تب اس سے مزید سادہ مساوات یوں حاصل ہوتی ہے۔

$$R_i \approx \left(\mu+1\right) R_g \tag{۴.۱۰۷}$$

مثال ۳.۵۵ میں بیس سے ایمٹر مزاحمت جوڑنے سے داخلی مزاحمت میں اضافہ ہوتا دکھایا گیا۔ یہاں بھی ایسا کرنے سے داخلی مزاحمت کی قیمت R_g سے زیادہ ہو جاتی ہے۔

مثال ۴.۳۱: شکل ۴.۵۳ الف میں استعمال کئے جانے والے ماسفیٹ کے $k_n = 0.2\,\frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$، $V_t = -3\,\text{V}$ اور $r_o = 90\,\text{k}\Omega$ ہیں۔ $15\,\text{V}$ کی منبع استعمال کرتے ہوئے $I_{DSQ} = 0.4\,\text{mA}$، $V_{DSQ} = 10\,\text{V}$ اور $R_i = 200\,\text{k}\Omega$ حاصل کرنے کی خاطر درکار مزاحمت حاصل کریں۔

حل:

$$\begin{aligned} I_{DSQ} &= \frac{k_n}{2}\left(V_{GS} - V_t\right)^2 \\ 0.0004 &= \frac{0.0002}{2}\left(V_{GSQ}+3\right)^2 \end{aligned}$$

سے

$$V_{GSQ} = -5\,\text{V}, \quad -1\,\text{V}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ $V_{GSQ} = -5\,\mathrm{V}$ کو رد کیا جاتا ہے چونکہ یہ قیمت V_t سے کم ہے جس سے ماسفیٹ منقطع ہو جاتا ہے۔ یوں مساوات ۴.۹۵ کے تحت $R_1 = 2.5\,\mathrm{k\Omega}$ حاصل ہوتا ہے۔ مساوات ۴.۹۴ کی مدد سے

$$\begin{aligned}R_1 + R_2 &= \frac{V_{DD} - V_{DSQ}}{I_{DSQ}}\\&= \frac{15 - 10}{0.4 \times 10^{-3}}\\&= 12.5\,\mathrm{k\Omega}\end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے اور یوں $R_2 = 10\,\mathrm{k\Omega}$ ہوگا۔ چونکہ

$$V_{GD} = V_{GS} - V_{DS} = -1 - 10 = -11\,\mathrm{V} < V_t$$

ہے لہٰذا ماسفیٹ کو افزائندہ خطے میں ٹھیک تصور کیا گیا تھا۔
مساوات ۴.۶۷ سے

$$g_m = \sqrt{2k_n I_{DS}} = \sqrt{2 \times 0.2 \times 10^{-3} \times 0.4 \times 10^{-3}} = 0.4\,\mathrm{mS}$$

اور یوں $\mu = g_m r_o = 36$ حاصل ہوتا ہے۔ $R_g \gg R_2$ تصور کرتے ہوئے $R_s \approx R_1 + R_2 = 12.5\,\mathrm{k\Omega}$ حاصل ہوتا ہے اور یوں مساوات ۴.۹۹ سے

$$A_v \approx \frac{0.4 \times 10^{-3}\left(\frac{36}{36+1}\right) 12.5 \times 10^3}{1 + 0.4 \times 10^{-3} \times 12.5 \times 10^3} = 0.81\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}$$

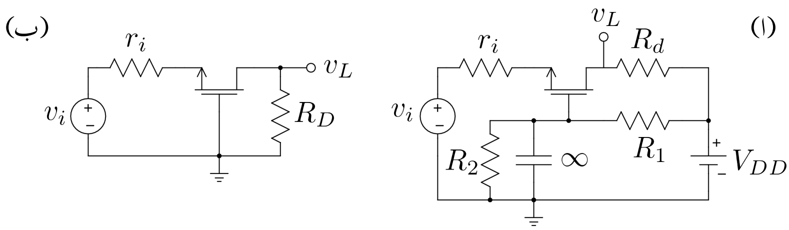
حاصل ہوتا ہے۔
مساوات ۴.۱۰۶ کی مدد سے $R_i = 200\,\mathrm{k\Omega}$ حاصل کرنے کی خاطر

$$200000 = \frac{R_g}{1 - \frac{10000\left(\frac{36}{36+1}\right)}{2500+10000}}$$

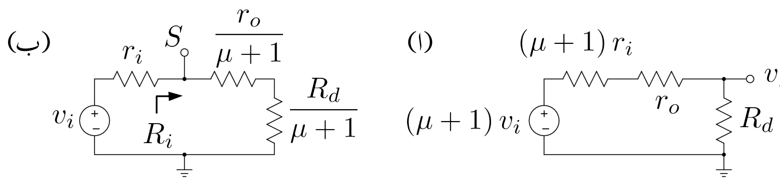
سے $R_g = 44\,\mathrm{k\Omega}$ حاصل ہوتا ہے۔

۴.۱۷ گیٹ مشترک ایمپلیفائر

شکل ۴.۵۶ الف میں گیٹ **مشترک ایمپلیفائر** دکھایا گیا ہے جبکہ شکل ب میں اسی کا مساوی بدلتا رو دور دکھایا گیا ہے۔ گیٹ پر نسب کپیسٹر کی قیمت لامحدود دکھائی گئی ہے۔ یوں درکار تعدد پر کپیسٹر کو قصر دور تصور کیا گیا ہے۔ شکل ب کا شکل ۴.۵۰ کے ساتھ موازنہ کریں۔ یہاں v_1 اور v_3 صفر وولٹ ہیں جبکہ v_2 کو v_i کہا گیا ہے۔ لہٰذا تمام اجزاء کو ڈرین میں منتقل کرتے ہوئے شکل ۴.۵۱ کے طرز پر شکل ۴.۵۷ الف حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح سورس جانب کا عکس شکل ب میں دکھایا گیا ہے۔



شکل ۴.۵۶: گیٹ مشترک ایمپلیفائر



شکل ۴.۵۷: گیٹ مشترک ایمپلیفائر کے ڈرین اور سورس جانب عکس

شکل ۴.۵۷ الف کو دیکھتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$v_L = \frac{R_d}{(\mu+1)\,r_i + r_o + R_d}\,(\mu+1)\,v_i$$

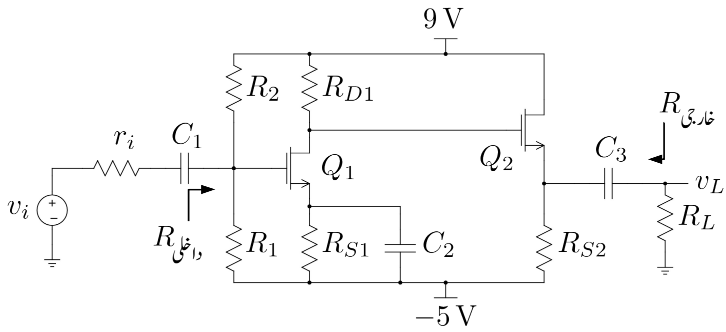
جس سے افزائش $A_v = \frac{v_L}{v_i}$ یوں لکھی جا سکتی ہے

$$A_v = \frac{(\mu+1)\,R_d}{(\mu+1)\,r_i + r_o + R_d}$$

شکل ۴.۵۷ ب سے ایمپلیفائر کا داخلی مزاحمت لکھا جا سکتا ہے یعنی

$$R_i = \frac{r_o + R_d}{\mu+1}$$

گیٹ مشترک ایمپلیفائر بلند تعدد پر استعمال ہوتا ہے۔ یہ بطور برقی سوئچ بھی استعمال کیا جاتا ہے۔



شکل ۴.۵۸: دو کڑی زنجیری ماسفیٹ ایمپلیفائر

۴.۱۸ زنجیری ایمپلیفائر

ایک سے زیادہ ایمپلیفائر کو زنجیر کی شکل میں جوڑ کر زیادہ سے زیادہ افزائش حاصل کرنا ممکن ہوتا ہے۔ ایسے زنجیری ایمپلیفائر میں عموماً داخلی جانب پہلی کڑی، درکار داخلی مزاحمت فراہم کرنے کی غرض سے تخلیق دیا جاتا ہے جبکہ آخری کڑی کو درکار خارجی مزاحمت کے لئے تخلیق دیا جاتا ہے۔ درمیانی کڑیاں درکار افزائش حاصل کرنے کے لئے تخلیق دیں جاتی ہیں۔

مثال ۴.۳۲: شکل ۴.۵۸ میں دو بالکل یکساں ماسفیٹ استعمال کرتے ہوئے، پہلی کڑی سورس مشترک اور دوسری کڑی ڈرین مشترک ایمپلیفائر سے تخلیق دی گئی ہے۔ $k_n = 0.6\,\frac{\mathrm{mA}}{\mathrm{V}^2}$ اور $V_t = 1\,\mathrm{V}$ ہیں۔ $I_{DS1} = 0.12\,\mathrm{mA}$ ، $I_{DS2} = 1.2\,\mathrm{mA}$ اور $V_{DS1} = V_{DS2} = 5\,\mathrm{V}$ حاصل کرنے کے لئے درکار R_{D1} ، R_{S1} اور R_{S2} حاصل کریں۔ $R_{داخلی} = 150\,\mathrm{k\Omega}$ حاصل کرنے کے لئے درکار R_1 اور R_2 حاصل کریں۔ تمام کپیسٹروں کی قیمت لامحدود تصور کریں۔

حل: Q_2 کے خارجی جانب کرخوف کے قانون برائے برقی دباو سے

$$\begin{aligned}9 + 5 &= V_{DS2} + I_{DS2}R_{S2}\\ &= 5 + 1.2 \times 10^{-3} R_{S2}\end{aligned}$$

سے $R_{S2} = 7.5\,\mathrm{k\Omega}$ حاصل ہوتا ہے۔ افزائندہ ماسفیٹ کی مساوات سے

$$1.2 \times 10^{-3} = \frac{0.6 \times 10^{-3}}{2}\left(V_{GS2} - 1\right)^2$$

$V_{GS2}=3\,\mathrm{V}$ سے حاصل ہوتا ہے۔ Q_2 کے سورس پر برقی دباو

$$V_{S2}=9-V_{DS2}=9-5=4\,\mathrm{V}$$

ہے یوں اس کے گیٹ پر

$$V_{G2}=V_{S2}+V_{GS2}=4+3=7\,\mathrm{V}$$

ہوں گے جو V_{D1} کے برابر ہے۔ یوں مزاحمت R_{D1} پر اُوہم کے قانون سے

$$\begin{aligned}9-V_{D1}&=I_{DS1}R_{D1}\\ 9-7&=0.12\times10^{-3}R_{D1}\end{aligned}$$

$R_{D1}=16.7\,\mathrm{k\Omega}$ حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ $V_{DS1}=5\,\mathrm{V}$ ہے لہٰذا

$$V_{S1}=V_{D1}-V_{DS1}=7-5=2\,\mathrm{V}$$

اور R_{S1} پر اُوہم کے قانون سے

$$\begin{aligned}V_{S1}-(-5)&=I_{DS1}R_{S1}\\ 7&=0.12\times10^{-3}R_{S1}\end{aligned}$$

$R_{S1}=58.3\,\mathrm{k\Omega}$ حاصل ہوا ہے۔ Q_1 کو افزائندہ تصور کرتے ہوئے افزائندہ ماسفیٹ کی مساوات سے

$$0.12\times10^{-3}=\frac{0.6\times10^{-3}}{2}\left(V_{GS1}-1\right)^2$$

سے $V_{GS1}=1.632\,\mathrm{V}$ حاصل ہوتے ہیں لہٰذا

$$\begin{aligned}V_{G1}&=V_{S1}+V_{GS1}\\ &2+1.632=3.632\,\mathrm{V}\end{aligned}$$

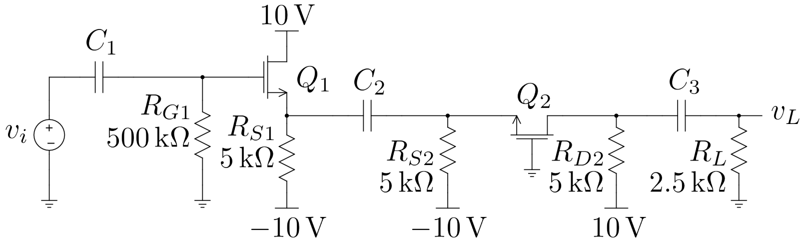
حاصل ہوتا ہے۔ V_{G1} کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$V_{G1}=3.632=\left[\frac{9-(-5)}{R_1+R_2}\right]R_1-5$$

چونکہ $R_1\parallel R_2=R_{\text{داخلی}}$ کے برابر ہے جس کی قیمت $150\,\mathrm{k\Omega}$ درکار ہے لہٰذا

$$150\times10^3=\frac{R_1\times R_2}{R_1+R_2}$$

مندرجہ بالا دو مساوات سے $R_2=243\,\mathrm{k\Omega}$ اور $R_1=392\,\mathrm{k\Omega}$ حاصل ہوتے ہیں۔



شکل ۴.۵۹: دو کڑی زنجیری مشترک ڈرین، مشترک گیٹ ایمپلیفائر

مثال ۴.۳۳: شکل ۴.۵۹ میں $k_{n1} = k_{n2} = 3\,\frac{\mathrm{mA}}{\mathrm{V}^2}$ اور $V_{t1} = V_{t2} = 2\,\mathrm{V}$ لیتے ہوئے I_{DS1}، I_{DS2}، g_{m1} اور g_{m2} حاصل کریں۔ ان قیمتوں 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 لکھا جا سکتا ہے

$$
\begin{aligned}
V_{G1} &= 0 \\
V_{S1} &= -10 + I_{DS1}R_{S1} = -10 + 5000I_{DS1}
\end{aligned}
$$

جس سے

$$V_{GS1} = V_{G1} - V_{S1} = 10 - 5000I_{DS1}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں افزائندہ ماسفیٹ کی مساوات

$$I_{DS1} = \frac{0.003}{2}\left(10 - 5000I_{DS1} - 2\right)^2$$

سے $I_{DS1} = 0.73\,\mathrm{mA}$ اور

$$g_{m1} = \sqrt{2k_{n1}I_{DS1}} = \sqrt{2 \times 0.003 \times 0.00073} = 2.09\,\mathrm{mS}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ اسی طرح Q_2 کے

$$
\begin{aligned}
V_{G2} &= 0 \\
V_{S2} &= -10 + 5000I_{DS2} \\
V_{GS2} &= V_{G2} - V_{S2} = 10 - 5000I_{DS2}
\end{aligned}
$$

سے افزائندہ ماسفیٹ کا مساوات

$$I_{DS2}=\frac{0.003}{2}\left(10-5000I_{DS2}-2\right)^2$$

$I_{DS2}=0.73\,\mathrm{mA}$ دیتا ہے جس سے

$$g_{m2}=\sqrt{2\times 0.003\times 0.00073}=2.09\,\mathrm{mS}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یہاں رک کر تسلی کر لیں کہ دونوں ماسفیٹ افزائندہ خطے میں ہی ہیں۔

ان قیمتوں کے ساتھ پائے ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے زنجیری ایمپلیفائر کا مساوی دور شکل ۴.۶۰ میں دکھایا گیا ہے جس کو دیکھ کر ہم

$$\begin{aligned}
v_{g1}&=v_i\\
v_{g2}&=0\\
v_{s1}&=v_{s2}=v_s
\end{aligned}$$

لکھ سکتے ہیں۔ یوں

$$\begin{aligned}
v_{gs1}&=v_i-v_s\\
v_{gs2}&=-v_s
\end{aligned}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ v_s کی مساوات حاصل کرتے ہیں۔

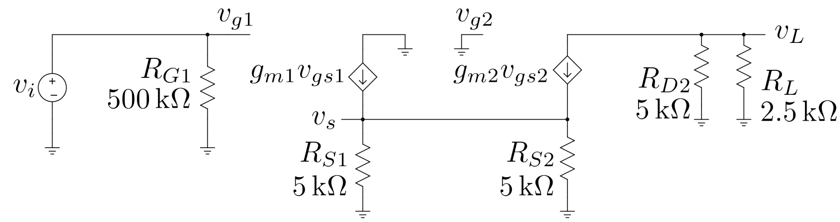
$$\begin{aligned}
v_s&=\left(g_{m1}v_{gs1}+g_{m2}v_{gs2}\right)\left(\frac{R_{S1}R_{S2}}{R_{S1}+R_{S2}}\right)\\
&=g_m\left[\left(v_i-v_s\right)+\left(-v_s\right)\right]R_S
\end{aligned}$$

جہاں دوسرے قدم پر $\frac{R_{S1}R_{S2}}{R_{S1}+R_{S2}}$ کو R_S لکھا گیا۔ یوں

$$v_s=\frac{g_mR_Sv_i}{1+2g_mR_S}$$

حاصل ہوتا ہے۔ v_L کے لئے یوں لکھا جا سکتا ہے

$$\begin{aligned}
v_L&=-g_{m2}v_{gs2}\left(\frac{R_{D2}R_L}{R_{D2}+R_L}\right)\\
&=g_mv_s\left(\frac{R_{D2}R_L}{R_{D2}+R_L}\right)
\end{aligned}$$



شکل ۴.۶۰: دو کڑی زنجیری مشترک ڈرین، مشترک گیٹ ایمپلیفائر کا مساوی دور

جہاں $g_{m1} = g_{m2} = g_m$ 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۔

$$R_S = \frac{5000\times 5000}{5000+5000} = 2.5\,\mathrm{k\Omega}$$
$$\frac{R_{D2}R_L}{R_{D2}+R_L} = \frac{5000\times 2500}{5000+2500} = 1.667\,\mathrm{k\Omega}$$

کے استعمال سے

$$A_v = \left(\frac{0.00209^2\times 2500}{1+2\times 0.00209\times 2500}\right)\times 1667 = 1.59\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}$$

حاصل ہوتا ہے۔

۴.۱۹ قوی ماسفیٹ

سلیکان پتری پر ماسفیٹ کا رقبہ بڑھا کر زیادہ طاقت کا ماسفیٹ وجود میں آتا ہے۔ کئی ایمپیئر اور وولٹ تک کام کرنے والے ایسے **قوی ماسفیٹ**[۴۴] زیادہ طاقت قابو کرنے میں کام آتے ہیں۔ اس طرح کے متعدد ماسفیٹ متوازی

[۴۴] power mosfet

جوڑ کر مزید زیادہ برقی رو کو قابو کیا جاتا ہے۔ یک سمت سے بدلتا رو برقی دباو بناتے **انورٹر**[۴۵] میں انہیں عموماً استعمال کیا جاتا ہے۔ قوی ٹرانزسٹر کی نسبت سے **قوی ماسفیٹ** انتہائی تیز ہے۔ اسے چالو سے منقطع یا منقطع سے چالو حالت میں چند نینو سیکنڈ میں لایا جا سکتا ہے۔ مزید یہ کہ اسے چالو کرنے کی خاطر درکار برقی طاقت نہایت کم ہے جسے عام $CMOS$ مخلوط دور فراہم کر سکتا ہے۔

برقی طاقت کا ضیاع قوی ماسفیٹ کو گرم کرتے ہوئے اس کا درجہ حرارت بڑھاتا ہے۔ درجہ حرارت بڑھنے سے ماسفیٹ کی مزاحمت بھی بڑھتی ہے۔ یوں متوازی جڑے ٹرانزسٹر میں اگر کسی وجہ سے ایک ماسفیٹ زیادہ گرم ہو تو اس کی مزاحمت بڑھ جائے گی۔ متوازی جڑے ماسفیٹ میں جس ماسفیٹ کا مزاحمت زیادہ ہو، اس کا i_{DS} کم ہو گا۔ یوں زیادہ گرم ہونے والا ماسفیٹ خود بخود کم برقی رو گزارتے ہوئے کم گرم ہو گا۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ متوازی جڑے **قوی** ٹرانزسٹر کے برعکس متوازی جڑے **قوی ماسفیٹ** از خود برقی رو کی تقسیم یوں رکھتے ہیں کہ ان میں کسی ایک پر زیادہ بوجھ نہ ڈلے۔ قوی ماسفیٹ کو بھی ٹھنڈا رکھنے کی خاطر **سرد کار**[۴۶] کے ساتھ جوڑ کر رکھا جاتا ہے۔

اہم نکات

منفی ماسفیٹ nMOSFET

بڑھاتا منفی ماسفیٹ کے V_t کی قیمت مثبت ہوتی ہے جبکہ گھٹاتا منفی ماسفیٹ کے V_t کی قیمت منفی ہوتی ہے۔ V_A کی قیمت دونوں کے لئے مثبت ہے۔ دونوں کے مساوات میں کوئی فرق نہیں۔

غیر افزائندہ

$$
\begin{aligned}
&v_{GS} > V_t, \quad v_{GD} \geq V_t \\
&i_{DS} = k_n' \left(\frac{W}{L}\right) \left[(v_{GS} - V_t)\, v_{DS} - \frac{v_{DS}^2}{2} \right] \\
&\text{مزاحمت} = \frac{1}{k_n' \left(\frac{W}{L}\right) (v_{GS} - V_t)} \qquad \text{کم برقی دباو پر مزاحمت}
\end{aligned}
$$

افزائندہ

$$
\begin{aligned}
&v_{GS} > V_t, \quad v_{GD} \leq V_t \\
&i_{DS} = \frac{k_n'}{2} \left(\frac{W}{L}\right) (v_{GS} - V_t)^2 \left(1 + \frac{v_{DS}}{V_A}\right)
\end{aligned}
$$

---

[۴۵] inverter
[۴۶] heat sink

مثبت ماسفیٹ pMOSFET

بڑھاتا مثبت ماسفیٹ کے V_t کی قیمت منفی ہوتی ہے جبکہ گھٹاتا مثبت ماسفیٹ کے V_t کی قیمت مثبت ہوتی ہے۔ V_A کی قیمت دونوں کے لئے مثبت ہے۔ دونوں کے مساوات میں کوئی فرق نہیں۔

غیر افزائندہ

$$
\begin{aligned}
&v_{SG} > -V_t, \quad v_{DG} \geq -V_t \\
&i_{SD} = k_p' \left(\frac{W}{L}\right)\left[\left(v_{SG}+V_t\right)v_{SD} - \frac{v_{SD}^2}{2}\right] \\
\text{مزاحمت} = &\frac{1}{k_p'\left(\frac{W}{L}\right)\left(v_{SG}+V_t\right)} \qquad \text{کم برقی دباو پر مزاحمت}
\end{aligned}
$$

افزائندہ

$$
\begin{aligned}
&v_{SG} > -V_t, \quad v_{DG} \leq -V_t \\
&i_{SD} = \frac{k_p'}{2}\left(\frac{W}{L}\right)\left(v_{SG}+V_t\right)^2\left(1+\frac{v_{SD}}{V_A}\right)
\end{aligned}
$$

nMOSFET کے باریک اشاراتی اجزاء

$$
\begin{aligned}
r_o &= \left|\frac{V_A}{I_{DS}}\right| \\
g_m &= k'\left(\frac{W}{L}\right)\left(V_{GS}-V_t\right)
\end{aligned}
$$

سوالات

سوال ۴.۱: ایک nMOSFET کا $\mu_n = 650\,\frac{\mathrm{cm^2}}{\mathrm{V\,s}}$، $d = 0.02\,\mathrm{\mu m}$ اور $\epsilon = 3.97\epsilon_0$ ہے۔ نہایت کم v_{DS} پر ماسفیٹ کی مزاحمت کی مساوات کیا ہو گی۔ اگر $\frac{W}{L} = 20$، $V_{GS} = 1.8\,\mathrm{V}$ جبکہ $V_t = 0.8\,\mathrm{V}$ ہوں تب ماسفیٹ کی مزاحمت نہایت کم v_{DS} پر کیا ہو گی۔

جوابات:

$$r = \frac{1}{k_n' \frac{W}{L}\left(v_{GS} - V_t\right)} = 445\,\Omega$$

سوال ۴.۲: pMOSFET کا $\mu_p \approx 0.4\mu_n$ ہوتا ہے۔ سوال ۴.۱ میں بقایا معلومات تبدیل کئے بغیر، نہایت کم V_{SD} پر pMOSFET کی مزاحمت حاصل کریں۔

جواب: $1114\,\Omega$

سوال ۴.۳: بقایا ساخت مکمل طور پر ایک جیسے رکھتے ہوئے منفی اور مثبت ماسفیٹ کے چوڑائی W کی ایسی شرح دریافت کریں جن پر دونوں ماسفیٹ کی مزاحمت برابر ہو۔

جواب: $\frac{W_n}{W_p} = 0.4$

سوال ۴.۴: ایک منفی ماسفیٹ جس کے $k_n = 0.02\,\frac{\mathrm{mA}}{\mathrm{V^2}}$ اور $V_t = 1\,\mathrm{V}$ ہیں کو $v_{GS} = 4\,\mathrm{V}$ پر چلایا جاتا ہے۔ $v_{DS} = 1\,\mathrm{V}$، $v_{DS} = 3\,\mathrm{V}$ اور $v_{DS} = 6\,\mathrm{V}$ پر i_{DS} حاصل کریں۔

جوابات: $50\,\mathrm{\mu A}$، $90\,\mathrm{\mu A}$ اور $90\,\mathrm{\mu A}$

سوال ۴.۵: ایک منفی ماسفیٹ جس کے

$$k_n = 0.08\,\frac{\mathrm{mA}}{\mathrm{V^2}}, \qquad V_t = 1\,\mathrm{V}$$

ہیں کو افزائندہ خطے میں $i_{DS} = 4\,\mathrm{mA}$ پر استعمال کرنے کی خاطر درکار v_{GS} اور کم سے کم v_{DS} حاصل کریں۔ اگر اس منفی ماسفیٹ کی $V_t = -1\,\mathrm{V}$ ہو تب جوابات کیا ہوں گے۔

جوابات: $V_t = 1\,\mathrm{V}$ کی صورت میں $v_{GS} = 11\,\mathrm{V}$ اور $v_{DS} \geq 10\,\mathrm{V}$ جبکہ $V_t = -1\,\mathrm{V}$ کی صورت میں $v_{GS} = 9\,\mathrm{V}$ اور $v_{DS} \geq 10\,\mathrm{V}$ حاصل ہوتے ہیں۔

سوال ۴.۶: سوال ۴.۵ کو $i_{DS} = 0.4\,\mathrm{mA}$ کے لئے دوبارہ حل کریں۔

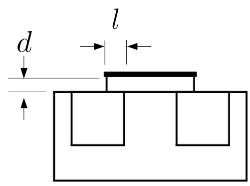
جوابات: $V_t = 1\,\mathrm{V}$ کی صورت میں $v_{GS} = 4.16\,\mathrm{V}$ اور $v_{DS} \geq 3.16\,\mathrm{V}$ جبکہ $V_t = -1\,\mathrm{V}$ کی صورت میں $v_{GS} = 2.16\,\mathrm{V}$ اور $v_{DS} \geq 3.16\,\mathrm{V}$ حاصل ہوتے ہیں۔

سوال ۴.۷: منفی بڑھاتا ماسفیٹ کے مساوات کے خط کاغذ پر قلم سے کھینچیں۔ انہیں کمپیوٹر کی مدد سے کھینچیں۔

سوال ۴.۸: شکل ۴.۶۱ میں W چوڑائی کا گیٹ سورس کو ڈھانپتا ہوا دکھایا گیا ہے۔ گیٹ اور سورس کا ڈھانپا گیا حصہ مل کر کپیسٹر C_{gsp} کو جنم دیتے ہیں۔ اس کپیسٹر کی چوڑائی W اور لمبائی l ہے جبکہ کپیسٹر کے دو چادروں کے درمیانی فاصلہ d ہے۔ اگر $d = 0.02\,\mathrm{\mu m}$، $W = 100\,\mathrm{\mu m}$ اور $l = 1\,\mathrm{\mu m}$ ہوں تب اس کپیسٹر کی قیمت کیا ہو گی۔ $\epsilon = 3.97\epsilon_0$ لیں جہاں $\epsilon_0 = 8.85 \times 10^{-12}\,\frac{\mathrm{F}}{\mathrm{m}}$ کے برابر ہے۔

جوابات: $C_{gsp} = \frac{\epsilon_r \epsilon_0 W l}{d}$، $176\,\mathrm{fF}$

سوال ۴.۹: ایک منفی بڑھاتا ماسفیٹ کے گیٹ اور ڈرین کو آپس میں جوڑ کر اس کے v_{DS} اور i_{DS} ناپے جاتے ہیں۔ $4\,\mathrm{V}$ پر $1\,\mathrm{mA}$ جبکہ $6\,\mathrm{V}$ پر $2.5\,\mathrm{mA}$ ناپا جاتا ہے۔ اس ماسفیٹ کے k_n اور V_t حاصل کریں۔



شکل ۴.۶۱: سورس اور ڈرین کو گیٹ ڈھانپ کر کپیسٹر کو جنم دیتا ہے

جوابات: $k_n = 0.169\,\frac{mA}{V^2}$، $V_t = 0.5575\,V$۔ یاد رہے کہ چالو منفی بڑھاتا ماسفیٹ کے لئے $v_{GS} > V_t$ کا ہونا ضروری ہے۔

سوال ۴.۱۰: ایک بڑھاتا منفی ماسفیٹ کا $v_{GS} = 5\,V$ پر رکھتے ہوئے اس کے i_{DS} اور v_{DS} ناپے جاتے ہیں۔ $v_{DS} = 3\,V$ پر $i_{DS} = 2\,mA$ جبکہ $v_{DS} = 6\,V$ پر $i_{DS} = 4\,mA$ ناپے جاتے ہیں۔ ماسفیٹ کے k_n اور V_t حاصل کریں۔

جوابات: $k_n = 2.59\,\frac{mA}{V^2}$، $V_t = 3.24\,V$

سوال ۴.۱۱: کم v_{DS} پر منفی بڑھاتا ماسفیٹ کو بطور متغیر مزاحمت استعمال کیا جا سکتا ہے۔ مزاحمت کی قیمت v_{GS} سے قابو کی جاتی ہے۔ $k'_n = 15\,\frac{\mu A}{V^2}$ اور $V_t = 1.2\,V$ ہیں۔ $v_{GS} = 2\,V$ پر $8\,k\Omega$ حاصل کرنے کے لئے درکار $\frac{W}{L}$ حاصل کریں۔ اگر $L = 10\,\mu m$ ہو تب W کیا ہو گا؟ $v_{GS} = 8\,V$ پر مزاحمت کی قیمت کیا ہو گی؟

جوابات: 10.42، $104.2\,\mu m$، $940\,\Omega$

سوال ۴.۱۲: ایک ماسفیٹ کو افزائندہ خطے میں استعمال کرتے ہوئے اس کا v_{GS} برقرار رکھا جاتا ہے۔ $v_{DS} = 5\,V$ پر $i_{DS} = 3.3\,mA$ جبکہ $v_{DS} = 10\,V$ پر $i_{DS} = 3.6\,mA$ ناپے جاتے ہیں۔ ماسفیٹ کی r_o اور ارلی برقی دباو V_A دریافت کریں۔

جوابات: $V_A = 50\,V$، $r_o = \frac{\Delta v_{DS}}{\Delta i_{DS}} = 33.33\,k\Omega$

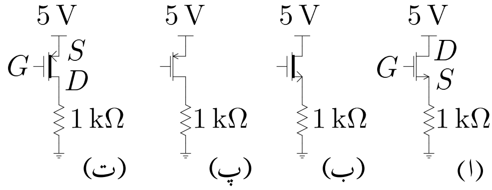
سوال ۴.۱۳: مندرجہ بالا سوال کے ماسفیٹ کے خارجی مزاحمت r_o کی قیمت $i_{DS} = 100\,\mu A$ اور $i_{DS} = 10\,mA$ پر حاصل کریں۔

جوابات: $r_o = \frac{V_A}{I_{DSQ}} = 500\,k\Omega$، $5\,k\Omega$

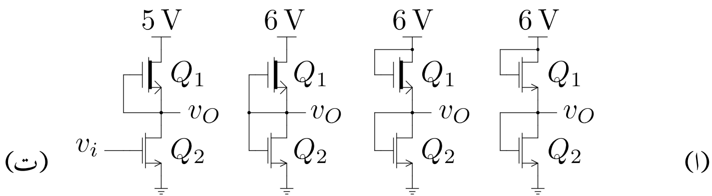
سوال ۴.۱۴: ایک گھٹاتے منفی ماسفیٹ کے $V_t = -3\,V$ اور $k_n = 0.2\,\frac{mA}{V^2}$ ہیں۔ اگر گیٹ کو سورس کے ساتھ جوڑا جائے تب $v_{DS} = -2\,V$ اور $v_{DS} = 5\,V$ پر i_{DS} کیا ہوں گے؟ ان دونوں صورتوں میں ماسفیٹ کس خطے میں ہو گا؟

جوابات: $0.8\,mA$، $0.9\,mA$ پہلی صورت میں غیر افزائندہ جبکہ دوسری صورت میں افزائندہ خطے میں ہے۔

سوال ۴.۱۵: شکل ۴.۶۲-الف کے ماسفیٹ کا $V_t = 1\,V$ اور $k_n = 160\,\frac{\mu A}{V^2}$ ہے۔ اگر گیٹ کو ڈرین کے ساتھ جوڑا جائے تب i_{DS} کیا ہو گا؟ اگر گیٹ کو سورس کے ساتھ جوڑا جائے تب i_{DS} کی قیمت کیا ہو گی۔
جوابات: ڈرین کے ساتھ جوڑنے سے $0.56\,mA$ جبکہ سورس کے ساتھ جوڑنے سے $0\,mA$



شکل ۴.۶۲



شکل ۴.۶۳

سوال ۴.۱۶: شکل ۴.۶۲ب کے ماسفیٹ کا $V_t = -1\,\mathrm{V}$ اور $k_n = 160\,\frac{\mathrm{\mu A}}{\mathrm{V^2}}$ ہے۔ اگر گیٹ کو ڈرین کے ساتھ جوڑا جائے تب i_{DS} کیا ہو گا؟ اگر گیٹ کو سورس کے ساتھ جوڑا جائے تب i_{DS} کی قیمت کیا ہو گی۔

جوابات: ڈرین کے ساتھ جوڑنے سے $1.525\,\mathrm{mA}$ جبکہ سورس کے ساتھ جوڑنے سے $0.16\,\mathrm{mA}$

سوال ۴.۱۷: شکل ۴.۶۲پ کے ماسفیٹ کا $V_t = -1\,\mathrm{V}$ اور $k_p = 160\,\frac{\mathrm{\mu A}}{\mathrm{V^2}}$ ہے۔ اگر گیٹ کو ڈرین کے ساتھ جوڑا جائے تب i_{DS} کیا ہو گا؟ اگر گیٹ کو سورس کے ساتھ جوڑا جائے تب i_{DS} کی قیمت کیا ہو گی۔

جوابات: ڈرین کے ساتھ جوڑنے سے $0.04\,\mathrm{mA}$ جبکہ سورس کے ساتھ جوڑنے سے $0\,\mathrm{A}$

سوال ۴.۱۸: شکل ۴.۶۲ت کے ماسفیٹ کا $V_t = 1\,\mathrm{V}$ اور $k_p = 160\,\frac{\mathrm{\mu A}}{\mathrm{V^2}}$ ہے۔ اگر گیٹ کو ڈرین کے ساتھ جوڑا جائے تب i_{DS} کیا ہو گا؟ اگر گیٹ کو سورس کے ساتھ جوڑا جائے تب i_{DS} کی قیمت کیا ہو گی۔

جوابات: ڈرین کے ساتھ جوڑنے سے $1.52\,\mathrm{mA}$ جبکہ سورس کے ساتھ جوڑنے سے $0.08\,\mathrm{mA}$

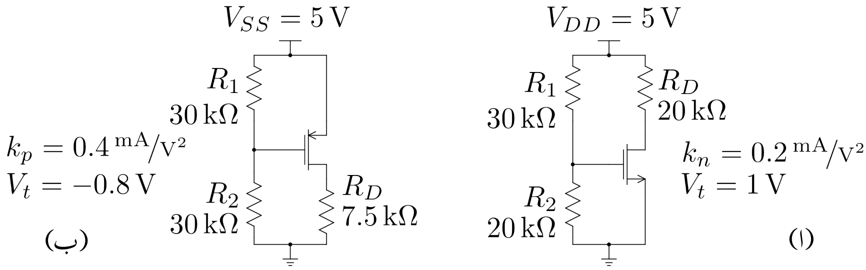
سوال ۴.۱۹: شکل ۴.۶۳الف میں $k_{n1} = 50\,\frac{\mathrm{\mu A}}{\mathrm{V^2}}$، $k_{n2} = 200\,\frac{\mathrm{\mu A}}{\mathrm{V^2}}$ جبکہ دونوں ماسفیٹ کا $V_t = 1\,\mathrm{V}$ ہے۔ v_O حاصل کریں۔

جواب: $2.3333\,\mathrm{V}$، دونوں ماسفیٹ افزائندہ خطے میں ہیں۔

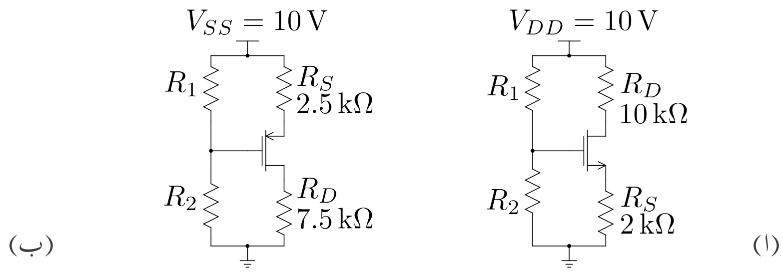
سوال ۴.۲۰: شکل ۴.۶۳ب میں $k_{n1} = 50\,\frac{\mathrm{\mu A}}{\mathrm{V^2}}$، $k_{n2} = 200\,\frac{\mathrm{\mu A}}{\mathrm{V^2}}$، $V_{t1} = -0.8\,\mathrm{V}$ جبکہ $V_{t2} = 1.2\,\mathrm{V}$ ہے۔ v_O حاصل کریں۔

جواب: $3.04\,\mathrm{V}$، Q_2 افزائندہ جبکہ Q_1 غیر افزائندہ ہے۔

سوال ۴.۲۱: شکل ۴.۶۳پ میں $k_{n1} = 50\,\frac{\mathrm{\mu A}}{\mathrm{V^2}}$، $k_{n2} = 200\,\frac{\mathrm{\mu A}}{\mathrm{V^2}}$، $V_{t1} = -0.8\,\mathrm{V}$ جبکہ $V_{t2} = 1.2\,\mathrm{V}$ ہے۔ v_O حاصل کریں۔



شکل ۴.۶۴



شکل ۴.۶۵

جواب: $v_O = 1.6\,\mathrm{V}$ دونوں افزائندہ خطوں میں ہیں۔

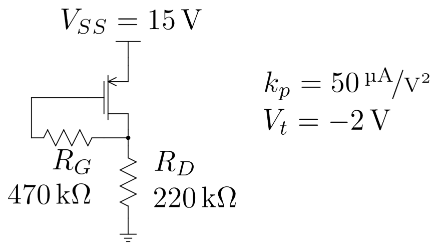
سوال ۴.۲۲: شکل ۴.۶۴ الف میں نقطہ کارکردگی حاصل کریں۔
جواب: $0.1\,\mathrm{mA}$ ، $3\,\mathrm{V}$

سوال ۴.۲۳: شکل ۴.۶۴ ب میں نقطہ کارکردگی حاصل کریں۔
جواب: $i_{SD} = 0.515\,\mathrm{mA}$ ، $v_{SD} = 1.14\,\mathrm{V}$

سوال ۴.۲۴: شکل ۴.۶۵ الف میں $k_n = 0.32\,\frac{\mathrm{mA}}{\mathrm{V}^2}$ اور $V_t = 2\,\mathrm{V}$ ہیں۔ R_1 اور R_2 کو یوں چنیں کہ $I_{DS} = 0.5\,\mathrm{mA}$ ہو اور ان مزاحمت میں I_{DS} کے $10\,\%$ برقی رو پائی جائے۔
جواب: $R_1 = 104.6\,\mathrm{k\Omega}$ ، $R_2 = 95.4\,\mathrm{k\Omega}$

سوال ۴.۲۵: شکل ۴.۶۵ ب میں $k_p = 0.22\,\frac{\mathrm{mA}}{\mathrm{V}^2}$ اور $V_t = -1.5\,\mathrm{V}$ ہیں۔ R_1 اور R_2 کو یوں چنیں کہ $V_{SD} = 5\,\mathrm{V}$ ہو اور ان مزاحمت میں I_{SD} کے $10\,\%$ برقی رو پائی جائے۔
جواب: $R_1 = 97.64\,\mathrm{k\Omega}$ ، $R_2 = 102.36\,\mathrm{k\Omega}$

سوال ۴.۲۶: شکل ۴.۶۶ میں ماسفیٹ کا نقطہ کارکردگی حاصل کریں۔
جواب: $I_{SD} = 52.5\,\mathrm{\mu A}$ ، $V_{GS} = -3.45\,\mathrm{V}$



شکل ۴.۶۶

سوال ۴.۲۷: شکل ۴.۶۵ الف میں $V_{DD} = 12\,\mathrm{V}$، $R_D = 5.6\,\mathrm{k\Omega}$ اور $R_S = 1.2\,\mathrm{k\Omega}$ ہیں۔ اگر ماسفیٹ کا $k_n = 0.18\,\frac{\mathrm{mA}}{\mathrm{V^2}}$ اور $V_t = 1.8\,\mathrm{V}$ ہوں تب $i_{DS} = 0.8\,\mathrm{mA}$ حاصل کرنے کی خاطر درکار R_1 اور R_2 حاصل کریں۔ R_1 اور R_2 میں برقی رو i_{DS} کے پانچ فی صد رکھیں۔

جوابات: $R_1 = 156.5\,\mathrm{k\Omega}$ ، $R_2 = 143.5\,\mathrm{k\Omega}$

سوال ۴.۲۸: عموماً ایک ہی قسم کے دو عدد ماسفیٹ کے خصوصیات میں فرق ہوتا ہے۔ یوں اگر سوال ۴.۲۷ میں ماسفیٹ کے V_t کی قیمت $1.6\,\mathrm{V}$ تا $2\,\mathrm{V}$ ممکن ہو جبکہ k_n اب بھی $0.18\,\frac{\mathrm{mA}}{\mathrm{V^2}}$ ہو تب i_{DS} کی قیمت کے حدود حاصل کریں۔

جواب: $0.735\,\mathrm{mA}$ تا $0.8656\,\mathrm{mA}$ دونوں صورتوں میں ماسفیٹ افزائندہ ہے۔

سوال ۴.۲۹: شکل ۴.۶۵ الف میں $R_1 = 100\,\mathrm{k\Omega}$ اور $R_2 = 50\,\mathrm{k\Omega}$ ہیں۔ R_S پر $0.55\,\mathrm{V}$ برقی دباو پایا جاتا ہے۔ R_2 کے متوازی $1000\,\mathrm{k\Omega}$ نسب کرنے کے بعد R_S پر $0.507\,\mathrm{V}$ ناپا جاتا ہے۔ ماسفیٹ کو دونوں صورتوں میں افزائندہ خطے میں تصور کرتے ہوئے g_m حاصل کریں۔

جواب: $0.33\,\frac{\mathrm{mA}}{\mathrm{V}}$

سوال ۴.۳۰: مندرجہ بالا سوال میں ماسفیٹ کا k_n اور V_t بھی حاصل کریں۔

جوابات: $V_t = 1.2\,\mathrm{V}$ ، $k_n = 0.22\,\frac{\mathrm{mA}}{\mathrm{V^2}}$

سوال ۴.۳۱: شکل ۴.۶۴ الف میں $i_{DS} = 0.1\,\mathrm{mA}$ کی توقع ہے۔ یوں $v_{DS} = 3\,\mathrm{V}$ ہونی چاہئے۔ اصل قیمت $2.94\,\mathrm{V}$ ناپی جاتی ہے۔ ماسفیٹ کی **ارلی برقی دباو** حاصل کریں۔

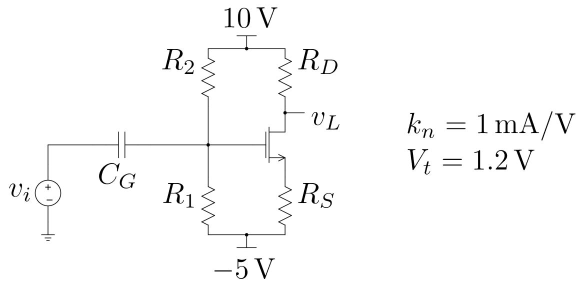
جواب: $100\,\mathrm{V}$

سوال ۴.۳۲: شکل ۴.۶۷ کے ایمپلیفائر میں $I_{DS} = 2\,\mathrm{mA}$ اور $V_{DS} = 5\,\mathrm{V}$ حاصل کرنے کے لئے درکار مزاحمت حاصل کریں۔ R_D کو R_S کے نو گنا رکھیں اور R_1 میں برقی رو I_{DS} کے دس فی صد رکھیں۔ ایمپلیفائر کا $A_v = \frac{v_L}{v_i}$ بھی حاصل کریں۔

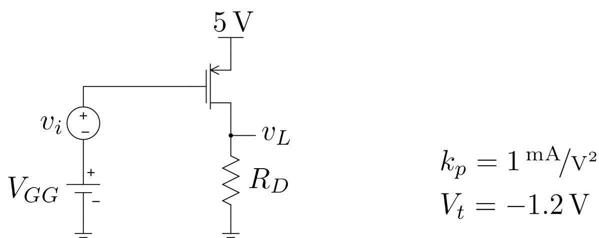
جوابات: $R_S = 0.5\,\mathrm{k\Omega}$، $R_D = 4.5\,\mathrm{k\Omega}$، $R_1 = 11\,\mathrm{k\Omega}$ اور $R_2 = 64\,\mathrm{k\Omega}$ حاصل ہوتے ہیں۔ $g_m = 2\,\mathrm{mS}$ ، $A_v = -2.25\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}$

سوال ۴.۳۳: شکل ۴.۶۸ میں $V_{SD} = 3\,\mathrm{V}$ اور $A_v = -6\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}$ حاصل کرنے کی خاطر درکار R_D اور V_{GG} حاصل کریں۔ I_{SD} کی قیمت کیا ہو گی؟

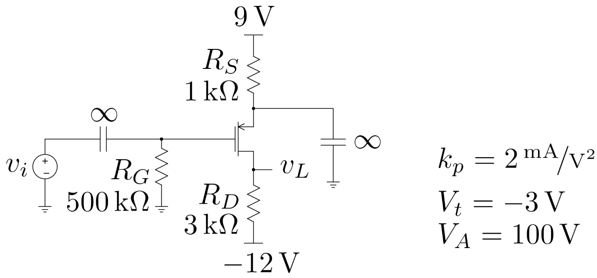
جوابات: $R_D = 9\,\mathrm{k\Omega}$، $V_{GG} = 3.133\,\mathrm{V}$ ، $I_{SD} = 0.222\,\mathrm{mA}$



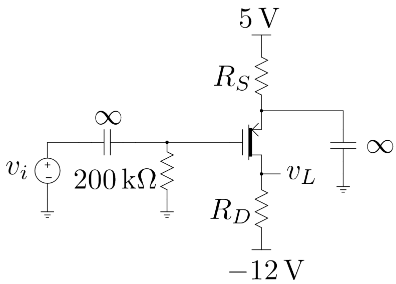
شکل ۴.۶۷



شکل ۴.۶۸



شکل ۴.۶۹



شکل ۴.۷۰

سوال ۴.۳۴: شکل ۴.۶۹ میں I_{SD} ، V_{SD} اور $A_v = \frac{v_L}{v_i}$ حاصل کریں۔

جوابات: $I_{SD} = 4\,\mathrm{mA}$ ، $V_{SD} = 2\,\mathrm{V}$ ، $g_m = 4\,\mathrm{mS}$ اور $r_o = 25.5\,\mathrm{k\Omega}$ اور $A_v = -10.73\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}$

سوال ۴.۳۵: شکل ۴.۷۰ میں $V_t = -1.4\,\mathrm{V}$ ، $k_p = 2\,\frac{\mathrm{mA}}{\mathrm{V^2}}$ اور $V_A = 40\,\mathrm{V}$ ہیں۔ R_S اور R_D کی ایسی قیمتیں حاصل کریں جن سے $I_{SD} = 0.36\,\mathrm{mA}$ اور $V_{SD} = 6\,\mathrm{V}$ حاصل ہوں۔ $A_v = \frac{v_L}{v_i}$ کی قیمت بھی حاصل کریں۔

جوابات: $R_S = 8.333\,\mathrm{k\Omega}$ ، $R_D = 22\,\mathrm{k\Omega}$ ، $r_o = 128\,\mathrm{k\Omega}$ اور $A_v = -22.7\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}$ حاصل ہوتے ہیں۔

سوال ۴.۳۶: صفحہ ۴۶۳ پر شکل ۴.۵۸ میں $R_1 = 392\,\mathrm{k\Omega}$، $R_2 = 243\,\mathrm{k\Omega}$، $R_{D1} = 16.7\,\mathrm{k\Omega}$، $R_{S1} =$ $58.3\,\mathrm{k\Omega}$، $R_{S2} = 7.5\,\mathrm{k\Omega}$، $k_n = 0.6\,\frac{\mathrm{mA}}{\mathrm{V^2}}$ اور $V_t = 1\,\mathrm{V}$ استعمال کرتے ہوئے دونوں ماسفیٹ کے نقطہ کارکردگی حاصل کریں۔

جوابات: $I_{DS1} = 0.12\,\mathrm{mA}$، $V_{DS1} = 5\,\mathrm{V}$، $I_{DS2} = 1.2\,\mathrm{mA}$ اور $V_{DS2} = 5\,\mathrm{V}$

سوال ۴.۳۷: صفحہ ۴۶۵ پر شکل ۴.۵۹ میں

$$R_{G1} = 100\,\text{k}\Omega, \qquad R_L = 5\,\text{k}\Omega$$
$$k_{n1} = 4\,\frac{\text{mA}}{\text{V}^2}, \qquad k_{n2} = 6\,\frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$$
$$V_{t1} = V_{t2} = 1.5\,\text{V}$$

ہیں۔ دور کو اس طرح تخلیق دیں کہ $I_{DS1} = 2\,\text{mA}$، $I_{DS2} = 6\,\text{mA}$ اور $V_{DS2} = 8\,\text{V}$ ہوں۔ حاصل جواب استعمال کرتے ہوئے g_{m1}، g_{m2} اور $A_v = \frac{v_L}{v_i}$ حاصل کریں۔

جوابات: $R_{S1} = 3.75\,\text{k}\Omega$، $R_{S2} = 1.182\,\text{k}\Omega$، $R_{D2} = 818\,\Omega$ ، $A_v = 1.75\,\frac{\text{V}}{\text{V}}$

باب ۵

تفرقی ایمپلیفائر

۵.۱ دو جوڑ ٹرانزسٹر کا تفرقی جوڑا

۵.۱.۱ تفرقی اشارہ کی عدم موجودگی

شکل ۵.۱ میں دو جوڑ ٹرانزسٹر کا بنیادی **تفرقی جوڑا**[۱] دکھایا گیا ہے۔ تفرقی جوڑے میں دو بالکل **یکساں**[۲] ٹرانزسٹر استعمال کئے جاتے ہیں۔ تفرقی جوڑے کی صحیح کارکردگی کے لئے یہ ضروری ہے کہ Q_1 اور Q_2 افزائندہ خطے میں رہیں۔ انہیں افزائندہ خطے میں رکھنے کی خاطر تفرقی جوڑے کو R_C کی مدد سے منبع مثبت برقی دباو V_{CC} کے ساتھ جوڑا گیا ہے۔ جیسا کہ اسی باب میں بعد میں دکھایا جائے گا R_C کی جگہ ٹرانزسٹر بھی استعمال کئے جاتے ہیں۔ تفرقی جوڑے کے دو داخلی اشارات v_{B1} اور v_{B2} ہیں جبکہ اس کا عمومی تفرقی خارجی اشارہ v_o ہے جسے شکل ۵.۲ 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 ایمٹر سرے آپس میں جڑے ہونے کی وجہ سے ان دونوں سروں پر ہر صورت برابر برقی دباو ہو گا (یعنی $v_{E1} = v_{E2}$ ہو گا)۔ ان برابر برقی دباو کو لکھتے ہوئے زیرِ نوشت (1 اور 2) لکھے بغیر v_E لکھا جا سکتا ہے یعنی

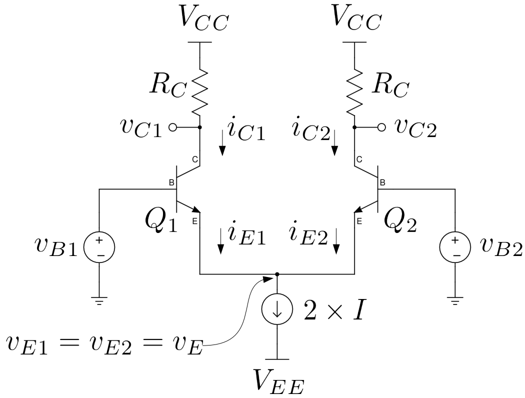
$$v_{E1} = v_{E2} = v_E \tag{۵.۱}$$

مزید یہ کہ اس جوڑ پر پیدا کار برقی رو کی برقی رو i_{E1} اور i_{E2} میں تقسیم ہو گی جس کے لئے کرخوف کے قانون برائے برقی رو کے تحت لکھا سکتا ہے

$$i_{E1} + i_{E2} = 2 \times I \tag{۵.۲}$$

تفرقی جوڑے کی کارکردگی پر شکل ۵.۲ کی مدد سے غور کرتے ہیں جہاں تفرقی جوڑے کے دونوں داخلی سروں پر یک سمت برقی دباو V_B بطور داخلی اشارات v_{B1} اور v_{B2} مہیا کیا گیا ہے۔ یوں V_B کو بطورِ **مشترکہ برقی دباو**[۳] مہیا کیا گیا

[۱] difference pair
[۲] matched
[۳] common mode voltage



شکل ۵.۱: دو جوڑ ٹرانزسٹر کے تفرقی جوڑے کی بنیادی ساخت

ہے۔ دور کو دیکھتے ہوئے یہ بات واضح ہے کہ اس کے بائیں اور دائیں اطراف بالکل یکساں ہیں۔ یوں دونوں اطراف میں برابر برقی رو پائی جائے گی (یعنی $i_{E1} = i_{E2}$)۔ ایسی صورت میں مساوات ۵.۲ سے $i_{E1} = i_{E2} = I$ حاصل ہوتا ہے اور یوں $i_{C1} = i_{C2} = \alpha I$ ہو گا۔ لہٰذا

$$v_{C1} = V_{CC} - i_{C1} R_C = V_{CC} - \alpha I R_C$$
$$v_{C2} = V_{CC} - i_{C2} R_C = V_{CC} - \alpha I R_C$$

اس صورت میں

$$v_o = v_{C2} - v_{C1} = 0 \tag{۵.۳}$$

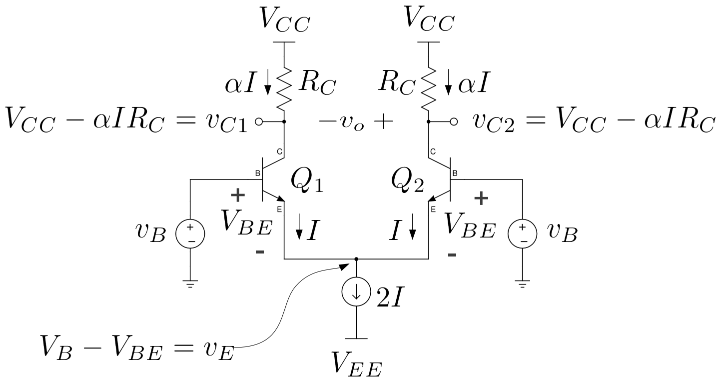
ہو گا۔ یہ ایک اہم اور عمومی نتیجہ ہے جس کے تحت اگر تفرقی جوڑے کے دونوں مداخل پر برابر برقی دباو مہیا کیا جائے تو یہ صفر وولٹ خارج کرے گا۔ اس حقیقت کو یوں بہتر بیان کیا جا سکتا ہے کہ تفرقی جوڑا **مشترکہ برقی دباو** کو رد کرتا ہے۔ **تفرقی برقی اشارہ** v_d کو یوں بیان کیا جاتا ہے

$$v_d = v_{B1} - v_{B2} \tag{۵.۴}$$

جبکہ **مشترکہ برقی دباو** v_{CM} کو یوں بیان کیا جاتا ہے

$$v_{CM} = \frac{v_{B1} + v_{B2}}{2} \tag{۵.۵}$$

یہاں رک کر تسلی کر لیں کہ v_d حسابی ایمپلیفائر کا **تفرقی برقی دباو** ہی ہے۔ اسی طرح v_{B1} حسابی ایمپلیفائر کا مثبت مداخل جبکہ v_{B2} اس کا منفی مداخل ہے۔



شکل ۵.۲: دونوں مداخل پر برابر برقی دباو کی صورت

مثال ۵.۱: شکل ۵.۲ میں

$$
\begin{aligned}
V_{\text{CC}} &= 15\,\text{V} & V_{\text{EE}} &= -15\,\text{V} \\
V_{\text{B}} &= 3\,\text{V} & R_{\text{C}} &= 3.9\,\text{k}\Omega \\
I &= 2\,\text{mA} & \alpha &= 0.99
\end{aligned}
$$

ہیں۔ تفرقی جوڑی کے تمام برقی دباو اور برقی رو حاصل کریں۔

حل: منبع رو $2 \times I = 4\,\text{mA}$ رو پیدا کرتی ہے۔ چونکہ دونوں ٹرانزسٹر کے بیس سرے برابر برقی دباو یعنی $3\,\text{V}$ پر ہیں لہٰذا $V_{BE} = 0.7\,\text{V}$ لیتے ہوئے

$$v_E = 3 - 0.7 = 2.3\,\text{V}$$

ہوگا اور

$$i_{E1} = i_{E2} = \frac{4\,\text{mA}}{2} = 2\,\text{mA}$$

اور یوں

$$
\begin{aligned}
i_{C1} &= i_{C2} = \alpha \times 2\,\text{mA} = 0.99 \times 2\,\text{mA} = 1.98\,\text{mA} \\
v_{C1} &= v_{C2} = 15 - 1.98 \times 10^{-3} \times 3.9 \times 10^{3} = 7.3\,\text{V} \\
v_o &= v_{C2} - v_{C1} = 7.3 - 7.3 = 0\,\text{V}
\end{aligned}
$$

یہاں منبع رو کے سروں پر $2.3\,\mathrm{V}$ اور $-15\,\mathrm{V}$ ہونے سے اس پر

$$2.3-(-15)=17.3\,\mathrm{V}$$

ہوں گے۔ مزید یہ کہ ٹرانزسٹروں کے بیس سروں پر $3\,\mathrm{V}$ جبکہ ان کے کلکٹر سروں پر $7.3\,\mathrm{V}$ ہونے سے ان کے بیس-کلکٹر جوڑ الٹ مائل ہیں۔ یوں یہ افزائندہ خطے میں ہیں جو کہ تفرقی جوڑے کے صحیح کارکردگی کے لئے ضروری ہے۔

مثال ۵.۲: مثال ۵.۱ میں مشترکہ برقی دباو کی وہ حد معلوم کریں جس پر ٹرانزسٹر غیر-افزائندہ خطے میں داخل ہو جائیں گے۔

حل: اس مثال میں ہم نے دیکھا کہ مشترکہ برقی دباو مہیا کرنے سے دونوں ٹرانزسٹروں میں برابر برقی رو کا گزر ہوتا ہے اور ان کے کلکٹر سروں پر $7.3\,\mathrm{V}$ پایا جاتا ہے۔ اگر بیس-کلکٹر جوڑ پر سیدھی رُخ **چالو کردہ برقی دباو** یعنی $0.5\,\mathrm{V}$ پایا جائے تو ٹرانزسٹر غیر-افزائندہ صورت اختیار کر لیتا ہے۔ یوں ٹرانزسٹر اس وقت تک افزائندہ رہیں گے جب تک ان کے بیس سروں پر تقریباً $(7.3+0.5=7.8\,\mathrm{V})$ یا اس سے کم **مشترکہ برقی دباو** پائی جائے یعنی

$$v_{CM}\leq 7.8\,\mathrm{V}$$

۵.۱.۲ تفرقی اشارہ موجود

آئیں تفرقی برقی اشارہ کو صفر وولٹ سے بڑھا کر تفرقی جوڑے کی کارکردگی دیکھیں۔ شکل ۵.۳ الف میں v_{B2} کو **برقی زمین**[۳] یعنی صفر وولٹ پر رکھا گیا ہے جبکہ $v_{B1}=0.9\,\mathrm{V}$ رکھا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ اس صورت تفرقی جوڑے کے دو اطراف یکساں صورت نہیں رہتے۔ اگر دونوں مداخل پر صفر وولٹ دئے جاتے تب

$$\begin{aligned} v_{BE1}&=v_{BE2}=0.7\,\mathrm{V}\\ v_E&=v_B-v_{BE}=0-0.7=-0.7\,\mathrm{V}\end{aligned}$$

ہوتے۔ ایک مداخل مثلاً v_{B2} کو صفر وولٹ پر رکھتے ہوئے اگر v_{B1} پر برقی دباو بڑھایا جائے تو آپ دیکھ سکتے ہیں کہ Q_1 کا بیس-کلکٹر جوڑ سیدھے مائل ہو گا اور

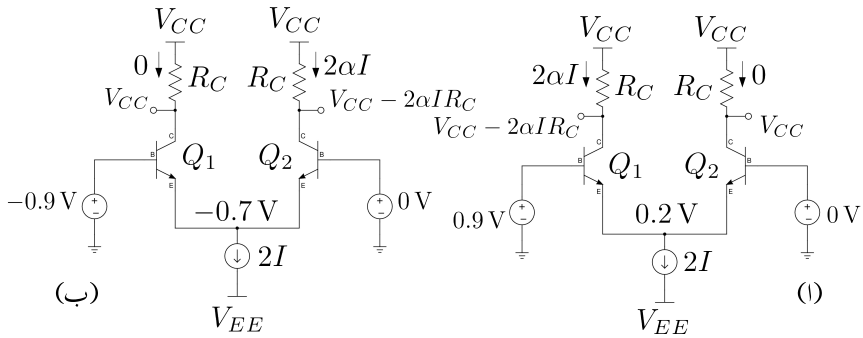
$$v_E=v_{B1}-v_{BE1}$$

رہے گا۔ اس طرح اگر $v_{B1}=0.9\,\mathrm{V}$ کر دیا جائے تو

$$v_E=0.9-0.7=0.2\,\mathrm{V}$$

---

[۳] electrical ground



شکل ۵.۳: تفرقی اشارہ کے موجودگی میں تفرقی جوڑے کی کارکردگی

ہوگا اور یوں Q_2 کے بیس-کلکٹر جوڑ پر

$$v_{BE2} = v_{B2} - v_E = 0 - 0.2 = -0.2\,\mathrm{V}$$

برقی دباو ہوگا جو اسے منقطع رکھے گا۔ منقطع ٹرانزسٹر میں برقی رو کا گزر ممکن نہیں لہٰذا تمام کا تمام $I \times 2$ برقی رو ٹرانزسٹر Q_1 کو منتقل ہو جائے گی یعنی

$$\begin{aligned} i_{E1} &= 2I \\ i_{E2} &= 0 \end{aligned}$$

یوں

$$\begin{aligned} v_{C1} &= V_{CC} - 2\alpha IR_C \\ v_{C2} &= V_{CC} \\ v_o &= v_{C2} - v_{C1} = +2\alpha IR_C \end{aligned}$$

ہوں گے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں تفرقی اشارہ کے موجودگی میں خارجی برقی دباو v_o کی قیمت صفر وولٹ نہیں رہتی۔ حقیقت میں تفرقی جوڑا نہایت کم داخلی تفرقی برقی دباو پر ہی تمام کی تمام برقی رو (یعنی $I \times 2$) کو ایک ٹرانزسٹر منتقل کر کے $+2\alpha IR_C$ برقی دباو خارج کر دے گا جس کے بعد تفرقی دباو مزید بڑھانے سے خارجی برقی دباو v_o میں مزید تبدیلی ممکن نہیں۔ تفرقی جوڑے کے دونوں دخول صفر وولٹ ہونے کی صورت میں $v_E = -0.7\,\mathrm{V}$ ہوتا ہے۔ اب اگر $v_{B2} = 0\,\mathrm{V}$ رکھتے ہوئے $v_{B1} = -0.9\,\mathrm{V}$ کر دیا جائے تو Q_2 کا بیس-ایمٹر جوڑ سیدھا مائل ہو جائے گا لہٰذا $v_E = -0.7\,\mathrm{V}$ ہوگا۔ یوں Q_1 کے بیس سرے پر $-0.9\,\mathrm{V}$ جبکہ اس کے ایمٹر سرے پر $-0.7\,\mathrm{V}$ ہونے کی وجہ سے یہ منقطع صورت اختیار کر لے گا۔ یہ صورت شکل ۵.۳ ب میں

دکھائی گئی ہے۔یوں منبع رو کی تمام برقی رو (یعنی $2 \times I$) ٹرانزسٹر Q_2 کو منتقل ہو جائے گی۔اس طرح

$$
\begin{aligned}
i_{E1} &= 0 \\
i_{E2} &= 2I \\
v_{C1} &= V_{CC} \\
v_{C2} &= V_{CC} - 2\alpha I R_C \\
v_o &= v_{C2} - v_{C1} = -2\alpha I R_C
\end{aligned}
$$

ہوں گے۔شکل ۵.۳ الف میں ہم نے دیکھا کہ $v_d = v_{B1} - v_{B2} = 0.9\,\mathrm{V}$ کی صورت میں تفرقی جوڑا تمام کی تمام برقی رو (یعنی $2 \times I$) کو ایک ٹرانزسٹر میں منتقل کر چکا ہوتا ہے اور یوں یہ $v_o = +2\alpha I R_C$ خارج کرتا ہے جبکہ شکل ب میں $v_d = -0.9\,\mathrm{V}$ ہیں اور تفرقی جوڑا تمام کی تمام برقی رو کو دوسرے ٹرانزسٹر میں منتقل کر کے $v_o = -2\alpha I R_C$ خارج کرتا ہے۔

۵.۲ باریک داخلی تفرقی اشارہ پر تفرقی جوڑے کی بنیادی کارکردگی

کرخوف کے قانون برائے برقی رو کے تحت $i_{E1} + i_{E2} = 2 \times I$ رہے گا۔اب تصور کریں کہ تفرقی جوڑے کو باریک تفرقی اشارہ v_d مہیا کیا جاتا ہے۔باریک تفرقی اشارہ سے مراد اتنی v_d ہے جس سے تمام کی تمام برقی رو $2 \times I$ کسی ایک ٹرانزسٹر میں منتقل نہ ہو۔جیسا شکل ۵.۴ 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

$$
\begin{aligned}
v_{B1} &= +\frac{v_d}{2} \\
v_{B2} &= -\frac{v_d}{2}
\end{aligned}
$$

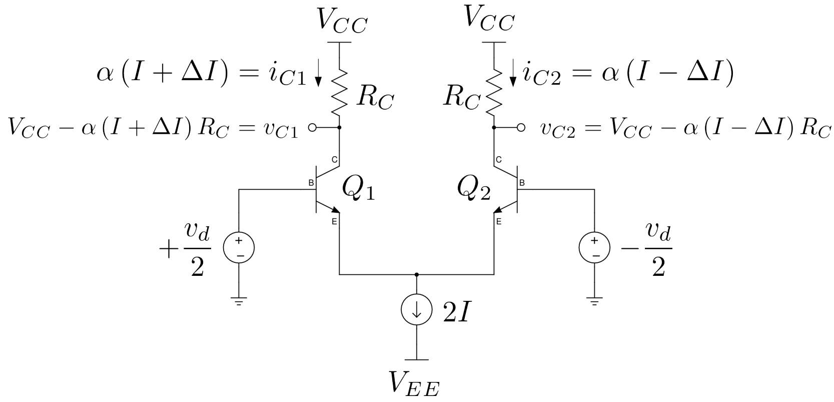
اگر v_{B1} اور v_{B2} دونوں پر صفر وولٹ دیے جاتے تب $i_{E1} = i_{E2} = I$ ہوتا۔اب جب v_{B1} کو ہلکا بڑھایا اور v_{B2} کو گھٹایا گیا ہے تو i_{B1} میں ΔI کا اضافہ ہو گا جبکہ i_{B2} میں اتنی ہم کمی واقع ہو گی۔تاہم اب بھی $i_{E1} + i_{E2} = 2I$ ہو گا۔یوں

$$
\begin{aligned}
i_{E1} &= I + \Delta I \\
i_{E2} &= I - \Delta I
\end{aligned}
$$

ہوں گے۔لہٰذا

$$
\begin{aligned}
i_{C1} &= \alpha I_{E1} = \alpha \left(I + \Delta I\right) \\
i_{C2} &= \alpha I_{E2} = \alpha \left(I - \Delta I\right) \\
v_{C1} &= V_{CC} - i_{C1} R_C = V_{CC} - \alpha \left(I + \Delta I\right) R_C \\
v_{C2} &= V_{CC} - i_{C2} R_C = V_{CC} - \alpha \left(I - \Delta I\right) R_C \\
v_o &= v_{C2} - v_{C1} = +2\alpha \Delta I R_C
\end{aligned}
$$

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۔



شکل ۵.۴: باریک تفرقی اشارے پر صورت حال

۵.۳ 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 ایمٹر سرے پر v_{E1} برقی دباو پایا جاتا ہے۔ چونکہ دونوں ٹرانزسٹر کے ایمٹر سرے آپس میں جڑے ہیں لہٰذا $v_{E1}=v_{E2}=v_E$ ہو گا۔ یوں ایمٹر سرے کے برقی دباو کو v_{E1} اور v_{E2} لکھنے کے بجائے v_E لکھ سکتے ہیں۔ اس طرح

$$v_{BE1}=v_{B1}-v_{E1}=v_{B1}-v_E \tag{۵.۶}$$

ہو گا۔ اسی طرح Q_2 کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$v_{BE2}=v_{B2}-v_{E2}=v_{B2}-v_E \tag{۵.۷}$$

ان برقی دباو کو استعمال کر کے ہم لکھ سکتے ہیں

$$i_{C1}=I_S\left(e^{\frac{v_{BE1}}{V_T}}-1\right)\approx I_S e^{\frac{v_{BE1}}{V_T}}=I_S e^{\frac{v_{B1}-v_E}{V_T}} \tag{۵.۸}$$

$$i_{C2}=I_S\left(e^{\frac{v_{BE2}}{V_T}}-1\right)\approx I_S e^{\frac{v_{BE2}}{V_T}}=I_S e^{\frac{v_{B2}-v_E}{V_T}} \tag{۵.۹}$$

یوں

$$i_{E1}=\frac{i_{C1}}{\alpha}=\frac{I_S}{\alpha}e^{\frac{v_{B1}-v_E}{V_T}} \tag{۵.۱۰}$$

$$i_{E2}=\frac{i_{C2}}{\alpha}=\frac{I_S}{\alpha}e^{\frac{v_{B2}-v_E}{V_T}} \tag{۵.۱۱}$$

ان مساوات میں v_{B1} اور v_{B2} داخلی اشارات ہیں جنہیں آزاد متغیرات تصور کیا جائے جبکہ i_{E1} اور i_{E2} تابع متغیرات ہیں جن کا حصول درکار ہے۔ آئیں انہیں حاصل کریں۔ پہلے قدم میں مساوات ۵.۱۱ کو مساوات ۵.۱۰ سے تقسیم کر کے v_E سے چھٹکارا حاصل کیا جاتا ہے۔

$$\frac{i_{E2}}{i_{E1}} = \frac{\left(\frac{I_S}{\alpha} e^{\frac{v_{B2}-v_E}{V_T}}\right)}{\left(\frac{I_S}{\alpha} e^{\frac{v_{B1}-v_E}{V_T}}\right)} = e^{\left(\frac{v_{B2}-v_{B1}}{V_T}\right)} = e^{-\frac{v_d}{V_T}} \tag{۵.۱۲}$$

جہاں $(v_{B1} - v_{B2})$ کو v_d لکھا گیا ہے۔ دونوں جانب ایک (1) جمع کرتے ہیں

$$\frac{i_{E2}}{i_{E1}} + 1 = 1 + e^{\frac{v_d}{V_T}} \tag{۵.۱۳}$$

$$\frac{i_{E2} + i_{E1}}{i_{E1}} = 1 + e^{-\frac{v_d}{V_T}} \tag{۵.۱۴}$$

چونکہ $i_{E1} + i_{E2} = 2 \times I$ ہوتا ہے لہٰذا اس مساوات کو یوں لکھ سکتے ہیں

$$\frac{2 \times I}{i_{E1}} = 1 + e^{-\frac{v_d}{V_T}} \tag{۵.۱۵}$$

اسے الٹا کرنے سے تابع متغیرہ i_{E1} حاصل ہوتا ہے

$$\begin{aligned} \left(\frac{2 \times I}{i_{E1}}\right)^{-1} &= \left(1 + e^{-\frac{v_d}{V_T}}\right)^{-1} \\ \frac{i_{E1}}{2 \times I} &= \frac{1}{\left(1 + e^{-\frac{v_d}{V_T}}\right)} \end{aligned} \tag{۵.۱۶}$$

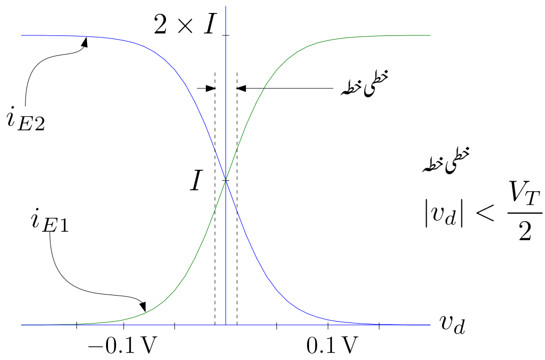
یعنی

$$i_{E1} = \frac{2 \times I}{\left(1 + e^{-\frac{v_d}{V_T}}\right)} \tag{۵.۱۷}$$

اگر ہم مساوات ۵.۱۰ کو مساوات ۵.۱۱ سے تقسیم کرتے تو مندرجہ ذیل مساوات حاصل ہوتا۔

$$i_{E2} = \frac{2 \times I}{\left(1 + e^{+\frac{v_d}{V_T}}\right)} \tag{۵.۱۸}$$

مساوات ۵.۱۷ اور مساوات ۵.۱۸ شکل ۵.۵ میں کھینچے گئے ہیں۔



شکل ۵.۵: تفرقی جوڑے کے $v_d - i_d$ خط

مثال ۵.۳: صفر وولٹ تفرقی اشارہ یعنی $v_d = 0$ پر i_{E1} اور i_{E2} حاصل کریں۔
حل: مساوات ۵.۱۷ 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 ۵.۱۸ 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 ۵.۴: مندرجہ ذیل تفرقی برقی اشارات پر i_{E2} حاصل کریں۔

۱.

$$v_d = -0.15\,\mathrm{V}$$

۲.

$$v_d = -0.1\,\mathrm{V}$$

۳.

$$v_d = 0.1\,\mathrm{V}$$

۴.

$$v_d = 0.15\,\mathrm{V}$$

حل: مساوات ۵.۱۸ کے تحت

۱.

$$i_{E2} = \frac{2 \times I}{1 + e^{\frac{-0.15}{0.025}}} = \frac{2 \times I}{1 + 0.0024788} \approx 2 \times I$$

۲.

$$i_{E2} = \frac{2 \times I}{1 + e^{\frac{-0.1}{0.025}}} = \frac{2 \times I}{1 + 0.018316} = 0.982 \times 2 \times I$$

۳.

$$i_{E2} = \frac{2 \times I}{1 + e^{\frac{+0.1}{0.025}}} = \frac{2 \times I}{1 + 54.598} = 0.018 \times 2 \times I$$

۴.

$$i_{E2} = \frac{2 \times I}{1 + e^{\frac{+0.15}{0.025}}} = \frac{2 \times I}{1 + 403.41} = 0.00247 \times 2 \times I \approx 0$$

مثال ۵.۳ 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 **مشترکہ اشارہ** v_{CM} کا کسی قسم کا کوئی اثر نہیں۔

مثال ۵.۴ میں $v_d = -0.1\,\mathrm{V}$ پر 98.2 فی صد برقی رو Q_2 سے گزرتی ہے جبکہ $v_d = 0.1\,\mathrm{V}$ پر صرف 1.8 فی صد 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 دوسرے ٹرانزسٹر میں منتقل کرنے کی خاطر نہایت کم داخلی تفرقی برقی دباو درکار ہوتا ہے۔ مزید یہ کہ اس تمام عمل میں تفرقی جوڑے کے دونوں ٹرانزسٹر افزائندہ حال رہتے ہیں۔

جیسا کہ آپ جانتے ہیں کہ ٹرانزسٹر کے بیس-ایمٹر جوڑ پر اندرونی کپیسٹر $C_{b'e}$ اور بیس-کلکٹر جوڑ پر اندرونی کپیسٹر $C_{b'c}$ پائے جاتے ہیں۔ غیر-افزائندہ ٹرانزسٹر میں ان کپیسٹروں کے مجموعہ کی قیمت، افزائندہ ٹرانزسٹر

کے نسبت، زیادہ ہوتی ہے۔ ان کپیسٹروں میں بار بھرنا یا ان سے بار کے نکاسی کے لئے وقت درکار ہوتا ہے۔ اس درکار وقت کا دارومدار کل کپیسٹر کی قیمت اور ان دو مختلف برقی دباو (جن کے مابین اس میں بار بھرا جائے یا بار کی نکاسی کی جائے) پر ہوتا ہے۔

تفرقی جوڑا چونکہ ہر صورت افزائندہ رہتا ہے لہٰذا 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 لہٰذا اسے استعمال کرتے ہوئے نہایت تیز رفتار ادوار تخلیق دینا ممکن ہوتا ہے۔ یہی وجہ ہے کہ تیز ترین عددی برقیات (مثلاً **ایمٹر جڑا منطق**[۵]) میں بالخصوص اور دیگر تیز ترین برقیات میں بالعموم تفرقی جوڑا ہی استعمال ہوتا ہے۔

اس حصہ میں ہم تفرقی جوڑے کو بطور ایمپلیفائر استعمال کریں گے۔ شکل ۵.۵ کو دیکھتے ہوئے معلوم ہوتا ہے کہ دو نقطہ دار لکیروں 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 گنا بڑھایا یا گھٹایا جائے i_{E1} (یا i_{E2}) میں اتنے گنا کی ہی تبدیلی پیدا ہوتی ہے۔ خطی تعلق کا خطہ تقریباً

$$|v_d| < \frac{V_T}{2} \tag{۵.۱۹}$$

پر پایا جاتا ہے۔ آئیں اس خطی خطے پر مزید غور کریں۔

۵.۴ باریک اشارہ پر تفرقی جوڑے کے کارکردگی پر تفصیلی غور

۵.۴.۱ باریک اشاراتی مساوات

مساوات ۵.۱۷ اور مساوات ۵.۱۸ قطعی مساوات ہیں جن سے تفرقی جوڑے میں برقی رو کی تقسیم حاصل کی جا سکتی ہے۔ اگر ہم شکل ۵.۵ میں دکھائے خطی خطے کی بات کریں تو اس خطے میں برقی رو کی تقسیم کو نہایت سادہ اور خطی مساوات سے بھی حاصل کیا جا سکتا ہے۔ اس حصہ میں ان مساوات کو حاصل کرتے ہیں۔

مساوات ۵.۱۷ کو یہاں دوبارہ پیش کرتے ہیں۔

$$i_{E1} = \frac{2 \times I}{1 + e^{-\frac{v_d}{V_T}}} \tag{۵.۲۰}$$

اس مساوات کو $e^{\frac{1}{2}\frac{v_d}{V_T}}$ سے ضرب اور تقسیم کرتے ہیں۔

$$i_{E1} = \left(\frac{2I}{1 + e^{-\frac{v_d}{V_T}}}\right)\left(\frac{e^{\frac{1}{2}\frac{v_d}{V_T}}}{e^{\frac{1}{2}\frac{v_d}{V_T}}}\right) = \frac{2Ie^{\frac{1}{2}\frac{v_d}{V_T}}}{e^{+\frac{1}{2}\frac{v_d}{V_T}} + e^{-\frac{1}{2}\frac{v_d}{V_T}}} \tag{۵.۲۱}$$

---

[۵] emitter coupled logic

آپ جانتے ہیں کہ باریک x کی صورت میں e^{+x} اور e^{-x} کے **مکلارن تسلسل**[۶] یوں لکھے جا سکتے ہیں۔

$$
\begin{aligned}
e^{+x} &= 1 + x + \frac{x^2}{2!} + \frac{x^3}{3!} + \cdots \\
e^{-x} &= 1 - x + \frac{x^2}{2!} - \frac{x^3}{3!} + \cdots
\end{aligned}
$$

چونکہ خطی خطے میں $|v_d| < \frac{V_T}{2}$ ہے لہٰذا $e^{+\frac{v_d}{V_T}}$ اور $e^{-\frac{v_d}{V_T}}$ کے مکلارن تسلسل میں پہلے چند جزو کو چھوڑ کر بقایا تمام اجزاء کے قیمتیں نہایت کم ہوں گی۔ مساوات ۵.۲۱ میں $e^{+\frac{v_d}{V_T}}$ اور $e^{-\frac{v_d}{V_T}}$ کے مکلارن تسلسل پُر کرتے ہیں۔

$$
\begin{aligned}
i_{E1} &= 2I \frac{1 + \frac{1}{2}\frac{v_d}{V_T}\cdots}{\left(1 + \frac{1}{2}\frac{v_d}{V_T}\cdots\right) + \left(1 - \frac{1}{2}\frac{v_d}{V_T}\cdots\right)} \\
&\approx 2I \frac{\left(1 + \frac{1}{2}\frac{v_d}{V_T}\cdots\right)}{2} \\
&= I\left(1 + \frac{1}{2}\frac{v_d}{V_T}\right) \\
&= I + \frac{I}{2}\frac{v_d}{V_T}
\end{aligned}
\tag{۵.۲۲}
$$

جہاں دوسرے قدم پر تسلسل کے صرف پہلے دو جزو رکھے گئے۔ یہ وہ سادہ خطی مساوات ہے جس کی تلاش تھی۔ اس کو یوں لکھتے ہیں۔

$$
i_{E1} = I + \frac{I}{V_T}\frac{v_d}{2} \tag{۵.۲۳}
$$

اسی طرح اگر i_{E2} کی سادہ خطی مساوات حاصل کی جائے تو وہ مندرجہ ذیل ہو گی۔

$$
i_{E2} = I - \frac{I}{V_T}\frac{v_d}{2} \tag{۵.۲۴}
$$

ان نتائج سے حاصل ہوتا ہے

$$
\begin{aligned}
i_{C1} &= \alpha i_{E1} = \alpha I + \frac{\alpha I}{V_T}\frac{v_d}{2} \\
i_{C2} &= \alpha i_{E2} = \alpha I - \frac{\alpha I}{V_T}\frac{v_d}{2}
\end{aligned}
\tag{۵.۲۵}
$$

---

[۶] Maclaurin series

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 کارکردگی پر برقی رو I_{EQ1} اور I_{EQ2} ہیں۔ اسی طرح $v_d = 0$ کی صورت میں مساوات ۵.۲۵ سے $i_{C1} = \alpha I$ اور $i_{C2} = \alpha I$ حاصل ہوتا ہے جو نقطہ کارکردگی پر کلکٹر برقی رو ہیں جنہیں I_{CQ} یا صرف I_C لکھا جا سکتا ہے۔ تفرقی اشارہ کے موجودگی میں مساوات ۵.۲۵ میں یک سمت رو کے علاوہ بدلتا رو بھی پائی جاتی ہے۔ یوں انہیں

$$
\begin{aligned}
i_{C1} &= I_C + \frac{\alpha I}{V_T}\frac{v_d}{2} \\
&= I_C + i_c \\
i_{C2} &= I_C - \frac{\alpha I}{V_T}\frac{v_d}{2} \\
&= I_C - i_c
\end{aligned}
\tag{۵.۲۶}
$$

لکھا جا سکتا ہے جہاں i_c بدلتا برقی رو یعنی

$$
i_c = \frac{\alpha I}{V_T}\frac{v_d}{2} = \left(\frac{I_C}{V_T}\right)\frac{v_d}{2}
\tag{۵.۲۷}
$$

ہے۔ آپ صفحہ ۲۷۷ پر دئے گئے مساوات ۳.۱۷۴ کی مدد سے جانتے ہیں کہ $\frac{I_C}{V_T}$ دراصل g_m ہے لہٰذا اسے مزید اس طرح لکھ سکتے ہیں۔

$$
i_c = g_m \frac{v_d}{2}
\tag{۵.۲۸}
$$

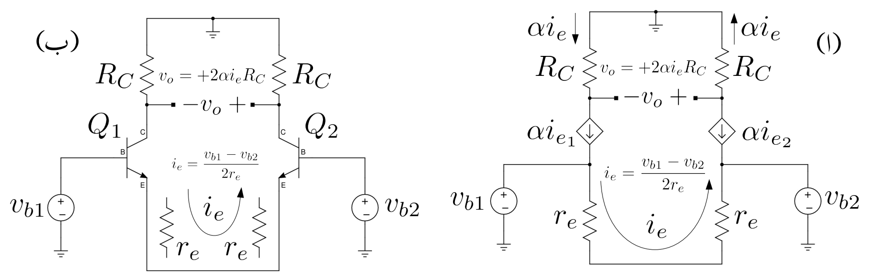
اس طرح مساوات ۵.۲۵ کو یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$
\begin{aligned}
i_{C1} &= I_C + g_m \frac{v_d}{2} \\
i_{C2} &= I_C - g_m \frac{v_d}{2}
\end{aligned}
\tag{۵.۲۹}
$$

یہاں رک کر شکل ۵.۴ میں دکھائے i_{C1} اور i_{C2} کا مساوات ۵.۲۵ میں حاصل کئے گئے قیمتوں کے ساتھ موازنہ کریں۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ $\frac{\alpha I}{V_T}\frac{v_d}{2} = \alpha\Delta I$ ہے۔ باریک داخلی اشارے پر مساوات ۵.۲۸ 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۔

۵.۴.۲ برقی رو کا حصول بذریعہ ٹرانزسٹر ریاضی نمونہ

گزشتہ حصے میں مساوات ۵.۲۸ 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 ۵.۶ ب میں تفرقی



شکل ۵.۶: تفرقی برقی رو کا حصول بذریعہ ریاضی نمونہ

جوڑے کا مساوی بدلتا رو شکل دکھایا گیا ہے جہاں تمام یک سمت منبع برقی دباو کو قصر دور اور تمام یک سمت منبع برقی رو کو کھلے سرے کیا گیا ہے۔ شکل ۵.۶ الف میں ٹرانزسٹر کے ٹی-ریاضی نمونہ استعمال کر کے اسی کا مساوی دور بنایا گیا ہے جہاں سے صاف ظاہر ہے کہ

$$i_e = \frac{v_{b1}-v_{b2}}{2r_e} = \frac{v_d}{2r_e} \tag{۵.۳۰}$$

ہو گا جہاں $v_{b1}-v_{b2}$ کو v_d لکھا گیا ہے۔ یوں $i_{e_1} = i_e$ جبکہ $i_{e2} = -i_e$ کے برابر ہو گا۔ صفحہ ۲۸۱ پر مساوات ۳.۱۹۲ کے تحت $r_e = \frac{\alpha}{g_m}$ کے برابر ہے۔ یوں اس مساوات کو اس طرح لکھ سکتے ہیں۔

$$i_e = \frac{g_m}{\alpha}\frac{v_d}{2} \tag{۵.۳۱}$$

اور یوں

$$i_c = \alpha i_e = g_m\frac{v_d}{2} \tag{۵.۳۲}$$

اس طرح نہایت آسانی سے اس مساوات کو حاصل کیا گیا۔

یہ مساوات حاصل کرتے وقت ریاضی نمونہ بنانا ضروری نہیں۔ شکل ۵.۶ ب میں ایمٹر سرے کے مزاحمت r_e کو تفرقی جوڑے کے اندر جانب دکھایا گیا ہے۔ یہ ایک تصوراتی شکل ہے جسے دیکھ کر آپ مساوات لکھ سکتے ہیں۔

ان دونوں اشکال کو دیکھ کر خارجی برقی دباو v_o حاصل کیا جا سکتا ہے یعنی

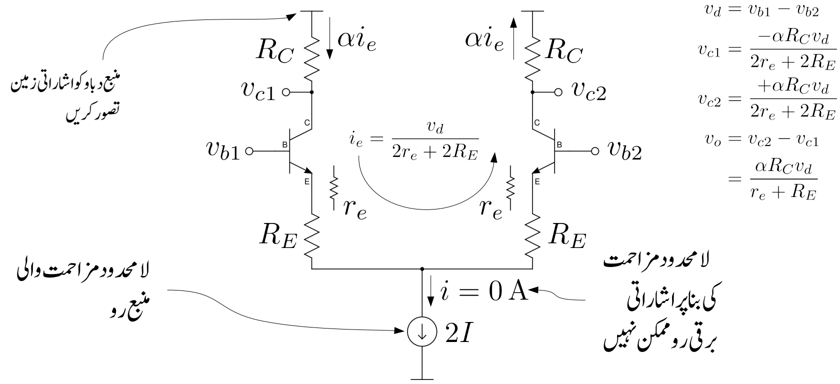
$$v_o = +i_c \times 2 \times R_C = +g_m R_C v_d \tag{۵.۳۳}$$

اس مساوات سے **تفرقی افزائش برقی دباو**[7] $A_d = \frac{v_o}{v_d}$ حاصل کی جا سکتی ہے۔

$$A_d = \frac{v_o}{v_d} = +g_m R_C \tag{۵.۳۴}$$

---

[7] differential voltage gain



شکل ۵.۷: اشاراتی برقی رو کے سادہ طریقہ کی ایک اور مثال

موجودہ طریقے کی افادیت دیکھنے کی خاطر شکل ۵.۷ میں دکھائے تفرقی ایمپلیفائر پر غور کریں جہاں ٹرانزسٹر کے ایمٹر سرے پر بیرونی مزاحمت R_E نسب کئے گئے ہیں۔ اس دور کو دیکھ کر ہی ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$i_e = \frac{v_d}{2r_e + 2R_E}$$

اس مساوات سے **تفرقی افزائش برقی دباو** حاصل ہوتی ہے۔

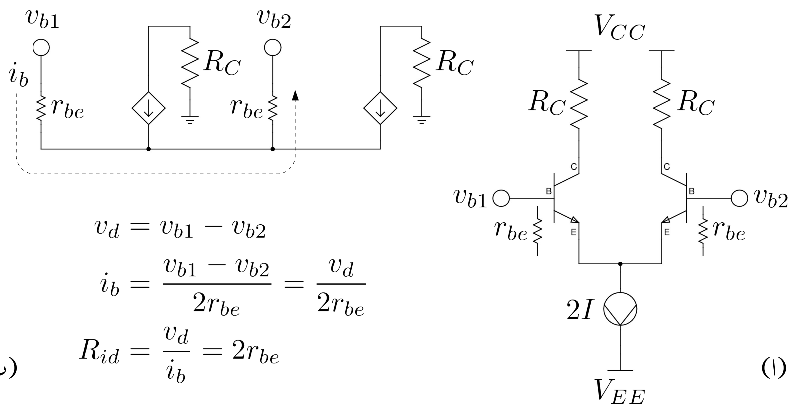
$$\begin{aligned} i_c &= \alpha i_e = \frac{\alpha v_d}{2r_e + 2R_E} \\ v_o &= +2i_c R_C = +\frac{\alpha v_d R_C}{r_e + R_E} \qquad (۵.۳۵) \\ A_d &= \frac{v_o}{v_d} = +\frac{\alpha R_C}{r_e + R_E} \approx +\frac{R_C}{r_e + R_E} \end{aligned}$$

یاد رہے کہ اشاراتی تجزیہ کرتے وقت یک سمت برقی دباو کو قصر دور جبکہ یک سمت برقی رو کو آزاد سرے کر دیا جاتا ہے۔

۵.۴.۳ داخلی تفرقی مزاحمت

تفرقی جوڑے میں دونوں ٹرانزسٹر کے π ریاضی نمونہ استعمال کرتے شکل ۵.۸ ب حاصل ہوتا ہے جس سے اس کی داخلی برقی رو i_b

$$i_b = \frac{v_{b1} - v_{b2}}{2r_{be}} = \frac{v_d}{2r_{be}} \qquad (۵.۳۶)$$



شکل ۵.۸: تفرقی جوڑے کی داخلی تفرقی مزاحمت

اور اس سے تفرقی جوڑے کا **داخلی تفرقی مزاحمت**[8] یوں حاصل ہوتا ہے۔

$$R_{id} = \frac{v_b}{i_b} = 2r_{be} \tag{۵.۳۷}$$

یہی دو جوابات مکمل ریاضی نمونہ بنانے کے بغیر بھی حاصل کئے جا سکتے ہیں جیسے شکل ۵.۸ الف 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 ۵.۷ میں دکھائے تفرقی جوڑے کے لئے استعمال کرتے ہیں۔ چونکہ اس شکل میں

$$i_e = \frac{v_d}{2r_e + 2R_E} \tag{۵.۳۸}$$

ہے لہٰذا

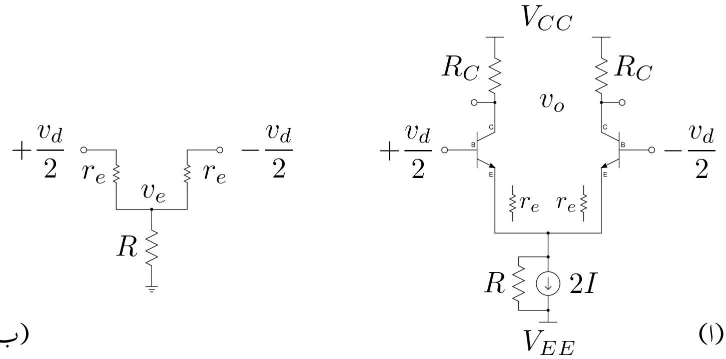
$$i_b = \frac{i_e}{\beta + 1} = \frac{1}{\beta + 1}\left(\frac{v_d}{2r_e + 2R_E}\right) \tag{۵.۳۹}$$

ہو گا جس سے **داخلی تفرقی مزاحمت** یوں حاصل ہوتا ہے۔

$$R_{id} = \frac{v_d}{i_b} = \left(\beta + 1\right)\left(2r_e + 2R_E\right) \tag{۵.۴۰}$$

اب تک ہم تصور کرتے رہے ہیں کہ تفرقی ایمپلیفائر میں استعمال کئے جانے والے یک سمت منبع رو کی اندرونی مزاحمت لامحدود ہوتی ہے۔ حقیقت میں پائے جانے والے یک سمت منبع رو کی اندرونی مزاحمت نہایت زیادہ

[8] differential input resistance



شکل ۵.۹: باریک اشاراتی مزاحمت کو زیرِ نظر رکھتے ہوئے داخلی تفرقی مزاحمت

مگر محدود ہوتی ہے۔ شکل ۵.۹ الف میں یک سمت منبع رو کا مساوی نارٹن دور[۹] استعمال کرتے ہوئے اس کے اندرونی باریک اشاراتی مزاحمت R کو بھی شامل کیا گیا ہے۔ اس شکل میں ٹرانزسٹر کا اندرونی مزاحمت r_e کو تفرقی جوڑے کے اندر جانب فرضی طور دکھایا گیا ہے۔ شکل ۵.۹ ب میں اس ایمپلیفائر کے داخلی جانب کا باریک اشاراتی ریاضی نمونہ دکھایا گیا ہے۔ ٹرانزسٹروں کے ایمٹر سرے کا برقی دباو v_e حاصل کرنے کی خاطر اس جوڑ پر کرخوف کا قانون برائے برقی رو نافذ کرتے ہیں۔

$$\frac{v_e - \frac{v_d}{2}}{r_e} + \frac{v_e + \frac{v_d}{2}}{r_e} + \frac{v_e}{R} = 0 \tag{۵.۴۱}$$

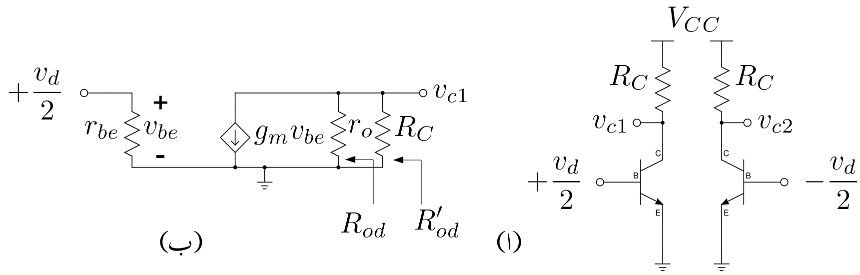
اس مساوات سے حاصل ہوتا ہے۔

$$v_e = 0 \tag{۵.۴۲}$$

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 برقی زمین پر رہتا ہے۔ اس حقیقت کو مدِ نظر رکھتے ہوئے شکل ۵.۹ الف کا (باریک تفرقی اشارہ کے لئے) مساوی سادہ دور شکل ۵.۱۰ الف میں دکھایا گیا ہے۔ اس شکل میں تفرقی ایمپلیفائر کو دو عدد **مشترک۔ایمٹر ایمپلیفائر** تصور کرنا دکھایا گیا ہے جہاں بائیں ہاتھ کے ایمپلیفائر کا داخلی اشارہ $+\frac{v_d}{2}$ اور اس کا خارجی اشارہ v_{c1} ہے جبکہ دائیں ایمپلیفائر کا داخلی اشارہ $-\frac{v_d}{2}$ اور اس کا خارجی اشارہ v_{c2} ہے۔ شکل ب میں بائیں ہاتھ کے ایمپلیفائر کا باریک اشاراتی ریاضی نمونہ دکھایا گیا ہے جہاں ٹرانزسٹر کے اندرونی **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 ایمپلیفائر کا داخلی باریک اشاراتی مزاحمت اس کا دگنا ہوگا یعنی

$$R_{id} = 2r_{be} \tag{۵.۴۳}$$

---
[۹] Norton equivalent



شکل ۵.۱۰: تفرقی ایمپلیفائر بطور دو عدد ایمٹر جڑے ایمپلیفائر

اگر v_o کو v_{c1} اور v_{c2} کے مابین لیا جائے تب تفرقی افزائش برقی دباو

$$A_d = \frac{v_o}{v_d} = \frac{v_{c2} - v_{c1}}{v_d} = g_m \left(R_C \parallel r_o \right) \tag{۵.۴۴}$$

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۔

$$A_{\text{d}\,\text{پوری}} = \frac{v_{c2} - v_{c1}}{v_d} = g_m R_C = \frac{R_C}{r_e} \tag{۵.۴۵}$$

اس کے برعکس اگر v_o کو v_{c1} (یا v_{c2}) سے حاصل کیا جائے تب تفرقی افزائش برقی دباو یوں حاصل ہوتی ہے۔

$$A_{\text{d}\,\text{آدھی}} = \frac{v_o}{v_d} = \frac{v_{c1}}{v_d} = -\frac{R_C}{2r_e} \tag{۵.۴۶}$$

شکل ۵.۱۰ ب میں آدھے ایمپلیفائر کے خارجی تفرقی مزاحمت R_{od} اور R'_{od} دکھائے گئے ہیں۔ R_{od} وہ مزاحمت ہے جس میں R_C کے اثر کو شامل نہیں کیا گیا یعنی اس میں R_C کو لامحدود تصور کرتے دور کا مزاحمت حاصل کیا گیا ہے۔ ہم کہتے ہیں کہ یہ مزاحمت R_C سے پہلا کا مزاحمت ہے۔ R_{od} کی قیمت r_o ہے۔ R'_{od} آدھے ایمپلیفائر کا وہ خارجی تفرقی مزاحمت ہے جو ٹرانزسٹر کے اندرونی مزاحمت r_o اور اس کے ساتھ منسلک بیرونی مزاحمت R_C دونوں کے اثر کو شامل کرتا ہے۔ اس کی قیمت $(r_o \parallel R_C)$ ہے۔

۵.۴.۴ داخلی مشترکہ مزاحمت اور مشترکہ افزائش

شکل ۵.۱۱ 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

$$v_e = \left(i_{e1} + i_{e2} \right) R = 2 i_e R \tag{۵.۴۷}$$

ہوگا۔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

$$v_e = i_e(2R) = 2i_eR \tag{۵.۴۸}$$

اسی طرح دونوں اشکال میں ٹرانزسٹروں میں یک سمت برقی رو کی قیمت I ہی ہے۔یوں مشترکہ اشارے کے لئے شکل الف کو دو یکساں ایمپلیفائر تصور کیا جا سکتا ہے۔ شکل ب سے

$$i_e = \frac{v_{CM}}{r_e + 2R} \tag{۵.۴۹}$$

حاصل ہوتا ہے جس سے ایک بازو کا مشترکہ مزاحمت یوں حاصل ہوتا ہے

$$\begin{aligned} i_b &= \frac{i_e}{\beta+1} = \frac{v_{CM}}{(\beta+1)(r_e+2R)} \\ R_{\text{icm}\,\text{آدھا}} &= \frac{v_{CM}}{i_b} = (\beta+1)(r_e+2R) \end{aligned} \tag{۵.۵۰}$$

تفرقی ایمپلیفائر کا مشترکہ داخلی مزاحمت اس کے دگنا ہوگا یعنی

$$R_{icm} = 2(\beta+1)(r_e+2R) \tag{۵.۵۱}$$

مزید یہ کہ

$$v_{c1} = v_{c2} = -\alpha i_e R_C = -\frac{\alpha R_C v_{CM}}{r_e+2R} \tag{۵.۵۲}$$

حاصل ہوتے ہیں۔اگر خارجی اشارہ v_o کو v_{c1} اور v_{c2} کے مابین لیا جائے تب اس کی قیمت صفر وولٹ ہو گی اور **مشترکہ افزائش برقی دباؤ**[10] صفر ہوگا۔البتہ اگر v_o کو v_{c1} (یا v_{c2}) سے حاصل کیا جائے تب

$$v_o = v_{c1} = -\frac{\alpha R_C v_{CM}}{r_e+2R} \tag{۵.۵۳}$$

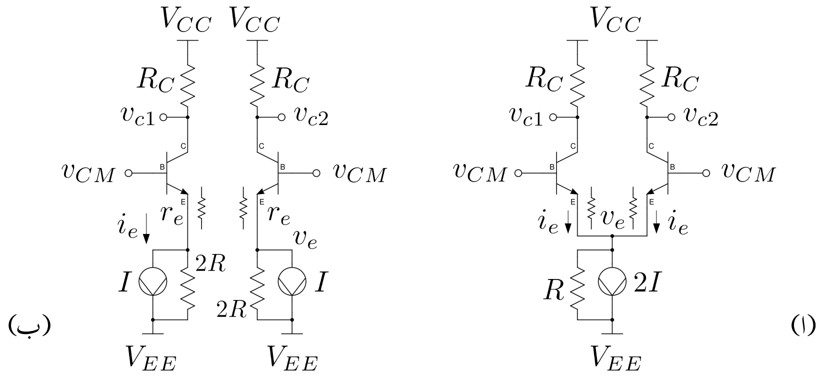
ہوگا اور مشترکہ افزائش برقی دباؤ

$$A_{\text{cm}\,\text{آدھی}} = \frac{v_o}{v_{CM}} = \frac{v_{c1}}{v_{CM}} = -\frac{\alpha R_C}{r_e+2R} \tag{۵.۵۴}$$

ہوگا۔ R کی قیمت R_C اور r_e کے قیمتوں سے بہت زیادہ ہوتا ہے اور یوں مشترکہ اشارہ حقیقت میں بڑھنے کے بجائے گھٹتا ہے۔

کامل تفرقی ایمپلیفائر صرف تفرقی اشارے کو بڑھا کر خارج کرتا ہے۔ البتہ حقیقی تفرقی ایمپلیفائر غیر کامل ہوتے ہیں۔مساوات ۵.۴۶ کے تحت $v_o = A_d v_d$ ہوتا ہے جبکہ مساوات ۵.۵۴ کے تحت

[10] common mode voltage gain



شکل ۵.۱۱: مشترکہ آدھے دور کا حصول

$v_o = A_{cm} v_{CM}$ ہوتا ہے۔ حقیقت میں تفرقی ایمپلیفائر کے خارجی اشارہ میں دونوں جزو پائے جاتے ہیں اور یوں

$$v_o = A_d v_d + A_{cm} v_{CM} \tag{۵.۵۵}$$

ہو گا۔ تفرقی ایمپلیفائر تفرقی اشارہ کو بڑھاتا ہے جبکہ یہ مشترکہ اشارہ کو رد کرتا ہے۔ **مشترکہ اشارہ رد کرنے کے صلاحیت**[11] $CMRR$ کو A_d اور A_{cm} کے تناسب سے ناپا جاتا ہے یعنی

$$CMRR = \left| \frac{A_d}{A_{cm}} \right| = \frac{r_e + 2R}{\alpha r_e} \tag{۵.۵۶}$$

جہاں مساوات ۵.۴۶ اور مساوات ۵.۵۴ کی مدد حاصل کی گئی ہے۔ **مشترکہ اشارہ رد کرنے کے صلاحیت** $CMRR$ کو عموماً **ڈیسی بیل**[12] میں ناپا جاتا ہے یعنی

$$CMRR = 20 \log \left| \frac{A_d}{A_{cm}} \right| \tag{۵.۵۷}$$

مندرجہ بالا بحث، تفرقی ایمپلیفائر کے دونوں بازو بالکل یکساں ہونے کے صورت میں درست ہو گا۔ حقیقت میں عموماً ایسا نہیں ہوتا اور ایمپلیفائر کے دونوں بازوؤں میں فرق کی بنا پر مشترکہ خارجی اشارہ v_{c1} اور v_{c2} کے مابین لینے کے صورت میں بھی صفر وولٹ نہیں ہوتا۔ آئیں اس اثر کو زیادہ غور سے دیکھیں۔

تصور کریں کہ تفرقی ایمپلیفائر کے دو بازوؤں میں استعمال کئے گئے مزاحمت R_C میں فرق کے علاوہ دونوں بازو

---

[11] common mode rejection ratio CMRR
[12] decibell dB

بالکل یکساں ہیں۔یوں $R_{C1} = R_C + \Delta R_C$ اور $R_{C2} = R_C - \Delta R_C$ ہونے سے

$$\begin{aligned} v_{c1} &= -\frac{\alpha\left(R_C + \Delta R_C\right)v_{CM}}{r_e + 2R} \\ v_{c2} &= \frac{\alpha\left(R_C - \Delta R_C\right)v_{CM}}{r_e + 2R} \end{aligned} \tag{۵.۵۸}$$

اور یوں

$$\begin{aligned} v_o &= v_{c2} - v_{c1} = -\frac{\alpha \Delta R_C v_{CM}}{r_e + 2R} \\ A_{cm} &= \frac{v_o}{v_{CM}} = -\frac{\alpha \Delta R_C}{r_e + 2R} \end{aligned} \tag{۵.۵۹}$$

یوں تفرقی ایمپلیفائر کے دو بازو غیر یکساں ہونے کی صورت میں مشترکہ افزائش برقی دباو صفر نہیں رہتی۔خارجی اشارہ v_{c1} اور v_{c2} کرمابین لیتے ہوئے تفرقی ایمپلیفائر کا **مشترکہ اشارہ رد کرنے کی صلاحیت** $CMRR$ مساوات ۵.۴۶ اور مساوات ۵.۵۹ کی مدد سے یوں حاصل ہوتا ہے

$$CMRR = \frac{g_m\left(r_e + 2R\right)R_C}{\alpha \Delta R_C} \tag{۵.۶۰}$$

۵.۵ غیر کامل تفرقی جوڑے کا ناقص پن

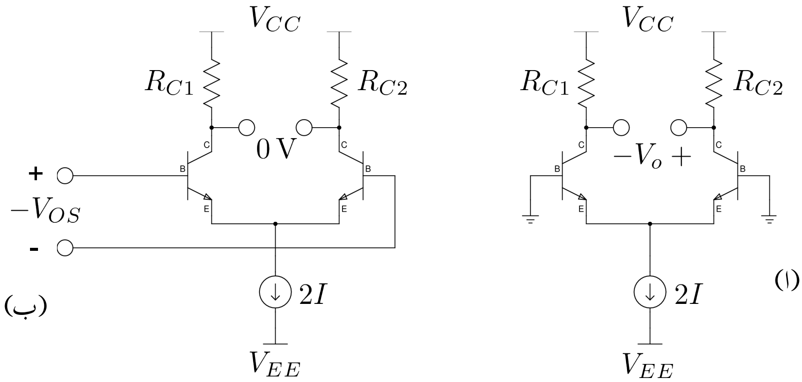
۵.۵.۱ داخلی انحرافی برقی دباو

کامل تفرقی جوڑا داخلی برقی دباو کی عدم موجودگی (یعنی $V_{B1} = V_{B2} = 0$) کی صورت میں صفر وولٹ کا برقی دباو خارج کرتا ہے۔حقیقی تفرقی جوڑا غیر کامل ہوتا ہے اور اس صورت میں اس کے خارجی برقی دباو صفر وولٹ سے انحراف کرتا ہے اور یوں یہ صفر وولٹ کے بجائے V_o وولٹ خارج کرتا ہے۔اس برقی دباو یعنی V_o کو **خارجی انحرافی برقی دباو**[13] کہتے ہیں۔خارجی انحرافی برقی دباو کو تفرقی جوڑے کے تفرقی افزائش A_d سے تقسیم کرکے **داخلی انحرافی برقی دباو**[14] V_{OS} حاصل ہوتا ہے یعنی

$$V_{OS} = \frac{V_O}{A_d} \tag{۵.۶۱}$$

صاف ظاہر ہے کہ تفرقی جوڑے کے داخلی جانب $-V_{OS}$ مہیا کرنے سے خارجی جانب صفر وولٹ حاصل ہوگا۔شکل ۵.۱۲ میں اس کی وضاحت کی گئی ہے۔**انحرافی برقی دباو** تفرقی جوڑے کے مزاحمت R_{C1} اور R_{C2} برابر نہ ہونے سے پیدا ہوتا ہے۔اسی طرح Q_1 اور Q_2 یکساں نہ ہونے سے بھی **انحرافی برقی دباو** جنم لیتا ہے۔آئیں ان پر غور کریں۔

[13] output offset voltage
[14] input offset voltage



شکل ۵.۱۲: داخلی انحرافی برقی دباو

تفرقی جوڑے کے دو ٹرانزسٹر مکمل طور یکساں ہونے کی صورت میں اگر اس کے دونوں داخلی سرے برقی زمین پر رکھے جائیں (یعنی $V_{B1} = V_{B2} = 0$) تو برقی رو $2 \times I$ ان میں برابر تقسیم ہو گی۔ اگر R_{C1} اور R_{C2} کی قیمتیں بھی بالکل برابر ہوں تو V_{C1} اور V_{C2} برابر ہوں گے اور یوں $V_o = 0$ ہو گا۔ البتہ اگر R_{C1} اور R_{C2} کی قیمتیں مختلف ہوں مثلاً

$$\begin{aligned} R_{C1} &= R_C + \Delta R_C \\ R_{C2} &= R_C - \Delta R_C \end{aligned} \tag{۵.۶۲}$$

تب

$$\begin{aligned} V_{C1} &= V_{CC} - \alpha I R_{C1} = V_{CC} - \alpha I \left(R_C + \Delta R_c \right) \\ V_{C2} &= V_{CC} - \alpha I R_{C2} = V_{CC} - \alpha I \left(R_C - \Delta R_c \right) \end{aligned} \tag{۵.۶۳}$$

ہوں گے اور یوں

$$V_o = V_{C2} - V_{C1} = 2\alpha I \Delta R_C \tag{۵.۶۴}$$

ہو گا۔ یہ **خارجی انحرافی برقی دباو** ہے جس سے **داخلی انحرافی برقی دباو** یوں حاصل ہوتا ہے۔

$$V_{OS} = \frac{V_O}{A_d} = \frac{2\alpha I \Delta R_C}{g_m R_C} = \frac{2\alpha I \Delta R_C}{\left(\frac{\alpha I}{V_T}\right) R_C} = 2V_T \frac{\Delta R_C}{R_C} \tag{۵.۶۵}$$

اس مساوات کے حصول میں $A_d = g_m R_C$ اور $g_m = \frac{\alpha I}{V_T}$ کا استعمال کیا گیا ہے۔ داخلی انحرافی برقی دباو کو بطور مثبت عدد لکھا جاتا ہے یعنی

$$|V_{OS}| = \left| 2V_T \frac{\Delta R_C}{R_C} \right| \tag{۵.۶۶}$$

آئیں اب ٹرانزسٹر یکساں نہ ہونے سے پیدا انحرافی برقی دباو پر غور کریں۔ فرض کریں کہ ٹرانزسٹر کے I_S مختلف ہیں یعنی

$$
\begin{aligned}
I_{S1} &= I_S + \Delta I_S \\
I_{S2} &= I_S - \Delta I_S
\end{aligned}
\tag{۵.۶۷}
$$

ہیں۔ شکل ۵.۱۲ الف میں ٹرانزسٹر کے ایمٹر سرے آپس میں جڑے ہیں جبکہ ان کے بیس سرے برقی زمین پر ہیں۔ یوں $V_{BE1} = V_{BE2} = V_{BE}$ ہے۔ اس صورت ٹرانزسٹر کی برقی رو مندرجہ ذیل ہوں گی۔

$$
\begin{aligned}
I_{C1} &= (I_S + \Delta I_S)\left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1\right) \\
I_{C2} &= (I_S - \Delta I_S)\left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1\right)
\end{aligned}
\tag{۵.۶۸}
$$

ان سے $\frac{I_{C2}}{I_{C1}}$ حاصل کرتے ہیں۔

$$
\frac{I_{C2}}{I_{C1}} = \frac{I_S - \Delta I_S}{I_S + \Delta I_S}
\tag{۵.۶۹}
$$

دونوں جانب ایک (1) جمع کرتے ہیں۔

$$
\begin{aligned}
\frac{I_{C2}}{I_{C1}} + 1 &= 1 + \frac{I_S - \Delta I_S}{I_S + \Delta I_S} \\
\frac{I_{C2} + I_{C1}}{I_{C1}} &= \frac{2I_S}{I_S + \Delta I_S}
\end{aligned}
\tag{۵.۷۰}
$$

چونکہ $I_{C1} + I_{C2} = 2 \times I \times \alpha$ ہے لہٰذا اس مساوات سے حاصل ہوتا ہے۔

$$
I_{C1} = I \times \alpha\left(\frac{I_S + \Delta I_S}{I_S}\right) = \alpha I\left(1 + \frac{\Delta I_S}{I_S}\right)
\tag{۵.۷۱}
$$

اسی طرح I_{C2} کے لئے حاصل ہو گا۔

$$
I_{C2} = I \times \alpha\left(\frac{I_S - \Delta I_S}{I_S}\right) = \alpha I\left(1 - \frac{\Delta I_S}{I_S}\right)
\tag{۵.۷۲}
$$

اور

$$
\begin{aligned}
V_{C1} &= V_{CC} - \alpha I \left(1 + \frac{\Delta I_S}{I_S}\right) R_C \\
V_{C2} &= V_{CC} - \alpha I \left(1 - \frac{\Delta I_S}{I_S}\right) R_C \\
V_O &= V_{C2} - V_{C1} = 2\alpha I R_C \frac{\Delta I_S}{I_S} \\
|V_{OS}| &= \left|\frac{V_O}{A_d}\right| = \left|\frac{V_O}{g_m R_C}\right| = \left|\frac{2\alpha I R_C \frac{\Delta I_S}{I_S}}{\frac{\alpha I}{V_T} R_C}\right| = \left|2V_T \frac{\Delta I_S}{I_S}\right|
\end{aligned} \tag{۵.۷۳}
$$

ان دو وجوہات کے علاوہ دیگر وجوہات (مثلاً β اور r_o میں فرق) کے بنا پر بھی انحرافی برقی دباو پیدا ہوتا ہے۔

۵.۵.۲ داخلی میلان برقی رو اور انحرافی داخلی میلان برقی رو

تفرقی جوڑے کے دونوں بازو مکمل یکساں ہونے کی صورت میں دونوں جانب برابر یک سمت **میلان برقی رو**[15] کا گزر ہوتا ہے یعنی

$$
I_{B1} = I_{B2} = \frac{I}{\beta + 1} \tag{۵.۷۴}
$$

البتہ دونوں بازووں میں فرق کی بنا پر دونوں جانب کی **داخلی میلان برقی رو** مختلف ہو سکتی ہیں۔ایسی صورت میں دونوں جانب کی **داخلی میلان برقی رو** میں فرق، جسے **انحرافی داخلی برقی رو**[16] I_{OS} کہتے ہیں، کو یوں حاصل کرتے ہیں۔

$$
I_{OS} = |I_{B1} - I_{B2}| \tag{۵.۷۵}
$$

ٹرانزسٹر کے β میں اس کے عمومی قیمت سے انحراف کو دیکھتے ہیں۔تصور کریں کہ

$$
\begin{aligned}
\beta_1 &= \beta + \Delta\beta \\
\beta_2 &= \beta - \Delta\beta
\end{aligned} \tag{۵.۷۶}
$$

ہیں جہاں β اس کی عمومی قیمت ہے اور $\Delta\beta$ اس عمومی قیمت سے انحراف ہے۔اس طرح

$$
\begin{aligned}
I_{B1} &= \frac{I}{\beta + \Delta\beta + 1} = \frac{I}{(\beta+1)\left(1 + \frac{\Delta\beta}{\beta+1}\right)} \approx \frac{I}{\beta+1}\left(1 - \frac{\Delta\beta}{\beta+1}\right) \\
I_{B2} &= \frac{I}{\beta - \Delta\beta + 1} = \frac{I}{(\beta+1)\left(1 - \frac{\Delta\beta}{\beta+1}\right)} \approx \frac{I}{\beta+1}\left(1 + \frac{\Delta\beta}{\beta+1}\right)
\end{aligned} \tag{۵.۷۷}
$$

---

[15] input bias current
[16] input offset curent

$$\begin{array}{r l}
 & \underline{\;1 + x + x^2 + \cdots\;} \\
1 - x & \sqrt{1} \\
 & \underline{1 - x} \\
 & \quad x \\
 & \quad \underline{x - x^2} \\
 & \qquad x^2 \\
 & \qquad \underline{x^2 - x^3} \\
 & \qquad \vdots
\end{array}$$

شکل ۵.۱۳: لمبی تقسیم

ہوں گے۔ مساوات ۵.۷۷ کے دوسرے مساوات میں $\frac{\Delta\beta}{\beta+1}$ کو x تصور کرتے ہوئے شکل ۵.۱۳ میں دکھائے لمبی تقسیم کے طرز پر حل کرتے ہوئے صرف پہلے دو جزو لیتے ہوئے $\frac{1}{1-\frac{\Delta\beta}{\beta+1}} \approx 1 + \frac{\Delta\beta}{\beta+1}$ لکھا گیا ہے۔ مساوات ۵.۷۷ کے پہلے مساوات میں بھی یہی ترقیب استعمال کی گئی ہے۔ اس طرح

$$I_B = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2} = \frac{I}{\beta + 1} \tag{۵.۷۸}$$

اور

$$I_{OS} = \left| \frac{2I}{\beta + 1} \left(\frac{\Delta\beta}{\beta + 1} \right) \right| = 2I_B \left(\frac{\Delta\beta}{\beta + 1} \right) \tag{۵.۷۹}$$

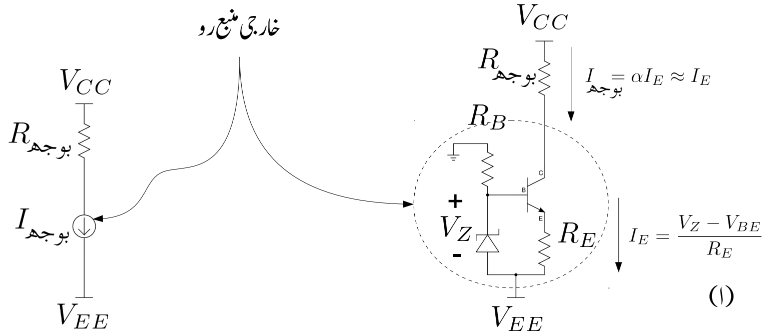
حاصل ہوتے ہیں۔

۵.۶ مخلوط ادوار میں دو جوڑ ٹرانزسٹر کے مائل کرنے کے طریقے

ہم نے دو جوڑ ٹرانزسٹر کو چار عدد مزاحمت کے مدد سے مائل کر کے ان کے نقطہ کارکردگی تعین کرنا دیکھا۔ مخلوط دور میں ٹرانزسٹر کے نسبت، مزاحمت بنانا زیادہ مہنگا ثابت ہوتا ہے۔ اسی لئے مخلوط ادوار میں مزاحمت کے استعمال سے گریز کیا جاتا ہے اور ان میں ٹرانزسٹر کو **یک سمتی منبع رو**[17] کی مدد سے مائل کیا جاتا ہے۔ اس سے پہلے کہ ہم دیکھیں یہ کیسا کیا جاتا ہے یہ ضروری ہے کہ یک سمتی منبع رو پر غور کیا جائے۔

---

[17] constant current source



شکل ۵.۱۴: خارج کار منبع رو

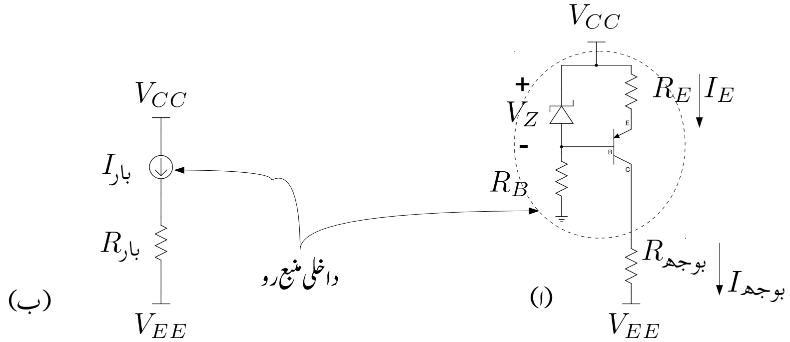
۵.۷ یک سمت منبع برقی رو

شکل ۵.۱۴ الف میں npn ٹرانزسٹر استعمال کرتے ہوئے یک سمت منبع رو کا حصول دکھایا گیا ہے۔ اس دور میں، α کو تقریباً ایک (≈ 1) تصور کرتے ہوئے، جب تک ٹرانزسٹر افزائندہ رہے، $I_{\text{بوجھ}}$ کا دارومدار زینر ڈایوڈ کے V_Z اور مزاحمت R_E پر ہے یعنی

$$I_E = \frac{V_Z - V_{BE}}{R_E}$$

یوں $I_{\text{بوجھ}}$ تبدیل کرنے سے اس میں برقی رو تبدیل نہیں ہوتی۔ اس سے ہم دیکھ سکتے ہیں کہ $I_{\text{بوجھ}}$ سے منسلک بقایا دور بطور **یک سمت منبع رو** کام کرتا ہے۔ شکل میں نقطہ دار دائرے میں بند حصے کو **یک سمت منبع رو** کہتے ہیں۔ شکل ۵.۱۴ ب میں **یک سمت منبع رو** کی علامت (تیر والا دائرہ) استعمال کرتے ہوئے اسی دور کو دوبارہ پیش کیا گیا ہے۔ علامت میں تیر کا نشان مستقل برقی رو کی سمت دکھلاتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ اس طرز کے یک سمت منبع رو کو استعمال کرتے ہوئے بوجھ کو مثبت برقی دباو V_{CC} اور یک سمت منبع رو کے مابین نسب کیا جاتا ہے اور یک سمت منبع رو کی سمت بوجھ سے یک سمت منبع رو کی جانب ہوتی ہے۔ یہاں آپ دیکھ سکتے ہیں کہ بوجھ سے برقی رو خارج ہو کر یک سمت منبع رو میں داخل ہوتی ہے۔ ایسی یک سمت منبع رو بوجھ سے برقی رو زبردستی خارج کراتی ہے۔ اسی لئے اس دور کا زیادہ مقبول نام **خارج کار منبع رو**[18] ہے۔ شکل-۵.۱۵ الف میں pnp ٹرانزسٹر پر مبنی یک سمت منبع رو دکھایا گیا ہے جبکہ شکل ۵.۱۵ ب میں اسی دور کی علامتی شکل دکھائی گئی ہے۔ اس طرز کے یک سمت منبع رو کو استعمال کرتے ہوئے بوجھ کو یک سمت منبع رو اور منفی برقی دباو V_{EE} کے مابین نسب کیا جاتا ہے اور یک سمت منبع رو کی سمت یک سمت منبع رو سے بوجھ کی جانب ہوتی ہے۔ ایسی یک سمت منبع رو بوجھ میں برقی رو زبردستی داخل کرتی ہے۔ اسی لئے اس دور کو **داخل کار منبع رو**[19] بھی کہا جاتا ہے۔

[18] current sink
[19] current source



شکل ۵.۱۵: داخلی کار برقی رو

مخلوط ادوار میں عموماً متعدد یک سمت منبع رو درکار ہوتے ہیں۔ وقت کے ساتھ ایسے ادوار کے کارکردگی میں تبدیلی آتی ہے جسے عمر رسیدگی[۲۰] کا عمل کہتے ہیں۔ اسی طرح درجہ حرارت اور دیگر وجوہات کی بنا پر بھی ادوار کے کارکردگی میں تبدیلی رونما ہوتی ہے۔ مخلوط دور میں استعمال ہونے والے تمام یک سمت منبع رو میں پائے جانے والے اس طرح کے اثرات کو یکساں بنانے کی کوشش کی جاتی ہے۔ یوں ان سے نپٹنا نسبتاً آسان ہوتا ہے۔ آئیں دیکھیں کہ اس طرز کے یک سمت منبع رو کیسے بنائے جاتے ہیں۔

۵.۸ آئینہ برقی رو

شکل ۵.۱۶ الف میں **آئینہ برقی رو**[۲۱] دکھایا گیا ہے۔ تصور کریں کہ دونوں ٹرانزسٹر کے β کی قیمت لامحدود ہے اور بائیں بازو میں برقی رو $I_{\text{حوالہ}}$ گزر رہی ہے۔ β کی قیمت لامحدود ہو تو ٹرانزسٹر کے بیس سرے پر برقی رو I_B قابل نظر انداز ہو گی۔ یوں ٹرانزسٹر Q_1 میں برقی رو $I_{\text{حوالہ}}$ اور اس کے بیس-ایمٹر جوڑ پر برقی دباو V_{BE} پایا جائے گا جہاں

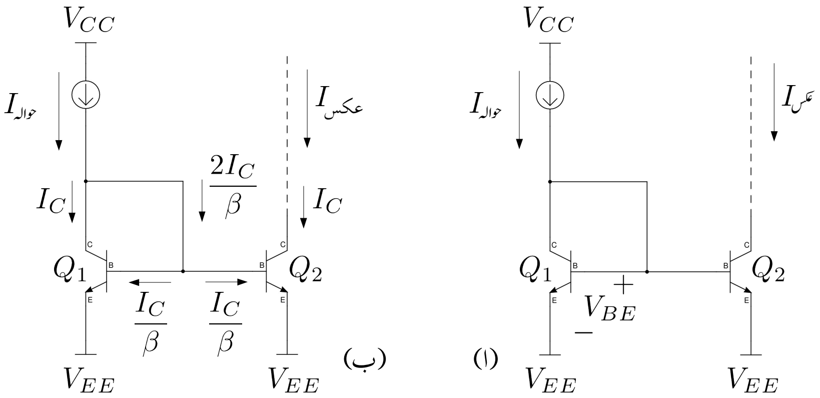
$$I_{\text{حوالہ}} = I_S \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right) \tag{۵.۸۰}$$

ٹرانزسٹر Q_1 اور Q_2 کے بیس سرے آپس میں جڑے ہیں۔ اسی طرح ان کے ایمٹر سرے بھی آپس میں جڑے ہیں۔ یوں Q_2 کے بیس-ایمٹر جوڑ پر بھی برقی دباو V_{BE} ہی پایا جائے گا۔ اس ٹرانزسٹر کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$I_{\text{عکس}} = I_S \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right) \tag{۵.۸۱}$$

---

[۲۰] ageing
[۲۱] current mirror



شکل ۵.۱۶: آئینہ برقی رو

مساوات ۵.۸۱ کو مساوات ۵.۸۰ سے تقسیم کرتے ملتا ہے۔

$$
\begin{aligned}
\frac{I_{\text{عکس}}}{I_{\text{حوالہ}}} &= \frac{I_S\left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}-1\right)}{I_S\left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}-1\right)} = 1 \\
I_{\text{عکس}} &= I_{\text{حوالہ}}
\end{aligned} \tag{۵.۸۲}
$$

یوں $I_{\text{عکس}}$ بالکل $I_{\text{حوالہ}}$ کا **عکس** ہے۔اس کو یوں بھی بیان کر سکتے ہیں کہ بوجھ میں $I_{\text{حوالہ}}$ کے **حوالے** سے برقی رو گزرتی ہے۔جیسا کہ مثال ۵.۵ میں واضح کیا گیا ہے **آئینہ برقی رو** کی صحیح کارکردگی کے لئے یہ ضروری ہے کہ Q_2 کو افزائندہ رکھا جائے۔

محدود β کی وجہ سے $I_{\text{عکس}}$ اور $I_{\text{حوالہ}}$ میں معمولی فرق رہتا ہے جس کی شکل ب میں وضاحت کی گئی ہے۔چونکہ دونوں جانب ٹرانزسٹر کے بیس-ایمٹر جوڑ پر یکساں برقی دباو V_{BE} پایا جاتا ہے لہٰذا ان دونوں کے کلکٹر سروں پر برابر برقی رو I_C پائی جائے گی۔یعنی

$$
\begin{aligned}
I_{C1} &= I_S\left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}-1\right) \\
I_{C2} &= I_S\left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}-1\right) \\
I_{C1} &= I_{C2} = I_C
\end{aligned} \tag{۵.۸۳}
$$

اسی طرح ان کے بیس سروں پر بھی برابر برقی رو پائی جائے گی یعنی

$$
\begin{aligned}
I_{B1} &= \frac{I_{C1}}{\beta} = \frac{I_C}{\beta} \\
I_{B2} &= \frac{I_{C2}}{\beta} = \frac{I_C}{\beta}
\end{aligned} \tag{۵.۸۴}
$$

بائیں بازو کرخوف کے قانون برائے برقی رو کے تحت

$$I_{\text{حوالہ}} = I_C + \frac{2I_C}{\beta} = I_C\left(1+\frac{2}{\beta}\right) \tag{۵.۸۵}$$

جبکہ دائیں بازو

$$I_{\text{عکس}} = I_{C2} = I_C \tag{۵.۸۶}$$

یوں

$$I_{\text{عکس}} = \frac{I_{\text{حوالہ}}}{1+\frac{2}{\beta}} \tag{۵.۸۷}$$

ہو گا۔ جیسے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ دونوں بازوؤں کی برقی رو میں ٹرانزسٹر کے بیس سرے کی برقی رو کی وجہ سے فرق پایا جاتا ہے۔ شکل ۵.۱۷ میں اس اثر کو کم کرنے کی ترکیب دکھائی گئی ہے جہاں سے ظاہر ہے کہ

$$I_{\text{عکس}} \approx \frac{I_{\text{حوالہ}}}{1+\frac{2}{\beta^2}} \tag{۵.۸۸}$$

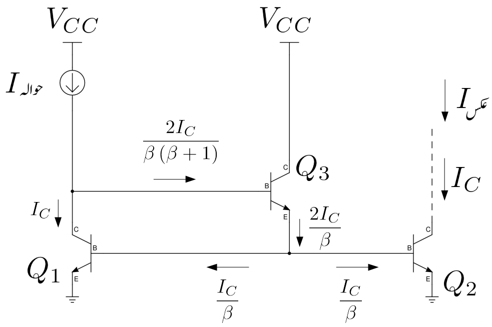
اس مساوات کو مساوات ۵.۸۷ کے ساتھ دیکھیں۔ فرق کے مقدار کو β گنا کم کر دیا گیا ہے۔ اگر شکل ۵.۱۷ میں $I_{\text{حوالہ}}$ پیدا کرنے کی خاطر ایک عدد مزاحمت R کو V_{CC} اور Q_3 کے کلکٹر سرے کے درمیان جوڑ دیا جائے تب $I_{\text{حوالہ}}$ یوں حاصل ہو گا۔

$$I_{\text{حوالہ}} = \frac{V_{CC}-V_{BE1}-V_{BE3}}{R} \tag{۵.۸۹}$$

مثال ۵.۵: شکل ۵.۱۸ الف میں، نقطہ دار لکیر میں بند، ایک سادہ خارج کار مستقل برقی رو دکھایا گیا ہے جسے استعمال کرتے ہوئے برقی بوجھ $R_{\text{بوجھ}}$ میں برقی رو $I_{\text{عکس}}$ 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

$$
\begin{aligned}
R &= 11.3\,\mathrm{k\Omega} \\
R_{\text{بوجھ}} &= 5\,\mathrm{k\Omega}
\end{aligned}
$$

ہوں تو



$$I_{\text{عکس}} = I_C$$

$$I_{\text{حوالہ}} = I_C + \frac{2I_C}{\beta(\beta+1)}$$

$$I_{\text{عکس}} = \frac{I_{\text{حوالہ}}}{1+\frac{2}{\beta(\beta+1)}} \approx \frac{I_{\text{حوالہ}}}{1+\frac{2}{\beta^2}}$$

شکل ۵.۱۷: بہتر یک سمت منبع رو

۱. برقی بوجھ $R_{\text{بوجھ}}$ میں برقی رو $I_{\text{عکس}}$ حاصل کریں۔

۲. برقی دباو V_o حاصل کریں۔

۳. اگر $R_{\text{بوجھ}}$ کی مزاحمت دگنی کر دی جائے تب V_o کی قیمت کیا ہو گی۔

۴. $R_{\text{بوجھ}}$ کی مزاحمت $20\,\mathrm{k\Omega}$ ہونے کی صورت میں V_o کی قیمت حاصل کریں۔

۵. برقی بوجھ $R_{\text{بوجھ}}$ کی وہ مزاحمت دریافت کریں جس پر ٹرانزسٹر Q_2 غیر افزائندہ حال ہو جاتا ہے۔

۶. برقی بوجھ کی مزاحمت $40\,\mathrm{k\Omega}$ کرنے سے کیا نتائج مرتب ہوں گے۔

حل:

۱. ٹرانزسٹر Q_1 کا ایمٹر سرا $-12\,\mathrm{V}$ پر ہے جبکہ اس کے بیس-ایمٹر جوڑ پر $0.7\,\mathrm{V}$ پائے جاتے ہیں۔ یوں اس کا بیس سرا $-11.3\,\mathrm{V}$ پر ہو گا۔ چونکہ بیس اور کلکٹر جڑے ہیں لہٰذا کلکٹر بھی $-11.3\,\mathrm{V}$ پر ہو گا۔ یوں مزاحمت R کے ایک سرے پر $-11.3\,\mathrm{V}$ ہیں۔ مزاحمت کا دوسرا سرا برقی زمین پر ہے اور یوں اس پر $0\,\mathrm{V}$ ہے۔ مزاحمت R میں برقی رو

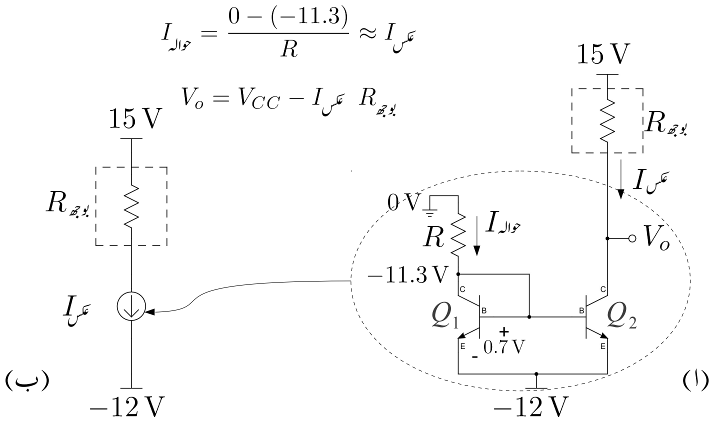
$$I_{\text{حوالہ}} = \frac{0-(-11.3)}{11300} = 1\,\mathrm{mA}$$

پائی جائے گی۔ برقی بوجھ $R_{\text{بوجھ}}$ سے بھی ایک ملی ایمپیئر کی برقی رو گزرے گی۔

۲. ٹرانزسٹر Q_2 کے کلکٹر سرے پر برقی دباو

$$\begin{aligned}V_o &= V_{CC} - I_{\text{عکس}} R_{\text{بوجھ}}\\ &= 15 - 10^{-3} \times 5 \times 10^3 = 10\,\mathrm{V}\end{aligned}$$

پایا جاتا ہے۔



شکل ۵.۱۸: خارج کار مستقل برقی رو اور اس کی علامت

۳. برقی بوجھ کی مزاحمت دگنی یعنی $10\,\mathrm{k\Omega}$ کرنے سے

$$
\begin{aligned}
V_o &= V_{CC} - I_{\text{عکس}} R_{\text{بوجھ}} \\
&= 15 - 10^{-3} \times 2 \times 5 \times 10^{3} = 5\,\mathrm{V}
\end{aligned}
$$

۴. برقی بوجھ کی مزاحمت $20\,\mathrm{k\Omega}$ کرنے سے

$$
\begin{aligned}
V_o &= V_{CC} - I_{\text{عکس}} R_{\text{بوجھ}} \\
&= 15 - 10^{-3} \times 20 \times 10^{3} = -5\,\mathrm{V}
\end{aligned}
$$

ہو گا۔

۵. 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 دباو V_o گھٹا کر برقی بوجھ میں برقی رو کی قیمت برقرار رکھتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ اگر برقی بوجھ کی مزاحمت اسی طرح بتدریج بڑھائی جائے تو آخر کار Q_2 غیر افزائندہ خطے میں داخل ہو جائے گا اور اس کے لئے V_o کا مزید گھٹانا ممکن نہ ہو گا۔ ٹرانزسٹر Q_2 غیر افزائندہ ہونے کے بعد اگر برقی بوجھ کی مزاحمت مزید بڑھائی جائے تو اس میں برقی رو گھٹنا شروع ہو جائے گی۔

ٹرانزسٹر Q_2 اس صورت غیر افزائندہ ہو گا جب اس کے کلکٹر-ایمٹر سروں کے مابین $0.2\,\mathrm{V}$ پائے جائیں۔ اس صورت میں اگر گزشتہ جزو کے مساوات کو $R_{\text{بوجھ}}$ کے لئے حل کریں تو حاصل ہوتا

ہے

$$
\begin{aligned}
15 &= I_{\text{عکس}} R_{\text{بوجھ}} + V_{\text{CE}_{\text{غیر افزائندہ}}} - 12\\
15 &= 10^{-3} \times R_{\text{بوجھ}} + 0.2 - 12\\
R_{\text{بوجھ}} &= \frac{15 + 12 - 0.2}{10^{-3}} = 26.8\,\text{k}\Omega
\end{aligned}
$$

۶. 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

$$
\begin{aligned}
15 &= IR_{\text{بوجھ}} + V_{\text{CE}_{\text{غیر افزائندہ}}} - 12\\
15 &= I \times 40 \times 10^{3} + 0.2 - 12\\
I &= \frac{15 + 12 - 0.2}{40 \times 10^{3}} = 0.67\,\text{mA}
\end{aligned}
$$

ہم دیکھتے ہیں کہ برقی رو کی قیمت $I_{\text{اصل}}$ سے گھٹ جاتی ہے اور خارج کار مستقل برقی رو صحیح کارکردگی نہیں کر پاتا۔

شکل ۵.۱۹ الف 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 $I_{\text{عکس}}$ گزارتا ہے۔ اس شکل کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$
\begin{aligned}
V_{CC} &= I_{\text{حوالہ}} R + V_{BE} + V_{EE}\\
I_{\text{حوالہ}} &= \frac{V_{CC} - 0.7 - V_{EE}}{R} = I_{\text{عکس}}
\end{aligned}
$$

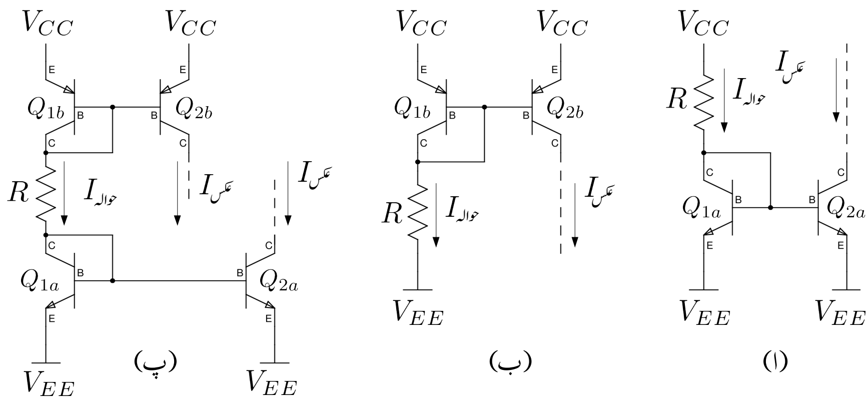
شکل ب میں اسی کا مساوی pnp ٹرانزسٹروں پر مبنی داخل کار مستقل برقی رو دکھایا گیا ہے۔ یہ دور نقطہ دار لکیر کی جگہ نسب مطلوبہ دور میں مستقل برقی رو $I_{\text{عکس}}$ گزارتا ہے۔

شکل پ میں ان دونوں ادوار کو یوں جوڑا گیا ہے کہ ایک ہی مزاحمت دونوں یک سمت منبع رو کے $I_{\text{عکس}}$ کا تعین کرتا ہے۔ اس دور کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

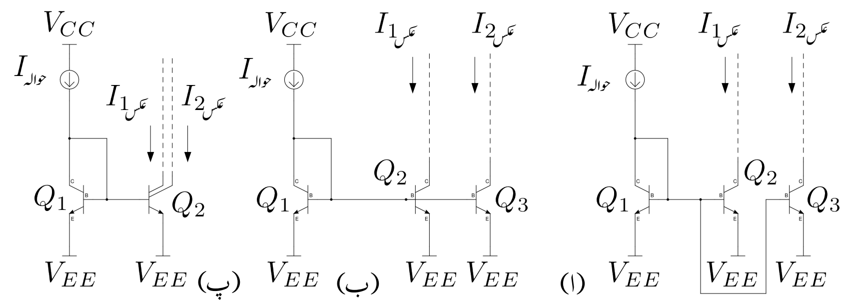
$$
\begin{aligned}
V_{CC} &= V_{EB} + I_{\text{حوالہ}} R + V_{BE} + V_{EE}\\
I_{\text{حوالہ}} &= \frac{V_{CC} - 0.7 - 0.7 - V_{EE}}{R} = I_{\text{عکس}}
\end{aligned}
$$

۵.۸.۱ متعدد یک سمت منبع رو

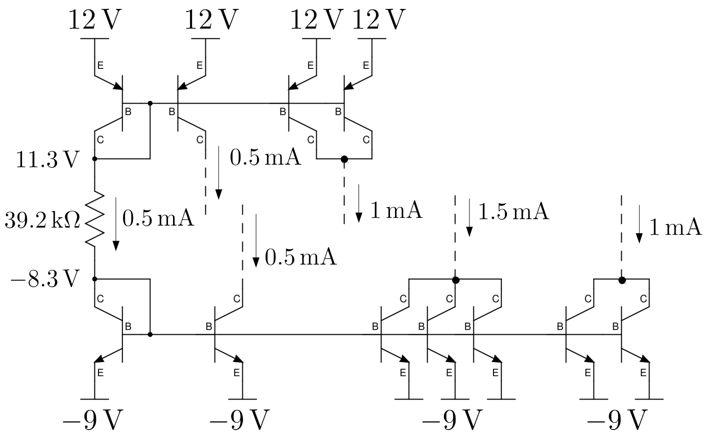
شکل ۵.۱۶ میں تیسرے ٹرانزسٹر یعنی Q_3 کے شمولیت سے شکل ۵.۲۰ الف حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ Q_3 کے بیس-ایمٹر جوڑ پر بھی Q_1 اور Q_2 کے برابر V_{BE} پایا جاتا ہے لہٰذا اس میں بھی بالکل انہیں کے برابر I_C برقی رو پائی جائے گی۔ آئیں دیکھتے ہیں کہ اس دور میں محدود β کتنا کردار ادا کرتا ہے۔ محدود β کی صورت میں ہم لکھ سکتے ہیں کہ



شکل ۵.۱۹: یک سمت منبع رو کے مختلف ادوار



شکل ۵.۲۰: دو عکس کا حصول



شکل ۵.۲۱: متعدد یک سمت منبع رو

$$I_{\text{عکس}_1} = I_{\text{عکس}_2} = I_{\text{عکس}} = I_C \tag{۵.۹۰}$$

$$I_{\text{حوالہ}} = I_C + \frac{3I_C}{\beta} \tag{۵.۹۱}$$

اور یوں

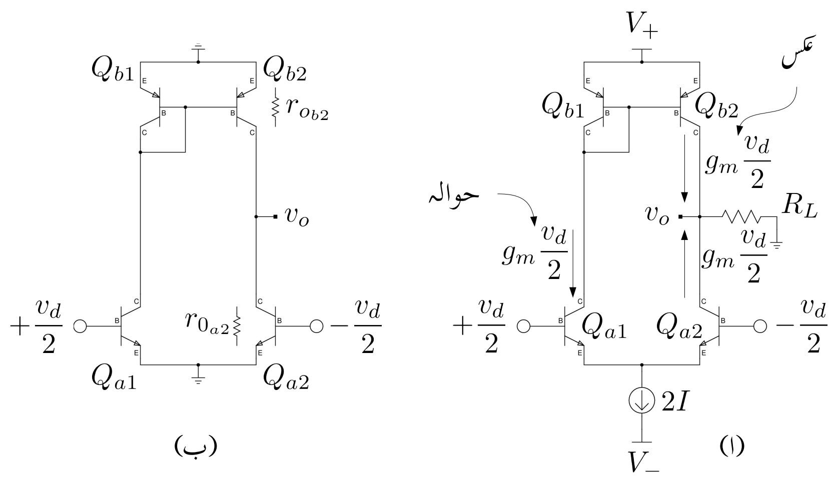
$$I_{\text{عکس}} = \frac{I_{\text{حوالہ}}}{1+\frac{3}{\beta}} \tag{۵.۹۲}$$

اس دور کو عموماً شکل ۵.۲۰ ب یا شکل ۵.۲۰ 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 ایمٹر بھی آپس میں جڑے ہیں جبکہ دونوں کے کلکٹر آپس میں نہیں جوڑے گئے ہیں۔

اسی بحث کو آگے بڑھاتے ہوئے ایک ایسے یک سمت منبع رو جو n عکس بناتا ہو کے لئے مساوات ۵.۹۲ کی صورت یوں ہو گی۔

$$I_{\text{عکس}} = \frac{I_{\text{حوالہ}}}{1+\frac{n+1}{\beta}} \tag{۵.۹۳}$$

شکل ۵.۲۱ میں دو یا دو سے زیادہ ٹرانزسٹر جوڑ کر حاصل عکس کو دگنا یا اس سے بھی بڑھا نا دکھایا گیا ہے۔



شکل ۵.۲۲: ٹرانزسٹر بوجھ سے لدا دوجوڑ ٹرانزسٹر والا تفرقی ایمپلیفائر

۵.۹ ٹرانزسٹر بوجھ سے لدا دوجوڑ ٹرانزسٹر کا تفرقی ایمپلیفائر

جیسا کہ پہلے بھی ذکر کیا گیا، مخلوط ادوار بناتے وقت کوشش کی جاتی ہے کہ مزاحمتوں کا استعمال کم سے کم کیا جائے۔ جیسا کہ شکل ۵.۲۲ الف میں دکھایا گیا ہے، مخلوط ادوار میں استعمال ہونے والے تفرقی ایمپلیفائر کے خارجی جانب مزاحمت R_C کی جگہ **آئینہ برقی** رو استعمال کیا جاتا ہے۔

یک سمت منبع رو کل $2 \times I$ برقی رو جڑوا ٹرانزسٹروں سے گزارتا ہے۔ یوں داخلی تفرقی برقی اشارہ کے عدم موجودگی میں ایمپلیفائر کے ٹرانزسٹر Q_{a1} اور Q_{a2} میں یک سمت برقی رو I گزر کر انہیں مائل کرتی ہے۔ Q_{b1} اور Q_{b2} جو کہ آئینہ برقی رو ہیں، بطور برقی بوجھ استعمال کئے گئے ہیں۔ Q_{b1} کی برقی رو کو دیکھ کر Q_{b2} اس کا عکس برقی رو پیدا کرتا ہے۔ چونکہ Q_{b1} سے وہی برقی رو گزرتی ہے جو Q_{a1} سے گزرتی ہے لہٰذا I بطور حوالہ استعمال ہوگا اور Q_{b2} اس کے برابر (یعنی I) عکس پیدا کرے گا۔ چونکہ Q_{a2} میں بھی I برقی رو گزر رہی ہے لہٰذا Q_{b2} کی پیدا کردہ تمام کی تمام برقی رو Q_{a2} سے ہی گزرے گی اور یوں بیرونی برقی مزاحمت R_L میں صفر برقی رو گزرے گی۔ یوں v_o صفر وولٹ ہوگا۔ اب تصور کریں کہ تفرقی برقی اشارہ v_d مہیا کیا جاتا ہے۔ Q_{a1} اور Q_{a2} میں بدلتا برقی رو $g_m\frac{v_d}{2}$ پیدا ہوگی جن کی سمتیں شکل میں دکھائی گئی ہیں۔ Q_{a1} کا برقی رو (یعنی $g_m\frac{v_d}{2}$) ٹرانزسٹر Q_{b1} سے بھی گزرتا ہے اور یوں Q_{b2} اس کا عکس پیدا کرے گا جیسا کہ شکل میں دکھایا گیا ہے۔ جوڑ v_o میں دو اطراف سے $g_m\frac{v_d}{2}$ کی برقی رو داخل ہوتی ہے۔ یوں اس جوڑ پر کل داخلی برقی رو کی مقدار $g_m v_d$ ہے۔ کرخوف کے قانون برائے برقی رو کے مطابق اتنی ہی برقی رو اس جوڑ سے باہر نکلے گی۔ یوں بوجھ R_L میں $g_m v_d$ برقی رو زمین کی جانب گزرے گی اور یوں

$$v_o = \left(g_m \frac{v_d}{2} + g_m \frac{v_d}{2}\right) R_L = g_m R_L v_d \tag{۵.۹۴}$$

ہو گا اور تفرقی افزائش برقی دباو

$$A_d = \frac{v_o}{v_d} = g_m R_L \tag{۵.۹۵}$$

ہو گا۔

مساوات ۵.۹۴ پر دوبارہ غور کریں۔ اس میں $g_m \frac{v_d}{2}$ ایک مرتبہ تفرقی جوڑے کی وجہ سے اور دوبارہ آئینہ کی وجہ سے ہے۔ یوں آئینہ کے دو کردار ہیں۔ یہ بطور برقی بوجھ استعمال ہوتا ہے اور ساتھ ہی ساتھ اس کی وجہ سے تفرقی ایمپلیفائر کی افزائش برقی دباو دگنی ہو جاتی ہے۔

شکل ۵.۲۲ الف میں R_L نے استعمال کرتے ہوئے اس کی افزائش حاصل کرنے کی خاطر اس کا باریک اشاراتی دور شکل ب میں دکھایا گیا ہے جہاں ٹرانزسٹر Q_{a2} اور Q_{b2} کے اندرونی خارجی مزاحمت r_o کو ان کے باہر دکھا کر واضح کیا گیا ہے۔ شکل ب میں ٹرانزسٹر Q_{a1} اور Q_{a2} کے ایمٹر کو برقی زمین پر دکھایا گیا ہے۔ تفرقی اشارے کے لئے ایسا کرنا ممکن ہے۔ اس حقیقت کو مساوات ۵.۴۲ میں سمجھایا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ R_L کی جگہ دونوں ٹرانزسٹروں کے خارجی مزاحمت متوازی جڑے ہیں اور یوں مساوات ۵.۹۵ کو اس طرح لکھ سکتے ہیں۔

$$A_d = g_m \left(r_{o_{b2}} \parallel r_{o_{a2}}\right) \tag{۵.۹۶}$$

اگر $r_{o_{a2}}$ اور $r_{o_{b2}}$ برابر ہوں یعنی $r_{oa2} = r_{o_{b2}} = r_0$ تب اس مساوات کو مزید سادہ صورت دی جا سکتی ہے یعنی

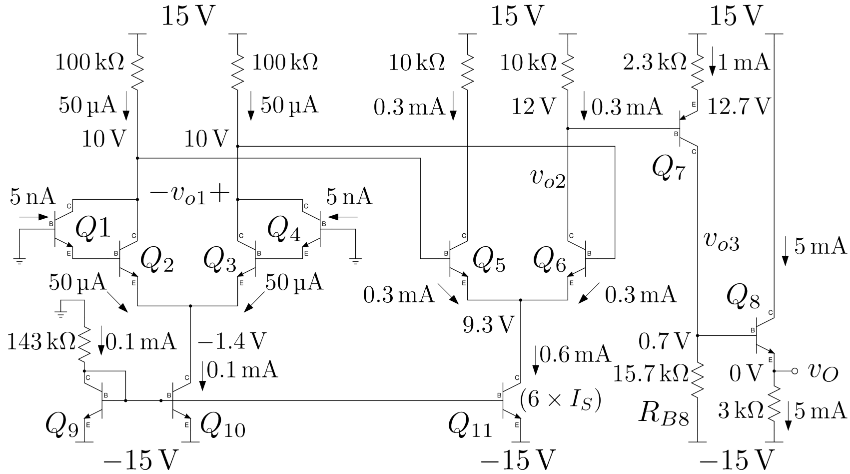
$$A_d = \frac{g_m r_o}{2} = \frac{1}{2}\left(\frac{I_C}{V_T}\right)\left(\frac{V_A}{I_C}\right) = \frac{V_A}{2V_T} \tag{۵.۹۷}$$

جہاں g_m کو $\frac{I_C}{V_T}$ اور r_o کو $\frac{V_A}{I_C}$ لکھا گیا ہے۔
$V_A = 50\,\mathrm{V}$ پر یوں

$$A_d = \frac{50}{25 \times 10^{-3}} = 2000\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}$$

حاصل ہو گا۔ مساوات ۵.۹۶ کے مطابق $r_{o_{a2}}$ اور $r_{o_{b2}}$ کی قیمت بڑھا کر تفرقی ایمپلیفائر کی افزائش مزید بڑھائی جا سکتی ہے۔

مثال ۵.۶: شکل ۵.۲۳ میں حسابی ایمپلیفائر کا بنیادی دور دکھایا گیا ہے جہاں تمام ٹرانزسٹر کا $\beta = 100$ ہے۔ Q_1 کا بیس اور Q_4 کا بیس حسابی ایمپلیفائر کے دو داخلی سرے ہیں جنہیں برقی زمین پر رکھا گیا ہے جبکہ Q_8 کا ایمٹر حسابی ایمپلیفائر کا خارجی سرا ہے۔



شکل ۵.۲۳: حسابی ایمپلیفائر کا بنیادی دور

- تمام یک سمت متغیرات حاصل کریں۔
- داخلی میلان برقی رو I_B حاصل کریں۔

حل: پہلے حسابی ایمپلیفائر کے مختلف حصے پہچاننے کی کوشش کرتے ہیں۔ Q_9، Q_{10} اور $143\,\mathrm{k\Omega}$ کا مزاحمت آئینہ برقی رو بناتے ہیں۔ Q_{11} بھی Q_9 کے برقی رو کا عکس پیش کرتا ہے۔ Q_1 اور Q_2 مل کر ایک ڈارلنگٹن جوڑی بناتے ہیں۔ اسی طرح Q_3 اور Q_4 دوسری ڈارلنگٹن جوڑی ہے۔ یہ دو ڈارلنگٹن مل کر پہلا یا داخلی تفرقی ایمپلیفائر بناتے ہیں۔ Q_5 اور Q_6 دوسرا تفرقی ایمپلیفائر ہے۔ Q_7، $2.3\,\mathrm{k\Omega}$ اور $15.7\,\mathrm{k\Omega}$ مل کر یک سمت برقی دباو کی قیمت تبدیل کرتے ہیں جبکہ Q_8 اور $3\,\mathrm{k\Omega}$ خارجی حصہ ہیں۔

Q_9 کے بیس پر

$$V_{B9} = -15 + V_{BE} = -14.3\,\mathrm{V}$$

ہیں۔ اس کے کلکٹر پر بھی یہی برقی دباو ہے لہٰذا اوہم کے قانون سے $143\,\mathrm{k\Omega}$ مزاحمت میں

$$\frac{0-(-14.3)}{143000} = 0.1\,\mathrm{mA}$$

ہے۔ Q_{10} کے کلکٹر پر بھی یہی برقی رو پایا جائے گا جبکہ Q_{11} کے کلکٹر پر چھ گنا زیادہ برقی رو یعنی $0.6\,\mathrm{mA}$ پایا جائے گا۔ پہلی تفرقی جوڑی میں $0.1\,\mathrm{mA}$ برابر تقسیم ہو گا۔ یوں Q_2 اور Q_3 دونوں کا $I_C \approx I_E = 50\,\mathrm{\mu A}$ ہو گا جبکہ ان کے بیس پر $\frac{50\,\mathrm{\mu A}}{\beta}$ یعنی $0.5\,\mathrm{\mu A}$ پایا جائے گا۔ اگر پہلی تفرقی جوڑی میں ڈارلنگٹن استعمال نہ کیا جاتا تب

حسابی ایمپلیفائر کا داخلی میلان برقی رو بھی $0.5\,\mu\text{A}$ ہی ہوتا۔ Q_2 کا بیس برقی رو Q_1 کا I_E۔ اسی طرح Q_3 کا بیس برقی رو Q_4 کا I_E ہے۔ یوں Q_1 اور Q_4 کا بیس برقی رو $\frac{0.5\,\mu\text{A}}{\beta}$ یعنی $5\,\text{nA}$ ہے۔ یوں ڈارلنگٹن کے استعمال سے حسابی ایمپلیفائر کے داخلی میلان برقی رو کو $0.5\,\mu\text{A}$ سے کم کرتے ہوئے $5\,\text{nA}$ کر دیا گیا۔ Q_2 کے کلکٹر 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 کلکٹر پر بھی $10\,\text{V}$ پایا جائے گا۔ چونکہ Q_1 کا بیس برقی زمین پر ہے لہٰذا $V_{B1} = 0\,\text{V}$ ہے جبکہ اس کا ایمٹر $-0.7\,\text{V}$ پر ہے۔ اسی طرح Q_2 کا بیس $-0.7\,\text{V}$ پر ہے اور یوں اس کا ایمٹر $-1.4\,\text{V}$ پر ہے۔ Q_5 اور Q_6 پر $0.6\,\text{mA}$ برابر تقسیم ہوگا۔ یوں

$$I_{E5} = I_{E6} = \frac{0.6 \times 10^{-3}}{2} = 0.3\,\text{mA}$$

پایا جائے گا۔ یوں ان کے بیس پر $\frac{0.3\,\text{mA}}{\beta}$ یعنی $3\,\mu\text{A}$ پایا جائے گا۔ حقیقت میں $3\,\mu\text{A}$ اور $50\,\mu\text{A}$ مل کر $100\,\text{k}\Omega$ سے گزرتے ہیں۔ ہم نے پہلی تفرقی جوڑی میں $3\,\mu\text{A}$ کو نظر انداز کیا تھا۔ اگر اس کو بھی شامل کیا جائے تب پہلی جوڑی کے کلکٹر پر $9.7\,\text{V}$ پایا جائے گا۔ قلم و کاغذ پر جلد حساب کتاب کرتے وقت عموماً اسی طرح بیس پر پائے جانے والے برقی 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 ایمٹر پر

$$V_E = V_B - V_{BE} = 10 - 0.7 = 9.3\,\text{V}$$

پایا جائے گا جبکہ ان کے کلکٹر پر

$$V_C = 15 - 0.3 \times 10^{-3} \times 10000 = 12\,\text{V}$$

پایا جاتا ہے۔ یوں $V_{CE5} = V_{CE6} = 2.7\,\text{V}$ ہے اور دونوں ٹرانزسٹر افزائندہ ہیں۔

چونکہ حسابی ایمپلیفائر کے دونوں داخلی سرے برقی زمین پر ہیں لہٰذا ہم توقع کرتے ہیں کہ یہ صفر وولٹ خارج کرے گا۔ یہاں ہم دیکھ رہے ہیں کہ دوسرا تفرقی ایمپلیفائر $12\,\text{V}$ خارج کر رہا ہے۔ یہ ضروری ہے کہ کسی طرح اس برقی دباو سے چھٹکارہ حاصل کیا جائے۔ Q_7، $5.3\,\text{k}\Omega$ اور $15.7\,\text{k}\Omega$ یہی حاصل کرنے میں مدد کرتے ہیں۔ Q_7 کے بیس پر $12\,\text{V}$ ہونے کی وجہ سے اس کے ایمٹر پر

$$V_{E7} = V_{B7} + V_{EB7} = 12 + 0.7 = 12.7\,\text{V}$$

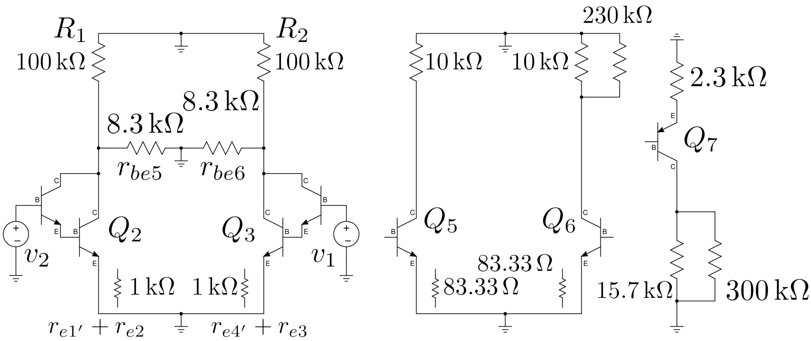
ہوں گے۔ یوں اوہم کے قانون کی مدد سے $2.3\,\text{k}\Omega$ میں

$$\frac{15 - 12.7}{2300} = 1\,\text{mA}$$

ہوگا جو $15.7\,\text{k}\Omega$ سے گزرتے ہوئے اس پر

$$10^{-3} \times 15700 = 15.7\,\text{V}$$

$$A_{d1} = \frac{\sum R_C}{\sum R_E} = 7.66\,\mathrm{V/V} \qquad A_{d2} = -\frac{1}{2}\frac{\sum R_C}{\sum R_E} = -60\,\mathrm{V/V} \qquad A_{d3} = -6.826\,\mathrm{V/V} \qquad A_{d4} \approx 1\,\mathrm{V/V}$$



شکل ۵.۲۴

کا برقی دباو پیدا کرے گا جس کی وجہ سے Q_8 کے بیس پر

$$V_{B8} = -15 + 15.7 = 0.7\,\mathrm{V}$$

پایا جائے گا۔ اسی طرح Q_8 کے ایمٹر پر

$$V_{E8} = V_{B8} - V_{BE} = 0.7 - 0.7 = 0\,\mathrm{V}$$

پایا جائے گا۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ $2.3\,\mathrm{k\Omega}$ اور $15.7\,\mathrm{k\Omega}$ کی قیمتوں سے $v_O = 0\,\mathrm{V}$ حاصل کیا گیا۔ Q_7 اور اس کے ساتھ منسلک دو مزاحمت یک سمت برقی دباو کی سطح تبدیل کرنے کی صلاحیت رکھتے ہیں۔ اسی وجہ سے اس دور کو ہم **سطح تبدیل کار**[۲۲] کہیں گے۔

مثال ۵.۷: شکل ۵.۲۳ کے حسابی ایمپلیفائر کو داخلی اشارہ v_d مہیا کیا جاتا ہے۔ ایمپلیفائر کا باریک اشاراتی افزائش $A_d = \frac{v_O}{v_d}$، داخلی مزاحمت اور خارجی مزاحمت حاصل کریں۔

[۲۲] level shifter

حل: شکل ۵.۲۴ میں بدلتا رو مساوی دور دکھایا گیا ہے جہاں

$$v_2 = +\frac{v_d}{2}$$
$$v_1 = -\frac{v_d}{2}$$

ہیں۔ Q_2 اور Q_3 میں $50\,\mu A$ برقی رو پایا جاتا ہے لہٰذا ان کے

$$g_{m2} = g_{m3} = \frac{I_C}{V_T} = \frac{50 \times 10^{-6}}{25 \times 10^{-3}} = 2\,\mathrm{mS}$$
$$r_{e2} = r_{e3} = \frac{1}{g_m} = \frac{1}{0.002} = 500\,\Omega$$

ہیں۔ Q_1 اور Q_4 میں $0.5\,\mu A$ برقی رو پائی جاتی ہے لہٰذا ان کے

$$g_{m1} = g_{m4} = \frac{0.5 \times 10^{-6}}{25 \times 10^{-3}} = 20\,\mu\mathrm{S}$$
$$r_{e1} = r_{e4} = \frac{1}{20\,\mu\mathrm{S}} = 50\,\mathrm{k\Omega}$$

ہیں۔ Q_1 کا r_{e1} چونکہ Q_2 کے بیس پر پایا جاتا ہے لہٰذا اس کو بھی Q_2 کے ایمٹر پر منتقل کرنا ضروری ہے۔ $50\,\mathrm{k\Omega}$ منتقل کرنے سے $\frac{50\,\mathrm{k\Omega}}{\beta} = 500\,\Omega$ حاصل ہوتا ہے۔ یوں r_{e1} کا عکس $r_{e1'} = 500\,\Omega$ حاصل ہوتا ہے۔ اس طرح Q_2 کے ایمٹر پر کل مزاحمت $r_{e1'} + r_{e2}$ یعنی $1\,\mathrm{k\Omega}$ پایا جائے گا۔ اسی طرح Q_4 کا r_{e4} چونکہ Q_3 کے بیس پر پایا جاتا ہے لہٰذا اس کو بھی Q_3 کے ایمٹر پر منتقل کرنا ضروری ہے۔ $50\,\mathrm{k\Omega}$ منتقل کرنے سے $500\,\Omega = \frac{50\,\mathrm{k\Omega}}{\beta}$ حاصل ہوتا ہے۔ اس طرح Q_3 کے ایمٹر پر کل مزاحمت $r_{e4'} + r_{e3}$ یعنی $1\,\mathrm{k\Omega}$ پایا جائے گا۔ ان معلومات کو شکل ۵.۲۴ پر پیش کیا گیا ہے۔

دوسری تفرقی جوڑی کے Q_5 اور Q_6 میں $0.3\,\mathrm{mA}$ پایا جاتا ہے لہٰذا ان کے

$$g_{m5} = g_{m6} = \frac{0.3 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 0.012\,\mathrm{S}$$
$$r_{e5} = r_{e6} = \frac{1}{0.012} = 83.33\,\Omega$$
$$r_{be5} = r_{be6} = \beta r_e = 8.3\,\mathrm{k\Omega}$$

ہیں۔ اس جوڑی کا داخلی مزاحمت $2r_{be}$ ہے جو پہلی تفرقی جوڑی کا بوجھ بنتا ہے۔ شکل میں Q_2 اور Q_3 کے کلکٹر کے مابین $8.3\,\mathrm{k\Omega}$ کے سلسلہ وار مزاحمت اسی داخلی مزاحمت کو ظاہر کرتا ہے۔ تفرقی اشارے کی صورت میں دوسری تفرقی جوڑی کا ایمٹر برقی زمین پر رہتا ہے۔ یوں Q_2 اور Q_3 کے کلکٹر پر دونوں $8.3\,\mathrm{k\Omega}$ کا درمیانی نقطہ

برقی زمین پر ہو گا۔ ان معلومات کو استعمال کرتے ہوئے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ پہلی تفرقی جوڑی کی افزائش

$$
\begin{aligned}
A_{d1} &= \frac{v_{o1}}{v_d} = \frac{\sum R_C}{\sum R_E} \\
&= \frac{15328}{2000} \\
&= 7.66\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}
\end{aligned}
\tag{۵.۹۸}
$$

حاصل ہوتی ہے جہاں $\sum R_C$ دونوں ٹرانزسٹر کے کلکٹر پر متوازی جڑے $200\,\mathrm{k\Omega}$ اور $16.6\,\mathrm{k\Omega}$ کا مجموعی مزاحمت ہے جبکہ $\sum R_E$ ان کے ایمٹر کے درمیان کُل مزاحمت یعنی $2r_e$ ہے۔ مثبت افزائش کا مطلب ہے کہ مثبت v_d کی صورت میں v_{o1} بھی مثبت ہو گا۔

تیسرے ایمپلیفائر کا داخلی مزاحمت $230\,\mathrm{k\Omega} = \beta R_{E7}$ ہے جو R_{C6} کے متوازی جڑا ہے۔ چونکہ $10\,\mathrm{k\Omega} \gg 230\,\mathrm{k\Omega}$ ہوتا ہے لہٰذا ان کے کُل مزاحمت کو ہم $10\,\mathrm{k\Omega}$ ہی لے سکتے ہیں۔ اس کا مطلب ہے کہ تیسرے ایمپلیفائر کا داخلی مزاحمت اتنا زیادہ ہے کہ اس کے اثر کو نظر انداز کیا جا سکتا ہے۔ یوں دوسرے ایمپلیفائر کی تفرقی افزائش

$$
\begin{aligned}
A_d &= \frac{\sum R_C}{\sum R_E} \\
&= -\frac{10000}{83.33} \\
&= -120\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}
\end{aligned}
$$

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 کارآمد افزائش اس قیمت کے آدھی ہو گی یعنی

$$
\begin{aligned}
A_{d2} &= -\frac{1}{2}\frac{\sum R_C}{\sum R_E} \\
&= -\frac{1}{2}\frac{10000}{83.33} \\
&= -60\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}
\end{aligned}
\tag{۵.۹۹}
$$

افزائش 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_7 اور اس کے ساتھ منسلک $2.3\,\mathrm{k\Omega}$ اور $15.7\,\mathrm{k\Omega}$ مل کر مشترک ایمٹر ایمپلیفائر ہیں۔ Q_7 کے r_e اور Q_8 کے داخلی مزاحمت کو نظر انداز کرتے ہوئے اس ایمپلیفائر کی افزائش

$$
A_{d3} = -\frac{15700}{2300} = -6.826\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}
$$

حاصل ہوتی ہے۔

Q_8 اور اس کے ساتھ منسلک $3\,\mathrm{k\Omega}$ مل کر مشترک کلکٹر ایمپلیفائر بناتے ہیں۔ مشترک کلکٹر کی افزائش تقریباً ایک کے برابر ہوتی ہے یوں

$$A_{d4} \approx 1\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}$$

ہو گا۔

ان چاروں افزائش کو استعمال کرتے ہوئے حابی ایمپلیفائر کی کل افزائش

$$\begin{aligned}
A_d = \frac{v_O}{v_d} &= A_{d1} \times A_{d2} \times A_{d3} \times A_{d4}\\
&= 7.66 \times (-60) \times (-6.826) \times 1\\
&= 3137\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}
\end{aligned}$$

حاصل ہوتی ہے۔

شکل ۵.۲۴ کو دیکھتے ہوئے Q_2 اور Q_3 کے ایمٹر پر مزاحمت Q_1 اور Q_4 کے بیس جانب

$$\begin{aligned}
R_i &\approx (1000 + 1000) \times \beta^2\\
&= 2000 \times 10000\\
&= 20\,\mathrm{M\Omega}
\end{aligned}$$

نظر آئے گا۔ یہی حابی ایمپلیفائر کا داخلی مزاحمت ہے۔

خارجی جانب Q_8 کے r_e کو نظر انداز کرتے ہیں۔ $15.7\,\mathrm{k\Omega}$ کا عکس ٹرانزسٹر کے ایمٹر جانب

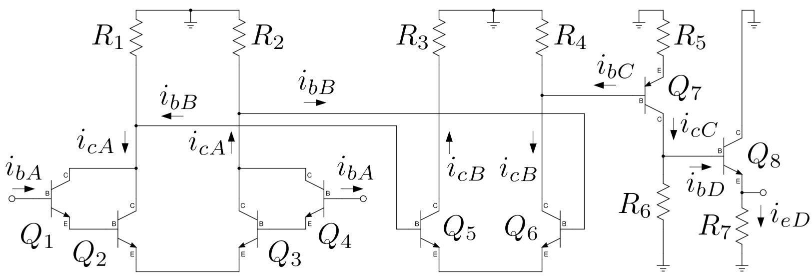
$$\frac{15700}{100} = 157\,\Omega$$

نظر آتا ہے۔ یہ عکس $3\,\mathrm{k\Omega}$ کے متوازی جڑا ہے لہٰذا حابی ایمپلیفائر کا خارجی مزاحمت

$$R_o = \frac{157 \times 3000}{157 + 3000} = 149\,\Omega$$

حاصل ہوتا ہے۔

مثال ۵.۸: شکل ۵.۲۳ کے حابی ایمپلیفائر کی افزائش $\frac{i_L}{i_b} = A_i$ کی مساوات حاصل کریں۔ A_i کو استعمال کرتے ہوئے $A_d = \frac{v_L}{v_d}$ کی مساوات بھی حاصل کریں۔



شکل ۵.۲۵: برقی رو کی افزائش

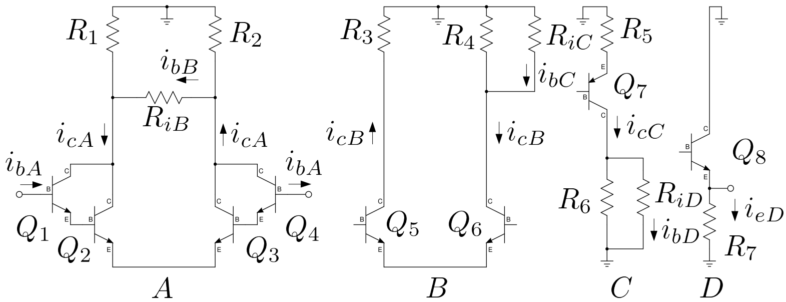
حل: شکل ۵.۲۵ میں مساوی باریک اشاراتی دور دکھایا گیا ہے جہاں داخلی جانب سے پہلے ایمپلیفائر کو A، دوسرے کو تحریر B، تیسرے کو C اور خارجی ایمپلیفائر کو D سے ظاہر کرتے ہوئے زنجیری ضرب سے ہم لکھ سکتے ہیں

$$A_i = \frac{i_L}{i_b} = \frac{i_{eD}}{i_{bA}} = \frac{i_{eD}}{i_{bD}} \times \frac{i_{bD}}{i_{cC}} \times \frac{i_{cC}}{i_{bC}} \times \frac{i_{bC}}{i_{cB}} \times \frac{i_{cB}}{i_{bB}} \times \frac{i_{bB}}{i_{cA}} \times \frac{i_{cA}}{i_{bA}} \tag{۵.۱۰۰}$$

شکل ۵.۲۶ میں چاروں ایمپلیفائروں کو علیحدہ علیحدہ کیا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ پہلے ایمپلیفائر کے خارجی جانب دوسرے ایمپلیفائر کا داخلی مزاحمت R_{iB} نسب ہے۔ i_{cA} کا وہ حصہ جو R_{iB} سے گزرے در حقیقت دوسرے ایمپلیفائر کا داخلی برقی رو i_{bB} ہے۔ شکل پر اس بات کی وضاحت کی گئی ہے۔ یوں اس شکل سے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$\begin{aligned}
\frac{i_{eD}}{i_{bD}} &= \beta_8 + 1 \\
\frac{i_{bD}}{i_{cC}} &= \frac{R_6}{R_6 + R_{iD}} \\
\frac{i_{cC}}{i_{bC}} &= \beta_7 \\
\frac{i_{bC}}{i_{cB}} &= \frac{R_4}{R_4 + R_{iC}} \\
\frac{i_{cB}}{i_{bB}} &= \beta_6 \\
\frac{i_{bB}}{i_{cA}} &= \frac{R_1 + R_2}{R_1 + R_2 + R_{iB}} \\
\frac{i_{cA}}{i_{bA}} &= \beta_1 \beta_2
\end{aligned} \tag{۵.۱۰۱}$$

تمام ٹرانزسٹر کے β برابر لیتے ہوئے



شکل ۵.۲۶

$$
\begin{aligned}
r_{e2} &= r_{e3} = \frac{V_T}{I} \\
r_{be2} &= r_{be3} = \left(\beta+1\right) r_{e2} \\
r_{e1} &= r_{e4} = \left(\beta+1\right) \frac{V_T}{I} = \left(\beta+1\right) r_{e2} \\
r_{be1} &= r_{be4} = \left(\beta+1\right)^2 r_{e2}
\end{aligned} \tag{۵.۱۰۲}
$$

حاصل ہوتے ہیں۔ شکل کو دیکھتے ہوئے

$$
\begin{aligned}
R_{iA} &= r_{be1} + r_{be4} + \left(r_{be2} + r_{be3}\right) \times \left(\beta+1\right) \\
&= 4\left(\beta+1\right)^2 r_{e2} \\
R_{iB} &= 2 r_{be5} \\
R_{iC} &\approx R_5 \times \left(\beta+1\right) \\
R_{iD} &\approx R_7 \times \left(\beta+1\right)
\end{aligned} \tag{۵.۱۰۳}
$$

لکھا جا سکتا ہے۔ مزید یہ کہ

$$
\begin{aligned}
v_L &= i_{eD} R_7 \\
v_d &= i_{bA} R_{iA}
\end{aligned}
$$

لکھتے ہوئے

$$
\begin{aligned}
A_d &= \frac{v_L}{v_d} \\
&= \frac{i_{eD} R_7}{i_{bA} R_{iA}} \\
&= A_i \times \frac{R_7}{R_{iA}}
\end{aligned}
\tag{۵.۱۰۴}
$$

حاصل ہوتا ہے۔

ذرا کوشش کرنے سے مندرجہ بالا تمام مساوات شکل ۵.۲۳ کو دیکھ کر ہی لکھے جا سکتے ہیں۔ آپ داخلی جانب یا خارجی جانب سے شروع ہوتے ہوئے زنجیری ضرب لکھتے ہیں اور پھر زنجیری ضرب کے تمام اجزاء شکل کو دیکھتے ہوئے پُر کرتے ہیں۔

مثال ۵.۹: مثال ۵.۸ میں A_i اور A_d کی قیمتیں حاصل کریں۔

حل: مثال ۵.۷ میں مندرجہ ذیل معلومات حاصل کی گئیں۔

$$r_{e2} = 500\,\Omega, \qquad r_{e5} = 83.333\,\Omega$$

یوں مساوات ۵.۱۰۳ سے

$$
\begin{aligned}
R_{iA} &= 4 \times 100^2 \times 500 = 20\,\mathrm{M\Omega} \\
R_{iB} &= 2 \times 100 \times 83.333 = 1667\,\Omega \\
R_{iC} &= 2300 \times 100 = 230\,\mathrm{k\Omega} \\
R_{iD} &= 3000 \times 100 = 300\,\mathrm{k\Omega}
\end{aligned}
$$

اور مساوات ۵.۱۰۱ سے

$$
\begin{aligned}
\frac{i_{eD}}{i_{bD}} &= 100\\
\frac{i_{bD}}{i_{cC}} &= \frac{15.7\times 10^3}{15.7\times 10^3+300\times 10^3} = 0.04973\\
\frac{i_{cC}}{i_{bC}} &= 100\\
\frac{i_{bC}}{i_{cB}} &= \frac{10\times 10^3}{10\times 10^3+230\times 10^3} = 0.04167\\
\frac{i_{cB}}{i_{bB}} &= 100\\
\frac{i_{bB}}{i_{cA}} &= \frac{2\times 100\times 10^3}{2\times 100\times 10^3+1667} = 0.99173\\
\frac{i_{cA}}{i_{bA}} &= 100\times 100 = 10000
\end{aligned}
$$

حاصل ہوتے ہیں۔ اس طرح مساوات ۵.۱۰۰ 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 ۵.۱۰۴ سے

$$
\begin{aligned}
A_d = \frac{v_L}{v_d} &= 20.55\times 10^6\times\frac{3000}{20\times 10^6}\\
&= 3082\,\frac{\text{V}}{\text{V}}
\end{aligned}
$$

حاصل ہوتا ہے۔ مثال ۵.۷ میں $A_d = 3137\,\frac{\text{V}}{\text{V}}$ حاصل کی گئی۔ دونوں جوابات میں فرق $\alpha \approx 1$ اور اس طرح کے دیگر استعمال کئے گئے قیمتوں میں معمولی معمولی فرق کی وجہ سے ہے۔ ان دو جوابات میں صرف

$$
\left|\frac{3137-3082}{3137}\right|\times 100 = 1.75\,\%
$$

کا فرق ہے۔

شکل ۵.۲۴ میں دوسرے ایمپلیفائر کا داخلی مزاحمت $r_{be5}+r_{be6} = 16.6\,\text{k}\Omega$ ہے جو پہلی ایمپلیفائر کا بوجھ بنتا ہے۔ یوں $r_{be6}+r_{be5}$ اور R_1+R_2 متوازی جڑے نظر آتے ہیں۔ چونکہ $R_1+R_2 \ll r_{be5}+r_{be6}$ ہے

لہٰذا ان متوازی جڑے مزاحمت کے مجموعی مزاحمت کو تقریباً $r_{be5} + r_{be6}$ لیا جا سکتا ہے۔ اس کے برعکس تیسرے ایمپلیفائر کا داخلی مزاحمت بہت بڑا ہے لہٰذا دوسرے ایمپلیفائر پر اس کے بوجھ کو نظرانداز کیا جاتا ہے۔ ایسا کرنے سے پہلے اور دوسرے ایمپلیفائر کے افزائش یوں لکھے جا سکتے ہیں۔

$$A_{d1} = \frac{\sum R_C}{\sum R_E} = \frac{r_{be5} + r_{be6}}{4r_{e2}}$$
$$A_{d2} \approx -\frac{1}{2}\frac{\sum R_C}{\sum R_E} = -\frac{1}{2}\left(\frac{R_{C6}}{r_{e5}+r_{e6}}\right)$$

اس طرح ان دو کڑیوں کی کُل افزائش

$$\begin{aligned} A_d = A_{d1}A_{d2} &= -\frac{1}{2}\times\left(\frac{r_{be5}+r_{be6}}{4r_{e2}}\right)\times\left(\frac{R_{C6}}{r_{e5}+r_{e6}}\right) \\ &= -\frac{1}{2}\times\frac{(\beta+1)\,(r_{e5}+r_{e6})}{4r_{e2}}\times\left(\frac{R_{C6}}{r_{e5}+r_{e6}}\right) \\ &= -\frac{1}{2}\times\frac{(\beta+1)\,R_{C6}}{4r_{e2}} \end{aligned} \tag{۵.۱۰۵}$$

حاصل ہوتی ہے۔ اس مساوات کے تحت β بڑھانے اور r_{e2} گھٹانے سے افزائش بڑھتی ہے۔ چونکہ $r_e = \frac{V_T}{I_C}$ ہوتا ہے لہٰذا I بڑھانے سے r_{e2} گھٹے گا۔

اس کے علاوہ اگر پہلے ایمپلیفائر میں ڈارلنگٹن جوڑی استعمال نہ کی جائے تب اس کی داخلی مزاحمت آدھی اور افزائش دگنی ہو جائے گی۔

صفحہ ۳۱۱ پر مساوات ۳.۲۲۳ پر تبصرہ کرتے وقت یہ حقیقت بتلائی گئی تھی کہ اگر افزائش بڑھائی جائے تو داخلی مزاحمت گھٹتی ہے۔ تفرقی ایمپلیفائر میں بھی داخلی مزاحمت گھٹاتے ہوئے افزائش بڑھانا ممکن ہے۔

۵.۱۰ وائڈلر منبع برقی رو

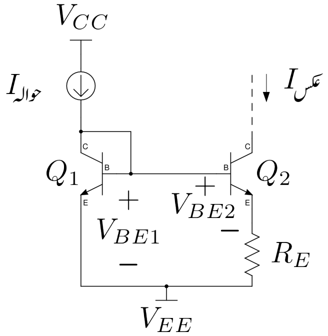
شکل ۵.۱۶ میں Q_2 کے ایمٹر پر R_E نسب کرنے سے **وائڈلر منبع برقی رو**[۲۳] حاصل ہوتا ہے جسے شکل ۵.۲۷ میں[۲۴] میں دکھایا گیا ہے۔ ٹرانزسٹر کے برقی رو کے مساوات کو استعمال کرتے ہوئے

$$V_{BE1} = V_T \ln\left(\frac{I_{\text{حوالہ}}}{I_S}\right)$$
$$V_{BE2} = V_T \ln\left(\frac{I_{\text{عکس}}}{I_S}\right)$$

---

[۲۳] Widlar current source

[۲۴] باب وائڈلر نے اس دور کو دریافت کیا۔



شکل ۵.۲۷: وائڈلر منبع برقی رو

لکھا جا سکتا ہے۔ ان دو مساوات کو آپس میں منفی کرنے سے

$$V_{BE1} - V_{BE2} = V_T \ln\left(\frac{I_{\text{حوالہ}}}{I_{\text{عکس}}}\right)$$

حاصل ہوتا ہے۔ شکل کو دیکھتے ہوئے ہم

$$V_{BE1} = V_{BE2} + I_{\text{عکس}} R_E$$

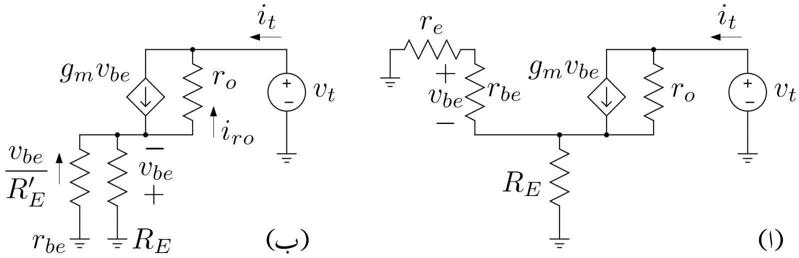
لکھ سکتے ہیں۔ یوں

$$I_{\text{عکس}} R_E = V_T \ln\left(\frac{I_{\text{حوالہ}}}{I_{\text{عکس}}}\right) \tag{۵.۱۰۶}$$

لکھا جا سکتا ہے۔

آئیں وائڈلر منبع برقی رو کی خارجی مزاحمت R_o حاصل کریں۔ ایسا کرنے کی خاطر Q_2 کے کلکٹر پر v_t برقی دباو 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 کلکٹر اور بیس آپس میں جڑے ہیں۔ یوں یہ بطور ڈایوڈ کردار ادا کرتا ہے۔ صفحہ ۳۵۹ پر مساوات ۳.۲۴۸ ایسے ٹرانزسٹر کی مزاحمت r_e دیتا ہے۔ وائڈلر منبع رو کی خارجی مزاحمت حاصل کرنے کی خاطر Q_2 کا پائے ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہیں جبکہ Q_1 کی جگہ اس کا باریک اشاراتی مساوی مزاحمت r_e نسب کرتے ہیں۔ ایسا کرتے ہوئے شکل ۵.۲۸ الف حاصل ہوتا ہے۔ آپ جانتے ہیں کہ $r_{be} = r_e\left(\beta + 1\right)$ ہوتا ہے۔ یوں $r_e \gg r_{be}$ ہے لہٰذا سلسلہ وار جڑے r_{be} اور r_e میں r_e کو نظرانداز کیا جا سکتا ہے۔ ایسا کرنے سے شکل ب حاصل ہوتا ہے جہاں سے صاف ظاہر ہے کہ R_E اور r_{be} متوازی جڑے ہیں۔ $R_E \parallel r_{be}$ کو R'_E لکھتے



شکل ۵.۲۸: وائڈلر منبع رو کا باریک اشاراتی مساوی دور

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

$$g_m v_{be} + \frac{v_{be}}{R'_E} = i_{ro}$$

لکھا جا سکتا ہے جس سے

$$i_{ro} = \left(g_m + \frac{1}{R'_E}\right) v_{be}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں کرخوف کے قانون برائے برقی دباو کی مدد سے

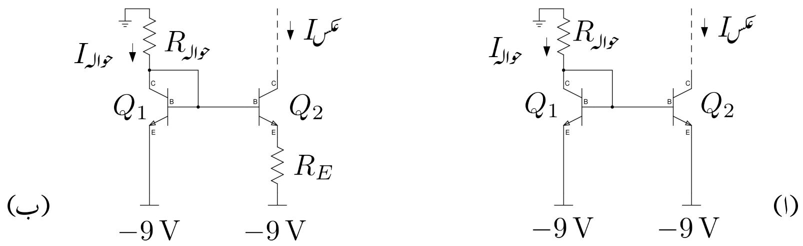
$$v_t = -v_{be} - \left(g_m + \frac{1}{R'_E}\right) v_{be} r_o \tag{۵.۱۰۷}$$

اور کرخوف کے قانون برائے برقی رو کی مدد سے

$$i_t = g_m v_{be} - \left(g_m + \frac{1}{R'_E}\right) v_{be} \tag{۵.۱۰۸}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ مساوات ۵.۱۰۷ کو مساوات ۵.۱۰۸ سے تقسیم کرتے ہوئے وائڈلر منبع کی خارجی مزاحمت R_o یوں حاصل ہوتی ہے۔

$$\begin{aligned}
R_o = \frac{v_t}{i_t} &= R'_E \left[1 + r_o \left(g_m + \frac{1}{R'_E}\right)\right] \\
&= R'_E + r_o \left(1 + g_m R'_E\right)
\end{aligned}$$



شکل ۵.۲۹: ولسن آئینہ

اس مساوات میں R'_E کو نظرانداز کرتے ہوئے خارجی مزاحمت R_o کی سادہ مساوات

$$R_o \approx r_o\left(1 + g_m R'_E\right) \tag{۵.۱۰۹}$$

حاصل ہوتی ہے جہاں

$$R'_E = \frac{r_{be} R_E}{r_{be} + R_E} \tag{۵.۱۱۰}$$

کے برابر ہے۔ اس طرح خارجی مزاحمت r_o سے بڑھ کر $r_o\left(1 + g_m R'_E\right)$ ہو گئی ہے۔ یہ ایک عمومی نتیجہ ہے اور یوں کسی بھی دو جوڑ ٹرانزسٹر جس کے ایمٹر پر R_E مزاحمت نسب ہو اور جس کا بیس سرا برقی زمین پر ہو کی خارجی مزاحمت مساوات ۵.۱۰۹ سے حاصل ہو گی۔

مثال ۵.۱۰: شکل ۵.۲۹ میں سادہ آئینہ اور وائڈلر آئینہ دکھائے گئے ہیں۔ $I_{\text{عکس}} = 15\,\mu\mathrm{A}$ حاصل کرنے کی خاطر درکار مزاحمت حاصل کریں۔

حل: شکل الف میں $15\,\mu\mathrm{A}$ حاصل کرنے کی خاطر

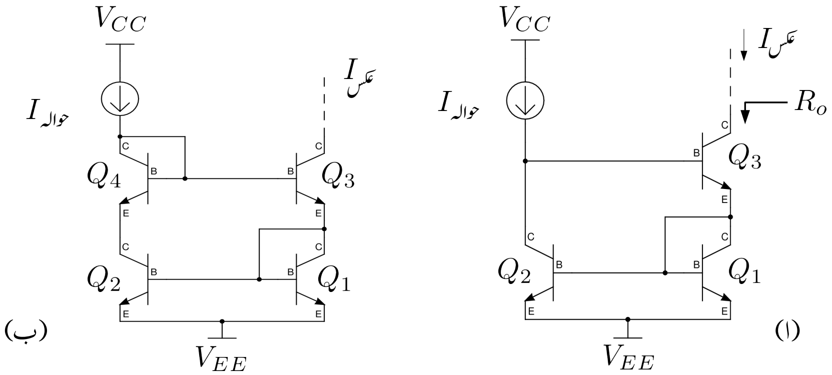
$$R_{\text{حوالہ}} = \frac{9 - 0.7}{15 \times 10^{-6}} = 553\,\mathrm{k\Omega}$$

درکار ہے۔ شکل ب میں $I_{\text{حوالہ}} = 1\,\mathrm{mA}$ رکھتے ہوئے $I_{\text{عکس}} = 15\,\mu\mathrm{A}$ حاصل کرتے ہیں۔ $I_{\text{حوالہ}} = 1\,\mathrm{mA}$ حاصل کرنے کی خاطر

$$R_{\text{حوالہ}} = \frac{9 - 0.7}{1 \times 10^{-3}} = 8.3\,\mathrm{k\Omega}$$

اور مساوات ۵.۱۰۶ سے

$$R_E = \frac{25 \times 10^{-3}}{15 \times 10^{-6}} \ln\left(\frac{10^{-3}}{15 \times 10^{-6}}\right) = 7\,\mathrm{k\Omega}$$



شکل ۵.۳۰: ولسن آئینہ

حاصل ہوتے ہیں۔ آپ نے دیکھا کہ کم برقی رو پیدا کرنے کی خاطر سادہ منبع رو کو $553\,\mathrm{k\Omega}$ جبکہ واِئڈلر منبع رو کو $8.3\,\mathrm{k\Omega}$ اور $7\,\mathrm{k\Omega}$ 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 واِئڈلر منبع رو استعمال کیا جائے گا۔

۵.۱۱ ولسن آئینہ

شکل ۵.۱۶ میں سادہ آئینہ برقی رو دکھایا گیا۔ $V_{BE} = 0.7\,\mathrm{V}$ لیتے ہوئے $V_{CE1} = 0.7\,\mathrm{V}$ ہے جبکہ V_{CE2} پر ایسی کوئی پابندی لاگو نہیں لہٰذا عموماً $V_{CE1} \neq V_{CE2}$ ہوتا ہے۔ اب تک آئینہ برقی رو پر تبصروں میں ہم نے ارلی برقی دباو کے اثرات کو نظرانداز کیا۔ حقیقت میں اگرچہ شکل ۵.۱۶ میں $V_{BE1} = V_{BE2}$ ہے لیکن $V_{CE1} \neq V_{CE2}$ کی بنا پر ارلی برقی دباو Q_1 اور Q_2 کے برقی رو میں فرق پیدا کرتا ہے۔ V_{CE1} اور V_{CE2} میں فرق کو کم کرنے سے ارلی برقی دباو کے اثر کو کم کیا جا سکتا ہے۔ اسی غرض سے شکل ۵.۱۶ میں تیسرا ٹرانزسٹر شامل کرتے ہوئے شکل ۵.۳۰ الف حاصل ہوتا ہے جس کو **ولسن آئینہ**[۲۵] کہتے[۲۶] ہیں۔ ولسن آئینے میں

$$
\begin{aligned}
V_{CE1} &= V_{BE1} = 0.7\,\mathrm{V}\\
V_{CE2} &= V_{BE1} + V_{BE3} = 1.4\,\mathrm{V}
\end{aligned}
$$

ہیں۔ دونوں ٹرانزسٹر کے V_{CE} میں فرق صرف $0.7\,\mathrm{V}$ رہ گیا ہے۔ اس دور کو حل کرتے ہوئے تمام ٹرانزسٹر کو بالکل یکساں تصور کیا جائے گا۔ چونکہ $I_{عکس}$ دراصل i_{C3} ہی ہے لہٰذا ہم i_{C3} اور $I_{حوالہ}$ کا تعلق حاصل کریں گے۔ Q_1 اور Q_2 کے

---

[۲۵] Wilson mirror
[۲۶] جارج آر ولسن نے اس آئینہ کو دریافت کیا۔

لئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$
\begin{aligned}
i_{C1} &= i_{C2} = i_C \\
i_{B1} &= i_{B2} = i_B
\end{aligned}
$$

Q_3 کے لئے

$$
\begin{aligned}
i_{B3} &= \frac{i_{C3}}{\beta} \\
i_{E3} &= \left(\frac{\beta+1}{\beta}\right) i_{C3}
\end{aligned}
\tag{۵.۱۱۱}
$$

لکھا جا سکتا ہے۔ کرخوف کے قانون برائے برقی رو کے تحت

$$
\begin{aligned}
i_{E3} &= i_{C1} + i_{B1} + i_{B2} \\
&= i_C + 2i_B \\
&= \left(\frac{\beta+2}{\beta}\right) i_C
\end{aligned}
\tag{۵.۱۱۲}
$$

لکھا جا سکتا ہے۔ مندرجہ بالا دو مساوات میں i_{E3} کو برابر لکھتے ہوئے

$$
\left(\frac{\beta+1}{\beta}\right) i_{C3} = \left(\frac{\beta+2}{\beta}\right) i_C
$$

i_C کی مساوات حاصل ہوتی ہے۔

$$
i_C = \left(\frac{\beta+1}{\beta+2}\right) i_{C3}
\tag{۵.۱۱۳}
$$

کرخوف کے قانون برائے برقی رو کی مدد سے

$$
\begin{aligned}
I_{\text{حوالہ}} &= i_{C2} + i_{B3} \\
&= i_C + \frac{i_{C3}}{\beta}
\end{aligned}
$$

لکھا جا سکتا ہے جس میں i_C کی قیمت مساوات ۵.۱۱۳ سے پُر کرتے ہوئے

$$
\begin{aligned}
I_{\text{حوالہ}} &= \left(\frac{\beta+1}{\beta+2}\right) i_{C3} + \frac{i_{C3}}{\beta} \\
&= \left(\frac{\beta+1}{\beta+2} + \frac{1}{\beta}\right) i_{C3}
\end{aligned}
$$

لکھا جا سکتا ہے۔ اس مساوات سے

$$\begin{aligned}
I_{\text{حوالہ}} &= \left[\frac{\beta\left(\beta+1\right)+\beta+2}{\beta\left(\beta+2\right)}\right] i_{C3}\\
&= \left[\frac{\beta^2+2\beta+2}{\beta\left(\beta+2\right)}\right] i_{C3}\\
&= \left[\frac{\beta\left(\beta+2\right)+2}{\beta\left(\beta+2\right)}\right] i_{C3}
\end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے جسے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$\begin{aligned}
I_{\text{عکس}} = i_{C3} &= \left[\frac{\beta\left(\beta+2\right)}{\beta\left(\beta+2\right)+2}\right] I_{\text{حوالہ}}\\
&= \left[\frac{1}{1+\frac{2}{\beta\left(\beta+2\right)}}\right] I_{\text{حوالہ}}
\end{aligned}$$

اس مساوات کو

$$I_{\text{عکس}} \approx \left[\frac{1}{1+\frac{2}{\beta^2}}\right] I_{\text{حوالہ}} \tag{۵.۱۱۴}$$

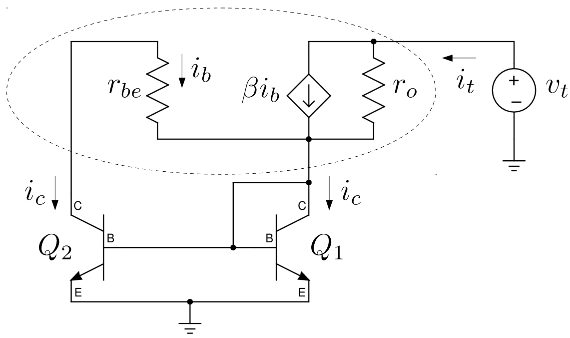
لکھا جا سکتا ہے۔ اس مساوات کا صفحہ ۵۰۷ پر مساوات ۵.۸۸ کے ساتھ موازنہ کریں۔ دونوں مساوات بالکل ایک جیسے ہیں۔

آئیں آئینے کی خارجی مزاحمت حاصل کریں۔ ایسا کرنے کی خاطر Q_3 کے کلکٹر پر v_t لاگو کرتے ہوئے i_t کا حساب لگاتے ہیں۔ $\frac{v_t}{i_t}$ خارجی مزاحمت R_o ہو گا۔ Q_3 کا پائے ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے ولسن آئینے کو شکل ۵.۳۱ میں دکھایا گیا ہے۔ نقطہ دار دائرے سے دو جگہ i_c برقی رو خارج اور ایک جگہ i_t داخل ہو رہی ہے۔ یوں کرخوف کے قانون برائے برقی رو کی مدد سے ہم لکھ سکتے ہیں

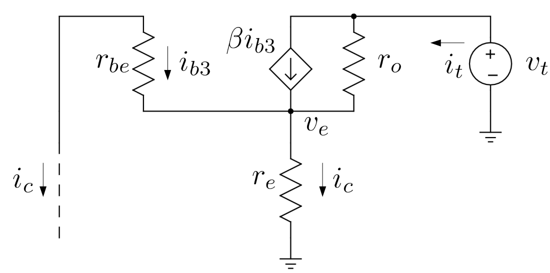
$$i_t = 2i_c \tag{۵.۱۱۵}$$

شکل ۵.۳۱ میں Q_1 کا بیس اس کے کلکٹر کے ساتھ جڑا ہے جس کی وجہ سے یہ بطور ڈایوڈ کردار ادا کرتا ہے اور اس کو مزاحمت r_e سے ظاہر کیا جا سکتا ہے۔ Q_2 کا r_{be} اس r_e کے متوازی جڑا ہے۔ چونکہ $r_{be} \gg r_e$ ہوتا ہے لہٰذا ان کا مساوی مزاحمت تقریباً r_e ہی کے برابر ہو گا۔ شکل ۵.۳۲ میں اس حقیقت کو مد نظر رکھتے ہوئے دور کو دوبارہ دکھائی ہے۔ Q_1 اور Q_2 کے کلکٹر پر برقرار i_c برقی رو گزرے گی جسے شکل میں دکھایا گیا ہے۔ شکل کو دیکھتے ہوئے

$$\begin{aligned}
v_e &= i_c r_e\\
i_{b3} &= -i_c
\end{aligned}$$



شکل ۵.۳۱: ولسن آئینے کی خارجی مزاحمت



شکل ۵.۳۲: ولسن آئینے کی خارجی مزاحمت

لکھا جا سکتا ہے۔ ساتھ ہی ساتھ کرخوف کے قانون برائے برقی رو کی مدد سے

$$
\begin{aligned}
i_t &= \beta i_{b3} + \frac{v_t - v_e}{r_{o3}} \\
&= -\beta i_c + \frac{v_t}{r_{o3}} - \frac{v_e}{r_{o3}} \\
&= -\beta i_c + \frac{v_t}{r_{o3}} - \left(\frac{r_e}{r_{o3}}\right) i_c
\end{aligned}
$$

لکھا جا سکتا ہے جہاں دوسرے قدم پر $i_{b3} = -i_c$ کا استعمال کیا گیا۔ چونکہ $r_o \gg r_e$ ہوتا ہے لہٰذا مندرجہ بالا مساوات میں آخری جزو کو نظر انداز کیا جا سکتا ہے۔ یوں مساوات ۵.۱۱۵ کے استعمال سے

$$
2i_c = -\beta i_c + \frac{v_t}{r_{o3}}
$$

حاصل ہوتا ہے جس کو

$$
i_c\left(\beta + 2\right) r_{o3} = v_t
$$

لکھا جا سکتا ہے۔ وِلسن آئینے کا خارجی مزاحمت $R_o = \frac{v_t}{i_t}$ کے برابر ہے جہاں $i_t = 2i_c$ ہے۔ یوں

$$
R_o = \frac{v_t}{i_t} = \frac{v_t}{2i_c} = \frac{\left(\beta + 2\right) r_{o3}}{2} \tag{۵.۱۱۶}
$$

حاصل ہوتا ہے جس کو

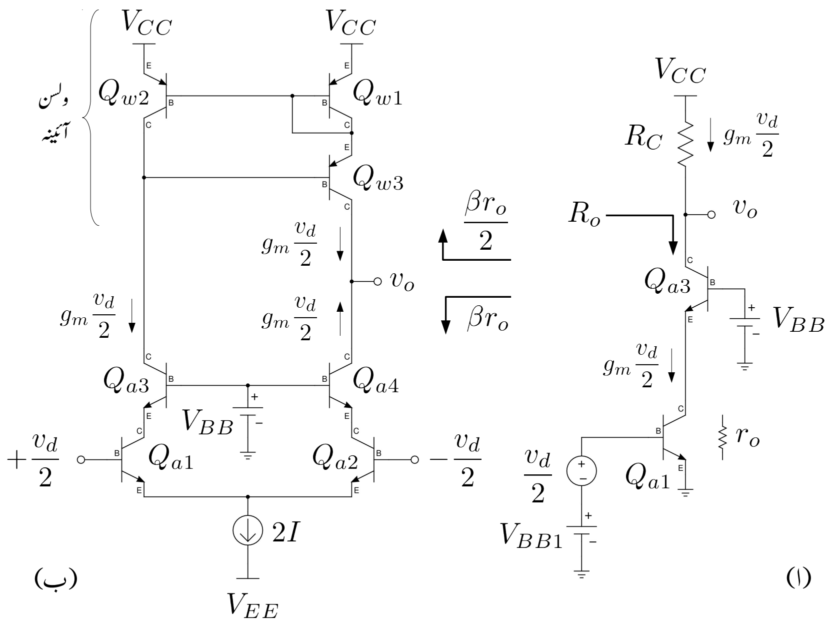
$$
R_o \approx \frac{\beta r_o}{2} \tag{۵.۱۱۷}
$$

لکھا جا سکتا ہے جہاں r_{o3} کو r_o لکھا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ وِلسن آئینے کی خارجی مزاحمت r_o سے $\frac{\beta}{2}$ گنا زیادہ ہے۔

اس حصے کے شروع میں ذکر کیا گیا کہ ارلی برقی دباو کے اثر کو کم کرنے کی خاطر وِلسن آئینے میں V_{CE1} اور V_{CE2} میں فرق کو کم کرتے ہوئے $0.7\,\mathrm{V}$ کر دیا گیا۔ اس فرق کو مکمل طور ختم بھی کیا جا سکتا ہے۔ شکل ۵.۳۰ ب میں Q_4 کی شمولیت سے

$$
V_{CE2} = V_{BE1} + V_{BE3} - V_{BE4} = 0.7\,\mathrm{V}
$$

ہو جاتا ہے۔ یوں $V_{CE1} = V_{CE2} = 0.7\,\mathrm{V}$ کرتے ہوئے ارلی برقی دباو کے اثرات سے چھٹکارا حاصل کیا گیا ہے۔ اس کے علاوہ چونکہ Q_1 اور Q_2 میں برابر برقی رو پایا جاتا ہے اور اب ان پر برقی دباو بھی برابر ہے لہٰذا ان میں طاقت کا ضیاع بھی برابر ہو گا۔ یوں یہ برابر گرم ہوتے ہوئے برابر درجہ حرارت پر رہیں گے۔ اس طرح درجہ حرارت میں فرق کی بنا پر کارکردگی میں فرق سے بھی چھٹکارا حاصل ہوتا ہے۔



شکل ۵.۳۳: کیسکوڈ ایمپلیفائر اور تفرقی کیسکوڈ ایمپلیفائر

۵.۱۲ کیسکوڈ ایمپلیفائر

مشترک ایمٹر اور مشترک بیس ایمپلیفائر کو آپس میں جوڑ کر زنجیری ایمپلیفائر بنایا جا سکتا ہے۔ شکل ۵.۳۳ الف میں ایسے ایمپلیفائر کو دکھایا گیا ہے۔ اس ایمپلیفائر کو **کیسکوڈ ایمپلیفائر**[27] کہتے[28] ہیں۔
Q_{1a} اور Q_{3a} کو I برقی رو پر مائل رکھا جاتا ہے۔ یوں دونوں ٹرانزسٹروں کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$g_m=\frac{I}{V_T}$$
$$r_e=\frac{1}{g_m}$$
$$r_{be}=(\beta+1)\,r_e$$

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 $i_{e3}=i_{c1}$ ہو گا لہٰذا $\alpha\approx 1$ لیتے ہوئے $i_{c3}=i_{c1}=g_m\frac{v_d}{2}$ ہی ہو گا۔ اس طرح $v_o=-g_mR_C\frac{v_d}{2}$ ہو گا۔

[27] cascode amplifier
[28] کیسکوڈ کا نام فریڈرک ونٹن ہنٹ نے پہلی مرتبہ تجویز کیا۔

آئیں کیسکوڈ ایمپلیفائر کا باریک اشاراتی خارجی مزاحمت R_o حاصل کریں۔ باریک اشاراتی تجزیہ کرتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ Q_{3a} کے ایمٹر اور برقی زمین کے مابین Q_{1a} کا r_o نسب ہے جبکہ Q_{3a} کا بیس برقی زمین پر ہے۔ ایسی صورت میں مساوات ۵.۱۰۹ اور مساوات ۵.۱۱۰ کی مدد سے R_o حاصل کیا جا سکتا ہے۔ موجودہ مسئلے میں R_E کی جگہ r_o نسب ہے لہٰذا مساوات ۵.۱۱۰ کو یوں لکھا جائے گا۔

$$R'_E = \frac{r_{be} r_o}{r_{be} + r_o}$$

$r_o \gg r_{be}$ کی بنا پر اس مساوات سے $R'_E \approx r_{be}$ حاصل ہوتا ہے اور یوں مساوات ۵.۱۰۹ سے

$$\begin{aligned} R_o &= r_o \left(1 + g_m r_{be}\right) \\ &= r_o \left(1 + \beta\right) \\ &\approx \beta r_o \end{aligned} \tag{۵.۱۱۸}$$

حاصل ہوتا ہے۔ کیسکوڈ ایمپلیفائر میں R_C کی جگہ ٹرانزسٹر بوجھ بھی استعمال کیا جا سکتا ہے۔

دو کیسکوڈ ایمپلیفائر کو ملا کر تفرقی کیسکوڈ حاصل ہوتا ہے۔ شکل ۵.۳۳ ب میں ایسا ہی تفرقی ایمپلیفائر دکھایا گیا ہے جہاں ولسن آئینے کو بطور برقی بوجھ استعمال کیا گیا ہے۔ اس شکل میں Q_{a1}، Q_{a3} ایک کیسکوڈ جبکہ Q_{a2} اور Q_{a4} دوسرا کیسکوڈ ہے۔ انہیں ملا کر کیسکوڈ تفرقی جوڑی حاصل کی گئی ہے۔ Q_{w1}، Q_{w2} اور Q_{w3} ولسن آئینہ ہے جسے بطور برقی بوجھ استعمال کیا گیا ہے۔

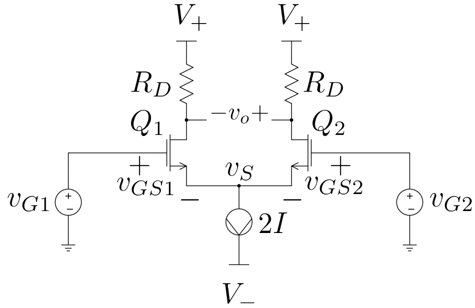
$\alpha = 1$ لیتے ہوئے تفرقی کیسکوڈ کا باریک اشاراتی حل حاصل کرتے ہیں۔ Q_{1a} کو $\frac{v_d}{2}$ داخلی اشارہ مہیا کیا گیا ہے۔ یوں اس کا خارجی برقی رو $i_{c1} = g_m \frac{v_d}{2}$ ہو گا۔ یہی برقی رو Q_{a3} سے گزرتے ہوئے ولسن آئینے کو بطور داخلی برقی رو مہیا ہوتا ہے۔ یوں ولسن آئینہ Q_{w3} سے $g_m \frac{v_d}{2}$ بطور عکس خارج کرے گا۔ کیسکوڈ کے دوسری جانب Q_{2a} کو $\frac{-v_d}{2}$ داخلی اشارہ مہیا کیا جاتا ہے۔ یوں $i_{c2} = -g_m \frac{v_d}{2}$ ہو گا۔ یہی برقی رو Q_{4a} سے بھی گزرے گا۔ ولسن آئینے کی خارجی مزاحمت مساوات ۵.۱۱۷ کے تحت $\frac{\beta r_o}{2}$ ہے جبکہ کیسکوڈ کی خارجی مزاحمت مساوات ۵.۱۱۸ کے تحت βr_o ہے۔ ان دونوں متوازی جڑے خارجی مزاحمتوں کی نشاندہی شکل ۵.۳۳ 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۔ $g_m = \frac{I_C}{V_T}$ اور $r_o = \frac{V_A}{I_C}$ لکھتے ہوئے

$$A_d = \frac{v_o}{v_d} = \frac{1}{3} \beta \left(\frac{V_A}{V_T}\right) \tag{۵.۱۱۹}$$

حاصل ہوتا ہے۔ صفحہ ۵۱۴ پر مساوات ۵.۹۷ سادہ تفرقی جوڑے کی افزائش دیتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ کیسکوڈ تفرقی ایمپلیفائر کی افزائش اس سے $\frac{2\beta}{3}$ گنا زیادہ ہے۔



شکل ۵.۳۴: ماسفیٹ کا بنیادی تفرقی جوڑا

۵.۱۳ ماسفیٹ کے تفرقی جوڑے

شکل ۵.۳۴ میں دو یکساں بڑھاتے ماسفیٹ پر مبنی بنیادی تفرقی جوڑا دکھایا گیا ہے۔ تفرقی جوڑے میں ماسفیٹ کو افزائندہ رکھا جاتا ہے۔ **ادلی برقی دباو** کو نظر انداز کرتے ہوئے اسے حل کرتے ہیں۔ تفرقی اشارہ v_d سے مراد

$$v_d = v_{G1} - v_{G2}$$

ہے۔ چونکہ دونوں ماسفیٹ کے سورس آپس میں جڑے ہیں لہٰذا $v_{S1} = v_{S2} = v_S$ کے برابر ہو گا۔ یوں $v_{GS} = v_G - v_S$ کو $v_G = v_{GS} + v_S$ لکھتے ہوئے

$$\begin{aligned} v_d &= (v_{GS1} + v_S) - (v_{GS2} + v_S) \\ &= v_{GS1} - v_{GS2} \end{aligned} \tag{۵.۱۲۰}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ دھیان رہے کہ v_{G1} اور v_{G2} تبدیل کرنے سے v_S بھی تبدیل ہوتا ہے۔ بدلتے اشارے کے عدم موجودگی میں $v_{GS1} = v_{GS2} = V_{GS}$ ہوتا ہے۔ اس صورت میں تفرقی جوڑے کے دونوں ماسفیٹ میں برابر یک سمت برقی رو گزرتی ہے۔ تفرقی جوڑے میں کرخوف کے قانون برائے برقی رو کی مدد سے

$$i_{DS1} + i_{DS2} = 2I \tag{۵.۱۲۱}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ یوں بدلتے اشارے کے عدم موجودگی $(v_d = 0)$ میں اس مساوات سے $i_{DS1} = i_{DS2} = I$ حاصل ہوتا ہے۔ یوں ہم لکھ سکتے ہیں

$$I_{DS1} = I_{DS2} = I = \frac{k_n}{2}\left(V_{GS} - V_t\right)^2 \tag{۵.۱۲۲}$$

بدلتے اشارے کے موجودگی میں

$$
\begin{aligned}
i_{DS1} &= \frac{k_n}{2}\left(v_{GS1}-V_t\right)^2 \\
i_{DS2} &= \frac{k_n}{2}\left(v_{GS2}-V_t\right)^2
\end{aligned}
$$

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 جزر لیتے ہیں۔

$$
\begin{aligned}
\sqrt{i_{DS1}} &= \sqrt{\frac{k_n}{2}}\left(v_{GS1}-V_t\right) \\
\sqrt{i_{DS2}} &= \sqrt{\frac{k_n}{2}}\left(v_{GS2}-V_t\right)
\end{aligned}
$$

$\sqrt{i_{DS1}}$ سے $\sqrt{i_{DS2}}$ کو منفی کرتے ہیں

$$
\begin{aligned}
\sqrt{i_{DS1}}-\sqrt{i_{DS2}} &= \sqrt{\frac{k_n}{2}}\left(v_{GS1}-v_{GS2}\right) \\
&= \sqrt{\frac{k_n}{2}}v_d
\end{aligned}
$$

جہاں مساوات ۵.۱۲۰ کو استعمال کیا گیا۔ مساوات ۵.۱۲۱ سے i_{DS2} حاصل کر کے مندرجہ بالا مساوات میں پُر کرتے ہیں۔

$$
\sqrt{i_{DS1}}-\sqrt{2I-i_{DS1}} = \sqrt{\frac{k_n}{2}}v_d
$$

اس مساوات کا مربع لیتے ہیں

$$
\begin{aligned}
i_{DS1}+2I-i_{DS1}-2\sqrt{i_{DS1}}\sqrt{2I-i_{DS1}} &= \frac{k_n}{2}v_d^2 \\
2\sqrt{i_{DS1}}\sqrt{2I-i_{DS1}} &= 2I-\frac{k_n}{2}v_d^2
\end{aligned}
$$

اس کا دوبارہ مربع لیتے ہوئے دو درجی مساوات حاصل ہوتی ہے

$$
\begin{aligned}
4i_{DS1}\left(2I-i_{DS1}\right) &= 4I^2+\frac{k_n^2}{4}v_d^4-2Ik_nv_d^2 \\
4i_{DS1}^2-8Ii_{DS1}+4I^2+\frac{k_n^2}{4}v_d^4-2Ik_nv_d^2 &= 0
\end{aligned}
$$

جس سے

$$
\begin{aligned}
i_{DS1} &= \frac{8I \mp \sqrt{64I^2 - 4 \times 4 \times \left(4I^2 + \frac{k_n^2}{4} v_d^4 - 2Ik_n v_d^2\right)}}{2 \times 4} \\
&= I \mp \frac{\sqrt{2Ik_n v_d^2 - \frac{k_n^2}{4} v_d^4}}{2} \\
&= I \mp \left(\frac{v_d}{2}\right) \sqrt{2Ik_n} \sqrt{1 - \frac{k_n}{2I} \left(\frac{v_d}{2}\right)^2}
\end{aligned}
$$

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 ۵.۳۴ کو دیکھ کر ہم کہہ سکتے ہیں کہ مثبت 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۔

$$
i_{DS1} = I + \left(\frac{v_d}{2}\right) \sqrt{2Ik_n} \sqrt{1 - \frac{k_n}{2I} \left(\frac{v_d}{2}\right)^2} \tag{۵.۱۲۳}
$$

مساوات ۵.۱۲۱ 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

$$
i_{DS2} = I - \left(\frac{v_d}{2}\right) \sqrt{2Ik_n} \sqrt{1 - \frac{k_n}{2I} \left(\frac{v_d}{2}\right)^2} \tag{۵.۱۲۴}
$$

حاصل ہوتا ہے۔

مساوات ۵.۱۲۲ کو ان دو طرز

$$
\begin{aligned}
\sqrt{k_n} &= \frac{\sqrt{2I}}{V_{GS} - V_t} \\
\frac{k_n}{2I} &= \frac{1}{(V_{GS} - V_t)^2}
\end{aligned}
$$

پر بھی لکھا جا سکتا ہے جن کے استعمال سے مساوات ۵.۱۲۳ اور مساوات ۵.۱۲۴ کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$
\begin{aligned}
i_{DS1} &= I + \left(\frac{v_d}{2}\right) \frac{2I}{V_{GS} - V_t} \sqrt{1 - \frac{1}{(V_{GS} - V_t)^2} \left(\frac{v_d}{2}\right)^2} \\
i_{DS2} &= I - \left(\frac{v_d}{2}\right) \frac{2I}{V_{GS} - V_t} \sqrt{1 - \frac{1}{(V_{GS} - V_t)^2} \left(\frac{v_d}{2}\right)^2}
\end{aligned} \tag{۵.۱۲۵}
$$

صفحہ ۴۱۸ پر مساوات ۴.۴۹ باریک اشارے کی تعریف $v_d \ll 2\left(V_{GS} - V_t\right)$ دیتا ہے۔ اگر داخلی اشارہ اس شرط پر پورا اترتا ہو تب مساوات ۵.۱۲۵ میں جزر کے اندر ایک سے منفی ہونے والے حصے کو نظر انداز کیا جا سکتا ہے اور ان مساوات کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$
\begin{aligned}
i_{DS1} &\approx I + \left(\frac{v_d}{2}\right) \frac{2I}{V_{GS} - V_t} \\
i_{DS2} &\approx I - \left(\frac{v_d}{2}\right) \frac{2I}{V_{GS} - V_t}
\end{aligned} \tag{۵.۱۲۶}
$$

صفحہ ۴۱۹ پر مساوات ۴.۵۴ کے تحت

$$
g_m = \frac{2I_{DS}}{V_{GS} - V_t}
$$

کے برابر ہے جہاں I_{DS} ماسفیٹ سے گزرتی یک سمت برقی رو ہے۔ مساوات ۵.۱۲۶ میں یک سمت برقی رو کو I کہا گیا ہے۔ یوں مساوات ۵.۱۲۶ کو

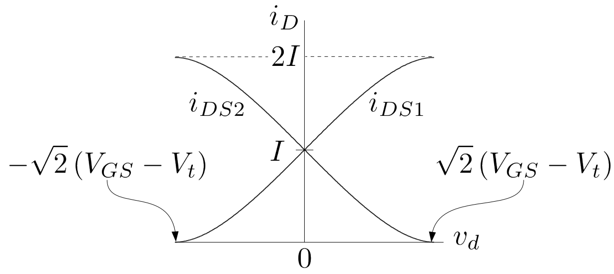
$$
\begin{aligned}
i_{DS1} &\approx I + g_m \left(\frac{v_d}{2}\right) \\
i_{DS2} &\approx I - g_m \left(\frac{v_d}{2}\right)
\end{aligned} \tag{۵.۱۲۷}
$$

لکھا جا سکتا ہے۔ مساوات ۵.۱۲۷ کا انتہائی سادہ مطلب ہے۔ مثبت 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۔ i_{DS1} جمع i_{DS2} اب بھی $2I$ کے برابر ہے۔ i_{DS1} اور i_{DS2} میں اس بدلتا برقی رو کو i_d لکھا جا سکتا ہے یعنی

$$
i_d = g_m \left(\frac{v_d}{2}\right) \tag{۵.۱۲۸}
$$

یوں

$$
\begin{aligned}
i_{DS1} &= I + i_d \\
i_{DS2} &= I - i_d
\end{aligned} \tag{۵.۱۲۹}
$$



شکل ۵.۳۵: ماسفیٹ تفرقی جوڑے کے داخلی تفرقی برقی دباو بالمقابل خارجی برقی رو کے خط

کے برابر ہیں۔ v_d کی وہ قیمت جس پر تمام کی تمام $2I$ یک سمت برقی رو کسی ایک ماسفیٹ میں منتقل ہو جاتی ہے کو مساوات ۵.۱۲۵ کی مدد سے حاصل کیا جا سکتا ہے۔ مثبت v_d کی صورت میں برقی رو Q_1 کو منتقل ہو گی۔ یوں $i_{DS1}=2I$ جبکہ $i_{DS2}=0$ ہوں گے۔ مساوات ۵.۱۲۵ میں $i_{DS1}=2$ پُر کرتے حل کرنے سے

$$|v_d|=\sqrt{2}\left(V_{GS}-V_t\right) \tag{۵.۱۳۰}$$

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 دباو کی صورت میں تمام کی تمام یک سمت برقی رو Q_2 کو منتقل ہو جائے گی اور یوں $i_{DS1}=0$ جبکہ $i_{DS2}=2I$ ہوں گے۔ شکل ۵.۳۵ میں مساوات ۵.۱۲۵ کے خط کھینچے گئے ہیں۔ ان خطوط سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ v_d کی وہ قیمت جس پر تمام کی تمام برقی رو ایک جانب منتقل ہو جاتی ہے صفحہ ۴۱۸ پر مساوات ۴.۴۹ میں بیان کئے باریک اشارے کی حد سے کم ہے۔
شکل ۵.۳۴ سے

$$\begin{aligned}
v_{D1}&=V_{+}-i_{DS1}R_D\\
v_{D2}&=V_{+}-i_{DS2}R_D
\end{aligned}$$

اور

$$\begin{aligned}
v_0&=v_{D2}-v_{D1}\\
&=\left(V_{+}-i_{DS2}R_D\right)-\left(V_{+}-i_{DS1}R_D\right)\\
&=i_{DS1}R_D-i_{DS2}R_D
\end{aligned}$$

لکھتے ہوئے مساوات ۵.۱۲۷ 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 افزائش

$$A_d = \frac{v_o}{v_d} = g_m R_D \tag{۵.۱۳۱}$$

حاصل ہوتی ہے۔

مثال ۵.۱۱: شکل ۵.۳۴ میں دکھائے گئے ماسفیٹ کے تفرقی جوڑے میں $2I = 200\,\mu\text{A}$ ہے جبکہ $k_n = 0.1\,\frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ اور $V_t = 1.2\,\text{V}$ ہیں۔ V_{GS} اور g_m حاصل کرتے ہوئے v_d کی وہ قیمت حاصل کریں جس پر تمام کی تمام برقی رو ایک ماسفیٹ کو منتقل ہو جاتی ہے۔

حل: $v_d = 0$ پر دونوں ماسفیٹ اپنے نقطہ کارکردگی پر ہوتے ہیں اور دونوں میں برابر $100\,\mu\text{A}$ برقی رو پایا جاتا ہے۔ افزائندہ ماسفیٹ کی مساوات سے یوں

$$100 \times 10^{-6} = \frac{0.1 \times 10^{-3}}{2}\,(V_{GS} - 1.2)^2$$

لکھتے ہوئے $2.614\,\text{V}$ حاصل ہوتا ہے۔ صفحہ ۴۱۹ پر مساوات ۴.۵۴ کے استعمال سے

$$g_m = \sqrt{2 \times 100 \times 10^{-6} \times 0.1 \times 10^{-3}} = 0.1414\,\text{mS}$$

اور مساوات ۵.۱۳۰ سے

$$|v_d| = \sqrt{2}\,(2.614 - 1.2) = 2\,\text{V}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں $v_d = 2\,\text{V}$ پر تمام برقی رو Q_1 سے گزرے گا جبکہ $v_d = -2\,\text{V}$ پر تمام برقی رو Q_2 سے گزرے گا۔

مثال ۵.۱۲: مثال ۵.۱۱ میں $V_+ = 18\,\text{V}$ جبکہ $R_D = 50\,\text{k}\Omega$ کی صورت میں تفرقی جوڑے کی تفرقی افزائش حاصل کریں۔

حل: مساوات ۵.۱۳۱ کی مدد سے

$$A_d = 0.1414 \times 10^{-3} \times 50000 = 7.07\,\frac{\text{V}}{\text{V}}$$

حاصل ہوتا ہے۔

مثال ۵.۱۳: شکل ۵.۳۴ میں دکھائے گئے ماسفیٹ کے تفرقی جوڑے میں $2I = 200\,\mu\mathrm{A}$ ہے جبکہ $k_n = 0.1\,\frac{\mathrm{mA}}{\mathrm{V}^2}$ اور $V_t = 1.2\,\mathrm{V}$ ہیں۔ Q_2 کو برقی زمین پر رکھتے ہوئے v_{GS1}، v_{GS2}، v_S اور v_{G1} کی قیمتیں مندرجہ ذیل صورتوں میں حاصل کریں۔

۱. $i_{DS1} = 100\,\mu\mathrm{A}$ ہے۔

۲. $i_{DS1} = 150\,\mu\mathrm{A}$ ہے۔

۳. $i_{DS1} = 200\,\mu\mathrm{A}$ ہے۔

حل:

۱. $i_{DS1} = 100\,\mu\mathrm{A}$ کی صورت میں مساوات ۵.۱۲۱ کے تحت $i_{DS2} = 100\,\mu\mathrm{A}$ ہو گی۔ اس صورت میں دونوں ماسفیٹ میں برابر برقی رو ہو گا۔ افزائندہ ماسفیٹ کی مساوات سے

$$100 \times 10^{-6} = \frac{0.1 \times 10^{-3}}{2} \left(v_{GS1} - 1.2\right)^2$$

سے $v_{GS1} = 2.614\,\mathrm{V}$ 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 $v_{G2} = 0\,\mathrm{V}$ پر ہے۔

$v_{GS2} = v_{G2} - v_S$ لکھتے ہوئے اور $v_S = -2.614\,\mathrm{V}$ حاصل ہوتا ہے۔ $v_{GS1} = v_{G1} - v_S$ میں حاصل کردہ v_S اور v_{GS1} کی قیمتیں پُر کرنے سے $v_{G1} = 0\,\mathrm{V}$ حاصل ہوتا ہے۔

۲. $i_{DS1} = 150\,\mu\mathrm{A}$ کی صورت میں مساوات ۵.۱۲۱ کے تحت $i_{DS2} = 50\,\mu\mathrm{A}$ ہو گی۔ افزائندہ ماسفیٹ کے مساوات سے دونوں ماسفیٹ کے v_{GS} حاصل کرتے ہیں۔ Q_1 کے مساوات سے

$$\begin{aligned}150 \times 10^{-6} &= \frac{0.1 \times 10^{-3}}{2} \left(v_{GS1} - 1.2\right)^2\\ v_{GS1} &= 2.932\,\mathrm{V}\end{aligned}$$

اور Q_2 کے مساوات سے

$$\begin{aligned}50 \times 10^{-6} &= \frac{0.1 \times 10^{-3}}{2} \left(v_{GS2} - 1.2\right)^2\\ v_{GS2} &= 2.2\,\mathrm{V}\end{aligned}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ Q_2 کے معلومات سے

$$v_{GS2} = v_{G2} - v_S = 0 - v_S$$

$v_S = -2.2\,\mathrm{V}$ سے اور یوں

$$
\begin{aligned}
v_{GS1} &= v_{G1} - v_S\\
2.932 &= v_{G1} - (-2.2)\\
v_{G1} &= 0.732\,\mathrm{V}
\end{aligned}
$$

حاصل ہوتا ہے۔

۳. $i_{DS1} = 200\,\mu\mathrm{A}$ کی صورت میں مساوات ۵.۱۲۱ کے تحت $0\,\mu\mathrm{A}$ $i_{DS2} =$ ہو گی۔ Q_1 کے مساوات سے

$$
\begin{aligned}
200 \times 10^{-6} &= \frac{0.1 \times 10^{-3}}{2}\left(v_{GS1} - 1.2\right)^2\\
v_{GS1} &= 3.2\,\mathrm{V}
\end{aligned}
$$

اور Q_2 کے مساوات سے

$$
\begin{aligned}
0 &= \frac{0.1 \times 10^{-3}}{2}\left(v_{GS2} - 1.2\right)^2\\
v_{GS2} &= 1.2\,\mathrm{V}
\end{aligned}
$$

حاصل ہوتے ہیں۔ یوں

$$
\begin{aligned}
v_{GS2} &= v_{G2} - v_S\\
1.2 &= 0 - v_S
\end{aligned}
$$

$v_S = -1.2\,\mathrm{V}$ سے اور

$$
\begin{aligned}
v_{GS1} &= v_{G1} - v_S\\
3.2 &= v_{G1} - (-1.2)\\
v_{G1} &= 2\,\mathrm{V}
\end{aligned}
$$

حاصل ہوتے ہیں۔

مثال ۵.۱۴: مثال ۵.۱۳ میں $v_{G1} = 4\,\mathrm{V}$ کی صورت میں v_{GS1}، v_{GS2}، v_S اور v_{G1} کی قیمتیں حاصل کریں۔

حل: مثال ۵.۱۳ میں دیکھا گیا کہ $v_{GS1} = 3.2\,\mathrm{V}$ کرنے سے تمام کی تمام برقی رو Q_1 کو منتقل ہو جاتی ہے۔ Q_1 کے گیٹ پر برقی دباو مزید بڑھانے سے i_{DS1} پر کوئی اثر نہیں پڑتا اور یہ $200\,\mu\mathrm{A}$ ہی رہتی ہے۔ یوں

$v_{GS1} = 3.2\,\mathrm{V}$ ہی رہے گا۔یوں

$$
\begin{aligned}
v_{GS1} &= v_{G1} - v_S \\
3.2 &= 4 - v_S
\end{aligned}
$$

سے $v_S = 0.8\,\mathrm{V}$ حاصل ہوتا ہے اور یوں

$$
\begin{aligned}
v_{GS2} &= v_{G2} - v_S \\
&= 0 - 0.8 \\
&= -0.8\,\mathrm{V}
\end{aligned}
$$

ہوگا۔اس صورت میں چونکہ $v_{GS2} < V_t$ ہے لہٰذا Q_2 منقطع ہوگا۔

۵.۱۴ داخلی انحرافی برقی دباو

ماسفیٹ کے تفرقی جوڑے میں بھی ناقص پن پایا جاتا ہے۔شکل ۵.۳۴ میں **داخلی انحرافی برقی دباو**[۲۹] تین وجوہات سے پیدا ہو سکتا ہے۔ڈرین پر نسب مزاحمتوں میں فرق، دونوں ماسفیٹ کے $\frac{W}{L}$ میں فرق اور دونوں ماسفیٹ کے V_t میں فرق وہ تین وجوہات ہیں۔آئیں ان کے اثر کو باری باری دیکھیں۔

$$
\begin{aligned}
R_{D1} &= R_D + \Delta R_D \\
R_{D2} &= R_D - \Delta R_D
\end{aligned}
\tag{۵.۱۳۲}
$$

کی صورت میں دونوں ماسفیٹ میں برابر برقی رو I تصور کرتے ہوئے

$$
\begin{aligned}
V_{D1} &= V_+ - I\left(R_D + \Delta R_D\right) \\
V_{D2} &= V_+ - I\left(R_D - \Delta R_D\right) \\
V_O &= V_{DS2} - V_{DS1} = 2I\Delta R_D
\end{aligned}
$$

حاصل ہوتا ہے جس کو A_d سے تقسیم کرنے سے داخلی انحرافی برقی دباو حاصل ہوتا ہے۔ A_d کو مساوات ۵.۱۳۱ پیش کرتا ہے۔صفحہ ۴۱۹ پر مساوات ۴.۵۴ کے تحت $g_m = \frac{2I_{DS}}{V_{GS}-V_t}$ کے برابر ہے۔یہاں I_{DS} کو I کہا گیا ہے۔یوں

$$
A_d = g_m R_D = \left(\frac{2I}{V_{GS} - V_t}\right) R_D
$$

---

[۲۹] input offset voltage

لکھتے ہوئے

$$\begin{aligned} V_{OS} &= \frac{V_O}{A_d} \\ &= \frac{2I\Delta R_D}{\left(\frac{2I}{V_{GS}-V_t}\right) R_D} \end{aligned}$$

یعنی

$$V_{OS} = (V_{GS} - V_t)\left(\frac{\Delta R}{R}\right) \tag{۵.۱۳۳}$$

حاصل ہوتا ہے۔

آئیں اب k_n میں فرق کے اثرات کو دیکھیں۔ تصور کریں کہ

$$\begin{aligned} \left(\frac{W}{L}\right)_1 &= \frac{W}{L} + \Delta\left(\frac{W}{L}\right) \\ \left(\frac{W}{L}\right)_2 &= \frac{W}{L} - \Delta\left(\frac{W}{L}\right) \end{aligned} \tag{۵.۱۳۴}$$

ہیں۔ ایسی صورت میں

$$\begin{aligned} i_{DS1} &= \frac{k_{n1}}{2}\left(V_{GS} - V_t\right)^2 \\ i_{DS2} &= \frac{k_{n2}}{2}\left(V_{GS} - V_t\right)^2 \end{aligned}$$

ہوں گے۔ i_{DS2} کے مساوات کو i_{DS1} کی مساوات سے تقسیم کرتے ہوئے

$$\frac{i_{DS2}}{i_{DS1}} = \frac{\frac{k_{n2}}{2}\left(V_{GS} - V_t\right)^2}{\frac{k_{n1}}{2}\left(V_{GS} - V_t\right)^2} = \frac{k_{n2}}{k_{n1}}$$

ملتا ہے جس کے دونوں جانب ایک جمع کرتے ہوئے

$$\begin{aligned} \frac{i_{DS2}}{i_{DS1}} + 1 &= \frac{k_{n2}}{k_{n1}} + 1 \\ \frac{i_{DS2} + i_{DS1}}{i_{DS1}} &= \frac{k_{n2} + k_{n1}}{k_{n1}} \\ \frac{2I}{i_{DS1}} &= \frac{k_{n2} + k_{n1}}{k_{n1}} \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے جہاں تیسرے قدم پر مساوات ۵.۱۲۱ کے تحت $2I = i_{DS1} + i_{DS2}$ لکھا گیا۔ مندرجہ بالا مساوات کو الٹا کرتے ہوئے

$$
\begin{aligned}
\frac{i_{DS1}}{2I} &= \frac{k_{n1}}{k_{n2}+k_{n1}} \\
&= \frac{k_n' \left[\frac{W}{L} + \Delta\left(\frac{W}{L}\right)\right]}{k_n' \left[\frac{W}{L} - \Delta\left(\frac{W}{L}\right) + \frac{W}{L} + \Delta\left(\frac{W}{L}\right)\right]} \\
&= \frac{\left[\frac{W}{L} + \Delta\left(\frac{W}{L}\right)\right]}{2\frac{W}{L}}
\end{aligned}
$$

لکھا جا سکتا ہے جس سے

$$
i_{DS1} = I\left[1 + \frac{\Delta\left(\frac{W}{L}\right)}{\frac{W}{L}}\right] \tag{۵.۱۳۵}
$$

حاصل ہوتا ہے۔ مساوات ۵.۱۲۱ کو استعمال کرتے ہوئے

$$
\begin{aligned}
i_{DS2} &= 2I - i_{DS1} \\
&= 2I - I\left[1 + \frac{\Delta\left(\frac{W}{L}\right)}{\frac{W}{L}}\right]
\end{aligned}
$$

سے

$$
i_{DS2} = I\left[1 - \frac{\Delta\left(\frac{W}{L}\right)}{\frac{W}{L}}\right] \tag{۵.۱۳۶}
$$

حاصل ہوتا ہے۔ ان i_{DS1} اور i_{DS2} کے استعمال سے

$$
V_{OS} = (V_{GS} - V_t)\left[\frac{\Delta\left(\frac{W}{L}\right)}{\frac{W}{L}}\right] \tag{۵.۱۳۷}
$$

حاصل ہوتا ہے۔

آخر میں دونوں ماسفیٹ کے V_t میں فرق کے اثرات کو دیکھتے ہیں۔ فرض کریں کہ

$$\begin{aligned} V_{t1} &= V_t + \Delta V_t \\ V_{t2} &= V_t - \Delta V_t \end{aligned} \tag{۵.۱۳۸}$$

ہیں۔ اس صورت میں

$$\begin{aligned} i_{DS1} &= \frac{k_n}{2}\left(V_{GS} - V_t - \Delta V_t\right)^2 \\ &= \frac{k_n}{2}\left(V_{GS} - V_t\right)^2\left(1 - \frac{\Delta V_t}{V_{GS} - V_t}\right)^2 \\ i_{DS2} &= \frac{k_n}{2}\left(V_{GS} - V_t + \Delta V_t\right)^2 \\ &= \frac{k_n}{2}\left(V_{GS} - V_t\right)^2\left(1 + \frac{\Delta V_t}{V_{GS} - V_t}\right)^2 \end{aligned}$$

لکھا جا سکتا ہے جہاں $(V_{GS} - V_t)$ کو قوسین کے باہر لایا گیا۔ دونوں مساوات میں دائیں جانب قوسین کھولتے ہیں۔

$$\begin{aligned} i_{DS1} &= \frac{k_n}{2}\left(V_{GS} - V_t\right)^2\left[1 - \frac{2\Delta V_t}{V_{GS} - V_t} + \left(\frac{\Delta V_t}{V_{GS} - V_t}\right)^2\right] \\ i_{DS2} &= \frac{k_n}{2}\left(V_{GS} - V_t\right)^2\left[1 + \frac{2\Delta V_t}{V_{GS} - V_t} + \left(\frac{\Delta V_t}{V_{GS} - V_t}\right)^2\right] \end{aligned}$$

اگر $\Delta V_t \ll (V_{GS} - V_t)$ ہو تب $\left(\frac{\Delta V_t}{V_{GS}-V_t}\right)^2$ کو نظر انداز کیا جا سکتا ہے۔ یوں

$$\begin{aligned} i_{DS1} &= \frac{k_n}{2}\left(V_{GS} - V_t\right)^2\left[1 - \frac{2\Delta V_t}{V_{GS} - V_t}\right] \\ i_{DS2} &= \frac{k_n}{2}\left(V_{GS} - V_t\right)^2\left[1 + \frac{2\Delta V_t}{V_{GS} - V_t}\right] \end{aligned}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ ان مساوات میں

$$I = \frac{k_n}{2}\left(V_{GS} - V_t\right)^2$$

پُر کرنے سے انہیں

$$\begin{aligned} i_{DS1} &= I\left[1 - \frac{2\Delta V_t}{V_{GS} - V_t}\right] \\ i_{DS2} &= I\left[1 + \frac{2\Delta V_t}{V_{GS} - V_t}\right] \end{aligned}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ یوں

$$
\begin{aligned}
v_{D1} &= V_{+} - i_{DS1} R_D \\
v_{D2} &= V_{+} - i_{DS2} R_D
\end{aligned}
$$

سے

$$
\begin{aligned}
V_O &= \left(i_{DS1} - i_{DS2}\right) R_D \\
&= -4IR_D \left(\frac{\Delta V_t}{V_{GS} - V_t}\right)
\end{aligned}
$$

اور

$$
V_{OS} = \frac{V_O}{A_d} = -2\Delta V_t \tag{۵.۱۳۹}
$$

حاصل ہوتا ہے۔ ΔR_S اور $\Delta\left(\frac{W}{L}\right)$ کی وجہ سے پیدا V_{OS} کو کم رکھنے کی خاطر ماسفیٹ کو کم سے کم $(V_{GS} - V_t)$ پر چلایا جاتا ہے۔ دو جوڑ ٹرانزسٹر کے تفرقی جوڑے میں داخلی انحرافی برقی دباو دونوں بازووں 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 دباو پیدا کرنے کی تیسری وجہ V_t بھی پائی جاتی ہے۔

۵.۱۵ ماسفیٹ آئینہ برقی رو

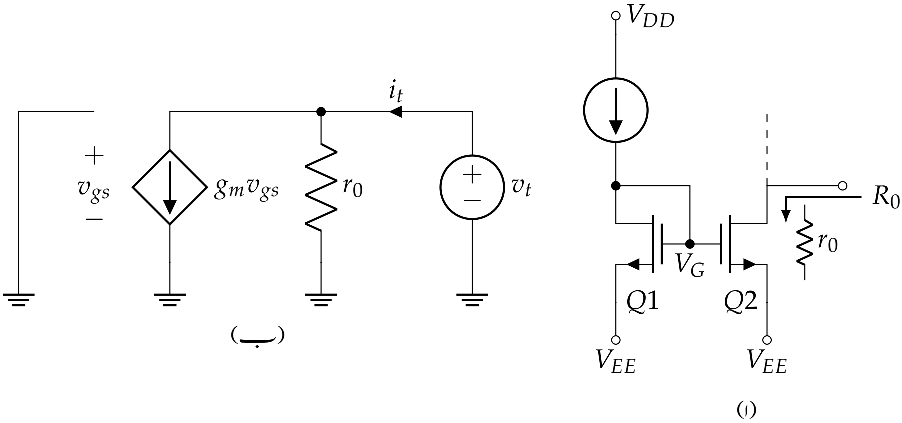
شکل ۵.۳۶ میں ماسفیٹ کا سادہ آئینہ برقی رو دکھایا گیا ہے جس کو دیکھتے ہی ہم کہہ سکتے ہیں کہ $R_o = r_o$ کے برابر ہے۔ آئیں یہی نتیجہ ماسفیٹ ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے حاصل کریں۔ خارجی مزاحمت حاصل کرنے کی خاطر Q_2 کے ڈرین پر باریک اشاراتی v_t لاگو کرتے ہوئے i_t کا تخمینہ لگا کر $\frac{v_t}{i_t}$ سے خارجی مزاحمت R_o حاصل کیا جا سکتا ہے۔ شکل ۵.۳۶-۱ میں V_G یک سمت رو دباو ہے لہٰذا دور کا ریاضی نمونہ بناتے ہوئے ہم Q_2 کا پائے نمونہ استعمال کرتے ہوئے اس کے گیٹ کو (باریک اشاراتی استعمال کے لئے) برقی زمین پر تصور کرتے ہیں (شکل ۵.۳۶-ب)۔ یوں $g_m v_{gs} = 0$ ہوگا لہٰذا $v_t = i_t r_0$ یعنی $R_0 = \frac{v_t}{i_t} = r_0$ ہوگا۔

جیسے آپ جانتے ہیں کہ آئینے کی خارجی مزاحمت جتنی زیادہ ہو اتنا بہتر ہے۔ آئیں ماسفیٹ کے ولسن آئینے پر غور کریں اور دیکھیں کہ اس کی خارجی مزاحمت کتنی حاصل ہوتی ہے۔

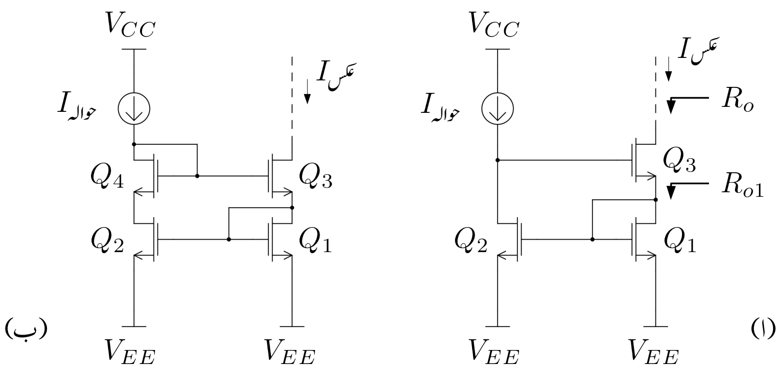
شکل ۵.۳۷ الف میں ولسن آئینہ برقی رو دکھایا گیا ہے۔ دو جوڑ ٹرانزسٹر سے بنائے گئے ولسن آئینے میں ماسفیٹ استعمال کرنے سے یہ دور حاصل کیا گیا ہے۔ شکل ۵.۳۷ب میں Q_4 کا اضافہ کرتے ہوئے Q_1 اور Q_2 کے V_{DS} برابر کر دئے گئے ہیں۔ ایسا کرنے سے ولسن آئینے میں ارلی برقی دباو کا اثر ختم ہو جاتا ہے۔

خارجی مزاحمت حاصل کرنے کی خاطر شکل ۵.۳۷ 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۔

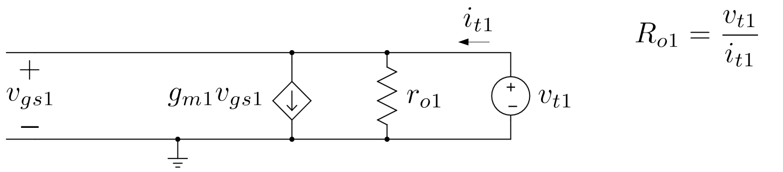
صفحہ ۳۶۰ پر شکل ۳.۱۳۲ میں دو جوڑ ٹرانزسٹر کے کلکٹر اور بیس کو آپس میں جوڑ کر ڈایوڈ حاصل کیا گیا ہے۔ شکل ۵.۳۷ الف میں Q_1 کو اسی طرز پر جوڑا گیا ہے۔ آئیں شکل ۵.۳۷ الف میں Q_1 کا خارجی مزاحمت R_{o1} حاصل کریں۔ R_o حاصل کرنے کی خاطر Q_1 کے ڈرین پر v_{t1} لاگو کرتے ہوئے i_t کا تخمینہ لگاتے ہیں۔ شکل



شکل ۵.۳۶: سادہ آئینے کی خارجی مزاحمت



شکل ۵.۳۷: ولسن آئینے کی خارجی مزاحمت



شکل ۵.۳۸: ماسفیٹ بطور ڈایوڈ

۵.۳۸ میں ایسا کرتے ہوئے Q_1 کا باریک اشاراتی مساوی دور بنایا گیا ہے۔ چونکہ ڈرین اور گیٹ آپس میں جڑے ہیں لہٰذا $v_{gs1} = v_t$ ہے۔ یوں

$$\begin{aligned}
i_{t1} &= g_{m1}v_{gs1} + \frac{v_{t1}}{r_{o1}} \\
&= g_{m1}v_{t1} + \frac{v_{t1}}{r_{o1}}
\end{aligned}$$

لکھتے ہوئے

$$R_{o1} = \frac{v_{t1}}{i_{t1}} = \frac{r_{o1}}{1 + g_{m1}r_{o1}} \tag{۵.۱۴۰}$$

حاصل ہوتا ہے۔ $g_m r_o \gg 1$ کی بنا پر اس مساوات کو

$$R_{o1} \approx \frac{1}{g_{m1}} \tag{۵.۱۴۱}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ اس مساوات کے تحت ڈایوڈ کے طرز پر جڑے ماسفیٹ کو مزاحمت $\frac{1}{g_m}$ تصور کیا جا سکتا ہے۔ یہ ایک اہم اور عمومی نتیجہ ہے۔

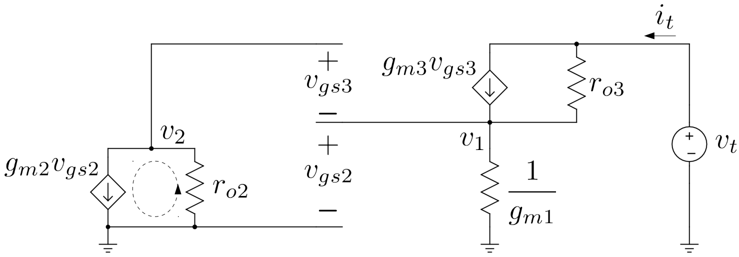
شکل ۵.۳۷ الف میں Q_1 کی جگہ مزاحمت $\frac{1}{g_{m1}}$ جبکہ بقایا ٹرانزسٹروں کے ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے شکل ۵.۳۹ حاصل ہوتا ہے۔ یہاں رک کر تسلی کر لیں کہ یہی مساوی دور ہے۔

شکل ۵.۳۹ میں Q_1 کے ڈرین پر برقی دباو کو v_1 کہا گیا ہے۔ تمام کی تمام i_t مزاحمت $\frac{1}{g_{m1}}$ سے گزرتی ہے لہٰذا $i_t = g_{m1}v_1$ کے برابر ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ v_1 دراصل v_{gs2} ہی ہے لہٰذا

$$v_{gs2} = v_1 = \frac{i_t}{g_{m1}} \tag{۵.۱۴۲}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ یوں Q_2 کے ریاضی نمونہ میں

$$g_{m2}v_{gs2} = \frac{g_{m2}i_t}{g_{m1}}$$



شکل ۵.۳۹: ماسفیٹ ولسن آئینے کا باریک اشاراتی مساوی دور

کے برابر ہوگا۔ 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 لہٰذا

$$v_{gs3} = -\frac{g_{m2}r_{o2}i_t}{g_{m1}} \tag{۵.۱۴۳}$$

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 ۵.۱۴۲ اور مساوات ۵.۱۴۳ 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

$$R_o = \frac{v_t}{i_t} = r_{o3} + \frac{g_{m2}g_{m3}r_{o2}r_{o3}}{g_{m1}} + g_{m1} \tag{۵.۱۴۴}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اگر تمام ماسفیٹ بالکل یکساں ہوں تب $g_m = g_{m3} = g_{m2} = g_{m1}$ اور $r_{o2} = r_{o3} = r_o$ لکھا جا سکتا ہے۔ مندرجہ بالا مساوات میں درمیانی جزو بقایا دو اجزاء سے بہت بڑی ہے لہٰذا پہلی اور آخری اجزاء کو نظرانداز کرتے ہوئے

$$R_o \approx g_m r_o^2 \tag{۵.۱۴۵}$$

حاصل ہوتا ہے۔

۵.۱۵.۱ منبع دباو کے اثرات سے آزاد منبع رو

مختلف آئینہ برقی رو پر تبصرے کے دوران یہ تصور کیا گیا کہ حوالہ I ایک مستقل مقدار ہے جس پر منبع دباو V_{CC} اور V_{EE} کا کوئی اثر نہیں۔ آئیں ایک ایسے **منبع رو**[30] پر غور کریں جس کی پیدا کردہ برقی رو پر V_+، V_- وغیرہ کا کوئی اثر نہیں ہوتا۔ ایسے منبع رو کو شکل ۵.۴۰ میں دکھایا گیا ہے۔

تمام ماسفیٹ کو افزائندہ تصور کریں۔ Q_3 اور Q_4 مل کر منبع برقی رو بناتے ہیں جسے اب تک ہم دیکھتے آ رہے ہیں۔ Q_3 اور Q_4 بالکل یکساں ہیں۔ یوں $I_{D2} = I_{D1}$ ہو گا۔ آئیں اب Q_1 اور Q_2 پر غور کریں۔ Q_1 کا برقی رو I_{D1} ہی ہے۔ اسی طرح Q_2 کا برقی رو I_{D2} ہی ہے۔ یوں

$$I_{D1} = \frac{k'_n}{2}\left(\frac{W}{L}\right)_1 (V_{GS1} - V_t)^2$$
$$I_{D2} = \frac{k'_n}{2}\left(\frac{W}{L}\right)_2 (V_{GS2} - V_t)^2$$

ان دونوں برقی رو کو برابر لکھتے ہوئے

$$\frac{k'_n}{2}\left(\frac{W}{L}\right)_1 (V_{GS1} - V_t)^2 = \frac{k'_n}{2}\left(\frac{W}{L}\right)_2 (V_{GS2} - V_t)^2 \tag{۵.۱۴۶}$$

حاصل ہوتا ہے۔ ساتھ ہی ساتھ شکل کو دیکھتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$V_{GS1} = V_{GS2} + I_{D2}R \tag{۵.۱۴۷}$$

مساوات ۵.۱۴۷ کو مساوات ۵.۱۴۶ میں پُر کرتے ہوئے R کے لئے حل کرتے ہیں۔

$$\frac{k'_n}{2}\left(\frac{W}{L}\right)_1 (V_{GS2} + I_{D2}R - V_t)^2 = \frac{k'_n}{2}\left(\frac{W}{L}\right)_2 (V_{GS2} - V_t)^2$$

دونوں اطراف کا جزر لیتے ہوئے

$$\sqrt{\left(\frac{W}{L}\right)_1} (V_{GS2} + I_{D2}R - V_t) = \sqrt{\left(\frac{W}{L}\right)_2} (V_{GS2} - V_t)$$

سے

$$R = \frac{V_{GS2} - V_t}{I_{D2}}\left[\sqrt{\frac{\left(\frac{W}{L}\right)_2}{\left(\frac{W}{L}\right)_1}} - 1\right]$$

[30] current source

حاصل ہوتا ہے۔ I_{D2} کی مساوات سے

$$V_{GS2}-V_t=\sqrt{\frac{I_{D2}}{\frac{k_{n2}}{2}}}$$

یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$R=\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{k_{n2}I_{D2}}}\left[\sqrt{\frac{\left(\frac{W}{L}\right)_2}{\left(\frac{W}{L}\right)_1}}-1\right] \tag{۵.۱۴۸}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس قیمت کی مزاحمت اس بات کو یقینی بنائے گی کہ $I_{D1}=I_{D2}$ ہوں گے۔ چونکہ $R\geq0$ ہوتا ہے لہٰذا

$$\left(\frac{W}{L}\right)_2\geq\left(\frac{W}{L}\right)_1$$

ہوگا۔ Q_1 کے برقی رو کے عکس لینے کی خاطر V_{GS1} برقی دباو مزید ماسفیٹ کو دیا جاتا ہے۔ شکل میں یوں Q_6 سے عکس I حاصل کیا گیا ہے جسے I_{O6} سے ظاہر کیا گیا ہے۔ اسی طرح Q_4 کے برقی رو کے عکس لینے کی خاطر V_{GS4} برقی دباو مزید ماسفیٹ کو دیا جاتا ہے۔ شکل میں یوں Q_5 سے عکس I حاصل کیا گیا ہے جسے I_{O5} سے ظاہر کیا گیا ہے۔

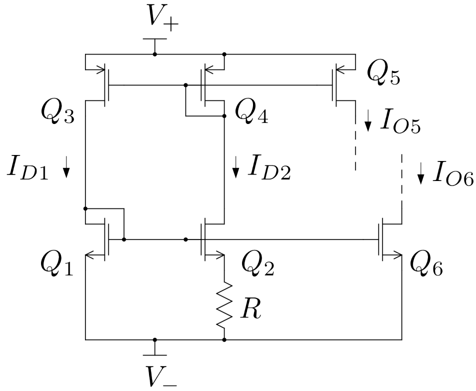
I_{D1} اور I_{D2} اس وقت تک V_+ اور V_- کے اثرات سے آزاد رہتے ہیں جب تک Q_2 اور Q_3 افزائندہ رہیں۔ یاد رہے کہ Q_1 کا گیٹ اور اس کا ڈرین آپس میں جڑے ہیں لہٰذا یہ ہر صورت افزائندہ ہی رہتا ہے۔ اسی طرح Q_4 کا گیٹ اور ڈرین بھی آپس میں جڑے ہیں لہٰذا یہ ماسفیٹ بھی ہر صورت افزائندہ ہی رہتا ہے۔
اور Q_4 کا V_{SG4}

۵.۱۶ ماسفیٹ کیسکوڈ تفرقی ایمپلیفائر

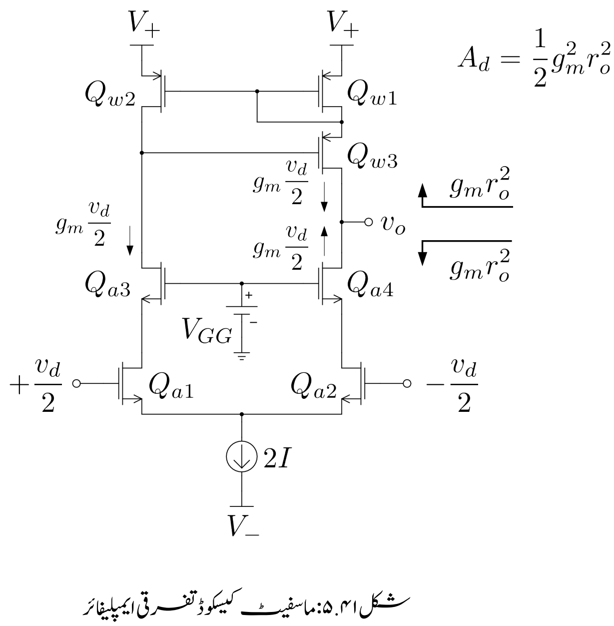
شکل ۵.۴۱ میں ماسفیٹ سے بنایا گیا کیسکوڈ تفرقی ایمپلیفائر دکھایا گیا ہے جس میں ولسن آئینے کو بطور برقی بوجھ استعمال کیا گیا ہے۔ ولسن آئینے کی خارجی مزاحمت گزشتہ حصے میں حاصل کی گئی۔ آئیں کیسکوڈ کی خارجی مزاحمت بھی حاصل کریں۔ ایسا کرنے کی خاطر Q_{a4} کے ڈرین پر v_t مہیا کرتے ہوئے i_t کا تخمینہ لگائیں گے۔ $\frac{v_t}{i_t}$ خارجی مزاحمت ہوگا۔

شکل ۵.۴۲ میں کیسکوڈ ایمپلیفائر کا مطلوبہ حصہ دکھایا گیا ہے۔ ساتھ ہی دونوں ماسفیٹ کے باریک اشاراتی ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے مساوی دور بھی بنایا گیا ہے جہاں تفرقی داخلی اشارہ $v_d=0$ رکھا گیا ہے۔ چونکہ Q_{a2} کا سورس اور گیٹ دونوں برقی زمین پر ہیں لہٰذا $v_{gs2}=0$ ہے۔ یوں $g_{m2}v_{gs2}=0$ ہوگا۔ اس طرح Q_{a2} کی جگہ صرف r_{o2} نسب کیا جا سکتا تھا۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ i_t تمام کی تمام r_{o2} سے گزرتی ہے لہٰذا $v_1=i_tr_{o2}$ کے برابر ہے۔ شکل سے صاف ظاہر ہے کہ $v_{gs4}=-v_1$ ہے یوں

$$\begin{aligned}v_1&=i_tr_{o2}\\v_{gs4}&=-i_tr_{o2}\end{aligned} \tag{۵.۱۴۹}$$



شکل ۵.۴۰: منبع دباو کے اثرات سے پاک منبع رو



شکل ۵.۴۱: ماسفیٹ کیسکوڈ تفرقی ایمپلیفائر

لکھا جا سکتا ہے۔ کرخوف کے قانون برائے برقی رو کی مدد سے

$$\begin{aligned} i_t &= g_{m4}v_{gs4} + \frac{v_t - v_1}{r_{o4}} \\ &= -i_t g_{m4} r_{o2} + \frac{v_t - i_t r_{o2}}{r_{o4}} \end{aligned}$$

لکھا جا سکتا ہے جہاں دوسری قدم پر مساوات ۵.۱۴۹ 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

$$R_o = \frac{v_t}{i_t} = r_{o4} + g_{m4} r_{o2} r_{o4} + r_{o2} \tag{۵.۱۵۰}$$

حاصل ہوتا ہے جہاں درمیانی جزو بقایا دو اجزاء سے بہت بڑی ہے لہٰذا پہلی اور تیسری جزو کو نظر انداز کیا جا سکتا ہے۔ ساتھ ہی ساتھ اگر تمام ماسفیٹ بالکل یکساں ہوں تب $g_{m2} = g_{m4} = g_m$ اور $r_{o2} = r_{o4} = r_o$ لکھا جا سکتا ہے۔ یوں

$$R_o = g_m r_o^2 \tag{۵.۱۵۱}$$

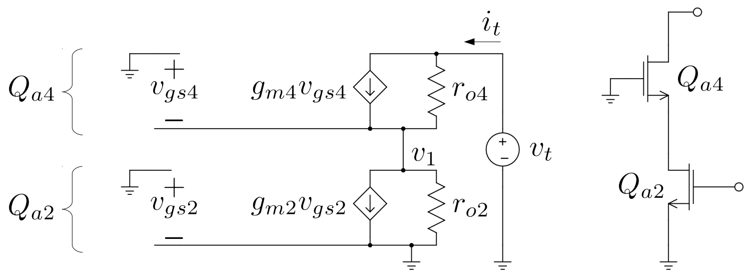
حاصل ہوتا ہے۔ شکل ۵.۴۱ میں اس خارجی مزاحمت کو دکھایا گیا ہے۔ کیسکوڈ تفرقی جوڑے کی خارجی مزاحمت اور ولسن آئینے کی خارجی مزاحمت آپس میں متوازی جڑے ہیں لہٰذا ان کا مجموعہ $\frac{g_m r_o^2}{2}$ ہوگا۔ یوں کیسکوڈ تفرقی ایمپلیفائر کا خارجی اشارہ

$$v_o = \left(g_m \frac{v_d}{2} + g_m \frac{v_d}{2}\right)\left(g_m r_o^2\right)$$

ہوگا جس سے

$$A_d = \frac{1}{2} g_m^2 r_o^2 \tag{۵.۱۵۲}$$

حاصل ہوتا ہے۔



شکل ۵.۴۲: ماسفیٹ کیسکوڈ کا خارجی مزاحمت

سوالات

سوال ۵.۱: شکل ۵.۱ میں $V_{CC} = 10\,\mathrm{V}$، $V_{EE} = -10\,\mathrm{V}$، $I = 0.5\,\mathrm{mA}$، $R_C = 15\,\mathrm{k\Omega}$ اور $\alpha = 0.97$ ہیں۔ $v_{B1} = v_{B2} = -2\,\mathrm{V}$ کی صورت میں v_o حاصل کریں۔ مشترکہ اشارے کی بلند تر قیمت حاصل کریں۔

جواب: $0\,\mathrm{V}$، $V_{CM} \le 3.15\,\mathrm{V}$

سوال ۵.۲: شکل ۵.۱ میں $V_{CC} = 10\,\mathrm{V}$، $V_{EE} = -10\,\mathrm{V}$، $I = 0.25\,\mathrm{mA}$، $R_C = 15\,\mathrm{k\Omega}$ اور $\alpha = 0.97$ ہیں۔ $v_{B1} = -2\,\mathrm{V}$ اور $v_{B2} = -3.1\,\mathrm{V}$ کی صورت میں v_o حاصل کریں۔

جواب: $7.35\,\mathrm{V}$

سوال ۵.۳: مساوات ۵.۱۸ حاصل کریں۔

سوال ۵.۴: سوال ۵.۲ میں $v_{B1} = -2.1\,\mathrm{V}$ اور $v_{B2} = -2.101\,\mathrm{V}$ کی صورت میں v_o حاصل کریں۔

سوال ۵.۵: مساوات ۵.۲۴ حاصل کریں۔

سوال ۵.۶: i_{DS1} کو i_{DS2} پر تقسیم کرتے ہوئے مساوات ۵.۱۳۶ حاصل کریں۔

سوال ۵.۷: مساوات ۵.۱۳۷ حاصل کریں۔

سوال ۵.۸: اگر شکل ۵.۲۳ میں Q_{11} کا لبریزی برقی رو $4 \times I_S$ ہو تب $v_O = 0\,\mathrm{V}$ حاصل کرنے کے لئے درکار R_{B8} حاصل کریں۔

جواب: $25.2\,\mathrm{k\Omega}$

سوال ۵.۹: شکل ۵.۲۳ میں $V_{CC} = 15\,\mathrm{V}$، $V_{EE} = -15\,\mathrm{V}$ ہے۔ تمام ٹرانزسٹر کا $\beta = 100$ ہے۔ Q_9 کا $I_{\text{حوالہ}} = 1\,\mathrm{mA}$ درکار ہے۔ R_{C9} حاصل کریں۔ I_{C5} کا شامل کرتے ہوئے $V_{C2} = V_{C3} = 7.5\,\mathrm{V}$ حاصل کرنے کی خاطر R_{C2} حاصل کریں۔ $V_{C5} = 10\,\mathrm{V}$ حاصل کرنے کی خاطر R_{C5} حاصل کریں۔ $I_{C7} = 0.5\,\mathrm{mA}$ کے لئے درکار R_{E7} حاصل کریں۔ $v_O = 0\,\mathrm{V}$ اور $I_{E8} = 6\,\mathrm{mA}$ حاصل کرنے کے لئے درکار R_{B8} اور R_{E8} حاصل کریں۔

جوابات: $R_{C9} = 28.6\,\mathrm{k\Omega}$، $R_{C2} = 4.2857\,\mathrm{k\Omega}$، $R_{C5} = 3.33\,\mathrm{k\Omega}$، $R_{E7} = 8.6\,\mathrm{k\Omega}$، $R_{B8} = 31.4\,\mathrm{k\Omega}$ اور $R_{E8} = 2.5\,\mathrm{k\Omega}$

سوال ۵.۱۰: سوال ۵.۹ 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 $V_{CB} \le 0.5\,\mathrm{V}$ ہو۔

جواب: $5.333\,\mathrm{k\Omega}$

سوال ۵.۱۱: سوال ۵.۹ میں چاروں ایمپلیفائر کے داخلی مزاحمت حاصل کریں۔
جوابات: $2\,\mathrm{M\Omega}$، $3.33\,\mathrm{k\Omega}$، $860\,\mathrm{k\Omega}$ اور $250\,\mathrm{k\Omega}$

سوال ۵.۱۲: سوال ۵.۹ میں تمام تفرقی ایمپلیفائر کی افزائش حاصل کرتے ہوئے کُل افزائش A_d حاصل کریں۔
جوابات: $12\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}$، $-100\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}$، $-3.65\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}$، $1\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}$، $A_d = 4380\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}$

سوال ۵.۱۳: سوال ۵.۹ میں $v_d = 200\,\mathrm{\mu V}$ ہے۔ پہلے، دوسرے، تیسرے اور چوتھے تفرقی ایمپلیفائر کے خارجی اشارے دریافت کریں۔
جواب: $2.4\,\mathrm{mV}$، $0.24\,\mathrm{V}$، $0.876\,\mathrm{V}$، $0.876\,\mathrm{V}$

سوال ۵.۱۴: سوال ۵.۹ میں A_i حاصل کرتے ہوئے A_d کی قیمت حاصل کریں۔

سوال ۵.۱۵: صفحہ ۵۲۸ پر شکل ۵.۲۹ ب میں $R_{\text{حوالہ}} = 10\,\mathrm{k\Omega}$ جبکہ $R_E = 12\,\mathrm{k\Omega}$ ہیں۔ $I_{\text{عکس}}$ حاصل کریں۔
جواب: $I_{\text{حوالہ}} = 0.83\,\mathrm{mA}$ اور $I_{\text{عکس}} = 9.3\,\mathrm{\mu A}$ حاصل ہوتے ہیں۔ اس جواب کو گراف کی مدد سے با آسانی حاصل کیا جا سکتا ہے۔ اس کے علاوہ بار بار حل کرتے ہوئے بہتر سے بہتر جواب حاصل کرتے ہوئے بھی جواب حاصل کیا جا سکتا ہے۔

سوال ۵.۱۶: صفحہ ۵۲۹ پر شکل ۵.۳۰ الف میں ولسن آئینہ دکھایا گیا ہے۔ ٹرانزسٹر کا $\beta = 100$ جبکہ ارلی برقی دباو $V_A = 150\,\mathrm{V}$ ہے۔ $I_{\text{حوالہ}} = 1.5\,\mathrm{mA}$ کی صورت میں خارجی مزاحمت R_o حاصل کریں۔
جواب: $r_o = 100\,\mathrm{k\Omega}$، $R_o = 5\,\mathrm{M\Omega}$

سوال ۵.۱۷: صفحہ ۵۴۹ پر شکل ۵.۳۶ میں ماسفیٹ ولسن آئینہ دکھایا گیا ہے۔ $V_A = 50\,\mathrm{V}$ اور $k_n = 0.4\,\frac{\mathrm{mA}^2}{\mathrm{V}}$ لیتے ہوئے $I_{DS} = 1.5\,\mathrm{mA}$ پر آئینے کی خارجی مزاحمت R_o اور افزائش A_d حاصل کریں۔
جواب: $R_o = 1.22\,\mathrm{M\Omega}$، $A_d = 666\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}$

سوال ۵.۱۸: صفحہ ۵۳۴ پر شکل ۵.۳۳ میں تفرقی کیسکوڈ ایمپلیفائر دکھایا گیا ہے۔ اگر $\beta = 100$ اور $V_A = 200\,\mathrm{V}$ ہوں تب A_d کی قیمت کیا ہو گی؟ اگر $v_d = 0.00002\sin\omega t$ ہو تب v_o کیا ہو گا؟
جوابات: $A_d = 267\,\frac{\mathrm{kV}}{\mathrm{V}}$، $v_o = 5.34\sin\omega t$

باب ۶

ایمپلیفائر کا تعددی رد عمل اور فلٹر

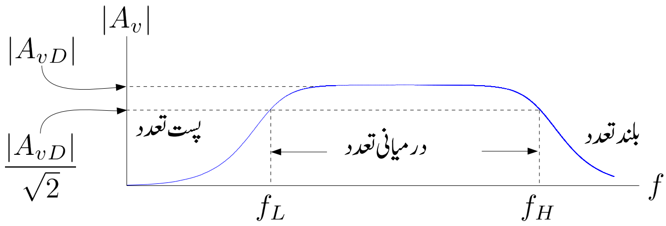
۶.۱ پست تعددی رد عمل

ٹرانزسٹر باب کے حصہ ۶.۱۰.۳ میں ایمپلیفائر میں کپیسٹر کا استعمال دکھایا گیا جہاں کپیسٹر کی قیمت لامحدود تصور کرتے ہوئے ادوار حل کئے گئے۔ اس باب میں کپیسٹر کے کردار پر تفصیلاً بحث کی جائے گی اور اس کی قیمت تعین کرنا سکھایا جائے گا۔

اس باب میں افزائش کی حتمی قیمت $|A|$ کو **افزائش** ہی پکارا جائے گا۔ جہاں وضاحت کی ضرورت ہو وہاں اسے افزائش کی حتمی قیمت کہہ کر پکارا جائے گا۔ ٹرانزسٹر ایمپلیفائر کی افزائش A_v (یا A_i) کے حتمی قیمت کی تعددی ردِ عمل عموماً شکل ۶.۱ کے طرز پر ہوتی ہے۔ ایسا خط عموماً **لوگارتھم لوگارتھم**[1] محدد پر کھینچا جاتا ہے۔ ایمپلیفائر کی زیادہ سے زیادہ افزائش A_{vD} (A_{iD}) **درمیانی تعدد** پر رونما ہوتی ہے جبکہ بہت کم اور بہت زیادہ تعدد پر اس کی قیمت گھٹ جاتی ہے۔ شکل میں f_L اور f_H دو ایسے تعدد کی وضاحت کی ہے جس پر افزائش کم ہوتے ہوتے $\frac{|A_{vD}|}{\sqrt{2}}$ (یا $\frac{|A_{iD}|}{\sqrt{2}}$) ہو جاتی ہے۔ f_L کو **پست انقطاعی تعدد**[2] جبکہ f_H کو **بلند انقطاعی تعدد**[3] کہتے ہیں۔ ایمپلیفائر کی تعددی رد عمل کی بات کرتے ہوئے تعدد کی تین خطے یا حدود کا عموماً ذکر ہوتا ہے جنہیں **پست تعدد**[4]، **درمیانی تعدد**[5] اور **بلند تعدد**[6] کے **حدود**[7] کہتے ہیں۔ A_{vD} لکھتے ہوئے زیرِ نوشت میں D اس حقیقت کو ظاہر کرتا ہے کہ افزائش کی یہ قیمت درمیانی[8] تعدد پر پائی جاتی ہے۔ اگرچہ f_L سے کم تعدد یا f_H سے زیادہ تعدد پر بھی ایمپلیفائر کو استعمال کیا جا سکتا ہے

---

[1] log-log
[2] low cut-off frequency
[3] high cut-off frequency
[4] low frequency
[5] mid frequency
[6] high frequency
[7] limits
[8] لفظ درمیانی کے پہلے حرف "د" کی آواز سے D حاصل کی گئی ہے



شکل ۶.۱: عمومی تعددی ردعمل

البتہ ان خطوں میں ایمپلیفائر کی افزائش کم ہوتی ہے۔اسی لئے f_L تا f_H کو ایمپلیفائر کا **دائرہ کارکردگی**[9] B کہتے ہیں یعنی

$$B = f_H - f_L \tag{۶.۱}$$

اگر $f_H \gg f_L$ ہو تب $B \approx f_H$ لکھا جا سکتا ہے یعنی

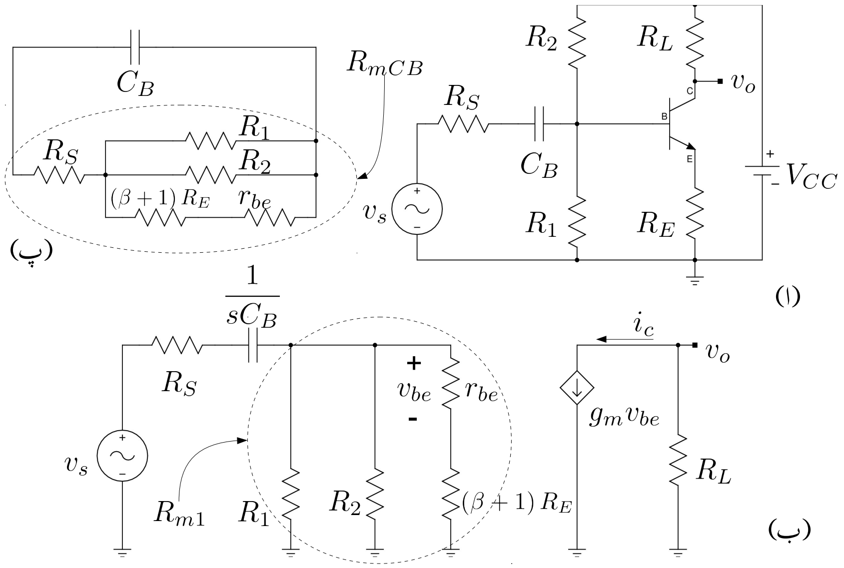
$$B \approx f_H \tag{۶.۲}$$

مشترکہ ایمٹر ٹرانزسٹر ایمپلیفائر تک داخلی اشارے کی رسائی عموماً بذریعہ **جفتی کپیسٹر**[10] C_B کی جاتی ہے جبکہ اس سے خارجی اشارے کی حصولی عموماً بذریعہ جفتی کپیسٹر C_C کی جاتی ہے۔مزید یہ کہ **قصری کپیسٹر**[11] C_E اشارے کو مزاحمت R_E کے متبادل راستہ فراہم کرتے ہوئے افزائش بڑھاتا ہے۔اس باب کے پہلے چند حصوں میں ان کپیسٹروں کا **پست انقطاعی تعدد** کے ساتھ تعلق پر غور کیا جائے گا۔کم تعدد پر ان کپیسٹروں کی برقی رکاوٹ بڑھ جاتی ہے جس کی وجہ سے A_v (A_i) کی قیمت گھٹتی ہے۔یوں یہی بیرونی[12] کپیسٹر پست انقطاعی تعدد f_L کی قیمت تعین کرتے ہیں۔حقیقت میں پست انقطاعی تعدد f_L کا دارومدار کپیسٹر C_E پر ہوتا ہے۔بلند تعدد پر ان تمام بیرونی کپیسٹروں کی برقی رکاوٹ نہایت کم ہو جاتی ہے اور انہیں قصر دور تصور کیا جاتا ہے۔مثال ۶.۱۰ میں بیرونی نسب کپیسٹر کی وجہ سے پیدا **بلند انقطاعی نکتہ** دکھایا گیا ہے۔

ٹرانزسٹر کے $B-E$ اور $B-C$ جوڑ پر اندرونی کپیسٹر $C_{b'e}$ اور $C_{b'c}$ پائے جاتے ہیں۔درمیانی تعدد اور اس سے کم تعدد پر ان اندرونی کپیسٹروں کی برقی رکاوٹ اتنی زیادہ ہوتی ہے کہ انہیں کھلے دور تصور کیا جاتا ہے۔بلند تعدد پر ان کی برقی رکاوٹ کم ہو جاتی ہے اور انہیں نظر انداز کرنا ممکن نہیں رہتا۔انہیں اندرونی کپیسٹروں کی وجہ سے بلند تعدد پر A_v (A_i) کی قیمت گھٹتی ہے۔یوں اندرونی کپیسٹر بلند انقطاعی تعدد f_H کی قیمت تعین کرتے ہیں۔

کم تعدد پر ٹرانزسٹر ایمپلیفائر کی افزائش حاصل کرتے وقت صرف بیرونی کپیسٹروں کو مدِ نظر رکھا جاتا ہے جبکہ اندرونی کپیسٹروں کو کھلے دور تصور کیا جاتا ہے۔اسی طرح بلند تعدد پر صرف اندرونی کپیسٹروں کو مدِ نظر رکھا

[9] band
[10] coupling capacitor
[11] bypass capacitor
[12] C_B، C_E، C_C وغیرہ بیرونی کپیسٹر ہیں جنہیں ٹرانزسٹر کے ساتھ جوڑا جاتا ہے



شکل ٦.٢: کپیسٹر C_B کا کردار

جاتا ہے جبکہ بیرونی کپیسٹروں کو قصر دور تصور کیا جاتا ہے اور درمیانی تعدد پر بیرونی کپیسٹروں کو قصر دور جبکہ اندرونی کپیسٹروں[13] کو کھلے دور تصور کیا جاتا ہے۔

اس باب میں تمام مساوات **لاپلاس بدل**[14] استعمال کرتے ہوئے s کے ساتھ لکھے جائیں گے۔ سائن نما اشارات کے لئے s کی جگہ $j\omega$ لکھتے ہوئے جوابات حاصل کئے جاتے ہیں۔

٦.٢ بیس سرے پر کپیسٹر C_B

ایمپلیفائر استعمال کرتے وقت اس کے داخلی اور خارجی جانب مختلف چیزیں جوڑی جا سکتی ہیں مثلاً لاؤڈ سپیکر یا دوسرا ایمپلیفائر۔ ایسی بیرونی اشیاء جوڑتے وقت یہ ضروری ہے کہ ٹرانزسٹر کا نقطہ کارکردگی اپنی جگہ برقرار رہے۔ کپیسٹر یک سمتی برقی رو کے لئے کھلے سرے کردار ادا کرتا ہے لہٰذا کپیسٹر کے ذریعہ ایمپلیفائر کو داخلی جانب اشارہ فراہم کرنے یا ایمپلیفائر کے خارجی جانب سے کپیسٹر کے ذریعہ اشارہ حاصل کرنے سے ٹرانزسٹر کے نقطہ کارکردگی پر کوئی اثر نہیں ہوتا۔ شکل ٦.٢ الف میں ایسا ہی کرتے ہوئے کپیسٹر C_B کے ذریعہ داخلی اشارے کو ایمپلیفائر تک پہنچایا گیا ہے۔ C_B پر توجہ رکھنے کی خاطر شکل میں C_E اور C_C نہیں استعمال کئے گئے۔ شکل ٦.٢ ب میں اسی کا مساوی باریک اشاراتی دور دکھایا گیا ہے جہاں نقطہ دار دائرے میں بند کل مزاحمت کو

[13] ٹرانزسٹر ریاضی نمونے میں پائے جانے والے کپیسٹر مثلاً $C_{b'e}$ وغیرہ ٹرانزسٹر کے اندرونی کپیسٹر ہیں

[14] Laplace transform

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۔

$$\begin{aligned} A_v &= \left(\frac{v_o}{i_c}\right)\left(\frac{i_c}{v_{be}}\right)\left(\frac{v_{be}}{v_b}\right)\left(\frac{v_b}{v_s}\right) \\ &= (-R_L)\,(g_m)\left(\frac{r_{be}}{r_{be}+(\beta+1)R_E}\right)\left(\frac{R_{m1}}{R_S+\frac{1}{sC_B}+R_{m1}}\right) \\ &= (-R_L)\,(g_m)\left(\frac{r_{be}}{r_{be}+(\beta+1)R_E}\right)\left(\frac{sR_{m1}C_B}{s\,(R_S+R_{m1})\,C_B+1}\right) \end{aligned}$$

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 ۶.۲ 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} [۱۵] لکھتے ہوئے اس مساوات کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$A_v = -R_L g_m \left(\frac{r_{be}}{r_{be}+(\beta+1)R_E}\right)\left(\frac{R_{m1}}{R_S+R_{m1}}\right)\left(\frac{s}{s+\frac{1}{R_{mCB}C_B}}\right) \tag{۶.۳}$$

اگر اس مساوات میں تعدد ω کی قیمت بتدریج بڑھائی جائے تو آخری قوسین کی قیمت ایک (1) تک پہنچنے کی کوشش کرے گی۔ اگرچہ اس مساوات کو حاصل کرنے کی خاطر ٹرانزسٹر کا پست تعدد ریاضی نمونہ استعمال کیا گیا تھا جو صرف کم اور درمیانی تعدد کے لئے درست ہے مگر فی الحال اس بحث میں پڑے بغیر تصور کرتے ہیں کہ ω کی قیمت لامحدود کر دی جاتی ہے۔ یوں

$$A_v\Big|_{\omega\to\infty} = -R_L g_m \left(\frac{r_{be}}{r_{be}+(\beta+1)R_E}\right)\left(\frac{R_{m1}}{R_S+R_{m1}}\right)\left(\frac{\infty}{\infty+\frac{1}{R_{mCB}C_B}}\right)$$

[۱۵] R_{mCB} لکھتے ہوئے اس میں R_m سے مراد **متوازی مزاحمت** جبکہ CB سے مراد کپیسٹر C_B ہے

حاصل ہوتا ہے جسے **درمیانی تعدد کی افزائش** A_{vD} کہتے ہیں۔

$$A_{vD}=A_v\Big|_{\omega\to\infty}=-R_Lg_m\left(\frac{r_{be}}{r_{be}+(\beta+1)R_E}\right)\left(\frac{R_{m1}}{R_S+R_{m1}}\right) \tag{۶.۴}$$

A_{vD} کو نلکی محدد کے طرز پر یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$A_{vD}=\left|A_{vD}\right|\underline{/\theta_D} \tag{۶.۵}$$

جہاں

$$\left|A_{vD}\right|=\left(R_L\right)\left(g_m\right)\left(\frac{r_{be}}{r_{be}+\left(\beta+1\right)R_E}\right)\left(\frac{R_{m1}}{R_S+R_{m1}}\right) \tag{۶.۶}$$

$$\theta_D=\pi \tag{۶.۷}$$

کے برابر ہیں۔ مندرجہ بالا مساوات میں $|A_{vD}|$ افزائش کی حتمی قیمت جبکہ θ_D افزائش کا زاویہ ہے۔ A_{vD} کے استعمال سے مساوات ۶.۳ کو مندرجہ ذیل طریقے سے لکھ سکتے ہیں۔

$$A_v=A_{vD}\left(\frac{s}{s+\frac{1}{R_{mCB}C_B}}\right) \tag{۶.۸}$$

مساوات ۶.۳ کو نلکی محدد کے طرز پر یوں لکھا جا سکتا ہے

$$A_v=\left|A_v\right|\underline{/\theta} \tag{۶.۹}$$

جہاں

$$\begin{aligned}\left|A_v\right|&=\left|A_{vD}\right|\frac{\omega}{\sqrt{\omega^2+\left(\frac{1}{R_{mCB}C_B}\right)^2}}\\ \theta&=-\frac{\pi}{2}-\tan^{-1}\left(\omega R_{mCB}C_B\right)\end{aligned} \tag{۶.۱۰}$$

ہیں۔ اگرچہ مساوات ۶.۴ حتمی طور پر صرف لامحدود تعدد کے لئے درست ہے لیکن جیسے آپ مثال ۶.۱ میں دیکھیں گے کہ درمیانی سطح کے تعدد کے لئے بھی یہی مساوات صحیح جوابات دیتا ہے۔ یوں A_{vD} کو ایمپلیفائر کی **درمیانی تعدد کی افزائش** کہتے ہیں۔

مثال ۶.۱: شکل ۶.۲ الف میں گزشتہ کئی مثالوں کی طرح

$$
\begin{aligned}
V_{CC} &= 15\,\mathrm{V} & \beta &= 179\\
R_L &= 75\,\mathrm{k\Omega} & R_E &= 15\,\mathrm{k\Omega}\\
R_1 &= 320\,\mathrm{k\Omega} & R_2 &= 1.7\,\mathrm{M\Omega}\\
R_s &= 5\,\mathrm{k\Omega} & C_B &= 0.1\,\mathrm{nF}
\end{aligned}
$$

لیتے ہوئے مندرجہ ذیل تعدد پر افزائش A_v حاصل کریں۔

۱. لامحدود

۲. $f = 1\,\mathrm{MHz}$

۳. $f = 100\,\mathrm{kHz}$

۴. $f = 10\,\mathrm{kHz}$

۵. $f = 1\,\mathrm{kHz}$

حل: یک سمت تجزیہ سے مندرجہ ذیل g_m ، $r_{b'e}$ اور r_e حاصل ہوتے ہیں۔

$$
\begin{aligned}
g_m &= 4.064\,\mathrm{mS}\\
r_{be} &= 44.045\,\mathrm{k\Omega}\\
r_e &\approx 246\,\Omega
\end{aligned}
$$

۱. لامحدود تعدد یعنی $f = \infty$ پر مساوات ۶.۴ 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 نلکی محدد کے طرز پر لکھا گیا ہے۔ اس جواب کے مطابق داخلی اشارے کا حیطہ 4.794 63 گنا بڑھے گا اور اس کے زاویہ میں π ریڈیئن یعنی $180°$ کی تبدیلی رونما ہو گی۔

۲. $1MHz$ پر مساوات ۶.۸ 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 حتمی قیمت لامحدود تعدد پر $4.794\,63$ تھی جبکہ اب اس کی قیمت 4.7945 ہو گئی ہے۔ ان دو قیمتوں میں فرق کو نظر انداز کیا جا سکتا ہے۔ زاویہ $-179.635°$ یعنی تقریباً $180.36°$ ہے۔

۳. $f = 100\,\mathrm{kHz}$ پر

$$
\begin{aligned}
A_v &= \frac{-4.79463}{1+\frac{1}{j\times 2\times\pi\times 100\times 10^3\times(5000+245238)\times 0.1\times 10^{-9}}}\\
&= -4.7753 - j0.30372\\
&= 4.78495\underline{/-3.0781}
\end{aligned}
$$

حاصل ہوتا ہے۔ اب بھی افزائش تقریباً A_{vD} کے برابر ہے۔

۴. $f = 10\,\mathrm{kHz}$ پر

$$
\begin{aligned}
A_v &= \frac{-4.79463}{1+\frac{1}{j\times 2\times\pi\times 10\times 10^3\times(5000+245238)\times 0.1\times 10^{-9}}}\\
&= -3.4137 - j2.1712\\
&= 4.04567\underline{/-2.5751}
\end{aligned}
$$

حاصل ہوتا ہے۔ ہم دیکھتے ہیں کہ $10\,\mathrm{kHz}$ پر افزائش کی قیمت قدرِ کم ہو گئی ہے یعنی اس کی موجودہ قیمت A_{vD} کے $84\,\%$ ہے

$$
\frac{4.04567}{4.79463}\times 100 = 84\,\%
$$

جبکہ زاویہ $-147°$ ہے۔

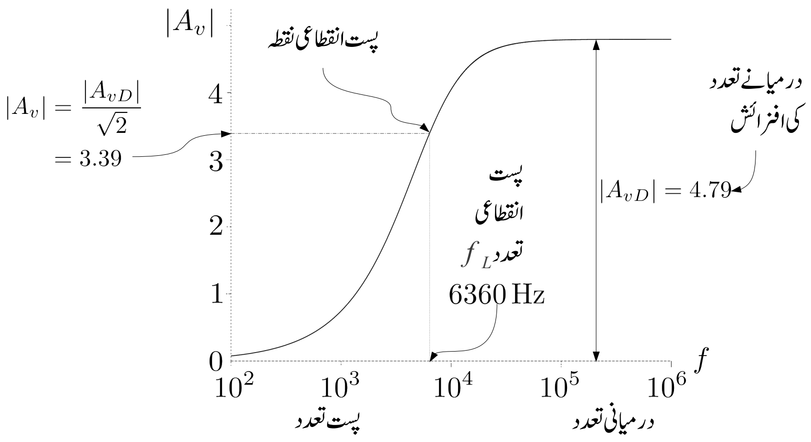
۵. $f = 1\,\mathrm{kHz}$ پر

$$
\begin{aligned}
A_v &= \frac{-4.79463}{1+\frac{1}{j\times 2\times\pi\times 1\times 10^3\times(5000+245238)\times 0.1\times 10^{-9}}}\\
&= -0.1157 - j0.7357\\
&= 0.7447\underline{/-1.7268}
\end{aligned}
$$

حاصل ہوتا ہے جو کہ نہایت کم افزائش ہے۔ ایک کلو ہرٹز کے تعدد پر حاصل کی گئی افزائش A_{vD} کے صرف $15\,\%$ ہے۔

$$
\frac{0.7447}{4.79463}\times 100 = 15\,\%
$$

ایک کلو ہرٹز کے کم تعدد پر افزائش کا نہایت کم ہو جانا صاف ظاہر ہے۔



شکل ۶.۳: پست انقطاعی تعدد

مندرجہ بالا مثال میں ہم نے دیکھا کہ ایک خاص حد سے زیادہ تعدد پر افزائش کی قیمت کو تقریباً A_{vD} کے برابر تصور کیا جا سکتا ہے۔ البتہ اس حد سے کم تعدد پر افزائش کی قیمت کم ہو جاتی ہے۔ **بوڈا خط**[16] اس قسم کے معلومات کو ظاہر کرنے کا ایک نہایت عمدہ طریقہ ہے۔ موجودہ مسئلے میں افزائش بالمقابل تعدد کو **بوڈا خط** کے طرز پر شکل ۶.۳ میں کھینچا گیا ہے جہاں تعدد کو **لوگارتھم**[17] پیمانے پر دکھایا گیا ہے۔ اس شکل میں زیادہ تعدد پر افزائش تبدیل نہیں ہوتی اور $|A_{vD}|$ ہی رہتی ہے۔ حقیقت میں **بلند تعدد**[18] پر بھی افزائش کم پڑ جاتی ہے۔ موجودہ حصے میں صرف **پست تعدد**[19] پر افزائش کے کم ہونے پر غور کیا جائے گا۔ زیادہ تعدد پر افزائش کے کم ہونے پر آگے جا کر غور کیا جائے گا۔ شکل کو دیکھتے ہوئے ہم کہہ سکتے ہیں کہ کم تعدد پر یہ ایمپلیفائر داخلی اشارہ کو نہیں بڑھائے گا۔ تعدد بتدریج کم کرتے ہوئے، جس تعدد پر افزائش کی قیمت کم ہوتے ہوتے $|A_{vD}|$ کے $\frac{1}{\sqrt{2}}$ گنا ہو جائے اسی کو انقطاعی نقطہ تصور کیا جاتا ہے۔ شکل ۶.۳ میں $f = 6360\,\text{Hz}$ پر $|A_v| = \frac{|A_{vD}|}{\sqrt{2}}$ ہو جاتا ہے۔ یوں ہم کہیں گے کہ یہ ایمپلیفائر $6360\,\text{Hz}$ سے کم تعدد کے اشارات کو نہیں بڑھاتا۔ جیسا کہ پہلے ذکر کیا گیا، زیادہ تعدد پر بھی ایمپلیفائر کی افزائش کم ہو جاتی ہے یوں موجودہ نقطے کا پورا نام **پست انقطاعی نکتہ** ہے جبکہ اس نقطے پر تعدد f_L کو **پست انقطاعی تعدد**[20] پکارا جاتا ہے۔

[16] Bode plot
[17] log
[18] high frequency
[19] low frequency
[20] low cut-off frequency

مساوات ۶.۱۰ سے ہم پست انقطاعی تعدد حاصل کر سکتے ہیں۔ ایسا کرنے کی خاطر اس تعدد کو ω_L لکھتے ہوئے مساوات کو $|A_v| = \frac{|A_{vD}|}{\sqrt{2}}$ (یعنی درمیانی تعدد پر افزائش سے 3 dB کم) کے لئے حل کرتے ہیں

$$\frac{|A_{vD}|}{\sqrt{2}} = |A_{vD}| \frac{\omega_L}{\sqrt{\omega_L^2 + \left(\frac{1}{R_{mCB}C_B}\right)^2}}$$
$$\frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{\omega_L}{\sqrt{\omega_L^2 + \left(\frac{1}{R_{mCB}C_B}\right)^2}}$$

دونوں جانب کا مربع لیتے ہوئے

$$\frac{1}{2} = \frac{\omega_L^2}{\omega_L^2 + \left(\frac{1}{R_{mCB}C_B}\right)^2}$$

سے

$$\begin{aligned} \omega_L &= \frac{1}{R_{mCB}C_B} \\ f_L &= \frac{1}{2\pi R_{mCB}C_B} \end{aligned} \tag{۶.۱۱}$$

ہو۔ اس طرح مساوات ۶.۸ لکھنے کا بہتر انداز یوں ہے۔

$$A_v = A_{vD}\left(\frac{s}{s+\omega_L}\right) \tag{۶.۱۲}$$

مندرجہ بالا مساوات اور شکل ۶.۲ کو ایک ساتھ دیکھتے ہوئے معلوم ہوتا ہے کہ f_L کی قیمت داخلی کپیسٹر C_B اور اس کے ساتھ متوازی کل مزاحمت R_{mCB} پر منحصر ہے۔ مثال ۶.۱ میں یوں

$$f_L = \frac{1}{2\pi\left(5000 + 245238\right) \times 0.1 \times 10^{-9}} = 6360\,\text{Hz}$$

حاصل ہوتا ہے۔

مثال ۶.۲: مندرجہ بالا مثال ۶.۱ میں صرف C_B کی قیمت تبدیل کرتے ہوئے ایمپلیفائر کو انسانی آواز کا حیطہ بڑھانے کے قابل بنائیں۔

حل: انسان 20 Hz تا 20 kHz کی آواز سن سکتا ہے۔ اگر C_B کو 20 Hz گزارنے کی غرض سے منتخب کیا جائے تو یہ اس سے زیادہ تمام تعدد 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 افزائش کم ہو جاتی ہے لہٰذا ہم f_L کو درکار تعدد سے دس گنا کم یعنی $2\,\mathrm{Hz}$ پر رکھتے ہوئے مساوات ۶.۱۱ کی مدد سے C_B حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned}C_B &= \frac{1}{2\pi f_L\left(R_{mCB}\right)}\\&= \frac{1}{2\pi\times 2\times 250238}\\&= 0.318\times 10^{-6} = 0.318\,\mu\mathrm{F}\end{aligned}$$

۶.۳ ایمٹر سرے پر کپیسٹر C_E

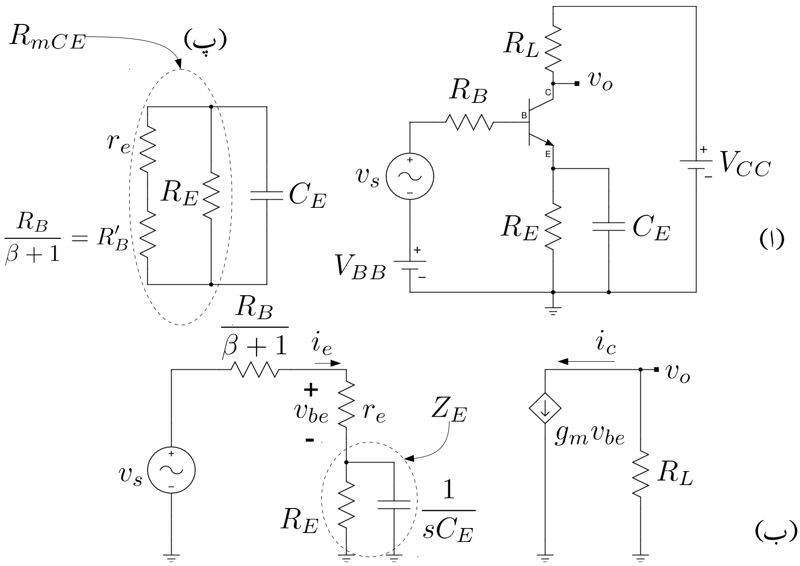
ٹرانزسٹر کا نقطہ کارکردگی تعین کرنے کے علاوہ β میں تبدیلی سے نقطہ کارکردگی میں تبدیلی رونما ہونے کو R_E کے استعمال سے کم کیا جاتا ہے۔ البتہ ایمپلیفائر کی افزائش بڑھانے کے لئے یہ ضروری ہے کہ ٹرانزسٹر کے ایمٹر سرے پر کم سے کم مزاحمت ہو۔ ان دو متضاد شرائط پر پورا اترتا دور شکل ۶.۴ الف میں دکھایا گیا ہے۔ چونکہ کپیسٹر C_E یک سمت برقی رو کے لئے کھلے دور کا کردار ادا کرتا ہے لہٰذا اس کے استعمال سے یک سمت متغیرات متاثر نہیں ہوتے۔ C_E کو یوں چنا جاتا ہے کہ درکار تعدد پر اس کی **برقی رکاوٹ**[21] R_E سے کم ہو۔ چونکہ C_E مزاحمت R_E کے متوازی جڑا ہے لہٰذا بدلتا رو کے نقطہ نظر سے ٹرانزسٹر کے ایمٹر 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 ۶.۴ ب میں شکل ۶.۴ 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 ایمٹر جانب دکھائے گئے ہیں۔ جیسا کہ آپ جانتے ہیں کہ ایمٹر جانب کے مزاحمت کا عکس، بیس جانب $(\beta+1)$ گنا زیادہ نظر آتا ہے جبکہ بیس جانب مزاحمت کا عکس، ایمٹر جانب $(\beta+1)$ گنا کم نظر آتا ہے۔ یوں بیس جانب کے مزاحمت R_B اور r_{be} کے عکس، ایمٹر جانب $\frac{R_B}{\beta+1}$ اور $\frac{r_{be}}{\beta+1}$ نظر آئیں گے۔

$$\begin{aligned}A_v &= \left(\frac{v_o}{i_c}\right)\left(\frac{i_c}{v_{be}}\right)\left(\frac{v_{be}}{v_s}\right)\\&= \left(-R_L\right)\left(g_m\right)\left(\frac{r_e}{\frac{R_B}{\beta+1}+r_e+Z_E}\right)\end{aligned} \tag{۶.۱۳}$$

---

[21] impedance



شکل ۶.۴: کپیسٹر C_E کا کردار

جہاں

$$
\begin{aligned}
\frac{1}{Z_E} &= sC_E + \frac{1}{R_E} \\
Z_E &= \frac{1}{sC_E + \frac{1}{R_E}}
\end{aligned}
\tag{۶.۱۴}
$$

اور

$$
r_e = \frac{r_{be}}{\beta+1} \tag{۶.۱۵}
$$

ہیں۔ شکل ب میں v_s کو نظر انداز کرتے ہوئے C_E کے متوازی کل مزاحمت کو R_{mCE} لکھتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ

$$
\frac{1}{R_{mCE}} = \frac{1}{R_E} + \frac{1}{\frac{R_B}{\beta+1} + r_e} = \frac{1}{R_E} + \frac{1}{R'_B + r_e} \tag{۶.۱۶}
$$

کے برابر ہے۔ شکل پ میں اس مزاحمت کی وضاحت کی گئی ہے۔

مساوات ۶.۱۳ میں $\frac{R_B}{\beta+1}$ کو R'_B لکھتے ہوئے اور اس میں مساوات ۶.۱۴ سے Z_E کی قیمت استعمال

کرتے ہوئے حل کرتے ہیں۔

$$A_v = (-R_L)\left(g_m\right)\left(\frac{r_e}{R_B' + r_e + \frac{1}{sC_E + \frac{1}{R_E}}}\right)$$

آخری قوسین کو $\left(sC_E + \frac{1}{R_E}\right)$ سے ضرب اور تقسیم کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned} A_v &= -R_L g_m r_e \left(\frac{sC_E + \frac{1}{R_E}}{\left(R_B' + r_e\right)\left(sC_E + \frac{1}{R_E}\right) + 1}\right) \\ &= -R_L g_m r_e \left(\frac{sC_E + \frac{1}{R_E}}{sC_E(R_B' + r_e) + \frac{(R_B' + r_e)}{R_E} + 1}\right) \end{aligned}$$

نچلے جانب $\left(R_B' + r_e\right)$ 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 ۶.۱۶ استعمال کرتے ہوئے اسے مزید حل کرتے ہیں۔

$$A_v = -\left(\frac{R_L g_m r_e}{R_B' + r_e}\right)\left(\frac{sC_E + \frac{1}{R_E}}{sC_E + \frac{1}{R_{mCE}}}\right)$$

کسر کے اوپر اور نیچے سے C_E باہر نکالتے ہوئے حاصل ہوتا ہے۔

$$A_v = -\left(\frac{R_L g_m r_e}{R_B' + r_e}\right)\left(\frac{s + \frac{1}{R_E C_E}}{s + \frac{1}{R_{mCE} C_E}}\right) \tag{۶.۱۷}$$

اس کو مساوات ۶.۱۲ کے طرز پر لکھتے ہیں یعنی

$$A_v = A_{vD}\left(\frac{s + \omega_1}{s + \omega_2}\right) \tag{۶.۱۸}$$

یا

$$
\begin{aligned}
A_v &= A_{vD}\left(\frac{j\omega+\omega_1}{j\omega+\omega_2}\right)\\
&= A_{vD}\left(\frac{j2\pi f+2\pi f_1}{j2\pi f+2\pi f_2}\right)\\
&= A_{vD}\left(\frac{jf+f_1}{jf+f_2}\right)
\end{aligned}
\tag{۶.۱۹}
$$

جہاں

$$
\begin{aligned}
\omega_1 &= 2\pi f_1 = \frac{1}{R_E C_E}\\
\omega_2 &= 2\pi f_2 = \frac{1}{R_{mCE} C_E}
\end{aligned}
\tag{۶.۲۰}
$$

اور

$$
A_{vD} = -\left(\frac{R_L g_m r_e}{R'_B + r_e}\right)
\tag{۶.۲۱}
$$

کے برابر ہیں۔ کسی بھی تعدد ω پر

$$
|A_v| = |A_{vD}|\,\frac{\sqrt{\omega^2+\omega_1^2}}{\sqrt{\omega^2+\omega_2^2}}
\tag{۶.۲۲}
$$

ہو گا۔

مساوات ۶.۱۸ میں ω کی قیمت کو ω_1 اور ω_2 سے بہت زیادہ تصور کرتے ہوئے افزائش کی قیمت حاصل کرتے ہیں۔ اس زیادہ تعدد کو $\omega \to \infty$ تصور کرتے ہوئے

$$
A_v\bigg|_{\omega\to\infty} = A_{vD}\left(\frac{j\infty+\omega_1}{j\infty+\omega_2}\right) = A_{vD}
\tag{۶.۲۳}
$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں A_{vD} درمیانی تعدد پر افزائش ہے۔

عموماً ایمپلیفائر مساوات ۳.۳۳ 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 ۳.۳۳ کے شرط کو قدرِ تبدیل کر کے یوں بیان کیا جائے کہ

$$
R_E \gg \frac{R_B}{\beta+1} + r_e
\tag{۶.۲۴}
$$

تب مساوات ۶.۱۸ کا صفر[۲۲] اس کے قطب[۲۳] سے کم تعدد پر پایا جائے گا یعنی

$$\omega_1 \ll \omega_2 \tag{۶.۲۵}$$

عموماً $r_e \gg \frac{R_B}{\beta+1}$ ہوتا ہے اور یوں مساوات ۶.۲۴ اور مساوات ۶.۳۳.۳ کو تقریباً ایک ہی شرط تصور کیا جا سکتا ہے۔ افزائش $|A_v|$ اس وقت درمیانی تعدد کے $|A_{vD}|$ سے 3 dB کم ہو گی جب

$$|A_v| = |A_{vD}| \sqrt{\frac{\omega_L^2 + \omega_1^2}{\omega_L^2 + \omega_2^2}} = \frac{|A_{vD}|}{\sqrt{2}} \tag{۶.۲۶}$$

ہو۔ مندرجہ بالا مساوات میں مطلوبہ تعدد کو ω_L لکھا گیا ہے جسے حل کرتے حاصل ہوتا ہے

$$\omega_L = \sqrt{\omega_2^2 - 2\omega_1^2} \approx \omega_2 \tag{۶.۲۷}$$

جہاں مساوات ۶.۲۵ کے تحت ω_1 کو نظر انداز کیا گیا ہے۔ اگر ω_2^2 کی قیمت $2\omega_1^2$ سے کم ہو تب مندرجہ بالا مساوات کے تحت $|A_v|$ کبھی بھی $|A_{vD}|$ سے 3 dB کم نہیں ہو گا اور یوں ω_L نہیں پایا جائے گا۔

مثال ۶.۳: شکل ۶.۴ الف میں

$$V_{CC} = 15\,\mathrm{V} \qquad V_{BB} = 2.376\,\mathrm{V}$$
$$R_L = 75\,\mathrm{k\Omega} \qquad R_E = 15\,\mathrm{k\Omega}$$
$$R_B = 269.3\,\mathrm{k\Omega} \qquad \beta = 179$$
$$C_E = 10\,\mathrm{nF}$$

ہیں۔ A_{vD} اور f_L حاصل کرتے ہوئے $|A_v|$ کا خط کھینچیں۔

حل: ان قیمتوں سے

$$I_C = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta+1} + R_E} = \frac{2.376 - 0.7}{\frac{269.3\times10^3}{179+1} + 15000} = 101.6\,\mu\mathrm{A}$$
$$g_m = \frac{I_C}{V_T} = \frac{101.6\times10^{-6}}{25\times10^{-3}} = 4.064\,\mathrm{mS}$$
$$r_e = \frac{1}{4.064\times10^{-3}} = 246\,\Omega$$

---

[۲۲] zero
[۲۳] pole

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 $\frac{R_B}{\beta+1} + r_e = 1742\,\Omega$ بنتا ہے جو کہ R_E سے بہت کم ہے۔مساوات ۶.۲۰ کے تحت

$$
\begin{aligned}
\omega_1 &= \frac{1}{15000 \times 10 \times 10^{-9}} = 6666\,\frac{\text{rad}}{\text{s}} \\
\omega_2 &= \frac{1}{1560.83 \times 10 \times 10^{-9}} = 64\,068\,\frac{\text{rad}}{\text{s}}
\end{aligned}
$$

حاصل ہوتے ہیں۔چونکہ ω_2^2 کی قیمت $2\omega_1^2$ کے قیمت سے زیادہ ہے لہٰذا مساوات ۶.۲۷ کے تحت

$$
\begin{aligned}
\omega_L &= \sqrt{64068^2 - 2 \times 6666^2} = 63\,370\,\frac{\text{rad}}{\text{s}} \\
f_L &= \frac{63370}{2 \times \pi} = 10\,\text{kHz}
\end{aligned}
$$

حاصل ہوتا ہے۔اگر اس مساوات میں $2\omega_1^2$ کو نظر انداز کیا جائے تب ω_L کی قیمت $64\,068\,\frac{\text{rad}}{\text{s}}$ حاصل ہوتی ہے۔ان دو جوابات میں نہایت کم فرق ہے۔

مساوات ۶.۲۱ سے درمیانی تعدد کی افزائش حاصل کرتے ہیں۔

$$
A_{vD} = -\frac{75000 \times 4.064 \times 10^{-3} \times 246}{\frac{269300}{179+1} + 246} = -43\,\frac{\text{V}}{\text{V}}
$$

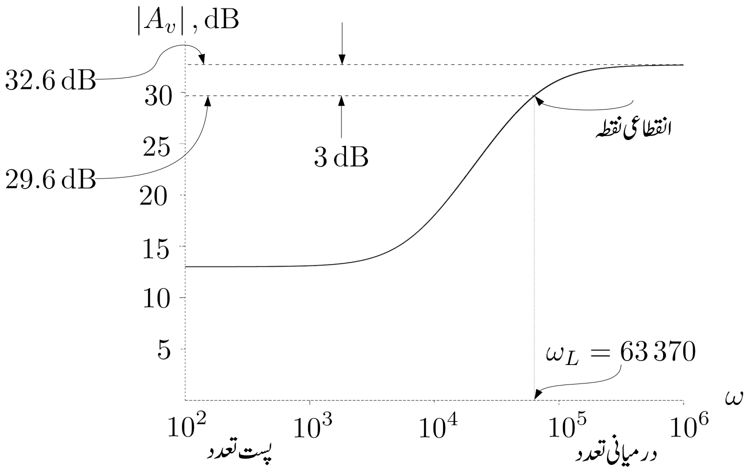
اور یوں کسی بھی تعدد پر افزائش کی مساوات مندرجہ ذیل ہوگی۔

$$
A_v = -43\left(\frac{s+6666}{s+64068}\right) \tag{۶.۲۸}
$$

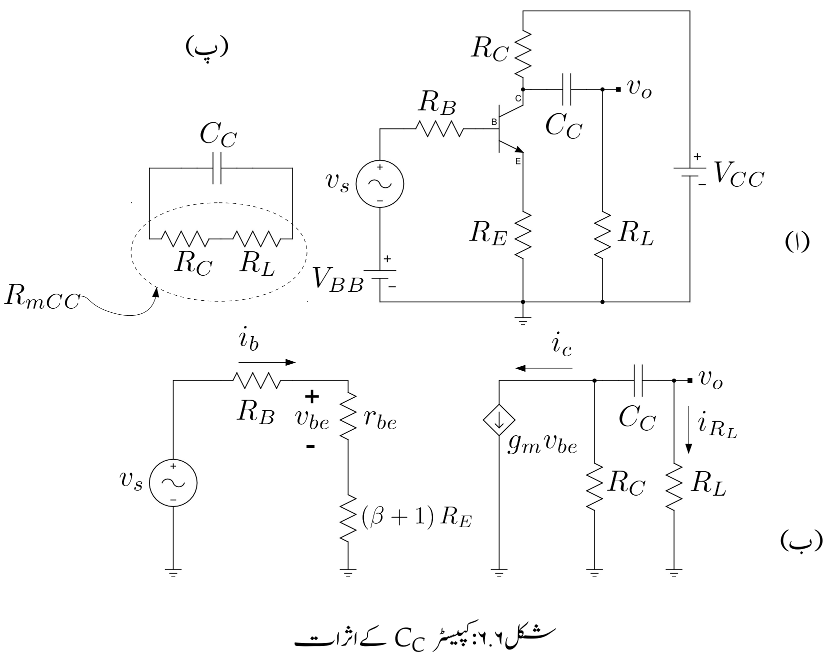
شکل ۶.۵ میں $|A_v| = 43\sqrt{\frac{\omega^2+6666^2}{\omega^2+64068^2}}$ کا خط کھینچا گیا ہے جس میں افقی محدد پر $\log\omega$ اور عمودی محدد پر $20\log|A_v|$ رکھے گئے ہیں۔یوں عمودی محدد سے افزائش کو **ڈیسی بیل**[24] میں پڑھا جائے گا۔

۶.۴ کلکٹر سرے پر کپیسٹر C_C

ایمپلیفائر کا خارجی اشارہ کپیسٹر C_C کے ذریعہ حاصل کرنے سے یک سمت متغیرات متاثر نہیں ہوتے۔شکل ۶.۶ الف میں کلکٹر سرے سے C_C کے ذریعہ خارجی اشارے کو درکار مقام یعنی R_L تک پہنچایا گیا



شکل ۶.۵: C_E سے حاصل ω_L



شکل ۶.۶: کپیسٹر C_C کے اثرات

ہے۔ شکل ۶.۶ 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 رو کے تقسیم کی مساوات سے R_C کے ساتھ متوازی جڑے برقی رکاوٹ Z میں i_{R_L} یوں حاصل کیا جائے گا۔

$$i_{R_L} = -\left(\frac{R_C}{R_C + Z}\right) i_c$$

جہاں منفی کی علامت اس لئے پیدا ہوئی کہ i_{R_L} کی سمت i_c کے الٹ رکھی گئی۔

افزائش کی مساوات یوں لکھی جائے گی۔

$$\begin{aligned}A_v = \frac{v_o}{v_s} &= \left(\frac{v_o}{i_{R_L}}\right)\left(\frac{i_{R_L}}{i_c}\right)\left(\frac{i_c}{v_{be}}\right)\left(\frac{v_{be}}{v_s}\right)\\ &= (R_L)\left(-\frac{R_C}{R_C+Z}\right)(g_m)\left(\frac{r_{be}}{R_S + r_{be} + (\beta+1)R_E}\right)\end{aligned}$$

منفی کی علامت باہر نکالتے ہوئے، $\frac{R_C}{R_C+Z}$ میں Z کی قیمت پر کر کے اسے دائیں منتقل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned}A_v &= -(R_L)(g_m)\left(\frac{r_{be}}{R_S + r_{be} + (\beta+1)R_E}\right)\left(\frac{R_C}{R_C + R_L + \frac{1}{sC_C}}\right)\\ &= -\left(\frac{R_L g_m r_{be}}{R_S + r_{be} + (\beta+1)R_E}\right)\left(\frac{sR_C}{(R_C+R_L)\left(s + \frac{1}{(R_C+R_L)C_C}\right)}\right)\end{aligned}$$

جہاں دائیں جانب آخری کسر میں نیچے $(R_C + R_L)$ باہر نکالا گیا ہے۔ اسی کسر کے اوپر حصے سے R_C اور اس کے نیچے حصے سے $(R_C + R_L)$ کو مساوات کے بائیں جانب منتقل کرتے ہوئے اسے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$\begin{aligned}A_v &= -\frac{R_C R_L}{R_C + R_L}\left(\frac{g_m r_{be}}{R_S + r_{be} + (\beta+1)R_E}\right)\left(\frac{s}{s + \frac{1}{(R_C+R_L)C_C}}\right)\\ &= A_{vD}\left(\frac{s}{s+\omega_L}\right)\end{aligned} \tag{۶.۲۹}$$

---

[۳۴] dB

جہاں

$$
\begin{aligned}
A_{vD} &= A_v\bigg|_{\omega\to\infty} = -\frac{R_C R_L}{R_C+R_L}\left(\frac{g_m r_{be}}{R_S+r_{be}+(\beta+1)R_E}\right) \\
\omega_L &= \frac{1}{(R_C+R_L)C_C}
\end{aligned}
\tag{۶.۳۰}
$$

کے برابر ہیں۔

۶.۵ بوڈا خطوط

ایمپلیفائر کے افزائش بالمقابل تعدد کے خط کو عموماً **بوڈا خط**[۲۵] کے طرز پر کھینچا جاتا ہے[۲۶]۔ افزائش کی حتمی قیمت بالمقابل تعدد اور افزائش کا زاویہ بالمقابل تعدد کے خط علیحدہ علیحدہ کھینچے جاتے ہیں جنہیں **حتمی قیمت بالمقابل تعدد کا بوڈا خط** اور **زاویہ بالمقابل تعدد کا بوڈا خط** پکارا جاتا ہے۔ **حتمی قیمت بالمقابل تعدد کے بوڈا خط** میں افقی محدد پر $\log \omega$ یا $\log f$ جبکہ اس کے عمودی محدد پر $20\log|A_v|$ رکھے جاتے ہیں۔ یوں عمودی محدد پر حتمی قیمت **ڈیسی بیل**[۲۷] میں پائی جائے گی۔ **زاویہ بالمقابل تعدد کے بوڈا خط** میں افقی محدد پر $\log \omega$ یا $\log f$ جبکہ عمودی محدد پر زاویہ θ رکھا جاتا ہے۔ بوڈا خطوط کو سمجھنے کی خاطر مساوات ۶.۱۹ کو مثال بناتے ہوئے افزائش کی **حتمی قیمت بالمقابل تعدد کا بوڈا خط** کھینچتے ہیں۔ مساوات میں

$$
\begin{aligned}
A_{vD} &= -177.8\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}} \\
f_1 &= 100\,\mathrm{Hz} \\
f_2 &= 10\,\mathrm{kHz}
\end{aligned}
$$

[۲۵] Bode plot

[۲۶] ہنڈرک واڈ بوڈا نے خط کھینچنے کے اس طرز کو دریافت کیا۔ ان خطوط کو بوڈا یا بوڈی خطوط پکارا جاتا ہے

[۲۷] dB

لیتے ہوئے یہاں دوبارہ پیش کرتے ہیں۔

$$
\begin{aligned}
A_v &= A_{vD}\left(\frac{jf+f_1}{jf+f_2}\right)\\
&= A_{vD}\frac{f_1}{f_2}\left(\frac{1+j\frac{f}{f_1}}{1+j\frac{f}{f_2}}\right)\\
&= -177.8\left(\frac{100}{10000}\right)\left(\frac{1+j\frac{f}{100}}{1+j\frac{f}{10000}}\right)\\
&= -1.778\left(\frac{1+j\frac{f}{100}}{1+j\frac{f}{10000}}\right)\\
&= |A_v|\,e^{j\theta}
\end{aligned}
$$

جہاں

$$
\begin{aligned}
|A_v| &= 1.778\frac{\sqrt{1+\left(\frac{f}{100}\right)^2}}{\sqrt{1+\left(\frac{f}{10000}\right)^2}}\\
\theta &= \pi+\left(\tan^{-1}\frac{f}{100}\right)-\left(\tan^{-1}\frac{f}{10000}\right)
\end{aligned}
\tag{۶.۳۱}
$$

کے برابر ہیں۔ آئیں مساوات ۶.۳۱ کو استعمال کرتے ہوئے $|A_v|$ بالمقابل f کا بوڈا خط کھینچنا سیکھیں۔
$|A_v|$ کو **ڈیسی بیل**[۲۸] میں لکھتے ہوئے

$$
|A_v|_{dB} = 20\log 1.778 + 20\log\sqrt{1+\frac{f^2}{100^2}} - 20\log\sqrt{1+\frac{f^2}{10000^2}}
\tag{۶.۳۲}
$$

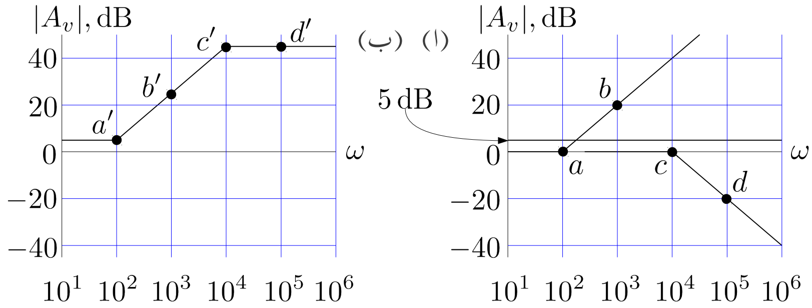
حاصل ہوتا ہے۔ $|A_v|_{dB}$ کا خط کھینچنے کی خاطر مندرجہ بالا مساوات کے تین اجزاء کے خطوط کو باری باری کھینچتے ہوئے آخر میں تمام کا سادہ مجموعہ حاصل کریں گے۔
ایسا کرنے کی خاطر مساوات ۶.۳۲ کو دیکھتے ہیں۔ اس کا پہلا جزو

$$
20\log 1.778 \approx 5\,\mathrm{dB}
$$

ایک مستقل مقدار ہے جس کی قیمت تعدد پر منحصر نہیں۔ اس سے $5\,\mathrm{dB}$ پر سیدھا افقی خط حاصل ہوتا ہے جسے شکل ۶.۷ الف میں دکھایا گیا ہے۔

---

[۲۸] decibell



شکل ۶.۷: حتمی قیمت بالمقابل تعدد کے بوڈا خط کے اجزاء

مساوات کے دوسرے جزو کی کارکردگی نہایت کم اور نہایت زیادہ تعدد پر دیکھتے ہیں۔ نہایت کم تعدد یعنی $f \ll f_1$ پر چونکہ $\left(\frac{f}{f_1}\right)^2 \ll 1$ ہوگا لہٰذا اس جزو سے

$$20\log\sqrt{1+\left(\frac{f}{f_1}\right)^2} \to 20\log 1 = 0\,\text{dB} \tag{۶.۳۳}$$

حاصل ہوتا ہے۔ نہایت زیادہ یعنی $f \gg f_1$ پر چونکہ $\left(\frac{f}{f_1}\right)^2 \gg 1$ ہوگا لہٰذا

$$20\log\sqrt{1+\left(\frac{f}{f_1}\right)^2} \to 20\log\sqrt{\left(\frac{f}{f_1}\right)^2} = 20\log\frac{f}{100} \qquad \text{dB} \tag{۶.۳۴}$$

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 تعدد پر 0، 20، 40 اور 60 ڈیسی بیل حاصل ہوتی ہے۔ اس حقیقت کو یوں بیان کیا جا سکتا ہے کہ تعدد دس گنا کرنے سے افزائش 20 dB بڑھتی ہے یا کہ افزائش 20 dB فی دہائی کے شرح سے بڑھتی ہے۔ افقی محور پر تعدد کا لوگارتھم لیتے ہوئے ان قیمتوں کے استعمال سے خط کھینچا گیا ہے۔ یہ خط تعدد کے محور کو f_1 یعنی $\log(100) = 2$ پر چھوتے ہوئے 20 dB فی دہائی کے شرح سے بڑھتا ہے۔ ایسا خط کھینچتے 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 ۶.۷ الف میں $(f_1, 0\,\text{dB})$ یعنی $(10^2, 0\,\text{dB})$ پر نقطہ a اور اسی طرح $(10f_1, 20\,\text{dB})$ یعنی $(10^3, 20\,\text{dB})$ پر نقطہ b دکھائے گئے ہیں۔ نہایت کم تعدد پر مساوات ۶.۳۳ کے مطابق اس جزو کی قیمت 0 dB ہے۔ حقیقت میں بوڈا خط کھینچتے وقت کم تعدد کو $f \ll f_1$ کی بجائے $f \le f_1$ لیا جاتا ہے۔ یوں نقطہ a سے کم تعدد پر اس جزو کی قیمت 0 dB دکھائی گئی ہے۔ اس طرح بوڈا خط کھینچتے ہوئے نہایت زیادہ تعدد کو

$f \gg f_1$ کی بجائے $f \geq f_1$ لیا جاتا ہے۔ یوں اگر a پر $0\,\mathrm{dB}$ ہو تب دس گنا زیادہ تعدد پر $20\,\mathrm{dB}$ ہو گا۔ اس نقطے کو b سے ظاہر کیا گیا ہے۔ a تک $0\,\mathrm{dB}$ پر رہتا ہوا اور a اور b سے گزرتا سیدھا خط دوسرے جزو کا **بوڈا خط** ہے۔

مساوات ۶.۳۲ کے تیسرے جزو کی کارکردگی نہایت کم اور نہایت زیادہ تعدد پر دیکھتے ہیں۔ نہایت کم تعدد یعنی $f \ll f_2$ پر

$$-20 \log \sqrt{1+\left(\frac{f}{f_2}\right)^2} \to 20 \log 1 = 0\,\mathrm{dB} \tag{۶.۳۵}$$

جبکہ نہایت زیادہ تعدد یعنی $f \gg f_2$ پر

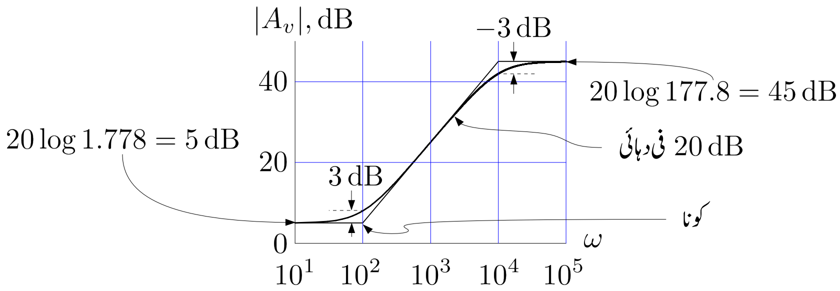
$$\begin{aligned} -20 \log \sqrt{1+\left(\frac{f}{f_2}\right)^2} &\to -20 \log \sqrt{\left(\frac{f}{f_2}\right)^2} \\ &= -20 \log \frac{f}{10000} \qquad \mathrm{dB} \end{aligned} \tag{۶.۳۶}$$

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 تعدد پر 0، -20، -40 اور -60 ڈیسی بیل حاصل ہوتی ہے۔ اس حقیقت کو یوں بیان کیا جا سکتا ہے کہ تعدد دس گنا کرنے سے افزائش $20\,\mathrm{dB}$ گھٹتی ہے یا کہ افزائش $-20\,\mathrm{dB}$ فی دہائی کے شرح سے تبدیل ہوتی ہے۔ افقی محور پر تعدد کا لوگارتھم لیتے ہوئے ان قیمتوں کے استعمال سے خط کھینچا گیا ہے۔ یہ خط تعدد کے محور کو f_2 یعنی $4 \quad = \quad \log(10000)$ پر چھوتے ہوئے $-20\,\mathrm{dB}$ فی دہائی کے شرح سے تبدیل ہوتا ہے۔ ایسا خط کھینچتے وقت f_2 تعدد پر $0\,\mathrm{dB}$ اور $10f_2$ تعدد پر $-20\,\mathrm{dB}$ کے مقام پر نقطے لگا کر انہیں سیدھی لکیر سے جوڑتے ہوئے حاصل کیا جاتا ہے۔ شکل ۶.۷ الف میں ان نقطوں کو c اور d سے ظاہر کیا گیا ہے۔ یاد رہے کہ f_2 یعنی 10^4 سے کم تعدد پر اس جزو کی قیمت $0\,\mathrm{dB}$ ہے۔

شکل ۶.۷ ب میں ان تینوں خطوط کا مجموعہ لیا گیا ہے جو کہ مساوات ۶.۳۱ کے $|A_v|$ کا مکمل **بوڈا خط** ہے۔ شکل ۶.۷ الف میں نقطہ a پر مساوات ۶.۳۲ کے پہلے جزو کے خط کی قیمت $5\,\mathrm{dB}$ جبکہ بقایا دو اجزاء کے قیمتیں $0\,\mathrm{dB}$ ہیں۔ یوں ان کا مجموعہ $5\,\mathrm{dB}$ ہے جسے شکل ۶.۷ ب میں a' سے ظاہر کیا گیا ہے۔ b پر ان تین اجزاء کے قیمتیں $5\,\mathrm{dB}$، $20\,\mathrm{dB}$ اور $0\,\mathrm{dB}$ ہیں جن کے مجموعہ $25\,\mathrm{dB}$ کو b' سے ظاہر کیا گیا ہے۔ c پر تینوں کا مجموعہ $45\,\mathrm{dB}$ کو c' سے ظاہر کیا گیا ہے۔ d پر تین اجزاء کے قیمتیں $5\,\mathrm{dB}$، $60\,\mathrm{dB}$ اور $-20\,\mathrm{dB}$ ہیں جن کا مجموعہ $45\,\mathrm{dB}$ ہی ہے۔ اس نقطے کو d' سے ظاہر کیا گیا ہے۔

مندرجہ بالا تمام عمل کو نہایت آسانی سے یوں سرانجام دیا جا سکتا ہے۔ دئے گئے مساوات کی حتمی قیمت کمتر تعدد پر حاصل کریں۔ بوڈا خط کی قیمت یہی رکھتے ہوئے تعدد بڑھائیں حتیٰ کہ مساوات کا **صفر** یا **قطب** آ جائے۔ اگر **صفر** آ جائے تو بوڈا خط کی قیمت $20\,\mathrm{dB}$ فی دہائی کی شرح سے بڑھانا شروع کر دیں اور اگر **قطب** آ جائے تو بوڈا خط کی قیمت $20\,\mathrm{dB}$ فی دہائی کی شرح سے گھٹانا شروع کر دیں۔ تعدد بڑھاتے رہیں حتیٰ کہ مساوات کا اگلا **صفر** یا **قطب** آ جائے۔ ہر مرتبہ **صفر** آنے پر بوڈا خط کے تبدیلی کی شرح میں $20\,\mathrm{dB}$ کا اضافہ لائیں جبکہ **قطب** آنے پر بوڈا خط کے تبدیلی کی شرح میں $20\,\mathrm{dB}$ کی کمی لائیں۔



شکل ۶.۸: اصل خط اور بوڈا خط کا موازنہ

شکل ۶.۸ میں مساوات ۶.۳۱ کے بوڈا خط اور اس کا حقیقی خط[۲۹] ایک ساتھ دکھائے گئے ہیں۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ بوڈا خط کے کونوں پر دونوں خطوط میں $3\,\mathrm{dB}$ کا فرق پایا جاتا ہے جبکہ بقایا تعدد پر دونوں تقریباً ایک ہی طرح کے ہیں۔ مساوات ۶.۳۳ سے اس فرق کو سمجھا جا سکتا ہے۔ کونے پر تعدد f_1 کے برابر ہے یوں اس مساوات سے

$$20\log\sqrt{1+\left(\frac{f_1}{f_1}\right)^2} = 20\log\sqrt{2} \approx 3\,\mathrm{dB}$$

حاصل ہوتا ہے ناکہ $0\,\mathrm{dB}$۔ اسی حقیقت کے بنا پر بوڈا خط کے کونوں کو $3\,\mathrm{dB}$ نقطے بھی کہتے ہیں۔

مثال ۶.۴: مساوات ۶.۲۸ کا بوڈا خط کھینچیں۔
حل: اس مساوات کو دوبارہ پیش کرتے ہیں۔

$$A_v = -43\left(\frac{j\omega+6666}{j\omega+64068}\right)$$

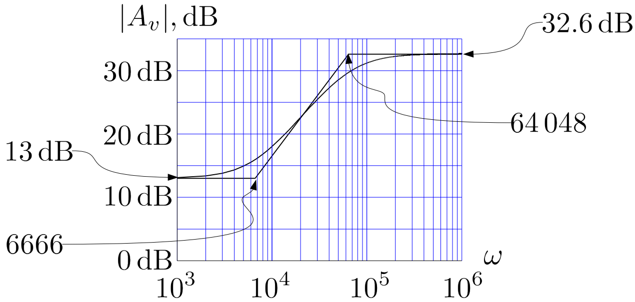
انتہائی کم تعدد $(\omega \to 0)$ پر اس کی حتمی قیمت

$$|A_v|_{\omega\to 0} = 43\left(\frac{0+6666}{0+64068}\right) = 4.474$$

یعنی

$$20\times\log 4.474 \approx 13\,\mathrm{dB}$$

[۲۹] حقیقی خط کمپیوٹر کے پروگرام میٹ لیب matlab یا آکٹیو octave کی مدد سے با آسانی کھینچا جا سکتا ہے۔ اس کتاب میں بیشتر خطوط لینکس linux میں پائے جانے والے پروگرام آکٹیو استعمال کرتے ہوئے ہی کھینچے گئے ہیں۔



شکل ۶.۹

حاصل ہوتی ہے۔ مساوات کا صفر 6666 جبکہ اس کا قطب 64 068 پر پایا جاتا ہے۔ ان معلومات سے شکل ۶.۹ میں بوڈا خط حاصل کیا گیا ہے۔

مثال ۶.۵: مندرجہ ذیل مساوات کا بوڈا خط کھینچیں۔

$$A_v = \frac{1000s}{s+10}$$

حل: اس کو عمومی طرز پر لکھتے ہیں۔

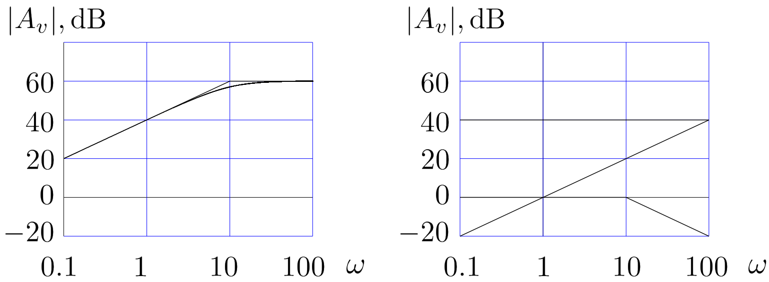
$$A_v = \frac{100j\omega}{\frac{j\omega}{10}+1}$$

جسے ڈیسی بیل میں لکھتے ملتا ہے

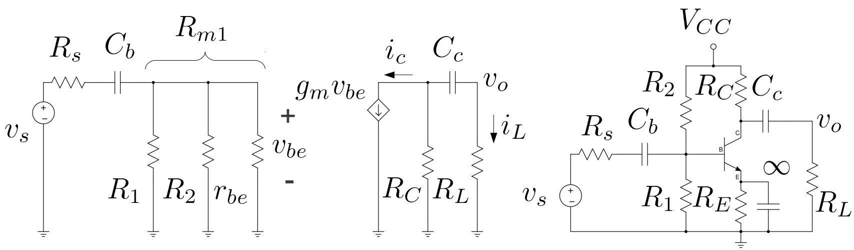
$$A_v = 20\log 100 + 20\log\omega - 20\log\sqrt{\frac{\omega^2}{10^2}+1}$$

اس کے بوڈا خط کے اجزاء شکل ۶.۱۰ الف جبکہ مکمل بوڈا خط شکل ب میں دکھائے گئے ہیں۔

مندرجہ بالا مثال میں دی گئی مساوات میں کسر کے اوپر تعددی جزو پر غور کریں۔ بوڈا خط میں $\left(\frac{j\omega}{\omega_0}+1\right)$ طرز پر لکھے گئے جزو کی قیمت ω_0 سے کم تعدد پر 0 dB جبکہ اس سے زیادہ تعدد پر بیس ڈیسی بیل فی دہائی کی شرح سے تبدیل ہوتا ہے۔ اس کے برعکس $(j\omega)$ کہیں بھی 0 dB پر برقرار نہیں رہتا۔ یہ $\omega = 1$



شکل ۶.۱۰



شکل ۶.۱۱: بیس اور کلکٹر پر کپیسٹر نسب کرنے کے اثرات

پر $0\,\text{dB}$ سے گزرتے ہوئے بیس ڈیسی بیل فی دہائی کی شرح سے تمام تعدد پر تبدیل ہوتا ہے۔ اگر یہ جزو بطور صفر پایا جائے تب یہ بیس ڈیسی بیل فی دہائی کی شرح سے بڑھتا ہے جبکہ اگر جزو بطور قطب پایا جائے تب یہ بیس ڈیسی بیل فی دہائی کی شرح سے گھٹتا ہے۔

۶.۶ بیس اور کلکٹر بیرونی کپیسٹر

شکل ۶.۱۱ میں بیس اور کلکٹر پر کپیسٹر نسب کئے گئے ہیں۔ اگرچہ شکل میں ایمٹر پر C_E بھی نسب ہے لیکن اس کی قیمت لامحدود تصور کی گئی ہے۔ یوں درکار تعدد پر اس کو قصر دور تصور کیا گیا ہے۔ مساوی شکل میں

$$\frac{1}{R_{m1}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_{be}}$$

لیتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$\begin{aligned}
A_v &= \frac{v_o}{v_s} = \left(\frac{v_o}{i_L}\right)\left(\frac{i_L}{i_c}\right)\left(\frac{i_c}{v_{be}}\right)\left(\frac{v_{be}}{v_s}\right) \\
&= R_L\left(-\frac{R_C}{R_C+R_L+\frac{1}{sC_c}}\right)(g_m)\left(\frac{R_{m1}}{R_s+R_{m1}+\frac{1}{sC_b}}\right) \\
&= -g_m R_L R_C R_{m1}\left(\frac{sC_c}{sC_c\left(R_C+R_L\right)+1}\right)\left(\frac{sC_b}{sC_b\left(R_s+R_{m1}\right)+1}\right) \\
&= -\frac{g_m R_L R_C R_{m1}}{\left(R_C+R_L\right)\left(R_s+R_{m1}\right)}\left(\frac{s}{s+\frac{1}{C_c(R_C+R_L)}}\right)\left(\frac{s}{s+\frac{1}{C_b(R_s+R_{m1})}}\right)
\end{aligned}$$

اس مساوات میں

$$\begin{aligned}
\omega_c &= \frac{1}{C_c\left(R_C+R_L\right)} \\
\omega_b &= \frac{1}{C_b\left(R_s+R_{m1}\right)}
\end{aligned} \tag{۶.۳۷}$$

لیتے ہوئے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$A_v = -\frac{g_m R_L R_C R_{m1}}{\left(R_C+R_L\right)\left(R_s+R_{m1}\right)}\left(\frac{s}{s+\omega_c}\right)\left(\frac{s}{s+\omega_b}\right) \tag{۶.۳۸}$$

اس مساوات میں $\frac{R_C R_L}{R_C+R_L}$ متوازی جڑے مزاحمت کی کل مزاحمت ہے جسے عموماً $R_C \| R_L$ لکھا جاتا ہے۔ اسی طرح $\frac{R_{m1}}{R_{m1}+R_s}$ کو $\frac{1}{R_s}\left(\frac{R_s R_{m1}}{R_s+R_{m1}}\right)$ یا $\frac{R_s \| R_{m1}}{R_S}$ لکھتے ہوئے اسے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$\begin{aligned}
A_v &= -\frac{1}{R_s}\left(R_C \| R_L\right)\left(R_s \| R_{m1}\right)\left(\frac{s}{s+\omega_c}\right)\left(\frac{s}{s+\omega_b}\right) \\
&= A_{vD}\left(\frac{s}{s+\omega_c}\right)\left(\frac{s}{s+\omega_b}\right)
\end{aligned} \tag{۶.۳۹}$$

جہاں

$$A_{vD} = -\frac{1}{R_s}\left(R_C \| R_L\right)\left(R_s \| R_{m1}\right)$$

لکھا گیا ہے۔

پست انقطاعی تعدد پر $\frac{A_{vD}}{\sqrt{2}} = |A_v|$ کے برابر ہو گا۔ یوں مساوات ۶.۳۹ میں پست انقطاعی تعدد کو ω_L لکھتے ہوئے حاصل ہوتا ہے

$$A_{vD}\left(\frac{\omega_L}{\sqrt{\omega_L^2+\omega_c^2}}\right)\left(\frac{\omega_L}{\sqrt{\omega_L^2+\omega_b^2}}\right)=\frac{A_{vD}}{\sqrt{2}}$$

جسے

$$2\omega_L^4=\left(\omega_L^2+\omega_c^2\right)\left(\omega_L^2+\omega_b^2\right)$$

یعنی

$$\omega_L^4-\left(\omega_c^2+\omega_b^2\right)\omega_L^2-\omega_c^2\omega_b^2=0$$

لکھا جا سکتا ہے۔ اس کو حل کرتے ملتا ہے

$$\omega_L^2=\frac{\omega_c^2+\omega_b^2}{2}+\frac{\sqrt{\omega_c^4+6\omega_c^2\omega_b^2+\omega_b^4}}{2} \tag{۶.۴۰}$$

مندرجہ بالا مساوات میں منفی جزر کو شامل نہیں کیا گیا چونکہ اس کے استعمال سے ω_L^2 کی قیمت منفی حاصل ہوتی ہے۔

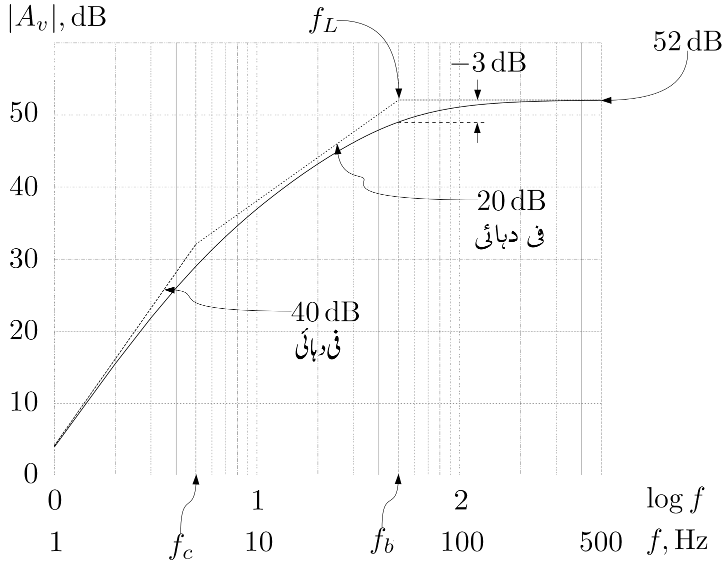
شکل ۶.۱۱ کو دیکھ کر معلوم ہوتا ہے کہ C_b اور C_c کا ایک دوسرے پر کوئی اثر نہیں۔ مساوات ۶.۳۹ اسی حقیقت کی تصدیق کرتا ہے۔

مثال ۶.۶: شکل ۶.۱۱ میں

$$\begin{aligned}V_{CC}&=9\,\mathrm{V}, R_C=1.8\,\mathrm{k\Omega}, R_E=200\,\Omega\\ R_1&=2.2\,\mathrm{k\Omega}, R_2=16\,\mathrm{k\Omega}, R_s=1\,\mathrm{k\Omega}\\ \beta&=99, R_L=1.8\,\mathrm{k\Omega}\end{aligned}$$

ہیں۔

- C_b اور C_c کی ایسی قیمتیں حاصل کریں کہ $f_b=50\,\mathrm{Hz}$ جبکہ $f_c=5\,\mathrm{Hz}$ ہو۔
- مندرجہ بالا قیمتوں کو استعمال کرتے ہوئے مساوات ۶.۳۹ کا بوڈا خط کھینچتے ہوئے پست انقطاعی تعدد حاصل کریں۔
- $f_b=f_c$ رکھتے ہوئے پست انقطاعی تعدد $50\,\mathrm{Hz}$ حاصل کرنے کی خاطر f_b اور f_c حاصل کریں



شکل ۶.۱۲: پست انقطاعی نقطہ زیادہ تعدد والے کونے پر ہے

حل: نقطہ کارکردگی حاصل کرتے وقت تمام کپیسٹر کھلے سرے کردار ادا کرتے ہیں۔ مسئلہ تھونن کی مدد سے $R_{th} = 1.934\,\mathrm{k\Omega}$ جبکہ $V_{th} = 1.0879\,\mathrm{V}$ حاصل ہوتے ہیں جن سے $I_{CQ} = 1.768\,\mathrm{mA}$، $g_m = 0.071\,\mathrm{S}$ اور $r_{be} = 1.394\,\mathrm{k\Omega}$ حاصل ہوتے ہیں۔ یوں $R_{m1} = 810\,\Omega$ حاصل ہوتا ہے۔

•

$$C_c = \frac{1}{2\pi f_c\left(R_C + R_L\right)} = \frac{1}{2\times\pi\times5\times(1800+1800)} = 8.84\,\mathrm{\mu F}$$
$$C_b = \frac{1}{2\pi f_b\left(R_s + R_{m1}\right)} = \frac{1}{2\times\pi\times50\times(1000+810)} = 1.76\,\mathrm{\mu F}$$

• شکل ۶.۱۲ میں بوڈا خط کھینچا گیا ہے جہاں سے واضح ہے کہ پست انقطاعی تعدد تقریباً f_b کے برابر ہے۔ شکل میں $1\,\mathrm{Hz}$ تا $5\,\mathrm{Hz}$ بوڈا خط کی ڈھلوان $40\,\mathrm{dB}$ فی دہائی ہے جبکہ $5\,\mathrm{Hz}$ تا $50\,\mathrm{Hz}$ اس کی ڈھلوان $20\,\mathrm{dB}$ فی دہائی ہے۔

جب بھی بوڈا خط میں پست انقطاعی نقطہ تعین کرنے والے کونوں میں سب سے زیادہ تعدد پر پائے جانے والے کونے سے بقایا کونے دور دور ہوں، ایسی صورت میں پست انقطاعی نقطہ تقریباً اسی زیادہ تعدد کے کونے پر ہوگا۔

آئیں مساوات ۶.۴۰ حل کرتے دیکھیں کہ جواب کیا حاصل ہوتا ہے۔ اس مساوات میں ω_c

اور ω_b کی قیمتیں پر کرتے ملتا ہے

$$\omega_L = 317.254$$
$$f_L = 50.49\,\text{Hz}$$

- مساوات ۶.۴۰ میں $\omega_c = \omega_b$ پُر کرتے حل کرتے ہیں

$$\omega_L^2 = \frac{2\omega_b^2 + \sqrt{\omega_b^4 + 6\omega_b^4 + \omega_b^4}}{2} = \left(1+\sqrt{2}\right)\omega_b^2$$

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 ۶.۱۳ میں صورت حال دکھایا گیا ہے۔

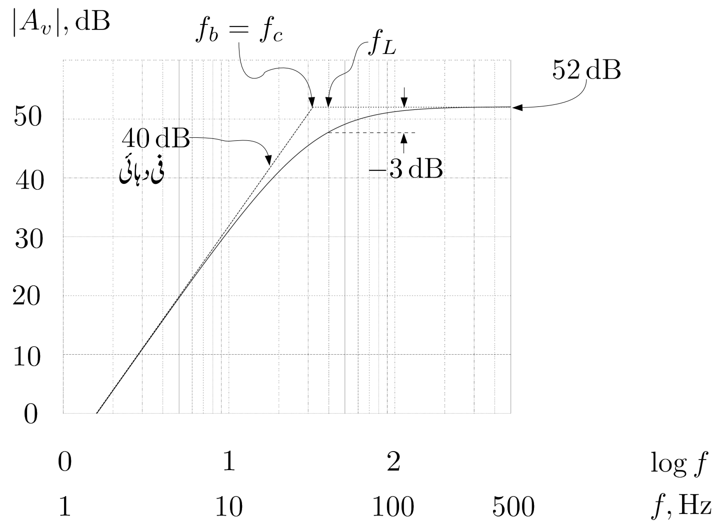
۶.۷ بیس اور ایمٹر بیرونی کپیسٹروں کا مجموعی اثر

اب تک دیکھے گئے تمام ادوار میں ہم نے دیکھا کہ کسی بھی کپیسٹر کی بدولت پیدا ہوا خط کے قطب کو $\omega = \frac{1}{R_m C}$ لکھا جا سکتا تھا جہاں R_m اس کپیسٹر کے متوازی جڑی مزاحمت ہے۔ بیس اور ایمٹر دونوں پر کپیسٹر نسب کرنے سے ایسا سادہ مساوات حاصل نہیں ہوتا۔ آئیں شکل ۶.۱۴ میں $\frac{v_L}{v_i}$ حاصل کرتے ہوئے اس صورت کو بھی دیکھیں۔ شکل ۶.۱۵ میں اس کا باریک مساوی دور دکھایا گیا ہے جس میں R_e اور C_e کو ٹرانزسٹر کے بیس جانب منتقل کرتے ہوئے R'_e اور C'_e لکھا گیا ہے۔ یوں

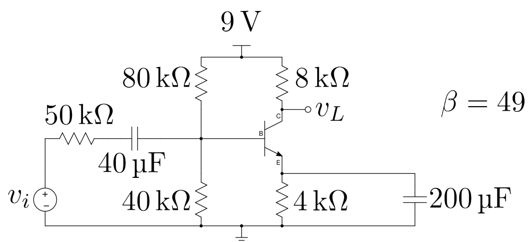
$$R'_e = (\beta+1)\,R_e$$
$$C'_e = \frac{C_e}{\beta+1}$$

ہیں۔ شکل کو دیکھتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں

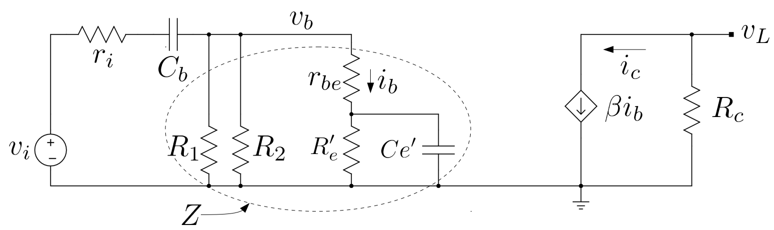
$$\begin{aligned} A_v = \frac{v_L}{v_i} &= \frac{v_L}{i_c}\times\frac{i_c}{i_b}\times\frac{i_b}{v_b}\times\frac{v_b}{v_i} \\ &= -R_c\beta\left(\frac{1}{R'_e}+sC'_e\right)\left(\frac{Z}{r_i+\frac{1}{sC_b}+Z}\right) \end{aligned} \tag{۶.۴۱}$$



شکل ۶.۱۳: جڑواں کونوں کی صورت میں پست انقطاعی نقطہ



شکل ۶.۱۴



شکل ۶.۱۵

جہاں r_{be} کو نظرانداز کرتے ہوئے

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_e'} + sC_e'$$

کے برابر ہے۔ مساوات ۶.۴۱ کو کسی طرح یوں نہیں لکھا جا سکتا کہ C_b اور C_e علیحدہ علیحدہ قوسین کا حصہ بنیں۔ یوں ان دو کپیسٹروں سے علیحدہ علیحدہ بوڈا خط کے کونے حاصل کرنا ممکن نہیں ہے۔

دئے گئے قیمتیں پر کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned}\frac{1}{Z} &= \frac{1}{40000} + \frac{1}{80000} + \frac{1}{200000} + 4 \times 10^{-6} \times s \\ &= (42.5 + 4s) \times 10^{-6}\end{aligned}$$

مساوات ۶.۴۱ میں کسر کے نیچے سے Z باہر نکالتے ہوئے کسر کے اوپر موجود Z کے ساتھ کاٹتے ہوئے ملتا ہے

$$A_v = -R_c\beta \left(\frac{1}{R_e'} + sC_e'\right)\left(\frac{1}{\left(r_i + \frac{1}{sC_b}\right)\frac{1}{Z} + 1}\right)$$

اس میں قیمتیں پر کرتے ہیں

$$\begin{aligned}
A_v &= \frac{-\left(1.96+1.568s\right)}{\left(50000+\frac{1}{0.00004s}\right)\left(42.5+4s\right)\times 10^{-6}+1}\\
&= \frac{-\left(1.96+1.568s\right)}{2.125+0.2s+\frac{1.0625}{s}+0.1+1}\\
&= \frac{-\left(1.96+1.568s\right)}{3.225+0.2s+\frac{1.0625}{s}}\\
&= \frac{-\left(1.96+1.568s\right)s}{3.225s+0.2s^2+1.0625}\\
&= \frac{-\left(1.96+1.568s\right)s}{0.2s^2+3.225s+1.0625}
\end{aligned}$$

جسے یوں لکھا جا سکتا ہے

$$\begin{aligned}
A_v &= \frac{-\left(1.96+1.568s\right)s}{0.2\left(s^2+16.125s+5.3125\right)}\\
&= \frac{-6.25\left(1.25+s\right)s}{\left(s+0.336\right)\left(s+15.788\right)}
\end{aligned}$$

اس کو عمومی شکل میں لکھتے ہوئے اس کا بوڈا خط کھینچتے ہیں۔

$$A_v = \frac{-1.8473\left(1+\frac{s}{1.25}\right)s}{\left(1+\frac{s}{0.336}\right)\left(1+\frac{s}{15.788}\right)} \tag{۶.۴۲}$$

شکل ۶.۱۶ میں اس مساوات کا خط دکھایا گیا ہے۔

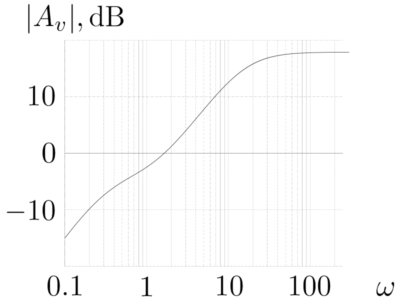
شکل ۶.۱۵ پر دوبارہ غور کریں۔ C_b اور C'_e کے قیمتوں میں واضح فرق ہے۔ کم تعدد پر $\frac{1}{\omega C'_e}$ کی قیمت $\frac{1}{\omega C_b}$ کے قیمت سے بہت زیادہ ہو گی۔ یوں کم تعدد پر C'_e کو کھلے سرے تصور کرتے ہوئے C_b کے کردار پر غور کرتے ہیں۔ C_b کے متوازی کل مزاحمت R_{mCb} مندرجہ ذیل ہے

$$R_{mCb} = r_i + R_1 \parallel R_2 \parallel R'_e = 73.529\,\mathrm{k\Omega}$$

یوں ہم توقع رکھتے ہیں کہ C_b سے

$$\frac{1}{R_{mCB}\times C_b} = \frac{1}{73.529\times 10^3\times 40\times 10^{-6}} = 0.34$$

تعدد پر قطب حاصل ہو گا۔ ہم دیکھتے ہیں کہ یہ قطب مساوات ۶.۴۲ میں دئے 0.336 تعدد پر قطب کے تقریباً برابر ہے۔ اسی طرح نہایت زیادہ تعدد پر $\frac{1}{\omega C_b}$ کو قصر دور تصور کیا جا سکتا ہے۔ ایسا کرتے ہوئے C'_e کے



شکل ۶.۱۶

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

$$R_{mCe'} = 16\,\mathrm{k\Omega}$$

حاصل ہوتا ہے۔ ہم توقع کرتے ہیں کہ یوں C'_e سے حاصل قطب

$$\frac{1}{R_{mCe'} \times C'_e} = \frac{1}{16 \times 10^3 \times 4 \times 10^{-6}} = 15.625\,\frac{\mathrm{rad}}{\mathrm{s}}$$

پر پایا جائے گا۔ ہم دیکھتے ہیں کہ یہ قطب مساوات ۶.۴۲ میں دیے 15.788 تعدد پر دیے قطب کے تقریباً برابر ہے۔ مساوات کا صفر 1.25 کے تعدد پر پایا جاتا ہے جو درحقیقت $\frac{1}{R_e C_e}$ کے برابر ہے۔

مثال ۶.۷: مساوات ۶.۴۱ کو حل کریں۔

حل: اس مساوات کو دوبارہ پیش کرتے ہیں۔

$$A_v = -R_c\beta\left(sC'_e + \frac{1}{R'_e}\right)\left[\frac{Z}{r_i + \frac{1}{sC_b} + Z}\right] \tag{۶.۴۳}$$

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 ۶.۴۳ 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 پُر کرتے ہوئے حل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned}
A_v &= \frac{-R_c\beta\left(sC_e' + \frac{1}{R_e'}\right)}{\left(r_i + \frac{1}{sC_b}\right)\left(\frac{1}{R_m} + sC_e'\right) + 1}\\
&= \frac{-R_c\beta\left(sC_e' + \frac{1}{R_e'}\right)}{\frac{r_i}{R_m} + sr_iC_e' + \frac{1}{sR_mC_b} + \frac{C_e'}{C_b} + 1}
\end{aligned}$$

کسر کے نچلے حصے میں s کی تعلق سے اجزاء اکٹھے کرتے ہوئے حل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned}
A_v &= \frac{-R_c\beta\left(sC_e' + \frac{1}{R_e'}\right)}{sr_iC_e' + \left(\frac{r_i}{R_m} + \frac{C_e'}{C_b} + 1\right) + \frac{1}{sR_mC_b}}\\
&= \frac{-R_c\beta R_mC_b\left(sC_e' + \frac{1}{R_e'}\right)s}{s^2r_iC_e'R_mC_b + s\left(\frac{r_i}{R_m} + \frac{C_e'}{C_b} + 1\right)R_mC_b + 1}\\
&= \frac{-R_c\beta R_mC_bC_e'\left(s + \frac{1}{R_e'C_e'}\right)s}{r_iC_e'R_mC_b\left[s^2 + s\left(\frac{r_i}{R_m} + \frac{C_e'}{C_b} + 1\right)\frac{1}{r_iC_e'} + \frac{1}{r_iC_e'R_mC_b}\right]}
\end{aligned}$$

اس مزید یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$\begin{aligned}
A_v &= \frac{\frac{-R_c\beta}{r_i}\left(s + \frac{1}{R_e'C_e'}\right)s}{s^2 + s\left(\frac{1}{R_mC_e'} + \frac{1}{r_iC_b} + \frac{1}{r_iC_e'}\right) + \frac{1}{r_iC_e'R_mC_b}}\\
&= \frac{\frac{-R_c\beta}{r_i}\left(s + \frac{1}{R_e'C_e'}\right)s}{s^2 + s\left[\frac{1}{R_mC_e'} + \frac{1}{r_i}\left(\frac{1}{C_b} + \frac{1}{C_e'}\right)\right] + \frac{1}{R_mC_e'r_iC_b}}
\end{aligned}$$

اس مساوات میں

$$
\begin{aligned}
\omega_c &= \frac{1}{R'_e C'_e} = \frac{1}{R_e C_e} \\
\omega_1 &= \frac{1}{R_m C'_e} \\
\omega_2 &= \frac{1}{r_i}\left(\frac{1}{C_b} + \frac{1}{C'_e}\right) \\
\omega_3 &= \frac{1}{r_i C_b}
\end{aligned} \tag{۶.۴۴}
$$

لکھتے ہوئے

$$
A_v = \frac{\frac{-R_c\beta}{r_i}\left(s+\omega_c\right)s}{s^2 + s\left[\omega_1+\omega_2\right] + \omega_1\omega_3}
$$

حاصل ہوتا ہے جسے یوں لکھا جا سکتا ہے

$$
\begin{aligned}
A_v &= \frac{\frac{-R_c\beta}{r_i}\left(s+\omega_c\right)s}{\left(s+\omega_{q1}\right)\left(s+\omega_{q2}\right)} \\
&= \frac{\frac{-R_c\beta\omega_c}{\omega_{q1}\omega_{q2}}\left(\frac{s}{\omega_c}+1\right)s}{\left(\frac{s}{\omega_{q1}}+1\right)\left(\frac{s}{\omega_{q2}}+1\right)}
\end{aligned} \tag{۶.۴۵}
$$

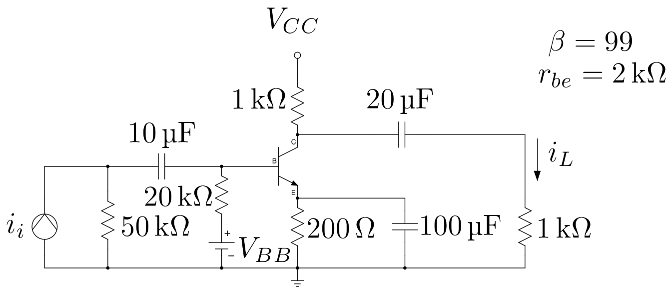
جہاں

$$
\begin{aligned}
\omega_{q1} &= \frac{-\left(\omega_1+\omega_2\right) - \sqrt{\left(\omega_1+\omega_2\right)^2 - 4\omega_1\omega_3}}{2} \\
\omega_{q2} &= \frac{-\left(\omega_1+\omega_2\right) + \sqrt{\left(\omega_1+\omega_2\right)^2 - 4\omega_1\omega_3}}{2}
\end{aligned} \tag{۶.۴۶}
$$

ہیں۔

۶.۸ بیس، ایمٹر اور کلکٹر بیرونی کپیسٹروں کا مجموعی اثر

مثال ۶.۶ میں یہ حقیقت سامنے آئی کہ اگر کسی ایک کپیسٹر سے حاصل کونا کسی دوسرے کپیسٹر سے حاصل کونے سے بہت بلند تعدد پر پایا جائے تب پست انقطاعی تعدد زیادہ تعدد پر پائے جانے والے کونے پر ہو گا۔ ایمپلیفائر تخلیق دیتے ہوئے اس حقیقت کو عموماً بروئے کار لایا جاتا ہے۔



شکل ۶.۱۷

اسی طرح مثال ۶.۷ میں یہ حقیقت سامنے آئی کہ بیس اور ایمٹر 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 ایمپلیفائر میں C_B، C_E اور C_C تینوں پائے جاتے ہیں۔ ایمپلیفائر کسی مخصوص اشارے کے لئے تخلیق دئے جاتا ہے۔ اشارے کی کم سے کم اور زیادہ سے زیادہ ممکنہ تعدد کو مد نظر رکھتے ہوئے ایمپلیفائر تخلیق دیا جاتا ہے۔ ایمپلیفائر کی پست انقطاعی تعدد اشارے کے کم سے کم ممکنہ تعدد سے کم رکھا جاتا ہے۔ یوں ایمپلیفائر پست انقطاعی تعدد تک درمیانی تعدد کی افزائش برقرار رکھتا ہے جبکہ پست انقطاعی نقطے سے کم تعدد پر ایمپلیفائر کی کارکردگی اہمیت نہیں رکھتی چونکہ اس خطے میں اسے استعمال نہیں کیا جاتا۔

$\omega_0 = \frac{1}{R_m Cm}$ لیتے ہوئے $C = \frac{1}{\omega_0 R_m}$ حاصل ہوتا ہے۔ یوں کم R_m کی صورت میں C کی بڑی قیمت حاصل ہوتی ہے۔ حقیقی ایمپلیفائر میں C_E کے ساتھ کل متوازی جڑی مزاحمت کی قیمت C_B اور C_C کے متوازی مزاحمتوں سے کم ہوتی ہے۔ لہٰذا کسی بھی ω_0 کے لئے درکار C_E کی قیمت بقایا دو کپیسٹروں سے بڑی ہوتی ہے۔ اسی لئے پست انقطاعی تعدد کو C_E کے مدد سے حاصل کیا جاتا ہے جبکہ C_B اور C_C سے حاصل انقطاعی نقطوں کو اس سے کئی درجے کم تعدد پر رکھا جاتا ہے۔ یوں حاصل C_E کی قیمت کم سے کم ہو گی۔ اگر اس کے برعکس C_B یا C_C کی مدد سے درکار پست انقطاعی نقطہ حاصل کیا جائے تو اس صورت میں C_E سے حاصل نقطے کو اس سے بھی کم تعدد پر رکھنا ہو گا جس سے C_E کی قیمت زیادہ حاصل ہو گی۔

آئیں ایک مثال کی مدد سے ایسے ایمپلیفائر کا تجزیہ کریں۔

مثال ۶.۸: شکل ۶.۱۷ میں $A_i = \frac{i_L}{i_i}$ کا درمیانے تعدد پر افزائش $A_i = \frac{i_L}{i_i}$ حاصل کریں۔ اس کا پست انقطاعی تعدد بھی حاصل کریں۔

حل: شکل ۶.۱۸ میں مساوی دور دکھایا گیا ہے جہاں $R_e' = (\beta + 1) R_e$ اور $C_e' = \frac{C_e}{\beta+1}$ استعمال

کئے گئے ہیں۔ درمیانی تعدد پر تمام کپیسٹر قصر دور کردار ادا کریں گے۔ یوں

$$\begin{aligned} A_i &= \frac{i_L}{i_c} \times \frac{i_c}{i_b} \times \frac{i_b}{v_b} \times \frac{v_b}{i_i} \\ &= \left(\frac{-1000}{2000}\right)(99)\left(\frac{1}{2000}\right)(1754) \\ &= -43\,\frac{\text{A}}{\text{A}} \end{aligned}$$

یعنی 32.67 dB حاصل ہوتا ہے۔
ہم دیکھتے ہیں کہ C_c کی وجہ سے ایک عدد قطب

$$\omega_{qc} = \frac{1}{20 \times 10^{-6} \times 2000} = 25\,\frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

پر پایا جائے گا۔ C_e اور C_b کے کردار پر اب غور کرتے ہیں۔ C_e کا عکس ٹرانزسٹر کے بیس جانب لیا گیا ہے جو کہ 1 µF کے برابر ہے۔ یوں جن تعدد پر 1 µF اہمیت رکھتا ہے ان تعدد پر C_b بطور قصر دور کردار ادا کرے گا۔ C_b کو قصر دور تصور کرتے ہوئے 1 µF کے متوازی کل مزاحمت

$$R_e' \parallel \left(r_{be} + r_i \parallel R_b\right) = 8.976\,\text{k}\Omega$$

حاصل ہوتا ہے لہٰذا 1 µF سے حاصل قطب

$$\omega_{qe} = \frac{1}{10^{-6} \times 8976} = 111.4\,\frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

پر پایا جائے گا۔ اسی طرح جن تعدد پر 10 µF اہمیت رکھتا ہے ان تعدد پر 1 µF بطور کھلے دور کردار ادا کرے گا۔ 1 µF کو کھلے دور تصور کرتے ہوئے 10 µF کے متوازی کل مزاحمت

$$r_i + R_b \parallel \left[r_{be} + R_e'\right] = 60.476\,\text{k}\Omega$$

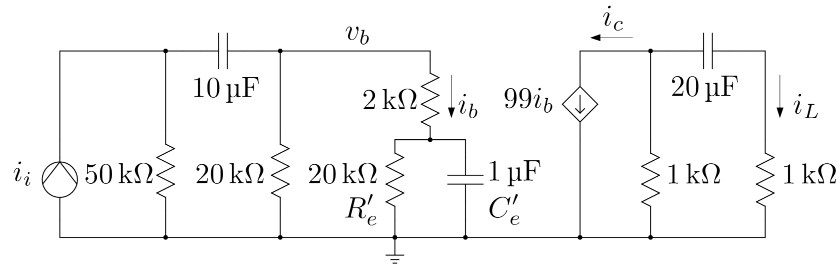
حاصل ہوتا ہے اور یوں

$$\omega_{qb} = \frac{1}{10 \times 10^{-6} \times 60476} = 1.65\,\frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

پر قطب پایا جائے گا۔ آپ نے دیکھا کہ

$$\omega_{qe} \gg \omega_{qc} \gg \omega_{qb}$$

ہیں۔ یوں پست انقطاعی تعدد $\omega_L = \omega_{qe}$ پر پایا جائے گا۔



شکل ۶.۱۸

مندرجہ بالا حساب وکتاب میں ω_{qe} پر ہم نے C_b کو قصر دور تصور کیا تھا جبکہ ω_{qb} پر اسے کھلے دور تصور کیا تھا۔ آئیں دیکھیں کہ کیا ایسا کرنا درست تھا۔ ω_{qe} پر C_b کی برقی رکاوٹ کی حتمی قیمت

$$\left|\frac{1}{\omega_{qe}C_b}\right| = \frac{1}{111.4 \times 10 \times 10^{-6}} = 0.898\,\mathrm{k\Omega}$$

ہے۔ C'_e کے متوازی کل مزاحمت کے لحاظ سے یہ چھوٹی مقدار ہے جسے نظر انداز کیا جا سکتا ہے۔ یوں آپ دیکھ سکتے ہیں کہ ω_{qe} پر C_b کی برقی رکاوٹ کو نظر انداز کرتے ہوئے اسے قصر دور تصور کیا جا سکتا ہے۔ اسی طرح ω_{qb} پر

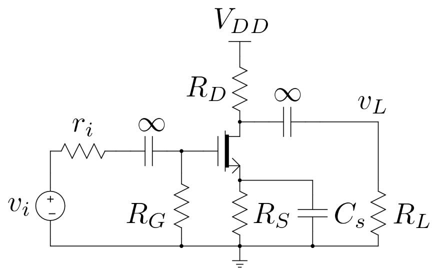
$$\left|\frac{1}{\omega_{qb}C'_e}\right| = \frac{1}{1.65 \times 10^{-6}} = 606\,\mathrm{k\Omega}$$

ہے لہٰذا ω_{qb} پر C_e کو کھلے دور تصور کیا جا سکتا ہے۔

۶.۹ پست انقطاعی تعدد بذریعہ سورس کپیسٹر

شکل ۶.۱۹ میں گیٹ اور کلکٹر کپیسٹروں کی قیمت لامحدود تصور کریں۔ $A_v = \frac{v_L}{v_i}$ حاصل کرتے ہوئے پست انقطاعی تعدد ω_L حاصل کرتے ہیں۔ گیٹ پر برقی دباو کو v'_i لکھتے ہیں جہاں

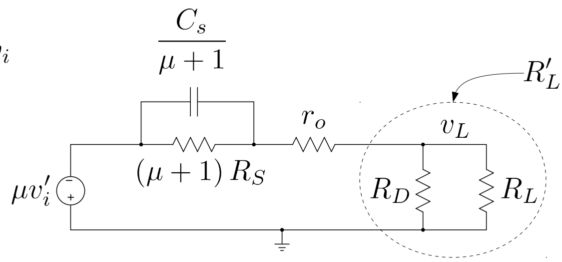
$$v'_i = \left(\frac{R_G}{r_i + R_G}\right) v_i$$



شکل ۶.۱۹

$$v_i' = \left(\frac{R_G}{r_i + R_G}\right) v_i$$

$$\mu = g_m r_o$$



شکل ۶.۲۰

کے برابر ہے۔ یوں صفحہ ۴۵۵ پر شکل ۴.۵۱ کے طرز پر موجودہ دور کا مساوی دور بناتے ہوئے شکل ۶.۲۰ حاصل ہوتا ہے۔ مساوی دور میں سورس پر پائے جانے والے برقی رکاوٹ $(\mu+1)$ سے ضرب ہو کر کلکٹر منتقل ہوتے ہیں۔ C_s کی رکاوٹ $\frac{1}{sC_s}$ یوں $\frac{\mu+1}{sC_s}$ ہو جائے گی یعنی کپیسٹر کی قیمت $\frac{C_s}{\mu+1}$ ہو جائے گی۔

مساوی دور میں متوازی جڑے مزاحمت اور کپیسٹر کی کل برقی رکاوٹ کو Z لکھتے ہیں جہاں

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{(\mu+1)\,R_S} + \frac{sC_s}{\mu+1}$$

$$Z = \frac{(\mu+1)\,R_S}{1 + sR_SC_s}$$

کے برابر ہے۔ اس طرح

$$v_L = \left(\frac{R_L'}{Z + r_o + R_L'}\right)\left(-\mu v_i'\right)$$

لکھا جا سکتا ہے جہاں $R'_L = \frac{R_L R_D}{R_L + R_D}$ کے برابر ہے۔ اس میں Z پُر کرتے ہیں۔

$$v_L = \frac{-\mu R'_L v'_i}{\frac{(\mu+1)R_S}{1+sR_SC_s} + r_o + R'_L}$$

یوں

$$\begin{aligned}
\frac{v_L}{v'_i} &= \frac{-\mu R'_L \left(1 + sR_SC_s\right)}{\left(\mu+1\right) R_S + \left(1+sR_SC_s\right)\left(r_o + R'_L\right)} \\
&= \frac{-\mu R'_L \left(1 + sR_SC_s\right)}{\left(\mu+1\right) R_S + r_o + R'_L + sR_SC_s\left(r_o + R'_L\right)} \\
&= \left(\frac{-\mu R'_L}{r_o + R'_L}\right) \frac{s + \frac{1}{R_SC_s}}{s + \frac{(\mu+1)R_S + r_o + R'_L}{R_SC_s\left(r_o + R'_L\right)}}
\end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ پہلی قوسین میں $\mu = g_m r_o$ پُر کرنے سے اس قوسین کو

$$\begin{aligned}
\frac{-g_m r_o R'_L}{r_o + R'_L} &= -g_m \left(r_o \parallel R'_L\right) \\
&= -g_m \left(r_o \parallel R_L \parallel R_D\right) \\
&= -g_m R_{\parallel}
\end{aligned}$$

لکھا جا سکتا ہے جہاں

$$R_{\parallel} = r_o \parallel R_L \parallel R_D$$

کے برابر ہے۔ یوں

$$\frac{v_L}{v'_i} = -g_m R_{\parallel} \left[\frac{s + \frac{1}{R_SC_s}}{s + \frac{(\mu+1)R_S + r_o + R'_L}{R_SC_s\left(r_o + R'_L\right)}}\right]$$

حاصل ہوتا ہے۔ افزائش

$$A_v = \frac{v_L}{v_i} = \left(\frac{v_L}{v'_i}\right) \times \left(\frac{v'_i}{v_i}\right) \tag{۶.۴۷}$$

$$= -g_m R_{\parallel} \left[\frac{s + \frac{1}{R_SC_s}}{s + \omega_L}\right] \left(\frac{R_G}{r_i + R_G}\right) \tag{۶.۴۸}$$

کے برابر ہے جہاں

$$\omega_L = \frac{(\mu+1) R_S + r_o + R'_L}{R_S C_s \left(r_o + R'_L\right)} \tag{۶.۴۹}$$

پست انقطاعی تعدد ہے۔ ω_L کو مزید یوں لکھا جا سکتا ہے

$$\omega_L = \frac{1}{R_m \frac{C_s}{\mu+1}} \tag{۶.۵۰}$$

جہاں R_m شکل ۶.۲۰ میں $\frac{C_s}{\mu+1}$ کے متوازی کل مزاحمت ہے یعنی

$$\begin{aligned} \frac{1}{R_m} &= \frac{1}{(\mu+1) R_S} + \frac{1}{r_o + R'_L} \\ R_m &= \frac{(\mu+1) R_S \left(r_o + R'_L\right)}{(\mu+1) R_S + r_o + R'_L} \end{aligned}$$

درمیانی تعدد پر افزائش حاصل کرنے کی خاطر $\omega \to \infty$ استعمال کرتے ہوئے مساوات ۶.۴۷ سے

$$\begin{aligned} A_{vD} = A_v \bigg|_{\omega\to\infty} &= -g_m R_{\|} \left(\frac{R_G}{r_i + R_G}\right) \left[\frac{\infty + \frac{1}{R_S C_s}}{\infty + \omega_L}\right] \\ &= -g_m R_{\|} \left(\frac{R_G}{r_i + R_G}\right) \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ عموماً $R_G \gg r_i$ ہوتا ہے۔ یوں

$$A_{vD} \approx -g_m R_{\|} \tag{۶.۵۱}$$

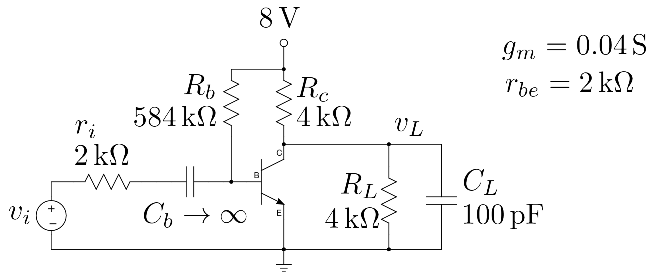
لکھا جا سکتا ہے۔

مثال ۶.۹: شکل ۶.۱۹ میں $R_S = 1\,\text{kHz}$، $R_D = 4.7\,\text{k}\Omega$، $R_L = 100\,\text{k}\Omega$، $r_o = 10\,\text{k}\Omega$ اور $g_m = 4\,\text{mS}$ ہیں۔ f_L کو $20\,\text{Hz}$ پر رکھنے کی خاطر درکار C_s حاصل کریں۔ درمیانی تعدد پر افزائش A_v بھی حاصل کریں۔

حل: مساوات ۶.۴۹ 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۔



شکل ۶.۲۱

مساوات ۶.۵۱ میں

$$\frac{1}{R_\parallel} = \frac{1}{10000} + \frac{1}{100000} + \frac{1}{4700} = 3.227\,65 \times 10^{-4}$$
$$R_\parallel = 3098$$

پُر کرتے ہوئے

$$A_{vD} = -0.004 \times 3098 = -12.4\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}$$

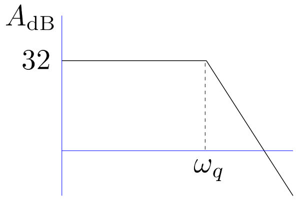
حاصل ہوتا ہے۔

اب تک ہم نے جتنے بھی مثال دیکھے ان تمام میں بیرونی جڑے کپیسٹر کی وجہ سے پست انقطاعی نقطے حاصل ہوئے۔ آئیں اب ایک ایسا مثال دیکھیں جہاں بیرونی کپیسٹر کی وجہ سے زیادہ تعدد کا اشارہ متاثر ہوتا ہو۔ اس مثال سے زیادہ تعدد کے مسائل بھی سامنے آئیں گے جن کا آگے تفصیلاً جائزہ لیا جائے گا۔

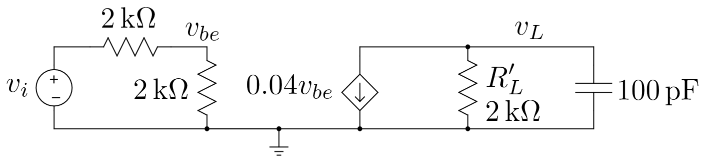
مثال ۶.۱۰: شکل ۶.۲۱ میں $A_v = \frac{v_L}{v_i}$ کی مساوات حاصل کرتے ہوئے اس کا بوڈا خط کھینچیں۔

حل: اس کو آپ آسانی سے حل کر سکتے ہیں۔ جواب مندرجہ ذیل ہے۔

$$A_v = -g_m\left(\frac{R_b \parallel r_{be}}{r_i + R_b \parallel r_{be}}\right)\left(\frac{R_c \parallel R_L}{\frac{s}{\omega_q}+1}\right) = \frac{-40}{\frac{s}{5\times10^6}+1}$$
$$\omega_q = \frac{1}{(R_c \| R_L)C_L} = 5\times10^6$$



شکل ۶.۲۲



شکل ۶.۲۳

بوڈا خط شکل ۶.۲۲ میں دیا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ ω_q سے کم تعدد کے اشارات پر کپیسٹر کا کوئی اثر نہیں۔ یوں ω_q **بلند انقطاعی تعدد** ہے۔

مثال ۶.۱۱: مثال ۶.۱۰ میں اگر داخلی اشارہ صفر وولٹ سے یکدم $20\,\text{mV}$ ہو جائے تو v_L نئی قیمت کے حتمی قیمت کے $90\,\%$ کتنی دیر میں پہنچ پائے گا۔

حل: شکل ۶.۲۳ میں R_b کو نظر انداز اور $R_L \parallel R_c$ کو R'_L لکھتے ہوئے مساوی دور دکھایا گیا ہے۔ جیسے ہی داخلی اشارہ $20\,\text{mV}$ ہوتا ہے اسی دم $v_{be} = 10\,\text{mV}$ ہو جائے گا اور یوں $i_c = 0.4\,\text{mA}$ ہو جائیں گے۔ کرخوف کے قانون برائے برقی رو کے تحت خارجی جانب

$$C_L \frac{dv_L}{dt} + \frac{v_L}{R'_L} + g_m v_{be} = 0$$
$$C_L \frac{dv_L}{dt} + \frac{v_L}{R'_L} + 0.0004 = 0$$

لکھا جا سکتا ہے جسے

$$\frac{dv_L}{dt} = -\frac{1}{R'_L C_L}\left(v_L + 0.0004R'_L\right)$$
$$\frac{dv_L}{dt} = -\frac{1}{R'_L C_L}\left(v_L + 0.8\right)$$

یا

$$\frac{dv_L}{v_L + 0.8} = -\frac{dt}{R'_L C_L}$$

لکھتے ہیں۔ اس کا تکمل لیتے ہیں

$$\int \frac{dv_L}{v_L + 0.8} = -\frac{1}{R'_L C_L}\int dt$$
$$\ln\left(v_L + 0.8\right) = -\frac{t}{R'_L C_L} + K'$$
$$v_L + 0.8 = Ke^{-\frac{t}{R'_L C_L}}$$

حاصل ہوتا ہے جہاں K' اور K تکمل کے مستقل ہیں۔ $t = 0$ پر $v_L = 0$ سے $K = 0.8$ حاصل ہوتا ہے لہٰذا

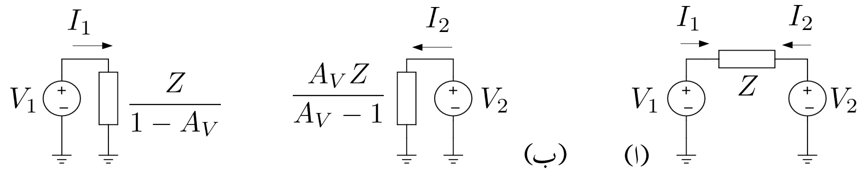
$$v_L = 0.8\left(e^{-\frac{t}{R'_L C_L}} - 1\right)$$
$$= 0.8\left(e^{-5\times10^6 t} - 1\right)$$

لامحدود وقت گزرنے کے بعد یعنی $t \to \infty$ پر اس مساوات کے تحت $v_L = -0.8\,\text{V}$ ہو گا۔ یوں اس قیمت کے $90\,\%$ قیمت حاصل کرنے کی خاطر حل کرتے ہیں

$$-0.9 \times 0.8 = 0.8\left(e^{-5\times10^6 t} - 1\right)$$

جس سے $t = 0.46\,\mu\text{s}$ حاصل ہوتا ہے۔

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 نہایت ضروری ہے۔ جہاں بھی تیز رفتار سے تبدیل ہونے والا اشارہ پایا جائے وہاں C_L در حقیقت غیر ضروری ناپسندیدہ کپیسٹر ہوتا ہے جسے کم کرنے کی پوری کوشش کی جاتی ہے۔ اس مثال میں کپیسٹر کی بدولت دور کے رفتار میں سستی پیدا ہوتا دیکھا گیا۔ آئیں اب بلند تعدد انقطاعی نقطوں پر غور کریں اور جن کپیسٹروں سے یہ نقطے پیدا ہوتے ہیں ان کی نشاندہی کریں۔ پہلے **مسئلہ ملر** پر غور کرتے ہیں جو آگے بار بار استعمال ہو گا۔



شکل ۶.۲۴: مسئلہ ملر

۶.۱۰ مسئلہ ملر

ٹرانزسٹر ایمپلیفائر کا بلند تعددی رد عمل دیکھنے سے پہلے شکل ۶.۲۴ کی مدد سے **مسئلہ ملر**[30] پر غور کرتے ہیں[31]۔ شکل الف میں دو برقی دباو کے مابین برقی رکاوٹ Z نسب کی گئی ہے۔ V_1 سے باہر نکلتے برقی رو کو I_1 سے ظاہر کرتے ہوئے

$$I_1=\frac{V_1-V_2}{Z}$$

حاصل ہوتا ہے۔ آئیں اس برقی رو کو قدر مختلف طریقے سے لکھیں۔

$$\begin{aligned}I_1&=\frac{V_1-V_2}{Z}\\&=V_1\left(\frac{1-\frac{V_2}{V_1}}{Z}\right)\\&=\frac{V_1}{\left(\frac{Z}{1-\frac{V_2}{V_1}}\right)}\end{aligned}$$

جس کو مزید یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$I_1=\frac{V_1}{Z_M} \tag{۶.۵۲}$$

جہاں

$$Z_M=\frac{Z}{1-\frac{V_2}{V_1}} \tag{۶.۵۳}$$

---

[30] Miller theorem
[31] جان ملٹن ملر نے اس مسئلے کو دریافت کیا

کے برابر ہے۔ اس مساوات میں

$$\frac{V_2}{V_1} = A_V \tag{۶.۵۴}$$

لکھتے ہوئے

$$Z_M = \frac{Z}{1 - A_V} \tag{۶.۵۵}$$

حاصل ہوتا ہے۔

شکل ۶.۲۴ ب میں V_1 کے ساتھ Z_M جوڑا دکھایا گیا ہے۔ جہاں تک V_1 کا تعلق ہے، شکل الف 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 الف کے طرز پر لگائے گئے Z اور شکل ب کے طرز پر لگائے گئے Z_M مساوی ادوار ہیں۔ Z_M **ملر برقی رکاوٹ** پکارا جاتا ہے۔[۳۲]

آئیں اب V_2 کے نقطہ نظر سے دیکھیں جس سے باہر نکلتے ہوئے برقی رو کو I_2 سے ظاہر کرتے ملتا ہے

$$\begin{aligned} I_2 &= \frac{V_2 - V_1}{Z} \\ &= V_2\left(\frac{1-\frac{V_1}{V_2}}{Z}\right) \\ &= \frac{V_2}{\left(\frac{Z}{1-\frac{V_1}{V_2}}\right)} \end{aligned}$$

جسے

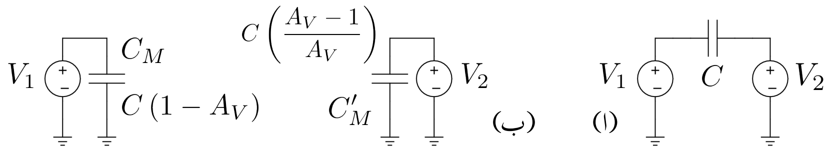
$$I = \frac{V_2}{Z'_M} \tag{۶.۵۶}$$

لکھ سکتے ہیں جہاں

$$\begin{aligned} Z'_M &= \frac{Z}{1-\frac{V_1}{V_2}} \\ &= \frac{Z}{\frac{V_1}{V_2}\left(\frac{V_2}{V_1}-1\right)} \\ &= \frac{\left(\frac{V_2}{V_1}\right)Z}{\frac{V_2}{V_1}-1} \end{aligned}$$

---

[۳۲] Z_M لکھتے ہوئے زیر نوشت میں بڑے حروف تہجی میں M ملر کو ظاہر کرتا ہے



شکل ۶.۲۵: ملر کپیسٹر

یعنی

$$Z'_M = \frac{A_V Z}{A_V - 1} \tag{۶.۵۷}$$

کے برابر ہے۔ شکل ۶.۲۴ میں V_2 کے ساتھ Z کی جگہ Z'_M جوڑا دکھایا گیا ہے۔ V_2 کے نقطہ نظر سے شکل الف اور شکل ب مساوی ادوار ہیں۔

شکل ۶.۲۴ میں Z کی جگہ کپیسٹر C نسب کرنے سے شکل ۶.۲۵ حاصل ہوتا ہے۔ مساوات ۶.۵۵ میں کپیسٹر کی برقی رکاوٹ کو $\frac{1}{j\omega C}$ لکھتے ہوئے

$$\begin{aligned}\frac{1}{j\omega C_M} &= \frac{\left(\frac{1}{j\omega C}\right)}{1-A_V}\\ &= \frac{1}{j\omega C\left(1-A_V\right)}\end{aligned}$$

یعنی

$$C_M = C\left(1-A_V\right) \tag{۶.۵۸}$$

حاصل ہوتا۔ اسی طرح مساوات ۶.۵۷ سے

$$\begin{aligned}\frac{1}{j\omega C'_M} &= \frac{A_V\left(\frac{1}{j\omega C}\right)}{A_V-1}\\ &= \frac{A_V}{j\omega C\left(A_V-1\right)}\\ &= \frac{1}{j\omega C\left(1-\frac{1}{A_V}\right)}\end{aligned}$$

یعنی

$$C'_M = C\left(1-\frac{1}{A_V}\right) \tag{۶.۵۹}$$

حاصل ہوتا۔ مساوات ۶.۵۸ کا اگلے حصے میں بار بار استعمال ہو گا۔ C_M **ملر کپیسٹر**[۳۳] پکارا جاتا ہے۔

۶.۱۱ بلند تعددی رد عمل

گزشتہ حصوں میں پست تعدد پر ٹرانزسٹر ایمپلیفائر کی کارکردگی دیکھی گئی جہاں ٹرانزسٹر کے ساتھ بیرونی جڑے کپیسٹروں کی وجہ سے پائے جانے والے پست انقطاعی نقطوں پر غور کیا گیا۔ اس حصے میں بلند تعدد پر ایمپلیفائر کی کارکردگی دیکھی جائے گی۔ بلند تعدد پر ٹرانزسٹر کے ساتھ بیرونی جڑے کپیسٹروں کی برقی رکاوٹ $\frac{1}{\omega C}$ نہایت کم ہوتی ہے اور یوں انہیں قصر دور تصور کیا جاتا ہے۔ بلند تعدد پر ٹرانزسٹر کے اندرونی کپیسٹروں کی وجہ سے بلند انقطاعی نقطہ پیدا ہوتا ہے جس پر اس حصے میں غور کیا جائے گا۔ پہلے npn ٹرانزسٹر کو مثال بناتے ہوئے ان اندرونی کپیسٹروں پر تبصرہ کرتے ہیں۔

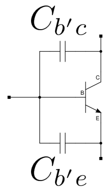
۶.۱۱.۱ بلند تعددی پائے π ریاضی نمونہ

استعمال کے دوران ٹرانزسٹر کے بیس-ایمٹر جوڑ کو الٹ مائل رکھا جاتا ہے۔ بالکل ڈایوڈ کی طرح، اس الٹ مائل pn جوڑ پر ویران خطہ پایا جاتا ہے جس کے ایک جانب مثبت بار جبکہ دوسری جانب منفی بار پایا جاتا ہے۔ یہ دو الٹ قسم کے بار مل کر کپیسٹر کو جنم دیتے ہیں جسے $C_{b'c}$ کی علامت سے پہچانا جاتا ہے۔ اس کپیسٹر کی قیمت نہایت کم ہوتی ہے جو پست تعدد پر چلنے والے ٹرانزسٹروں میں $30\,\mathrm{pF}$ کے لگ بھگ جبکہ بلند تعدد پر چلنے والے ٹرانزسٹروں میں $1\,\mathrm{pF}$ یا اس سے بھی کم ہوتی ہے۔ اس کپیسٹر کی قیمت الٹا مائل کرنے والے برقی دباو V_{CB} پر منحصر ہوتی ہے. حقیقت میں $C_{b'c}$ کی قیمت $V_{CB}^{-\frac{1}{2}}$ یا $V_{CB}^{-\frac{1}{3}}$ کے تناسب سے تبدیل ہوتی ہے۔ صنعت کار عموماً $C_{b'c}$ کو C_{ob} پکار کر اس کی قیمت کپیسٹر کے معلوماتی صفحات میں پیش کرتا ہے۔

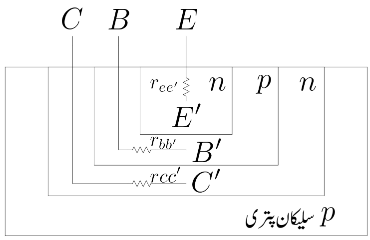
اس کے علاوہ بیس-ایمٹر جوڑ پر کپیسٹر $C_{b'e}$ پایا جاتا ہے جس کی قیمت $100\,\mathrm{pF}$ تا $5000\,\mathrm{pF}$ پائی جاتی ہے۔ آئیں دیکھیں کہ یہ کپیسٹر کس طرح پیدا ہوتا ہے۔ ٹرانزسٹر کے بیس-ایمٹر جوڑ پر مثبت اشارے کی موجودگی میں ایمٹر سے بیس کی جانب آزاد الیکٹران رواں ہوتے ہیں جن کا بیشتر حصہ بیس خطے سے بذریعہ نفوذ گزر کر آخر کار کلکٹر پہنچ کر i_c کا حصہ بنتے ہیں۔ اب تصور کریں کہ اس سے پہلے کہ الیکٹران بیس خطے سے گزر پائیں، مہیا کردہ اشارہ منفی ہو جاتا ہے۔ آزاد الیکٹران اشارے کی نئی حقیقت کو دیکھتے ہوئے واپس ایمٹر سرے کی جانب چل پڑیں گے۔ نتیجتاً کلکٹر سرے پر برقی رو i_c کی مقدار نسبتاً کم ہو جائے گی۔ اس عمل کو مد نظر رکھتے ہوئے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ ٹرانزسٹر کے کارکردگی کے لئے ضروری ہے کہ بیس خطے سے الیکٹران کے گزرنے کا دورانیہ مہیا کردہ اشارے کے دوری عرصے سے کم ہو۔ جیسے جیسے اشارے کی تعدد بڑھائی جائے، ویسے ویسے کلکٹر برقی رو i_c کی قیمت کم ہوتی جاتی ہے۔ بڑھتی تعدد کی وجہ سے کم برقی رو کے حصول کو کپیسٹر $C_{b'e}$ سے ظاہر کیا جاتا ہے۔ بدلتے اشارے کی وجہ سے بیس خطے سے گزرنے والے آزاد الیکٹران کبھی کلکٹر اور کبھی ایمٹر کی جانب پہنچنے کی کوشش ہی کرتے رہ جاتے ہیں۔ یوں بیس خطے میں گھیرے الیکٹرانوں کی تعداد کل برقی رو I_{EQ} پر منحصر ہوتی ہے۔ $C_{b'e}$ کی مقدار بیس خطے میں گھیرے بار کی مقدار پر منحصر ہوتی ہے اور یوں اس کی قیمت برقی رو کے راست تناسب ہوتی ہے۔ ٹرانزسٹر کے اندرونی کپیسٹروں کو شکل ۶.۲۶ میں بطور بیرونی کپیسٹر دکھایا گیا ہے۔

---

[۳۳] Miller's capacitor



شکل ۶.۲۶: ٹرانزسٹر کے اندرونی کپیسٹر کو بطور بیرونی کپیسٹر دکھایا گیا ہے



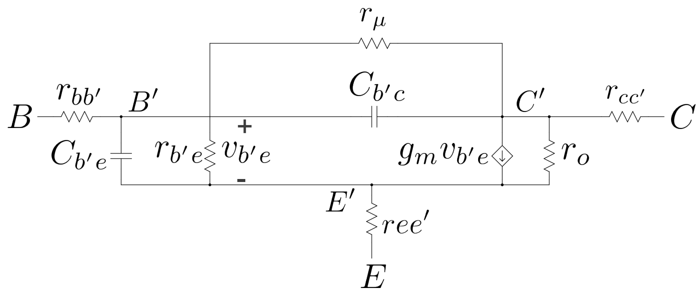
شکل ۶.۲۷: ٹرانزسٹر کے اندرونی مزاحمت

شکل ۶.۲۷ میں ٹرانزسٹر کی ساخت دکھائی گئی ہے جہاں بیرونی سروں کو حسب معمول E ، B اور C کہا گیا ہے۔ ٹرانزسٹر کے بیس کے بیرونی سرے B اور اندرونی نقطہ B' کے درمیان **غیر مطلوب مزاحمت**[۳۴] $r_{bb'}$ پایا جاتا ہے۔ یہ مزاحمت بیس خطے کی خصوصیات پر منحصر ہوتا ہے۔ اسی طرح ایمٹر پر $r_{ee'}$ اور کلکٹر پر $r_{cc'}$ غیر مطلوب مزاحمت پائے جاتے ہیں۔ الٹ مائل بیس-ایمٹر جوڑ میں الٹی جانب یک سمت برقی رو کو مزاحمت r_μ سے ظاہر کیا جاتا ہے۔ اس کتاب میں $r_{cc'}$، $r_{ee'}$ اور r_μ کو صفر تصور کرتے ہوئے نظر انداز کیا جائے گا۔

ٹرانزسٹر کے پست تعددی پائے ریاضی نمونے میں ان تمام اجزاء کی شمولیت سے بلند تعددی پائے ریاضی نمونہ حاصل ہوتا ہے جس کو شکل ۶.۲۸ میں دکھایا گیا ہے۔ شکل ۶.۲۹ الف میں اسی کا سادہ دور دکھایا گیا ہے جس میں $r_{cc'}$، $r_{ee'}$ اور r_μ کو نظر انداز کیا گیا ہے۔ اس ریاضی نمونے کو قلم و کاغذ سے حل کرنا زیادہ آسان ثابت ہوتا ہے۔ اس کتاب میں اسی ریاضی نمونے کو استعمال کیا جائے گا۔

rbb' کی قیمت بیس خطے کی چوڑائی کے راست تناسب ہوتی ہے۔ پست تعددی ٹرانزسٹر کے بیس خطے کی چوڑائی بلند تعددی ٹرانزسٹر کے بیس خطے کی چوڑائی سے زیادہ ہوتی ہے۔ اسی لئے پست تعددی ٹرانزسٹر کی $r_{bb'}$ بلند تعددی ٹرانزسٹر کے rbb' سے زیادہ ہوتی ہے۔ $r_{bb'}$ کو مستقل تصور کیا جاتا ہے جس کی قیمت $10\,\Omega$ تا $50\,\Omega$ ہوتی

[۳۴]parasitic resistor



شکل ۶.۲۸: بلند تعددی پائے ریاضی نمونہ

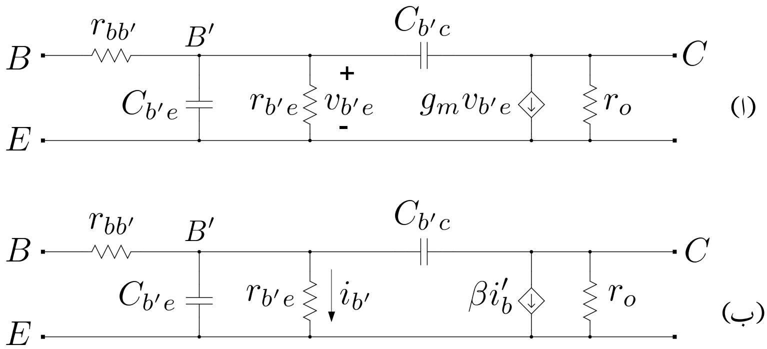
ہے۔ پست تعددی پائے ریاضی نمونے کے جزو r_{be} کو یہاں $r_{b'e}$ کہا گیا ہے۔ یوں مساوات ۳.۱۸۷ کے تحت

$$r_{b'e} = \frac{\beta V_T}{I_{CQ}} \tag{۶.۶۰}$$

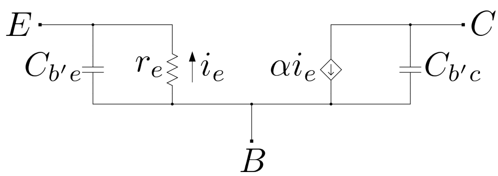
کے برابر ہے۔ $v_{b'e} = i'_b r_{b'e}$ لکھتے ہوئے اور مساوات ۳.۱۸۸ سے $g_m = \frac{\beta}{r_{b'e}}$ کے استعمال سے شکل الف کے $i_c = g_m v_{b'e}$ کو $i_c = \beta i'_b$ لکھا جا سکتا ہے جس سے قدرِ مختلف شکل ب میں دکھایا گیا بلند تعددی پائے ریاضی نمونہ حاصل ہوتا ہے۔ شکل ب میں i'_b پر دوبارہ غور کریں۔ یہ $r_{b'e}$ میں سے گزرتی برقی رو ہے نا کہ ٹرانزسٹر کے بیرونی بیس سرے پر پائی جانے والی برقی رو۔ ٹرانزسٹر اس برقی رو کے نسبت سے i_c خارج کرتا ہے۔ بلند تعدد پر $c_{b'e}$ کے راستے داخلی برقی رو کا کچھ حصہ گزرے گا جس کی وجہ سے ٹرانزسٹر کی افزائش میں کمی رونما ہو گی۔ ٹرانزسٹر کے پست تعددی ٹی ریاضی نمونے کو صفحہ ۲۸۷ پر شکل ۳.۷۷ میں دکھایا گیا ہے۔ شکل ۳.۷۷ پ میں ٹرانزسٹر کے اندرونی کپیسٹر کے شمولیت سے شکل ۶.۳۰ حاصل ہوتا ہے جس میں $r_{bb'}$ شامل نہیں کیا گیا۔ ٹی ریاضی نمونے کا استعمال مشترکہ بیس ایمپلیفائر حل کرتے وقت آتا ہے جہاں $r_{bb'}$ کے اثر کو نظر انداز کرنا ممکن ہوتا ہے۔ ٹی ریاضی نمونے میں i_e وہ برقی رو ہے جو اندرونی مزاحمت r_e میں سے گزرتی ہے۔

۶.۱۱.۲ مشترکہ ایمٹر بلند انقطاعی تعدد

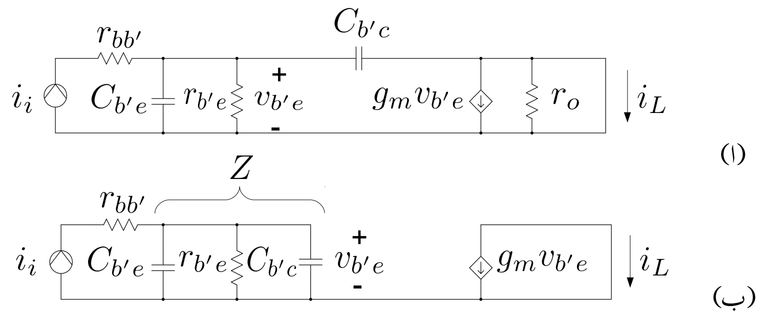
شکل ۶.۲۹ الف کے خارجی جانب برقی بوجھ R_L جوڑ کر افزائش برقی رو $A_i = \frac{i_L}{i_i}$ حاصل کی جا سکتی ہے جس کی قیمت R_L بڑھانے سے گھٹے گی۔ ایسا کرنے کی بجائے، جیسا کہ شکل ۶.۳۱ الف میں دکھایا گیا ہے، ہم $R_L = 0$ رکھتے ہوئے قصر دور افزائش برقی رو A_i حاصل کرتے ہیں جو اس کی زیادہ سے زیادہ ممکنہ قیمت ہے۔ چونکہ $R_L = 0$ سے مراد ٹرانزسٹر کے کلکٹر کو اس کے ایمٹر کے ساتھ جوڑنا ہے لہٰذا ایسا کرنے سے r_o بھی قصر دور ہو جاتا ہے اور ساتھ ہی ساتھ $C_{b'c}$ کا ایک سرا برقی زمین کے ساتھ جڑ جاتا ہے۔ چونکہ ٹرانزسٹر کا ایمٹر بھی برقی زمین پر ہے لہٰذا $C_{b'c}$ کا یہ سرا ایمٹر 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



شکل ۶.۲۹: سادہ بلند تعددی پائے ریاضی نمونہ



شکل ۶.۳۰: بلند تعددی ٹی ریاضی نمونہ



شکل ۶.۳۱: قصر دور برقی روافزائش

برقی رو گزرے گی جبکہ شکل ب میں ایسا نہیں ہوتا۔ ہم $C_{b'c}$ میں داخلی جانب سے خارجی جانب گزرتے ہوئے برقی رو کو نظر انداز کرتے ہوئے شکل ۶.۳۱ کی مدد سے A_i کی زیادہ سے زیادہ ممکنہ قیمت حاصل کرتے ہیں۔ شکل میں

$$\begin{aligned}\frac{1}{Z} &= sC_{b'e} + sC_{b'c} + \frac{1}{r_{b'e}} \\ &= \frac{s\left(C_{b'e} + C_{b'c}\right) r_{b'e} + 1}{r_{b'e}}\end{aligned}$$

سے

$$Z = \frac{r_{b'e}}{s\left(C_{b'e} + C_{b'c}\right) r_{b'e} + 1}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں

$$\begin{aligned}A_i\Big|_{v_{ce}=0} &= \frac{i_L}{i_i} = \left(\frac{i_L}{i_c}\right)\left(\frac{i_c}{v_{b'e}}\right)\left(\frac{v_{b'e}}{i_i}\right) \\ &= (-1)\left(g_m\right)(Z) \\ &= \frac{-g_m r_{b'e}}{s\left(C_{b'e} + C_{b'c}\right) r_{b'e} + 1} \\ &= \frac{-g_m r_{b'e}}{\left(C_{b'e} + C_{b'c}\right) r_{b'e}\left[s + \frac{1}{\left(C_{b'e} + C_{b'c}\right) r_{b'e}}\right]}\end{aligned}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ اس کو مزید یوں لکھ سکتے ہیں

$$A_i\bigg|_{v_{ce}=0} = -\left(\frac{\beta\omega_\beta}{s+\omega_\beta}\right) = -\left(\frac{\beta}{1+j\frac{f}{f_\beta}}\right) \tag{۶.۶۱}$$

جہاں $g_m r_{b'e} = \beta$ اور

$$\omega_\beta = 2\pi f_\beta = \frac{1}{\left(C_{b'e}+C_{b'c}\right) r_{b'e}} \tag{۶.۶۲}$$

کے برابر ہے۔ A_i کی حتمی قیمت

$$|A_i|_{v_{ce}=0} = \frac{\beta}{\sqrt{1+\left(\frac{f}{f_\beta}\right)^2}} \tag{۶.۶۳}$$

حاصل ہوتی ہے۔ f_β کو ٹرانزسٹر کی **قصر دور بلند انقطاعی تعدد** کہتے ہیں۔ مساوات ۶.۶۲ میں $C_{be'} \gg C_{bc'}$ ہونے کی وجہ سے مندرجہ ذیل سادہ مساوات حاصل ہوتی ہے۔

$$\omega_\beta = 2\pi f_\beta \approx= \frac{1}{C_{b'e} r_{b'e}} \tag{۶.۶۴}$$

مساوات ۶.۶۱ کے حتمی قیمت کا بوڈا خط شکل ۶.۳۲ میں دکھایا گیا ہے۔ مساوات ۶.۲ کی مدد سے ہم دیکھتے ہیں کہ f_β ایمپلیفائر کے **دائرہ کارکردگی**[۳۵] B کے برابر ہے۔ بوڈا خط میں f_T تعدد کا ذکر کیا گیا ہے۔ یہ وہ تعدد ہے جس پر افزائش کی قیمت $0\,\mathrm{dB}$ یعنی ایک (1) کے برابر ہو جاتی ہے۔ آئیں f_T پر مزید غور کریں۔ مساوات ۶.۶۱ سے تعدد کی وہ قیمت حاصل کی جا سکتی ہے جس پر قصر دور افزائش کی حتمی قیمت ایک (1) کے برابر ہو۔ اس تعدد کو ω_T لکھتے ہوئے

$$|A_i| = \frac{\beta\omega_\beta}{\sqrt{\omega_T^2+\omega_\beta^2}} = 1$$

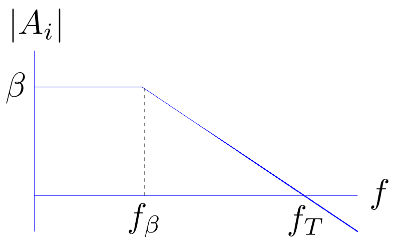
سے

$$\beta\omega_\beta = \sqrt{\omega_T^2+\omega_\beta^2}$$

اور اس کا مربع لیتے ہوئے حل کرتے

$$\beta^2\omega_\beta^2 = \omega_T^2+\omega_\beta^2$$

[۳۵] band



شکل ٦.٣٢: بلند تعددی بوڈا خط

یعنی

$$
\begin{aligned}
\omega_T^2 &= \beta^2 \omega_\beta^2 - \omega_\beta^2 \\
\omega_T &= \omega_\beta \sqrt{\beta^2 - 1}
\end{aligned}
\tag{٦.٦٥}
$$

چونکہ $\beta \gg 1$ ہوتا ہے لہٰذا

$$
\begin{aligned}
\omega_T &\approx \beta \omega_\beta \\
f_T &\approx \beta f_\beta
\end{aligned}
\tag{٦.٦٦}
$$

لکھا جا سکتا ہے۔ اس مساوات کے تحت f_T دراصل ٹرانزسٹر کے β اور f_β کا حاصل ضرب ہے۔ اسی سے f_T کو ٹرانزسٹر کا **افزائش ضرب دائرہ کارکردگی**[٣٦] کہتے ہیں۔ ٹرانزسٹر کے بلند تعددی صلاحیت کو اس کے **معلوماتی صفحات**[٣٧] میں بطور f_T پیش کیا جاتا ہے۔ یوں کسی بھی اشارے کو بڑھانے کی خاطر استعمال کئے جانے والے ایمپلیفائر کے ٹرانزسٹر کی f_T اس اشارے کی تعدد سے زیادہ ہونا ضروری ہے۔ مندرجہ بالا مساوات کو یوں دیکھا جا سکتا ہے کہ اگر دو مختلف ٹرانزسٹروں کی f_T برابر جبکہ ان کے β برابر نہ ہوں تب کم β والے ٹرانزسٹر کا f_β زیادہ ہو گا اور یوں یہ نسبتاً زیادہ بلند تعدد کے اشارات کو بڑھانے کی صلاحیت رکھے گا۔

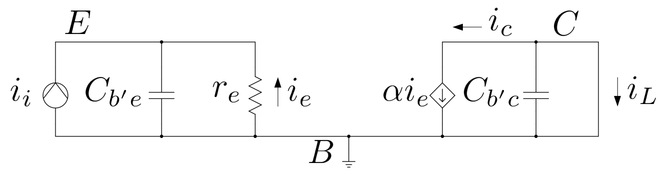
مساوات ٦.٦٦ اور مساوات ٦.٦٢ کو ملاتے ہوئے اور $\beta = g_m r_{b'e}$ لکھتے ہوئے

$$
\begin{aligned}
f_T &\approx \frac{g_m}{2\pi \left(C_{b'e} + C_{b'c}\right)} \\
&\approx \frac{g_m}{2\pi C_{b'e}}
\end{aligned}
\tag{٦.٦٧}
$$

حاصل ہوتا ہے جہاں دوسری قدم پر $C_{b'e} \gg C_{b'c}$ کی وجہ سے $C_{b'c}$ کو نظر انداز کیا گیا ہے۔

---

[٣٦] gain bandwidth product
[٣٧] data sheet



شکل ۶.۳۳: مشترکہ بیس قصر دور برقی رو افزائش

مساوات ۶.۶۶ کے مطابق f_T وہ حتمی بلند تعدد ہے جس تک مشترکہ ایمٹر ٹرانزسٹر ایمپلیفائر اشارے کا حیطہ بڑھانے کی صلاحیت رکھتا ہے۔ اس مساوات کو حاصل کرتے وقت $C_{b'c}$ کے راستے کلکٹر تک پہنچتے برقی رو کو نظر انداز کیا گیا جس کی وجہ سے حقیقت میں مشترکہ ایمٹر ٹرانزسٹر ایمپلیفائر کبھی بھی f_T تعدد کے اشارات کو نہیں بڑھا سکتا۔

۶.۱۱.۳ مشترکہ بیس بلند انقطاعی تعدد

آئیں مشترکہ بیس طرز پر استعمال کئے جانے والے ایمپلیفائر کی بلند انقطاعی تعدد حاصل کریں۔ بلند انقطاعی تعدد ٹرانزسٹر کے ساتھ بیرونی جڑے مزاحمت وغیرہ پر بھی منحصر ہو گا۔ دو مختلف ٹرانزسٹروں کا آپس میں موازنہ کرنے کے لئے یہ ضروری ہے کہ ٹرانزسٹر کے ساتھ بیرونی جڑے پرزوں کے اثر کو شامل نہ کیا جائے۔ یوں مشترکہ بیس بلند تعدد دی ریاضی نمونے کو استعمال کرتے ہوئے شکل ۶.۳۳ کو زنجیری ضرب سے حل کرتے ہیں۔

$$
\begin{aligned}
A_i\bigg|_{v_{cb}\to 0} &= \frac{i_L}{i_i} = \left(\frac{i_L}{i_c}\right)\left(\frac{i_c}{i_e}\right)\left(\frac{i_e}{i_i}\right)\\
&= (-1)\,(\alpha)\left(\frac{-\frac{1}{j\omega C_{b'e}}}{r_e+\frac{1}{j\omega C_{b'e}}}\right)\\
&= \frac{\alpha}{j\omega C_{b'e} r_e + 1}
\end{aligned}
$$

جہاں پہلی قوسین میں منفی کی علامت اس لئے استعمال کئے گئے کہ اس قوسین کے برقی رو i_L اور i_c آپس میں الٹ سمت رکھتے ہیں۔ اسی طرح تیسری 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۔

$$A_i\Big|_{v_{cb}\to 0} = \frac{\alpha}{j\frac{\omega}{\omega_T}+1} \tag{۶.۶۸}$$

اس مساوات کے مطابق مشترکہ بیس طرز کے ایمپلیفائر کی **بلند انقطاعی تعدد**، جسے ω_α پکارا جاتا ہے، ٹرانزسٹر کے ω_T کے برابر ہوتا ہے یعنی

$$\omega_\alpha = \beta\omega_\beta = \omega_T \tag{۶.۶۹}$$

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ مشترکہ بیس طرز کے ایمپلیفائر انتہائی بلند انقطاعی تعدد رکھتے ہیں۔ حقیقت میں ω_T کے تعدد پر یہاں استعمال کیا گیا ٹرانزسٹر کا بلند تعددی ٹی ریاضی نمونہ درست ثابت نہیں ہوتا لہٰذا مندرجہ بالا مساوات حقیقت میں درست نہیں۔ دیکھا یہ گیا ہے کہ

$$\omega_\alpha = (1+\lambda)\,\omega_T \tag{۶.۷۰}$$

کے برابر ہوتا ہے جہاں λ کی قیمت 0.2 تا 1 ہوتی ہے۔ λ کی عمومی قیمت 0.4 ہے۔

۶.۱۱.۴ f_T کا تجرباتی تخمینہ

f_T نہایت بلند تعدد ہے جسے ناپنا قدر مشکل ہوتا ہے۔ مساوات ۶.۶۳ کو استعمال کرتے ہوئے f_T کو کم تعدد پر ناپا جا سکتا ہے۔ اس مساوات کے مطابق اگر A_i کو تعدد f_1 پر ناپا جائے جہاں ($f_1 \gg f_\beta$) ہو مثلاً f_1 کی قیمت f_β کے پانچ یا چھ گنا ہو تب اسے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$|A_i|_{v_{ce}=0} \approx \frac{\beta f_\beta}{f_1} = \frac{f_T}{f_1} \tag{۶.۷۱}$$

لہٰذا f_1 تعدد پر $|A_i|$ ناپ کر f_T کی قیمت کا تخمینہ لگایا جاتا ہے۔ f_T کو استعمال کرتے ہوئے مساوات ۶.۶۷ سے $C_{b'e}$ کی قیمت حاصل کی جاتی ہے۔

مثال ۶.۱۲: ایک ٹرانزسٹر جس کا $\beta = 200$، $I_{CQ} = 0.75\,\mathrm{mA}$ اور $f_\beta = 1.3\,\mathrm{MHz}$ ہے کا $6.5\,\mathrm{MHz}$ کے تعدد پر $|A_i|_{v_{ce}=0}$ ناپتے ہوئے $41.5\,\frac{\mathrm{A}}{\mathrm{A}}$ حاصل ہوتا ہے۔ اس کی f_T کا تخمینہ لگاتے ہوئے $C_{b'e}$ حاصل کریں۔

حل: مساوات ۶.۷۱ کی مدد سے

$$f_T = 41.5 \times 6.5\,\mathrm{MHz} \approx 270\,\mathrm{MHz}$$

I_{CQ} سے حاصل ہوتا ہے۔

$$g_m = \frac{I_{CQ}}{V_T} = \frac{0.75\,\text{mA}}{25\,\text{mV}} = 0.03\,\text{S}$$

حاصل ہوتا ہے جسے مساوات ۶.۶۷ 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۔

۶.۱۱.۵ برقی بوجھ کے موجودگی میں بلند تعددی ردعمل

شکل ۶.۳۴ میں مشترکہ ایمٹر ایمپلیفائر اور اس کا بلند تعدد مساوی دور دکھایا گیا ہے۔ یہ بلند تعدد پر استعمال ہونے والے مشترکہ ایمٹر ایمپلیفائر 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 دائرے میں بند حصے کا مساوی **تھونن** دور حاصل کرتے ہیں۔ شکل ۶.۳۵ الف میں اس حصے کو پیش کیا گیا ہے جہاں تھونن برقی دباو v_{th} اور تھونن مزاحمت R_{th} کی نشاندہی بھی کی گئی ہے۔ شکل ۶.۳۵ ب میں مساوی تھونن دور دکھایا گیا ہے۔ متوازی جڑے R_1 اور R_2 کی کل مزاحمت کو R_B یعنی

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \tag{۶.۷۲}$$

لکھتے ہوئے

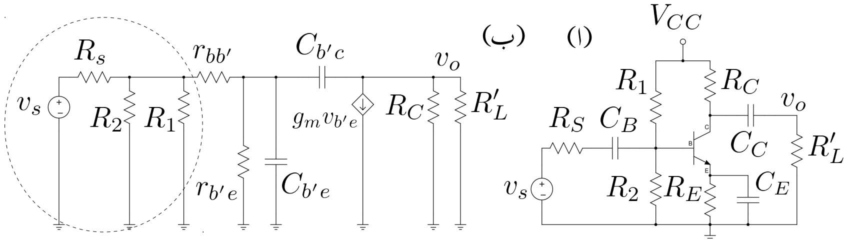
$$v_{th} = \left(\frac{R_B}{R_S + R_B}\right) v_s \tag{۶.۷۳}$$

$$R_{th} = \frac{R_S R_B}{R_S + R_B} \tag{۶.۷۴}$$

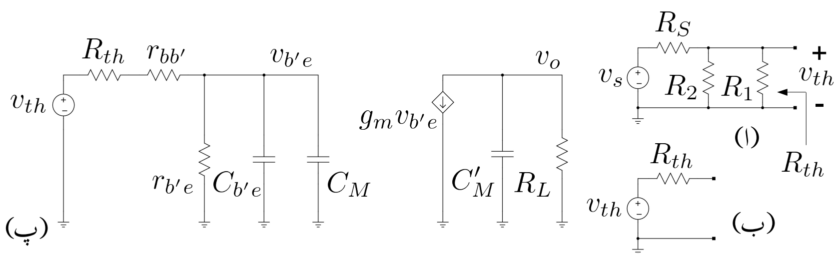
حاصل ہوتے ہیں۔ شکل ۶.۳۴ ب میں R_C اور R'_L متوازی جڑے ہیں۔ ان کے کل مزاحمت کو R_L لکھتے ہیں یعنی

$$R_L = \frac{R_C R'_L}{R_C + R'_L} \tag{۶.۷۵}$$

$C_{b'c}$ پر نظر ڈالنے سے ہم دیکھتے ہیں کہ اس کے ایک جانب $v_{b'e}$ اور دوسری جانب v_o برقی دباو ہے۔ یوں $C_{b'c}$ کے ملر کپیسٹر حاصل کئے جا سکتے ہیں۔ ان تبدیلیوں کی مدد سے شکل ۶.۳۵ پ کا سادہ دور حاصل ہوتا ہے جہاں $C_{b'c}$ کو مسئلہ ملر کی مدد سے C_M اور C'_M جڑوا کپیسٹروں میں تبدیل کر دیا گیا ہے۔ شکل ۶.۳۴ پ کے



شکل ۶.۳۴: ایمپلیفائر اور اس کا بلند تعدد مساوی دور



شکل ۶.۳۵: بلند تعددی سادہ دور

طرز پر ادوار میں عموماً C'_M کی برقی رکاوٹ متوازی جڑے مزاحمت R_L سے بہت زیادہ ہوتی ہے یعنی

$$\frac{1}{\omega C'_M} \gg R_L \tag{۶.۷۶}$$

لہٰذا C'_M کو نظر انداز کیا جاتا ہے۔ ایسا کرنے سے شکل ۶.۳۶ حاصل ہوتا ہے۔ آئیں دیکھیں کہ مندرجہ بالا مساوات کیوں درست ثابت ہوتا ہے۔

کسی بھی ایمپلیفائر کو بلند اور پست انقطاعی تعدد کے مابین درمیانی تعدد کے خطے میں استعمال کیا جاتا ہے جہاں یہ داخلی اشارے کا حیطہ بڑھانے کی صلاحیت رکھتا ہے۔ اس خطے میں ٹرانزسٹر کا پست تعددی ریاضی نمونہ استعمال کیا جاتا ہے۔ اگر شکل ۶.۳۵ پ میں پست تعددی ریاضی نمونہ استعمال کیا جائے تو ملر کپیسٹر کے حصول میں درکار A_V کی قیمت

$$A_V = \frac{v_o}{v_{be}} = -g_m R_L \tag{۶.۷۷}$$

ہوگی جہاں $v_{b'e}$ کی جگہ v_{be} کا استعمال کیا گیا ہے۔ اس قیمت کو استعمال کرتے ہوئے مساوات ۶.۵۸ اور ۶.۵۹ سے

$$C_M = C_{b'c}\left(1 + g_m R_L\right) \tag{۶.۷۸}$$

$$C'_M = C_{b'c}\left(1 + \frac{1}{g_m R_L}\right) \tag{۶.۷۹}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ درمیانی تعدد کے خطے میں ایمپلیفائر کی افزائش کی حتمی قیمت $|A_V|$ ایک (1) سے کئی گنا زیادہ ہوتی ہے (یعنی $g_m R_L \gg 1$) لہٰذا

$$C'_M \approx C_{b'c} \tag{۶.۸۰}$$

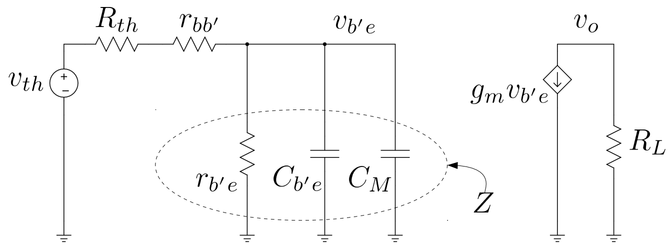
ہوگا۔ $C_{b'c}$ کی قیمت انتہائی کم ہوتی ہے۔ یوں اس کے برقی رکاوٹ کی حتمی قیمت برقی بوجھ سے بہت زیادہ ہوگی یعنی

$$\left|\frac{1}{j\omega C_{b'c}}\right| \gg R_L \tag{۶.۸۱}$$

لہٰذا $C_{b'c}$ کو نظر انداز کیا جا سکتا ہے۔ بلند تعدد ایمپلیفائر حل کرتے وقت C_M کو استعمال جبکہ C'_M کو استعمال نہیں کیا جاتا۔ یہاں اس بات کو ذہن نشین کر لیں کہ ایمپلیفائر کی افزائش بڑھانے سے C_M کی قیمت بھی بڑھتی ہے۔

آئیں شکل ۶.۳۶ کو **کرخوف کے قوانین** استعمال کرتے ہوئے حل کرتے ہیں۔ شکل میں $r_{b'e}$، $C_{b'e}$ اور C_M متوازی جڑے ہیں۔ ان کی کل برقی رکاوٹ کو Z سے ظاہر کرتے ہیں۔ یوں

$$\frac{1}{Z} = s\left(C_{b'e} + C_M\right) + \frac{1}{r_{b'e}}$$



شکل ۶.۳۶: ملر کپیسٹر کے اثرات

سے

$$Z = \frac{r_{b'e}}{s\left(C_{b'e}+C_M\right) r_{b'e}+1} \tag{۶.۸۲}$$

حاصل ہوتا ہے۔ زنجیری ضرب سے

$$\begin{aligned}
A'_v = \frac{v_o}{v_{th}} &= \left(\frac{v_o}{i_c}\right)\left(\frac{i_c}{v_{b'e}}\right)\left(\frac{v_{b'e}}{v_{th}}\right)\\
&= \left(-R_L\right)\left(g_m\right)\left(\frac{Z}{R_{th}+r_{bb'}+Z}\right)
\end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس میں Z کی قیمت استعمال کرتے ہوئے حل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned}
A'_v &= -R_L g_m \left(\frac{\frac{r_{b'e}}{s\left(C_{b'e}+C_M\right)r_{b'e}+1}}{R_{th}+r_{bb'}+\frac{r_{b'e}}{s\left(C_{b'e}+C_M\right)r_{b'e}+1}}\right)\\
&= \frac{-R_L g_m r_{b'e}}{\left[s\left(C_{b'e}+C_M\right)r_{b'e}+1\right]\left(R_{th}+r_{bb'}\right)+r_{b'e}}\\
&= \frac{-R_L g_m r_{b'e}}{s\left(C_{b'e}+C_M\right)r_{b'e}\left(R_{th}+r_{bb'}\right)+R_{th}+r_{bb'}+r_{b'e}}\\
&= \frac{-R_L g_m r_{b'e}}{\left(C_{b'e}+C_M\right)r_{b'e}\left(R_{th}+r_{bb'}\right)\left[s+\frac{R_{th}+r_{bb'}+r_{b'e}}{\left(C_{b'e}+C_M\right)r_{b'e}\left(R_{th}+r_{bb'}\right)}\right]}
\end{aligned}$$

جسے

$$A'_v = -\left[\frac{g_m R_L}{\left(C_{b'e}+C_M\right)\left(R_{th}+r_{bb'}\right)}\right]\left(\frac{1}{s+\omega_H}\right) \tag{۶.۸۳}$$

لکھا جا سکتا ہے جہاں

$$\begin{aligned}\omega_H &= \frac{R_{th}+r_{bb'}+r_{b'e}}{(C_{b'e}+C_M)\,r_{b'e}\,(R_{th}+r_{bb'})}\\ &= \frac{1}{\left[r_{b'e}\parallel(R_{th}+r_{bb'})\right](C_{b'e}+C_M)}\\ &\frac{1}{R_m\,(C_{b'e}+C_M)}\end{aligned} \tag{۶.۸۴}$$

ہے۔ ω_H کی مساوات جانی پہچانی شکل یعنی $\frac{1}{R_mC}$ ہے جہاں C متوازی جڑے کپیسٹر $C_{b'e}$ اور C_M کی کل کپیسٹنس $(C_{b'e}+C_M)$ ہے جبکہ R_m اس کپیسٹر کے ساتھ کل متوازی جڑی مزاحمت ہے۔ شکل ۶.۳۶ میں v_s کو قصر دور کرتے ہوئے $r_{b'e}$ کے ساتھ متوازی جڑے $(R_{th}+r_{bb'})$ کی کل مزاحمت R_m ہے یعنی

$$\begin{aligned}\frac{1}{R_m} &= \frac{1}{r_{b'e}}+\frac{1}{R_{th}+r_{bb'}}\\ R_m &= \frac{r_{b'e}\,(R_{th}+r_{bb'})}{R_{th}+r_{bb'}+r_{b'e}}\end{aligned}$$

جسے یوں بھی لکھا جا سکتا ہے۔

$$R_m = r_{b'e}\parallel(R_{th}+r_{bb'})$$

چونکہ R_{th} کی قیمت $r_{b'e}$ اور $r_{bb'}$ سے بہت زیادہ ہوتی ہے یعنی

$$\begin{aligned}R_{th} &\gg r_{bb'}\\ R_{th} &\gg r_{b'e}\end{aligned}$$

لہٰذا

$$R_m \approx r_{b'e}$$

کے برابر ہو گا اور یوں

$$\begin{aligned}\omega_H &= \frac{1}{(C_{b'e}+C_M)\,r_{b'e}}\\ f_H &= \frac{1}{2\pi\,(C_{b'e}+C_M)\,r_{b'e}}\end{aligned} \tag{۶.۸۵}$$

ہو گا۔ ω_H کا مساوات ۶.۶۴ میں دئے ω_β سے موازنہ کرتے ہیں۔

$$\frac{\omega_\beta}{\omega_H} = \frac{\left(\frac{1}{C_{b'e}r_{b'e}}\right)}{\left[\frac{1}{(C_{b'e}+C_M)r_{b'e}}\right]} = \frac{C_{b'e}+C_M}{C_{b'e}} = 1+\frac{C_M}{C_{b'e}} \tag{۶.۸۶}$$

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ مشترک ایمٹر ایمپلیفائر کا بلند انقطاعی تعدد ω_H ہے لہٰذا ایمپلیفائر کی افزائش ω_β تعدد پر نہایت کم ہو گی۔

$A_v = \frac{v_o}{v_s}$ کو مساوات ۶.۸۳ اور مساوات ۶.۷۳ 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 ۶.۸۴ کا استعمال کیا گیا۔ $r_{b'e} \approx R_m$ کی صورت میں اسے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$A_v \approx -\left(\frac{g_m r_{b'e} R_L}{R_{th}+r_{bb'}}\right)\left(\frac{R_B}{R_S+R_B}\right)\left(\frac{1}{1+\frac{s}{\omega_H}}\right)$$

$g_m r_{b'e} = \beta$ لکھتے ہوئے

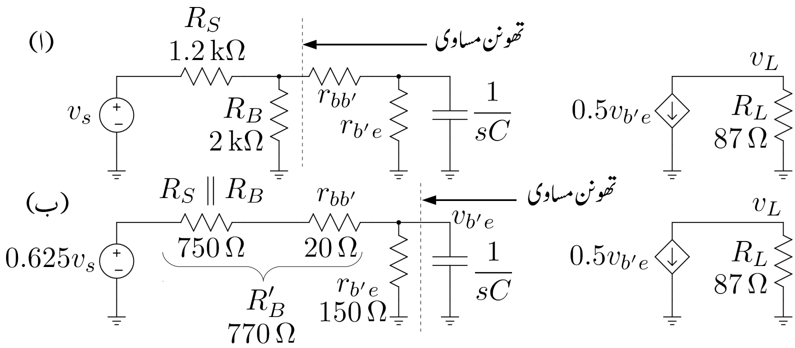
$$A_v \approx -\left(\frac{\beta R_L}{R_{th}+r_{bb'}}\right)\left(\frac{R_B}{R_S+R_B}\right)\left(\frac{1}{1+\frac{s}{\omega_H}}\right) \tag{۶.۸۷}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس مساوات سے درمیانی تعدد پر $|A_{vD}|_{\omega \ll \omega_H}$ حاصل کرتے ہیں۔

$$|A_{vD}|_{\omega \ll \omega_H} = -\left(\frac{\beta R_L}{R_{th}+r_{bb'}}\right)\left(\frac{R_B}{R_S+R_B}\right) \tag{۶.۸۸}$$

مثال ۶.۱۳: شکل ۶.۳۴ میں

$$\begin{aligned}
V_{CC} &= 15\,\text{V} & R_1 &= 7\,\text{k}\Omega & R_2 &= 2.8\,\text{k}\Omega \\
R_C &= 650\,\Omega & R_L' &= 100\,\Omega & R_E &= 260\,\Omega \\
C_{b'c} &= 2\,\text{pF} & C_{b'e} &= 220\,\text{pF} & r_{bb'} &= 20\,\Omega \\
& & \beta &= 75 & R_S &= 1.2\,\text{k}\Omega
\end{aligned}$$



شکل ۶.۳۷: مسئلہ نارٹن اور مسئلہ تھونن کے بار بار استعمال سے دور کا حل

لیتے ہوئے $I_{CQ} \approx 12.5\,\mathrm{mA}$، $g_m = 0.5\,\mathrm{S}$ اور $r_{b'e} = 150\,\Omega$ حاصل ہوتے ہیں۔ اس ایمپلیفائر کی درمیانی تعدد پر افزائش A_v اور بلند انقطاعی تعدد f_H حاصل کریں۔

حل: حصہ ۶.۱۱.۵ میں اسی کو کرخوف کے قوانین کی مدد سے حل کیا گیا۔ اس مثال کو مسئلہ نارٹن اور مسئلہ تھونن کے بار بار استعمال سے حل کرتے ہیں۔

$R_C \parallel R'_L$ کو R_L لکھتے ہوئے

$$R_L = \frac{650 \times 100}{650 + 100} = 87\,\Omega$$

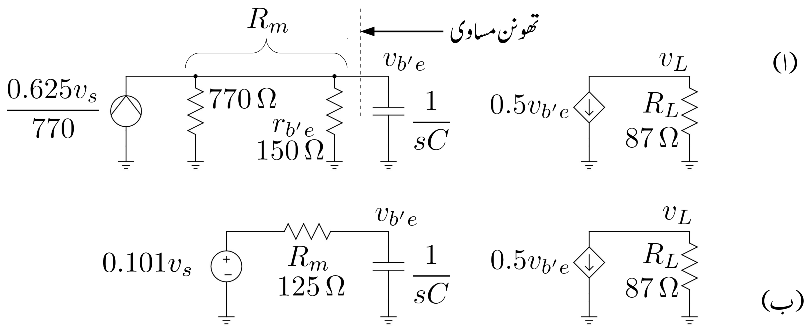
حاصل ہوتا ہے۔ شکل ۶.۳۴-ب سے مسئلہ ملر کی مدد سے شکل ۶.۳۷-الف حاصل ہوتا ہے جہاں

$$\begin{aligned}
C &= C_{b'e} + C_M \\
&= C_{b'e} + \left(1 + g_m R_L\right) C_{b'c} \\
&= 220 \times 10^{-12} + (1 + 0.5 \times 87) \times 2 \times 10^{-12} \\
&= 220\,\mathrm{pF} + 89\,\mathrm{pF} \\
&= 309\,\mathrm{pF}
\end{aligned}$$

کے برابر ہے اور $R_1 \parallel R_2$ کو R_B کہا گیا ہے یعنی

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{7000 \times 2800}{7000 + 2800} = 2\,\mathrm{k\Omega}$$

اس شکل میں نقطہ دار لکیر کے بائیں جانب کا مساوی تھونن دور لیتے ہوئے شکل ۶.۳۷-ب حاصل ہوتا ہے



شکل ٦.٣٨: مسئلہ نارٹن اور مسئلہ تھونن کے بار بار استعمال سے دور کا حل

جہاں تھونن مساوی مقدار

$$\begin{aligned}\left(\frac{R_B}{R_S+R_B}\right) v_s &= 0.625 v_s &&\text{تھونن دباو}\\ R_S \parallel R_B &= 750\,\Omega &&\text{تھونن مزاحمت}\end{aligned}$$

ہیں۔ شکل ٦.٣٧ ب کے نقطہ دار لکیر سے بائیں جانب حصے کا اب مساوی نارٹن دور لیتے ہیں جسے شکل ٦.٣٨ الف میں دکھایا گیا ہے جہاں نارٹن مساوی برقی رو

$$\frac{0.625 v_s}{R_B'} = \frac{0.625}{770} v_s$$

کے برابر ہے۔ شکل ٦.٣٨ الف میں نقطہ دار لکیر کے بائیں جانب حصے کا تھونن مساوی دور لیتے ہوئے شکل ب حاصل ہوتا ہے۔ شکل ٦.٣٨ ب کو دیکھ کر $v_{b'e}$ کی مساوات لکھی جا سکتی ہے۔

$$\begin{aligned}v_{b'e} &= 0.101 v_s \left(\frac{\frac{1}{sC}}{125+\frac{1}{sC}}\right) = 0.101 v_s \left(\frac{1}{125 \times sC + 1}\right)\\ &= \frac{0.101 v_s}{1+\frac{j\omega}{26\times 10^6}} = \frac{0.101 v_s}{1+\frac{jf}{4\times 10^6}}\end{aligned}$$

زنجیری ضرب سے

$$\begin{aligned}
A_v = \frac{v_L}{v_s} &= \frac{v_L}{i_c} \times \frac{i_c}{v_{b'e}} \times \frac{v_{b'e}}{v_s} \\
&= -87 \times 0.5 \times \left(\frac{0.101}{1 + \frac{jf}{4 \times 10^6}} \right) \\
&= \frac{-4.4}{1 + \frac{jf}{4 \times 10^6}}
\end{aligned}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ بلند انقطاعی تعدد تقریباً $f_H = 4\,\mathrm{MHz}$ جبکہ درمیانی تعدد کی افزائش $A_{vD} = -4.4\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}$ ہے۔

۶.۱۱.۶ مشترکہ سورس ماسفیٹ ایمپلیفائر کا بلند تعددی ردِ عمل

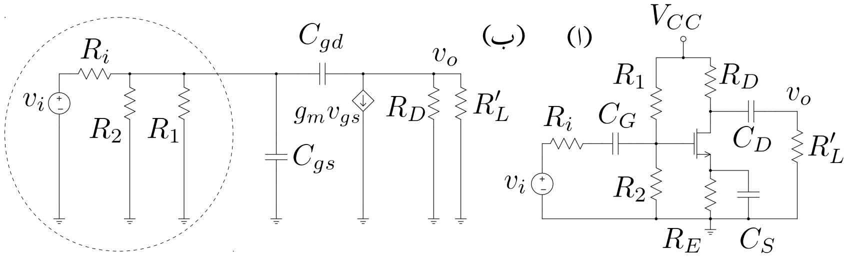
شکل ۶.۳۹ الف میں ماسفیٹ ایمپلیفائر اور شکل ب میں اسی کا مساوی بلند تعددی دور دکھایا گیا ہے جس میں ماسفیٹ کا بلند تعددی ریاضی نمونہ استعمال کیا گیا ہے۔ ماسفیٹ کا بلند تعددی ریاضی نمونہ ماسفیٹ کے پست تعددی ریاضی نمونے میں C_{gs} اور C_{gd} اندرونی کپیسٹر کی شمولیت سے حاصل کیا گیا ہے۔ شکل ۶.۳۹ ب اور شکل ۶.۳۴ ب تقریباً یکساں صورت رکھتے ہیں۔ ماسفیٹ کے ریاضی نمونے میں $C_{gs} \gg C_{gd}$ ہوتا ہے۔ پست تعددی ماسفیٹ کے C_{gs} کی قیمت $50\,\mathrm{pF}$ جبکہ بلند تعددی ماسفیٹ کی $5\,\mathrm{pF}$ سے بھی کم ہوتی ہے۔ پست تعددی ماسفیٹ کے C_{gd} کی قیمت $5\,\mathrm{pF}$ جبکہ بلند تعددی ماسفیٹ کی $0.5\,\mathrm{pF}$ سے بھی کم ہوتی ہے۔

$$\begin{aligned}
R_L &= \frac{R'_L R_D}{R'_L + R_D} \\
R_G &= \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}
\end{aligned}$$

لیتے ہوئے نقطہ دار دائرے میں بند حصے کا تھونن مساوی دور حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned}
R_{th} &= \frac{R_i R_G}{R_i + R_G} \\
v_{th} &= \left(\frac{R_G}{R_i + R_G} \right) v_i
\end{aligned}$$

C_{gd} کا ملر کپیسٹر استعمال کرتے ہوئے شکل ۶.۴۰ حاصل ہوتا ہے۔ آئیں اس مرتبہ C'_M کو نظر انداز نہ کرتے



شکل ۶.۳۹: ماسفیٹ ایمپلیفائر اور اس کا بلند تعددی مساوی دور

ہوئے دور کو حل کریں۔ متوازی جڑے R_L اور C'_M کی برقی رکاوٹ کو Z_L لکھتے ہوئے

$$\frac{1}{Z_L} = j\omega C'_M + \frac{1}{R_L}$$
$$Z_L = \frac{R_L}{j\omega C'_M R_L + 1}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں

$$\begin{aligned}
\frac{v_o}{v_{th}} &= \left(\frac{v_o}{i_d}\right)\left(\frac{i_d}{v_{gs}}\right)\left(\frac{v_{gs}}{v_{th}}\right) \\
&= (-Z_L)\left(g_m\right)\left(\frac{\frac{1}{j\omega(C_{gs}+C_M)}}{R_{th}+\frac{1}{j\omega(C_{gs}+C_M)}}\right) \\
&= -\left(\frac{g_m R_L}{j\omega C'_M R_L + 1}\right)\left(\frac{1}{j\omega(C_{gs}+C_M)R_{th}+1}\right)
\end{aligned}$$

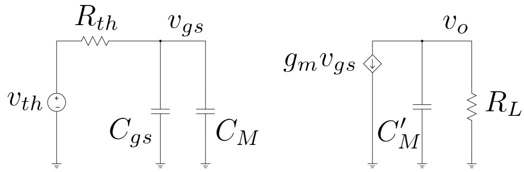
اس میں

$$\omega'_H = \frac{1}{C'_M R_L} \tag{۶.۸۹}$$

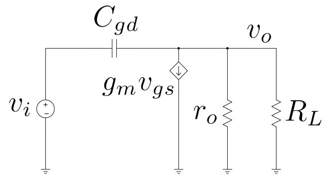
$$\omega_H = \frac{1}{\left(C_{gs}+C_M\right) R_{th}} \tag{۶.۹۰}$$

لیتے ہوئے

$$\frac{v_o}{v_{th}} = -\left(\frac{g_m R_L}{j\frac{\omega}{\omega'_H}+1}\right)\left(\frac{1}{j\frac{\omega}{\omega_H}+1}\right) \tag{۶.۹۱}$$



شکل ۶.۴۰: ماسفیٹ ایمپلیفائر میں ملر کپیسٹر کا اثر



شکل ۶.۴۱: بلند ترین ممکنہ انقطاعی تعدد کا حصول

لکھا جا سکتا ہے۔

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ C'_M سے ω'_H حاصل ہوتا ہے جسے گزشتہ حصے میں نظر انداز کیا گیا تھا۔ حقیقت میں $\omega_H \ll \omega'_H$ ہوتا ہے لہٰذا ماسفیٹ ایمپلیفائر میں بھی C'_M کی موجودگی کو نظر انداز کیا جاتا ہے۔ یوں $\omega \ll \omega'_H$ تعدد پر چلتے ہوئے کل افزائش یوں لکھی جائے گی۔

$$A_v = \left(\frac{v_o}{v_{th}}\right)\left(\frac{v_{th}}{v_i}\right) = -\left(\frac{g_m R_L}{j\frac{\omega}{\omega_H}+1}\right)\left(\frac{R_G}{R_G+R_i}\right) \tag{۶.۹۲}$$

اس مساوات کے مطابق بلند انقطاعی تعدد کا دارومدار R_{th} پر ہے۔ آئیں دیکھیں کہ ماسفیٹ کی بلند ترین انقطاعی تعدد کس صورت حاصل ہو گی۔ ایسا کرنے کی خاطر شکل ۶.۳۹ میں $R_i = 0\,\Omega$ لیتے ہوئے اس کا مساوی دور حاصل کرتے ہیں جسے شکل ۶.۴۱ میں دکھایا گیا ہے جہاں r_o کو بھی شامل کیا گیا ہے۔ اس شکل میں چونکہ R_1، R_2 اور C_{gs} تینوں داخلی اشارہ v_i کے متوازی جڑے ہیں لہٰذا گیٹ پر v_i ہی پایا جائے گا۔ یوں $v_{gs} = v_i$ کے برابر ہو گا۔ v_o جوڑ پر کرخوف کے قانون برائے برقی رو کے مدد سے ہم لکھ سکتے ہیں

$$\frac{v_o - v_i}{\frac{1}{j\omega C_{gd}}} + g_m v_i + \frac{v_o}{\frac{R_L r_o}{R_L + r_o}} = 0$$

$$\frac{v_o}{v_i} = \left(\frac{R_L r_o}{r_L + r_o}\right)\left[\frac{j\omega C_{gd} - g_m}{1 + \omega C_{gd}\left(\frac{R_L r_o}{R_L + r_o}\right)}\right]$$

یعنی

$$A_v=\frac{v_o}{v_i}=\left(\frac{g_m R_L r_o}{r_L+r_o}\right)\left[-1+\frac{j\frac{\omega C_{gd}}{g_m}}{1+j\omega C_{gd}\left(\frac{R_L r_o}{R_L+r_o}\right)}\right] \tag{۶.۹۳}$$

جس میں

$$\omega_s=\frac{g_m}{C_{gd}} \tag{۶.۹۴}$$

$$\omega_H=\frac{1}{C_{gd}\left(\frac{R_L r_o}{R_L+r_o}\right)} \tag{۶.۹۵}$$

لیتے ہوئے

$$A_v=\left(\frac{g_m R_L r_o}{r_L+r_o}\right)\left[\frac{-1+j\frac{\omega}{\omega_s}}{1+j\frac{\omega}{\omega_H}}\right] \tag{۶.۹۶}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس مساوات میں $\omega_H \gg \omega_s$ ہوتا ہے یعنی

$$\frac{g_m}{C_{gd}}\gg\frac{1}{C_{gd}\left(\frac{R_L r_o}{R_L+r_o}\right)}$$

جسے

$$g_m\left(\frac{R_L r_o}{R_L+r_o}\right)\gg 1 \tag{۶.۹۷}$$

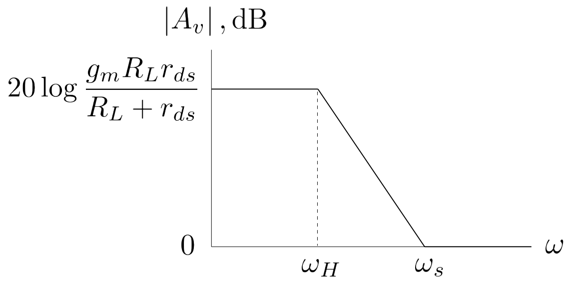
لکھا جا سکتا ہے۔ مساوات ۶.۹۶ کا بوڈا خط شکل ۶.۴۲ میں دکھایا گیا ہے۔ ω_H کی قیمت R_L سے وابستہ ہے۔ اگر $R_L\to\infty$ کر دیا جائے تو بلند ترین انقطاعی تعدد

$$\omega_H\bigg|_{R_L\to\infty}=\frac{1}{C_{gd}r_o} \tag{۶.۹۸}$$

حاصل ہو گی جو ماسفیٹ ریاضی نمونے کے اجزاء C_{gd} اور r_o پر منحصر ہے۔

۶.۱۲ مشترکہ کلکٹر ایمپلیفائر کا بلند تعددی رد عمل

شکل ۶.۴۳ الف میں کلکٹر مشترک ایمپلیفائر دکھایا گیا ہے جس کا مساوی باریک اشاراتی بلند تعددی دور شکل ب میں دکھایا گیا ہے۔ بلند تعدد پر بیرونی نسب کپیسٹر C_b قصر دور کردار ادا کرتا ہے۔ شکل ب



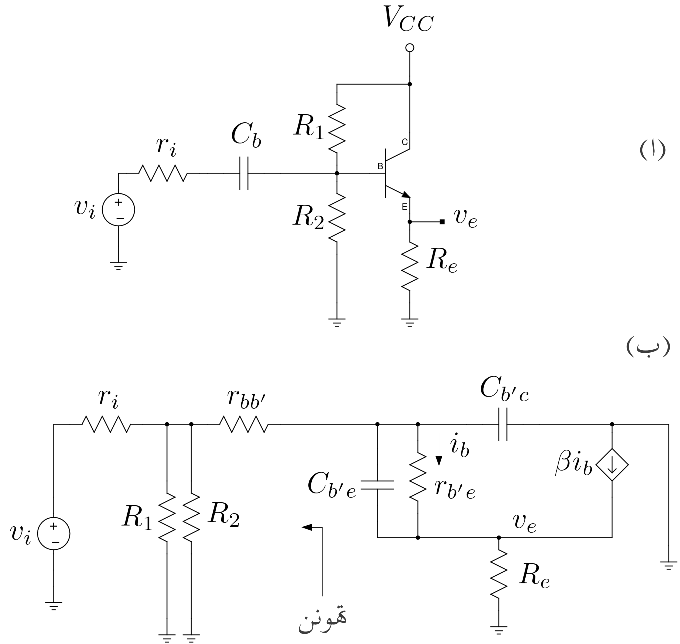
شکل ۶.۴۲: ماسفیٹ ایمپلیفائر کا بوڈا خط

سے واضح ہے کہ صرف $r_{b'e}$ سے گزرتی برقی رو i_b کو ٹرانزسٹر β گنا بڑھاتا ہے۔ اس شکل میں کپیسٹر $C_{b'e}$ کا بائیں جانب کا مساوی تھونن دور حاصل کرتے ہیں

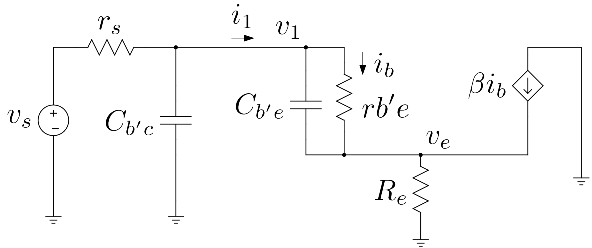
$$V_{th} = \left(\frac{R_1 \parallel R_2}{r_i + R_1 \parallel R_2}\right) v_i = v_s$$
$$R_{th} = r_i \parallel R_1 \parallel R_2 + r_{bb'} = r_s$$

جہاں تھونن برقی دباو کو v_s اور تھونن برقی مزاحمت کو r_s لکھا گیا ہے۔ شکل ب میں $C_{b'c}$ کا ایک سرا برقی زمین سے جڑا ہے۔ یوں شکل ب کو شکل ۶.۴۴ کے طرز پر بنایا جا سکتا ہے۔ اس شکل کو دیکھتے ہوئے کرخوف کے قانون برائے برقی رو کے استعمال سے ایمٹر پر ہم لکھ سکتے ہیں

$$(v_e - v_1)\, sC_{b'e} + \frac{v_e - v_1}{r_{b'e}} + \frac{v_e}{R_e} = \beta i_b = \beta \frac{v_1 - v_e}{r_{b'e}}$$



شکل ۶.۴۳: کلکٹر مشترک بلند تعددی ردعمل



شکل ۶.۴۴: کلکٹر مشترک بلند تعددی سادہ مساوی دور

یعنی

$$
\begin{aligned}
v_1 &= \left[\frac{sC_{b'e}+\frac{\beta+1}{r_{b'e}}+\frac{1}{R_e}}{sC_{b'e}+\frac{\beta+1}{r_{b'e}}}\right]v_e\\
&= \left[\frac{\left(sC_{b'e}+\frac{\beta+1}{r_{b'e}}\right)+\frac{1}{R_e}}{sC_{b'e}+\frac{\beta+1}{r_{b'e}}}\right]v_e\\
&= \left[\frac{\left(sC_{b'e}+\frac{\beta+1}{r_{b'e}}\right)}{sC_{b'e}+\frac{\beta+1}{r_{b'e}}}+\frac{\frac{1}{R_e}}{sC_{b'e}+\frac{\beta+1}{r_{b'e}}}\right]v_e\\
&= \left[1+\frac{1}{R_e\left(sC_{b'e}+\frac{\beta+1}{r_{b'e}}\right)}\right]v_e
\end{aligned}
\tag{۶.۹۹}
$$

اسی طرح جوڑ v_1 پر کرخوف کے قانون برائے برقی رو کے استعمال سے ہم لکھ سکتے ہیں

$$
\frac{v_1-v_s}{r_s}+v_1sC_{b'c}+(v_1-v_e)\,sC_{b'e}+\frac{v_1-v_e}{r_{b'e}}=0
$$

یعنی

$$
\begin{aligned}
&\left(\frac{1}{r_s}+sC_{b'c}+sC_{b'e}+\frac{1}{r_{b'e}}\right)v_1=\frac{v_s}{r_s}+v_e\left(sC_{b'e}+\frac{1}{r_{b'e}}\right)\\
&\left(\frac{1}{r_s}+sC_{b'c}+sC_{b'e}+\frac{1}{r_{b'e}}\right)\left[1+\frac{1}{R_e\left(sC_{b'e}+\frac{\beta+1}{r_{b'e}}\right)}\right]v_e\\
&\qquad\qquad=\frac{v_s}{r_s}+v_e\left(sC_{b'e}+\frac{1}{r_{b'e}}\right)
\end{aligned}
$$

جہاں دوسرے قدم پر مساوات ۶.۹۹ کا استعمال کیا گیا۔ بائیں ہاتھ کے قوسین کو کھولتے ہیں

$$
\begin{aligned}
&\left(\frac{1}{r_s}+sC_{b'c}+sC_{b'e}+\frac{1}{r_{b'e}}\right)v_e+\left[\frac{\frac{1}{r_s}+sC_{b'c}+sC_{b'e}+\frac{1}{r_{b'e}}}{R_e\left(sC_{b'e}+\frac{\beta+1}{r_{b'e}}\right)}\right]v_e\\
&\qquad\qquad=\frac{v_s}{r_s}+v_e\left(sC_{b'e}+\frac{1}{r_{b'e}}\right)
\end{aligned}
$$

اور یکساں اجزاء اکٹھے کرتے ہیں۔

$$\left[\frac{1}{r_s}+sC_{b'c}+\frac{\frac{1}{r_s}+sC_{b'c}+sC_{b'e}+\frac{1}{r_{b'e}}}{R_e\left(sC_{b'e}+\frac{\beta+1}{r_{b'e}}\right)}\right]v_e=\frac{v_s}{r_s}$$

اس مساوات کو

$$\left[\frac{1}{r_s}\left(1+sr_sC_{b'c}\right)+\frac{\frac{1}{r_s}\left(1+sr_sC_{b'c}\right)+\frac{1}{r_{b'e}}\left(sr_{b'e}C_{b'e}+1\right)}{\frac{R_e(\beta+1)}{r_{b'e}}\left(s\frac{r_{b'e}C_{b'e}}{\beta+1}+1\right)}\right]v_e=\frac{v_s}{r_s}$$

لکھ کر دونوں جانب کو r_s سے ضرب دیتے اور

$$\omega_1=\frac{1}{r_sC_{b'c}} \tag{۶.۱۰۰}$$

$$\omega_\beta=\frac{1}{r_{b'e}C_{b'e}} \tag{۶.۱۰۱}$$

$$\omega_T=\frac{\beta+1}{r_{b'e}C_{b'e}} \tag{۶.۱۰۲}$$

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 قوسین کھولتے ہوئے اس مساوات کو یوں لکھا جا سکتا ہے

$$\frac{A+j\omega B+(j\omega)^2C}{\frac{R_e(\beta+1)}{r_{b'e}}\left(\frac{j\omega}{\omega_T}+1\right)}=\frac{v_s}{v_e}$$

جہاں

$$
\begin{aligned}
A &= \frac{R_e\left(\beta+1\right)}{r_{b'e}} + 1 + \frac{r_s}{r_{b'e}} \\
B &= \frac{R_e\left(\beta+1\right)}{r_{b'e}\omega_T} + \frac{R_e\left(\beta+1\right)}{r_{b'e}\omega_1} + \frac{1}{\omega_1} + \frac{r_s}{r_{b'e}\omega_\beta} \\
C &= \frac{R_e\left(\beta+1\right)}{r_{b'e}\omega_T\omega_1}
\end{aligned}
$$

کے برابر ہیں۔ اس سے

$$
\frac{v_e}{v_s} = \frac{\frac{R_e\left(\beta+1\right)}{r_{b'e}}\left(\frac{j\omega}{\omega_T}+1\right)}{A + j\omega B + \left(j\omega\right)^2 C} \tag{۶.۱۰۳}
$$

حاصل ہوتا ہے۔ اگر $\left(\beta+1\right)R_e \gg r_s + r_{b'e}$ ہو تب اس مساوات کو اس طرح لکھا جا سکتا ہے

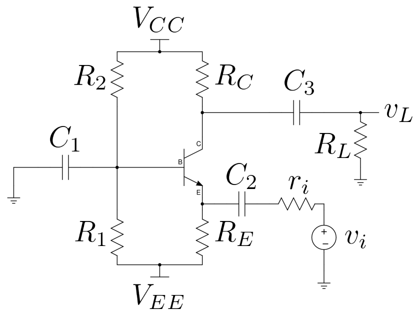
$$
\frac{v_e}{v_s} = \frac{1+\frac{j\omega}{\omega_T}}{1 + j\omega\left(\frac{1}{\omega_1} + \frac{1+\frac{r_s}{R_e}}{\omega_T}\right) + \frac{j\omega}{\omega_T}\frac{j\omega}{\omega_1}} \tag{۶.۱۰۴}
$$

۶.۱۳ مشترک بیس ایمپلیفائر کا بلند انقطاعی تعدد

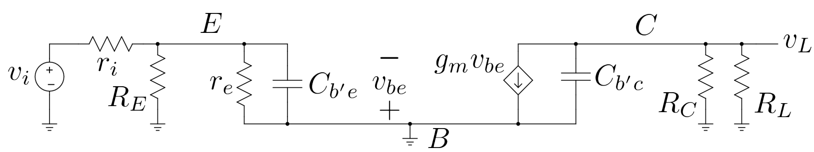
شکل ۶.۴۵ میں بیس مشترک ایمپلیفائر دکھایا گیا ہے۔ صفحہ ۲۸۷ پر ٹرانزسٹر کا **ٹی ریاضی نمونہ** دکھایا گیا ہے جسے **پائے ریاضی نمونہ** کی شکل میں بناتے ہوئے شکل ۶.۴۵ کا بلند تعددی مساوی دور شکل ۶.۴۶ میں دکھایا گیا ہے۔ باریک اشاراتی دور میں R_1 اور R_2 دونوں کے دونوں سرے برقی زمین پر ہیں لہٰذا انہیں نہیں دکھایا گیا۔ چونکہ ٹرانزسٹر کا بیس سرا برقی زمین پر ہے لہٰذا $C_{b'c}$ 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

$$
\begin{aligned}
\omega_{H1} &= \frac{1}{\left(r_e \parallel R_E \parallel r_i\right)C_{b'e}} \\
\omega_{H2} &= \frac{1}{\left(R_C \parallel R_L\right)C_{b'c}}
\end{aligned} \tag{۶.۱۰۵}
$$



شکل ۶.۴۵: بیس مشترک ایمپلیفائر



شکل ۶.۴۶: بیس مشترک ایمپلیفائر کا مساوی دور

درمیانی تعدد پر افزائش حاصل کرتے وقت $C_{b'c}$ اور $C_{b'e}$ کو کھلے دور تصور کیا جاتا ہے۔ یوں

$$\begin{aligned}
A_v = \frac{v_L}{v_i} &= \frac{v_L}{i_c} \times \frac{i_c}{v_{b'e}} \times \frac{v_{b'e}}{v_i} \\
&= -\left(R_C \parallel R_L\right) g_m \left(-\frac{R_E \parallel r_e}{R_E \parallel r_e + r_i}\right) \\
&= \left(R_C \parallel R_L\right) g_m \left(\frac{R_E \parallel r_e}{R_E \parallel r_e + r_i}\right)
\end{aligned}$$

لکھا جا سکتا ہے جہاں پہلی اور تیسری قوسین میں موجود منفی ایک آپس میں ضرب ہو کر ختم ہو جاتے ہیں۔

مثال ۶.۱۴: شکل ۶.۴۵ میں

$$\begin{aligned}
V_{CC} &= 5\,\mathrm{V}, \quad V_{EE} = -5\,\mathrm{V}, \quad R_E = 600\,\Omega \\
R_1 &= 6\,\mathrm{k\Omega} \quad R_2 = 38\,\mathrm{k\Omega}, \quad R_C = 5\,\mathrm{k\Omega} \\
R_L &= 10\,\mathrm{k\Omega}, \quad r_i = 100\,\Omega
\end{aligned}$$

ہیں۔ ٹرانزسٹر کا $\beta = 149$ ، $C_{b'e} = 35\,\mathrm{pF}$ اور $C_{b'c} = 4\,\mathrm{pF}$ ہیں۔ بلند کونے کے تعدد حاصل کریں۔

حل: پہلے یک سمت حل درکار ہے۔ تھونن مساوی اجزاء حاصل کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned}
V_{BB} &= \frac{5+5}{6000+38000} \times 6000 - 5 = -3.64\,\mathrm{V} \\
R_B &= \frac{6000 \times 38000}{6000+38000} = 5.182\,\mathrm{k\Omega}
\end{aligned}$$

یوں

$$I_E = \frac{-3.64 - 0.7 + 5}{\frac{5182}{149+1} + 600} = 1.04\,\mathrm{mA}$$

یوں

$$\begin{aligned}
g_m &= \frac{1.04 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 0.0416\,\mathrm{S} \\
r_e &= 24\,\Omega \\
r_{b'e} &= 24 \times 150 = 3.6\,\mathrm{k\Omega}
\end{aligned}$$

حاصل ہوتے ہیں۔

$C_{b'e}$ کے متوازی کل مزاحمت $R_{b'e}$

$$\begin{aligned} \frac{1}{R_{be'}} &= \frac{1}{24} + \frac{1}{600} + \frac{1}{100} \\ R_{b'e} &= 18.75\,\Omega \end{aligned}$$

جبکہ $C_{b'c}$ کے متوازی کل مزاحمت

$$R_{b'c} = \frac{5000 \times 10000}{5000 + 10000} = 3.333\,\mathrm{k\Omega}$$

ہیں۔ یوں مساوات ۶.۱۰۵ کی مدد سے

$$\begin{aligned} f_{H1} &= \frac{1}{2 \times \pi \times 18.75 \times 35 \times 10^{-12}} = 242\,\mathrm{MHz} \\ f_{H2} &= \frac{1}{2 \times \pi \times 3333 \times 4 \times 10^{-12}} = 11.93\,\mathrm{MHz} \end{aligned}$$

حاصل ہوتے ہیں لہٰذا اس ایمپلیفائر کا بلند انقطاعی تعدد $11.93\,\mathrm{MHz}$ ہے۔ اس مثال میں بلند انقطاعی تعدد کا دارومدار $C_{b'c}$ پر ہے نا کہ $C_{b'e}$ پر۔

$$\begin{aligned} A_v &= \left(\frac{5000 \times 10000}{5000 + 1000} \right) 0.0416 \left(\frac{\frac{24 \times 600}{24 + 600}}{\frac{24 \times 600}{24 + 600} + 100} \right) \\ &= 26\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}} \end{aligned}$$

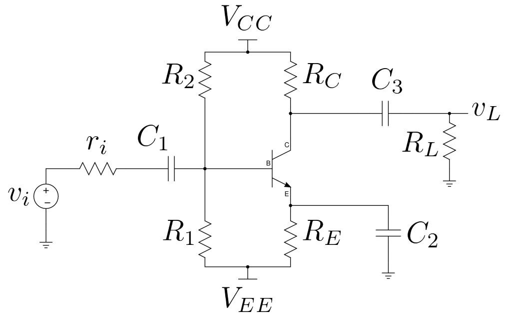
مثال ۶.۱۵: گزشتہ مثال کے دور میں اگر داخلی اشارہ بیس پر مہیا کیا جائے تو ایمٹر مشترک ایمپلیفائر حاصل ہوتا ہے جسے شکل ۶.۴۷ میں دکھایا گیا ہے۔ بقایا تمام متغیرات وہی رکھتے ہوئے دیکھتے ہیں کہ اس صورت میں بلند انقطاعی تعدد کیا حاصل ہوتا ہے۔

حل: مساوی دور شکل ۶.۴۸ میں دکھایا گیا ہے۔ گزشتہ مثال کی معلومات استعمال کرتے ہوئے

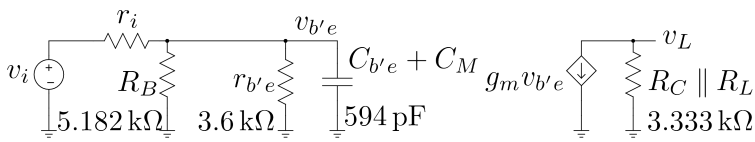
$$\begin{aligned} C_M &= (1 + 0.0416 \times 3333) \times 4 \times 10^{-12} = 559\,\mathrm{pF} \\ C_{b'e} + C_M &= 594\,\mathrm{pF} \end{aligned}$$

اور اس کے متوازی کل مزاحمت R_m

$$\begin{aligned} \frac{1}{R_m} &= \frac{1}{100} + \frac{1}{5182} + \frac{1}{3600} \\ R_m &= 95.5\,\Omega \end{aligned}$$



شکل ۶.۴۷: ایمٹر مشترک ایمپلیفائر



شکل ۶.۴۸: ایمٹر مشترک ایمپلیفائر کے انقطاعی تعدد حاصل کرنے کے لئے درکار مساوی دور

حاصل ہوتا ہے۔ یوں بلند انقطاعی تعدد

$$f_H = \frac{1}{2\pi \times 95.5 \times 594 \times 10^{-12}} = 2.8\,\mathrm{MHz}$$

اور درمیانی تعدد پر افزائش

$$A_v = \frac{v_L}{v_i} = -3333 \times 0.0416 \times \frac{\frac{3600 \times 5182}{3600+5182}}{\frac{3600 \times 5182}{3600+5182} + 100} = -132\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}$$

مندرجہ بالا دو مساوات سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ بیس مشترک ایمپلیفائر کی بلند انقطاعی تعدد ایمٹر مشترک ایمپلیفائر کے بلند انقطاعی تعدد سے تقریباً سوا چار گنا زیادہ ہے۔

۶.۱۴ کیسکوڈ ایمپلیفائر

ایمپلیفائر کے **بلند تعددی** ردعمل پر غور کے دوران یہ حقیقت سامنے آئی کہ اگرچہ $C_{b'c}$ کی قیمت نہایت کم لیکن **ملر کپیسٹر**[۳۸] کی وجہ سے بلند انقطاعی نقطہ تعین کرنے میں اس کا کردار نہایت اہم ہے۔ ٹرانزسٹر ایمپلیفائر بلند انقطاعی نقطے سے کم تعدد کے اشارات کو بڑھاتا ہے۔ یوں ہم چاہیں گے کہ یہ نقطہ بلند سے بلند تر تعدد پر پایا جائے۔ اس حصے میں **کیسکوڈ ایمپلیفائر**[۳۹] پر غور کیا جائے گا جس میں ملر کپیسٹر کی قیمت کم سے کم ہونے کی بنا پر زیادہ سے زیادہ تعدد پر بلند تر انقطاعی نقطہ حاصل ہوتا ہے۔[۴۰]

شکل ۶.۴۹ الف میں کیسکوڈ ایمپلیفائر دکھایا گیا ہے۔ Q_1 اور اس کے ساتھ منسلک R_1،R_2، R_E اور C_E مل کر مشترک ایمٹر طرز کا 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 بوجھ R_L لادا جاتا ہے لیکن کیسکوڈ میں ایسا نہیں کیا جاتا۔ کیسکوڈ میں Q_2 بطور برقی بوجھ کردار ادا کرتا ہے۔ Q_2 کے بیس پر بیرونی کپیسٹر C_{B2} کا کردار نہایت اہم ہے۔ درکار تعدد پر C_{B2} بطور قصر دور کام کرتے ہوئے Q_2 کے بیس کو برقی زمین پر رکھتا ہے۔ Q_2 اور اس کے ساتھ منسلک R'_1، R'_2 اور C_{B2} مل کر مشترک بیس طرز کا ایمپلیفائر بناتے ہیں۔

کیسکوڈ کی بلند انقطاعی تعدد اس میں پائے جانے والے Q_1 پر مبنی مشترک ایمٹر طرز کے ایمپلیفائر اور Q_2 پر مبنی مشترک بیس طرز کے ایمپلیفائر کی بلند انقطاعی تعدد پر منحصر ہو گی۔ مساوات ۶.۶۲ اور مساوات ۶.۶۹ ان ایمپلیفائر کی قصر دور بلند تر انقطاعی تعدد ω_β اور ω_α دیتے ہیں جن کے تحت $\omega_\alpha = \beta\omega_\beta = \omega_T$ کے برابر ہے جہاں ω_β مشترک ایمٹر طرز کے ایمپلیفائر کی قصر دور بلند انقطاعی تعدد جبکہ ω_α مشترک بیس طرز کے ایمپلیفائر کی قصر دور بلند انقطاعی تعدد ہے۔ چونکہ $\omega_T = \omega_\alpha$ کے برابر ہے لہٰذا مشترک بیس طرز کا ایمپلیفائر ٹرانزسٹر کے ω_T تعدد تک قابل استعمال ہوتا ہے۔ اس کے برعکس مشترک ایمٹر طرز کے ایمپلیفائر کی بلند انقطاعی تعدد C_M پر منحصر ہوتی ہے جو از خود اس پر لدے برقی بوجھ R_L پر منحصر ہوتا ہے۔ یوں کیسکوڈ ایمپلیفائر کی بلند تعددی انقطاعی تعدد اس میں پائے جانے والے مشترک ایمٹر ایمپلیفائر کی بلند انقطاعی تعدد پر منحصر ہو گا۔ آئیں اب اس پر غور کریں۔

شکل ۶.۴۹ ب میں کیسکوڈ ایمپلیفائر کا مساوی باریک اشاراتی دور دکھایا گیا ہے جس میں ٹرانزسٹر مائل کرنے والے اجزاء نہیں دکھائے گئے تاکہ کیسکوڈ ایمپلیفائر کی بنیادی کارکردگی پر توجہ رہے۔ اس شکل میں Q_2 کا مزاحمت 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 کلکٹر اور برقی زمین کے مابین دکھایا گیا ہے۔ شکل پ میں Q_2 کا T ریاضی نمونے[۴۱] استعمال کرتے ہوئے اس بات کی وضاحت کی گئی ہے کہ Q_1 کے کلکٹر اور برقی زمین کے درمیان r_{e2} نسب ہے۔
Q_1 کا برقی بوجھ r_{e2} لیتے ہوئے

$$C_M = (1 + g_{m1} r_{e2})\, C_{b'c} \tag{۶.۱۰۶}$$

حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ Q_1 اور Q_2 میں برابر یک سمت برقی رو I_{CQ} گزرتا ہے لہٰذا $g_{m1} = g_{m2} = g_m = \frac{I_{CQ}}{V_T}$ اور $r_{e1} = r_{e2} = \frac{1}{g_m} = r_e$ ہوں گے۔ آپ یہ بھی دیکھ سکتے ہیں کہ باریک اشاراتی برقی رو $i_{c1} = i_{e2} \approx$

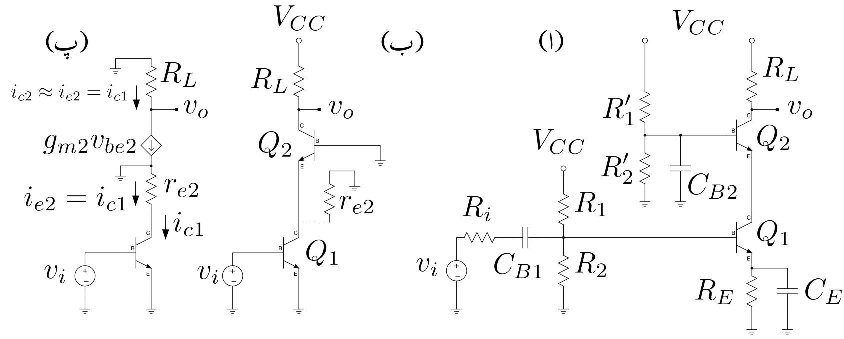
---

[۳۸] Miller capacitor

[۳۹] فریڈرک ونٹن ہنٹ نے اس ایمپلیفائر کو دریافت کیا اور اس کا نام کیسکوڈ ایمپلیفائر رکھا۔

[۴۰] cascode amplifier

[۴۱] T ریاضی نمونے پر حصہ ۱.۱۴.۳ میں تبصرہ کیا گیا ہے



شکل ۶.۴۹: کیسکوڈ ایمپلیفائر

i_{c2} ہوگا۔ یوں $g_{m1}r_{e2}=1$ لیتے ہوئے

$$C_M = (1+1)\,C_{b'c} = 2C_{b'c} \tag{۶.۱۰۷}$$

حاصل ہوتا ہے جو کہ کم ترین ممکن ملر کپیسٹر ہے۔ C_M کی قیمت کم سے کم ہونے کی بنا پر مشترکہ ایمٹر طرز کے ایمپلیفائر کی بلند انقطاعی تعدد زیادہ سے زیادہ تعدد پر حاصل ہوتی ہے۔

شکل ۶.۵۰ میں Q_1 کا بلند تعددی ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے باریک اشاراتی مساوی دور دکھایا گیا ہے جس میں r_{e2} کو بطور برقی بوجھ دکھایا گیا ہے۔ متوازی جڑے R_1 اور R_2 کے کل مزاحمت کو R_B لکھتے ہیں یعنی

$$\frac{1}{R_B} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}$$

یوں متوازی جڑے مزاحمت R_1، R_2 اور r_{be} کی کل مقدار R_m یوں لکھی جا سکتی ہے۔

$$\begin{aligned}\frac{1}{R_m} &= \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_{be}}\\ &= \frac{1}{R_B} + \frac{1}{r_{be}}\end{aligned}$$

یعنی

$$R_m = \frac{R_B r_{be}}{R_B + r_{be}}$$

اسی طرح متوازی جڑے R_m اور دو کپیسٹروں کی برقی رکاوٹ Z کو یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$\frac{1}{Z} = j\omega\left(C_{b'e} + 2C_{b'c}\right) + \frac{1}{R_m}$$

ایمپلیفائر کی موصل نما افزائش $G_M = \frac{i_c}{v_i}$ یوں حاصل ہوتی ہے۔

$$
\begin{aligned}
G_m = \frac{i_{c1}}{v_i} &= \left(\frac{i_c}{v_{be}}\right)\left(\frac{v_{be}}{v_i}\right)\\
&= g_m\left(\frac{Z}{R_i+Z}\right)\\
&= g_m\left[\frac{Z}{Z\left(\frac{R_i}{Z}+1\right)}\right]\\
&= \frac{g_m}{\frac{R_i}{Z}+1}
\end{aligned}
$$

اس میں $\frac{1}{Z}$ استعمال کرتے

$$
\begin{aligned}
G_m &= \frac{g_m}{R_i\left[j\omega\left(C_{b'e}+2C_{b'c}\right)+\frac{1}{R_m}\right]+1}\\
&= \frac{g_m}{j\omega\left(C_{b'e}+2C_{b'c}\right)R_i+\frac{R_i}{R_m}+1}
\end{aligned}
$$

حاصل ہوتا ہے۔اس کے نچلے حصے سے $\left(\frac{R_i}{R_m}+1\right)$ باہر لیتے ہوئے

$$
G_m = \frac{g_m}{\left(\frac{R_i}{R_m}+1\right)\left[j\omega\frac{\left(C_{b'e}+2C_{b'c}\right)R_i}{\frac{R_i}{R_m}+1}+1\right]}
$$

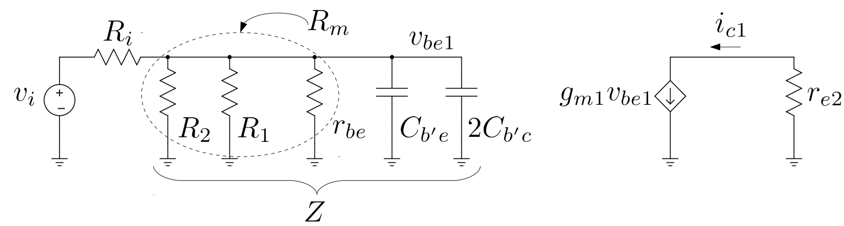
حاصل ہوتا ہے جس میں

$$
\omega_H = \frac{\frac{R_i}{R_m}+1}{\left(C_{b'e}+2C_{b'c}\right)R_i} \tag{۶.۱۰۸}
$$

لکھتے ہوئے

$$
G_m = \left(\frac{g_m}{\frac{R_i}{R_m}+1}\right)\left(\frac{1}{j\frac{\omega}{\omega_H}+1}\right) \tag{۶.۱۰۹}
$$

حاصل ہوتا ہے۔



شکل ۶.۵۰: کیسکوڈ ایمپلیفائر باریک اشاراتی تجزیہ

شکل ۶.۴۹ پ میں اس بات کی وضاحت کی گئی ہے کہ Q_2 میں وہی برقی رو گزرتی ہے جو Q_1 میں گزرتی ہے اور یوں $i_{c2} = i_{c1}$ ہوتا ہے۔ اس حقیقت کو مدِ نظر رکھتے ہوئے کیسکوڈ ایمپلیفائر کے برقی دباو 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

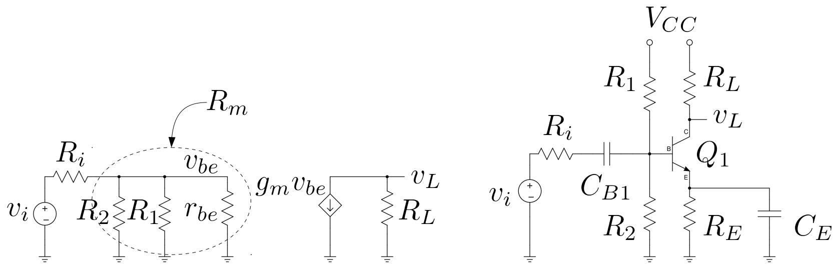
$$\begin{aligned} A_v &= -\left(\frac{g_m R_L}{\frac{R_i}{R_m}+1}\right)\left(\frac{1}{j\frac{\omega}{\omega_H}+1}\right) \\ &= A_{vD}\left(\frac{1}{j\frac{\omega}{\omega_H}+1}\right) \end{aligned} \tag{۶.۱۱۰}$$

حاصل ہوتی ہے جہاں A_{vD} درمیانی تعدد پر افزائش ہے جو

$$A_{vD} = -\left(\frac{g_m R_L}{\frac{R_i}{R_m}+1}\right) = -\left(\frac{g_m R_L R_m}{R_i + R_m}\right) \tag{۶.۱۱۱}$$

کے برابر ہے۔ اس طرح کیسکوڈ ایمپلیفائر پوری برقی دباو کی افزائش دیتے ہوئے بلند انقطاعی تعدد کو بلند تر تعدد تک لے جاتا ہے۔ ω_H کو مزید

$$\begin{aligned} \omega_H &= \frac{R_i + R_m}{(C_{b'e} + 2C_{b'c})\, R_i R_m} \\ &= \frac{1}{(C_{b'e} + 2C_{b'c})\,\frac{R_i R_m}{R_i + R_m}} \end{aligned} \tag{۶.۱۱۲}$$



شکل ۶.۵۱: کیسکوڈ ایمپلیفائر کا مشترک ایمٹر حصہ

لکھا جا سکتا ہے جہاں کپیسٹر $C_{b'e} + 2C_{b'c}$ کے متوازی کل مزاحمت $R_i \parallel R_m$ دراصل متوازی جڑے R_i، R_1، R_2 اور r_{be} کی کل مزاحمت ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ کیسکوڈ ایمپلیفائر کی بلند انقطاعی تعدد کو بھی $\omega_H = \frac{1}{RC}$ کی شکل میں لکھا جا سکتا ہے جہاں C کل کپیسٹر اور R اس کے ساتھ متوازی جڑی کل مزاحمت ہے۔

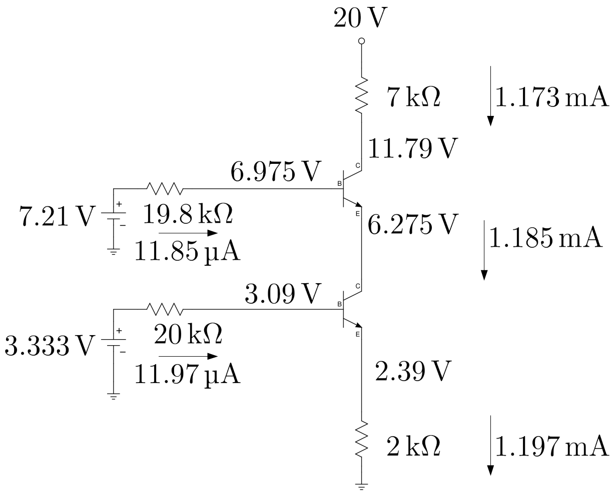
شکل ۶.۴۹ الف میں Q_1 مشترک ایمٹر ایمپلیفائر ہے۔ اگر Q_2 کو دور سے نکال کر R_L کو Q_1 کے کلکٹر کے ساتھ جوڑا جائے تو شکل ۶.۵۱ میں دکھایا گیا مشترک ایمٹر ایمپلیفائر حاصل ہو گا جس کا درمیانی تعدد پر مساوی دور بھی اسی شکل میں دکھایا گیا ہے۔ آئیں زنجیری ضرب کی مدد سے شکل ۶.۵۱ کا $A_v = \frac{v_L}{v_i}$ حاصل کریں۔

$$
\begin{aligned}
A_v = \frac{v_L}{v_i} &= \frac{v_L}{i_c} \times \frac{i_c}{v_{be1}} \times \frac{v_{be1}}{v_i} \\
&= -R_L g_m \left(\frac{R_m}{R_i + R_m} \right) \\
&= \frac{-g_m R_L R_i}{R_i + R_m}
\end{aligned}
\tag{۶.۱۱۳}
$$

اس مساوات کا مساوات ۶.۱۱۱ کے ساتھ موازنہ کرنے سے ثابت ہوتا ہے کہ کیسکوڈ ایمپلیفائر کی درمیانی تعدد پر افزائش وہی ہے جو مشترک ایمٹر ایمپلیفائر کی ہے۔ کیسکوڈ ایمپلیفائر کی افادیت اس حقیقت میں ہے کہ اس کا بلند انقطاعی تعدد کافی زیادہ تعدد پر پایا جاتا ہے۔

مثال ۶.۱۶: شکل ۶.۴۹ الف میں

$$
\begin{gathered}
R_1 = 120\,\mathrm{k\Omega}, \quad R_2 = 24\,\mathrm{k\Omega}, \quad R_E = 2\,\mathrm{k\Omega} \\
R_1' = 55\,\mathrm{k\Omega}, \quad R_2' = 31\,\mathrm{k\Omega}, \quad R_i = 0.1\,\mathrm{k\Omega} \\
C_{b'e} = 30\,\mathrm{pF}, \quad C_{b'c} = 3\,\mathrm{pF}, \quad R_L = 7\,\mathrm{k\Omega} \\
\beta = 99, \quad V_{CC} = 20\,\mathrm{V}, \quad V_A = \infty
\end{gathered}
$$



شکل ۶.۵۲: کیسکوڈ ایمپلیفائر کے یک سمت متغیرات

ہیں۔ کیسکوڈ ایمپلیفائر کے تمام یکستی متغیرات ٹھیک ٹھیک حاصل کریں۔

حل: شکل ۶.۵۲ میں اس کا یک سمت دور دکھایا گیا ہے جہاں Q_1 اور Q_2 کے بیس جانب مسئلہ تھونن سے حاصل مساوی ادوار نسب کر دئے گئے ہیں۔

Q_1 کا برقی رو سیدھا سیدھا یوں حاصل ہو جاتا ہے

$$I_{E1} = \frac{3.333 - 0.7}{\frac{20000}{99+1} + 2000} = 1.197\,\text{mA} \tag{۶.۱۱۴}$$

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 ۶.۱۱۴ کے طرز پر تب حاصل کیا جا سکتا ہے جب اس کے ایمٹر پر نسب مزاحمت معلوم ہو۔ یہاں ایسا کوئی مزاحمت نظر نہیں آ رہا۔ یہاں طریقہ سوچ کچھ یوں ہے۔ چونکہ Q_1 کے

کلکٹر پر $1.185\,\text{mA}$ پایا جاتا ہے لہٰذا Q_2 کا I_{E2} یہی ہو گا۔ اگر ایسا ہو تب

$$
\begin{aligned}
I_{C2} &= \left(\frac{99}{99+1}\right) \times 1.185\,\text{mA} \\
I_{B2} &= \frac{1.185\,\text{mA}}{99+1} = 11.85\,\mu\text{A}
\end{aligned}
$$

ہوں گے۔

آئیں اب حاصل کردہ برقی رو کو استعمال کرتے ہوئے مختلف مقامات پر برقی دباو حاصل کریں۔ Q_1 کے ایمٹر پر

$$V_{E1} = I_{E1}R_E = 1.197 \times 10^{-3} \times 2000 = 2.39\,\text{V}$$

پایا جائے گا۔ یوں

$$V_{B1} = V_{E1} + V_{BE1} = 2.39 + 0.7 = 3.09\,\text{V}$$

پایا جائے گا۔ یہی برقی دباو یوں بھی حاصل کیا جا سکتا 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 دباو 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 کلکٹر پر

$$V_{C2} = 20 - 1.173 \times 10^{-3} \times 7000 = 11.79\,\text{V}$$

حاصل ہوتے ہیں۔ ان تمام معلومات سے

$$
\begin{aligned}
V_{CE1} &= V_{C1} - V_{E1} = 6.275 - 2.39 = 3.885\,\text{V} \\
V_{CE2} &= V_{C2} - V_{E2} = 11.79 - 6.275 = 5.55\,\text{V}
\end{aligned}
$$

حاصل ہوتے ہیں۔ چونکہ دونوں V_{CE} کے قیمتیں $0.2\,\text{V}$ سے زیادہ ہے لہٰذا دونوں ٹرانزسٹر افزائندہ ہیں۔

یہ تمام معلومات حاصل کرتے وقت ہم تصور کر رہے تھے کہ دونوں ٹرانزسٹر افزائندہ ہیں۔ فرض کریں کہ R_1' اور R_2' کے قیمتیں یوں چنی جائیں کہ V_{E2} کی قیمت اتنی گر جائے کہ Q_1 افزائندہ نہ رہ سکے تب یہ تمام حساب کتاب غلط ہو گا اور کیسکوڈ ایمپلیفائر صحیح کام نہیں کرے گا۔ تخلیق دیتے وقت اس بات کا خیال رکھا جاتا ہے کہ دونوں ٹرانزسٹر یکسمت برقی رو گزارتے ہوئے افزائندہ رہیں۔

مثال ۶.۱۷: مثال ۶.۱۶ میں دئے معلومات کو استعمال کرتے ہوئے کیسکوڈ ایمپلیفائر کی درمیانی تعدد پر افزائش A_v اور بلند انقطاعی تعدد f_H حاصل کریں۔

حل: Q_1 کا یک سمتی برقی رو I_{C1}

$$
\begin{aligned}
V_{BB} &= \frac{24000 \times 20}{24000 + 120000} = 3.333\,\mathrm{V} \\
R_B &= \frac{24000 \times 120000}{24000 + 120000} = 20\,\mathrm{k\Omega} \\
I_{C1} \approx I_{E1} &= \frac{3.333 - 0.7}{\frac{20000}{99+1} + 2000} = 1.197\,\mathrm{mA}
\end{aligned}
$$

حاصل ہوتا ہے۔ یہی یک سمتی برقی رو Q_2 میں سے بھی گزرے گا۔ یوں

$$
\begin{aligned}
g_{m1} = g_{m2} = g_m &= \frac{1.197 \times 10^{-3}}{25 \times 10^{-3}} = 47.88\,\mathrm{mS} \\
r_{be1} = r_{be2} = r_{be} &\approx \frac{99}{0.04788} = 2067\,\Omega
\end{aligned}
$$

حاصل ہوتے ہیں۔ درمیانی تعدد پر افزائش مساوات ۶.۱۱۱ کی مدد سے حاصل کرتے ہیں جس میں R_m درکار ہو گا یعنی

$$
\begin{aligned}
\frac{1}{R_m} &= \frac{1}{120000} + \frac{1}{24000} + \frac{1}{2067} \\
R_m &= 1873\,\Omega
\end{aligned}
$$

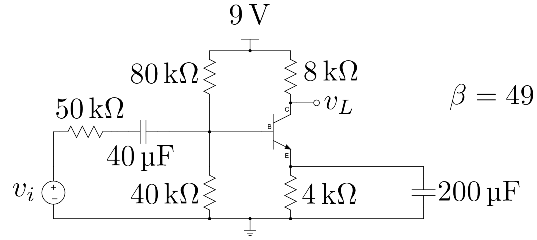
جسے استعمال کرتے ہوئے

$$
A_{vD} = \frac{-0.04788 \times 7000 \times 1873}{100 + 1873} = -318\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}
$$

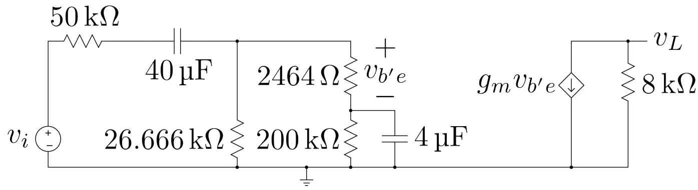
اور مساوات ۶.۱۱۲ کی مدد سے

$$
\begin{aligned}
\omega_H &= \frac{1}{\left(30 \times 10^{-12} + 2 \times 3 \times 10^{-12}\right)\left(\frac{100 \times 1873}{100+1873}\right)} = 293\,\frac{\mathrm{Mrad}}{\mathrm{s}} \\
f_H &= \frac{293000000}{2\pi} = 46.6\,\mathrm{MHz}
\end{aligned}
$$

حاصل ہوتا ہے۔



شکل ۶.۵۳: مشترک ایمٹر کا مکمل تعددی ردعمل



شکل ۶.۵۴: مشترک ایمٹر کا کم تعدد پر مساوی دور

اب تک اس باب میں ہم پست انقطاعی تعدد، بلند انقطاعی تعدد اور درمیانی تعدد پر افزائش کی مثالیں دیکھتے رہے ہیں۔ آئیں ان تینوں کو یکجا کرتے ہوئے اس کا بوڈا خط حاصل کریں۔

مثال ۶.۱۸: شکل ۶.۵۳ میں ٹرانزسٹر کا $C_{b'c} = 2\,\mathrm{pF}$ اور $f_t = 200\,\mathrm{MHz}$ ہے۔ اس ایمپلیفائر کی پست اور بلند انقطاعی تعدد حاصل کریں۔ درمیانی تعدد پر افزائش حاصل کرتے ہوئے افزائش کے حتمی قیمت کا مکمل بوڈا خط کھینچیں۔

حل: یک سمت تجزیہ سے $R_B = 26.666\,\Omega$ اور $V_{BB} = 3\,\mathrm{V}$ حاصل ہوتے ہیں جس سے $I_C = 0.507\,\mathrm{mA}$ حاصل ہوتا ہے۔ یوں $g_m = 0.02\,\mathrm{S}$ ، $r_e = 50\,\Omega$ اور $r_{b'e} = 2500\,\Omega$ ہیں۔
مساوات ۶.۶۷ کی مدد سے f_T کو استعمال کرتے ہوئے $C_{b'e}$ یوں حاصل ہوتا ہے

$$C_{b'e} = \frac{g_m}{2\pi f_T} - C_{b'c} = \frac{0.02}{2\pi \times 200 \times 10^6} - 2 \times 10^{-12} = 14\,\mathrm{pF}$$

شکل ۶.۵۴ میں کم تعدد پر مساوی دور دکھایا گیا ہے جہاں $(\beta + 1)\,R_E = 200\,\mathrm{k\Omega}$ اور

$4\,\mu\text{F} = \frac{C_E}{\beta+1}$ استعمال کئے گئے۔ ٹرانزسٹر کے اندرونی کپیسٹروں کو کھلے دور تصور کیا گیا ہے۔ ہم تصور کرتے ہیں کہ پست انقطاعی تعدد C_E سے حاصل کیا گیا ہے اور اس تعدد پر $40\,\mu\text{F}$ کے کپیسٹر کو قصر دور تصور کرتے ہیں۔ یوں پست انقطاعی تعدد f_L کو $4\,\mu\text{F}$ اور اس کے متوازی کل مزاحمت R سے حاصل کرتے ہیں۔ اگر $2464\,\Omega$ کو نظر انداز کیا جائے تو

$$\begin{aligned}\frac{1}{R} &= \frac{1}{50000} + \frac{1}{26666} + \frac{1}{200000}\\ R &= 16\,\text{k}\Omega\end{aligned}$$

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 ۶.۵۵ میں زیادہ تعدد پر مساوی دور دکھایا گیا ہے جس میں بیرونی کپیسٹروں کو قصر دور تصور کیا گیا ہے۔ شکل میں

$$C_M = (1 + 0.02 \times 8000)\, 2 \times 10^{-12} = 322\,\text{pF}$$

لیتے ہوئے کل کپیسٹر $C_{b'e} + C_M = 336\,\text{pF}$ استعمال کیا گیا ہے۔ کپیسٹر کے متوازی کل مزاحمت کو R کہتے ہوئے

$$\begin{aligned}\frac{1}{R} &= \frac{1}{50000} + \frac{1}{26666} + \frac{1}{2464}\\ R &= 2158\,\Omega\end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں بلند انقطاعی تعدد f_H

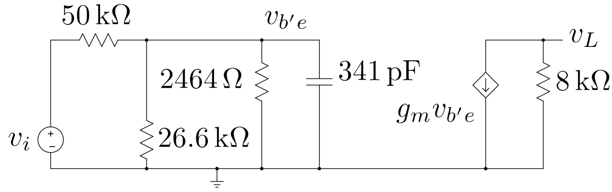
$$f_H = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \times 2158 \times 336 \times 10^{-12}} = 219\,\text{kHz}$$

حاصل ہوتا ہے۔

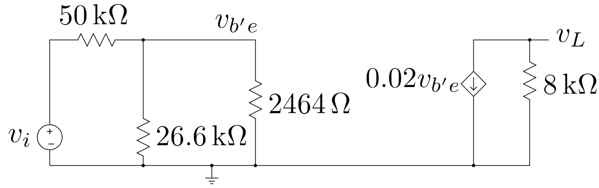
درمیانی تعدد پر شکل ۶.۵۶ حاصل ہوتا ہے جس میں متوازی جڑے $26.666\,\text{k}\Omega$ اور $2.464\,\text{k}\Omega$ کی کل مزاحمت کو $2.255\,\text{k}\Omega$ لیتے ہوئے

$$A_v = \frac{v_L}{v_i} = -8000 \times 0.02 \times \frac{2255}{2255 + 50000} = -6.9\,\frac{\text{V}}{\text{V}}$$

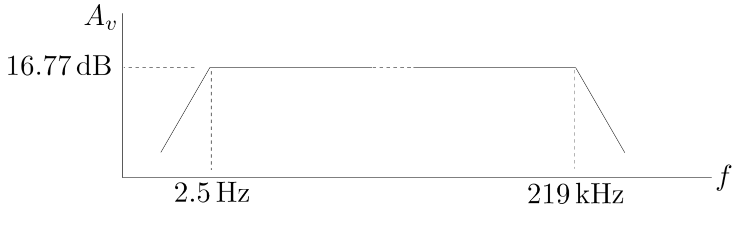
حاصل ہوتا ہے۔ ان تمام معلومات کو شکل ۶.۵۷ کے بوڈا خط میں دکھایا گیا ہے۔



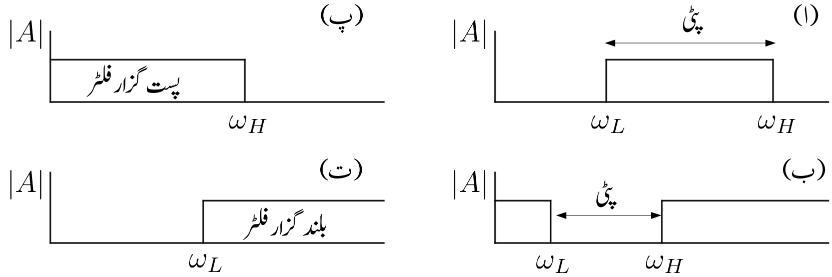
شکل ۶.۵۵: مشترک ایمٹر کا زیادہ تعدد پر مساوی دور



شکل ۶.۵۶: مشترک ایمٹر کا درمیانی تعدد پر مساوی دور



شکل ۶.۵۷: مشترک ایمٹر کا مکمل بوڈا خط



شکل ۶.۵۸: فلٹر یا چھلنی کے اقسام

۶.۱۵ فلٹر یا چھلنی

ایسا دور جو کسی خاص حدود کے درمیان تعدد رکھنے والے اشارات کو گزرنے دے کو **پٹی گزار فلٹر**[۴۲] یا **پٹی گزار چھلنی** کہتے ہیں۔ اس کے برعکس ایک ایسا دور جو کسی خاص حدود کے درمیان تعدد رکھنے والے اشارات کو روک دے اور انہیں گزرنے نہ دے کو **پٹی روک فلٹر**[۴۳] یا **پٹی روک چھلنی** کہتے ہیں۔ شکل ۶.۵۸ 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 بالمقابل تعدد کے خط دکھائے گئے ہیں۔ حقیقت میں ایسے کامل فلٹر نہیں پائے جاتے اور حقیقی پست گزار فلٹر ω_H سے قدر بلند تعدد کے اشارات کو بھی گزارتا ہے۔ فلٹر ایسے قلیوں سے حاصل کیا جاتا ہے جس کا خط شکل ۶.۵۸ کے قریب قریب ہو۔

حابی ایمپلیفائر استعمال کرتے ہوئے ہر قسم کے فلٹر تخلیق دئے جاتے ہیں۔ ایسے فلٹروں میں **بٹر ورتھ فلٹر** کا اپنا ایک مقام ہے۔ آئیں اس پر غور کرتے ہیں۔

۶.۱۶ بٹر ورتھ فلٹر (چھلنی)

کسی بھی n درجی تسلسل کو

$$s^n + c_{n-1}s^{n-1} + c_{n-2}s^{n-2} + \cdots + c_2s^2 + c_1s + c_0$$

کی صورت میں لکھا جا سکتا ہے جہاں $s = \sigma + j\omega$ مخلوط تعدد جبکہ c_1، c_2، c_3 وغیرہ، تسلسل کے ضربیہ مستقل ہیں۔ جفت n کی صورت میں یعنی $n = 2, 4, 6, \cdots$ کی صورت میں $\left(s^2 + 2\zeta_m\omega_m s + \omega_m^2\right)$

---

[۴۲] band pass filter
[۴۳] band stop filter

طرز کے $\frac{n}{2}$ دو درجی کلیات کو آپس میں ضرب دیتے ہوئے اسی تسلسل کو یوں لکھا جا سکتا ہے

$$\left(s^2 + 2\zeta_1\omega_1 s + \omega_1^2\right)\left(s^2 + 2\zeta_2\omega_2 s + \omega_2^2\right)\cdots \tag{۶.۱۱۵}$$

جہاں ζ_m اور ω_m دو درجی کلیات کے مستقل ہیں۔ ζ_m کو **تقصیری مستقل**[۴۴] اور ω_m کو **غیر تقصیری قدرتی تعدد**[۴۵] کہا جاتا ہے۔ طاق n یعنی $n = 1, 3, 5, \cdots$ کی صورت میں $\left(s^2 + 2\zeta_m\omega_m s + \omega_m^2\right)$ طرز کے $\frac{n-1}{2}$ دو درجی کلیات اور ایک عدد $(s + \omega_0)$ کو آپس میں ضرب دیتے ہوئے اسی تسلسل کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$(s + \omega_0)\left(s^2 + 2\zeta_1\omega_1 s + \omega_1^2\right)\left(s^2 + 2\zeta_2\omega_2 s + \omega_2^2\right)\cdots \tag{۶.۱۱۶}$$

بٹر ورتھ تسلسل[۴۶] $B_n(s)$ میں مساوات ۶.۱۱۵ اور مساوات ۶.۱۱۵ میں تمام ω_m برابر ہوتے ہیں۔ ایسی صورت میں تمام ω_m کو ω_0 لکھتے ہوئے بٹر ورتھ تسلسل کو یوں لکھا جا سکتا ہے

$$\begin{aligned} B_n(s) &= \left(s^2 + 2\zeta_1\omega_0 s + \omega_0^2\right)\left(s^2 + 2\zeta_2\omega_0 s + \omega_0^2\right)\cdots \\ B_n(s) &= (s + \omega_0)\left(s^2 + 2\zeta_1\omega_0 s + \omega_0^2\right)\left(s^2 + 2\zeta_2\omega_0 s + \omega_0^2\right)\cdots \end{aligned} \tag{۶.۱۱۷}$$

جہاں پہلی تسلسل جفت n اور دوسری تسلسل طاق n کے لئے ہے۔

آئیں بٹر ورتھ 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**[۴۷] کہلاتے ہیں۔

$s + \omega_0 = 0$ سے $s = -\omega_0$ حاصل ہوتا ہے۔ شکل ۶.۵۹ الف میں **مخلوط سطح**[۴۸] پر اس نقطے کو دکھایا گیا ہے۔ مخلوط سطح کے افقی محور پر حقیقی اعداد جبکہ اس کے عمودی محور پر خیالی اعداد پائے جاتے ہیں۔ یوں $s = \sigma + j\omega$ لکھتے ہوئے σ کو افقی جبکہ $j\omega$ کو عمودی محور پر رکھا جائے گا۔
دو درجی کلیات

$$s^2 + 2\zeta_m\omega_0 s + \omega_0^2 = 0 \tag{۶.۱۱۸}$$

سے

$$\begin{aligned} s_1 &= s_m = -\zeta_m\omega_0 + j\omega_0\sqrt{1 - \zeta_m^2} \\ s_2 &= s_m^* = -\zeta_m\omega_0 - j\omega_0\sqrt{1 - \zeta_m^2} \end{aligned} \tag{۶.۱۱۹}$$

---

[۴۴] damping constant
[۴۵] undamped natural frequency
[۴۶] Butterworth
[۴۷] zeros
[۴۸] complex plane

صفر حاصل ہوتے ہیں۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ کسی بھی دو درجی کلیہ سے دو صفر حاصل ہوتے ہیں جو $-\alpha \mp j\beta$ کے طرز کے ہوتے ہیں۔اسی لئے انہیں s_m اور s_m^* لکھا گیا ہے۔ شکل ۶.۵۹ ب میں ان صفروں کو دکھایا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ دونوں صفر عمودی محور کے بائیں جانب پائے جاتے ہیں۔ایک صفر افقی محور کے اوپر جانب جبکہ دوسرا صفر محور کے نیچے جانب پایا جاتا ہے۔دونوں افقی محور سے برابر فاصلے پر پائے جاتے ہیں۔ یہ عمومی نتائج ہیں۔
s_m اور s_m^* کی حتمی قیمت

$$|s_m| = |s_m^*| = \omega_0 \tag{۶.۱۲۰}$$

حاصل ہوتی ہے۔ کسی بھی مخلوط عدد کو حقیقی اور خیالی اجزاء کی صورت میں لکھا جا سکتا ہے۔اسی مخلوط عدد کو حتمی قیمت اور زاویے کی شکل میں بھی لکھا جا سکتا ہے۔یوں s_m مخلوط عدد کو مثال بناتے ہوئے اسے دونوں طرح لکھتے ہیں۔

$$s_m = -\zeta_m\omega_0 + j\omega_0\sqrt{1-\zeta_m^2} = |s_m| \underline{/\theta} \tag{۶.۱۲۱}$$

جہاں

$$|s_m| = \sqrt{\zeta_m^2\omega_0^2 + \omega_0^2\left(1-\zeta_m^2\right)} = \omega_0 \tag{۶.۱۲۲}$$

کے برابر ہے۔ شکل ۶.۵۹ ب میں نقطہ s_m سے نقطہ o تک کا فاصلہ $|s_m|$ یعنی اس کی حتمی قیمت دکھلاتا ہے۔اس شکل میں زاویہ $\underline{/\theta_m}$ دکھایا گیا ہے۔ شکل کو دیکھتے ہوئے

$$\cos\theta_m = \frac{\zeta_m\omega_0}{\omega_0} = \zeta_m \tag{۶.۱۲۳}$$

لکھا جا سکتا ہے۔

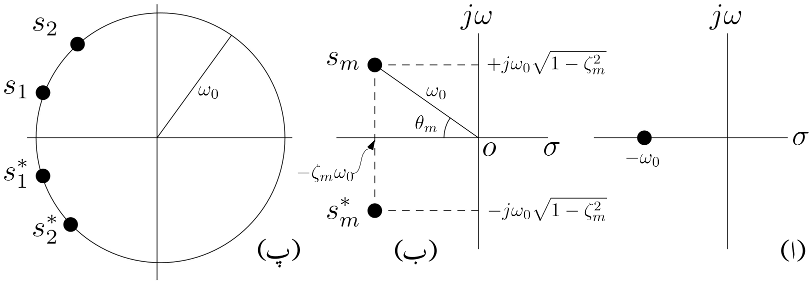
مساوات ۶.۱۲۲ کے تحت تمام صفروں کی حتمی قیمت ω_0 کے برابر ہے۔یوں مخلوط سطح پر تمام صفر ω_0 رداس کے دائرے پر پائے جائیں گے۔اس حقیقت کو شکل ۶.۵۹ پ میں دکھایا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ s_1 اور s_1^* آپس میں افقی محور کے الٹ جانب برابر فاصلے پر ہیں۔یہی کچھ s_2 اور s_2^* کے لئے بھی درست ہے۔ بٹروَرتھ تسلسل کے تمام صفر اسی دائرے پر عمودی محور کے بائیں جانب پائے جائیں گے۔

بٹروَرتھ تسلسل کے کسی بھی دو درجی جزو کو

$$s^2 + s\zeta_m\omega_0 s + \omega_0^2 = \omega_0^2\left[\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + 2\zeta_m\left(\frac{s}{\omega_0}\right) + 1\right]$$

کی صورت میں لکھا جا سکتا ہے۔اگر مساوات ۶.۱۱۸ میں $\omega_0 = 1$ رکھا جاتا تب شکل ۶.۵۹ پ میں دائرے کا رداس ایک کے برابر ہوتا جبکہ مساوات ۶.۱۲۳ اب بھی درست ثابت ہوتا۔اکائی رداس کے اس دائرے کو **بٹروَرتھ دائرہ**[۴۹] کہا جائے گا۔

[۴۹] Butterworth circle



شکل ۶.۵۹: مخلوط سطح پر بٹر ورتھ تسلسل کے صفر

بٹر ورتھ فلٹر[۵۰] کا عمومی کلیہ

$$A(s) = \frac{A_0}{B_n(s)} \tag{۶.۱۲۴}$$

ہے۔ اس مساوات کی حتمی قیمت نہایت سادہ شکل رکھتی ہے۔

$$\left|A(s)\right| = \frac{|A_0|}{\sqrt{1+\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^{2n}}} \tag{۶.۱۲۵}$$

$|A_0| = 1$ لیتے ہوئے $\left|A(s)\right|$ کے خط کو n کی مختلف قیمتوں کے لئے شکل ۶.۶۰ میں کھینچا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ n کی تمام قیمتوں کے لئے $|A|$ کی قیمت ω_0 تعدد پر 3 dB گھٹ جاتی ہے۔ ساتھ ہی ساتھ یہ حقیقت بھی واضح ہے کہ n کی قیمت بڑھانے سے شکل ۶.۶۰ کی صورت شکل ۶.۵۸ پ کے قریب تر ہوتی جاتی ہے۔

$\omega_0 = 1$ کی صورت میں بٹر ورتھ کے تسلسل کو جدول ۶.۱ میں پیش کیا گیا ہے۔ طاق n کی صورت میں بٹر ورتھ تسلسل میں $(s+1)$ ضرور پایا جاتا ہے جبکہ جفت n کی صورت میں صرف دو درجی[۵۱] اجزاء پائے جاتے ہیں۔

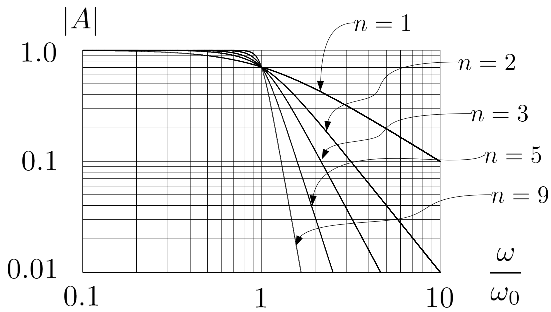
مثال ۶.۱۹: جدول ۶.۱ میں $n = 2$ کے لئے $\left|B_n(s)\right|$ حاصل کرتے ہوئے مساوات ۶.۱۲۵ ثابت کریں۔

حل: جدول میں $\omega_0 = 1$ لیتے ہوئے $n = 2$ کے لئے بٹر ورتھ تسلسل

$$B_2(s) = s^2 + 1.414s + 1$$

---

[۵۰] Butterworth filter
[۵۱] quadratic



شکل ۶.۶۰: بٹر ورتھ پست گزار چھلنی

جدول ۶.۱: بٹر ورتھ تسلسل

n	$B_n(s)$
1	$(s+1)$
2	$\left(s^2+1.414s+1\right)$
3	$(s+1)\left(s^2+s+1\right)$
4	$\left(s^2+0.765s+1\right)\left(s^2+1.848s+1\right)$
5	$(s+1)\left(s^2+0.618s+1\right)\left(s^2+1.618s+1\right)$
6	$\left(s^2+0.518s+1\right)\left(s^2+1.414s+1\right)\left(s^2+1.932s+1\right)$

دیا گیا ہے۔ $s = j\omega$ استعمال کرتے ہوئے

$$
\begin{aligned}
B_2(s) &= \left(j\omega\right)^2 + 1.414j\omega + 1\\
&= -\omega^2 + 1.414j\omega + 1\\
&= 1 - \omega^2 + j1.414\omega
\end{aligned}
$$

حاصل ہوتا ہے جس سے

$$
\begin{aligned}
\left|B_2(s)\right| &= \sqrt{\left(1-\omega^2\right)^2 + \left(1.414\omega\right)^2}\\
&= \sqrt{1+\omega^4 - 2\omega^2 + 2\omega^2}\\
&\sqrt{1+\omega^4}
\end{aligned}
$$

حاصل ہوتا ہے۔

بٹر ورتھ تسلسل میں $\omega_0 = 1$ لیتے ہوئے دو درجی اجزاء کو $\left(s^2 + 2\zeta s + 1\right)$ لکھا جا سکتا ہے جہاں ζ کو بٹر ورتھ دائرے سے حاصل کیا جا سکتا ہے۔ شکل ۶.۶۱ میں بٹر ورتھ دائرے سے جفت n کی صورت میں ζ کا حصول دکھایا گیا ہے۔ بٹر ورتھ دائرے کا رداس[۵۲] ایک کے برابر ہے۔ جفت n کی صورت میں اس دائرے پر زاویہ $\underline{/aoa'}$ کھینچا جاتا ہے جہاں سے زاویہ $\frac{\pi}{n}$ کے برابر ہوتا ہے۔ یوں $n = 2$ کی صورت میں اس دائرے پر $\frac{\pi}{2}$ یعنی $90°$ کا زاویہ کھینچا جائے گا۔ اس زاویے کو یوں کھینچا جاتا ہے کہ $\underline{/a'oo'} = \underline{/aoo'}$ ہوں۔ شکل ۶.۶۱ الف میں ایسا کیا گیا ہے۔ $\underline{/aoo'}$ کو θ لکھتے ہوئے ζ کو

$$
\zeta = \cos\theta \tag{۶.۱۲۶}
$$

سے حاصل کیا جاتا ہے۔ یوں $n = 2$ کی صورت میں

$$
\zeta = \cos 45 = 0.7071
$$

حاصل ہوتا ہے اور بٹر ورتھ کلیہ

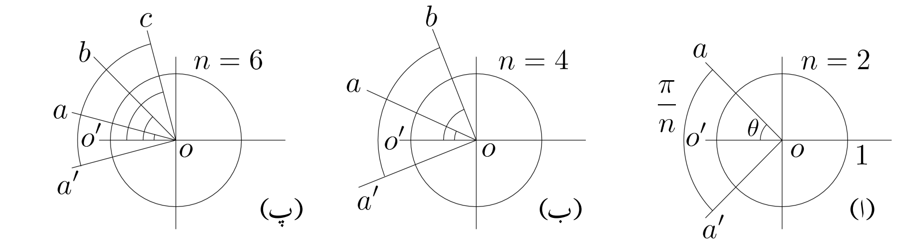
$$
s^2 + 2\zeta s + 1 = s^2 + 1.4142s + 1
$$

صورت اختیار کریگا جو جدول ۶.۱ کے عین مطابق ہے۔
شکل ۶.۶۱ ب میں $n = 4$ ہے۔ یوں $\underline{/aoa'} = \frac{\pi}{4} = 45°$ ہو گا جہاں $\underline{/a'oo'} = \underline{/aoo'}$ ہی رکھے گئے ہیں۔ $n = 4$ کی صورت میں بٹر ورتھ کلیے میں دو درجی اجزاء دو مرتبہ پائے جاتے ہیں۔ یوں ایک اضافی زاویہ $\underline{/aob} = 45°$ بھی کھینچا جاتا ہے۔ یوں

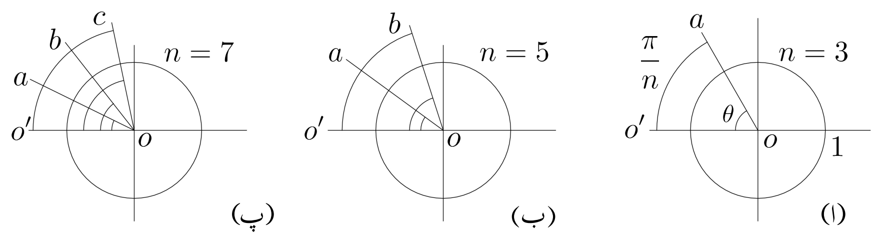
$$
\begin{aligned}
\theta_1 &= \underline{/aoo'} = 22.5°\\
\theta_2 &= \underline{/boo'} = 67.5°
\end{aligned}
$$

---

[۵۲] radius



شکل ۶.۶۱: جفت بٹرورتھ دائرہ



شکل ۶.۶۲: طاق بٹرورتھ دائرہ

ہوں گے جن سے

$$\zeta_1 = \cos 22.5 = 0.9239$$
$$\zeta_2 = \cos 67.5 = 0.3827$$

حاصل ہوتے ہیں لہٰذا بٹرورتھ کلیہ

$$\left(s^2 + 2 \times 0.9239 \times s + 1\right)\left(s^2 + 2 \times 0.3827 s + 1\right)$$

یعنی

$$\left(s^2 + 1.848 s + 1\right)\left(s^2 + 0.765 s + 1\right)$$

ہو گا۔ شکل ۶.۶۲ میں طاق n کی صورت میں θ کا حصول دکھایا گیا ہے۔ شکل الف میں $n = 3$ کے لئے حل کیا گیا ہے جہاں $\angle aoo'$ کا زاویہ $\frac{\pi}{n}$ یعنی 60° کا کھینچا گیا ہے۔ $\theta = \angle aoo'$ لیتے ہوئے

$$\zeta = \cos 60 = 0.5$$

حاصل ہوتا ہے۔ طاق بٹروورتھ کلیے میں $(s+1)$ کا اضافی جزو پایا جاتا ہے لہٰذا $n=3$ کی صورت میں بٹروورتھ کلیہ

$$(s+1)\left(s^2+2\times 0.5\times s+1\right)$$

یعنی

$$(s+1)\left(s^2+s+1\right)$$

ہوگا۔ $n=5$ کی صورت میں $\frac{\pi}{5}=\underline{/aoo'}$ یعنی $36°$ کھینچنے کے بعد $\underline{/boa}$ بھی $36°$ کھینچیں۔ یوں

$$\theta_1=\underline{/aoo'}$$
$$\theta_2=\underline{/boo'}$$

ہوں گے۔

جدول ۶.۱ میں $\omega_0\neq 1$ لیتے ہوئے رتبہ اول بٹروورتھ فلٹر کے کلیہ کو

$$\frac{A(s)}{A_0}=\frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)+1} \tag{۶.۱۲۷}$$

جبکہ دورتبی بٹروورتھ فلٹر کے کلیہ کو

$$\frac{A(s)}{A_0}=\frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2+2\zeta\left(\frac{s}{\omega_0}\right)+1} \tag{۶.۱۲۸}$$

لکھا جا سکتا ہے۔

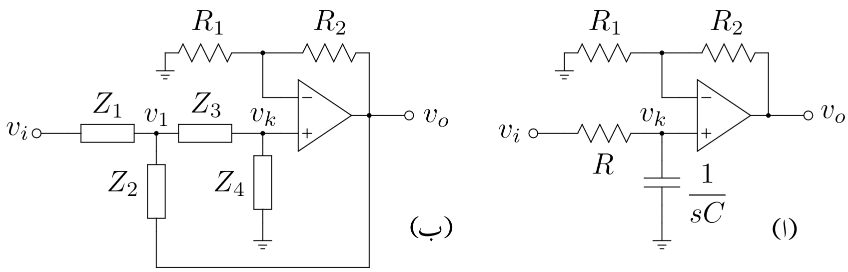
۶.۱۶.۱ بٹروورتھ فلٹر کا دور

شکل ۶.۶۳ الف میں رتبہ اول پست گزار بٹروورتھ فلٹر دکھایا گیا ہے۔ اس کو دیکھتے ہوئے

$$v_k=\left(\frac{\frac{1}{sC}}{R+\frac{1}{sC}}\right)v_i=\frac{v_i}{sRC+1}$$
$$v_o=\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)v_k$$

لکھا جا سکتا ہے جس سے

$$A(s)=\frac{v_o}{v_i}=\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)\left(\frac{1}{sRC+1}\right)$$



شکل ۶.۶۳: بٹر ورتھ فلٹر

حاصل ہوتا ہے۔ اس میں

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}$$
$$A_0 = 1 + \frac{R_2}{R_1} \tag{۶.۱۲۹}$$

لکھتے ہوئے

$$\frac{A(s)}{A_0} = \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right) + 1}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس کا مساوات ۶.۱۲۷ کے ساتھ سے موازنہ کریں جو یک رتبی بٹر ورتھ فلٹر کی مساوات ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ شکل ۶.۶۳ الف یک رتبی بٹر ورتھ فلٹر ہے۔ R اور C کی جگہیں آپس میں تبدیل کرنے سے یک رتبی بلند گزار بٹر ورتھ فلٹر حاصل ہوتا ہے۔ یک رتبی بٹر ورتھ فلٹر میں A_0 کی قیمت کچھ بھی رکھی جا سکتی ہے۔ عموماً A_0 کو استعمال کرتے ہوئے اشارہ بڑھایا جاتا ہے۔

آئیں شکل ۶.۶۳ ب میں دئے دو رتبی بٹر ورتھ فلٹر کو حل کریں۔ جوڑ v_1 پر کرخوف کے قانون برائے برقی رو کی مدد سے

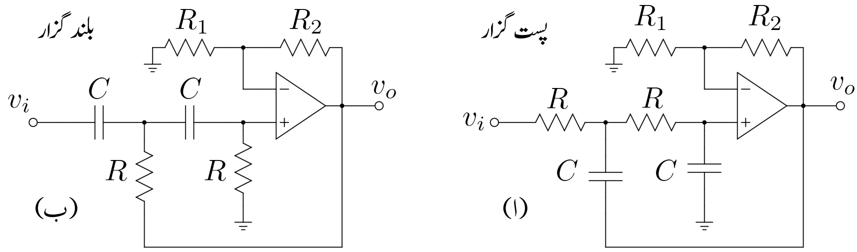
$$\frac{v_1 - v_i}{Z_1} + \frac{v_1}{Z_3 + Z_4} + \frac{v_1 - v_o}{Z_2} = 0$$

لکھا جا سکتا ہے جبکہ کرخوف کے قانون برائے برقی دباؤ کی مدد سے

$$v_k = \left(\frac{Z_4}{Z_3 + Z_4}\right) v_1$$

لکھا جا سکتا ہے۔ مثبت ایمپلیفائر کے لئے

$$v_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) v_k = A_0 v_k$$



شکل ۶.۶۴: بٹر ورتھ پست گزار اور بلند گزار فلٹر

لکھا جا سکتا ہے۔ ان تینوں مساوات کو حل کرنے سے

$$A(s)=\frac{v_o}{v_i}=\frac{A_0Z_2Z_4}{Z_2\left(Z_1+Z_3+Z_4\right)+Z_1Z_3+Z_1Z_4\left(1-A_0\right)} \tag{۶.۱۳۰}$$

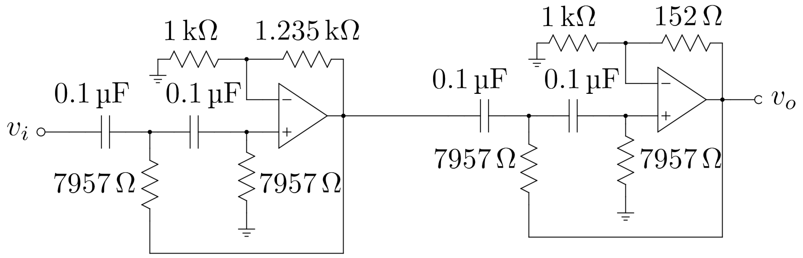
حاصل ہوتا ہے۔ پست گزار فلٹر کی صورت میں Z_1 اور Z_3 مزاحمت جبکہ Z_2 اور Z_4 کپیسٹر ہوتے ہیں۔ ایسا دور شکل ۶.۶۴ الف میں دکھایا گیا ہے۔ اس کے بر عکس بلند گزار فلٹر میں Z_1 اور Z_3 کپیسٹر جبکہ Z_2 اور Z_4 مزاحمت ہوتے ہیں۔ شکل ۶.۶۴ ب میں بلند گزار فلٹر دکھایا گیا ہے۔
شکل ۶.۶۴ الف کے لئے مساوات ۶.۱۳۰ درج ذیل دیتی ہے۔

$$A(s)=\frac{A_0\left(\frac{1}{RC}\right)^2}{s^2+\left(\frac{3-A_0}{RC}\right)s+\left(\frac{1}{RC}\right)^2} \tag{۶.۱۳۱}$$

مساوات ۶.۱۳۱ کا مساوات ۶.۱۲۸ کے ساتھ موازنہ کرتے ہوئے

$$\begin{aligned}\omega_0&=\frac{1}{RC}\\A_0&=3-2\zeta\end{aligned} \tag{۶.۱۳۲}$$

حاصل ہوتے ہیں۔
ان معلومات کے ساتھ اب ہم بٹر ورتھ فلٹر تخلیق دے سکتے ہیں۔ RC کو درکار $\frac{1}{\omega_0}$ کے برابر رکھا جاتا ہے جہاں پست گزار فلٹر کی صورت میں یہ ω_H جبکہ بلند گزار فلٹر کی صورت میں $\omega_0 = \omega_L$ کے برابر ہو گا۔ جفت n کی صورت میں شکل ۶.۶۴ الف طرز کے $\frac{n}{2}$ کڑیاں استعمال کرتے ہوئے زنجیری ایمپلیفائر بنایا جاتا ہے۔ جدول ۶.۱ سے مطلوبہ دو درجی کلیات کے ζ حاصل کئے جاتے ہیں۔ ہر ζ کے لئے ایک کڑی تخلیق دی جاتی ہے۔ طاق n کی صورت میں شکل ۶.۶۴ الف کے طرز پر $\frac{n-1}{2}$ کڑیوں کے علاوہ شکل ۶.۶۳ الف کے طرز پر اضافی کڑی بھی استعمال کی جاتی ہے۔ اگرچہ یہ ضروری نہیں کہ تمام کڑیوں میں بالکل یکساں قیمتوں کے مزاحمت اور کپیسٹر نسب کئے جائیں، حقیقت میں ایسا ہی کیا جاتا ہے اور یوں تمام کڑیاں بالکل یکساں دکھتی ہیں۔



شکل ۶.۶۵: چار رتبی بلند گزار بٹر ورتھ فلٹر

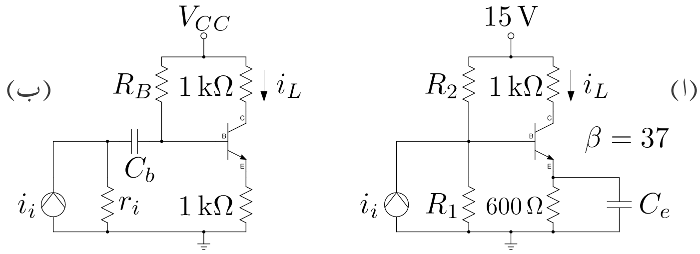
مثال ۶.۲۰: ایک ایسا چار رتبی بلند گزار بٹر ورتھ فلٹر تخلیق دیں جس کی $f_L = 200\,\mathrm{Hz}$ ہو۔
حل: شکل ۶.۶۴ طرز کے دو کڑیاں زنجیری شکل میں جوڑ کر چار رتبی بلند گزار فلٹر حاصل ہو گا۔ جدول ۶.۱ سے چار رتبی فلٹر کے

$$\zeta_1 = \frac{0.765}{2} = 0.3825$$
$$\zeta_2 = \frac{1.848}{2} = 0.924$$

حاصل ہوتے ہیں۔ اسی طرح مساوات ۶.۱۳۲ سے

$$A_{v1} = 3 - 0.765 = 2.235$$
$$A_{v2} = 3 - 1.848 = 1.152$$

چونکہ مثبت ایمپلیفائر کی افزائش $A_v = 1 + \frac{R_2}{R_1}$ کے برابر ہے لہٰذا پہلی کڑی کے لئے $\frac{R_2}{R_1} = 1.235$ رکھنا ہو گا۔ اگر $R_1 = 1\,\mathrm{k\Omega}$ رکھا جائے تب $R_2 = 1.235\,\mathrm{k\Omega}$ ہو گا۔ اسی طرح دوسری کڑی کے لئے اگر پہلی مزاحمت $1\,\mathrm{k\Omega}$ رکھی جائے تو دوسری مزاحمت $152\,\Omega$ رکھنا ہو گا۔
اسی طرح $f_L = 200\,\mathrm{Hz}$ حاصل کرنے کی خاطر اگر $C = 0.1\,\mathrm{\mu F}$ رکھا جائے تب مساوات ۶.۱۳۲ سے $7957\,\Omega$ حاصل ہوتا ہے۔ شکل ۶.۶۵ میں تخلیق کردہ فلٹر دکھایا گیا ہے۔ حاصل ہوتے ہیں۔



شکل ۶.۶۶

سوالات

تمام سوالات میں $(\beta \approx \beta + 1)$ لیا جا سکتا ہے۔

سوال ۶.۱: شکل ۶.۶۶ الف میں

- R_1 اور R_2 کی ایسی قیمتیں حاصل کریں کہ i_L کا حیطہ زیادہ سے زیادہ ممکن ہو۔
- پست انقطاعی نقطہ $5\,\mathrm{Hz}$ پر رکھنے کے لئے درکار کپیسٹر C_e کی قیمت حاصل کریں۔
- $A_i = \frac{i_L}{i_i}$ حاصل کریں اور اس کے حتمی قیمت کا بوڈا خط کھینچیں۔

جوابات: $I_{CQ} = 5.77\,\mathrm{mA}$، $R_B = 2.2\,\mathrm{k\Omega}$، $V_{BB} = 4.5\,\mathrm{V}$، $R_1 = 3.26\,\mathrm{k\Omega}$، $R_2 = 7.6\,\mathrm{k\Omega}$، $r_e = 4.3\,\Omega$، $C_e = 548\,\mathrm{\mu F}$

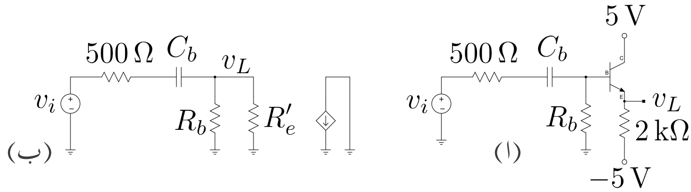
$$A_i = \left(\frac{\beta R_B}{R_B + r_{be}}\right) \frac{s + \frac{1}{R_E C_E}}{s + \frac{R_B + r_{be} + \beta R_E}{R_E C_E (R_B + r_{be})}} = 34.5 \left(\frac{s + 3.04}{s + 31.66}\right)$$

سوال ۶.۲: شکل ۶.۶۶ ب میں $R_B = 200\,\mathrm{k\Omega}$، $r_i = 40\,\mathrm{k\Omega}$ اور $\beta = 137$ ہیں۔ پست انقطاعی نقطہ $60\,\mathrm{Hz}$ پر حاصل کرنے کے لئے درکار C_b کی قیمت کیا ہو گی؟ $A_i = \frac{i_L}{i_i}$ کی مساوات حاصل کرتے ہوئے اس کے حتمی قیمت کا بوڈا خط کھینچیں۔

جوابات: $R_e \gg r_e$ کی بنا پر r_e کو نظر انداز کرتے ہوئے $C_b = 21.8\,\mathrm{nF}$ حاصل ہوتا ہے۔ $R_B \parallel (r_{be} + (\beta + 1) R_E)$ کو R'_B لکھتے ہوئے

$$A_i = \frac{r_i \parallel R'_B}{r_e + R_E} \left(\frac{s}{s + \frac{1}{(r_i + R'_B) C_b}}\right)$$

سوال ۶.۳: شکل ۶.۶۷ الف میں $\beta = 70$ لیتے ہوئے R_b کی ایسی قیمت حاصل کریں کہ $I_{CQ} = 2\,\mathrm{mA}$ حاصل ہو۔ پست انقطاعی تعدد کو $10\,\mathrm{Hz}$ پر رکھنے کی خاطر درکار C_b حاصل کریں۔



شکل ۶.۶۷

جوابات: $I_{CQ} = \frac{0-V_{BE}+5}{\frac{R_b}{\beta+1}+R_e}$ سے $R_b = 10.65\,\mathrm{k\Omega}$ حاصل ہوتا ہے۔ شکل ب میں باریک اشاراتی مساوی دور دکھایا گیا ہے جہاں R_e کو $(\beta + 1)$ سے ضرب دیتے ہوئے ٹرانزسٹر کے بیس جانب منتقل کرکے R'_e کہا گیا ہے۔ اس شکل کو دیکھتے ہی $\omega = \frac{1}{C_b\left(r_i+R_b\|R'_e\right)}$ لکھا جا سکتا ہے جس سے $C_b = 1.529\,\mathrm{\mu F}$ حاصل ہوتا ہے۔

سوال ۶.۴: شکل ۶.۶۶ ب میں R_e کے متوازی $100\,\mathrm{\mu F}$ کپیسٹر نسب کرتے ہوئے $\frac{i_L}{i_i}$ کے حتمی قیمت کا بوڈا خط کھینچیں۔ $C_b = 10\,\mathrm{\mu F}$، $r_i = 200\,\mathrm{k\Omega}$، $R_B = 400\,\mathrm{k\Omega}$، $\beta = 99$ اور $V_{CC} = 10\,\mathrm{V}$ لیں۔

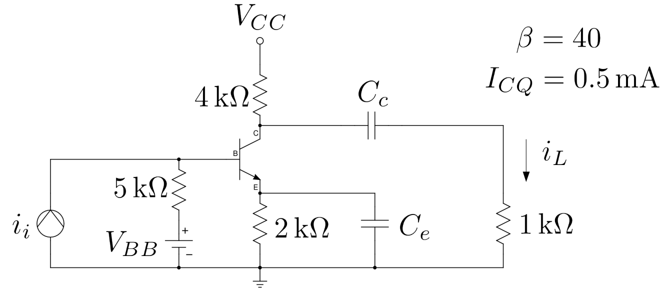
جواب:

$$A_i = \frac{-158s\left(1+\frac{s}{10}\right)}{\left(1+\frac{s}{0.355}\right)\left(1+\frac{s}{17.65}\right)}$$

سوال ۶.۵: شکل ۶.۶۸ میں

- $A_i = \frac{i_L}{i_i}$ کی مساوات حاصل کریں۔ r_{be} کو نظرانداز نہ کریں۔
- دونوں کپیسٹروں کی وہ قیمتیں دریافت کریں جن پر A_i کے دونوں قطب $10\,\mathrm{rad/s}$ پر پائے جائیں۔
- افزائش A_i کے حتمی قیمت کا بوڈا خط کھینچیں۔

جوابات:



شکل ۶.۶۸

•

$$A_i = \frac{-R_c r_i \beta}{(R_c + R_L)(r_i + r_{be})} \frac{s(s + w_s)}{\left(s + w_{q1}\right)\left(s + w_{q2}\right)}$$

$$w_s = \frac{1}{R_e C_e}$$

$$w_{q1} = \frac{1}{(R_c + R_L) C_c}$$

$$w_{q2} = \frac{1}{\left[Re \parallel \left(\frac{r_i + r_{be}}{\beta + 1}\right)\right] C_e}$$

$$r_{be} = \frac{\beta V_T}{I_{CQ}}$$

• $C_c = 20\,\mu\mathrm{F}$ ،$C_e = 636\,\mu\mathrm{F}$

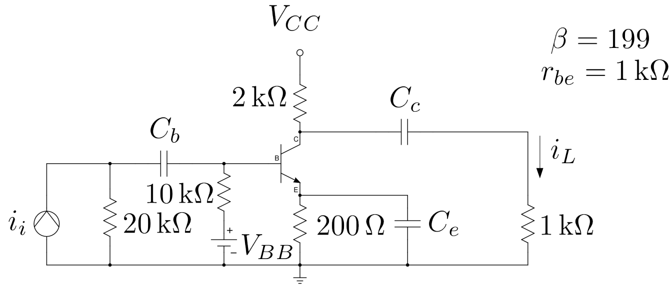
سوال ۶.۶: شکل ۶.۶۹ میں پست انقطاعی تعدد $200\,\mathrm{rad/s}$ رکھنے کی خاطر درکار C_e کو مثال ۶.۸ کے طرز پر حاصل کریں۔ بقایا دونوں کپیسٹروں کے قطب $5\,\mathrm{rad/s}$ پر رکھتے ہوئے ان کی بھی قیمتیں حاصل کریں۔ درمیانی تعدد پر افزائش حاصل کریں۔

جوابات: $155\,\mu\mathrm{F}$، $66.6\,\mu\mathrm{F}$، $7.1\,\mu\mathrm{F}$، $-138\,\frac{\mathrm{A}}{\mathrm{A}}$

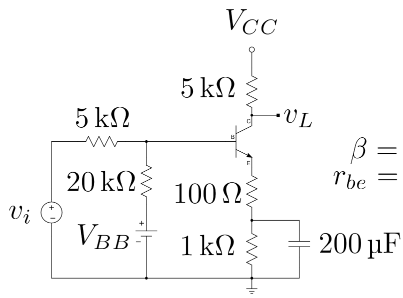
سوال ۶.۷: شکل ۶.۷۰ میں $A_v = \frac{v_L}{v_i}$ حاصل کریں۔

جواب: $A_v = \frac{-26.4(s+5)}{s+38.55}$

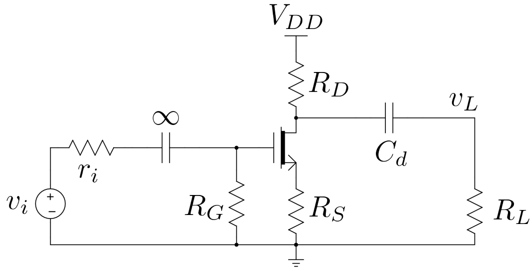
سوال ۶.۸: شکل ۶.۷۱ میں $A_v = \frac{v_L}{v_i}$ حاصل کرتے ہوئے پست انقطاعی تعدد ω_L کی مساوات حاصل کریں۔ $R_S = 1\,\mathrm{k\Omega}$ ، $R_D = 4.7\,\mathrm{k\Omega}$ ، $R_L = 100\,\mathrm{k\Omega}$ ، $r_o = 10\,\mathrm{k\Omega}$ جبکہ $g_m = 4\,\mathrm{mS}$



شکل ۶.۶۹



شکل ۶.۷۰



شکل ٦.٧١

لیتے ہوئے ڈرین کپیسٹر C_d کی وہ قیمت حاصل کریں جس پر $f_L = 20\,\text{Hz}$ حاصل ہو۔
جوابات: $C_d = 55\,\text{nF}$

$$\omega_L = \frac{1}{C_d\left[R_L + \Big(R_D \parallel r_o + (\mu+1)\,R_S\Big)\right]}$$

سوال ٦.٩: شکل ٦.٧١ میں R_S کے متوازی لامحدود کپیسٹر نسب کرتے ہوئے سوال ٦.٨ کو دوبارہ حل کریں۔
جوابات: $C_d = 77\,\text{nF}$

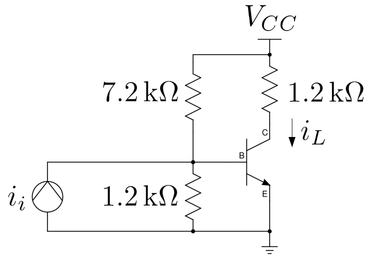
$$\omega_L = \frac{1}{C_d\left(R_L + R_D \parallel r_o\right)}$$

مندرجہ بالا دونوں سوالات کے نتائج کا مثال ٦.٩ میں حاصل C_S کے ساتھ موازنہ کرتے ہوئے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ کسی بھی پست انقطاعی تعدد کے حصول کے لئے درکار ٹرانزسٹر کی طرح ماسفیٹ کا بھی سورس کپیسٹر زیادہ قیمت رکھتا ہے۔

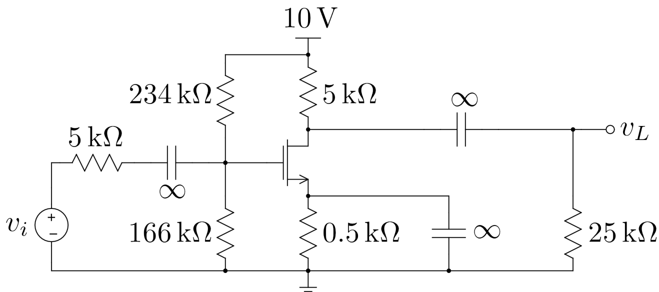
سوال ٦.١٠: شکل ٦.٧٢ میں $\frac{i_L}{i_i} = 34\,\text{dB}$ اور بلند انقطاعی تعدد $1.2\,\text{MHz}$ ناپا جاتا ہے۔ یک سمت برقی رو $I_{CQ} = 2\,\text{mA}$ ہے۔ $r_{bb'}$ اور $C_{b'c}$ کو صفر تصور کرتے ہوئے β، f_T ، $r_{b'e}$ اور $C_{b'e}$ حاصل کریں۔
جوابات: $g_m = 0.08\,\text{S}$، $r_e = 12.5\,\Omega$، $\beta = 129$، $f_T = 155\,\text{MHz}$، $r_{b'e} = 1625\,\Omega$، $C_{b'e} = 82\,\text{pF}$

سوال ٦.١١: صفحہ ٦١٥ پر شکل ٦.٣٤ میں $R_1 = R_S = 12\,\text{k}\Omega$ ، $R_C = R'_L = R_2 = 1.2\,\text{k}\Omega$ ، $R_E = 100\,\Omega$ ، تینوں کپیسٹر $10\,\mu\text{F}$ اور $I_{CQ} = 10\,\text{mA}$ ہے۔ ٹرانزسٹر کی $f_T = 200\,\text{MHz}$ ، $\beta = 100$ ، $C_{b'c} = 5\,\text{pF}$ اور $r_{bb'} = 0$ ہیں۔ درمیانی تعدد کی $A_{vD} = \frac{v_o}{v_s}$ اور بلند انقطاعی تعدد f_H حاصل کریں۔
جوابات: $g_m = 0.4\,\text{S}$، $r_{b'e} = 253\,\Omega$، $R_{th} = 1\,\text{k}\Omega$، $C_{b'e} = 318\,\text{pF}$، $C_M = 1200\,\text{pF}$، $f_H = 414\,\text{kHz}$، $A_{vD} = -5.9\,\frac{\text{V}}{\text{V}}$

سوال ٦.١٢: سوال ٦.١١ میں $C_{b'c} = 2\,\text{pF}$ ، $\beta = 25$ اور $I_{CQ} = 1\,\text{mA}$ تصور کرتے ہوئے f_H اور A_{vD} دوبارہ حاصل کریں۔ بقایا تمام معلوم جوں کے توں ہیں۔



شکل ۶.۷۲



شکل ۶.۷۳

جوابات: $g_m = 0.04\,\text{S}$، $C_{b'e} = 32\,\text{pF}$ اور $C_M = 50\,\text{pF}$ ہیں۔ $r_{b'e} = 650\,\Omega$ ہے جو کہ R_{th} سے بہت کم نہیں لہٰذا f_H کے لئے مساوات ۶.۸۴ استعمال کیا جائے گا۔ یوں $f_H = 4.9\,\text{MHz}$ حاصل ہوتا ہے۔ $A_{vD} = -1.47\,\frac{\text{V}}{\text{V}}$ ہے۔

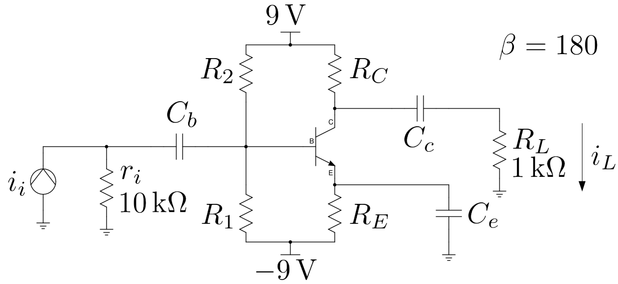
سوال ۶.۱۳: ایک ماسفیٹ جس کا $C_{gs} = 0.25\,\text{pF}$، $C_{gd} = 0.02\,\text{pF}$، $V_t = 1\,\text{V}$ اور $k_n = 0.4\,\frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ ہیں $I_{DS} = 0.4\,\text{mA}$ پر چلایا جا رہا ہے۔ اس کی f_T حاصل کریں۔

جواب: $333\,\text{MHz}$

سوال ۶.۱۴: شکل ۶.۷۳ میں $k_n = 1\,\frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$، $V_t = 2\,\text{V}$، $C_{gs} = 1.2\,\text{pF}$ اور $C_{gd} = 0.12\,\text{pF}$ ہیں۔ ملر کپیسٹر، f_T اور A_v کا f_H حاصل کریں۔

جوابات: $I_{DS} = 1.2\,\text{mA}$، $g_m = 1.55\,\text{mS}$ اور $C_M = 0.895\,\text{pF}$ ہیں جبکہ $f_T = 118\,\text{MHz}$ اور $f_H = 8.4\,\text{MHz}$ ہیں۔

سوال ۶.۱۵: کیسکوڈ ایمپلیفائر کو شکل ۶.۴۹ میں دکھایا گیا ہے جس میں $V_{CC} = 15\,\text{V}$ اور $\beta = 149$ ہیں۔ $R_E = 2.5\,\text{k}\Omega$ رکھتے ہوئے R_1 اور R_2 یوں چنیں کہ $I_{C1} = 0.5\,\text{mA}$ ہو۔ R'_1 اور R'_2 یوں چنیں کہ $V_{CE1} = 2\,\text{V}$ ہو۔ R_{C2} یوں چنیں کہ $V_{CE2} = 5\,\text{V}$ حاصل ہو۔ ان قیمتوں کو استعمال کرتے ہوئے درمیانی تعدد پر افزائش



شکل ۶.۷۴

A_v حاصل کریں۔

سوال ۶.۱۶: شکل ۶.۷۴ میں داخلی اشارے کی مزاحمت $r_i = 10\,\text{k}\Omega$ جبکہ بوجھ کی مزاحمت $1\,\text{k}\Omega$ ہے۔ زیادہ سے زیادہ A_i حاصل کرنے کے لئے یہ ضروری ہے کہ i_i کا زیادہ سے زیادہ حصہ ٹرانزسٹر کے بیس میں سے گزرے۔ اسی طرح خارجی جانب زیادہ سے زیادہ i_L تب حاصل ہو گا جب $R_C \gg R_L$ ہو۔ $R_B = r_i$، $R_C = 9R_E$ اور $V_{CE} = 9\,\text{V}$ رکھتے ہوئے تمام مزاحمت حاصل کریں۔ C_c اور C_b کو ایسا چنیں کہ دونوں سے حاصل کونے $2\,\text{Hz}$ پر پائے جائیں جبکہ C_e کو $20\,\text{Hz}$ کے کونے کے لئے چنیں۔ درمیانی تعدد پر افزائش $A_i = \frac{i_L}{i_i}$ حاصل کریں۔

جوابات: $R_B = 10\,\text{k}\Omega$، $R_E = 556\,\Omega$، $R_C = 5\,\text{k}\Omega$، $I_C = 1.62\,\text{mA}$، $V_{BB} = 1.69\,\text{V}$، $R_2 = 16.8\,\text{k}\Omega$ اور $R_1 = 24.7\,\text{k}\Omega$ ہیں۔ $C_c = 13.3\,\mu\text{F}$، $C_b = 15.9\,\mu\text{F}$، $C_e = 198\,\mu\text{F}$ ہیں۔ $A_i = -96.4\,\frac{\text{A}}{\text{A}}$ ہے۔

سوال ۶.۱۷: سوال ۶.۱۶ میں استعمال شدہ ٹرانزسٹر کا $f_T = 250\,\text{MHz}$ اور $C_{b'c} = 5\,\text{pF}$ ہیں۔ بلند انقطاعی تعدد حاصل کرتے ہوئے مکمل بوڈا خط کھینچیں اور اس پر پست انقطاعی تعدد، بلند انقطاعی تعدد اور درمیانی تعدد کی افزائش A_i واضح طور پر دکھائیں۔ $A_r = \frac{v_L}{i_i}$ حاصل کریں۔ ایسا کرنے کی خاطر $\frac{v_L}{i_i} = \frac{v_L}{i_L} \times \frac{i_L}{i_i}$ یعنی $A_i R_L$ لکھ کر حاصل کریں۔

جوابات: $C_{b'e} = 631\,\text{pF}$، $f_H = 11.57\,\text{MHz}$، $A_r = -96.4\,\frac{\text{kV}}{\text{A}}$

سوال ۶.۱۸: شکل ۶.۷۵ میں درمیانی تعدد پر $A_i = \frac{i_L}{i_i}$ حاصل کریں۔ ٹرانزسٹر کا $C_{b'c} = 5\,\text{pF}$ اور $f_T = 250\,\text{MHz}$ ہیں۔ بلند انقطاعی تعدد بھی حاصل کریں۔ بیرونی کپیسٹروں کی قیمت لامحدود تصور کریں۔

جوابات: $A_i = 0.833\,\frac{\text{A}}{\text{A}}$، $C_{b'c} = 636\,\text{pF}$، $f_{Hbe} = 46.7\,\text{MHz}$، $f_{Hbc} = 32\,\text{MHz}$ ہیں۔ یہ دونوں جوابات بہت قریب قریب ہیں تاہم ہم $C_{b'c}$ سے پیدا $32\,\text{MHz}$ کو بلند انقطاعی تعدد لے سکتے ہیں۔

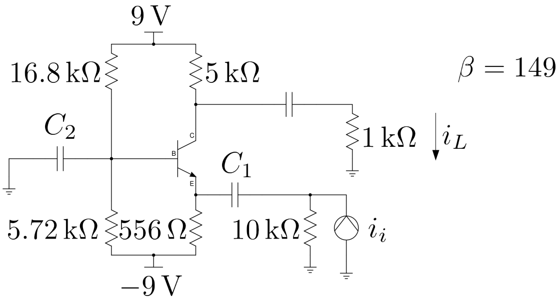
سوال ۶.۱۹: شکل ۶.۶۱ کی مدد سے $n = 6$ کی صورت میں تینوں k حاصل کرتے ہوئے بٹر ورتھ کلیہ لکھیں۔

جواب: جدول ۶.۱ میں جوابات دئے گئے ہیں۔

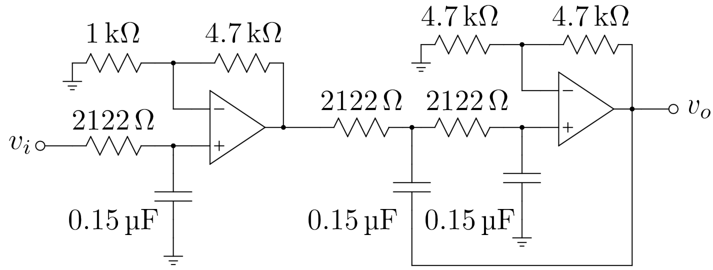
سوال ۶.۲۰: شکل ۶.۶۲ کی مدد سے $n = 7$ کی صورت میں تینوں k حاصل کرتے ہوئے بٹر ورتھ کلیہ لکھیں۔

جواب: جدول ۶.۱ میں جوابات دئے گئے ہیں۔

سوال ۶.۲۱: مساوات ۶.۱۳۰ حاصل کریں۔



شکل ۶.۷۵



شکل ۶.۷۶: بٹر ورتھ فلٹر کا سوال

سوال ۶.۲۲: مساوات ۶.۱۳۱ حاصل کریں۔

سوال ۶.۲۳: $n = 3$ اور $n = 4$ کے لئے مساوات ۶.۱۲۵ کو مثال ۶.۱۹ کے طرز پر ثابت کریں۔

سوال ۶.۲۴: شکل ۶.۷۶ میں بٹر ورتھ فلٹر دکھایا گیا ہے۔ اس کی پہچان کرتے ہوئے اس کے مختلف متغیرات حاصل کریں۔ جوابات: یہ تین رتبی $f_H = 500\,\mathrm{Hz}$ کا پست گزار فلٹر ہے۔ پہلی کڑی $5.7\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}$ کی افزائش بھی فراہم کرتی ہے۔

باب ۷

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**[1] 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 حتٰی 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 نہایت اہم ہیں۔ایسے ادوار نا صرف مہیا کردہ داخلی اشارہ بلکہ دور کے اپنے خارجی اشارے کو بھی مد نظر رکھتے ہوئے اگلے لمحہ کا خارجی اشارہ تعین کرتے ہیں۔ خارجی اشارے کے خبر کو **واپسی اشارہ**[2] کہا جائے گا۔یہاں یہ بتلاتا چلوں کہ یہ ضروری نہیں کہ واپسی ادوار کو داخلی اشارہ ہر صورت مہیا کیا جائے۔ **مرتعش**[3] اس قسم کے ادوار کی ایک اہم قسم ہے جنہیں داخلی اشارہ درکار نہیں۔ **مرتعش** پر اگلے باب میں غور کیا جائے گا۔

---

[1] feedback system

[2] feedback signal

[3] oscillator

۷.۱ ایمپلیفائر کی جماعت بندی

ایمپلیفائر کا داخلی اشارہ برقی دباو یا برقی رو ہو سکتا ہے۔ اسی طرح اس کا خارجی اشارہ برقی دباو یا برقی رو ہو سکتا ہے۔ یوں ایمپلیفائر کو چار ممکنہ جماعتوں میں تقسیم کیا جا سکتا ہے جنہیں جدول ۷.۱ میں دکھایا گیا ہے۔

جدول ۷.۱: ایمپلیفائر کی جماعت بندی

داخلی اشارہ	خارجی اشارہ	ایمپلیفائر کی جماعت	افزائش
برقی دباو	برقی دباو	برقی دباو ایمپلیفائر	A_v
برقی رو	برقی رو	برقی رو ایمپلیفائر	A_i
برقی دباو	برقی رو	موصل نما ایمپلیفائر	A_g
برقی رو	برقی دباو	مزاحمت نما ایمپلیفائر	A_r

ہم برقی دباو ایمپلیفائر سے توقع کرتے ہیں کہ یہ داخلی برقی دباو کو A_v گنا بڑھا کر خارج کرے گا۔ یوں اگر اس ایمپلیفائر پر خارجی جانب R_{L1} بوجھ لادا جائے اور ایمپلیفائر کو V_s [4] اشارہ داخلی جانب مہیا کیا جائے تو ہم توقع کریں گے کہ بوجھ پر $A_v V_s$ برقی دباو پایا جائے گا۔ اب اگر بوجھ کو تبدیل کرتے ہوئے R_{L2} کر دیا جائے ہم تب بھی توقع کریں گے کہ خارجی برقی دباو $A_v V_s$ ہی رہے گا۔ اسی طرح اگر داخلی اشارے کی مزاحمت R_s تبدیل کی جائے تو ہم توقع کرتے ہیں کہ اس کا خارجی برقی دباو 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 ایمپلیفائر سے بھی توقع کرتے ہیں کہ ان کی افزائش پر بھی R_L اور R_s کا کوئی اثر نہیں ہونا چاہیے۔

۷.۱.۱ برقی دباو ایمپلیفائر

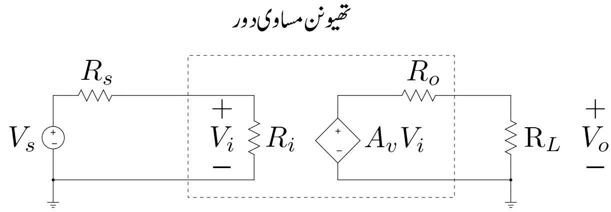
برقی دباو ایمپلیفائر کا مساوی تھونن دور شکل ۷.۱ میں نقطہ دار لکیر میں بند دکھایا گیا ہے۔ اسے داخلی جانب اشارہ V_s مہیا کیا گیا ہے جبکہ خارجی جانب اس پر برقی بوجھ R_L لادا گیا ہے۔ داخلی اشارہ کی مزاحمت R_s ہے۔ داخلی جانب برقی رو کو I_i لکھتے ہوئے کرخوف کا قانون برائے برقی دباو استعمال کرتے ہیں۔

$$
\begin{aligned}
V_s &= I_i R_s + I_i R_i \\
I_i &= \frac{V_s}{R_s + R_i}
\end{aligned}
$$

اور یوں

$$
V_i = I_i R_i = V_s \left(\frac{R_i}{R_s + R_i} \right) \tag{۷.۱}
$$

[4] ادبیات 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



شکل ۱.۷: برقی دباو ایمپلیفائر کا مساوی تھونن دور

حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح خارجی جانب برقی رو کو I_o لکھتے ہوئے حاصل ہوتا ہے

$$
\begin{aligned}
A_v V_i &= I_o R_o + I_o R_L \\
I_o &= \frac{A_v V_i}{R_o + R_L} \\
V_o &= I_o R_L = A_v V_i \left(\frac{R_L}{R_o + R_L} \right)
\end{aligned}
\tag{۷.۲}
$$

اس مساوات میں V_i کی قیمت استعمال کرتے حاصل ہوتا ہے

$$
\begin{aligned}
V_o &= A_v V_s \left(\frac{R_L}{R_o + R_L} \right) \left(\frac{R_i}{R_s + R_i} \right) \\
A_V &= \frac{V_o}{V_s} = A_v \left(\frac{R_L}{R_o + R_L} \right) \left(\frac{R_i}{R_s + R_i} \right)
\end{aligned}
\tag{۷.۳}
$$

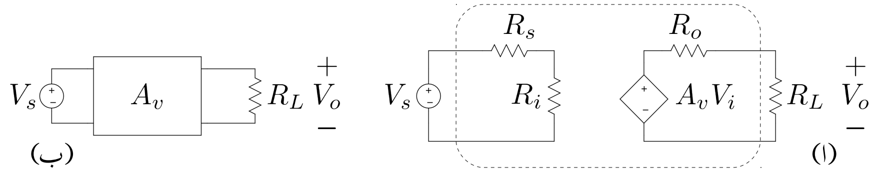
اس مساوات کے تحت افزائش کی قیمت اشارے کے مزاحمت R_s اور بوجھ کے مزاحمت R_L پر منحصر ہے جب کہ ایسا نہیں ہونا چاہیے۔ آئیں دیکھیں کہ R_s اور R_L کے اثر کو کیسے ختم یا کم سے کم کیا جا سکتا ہے۔
برقی دباو ایمپلیفائر میں اگر

$$
\begin{aligned}
R_i &\to \infty \\
R_o &\to 0
\end{aligned}
\tag{۷.۴}
$$

ہوں تب مساوات ۷.۳ سے

$$
A_V = A_v \tag{۷.۵}
$$

حاصل ہوتا ہے۔ ایسا ایمپلیفائر جس کی کل افزائش A_V کا دارومدار اشارے کی مزاحمت R_s اور بوجھ کے مزاحمت R_L پر قطعاً منحصر نہیں ہو اور جس کے A_V کی قیمت اٹل ہو کو **برقی دباو ایمپلیفائر** کہتے ہیں۔ شکل ۱.۷ میں دکھایا، مساوات ۷.۴ پر پورا اترتا دور کامل برقی دباو ایمپلیفائر کا دور ہے۔



شکل ۷.۲: برقی دباو ایمپلیفائر کا سادہ ڈبہ نما شکل

حقیقی برقی دباو ایمپلیفائر مساوات ۷.۴ کی بجائے مساوات ۷.۶ پر پورا اترتا ہے۔

$$
\begin{aligned}
R_i &\gg R_s \\
R_0 &\ll R_L
\end{aligned}
\tag{۷.۶}
$$

جس کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$
A_V \approx A_v \tag{۷.۷}
$$

مساوات ۷.۲ سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ لامحدود R_L پر $\frac{V_o}{V_i}$ کی قیمت A_v کے برابر ہے یعنی

$$
A_v = \left. \frac{V_o}{V_i} \right|_{R_L \to \infty} \tag{۷.۸}
$$

لہٰذا A_v کو ایمپلیفائر کی لامحدود بوجھ کے مزاحمت پر افزائش برقی دباو پکارا جاتا ہے۔ اسے بے بوجھ ایمپلیفائر کی افزائش برقی دباو بھی پکارا جا سکتا ہے۔

شکل ۷.۲ الف میں برقی دباو ایمپلیفائر میں داخلی اشارے کی مزاحمت R_s کو بھی ایمپلیفائر کا حصہ تصور کرتے ہوئے شکل ب میں اسی کا سادہ ڈبہ نما شکل دکھایا گیا ہے۔

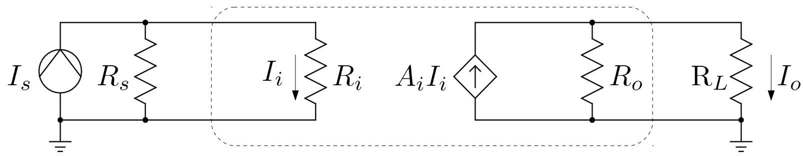
۷.۱.۲ برقی رو ایمپلیفائر

برقی رو ایمپلیفائر کا مساوی نارٹن دور شکل ۷.۳ میں نقطہ دار لکیر میں بند دکھایا گیا ہے۔ اسے داخلی جانب اشارہ I_s مہیا کیا گیا ہے جبکہ خارجی جانب اس پر برقی بوجھ R_L لادا گیا ہے۔ منبع داخلی اشارے کی مزاحمت R_s ہے۔ داخلی جانب تقسیم برقی رو سے حاصل ہوتا ہے

$$
I_i = I_s \left(\frac{R_s}{R_s + R_i} \right) \tag{۷.۹}
$$

اسی طرح خارجی جانب تقسیم برقی رو سے حاصل ہوتا ہے

$$
I_o = A_i I_i \left(\frac{R_o}{R_o + R_L} \right) \tag{۷.۱۰}
$$



شکل ۷.۳: برقی رو ایمپلیفائر کا مساوی نارٹن دور

مندرجہ بالا دو مساوات سے حاصل ہوتا ہے

$$I_o = A_i I_s \left(\frac{R_s}{R_s + R_i}\right)\left(\frac{R_o}{R_o + R_L}\right) \tag{۷.۱۱}$$

جس سے کل افزائش برقی رو A_I یوں حاصل ہوتی ہے

$$A_I = \frac{I_o}{I_s} = A_i \left(\frac{R_s}{R_s + R_i}\right)\left(\frac{R_o}{R_o + R_L}\right) \tag{۷.۱۲}$$

مساوات ۷.۱۲ میں اگر

$$\begin{aligned} R_i &\ll R_s \\ R_o &\gg R_L \end{aligned} \tag{۷.۱۳}$$

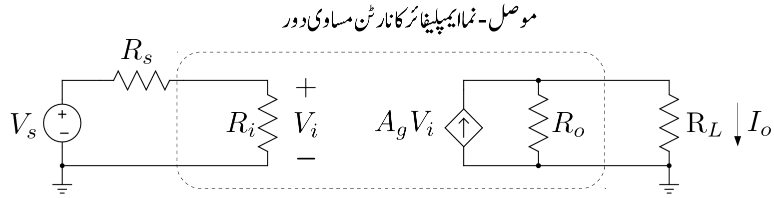
ہوں تو اسے یوں لکھا جا سکتا ہے

$$A_I \approx A_i \tag{۷.۱۴}$$

ایسا ایمپلیفائر جس کی افزائش A_I کا دارومدار داخلی بیرونی مزاحمت R_s اور خارجی بیرونی مزاحمت R_L پر قطعاً منحصر نہیں ہو اور جس کے A_I کی قیمت اٹل ہو کو **برقی رو ایمپلیفائر** کہتے ہیں۔ برقی رو ایمپلیفائر مساوات ۷.۱۳ 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 برقی رو ایمپلیفائر میں $R_i = 0$ اور $R_o = \infty$ ہوں گے۔ مساوات ۷.۱۰ سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ $R_L = 0$ کی صورت میں

$$\left.\frac{I_o}{I_i}\right|_{R_L=0} = A_i \tag{۷.۱۵}$$

حاصل ہوتا ہے، لہٰذا A_i کو صفر بوجھ کے مزاحمت پر ایمپلیفائر کی افزائش برقی رو پکارا جائے گا۔



شکل ۷.۴: موصل نما ایمپلیفائر کا مساوی دور

۷.۱.۳ موصل نما ایمپلیفائر

آپ نے برقی دباو اور برقی رو ایمپلیفائر کے مساوی دور دیکھے۔ دباو ایمپلیفائر کا تھونن مساوی جبکہ رو ایمپلیفائر کا نارٹن مساوی دور استعمال کیا گیا۔ یہاں اس بات کا سمجھنا ضروری ہے کہ جہاں برقی دباو کی بات کی جائے وہاں تھونن مساوی دور استعمال کیا جاتا ہے اور جہاں برقی رو کی بات کی جائے وہاں نارٹن مساوی دور استعمال کیا جاتا ہے۔ یوں چونکہ برقی دباو ایمپلیفائر داخلی برقی دباو کو بڑھاتا ہے لہٰذا داخلی جانب اشارہ منبع کا تھونن مساوی دور استعمال کیا گیا۔ اسی طرح چونکہ یہ ایمپلیفائر برقی دباو ہی خارج کرتا ہے لہٰذا خارجی جانب ایمپلیفائر کا تھونن مساوی دور ہی استعمال کیا گیا۔

برقی رو ایمپلیفائر کا داخلی اشارہ برقی رو ہوتا ہے لہٰذا داخلی جانب اشارہ منبع کا نارٹن مساوی دور استعمال کیا جاتا ہے۔ اسی طرح یہ ایمپلیفائر برقی رو ہی خارج کرتا ہے لہٰذا خارجی جانب بھی نارٹن مساوی دور استعمال کیا گیا۔

موصل نما ایمپلیفائر کا داخلی اشارہ برقی دباو جبکہ اس کا خارجی اشارہ برقی رو ہوتا ہے لہٰذا اس کا تجزیہ کرتے وقت داخلی جانب اشارہ منبع کا تھونن جبکہ اس کے خارجی جانب نارٹن مساوی دور استعمال کیا جائے گا۔ شکل ۷.۴ میں موصل نما ایمپلیفائر کا مساوی دور دکھایا گیا ہے۔ موصل نما ایمپلیفائر کے لئے ہم لکھ سکتے ہیں

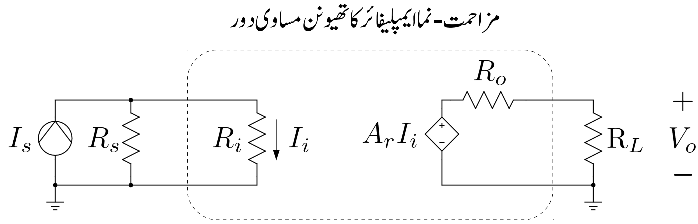
$$
\begin{aligned}
V_i &= V_s \left(\frac{R_i}{R_i + R_s} \right) \\
I_o &= A_g V_i \left(\frac{R_o}{R_o + R_L} \right) \\
I_o &= A_g V_s \left(\frac{R_i}{R_i + R_s} \right) \left(\frac{R_o}{R_o + R_L} \right)
\end{aligned}
\tag{۷.۱۶}
$$

لہٰذا

$$
A_G = \frac{I_o}{V_s} = A_g \left(\frac{R_i}{R_i + R_s} \right) \left(\frac{R_o}{R_o + R_L} \right) \tag{۷.۱۷}
$$

مساوات ۷.۱۶ 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

$$
\left. \frac{I_o}{V_i} \right|_{R_L = 0} = A_g \tag{۷.۱۸}
$$



شکل ۷.۵: مزاحمت نما ایمپلیفائر کا مساوی دور

اسی طرح

$$
\begin{aligned}
R_i &\gg R_s \\
R_o &\gg R_L
\end{aligned}
\tag{۷.۱۹}
$$

کی صورت میں مساوات ۷.۱۷ سے حاصل ہوتا ہے

$$
A_G \approx A_g \tag{۷.۲۰}
$$

ایسا ایمپلیفائر جس کی افزائش A_G کا دارومدار R_s اور مزاحمت R_L پر قطعاً منحصر نہیں ہو اور جس کے A_G کی قیمت اٹل ہو کو **موصل نما ایمپلیفائر** کہتے ہیں۔

۷.۱.۴ مزاحمت نما ایمپلیفائر

شکل ۷.۵ میں مزاحمت نما ایمپلیفائر دکھایا گیا ہے جس کا داخلی اشارہ برقی رو I_s اور خارجی اشارہ برقی دباو V_o ہے۔ اس کو یوں حل کیا جائے گا۔

$$
\begin{aligned}
I_i &= I_s \left(\frac{R_s}{R_s + R_i} \right) \\
V_o &= A_r I_i \left(\frac{R_L}{R_L + R_o} \right)
\end{aligned}
\tag{۷.۲۱}
$$

اس مساوات سے ہم دیکھتے ہیں کہ $R_L = \infty$ کی صورت میں $\frac{V_o}{I_i}$ کی قیمت A_r کے برابر ہو گی یعنی

$$
\left. \frac{V_o}{I_i} \right|_{R_L = \infty} = A_r \tag{۷.۲۲}
$$

لہٰذا A_r کو لامحدود مزاحمتی بوجھ پر ایمپلیفائر کی **مزاحمت نما افزائش** کہتے ہیں۔ کل مزاحمت نما افزائش A_R مساوات ۷.۲۱ سے حاصل کرتے ہیں۔

$$
A_R = \frac{V_o}{I_s} = A_r \left(\frac{R_s}{R_s + R_i} \right) \left(\frac{R_L}{R_L + R_o} \right) \tag{۷.۲۳}
$$

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ

$$R_i \ll R_s \qquad (۷.۲۴)$$
$$R_o \ll R_L$$

کی صورت میں مساوات ۷.۲۳ کو یوں لکھا جا سکتا ہے

$$A_R \approx A_r \qquad (۷.۲۵)$$

یعنی اس صورت ایمپلیفائر کی مزاحمت نما افزائش کا دارومدار R_s اور R_L پر نہیں۔

مثال ۷.۱: شکل ۷.۱ 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 ایمپلیفائر تصور نہیں کیا جا سکتا۔

حل:

$$A_G = \frac{I_o}{V_s} = \frac{I_o}{V_o} \times \frac{V_o}{V_s} = \frac{1}{R_L} \times A_V$$

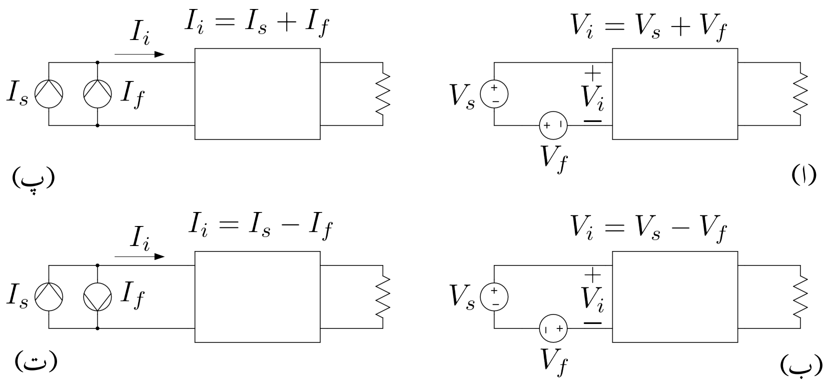
اس مساوات کے تحت A_G کی قیمت بوجھ کے مزاحمت R_L کے قیمت پر منحصر ہے۔ ایمپلیفائر کی افزائش کی قیمت بوجھ کے مزاحمت کے قیمت پر منحصر نہیں ہو سکتی لہٰذا اسے موصل نما ایمپلیفائر تصور نہیں کیا جا سکتا۔

۷.۲ واپسی اشارہ

مندرجہ بالا حصے میں ہم نے چار اقسام کے ایمپلیفائر دیکھے۔ اس حصے میں ان میں واپسی اشارہ شامل کرنے کی ترکیب دکھائی جائے گی۔ واپسی اشارے کو ایمپلیفائر کے داخلی اشارے کے ساتھ جمع یا اس سے منفی کیا جاتا ہے۔
شکل ۷.۶ الف میں واپسی اشارے V_f کو برقی دباو اشارے V_s کے ساتھ جمع کرنا دکھایا گیا ہے جبکہ شکل ۷.۶ ب میں V_f کو V_s سے منفی کرنا دکھایا گیا ہے۔ شکل پ میں واپسی اشارے I_f کو برقی رو اشارے I_s کے ساتھ جمع کرنا دکھایا گیا ہے جبکہ شکل ت میں I_f کو I_s سے منفی کرنا دکھایا گیا ہے۔ برقی دباو اشارات کو آپس میں جمع یا منفی کرتے وقت انہیں سلسلہ وار جوڑا جاتا ہے جبکہ برقی رو اشارات کو آپس میں جمع یا منفی کرتے وقت انہیں متوازی جوڑا جاتا ہے۔ برقی دباو اشارے کو کسی صورت برقی رو اشارے کے ساتھ جمع یا منفی نہیں کیا جا سکتا۔[۵]
شکل ۷.۲ ب میں دکھائے برقی دباو ایمپلیفائر کو مثال بناتے ہیں۔ برقی دباو ایمپلیفائر داخلی جانب اشارات کو برقی دباو کی صورت میں حاصل کرتا ہے لہٰذا اس کے داخلی جانب واپسی اشارہ بھی برقی دباو کی صورت میں ہو گا۔ واپسی اشارے کو ایمپلیفائر کے خارجی اشارے سے حاصل کیا جاتا ہے۔ V_o سے V_f حاصل کرنے والے دور، جس کو **واپسی کار**[۶] کہتے ہیں، کو ڈبے کی شکل سے دکھاتے ہوئے شکل ۷.۷ الف حاصل ہوتا ہے جسے **واپسی برقی دباو**

---

[۵] آپ جانتے ہیں کہ آلو اور ٹماٹر کو آپس میں جمع یا منفی نہیں کیا جا سکتا۔ اسی طرح برقی دباو کو صرف اور صرف برقی دباو کے ساتھ ہی جمع یا اس سے منفی کیا جا سکتا ہے۔
[۶] feedback circuit



شکل ۷.۶: اشارات کو آپس میں جمع اور منفی کرنے کے طریقے

ایمپلیفائر کہا جائے گا۔ اس شکل میں اوپر والا ڈبہ بنیادی برقی دباو ایمپلیفائر ہے جبکہ نچلا ڈبہ واپس کار ہے۔ واپس کار کا داخلی اشارہ V_o ہے جبکہ اس کا خارجی واپسی اشارہ V_f ہے۔ واپس کار کا داخلی اشارہ بنیادی ایمپلیفائر کے خارجی جانب سے متوازی حاصل کیا جاتا ہے جبکہ V_f کو V_s کے ساتھ سلسلہ وار جوڑا گیا ہے۔

اس شکل میں واپسی اشارے V_f کو اشارہ V_s سے منفی کیا گیا ہے اور یوں اس ایمپلیفائر کو **منفی واپسی برقی دباو ایمپلیفائر**[7] کہا جائے گا۔ اگر V_f کو V_s کے ساتھ جمع کیا جاتا تب اسے **جمع واپسی برقی دباو ایمپلیفائر**[8] 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۔

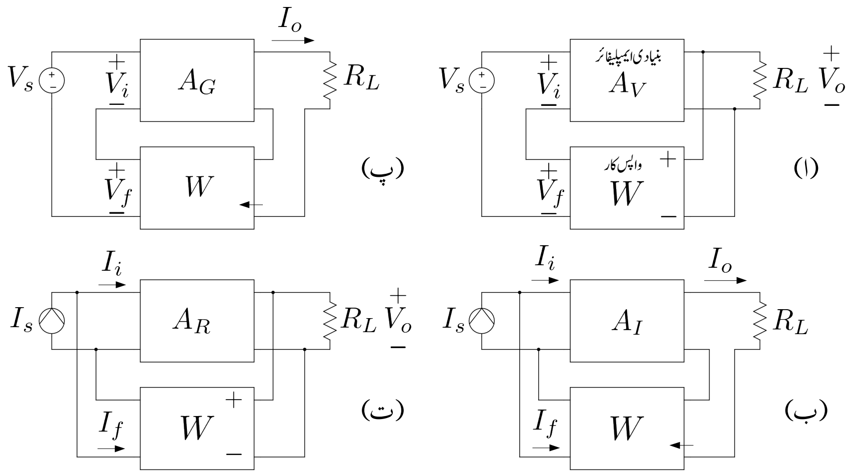
شکل ۷.۷ ب میں برقی رو ایمپلیفائر میں واپسی اشارے کی شمولیت دکھائی گئی ہے۔ بنیادی ایمپلیفائر کے داخلی جانب I_s سے I_f منفی کیا گیا ہے۔ یوں اس مکمل دور کو **منفی واپسی برقی رو ایمپلیفائر**[9] کہا جائے گا۔ واپسی اشارے کو خارجی اشارہ I_o سے حاصل کیا گیا ہے۔ ایسا کرنے کی خاطر واپس کار کے داخلی جانب کو بنیادی ایمپلیفائر کے خارجی جانب کے ساتھ سلسلہ وار جوڑا گیا ہے تاکہ خارجی برقی رو I_o واپس کار کو بطور داخلی اشارہ مہیا کیا جا سکے۔

یہاں رک کر اس بات کو سمجھیں کہ خارجی برقی دباو V_o سے واپسی اشارہ حاصل کرتے وقت واپس کار کے داخلی جانب کو بنیادی ایمپلیفائر 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 ایمپلیفائر کا خارجی جانب سلسلہ وار جوڑے جاتے ہیں۔ واپسی اشارہ از خود برقی دباو یا برقی رو کی صورت میں ہو سکتا ہے۔

شکل ۷.۷ پ میں موصل نما ایمپلیفائر میں واپسی اشارہ شامل کرنا دکھایا گیا ہے۔ یہاں بنیادی ایمپلیفائر کا خارجی اشارہ برقی رو I_o ہے جس سے واپسی اشارہ حاصل کیا جاتا ہے لہٰذا واپس کار کے داخلی جانب کو بنیادی ایمپلیفائر کے خارجی جانب سلسلہ وار جوڑا گیا ہے۔ واپس کار کا خارجی اشارہ برقی دباو V_f ہے جسے V_s سے منفی کیا گیا

---

[7] negative feedback voltage amplifier
[8] positive feedback voltage amplifier
[9] negative feedback current amplifier



شکل ۷.۷: واپسی ایمپلیفائر کے اقسام

ہے۔

شکل ۷.۷ ت میں مزاحمت نما ایمپلیفائر میں واپسی اشارے کی شمولیت دکھائی گئی ہے جسے آپ خود سمجھ سکتے ہیں۔

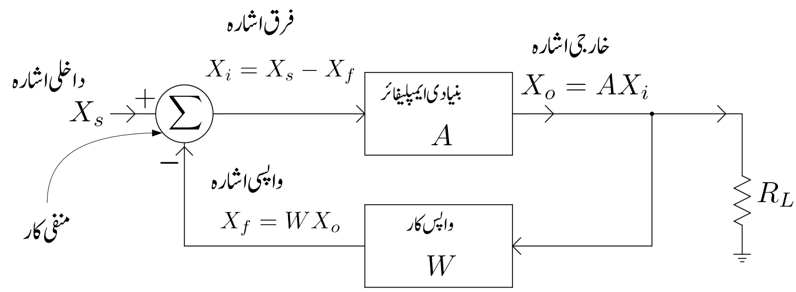
جہاں متن سے واضح ہو وہاں ان ایمپلیفائر کے پورے نام کی جگہ صرف واپسی ایمپلیفائر کا نام استعمال کیا جائے گا۔

۷.۳ بنیادی کارکردگی

ٹرانزسٹر ایمپلیفائر کے دور میں ٹرانزسٹر کا ریاضی نمونہ نسب کرتے ہوئے انہیں کرخوف کے قوانین سے حل کرنے سے آپ بخوبی واقف ہیں۔ واپسی ایمپلیفائر کو بھی اسی طرح حل کرنا ممکن ہے البتہ انہیں یوں حل کرنے سے واپسی عمل کی وضاحت نہیں ہوتی۔ اس حصے میں ہم واپسی ایمپلیفائر کو اس طرح حل کریں گے کہ ان میں واپسی اشارے کا کردار اجاگر ہو۔

واپسی ادوار کے تین جزو ہیں۔ پہلا جزو بنیادی ایمپلیفائر، دوسرا جزو جمع کار (یا منفی کار) اور تیسرا جزو واپس کار۔ شکل ۷.۸ میں ان تینوں اجزاء کو دکھایا گیا ہے۔

یہاں بنیادی ایمپلیفائر سے مراد حصہ ۷.۱ میں دکھائے چار قسم کے ایمپلیفائر میں سے کوئی بھی ہو سکتا ہے۔ اشارے کی مزاحمت R_s کو یہاں بنیادی ایمپلیفائر کا حصہ تصور کیا گیا ہے۔ یوں شکل ۷.۸ میں A سے مراد A_V، A_I، A_G یا A_R ہو سکتا ہے۔ یہاں R_L کے علاوہ واپس کار کا داخلی جانب بھی ایمپلیفائر کے خارجی جانب نسب ہے اور A واپس کار کے بوجھ کو بھی شامل کرتے حاصل کیا جاتا ہے۔ اس کی وضاحت حصہ ۷.۸ میں کی جائے گی۔ ایمپلیفائر کے داخلی اشارے V_s یا I_s کو X_s جبکہ اس کے خارجی اشارے V_o یا I_o کو X_o اور اسی طرح واپسی اشارے V_f یا I_f کو X_f لکھتے ہوئے آگے بڑھتے ہیں۔ یوں اس شکل میں بنیادی ایمپلیفائر اشارہ X_i کو بڑھا کر



شکل ۷.۸: بنیادی واپسی ایمپلیفائر

بطور X_o خارج کرتا ہے یعنی

$$X_o = AX_i \tag{۷.۲۶}$$

اس مساوات کو یوں بھی لکھا جا سکتا ہے

$$A = \frac{X_o}{X_i} \tag{۷.۲۷}$$

واپس کار عموماً غیر عامل پرزہ جات یعنی مزاحمت، کپیسٹر وغیرہ سے تخلیق دیا جاتا ہے۔ یہ خارجی اشارے کا کچھ حصہ داخلی جانب تک پہنچاتا ہے۔ شکل سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ واپس کار X_o کا کچھ حصہ منفی کار کو بطور واپسی اشارہ X_f پیش کرتا ہے جہاں

$$X_f = WX_o \tag{۷.۲۸}$$

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[۱۰] کہا جائے گا۔

منفی کار داخلی اشارے X_s سے واپسی اشارہ X_f کو منفی کر کے اسے بطور فرق اشارہ X_i خارج کرتا ہے یعنی

$$X_i = X_s - X_f \tag{۷.۲۹}$$

اس میں مساوات ۷.۲۸ استعمال کرتے

$$X_i = X_s - WX_o \tag{۷.۳۰}$$

---

[۱۰] feedback constant

ملتا ہے جس میں مساوات ۷.۲۷ کے استعمال سے

$$\frac{X_o}{A} = X_s - WX_o$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس کو X_o کے لئے حل کرتے ہیں

$$\begin{aligned} X_o &= A\left(X_s - WX_o\right) \\ X_o\left(1 + WA\right) &= AX_s \\ X_o &= \left(\frac{A}{1 + WA}\right) X_s \end{aligned}$$

یوں پورے دور کے داخلی اشارے کو X_s اور اس کا خارجی اشارے کو X_o لیتے ہوئے واپسی دور کے کل افزائش A_f کو یوں لکھ سکتے ہیں۔

$$A_f = \frac{X_o}{X_s} = \frac{A}{1 + WA} \tag{۷.۳۱}$$

منفی واپسی ایمپلیفائر میں $\left|A_f\right| < |A|$ ہوتا ہے جبکہ مثبت واپسی ایمپلیفائر میں $\left|A_f\right| > |A|$ ہوتا ہے۔

مثال ۷.۲: ایک ایمپلیفائر جس کا $A = 99$ ہے میں واپسی اشارے کی شمولیت سے واپسی ایمپلیفائر تخلیق دیا جاتا ہے۔ $W = 0.01$ اور $W = 0.1$ پر واپسی ایمپلیفائر کی افزائش A_f حاصل کریں۔

حل:

مساوات ۷.۳۱ کی مدد سے $W = 0.01$ پر

$$A_f = \frac{99}{1 + 0.01 \times 99} = 49.749$$

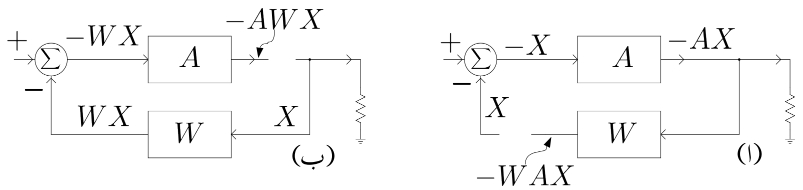
جبکہ $W = 0.1$ پر

$$A_f = \frac{99}{1 + 0.1 \times 99} = 9.0826$$

حاصل ہوتا ہے۔ منفی واپسی ایمپلیفائر کی افزائش واضح طور کم ہوئی ہے۔

۷.۳.۱ افزائشی دائرہ

واپسی ایمپلیفائر میں بنیادی ایمپلیفائر اور واپسی دور بند دائرے کی شکل میں آپس میں جوڑے جاتے ہیں۔ شکل ۷.۹ الف 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 ۷.۹: بنیادی واپسی ایمپلیفائر کا شرح دائرہ

ہے۔ فرض کریں کہ اس نقطے کے بائیں جانب اشارہ X پایا جاتا ہے۔ اس نقطے سے دائرے میں گھڑی کے سمت چلتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ اشارہ X پہلے -1 سے ضرب ہو کر $-X$ ہوتا ہے۔ اس کے بعد ایمپلیفائر سے گزرتے ہوئے A سے ضرب ہو کر $-AX$ ہو جاتا ہے اور آخر کار واپسی دور سے گزرتے ہوئے W سے ضرب کھا کر $-WAX$ ہو جاتا ہے۔ یوں یہ اشارہ پورے دائرے سے گزرتے ہوئے $-WA$ سے ضرب ہوتا ہے جسے واپسی ایمپلیفائر کا **افزائش دائرہ**[11] کہا جائے گا۔ شکل ب میں دائرے کو ایک اور جگہ سے کھلے سرے کرتے ہوئے یہی عمل دکھایا گیا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ دائرے کو کہیں سے بھی کھلے سرے کرتے ہوئے اس نقطے سے گھڑی کی سمت پورا چکر کاٹتے ہوئے اشارہ $-WA$ سے ہی ضرب ہوتا ہے۔

۷.۳.۲ بنیادی مفروضے

واپسی ایمپلیفائر پر بات کرتے ہوئے مندرجہ ذیل مفروضے تصور کئے جائیں گے۔

۱. واپس کار کے مستقل W کی قیمت پر بوجھ کے مزاحمت R_L اور اشارے کے مزاحمت R_s کا کوئی اثر نہیں ہوتا۔

۲. بنیادی ایمپلیفائر کی افزائش A کے قیمت پر بوجھ کے مزاحمت R_L کا کوئی اثر نہیں ہوتا۔

۳. داخلی اشارہ صرف اور صرف بنیادی ایمپلیفائر سے گزرتے ہوئے خارجی جانب پہنچتا ہے۔ اس کا مطلب ہے کہ اگر A کی قیمت صفر کر دی جائے تو X_o کی قیمت بھی صفر ہو جائے گی۔ (بنیادی ایمپلیفائر میں ٹرانزسٹر کا g_m یا h_{fe} صفر کرنے سے A کی قیمت صفر کی جا سکتی ہے۔)

اس مفروضے کے تحت واپس کار میں اشارہ صرف اور صرف واپسی ایمپلیفائر کے خارجی جانب سے داخلی جانب گزر سکتا ہے۔ حقیقت میں واپس کار عموماً مزاحمت، کپیسٹر وغیرہ سے بنا ہوتا ہے اور اس میں اشارہ دونوں جانب گزر سکتا ہے۔ ہم دیکھیں گے کہ اس کے باوجود حقیقی ایمپلیفائر میں پھر بھی اس مفروضے پر چلتے ہوئے درست جوابات حاصل ہوتے ہیں۔

۴. خارجی اشارہ صرف اور صرف واپس کار سے گزرتے ہوئے داخلی جانب پہنچ سکتا ہے۔

---

[11] loop gain

اس مفروضے کے تحت اشارہ بنیادی ایمپلیفائر 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۔

۷.۴ واپسی ایمپلیفائر کی خوبیاں

منفی واپسی ایمپلیفائر افزائش گھٹاتا ہے جبکہ ایمپلیفائر کا بنیادی مقصد ہی اس کی افزائش ہے۔ اس کے باوجود منفی واپسی ایمپلیفائر کا استعمال عام ہے۔ منفی واپسی ایمپلیفائر افزائش گھٹاتے ہوئے ایمپلیفائر کی متعدد اہم خوبیوں کو بہتر کرتا ہے۔ اس حصے میں انہیں پر غور کیا جائے گا۔

۷.۴.۱ مستحکم افزائش

درجہ حرارت میں تبدیلی، عمر رسیدگی یا ٹرانزسٹر وغیرہ کی تبدیلی سے کسی بھی ایمپلیفائر کی افزائش متاثر ہوتی ہے۔ آئیں ایک مثال سے دیکھیں کہ واپسی ایمپلیفائر میں افزائش کے تبدیلی کو کس طرح گھٹایا جاتا ہے۔

مثال ۷.۳: ایک بنیادی ایمپلیفائر 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 ایمپلیفائر میں واپسی اشارہ شامل کیا جاتا ہے جہاں $W = 0.1$ ہے۔ ٹرانزسٹر تبدیل کرنے سے پہلے اور ٹرانزسٹر تبدیل کرنے کے بعد واپسی ایمپلیفائر کی افزائش حاصل کریں اور ان میں تبدیلی کی فی صد شرح حاصل کریں۔

حل:

بنیادی ایمپلیفائر میں تبدیلی کی فی صد شرح

$$\left|\frac{45-50}{45}\right| \times 100 = 11.11\,\%$$

ہے۔ واپسی ایمپلیفائر میں ٹرانزسٹر تبدیل کرنے سے پہلے A_f اور ٹرانزسٹر تبدیل کرنے کے بعد A_{f1} مندرجہ ذیل ہیں

$$A_f = \frac{50}{1+0.1\times 50} = 8.3333$$
$$A_{f1} = \frac{45}{1+0.1\times 45} = 8.1818$$

یوں تبدیلی کی فی صد شرح

$$\left|\frac{8.1818-8.3333}{8.3333}\right| \times 100 = 1.818\,\%$$

ہے۔

آپ نے دیکھا کہ بنیادی ایمپلیفائر میں 11.11 فی صد تبدیلی آئی جبکہ واپسی ایمپلیفائر میں صرف 1.818 فی صد تبدیلی آئی۔ یوں ایمپلیفائر میں واپسی اشارے کی شمولیت سے افزائش مستحکم ہوئی۔ اس حقیقت کو یوں بیان کیا جاتا ہے کہ واپسی اشارے سے افزائش

$$\frac{11.1111}{1.818}=6.1117$$

یعنی تقریباً چھ گنا مستحکم ہوئی۔

آئیں اس تمام کو حسابی شکل دیں۔ مساوات ۷.۳۱ میں A_f کا A کے ساتھ تفرق لیتے ہیں۔

$$\frac{\mathrm{d}A_f}{\mathrm{d}A}=\frac{1}{(1+WA)^2}$$

اس کو یوں بھی لکھ سکتے ہیں۔

$$\mathrm{d}A_f=\frac{\mathrm{d}A}{(1+WA)^2}$$

اس مساوات کو مساوات ۷.۳۱ سے تقسیم کرتے ہیں۔

$$\begin{aligned}\frac{\mathrm{d}A_f}{A_f}&=\left(\frac{\mathrm{d}A}{(1+WA)^2}\right)\times\left(\frac{1+WA}{A}\right)\\&=\left(\frac{\mathrm{d}A}{A}\right)\left(\frac{1}{1+WA}\right)\end{aligned}$$

اس مساوات سے افزائش کا مستحکم M ہونا یوں حاصل ہوتا ہے۔

$$M=\frac{\left|\frac{\mathrm{d}A}{A}\right|}{\left|\frac{\mathrm{d}A_f}{A_f}\right|}=1+WA \tag{۷.۳۲}$$

مساوات ۷.۳۱ کو یوں بھی لکھا جا سکتا ہے

$$A_f=\frac{A}{M} \tag{۷.۳۳}$$

مندرجہ بالا دو مساوات سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ واپسی ایمپلیفائر میں کُل افزائش M گنا گھٹتی ہے۔ ساتھ ہی ساتھ کُل افزائش M گنا مستحکم ہو جاتی ہے۔ یوں ایمپلیفائر تخلیق دیتے وقت آپ افزائش گھٹاتے ہوئے اسے زیادہ مستحکم بنا سکتے ہیں یا اس کے برعکس افزائش کو کم مستحکم کرتے ہوئے اس کی قیمت بڑھا سکتے ہیں۔

اگر

$$|WA| \gg 1 \tag{۷.۳۴}$$

ہو تب مساوات ۷.۳۱ مندرجہ ذیل سادہ صورت اختیار کر لیتا ہے۔

$$A_f = \frac{A}{1+WA} \approx \frac{A}{WA} = \frac{1}{W} \tag{۷.۳۵}$$

مساوات ۷.۳۵ انتہائی اہم مساوات ہے جس کے تحت $WA \gg 1$ کی صورت میں واپسی ایمپلیفائر کی افزائش صرف اور صرف واپس کار کے W پر منحصر ہوتی ہے۔ جیسا کہ پہلے بھی ذکر ہوا، واپس کار کو عموماً مزاحمت وغیرہ سے بنایا جاتا ہے۔ برقیاتی پرزاجات میں ٹرانزسٹر، ماسفیٹ اور ڈایوڈ وغیرہ کی کارکردگی درجہ حرارت یا وقت کے ساتھ تبدیل ہوتی ہے۔ ان کے برعکس 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 ایمپلیفائر کی افزائش نہایت مستحکم ہو جاتی ہے۔

مستحکم ایمپلیفائر تخلیق دینے کا طریقہ ایک مثال کی مدد سے سیکھتے ہیں۔

مثال ۷.۴: موصل نما ایمپلیفائر تخلیق دیتے وقت درجہ حرارت کے تبدیلی سے توقع کی جاتی ہے کہ بغیر واپسی اشارے کے ایمپلیفائر 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 ایمپلیفائر تخلیق دیں جس کی افزائش $45\,{}^{A}/_{V}$ ہو اور اس میں تبدیلی 0.4% سے تجاوز نہ کرے۔

حل:

ایسی صورت میں بنیادی ایمپلیفائر کی افزائش A کو ضرورت سے M گنا زیادہ رکھ کر اسے تخلیق دیا جاتا ہے۔ اس ایمپلیفائر 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 ایمپلیفائر کی واپسی افزائش M گنا کم 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 ۷.۳۲ کو استعمال کرتے ہوئے اگر بنیادی ایمپلیفائر کی افزائش میں تبدیلی یعنی $\mathrm{d}A$ کی قیمت پانچ فی صد ہے تو A کی قیمت سو فی صد ہو گی۔ اسی طرح اگر $\mathrm{d}A_f$ کی قیمت آدھا فی صد ہو تو A_f کو سو فی صد تصور کیا جائے گا۔ یوں

$$\begin{aligned}
\frac{\mathrm{d}A}{A} &= M\left(\frac{\mathrm{d}A_f}{A_f}\right)\\
\frac{5}{100} &= M\left(\frac{0.5}{100}\right)\\
M &= 10
\end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں اس ایمپلیفائر کو دس گنا مستحکم کرنے کی ضرورت ہے۔

لہٰذا ہم ایسا ایمپلیفائر تخلیق دیں گے جس کی واپسی اشارہ شامل کرنے سے پہلے افزائش درکار قیمت سے M گنا زیادہ ہو یعنی A کی قیمت $45 \times 10 = 450$ ہو گی۔ اس میں واپسی اشارے کی شمولیت سے افزائش کو دس گنا مستحکم کیا جائے گا اور ساتھ ہی ساتھ $A_f = 45$ حاصل کی جائے گی جو کہ درکار موصل نما افزائش ہے۔ مساوات ۷.۳۱ کے تحت

$$45 = \frac{450}{1 + W \times 450} \approx \frac{1}{W}$$

$$W = \frac{1}{45} = 0.022\,22$$

حاصل ہوتا ہے جو کہ واپس کار کے مستقل کی درکار قیمت ہے۔

مثال ۷.۵: $A_f = -100$ اور $A = -1000$ کی صورت میں W حاصل کریں۔

حل:

$$-100 = \frac{-1000}{1 - 1000W}$$

سے $W = -0.009$ حاصل ہوتا ہے۔

مساوات ۷.۳۵ میں A_f سے مراد واپسی ایمپلیفائر کی افزائش ہے جو کہ برقی دباو واپسی ایمپلیفائر کی صورت میں A_{vf}، برقی رو واپسی ایمپلیفائر کی صورت میں A_{if}، موصل نما واپسی ایمپلیفائر کی صورت میں A_{gf} اور مزاحمت نما واپسی ایمپلیفائر کی صورت میں A_{rf} کو ظاہر کرتا ہے۔

۷.۴.۲ تعددی بگاڑ

مساوات ۷.۳۵ کے تحت $WA \gg 1$ کی صورت میں واپسی ایمپلیفائر کی افزائش صرف اور صرف W پر منحصر ہوتی ہے۔ اگر واپس کار کی خاصیت تعدد پر منحصر نہ ہو تب واپسی ایمپلیفائر کی کارکردگی بھی تعدد پر منحصر نہیں ہو گی۔ واپس کار میں صرف مزاحمت استعمال کرتے ہوئے اس کے کارکردگی کو تعدد سے پاک بنایا جا سکتا ہے۔

اگر واپس کار میں کپیسٹر اور امالہ استعمال کئے جائیں تب اس کی کارکردگی تعدد پر منحصر ہو گی۔ ایسی صورت میں واپسی ایمپلیفائر کی کارکردگی بھی تعدد پر منحصر ہو گی۔ یوں اگر کسی خاص تعدد ω_0 پر W کی قیمت کم ہو جبکہ اس تعدد سے کم یا اس سے زیادہ تعدد پر W کی قیمت زیادہ ہو تب A_f کی قیمت ω_0 پر زیادہ ہو گی جبکہ ω_0 سے کم یا زیادہ تعدد پر اس کی قیمت کم ہو گی۔ یہ **پٹی گزار فلٹر**[12] کی خاصیت ہے۔ اسی طرح **پٹی روک فلٹر**[13]، پست گزار فلٹر اور بلند گزار فلٹر بھی بنائے جا سکتے ہیں۔

---

[12] band pass filter
[13] band stop filter

۷.۴.۳ دائرہ کار کردگی کے پٹی میں وسعت

فرض کریں کہ بنیادی ایمپلیفائر کے افزائش میں ایک عدد قطب پایا جاتا ہے یعنی

$$A=\frac{A_0}{1+\frac{j\omega}{\omega_H}}$$

اس مساوات میں A_0 سے مراد درمیانی تعدد کی افزائش اور ω_H اس کی بلند انقطاعی تعدد ہے۔ واپسی اشارے کی شمولیت کے بعد

$$\begin{aligned}
A_f &= \frac{A}{1+WA} \\
&= \frac{\frac{A_0}{1+\frac{j\omega}{\omega_H}}}{1+\frac{WA_0}{1+\frac{j\omega}{\omega_H}}} \\
&= \frac{A_0}{1+\frac{j\omega}{\omega_H}+WA_0} \\
&= \frac{\frac{A_0}{1+WA_0}}{1+\frac{j\omega}{\omega_H(1+WA_0)}}
\end{aligned}$$

اس مساوات سے واپسی ایمپلیفائر کی درمیانی تعدد پر افزائش

$$A_{f0}=\frac{A_0}{1+WA_0} \tag{۷.۳۶}$$

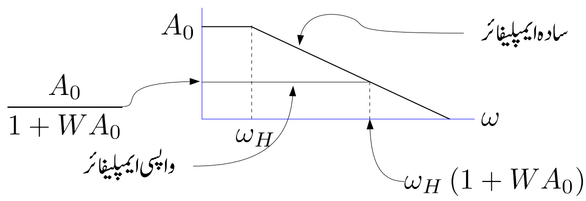
ہے جبکہ اس کی بلند انقطاعی تعدد

$$\omega'_H=\omega_H\left(1+WA_0\right) \tag{۷.۳۷}$$

ہے۔ واپسی ایمپلیفائر کے درمیانی تعدد کی افزائش اور اس کی بلند انقطاعی تعدد کو ضرب کرتے ہوئے

$$\frac{A_0}{1+WA_0}\times\omega_H\left(1+WA_0\right)=A_0\omega_H \tag{۷.۳۸}$$

ملتا ہے جو سادہ ایمپلیفائر کے درمیانی تعدد کی افزائش ضرب اس کی بلند انقطاعی تعدد ہے۔ یوں افزائش کو کم کرتے ہوئے بلند انقطاعی تعدد کو بڑھایا جا سکتا ہے یا پھر بلند انقطاعی تعدد کو کم کرتے ہوئے افزائش کو بڑھایا جا سکتا ہے۔ شکل ۷.۱۰ اس حقیقت کو دکھلاتی ہے۔



شکل ۷.۱۰: دائرہ کارکردگی بالمقابل افزائش

مثال ۷.۶: ایک سادہ ایمپلیفائر کی درمیانی تعدد پر افزائش $3000\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}$ ہے جبکہ اس کی بلند انقطاعی تعدد $500\,\mathrm{Hz}$ ہے۔ اس میں واپسی اشارہ شامل کرتے ہوئے واپسی ایمپلیفائر حاصل کیا جاتا ہے۔ اگر واپس کار کا مستقل $W=0.01$ ہو تب واپسی ایمپلیفائر کی درمیانی تعدد کی افزائش اور بلند انقطاعی تعدد کیا ہوں گے۔

حل:

$$A_{f0}=\frac{3000}{1+3000\times0.01}=96.77\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}$$
$$f_H=500\times(1+3000\times0.01)=15.5\,\mathrm{kHz}$$

۷.۵ داخلی مزاحمت

ہم نے دیکھا کہ منفی واپسی اشارے کی شمولیت سے افزائش M گنا گھٹتی ہے۔ اس حصے میں داخلی مزاحمت پر واپسی اشارے کے اثر کو دیکھا جائے گا۔

۷.۵.۱ واپسی برقی دباو ایمپلیفائر کا داخلی مزاحمت

شکل ۷.۱ میں داخلی جانب منفی واپسی اشارہ V_f شامل کرتے ہوئے شکل ۷.۱۱ حاصل ہوتا ہے۔ فرق صرف اتنا ہے کہ موجودہ شکل میں R_s کو ایمپلیفائر کا حصہ تصور کیا گیا ہے اور

$$A'_v=A_v\left(\frac{R_i}{R_i+R_s}\right) \tag{۷.۳۹}$$

رکھا گیا ہے۔یوں اشارے کی مزاحمت R_s کو ایمپلیفائر کا حصہ تصور کرتے ہوئے افزائش برقی دباو 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 ۷.۳۹ اور مساوت ۷.۳ کے ساتھ موازنہ کرنے سے اس مساوات سے حاصل ہوتا ہے

$$\frac{V_o}{V'_i} = A'_v \left(\frac{R_L}{R_o+R_L}\right) = A_V \tag{۷.۴۰}$$

اس مساوات میں $R_L \to \infty$ کی صورت میں

$$A_V \Big|_{R_L\to\infty} = A'_v \tag{۷.۴۱}$$

حاصل ہوتا ہے۔

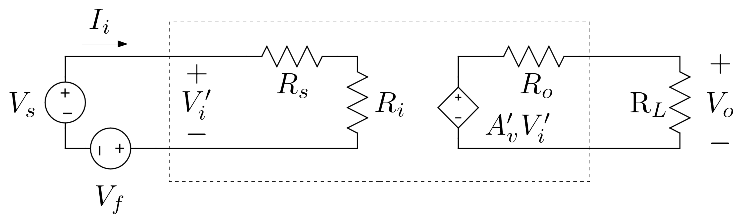
واپسی اشارے کی عدم موجودگی میں

$$\begin{aligned} V_s &= V'_i = I_i\left(R_i+R_s\right) \\ R'_i &= \frac{V_s}{I_i} = R_i + R_s \end{aligned} \tag{۷.۴۲}$$

حاصل ہوتا ہے جو کہ R_s کو شامل کرتے ہوئے برقی دباو ایمپلیفائر کی کل داخلی مزاحمت R'_i ہے۔آئیں اب واپسی اشارے کی شمولیت کے بعد $\frac{V_s}{I_i}$ حاصل کریں۔

$$\begin{aligned} V_s - V_f &= I_i\left(R_s+R_i\right) \\ V_s - WV_o &= I_i\left(R_s+R_i\right) \\ V_s - WA_V V'_i &= I_i\left(R_s+R_i\right) \\ V_s - WA_V I_i\left(R_s+R_i\right) &= I_i\left(R_s+R_i\right) \\ V_s &= \left(1+WA_V\right)\left(R_s+R_i\right) I_i \end{aligned}$$

اس مساوات میں تیسرے قدم پر مساوات ۷.۴۰ اور چوتھے قدم پر مساوات ۷.۴۲ کا استعمال کیا



شکل ۷.۱۱: واپسی برقی دباو ایمپلیفائر کی داخلی مزاحمت

گیا۔ اس سے حاصل ہوتا ہے

$$\begin{aligned}R'_{if} &= \frac{V_s}{I_i}\\&= (1+WA_V)(R_s+R_i)\\&= (1+WA_V)R'_i\end{aligned} \tag{۷.۴۳}$$

اس مساوات کے مطابق منفی واپسی اشارے کی شمولیت سے داخلی مزاحمت M گنا بڑھ جاتا ہے۔

اس نتیجے کو یوں سمجھا جا سکتا ہے کہ واپسی اشارے کی عدم موجودگی میں اشارہ V_s لاگو کرنے سے داخلی جانب برقی رو گزرتی ہے۔ ان دونوں کی شرح کو **داخلی مزاحمت** کہتے ہیں۔ منفی واپسی اشارے کے موجودگی میں داخلی جانب کل برقی دباو کم ہو کر $(V_s - V_f)$ رہ جاتا ہے جس سے داخلی جانب برقی رو کی قیمت بھی کم ہو جاتی ہے۔ یوں V_s اور داخلی برقی رو کی شرح بڑھ جاتی ہے، جس سے داخلی مزاحمت بھی بڑھ جاتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ برقی دباو کا واپسی اشارہ چاہے خارجی برقی دباو یا خارجی برقی رو سے حاصل کیا جائے، یہ ہر صورت داخلی مزاحمت کو بڑھائے گا۔

مساوات ۷.۴۳ میں $R_s = 0$ پُر کرتے ہوئے

$$R_{if} = (1+WA_V)R_i \tag{۷.۴۴}$$

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۔

۷.۵.۲ واپسی برقی رو ایمپلیفائر کا داخلی مزاحمت

شکل ۷.۳ میں دکھائے برقی رو ایمپلیفائر میں داخلی جانب منفی واپسی اشارہ I_f شامل کرتے ہوئے اسے یہاں شکل ۷.۱۲ میں دوبارہ دکھایا گیا ہے۔ فرق صرف اتنا ہے کہ یہاں R_s کو ایمپلیفائر کا حصہ تصور کیا گیا ہے اور

$$A'_i = A_i\left(\frac{R_s}{R_s+R_i}\right) \tag{۷.۴۵}$$

رکھا گیا ہے۔ اس دور میں

$$I_i' = I_s - I_f \tag{۷.۴۶}$$

کے برابر ہے۔

واپسی اشارے کی عدم موجودگی (یعنی $I_f = 0$) کی صورت میں اشارہ I_s لاگو کرنے سے داخلی جانب ہم لکھ سکتے ہیں

$$\begin{aligned} I_i' &= I_s \\ V_i &= I_i' \left(\frac{R_s R_i}{R_s + R_i} \right) = I_s \left(\frac{R_s R_i}{R_s + R_i} \right) \\ R_i' &= \frac{V_i}{I_s} = \frac{R_s R_i}{R_s + R_i} \end{aligned} \tag{۷.۴۷}$$

جہاں R_s کو شامل کرتے ہوئے، R_i' بغیر واپسی ایمپلیفائر کی کل داخلی مزاحمت ہے۔ اسی طرح شکل ۷.۱۲ میں

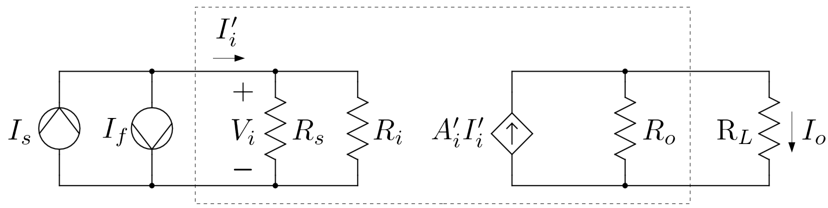
$$\begin{aligned} I_o &= A_i' I_i' \left(\frac{R_o}{R_o + R_L} \right) \\ &= A_i I_i' \left(\frac{R_s}{R_s + R_i} \right) \left(\frac{R_o}{R_o + R_L} \right) \\ \frac{I_o}{I_i'} &= A_i \left(\frac{R_s}{R_s + R_i} \right) \left(\frac{R_o}{R_o + R_L} \right) \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے جہاں دوسرے قدم پر مساوات ۷.۴۵ کا استعمال کیا گیا ہے۔ اس مساوات کے دائیں جانب کا مساوات ۷.۱۲ کے ساتھ موازنہ کرنے سے حاصل ہوتا ہے

$$A_I = \frac{I_o}{I_i'} \tag{۷.۴۸}$$

واپسی اشارے کے موجودگی میں داخلی مزاحمت یوں حاصل ہو گا

$$\begin{aligned} I_i' &= I_s - I_f \\ &= I_s - W I_o \\ &= I_s - W A_I I_i' \\ I_i' &= \frac{I_s}{1 + W A_I} \end{aligned}$$



شکل ۷.۱۲: واپسی برقی رو ایمپلیفائر کی داخلی مزاحمت

جہاں آخری قدم پر مساوات ۷.۴۸ کا استعمال کیا گیا۔ اس صورت میں داخلی برقی دباو

$$
\begin{aligned}
V_i &= I'_i \left(\frac{R_s R_i}{R_s + R_i} \right) \\
&= I'_i R'_i \\
&= \left(\frac{I_s}{1 + W A_I} \right) R'_i
\end{aligned}
$$

حاصل ہوتا ہے جس سے

$$
R'_{if} = \frac{V_i}{I_s} = \frac{R'_i}{1 + W A_I} \tag{۷.۴۹}
$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس مساوات کے تحت واپسی رو ایمپلیفائر کا داخلی مزاحمت R'_{if} غیر واپسی ایمپلیفائر کے داخلی مزاحمت R'_i سے M گنا کم ہوتا ہے۔

اس حقیقت کو یوں سمجھا جا سکتا ہے کہ واپسی اشارے کے عدم موجودگی میں I_s داخلی مزاحمت R'_i سے گزرتے ہوئے V_i کو جنم دیتا ہے۔ V_i 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 $I_s - I_f$ ہو جاتی ہے لہٰذا V_i کی قیمت بھی کم ہو جاتی ہے۔ یوں V_i اور I_s کی شرح بھی کم ہو جاتی ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ I_f چاہے خارجی برقی دباو 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 ۷.۴۹ میں $R_s = 0$ پُر کرتے ہوئے

$$
R_{if} = \frac{R_i}{1 + W A_I} \tag{۷.۵۰}
$$

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۔

۷.۵.۳ واپسی موصل نما ایمپلیفائر کا داخلی مزاحمت

شکل ۷.۴ میں واپسی اشارہ V_f کی شمولیت اور

$$A'_g = A_g \left(\frac{R_i}{R_s + R_i}\right) \tag{۷.۵۱}$$

تصور کرتے ہوئے یہاں شکل ۷.۱۳ میں دوبارہ دکھایا گیا ہے۔ مزید یہ کہ یہاں R_s کو ایمپلیفائر 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 ۷.۵۱ کا استعمال کیا گیا۔ مساوات ۷.۱۷ کے ساتھ موازنہ سے حاصل ہوتا ہے۔

$$\frac{I_o}{V'_i} = A_G \tag{۷.۵۲}$$

واپسی اشارہ V_f کے عدم موجودگی میں ہم R_s کو شامل کرتے ہوئے کل داخلی مزاحمت R'_i حاصل کرتے ہیں۔

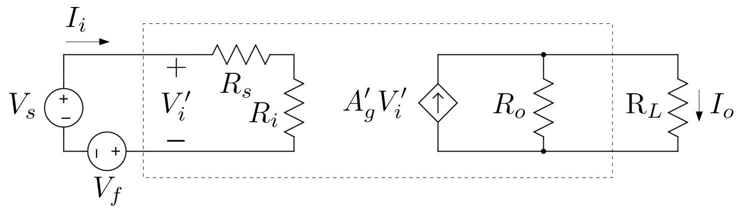
$$\begin{aligned}
V'_i &= V_s = I_i \left(R_s + R_i\right) \\
R'_i &= \frac{V_s}{I_i} = R_s + R_i
\end{aligned}$$

آئیں اب واپسی اشارے کے موجودگی میں کل داخلی مزاحمت R'_{if} حاصل کریں۔

$$\begin{aligned}
V'_i &= V_s - V_f \\
&= V_s - WI_o \\
&= V_s - WA_G V'_i \\
V'_i &= \frac{V_s}{1 + WA_G}
\end{aligned} \tag{۷.۵۳}$$

تیسرے قدم پر مساوات ۷.۵۲ کا استعمال کیا گیا۔ اس مساوات کو

$$V'_i = I_i \left(R_s + R_i\right) \tag{۷.۵۴}$$



شکل ۷.۱۳: واپسی موصل نما ایمپلیفائر کی داخلی مزاحمت

میں ڈالتے ہیں

$$\frac{V_s}{1+WA_G}=I_i\left(R_s+R_i\right)$$

جس سے حاصل ہوتا ہے

$$\begin{aligned}R_{if}'&=\frac{V_s}{I_i}=\left(R_s+R_i\right)\left(1+WA_G\right)\\&=R_i'\left(1+WA_G\right)\end{aligned} \tag{۷.۵۵}$$

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 گنا ہے۔
مساوات ۷.۵۵ میں $R_s=0$ پُر کرتے ہوئے

$$R_{if}=R_i\left(1+WA_G\right) \tag{۷.۵۶}$$

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۔

۷.۵.۴ واپسی مزاحمت نما ایمپلیفائر کا داخلی مزاحمت

شکل ۷.۵ میں واپسی اشارہ V_f کی شمولیت اور

$$A_r'=A_r\left(\frac{R_s}{R_s+R_i}\right) \tag{۷.۵۷}$$

تصور کرتے ہوئے یہاں شکل ۷.۱۴ میں دوبارہ دکھایا گیا ہے۔ مزید یہ کہ یہاں R_S کو ایمپلیفائر 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 ۷.۵۷ کا استعمال کیا گیا ہے۔ مساوات ۷.۲۳ کے ساتھ موازنہ کرتے ہوئے مندرجہ بالا مساوات سے حاصل ہوتا ہے۔

$$\frac{V_o}{I_i'} = A_R \tag{۷.۵۸}$$

واپسی اشارے کے عدم موجودگی میں $I_i' = I_S$ ہوتا ہے لہٰذا داخلی مزاحمت R_i' یوں حاصل ہوتا ہے

$$\begin{aligned}
V_i &= I_i' \left(\frac{R_s R_i}{R_s + R_i}\right) \\
&= I_s \left(\frac{R_s R_i}{R_s + R_i}\right) \\
R_i' &= \frac{V_i}{I_s} = \left(\frac{R_s R_i}{R_s + R_i}\right)
\end{aligned} \tag{۷.۵۹}$$

واپسی اشارے کے موجودگی میں

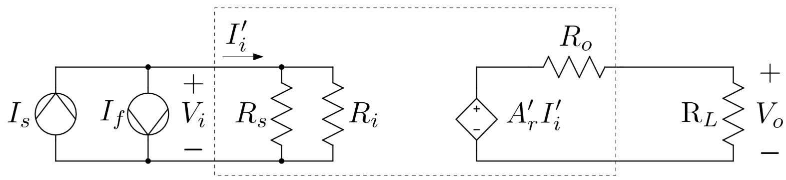
$$\begin{aligned}
I_i' &= I_s - I_f \\
&= I_s - WV_o \\
&= I_s - WA_R I_i' \\
I_i' &= \frac{I_s}{1 + WA_R}
\end{aligned}$$

اس مساوات کو

$$V_i = I_i' \left(\frac{R_s R_i}{R_s + R_i}\right)$$

میں استعمال کرتے حاصل ہوتا ہے

$$V_i = \left(\frac{I_s}{1 + WA_R}\right)\left(\frac{R_s R_i}{R_s + R_i}\right)$$



شکل ۷.۱۴: واپسی مزاحمت نما ایمپلیفائر کی داخلی مزاحمت

جس سے واپسی اشارے کے موجودگی میں کل داخلی مزاحمت R'_{if} یوں حاصل ہوتا ہے۔

$$
\begin{aligned}
R'_{if} &= \frac{V_i}{I_s} = \left(\frac{1}{1+WA_R}\right)\left(\frac{R_s R_i}{R_s+R_i}\right) \\
&= \frac{R'_i}{1+WA_R}
\end{aligned}
\tag{۷.۶۰}
$$

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 گنا کم ہوتا ہے۔

مساوات ۷.۶۰ میں $R_s = 0$ پُر کرتے ہوئے

$$
R_{if} = \frac{R_i}{1+WA_R}
\tag{۷.۶۱}
$$

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۔

۷.۶ خارجی مزاحمت

اس حصے میں خارجی مزاحمت پر واپسی اشارے کے اثر کو دیکھا جائے گا۔

۷.۶.۱ واپسی برقی دباو ایمپلیفائر کا خارجی مزاحمت

شکل ۷.۱۱ میں R_L کو منقطع کرتے ہوئے، $V_s = 0$ رکھ[14] کر خارجی جانب برقی دباو V_t لاگو کرتے ہیں۔ V_t اور I_t کی شرح اس ایمپلیفائر کا خارجی مزاحمت R_{of} ہوگا۔ شکل ۷.۱۵ میں ایسا دکھایا گیا ہے جہاں سے ہم لکھ سکتے ہیں

$$
\begin{aligned}
I_t &= \frac{V_t - A'_v V'_i}{R_o} \\
&= \frac{V_t + A'_v V_f}{R_o} \\
&= \frac{V_t + A'_v W V_t}{R_o}
\end{aligned}
$$

اور یوں واپسی اشارے کے موجودگی میں خارجی مزاحمت یوں حاصل ہوتا ہے

$$
R_{of} = \frac{V_t}{I_t} = \frac{R_o}{1 + WA'_v} \tag{۷.۶۲}
$$

اگر R_L کو بھی شامل کیا جائے تب چونکہ R_L اور R_{of} متوازی جڑے ہیں لہٰذا اس صورت کل خارجی مزاحمت $R_o f'$ یوں حاصل ہوگی

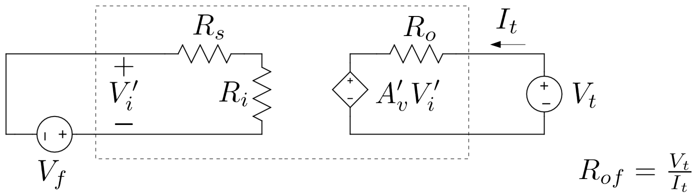
$$
\begin{aligned}
R_{of'} &= \frac{R_{of} R_L}{R_{of} + R_L} = \frac{\left(\frac{R_o}{1+WA'_v}\right) R_L}{\left(\frac{R_o}{1+WA'_v}\right) + R_L} \\
&= \frac{\frac{R_o R_L}{1+WA'_v}}{\frac{R_o + R_L\left(1+WA'_v\right)}{1+WA'_v}} = \frac{R_o R_L}{R_o + R_L\left(1 + WA'_v\right)} \\
&= \frac{R_o R_L}{R_o + R_L + WA'_v R_L} = \frac{R_o R_L}{\left(R_o + R_L\right)\left(1 + \frac{WA'_v R_L}{R_o + R_L}\right)} \\
&= \frac{\frac{R_o R_L}{R_o + R_L}}{1 + \frac{WA'_v R_L}{R_o + R_L}}
\end{aligned}
$$

$\frac{R_o R_L}{R_o + R_L}$ دراصل R_o اور R_L کا مساوی متوازی مزاحمت ہے جسے R'_o لکھتے ہوئے اور $\frac{A'_v R_L}{R_o + R_L}$ کو A_V لکھتے ہوئے مندرجہ بالا مساوات سے حاصل ہوتا ہے

$$
R_{of'} = \frac{R'_o}{1 + WA_V} \tag{۷.۶۳}
$$

---

[14] برقی دباو کو صفر کرنے کی خاطر اسے قصر دور کیا جاتا ہے



شکل ۷.۱۵: واپسی برقی دباو ایمپلیفائر کا خارجی مزاحمت

مزید لامحدود مزاحمتی بوجھ یعنی $R_L \rightarrow \infty$ پر

$$R_{of}'\Big|_{R_L\rightarrow\infty} = \frac{R_{of}R_L}{R_{of}+R_L}\Bigg|_{R_L\rightarrow\infty} = R_{of} \tag{۷.۶۴}$$

ہی حاصل ہوتا ہے

۷.۶.۲ واپسی برقی رو ایمپلیفائر کا خارجی مزاحمت

شکل ۷.۱۲ میں R_L کو منقطع کرتے ہوئے، $I_s = 0$ رکھ[۱۵] کر خارجی جانب برقی دباو V_t لاگو کرتے ہیں۔ V_t اور I_t کی شرح اس ایمپلیفائر کا خارجی مزاحمت R_{of} ہو گا۔ شکل ۷.۱۶ میں ایسا دکھایا گیا ہے جہاں سے ہم لکھ سکتے ہیں

$$\begin{aligned}
V_t &= \left(I_t + A_i' I_i'\right) R_o \\
&= \left(I_t - A_i' I_f\right) R_o \\
&= \left(I_t - A_i' W I_o\right) R_o
\end{aligned}$$

جیسا شکل میں دکھایا گیا ہے $I_t = -I_o$ ہے لہٰذا مندرجہ بالا مساوات کو یوں لکھ سکتے ہیں

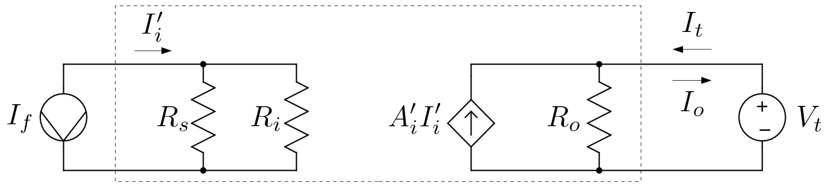
$$V_t = \left(I_t + A_i' W I_t\right) R_o$$

جس سے R_{of} یوں حاصل ہوتا ہے

$$R_{of} = \frac{V_t}{I_t} = R_o\left(1 + W A_i'\right) \tag{۷.۶۵}$$

---

[۱۵] برقی رو کو صفر کرنے کی خاطر اسے کھلے دور کیا جاتا ہے



شکل ۷.۱۶: واپسی برقی رو ایمپلیفائر کا خارجی مزاحمت

مزاحمتی بوجھ R_L مزاحمت R_{of} کے متوازی جڑا ہے لہٰذا اس کے شمولیت سے کل خارجی مزاحمت R'_{of} یوں حاصل کرتے ہیں۔

$$
\begin{aligned}
R'_{of} &= \frac{R_{of}R_L}{R_{of}+R_L} = \frac{R_o\left(1+WA'_i\right)R_L}{R_o\left(1+WA'_i\right)+R_L}\\
&= \frac{\left(1+WA'_i\right)R_oR_L}{R_o+WA'_iR_o+R_L} = \frac{\left(1+WA'_i\right)R_oR_L}{R_o+R_L+WA'_iR_o}\\
&= \frac{\left(1+WA'_i\right)R_oR_L}{\left(R_o+R_L\right)+WA'_iR_o} = \frac{\left(1+WA'_i\right)R_oR_L}{\left(R_o+R_L\right)\left(1+\frac{WA'_iR_o}{R_o+R_L}\right)}\\
&= \left(\frac{R_oR_L}{R_o+R_L}\right)\frac{\left(1+WA'_i\right)}{\left(1+W\frac{A'_iR_o}{R_o+R_L}\right)}
\end{aligned}
$$

R_o اور R_L متوازی جوڑنے سے $\frac{R_oR_L}{R_o+R_L}$ حاصل ہو گا۔ اس کو R'_o اور $\frac{A'_iR_o}{R_o+R_L}$ کو A_I لکھتے ہوئے حاصل ہوتا ہے

$$
R'_{of} = R'_o\frac{\left(1+WA'_i\right)}{\left(1+WA_I\right)} \tag{۷.۶۶}
$$

۷.۶.۳ واپسی موصل نما ایمپلیفائر کا خارجی مزاحمت

شکل ۷.۱۳ میں R_L کو منقطع کرتے ہوئے، $V_s = 0$ رکھ [16] کر خارجی جانب برقی دباو V_t لاگو کرتے ہیں۔ V_t اور I_t کی شرح اس ایمپلیفائر کا خارجی مزاحمت R_{of} ہو گا۔ شکل ۷.۱۷ 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 $V'_i = -V_f$ اور چوتھے قدم پر $I_o = -I_t$ کا استعمال کیا گیا ہے۔ یوں کل خارجی مزاحمت R_{of} کی قیمت یوں حاصل ہوتی ہے۔

$$R_{of} = \frac{V_t}{I_t} = R_o \left(1 + W A'_g\right) \tag{۷.۶۷}$$

اگر R_L کو بھی شامل کیا جائے تب کل خارجی مزاحمت کو R'_{of} لکھتے ہوئے

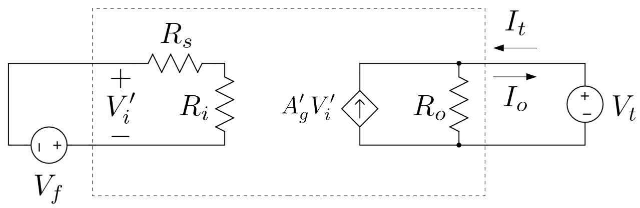
$$
\begin{aligned}
R'_{of} &= \frac{R_{of} R_L}{R_{of} + R_L} = \frac{R_o R_L \left(1 + W A'_g\right)}{R_o \left(1 + W A'_g\right) + R_L} \\
&= \frac{R_o R_L \left(1 + W A'_g\right)}{R_o + R_o W A'_g + R_L} = \frac{R_o R_L \left(1 + W A'_g\right)}{\left(R_o + R_L\right)\left(1 + \frac{R_o W A'_g}{R_o + R_L}\right)} \\
&= \left(\frac{R_o R_L}{R_o + R_L}\right) \left(\frac{1 + W A'_g}{1 + \frac{R_o A'_g W}{R_o + R_L}}\right)
\end{aligned}
$$

اس مساوات میں $\frac{R_o R_L}{R_o + R_L}$ کو R'_o لکھتے ہوئے اور $\frac{R_o A'_g}{R_o + R_L}$ کو A_G لکھتے ہوئے حاصل ہوتا ہے

$$R'_{of} = R'_o \left(\frac{1 + W A'_g}{1 + W A_G}\right) \tag{۷.۶۸}$$

---

[16] برقی دباو کو صفر کرنے کی خاطر اسے قصر دور کیا جاتا ہے



شکل ۷.۱۷: واپسی موصل نما ایمپلیفائر کا خارجی مزاحمت

۷.۶.۴ واپسی مزاحمت نما ایمپلیفائر کا خارجی مزاحمت

شکل ۷.۱۴ میں R_L کو منقطع کرتے ہوئے، $I_s = 0$ رکھ[۷] کر خارجی جانب برقی دباو V_t لاگو کرتے ہیں۔ V_t اور I_t کی شرح اس ایمپلیفائر کا خارجی مزاحمت R_{of} ہوگا۔ شکل ۷.۱۸ میں ایسا دکھایا گیا ہے جہاں سے ہم لکھ سکتے ہیں

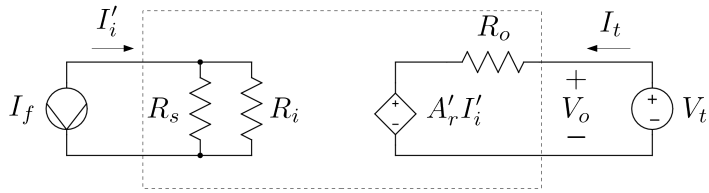
$$\begin{aligned}
I_t &= \frac{V_t - A_r' I_i'}{R_o} \\
&= \frac{V_t + A_r' I_f}{R_o} \\
&= \frac{V_t + A_r' W V_o}{R_o} \\
&= \frac{V_t + A_r' W V_t}{R_o}
\end{aligned}$$

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۔

$$R_{of} = \frac{V_t}{I_t} = \frac{R_o}{1 + W A_r'} \tag{۷.۶۹}$$

---

[۷] برقی رو کو صفر کرنے کی خاطر اسے کھلے دور کیا جاتا ہے



شکل ۷.۱۸: واپسی مزاحمت نما ایمپلیفائر کا خارجی مزاحمت

اگر R_L کو بھی شامل کیا جائے تب کل خارجی مزاحمت R_{of}' کو یوں حاصل کیا جائے گا۔

$$\begin{aligned}
R_{of}' &= \frac{R_{of} R_L}{R_{of} + R_L} = \frac{\left(\frac{R_o R_L}{1+WA_r'}\right)}{\left(\frac{R_o}{1+WA_r'} + R_L\right)} \\
&= \frac{\left(\frac{R_o R_L}{1+WA_r'}\right)}{\left(\frac{R_o + R_L\left(1+WA_r'\right)}{1+WA_r'}\right)} = \frac{R_o R_L}{R_o + R_L\left(1+WA_r'\right)} \\
&= \frac{R_o R_L}{R_o + R_L + WA_r' R_L} = \frac{R_o R_L}{\left(R_o + R_L\right)\left(1 + \frac{WA_r' R_L}{R_o + R_L}\right)} \\
&= \left(\frac{R_o R_L}{R_o + R_L}\right)\left(\frac{1}{1 + \frac{WA_r' R_L}{R_o + R_L}}\right)
\end{aligned}$$

اس مساوات میں $\frac{R_o R_L}{R_o + R_L}$ کو R_o' لکھتے ہوئے اور $\frac{A_r' R_L}{R_o + R_L}$ کو A_R لکھتے ہوئے حاصل ہوتا ہے

$$R_{of}' = \frac{R_o'}{1 + WA_R} \tag{۷.۷۰}$$

جدول ۷.۲ میں ان نتائج کو پیش کیا گیا ہے۔

برقی دباو ایمپلیفائر 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 دباو ایمپلیفائر کا داخلی مزاحمت بڑھتا ہے جبکہ اس کا خارجی مزاحمت گھٹتا ہے۔ جہاں ایمپلیفائر کا داخلی اشارہ برقی دباو ہو وہاں زیادہ سے زیادہ داخلی مزاحمت درکار ہوتا ہے جبکہ اس کے بر عکس جہاں داخلی اشارہ برقی رو ہو وہاں کم سے کم داخلی مزاحمت درکار ہوتا ہے۔ اسی طرح جہاں خارجی اشارہ برقی دباو کا ہو وہاں کم سے کم خارجی مزاحمت درکار ہوتا ہے جبکہ خارجی اشارہ برقی رو ہونے کی صورت میں زیادہ سے زیادہ خارجی مزاحمت درکار ہوتا ہے۔ جدول سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ تمام صورتوں میں واپسی اشارے کی شمولیت سے داخلی اور خارجی مزاحمت بہتر ہوتے ہیں۔ سوال ۷.۳ تا سوال ۷.۶ انہیں حقائق کو اجاگر

جدول ۷.۲: واپسی ایمپلیفائر کے داخلی اور خارجی مزاحمت

ایمپلیفائر کی قسم	داخلی مزاحمت	خارجی مزاحمت
برقی دباو	$R'_{if} = R'_i \left(1 + WA_V\right)$	$R_{of} = \dfrac{R_o}{1 + WA'_v}$
برقی رو	$R'_{if} = \dfrac{R'_i}{1 + WA_I}$	$R_{of} = R_o \left(1 + WA'_i\right)$
موصل نما	$R'_{if} = R'_i \left(1 + WA_G\right)$	$R_{of} = R_o \left(1 + WA'_g\right)$
مزاحمت نما	$R'_{if} = \dfrac{R'_i}{1 + WA_R}$	$R_{of} = \dfrac{R_o}{1 + WA'_r}$

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۔

۷.۷ واپسی ایمپلیفائر کے جماعت بندی کی مثالیں

کسی بھی واپسی ایمپلیفائر کے جماعت بندی اس کے داخلی جانب مساوات ۷.۳۰ کے طرز کے مساوات سے کی جاتی ہے۔ ایسے مساوات میں X_s اور X_o سے جدول ۷.۱ کے تحت ایمپلیفائر کی جماعت اخذ کی جاتی ہے اور اگر دیا گیا ایمپلیفائر مساوات ۷.۳۴ پر پورا اترتا ہو تب W استعمال کرتے ہوئے مساوات ۷.۳۵ سے اس کی افزائش لکھی جا سکتی ہے۔ واپسی ایمپلیفائر عموماً مساوات ۷.۳۴ پر پورا اترتے ہیں۔

اس حصے میں مساوات ۷.۳۰ کے طرز کی مساوات کا حصول دکھایا جائے گا۔ ایسا کرتے ہوئے تصور کیا جائے گا کہ ایمپلیفائر مساوات ۷.۳۴ پر پورا اترتا ہے لہٰذا افزائش کے لئے مساوات ۷.۳۵ استعمال کیا جائے گا۔

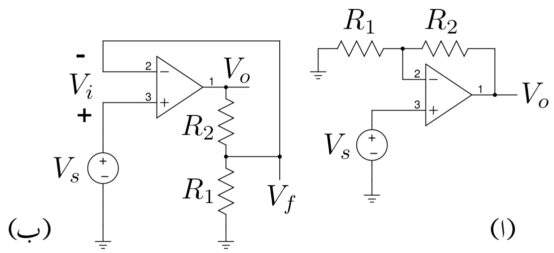
حسابی ایمپلیفائر کی افزائش نہایت زیادہ ہوتی ہے۔ یوں اس پر مبنی واپسی دور مساوات ۷.۳۴ پر پورا اترتا ہے اور اس کی داخلی مساوات ہو بہو مساوات ۷.۳۰ کی طرح ہوتا ہے۔ یوں حسابی ایمپلیفائر استعمال کرتے ہوئے کامل واپسی ادوار بنائے جاتے ہیں۔

ٹرانزسٹر ایمپلیفائر کی افزائش عموماً بہت زیادہ نہیں ہوتی۔ یوں ٹرانزسٹر دور مساوات ۷.۳۴ پر پوری طرح پورا نہیں اترتا۔ اس کا داخلی مساوات اگرچہ مساوات ۷.۳۰ 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 ایمپلیفائر بنتا ہے۔

۷.۷.۱ واپسی برقی دباو ایمپلیفائر

مثبت حسابی ایمپلیفائر کو شکل ۷.۱۹ الف میں دکھایا گیا ہے۔ شکل ب میں اسی کو قدر مختلف طرز پر دوبارہ بنایا گیا ہے جہاں اس میں واپسی اشارے کی پہچان آسانی سے ممکن ہے۔ شکل ب میں داخلی جانب

$$
\begin{aligned}
V_i &= V_s - V_f\\
V_f &= \left(\frac{R_1}{R_1+R_2}\right)V_o\\
&= WV_o\\
W &= \frac{R_1}{R_1+R_2}\\
A_V &= \frac{1}{W}\\
&= 1+\frac{R_2}{R_1}
\end{aligned}
$$



شکل ۷.۱۹: مثبت حسابی ایمپلیفائر ایک واپسی برقی دباو ایمپلیفائر ہے

کرخوف کے قانون برائے برقی دباو سے

$$V_i = V_s - V_f \tag{۷.۷۱}$$

لکھا جا سکتا ہے جہاں

$$V_f = \left(\frac{R_1}{R_1+R_2}\right)V_o = WV_o \tag{۷.۷۲}$$

ہے۔ یوں

$$W = \frac{R_1}{R_1+R_2} \tag{۷.۷۳}$$

حاصل ہوتا ہے۔

مساوات ۷.۷۲ سے صاف ظاہر ہے کہ واپسی اشارہ برقی دباو کی صورت میں پایا جاتا ہے اور اس کو خارجی برقی دباو سے حاصل کیا گیا ہے۔ اسی طرح مساوات ۷.۷۱ سے ظاہر ہے کہ داخلی جانب دو برقی دباو کے اشارات کو ایک دونوں سے منفی کیا جا رہا ہے۔ یوں ہم کہہ سکتے ہیں کہ مثبت حسابی ایمپلیفائر واپسی برقی دباو ایمپلیفائر کی قسم ہے۔ مزید یہ کہ مساوات ۷.۷۲ سے صاف ظاہر ہے کہ R_1 اور R_2 مل کر واپس کار کا کردار ادا کرتے ہیں۔ اس حصے میں اپنی پوری توجہ واپس کار پہچاننے پر رکھیں۔

حسابی ایمپلیفائر کی افزائش A_v نہایت زیادہ ہوتی ہے لہٰذا مثبت ایمپلیفائر مساوات ۷.۳۴ پر پورا اترتا ہے اور یوں مساوات ۷.۳۵ کے تحت

$$A_{vf} \approx \frac{1}{W} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \tag{۷.۷۴}$$

حاصل ہوتا ہے جو کہ ہم جانتے ہیں کہ درست جواب ہے۔

حسابی ایمپلیفائر کا ایک **منفی داخلی سرا** جبکہ دوسرا **مثبت داخلی سرا** ہے۔ اس حصے میں واپسی ایمپلیفائر میں داخلی اشارہ V_s کو مثبت 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 برقی دباو کے اشارات کو ہی سلسلہ وار جوڑا جا سکتا ہے لہٰذا ایسی صورت میں داخلی اور واپسی اشارات کو برقی دباو اشارات تصور کریں۔ مزید داخلی اشارے کو تھونن شکل دیں اور واپسی اشارے کی مساوات کو برقی دباو (یعنی V_f) کی صورت میں حاصل کریں۔ V_f کے مساوات سے یہ بتلانا ممکن ہو گا کہ آیا V_o یا I_o سے واپسی اشارہ حاصل کیا گیا ہے۔ ان معلومات سے ایمپلیفائر کی جماعت دریافت ہوتی ہے۔

۷.۷.۲ واپسی مزاحمت نما ایمپلیفائر

شکل ۷.۲۰ الف میں منفی حابی ایمپلیفائر دکھایا گیا ہے۔ شکل ب میں داخلی اشارے کا نارٹن مساوی دور استعمال کیا گیا ہے۔ یوں

$$I_s = \frac{V_s}{R_1} \tag{۷.۷۵}$$

ہو گا۔ شکل ب کے داخلی جانب کرخوف کے قانون برائے برقی رو کی مدد سے مساوات ۷.۲۹ کے طرز پر

$$I_i = I_s - I_f \tag{۷.۷۶}$$

لکھا جا سکتا ہے جہاں قانون اوہم کی مدد سے

$$I_f = \frac{V_n - V_o}{R_2} = \frac{0 - V_o}{R_2} = WV_o \tag{۷.۷۷}$$

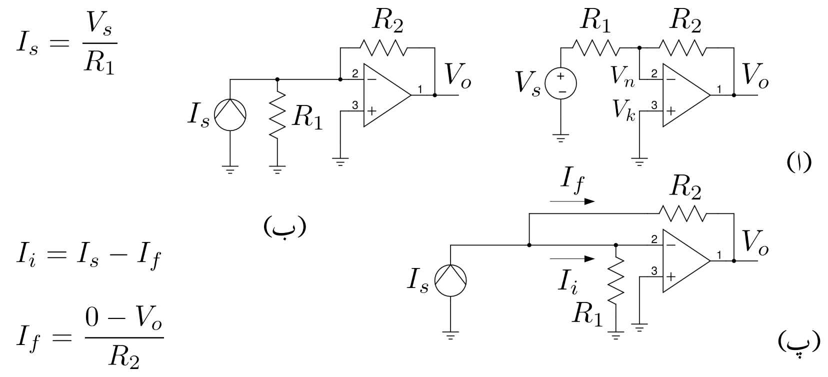
حاصل ہوتا ہے۔ مندرجہ بالا مساوات لکھتے ہوئے یاد رہے کہ حابی ایمپلیفائر کے منفی اور مثبت داخلی سروں پر برابر برقی دباو رہتا ہے۔ چونکہ یہاں مثبت داخلی سرا برقی زمین پر ہے لہٰذا $V_k = 0$ ہو گا اور اس طرح $V_n = 0$ حاصل ہوتا ہے۔ مساوات ۷.۷۷ سے ظاہر ہے کہ واپسی اشارہ برقی رو کی صورت میں ہے اور اس کو خارجی برقی دباو سے حاصل کیا گیا ہے۔ مساوات ۷.۷۶ سے ظاہر ہے کہ داخلی جانب دو برقی رو کے اشارات کو ایک دونوں سے منفی کیا جا رہا ہے۔ یوں ان دو مساوات کو دیکھتے ہوئے ہم کہہ سکتے ہیں کہ منفی حابی ایمپلیفائر دراصل واپسی مزاحمت نما ایمپلیفائر کی قسم ہے۔ مندرجہ بالا مساوات سے

$$W = -\frac{1}{R_2} \tag{۷.۷۸}$$

حاصل ہوتا ہے۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ R_2 ہی واپس کار ہے۔

حابی ایمپلیفائر کی افزائش نہایت زیادہ ہوتی ہے لہٰذا منفی ایمپلیفائر مساوات ۷.۳۴ پر پورا اترتا ہے اور یوں مساوات ۷.۳۵ کے تحت

$$A_{rf} = \frac{V_o}{I_s} \approx \frac{1}{W} = -R_2 \tag{۷.۷۹}$$



شکل ۷.۲۰: منفی حسابی ایمپلیفائر ایک واپسی مزاحمت نما ایمپلیفائر ہے

حاصل ہوتا ہے۔ مساوات ۷.۷۵ کی مدد سے اس مساوات کو یوں لکھا جا سکتا ہے

$$\frac{V_o}{\left(\frac{V_s}{R_1}\right)} = -R_2 \tag{۷.۸۰}$$

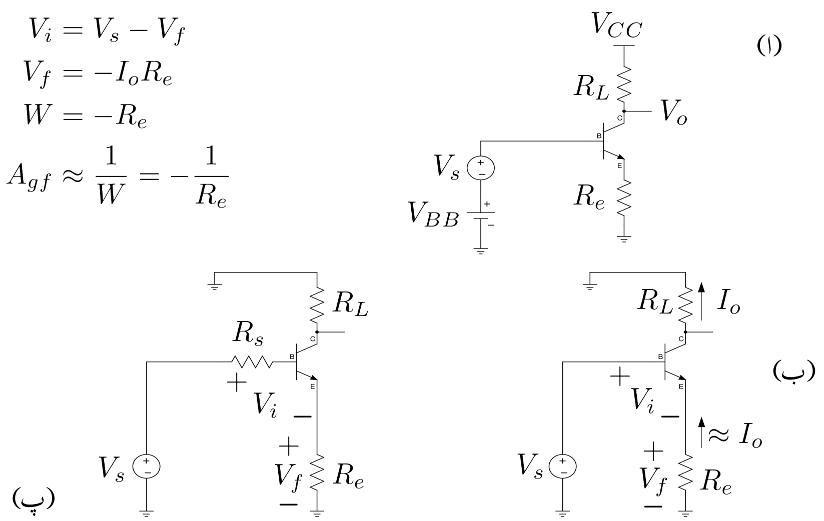
$$\frac{V_o}{V_s} = -\frac{R_2}{R_1} \tag{۷.۸۱}$$

جو کہ منفی حسابی ایمپلیفائر کی جانی پہچانی مساوات ہے۔

اس حصے میں واپسی مزاحمت نما ایمپلیفائر میں داخلی اشارے کو منفی داخلی سرے پر مہیا کیا گیا۔ اسی طرح واپسی اشارے کو بھی منفی داخلی سرے پر ہی مہیا کیا گیا۔ جب بھی داخلی اور واپسی اشارات کو ایک ہی داخلی سرے پر مہیا کیا جائے، انہیں متوازی جڑا تصور کریں۔ چونکہ صرف برقی رو کے اشارات کو ہی متوازی جوڑا جا سکتا ہے لہٰذا 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 بتلانا ممکن ہو گا کہ آیا خارجی برقی دباو یا خارجی برقی رو سے واپسی اشارہ حاصل کیا گیا ہے۔ ان معلومات سے ایمپلیفائر کی جماعت دریافت ہوتی ہے۔

۷.۷.۳ واپسی موصل نما ایمپلیفائر

شکل ۷.۲۱ الف میں ٹرانزسٹر کا دور دکھایا گیا ہے جس میں بوجھ R_L ٹرانزسٹر کے کلکٹر پر لگایا گیا ہے۔ شکل ب میں باریک اشاراتی تجزیے کی غرض سے $V_{CC} = 0$ اور $V_{BB} = 0$ لئے گئے ہیں۔ مزید ٹرانزسٹر کے V_{be} کو V_i لکھتے ہوئے



شکل ۷.۲۱: ٹرانزسٹر کا واپسی موصل نما ایمپلیفائر

$$
\begin{aligned}
V_i &= V_s - V_f \\
&= V_s - (-I_o R_e) \\
&= V_s - W I_o
\end{aligned}
$$

لکھا جا سکتا ہے۔ اس کا $(X_i = X_s - WX_o)$ کے ساتھ موازنہ کرنے سے

$$W = -R_e \tag{۷.۸۲}$$

حاصل ہوتا ہے۔ مندرجہ بالا دو مساوات کو دیکھتے ہوئے ہم کہہ سکتے ہیں کہ یہ واپسی موصل نما ایمپلیفائر ہے اور یوں

$$A_{gf} = \frac{I_o}{V_s} \approx \frac{1}{W} = -\frac{1}{R_e} \tag{۷.۸۳}$$

حاصل ہوتا ہے۔

حصہ ۷.۳.۲ میں چند بنیادی مفروضے بیان کئے گئے جس کے پہلی شق کے مطابق W کے قیمت پر بوجھ R_L کا کوئی اثر نہیں ہو سکتا۔ یوں W کی قیمت یا اس کی مساوات حاصل کرتے وقت یہ خیال رہے کہ اس پر بوجھ کے مزاحمت R_L کا کسی قسم کا کوئی اثر نہیں ہونا چاہئے۔ اگر $I_0 = \frac{V_o}{R_L}$ لکھا جائے تو $V_f = -\frac{R_e}{R_L} V_o$ لکھا جا سکتا ہے جس سے $W = -\frac{R_e}{R_L}$ حاصل ہو گا۔ حاصل W کی قیمت R_L پر منحصر 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 A_{vf} یعنی $\frac{V_o}{V_s}$ حاصل کرتے ہیں۔ چونکہ $V_o = I_o R_L$ ہے لہٰذا

$$A_{vf} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{I_o R_L}{V_s} = \left(\frac{I_o}{V_s}\right) R_L = A_{gf} R_L = -\frac{R_L}{R_e} \tag{۷.۸۴}$$

حاصل ہوتا ہے۔

اس مساوات کے مطابق $\frac{V_o}{V_s}$ کی قیمت R_L سے منسلک ہے۔ اس لئے اگرچہ اسے برقی دباو کا حیطہ بڑھانے کی خاطر استعمال کیا جا سکتا ہے مگر یہ ہرگز برقی دباو ایمپلیفائر نہیں ہے اور جب بھی بوجھ R_L تبدیل کی جائے اس ایمپلیفائر کی $\frac{V_o}{V_s}$ کی شرح تبدیل ہو جائے گی۔ اس کے برعکس مساوات ۷.۸۳ کے تحت $\frac{I_o}{V_s}$ کے قیمت پر R_L کا کوئی اثر نہیں لہٰذا اس ایمپلیفائر کو واپسی موصل نما ایمپلیفائر تصور کیا جائے گا۔

شکل پ میں R_s بھی شامل کیا گیا ہے۔ یہاں R_s کو ایمپلیفائر کا اندرونی 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 [۱۸]۔ یوں اس حصے میں واپسی موصل نما ایمپلیفائر 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 برقی دباو اشارات ہی سلسلہ وار جوڑے جا سکتے ہیں لہٰذا ایسی صورت میں داخلی اور واپسی اشارات کو برقی دباو اشارات تصور کریں۔ مزید داخلی اشارے کو تھونن شکل دیں جبکہ واپسی اشارے کی مساوات کو برقی دباو (یعنی V_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 ایمپلیفائر کی جماعت دریافت ہوتی ہے۔ اس صورت میں B اور E کے مابین برقی دباو کو V_i لکھا جائے گا۔

۷.۷.۴ واپسی برقی رو ایمپلیفائر

شکل ۷.۲۲ الف میں ٹرانزسٹر کا دور دکھایا گیا ہے جس میں بوجھ R_L ٹرانزسٹر Q_2 کے کلکٹر پر لگایا گیا ہے۔ شکل ب میں باریک اشاراتی تجزیے کی غرض سے کپیسٹر کو قصر دور اور $V_{CC} = V_{BB} = 0$ لیا گیا ہے۔ مزید داخلی اشارے کا نارٹن مساوی دور استعمال کیا گیا ہے اور R_s کو ایمپلیفائر کا حصہ تصور کیا گیا ہے۔ یوں کرخوف کے قانون برائے برقی رو کی مدد سے ہم لکھ سکتے ہیں۔

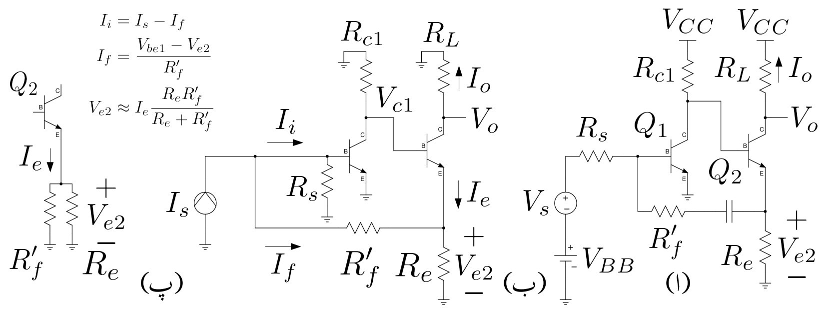
$$I_i = I_s - I_f$$

جہاں

$$I_f = \frac{V_{be1} - V_{e2}}{R'_f}$$

کے برابر ہے۔ کامل واپسی ادوار میں واپسی اشارے کی مساوات $X_f = W X_o$ 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}

[۱۸] ایسا کرتے ہوئے B کو منفی جبکہ E کو مثبت داخلی سرا تصور کریں



شکل ۷.۲۲: ٹرانزسٹر کا واپسی برقی رو ایمپلیفائر

داخلی جانب کا متغیرہ 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 $V_{be1} = 0$ لیتے ہوئے) R_e اور R'_f کو متوازی 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 $I_e \approx -I_o$ 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 برقی رو ایمپلیفائر ہے اور یوں

$$A_{if} \approx \frac{1}{W} = 1 + \frac{R'_f}{R_e} \tag{۷.۸۵}$$

لکھا جا سکتا ہے۔
اس ایمپلیفائر کا $\frac{V_o}{V_s}$ یوں حاصل کیا جا سکتا ہے۔

$$\begin{aligned} A_{vf} &= \frac{V_o}{V_s} = \frac{I_o R_L}{I_s R_s} = \left(\frac{I_o}{I_s}\right)\left(\frac{R_L}{R_s}\right) \\ &= A_{if}\left(\frac{R_L}{R_s}\right) = \left(1 + \frac{R'_f}{R_e}\right)\left(\frac{R_L}{R_s}\right) \end{aligned} \tag{۷.۸۶}$$

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 متوازی جڑا تصور کریں۔ چونکہ صرف برقی رو اشارات ہی متوازی جوڑے جا سکتے ہیں لہٰذا ایسی صورت میں داخلی اور واپسی اشارات کو برقی رو اشارات تصور کریں۔ مزید داخلی اشارے کو نارٹن شکل دیں جبکہ واپسی اشارے کی مساوات کو برقی 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 ایمپلیفائر 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 ایمپلیفائر کے خارجی جانب جڑا ہو تو ایسی صورت میں داخلی اور واپسی اشارات متوازی جڑے ہوتے ہیں۔

۷.۷.۵ واپسی مزاحمت نما ایمپلیفائر

شکل ۷.۲۳ الف میں ٹرانزسٹر کا دور دکھایا گیا ہے جس میں بوجھ R_L ٹرانزسٹر کے E پر لگایا گیا ہے۔ شکل ب میں باریک اشاراتی 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 ایمپلیفائر کا حصہ تصور کیا گیا ہے۔ یوں ہم لکھ سکتے ہیں

$$I_i = I_s - I_f \tag{۷.۸۷}$$

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 برقی دباو پر منحصر واپسی اشارہ ہے یوں مساوات کے پہلے جزو کو نظر انداز کرتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$\begin{aligned} I_f &\approx -\frac{V_o}{R_f} \\ &= WV_o \\ W &= -\frac{1}{R_f} \end{aligned}$$

اور یوں مساوات ۷.۸۷ 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 ایمپلیفائر ہے اور یوں

$$A_{rf} \approx \frac{1}{W} = -R_f \tag{۷.۸۸}$$

ہو گا۔

اسی ایمپلیفائر کا $\frac{V_o}{V_s}$ یعنی A_{vf} یوں حاصل کیا جا سکتا ہے۔

$$A_{vf} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{V_o}{I_s R_s} = \left(\frac{V_o}{I_s}\right)\frac{1}{R_s} = \frac{A_{rf}}{R_s} = -\frac{R_f}{R_s} \tag{۷.۸۹}$$

اسی طرح $\frac{I_o}{I_s}$ یوں حاصل ہو گا

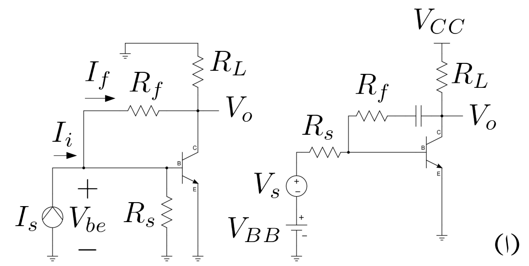
$$A_{if} = \frac{I_o}{I_s} = \frac{\frac{V_o}{R_L}}{I_s} = \left(\frac{V_o}{I_s}\right)\frac{1}{R_L} = \frac{A_{rf}}{R_L} = -\frac{R_f}{R_L} \tag{۷.۹۰}$$

اور $\frac{I_o}{V_s}$ کو یوں

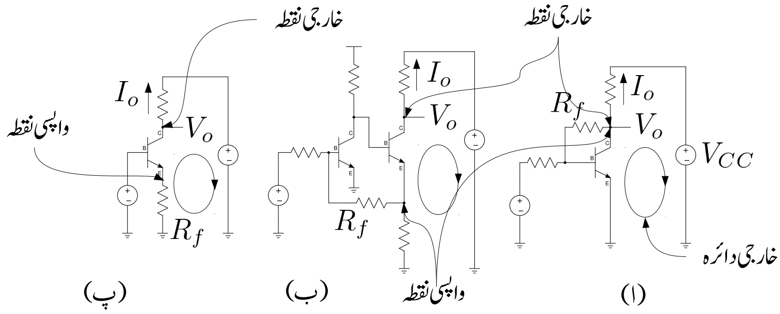
$$A_{gf} = \frac{I_o}{V_s} = \frac{\frac{V_o}{R_L}}{I_s R_s} = \left(\frac{V_o}{I_s}\right)\frac{R_s}{R_L} = A_{rf}\frac{R_s}{R_L} = -\frac{R_f R_s}{R_L} \tag{۷.۹۱}$$

شکل ۷.۲۴ الف، ب اور پ میں شکل ۷.۲۳، شکل ۷.۲۲ اور شکل ۷.۲۱ دوبارہ دکھائے گئے ہیں۔ شکل الف پر غور کریں۔ اس میں خارجی دائرے کی نشاندہی کی گئی ہے۔ خارجی جانب برقی دباو V_o اور برقی رو I_o کی بھی نشاندہی کی گئی ہے۔ ٹرانزسٹر کے C جہاں سے V_o یا (اور) I_o حاصل کیا گیا ہے کو خارجی نقطہ قرار دیا گیا ہے۔ بوجھ R_L کو

$$
\begin{aligned}
I_i &= I_s - I_f \\
I_f &= \frac{V_{be} - V_o}{R_f} \approx -\frac{V_o}{R_f} \\
&= WV_o \\
W &= \frac{1}{R_f} \\
A_{rf} &= \frac{1}{W} = -R_f
\end{aligned}
$$



شکل ۷.۲۳: ٹرانزسٹر کا واپسی مزاحمت نما ایمپلیفائر



شکل ۷.۲۴: واپسی نقطہ

خارجی نقطے پر جوڑا جاتا ہے۔ اسی طرح واپسی نقطے کی بھی نشاندہی کی گئی ہے۔ یہ وہ نقطہ ہے جہاں سے واپس کار اشارہ حاصل کرتا ہے۔ یہاں R_f بطور واپس کار کردار ادا کر رہا ہے۔ اس شکل میں واپسی 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 برقی دباو V_o سے واپسی اشارہ حاصل کرتا ہے۔

شکل ۷.۲۴-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_o یا I_o حاصل کیا گیا ہے۔ البتہ واپسی اشارے کو خارجی دائرے سے حاصل کیا گیا ہے۔ خارجی دائرہ وہ دائرہ ہے جس میں خارجی برقی رو I_o کا بہاو ہوتا ہے۔ ایسی صورت جہاں خارجی نقطہ اور واپسی نقطہ دو علیحدہ علیحدہ جوڑ پر پائے جائیں میں واپس کار خارجی برقی رو I_o سے واپسی اشارہ حاصل کرتا ہے۔

شکل ۷.۲۴-پ میں مزاحمت R_e کو R_f لکھا گیا ہے۔ یہاں بھی خارجی اور واپسی نقطے دو علیحدہ علیحدہ جوڑ پر پائے جاتے ہیں لہذا یہاں بھی واپس کار خارجی برقی رو I_o سے واپسی اشارہ حاصل کرتا ہے۔

۷.۸ واپسی ایمپلیفائر کا تفصیلی تجزیہ

اب تک مساوات ۷.۳۴ پر پورا اترتے واپسی ایمپلیفائروں پر غور کیا گیا۔ اس حصے میں ان واپسی ایمپلیفائر پر غور کیا جائے گا جو اس مساوات پر پورا نہیں اترتے۔ ایسا کرتے وقت ایمپلیفائر کو دو حصوں یعنی بنیادی ایمپلیفائر A اور واپس کار W میں تقسیم کیا جاتا ہے۔ واپسی ایمپلیفائر میں واپسی اشارے کو صفر کرتے ہوئے مگر واپس کار کے بوجھ کو شامل کرتے ہوئے بنیادی ایمپلیفائر حاصل کیا جاتا ہے۔ مندرجہ ذیل اقدام کی مدد سے ایسا کیا جاتا ہے۔

بنیادی ایمپلیفائر کا داخلی حصہ حاصل کرنے کی خاطر خارجی اشارہ X_o کی قیمت کو صفر کر دیا جاتا ہے۔ یعنی

- اگر خارجی برقی دباو V_o سے واپسی اشارہ حاصل کیا گیا ہو (یعنی $X_f = WX_o$) تو خارجی برقی دباو 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 اشارے کو I_o سے حاصل کیا گیا ہو تب خارجی دائرے کو کھلے سرے کر دیا جاتا ہے۔ یوں $I_o = 0$ ہو جاتا ہے جس سے X_f بھی صفر ہو جاتا ہے۔

بنیادی ایمپلیفائر کا خارجی حصہ حاصل کرنے کی خاطر کل داخلی اشارہ X_i کی قیمت صفر کر دیا جاتا ہے۔ یعنی

- اگر داخلی اور واپسی اشارات متوازی جڑے ہوں تب یہ دونوں برقی رو اشارات ہوں گے۔ انہیں قصر دور کرنے سے $I_i = 0$ کیا جاتا ہے۔

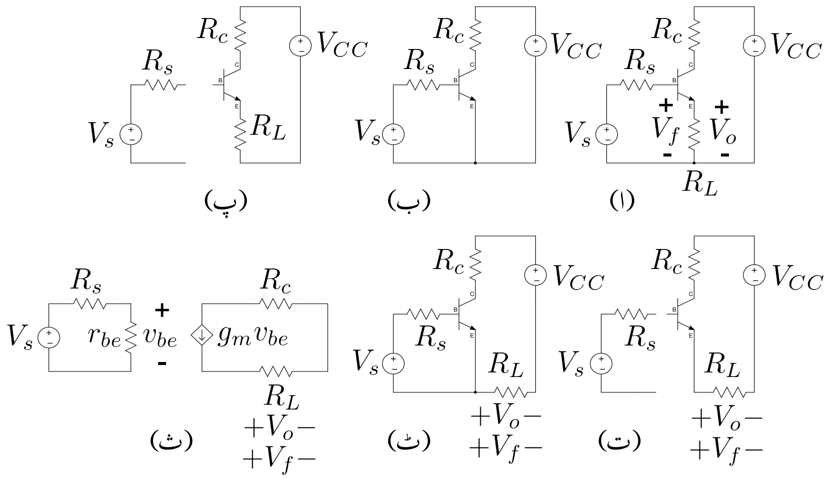
- اس کے برعکس اگر داخلی اور واپسی اشارات سلسلہ وار جڑے ہوں تب یہ دونوں برقی دباو اشارات ہوں گے۔ داخلی دائرے کو کھلے سرے کرنے سے $V_i = 0$ کیا جاتا ہے۔

اس ترکیب سے واپسی اشارہ کے اثرات کو ختم کر دیا جاتا ہے جبکہ بنیادی ایمپلیفائر پر واپس کار کے بوجھ کے اثرات برقرار رہنے دیے جاتے ہیں۔ اس ترکیب کو استعمال کرتے ہوئے واپسی ایمپلیفائر حل کرنے کے مکمل اقدام مندرجہ ذیل ہیں۔

- پہلے یہ فیصلہ کریں کہ X_f برقی دباو یا برقی رو کا اشارہ ہے۔ اگر X_f داخلی اشارہ X_s کے ساتھ سلسلہ وار جڑا ہو تو X_f برقی دباو اشارہ ہو گا اور اگر یہ X_s کے ساتھ متوازی جڑا ہو تب X_f برقی رو اشارہ ہو گا۔ اسی طرح فیصلہ کریں کہ X_o برقی دباو یا برقی رو اشارہ ہے۔ اگر X_f کو X_o جوڑ سے حاصل کیا گیا ہو تب X_o برقی دباو اشارہ ہو گا اور اگر X_f خارجی دائرہ سے حاصل کیا گیا ہو تب X_o برقی رو اشارہ ہو گا۔

- واپسی ایمپلیفائر کی جماعت دریافت کریں۔ اگر X_s اور X_f سلسلہ وار جڑے ہوں تب X_f برقی دباو 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 تب واپسی اشارے کو V_o سے حاصل گیا ہو گا اور خارجی اشارے کو V_o تصور کیا جائے گا۔ اس کے برعکس اگر واپسی اشارے کو خارجی دائرے سے حاصل کیا گیا ہو تب خارجی اشارہ I_o 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 ایمپلیفائر کا دور حاصل کریں۔ اگر X_f اور X_s سلسلہ وار جڑے ہوں تب داخلی اشارہ X_s کا تھونن مساوی دور استعمال کریں۔ اس کے برعکس اگر X_f اور X_s متوازی جڑے ہوں تب داخلی اشارہ X_s کا نارٹن مساوی دور استعمال کریں۔



شکل ۷.۲۵: بنیادی ایمپلیفائر کا حصول

- بنیادی ایمپلیفائر میں ٹرانزسٹر کا ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے اس کا باریک اشاراتی مساوی دور حاصل کریں اور اس میں X_f اور X_o کی نشاندہی کریں۔
- واپسی اشارے $X_f = WX_o$ کی مساوات حاصل کریں جس سے W کی قیمت حاصل ہو گی۔
- کرخوف کے قوانین استعمال کرتے ہوئے بنیادی ایمپلیفائر سے افزائش A، داخلی مزاحمت R_i اور خارجی مزاحمت R_o حاصل کریں۔
- مندرجہ بالا حاصل کردہ معلومات سے A_f، R'_{if} اور R_{of} حاصل کریں۔

آئیں اس ترکیب کو استعمال کرتے ہوئے واپسی ایمپلیفائر حل کریں۔

۷.۹ واپسی برقی دباو ایمپلیفائر

شکل ۷.۲۵ الف میں واپسی برقی دباو ایمپلیفائر 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 تا کہ اصل مضمون پر توجہ رکھنی آسان ہو۔ اس دور کو قدم با قدم حل کرتے ہیں۔

پہلے قدم پر اس کی جماعت جاننا ضروری ہے۔ اس دور پر تفصیلی بحث ہو چکی ہے۔ یہ واپسی برقی دباو ایمپلیفائر ہے۔

چونکہ V_o سے واپسی اشارہ حاصل کیا گیا ہے لہٰذا، بنیادی ایمپلیفائر کا داخلی مساوی دور حاصل کرنے کی خاطر V_o کو قصر دور کرتے ہیں۔ ایسا شکل ب میں دکھایا گیا ہے جہاں صرف داخلی دائرے پر نظر رکھتے

ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$V_s = I_s R_s + V_{be} \tag{۷.۹۲}$$

چونکہ داخلی جانب V_s اور V_f سلسلہ وار جڑے ہیں لہٰذا بنیادی ایمپلیفائر کا خارجی مساوی دور حاصل کرنے کی خاطر داخلی دائرے کو کھلے سرے کر دیا جاتا ہے۔ایسا شکل پ میں دکھایا گیا ہے۔اس شکل میں صرف خارجی دائرے پر نظر رکھتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں

$$V_{CC} = I_c R_c + V_{ce} + I_c R_L \tag{۷.۹۳}$$

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 دائرے 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 ٹ حاصل ہوتا ہے۔شکل ٹ کے داخلی اور خارجی مساوات یوں حاصل ہوں گے۔

$$V_s = I_s R_s + V_{be} \tag{۷.۹۴}$$

$$V_{CC} = I_c R_c + V_{ce} + I_c R_L \tag{۷.۹۵}$$

یہ بالکل مساوات ۷.۹۲ اور مساوات ۷.۹۳ ہی ہیں۔

شکل ث میں ٹرانزسٹر کا پائے ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے شکل ٹ کا باریک اشاراتی دور حاصل کیا گیا ہے۔اس سے

$$A_V = \frac{V_o}{V_s} = \frac{V_o}{I_c} \times \frac{I_c}{V_{be}} \times \frac{V_{be}}{V_s} = \frac{R_L g_m r_{be}}{R_s + r_{be}} = \frac{\beta R_L}{R_s + r_{be}} \tag{۷.۹۶}$$

حاصل ہوتا ہے جہاں مساوات ۳.۱۸۸ کے تحت $\beta = g_m r_{be}$ کے برابر ہے۔شکل ٹ سے $V_f = V_o$ لہٰذا $W = 1$ حاصل ہوتا ہے۔اس طرح

$$M = 1 + W A_V = 1 + \frac{\beta R_L}{R_s + r_{be}} = \frac{R_s + r_{be} + \beta R_L}{R_s + r_{be}} \tag{۷.۹۷}$$

ہے۔

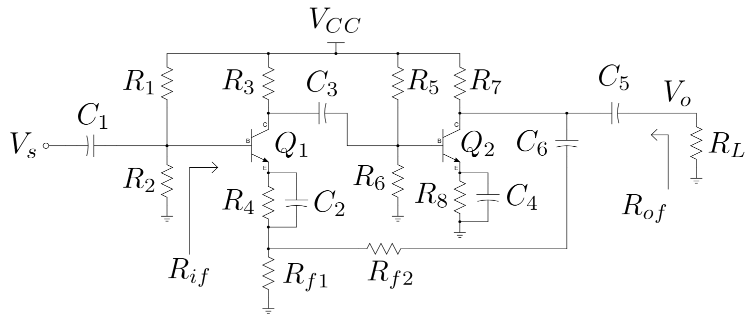
بنیادی ایمپلیفائر کا داخلی مزاحمت

$$R_i' = R_s + r_{be} \tag{۷.۹۸}$$

کے برابر ہے اور یوں

$$R_{if}' = M R_i' = (R_s + r_{be}) \times \frac{R_s + r_{be} + \beta R_L}{R_s + r_{be}} = R_s + r_{be} + \beta R_L \tag{۷.۹۹}$$

حاصل ہوتا ہے۔



شکل ۷.۲۶: دو مرحلہ زنجیری واپسی برقی دباو ایمپلیفائر

مساوات ۷.۴۱ کے تحت $A_v' = A_V|_{R_L \to \infty}$ ہے۔ یوں مساوات ۷.۹۶ میں $R_L \to \infty$ کے استعمال سے $A_v' = \infty$ حاصل ہوتا ہے۔ خارجی مزاحمت R_o حاصل کرتے وقت بوجھ R_L کو ایمپلیفائر کا حصہ تصور نہیں کیا جاتا اور یوں شکل ٹ سے $R_o = \infty$ 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 ۷.۱۰۰ سے خارجی مزاحمت حاصل کرنا ممکن نہیں۔ $R_o f$ حاصل کرنے کی خاطر دور سے پہلے R'_{of} حاصل کریں اور پھر مساوات ۷.۶۴ کی مدد سے R_o حاصل کریں۔

R_L کی شمولیت سے R'_o کی قیمت R_L کے برابر ہے۔ اس طرح

$$R'_{of} = \frac{R'_o}{M} = \frac{R_L(R_s + r_{be})}{R_s + r_{be} + \beta R_L} \tag{۷.۱۰۰}$$

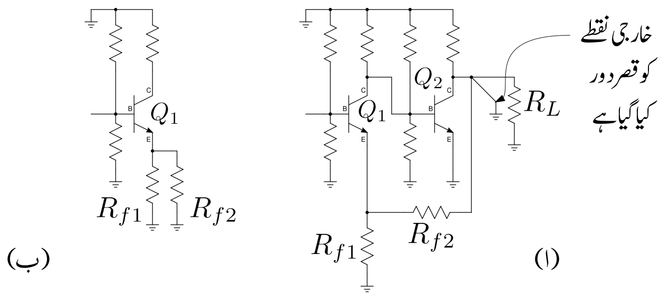
اور

$$R_{of} = R'_{of}\Big|_{R_L \to \infty} = \frac{R_s + r_{be}}{\beta} \tag{۷.۱۰۱}$$

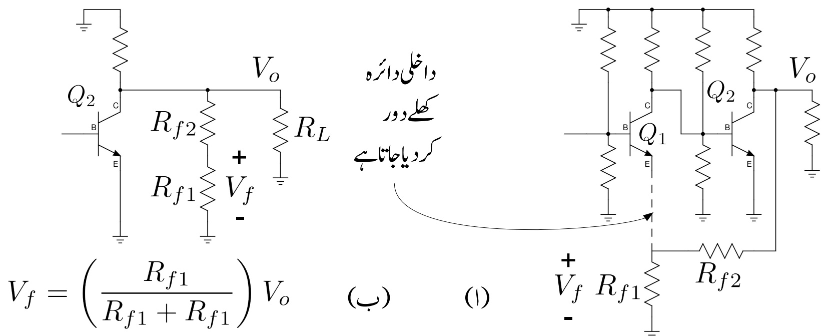
حاصل ہوتا ہے۔

۷.۱۰ واپسی برقی دباو زنجیری ایمپلیفائر

شکل ۷.۲۶ میں دو کڑی زنجیری ایمپلیفائر دکھایا گیا ہے۔ درکار تعدد پر تمام کپیسٹروں کو قصر دور تصور کریں۔ اس ایمپلیفائر میں خارجی برقی دباو V_o سے واپسی اشارہ V_f حاصل کیا گیا ہے لہٰذا بنیادی ایمپلیفائر کے داخلی جانب کا دور

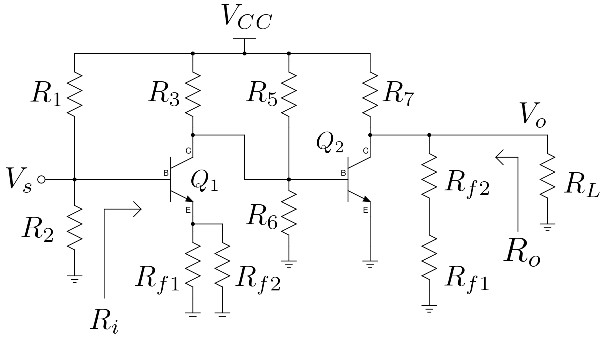


شکل ۷.۲۷: دومرحلہ زنجیری واپسی برقی دباو ایمپلیفائر کے داخلی حصے کا حصول



شکل ۷.۲۸: دومرحلہ زنجیری واپسی برقی دباو ایمپلیفائر کے خارجی حصے کا حصول

حاصل کرتے وقت خارجی نقطے کو قصر دور کیا جائے گا۔ چونکہ V_o کو R_L پر ناپا جاتا ہے لہٰذا خارجی نقطے کو قصر دور کرنے سے مراد اس نقطے کو برقی زمین کے ساتھ جوڑنا ہے۔ شکل ۷.۲۷ الف میں ایسا دکھایا گیا ہے۔ جیسا کہ شکل ب میں دکھایا گیا ہے، اس عمل سے R_{f1} اور R_{f2} متوازی جڑ جاتے ہیں۔ اس ایمپلیفائر میں V_f اور V_s سلسلہ وار جڑے ہیں لہٰذا بنیادی ایمپلیفائر کے خارجی جانب کا دور حاصل کرتے وقت داخلی دائرے کو کھلے دور کیا جائے گا۔ اس دائرے کو Q_1 کے بیس یا اس کے ایمٹر پر کھلے دور کیا جا سکتا ہے۔ شکل ۷.۲۸ الف میں داخلی دائرے کو Q_1 کے ایمٹر پر کھلے دور کیا گیا ہے۔ جیسا کہ شکل ب میں دکھایا گیا ہے، اس عمل سے R_{f1} اور R_{f2} خارجی جانب سلسلہ وار جڑ جاتے ہیں۔ شکل ۷.۲۹ کو زنجیری ضرب سے با آسانی حل کرتے ہوئے A_v حاصل کی جا سکتی ہے۔ اسی طرح اس بنیادی ایمپلیفائر کا R_i اور R_o بھی حاصل کیا جا سکتا ہے۔ شکل سے



شکل ۷.۲۹: دو مرحلہ زنجیری واپسی برقی دباو ایمپلیفائر کا بنیادی ایمپلیفائر

واپس کار کا W یوں حاصل ہوتا ہے۔

$$W = \frac{R_{f1}}{R_{f1}+R_{f2}} \tag{۷.۱۰۲}$$

ان تمام معلومات سے A_{vf}، R'_{if} اور R_{of} حاصل کیا جا سکتا ہے۔

سوالات

سوال ۷.۱: ایک سادہ ایمپلیفائر کی افزائش میں مختلف وجوہات کی بنا پر 7% کے فرق پیدا ہوتا ہے۔ اس ایمپلیفائر میں واپسی اشارہ شامل کیا جاتا ہے۔ یوں حاصل واپسی ایمپلیفائر کی افزائش میں انہیں وجوہات کی بنا پر صرف 1% کا فرق پیدا ہوتا ہے۔ M کی قیمت حاصل کریں۔ اگر سادہ ایمپلیفائر کی افزائش $245\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}$ تھی تب واپسی ایمپلیفائر کے افزائش اور واپس کار کے مستقل W کی قیمت کیا ہو گی؟

جوابات: $M = 7$، $A_f = 35\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}$، $W = 0.024\,49\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}$

سوال ۷.۲: اگر سوال ۷.۱ میں سادہ ایمپلیفائر کا بلند انقطاعی تعدد $200\,\mathrm{kHz}$ ہو تب واپسی ایمپلیفائر کی بلند انقطاعی تعدد کیا ہو گی۔

جواب: $1.4\,\mathrm{MHz}$

سوال ۷.۳: ایک واپسی برقی دباو ایمپلیفائر کے $A'_v = 2000\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}$، $R_i = 2\,\mathrm{k\Omega}$ اور $R_o = 500\,\Omega$ ہیں۔ داخلی اشارے کی مزاحمت $R_s = 1\,\mathrm{k\Omega}$ جبکہ برقی بوجھ $R_L = 10\,\mathrm{k\Omega}$ ہیں۔ اس ایمپلیفائر میں واپسی اشارہ شامل کیا جاتا ہے۔ واپس کار کا مستقل $W = 0.01\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}$ ہے۔ واپسی ایمپلیفائر کی افزائش، داخلی مزاحمت اور خارجی مزاحمت حاصل کریں۔

جوابات: $A_{vf} = 95\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}$، $R'_{if} = 60\,\mathrm{k\Omega}$، $R_{of} = 24\,\Omega$

سوال ۷.۴: ایک واپسی برقی رو ایمپلیفائر کے $A_i = 2000\,\frac{\mathrm{A}}{\mathrm{A}}$، $R_i = 500\,\Omega$ اور $R_o = 5\,\mathrm{k\Omega}$ ہیں۔ داخلی اشارے کی مزاحمت $R_s = 5\,\mathrm{k\Omega}$ جبکہ برقی بوجھ $R_L = 1\,\mathrm{k\Omega}$ ہیں۔ اس ایمپلیفائر میں واپسی اشارہ شامل کیا جاتا ہے۔ واپس کار کا مستقل $W = 0.01\,\frac{\mathrm{A}}{\mathrm{A}}$ ہے۔ واپسی ایمپلیفائر کی افزائش، داخلی مزاحمت اور خارجی مزاحمت حاصل کریں۔

جوابات: $A_{if} = 94\,\frac{\mathrm{A}}{\mathrm{A}}$، $R'_{if} = 28\,\Omega$، $R_{of} = 96\,\mathrm{k\Omega}$

سوال ۷.۵: ایک موصل نما ایمپلیفائر کے $A_g = 2000\,\frac{\mathrm{A}}{\mathrm{V}}$، $R_i = 5\,\mathrm{k\Omega}$ اور $R_o = 500\,\Omega$ ہیں۔ داخلی اشارے کی مزاحمت $R_s = 500\,\Omega$ جبکہ برقی بوجھ $R_L = 1\,\mathrm{k\Omega}$ ہیں۔ اس ایمپلیفائر میں واپسی اشارہ شامل کیا جاتا ہے۔ واپس کار کا مستقل $W = 0.01\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{A}}$ ہے۔ واپسی ایمپلیفائر کی افزائش، داخلی مزاحمت اور خارجی مزاحمت حاصل کریں۔

جوابات: $A_{gf} = 86\,\frac{\mathrm{A}}{\mathrm{V}}$، $R'_{if} = 39\,\mathrm{k\Omega}$، $R_{of} = 9.59\,\mathrm{k\Omega}$

سوال ۷.۶: ایک مزاحمت نما ایمپلیفائر کے $A'_r = 2000\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{A}}$، $R_i = 500\,\Omega$ اور $R_o = 5\,\mathrm{k\Omega}$ ہیں۔ داخلی اشارے کی مزاحمت $R_s = 5\,\mathrm{k\Omega}$ جبکہ برقی بوجھ $R_L = 10\,\mathrm{k\Omega}$ ہیں۔ اس ایمپلیفائر میں واپسی اشارہ شامل کیا جاتا ہے۔ واپس کار کا مستقل $W = 0.01\,\frac{\mathrm{A}}{\mathrm{V}}$ ہے۔ واپسی ایمپلیفائر کی افزائش، داخلی مزاحمت اور خارجی مزاحمت حاصل کریں۔

جوابات: $A_{rf} = 93\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{A}}$، $R'_{if} = 32\,\Omega$، $R_{of} = 238\,\Omega$

سوال ۷.۷: آپ کے پاس $2000\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}$ کا برقی دباو ایمپلیفائر موجود ہے جس کا داخلی مزاحمت $5\,\mathrm{k\Omega}$ اور خارجی مزاحمت $500\,\Omega$ ہیں۔ اس کو استعمال کرتے ہوئے واپسی برقی دباو کا ایمپلیفائر تخلیق دیں جس کی افزائش $12.5\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}$ ہو۔ داخلی اشارے کی مزاحمت $1\,\mathrm{k\Omega}$ اور برقی بوجھ $1.5\,\mathrm{k\Omega}$ متوقع ہیں۔ R'_{if} اور R_{of} بھی حاصل کریں۔

جوابات: $R'_i = 6\,\mathrm{k\Omega}$، $A_{v'} = 1667\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}$، $A_V = 1250\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}$ ہیں لہٰذا $A_{vf} = 12.5\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}$ کی خاطر $W = 0.08\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}$ درکار ہے۔ $R'_{if} = 606\,\mathrm{k\Omega}$ اور $R_{of} = 4.95\,\Omega$ ہیں۔

سوال ۷.۸: سوال ۷.۷ میں تخلیق کئے گئے واپسی ایمپلیفائر پر اگر $3\,\mathrm{k\Omega}$ کا بوجھ لادا جائے تو اس کی A_{vf} کیا حاصل ہو گی۔

جواب: $12.4\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}$۔ بوجھ کی مزاحمت آدھی کرنے سے واپسی افزائش میں صرف $0.8\,\%$ کی تبدیلی آئی۔ واپسی ایمپلیفائر یقیناً مستحکم ہے۔

سوال ۷.۹: سوال ۷.۷ میں تخلیق کردہ واپسی ایمپلیفائر میں بنیادی ایمپلیفائر کو تبدیل کرتے ہوئے $1500\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}$ کا ایمپلیفائر نسب کیا جاتا ہے۔ ایسا کرنے سے A_{vf} کی نئی قیمت کیا حاصل ہو گی؟

جواب: $12.33\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}$۔ بنیادی ایمپلیفائر کے افزائش میں $25\,\%$ تبدیلی سے واپسی ایمپلیفائر کے افزائش میں صرف $1.36\,\%$ کی تبدیلی پیدا ہوئی۔ واپسی ایمپلیفائر کے مستحکم ہونے کی یہ ایک اچھی مثال ہے۔

سوال ۷.۱۰: ایک واپسی برقی دباو ایمپلیفائر میں $V_s = 150\,\mathrm{mV}$، $V_f = 148\,\mathrm{mV}$ اور $V_o = 12\,\mathrm{V}$ پائے جاتے ہیں۔ اس ایمپلیفائر کے W، A_{vf} اور A_V حاصل کریں۔ اگر بنیادی ایمپلیفائر کا $R_i' = 2\,\mathrm{k\Omega}$ اور $R_o = 1950\,\Omega$ ہوں تب R_{if}' اور R_{of} کیا ہوں گے۔

جوابات: $W = 0.012\,33\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}$، $A_{vf} = 80\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}$، $A_V = 6000\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}$، $R_{if}' = 150\,\mathrm{k\Omega}$ اور $R_{of} = 26\,\Omega$ ہیں۔

سوال ۷.۱۱: بنیادی برقی رو ایمپلیفائر کی افزائش $3000\,\frac{\mathrm{A}}{\mathrm{A}}$ جبکہ اسی سے حاصل واپسی ایمپلیفائر کی افزائش $15\,\frac{\mathrm{A}}{\mathrm{A}}$ ہے۔ $R_i' = 20\,\mathrm{k\Omega}$ اور $R_o = 15\,\mathrm{k\Omega}$ کی صورت میں R_{if}' اور R_{of} حاصل کریں۔

جوابات: $R_{if}' = 100\,\Omega$ اور $R_{of} = 3\,\mathrm{M\Omega}$

سوال ۷.۱۲: شکل ۷.۲۵ الف میں $\beta = 100$، $R_L = 1\,\mathrm{k\Omega}$، $R_s = 2\,\mathrm{k\Omega}$ اور $I_{CQ} = 1\,\mathrm{mA}$ ہیں۔ A_{vf}، R_{if}' اور R_{of} حاصل کریں۔

جوابات: $r_{be} = 2.5\,\mathrm{k\Omega}$، $A_V = 22.22\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}$، $A_{vf} = 0.957\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}$، $R_{if}' = 103.5\,\mathrm{k\Omega}$ اور $R_{of} = 35\,\Omega$

سوال ۷.۱۳: سوال ۷.۱۲ میں β کی قیمت 200 جبکہ $I_{CQ} = 1\,\mathrm{mA}$ ہی رکھتے ہوئے اسے دوبارہ حل کریں۔ A_{vf} میں کتنے فی صد تبدیلی رونما ہوئی۔

جوابات: $A_{vf} = 0.978\,\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{V}}$، $R_{if}' = 204.5\,\mathrm{k\Omega}$، $R_{of} = 22.5\,\Omega$ اور تبدیلی تقریباً $2\,\%$ ہے۔

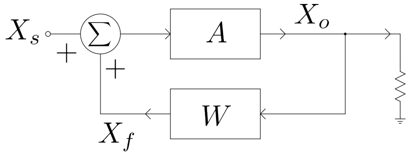
سوال ۷.۱۴: شکل ۷.۲۶ میں زنجیری ایمپلیفائر دکھایا گیا ہے جبکہ مساوات ۷.۱۰۲ میں اس کے واپس کار کا مستقل W حاصل کیا گیا ہے۔ A_{vf} حاصل کریں۔

جواب: $A_{vf} = 1 + \frac{R_{f2}}{R_{f1}}$

باب ۸

مرتعش

گزشتہ باب میں **منفی واپسی** ادوار پر غور کیا گیا۔ اس باب میں **مرتعش**[1] پر غور کیا جائے گا جو **مثبت واپسی** دور کی ایک قسم ہے۔ **مرتعش** ایک ایسے دور کو کہتے ہیں جسے کوئی داخلی اشارہ دئے بغیر اس سے ارتعاش کرتا خارجی اشارہ حاصل کیا جاتا ہے۔ آئیں مرتعش کی بنیادی کارکردگی شکل ۸.۱ 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 ایمپلیفائر کو بطور داخلی اشارہ مہیا کیا گیا ہے۔ بنیادی ایمپلیفائر X_f سے خارجی اشارہ $X_o = AX_f = WAX_o$ پیدا کرے گا۔ یوں واپسی دور اور بنیادی ایمپلیفائر میں ایک چکر کے بعد پہلی مرتبہ نمودار ہونے والے اشارے X_o کی قیمت اب WAX_o ہو گی۔ یہ اشارہ بھی جب واپسی دور اور بنیادی ایمپلیفائر میں ایک چکر کاٹے تو اس کی نئی قیمت $(WA)^2X_o$ ہو جائے گی۔ اسی طرح n چکر کے بعد بنیادی ایمپلیفائر کا خارجی اشارہ $(WA)^nX_o$ ہو گا۔ اب اگر $WA = 1$ ہو تب n چکر کے بعد بھی بنیادی ایمپلیفائر کا خارجی اشارہ $1^nX_o = X_o$ ہی ہو گا۔ اس طرح اگرچہ اس دور کو کوئی داخلی اشارہ نہیں دیا جا رہا ہے پھر بھی ارتعاش کرتا اشارہ X_o خارج کرتا رہے گا۔ ایسی خوبی رکھنے والے دور کو **مرتعش** کہتے ہیں۔



شکل ۸.۱: مثبت واپسی دور

[1] oscillator

اس کے برعکس اگر WA کی قیمت ایک (1) سے کم ہو، مثلاً $WA = 0.9$ ہو، تب پہلی مرتبہ نمودار ہونے والا اشارہ X_o ایک چکر کے بعد کم ہو کر $0.9X_o$ رہ جائے گا۔ دو چکر کے بعد اس کی قیمت مزید کم ہو کر $(0.9)^2X_o = 0.81X_o$ رہ جائے گی اور یوں ہر چکر کے بعد بنیادی ایمپلیفائر کا خارجی اشارہ کم ہوتے ہوتے آخر کار صفر قیمت اختیار کر لے گا۔

اسی طرح اگر WA کی قیمت ایک (1) سے زیادہ ہو، مثلاً $WA = 1.1$ ہو، تب پہلی مرتبہ نمودار ہونے والا اشارہ X_o ایک چکر کے بعد بڑھ کر $1.1X_o$ ہو جائے گا۔ دو چکر کے بعد اس کی قیمت مزید بڑھ کر $(1.1)^2X_o = 1.21X_o$ ہو جائے گی اور یوں ہر چکر کے بعد بنیادی ایمپلیفائر کا خارجی اشارہ بڑھتا رہے گا۔ خارجی اشارہ بڑھتے بڑھتے اس مقام تک پہنچ جائے گا جہاں بنیادی ایمپلیفائر غیر خطی خطے میں داخل ہونا شروع ہو جائے گا۔ غیر خطی خطے میں داخل ہوتے ہوئے بنیادی ایمپلیفائر کے افزائش 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 افزائش سے اشارے کا حیطہ بڑھتا اور اشارے کا حیطہ بڑھنے سے ٹرانزسٹر کی افزائش کم ہونے کے اعمال توازن اختیار کر لیں، وہیں ارتعاشی اشارے کا حیطہ برقرار رہتا ہے۔ یہ اعمال غیر خطی نوعیت کے ہوتے ہیں جنہیں قلم و کاغذ سے حل کرتے ہوئے مسر تعش کے خارجی اشارے کے حیطے کا حساب لگانا نہایت مشکل ہوتا ہے۔

کسی بھی مسر تعش میں زیادہ دیر $WA = 1$ رکھنا ممکن نہیں ہوتا۔ درجہ حرارت میں تبدیلی، وقت کے ساتھ برقیاتی پرزہ جات میں تبدیلی اور ایسے دیگر وجوہات کی بنا پر مسر تعش چالو کرتے ہی $WA \neq 1$ ہو جائے گا۔ اگر $WA < 1$ ہو جائے تو ایسی صورت میں مسر تعش رک جائے گا۔ اس کے برعکس اگر WA کی قیمت 1 سے قدر زیادہ ہو جائے تو ایسی صورت میں مسر تعش برقرار ارتعاشی اشارہ خارج کرتا ہے۔

مسر تعش کے اس بنیادی اصول جسے مساوات ۸.۱ میں دوبارہ دکھایا گیا ہے کو **برکھازن کا اصول**[۲] کہتے ہیں۔[۳]

$$WA = 1 \tag{۸.۱}$$

اس مساوات کے دو پہلو ہیں۔ اس مساوات کے تحت $|WA| = 1$ اور ساتھ ہی ساتھ $\underline{/WA} = 2m\pi$ ہونا ضروری ہے جہاں $m = 0, 1, 2 \cdots$ ہو سکتا ہے۔ یوں اسے یوں لکھنا زیادہ بہتر ہے۔

$$|WA| = 1 \tag{۸.۲}$$

$$\underline{/WA} = 2m\pi \tag{۸.۳}$$

آپ دیکھ سکتے ہیں کہ حقیقت میں کسی بھی مسر تعش 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 مسر تعش کو چالو کرنے کی خاطر ایک لمحے کے لئے X_s فراہم کیا گیا۔ حقیقت میں مسر تعش 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 مسر تعش 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

---

[۲] Barkhausen criteria

[۳] جرمنی کے عالم طبیعیات ہائنرچ برکھازن نے اس اصول کو پیش کیا

سمت مائل کردہ صورت اختیار کر لیتے ہیں۔یوں ان لمحات کے دوران مــــرتعش پر پائے جانے والے تمام اشارات تغیر پذیر ہوتے ہیں جنہیں ہم چالو کرتے وقت کی برقی شور تصور کر سکتے ہیں۔ مــــرتعش عموماً اسی برقی شور سے چالو ہو کر ارتعاش پذیر ہوتا ہے۔البتہ اگر کہیں ایسی صورت پائی جائے کہ مــــرتعش چالو ہوتے وقت از خود ارتعاش پذیر نہیں ہوپاتا ہو یا اگر برقی شور کا سہارا لیتے ہوئے مــــرتعش کو چالو کرنا قابل قبول نہ ہو تب مــــرتعش کو چالو کرنے کی خاطر بیرونی اشارہ چند لمحات کے لئے مہیا کیا جاتا ہے۔[۴]

اب تک کی گفتگو میں خارجی اشارے کی شکل پر کسی قسم کی بحث نہیں کی گئی۔حقیقت میں مــــرتعش کے خارجی اشارے کی شکل کچھ بھی ہو سکتی ہے البتہ اس باب میں صرف سائن نما خارجی اشارہ پیدا کرنے والے مــــرتعش پر غور کیا جائے گا جن میں ٹرانزسٹر ایمپلیفائر استعمال کرتے ہوئے واپسی اشارے کو مزاحمت، کپیسٹر، امالہ، ٹرانسفارمر وغیرہ کی مدد سے حاصل کیا جاتا ہے۔

واپسی دور میں کپیسٹر اور امالہ (یعنی برقی رکاوٹ) کے استعمال سے واپس کار کے مستقل کی قیمت از خود تعدد ω پر منحصر ہوتی ہے۔یوں اس کو $W(\omega)$ لکھنا زیادہ درست ہوگا۔ایسی صورت میں **برکہازن کا اصول** $|W(\omega)A| = 1$ عموماً کسی ایک ہی تعدد پر پورا اترے گا۔ آپ جانتے ہیں کہ کسی بھی غیر سائن نما لہر کو **فوریئر تسلسل**[۵] کی مدد سے لکھا جا سکتا ہے۔فوریئر تسلسل میں ω_0، $2\omega_0$، $3\omega_0$، $\cdots$ تعدد 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 تعدد پائے جاتے ہیں۔مــــرتعش ان میں سے صرف اس تعدد پر ارتعاش کرے گا جو **برکہازن کے اصول** پر پورا اترتا ہو۔

۸.۱ مـــرتعش کی تخلیق

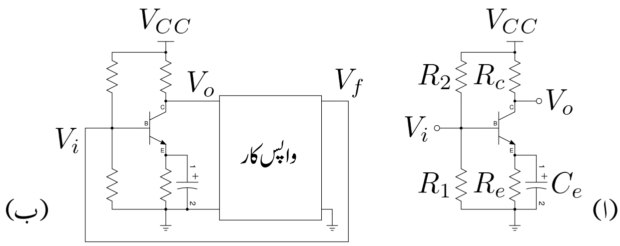
شکل ۸.۲ الف میں بنیادی ایمپلیفائر دکھایا گیا ہے۔اس کے خارجی اشارے V_o اور داخلی اشارے V_i کے مابین $180°$ کا زاویہ ہے۔اگر اسے استعمال کرتے ہوئے مــــرتعش تخلیق دینا ہو تو واپس کار کو مزید $180°$ کا زاویہ پیدا کرنا ہوگا۔شکل ب میں واپس کار کو ڈبے کی شکل میں دکھایا گیا ہے۔یوں V_f اور V_o کے درمیان $180°$ کا زاویہ درکار ہے۔ٹرانزسٹر کو V_f بطور داخلی اشارہ مہیا کرنے سے مــــرتعش حاصل ہوتا ہے۔مندرجہ ذیل مثال میں اشارات کے مابین زاویہ پیدا کرنے کا ایک طریقہ دکھایا گیا ہے۔

مثال ۸.۱: شکل ۸.۳ الف میں $\hat{V}_o$ اور $\hat{V}_i$ کے درمیان زاویہ کی مساوات حاصل کریں۔

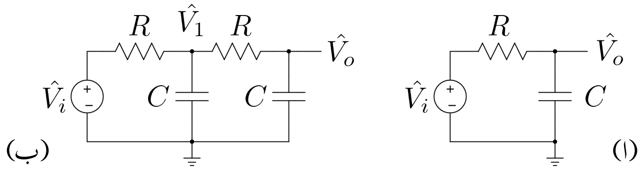
- $10\,\text{kHz}$ پر $C = 0.1\,\mu\text{F}$ اور $R = 1\,\text{k}\Omega$ لیتے ہوئے اس زاویہ کی قیمت حاصل کریں۔
- مزاحمت R کی وہ قیمت حاصل کریں جس پر یہ زاویہ $-60°$ ہوگا۔

---

[۴] مجھے گزشتہ پچیس سالوں میں صرف ایک مرتبہ مــــرتعش کو چالو کرنے کی خاطر اشارہ مہیا کرنا پڑا ہے۔
[۵] fourier series



شکل ۸.۲: مسر تعش کی تخلیق



شکل ۸.۳: مزاحمت-کپیسٹر کی مدد سے اشارات کے زاویہ میں تبدیلی

حل: $\hat{V}_i = V\angle 0^\circ$ لیتے ہوئے، دائرے میں برقی رو $\hat{I}$ لکھتے ہوئے کرخوف کے قانون برائے برقی دباو سے حاصل ہوتا ہے

$$\hat{I} = \frac{V\angle 0^\circ}{R + \frac{1}{j\omega C}}$$

اور یوں

$$\begin{aligned} \hat{V}_0 = \hat{I} \times \left(\frac{1}{j\omega C}\right) &= \frac{V\angle 0}{1 + j\omega RC} \\ &= \frac{V}{\sqrt{1 + R^2\omega^2C^2}} \angle -\tan^{-1}(\omega RC) \end{aligned}$$

جس سے داخلی اور خارجی اشارات کے مابین زاویہ

$$\angle\theta = -\tan^{-1}(\omega RC)$$

حاصل ہوتا ہے۔ یوں

$$\angle\theta = -\tan^{-1}\left(-2 \times \pi \times 10000 \times 1000 \times 0.1 \times 10^{-6}\right) = -81^\circ \quad \bullet$$

•

$$
\begin{aligned}
-\tan^{-1}\left(2\times\pi\times10000\times R\times0.1\times10^{-6}\right) &= -60^\circ\\
R &= 276\,\Omega
\end{aligned}
$$

حاصل ہوتے ہیں۔

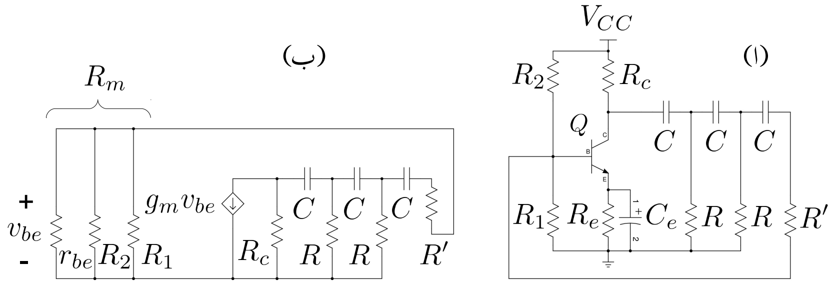
مندرجہ بالا مثال کو دیکھتے ہوئے ایسا معلوم ہوتا ہے کہ مزاحمت-کپیسٹر کے دو کڑیاں استعمال کرتے ہوئے دگنا زاویہ حاصل کیا جا سکتا ہے۔ یہ بات درست ثابت ہوتی ہے، البتہ جیسے آپ سوال ۸.۱ میں دیکھیں گے، دو کڑی RC کا زاویہ حاصل کرتے وقت نسبتاً لمبی مساوات حل کرنی ہو گی۔

R اور C کے ضرب RC کو بڑھا کر زیادہ زاویہ حاصل کیا جاتا ہے۔ لامحدود RC یعنی $RC = \infty$ پر 90° حاصل ہوتا ہے۔ حقیقت میں لامحدود RC استعمال کرنا ممکن نہیں ہوتا لہٰذا 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۔

۸.۲ مزاحمت-کپیسٹر RC مرتعش

شکل ۸.۴ الف میں ٹرانزسٹر ایمپلیفائر پر مبنی مرتعش دکھایا گیا ہے جس میں کلکٹر پر پائے جانے والے اشارے X_0 سے واپسی کار X_f 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 ایمپلیفائر اور واپسی کار کے دائرے میں ایک چکر کے بعد کل زاویہ میں تبدیلی کو 0° رکھنے کی خاطر واپسی کار کو بھی 180° کی تبدیلی پیدا کرنا ہو گی۔ جیسا اوپر مثال میں دکھایا گیا، مزاحمت-کپیسٹر RC کے کڑیاں استعمال کرتے ہوئے ایسا کرنا ممکن ہے۔ شکل ۸.۴ الف میں مزاحمت اور کپیسٹر کو شکل ۸.۳ الف سے قدر مختلف طرز پر جوڑا گیا ہے۔

بنیادی ایمپلیفائر Q، R_1، R_2، R_c، R_e اور C_e پر مشتمل ہے۔ مرتعش کے خارجی تعدد پر کپیسٹر C_e بطور قصر دور کام کرتا ہے۔ بنیادی ایمپلیفائر میں واپسی کار شامل کرنے سے مرتعش حاصل ہوتا ہے۔ واپسی کار تین عدد کپیسٹر اور تین عدد مزاحمت سے حاصل کیا گیا ہے۔ شکل ب میں ٹرانزسٹر کا پائے π ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے اس مرتعش کا مساوی دور دکھایا گیا ہے جس میں R_e کو قصر دور کیا گیا ہے۔ جیسے آپ دیکھ سکتے ہیں r_{be}، R_1 اور R_2 متوازی جڑے ہیں۔ ان متوازی جڑے مزاحمت کی کل قیمت کو R_m لکھا گیا ہے۔ یوں R_m اور R' سلسلہ وار جڑے ہیں۔ حقیقت میں r_{be} کی قیمت R_1 اور R_2 کے قیمتوں سے نہایت کم ہوتی ہے اور یوں R_m کی قیمت تقریباً r_{be} کے ہی برابر ہوتی ہے یعنی $R_m \approx r_{be}$ ہوتا ہے۔ اگر R' کی قیمت یوں منتخب کی جائے کہ $R = R' + R_m$ ہو تب ہم دیکھتے ہیں کہ واپسی دور تین یکساں RC حصوں پر مشتمل ہوتا ہے۔ اگرچہ واپسی دور کے تین کپیسٹروں کی قیمت آپس میں برابر یا تین مزاحمتوں کی قیمت آپس میں برابر رکھنا لازم نہیں، البتہ ایسا رکھنے سے مرتعش پر تفصیلی غور نسبتاً آسان ہو جاتا ہے۔ ہم ایسا ہی کرتے ہیں۔ شکل ۸.۵ پر نظر رکھیں جہاں $R_m \approx r_{be}$ لیا گیا ہے اور $R' + r_{be}$ کو R



شکل ۸.۴: مزاحمت-کپیسٹر مرتعش یا RC مرتعش

کے برابر رکھا گیا ہے۔ یوں

$$V_1 = I_0 \left(R + \frac{1}{j\omega C} \right)$$

ہوگا 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

$$I_2 = I_1 + I_0 = I_0 \left(2 + \frac{1}{j\omega CR} \right)$$

ہوگا۔ چونکہ $V_2 - V_1 = \frac{I_2}{j\omega C}$ کے برابر ہے لہٰذا

$$\begin{aligned}
V_2 &= V_1 + \frac{I_2}{j\omega C} \\
&= I_0 \left(R + \frac{1}{j\omega C} \right) + \frac{I_0}{j\omega C} \left(2 + \frac{1}{j\omega CR} \right) \\
&= I_0 \left[R + \frac{3}{j\omega C} + \frac{1}{(j\omega C)^2 R} \right]
\end{aligned}$$

یوں

$$I_3 = \frac{V_2}{R} = I_0 \left[1 + \frac{3}{j\omega CR} + \frac{1}{(j\omega CR)^2}\right]$$

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

$$\begin{aligned} V_3 &= V_2 + \frac{I_4}{j\omega C} \\ &= I_0 \left[R + \frac{3}{j\omega C} + \frac{1}{(j\omega C)^2 R}\right] + \frac{I_0}{j\omega C} \left[3 + \frac{4}{j\omega CR} + \frac{1}{(j\omega CR)^2}\right] \\ &= I_0 \left[R + \frac{6}{j\omega C} + \frac{5}{(j\omega C)^2 R} + \frac{1}{(j\omega C)^3 R^2}\right] \end{aligned} \tag{۸.۴}$$

ہوگا۔ اگر

$$R_c = kR \tag{۸.۵}$$

لیا جائے تب

$$\begin{aligned} I_5 &= \frac{V_3}{R_c} = \frac{V_3}{kR} \\ &= I_0 \left[\frac{1}{k} + \frac{6}{j\omega CRk} + \frac{5}{(j\omega CR)^2 k} + \frac{1}{(j\omega CR)^3 k}\right] \end{aligned}$$

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 $j = \sqrt{-1}$ ہوتا ہے لہٰذا $j^2 = -1$ اور $j^3 = -j$ ہوگا۔ اسی طرح $\frac{1}{j} = -j$ ہوگا۔ یوں

$$
I_6 = I_0 \left[\frac{1}{k} + 3 - \frac{\left(\frac{5}{k} + 1\right)}{(\omega CR)^2} + j \left[\frac{1}{(\omega CR)^3 k} - \frac{\left(\frac{6}{k} + 4\right)}{\omega CR} \right] \right] \tag{۸.۶}
$$

شکل کو دیکھتے ہوئے معلوم ہوتا ہے کہ $I_6 = -g_m v_{be}$ اور $v_{be} = I_o r_{be}$ کے برابر ہیں لہٰذا $I_6 = -g_m r_{be} I_o$ ہوگا۔ باب ۳ میں مساوات ۳.۱۸۸ کے تحت $\beta = g_m r_{be}$ ہے۔ یوں $I_6 = -\beta I_0$ ہوگا جسے مندرجہ بالا مساوات کے استعمال سے

$$
I_0 \left[\frac{1}{k} + 3 - \frac{\left(\frac{5}{k} + 1\right)}{(\omega CR)^2} + j \left[\frac{1}{(\omega CR)^3 k} - \frac{\left(\frac{6}{k} + 4\right)}{\omega CR} \right] \right] = -\beta I_0 \tag{۸.۷}
$$

لکھا جا سکتا ہے۔

مساوات ۸.۷ 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 جا سکتا 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

$$
\begin{aligned}
(\omega_0 CR)^2 &= \frac{1}{6 + 4k} \\
\omega_0 &= \frac{1}{CR\sqrt{6 + 4k}} \\
f_0 &= \frac{1}{2\pi CR\sqrt{6 + 4k}}
\end{aligned} \tag{۸.۸}
$$

مزاحمت-کپیسٹر مرتعش مساوات ۸.۸ میں حاصل کردہ تعدد f_0 پر کام کرے گا۔ f_0 لکھتے وقت 0 کو زیرِ نوشت لکھ کر اس بات کی یاد دہانی کرائی گئی ہے کہ یہ مرتعش کی **قدرتی تعدد**[6] ہے۔
مساوات ۸.۷ 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 ۸.۸ کی مدد سے یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$\begin{aligned}-\beta &= \frac{1}{k}+3-\left(\frac{5}{k}+1\right)(6+4k)\\ \beta &= \frac{29}{k}+23+4k\end{aligned} \tag{۸.۹}$$

مرتعش کو برقرار چالو رکھنے کی خاطر حقیقت میں β کو مندرجہ بالا حاصل کئے گئے قیمت سے زیادہ رکھنا پڑتا ہے لہٰذا اس مساوات کو یوں لکھنا چاہئے

$$\beta > \frac{29}{k}+23+4k \tag{۸.۱۰}$$

مختلف k کے لئے ٹرانزسٹر کی کم سے کم β کی قیمت اس مساوات سے حاصل کی جا سکتی ہے۔ اگر بنیادی ایمپلیفائر میں استعمال ٹرانزسٹر کا β مندرجہ بالا مساوات پر پورا نہ اترے، تب اس سے بنایا گیا مزاحمت-کپیسٹر مرتعش کام نہیں کرے گا۔ آئیں ایسے مرتعش میں درکار ٹرانزسٹر کی کم سے کم β حاصل کریں۔ ایسا $\frac{\mathrm{d}\beta}{\mathrm{d}k}=0$ لیتے ہوئے حاصل کیا جائے گا۔

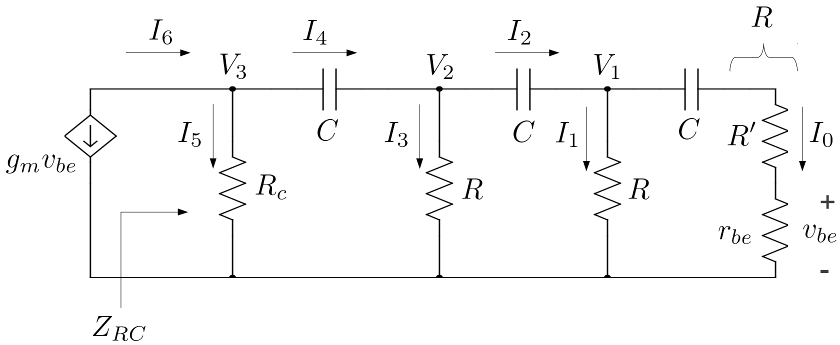
$$\begin{aligned}\frac{\mathrm{d}\beta}{\mathrm{d}k} &= -\frac{29}{k^2}+0+4=0\\ k &= \frac{\sqrt{29}}{2}=2.69\end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے جس سے کم سے کم β کی مقدار

$$\beta_0 > \frac{29}{2.69}+23+4\times 2.69 \approx 44.5$$

حاصل ہوتی ہے۔ یوں $R_c = 2.69R$ رکھتے ہوئے مزاحمت-کپیسٹر مرتعش ایسے ٹرانزسٹر سے بنایا جا سکتا ہے جس کے β کی قیمت 44.5 سے زیادہ ہو۔ مرتعش ہر وقت اپنی قدرتی تعدد پر ارتعاش کرتا ہے۔ یوں واپس کار کے کپیسٹر کی برقی رکاوٹ $\frac{-j}{\omega_0 C}$ کو مساوات ۸.۸ کی مدد سے $-jR\sqrt{6+4k}$ لکھا جا سکتا ہے۔ اس نتیجے کے مطابق

[6] natural frequency



شکل ۸.۵: مزاحمت-کپیسٹر مرتعش کی مساوات کا حصول

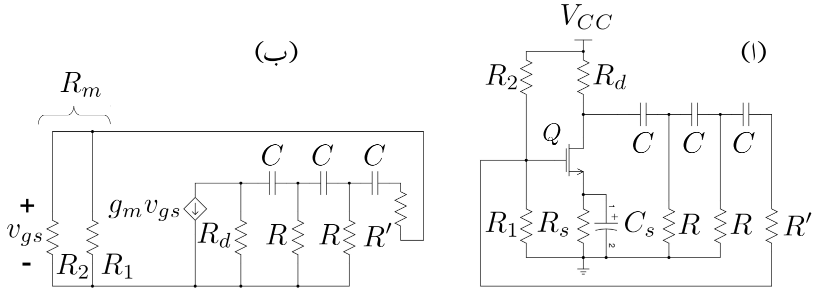
اس برقی رکاوٹ کی قیمت C کے بجائے مزاحمت R پر منحصر ہے۔ شکل ۸.۵ میں برقی رکاوٹ Z_{RC} کی نشاندہی کی گئی ہے جو ٹرانزسٹر پر بطور برقی بوجھ لدا ہے۔ یوں Z_{RC} کی قیمت بھی C پر منحصر نہیں ہو گی۔ اگرچہ واپس کار کے کسی بھی مزاحمت یا کپیسٹر کو تبدیل کرتے ہوئے اس مرتعش کی قدرتی تعدد تبدیل کی جا سکتی ہے، حقیقت میں عموماً وسیع حدود کے درمیان تعدد تبدیل کرنے کی خاطر تینوں کپیسٹروں کو ایک ساتھ برابر تبدیل کیا جاتا ہے۔ تینوں کپیسٹر یوں تبدیل کرنے سے Z_{RC}، جو کہ بنیادی ایمپلیفائر کا بوجھ ہے، تبدیل نہیں ہوتا اور یوں ارتعاشی لہر کا حیطہ بھی تبدیل نہیں ہوتا۔ یہ مرتعش چند ہرٹز Hz سے کئی سو کلو ہرٹز kHz تک کے ارتعاش پیدا کرنے کے لئے استعمال کیا جاتا ہے۔ میگا ہرٹز MHz کے حدود میں اسے دیگر اقسام کے امالہ-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 ۸.۴ اور مساوات ۸.۶ کی مدد سے

$$Z_{RC} = \frac{I_0\left(R + \frac{6}{j\omega C} + \frac{5}{\left(j\omega C\right)^2 R} + \frac{1}{\left(j\omega C\right)^3 R^2}\right)}{I_0\left(\frac{1}{k} + 3 - \frac{\left(\frac{5}{k}+1\right)}{(\omega CR)^2} + j\left[\frac{1}{(\omega CR)^3 k} - \frac{\left(\frac{6}{k}+4\right)}{\omega CR}\right]\right)}$$



شکل ۸.۶: مـزاحمت-کپیسٹر ماسفیٹ مـر تعش

مساوات ۸.۸ میں دیے ω کی قیمت اس مساوات میں استعمال کرتے ہوئے

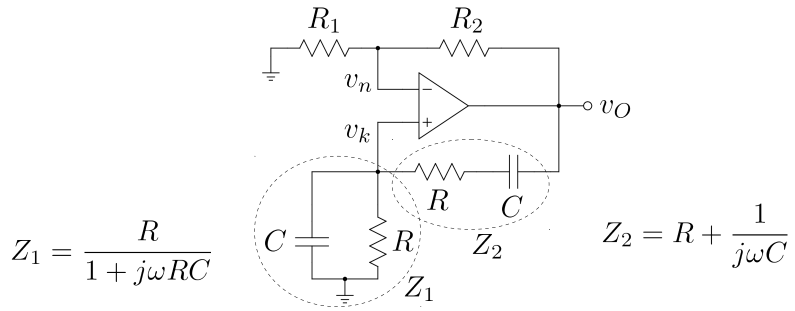
$$\begin{aligned}
Z_{RC} &= \frac{R+\frac{6CR\sqrt{6+4k}}{jC}+\frac{5\left(CR\sqrt{6+4k}\right)^2}{(jC)^2R}+\frac{\left(CR\sqrt{6+4k}\right)^3}{(jC)^3R^2}}{\frac{1}{k}+3-\frac{\left(\frac{5}{k}+1\right)\left(CR\sqrt{6+4k}\right)^2}{(CR)^2}+j\left[\frac{\left(CR\sqrt{6+4k}\right)^3}{(CR)^3k}-\frac{\left(\frac{6}{k}+4\right)\left(CR\sqrt{6+4k}\right)}{CR}\right]}\\
&= \frac{-R\left[1+\frac{6\sqrt{6+4k}}{j}+\frac{5\left(\sqrt{6+4k}\right)^2}{(j)^2}+\frac{\left(\sqrt{6+4k}\right)^3}{(j)^3}\right]}{\frac{29}{k}+23+4k}
\end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اگر β مساوات ۸.۹ کے مطابق ہو تب

$$Z_{RC}=\frac{R}{\beta}\left[29+20k-j4k\sqrt{6+4k}\right] \tag{۸.۱۱}$$

حاصل ہوتا ہے۔

شکل ۸.۶ الف میں ماسفیٹ سے RC مـر تعش کا حصول دکھایا گیا ہے۔ شکل ب میں اسی کا مساوی دور دکھایا گیا ہے۔ جیسے آپ دیکھ سکتے ہیں یہ بالکل دو جوڑ ٹرانزسٹر کے دور کے طرح کا ہی ہے۔ حقیقی دور میں R' کے استعمال کی ضرورت نہیں ہوتی چونکہ R_1 اور R_2 کو یوں رکھنا ممکن ہو گا کہ یہ ماسفیٹ کو یک سمت مائل کرنے کے ساتھ ساتھ $R=R_m$ کے شرط کو بھی پورا کرے جہاں $R_m=\frac{R_1R_2}{R_1+R_2}$ کے برابر ہے۔



شکل ۸.۷: وائن مرتعش

۸.۳ وائن مرتعش

شکل ۸.۷ میں **وائن مرتعش**[7] دکھایا گیا ہے۔ وائن مرتعش[8] پر پہلے بغیر حل کئے غور کرتے ہیں۔

آپ جانتے ہیں کہ یک سمت رو پر کپیسٹر کھلے سرے کردار ادا کرتا ہے۔ یوں اگر v_O برقرار کسی مثبت برقی رو پر رہے تب 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 $v_k = 0$ ہو گا۔ اس کے برعکس R_1 اور R_2 حابی ایمپلیفائر کے مثبت خارجی برقی دباو v_O سے $v_n = \frac{R_1 v_O}{R_1+R_2}$ پیدا کریں گے جو کہ مثبت برقی دباو ہو گا۔ ایسی صورت میں $v_k < v_n$ ہے اور حابی ایمپلیفائر کا خارجی اشارہ v_O برقرار مثبت 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 دباو 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 دباو ہو گا اور یوں $v_n < v_k$ ہو گا۔ ایسی صورت میں حابی ایمپلیفائر کا خارجی اشارہ برقرار منفی نہیں رہ سکتا اور یہ جلد از جلد مثبت ہونے کی کوشش کرے گا۔ مندرجہ بالا تبصرے سے یہ حقیقت اجاگر ہوئی کہ v_O برقرار نہ مثبت اور نا ہی منفی برقی دباو پر ٹھہر سکتا ہے بلکہ یہ ارتعاش پذیر رہتا ہے۔

اگر $v_O = 0$ تصور کیا جائے تب $0 = v_n = v_k$ 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 دباو میں لمحہ بالمحہ باریک تبدیلیاں پیدا ہوتی ہیں۔ یوں v_k اور v_n زیادہ دیر مکمل طور پر برابر برقی دباو پر نہیں رہ سکتے اور جلد ہی لمحاتی طور پر $v_n < v_k$ اور یا $v_k < v_n$ ہو جائے گا۔ ایسا ہوتے ہی v_O حرکت میں آئے گا اور دور ارتعاش پذیر ہو جائے گا۔ آئیں اب وائن مرتعش کا تحلیلی تجزیہ کریں

---

[7] Wien bridge oscillator

[8] اس مرتعش کو میکس وائن نے دریافت کیا۔

وائن مـــر تعـش کو دیکھتے ہوئے ہم لکھ سکتے ہیں۔

$$\begin{aligned} v_n &= \left(\frac{R_1}{R_1+R_2}\right) v_O \\ v_k &= \left(\frac{Z_1}{Z_1+Z_2}\right) v_O \end{aligned} \tag{۸.۱۲}$$

جہاں

$$\begin{aligned} Z_1 &= \frac{R}{1+j\omega RC} \\ Z_2 &= R + \frac{1}{j\omega C} \\ &= \frac{1+j\omega RC}{j\omega C} \end{aligned} \tag{۸.۱۳}$$

کے برابر ہیں۔ مساوات ۸.۱۳ کو مساوات ۸.۱۲ میں پُر کرتے ہوئے اور $v_k = v_n$ لکھتے ہوئے

$$\left(\frac{R_1}{R_1+R_2}\right) v_O = \left(\frac{\frac{R}{1+j\omega RC}}{\frac{R}{1+j\omega RC}+\frac{1+j\omega RC}{j\omega C}}\right) v_O$$

حاصل ہوتا ہے۔ اس کو حل کرتے ہوئے

$$\begin{aligned} \frac{R_1}{R_1+R_2} &= \frac{j\omega RC}{j\omega RC + \left(1+j\omega RC\right)^2} \\ &= \frac{j\omega RC}{j3\omega RC + 1 - \omega^2 R^2 C^2} \end{aligned}$$

یعنی

$$R_1\left[j3\omega RC + 1 - \omega^2 R^2 C^2\right] = j\omega RC\left(R_1+R_2\right) \tag{۸.۱۴}$$

ملتا ہے۔ اس مساوات کے حقیقی اور خیالی اجزاء علیحدہ کرتے ہوئے

$$\begin{aligned} R_1\left(1-\omega^2 R^2 C^2\right) &= 0 \\ j3\omega RC R_1 &= j\omega RC\left(R_1+R_2\right) \end{aligned}$$

حاصل ہوتا ہے جس سے

$$\begin{aligned} \omega = \omega_o &= \frac{1}{RC} \\ R_2 &= 2R_1 \end{aligned} \tag{۸.۱۵}$$

حاصل ہوتا ہے۔ مساوات ۸.۱۵ وائن مرتعش کے شرائط بیان کرتے ہیں۔ ان شرائط کے مطابق وائن مرتعش کی قدرتی تعدد $\frac{1}{RC}$ کے برابر ہے اور یہ اس وقت ارتعاش کرے گا جب R_2 کی قیمت R_1 کے دگنا ہو۔

وائن مرتعش کو مثبت حابی ایمپلیفائر تصور کیا جا سکتا ہے جہاں v_k اس کا داخلی اشارہ جبکہ $\frac{R_1+R_2}{R_1}$ اس کی افزائش A_v ہے۔ $R_2 = 2R_1$ کی صورت میں $A_v = 3\,\frac{\text{V}}{\text{V}}$ کے برابر ہو گا۔ اس قیمت سے کم افزائش پر مرتعش ارتعاش پذیر نہ ہو پائے گا۔ مستحکم مرتعش کے لئے ضروری ہے کہ افزائش اس قیمت سے قدر زیادہ ہو۔ یوں حقیقت میں $R_2 > 2R_1$ ہونا ضروری ہے۔ اگر R_2 کی قیمت $2R_1$ سے ذرہ سی زیادہ ہو تب مرتعش سائن نما لہر خارج کرتا ہے البتہ $R_2 \gg 2R_1$ کی صورت میں A_v کی قیمت بہت بڑھ جاتی ہے اور مرتعش مستطیل لہر خارج کرتا ہے۔

۸.۴ $nJFET$ پر مبنی امالہ-کپیسٹر LC ہمسُر مرتعش

مزاحمت-کپیسٹر مرتعش میں RC کی کڑیاں جوڑ کر لہر کے زاویے میں $180°$ کی تبدیلی پیدا کی گئی۔ اس حصے میں مشترکہ امالہ (یعنی ٹرانسفارمر) کے استعمال سے $180°$ کی تبدیلی حاصل کی جائے گی۔ شکل ۸.۸ میں L اور L_g کو قریب قریب رکھ کر مشترکہ امالہ M حاصل کیا گیا ہے۔ اس مرتعش کی کارکردگی سمجھنے کی خاطر تصور کریں کہ ماسفیٹ میں ω_o تعدد کی برقی رو پائی جاتی ہے جس کی وجہ سے اس پر نسب LC پر اسی تعدد کی برقی دباو پیدا ہو گی۔ مشترکہ امالہ کی وجہ سے اس برقی دباو کا کچھ حصہ L_g پر نمودار ہوتے ہوئے ماسفیٹ کو چلائے گا۔ یوں گیٹ پر برقی دباو سے LC پر برقی دباو پیدا ہوتا ہے اور LC پر برقی دباو کی وجہ سے گیٹ پر برقی دباو پیدا ہوتا ہے۔ یہ نا ختم ہونے والا سلسلہ یوں برقرار رہے گا۔ آئیں اب اس مرتعش پر تحلیلی بحث کریں۔

$nJFET$ کا گیٹ کھلے سرے کردار ادا کرتا ہے لہٰذا L_g میں صفر برقی رو گزرے گا۔ اس صورت میں اگر L پر برقی دباو v_L پایا جائے تو L_g پر مشترکہ امالہ M کی وجہ سے v_M پیدا ہو گا جہاں

$$\frac{v_M}{v_L} = \frac{M}{L} \tag{۸.۱۶}$$

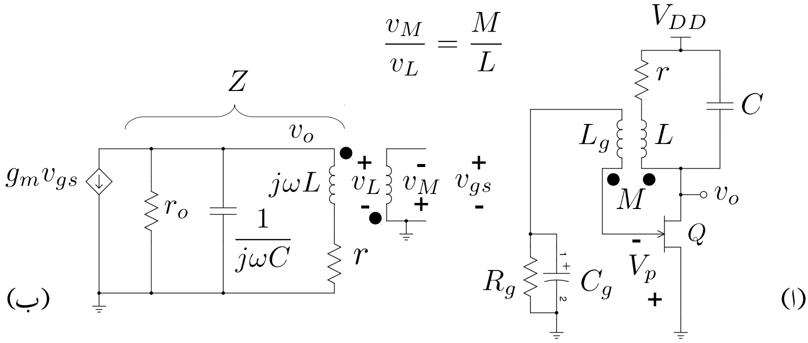
کے برابر ہو گا۔ مشترکہ امالہ میں برقی طاقت کے ضیاع کو مزاحمت r سے ظاہر کیا گیا ہے۔ مشترکہ امالہ میں نقطوں سے ہم زاویہ سرے دکھائے جاتے ہیں۔ یوں اگر L پر برقی دباو کا مثبت سر انقطے کی جانب ہو تو L_g پر بھی برقی دباو کا مثبت سر انقطے کی جانب ہو گا۔ شکل سے واضح ہے کہ $v_{gs} = -v_M$ کے برابر ہے۔ یوں

$$v_{gs} = -\left(\frac{M}{L}\right)v_L \tag{۸.۱۷}$$

ہو گا۔

شکل ب میں $v_o = -g_m v_{gs} Z$ کے برابر ہے جسے $g_m v_{gs} = -\frac{v_o}{Z}$ لکھا جا سکتا ہے جہاں

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{r_o} + j\omega C + \frac{1}{r + j\omega L}$$



شکل ۸.۸: امالہ-کپیسٹر مرتعش

کے برابر ہے۔ یوں

$$g_m v_{gs} = -\left(\frac{1}{r_o} + j\omega C + \frac{1}{r + j\omega L}\right) v_o \tag{۸.۱۸}$$

ہو گا۔ r اور L سلسلہ وار جڑے ہیں اور یوں

$$v_L = \left(\frac{j\omega L}{r + j\omega L}\right) v_o \tag{۸.۱۹}$$

کے برابر ہے۔ یوں مساوات ۸.۱۷ کو

$$v_{gs} = -\left(\frac{M}{L}\right)\left(\frac{j\omega L}{r + j\omega L}\right) v_o \tag{۸.۲۰}$$

اور مساوات ۸.۱۸ 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۔

$$\begin{aligned} j\omega M g_m &= \frac{r + j\omega L}{r_o} + j\omega C\left(r + j\omega L\right) + 1 \\ &= \frac{r}{r_o} + \frac{j\omega L}{r_o} + j\omega C r - \omega^2 LC + 1 \end{aligned} \tag{۸.۲۱}$$

اس مساوات میں حقیقی اور خیالی جزو علیحدہ کئے جا سکتے ہیں۔ حقیقی جزو حل کرتے قدرتی تعدد ω_0 کی قیمت حاصل ہوتی ہے

$$\frac{r}{r_o} - \omega_0^2 LC + 1 = 0$$
$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC}\left(\frac{r}{r_o} + 1\right)} \tag{۸.۲۲}$$

حقیقت میں مشترکہ امالہ کی مزاحمت r کی قیمت ماسفیٹ کے مزاحمت r_o سے نہایت کم ہوتی ہے یعنی $r_o \gg r$ ہوتا ہے۔ یوں مندرجہ بالا مساوات کے مطابق قدرتی تعدد کی قیمت تقریباً LC کی قدرتی تعدد کے برابر ہوتی ہے یعنی

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \tag{۸.۲۳}$$

جہاں تقریباً کی جگہ برابر کا نشان استعمال کیا گیا ہے۔ اس اتفاقی اور دلچسپ نتیجے کے مطابق یہ مسر تعش متوازی جڑے LC کی قدرتی **گمکی تعدد**[۹] پر ارتعاش کرتا ہے۔ اسی نتیجے کی بنا پر اس مسر تعش کو LC **ہمسر مرتعش**[۱۰] کہا جاتا ہے۔ اس مسر تعش کی تعدد کپیسٹر C کی قیمت تبدیل کرتے ہوئے تبدیل کی جا سکتی ہے۔
مساوات ۸.۲۱ میں خیالی جزو حل کرتے ہوئے کم سے کم g_m کی قیمت حاصل ہوتی ہے یعنی

$$\omega M g_m = \frac{\omega L}{r_o} + \omega C r$$
$$g_m = \frac{1}{M}\left(\frac{L}{r_o} + Cr\right) \tag{۸.۲۴}$$

r کو نظر انداز کرتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ مسر تعش ω_0 پر ارتعاش کرے گا۔ ω_0 پر متوازی جڑے LC کی برقی رکاوٹ لامحدود ہو گی اور بنیادی ایمپلیفائر کے لئے ہم

$$v_o = -g_m v_{gs} r_o$$

لکھ سکتے ہیں۔ یوں

$$A_v = \frac{v_o}{v_{gs}} = -g_m r_o$$

ہو گا۔ لامحدود بوجھ پر افزائش کی حتمی قیمت کو μ لکھتے ہوئے یعنی $\mu = g_m r_o$ لیتے ہوئے مساوات ۸.۲۴ میں r_o کی

[۹] resonant frequency
[۱۰] LC tuned oscillator

جگہ $\frac{\mu}{g_m}$ لکھتے ہوئے حل کرتے ہیں۔

$$g_m M = \frac{L}{r_o} + Cr$$
$$g_m M = \frac{L g_m}{\mu} + Cr$$
$$g_m = \frac{\mu C r}{\mu M - L}$$

حقیقی مرتعش کی g_m اس سے زیادہ ہو گی۔

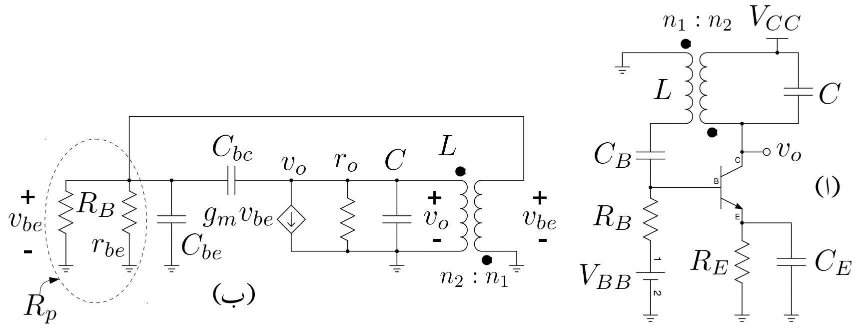
۸.۴.۱ خود-مائل دور

شکل ۸.۸ میں $nJFET$ کے مائل ہونے پر غور کرتے ہیں۔ تصور کریں کہ مرتعش ارتعاش پذیر ہے۔ یوں مشترکہ امالہ کی وجہ سے گیٹ پر سائن نما برقی دباو $V_p \sin \omega t$ پایا جائے گا۔ $nJFET$ کے گیٹ پر جب بھی مثبت برقی دباو لاگو کی جائے یہ کسی بھی ڈایوڈ کی طرح سیدھا مائل ہو جاتا ہے۔ گیٹ کا ڈایوڈ، کپیسٹر C_g اور مزاحمت R_g بطور چوٹی حاصل کار کردار ادا کرتے ہیں جس پر حصہ ۲.۴ میں تفصیلاً غور کیا گیا ہے۔ یوں کپیسٹر C_g پر برقی دباو، گیٹ پر پائے جانے والے سائن نما لہر کے چوٹی برابر ہو جائے گا یعنی اس پر V_p برقی دباو پایا جائے گا۔ جیسا شکل میں دکھایا گیا ہے، کپیسٹر پر برقی دباو کا مثبت سرا برقی زمین کے ساتھ جڑا ہے۔ یوں گیٹ پر $-V_p$ برقی دباو 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 دباو برقرار رہے۔ ایسا کرنے کی خاطر $R_g C_g \gg \frac{1}{f}$ رکھا جاتا ہے جہاں f لہر کی تعدد ہے۔ اس مرتعش کی تعدد حاصل کرتے وقت تصور کیا گیا تھا کہ گیٹ پر برقی رو کا گزر ممکن نہیں۔ یہاں ہم دیکھتے ہیں کہ $nJFET$ کو مائل کرنے کی خاطر گیٹ کے ڈایوڈ کا سیدھا مائل ہونا لازم ہے۔ چونکہ لہر کی چوٹی پر نہایت کم دورانیہ کے لئے گیٹ سیدھا مائل ہوتا ہے جبکہ بقایا تمام وقت یہ الٹ مائل رہتا ہے لہٰذا 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 دباو پایا جاتا ہے۔ یوں $nJFET$ زیادہ i_{DS} گزرنے دیتا ہے جس سے اس کی g_m کی قیمت بھی زیادہ ہوتی ہے۔ زیادہ g_m کی وجہ سے دور کا ارتعاش پذیر ہونا ممکن ہوتا ہے۔ تصور کریں کہ ایسا ہی ہوتا ہے۔ g_m کی زیادہ قیمت کی وجہ سے ارتعاشی لہر کا حیطہ بڑھتا جاتا ہے جس سے C_g پر برقی دباو 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 حیطہ برقرار رہتا ہے۔

۸.۵ ٹرانزسٹر ہمسر مرتعش

حصہ ۸.۴ میں $nJFET$ کا کم تعددی ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے مرتعش کو حل کرنا دکھایا گیا جس میں ٹرانسفار مر کو بطورِ مشترکہ امالہ تصور کیا گیا۔ اس حصے میں دو جوڑ ٹرانزسٹر کا بلند تعددی ریاضی نمونہ اور ٹرانسفار مر



شکل ۸.۹: ٹرانزسٹر ہمسر مرتعش

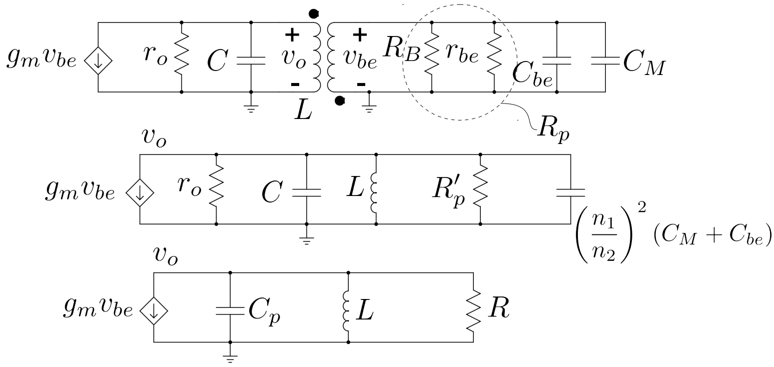
کے مساوات استعمال کرتے ہوئے **ہمسر مرتعش**[11] کا حل دکھایا جائے گا۔ ظاہر ہے کہ فیٹ پر مبنی مرتعش کو بھی اسی طرح حل کیا جا سکتا ہے۔ بلند تعدد پر ٹرانزسٹر (یا فیٹ) کے بلند تعدد ریاضی نمونہ ہی سے درست جوابات حاصل ہوتے ہیں لہٰذا بلند تعدد پر چلنے والے مرتعش کو حل کرتے ہوئے ٹرانزسٹر (یا فیٹ) کا بلند تعدد ریاضی نمونہ استعمال کرنا ضروری ہے۔ شکل ۸.۹ الف میں **ٹرانزسٹر ہمسر مرتعش** دکھایا گیا ہے۔ ٹرانزسٹر کا بلند تعددی ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے شکل ب میں اسی کا مساوی دور دکھایا گیا ہے جس میں C_B اور C_E کو لامحدود تصور کیا گیا ہے۔ **مسئلہ ملر**[12] کی مدد سے C_{bc} کا مساوی ملر کپیسٹر C_M استعمال کرتے ہیں۔ یوں C_{be} اور C_M متوازی جڑ جاتے ہیں۔ شکل ۸.۱۰ 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 r_{be} اور R_B کو R_p لکھتے ہوئے ٹرانسفارمر کی دوسری جانب منتقل کرتے R'_p حاصل ہوتا ہے جہاں

$$R'_p = \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 R_p$$

C_{be} اور C_M متوازی جڑے ہیں لہٰذا ان کا مجموعہ $C_{be} + C_M$ اور برقی رکاوٹ $\frac{1}{j\omega(C_{be}+C_M)}$ کے برابر ہے۔ اس کا عکس

$$\left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 \times \frac{1}{j\omega\left(C_{be}+C_M\right)}$$

[11] tuned oscillator
[12] Miller theorem



شکل ۸.۱۰: ٹرانزسٹر ہمسر مرتعش کا باریک اشاراتی مساوی دور

ہو گا جس کو

$$\frac{1}{j\omega\left[\frac{n_1^2}{n_2^2}(C_{be}+C_M)\right]}$$

لکھا جا سکتا ہے۔ یوں $C_{be}+C_M$ کا عکس

$$\left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2(C_{be}+C_M)$$

حاصل ہوتا ہے جو C کے متوازی پایا جاتا ہے۔ ان تمام متوازی جڑے کپیسٹروں کو C_p لکھا گیا ہے جہاں

$$C_p = C + \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2(C_{be}+C_M)$$

کے برابر ہے۔ اسی طرح متوازی جڑے r_o اور R'_p کے مجموعے کو R لکھا جا سکتا ہے۔ ایسا کرتے ہوئے شکل ب سے شکل پ حاصل ہوتا ہے۔

شکل پ کو حل کرتے ہیں جس میں

$$\frac{1}{Z} = j\omega C_p + \frac{1}{j\omega L} + \frac{1}{R}$$

کے برابر ہے۔ یوں $v_o = -g_m v_{be} Z$ کے برابر ہو گا جسے $-g_m v_{be} = \frac{v_o}{Z}$ لکھا جا سکتا ہے یعنی

$$-g_m v_{be} = \left(j\omega C_p + \frac{1}{j\omega L} + \frac{1}{R}\right)v_o \tag{۸.۲۵}$$

ٹرانسفارمر کے دو جانب برقی دباو کی شرح ان دو جانب لچھوں کے چکر کی شرح کے برابر ہوتا ہے۔ مزید اگر ایک جانب برقی دباو کا مثبت سرا ٹرانسفارمر کی علامت پر دکھائے نقطے کی طرف ہو تو دوسری جانب بھی برقی دباو کا مثبت 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 مثبت سرا نقطے کی جانب جبکہ دوسری جانب v_{be} کا مثبت سرا بغیر نقطے کی طرف رکھا ہے۔ ایسا کرنے سے اشارے میں $180°$ کی تبدیلی پیدا کی جاتی ہے جو کہ RC مرتعش میں تین کڑی RC سے حاصل کی گئی تھی۔

یوں مساوات ۸.۲۵ 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

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC_p}} = \frac{1}{\sqrt{L\left[C + \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 (C_{be} + C_M)\right]}} \tag{۸.۲۶}$$

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 جا سکتا ہے۔ r_o کی قیمت نسبتاً بہت زیادہ ہوتی ہے لہٰذا $\frac{1}{r_o}$ 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 درجہ زیادہ ہوتی ہے لہٰذا

$$R_p = \frac{R_B r_{be}}{R_B + r_{be}} \approx r_{be}$$

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

$$\beta = \frac{n_1}{n_2} \tag{۸.۲۷}$$

حاصل ہوتا ہے۔

قدرتی تعدد ω_o پر متوازی جڑے L اور C_p کی برقی رکاوٹ لامحدود ہوتی ہے لہٰذا شکل ۸.۱۰ پ میں

$$A_v = \frac{v_o}{v_{be}} = -g_m R \tag{۸.۲۸}$$

کے برابر ہو گا۔ یوں ملر کپیسٹر

$$C_M = C_{bc}\left(1 + g_m R\right)$$

کے برابر ہو گا۔

چونکہ $\beta \gg 1$ ہوتا ہے لہٰذا $\frac{n_1}{n_2} \gg 1$ ہو گا۔ اگر β کی قیمت $\frac{n_1}{n_2}$ سے معمولی زیادہ ہو تب مرتعش سائن نما لہر خارج کرتا ہے۔ $\frac{n_1}{n_2} \gg \beta$ کی صورت میں ٹرانزسٹر غیر خطی خطے میں داخلی ہو گا اور یہ مستطیل برقی رو پیدا کرے گا البتہ L اور C_p اپنی قدرتی گمکی تعدد ω_o پر ارتعاش کرتے ہیں لہٰذا مرتعش سائن نما برقی دباو v_o ہی خارج کرے گا۔

۸.۶ عمومی مرتعش

شکل ۸.۱۱ الف میں عمومی مرتعش دکھایا گیا ہے۔ کئی قسم کے مرتعش اس عمومی طرز پر بنائے جاتے ہیں جہاں بنیادی ایمپلیفائر کسی بھی قسم کا ہو سکتا ہے مثلاً حابی ایمپلیفائر، دو جوڑ ٹرانزسٹر یا فیٹ پر مبنی ایمپلیفائر وغیرہ۔ اس حصے میں بنیادی ایمپلیفائر کے داخلی مزاحمت کو لامحدود تصور کیا گیا ہے۔ ایسا فیٹ پر مبنی ایمپلیفائر یا حابی ایمپلیفائر کے استعمال سے ممکن ہے۔ شکل ب میں ایمپلیفائر کا تھونن مساوی دور استعمال کیا گیا ہے جہاں ایمپلیفائر کے خارجی مزاحمت کو R_o لکھا گیا ہے۔ شکل ب میں

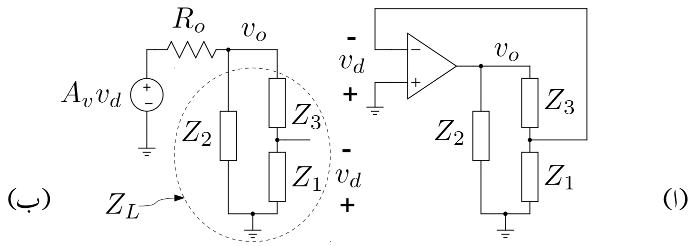
$$\frac{1}{Z_L} = \frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_1 + Z_3}$$
$$Z_L = \frac{Z_2\left(Z_1 + Z_3\right)}{Z_1 + Z_2 + Z_3}$$

کے برابر ہے۔ یوں

$$v_o = A_v v_d \left(\frac{Z_L}{R_o + Z_L}\right) \tag{۸.۲۹}$$

کے برابر ہو گا۔ مزید یہ کہ Z_1 اور Z_3 کو سلسلہ وار جڑے تصور کرتے ہوئے

$$v_d = -\left(\frac{Z_1}{Z_1 + Z_3}\right) v_0 \tag{۸.۳۰}$$



شکل ۸.۱۱: عمومی مرتعش

حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح مساوات ۸.۲۹ سے

$$v_o = A_v \left(\frac{-Z_1}{Z_1+Z_3}\right) v_o \left(\frac{\frac{Z_2(Z_1+Z_3)}{Z_1+Z_2+Z_3}}{R_o + \frac{Z_2(Z_1+Z_3)}{Z_1+Z_2+Z_3}}\right)$$
$$1 = \frac{-A_v Z_1 Z_2}{R_o\left(Z_1+Z_2+Z_3\right)+Z_2\left(Z_1+Z_3\right)} \tag{۸.۳۱}$$

حاصل ہوتا ہے۔

اس مرتعش میں Z برقی رکاوٹ کو ظاہر کرتا ہے یوں امالہ کی صورت میں $Z = j\omega L$ ہو گا جبکہ کپیسٹر کی صورت میں $Z = -\frac{j}{\omega C}$ ہو گا۔ ہم ωL کو X_L جبکہ $-\frac{1}{\omega C}$ کو X_C لکھتے ہوئے $Z = jX$ لکھ سکتے ہیں جہاں مثبت X امالہ کو ظاہر کرے گا جبکہ منفی X کپیسٹر کو ظاہر کرے گا۔ اس طرح مساوات ۸.۳۱ کو یوں لکھا جا سکتا ہے۔

$$1 = \frac{-A_v jX_1 jX_2}{R_o\left(jX_1+jX_2+jX_3\right)+jX_2\left(jX_1+jX_3\right)}$$
$$1 = \frac{A_v X_1 X_2}{jR_o\left(X_1+X_2+X_3\right)-X_2\left(X_1+X_3\right)} \tag{۸.۳۲}$$

اس مساوات کے بائیں ہاتھ صرف حقیقی مقداریں جبکہ اس کے دائیں ہاتھ حقیقی اور خیالی دونوں مقداریں پائے جاتے ہیں۔ مساوات کے دو اطراف صرف اور صرف اس صورت برابر ہو سکتے ہیں جب دونوں جانب مقداریں برابر ہوں۔ چونکہ بائیں ہاتھ خیالی مقداریں نہیں پائے جاتے لہٰذا دائیں جانب خیالی مقداروں کی قیمت صفر ہو گی یعنی

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0 \tag{۸.۳۳}$$

اور یوں مساوات ۸.۳۲ مندرجہ ذیل صورت اختیار کر لے گا۔

$$1 = \frac{-A_v X_1 X_2}{X_2\left(X_1+X_3\right)} = \frac{-A_v X_1}{X_1+X_3}$$

مساوات ۸.۳۳ سے $-X_2 = X_1 + X_3$ حاصل ہوتا ہے جسے مندرجہ بالا مساوات میں استعمال کرتے ہوئے

$$1 = \frac{A_v X_1}{X_2}$$

یعنی

$$A_v = \frac{X_2}{X_1} \tag{۸.۳۴}$$

دیتا ہے۔ مساوات ۸.۳۴ مرتعش کی درکار A_v دیتا ہے۔ حقیقت میں A_v اس قیمت سے زیادہ رکھا جائے گا۔ اس مساوات میں A_v مثبت قیمت رکھتا ہے لہٰذا مساواتی نشان کے دونوں جانب مثبت قیمتیں تب ممکن ہیں جب X_1 اور X_2 کی قیمتیں بھی یا تو دونوں مثبت ہوں اور یا پھر دونوں منفی ہوں۔ یعنی یا یہ دونوں امالہ ہوں یا پھر دونوں کپیسٹر۔ چونکہ مساوات ۸.۳۳ کے تحت $-X_3 = X_1 + X_2$ ہوگا لہٰذا اگر X_1 اور X_2 دونوں امالہ ہوں تب X_3 کپیسٹر ہوگا اور ایسی صورت میں مرتعش کو **ہارٹلے مرتعش**[13] پکارتے ہیں اور اگر X_1 اور X_2 دونوں کپیسٹر ہوں تب X_3 امالہ ہوگا اور ایسی صورت میں اسے **کالپٹس مرتعش**[14] پکارا جاتا ہے۔[15]

اگر X_1 اور X_2 دونوں امالہ ہوں تب مساوات ۸.۳۳ کو

$$j\omega L_1 + j\omega L_2 - \frac{j}{\omega C_3} = 0$$

لکھا جا سکتا ہے جس سے

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{(L_1 + L_2)\, C}} \tag{۸.۳۵}$$

حاصل ہوتا ہے۔ اسی طرح اگر X_1 اور X_2 کپیسٹر ہوں تب مساوات ۸.۳۳ کو

$$-\frac{j}{\omega C_1} - \frac{1}{\omega C_2} + j\omega L_3 = 0$$

لکھا جا سکتا ہے جس سے

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \tag{۸.۳۶}$$

حاصل ہوتا ہے جہاں

$$C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \tag{۸.۳۷}$$

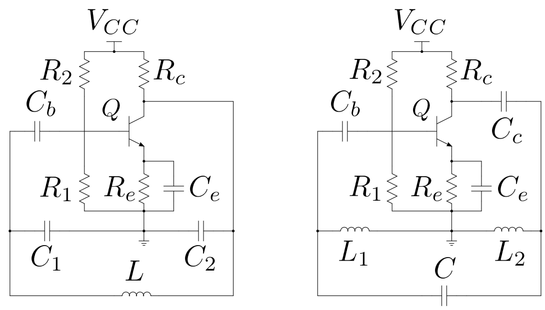
یعنی C_1 اور C_2 کی سلسلہ وار جڑی کل کپیسٹر ہے۔

---

[13] Hartley oscillator

[14] Colpitts oscillator

[15] رالف ہارٹلے نے ہارٹلے مرتعش جبکہ ایڈون ہنری کالپٹس نے کالپٹس مرتعش کا دور دریافت کیا۔



(ب) (ا)

شکل ۸.۱۲: ٹرانزسٹر پر مبنی ہارٹلے اور کالپٹس مرتعش

۸.۷ ہارٹلے اور کالپٹس مرتعش

شکل ۸.۱۲ میں ٹرانزسٹر ایمپلیفائر استعمال کرتے ہوئے ہارٹلے اور کالپٹس مرتعش بنائے گئے ہیں۔ شکل الف میں واپس کار یعنی L_1، L_2 اور C کی شمولیت سے بنیادی ایمپلیفائر مرتعش میں تبدیل ہو جاتا ہے۔ شکل ۸.۱۱ کے ساتھ موازنہ کرنے سے آپ دیکھ سکتے ہیں کہ L_1 دراصل X_1 ہے، L_2 دراصل X_2 ہے جبکہ C دراصل X_3 ہے۔ C_b اور C_c اس بات کو یقینی بناتے ہیں کہ واپس کار کی شمولیت سے بنیادی ایمپلیفائر کے نقطہ مائل پر کوئی اثر نہیں ہو گا۔ شکل ب میں C_c کی ضرورت نہیں چونکہ C_1، C_2 اور C_b کی موجودگی میں اس راستے یک سمت رو کا گزر ممکن نہیں۔ C_e قصری کپیسٹر[16] ہے جبکہ C_c اور C_b جفتی کپیسٹر[17] ہیں۔ چالو تعدد پر C_e، C_b اور C_c کو لامحدود تصور کیا جاتا ہے۔

بلند تعدد پر ان اشکال کو حل کرتے ہوئے ٹرانزسٹر کے بلند تعددی 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 تعدد کالپٹس مرتعش تخلیق دیتے وقت ٹرانزسٹر کے بلند تعدد ریاضی نمونے کے جزو C_{be} اور C_{bc} کا مساوی ملر کپیسٹر[18] C_M کے مجموعے کو بطور C_1 استعمال کیا جاتا ہے (یعنی $C_1 = C_{be} + C_M$)۔

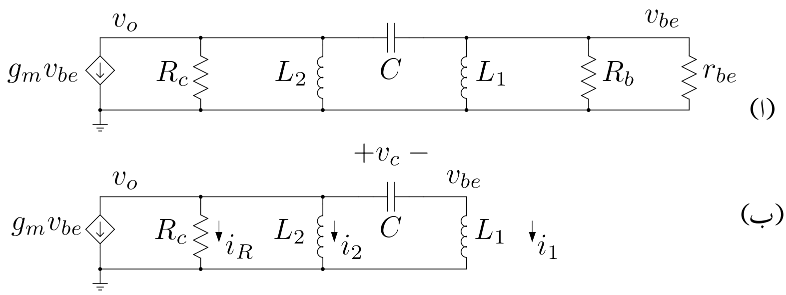
شکل ۸.۱۱ کے عمومی مرتعش میں بنیادی ایمپلیفائر کا داخلی مزاحمت لامحدود ہے جبکہ شکل ۸.۱۲ کے دونوں مرتعش میں ایسا نہیں ہے۔

مثال ۸.۲: ٹرانزسٹر کا پست تعددی ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے شکل ۸.۱۲ الف کو حل کریں۔ حل کرتے وقت بنیادی ایمپلیفائر کے داخلی مزاحمت کو لامحدود تصور کرتے ہوئے نظر انداز کریں۔

حل: شکل ۸.۱۳ الف میں اس کا باریک اشاراتی مساوی دور دکھایا گیا ہے جس میں $R_1 \parallel R_2$ کو R_b

---

[16] bypass capacitor
[17] coupling capacitors
[18] Miller capacitance



شکل ۸.۱۳: ٹرانزسٹر پر مبنی ہارٹلے مرتعش کا پست تعددی مساوی دور

لکھا گیا ہے۔ بنیادی ایمپلیفائر کا داخلی مزاحمت $r_{be} \parallel R_b$ کے برابر ہے جو $j\omega L_1$ کے متوازی جڑا ہے۔ اگرچہ ہم مزاحمت $r_{be} \parallel R_b$ کو شامل کرتے ہوئے آگے بڑھ سکتے ہیں، میں چاہوں گا کہ $R_b \parallel r_{be} \gg |j\omega L_1|$ تصور کرتے ہوئے آگے بڑھیں تاکہ عمومی مرتعش کی طرح نتائج حاصل ہوں جہاں ایمپلیفائر کا داخلی مزاحمت لا متناہی ہے۔ یوں شکل ب حاصل ہوتا ہے۔

شکل ب میں اگر ٹرانزسٹر کا داخلی برقی دباو v_{be} ہو تب L_1 میں برقی رو

$$i_1 = \frac{v_{be}}{j\omega L_1}$$

ہوگی 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 دباو پیدا کرے گا۔ یوں

$$\begin{aligned} v_o &= v_{be} + v_c \\ &= v_{be} - \frac{v_{be}}{\omega^2 L_1 C} \end{aligned}$$

ہوگا۔ L_2 میں

$$i_2 = \frac{v_o}{j\omega L_2} = \frac{v_{be} - \frac{v_{be}}{\omega^2 L_1 C}}{j\omega L_2}$$

اور R_c میں

$$i_R = \frac{v_o}{R_c} = \frac{v_{be} - \frac{v_{be}}{\omega^2 L_1 C}}{R_c}$$

پایا جائے گا۔ یوں کرخوف کے قانون برائے برقی رو کی 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 اجزاء علیحدہ علیحدہ کرتے ملتا ہے

$$
\begin{aligned}
0 &= \frac{1}{j\omega L_2} - \frac{1}{j\omega^3 L_1 L_2 C} + \frac{1}{j\omega L_1} && \text{خیالی} \\
-g_m &= \frac{1}{R_c} - \frac{1}{\omega^2 R_c L_1 C} && \text{حقیقی}
\end{aligned}
$$

خیالی جزو سے

$$
\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{(L_1 + L_2)\,C}} \tag{۸.۳۸}
$$

اور حقیقی جزو سے

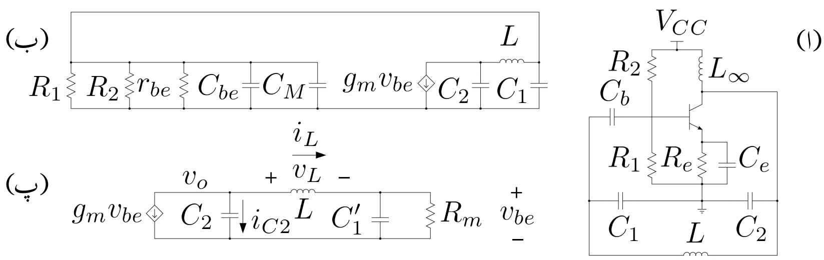
$$
g_m R_c = |A_v| = \frac{L_2}{L_1} \tag{۸.۳۹}
$$

حاصل ہوتا ہے۔ ان دو مساوات کا مساوات ۸.۳۵ اور مساوات ۸.۳۴ سے موازنہ کریں۔

مثال ۸.۳: شکل ۸.۱۴ الف میں ٹرانزسٹر پر مبنی کالپٹس مرتعش دکھایا گیا ہے جس میں ٹرانزسٹر کے کلکٹر پر امالہ L_∞ نسب کیا گیا ہے۔ اس امالہ کی قیمت مرتعش کے تعدد پر لامحدود 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 ملر کی مدد سے C_{bc} کا مساوی C_M دکھایا گیا ہے۔ متوازی جڑے مزاحمت R_1، R_2 اور r_{be} کو R_m جبکہ متوازی جڑے کپیسٹر C_{be}، C_M اور C_1 کو C_1' لکھتے ہوئے شکل پ حاصل کی گئی ہے۔ حقیقت میں r_{be} کی قیمت R_1 اور R_2 سے بہت کم ہوتی ہے اور $r_{be} \approx R_m$ لیا جا سکتا ہے۔ R_m اور C_1' متوازی جڑے ہیں اور ان پر برقی دباو v_{be} پایا جاتا ہے۔ یوں ان میں برقی رو

$$
\begin{aligned}
i_{R_m} &= \frac{v_{be}}{R_m} \\
i_{C_1'} &= j\omega C_1' v_{be}
\end{aligned}
$$



شکل ۸.۱۴: ٹرانزسٹر پر مبنی کالپٹس مرتعش

ہو گی۔ یوں کرخوف کے قانون برائے برقی رو کے تحت

$$i_L = i_{R_m} + i_{C_1'} = \frac{v_{be}}{R_m} + j\omega C_1' v_{be}$$

ہو گا۔ اس طرح

$$v_L = j\omega L i_L = j\omega L \left(\frac{1}{R_m} + j\omega C_1'\right) v_{be}$$

جبکہ

$$v_o = v_{be} + v_L = \left[1 + j\omega L \left(\frac{1}{R_m} + j\omega C_1'\right)\right] v_{be}$$

اور

$$i_{C_2} = j\omega C_2 v_o = j\omega C_2 \left[1 + j\omega L \left(\frac{1}{R_m} + j\omega C_1'\right)\right] v_{be}$$

ہوں گے۔ کرخوف کے قانون برائے برقی رو کے تحت $i_{C_2} + i_L = -g_m v_{be}$ ہے یعنی

$$\begin{aligned}
-g_m v_{be} &= j\omega C_2 \left[1 + j\omega L \left(\frac{1}{R_m} + j\omega C_1'\right)\right] v_{be} + \left(\frac{1}{R_m} + j\omega C_1'\right) v_{be} \\
-g_m &= j\omega C_2 \left[1 + j\omega L \left(\frac{1}{R_m} + j\omega C_1'\right)\right] + \left(\frac{1}{R_m} + j\omega C_1'\right) \\
-g_m &= j\omega C_2 - \omega^2 L C_2 \left(\frac{1}{R_m} + j\omega C_1'\right) + \frac{1}{R_m} + j\omega C_1' \\
-g_m &= j\omega C_2 - \frac{\omega^2 L C_2}{R_m} - j\omega^3 C_1' L C_2 + \frac{1}{R_m} + j\omega C_1'
\end{aligned} \tag{۸.۴۰}$$

اس مساوات کے خیالی جزو سے حاصل ہوتا ہے

$$\omega C_2 - \omega^3 C_1' L C_2 + \omega C_1' = 0$$
$$\omega \left(C_2 - \omega^2 C_1' L C_2 + C_1' \right) = 0$$

چونکہ چالو مرتعش کی تعدد صفر نہیں ہوتی (یعنی $\omega \neq 0$) لہٰذا

$$C_2 - \omega^2 C_1' L C_2 + C_1' = 0$$

ہو گا جس سے حاصل ہوتا ہے

$$\omega = \omega_o = \sqrt{\frac{C_1' + C_2}{L C_1' C_2}} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \tag{۸.۴۱}$$

جہاں

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1'} + \frac{1}{C_2} = \frac{C_1' + C_2}{C_1' C_2} \tag{۸.۴۲}$$

کے برابر ہے۔ ω_o مرتعش کی قدرتی تعدد ہے۔
مساوات ۸.۴۰ کے حقیقی جزو سے حاصل ہوتا ہے۔

$$-g_m = -\frac{\omega^2 L C_2}{R_m} + \frac{1}{R_m}$$

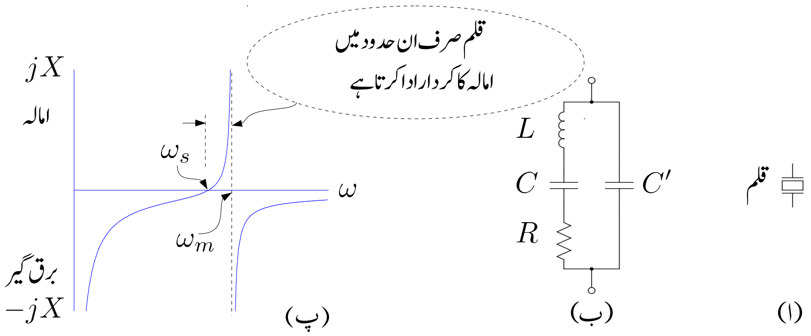
اس میں ω_o کی قیمت استعمال کرتے حاصل ہوتا ہے

$$-g_m = -\left(\frac{C_1' + C_2}{L C_1' C_2} \right) \frac{L C_2}{R_m} + \frac{1}{R_m}$$
$$g_m R_m = \frac{C_2}{C_1'}$$

$R_m \approx r_{be}$ لیتے ہوئے اور $g_m r_{be} = \beta$ کے برابر ہو گا اور یوں مندرجہ بالا مساوات سے حاصل ہو گا

$$\beta \approx \frac{C_2}{C_1'} \tag{۸.۴۳}$$

حقیقت میں β کی قیمت اس مساوات میں دیے قیمت سے زیادہ رکھی جائے گی۔



شکل ۸.۱۵: داب برقی قلم

۸.۷.۱ قلمی مرتعش

ایسا قلم[19] جسے دبانے سے اس کے دو اطراف کے مابین برقی دباو پیدا ہوتا ہے کو **داب برقی قلم**[20] کہتے ہیں۔ **داب برقی قلم** پر برقی دباو لاگو کرنے سے یہ پھیلتا (یا سکڑتا) ہے۔ ایسے **داب برقی قلم** کے قدرتی میکانی تعدد پر برقی 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 گمکی 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۔ **کوارٹز**[21] گھڑی کا صحیح وقت دکھانا مثالی ہے۔ دھاتی ڈبے میں بند، چند کلوہرٹز kHz سے کئی میگاہرٹز MHz تک کے قدرتی گمکی تعدد والے کوارٹز کے قلم، منڈی میں عام دستیاب ہیں۔ ڈبے پر قلم کی قدرتی گمکی تعدد کی قیمت لکھی گئی ہوتی ہے۔

شکل ۸.۱۵ الف میں قلم کی علامت دکھائی گئی ہے جبکہ شکل ب میں اس کا مساوی دور دکھایا گیا ہے۔ مساوی دور میں قلم کے میکانی خوبی ماس m کو امالہ L، اسپرنگ کے مستقل K کے معکوس کو کپیسٹر C اور میکانی مزاحمت کو برقی مزاحمت R سے ظاہر کیا جاتا ہے جبکہ C' قلم کے دونوں سروں پر دھاتی جوڑوں کے مابین کپیسٹر ہے۔

[19] crystal
[20] piezoelectric crystal
[21] quartz

شکل ب میں مزاحمت R کو نظر انداز کرتے ہوئے قلم کی برقی رکاوٹ حاصل کرتے ہیں۔

$$
\begin{aligned}
\frac{1}{Z} &= j\omega C' + \frac{1}{j\omega L + \frac{1}{j\omega C}} \\
&= \frac{j\omega C'\left(j\omega L + \frac{1}{j\omega C}\right) + 1}{j\omega L + \frac{1}{j\omega C}} \\
&= \frac{j\omega C'\left(j\omega L + \frac{1}{j\omega C} + \frac{1}{j\omega C'}\right)}{j\omega L + \frac{1}{j\omega C}} \\
&= \frac{j\omega C'\left(j\omega L + \frac{1}{j\omega}\left(\frac{1}{C} + \frac{1}{C'}\right)\right)}{j\omega L + \frac{1}{j\omega C}}
\end{aligned} \tag{۸.۴۴}
$$

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 ۸.۴۴ 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 دوسروں سے دیکھتے ہوئے L کے ساتھ C سلسلہ وار جڑا معلوم ہوتا ہے جبکہ L کے دوسروں سے دیکھتے ہوئے L کے ساتھ C_m متوازی جڑا معلوم ہوتا ہے۔ $\omega_s^2 = \frac{1}{LC}$ کو L اور اس کے ساتھ سلسلہ وار جڑے کپیسٹر C کی

سلسلہ وار قدرتی ٹمکی تعدد جبکہ $\omega_m^2 = \frac{1}{LC_m}$ کو L اور اس کے ساتھ متوازی جڑے کپیسٹر C_m کی متوازی قدرتی ٹمکی تعدد تصور کرتے ہوئے مندرجہ بالا مساوات کو یوں لکھا جا سکتا ہے

$$\frac{1}{Z} = \frac{j\omega C' \left(\omega^2 - \omega_m^2\right)}{\left(\omega^2 - \omega_s^2\right)}$$

جس سے حاصل ہوتا ہے

$$Z = \frac{-j\left(\omega^2 - \omega_s^2\right)}{\omega C' \left(\omega^2 - \omega_m^2\right)} \tag{۸.۴۵}$$

اس مساوات کو شکل ۸.۱۵ پ میں گراف کیا گیا ہے۔ حقیقت میں C' کی قیمت C کے قیمت سے کئی درجہ زیادہ ہوتی ہے (یعنی $C' \gg C$)۔ یوں C_m کی قیمت C سے قدر کم ہوتا ہے جس سے ω_s کی قیمت ω_m کے قیمت سے قدر کم ہوتا ہے۔ ان دو قدرتی ٹمکی تعدد کی قیمتوں میں 1% سے بھی کم فرق ہوتا ہے۔ مساوات ۸.۴۵ میں دیا برقی رکاوٹ $\omega_s < \omega < \omega_m$ کے حدود میں بطور امالہ جبکہ $\omega < \omega_s$ یا $\omega > \omega_m$ کے حدود میں بطور کپیسٹر کردار ادا کرتا ہے۔

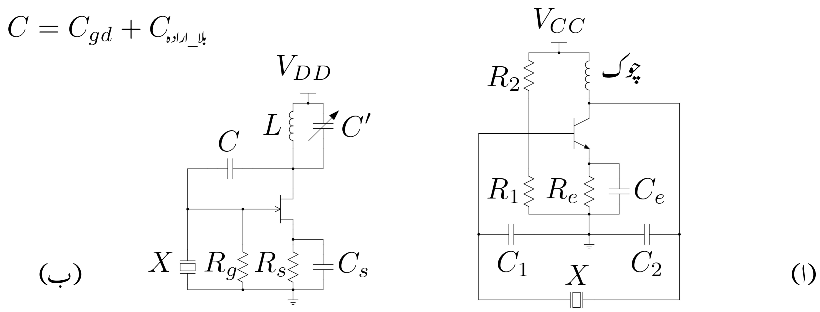
مندرجہ بالا تذکرے کو مدِ نظر رکھتے ہوئے ہم دیکھتے ہیں کہ کالپٹس مرتعش میں امالہ کی جگہ قلم استعمال کیا جا سکتا ہے۔ شکل ۸.۱۴ میں ایسا کرتے ہوئے شکل ۸.۱۶ الف کا **کالپٹس قلمی مرتعش** حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ قلم صرف $\omega_s < \omega < \omega_m$ حدود میں بطور امالہ کردار ادا کرتا ہے لہٰذا ایسا مرتعش صرف اور صرف انہیں حدود کے درمیان ارتعاش پذیر رہ سکتا ہے اور اس کی تعدد انہیں حدود کے درمیان رہے گی۔ آپ دیکھ سکتے ہیں کہ **قلمی مرتعش**[۲۲] کی تعدد صرف اور صرف قلم کی قدرتی ٹمکی تعدد پر منحصر ہے۔ اب چونکہ $\omega_m \approx \omega_s$ ہوتا ہے لہٰذا حقیقت میں ایسے مرتعش کی $\omega \approx \omega_s \approx \omega_m$ رہے گی۔ چونکہ مساوات ۸.۴۱ بھی اس مرتعش کی تعدد دیتا ہے لہٰذا قلمی مرتعش اپنی تعدد ω_s اور ω_m کے درمیان اس جگہ برقرار رکھے گا جہاں مساوات ۸.۴۵ سے حاصل قلم کی برقی رکاوٹ (یعنی L) کو استعمال کرتے ہوئے مساوات ۸.۴۱ سے بھی یہی تعدد حاصل ہو۔ قلمی مرتعش کے استعمال کا مقصد ایک حتمی تعدد حاصل کرنا ہے جو قلم کو $\omega_m \approx \omega_s$ حدود میں استعمال کرتے حاصل ہوتا ہے۔

شکل ۸.۱۶ ب میں قلمی ہارٹلے مرتعش دکھایا گیا ہے۔ C' کو نظرانداز کرتے اور قلم کو امالہ تصور کرتے ہوئے L، C اور قلم ہارٹلے مرتعش کی جانی پہچانی شکل میں جڑے ہیں۔ C' کی قیمت اتنی رکھی جاتی ہے کہ درکار تعدد پر متوازی جڑے L اور C' (جنہیں عام فہم میں LC **ٹینک**[۲۳] کہا جاتا ہے) کا مجموعہ امالہ کا کردار ادا کرے۔ عموماً C' قابل تبدیل کپیسٹر ہوتا ہے جس کی قیمت تبدیل کرتے ہوئے مرتعش کی تعدد باریکی سے قابو کی جاتی ہے۔ چونکہ متوازی جڑے LC کی برقی رکاوٹ ان کے قدرتی متوازی تعدد پر لامحدود ہوتی ہے لہٰذا LC ٹینک کی قدرتی متوازی تعدد کو مرتعش کے تعدد کے قریب رکھتے ہوئے $nJFET$ کے ڈرین پر بہت زیادہ برقی رکاوٹ حاصل کیا جاتا ہے

---

[۲۲] crystal oscillator

[۲۳] tank



شکل ۸.۱۶: قلمی کالپٹس اور ہارٹلے مرتعش

جس سے بنیادی ایمپلیفائر کی افزائش زیادہ حاصل ہوتی ہے اور ارتعاشی اشارے کا حیطہ زیادہ سے زیادہ حاصل کرنا ممکن ہوتا ہے۔ اس مرتعش میں بیرونی کپیسٹر C کا استعمال ضروری نہیں۔ نہایت بلند تعدد حاصل کرتے وقت اس کپیسٹر کو نسب نہیں کیا جاتا اور $nJFET$ کی اندرونی کپیسٹر C_{gd} اور $nJFET$ کے ڈرین اور گیٹ کے مابین تاروں کے مابین بلاارادہ پائے جانے والے کپیسٹر کو زیر استعمال لایا جاتا ہے۔

سوالات

سوال ۸.۱: شکل ۸.۳ 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 $f = 10\,\text{kHz}$ اور $C = 0.01\,\mu\text{F}$ ہوں تب $\hat{V}_o$ اور $\hat{V}_i$ میں کل $-120°$ کا زاویہ حاصل کرنے کی خاطر درکار مزاحمت حاصل کریں۔
جوابات:

$$\frac{\hat{V}_o}{\hat{V}_i} = \frac{1}{1 + j3\omega RC - \omega^2 R^2 C^2}$$
$$R = 1196\,\Omega$$

سوال ۸.۲: RC مرتعش میں کم سے کم ممکنہ β کا ٹرانزسٹر استعمال کیا جاتا ہے۔ $R = 200\,\Omega$ کی صورت میں Z_{RC} کی قیمت حاصل کریں۔
جواب: $Z_{RC} = 372 - j198$

سوال ۸.۳: شکل ۸.۴ 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۔ $10\,\text{kHz}$ 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۔ $k = 2.69$ استعمال کرتے ہوئے $R = 1115\,\Omega$ حاصل ہوتا ہے جس سے $C = 3.5\,\text{nF}$ حاصل ہوتا ہے۔ $R_m = 2\,\text{k}\Omega$ حاصل ہوتا ہے۔ چونکہ $R_m > R'$ ہے لہٰذا تمام R برابر رکھنا ممکن نہ ہو گا اور یوں $R' = 0\,\Omega$ رکھا جائے گا۔ قدرتی تعدد $10\,\text{kHz}$ سے قدر مختلف ہو گی۔

سوال ۸.۴: شکل ۸.۴ 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۔ $10\,\text{kHz}$ پر چلنے کی خاطر درکار C اور R' حاصل کریں۔
جوابات: $I_{CQ} = 1\,\text{mA}$ اور $r_{be} = 1.25\,\text{k}\Omega$ ہیں۔ $k = 2.69$ کی صورت میں $R = 1250\,\Omega$ حاصل ہوتا ہے جس سے $C = 3.1\,\text{nF}$ حاصل ہوتا ہے۔ $R_m = 1\,\text{k}\Omega$ حاصل ہوتا ہے یوں $R' = 250\,\Omega$ رکھا جائے گا۔

سوال ۸.۵: صفحہ ۷۲۸ پر شکل ۸.۷ میں وائن مرتعش دکھایا گیا ہے۔ $R = 15.9\,\text{k}\Omega$، $C = 0.1\,\mu\text{F}$، $R_1 = 10\,\text{k}\Omega$ اور $R_2 = 25\,\text{k}\Omega$ کی صورت میں مرتعش کی قدرتی تعدد حاصل کریں۔
جواب: $f_o = 100\,\text{Hz}$

سوال ۸.۶: شکل ۸.۹ میں ٹرانزسٹر کا $\beta = 39$، $V_A = 200\,\text{V}$ اور $C_{be} = 10\,\text{pF}$، $C_{bc} = 4\,\text{pF}$ ہیں جبکہ $R_B = 5\,\text{k}\Omega$ اور $I_{CQ} = 1\,\text{mA}$ ہیں۔ ٹرانسفارمر کی $\frac{n_1}{n_2}$ حاصل کریں۔ اگر $C = 20\,\text{nF}$ اور $L = 200\,\text{nH}$ ہوں تب f_o کیا ہو گا۔

جوابات: $\frac{n_2}{n_1} = 0.02564$، $g_m = 0.04\,\mathrm{S}$، $r_{be} = 925\,\Omega$، $r_o = 200\,\mathrm{k\Omega}$، $R'_p = 0.51\,\Omega$، $R \approx 0.51\,\Omega$، $C_M \approx 4\,\mathrm{pF}$، $C_p = 39.166\,\mathrm{nF}$ ہیں اور یوں $f_o = 1.798\,\mathrm{MHz}$ ہو گا۔

سوال ۸.۷: شکل ۸.۱۲-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۔

جوابات: $\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ جہاں $C = \frac{C_1 C_2}{C_1+C_2}$ کے برابر ہے جبکہ $\beta = \frac{C_2}{C_1}$ حاصل ہوتا ہے۔

سوال ۸.۸: سوال ۸.۷ کے کالپٹس مرتعش میں ٹرانزسٹر کا $\beta = 50$ ہے۔ اگر اس میں $C_1 = 0.01\,\mathrm{\mu F}$ رکھا جائے تب $200\,\mathrm{kHz}$ پر ارتعاش کرتے مرتعش کے بقایا اجزاء کے قیمتیں کیا ہوں گی؟

جوابات: $C_2 = 0.5\,\mathrm{\mu F}$، $L = 65\,\mathrm{\mu F}$

سوال ۸.۹: شکل ۸.۱۲ کے کالپٹس مرتعش میں ٹرانزسٹر کا پست تعددی ریاضی نمونہ استعمال کرتے ہوئے حل کریں۔ ایسا کرتے ہوئے بنیادی ایمپلیفائر کی داخلی مزاحمت لامحدود تصور کریں۔

جوابات: $\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ جہاں $C = \frac{C_1 C_2}{C_1+C_2}$ کے برابر ہے، $g_m R_c = \frac{C_1}{C_2}$۔ ان مساوات کا مساوات ۸.۳۴ اور مساوات ۸.۳۶ کے ساتھ موازنہ کریں۔

اشاریہ