مدرسان شریف

فصل اول

«دیود»

به طور کلی الکترون‌های موجود در عناصر را می‌توان به دو گروه الکترون‌های مقید به هسته و الکترون‌های آزاد تقسیم‌بندی کرد. الکترون‌های آزاد در باند هدایت و الکترون‌های مقید در باند ظرفیت قرار دارند. عناصر موجود در طبیعت با توجه به اختلاف انرژی بین باند هدایت و باند ظرفیت به سه دسته هادی، نیمه‌هادی و عایق تقسیم می‌شوند.

در عناصر هادی یا رسانا باندهای ظرفیت و هدایت با یکدیگر اختلاف انرژی زیادی ندارند و الکترون‌های باند ظرفیت به آسانی می‌توانند به باند هدایت منتقل شوند و در ایجاد جریان الکتریکی شرکت کنند، در عناصر عایق این امکان وجود ندارد؛ زیرا فاصله بین باند هدایت و باند ظرفیت در آنها زیاد می‌باشد.

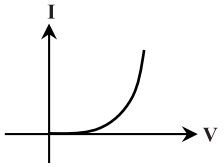
دسته سوم از عناصر که دنیای الکترونیک پیشرفت خود را مدیون آنها می‌داند عناصری هستند که رفتار آنها بین هادی‌ها و عایق‌ها می‌باشد و با کمک اعمال انرژی خارجی می‌توانند الکترون‌ها را از باند ظرفیت به باند هدایت منتقل کنند. دیود نیز یک المان نیمه‌هادی می‌باشد که در ادامه به بررسی آن می‌پردازیم.

درسنامه: تحلیل مدارات دیودی

فیزیک دیود

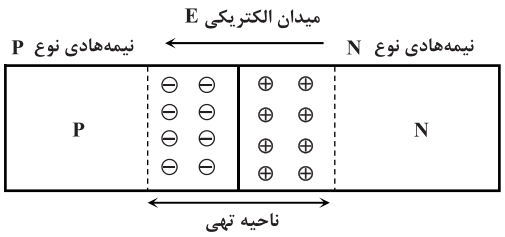
جهت افزایش هدایت الکتریکی به نیمه‌هادی‌ها می‌توان ناخالصی اضافه کرد؛ این ناخالصی می‌تواند الکترون یا حفره (عدم حضور الکترون) باشد. در صورتی که در اثر اضافه کردن ناخالصی به یک نیمه‌هادی تعداد الکترون‌ها بیشتر شود، نیمه‌هادی حاصل را نوع N می‌گویند و در صورتی که تعداد حفره‌ها در اثر اضافه کردن ناخالصی بیشتر از تعداد الکترون‌ها شود، نیمه‌هادی حاصل را نوع P می‌گویند.

هر یک از نیمه‌هادی‌های نوع N و P مشخصه ولتاژ ـ جریانی مشابه یک مقاومت الکتریکی دارند، اما زمانی که دو نیمه‌هادی نوع N و P کنار همدیگر قرار می‌گیرند و پیوند P-N را تشکیل می‌دهند، اتفاق دیگری می‌افتد و مشخصه ولتاژ ـ جریان آن مانند شکل مقابل می‌گردد که یک مشخصه کاملاً غیرخطی می‌باشد.



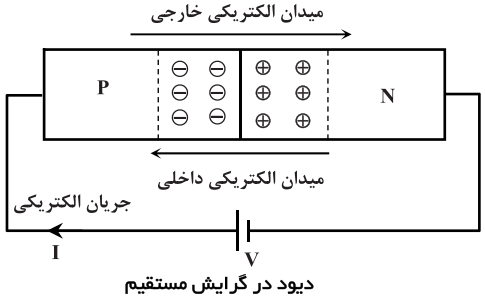
مشخصه ولتاژ ـ جریان پیوند P-N

با توجه به اینکه تعداد الکترون‌ها در نیمه‌هادی نوع N بیشتر از نوع P می‌باشد، با اتصال دو نیمه‌هادی N و P به یکدیگر الکترون‌ها از سمت N به سمت P می‌روند و با استدلال مشابه حفره‌ها از سمت P به N می‌روند. مطابق شکل مقابل تعدادی از الکترون‌ها که از ناحیه N به P می‌روند با تعدادی از حفره‌ها که از ناحیه P به N حرکت می‌کنند بازترکیب می‌شوند و تعدادی که باقی می‌مانند، ناحیه‌ای با نام ناحیه تخلیه یا تهی ایجاد می‌کنند.



ناحیه تخلیه در اتصال P-N

در واقع ناحیه تهی با ایجاد یک میدان الکتریکی داخلی و مخالف، مانع از حرکت الکترون‌ها از ناحیه N به P و حرکت حفره‌ها از ناحیه P به N می‌شود. حال در صورتی که اتصال P-N در بایاس مستقیم (ولتاژ مثبت به ناحیه P و ولتاژ منفی به ناحیه N اعمال گردد) قرار گیرد و در صورتی که میدان الکتریکی ناشی از منبع ولتاژ خارجی قوی‌تر از میدان الکتریکی داخلی پیوند P-N باشد بر آن غلبه می‌کند و سد (ولتاژ آستانه هدایت) یا مانع از بین می‌رود، لذا دیود یا اتصال P-N در بایاس مستقیم از خود جریان عبور می‌دهد.



دیود در گرایش مستقیم

در بایاس مستقیم، اگر ولتاژ دیود به تدریج اضافه شود ابتدا جریان کمی از مدار عبور می‌کند؛ اما از ولتاژ معینی به بعد جریان شروع به افزایش ناگهانی می‌کند که به این ولتاژ، آستانه هدایت می‌گویند و آن را با γ نمایش می‌دهند.

زمانی که دیود در بایاس معکوس (ولتاژ مثبت به ناحیه N و ولتاژ منفی به ناحیه P اعمال گردد) قرار گیرد، میدان الکتریکی ناشی از منبع خارجی با میدان داخلی ناحیه تهی هم‌جهت می‌شود و این امر باعث می‌شود که جریانی در پیوند P-N جاری نشود. در صورتی که ولتاژ معکوس را افزایش دهیم پدیده شکست رخ می‌دهد. شکست در بایاس معکوس با توجه به دو پدیده زیر به وجود می‌آید:

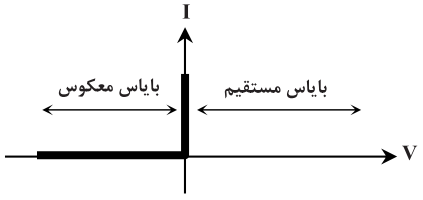
۱ـ پدیده شکست بهمنی: در اثر افزایش ولتاژ، احتمال برخورد الکترون‌ها با اتم‌های ساکن ناحیه تهی بیشتر می‌شود. در اثر این برخوردها و شکسته شدن پیوندهای کووالانسی الکترون آزاد می‌شود، الکترون جدید هم به همین ترتیب به صورت بهمنی باعث آزاد شدن الکترون‌های بیشتری می‌گردد. این پدیده برای دیودهایی که ولتاژ شکست معکوس بالایی دارند اتفاق می‌افتد.

۲ـ پدیده شکست زنری: این پدیده برای دیودهایی که ولتاژ شکست معکوس پایین‌تری دارند اتفاق می‌افتد. در این حالت نیز با افزایش میدان خارجی و شکسته شدن پیوندهای کووالانسی الکترون آزاد تولید می‌شود. در بایاس معکوس جریان ناچیزی به نام جریان اشباع معکوس از دیود عبور می‌کند. اگر ولتاژ معکوس از حدی بیشتر شود، شدت میدان الکتریکی باعث تونل زدن الکترون‌ها و در نتیجه افزایش ناگهانی جریان معکوس می‌شود.

نکته۱: قطب مثبت دیود را آند و قطب منفی آن را کاتد می‌گویند.

بررسی مدل‌های دیودی

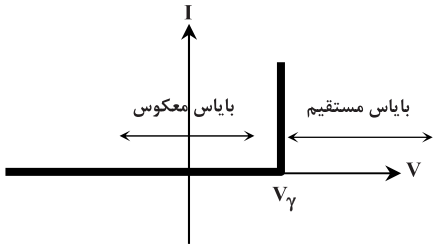
ساده‌ترین مدل ارائه شده برای یک دیود مدل ایده‌آل می‌باشد. در مدل ایده‌آل ولتاژ آستانه هدایت دیود (V_γ) صفر در نظر گرفته می‌شود و زمانی که دیود در گرایش مستقیم قرار گیرد، دیود را با یک سیم مدل می‌کنیم و زمانی که دیود در گرایش معکوس قرار گیرد، دیود را مدار باز فرض می‌کنیم. مشخصه ولتاژ ـ جریان برای مدل ایده‌آل به صورت شکل مقابل می‌باشد:



مدل ایده‌آل برای یک دیود

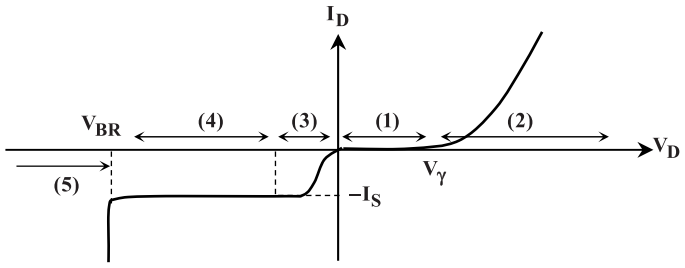
اما همان‌طور که گفتیم، به علت وجود سد ناشی از ناحیه تهی، برای عبور جریان توسط یک دیود در گرایش مستقیم باید ابتدا با اعمال ولتاژ یا میدان الکتریکی خارجی بر میدان داخلی پیوند P-N غلبه کنیم. لذا در مدل نیمه ایده‌آل ولتاژ آستانه هدایت دیود (V_γ) را مخالف صفر در نظر می‌گیریم.

در مدل نیمه ایده‌آل، زمانی که دیود در گرایش مستقیم قرار گیرد آن را با یک منبع ولتاژ ثابت با اندازه V_γ مدل می‌کنیم و زمانی که دیود در گرایش معکوس قرار گیرد دیود را مدار باز مدل می‌کنیم. مشخصه ولتاژ ـ جریان برای مدل نیمه ایده‌آل به صورت شکل مقابل می‌باشد.

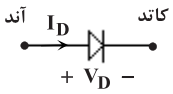


مدل نیمه ایده‌آل برای یک دیود

اما در عمل مشخصه ولتاژ ـ جریان واقعی یک دیود به صورت زیر می‌باشد:



شماتیک و مشخصه واقعی یک دیود



با توجه به شکل فوق برای یک دیود، پنج ناحیه کاری می‌توان در نظر گرفت:

۱ـ ناحیه قطع: در این ناحیه $0 < V_D < V_\gamma$ می‌باشد و لذا جریان دیود صفر می‌باشد.

۲ـ ناحیه بایاس مستقیم: در این ناحیه $V_D > V_\gamma$ می‌باشد و دیود روشن می‌شود. جریان دیود در این حالت از رابطه زیر محاسبه می‌شود:

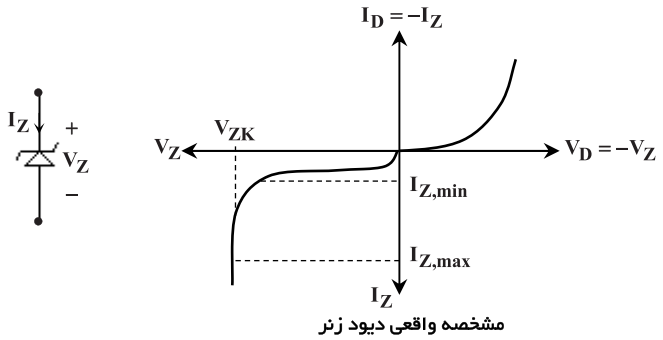
$$I_D = I_S.(e^{\frac{V_D}{\eta V_T}} - 1) \Rightarrow I_D \simeq I_S.e^{\frac{V_D}{\eta V_T}}$$

در رابطه فوق، I_S جریان اشباع معکوس دیود و V_T ولتاژ حرارتی می‌باشد که در دمای اتاق برابر $V_T = \frac{KT}{q} \simeq 25\,mv$ می‌باشد. η نیز معمولاً برابر یک می‌باشد که در واقع به جنس تشکیل‌دهنده دیود بستگی دارد.

۳ـ ناحیه انحنا: در این حالت ولتاژ معکوس اعمالی به دیود کوچک می‌باشد و جریان معکوس دیود هنوز به مقدار I_S نرسیده است. معمولاً برای مقدار $-100mv < V_D < 0$ جریان دیود را می‌توان از رابطه مقابل حساب کرد: $I_D = I_S(e^{\frac{V_D}{\eta V_T}} - 1)$

۴ـ ناحیه بایاس معکوس: در این حالت اندازه ولتاژ معکوس اعمالی بر دیود بزرگ می‌باشد و لذا طبق نمودار مشخصه در این حالت جریان I_D ثابت و برابر $-I_S$ می‌باشد؛ بنابراین می‌توان دیود در بایاس معکوس را با یک منبع جریان با اندازه I_S و در جهت کاتد (ناحیه N) به آند (ناحیه P) مدل کرد.

۵ـ ناحیه شکست: در صورتی که ولتاژ معکوس اعمالی بر دیود خیلی بزرگ شود و به حد ولتاژ شکست برسد، دیود وارد ناحیه شکست می‌شود و ولتاژ دو سرش برابر $V_D = -|V_{BR}|$ می‌شود. زمانی که دیود وارد ناحیه شکست شود مدار جریانش را تعیین می‌کند ولی ولتاژ آن مقدار ثابتی خواهد داشت و لذا از این ناحیه کاری برای مدارهای تنظیم‌کننده ولتاژ می‌توان استفاده کرد.



مشخصه واقعی دیود زنر

دیودهای معمولی معمولاً ولتاژهای شکستی در حدود چند ده ولت یا چند صد ولت دارند و برای اغلب کاربردهای ما مناسب نیستند، اما دسته دیگری از دیودها با ناخالصی زیاد تحت عنوان دیودهای زنر هستند که در آنها علاوه بر پدیده شکست زنری، شکست بهمنی نیز اتفاق می‌افتد، لذا ولتاژ شکست پایین‌تری دارند ولی رفتار کاملاً مشابهی با دیودهای معمولی دارند.

نماد مداری یک دیود زنر و مشخصه آن در شکل مقابل دیده می‌شود.

دیود زنر را معمولاً با پارامترهای $I_{Z,min}$ (حداقل جریان لازم جهت روشن شدن دیود در بایاس معکوس)، $I_{Z,max}$ (ماکزیمم جریان قابل تحمل در بایاس معکوس)، r_Z (مقاومت دینامیکی در بایاس معکوس) و $P_{Z,max}$ (حداکثر توان قابل تحمل دیود زنر در بایاس معکوس) معرفی می‌کنند. ولتاژ دیود زنر در بایاس معکوس توسط رابطه مقابل بیان می‌شود:

$$V_Z = V_{ZK} + r_Z . I_Z$$

تحلیل کلی مدارهای دارای دیود

برای تحلیل مداراتی که در آنها چند دیود به کار گرفته شده است، معمولاً روش حل بدین صورت می‌باشد که برای تک‌تک دیودها ابتدا وضعیتی را فرض می‌کنیم، سپس شرایط درستی یا نادرستی فرض خود را بررسی می‌کنیم و زمانی که با مشخص کردن وضعیت تمام دیودها به تناقض نرسیم، می‌توانیم نتیجه بگیریم که وضعیت دیودها را درست فرض کرده‌ایم. برای تعیین وضعیت دیودها به نکات زیر توجه می‌کنیم:

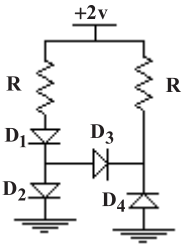
۱ـ در یک مدار دیودی که آند آن به بیشترین ولتاژ وصل شده باشد، قطعاً روشن است و دیودی که آند آن به کمترین ولتاژ مدار وصل است قطعاً خاموش است.

۲ـ در یک مدار دیودی که کاتد آن به کمترین ولتاژ مدار وصل شده باشد، قطعاً روشن است و دیودی که کاتد آن به بیشترین ولتاژ مدار وصل است قطعاً خاموش است.

با توجه به نکات فوق، وضعیت دیودهای متصل به کمترین و بیشترین ولتاژهای مدار را مشخص می‌کنیم. پس برای بقیه‌ی دیودها حالتی را که بیشتر محتمل است فرض می‌کنیم و مدار را تحلیل می‌کنیم. دقت شود در تحلیل مدارهایی که دیود غیرایده‌آل دارند نیز می‌توان از نکات فوق استفاده کرد.

در ادامه با حل چند مثال با روش‌های حل مدارهای دیودی بیشتر آشنا می‌شویم.

مثال۱: در مدار مقابل، همه دیودها با هم یکسان بوده و دارای ولتاژ آستانه هدایت $V_{D,on} = ۰/۷v$ هستند.



کدام دیود بیشترین عرض ناحیه تخلیه را دارد؟ (مهندسی ابزاردقیق و اتوماسیون و نانوفناوری ـ نانومواد ـ سراسری ۹۸)

۱) D_1 ۲) D_2

۳) D_3 ۴) D_4

☑ **پاسخ:** گزینه «۴» می‌دانیم در صورتی که دیود در ناحیه‌ی معکوس بایاس شود عرض ناحیه‌ی تهی بیشتر می‌شود، پس باید بررسی کرد که کدام دیود بیشترین ولتاژ معکوس را دارد. با توجه به این که دیودهای D_1, D_2 در ناحیه مستقیم بایاس هستند باید دیودهای D_3, D_4 را بررسی کرد. به وضوح می‌توان دید که ولتاژ معکوس دیود D_4 برابر ۲+ می‌باشد و ولتاژ معکوس دیود D_3 کمتر از آن می‌باشد، پس عرض ناحیه‌ی تخلیه مربوط به دیود D_4 از بقیه بیشتر می‌باشد.

مثال۲: ضریب هدایت الکتریکی ژرمانیوم ذاتی در دمای $۳۱۰K$ برابر $۳/۵۶\Omega^{-1}.m^{-1}$ است. نمونه‌ای از ژرمانیوم نوع n حاوی $۱۰^{۲۱} m^{-۳}$ اتم‌های یونیده از نوع دهنده است. در ژرمانیوم موبیلیته الکترون $۰/۳۶m^۲V^{-۱}s^{-۱}$ و موبیلیته حفره $۰/۱۷m^۲V^{-۱}s^{-۱}$ است. ضریب هدایت الکتریکی نمونه آلاییده (دوپ شده) در دمای $۳۱۰K$ چند $\Omega^{-۱}m^{-۱}$ است؟ (فوتونیک ـ سراسری ۹۸)

۱) ۱۰۵/۵ ۲) ۵۷/۶

۳) ۱۰/۶ ۴) ۵/۷۶

☑ **پاسخ:** گزینه «۲» در ابتدا با توجه به اطلاعات داده شده سعی می‌کنیم تعداد حامل‌های ذاتی ژرمانیوم را حساب کنیم:

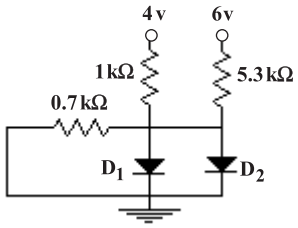
$$\sigma_۰ = n_i \times q \times (\mu_n + \mu_p) \Rightarrow n_i = \frac{۳/۵۶}{۱/۶\times۱۰^{-۱۹}\times ۰/۵۳} \Rightarrow n_i = ۴/۲\times۱۰^{۱۹}$$

در صورتی که تزریق با غلظت $n = ۱۰^{۲۱}\ m^{-۳}$ انجام شود تعداد حامل‌های حفره برابر می‌شود با: $np = n_i^۲ \Rightarrow p = \frac{n_i^۲}{n} = \frac{۱۷/۶\times۱۰^{۳۶}}{۱۰^{۲۱}} = ۱۷/۶\times۱۰^{۱۵}$

حال ضریب هدایت الکتریکی را بعد از تزریق حساب می‌کنیم:

$$\sigma = nq\mu_n + pq\mu_p = ۱/۶\times۱۰^{-۱۹}\times[۱۰^{۲۱}\times۰/۳۶ + ۰/۱۷\times۱۷/۶\times۱۰^{۱۵}] \Rightarrow \sigma \simeq ۳۶۰۰\times۱/۶ = ۵۷/۶$$

مثال ۳: مقدار جریان دیود $D_۱$ برابر است با: $(V_{D_۱} = V_{D_۲} = ۰/۷v)$ (فوتونیک ـ سراسری ۹۱)



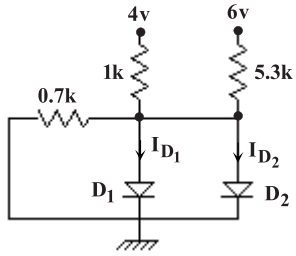
۱) $I_{D_۱} = ۰/۲mA$

۲) $I_{D_۱} = ۱mA$

۳) $I_{D_۱} = ۱/۶۵mA$

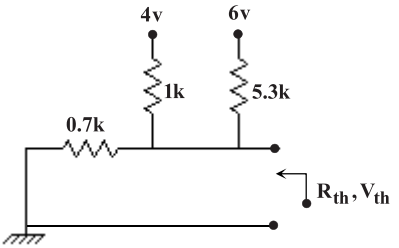
۴) $I_{D_۱} = ۲/۳mA$

پاسخ: گزینه «۳» دیودهای $D_۱$ و $D_۲$ موازی هستند و یکسان می‌باشند. پس داریم:



$$I_{D_۱} = I_{D_۲}$$

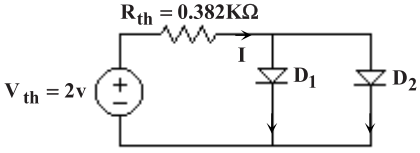
از دید دو دیود، معادل تونن مدار را می‌نویسیم. ولتاژ تونن با نوشتن KCL به‌دست می‌آید:



$$KCL: \frac{V_{th}}{۰/۷} + \frac{V_{th}-۴}{۱} + \frac{V_{th}-۶}{۵/۳} = ۰ \Rightarrow V_{th} = ۲v$$

R_{th} نیز برابر است با: $R_{th} = ۰/۷ \| ۱ \| ۵/۳ \simeq ۰/۳۸۲k\Omega$

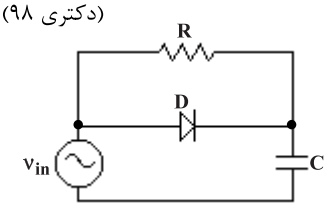
مدار به صورت شکل زیر ساده می‌شود:



جریان I برابر است با: $I = ۲I_{D_۱} = \frac{V_{th} - V_D}{R_{th}} = ۳/۴mA$

جریان $I_{D_۱}$ به‌دست می‌آید: $I_{D_۱} = \frac{۱}{۲}I = ۱/۷mA$

مثال ۴: در مدار زیر، شرط روشن بودن دیود چیست؟ (دیود ایده‌آل فرض شود.) (دکتری ۹۸)



۱) $V_{in} = V_C, \frac{dV_{in}}{dt} > ۰$

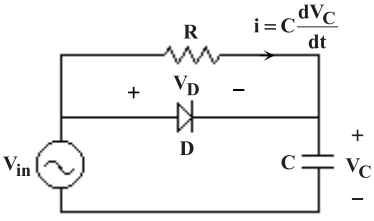
۲) $V_{in} > V_C, \frac{dV_{in}}{dt} > ۰$

۳) $V_{in} = V_C, \frac{dv_{in}}{dt} < ۰$

۴) $V_{in} > V_C, \frac{dV_{in}}{dt} < ۰$

پاسخ: گزینه «۱» برای آن‌که دیود D روشن شود باید اختلاف ولتاژ دو سر آند و کاتد آن مثبت باشد.

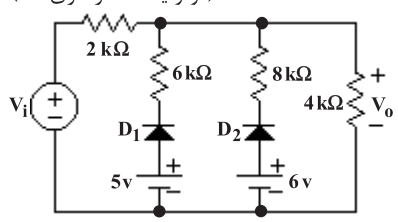
در این مدار نیز اختلاف ولتاژ دو سر دیود D برابر با اختلاف ولتاژ دو سر مقاومت R می‌باشد؛ پس داریم:



$$V_D = Ri = RC\frac{dV_C}{dt}$$

پس باید $\frac{dV_C}{dt}$ بزرگتر از صفر باشد؛ چنانچه $V_{in} = V_C$ باشد باید $\frac{dV_{in}}{dt} > ۰$ باشد تا دیود D روشن شود.

مثال ۵: به شرط آنکه $V_i = ۰V$ باشد وضعیت دو دیود $D_۲$ و $D_۱$ چگونه است؟ (فوتونیک ـ سراسری ۹۱)

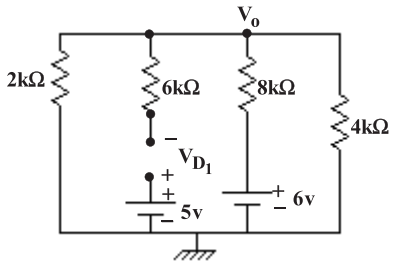


۱) روشن $D_۱$ و خاموش $D_۲$

۲) خاموش $D_۱$ و خاموش $D_۲$

۳) روشن $D_۱$ و روشن $D_۲$

۴) خاموش $D_۱$ و روشن $D_۲$



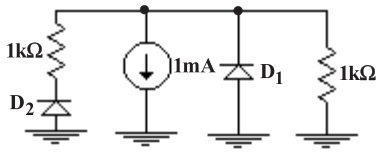
☑ **پاسخ:** گزینه «۳» با توجه به پلاریته منابع و بزرگ‌تر بودن ولتاژ منبع متصل به دیود D_2، دیود D_2 روشن است. بنابراین روشن بودن دیود D_1 را بررسی می‌کنیم. فرض می‌کنیم دیود D_1 خاموش باشد. مدار شکل مقابل را داریم:

با نوشتن KCL در نقطه V_o، ولتاژ خروجی را به‌دست می‌آوریم:

$$KCL: \frac{V_o}{۴}+\frac{V_o}{۲}+\frac{V_o-۶}{۸}=۰ \Rightarrow V_o=۰/۸۶v$$

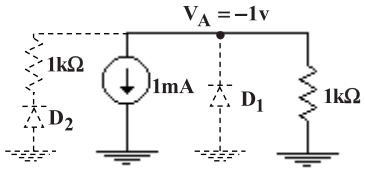
فرض خاموش بودن D_1 را بررسی می‌کنیم: $V_{D_1}=V_A-V_K=۵-V_o=۴/۱۴v$. ولتاژ $V_{D_1}>۰$ است، بنابراین دیود D_1 باید روشن باشد.

مثال۶: در مدار شکل زیر اگر $V_{D(ON)}=۰/۷v$ باشد، مقدار جریان دیود D_1 کدام است؟ (فوتونیک ـ سراسری ۹۶)



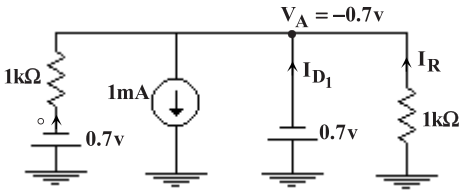
۱) ۰
۲) ۳۰۰μA
۳) ۶۰۰μA
۴) ۱۰۰۰μA

☑ **پاسخ:** گزینه «۲» در قدم اول باید وضعیت دیودهای D_1 و D_2 را بررسی کنیم. برای این منظور در ابتدا فرض می‌کنیم هر دو دیود خاموش باشند؛ در این صورت با عبور جریان ۱mA از مقاومت یک کیلو اهمی ولتاژ نقطه A مطابق شکل مقابل به ۱v− می‌رسد.



در این صورت ولتاژ آند دیود D_1 بیشتر از کاتد آن می‌گردد و در نتیجه دیود D_1 روشن می‌شود و اختلاف ولتاژی به اندازه ۰/۷ ولت در دو سر آن ایجاد می‌شود. با روشن شدن D_1، دیود D_2 نیز روشن می‌شود، ولی به علت وجود دیود D_1 جریانی از شاخه دیود D_2 عبور نمی‌کند.

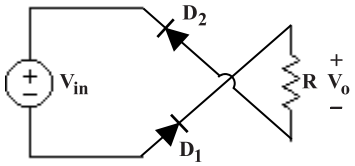
پس شکل مدار به صورت مقابل ساده می‌شود:



$$I_R=\frac{۰/۷}{۱kΩ}=۰/۷mA$$

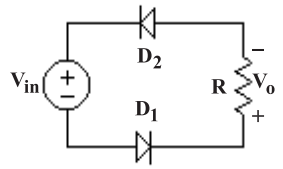
$$KCL: I_{D_1}=۱-۰/۷=۰/۳mA$$

مثال۷: به شرط آنکه ورودی بین $۰>V_{in}>-۱$ و از افت دیودها صرف‌نظر شود ولتاژ خروجی برابر است با: (فوتونیک ـ سراسری ۹۶)

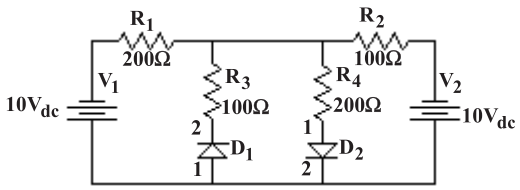


۱) $V_o=۰$
۲) $V_o=\frac{V_{in}}{R}$
۳) $V_o=-V_{in}$
۴) $V_o=V_{in}$

☑ **پاسخ:** گزینه «۳» برای درک بهتر از شکل مدار می‌توان آن را به‌صورت مقابل ساده رسم کرد. به ازای ورودی‌های منفی، دیودهای D_1 و D_2 روشن می‌شوند و در نتیجه $V_o=-V_{in}$ می‌شود.



مثال۸: جریان الکتریکی در مقاومت R_1 در مدار زیر، چند میلی‌آمپر است؟ (دیودها ایده‌آل فرض شوند) (نانوفناوری ـ نانومواد ـ سراسری ۹۶)



۱) ۵۸
۲) ۶۰
۳) ۶۲
۴) ۶۴

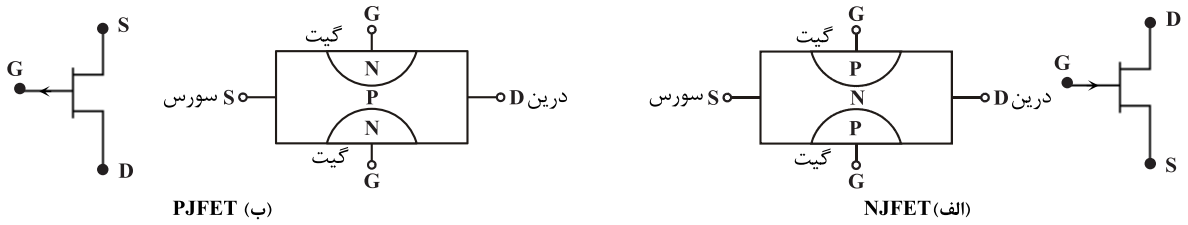
☑ **پاسخ:** گزینه «۲» (با اصلاح) در ابتدا فرض می‌کنیم هر دو دیودهای D_1 و D_2 خاموش باشند. در این صورت جریانی بین مقاومت‌های R_1 و R_2 جاری نخواهد شد و در نتیجه ولتاژ بین مقاومت‌های R_1 و R_2 برابر ۱۰− ولت می‌شود. با توجه به ولتاژ این نقطه، دیود D_1 روشن و دیود D_2 خاموش می‌شود.

درسنامه (۲): ترانزیستورهای اثر میدانی (Field Effect Transistors)

ترانزیستور اثر میدان در واقع یک منبع جریان کنترل‌شونده توسط میدان الکتریکی (ولتاژ) می‌باشد. در این ترانزیستورها برخلاف ترانزیستورهای دوقطبی، تنها یک نوع حامل در هدایت الکتریکی نقش دارد؛ لذا به این ترانزیستورها تک‌قطبی نیز گفته می‌شود. ترانزیستورهای اثر میدان به دو دسته‌ی JFET (Junction Field Effect Transistor) و MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) تقسیم‌بندی می‌شوند.

ترانزیستور اثر میدانی پیوندی (JFET)

ترانزیستورهای JFET خود به دو دسته کانال N و کانال P (NJFET و PJFET) تقسیم می‌شوند که ساختمان آنها در شکل زیر قابل مشاهده است.



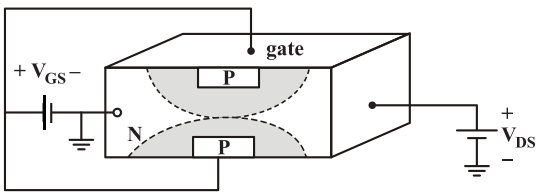
ساختار JFETها

ساختار NJFET نمونه در شکل بالا (الف) نشان داده شده است. در این ساختار دو کریستال P در یک بستر N قرار گرفته‌اند. به لایه N در این ساختار کانال گفته می‌شود که کار هدایت حامل‌های اکثریت (در اینجا الکترون‌ها) را از سورس به درین انجام می‌دهد. همان‌طور که از عملکرد این ترانزیستورها برمی‌آید، پایه‌های سورس و درین قابلیت جابه‌جایی را برخلاف ترانزیستورهای BJT دارند.

در صورتی که به پایه گیت (هر دو پایه گیت به هم متصل می‌باشند و تنها یک پایه گیت در دسترس می‌باشد) ولتاژی اعمال نشود، ساختار نیمه‌هادی مانند یک مقاومت عمل می‌کند، یعنی با افزایش اختلاف ولتاژ دو سر سورس و درین (V_{DS}) جریان بیشتری از کانال عبور می‌کند.

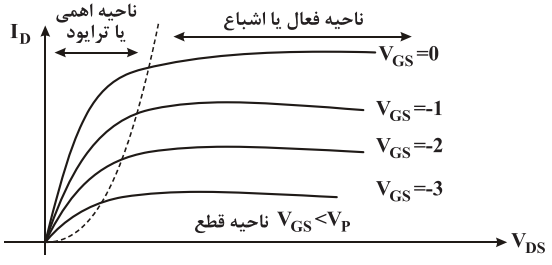
اما اگر به پایه گیت ولتاژ منفی اعمال کنیم دو پیوند P-N (گیت ـ کانال) در گرایش معکوس قرار می‌گیرند و به دلیل کمتر بودن ناخالصی کانال نسبت به گیت، ناحیه تخلیه با عرض بیشتری در کانال گسترش می‌یابد و در نتیجه سطح مقطع کانال جهت عبور حامل‌ها کاهش می‌یابد و به عبارتی مقاومت کانال افزایش می‌یابد. در واقع می‌توان گفت اساس عملکرد JFETها، کنترل عرض نواحی تخلیه بین پیوندهای گیت ـ کانال از طریق ولتاژ اعمالی به گیت می‌باشد.

فرض کنید که پایه سورس را به پایین‌ترین سطح ولتاژ (مثلاً زمین) وصل کنیم و ولتاژ گیت را در جهت منفی افزایش دهیم. به ازای یک ولتاژ V_{GS} معینی نواحی تخلیه گیت ـ کانال از دو طرف به هم می‌رسند و کانال مسدود می‌شود. به این ولتاژ (منفی برای کانال N و مثبت برای کانال P) اصطلاحاً Pinch-off گفته می‌شود. مسدود شدن کانال به ازای $V_{GS} < V_P$ در شکل مقابل نشان داده شده است. ولتاژ V_P برای ترانزیستورهای NJFET منفی و برای ترانزیستورهای PJFET مثبت می‌باشد.



مسدود شدن کانال به ازای $V_{GS} < V_P$

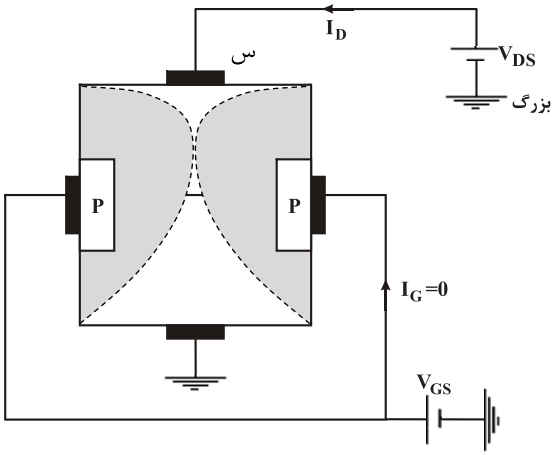
در صورتی که به ازای V_{GS}های مختلف نمودار تغییرات جریان درین برحسب ولتاژ V_{DS} را رسم کنیم به شکل زیر می‌رسیم.



منحنی مشخصه خروجی یک NJFET

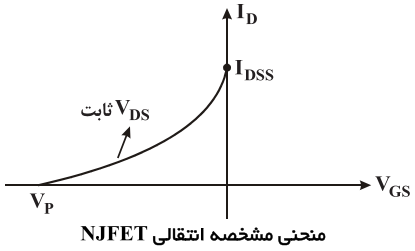
حال فرض کنید به ازای یک V_{GS} مشخصی کانال تشکیل شده باشد و جریان بین سورس و درین برقرار باشد. اگر ولتاژ V_{DS} را افزایش دهیم، مطابق شکل بالا جریان کانال افزایش می‌یابد ولی از جایی به بعد جریان ترانزیستور تغییری نمی‌کند؛ چرا که هرچه ولتاژ درین افزایش یابد پیوند P-N مربوط به گیت ـ درین بیشتر در گرایش معکوس قرار می‌گیرد و عرض ناحیه تخلیه پیوند P-N مطابق شکل صفحه بعد در کانال به سمت ناحیه درین بیشتر گسترش می‌یابد و اگر ولتاژ V_{DS} در حدی باشد که ولتاژ معکوس V_{GD} به مقدار V_P برسد، کانال در سمت درین دچار فشردگی می‌شود و جریان کانال

از سورس به درین ثابت باقی می‌ماند. به محدوده‌ای که کانال در سمت درین دچار فشردگی نشده باشد، ناحیه اهمی یا ترایود می‌گویند و به محدوده‌ای که کانال در سمت درین دچار فشردگی شده باشد، ناحیه اشباع می‌گویند. تقویت‌کنندگی در ناحیه اشباع صورت می‌گیرد و در ناحیه اهمی، با حفظ شرایطی، ترانزیستور در نقش یک مقاومت متغیر کنترل‌شونده با ولتاژ عمل می‌کند.



فشردگی کانال در سمت درین به ازای $V_{GD} < V_P$

با توجه به شکل «منحنی مشخصه خروجی یک NJFET» در ناحیه فعال یا اشباع جریان درین تابع ولتاژ V_{GS} بوده و با تغییرات V_{DS} تغییر نمی‌کند. اگر به ازای یک V_{DS} ثابتی ولتاژ V_{GS} را از V_P تا صفر تغییر دهیم و نمودار تغییرات جریان درین را رسم کنیم، منحنی مشخصه انتقالی مقابل حاصل می‌شود. این منحنی توسط معادله درجه دوم زیر قابل بیان می‌باشد:



منحنی مشخصه انتقالی NJFET

$$I_D = k_n (V_{GS} - V_P)^2 \quad , \quad k_n = \frac{I_{DSS}}{V_P^2} \left(\frac{mA}{V^2}\right)$$

در رابطه فوق I_{DSS} جریان درین در ناحیه اشباع به ازای $V_{GS} = 0$ می‌باشد. در صورتی که افزایش جزئی جریان درین با افزایش V_{DS} را بخواهیم در رابطه فوق مدل کنیم، رابطه فوق به صورت مقابل عوض می‌شود:

$$I_D = k_n (V_{GS} - V_P)^2 (1 + \lambda V_{DS}) \quad , \quad k_n = \frac{I_{DSS}}{V_P^2}$$

λ در رابطه فوق عکس ولتاژ ارلی مشابه ترانزیستورهای دوقطبی می‌باشد. $\left(\lambda = \frac{1}{V_A}\right)$

در ناحیه اهمی برخلاف ناحیه اشباع، جریان I_D به تغییرات V_{DS} حساسیت بیشتری دارد و می‌توان نشان داد که از رابطه زیر تبعیت می‌کند:

$$I_D = k_n [2(V_{GS} - V_P) V_{DS} - V_{DS}^2] \, , \; k_n = \frac{I_{DSS}}{V_P^2}$$

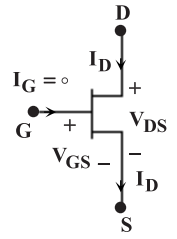
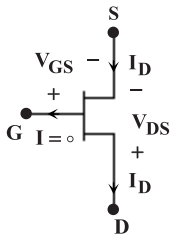
مشابه ترانزیستورهای دوقطبی در اینجا نیز برای استفاده از ترانزیستور JFET بسته به کاربرد موردنظر نیاز به مدارات بایاس می‌باشد. دو نمونه از متداول‌ترین روش‌های بایاس ترانزیستورهای JFET در شکل زیر آورده شده است.

روش‌های بایاس JFET

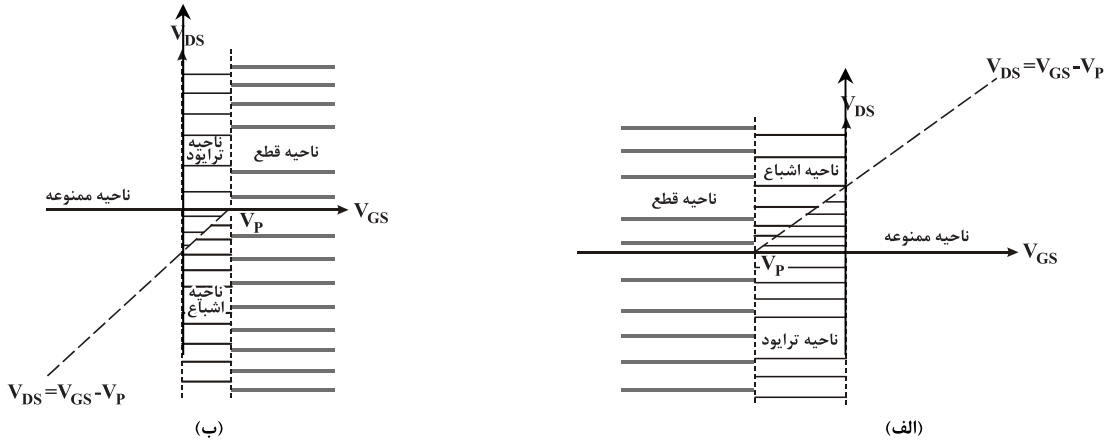
برای تحلیل مدارات بایاس JFETها در ابتدا فرض می‌کنیم ترانزیستور در ناحیه اشباع باشد. چون در ناحیه اشباع دیود گیت ـ سورس در بایاس معکوس می‌باشد پس جریان گیت صفر می‌باشد؛ لذا با استفاده از قانون KVL و فرض $I_G = 0$ سعی می‌کنیم V_{GS} را برحسب I_D به نحوی بیان کنیم. سپس با جایگذاری آن در معادله جریان JFET و حل یک معادله درجه دو مقدار جریان ترانزیستور را حساب می‌کنیم. سپس شرط اشباع را بررسی می‌کنیم، اگر این شرط معتبر نبود درصورت روشن‌بودن باید از روابط ناحیه اهمی استفاده کرد.

خلاصه‌ای از نواحی عملکرد ترانزیستور JFET به همراه روابط جریان مربوط در جدول زیر آورده شده است.

نواحی کاری ترانزیستورهای NJFET و PJFET

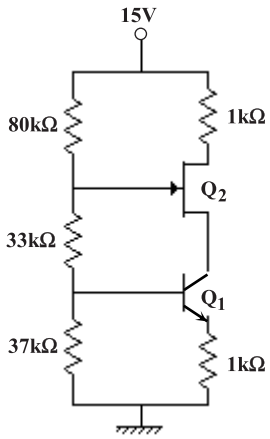
	نماد مداری	نواحی کاری
NJFET $(V_P<0)$ $(\lambda>0)$		$V_P<V_{GS}<0$ روشن اشباع: $V_{DS}>V_{GS}-V_P$ یا $V_P>V_{GD}\rightarrow I_D=k_n(V_{GS}-V_P)^2$, $k_n=\frac{I_{DSS}}{V_P^2}$ ترایود: $V_{DS}<V_{GS}-V_P$ یا $V_P<V_{GD}\rightarrow I_D=k_n[2(V_{GS}-V_P)V_{DS}-V_{DS}^2]$, $k_n=\frac{I_{DSS}}{V_P^2}$
		خاموش $V_P>V_{GS}\rightarrow I_D=0$
PJFET $(V_P>0)$ $(\lambda<0)$		$V_P>V_{GS}>0$ روشن اشباع: $V_{DS}<V_{GS}-V_P$ یا $V_P<V_{GD}\rightarrow I_D=k_P(V_{GS}-V_P)^2$, $k_P=\frac{I_{DSS}}{V_P^2}$ ترایود: $V_{DS}>V_{GS}-V_P$ یا $V_P>V_{GD}\rightarrow I_D=k_P[2(V_{GS}-V_P)V_{DS}-V_{DS}^2]$, $k_P=\frac{I_{DSS}}{V_P^2}$
		خاموش $V_P<V_{GS}\rightarrow I_D=0$

همچنین هر یک از نواحی قطع، اشباع و ترایود بر روی یک منحنی V_{DS} برحسب V_{GS} مطابق شکل زیر نشان داده شده است.



نواحی کاری ترانزیستورهای (الف) NJFET و (ب)PJFET

مثال۱۰۵: در مدار شکل مقابل، ولتاژ نقطهٔ کار V_{CEQ} را مشخص کنید. (سراسری ۸۲)



BJT : $V_{BE}=0/7V$ بزرگ β

FET : $I_{DSS}=12mA$ $V_P=-4V$

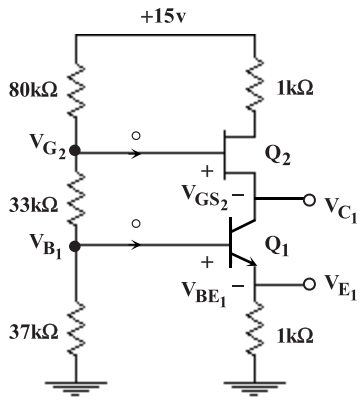
۱) $V_{CEQ}=1V$

۲) $V_{CEQ}=4V$

۳) $V_{CEQ}=2V$

۴) $V_{CEQ}=6V$

پاسخ: گزینه «۴» با صرف‌نظر از جریان بیس و با استفاده از چند تقسیم مقاومتی مقادیر ولتاژهای گره‌ها را مطابق شکل مقابل به دست می‌آوریم:



$$V_{B_1}=\frac{37}{37+33+80}\times 15=3/7V$$

$$V_{E_1}=V_{B_1}-V_{BE_1}=3V\Rightarrow I_{C_1}=\frac{V_{E_1}}{1}=3mA \quad , \quad V_{G_2}=\frac{33+37}{33+37+80}\times 15=7V$$

با فرض فعال بودن Q_2، به‌دلیل سری بودن، جریان آن با جریان Q_1 برابر می‌شود. حال با استفاده از رابطه‌ی ناحیه فعال و داشتن جریان Q_2 می‌توان V_{GS_2} را یافت:

$$I_D=\frac{I_{DSS}}{V_P^2}(V_{GS_2}-V_P)^2 \xrightarrow{I_{DS_2}=I_{C_1}} 3=\frac{12}{16}(V_{GS_2}+4)^2 \Rightarrow V_{GS_2}+4=\pm 2 \Rightarrow \begin{cases} V_{GS_2}=-2 \ \checkmark \\ V_{GS_2}=-6 \text{ غیرقابل قبول (شرط روشن بودن)} \end{cases}$$

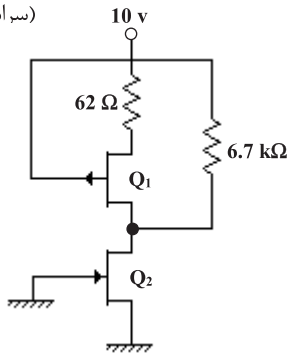
با داشتن $V_{G_2}=7\,v$ و $V_{GS_2}=-2$ داریم: $V_{S_2}=V_{C_1}=V_{G_2}-V_{GS_2}=9v$

در همین‌جا برای ادامه کار شرط فعال بودن Q_2 را بررسی می‌کنیم: $V_{DS_2}=(15-I_D)-V_S=12-9=3>V_{GS}-V_p \Rightarrow 3>2 \ \checkmark$

لذا نقطه کار ترانزیستور Q_1 به صورت مقابل می‌باشد: $V_{CEQ_1}=V_{C_1}-V_{E_1}=V_{S_2}-V_{E_1}=6v$

مثال ۱۰۶: در مدار شکل زیر JFET های مدار دارای مشخصات یکسان زیر هستند: $|V_P|=2v$, $I_{DSS}=4^{mA}$. در این‌صورت کدام عبارت درست است؟

(سراسری ۸۰)



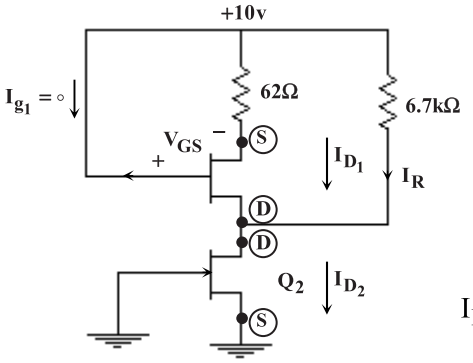
۱) هر دو JFET، Q_1 و Q_2 در ناحیه $Pinch-off$ بایاس شده‌اند.

۲) هر دو JFET، Q_1 و Q_2 در ناحیه Triode بایاس شده‌اند.

۳) Q_1 در ناحیه Triode و Q_2 در ناحیه $Pinch-off$ بایاس شده است.

۴) Q_1 در ناحیه $Pinch-off$ و Q_2 در ناحیه Triode بایاس شده است.

☑ **پاسخ:** گزینه «۱» چون پایه‌های گیت و سورس ترانزیستور Q_2 به هم وصل شده‌اند پس $V_{GS_2}=0$ می‌باشد و با فرض فعال بودن جریان آن برابر $I_{D_2}=I_{DSS}=4\,mA$ می‌باشد. اگر فرض کنیم که ترانزیستور Q_1 نیز در ناحیه اشباع باشد با توجه به شکل مقابل و مقدار V_{GS_1}، جریان Q_1 را می‌توانیم به صورت زیر محاسبه کنیم: $V_{GS_1}=-0/062I_{D_1}$



رابطه جریان در ناحیه اشباع: $I_{D_1}=\frac{4}{4}(V_{GS_1}-2)^2 \rightarrow V_{GS_1}=-0/2v \ , \ I_{D_1}=3/2mA$

با نوشتن قانون KCL در گره درین هر دو ترانزیستور داریم: $I_R=I_{D_2}-I_{D_1}=4-3/2=0/8mA$

حال با داشتن مقادیر جریان‌ها شرط اشباع هر دو ترانزیستور را با به دست آوردن V_{DS} بررسی می‌کنیم:

$V_{DS_2}=10-6/7\times 0/8=4/64v>V_{GS_2}-V_P$ ✓ شرط اشباع Q_2 برقرار می‌باشد

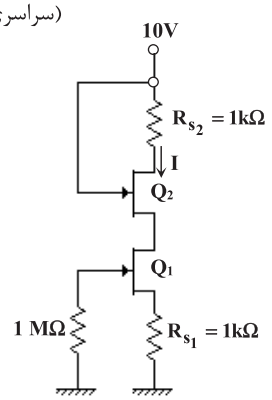
$V_{DS_1}=-(10-0/062I_{D_1}-V_{DS_2})=-5/2v<V_{GS_1}-V_P$ ✓ شرط اشباع Q_1 نیز برقرار می‌باشد

نکته: شرط اشباع برای ترانزیستورهای JFET نوع N و P را بار دیگر مرور می‌کنیم:

$$N \text{ نوع } (V_P<0): V_{DS}>V_{GS}-V_P \quad , \quad P \text{ نوع } (V_p>0): V_{DS}<V_{GS}-V_P$$

مثال ۱۰۷: در مدار زیر ترانزیستورهای Q_1 و Q_2 مشابه هم بوده و $I_{DSS}=8\,mA$ و $V_P=-4\,v$ است. مقدار جریان I موجود در مقاومت R_{s_2} به کدام گزینه نزدیک‌تر است؟

(سراسری ۷۵)



۱) صفر میلی‌آمپر

۲) ۱ mA

۳) ۲ mA

۴) ۴ mA

☑ **پاسخ:** گزینه «۱» ولتاژ گیت ترانزیستور Q_2 به بالاترین سطح ولتاژ متصل شده است و از آنجایی که Q_2 از نوع کانال N می‌باشد، دیود گیت ـ سورس بایاس مستقیم و دیود گیت ـ درین بایاس معکوس می‌باشد. در نتیجه می‌توان گفت جریان ترانزیستور Q_2 صفر می‌باشد و به دنبال آن جریان Q_1 نیز صفر می‌باشد.

مثال۱۰۸: جریان I در مدار مقابل برابر ۱ mA است. مقدار R به کدام گزینه نزدیک‌تر است؟ (سراسری ۷۶)

$Q_1 : V_P = -2v \ , \ I_{DSS} = 0/5mA$

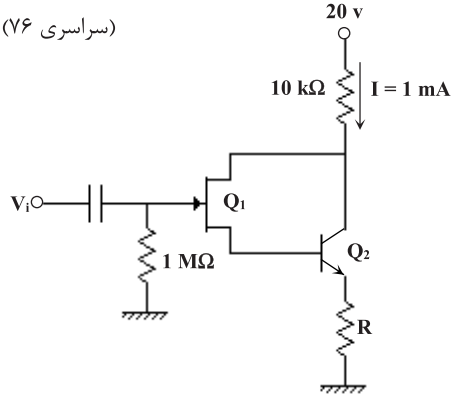
$Q_2 : \beta = 100 \ , \ V_{BE} = 0/7v$

۱) $0/5k\Omega$

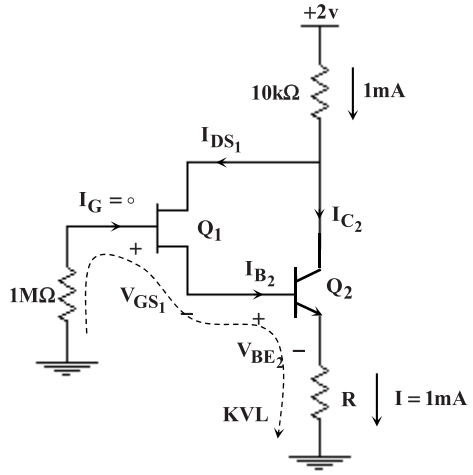
۲) $0/7k\Omega$

۳) $1k\Omega$

۴) $1/5k\Omega$



پاسخ: گزینه «۳» در صورتی که جریان بیس Q_2 را ناچیز فرض کنیم، می توانیم بگوئیم جریان کلکتور Q_2 تقریباً برابر ۱mA می‌باشد. حال با نوشتن یک KVL ساده مطابق شکل مقابل داریم:



$$KVL: V_{GS_1} + V_{BE_2} + RI = 0 \rightarrow V_{GS_1} = -RI - V_{BE_2}$$

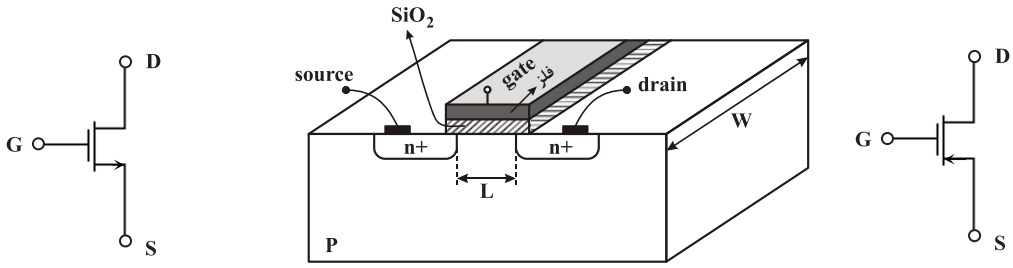
با جایگذاری V_{GS_1} در رابطه‌ی جریان JFET در ناحیه‌ی فعال داریم:

$$I_{DS_1} = \frac{I_{DSS}}{V_P^2}(V_{GS_1} - V_P)^2$$

$$\xrightarrow{I_{DS_1} = \frac{I_{C_2}}{\beta}} \frac{I}{\beta} = \frac{I_{DSS}}{V_P^2}(-RI - V_{BE_2} - V_P)^2 \Rightarrow R = 1k\Omega$$

ترانزیستور اثر میدانی MOSFET

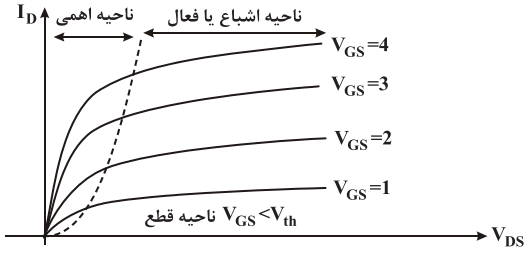
ترانزیستورهای MOSFET به دو دسته‌ی افزایشی و تخلیه‌ای تقسیم می‌شوند. در شکل زیر ساختار یک ماسفت افزایشی نشان داده شده است.



ساختار ترانزیستور ماسفت نوع N

مشابه ترانزیستورهای JFET ، MOSFET ها نیز به دو دسته‌ی N و P تقسیم می‌شوند. همان‌طور که در شکل دیده می‌شود، ترانزیستور روی زیرلایه‌ی نوع P ساخته شده است، دو ناحیه $n+$ (نیمه‌هادی نوع n با آلایش زیاد) نیز نواحی سورس و درین را تشکیل می‌دهند. همچنین لایه‌ای از SiO_2 (دی اکسید سیلسیوم) که عایق است روی سطح زیرلایه قرار گرفته است که گیت روی آن ایجاد شده است؛ لذا در مورد ترانزیستورهای MOSFET جریان گیت صفر می‌باشد. اساس عملکرد ماسفت‌ها مانند JFETها ایجاد و کنترل کانال از طریق ولتاژ گیت می‌باشد، پارامترهای L و W به ترتیب طول و عرض کانال می‌باشند. در ترانزیستورهای افزایشی نوع N برای ایجاد کانال باید یک ولتاژ مثبت به گیت اعمال شود تا الکترون‌های آزاد موجود در زیرلایه، به ناحیه بین سورس و درین کشیده شوند؛ اما در ترانزیستورهای نوع تخلیه‌ای کانال بدون اعمال ولتاژ گیت هم وجود دارد.

پس در ترانزیستورهای افزایشی شرط وجود ولتاژی بیشتر از ولتاژ آستانه (V_{TH}) برای روشن بودن ترانزیستور ضروری می‌باشد و هرچه ولتاژ گیت را افزایش دهیم، عمق کانال و در نتیجه میزان جریان بین سورس و درین افزایش می‌یابد. در صورتی که به ازای V_{GS} های مختلف نمودار تغییرات جریان درین برحسب ولتاژ V_{DS} را رسم کنیم، به نموداری مشابه ترانزیستورهای JFET مطابق شکل مقابل می‌رسیم.



مشخصه I_D برحسب V_{DS}

فرض کنید به ازای یک ولتاژ V_{GS} ثابتی کانال تشکیل شده باشد و جریان بین سورس و درین برقرار باشد. در این حالت کانال تشکیل شده مطابق شکل زیر قسمت (الف) یکنواخت می‌باشد، هرچه که ولتاژ V_{DS} را افزایش دهیم، جریان درین نیز در ابتدا افزایش می‌یابد اما از جایی به بعد دیگر مقدار جریان تغییری نمی‌کند.

باید توجه داشت که ولتاژ بین گیت و نقاط مختلف کانال متفاوت می‌باشد و همین موضوع باعث می‌شود شکل کانال یکنواخت نباشد و هرچه V_{DS} را زیاد کنیم، کانال نامتقارن‌تر می‌شود تا جایی که اختلاف بین پیوندهای گیت و درین به حد ولتاژ آستانه برسد. در این حالت مطابق شکل زیر قسمت (ب)، کانال در سمت درین تقریباً از بین می‌رود و ترانزیستور وارد ناحیه اشباع می‌شود.

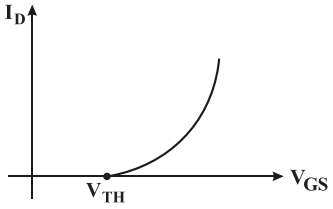
(الف) کانال یکنواخت و ناحیه اهمی

(ب) کانال غیریکنواخت و ناحیه‌ی اشباع

تأثیر ولتاژ V_{DS} بر ناحیه کاری ترانزیستورهای افزایشی نوع N

در ترانزیستورهای نوع P، کانال از جنس حفره می‌باشد. در نتیجه برای تشکیل کانال به یک ولتاژ منفی مساوی یا کمتر از ولتاژ آستانه $(V_{TH}<0)$ نیاز داریم و شرط اشباع نیز جهت از بین رفتن کانال در سمت درین به $V_{TH}>V_{GD}$ تغییر می‌کند.

اگر به ازای یک V_{DS} ثابتی ولتاژ V_{GS} را از حد آستانه افزایش دهیم، نمودار تغییرات جریان درین به صورت شکل زیر می‌شود. این منحنی با معادله زیر قابل توصیف می‌باشد.



$$I_D=\frac{1}{2}\mu_n C_{ox}\left(\frac{W}{L}\right)(V_{GS}-V_{TH})^2$$

$$I_D=k_n.V_{OD}^2$$

منحنی مشخصه انتقالی MOSFET نوع N

در رابطه فوق پارامترها به صورت زیر تعریف می‌شوند:

μ_n: میانگین قابلیت تحرک الکترون‌ها

V_{TH}: ولتاژ آستانه

C_{ox}: ظرفیت خازنی اکسید در واحد سطح

$V_{OD}=(V_{GS}-V_{TH})$: ولتاژ over drive

W: عرض کانال

L: طول کانال

رابطه فوق برای کانال P نیز به صورت مقابل می‌باشد:

$$I_D=\frac{1}{2}\mu_P C_{ox}\left(\frac{W}{L}\right)(V_{GS}-V_{TH})^2$$

که در اینجا μ_P میانگین قابلیت تحرک حفره‌ها (حامل‌های اکثریت) می‌باشد.

اگر بخواهیم افزایش جزئی جریان درین با افزایش V_{DS} را در رابطه جریان مدل کنیم، رابطه جریان به صورت زیر تغییر می‌کند:

$$I_D=\frac{1}{2}\mu_n C_{ox}\left(\frac{W}{L}\right)(V_{GS}-V_{TH})^2.(1+\lambda V_{DS})$$

λ در رابطه فوق عکس ولتاژ ارلی مشابه ترانزیستورهای دوقطبی می‌باشد. $\left(\lambda=\frac{1}{V_A}\right)$

در ناحیه اهمی برخلاف ناحیه اشباع، جریان I_D به تغییرات V_{DS} حساسیت بیشتری دارد و می‌توان نشان داد که از رابطه زیر تبعیت می‌کند:

$$I_D=\frac{1}{2}\mu_n C_{ox}\left(\frac{W}{L}\right)[2(V_{GS}-V_{TH}).V_{DS}-V_{DS}^2]$$

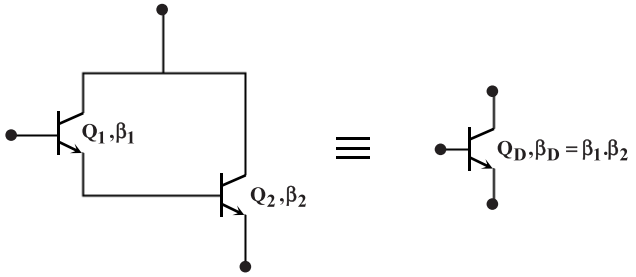
برای بایاس ترانزیستورهای MOSFET دو روش متداول با استفاده از مدارات مقاومتی و منابع جریان مورد استفاده قرار می‌گیرند که در شکل زیر دیده می‌شود.

(ب) با استفاده از مدارات مقاومتی

(الف) با استفاده از منبع جریان

مدارات بایاس MOSFET

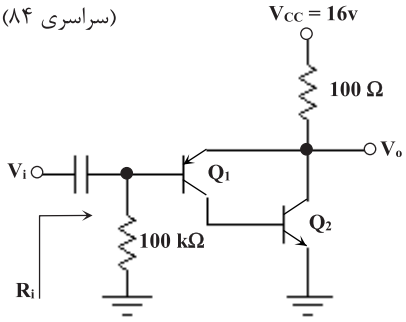
نکته۶: به‌طور کلی یک ترانزیستور BJT بهره جریانی به اندازه β دارد. به عبارت دیگر جریان بیس توسط ضریب β افزایش می‌یابد و به کلکتور تحویل داده می‌شود؛ حال چنانچه بخواهیم گین جریان بیشتری داشته باشیم می‌توانیم از ساختار مقابل استفاده کنیم که به آن زوج دارلینگتون می‌گویند.



توسط ساختار دارلینگتون جریان ورودی در ضریب $(1+\beta_1).(1+\beta_2)$ ضرب می‌شود؛ لذا می‌توان گفت زوج دارلینگتون مانند یک ترانزیستور با $\beta_D \simeq \beta_1.\beta_2$ می‌باشد.

مثال۳۲: برای ترانزیستورهای شکل زیر داریم: $V_{BE(ON)} = 0/7v, \beta_2 = 200, \beta_1 = 150$ ، مقاومت ورودی مدار به کدام مقدار نزدیکتر است؟

(سراسری ۸۴)



۱) $5k\Omega$

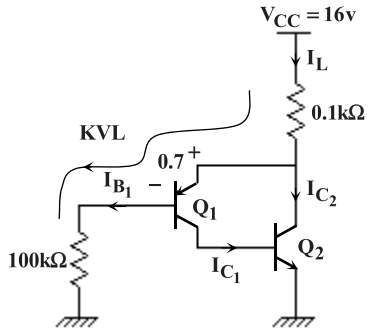
۲) $50k\Omega$

۳) $100k\Omega$

۴) $500k\Omega$

☑ **پاسخ:** گزینه «۳»

روش اول: تحلیل DC:

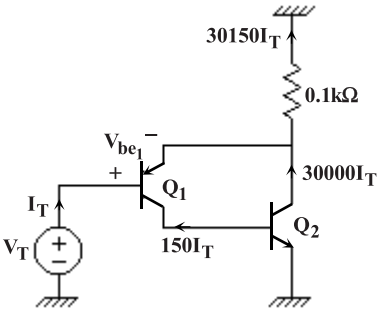


$$I_L = I_{C_2} + I_{C_1}$$
$$I_{C_2} = 200 I_{C_1} \Rightarrow I_L = 30150 I_{B_1}$$
$$I_{C_1} = 150 I_{B_1}$$

با زدن یک KVL در مسیر مشخص شده روی شکل نقطه کار ترانزیستورها را تعیین می‌کنیم.

$$V_{CC} - 0/1 I_L - 0/7 - 100 I_{B_1} = 0 \Rightarrow 15/3 = 3115 I_{B_1}$$
$$\Rightarrow I_{B_1} = 4/91\mu A \Rightarrow I_{C_1} = 0/736 \Rightarrow r_{\pi_1} = 5k\Omega$$

تحلیل ac: با استفاده از جمع آثار مقاومت ورودی را به دست می‌آوریم.

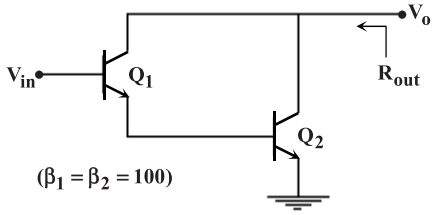


$$V_T = V_{be_1} + 0/1(30150 I_T)$$
$$V_{be_1} = r_{\pi_1} I_T$$
$$\Rightarrow \frac{V_T}{I_T} = 3020k\Omega$$
$$\Rightarrow R_i = 3020k\Omega \,||\, 100k\Omega \simeq 96k\Omega$$

روش دوم: با استفاده از ترانزیستور معادل ساختار زیکلای می‌توان مقاومت ورودی را به‌صورت زیر نیز بیان کرد:

$$R_{in} = 100k\Omega \,||\, [r_{\pi_1} + \underbrace{(1+\beta_1\beta_2)}_{\beta_{معادل}}(0/1k\Omega)] \simeq 100k\Omega$$

مثال۳۳: در مدار شکل زیر با فرض فعال بودن ترانزیستورها مقاومت خروجی (R_{out}) کدام گزینه است؟ (ترانزیستورها مشابه هستند.)



۱) $\frac{3}{2} r_{o_2}$

۲) $\frac{2}{3} r_{o_2}$

۳) r_{o_2}

۴) $\frac{1}{3} r_{o_2}$

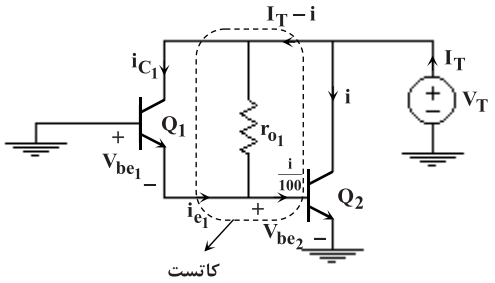
☑ **پاسخ:** گزینه «۲» در ابتدا با استفاده از تحلیل DC پارامترهای لازم در تحلیل ac را به دست می‌آوریم:

$$I_{C_1} \simeq \frac{I_{C_2}}{\beta_2} \Rightarrow I_{C_1} = \frac{I_{C_2}}{100} \Rightarrow g_{m_1} = \frac{g_{m_2}}{100} \quad , \quad r_{\pi_1} = 100 r_{\pi_2} \quad , \quad r_{o_1} = 100 r_{o_2}$$

مقاومت خروجی R_{out} را می‌توانیم به صورت روبه‌رو بیان کنیم: $R_{out} = r_{o_2} \,||\, R'_{out}$

لذا در ادامه پس از خاموش کردن تمامی منابع و استفاده از مدار معادل زیر مقاومت R'_{out} را حساب می‌کنیم.

با در نظر گرفتن این که جریان‌های امیتر و کلکتور ترانزیستور Q_1 با هم برابر می‌باشند و با استفاده از قاعده KCL در کاتست نشان داده شده در شکل داریم:



$$i_{c_1} + \frac{i}{100} = (I_T - i) + i_{e_1} \xrightarrow{i_{e_1} = i_{c_1}} I_T - i = \frac{i}{100} \Rightarrow i = \frac{I_T}{1/01} \qquad (I)$$

از طرفی ولتاژ بیس ـ امیتر ترانزیستور Q_2 را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$V_{be_2} = r_{\pi_2} . i_{b_2} = r_{\pi_2} . (\frac{i}{100}) \xrightarrow{(I)} V_{be_2} = \frac{r_{\pi_2}}{101} \cdot I_T$$

با نوشتن KVL در حلقه شامل پیوندهای بیس ـ امیتر ترانزیستورها داریم: $V_{be_1} = -V_{be_2} = -\frac{r_{\pi_2}}{101} \cdot I_T$

با استفاده از قانون KCL در کلکتور ترانزیستور Q_1 داریم:

$$I_T - i = g_{m_1} V_{be_1} + \frac{V_T - V_{be_2}}{r_{o_1}} \xrightarrow{V_{be_1} = -V_{be_2}} I_T - \frac{I_T}{1/01} = V_{be_1} (g_{m_1} + \frac{1}{r_{o_1}}) + \frac{V_T}{r_{o_1}}$$

با جایگذاری $V_{be_1} = -\frac{r_{\pi_2}}{101} . I_T$ در رابطه فوق داریم:

$$\frac{0/01 I_T}{1/01} = \frac{-r_{\pi_2}}{101} I_T (g_{m_1} + \frac{1}{r_{o_1}}) + \frac{V_T}{r_{o_1}} \rightarrow I_T (\frac{1}{101} + \frac{r_{\pi_2}}{101} (g_{m_1} + \frac{1}{r_{o_1}})) = \frac{V_T}{r_{o_1}}$$

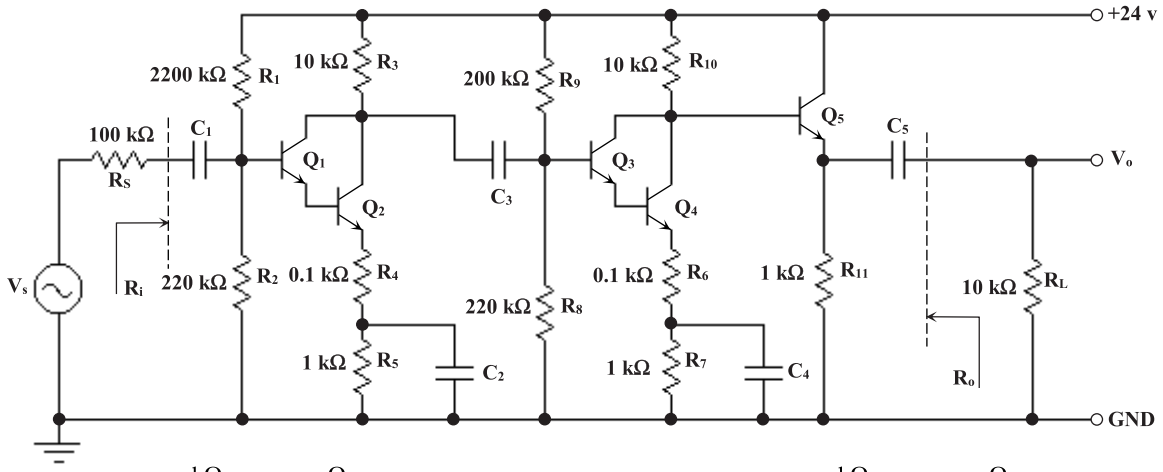
در نهایت نسبت $\frac{V_T}{I_T}$ یا همان R'_{out} را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$\frac{V_T}{I_T} = \frac{r_{o_1}}{101} + \frac{r_{\pi_2}}{101} (1 + g_{m_1} r_{o_1}) \xrightarrow[r_{o_1} = 100 r_{o_2}]{g_{m_1} r_{o_1} = g_{m_2} r_{o_2}} R'_{out} = \frac{100 r_{o_2}}{101} + \frac{r_{\pi_2}}{101} (1 + g_{m_2} r_{o_2})$$

$$R'_{out} \simeq r_{o_2} + \frac{g_{m_2} r_{\pi_2} r_{o_2}}{101} \xrightarrow{g_{m_2} r_{\pi_2} = \beta_2} R'_{out} = 2 r_{o_2}$$

در نتیجه مقاومت خروجی R_{out} برابر می‌شود با: $R_{out} = r_{o_2} \,||\, R'_{out} = r_{o_2} \,||\, 2 r_{o_2} = \frac{2}{3} r_{o_2}$

مثال ۳۴: در مدار زیر برای همه ترانزیستورها $\beta = 100$ در نظر گرفته شود. مطلوبست A_{VS}, R_i و R_o ؟ $V_{BE} = 0/6v$ و $C \to \infty$ (سراسری ۸۳)



۱) $R_i = 200^{k\Omega}, R_o = 900^{\Omega}, |A_{Vs}| = 31300$

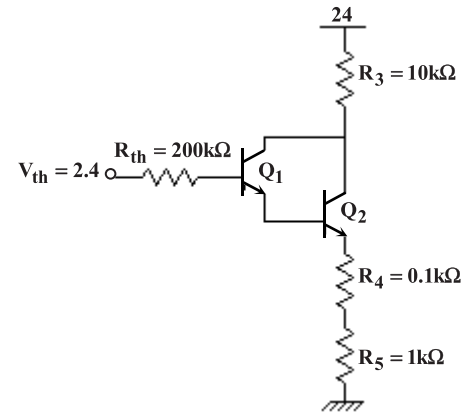
۲) $R_i = 300^{k\Omega}, R_o = 90^{\Omega}, |A_{Vs}| = 21300$

۳) $R_i = 178^{k\Omega}, R_o = 90^{\Omega}, |A_{Vs}| = 2130$

۴) $R_i = 178^{k\Omega}, R_o = 900^{\Omega}, |A_{Vs}| = 313$

☑ **پاسخ:** گزینه «۳»

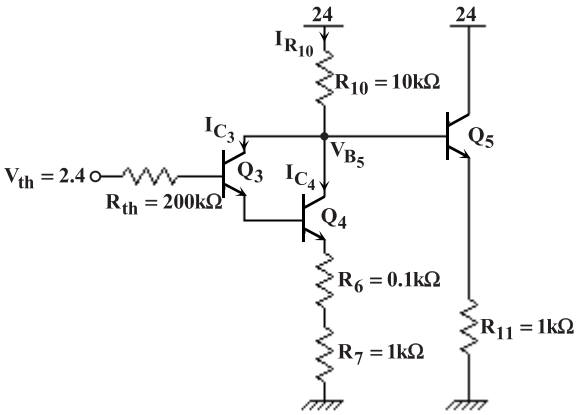
تحلیل DC: با توجه به وجود خازن‌های کوپلاژ، طبقات مختلف را از هم جدا می‌کنیم و نقطه کار هر طبقه را به دست می‌آوریم.



$$I_{C_2} = \frac{V_{th} - V_{BE_1} - V_{BE_2}}{R_4 + R_5 + \frac{R_{th}}{(\beta+1)^2}} \simeq 1mA \Rightarrow I_{C_1} \simeq 0/01mA$$

$$r_{\pi_1} = 250k\Omega \ , \ r_{\pi_2} = 2/5k\Omega$$

$$I_{C_4} = \frac{V_{th} - V_{BE_3} - V_{BE_4}}{R_6 + R_7 + \frac{R_{th}}{(\beta+1)^2}} \simeq 1mA$$



$$I_{R_{10}} = I_{C_4} + I_{C_3} + I_{B_5} \simeq I_{C_4} \Rightarrow V_{B_5} = 24 - R_{10} I_{R_{10}}$$

$$V_{B_5} = 14 \Rightarrow I_{C_5} = \frac{V_{B_5} - V_{BE_5}}{R_{11}} = 13/4mA$$

$$\Rightarrow g_{m_5} = 40 I_{C_5} = 536ms$$

تحلیل ac:

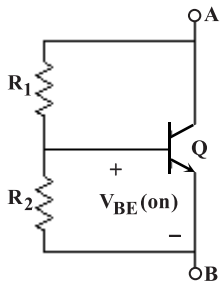
مقاومت ورودی $R_i = R_1 \| R_2 \| [r_{\pi_1} + \underbrace{(\beta+1)(r_{\pi_2} + (\beta+1)R_4)}_{\simeq 1250k\Omega}] \simeq 176/5k\Omega$

($r_{\pi_2} + (\beta+1)R_4 \simeq 12/5k\Omega$ ، $r_{\pi_1} + (\beta+1)(\cdots) \simeq 1500k\Omega$)

مقاومت خروجی $R_o = R_{11} \| [\underbrace{\frac{1}{g_{m_5}}}_{\simeq 0/1k\Omega} + \frac{R_{10}}{\beta+1}] \simeq 90\Omega$

بنابراین گزینه (۳) صحیح است.

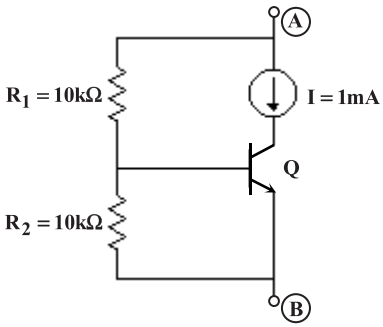
نکته۷: در حالت کلی به مدار شکل زیر ضرب‌کننده ولتاژ بیس ـ امیتر گفته می‌شود و می‌توان نشان داد که افت ولتاژ دو سر A و B و همچنین مقاومت دو سر A و B به ترتیب زیر می‌باشند:



$$V_{AB} = V_{BE(on)} \cdot (1 + \frac{R_1}{R_2})$$

$$R_{AB} = \frac{1}{g_m} \cdot (1 + \frac{R_1}{R_2 \| r_\pi})$$

مثال۳۵: در مدار شکل مقابل مقاومت دیده شده از دو سر A و B چقدر است؟ ($\beta = 100$)

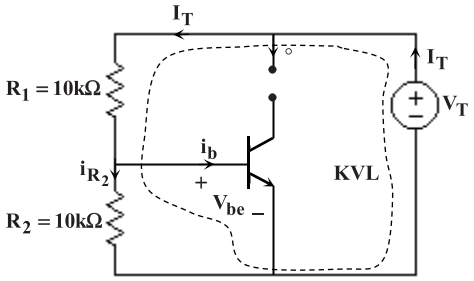


۱) $12k\Omega$ ۲) $7/5k\Omega$

۳) $\frac{5}{3}k\Omega$ ۴) $5k\Omega$

☑ **پاسخ:** گزینه «۱» در ابتدا با کمک تحلیل DC مقادیر g_m و r_π را محاسبه می‌کنیم:

$$I_{CQ} = 1mA \rightarrow g_m = 40 I_{CQ} = 40ms, r_\pi = \frac{\beta}{g_m} = 2/5k\Omega$$



در مرحله بعد برای محاسبه مقاومت دیده شده از دو سر A و B تمامی منابع DC و ac را خاموش می‌کنیم و منبع ولتاژ تست را در دو سر A و B اضافه می‌کنیم:

$$i_{R_2} = \frac{V_{be}}{10k}$$

$$V_{be} = r_\pi . i_b = 2/5k(I_T - i_{R_2}) = 2/5k(I_T - \frac{V_{be}}{10k})$$

با ساده‌سازی رابطه فوق می‌توان V_{be} را به دست آورد:

$$V_{be} = 2I_T$$

با نوشتن قانون KVL در حلقه نشان داده شده در شکل داریم:

$$V_T = R_1 . I_T + V_{be} = 10kI_T + 2kI_T \Rightarrow \frac{V_T}{I_T} = R_{AB} = 12k\Omega$$

مثال ۳۶: مقاومت ورودی مدار شکل مقابل کدام گزینه می‌باشد؟

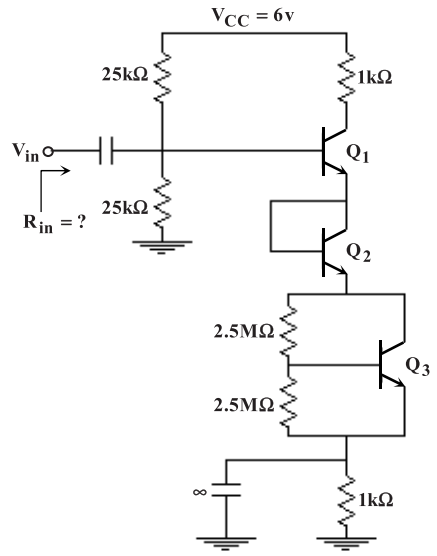
(ترانزیستورها همگی مشابه هستند) ($\beta = 100$, $V_{BE} = 0/5v$, $V_A >> 1$)

۱) $12/5k\Omega$

۲) $2/5k\Omega$

۳) $3/125k\Omega$

۴) $6/25k\Omega$



☑ **پاسخ:** گزینه «۴» با توجه به نکته‌های (۵) و (۶) در ابتدا به تحلیل DC مدار فوق می‌پردازیم و پارامترهای سیگنال کوچک را حساب می‌کنیم:

$$V_{B_1} = \frac{25k}{25k + 25k} \times 6 = 3v$$

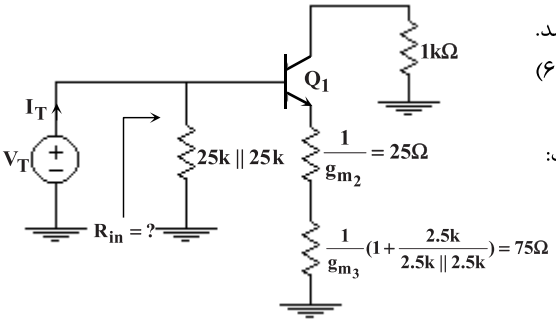
$$I_{CQ_1} = I_{CQ_2} = I_{CQ_3} = \frac{V_{B_1} - V_{BE_1} - V_{BE_2} - V_{BE_3}(1 + \frac{1}{1})}{1k}$$

$$\Rightarrow I_{C_1} = I_{C_2} = I_{C_3} = \frac{3 - 4 \times 0/5}{1k} = 1mA$$

(با توجه به آنکه مقاومت‌های دور ترانزیستور Q_3 از جنس مگا اهم هستند جریان آنها قابل صرف‌نظر کردن می‌باشد.)

در نتیجه مقادیر r_π و g_m برای هر سه ترانزیستور به صورت زیر می‌باشد:

$$g_{m_1} = g_{m_2} = g_{m_3} = g_m = 40ms \quad , \quad r_{\pi_1} = r_{\pi_2} = r_{\pi_3} = \frac{\beta}{g_m} = 2/5k\Omega$$



از طرفی با توجه به اینکه $V_A >> 1$ می‌باشد، مقدار r_o هر سه ترانزیستور بی‌نهایت می‌باشد.

برای محاسبه‌ی مقاومت ورودی تمامی منابع را خاموش می‌کنیم و با توجه به نکات (۵) و (۶) از مدار معادل مقابل استفاده می‌کنیم:

مقاومت ورودی را با استفاده از قاعده انعکاس امپدانس (نکته (۱)) می‌توان به صوت زیر نوشت:

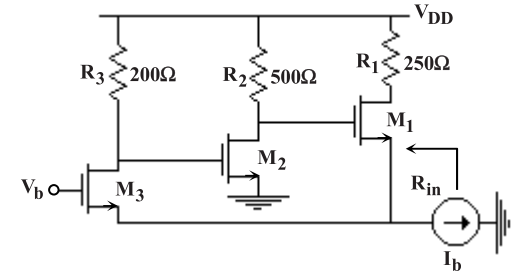
$$R_{in} = (12/5k) \| [r_{\pi_1} + (\frac{1}{g_{m_2}} + \frac{1}{g_{m_3}}(1 + \frac{2/5k}{2/5k \| 2/5k})) \times (1 + \beta)]$$

$$R_{in} = 12/5k \| [2/5k + (0/1k \times 100)] = 12/5k \| 12/5k = 6/25k\Omega$$

دقت شود که ترانزیستورها همگی در ناحیه فعال خود نیز می‌باشند.

مثال ۳۷: در مدار زیر، همه ترانزیستورها در ناحیه اشباع بایاس شده‌اند و منبع جریان I_b ایده‌آل است. مقدار مقاومت ورودی R_{in} چند اهم است؟

(دکتری ۹۸)



$$g_{m_1} = 5\frac{mA}{V} \quad , \quad g_{m_2} = 1\frac{mA}{V}$$

$$g_{m_3} = 10\frac{mA}{V} \quad , \quad V_A = \infty$$

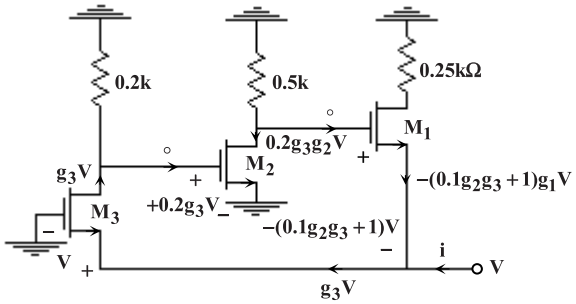
۱) ۲۰۰

۲) ۱۰۰

۳) ۵۰

۴) ۲۵

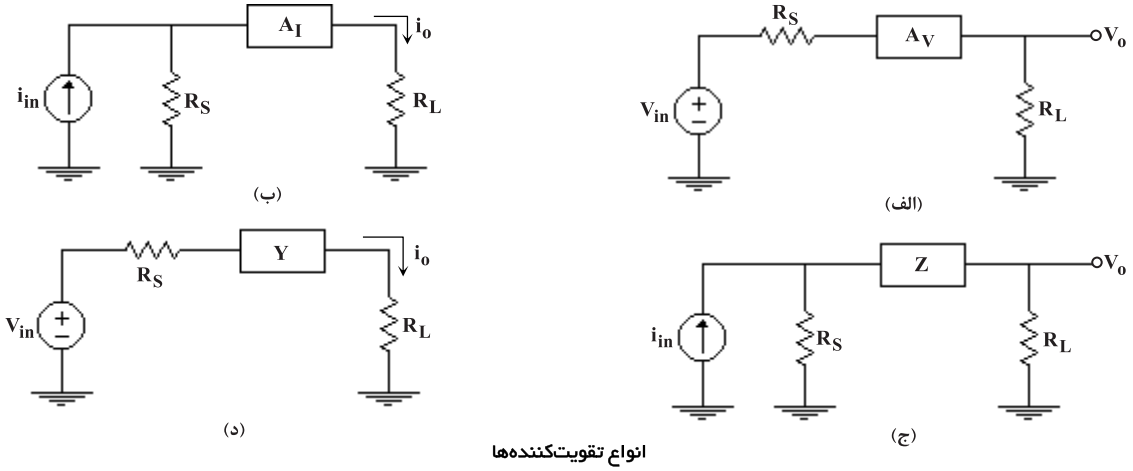
☑ **پاسخ:** گزینه «۳» برای محاسبه مقاومت ورودی از سورس M_1 منبع تست را مطابق شکل مقابل اضافه می‌کنیم. در شکل جریان‌ها و ولتاژها را پخش می‌کنیم، سپس نسبت $\frac{V}{i}$ را تشکیل می‌دهیم: $KCL@V: i - g_3V - g_1V(0/1g_2g_3 + 1) = 0$



$$\frac{V}{i} = \frac{1}{+g_3 + g_1(1+0/1g_2g_3)} = \frac{1}{+10+5(1+1)} = \frac{1}{20}k\Omega = 50\Omega$$

محاسبه بهره ورودی تا خروجی

به طور کلی سیگنال ورودی یا خروجی می‌تواند از نوع ولتاژ یا جریان باشد. براین اساس چهار نوع تقویت‌کننده خواهیم داشت که در شکل زیر نشان داده شده است.



انواع تقویت‌کننده‌ها

تابع تبدیل مربوط به هر یک از حالت‌های شکل بالا عبارتند از:

الف) بهره ولتاژ $(A_V = \frac{V_o}{V_{in}})$: نسبت ولتاژ خروجی به ولتاژ ورودی

ب) بهره جریان $(A_I = \frac{i_o}{i_{in}})$: نسبت جریان خروجی به جریان ورودی

ج) امپدانس انتقالی $(Z = \frac{V_o}{i_{in}})$: نسبت ولتاژ خروجی به جریان ورودی

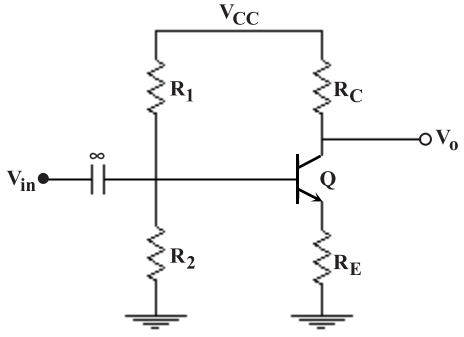
د) هدایت انتقالی $(Y = \frac{i_o}{V_{in}})$: نسبت جریان خروجی به ولتاژ ورودی

مسائل این بخش را به دو قسمت می‌توان تقسیم کرد؛ دسته اول مسائلی هستند که در آنها $r_o = \infty$ می‌باشد و دسته دوم مسائلی هستند که $r_o \neq \infty$ می‌باشد. در ادامه به بررسی این دو نوع از سؤالات می‌پردازیم.

محاسبه بهره با در نظر گرفتن $r_o = \infty$

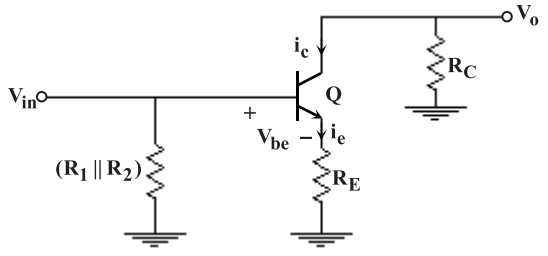
در صورتی که مقاومت r_o ترانزیستورها برابر بی‌نهایت در نظر گرفته شود می توان بهره این مدارات را با کمک سه طبقه معروف از تقویت‌کننده‌ها یعنی امیتر مشترک، کلکتور مشترک و بیس مشترک محاسبه نمود.

۱ـ طبقه امیتر مشترک (C.E.): در این طبقه سیگنال ورودی به پایه بیس ترانزیستور اعمال می‌شود و سیگنال خروجی از پایه کلکتور گرفته می‌شود. شماتیک این تقویت‌کننده در حالت کلی در شکل مقابل نشان داده شده است.



تقویت‌کننده امیتر مشترک

برای محاسبه گین ولتاژ تقویت‌کننده امیتر مشترک، مدار معادل ac را به صورت مقابل رسم می‌کنیم. در صورتی که از جریان بیس صرف‌نظر کنیم، برای جریان های امیتر و کلکتور داریم: $i_e = i_c = \frac{-V_o}{R_C}$



ولتاژ بیس ـ امیتر را می‌توان به صورت زیر بیان کرد:

$$V_{be} = V_{in} - R_E.i_e = V_{in} + \frac{R_E}{R_C}.V_o \qquad (I)$$

از طرفی ولتاژ بیس ـ امیتر را به صورت دیگری نیز می‌توان بیان کرد:

$$V_{be} = r_\pi.i_b = \frac{r_\pi}{\beta}.i_c = \frac{1}{g_m}.\frac{-V_o}{R_C} \qquad (II)$$

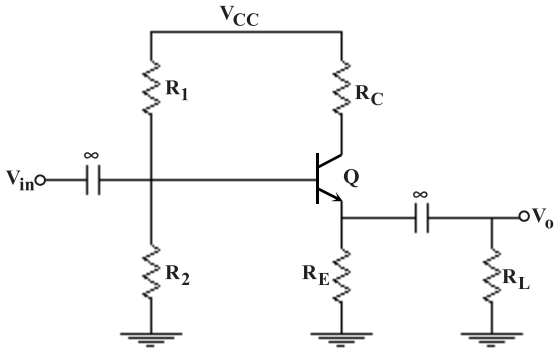
با مقایسه روابط (I) و (II) داریم:

$$(I),(II) \Rightarrow V_{in}+\frac{R_E}{R_C}V_o=\frac{-V_o}{R_C.g_m} \Rightarrow V_o[\frac{R_E}{R_C}+\frac{۱}{g_mR_C}]=-V_{in} \Rightarrow \text{گین ولتاژ } A_V=\frac{V_o}{V_{in}}=\frac{-R_C}{R_E+\frac{۱}{g_m}}$$

بهره تقویت‌کننده امیتر مشترک را می‌توان به صورت مقابل محاسبه کرد:

$$A_V=-\frac{\text{مقاومت‌های روی کلکتور}}{\text{مقاومت‌های روی امیتر و مقاومت‌های انتقال‌یافته به امیتر}}$$

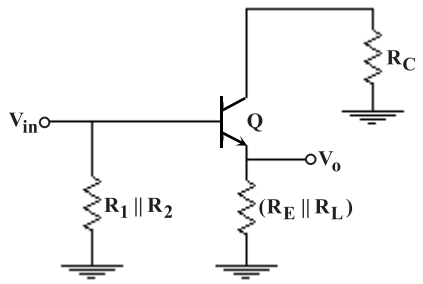
۲ـ طبقه کلکتور مشترک (C.C.): در این طبقه سیگنال ورودی به پایه بیس اعمال می‌شود و سیگنال خروجی از پایه امیتر گرفته می‌شود؛ شماتیک این تقویت‌کننده در حالت کلی در شکل مقابل نشان داده شده است.



تقویت‌کننده کلکتور مشترک

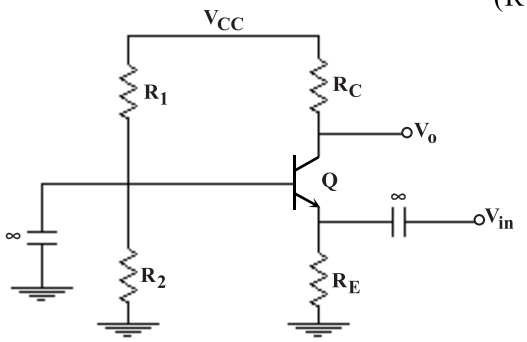
به این طبقه امیتر فالور نیز می‌گویند، زیرا ولتاژ امیتر همواره ولتاژ بیس را دنبال می‌کند. برای محاسبه بهره ولتاژ تقویت‌کننده کلکتور مشترک، مدار معادل ac را به صورت مقابل رسم می‌کنیم. می‌توان نشان داد که بهره این طبقه از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$\text{گین ولتاژ } A_V=\frac{\text{مقاومت‌های روی امیتر}}{\text{مقاومت‌های روی امیتر و مقاومت‌های انتقال‌یافته به امیتر}}$$



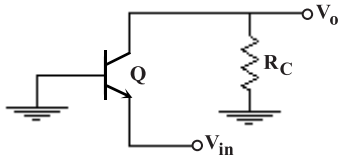
$$A_V=\frac{(R_E \parallel R_L)}{(R_E \parallel R_L)+\frac{۱}{g_m}}$$

۳ـ طبقه بیس مشترک (C.B.): در این طبقه سیگنال ورودی به امیتر اعمال می‌شود و سیگنال خروجی از پایه کلکتور گرفته می‌شود. شماتیک این تقویت‌کننده در حالت کلی در شکل مقابل نشان داده شده است.



تقویت‌کننده بیس مشترک

مدار معادل ac و بهره طبقه بیس مشترک به صورت مقابل می‌باشد:

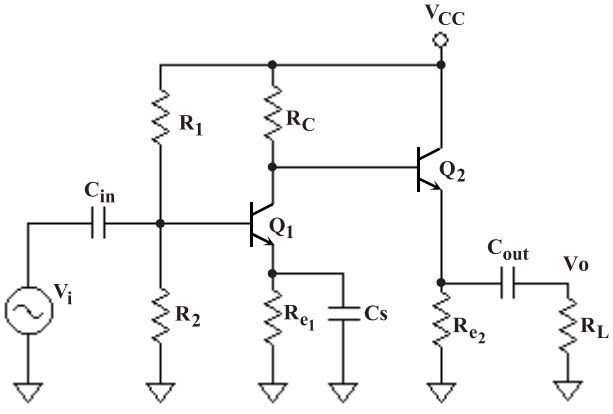


$$\text{گین ولتاژ } A_V=+g_m.R_C$$

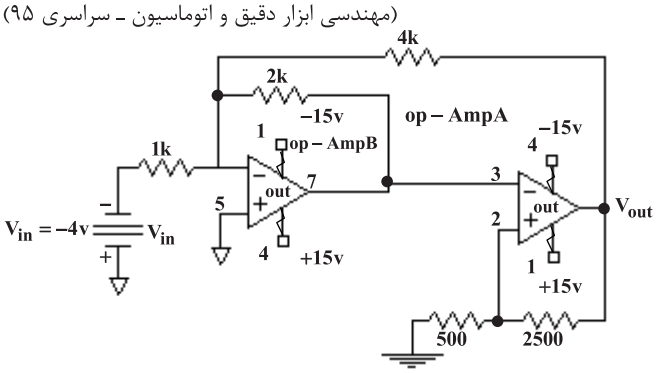
مثال۳۸: در مدار مقابل $R_{e_2}=۱/۵k\Omega$، $R_{e_1}=۲۲۰\Omega$، $R_C=۱/۵k\Omega$، $R_2=۳/۳k\Omega$، $R_1=۲۲k\Omega$ و $R_L=۱۰\Omega$ است. برای ترانزیستورها $V_{be}=۰/۷v$، $\beta_1=۲۰۰$ و $\beta_2=۱۰۰$ در نظر گرفته شود، V_{CC} برابر با ۱۲v است. با فرض بزرگ بودن خازن‌ها، بهره $\frac{V_o}{V_i}$ کدام است؟

(مهندسی ابزار دقیق و اتوماسیون ـ سراسری ۹۷)

۱) ۷۰ ۲) ۹۰ ۳) ۱۱۰ ۴) ۱۳۰



مثال ۲۶: ولتاژ V_{out} در مدار زیر، برابر با چند ولت می‌باشد؟ (مهندسی ابزار دقیق و اتوماسیون ـ سراسری ۹۵)



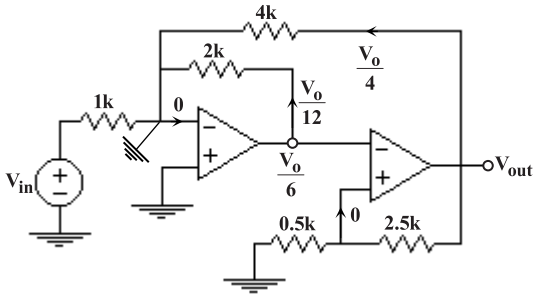
۱) ۱۲

۲) ۱۵

۳) ۱۸

۴) ۲۱

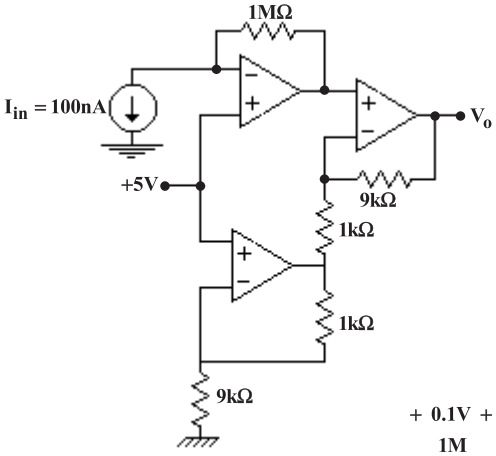
پاسخ: گزینه «۱» چون در هر دو آپ‌امپ فیدبک منفی داریم لـذا، ولتاژهـای پایه‌های مثبت و منفی در هر یک از آپ‌امپ‌ها یکـدیگر را دنبـال می‌کننـد، پـس بـا تعیین ولتاژها و جریان‌ها در شکل داریم:



با نوشتن KCL در پایه منفی آپ‌امپ اول داریم:

$$\frac{V_o}{12}+\frac{V_o}{4}+\frac{V_{in}-0}{1}=0 \Rightarrow \frac{V_o}{3}=4 \Rightarrow V_o=12v$$

مثال ۲۷: ولتاژ خروجی V_o در مدار مقابل، چند ولت است؟ (مهندسی ابزار دقیق و اتوماسیون ـ سراسری ۱۴۰۰)



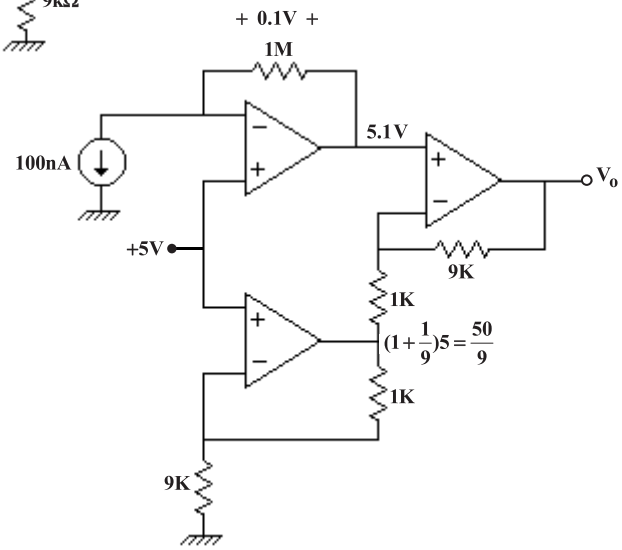
۱) ۰/۱

۲) ۱

۳) ۵

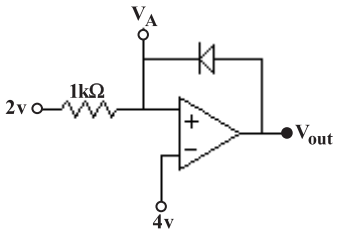
۴) ۱۰

پاسخ: گزینه «۲»



$$V_o=-9(\frac{50}{9})+(1+\frac{9}{1})5/1=1V$$

مثال ۲۸: در مدار داده شده $V_D = 0/7v$، ولتاژ گره V_A تقریباً برابر است با: (فوتونیک ـ سراسری ۹۵)

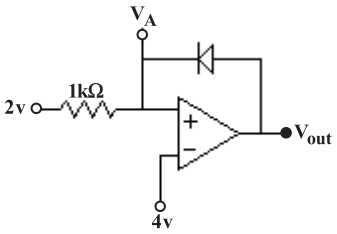


۱) ۲v

۲) ۳v

۳) ۴v

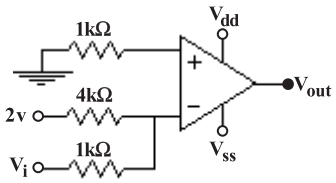
۴) ۶v



☑ **پاسخ:** گزینه «۳» اگر فرض کنیم که دیود نشان داده شده در شکل خاموش باشد، آپامپ به صورت حلقه باز عمل می‌کند و چون ولتاژ پایه‌ی منفی آن بزرگتر می‌باشد، خروجی به سمت حداکثر مقدار مثبت می‌رود که باعث می‌شود دیود روشن شود، لذا شکل به صورت مقابل می‌شود:

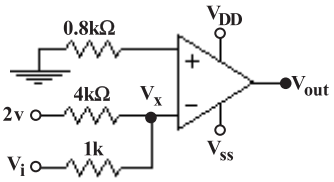
چون در این صورت فیدبک منفی داریم، پس ولتاژهای هر دو پایه با یکدیگر برابر می‌شوند؛ یعنی: $V_A = ۴v$.

مثال۲۹: به‌ازای چه مقادیری از V_i خروجی مدار تقریباً برابر با V_{dd} می‌شود؟ (فوتونیک ـ سراسری ۹۵)



۱) $V_i < -\frac{۱}{۲}$ ۲) $V_i > ۸$

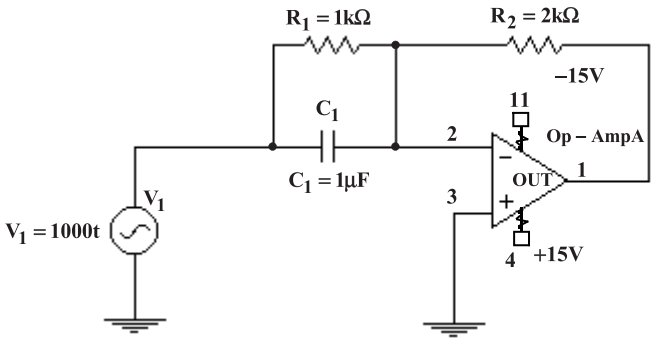
۳) $V_i > -۸$ ۴) $V_i > -\frac{۱}{۲}$



☑ **پاسخ:** گزینه «۴» از آنجایی‌که آپ ـ امپ به صورت حلقه باز عمل می‌کند، برای اینکه خروجی همواره V_{dd} باشد، کافی است که ولتاژ پایه مثبت کمی بیشتر از ولتاژ پایه منفی باشد: $V_x = \frac{۲+۴V_i}{۵}$

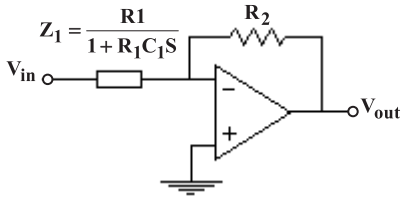
$$V_{out} = V_{dd} \text{ شرط} \Rightarrow V_x > ۰ \Rightarrow \frac{۲+۴V_i}{۵} > ۰ \Rightarrow V_i > \frac{-۱}{۲}$$

مثال۳۰: در مدار مقابل Op-Amp ایده‌آل، ولتاژ خازن برای $t < ۰$ برابر با صفر و $V_۱ = ۱۰۰۰t$ ولت (t برحسب ثانیه) برای $t > ۰$ می‌باشند. ولتاژ V_{out} در $t = ۱ms$ برابر چند ولت می‌باشد؟ (مهندسی ابزار دقیق و اتوماسیون ـ سراسری ۹۶)



۱) −۳
۲) −۴
۳) −۵
۴) −۶

☑ **پاسخ:** گزینه «۲» برای حل مسئله مدار را در حوزه لاپلاس بررسی می‌کنیم. حاصل موازی مقاومت $R_۱$ و خازن $C_۱$ را نیز با امپدانس $Z_۱$ مدل می‌کنیم. در این صورت با استفاده از رابطه بهره در مدار معکوس‌کننده ولتاژ خروجی را می‌توانیم بیان کنیم:



$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{-R_۲}{Z_۱} = \frac{-R_۲}{R_۱} \cdot (۱ + R_۱C_۱S)$$

ولتاژ ورودی در واقع یک شکل ramp می‌باشد که در حوزه لاپلاس به صورت زیر بیان می‌شود:

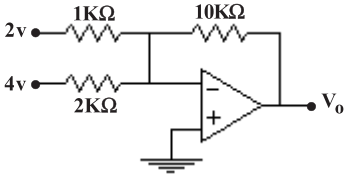
$$V_{in}(t) = ۱۰۰۰t \xrightarrow{\text{تبدیل لاپلاس}} V_{in}(s) = \frac{۱۰۰۰}{s^۲}$$

پس ولتاژ خروجی در حوزه لاپلاس و در حوزه زمان را می‌توان به این صورت نوشت:

$$V_{out}(s) = \frac{۱۰۰۰}{s^۲} \times (\frac{-۲k\Omega}{۱k\Omega}) \times (۱ + ۱۰^{-۳}s) = \frac{-۲۰۰۰}{s^۲} - \frac{۲}{s}$$

$$V_{out}(t) = -۲۰۰۰t - ۲u(t) \xrightarrow{t=۱ms} V_{out}(t = ۱ms) = -۴v$$

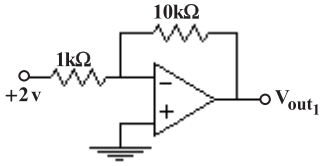
مثال۳۱: در مدار شکل مقابل ولتاژ خروجی V_o چند ولت است؟ (فوتونیک ـ سراسری ۹۷)

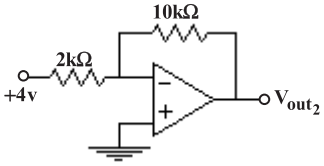


۱) −۱۵ ۲) −۲۰

۳) −۳۰ ۴) −۴۰

☑ **پاسخ:** گزینه «۴» با استفاده از اصل جمع آثار خروجی را به ازای ورودی‌های +۲v و +۴v به‌طور جداگانه حساب می‌کنیم:



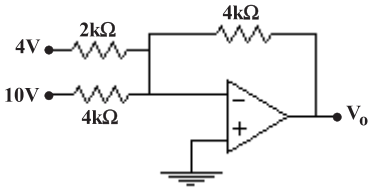


$$V_{out_1}=(\frac{-10\,k\Omega}{1k\Omega})\times(+2v)=-20\,v \quad , \quad V_{out_2}=(\frac{-10\,k\Omega}{2k\Omega})\times(+4v)=-20\,v$$

$$V_{out}=V_{out_1}+V_{out_2}=-40\,v$$

پس خروجی نهایی برابر می‌شود با:

مثال ۳۲: در تقویت‌کننده نشان داده شده مقدار ولتاژ خروجی چند ولت است؟ (فوتونیک ـ سراسری ۹۹)

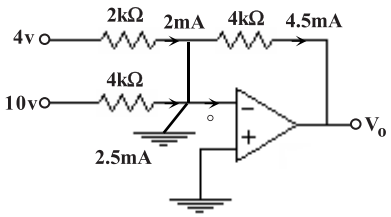


۱) ۹−

۲) ۱۴−

۳) ۱۸−

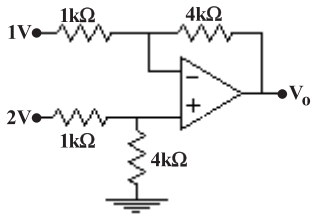
۴) ۲۴−



☑ **پاسخ:** گزینه «۳» مدار به صورت فیدبک منفی می‌باشد؛ لذا ولتاژ پایه‌های مثبت و منفی آپ امپ با یکدیگر برابر می‌باشند. در نتیجه ولتاژ پایه منفی آپ امپ نیز صفر بوده و به صورت زمین مجازی می‌باشد. در این صورت با پخش جریان‌ها در شکل زیر داریم:

$$V_o=-4k\Omega\times4/5mA=-18v$$

مثال ۳۳: ولتاژ خروجی مدار چند ولت است؟ (فوتونیک ـ سراسری ۱۴۰۰)



۱) ۳

۲) ۲

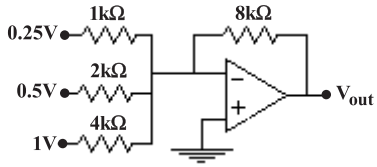
۳) ۴

۴) ۶

☑ **پاسخ:** گزینه «۳» این مدار یک تقویت‌کننده تفاضلی می‌باشد و ولتاژ خروجی آن برابر است با:

$$V_o=\frac{4k\Omega}{1k\Omega}(V^{(+)}-V^{(-)})=4\times(2-1)=4\,V$$

مثال ۳۴: ولتاژ خروجی برابر با کدام است؟ (فوتونیک ـ سراسری ۱۴۰۰)



۱) ۴−

۲) ۶−

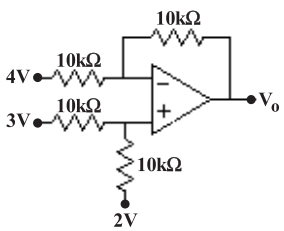
۳) ۸−

۴) ۳−

☑ **پاسخ:** گزینه «۲» با استفاده از جمع آثار برای تقویت‌کننده معکوس‌کننده داریم:

$$V_o=-\left[(\frac{8k}{1k}\times0/25)+(\frac{8k}{2k}\times0/5)+(\frac{8k}{4k}\times1V)\right]=-6\,V$$

مثال ۳۵: ولتاژ خروجی مدار V_o برابر چند ولت است؟ (فوتونیک ـ سراسری ۱۴۰۱)



۱) ۱

۲) ۲

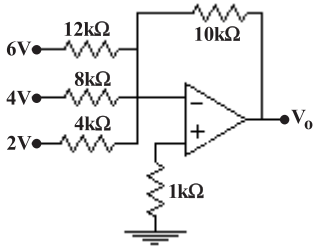
۳) ۳

۴) ۴

☑ **پاسخ:** گزینه «۱» به‌علت آنکه جریان پایه‌های ورودی آپ امپ صفر می‌باشد؛ ولتاژ پایه مثبت آپ امپ برابر می‌شود با:

$$V_{(+)}=\frac{3\times10+2\times10}{20}=2/5^{7}\Rightarrow V_{(-)}=2/5V \quad , \quad V_o=2/5-(\frac{4-V_{(-)}}{10})\times10=2/5-1/5=1V$$

مثال ۳۶: ولتاژ خروجی مدار V_o چند ولت است؟ (فوتونیک ـ سراسری ۱۴۰۱)

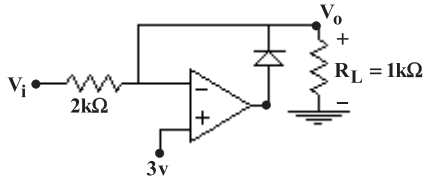


۱) ۱۵−
۲) ۱۰−
۳) ۱۴−
۴) ۱۶−

☑ **پاسخ:** گزینه «۱» با استفاده از اصل جمع آثار ولتاژ خروجی برابر می‌شود با:

$$V_o=(\frac{-10\,k\Omega}{4k\Omega}\times 2V)+(\frac{-10\,k\Omega}{8k\Omega}\times 4)+(\frac{-10\,k\Omega}{12k\Omega}\times 6V)=-15V$$

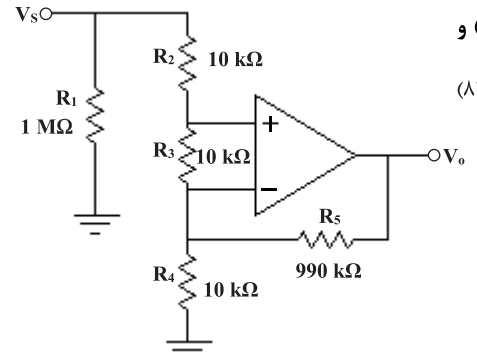
مثال ۳۷: در مدار شکل زیر اگر V_i برابر ۲ ولت باشد، جریان R_L چند میلی‌آمپر است؟ (فوتونیک ـ سراسری ۹۷)



۱) ۱/۳ ۲) ۲
۳) ۳ ۴) ۳/۳

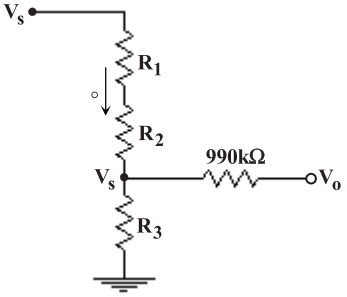
☑ **پاسخ:** گزینه «۳» اگر در ابتدا فرض کنیم دیود خاموش باشد، به‌دلیل آنکه آپ ـ امپ به‌صورت حلقه باز می‌باشد و ولتاژ پایه‌ی مثبت آن بیشتر از پایه‌ی منفی می‌شود پس، خروجی آپامپ وارد اشباع مثبت می‌شود و در نتیجه دیود روشن می‌شود؛ بنابراین آپامپ در حلقه‌ی فیدبک منفی قرار می‌گیرد و در نتیجه ولتاژ پایه‌های مثبت و منفی آن با هم برابر می‌شوند، لذا ولتاژ خروجی هم برابر ۳V+ می‌گردد و جریان مقاومت R_L برابر ۳mA می‌شود.

مثال ۳۸: در صورتی که آپامپ ایده‌آل فرض شود، مقاومت ورودی (مقاومتی که V_s می‌بیند) و بهره ولتاژ $(A_{V_s}=\frac{V_o}{V_s})$ چه مقدار است؟ (سراسری ۸۴)



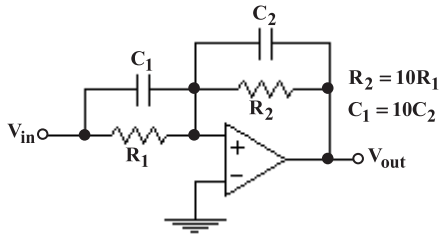
۱) $A_{V_s}=33\ ,\ R_i=1M\Omega$
۲) $A_{V_s}=100\ ,\ R_i=1M\Omega$
۳) $A_{V_s}=33\ ,\ R_i=30K\Omega$
۴) $A_{V_s}=100\ ,\ R_i=20K\Omega$

☑ **پاسخ:** گزینه «۲» با توجه به آن‌که ولتاژ پایه‌های مثبت و منفی یکسان می‌باشد و جریان هم از این پایه‌ها عبور نمی‌کند، می‌توان گفت جریان شاخه شامل مقاومت‌های ۱۰kΩ صفر می‌باشد. در نتیجه مقاومت ورودی همان ۱MΩ می‌باشد. برای محاسبه‌ی بهره هم کافی است از تقسیم مقاومتی ساده زیر استفاده کنیم:



$$V_S=V_o\times\frac{R_3}{R_3+990k\Omega}\Rightarrow\frac{V_o}{V_S}=\frac{1000}{10}=100$$

مثال ۳۹: در مدار شکل زیر تقویت‌کننده عملیاتی ایده‌آل است. مقدار بهره ولتاژ $A_V=\left|\frac{V_{out}}{V_{in}}\right|$ آن چه‌قدر است؟ (مهندسی ابزاردقیق و اتوماسیون ـ سراسری ۹۱)



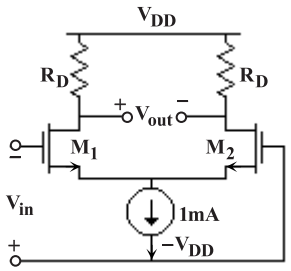
۱) ۱
۲) ۱۰
۳) ۱۰۰
۴) بهره ولتاژ وابسته به فرکانس است.

☑ **پاسخ:** گزینه «۲» فیدبک منفی برقرار است و چون آپامپ ایده‌آل است، پایه‌های مثبت و منفی آپامپ هم‌ولتاژ هستند. $V_+=V_-=0$

در پایه منفی آپامپ، KCL می‌نویسیم:

$$KCL:\frac{V_{in}-0}{R_1\|\frac{1}{C_1S}}=\frac{0-V_{out}}{R_2\|\frac{1}{C_2S}}$$

مثال ۱۱۵: در مدار زیر ترانزیستورهای M_1 و M_2 در ناحیه اشباع بایاس شده‌اند و $(\frac{W}{L})_1$ ترانزیستور M_1، ۴ برابر $(\frac{W}{L})_2$ ترانزیستور M_2 است. به ازای چه مقدار از ورودی V_{in}، ولتاژ خروجی V_{out} برابر با صفر خواهد بود؟ (مهندسی ابزاردقیق و اتوماسیون و نانوفناوری ـ نانومواد ـ سراسری ۹۸)



$$\mu_n C_{ox}(\frac{W}{L})_1 = 16\frac{mA}{V^2}$$
$$(\frac{W}{L})_1 = 4(\frac{W}{L})_2$$

۱) ۰/۲۵V
۲) ۰/۵V
۳) ۰/۷۵V
۴) ۱/۰V

پاسخ: گزینه «۱» برای آن که ولتاژ خروجی صفر شود بایستی جریان ترانزیستورها با هم برابر ۰/۵mA باشند یعنی:

$$I_{D_1} = I_{D_2} \Rightarrow \frac{1}{2}\mu_n C_{ox}(\frac{W}{L})_1(V_{GS_1} - V_{TH})^2 = \frac{1}{2}\mu_n C_{ox}(\frac{W}{L})_2(V_{GS_2} - V_{TH})^2$$
$$\Rightarrow (V_{GS_2} - V_{TH}) = \pm 2(V_{GS_1} - V_{TH}) \rightarrow 2V_{GS_1} - V_{GS_2} = V_{TH} \quad (I)$$

از طرف دیگر با استفاده از KVL داریم:

$$V_{in} = V_{GS_2} - V_{GS_1} \quad (II)$$

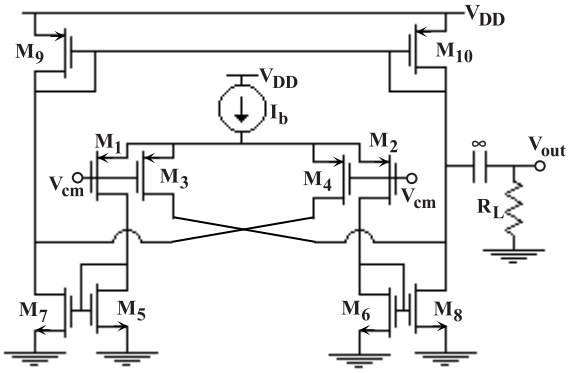
از آنجایی که جریان ترانزیستورها برابر ۰/۵mA می‌باشد داریم:

$$\frac{1}{2}\mu_n C_{ox}(\frac{W}{L})_2(V_{GS_2} - V_{TH})^2 = 0/5^{mA} \Rightarrow V_{GS_2} = 0/5 + V_{TH} \quad (III)$$

با استفاده از سه رابطه‌ی فوق داریم:

$$(I): 2V_{GS_1} - V_{GS_2} = V_{TH} \xrightarrow{(II)\ ,\ (III)} 2(0/5 + V_{TH} - V_{in}) - 0/5 - V_{th} = V_{TH} \Rightarrow V_{in} = 0/25v$$

مثال ۱۱۶: در مدار زیر همه ترانزیستورهای متناظر باهم یکسان بوده و در ناحیه اشباع بایاس شده‌اند. مقاومت منبع جریان I_b برابر با ۵ کیلواهم است. مقدار بهره ولتاژ مد ـ مشترک $A_{cm} = \left|\frac{V_{out}}{V_{cm}}\right|$ به کدام‌یک نزدیک‌تر است؟ (دکتری ۹۹)

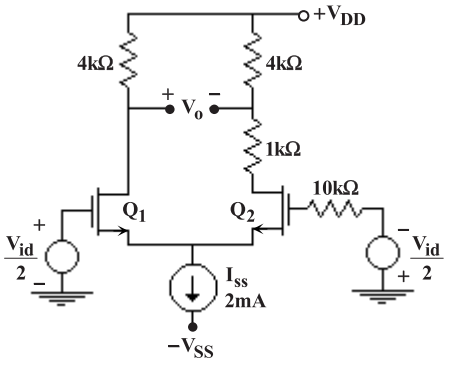


$$g_{m_{1,2,3,4,5,6}} = 10\frac{mA}{V}$$
$$g_{m_{7,8}} = 40\frac{mA}{V}$$
$$g_{m_{9,10}} = 10\frac{mA}{V}$$
$$V_A = \infty$$
$$R_L = 10k\Omega$$

۱) ۰
۲) ۰/۲۵
۳) ۰/۵
۴) ۱

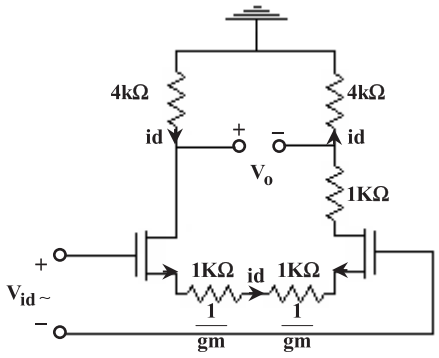
پاسخ: گزینه «۱» با توجه به اینکه مدار فوق کاملاً متقارن است و r_o ترانزیستورها بی‌نهایت است بنابراین بهره مد مشترک صفر است، پس گزینه (۱) صحیح است.

مثال ۱۱۷: در ترانزیستورهای مدار زیر $\mu_n C_{ox}\frac{w}{L} = 0/5\frac{mA}{V^2}$ و $r_o \simeq \infty$ است و منبع جریان ایده‌آل فرض می‌شود. اندازه بهره ولتاژ $\frac{V_o}{V_{id}}$، به کدام گزینه نزدیک‌تر است؟ (مهندسی ابزار دقیق و اتوماسیون و نانوفناوری ـ نانومواد ـ سراسری ۹۹)



۱) ۲
۲) ۴
۳) ۶
۴) ۸

پاسخ: گزینه «۲» در ابتدا با استفاده از تحلیل DC میزان ترارسانایی ترانزیستورها را حساب می‌کنیم:



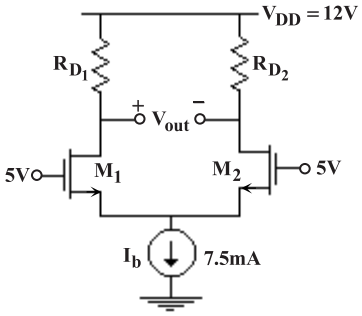
$$g_{m_{1,2}} = \sqrt{2I_D\mu_n C_{ox}(\frac{W}{L})} = \sqrt{2\times 1\times 0/5} = 1ms$$

با توجه به عدم تقارن موجود در مدار از نیم‌مدار نمی‌توانیم استفاده کنیم و با کمک پخش جریان‌ها مطابق شکل مقابل داریم:

$$V_o = -8 i_d$$

$$i_d = \frac{V_{id}}{2} \Rightarrow V_o = -4V_{id} \Rightarrow |\frac{V_o}{V_{id}}| = 4$$

مثال ۱۱۸: در مدار زیر، همه ترانزیستورها در ناحیه اشباع بایاس شده‌اند. مقدار ولتاژ خروجی V_{out} برحسب ولت برابر با کدام گزینه است؟ (دکتری ۱۴۰۰)



$\mu_n C_{ox}(W/L)_1 = 20mA/V^2$
$\mu_n C_{ox}(W/L)_2 = 10mA/V^2$
$V_{TH_1} = 2V \ , \ V_{TH_2} = 1.5V \ , \ V_A = \infty$
$R_{D_1} = 1000\Omega$
$R_{D_2} = 800\Omega$

۱) ۱/۵
۲) ۲
۳) ۲/۵
۴) ۳

پاسخ: گزینه «۱» مجموع جریان ترانزیستورهای M_1 و M_2 برابر $7/5mA$ می‌شود، لذا داریم:

$$I_{D_1} + I_{D_2} = 7/5mA \Rightarrow 10(V_{GS}-2)^2 + 5(V_{GS}-1/5)^2 = 7/5 \Rightarrow V_{GS} = 2/5V$$

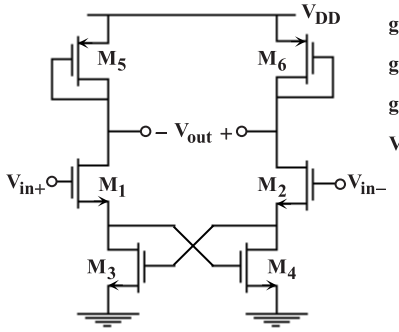
لذا هر یک از جریان‌ها برابر می‌شوند با:

$$I_{D_1} = 10(V_{GS}-2)^2 = 2/5mA \ , \ I_{D_2} = 5mA$$

ولتاژ خروجی برابر می‌شود با:

$$V_{out} = -1\times I_{D_1} + 0/8\times I_{D_2} = -2/5 + 0/8\times 5 = 1/5V$$

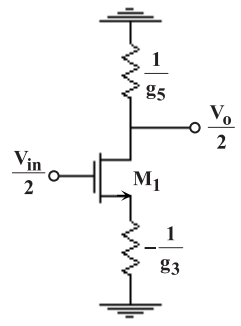
مثال ۱۱۹: در مدار تقویت‌کنندهٔ تفاضلی زیر، همهٔ ترانزیستورهای متناظر با هم یکسان بوده و در ناحیهٔ اشباع بایاس شده‌اند. مقدار بهرهٔ ولتاژ تفاضلی $A_d = \frac{V_{out}}{V_{in+} - V_{in-}}$ آن برابر با کدام گزینه است؟ (مهندسی برق ـ سراسری ۱۴۰۰)



$g_{m_{1,2}} = 10mA/V$
$g_{m_{3,4}} = 20mA/V$
$g_{m_{5,6}} = 2mA/V$
$V_A = \infty$

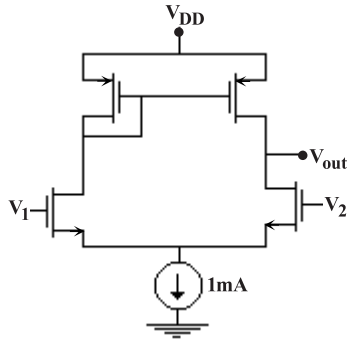
۱) ۱۰
۲) $\frac{10}{3}$
۳) ۵
۴) $\frac{5}{3}$

پاسخ: گزینه «۱» ترانزیستورهای M_3 و M_4 تشکیل یک مقاومت منفی با اندازه‌ی $\frac{-2}{g_3}$ می‌دهند. از طرف دیگر با توجه به تقارن موجود در تقویت‌کننده می‌توانیم معادل نیم مدار را مطابق شکل مقابل رسم کنیم:



$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = (\frac{V_{in}}{2})\times\frac{1}{\frac{1}{g_1} - \frac{1}{g_3}}\times\frac{1}{g_5} \Rightarrow \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{-g_1\cdot g_3}{g_3 - g_1}\times\frac{1}{g_5} = 10$$

مثال۱۲۰: در مدار زیر، بهرهٔ ولتاژ $A_v=\frac{V_{out}}{V_1-V_2}$ کدام است؟ (مهندسی ابزار دقیق و اتوماسیون و نانوفناوری ـ نانومواد ـ سراسری ۱۴۰۰)



$\lambda_n=0/1V^{-1}$

$\lambda_p=0/2V^{-1}$

$g_{mn}=6\frac{mA}{V}$

$g_{mp}=3\frac{mA}{V}$

۱) ۲۰

۲) ۴۰

۳) ۸۰

۴) ۱۰۰

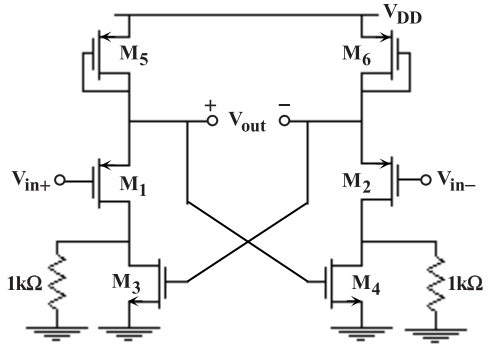
پاسخ: گزینه «۲» بهره ولتاژ از رابطه $-G_mR_{out}$ به‌دست می‌آید:

$$R_{out}=r_{on}\parallel r_{op}=\frac{20}{3}k\Omega$$

$$G_m=-g_{mn}=-6\frac{mA}{V}$$

$$\Rightarrow A_V=40$$

مثال۱۲۱: در مدار تقویت‌کننده تفاضلی شکل زیر، همهٔ ترانزیستورهای متناظر با هم یکسان بوده و در ناحیهٔ اشباع بایاس شده‌اند. مقدار بهرهٔ ولتاژ تفاضلی $A_d=\frac{V_{out}}{V_{in^+}-V_{in^-}}$، آن برابر با کدام است؟ (دکتری ۱۴۰۱)



$g_{m1,2}=15mA/V$

$g_{m3,4}=10mA/V$

$g_{m5,6}=5mA/V$

$V_A=\infty$

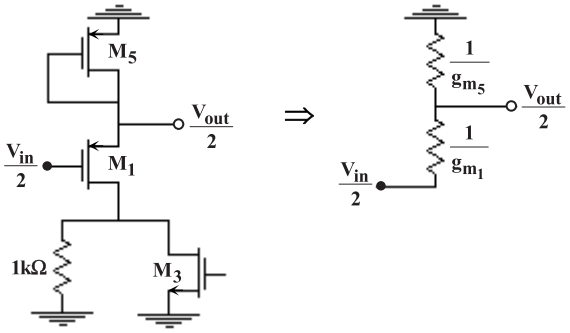
۱) ۰/۲۵

۲) ۰/۵

۳) ۰/۷۵

۴) ۱

پاسخ: گزینه «۳» با استفاده از مدار معادل نیم مدار داریم:

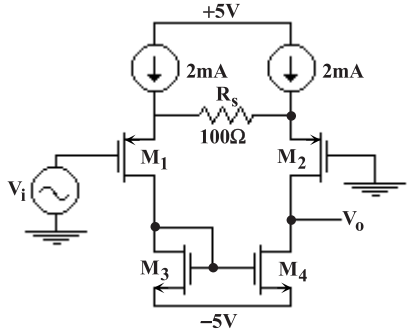


$$\frac{V_{out}}{V_{in}}=\frac{\frac{1}{g_{m_5}}}{\frac{1}{g_{m_5}}+\frac{1}{g_{m_1}}}=\frac{\frac{1}{5}}{\frac{1}{5}+\frac{1}{5}}=0/75$$

مثال۱۲۲: در تقویت‌کننده دیفرانسیل داده شده، مقدار تقریبی بهره ولتاژ $A_v=\frac{v_o}{v_i}$ کدام است؟

(فرض کنید $\mu_nC_{ox}\frac{W}{L}=\mu_pC_{ox}\frac{W}{L}=4mA/V^2$, $|V_{TH}|=1V$, $\lambda=0/01V^{-1}$)

(مهندسی برق ـ سراسری ۱۴۰۱)



۱) ۱۲۰

۲) ۵۰

۳) ۲۰۰

۴) ۹۰

پاسخ: گزینه «۴» با توجه به جریان ترانزیستورها پارامترهای سیگنال کوچک را حساب می‌کنیم:

$$I_D=2mA\Rightarrow g_m=2\sqrt{2\times2}=4ms\quad,\quad r_o=\frac{V_A}{I_D}=50k\Omega$$