محمد اعرابیان

جزوه درس الکترونیک کاربردی

جلسه اول

برای جزئیات بیشتر **اسکن کنید**

نسخه ۱.۱ | تهیه شده در بهمن ۱۴۰۰

تمامی حقوق این جزوه برای **محمد اعرابیان** محفوظ است.

سرفصل آموزشی :

۱- نیمه هادی ها و دیودها

۲- ترانزیستور دو قطبی

۳- ترانزیستور های اثر میدانی

٤- کاربردهای ترانزیستور به عنوان تقویت کننده یک طبقه

٥- تقویت کننده های چند طبقه

٦- کوپلینگ بین طبقات، انواع ، مزایا ، معایب

۷- دی کوپلینگ و کاربردهای آن در مدارات الکترونیک

۸- فید بک منفی در تقویت کننده ها

۹- تقویت کننده های توان

۱۰- منابع ولتاژ و تثبیت کننده‌های خطی ولتاژ

۱۱- منابع جریان و تثبیت کننده‌های خطی جریان

مقدمه

الکترونیک به طیف گسترده ای از الکتریسیته اطلاق می شود که با حرکت الکترون ها در انواع مدارات نیمه هادی سر و کار دارد، اختراع IC ها سبب آن شده است که دگرگونی های فراوانی در این علم پدیدار گشته و سیستم‌های مدرن الکترونیکی از جمله مدارهای کنترل از راه دور ، ماهواره های فضایی ، رباتها و ... را پدید آورد.

در حال حاضر الکترونیک کلید فتح شگفتی‌های جهان است و با تمام علوم و فنون موجود به نحوی پیوند خورده است . از وسائل ساده خانگی تا پیچیده ترین تکنیک های فضایی همه جا صحبت از تکنولوژی فراگیر الکترونیکی است و امروز صنعت مدرن بدون الکترونیک و تکنولوژی های وابسته به آن عملا از کار افتاده است.

پیشرفت علم الکترونیک و وسعت حوزه عملکرد آن امروز بر همگان روشن است. علاوه بر وسائل الکترونیکی از جمله دستگاههای مخابراتی، انواع وسائل پزشکی، صنعتی، نظامی، در دیگر وسائل غیر الکترونیکی هم کمتر وسیله ای را می توان یافت که الکترونیک در آن دخالتی نکرده باشد.

مهندسان الکترونیک با خلق وعملکرد سیستم‌های بسیار متنوعی سر وکار دارند که به منظور برآوردن نیازها و خواسته های جامعه طراحی می شوند. مهندسان الکترونیک در ایجاد ماشین‌هایی که توانایی‌های بشر را در زمینه جسمی یاری و در زمینه محاسباتی افزایش می دهند نقش مهمی دارند . بخشی از طراحی و ایجاد سیستمهای الکترونیکی به توانایی ساخت مدلهای ریاضی اجزا و مدارهای الکتریکی بستگی دارد.

منابع

Microelectronic Circuits Adel S. Sedra, OXJFORD UNIVERSITY PRESS

قطعات و مدارات الکترونیک جلد ۱ و ۲ مولف روبرت بویل اشتاد و لوئیس نشلسکی مترجم قدرت ا... سپید نام و خلیل باغانی

مدارهای میکروالکترونیک ویراست سوم به بالا مولف عادل صدرا و کنت اسمیت مترجم مجید ملکان و هاله واحدی

مبانی الکترونیک دکتر سید علی میرعشقی نشر شیخ بهایی

فصل اول

نیمه هادی ها

مقدمه

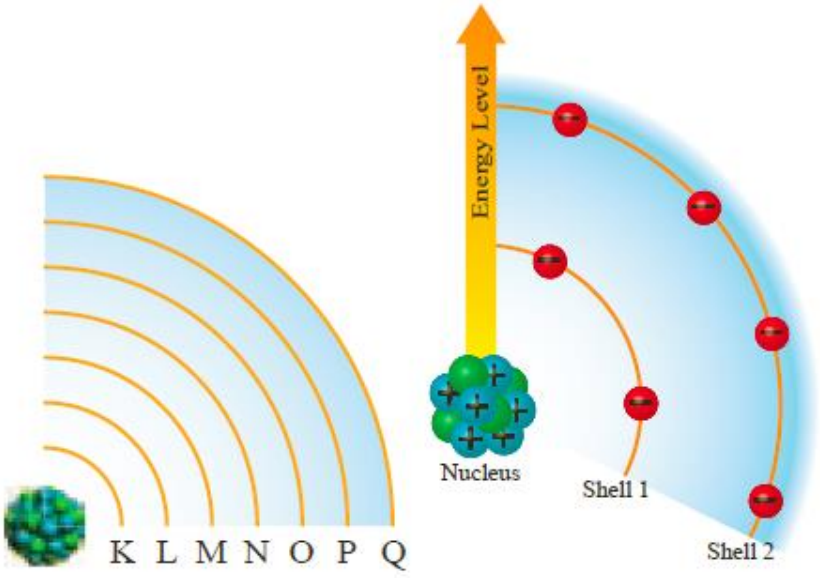
عناصر نیمه هادی عناصری هستند کــه در صنایع الکترونیك کاربرد فراوانی دارند. در این فصل می‌خواهیم به ساختمان عناصر نیمه هادی از قبیل ژرمانیم و سیلیسیم بپردازیم، همچنین نحوهی تولید کریستال N و P نیز آموزش داده می‌شود، برای رسیدن به این اهداف ساختمان اتم، مدارهای الکترون و سطوح و باندهای انرژی را به اختصار مورد بررسی قرار می‌دهیم.

مروری بر ساختمان اتمی عناصر

عناصر موجود در طبیعت از ذرات بسیار کوچکی به نام اتم تشکیل شده‌اندکه دارای دو قسمت اصلی هسته و پوسته‌های الکترونی هستند. هسته دارای بار مثبت و کاملا متمرکز شده است و الکترون دارای بار منفی و در لایه های مشخص در اطراف هسته قرار گرفته‌اند.

الکترون های هر اتم روي مدارهایی (پوسته shell- orbit) بیضی شکل دوران می‌کنند. در بسیاری از عناصرتعداد حداکثر الکترون‌های هر مدار از رابطه‌ی $2n^2$ تعیین می‌گردد. در این رابطه n شـــماره‌ی مدار مورد نظر است و با حروف Q,P,O,N,M,L,K مشخص می‌شود.

در این قســمت ما مدار orbit یا پوسته shell را اصطلاحــا لایــه مینامیــم وکلمه‌ی لایــه را مورد استفاده قرار می‌دهیم. شکلی که مشاهده می‌کنید مدل اتمی بور (Bohr) می‌باشد.



K لایه‌ی شماره‌ی یك و L لایه‌ی شماره‌ی دو، M لایه‌ی شماره سه و ..... و Q لایه‌ی شماره هفت است. هر قدر فاصله‌ی الکترون از هسته‌ی اتم بیشتر باشد، انرژی بیشتری دارد. این الکترون‌ها به دلیل داشتن انرژی بیشتر راحت‌تر می‌توانند از قید نیروی جاذبه‌ی هسته رها شوند و ازمدار فرار کنند. برای تعیین

حداکثر الکترون‌هایی که هـــر لایه می‌پذیرد، در رابطه‌ی $2n^2$ به جای n ، شماره‌ی لایه را قرار می‌دهیم و حداکثر الکترونی را ،کـــه در آن لایـــه قرار می‌گیرند به‌دست می‌آوریم.

حل: چون لایه‌ی K لایه‌ی شـماره‌ی یک است، در رابطه‌ی $2n^2$، به جای n، عدد یک را قرار می‌دهیم.

$2n^2 = 2\times1^2 = 2$ الکترون

یعنـی لایـه‌ی شـماره‌ی ۱ (K) حد اکثـر ۲ الکترون می‌پذیرد.

مثال ۲-۲: لایه‌های L ،M ،... و Q به ترتیب حد اکثر با چند الکترون پر می‌شوند؟

حل:

L مدار $\rightarrow n = 2$

$L \Rightarrow 2n^2 = 2\times2^2 = 8$ الکترون

یعنی لایه ی دوم (L) با ۸ الکترون پر می‌شود.

M لایه $\rightarrow n = 3$

$M \Rightarrow 2n^2 = 2\times3^2 = 18$ الکترون

لایـه‌ی سـوم (M) نیـز حداکثر بـا ۱۸ الکتـرون پر می‌شود.

N لایه $\rightarrow n = 4$

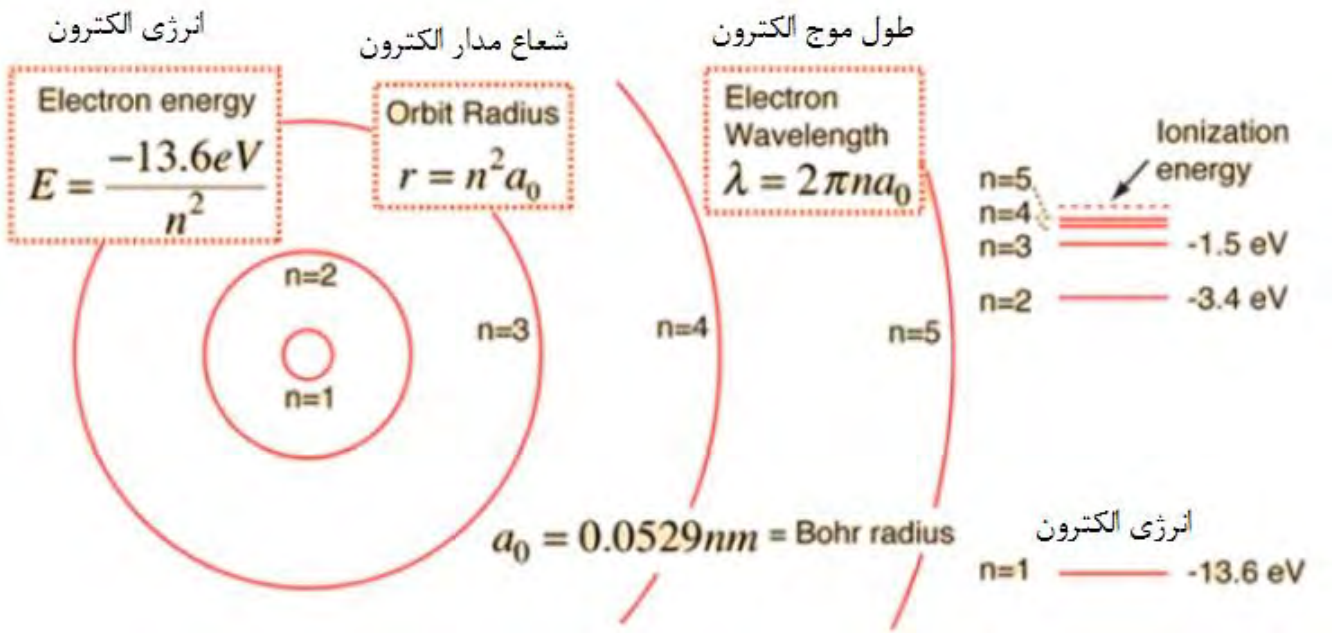
$N \Rightarrow 2n^2 = 2\times4^2 = 32$ الکترون

O لایه $\rightarrow n = 5$

$O \Rightarrow 2n^2 = 2\times5^2 = 50$ الکترون

به همین صورت در ادامه لایه ها تعداد الکترون می توانند محاسبه شوند.

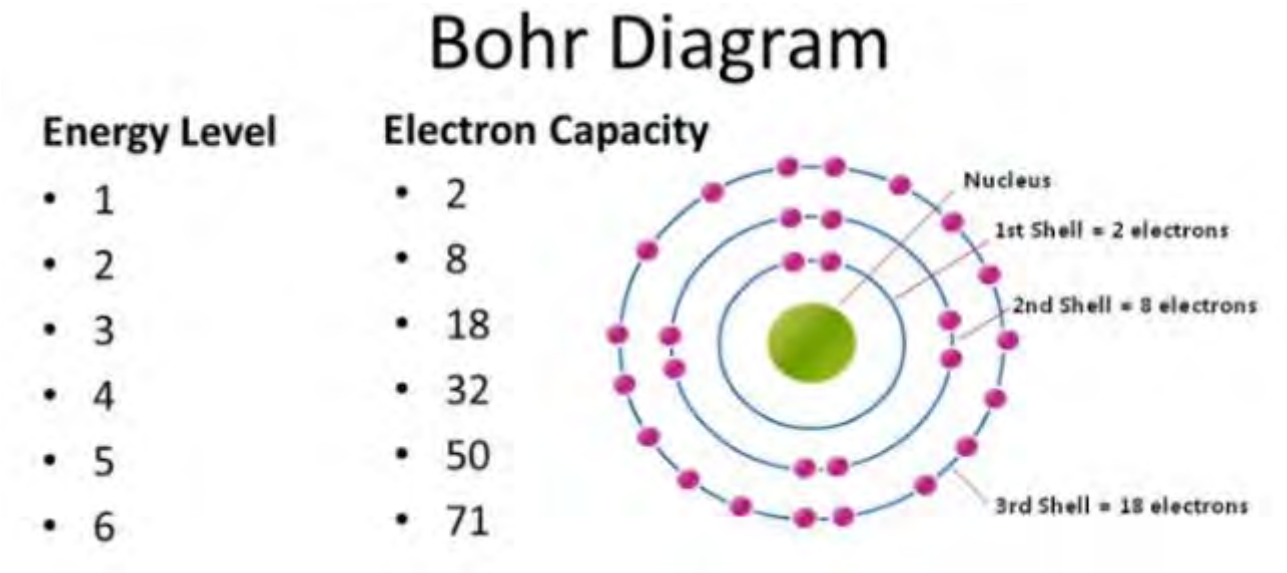
طول موج الکترون ها در لایه های بالاتر بیشتر است.



هسته بر الکترون لایه اول انرژی معادل $13.6eV$ انرژی وارد میکنه پس ما برای آزاد سازی الکترون در لایه اول به $13.6eV$ انرژی نیاز داریم که باید به الکترون لایه اول بدهیم تا از قید هسته خارج شود

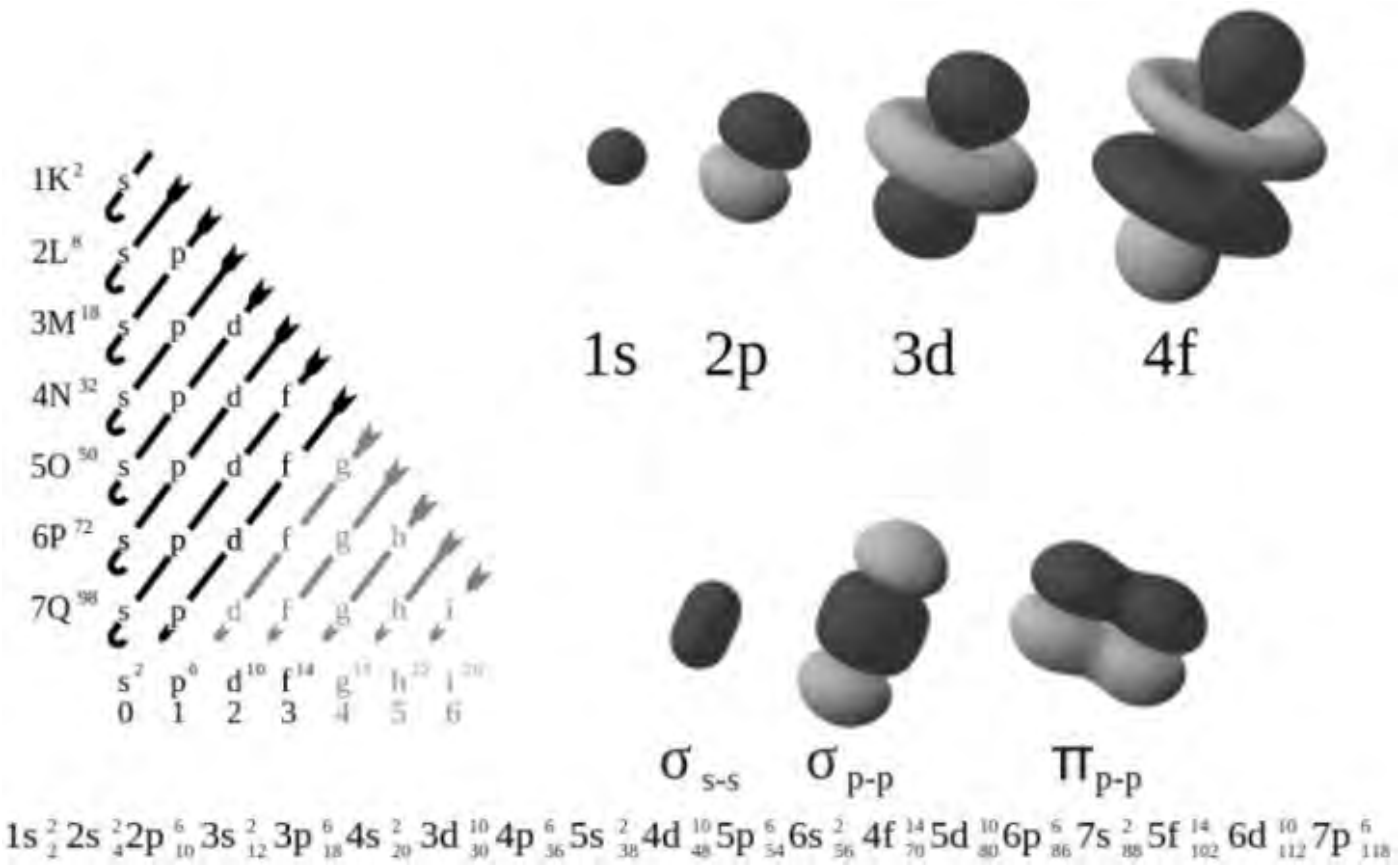
نحوه‌ی توزیع الکترون ها روی لایه ها

پذیرش الکترون‌ها در هر لایه محدودیت دارد. برای مثال، لایه‌ی اول K نمی‌تواند بیش از ۲ الکترون و لایه‌ی دوم L بیش از ۸ الکترون و لایه‌ی سوم M یش از ۱۸ الکترون را بپذیرند. این محدودیت برای تمام لایه ها وجود دارد. از طرفی، با توجه به عدد اتمی عناصر، شرایطی پدید می‌آید که توزیع الکترون در لایه های آخر را با مشکل مواجه می‌سازد. دراین قسمت به تشریح این موضوع می‌پردازیم.



می‌دانیم در صورتی که عدد اتمی عنصری ۱۰ باشد، لایه‌ی اول با ۲ الکترون و لایه دوم بـــا ۸ الکترون کامل می‌شود و چون این آخرین حد برای لایه‌ی دوم است، باید لایه‌ی سوم شروع شود. برای عناصری با عدد اتمی ۱۱ تا ۱۸ لایه‌ی اول با ۲ الکترون، لایه‌ی دوم با ۸ الکترون و لایه‌ی ســوم با ۸ الکترون پر می‌شود و پس از آن لایه‌ی چهارم شروع می‌شود. برای عناصری باعدد اتمی ۱۹ تا ۲۹ پس از پر شـــدن لایه‌ی اول و دوم، لایه‌ی سوم با حداکثر ظرفیت یعنی ۱۸ الکترون پر می‌شود و پس از آن لایه‌ی چهارم شروع می‌گردد.

* هر لایه الکترون ها، در زیر لایه‌های مشخص (اوربیتال) قرار می‌گیرند.



اوربیتال ها دارای انواع مختلفی هستند، s که کروی شکل است و می‌تواند حد اکثر ۲ الکترون در خودش جا بدهد، اگر دوتا کره را به هم وصل کنیم شکل اوربیتال p را مشخص می‌شود و ٦ الکترون در خودش جا می‌دهد، همین طور d, f, g, h, i به ترتیب ۱۰،۱٤،۱۸،۲۲،۲٦ الکترون در خود جا می دهند.

انرژی اوربیتال ها از کم به زیاد $s \to p \to d \to f \to g \to h \to i$ به این صورت است.

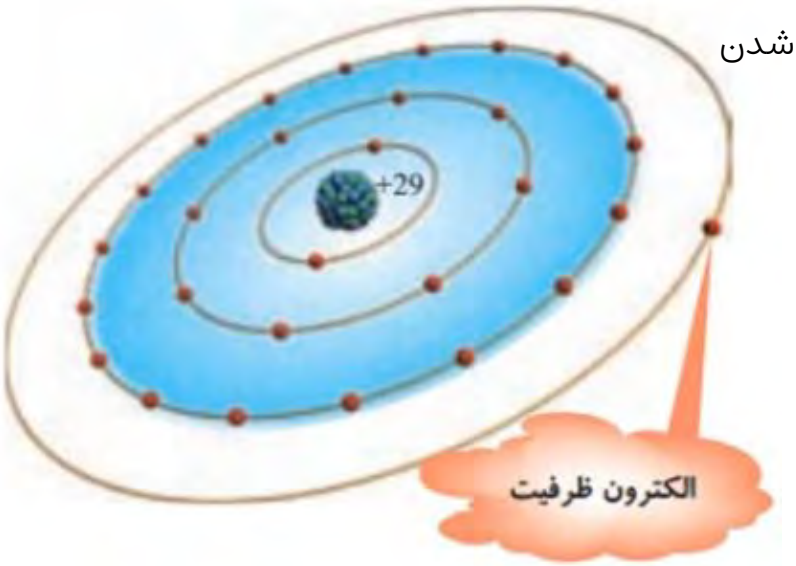
نحوه توزیع الکترون‌ها بر روی لایه ها

* ترتیب پر شدن الکترون ها در لایه‌ها به این صورت است که ابتدا زیر لایه ها با انرژی کمتر پر می‌شوند و سپس زیر لایه ها با انرژی بیشتر

* ایجاد تقارن نیز بر روی آرایش الکترونی تاثیر دارد.

برای مثال:

اتم مس (Cu) را در نظر بگیرید، بر اساس پر شدن زیر لایه ها آرایش به صورت است.



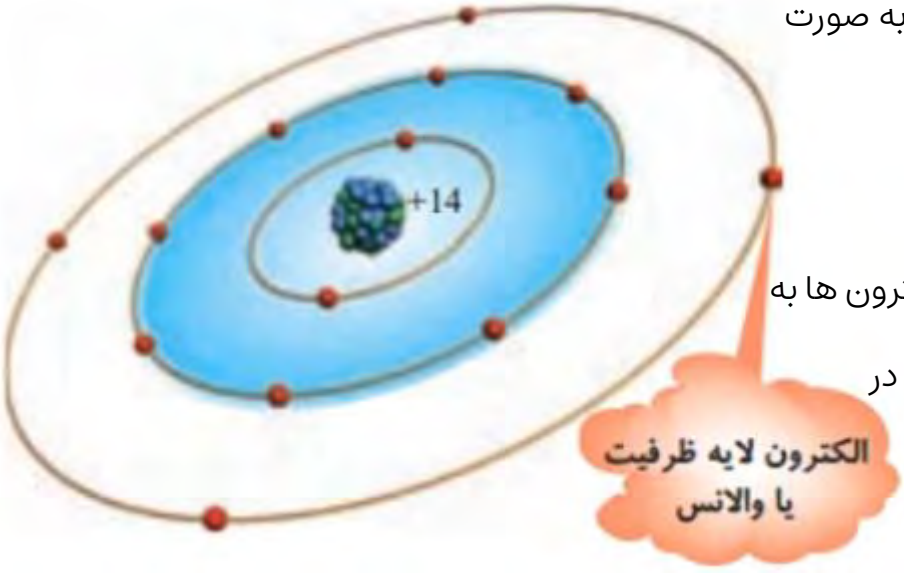
$$Cu: 1s^2 2s^2 2p^6 3s^2 3p^6 4s^2 3d^9$$

حالا اگر ما یک الکترون از لایه چهارم $(4s^2)$ به لایه سوم انتقال دهیم تقارن در شکل فضایی به وجود می‌اید. پس

$$Cu: 1s^2 2s^2 2p^6 3s^2 3p^6 4s^1 3d^{10}$$

برای اتم سیلیسیم (Si)

بر اساس پر شدن زیر لایه ها آرایش به صورت زیر است.



$$Si: 1s^2 2s^2 2p^6 3s^2 3p^2$$

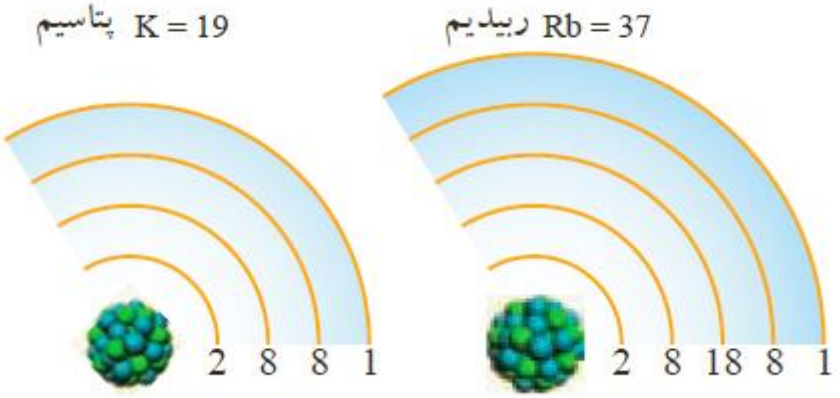
پس در اتم سیلیسم نحوه توزیع الکترون ها به درستی صورت گرفته زیرا الکترون ها در زیرلایه‌ها با انرژی پایین‌تر قرار گرفته و تقارن نیز دارند.

به آخرین لایه‌ی اتم، که در آن تعداد الکترون ها پرنمی‌شوند، لایه‌ی ظرفیت یا لایه‌ی والانس (Valance) می‌گویند.

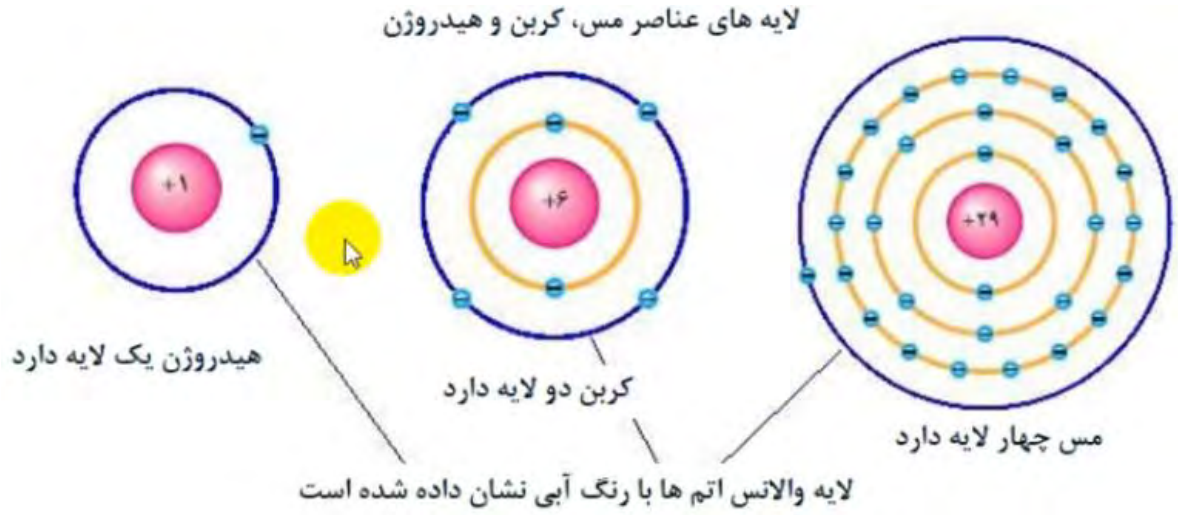
نکته: رابطه‌ی $2n^2$ عمومیت ندارد و برای برخی از عناصر صدق نمی‌کند.

لایه‌ی والانس و الکترون والانس

با توجه به مطالب فوق، اگر چه لایه‌ی سوم می‌تواند تا 18 الکترون داشته باشد ولی هرگز قبل از این که لایه‌ی چهارم شروع شود بیش از ۸ الکترون نمی‌پذیرد. این مطلب درمورد لایه‌ی چهارم نیز، صادق است، یعنی با وجود این که لایه‌ی چهارم می‌تواند حد اکثر ۳۲ الکترون بپذیرد، اما هرگز قبل از شروع لایه‌ی پنجم بیشتر از ۸ الکترون را قبول نمی‌کند. این یك قانون کل اس.. شکل زیر این مطلب نشان می‌دهد.



آخرین لایه‌ی هر اتم (لایه‌ی خارجی) نمی‌تواند بیشتراز ۸ الکترون داشته باشد. به آخرین لایه‌ی هر اتم لایه‌ی والانس یا ظرفیت می‌گویند. هم چنین الکترون های لایه‌ی ظرفیت، الکترون های والانس یا ظرفیت نامیده می‌شوند. این الکترون ها هستند که ماهیت هدایتی اجسام را شکل می‌دهند.



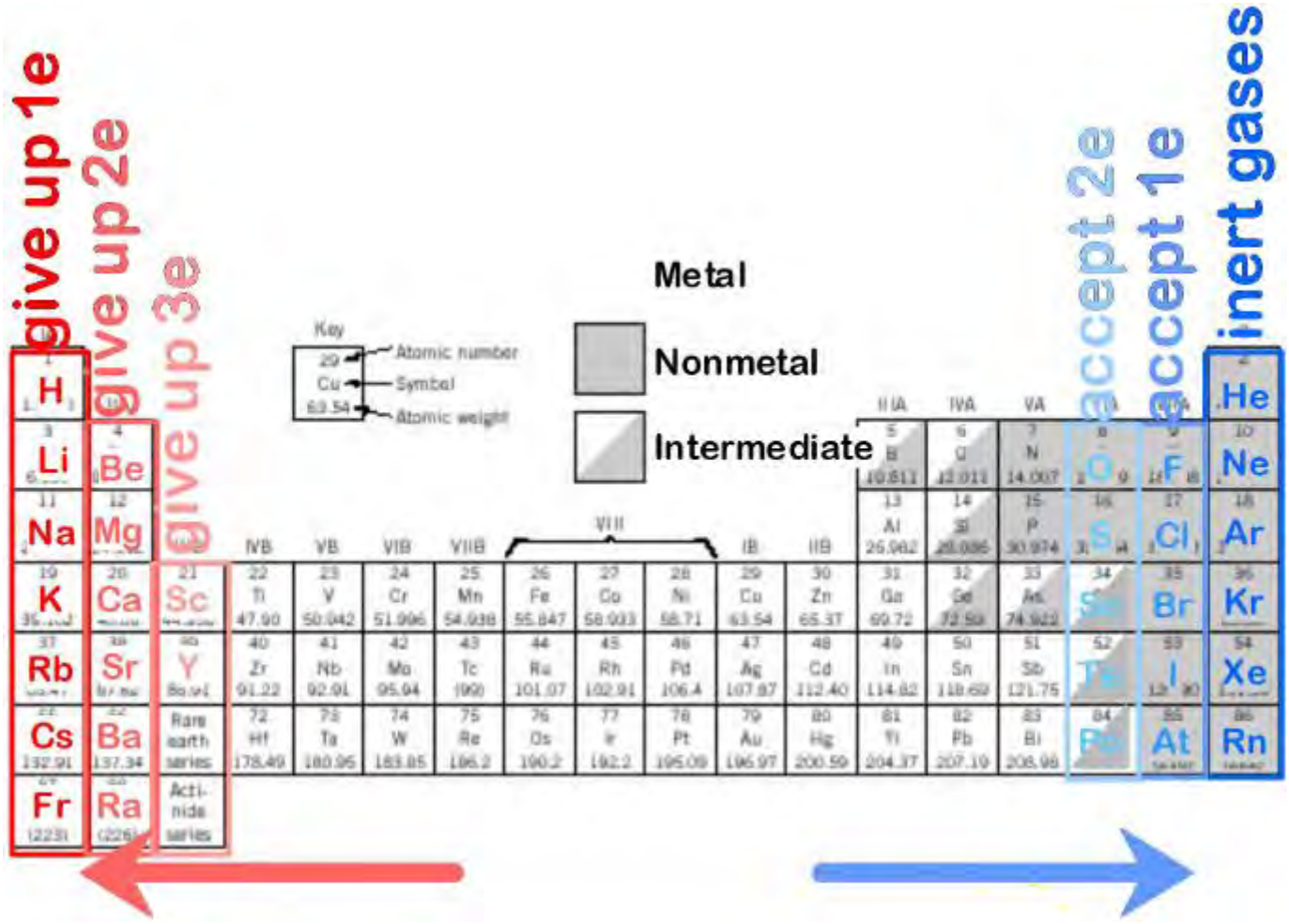
هدایت (رسانایی) کدام بیشتر است و چرا؟

هدایت در اجسام

۱- فاصله از هسته (الکترون های ظرفیتی در چه لایه ای قرار دارند، فرمول انرژی الکترون)

۲- تعداد الکترون های لایه آخر

هادی نیمه هادی عایق



اجسام در طبیعت ازنظرهدایت الکتریکی (رسانایی) به سه گروه تقسیم می‌شوند.

۱- هادی: دارای هدایت خوبی هستند ،به راحتی جریان الکتریکی را عبورمی‌دهند. تعداد الکترون های لایه ظرفیت این گروه اجسام کمتراز ٤ تا است. مثل فلزات يك تا سه ظرفیتی (نقره ،مس،آلومینیوم و...) و بعضی از اسیدها، بازها و نمك ها

۲- نیمه هادی: هدایت کمتری نسبت به هادی ها دارند و تحت شرایط خاص (مثل دادن انرژی)، جریان الکتریکی را از خود عبور می‌دهند.

تعداد الکترون‌های لایه ظرفیت این گروه اجسام برابر ٤ است. در دمای صفر مطلق کلوین (−237.15℃) عایق و در دمای معمولی تقریبا رسانا هستند(بخاطر گرما محیط الکترون ها انرژی لازم را برای آزاد شدن از قید هسته بدست می‌آورند و باعث ایجاد جریان شوند). قابلیت کنترل شدن میزان رسانایی آنها وجود دارد.

مثل کربن، ژرمانیوم، سیلیسیم یا بعبارتی تمامی عناصر گروه چهارم جدول مندلیف

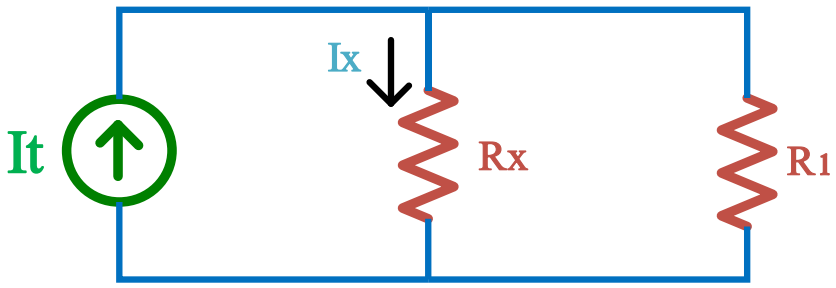
۳- عایق یا نارسانا: اجسامی هستند که در شرایط معمولی، جریان برق را از خود عبور نمی‌دهند، زیرا الکترون آزاد آن‌ها بسیار کم است، تعداد الکترون‌های لایه ظرفیت این گروه اجسام بیشتراز ٤ تا است مانند: کائوچو، شیشه، هوا روغن، پلاستیک و .....

یادآوری مباحث تحلیل مدار

تقسیم جریان: (نمی‌خواهیم)

در مدار موازی ولتاژ دوسر المان ها برابر است.

ما در مدار زیر جریان I_X را می‌خواهیم



پس:

مقدار جریان در مقاومت المانی که جریان آن را نمی‌خواهیم، تقسیم بر مجموع مقاومت المان ها

$$I_x = \frac{R_1 \times I_t}{R_x + R_1}$$

تقسیم جریان

مقاومت معادل در مدار موازی

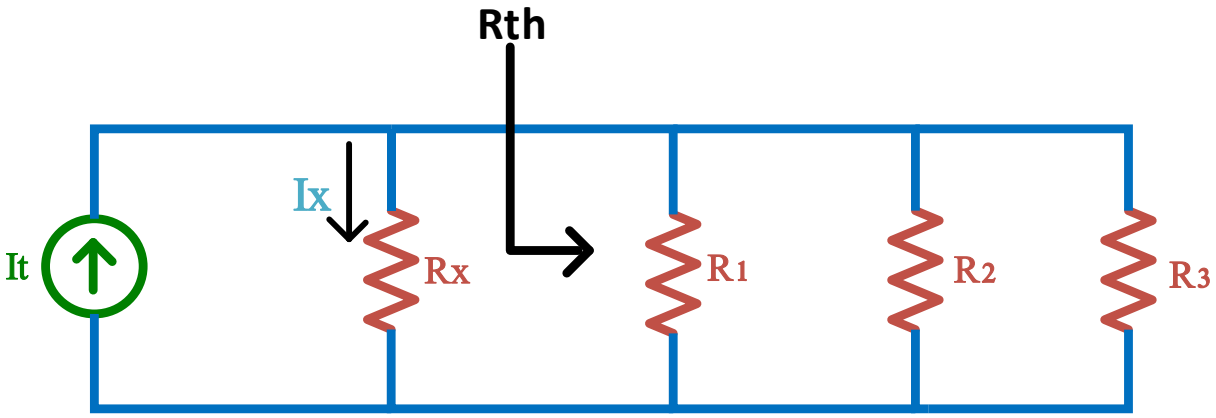
$$\frac{1}{R_{th}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \cdots$$

که می‌توان نوشت:

$$X = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \cdots$$

$$R_{th} = \frac{1}{X}$$

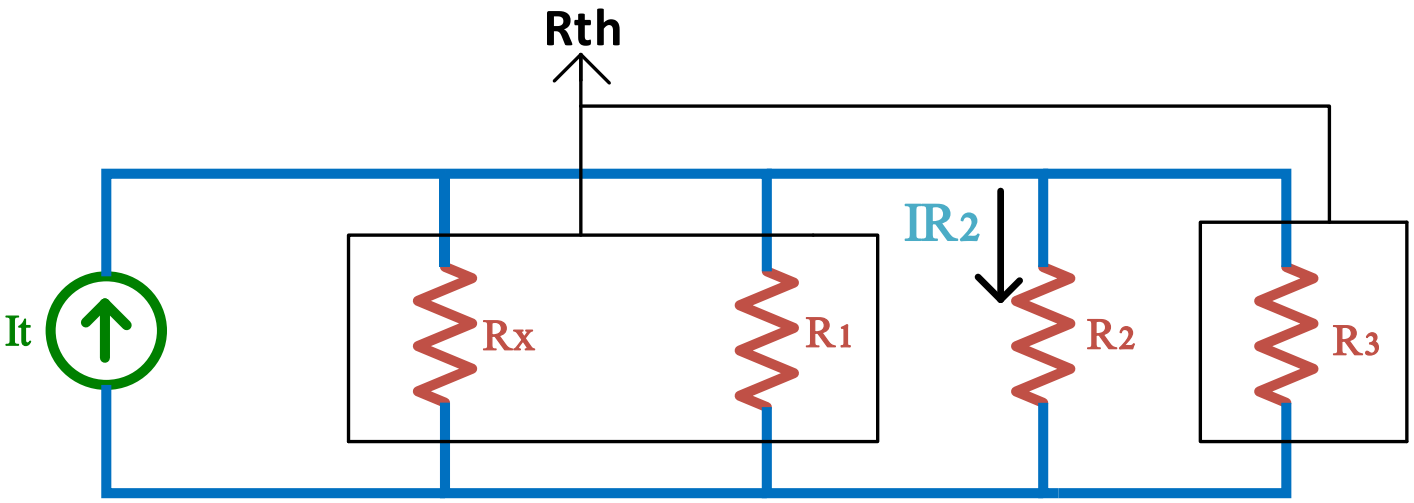
ما در مدار زیر جریان I_X را می‌خواهیم



$$X = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \Longrightarrow R_{th} = \frac{1}{X}$$

$$I_x = \frac{R_{th} \times I_t}{R_x + R_{th}}$$

ما در مدار زیر جریان I_{R_2} را می‌خواهیم



$$\frac{1}{R_{th}} = \frac{1}{R_x} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3}$$

یا

$$X = \frac{1}{R_x} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3}$$

$$R_{th} = \frac{1}{X}$$

در نتیجه I_{R_2} می‌شود:

$$I_{R_2} = \frac{R_{th} \times I_t}{R_2 + R_{th}}$$

پایان جلسه اول

روزگار خوشی را برای شما آرزومندم.

محمد اعرابیان

محمد اعرابیان

جزوه درس الکترونیک کاربردی

جلسه دوم

برای جزئیات بیشتر **اسکن کنید**

نسخه ۱.۱ | تهیه شده در بهمن ۱۴۰۰

تمامی حقوق این جزوه برای **محمد اعرابیان** محفوظ است.

باند انرژی در اجسام

الکترون‌های لایه ظرفیت در فعل و انفعالات شیمیایی و ترکیبات اجسام با یکدیگر نقش دارند.

* اگر اتم الکترون دریافت کند، تبدیل به یون منفی می‌شود و الکترون دریافت شده به لایه آخر اضافه خواهد شد.

* اگر اتم الکترون آزاد کند، تبدیل به یون مثبت می‌شود و الکترون از لایه آخر آزاد می‌شود.

برای آزاد شدن الکترون و برقراری جریان باید به الکترون های لایه آخر انرژی داده شود.

* انرژی لازم برای آزاد سازی الکترون های آزاد یک رسانا خیلی ناچیز است.

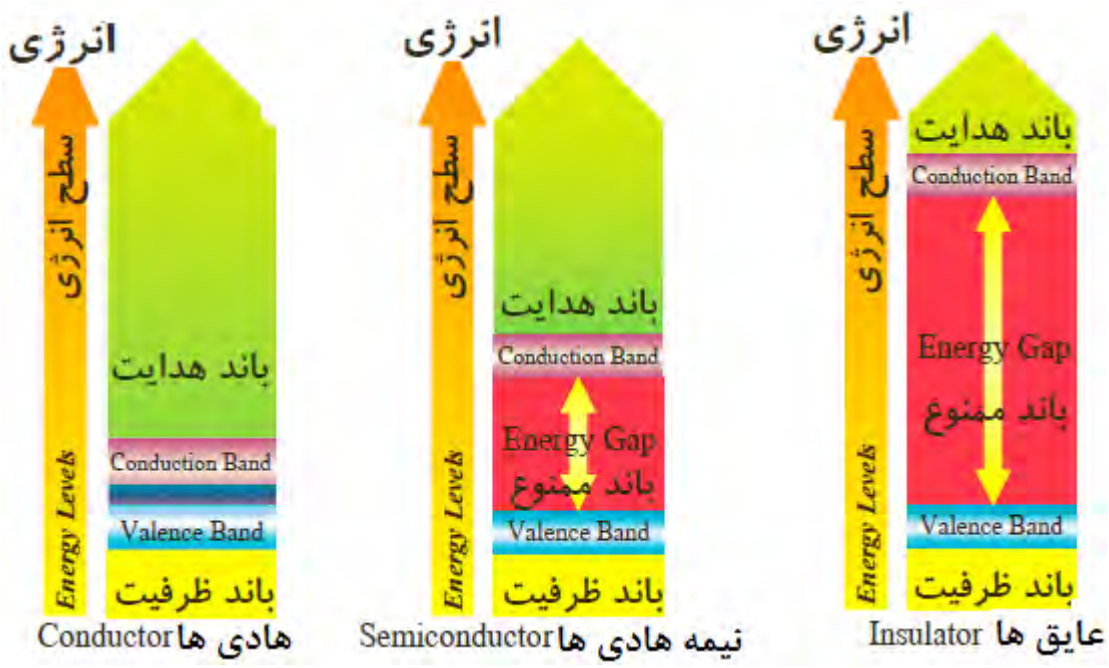
* انرژی لازم برای آزاد سازی الکترون ظرفیتی عایق ها خیلی زیاد است.

سطوح انرژی در اجسام

الف- باند ظرفیت: در این باند الکترون‌های لایه آخر با تحریک انرژی خارجی از هسته جدا می‌شوند.

ب- باند ممنوع: این باند نشان دهنده مقدار انرژی لازم برای آزادسازی الکترون های ظرفیتی است.

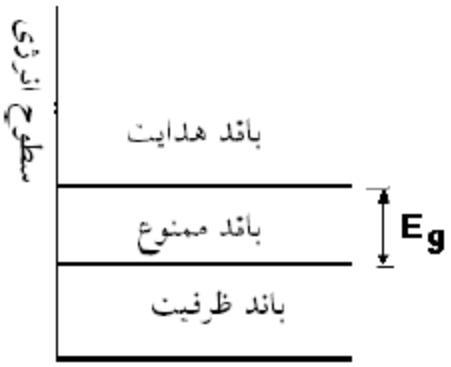
ج- باند هدایت: در این باند الکترون های آزاد می‌توانند به راحتی با تحریک میدان الکتریکی خارجی در داخل اجسام، شروع به حرکت کنند.



هادی ها　　نیمه هادی ها　　عایق ها

همان طورکه مشاهده می‌شود، شکاف انرژی یا باند ممنوع (Energy Gap) برای عایق ها بسیار زیاد و برای نیمه هادی ها کمتر از عایق ها است. برای اجسام هادی، اصولا شکاف انرژی وجود ندارد و باند هدایت و باند ظرفیت دارای هم پوشی (Over Lap) هستند. لذا در هادی ها با کمترین انرژی الکترون‌های لایه‌ی ظرفیت می‌توانند به الکترون آزاد تبدیل شوند و در برقراری جریان الکتریکی مشارکت نمایند.

E_g : مقدار انرژی که یك الکترون نیاز دارد که از تراز ظرفیت به تراز هدایت رود یعنی همان عرض باند ممنوع از نظر سطح انرژی را طی کند.



این انرژی برحسب الکترون ولت سنجیده می شود.

$$1eV = 1.6 \times 10^{-19} j$$

برای محاسبه Eg داریم:

$$E_g(T) = E_g(0) - \frac{\alpha T^2}{T + \beta}$$

α و β : پارامتر های ثابت

$E_g(0)$: مقدار انرژی که از تراز باند ظرفیت به باند هدایت برود برای دمای صفر مطلق

ژرمانیوم (Ge) ، سیلیسیم (Si) و گالیم آرسنید (GaAs)

	Germanium	Silicon	GaAs
$E_g(0)$ (eV)	0.7437	1.166	1.519
α (meV/K)	0.477	0.473	0.541
β (K)	235	636	204

دردمای صفر مطلق تمام الکترون‌های ظرفیت در نیمه هادی، در مدار ظرفیت قرار دارند.

با افزایش دما (مثلاً دمای اتاق)، تعداد قابل توجهی الکترون انرژی کافی کسب نموده و از باند ممنوع (شکاف انرژی) عبور نموده و به باند هدایت می رسند.

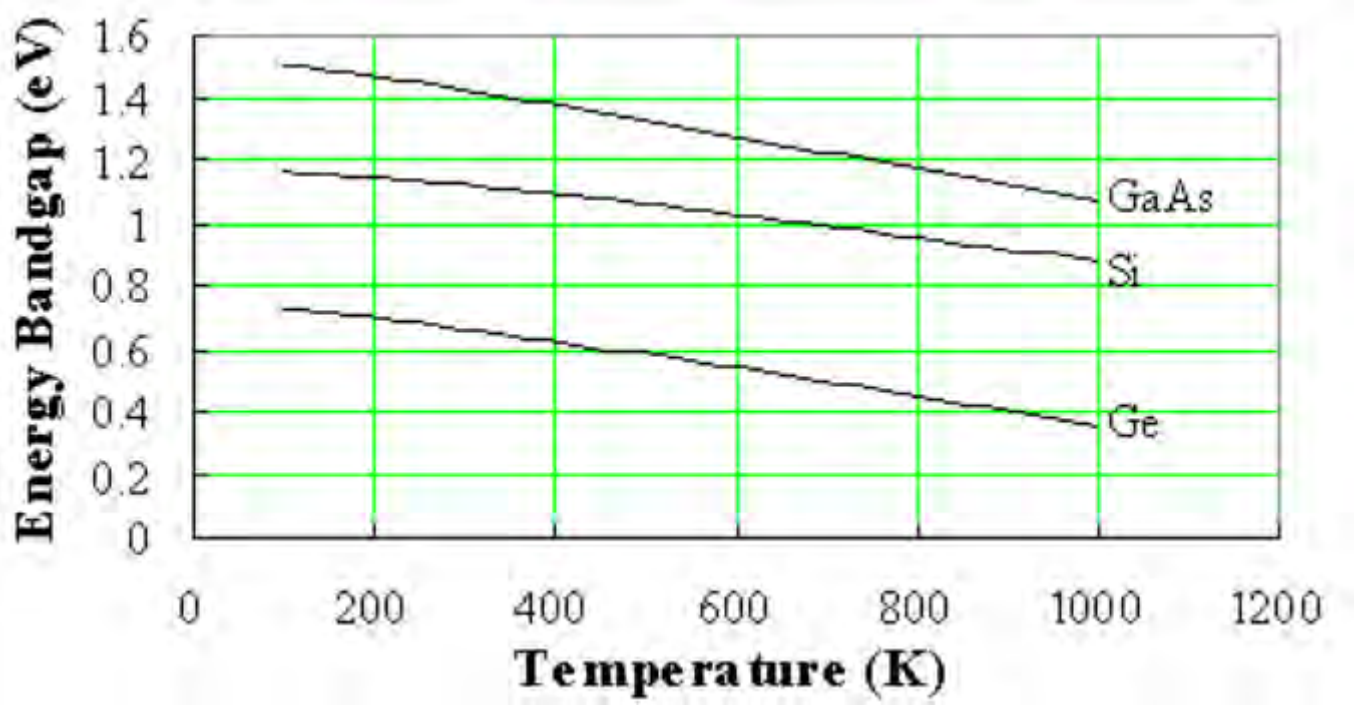
مثال: پهنای باند ژرمانیوم (Ge) ، سیلیسیم (Si) و گالیم آرسنید $(GaAs)$ را در ۳۰۰ ، ٤۰۰ ، ٥۰۰ و ٦۰۰ K محاسبه کنید؟

برای سیلیسیم

$$E_g(T) = E_g(0) - \frac{\alpha T^2}{T+\beta} = 1.166 - \frac{0.473 \times 300^2}{300+636} = 1.12eV$$

به طور مشابه ، می توان باند انرژی برای ژرمانیوم و گالیم آرسنید و همچنین در دماهای مختلف را یافت ،

	Germanium	Silicon	Gallium Arsenide
$T = 300$ K	0.66 eV	1.12 eV	1.42 eV
$T = 400$ K	0.62 eV	1.09 eV	1.38 eV
$T = 500$ K	0.58 eV	1.06 eV	1.33 eV
$T = 600$ K	0.54 eV	1.03 eV	1.28 eV



توجه: شکاف انرژی بین باند هدایت و باند ظرفیت برای عایق حدود ۵ الکترون ولت یا بیشتر است.

نکته مهم: اگر ناخالصی های معینی به مواد نیمه هادی خالص افزوده یا دمای کارآن افزایش یابد باعث کاهش انرژی باند ممنوع شده و نیمه هادی به هادی تبدیل می‌شود.

Semiconductor Band Gaps

Material	Energy gap (eV)	
	0K	300K
Si	1.17	1.11
Ge	0.74	0.66
InSb	0.23	0.17
InAs	0.43	0.36
InP	1.42	1.27
GaP	2.32	2.25
GaAs	1.52	1.43
GaSb	0.81	0.68
CdSe	1.84	1.74
CdTe	1.61	1.44
ZnO	3.44	3.2
ZnS	3.91	3.6

Data from Kittel, C., Introduction to Solid State Physics, 6th Ed., New York:John Wiley, 1986, p. 185.

نیمه هادی‌ها و انواع آن‌ها

خصوصیات نیمه هادی‌ها

از نظر هدایت الکتریکی بهتر از عایق‌ها و ضعیف‌تر از هادی‌ها هستند.

عرض باند ممنوع در نیمه هادی‌ها بیشتر از هادی‌ها و کمتر از عایق‌ها است.

نیمه هادی‌ها در دمای صفر مطلق (۲۷۳- درجه‌ی سانتی‌گراد) عایق است.

با دریافت انرژی کمی از خارج، هادی می‌شوند.

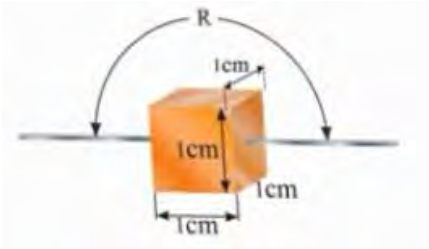
مقاومت مخصوص نیمه هادی‌ها بیشتر از هادی‌ها است

چند نمونه نیمه هادی با علامت شیمیایی و عدد اتمی در جدول زیر نشان داده شده است.

نام عنصر	علامت شیمیایی	عدد اتمی
کربن	C	6
سیلیسیم	Si	14
ژرمانیوم	Ge	32
توریم	Tm	90
زیرکونیم	Zr	40
هافنیوم	Hf	72

برای مقایسه‌ی گروه نیمه هادی ها با اجسام هادی و عایق، که قبلاً نیز به آن اشاره شد، از مقاومت مخصوص آن ها استفاده می شود. مقاومت مخصوص به وسیله‌ی قطعه‌ای از ماده به طول یك سانتی متر و سطح مقطع یك سانتی متر مربع، نشان داده می شود. مقاومت مخصوص را با ρ نمایش می‌دهند. واحد ρ اهم سانتی متر است.

$$\rho = \frac{RA}{L} = \frac{\Omega . cm^2}{cm} = \Omega . cm$$



مقاومت مخصوص مواد مختلف در دمای $۳۰۰^{\circ}K$

هادی	نیمه‌هادی		عایق
مس	ژرمانیم	سیلیسیم	میکا
$\rho = 1.18 \times 10^{-6} \Omega.cm$	$\rho = 50\ \Omega.cm$	$\rho = 50 \times 10^{3} \Omega.cm$	$\rho = 10^{12} \Omega.cm$

تبدیل دما

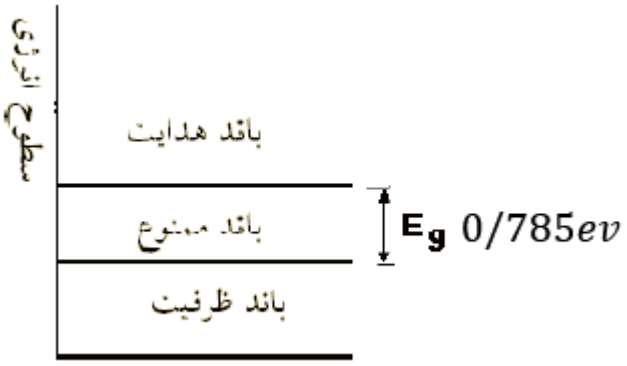
[°C] = [K] − ۲۷۳،۱۵

[K] = [°C] + ۲۷۳،۱۵

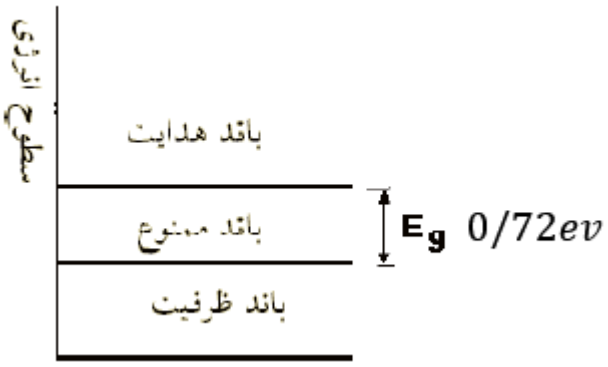
باندهای انرژی نیمه هادی ها

نیمه هادی‌های ژرمانیم وسیلیسیم، به علت کاربردشان در ساخت قطعات الکترونیکی، نسبت به بقیه از اهمیت زیادتری برخوردارند. در اینجا فقط باند های انرژی ژرمانیم و سیلیسیم را مورد بررسی قرار می‌دهیم.

شکل زیر باندهای انرژی ژرمانیم را در دو درجه صفر و $۳۰۰^{\circ}K$ نشان می دهد. انرژی لازم برای عبور الکترون از منطقه ممنوعه در اتم ژرمانیم حدود ۰/۷ الکترون ولت می‌باشد.

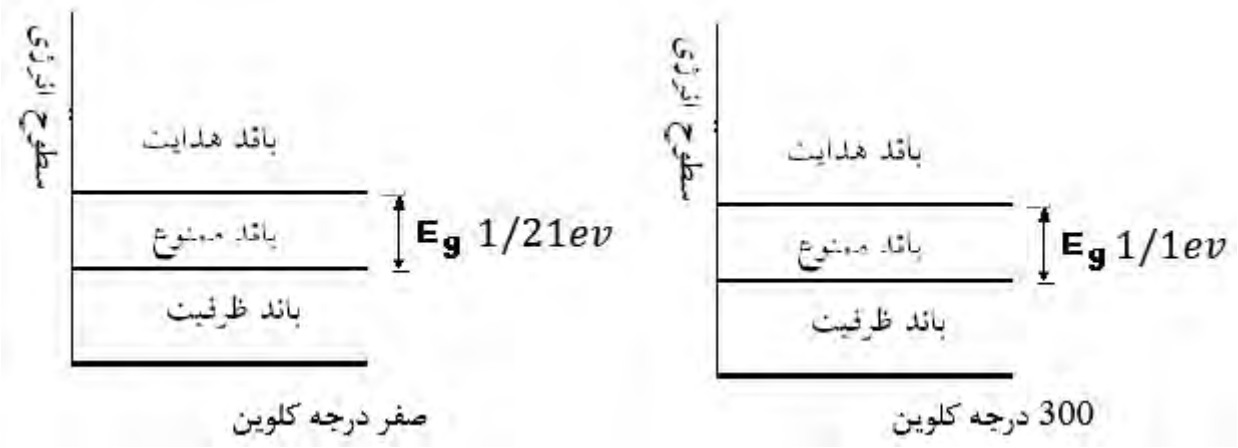


صفر درجه کلوین



۳۰۰ درجه کلوین

شکل زیر باندهای انرژی سیلیسیم را در دو درجه‌ی حرارت صفر و $300°K$ نشان می‌دهد. انرژی لازم برای عبور الکترون از منطقه ممنوعه در اتم سیلیسیم حدود ۱/۲ الکترون ولت می‌باشد. $1/21ev$, $1/1ev$



ساختمان اتمی ژرمانیم و سیلیسیم

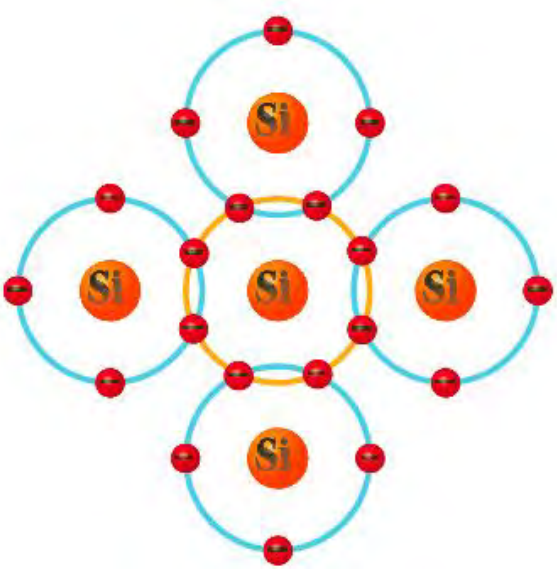
ژرمانیم دارای عدد اتمی ۳۲ می‌باشد. الکترون‌های لایه‌های آن به ترتیب عبارتند K=2 ، L=8 ، M=8 ، N=4 و سیلیسیم دارای عدد اتمی ۱۴ می‌باشد و الکترون‌های آن به صورت شکل زیر می‌باشند.

نمای اتمی سیلیسیم

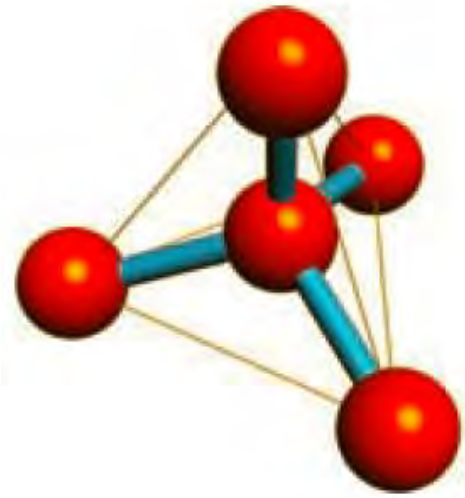
نمای اتمی ژرمانیم

ساختمان کریستال ژرمانیم و سیلیسیم

اتم های نیمه هادی ژرمانیم و سیلیسیم به صورت یک بلور(کریستال) سه بعدی می‌باشند، که با کنار هم قرار گرفتن بلورها، شبکه کریستالی آن‌ها پدید می‌اید. اتم ژرمانیم دارای ۳۲ الکترون و اتم سیلیسیم دارای ۱۴ الکترون می باشند. تعداد الکترون‌های مدار آخر هر دوی آن‌ها ٤ است. لذا مدار آن‌ها کامل نبوده می‌توانند تعدادی الکترون بگیرند. الکترون ها یا حتی اتم ها همیشه به سمتی حرکت می‌کنند که پایداری بیشتری بدست بیاورند که یکی از راه ها افزایش تقارن است، پس به همین دلیل اتم های سیلیسیم به صورت اتم های سیلیسیم مجزا وجود ندارند، و بیشتر با بلور (کریستال) سیلیسیم یافت می‌شوند

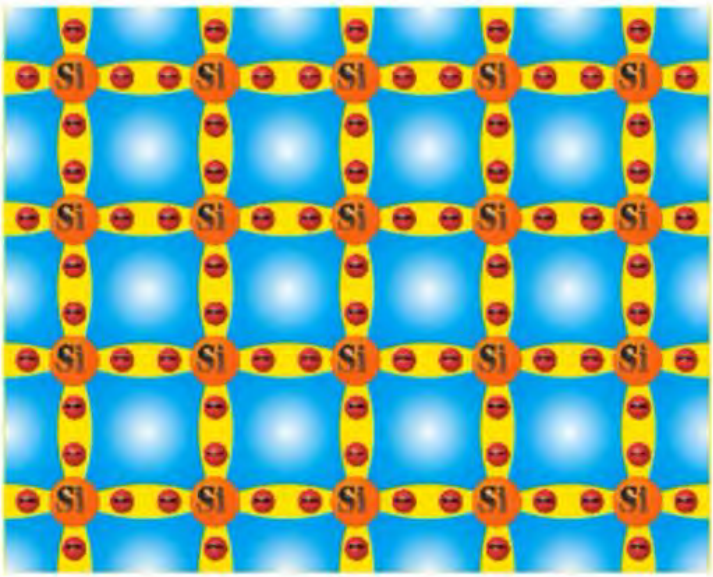


پیوند ۵ اتم سیلیسیم



ساختمان تک کیریستالی ژرمانیم

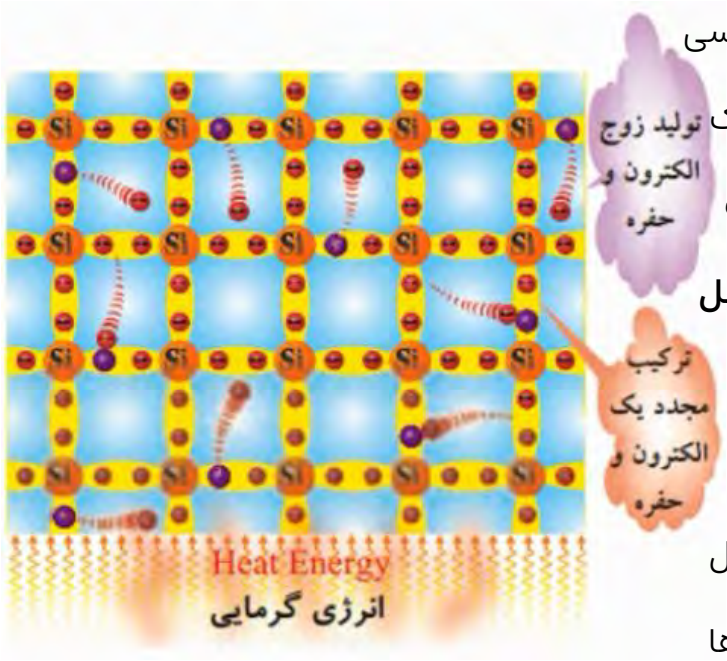
اتم سیلیسیم در لایه ظرفیت چهار تا الکترون دارد، برای کامل شدن لایه ظرفیت و هم متقارن شدن آن ، اتم سیلیسیم می‌تواند چهار تا الکترون از دست بدهد یا چهار الکترون دریافت کند. برای از دست دادن و دریافت چهار الکترون به نیروی (انرژی) زیادی احتیاج است که در واقعیت ممکن نیست، اتفاقی که در عمل افتد. اتم سیلیسیم با اتم های مجاور تشکیل یک پیوند کووالانسی می‌دهد، به عبارت دیگر چهار تا الکترون ظرفیتی می آیند با اتم های مجاور تشکیل پیوند کووالانسی بر قرار می‌کنند، در این صورت لایه ظرفیت تکمیل می‌شود و به همین صورت اتم های سیلیسیم تبدیل به یک شبکه کریستالی به صورت زیر می‌شود.



شبکه کریستالی سیلیسیم

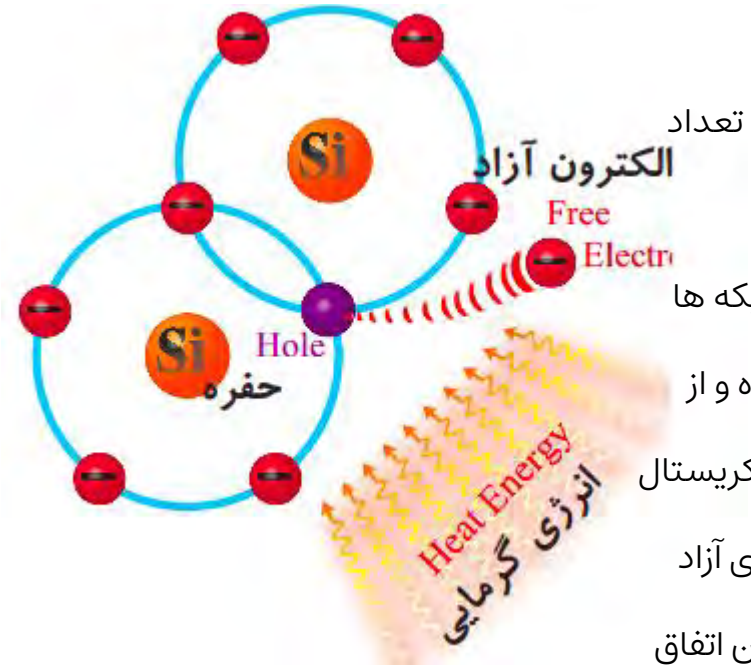
در مورد هدایت شبکه کریستالی سیلیسیم بحث کنید؟

حفره و الکترون



وقتی در اثر انرژی خارجی (مثلا گرما) پیوند کووالانسی شکسته می‌شود، یک الکترون اتم اصلی خود را ترک می‌کند آنچه که بر جای می‌ماند یک اتم با بار مثبت است که آماده پذیرش یک الکترون را دارد. **این محل خالی یک حفره** نامیده می‌شود. این حفره میتواند توسط الکترونی که از اتم دیگری جدا شده پرشود. اینکار باعث می‌شود تا حفره در محل دیگری تشکیل شود. بدین ترتیب با جابجا شدن الکترونها، حفره ها هم جابجا خواهند شد.یک حفره به منزله یک بار مثبت می‌باشد، زیرا می‌تواند الکترونی را که از دست داده است، دوباره بگیرد. الکترون های آزاد به طور نامنظم در درون کریستال در حال حرکت هستند. هدایت اجسام توسط الکترون های آزاد تعیین می‌شود. به عبارتی هر چه الکترون های آزاد بیشتر باشد، هدایت آن جسم بیشتر است.

مثال اتم مس با دادن انرژی خیلی کمی که در دما محیط ۲۵ درجه سلسیوس تولید شود، الکترون لایه ظرفیتش از قید هسته جدا شده و به الکترون آزاد تبدیل خواهد شد. در مس به دلیل وجود الکترون های آزاد زیاد هدایت بخوبی صورت می‌گیرد.



در یک شبکه کریستالی تعداد الکترون های آزاد و تعداد حفره ها با هم برابر است.

بعد از آزاد شدن الکترون و ایجاد حفره در این شبکه ها الکترون آزاد شده فورا توسط یک حفره جذب شده و از حالت آزاد بودن خارج می‌شود، پس به این دلیل کریستال سیلیسیم و ژرمانیوم در حالت عادی الکترون های آزاد کم و رسانایی پایین دارند، در نتیجه برقراری جریان اتفاق

نمی‌افتد. در صورت عدم وجود نیروی خارجی ترکیب حفره و الکترون بصورت نامنظم در شبکه کریستالی ادامه می‌یابد. حرکت الکترون و حرکت فرضی حفره در جهت عکس یکدیگر است

در یک نیمه هادی ذاتی، چگالی حفره ها و الکترون‌ها با هم برابر است.

$$np = n_i^2$$

n = چگالی الکترون ها

p = چگالی حفره ها

n_i = برابر تعداد الکترون ها بر واحد سانتی متر مکعب در نیمه هادی ذاتی است.

میانگین هندسی چگالی حفره ها و چگالی الکترون ها در هر لحظه با هم برابر است

$$n_i = 5.2 \times 10^{15} T^{(\frac{3}{2})} exp \frac{-E_g}{2kT} \ \ electrons/_{cm^3}$$

k : ثابت بولتزمن $k = 1.38 \times 10^{-23} J/_K$

E_g = انرژی باند ممنوعه

نیمه هادی نوع P و N

تعداد الکترون‌ها و حفره‌های ایجاد شده در نیمه هادی‌ها، بر اثر انرژی گرمایی، آن قدر کم اند که نمی‌توانند جریان زیادی را از خود عبوردهند (مقاومت اهمی آنها زیاد است). در ضمن یك کریستال نیمه هادی خالص، به صورت یك مقاومت اهمی معمولی عمل می‌کند. برای این که بتوانیم از یك نیمه هادی در کاربردهای ویژه‌ای (مثلا ساخت دیود، ترانزیستور و ...) استفاده نماییم، باید آن را ناخالص کنیم. برای ناخالص کردن کریستال نیمه‌هادی، عناصر با اتم های پنج یا سه ظرفیتی را به آن اضافه می‌کنیم. این عناصر را عناصر ناخالصی ظرفیت (Impurity) می‌نامند.

در یک نیمه هادی خالص تعداد حفره ها و الکترون‌ها برابر است. اما می توان با افزودن ناخالصی به نیمه هادی این برابری را تغییر داد.

نیمه هادی ناخالص که تعداد الکترون‌های آزاد آن بیشتر از حفره هایش باشد، نیمه‌هادی نوع $\boldsymbol{N}$ می‌نامند.

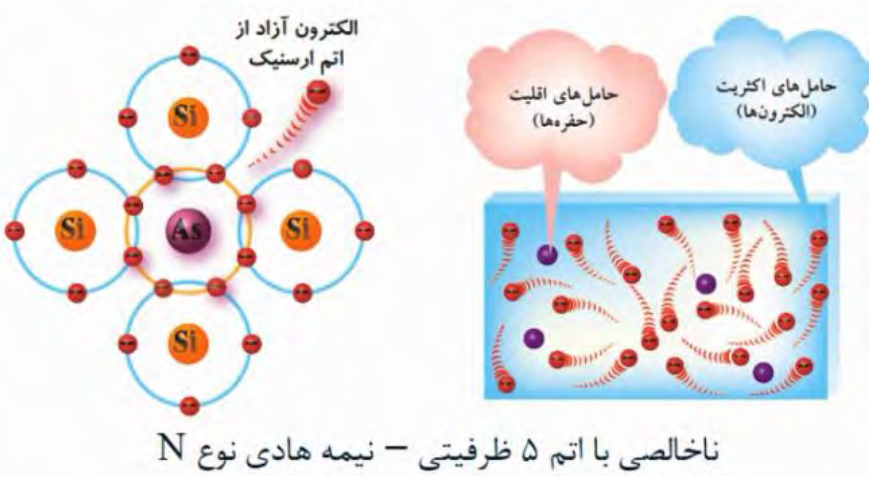
نیمه هادی ناخالص که تعداد حفره ها از الکترون های آزاد بیشتر باشد نیمه‌هادی نوع $\boldsymbol{P}$ می‌نامند.

نیمه هادی نوع negative (N)

اگر یک عنصر ۵ ظرفیتی مانند آرسنیک یا آنتیموان را به نیمه هادی سیلیسیم یا ژرمانیم اضافه کنیم، ٤ الکترون مدار آخر آرسنیک با چهار اتم مجاور نیمه هادی پیوند اشتراکی تشکیل داده و الکترون پنجم آن بصورت الکترون آزاد باقی می ماند. با تنظیم مقدار ناخالصی می توان تعداد الکترون‌های آزاد را کنترل نمود.

نیمه هادی که ناخالصی آن اتم ۵ ظرفیتی باشد نیمه هادی نوع N گویند

در نیمه هادی نوع N،الکترون‌ها حامل‌های اکثریت و حفره ها حامل‌های اقلیت هستند.

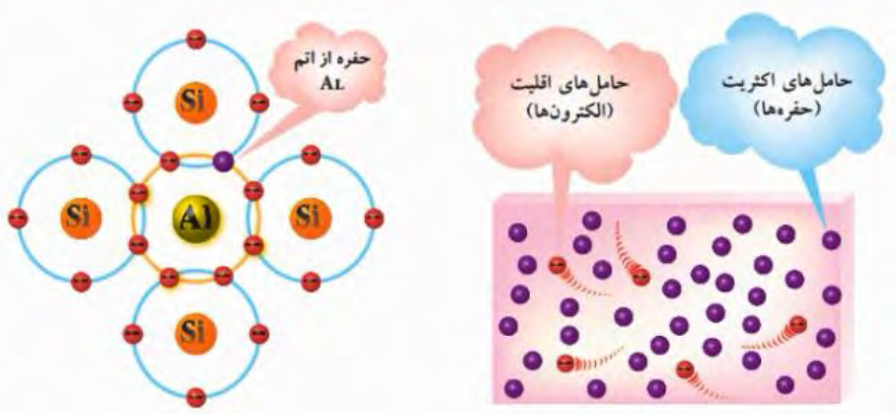


ناخالصی با اتم ۵ ظرفیتی – نیمه هادی نوع N

نیمه هادی نوع positive (P)

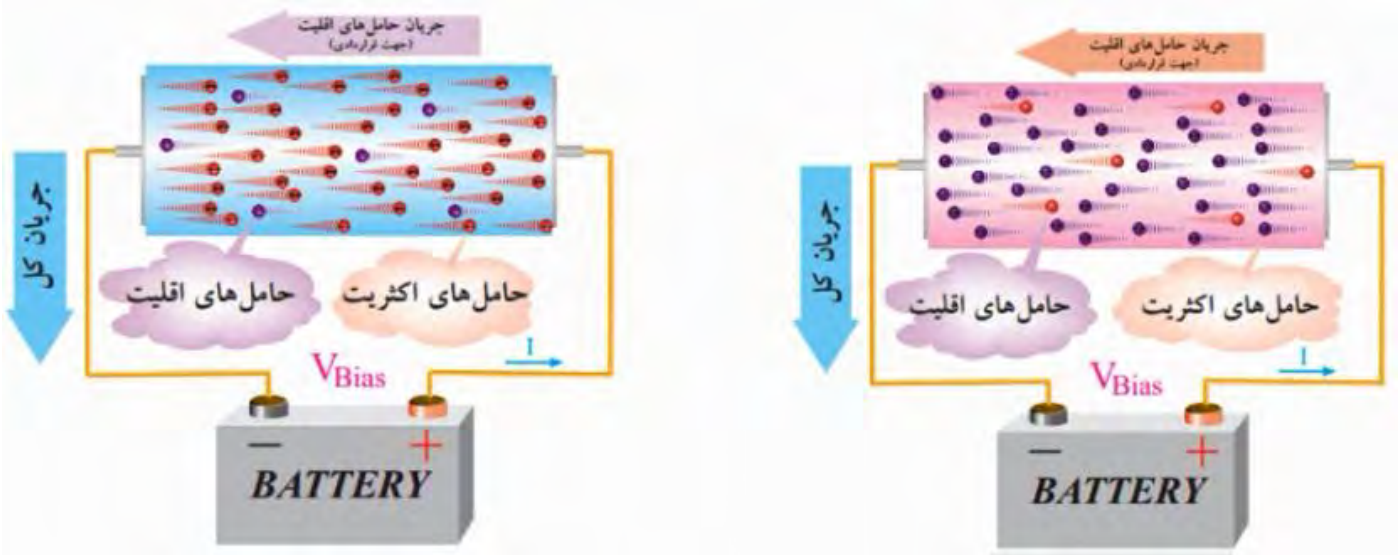
اگر یك عنصر۳ ظرفیتی مانند آلومینیوم ، گالیوم را به نیمه هادی سیلیسیم یا ژرمانیوم اضافه کنیم، ۳ الکترون مدار آخر آلومینیوم با سه اتم مجاور نیمه هادی پیوند اشتراکی داده و پیوند چهارم دارای کمبود الکترون است یا می‌توان گفت که یك حفره ایجاد شده است. در این نیمه هادی الکترون‌ها فقط در اثر شکسته شدن پیوندها بوجود می آیند.

در نیمه هادی نوع P، الکترون‌ها حامل های اقلیت و حفره ها حامل های اکثریت هستند.



ناخالصی با اتم ۳ ظرفیتی – نیمه هادی نوع P

با اتصال نیمه هادی ناخالص شده به باطری، جریان کل برابر مجموع جریان الکترون ها و حفره ها است.



با ناخالص سازی نیمه هادی ذاتی (کریستال سیلیسیم یا کریستال ژرمانیم)، چگالی حفره ها و الکترون ها تغییر خواهد کرد، که باعث تغییر رسانایی کریستال شود.

در صورتی که اتم پنج ظرفیتی به کریستال اضافه کنیم، چگالی الکترون ها افزایش پیدا می‌کند و در صورتی که اتم سه ظرفیتی به آن اضافه شود، چگالی حفره ها افزایش پیدا خواهد کرد و باعث کاهش مقاومت کریستال می‌شود و باعث عبور جریان الکتریکی بیشتر شود. (0 بیانگر تعادل حرارتی می‌باشد.)

$$n_{n0}p_{n0} = n_i^2$$

در صورتی که اتم پنج ظرفیتی به کریستال اضافه کنیم (نیمه هادی نوع $\boldsymbol{N}$):

$$n_{n0} \approx N_D$$

پس به صورت تقریبی ما چگالی حامل های اکثریت را با چگالی اتم های پنج ظرفیتی اضافه شده به کریستال را ثابت در نظر می‌گیریم.

و چگالی حفره ها :

$$p_{n0} \approx \frac{n_i^2}{N_D}$$

در صورتی که ناخالصی اتم سه ظرفیتی باشد (نیمه هادی نوع $\boldsymbol{P}$)

$$p_{P0} \approx N_A$$

پس چگالی حامل های اکثریت تقریبا با چگالی اتم های سه ظرفیتی اضافه شده برابر می باشند

و چگالی الکترون ها:

$$n_{P0} \approx \frac{n_i^2}{N_A}$$

پس ما توانسیتیم با اضافه کردن یک اتم پنج ظرفیتی و یا اتم سه ظرفیتی چگالی حفره ها و یا چگالی الکترون ها را تغییر دهیم و باعث افزایش جریان در نیمه هادی‌ها بشویم.

ناخالصی‌ها در نیمه هادی‌ها

جهت افزایش هدایت الکتریکی نیمه هادی‌ها، ناخالصی به آن اضافه می‌شود. نا خالصی می‌تواند الکترون و یا حفره باشد.

تعداد زوج الکترون ـ حفره در 25°C برای دو نیمه هادی سیلیسیم و ژرمانیوم

$$Si \rightarrow n_i = p_i = 1.5 \times 10^{10} \ / \ cm^3$$

$$Ge \rightarrow n_i = p_i = 2.5 \times 10^{13} \ / \ cm^3$$

نیمه هادی نوع N

با افزودن یک ناخالصی ۵ ظرفیتی (عنصری با ۵ الکترون در باند انتهایی) مانند آنتیمونی، آرسنیک و یا فسفر، الکترون آزاد اضافی تولید می گردد . بـه این ناخالصی، دهنده یا Donor می‌گویند. اگر عدد اتمی برابر $10^{23} / cm^3$ باشد، به ازاء هر 10^8 اتم یک ناخالصی وارد شود، خاصیت کلی نیمه هادی را تحت تاثیر قرار نخواهد داد.

اگر 10^{15} ناخالصی در هر cm^3 به آن اضافه شود، که در مقایسه با زوج الکترون و حفره اولیه (n_i, p_i) تقریبا 10^5 است، هدایت الکتریکی را افزایش می‌دهد. بدین ترتیب تعداد الکترون‌ها افزایش خواهد یافت ولی در عوض تعداد حفره‌ها بخاطر ترکیب با الکترون‌ها کاهش می‌یابد. در این نیمه هادی الکترون به عنوان ناقل اکثریت و حفره به عنوان ناقل اقلیت محسوب می‌شود. به این نیمه هادی، نیمه هادی نوع N می‌گویند.

$$\text{تعداد الکترون } n = N_D + n_i \simeq N_D \text{ ناخالصی افزوده}$$

$$n \times p = n_i^2 \Longrightarrow \text{تعداد حفره } p \simeq \frac{n_i^2}{N_D}$$

نیمه هادی نوع P

با افزودن یک ناخالصی ۳ ظرفیتی (عنصری که در باند آخرش ۳ الکترون دارد) مانند بور ـ آلومینیوم و یا گالیم ، کمبود یک الکترون بوجود می آید، که مفهوم آن تولید حفره اضافی آزاد می باشد. به این ناخالصی، گیرنده و یا Acceptor می‌گویند. در این نیمه هادی که حفره ها خیلی بیشتر از الکترون می‌باشند، حفره ناقل اکثریت و الکترون ناقل اقلیت می‌باشد و به آن نیمه هادی نوع P می‌گویند.

$$\text{تعداد الکترون } p = N_A + p_i \simeq N_A \text{ ناخالصی افزوده}$$

$$\text{تعداد الکترون } p \simeq \frac{n_i^2}{N_A}$$

TABLE 3.2 Summary of Important Equations for *pn*-Junction Operation

Quantity	Relationship	Values of Constants and Parameters (for Intrinsic *Si* at $T = 300$ K)
Carrier concentration in intrinsic silicon ($/cm^3$)	$n_i^2 = BT^3 e^{-E_G/kT}$	$B = 5.4 \times 10^{31}/(K^3 cm^6)$ $E_G = 1.12$ eV $k = 8.62 \times 10^{-5}$ eV/K $n_i = 1.5 \times 10^{10}/cm^3$
Diffusion current density (A/cm^2)	$J_p = -qD_p \frac{dp}{dx}$ $J_n = qD_n \frac{dn}{dx}$	$q = 1.60 \times 10^{-19}$ coulomb $D_p = 12\ cm^2/s$ $D_n = 34\ cm^2/s$
Drift current density (A/cm^2)	$J_{drift} = q(p\mu_p + n\mu_n)E$	$\mu_p = 480\ cm^2/V \cdot s$ $\mu_n = 1350\ cm^2/V \cdot s$
Resistivity ($\Omega \cdot cm$)	$\rho = 1/[q(p\mu_p + n\mu_n)]$	μ_p and μ_n decrease with the increase in doping concentration
Relationship between mobility and diffusivity	$\frac{D_n}{\mu_n} = \frac{D_p}{\mu_p} = V_T$	$V_T = kT/q$ $\simeq 25.8$ mV
Carrier concentration in *n*-type silicon ($/cm^3$)	$n_{n0} \simeq N_D$ $p_{n0} = n_i^2/N_D$	
Carrier concentration in *p*-type silicon ($/cm^3$)	$p_{p0} \simeq N_A$ $n_{p0} = n_i^2/N_A$	
Junction built-in voltage (V)	$V_0 = V_T \ln\left(\frac{N_A N_D}{n_i^2}\right)$	
Width of depletion region (cm)	$\frac{x_n}{x_p} = \frac{N_A}{N_D}$ $W_{dep} = x_n + x_p$ $= \sqrt{\frac{2\varepsilon_s}{q}\left(\frac{1}{N_A} + \frac{1}{N_D}\right)(V_0 + V_R)}$	$\varepsilon_s = 11.7\varepsilon_0$ $\varepsilon_0 = 8.854 \times 10^{-14}$ F/cm
Charge stored in depletion layer (coulomb)	$q_J = q\frac{N_A N_D}{N_A + N_D} A W_{dep}$	
Depletion capacitance (F)	$C_j = \frac{\varepsilon_s A}{W_{dep}}$, $C_{j0} = \frac{\varepsilon_s A}{W_{dep}\vert_{V_R=0}}$ $C_j = C_{j0}\Big/\left(1 + \frac{V_R}{V_0}\right)^m$ $C_j \simeq 2C_{j0}$ (for forward bias)	$m = \frac{1}{3}$ to $\frac{1}{2}$
Forward current (A)	$I = I_p + I_n$ $I_p = Aq n_i^2 \frac{D_p}{L_p N_D}(e^{V/V_T} - 1)$ $I_n = Aq n_i^2 \frac{D_n}{L_n N_A}(e^{V/V_T} - 1)$	
Saturation current (A)	$I_S = Aq n_i^2\left(\frac{D_p}{L_p N_D} + \frac{D_n}{L_n N_A}\right)$	

پایان جلسه دوم

روزگار خوشی را برای شما آرزومندم.

محمد اعرابیان

محمد اعرابیان

جزوه درس الکترونیک کاربردی

جلسه سوم

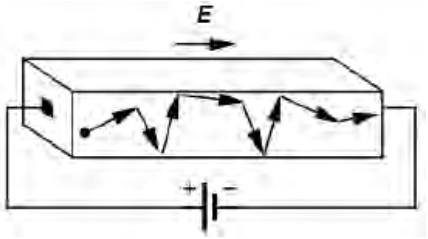
برای جزئیات بیشتر **اسکن کنید**

نسخه ۱.۱ | تهیه شده در بهمن ۱۴۰۰

تمامی حقوق این جزوه برای **محمد اعرابیان** محفوظ است.

هدایت الکتریکی در فلزات

۱- جریان رانشی (Drift)هدایت الکتریکی در فلزات توسط ناقل‌های آزاد (الکترون) صورت می‌گیرد. این هدایت تحت اثر میدان خارجی (E) باطری تحقق می‌پذیرد. در طول نیمه هادی یک میدان الکتریکی متناسب با ولتاژ پیل ایجاد شود و در نتیجه حضور الکترون ها در میدان الکتریکی باعث میشود که به آنها نیرو وارد شود و در خلاف جهت میدان الکتریکی شروع به حرکت کنند. سرعت جابجایی بار های الکتریکی با میدان الکتریکی متناسب است.



$$v \propto E$$

سرعت حرکت الکترون آزاد $v = \mu E$

μ قابلیت تحرک بار الکتریکی است و واحد آن $\frac{cm^2}{V.\ s}$

قابلیت تحرک الکترون ها بیشتر از حفره ها است.

$$Si: T = 25℃ \rightarrow \mu_n = 1350\frac{cm^2}{V\ .s} \quad , \quad \mu_p = 480\frac{cm^2}{V\ .s}$$

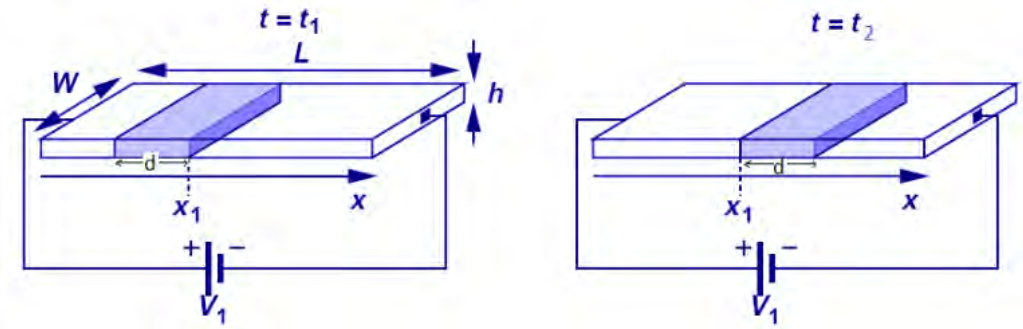
μ_n قابلیت تحرک الکترون ها

μ_p قابلیت تحرک حفره ها

الکترون ها در خلاف و حفره ها در جهت میدان الکتریکی حرکت می‌کنند:

بردار حرکت الکترون ها $\overrightarrow{v_e} = -\mu_n \vec{E}$

بردار حرکت حفره ها $\overrightarrow{v_h} = \mu_p \vec{E}$



سرعت حرکت حامل‌های بار: $v = \frac{d}{t_2 - t_1}$

$$I_n = \frac{Q}{t_2 - t_1} = \frac{(d \times W \times h) \times n \times -q}{t_2 - t_1} = \frac{d}{t_2 - t_1}(W \times h) \times n \times -q$$

حامل های الکترون $I_n = -v_e.W.h.n.q$

حامل های حفره ها $I_p = v_p.W.h.n.q$

که v سرعت $W.h$ سطح مقطع n چگالی الکترون ها و q بار الکترون می‌باشد.

$q = 1.6 \times 10^{-19} C$

عبور جریان رانشی

چگالی سطحی جریان (J) $J = \frac{I}{A} = \frac{I}{W \times h}$

$$J_n = \frac{I_n}{W \times h} = -\overrightarrow{v_e}.n.q = \mu_n E.n.q$$

$$J_p = \frac{I_p}{W \times h} = -\overrightarrow{v_e}.p.q = \mu_p E.p.q$$

$$J_{tot} = \mu_n E.n.q + \mu_p E.n.q \rightarrow q(\mu_n n + \mu_p p)E = \sigma E$$

$$J_{tot} = \sigma E$$

$$J = \frac{I}{A} \rightarrow J = \sigma E \rightarrow \sigma = q(\mu_n n + \mu_p p)$$

رسانایی $\sigma \leftarrow$

مقاومت ویژه $\rho \leftarrow$

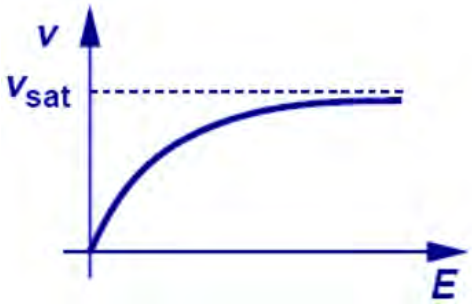
$$\rho = \frac{1}{\sigma}$$

به دلیل اینکه اندازه سرعت حامل ها برابر با μE است، می توان روابط فوق را ساده تر کرد.

توجه شود که جریان رانشی دارای دو مولفه جریان رانشی الکترون ها و جریان رانشی حفره ها است.

پدیده اشباع سرعت حرکت حامل ها

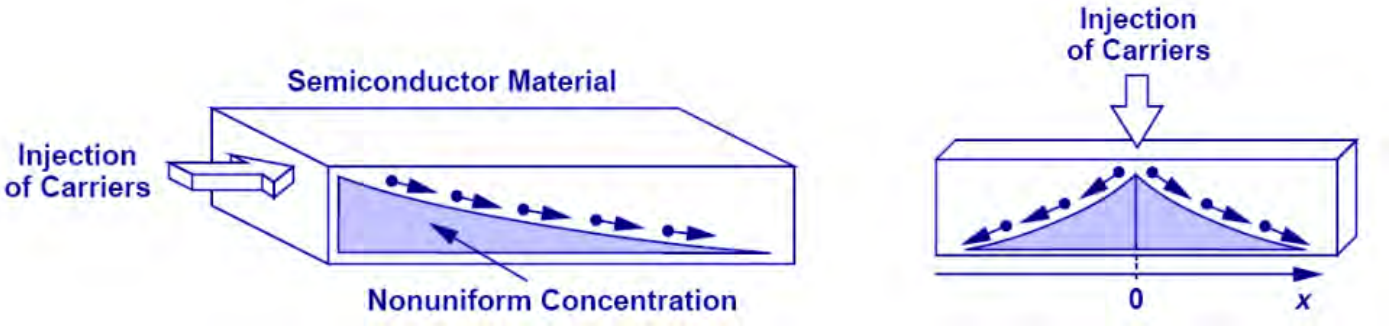
در عمل سرعت الکترون به صورت متناسب با میدان الکتریکی افزایش نمی یابد و با افزایش میدان الکتریکی نهایتا سرعت الکترون ها به یک مقدار مشخصی محدود می شود. به این پدیده، پدیده اشباع سرعت حرکت الکترون می گویند. پدیده اشباع سرعت حرکت الکترون به طور دقیق تردر دروس تحصیلات تکمیلی مورد مطالعه قرار می گیرد.



$$v = \frac{\mu_0}{1 + \frac{\mu_0 E}{v_{sat}}} E$$

۲- جریان نفوذی (دیفیوژن)

حامل های بار از جایی که چگالی حامل ها بیشتر است به سمت مکانی که چگالی حامل ها در آن مکان کمتر است، نفوذ می کنند و باعث ایجاد جریان نفوذی می شوند. این پدیده قابل مقایسه با پدیده نفوذ یک قطره کوچک جوهر در یک ظرف بزرگ آب است.



جریان نفوذی متناسب با گرادیان چگالی حامل ها ($^{dn}/_{dx}$) در امتداد عبور جریان است.

در محاسبه جریان نفوذی بایستی هم الکترون ها و هم حفره‌ها را در نظر گرفت.

$$J_n = qD_n \frac{dn}{dx}$$

$$J_p = -qD_p \frac{dp}{dx}$$

ثابت دیفیوژن الکترون های نیمه هادی و واحد آن $\frac{cm^2}{s}$ D_n

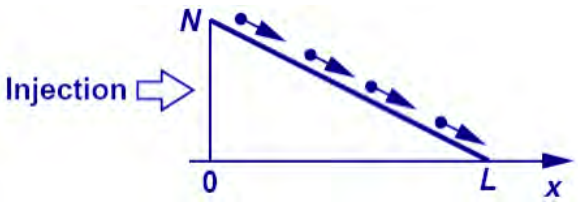
ثابت دیفیوژن حفره های های نیمه هادی و واحد آن $\frac{cm^2}{s}$ D_p

$\frac{dn}{dx}$ و $\frac{dp}{dx}$ بترتیب تغییرات خفره ها و الکترون ها در طول نیمه هادی می‌باشند.

$$J_{tot} = q(D_n \frac{dn}{dx} - D_p \frac{dn}{dx})$$

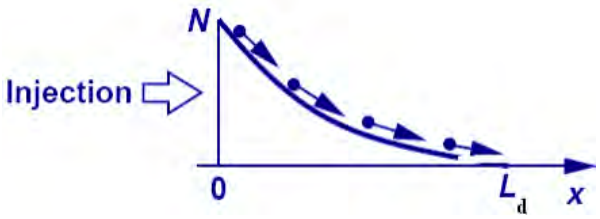
مثال:

تابع شماره یک: $n(x) = \frac{N}{L}(x - L)$



$$J_n = qD_n \frac{dn}{dx} = -qD_n \frac{N}{L}$$

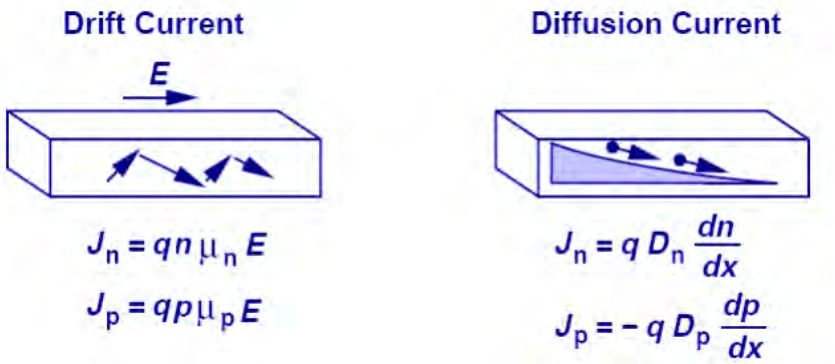
تابع شماره یک: $n(x) = N\ exp\frac{-x}{L_d}$



$$J_n = qD_n \frac{dn}{dx} = \frac{-qD_n N}{L_d} exp\frac{-x}{L_d}$$

رابطه انیشتین

اگرچه مبانی فیزیک جریان رانشی و جریان نفوذی متفاوت است ولی رابطه انشتین ارتباطی بین این دو بر قرار می‌کند.



$$\frac{D}{\mu}=\frac{KT}{q}\Longrightarrow\begin{cases}\frac{D_n}{\mu_n}=\frac{KT}{q}\\ \frac{D_p}{\mu_p}=\frac{KT}{q}\end{cases}\Longrightarrow\frac{D_n}{\mu_n}=\frac{D_p}{\mu_p}=26mv\,;25℃$$

که در آن $\frac{KT}{q}$ به ولتاژ حرارتی معروف است.

انتقال: Transportation رانش : Drift سرعت : Velocity قابل مقایسه : Analogous

متناسب: Proportional عبور جریان : Flow Current اشباع : Saturation

پرداختن : Treat نفوذ : Diffusion تزریق : Injection غلظت : Concentration

قطره کوچک : Droplet

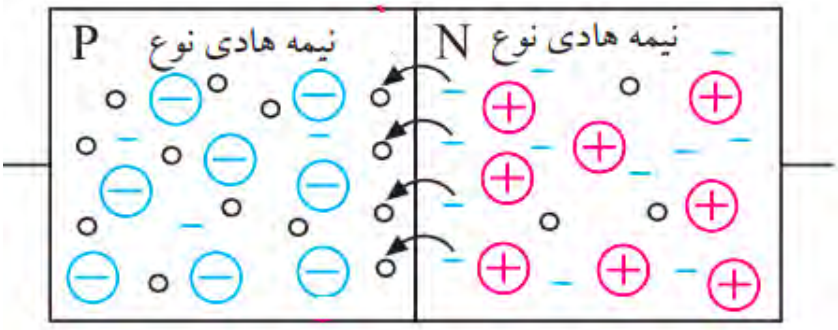
فصل دوم

دیود

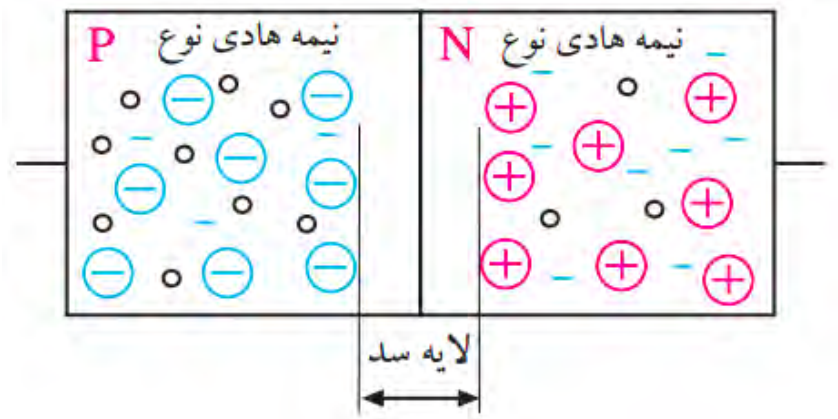
اتصال $N - P$ (دیود)

اگر یک قطعه نیمه هادی نوع P و یک قطعه نیمه هادی نوع N را به یکدیگر پیوند دهیم، یک اتصال NP (دیود) به وجود می آید.

منظور از چسباندن دو کریستال به یکدیگر اتصال مکانیکی آن ها نیست. برای اتصال کریستال ها به یکدیگر معمولا درجه حرارت پیوند را آنقدر بالا می برند تا کریستال ها ذوب شوند. پس از ذوب شدن، کریستال ها در محل پیوند، با هم آمیخته می شوند و از نظر مولکولی حالت واحد و یکنواختی را به وجود می آورنـــد. نیمه هادی نوع N الکترون های اضافی و نیمه هادی نـوع P حفرههای اضافی دارد. هنگام پیوند دو نیمه هادی P و N به یکدیگر در مرز اتصال الکترون های موجود در نیمه هادی نوع N با حفره های موجود در نیمه هادی نوع P ترکیب می شوند و یک لایه‌ی بسیار نازک خالی شده از الکترون و حفره به وجود می آورند. به این لایه، لایه سد می‌گویند.



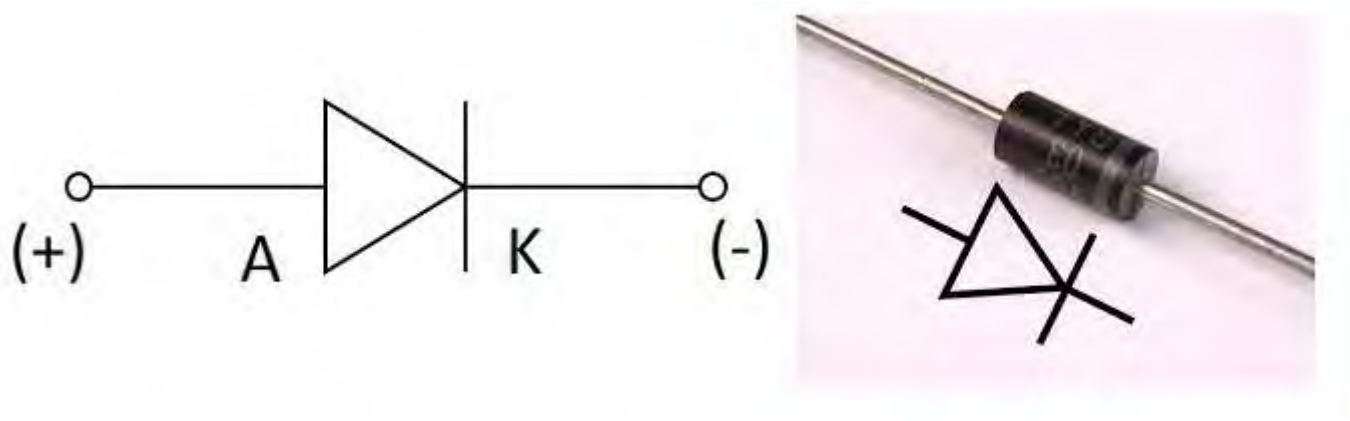
فلش‌ها در حال نمایش ترکیب شدن الکترون‌ها و حفره‌ها می‌باشند، ولی بارهای منفی نیمه‌هادی نوع P از ترکیب بیشتر الکترون‌های موجود در نیمه هادی نوع N جلوگیری می کند، زیرا دو بار همنـــام یک دیگر را دفع می کنند.



در لایه‌ی سد الکترون‌ها و حفره‌ها با یکدیگر ترکیب می‌شوند. به خاطر بارهای مثبت و منفی به وجود آمده در اثر ناخالصی های عناصر پنج و سه ظرفیتی، در دو طرف لایه‌ی سد، اختلاف پتانسیل (ولتاژ) بوجود می‌آید.

دیود (Diode)

پایه‌ی مثبت دیود که آند نام دارد با A نمایش داده شده است و پایه‌ی منفی یا کاتد، با K . برای تشخیص پایه‌های آند و کاتد یک دیود واقعی، یک نوار رنگی قابل تشخیص بر روی دیود چاپ می‌شود که معلوم کننده کاتد است. با معلوم شدن کاتد، سمت دیگر نیز آند خواهد بود. این دیود ها به دیود اتصال نقطه‌ای معروف هستند.

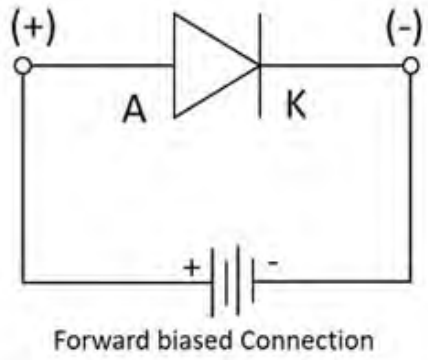


اساس کار دیود

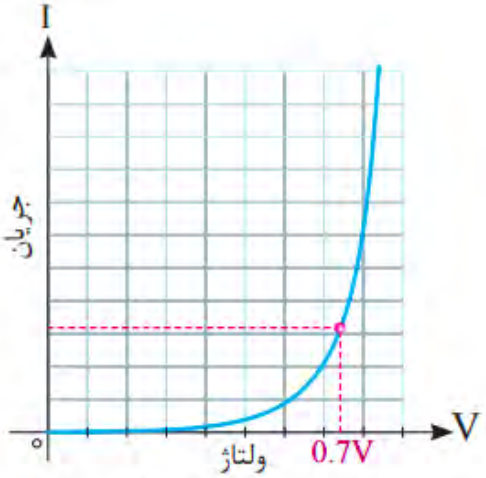
زمانی که دیود یا هر قطعه‌ی دوسری در یک مدار الکتریکی قرار می‌گیرد، می‌تواند براساس جهت ولتاژ اعمال شده از طرف منبع ، دارای دو نوع بایاس باشد. وضعیت بایاس مستقیم و وضعیت بایاس معکوس. اما ببینیم هر کدام از این حالات چه هستند.

بایاس مستقیم

زمانی که دیود به این نحو در مدار قرار بگیرد که آند آن به قطب مثبت منبع وصل شود و کاتد آن به قطب منفی، گوییم دیود در وضعیت بایاس مستقیم است. در این حالت، بایاس مستقیم مدام خود را تقویت می‌کند و جریان به خوبی در مدار برقرار می‌شود. بنابراین یک دیود در وضعیت بایاس مستقیم، به خوبی جریان را هدایت می‌کند.



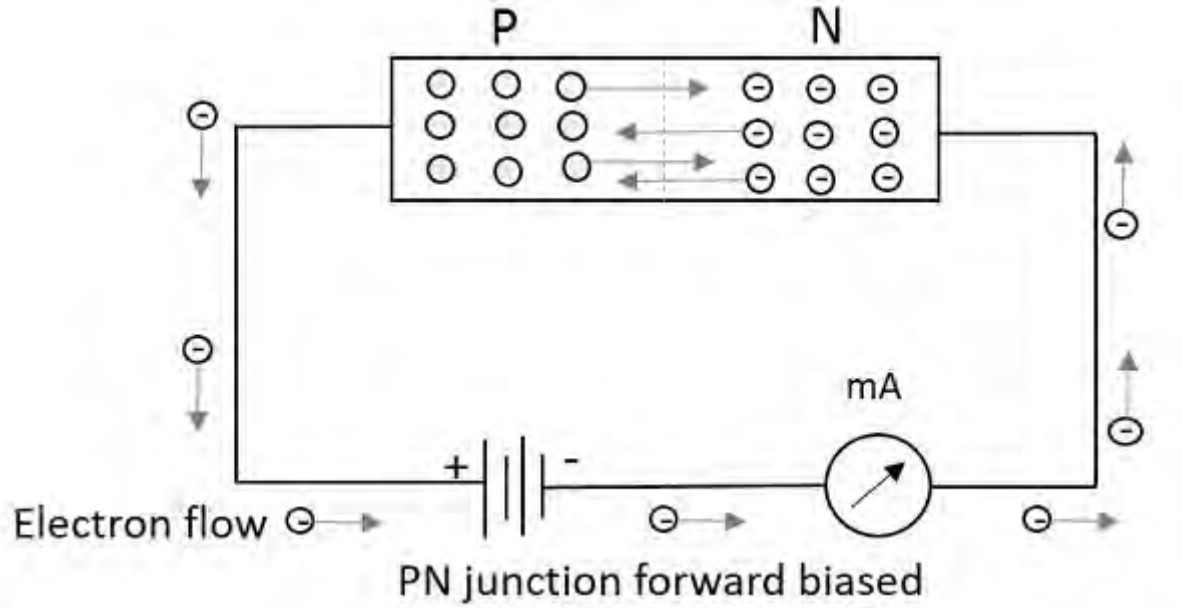
Forward biased Connection



منحنی ولت آمپر دیود در بایاس موافق

عملکرد دیود تحت بایاس مستقیم

زمانی که ولتاژ بیرونی به گونه‌ای به دیود اعمال می‌شود که در اثر آن سد پتانسیلی داخلی دیود، مغلوب و تضعیف شده و نهایتا خنثی می‌شود و به این ترتیب جریان حامل‌ها دوباره امکان حرکت پیدا می‌کنند، می‌گوییم دیود در وضعیت بایاس مستقیم قرار گرفته است. زمانی که آند و کاتد به ترتیب به قطب‌های مثبت و منفی منبع وصل می‌شوند، حفره‌های نیمه‌های نوعP و الکترون‌های نیمه‌هادی نوع N ، قدرت یافته، به سمت پیوندگاه حرکت می‌کنند و سدپتانسیلی را می‌شکنند. یعنی به عبارتی جریانی از بارهای الکتریکی بوجود می‌آید که می‌تواند از سد پتانسیلی عبور کند و در مدار جاری شود.



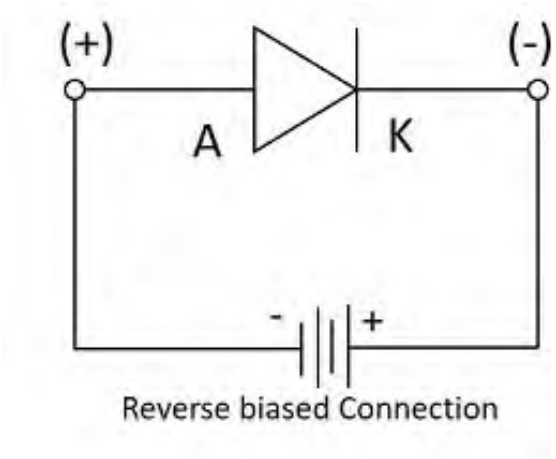
PN junction forward biased

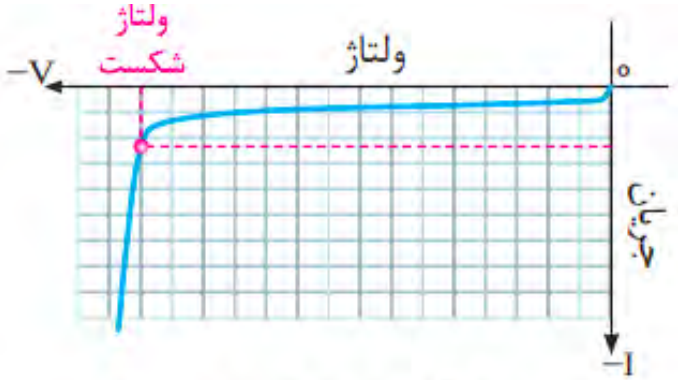
به کمک نیروی دافعه وارد شده از طریق قطب مثبت منبع به حفره ها و قطب منفی منبع به الکترون‌ها، و در نتیجه حرکت حفره‌ها و الکترون‌ها به سمت پیوندگاه ، بخشی از آن‌ها دچار پدیده بازترکیب خواهند شد. بنابراین پتانسیل منبع باید به قدری بالا باشد که بتواند اولا الکترون‌ها و حفره‌ها را قادر به عبور از

سد پتانسیلی کند و ثانیه تعداد آن‌ها به اندازه‌ای باشد که با صرف نظر از موارد بازترکیب شده، جریان قابل توجهی از دیود عبور کند.

بایاس معکوس

زمانی که دیود به این نحو در مدار قرار بگیرد که آند آن به قطب منفی منبع وصل شود و کاتد آن به قطب مثبت، گوییم دیود در وضعیت بایاس معکوس است. در این حالت، بایاس معکوس مدام تقویت شده و جریان نیز در مدار محدود و محدود تر می‌شود. بنابراین یک دیود در وضعیت بایاس معکوس، جریان را از خود عبور نمی‌دهد.

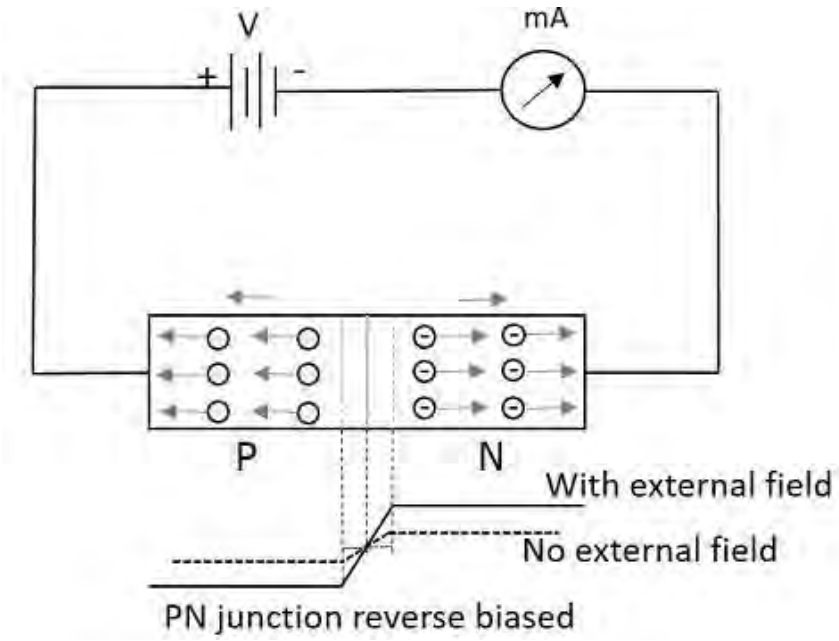




منحنی ولت آمپر دیود در بایاس مخالف

عملکرد دیود تحت بایاس معکوس

زمانی که ولتاژ بیرونی به گونه‌ای به دیود اعمال می‌شود که در اثر آن سد پتانسیلی داخلی دیود تقویت می‌شود و به این ترتیب جریان حامل‌ها نیز بسیار محدود می‌شود، می‌گوییم دیود در وضعیت بایاس معکوس قرار گرفته است. زمانی که آند و کاتد به ترتیب به قطب‌های منفی و مثبت منبع وصل می‌شوند، الکترون‌های جذب قطب مثبت منبع و حفره‌ها جذب قطب منفی منبع می‌شوند. به این ترتیب هر دو از ناحیه‌ی سد پتانسیلی دور خواهند شد و با این دور شدن مقاومت الکتریکی پیوند را افزایش می‌دهند و اجازه نمی‌دهند جریانی از الکترون‌ها بتواند از پیوند عبور کند. تصویر زیر این فرآیند را نشان می‌دهد. نمودار جریان در دو حالت اعمال شدن و اعمال نشدن ولتاژ خارجی نیز رسم شده است.



پیوند P-N حامل‌های اقلیتی نیز دارد که در جهت عکس حامل‌های اکثریت رفتار می‌کنن؛ یعنی در وضعیت بایاس معکوس این حامل ها می‌توانند از پیوند عبور کنند و جریان ناچیزی ایجاد کنند که معمولا از آن صرف نظر می‌شود. در شرایطی که دما ثابت باشد معمولا این جریان نیز مقدار ثابتی دارد. اما زمانی که ولتاژ معکوس باز هم افزایش یابد، آن‌گاه به نقطه‌ای می‌رسیم که شکست معکوس دیود رخ می‌دهد و جریانی بهمن‌وار در دیود جاری می‌شود. این جریان معکوس بالا ، به دستگاه الکترونیکی آسیب وارد می‌کند.

جریان معکوس(I_r) : جریان معکوس جریانی است که تحت شرایطی در وضعیت قرارگرفتن دیود در بایاس معکوس در آن تولید می‌شود. در این شرایط یک مسیر با مقاومت بالا در دیود ایجاد می‌شود که مانع جاری شدن جریان است. (در حالیکه در وضعیت بایاس مستقیم این مسیر مقاومت کمی داشت و جریان به خوبی جاری می‌شد.)

بر همین اساس می‌توانیم نتیجه‌گیری کنیم که دیود المانی یک طرفه یا یک سویه است که با قرار گرفتن در بایاس مستقیم جریان را عبور می‌دهد و با قرار گرفتن در وضعیت بایاس معکوس، مانند یک نارسانا عمل می‌کند. این عمل‌کرد شبیه یکسوسازی ست که AC را به DC تبدیل می‌کند.

حد اکثر ولتاژ بایاس معکوس

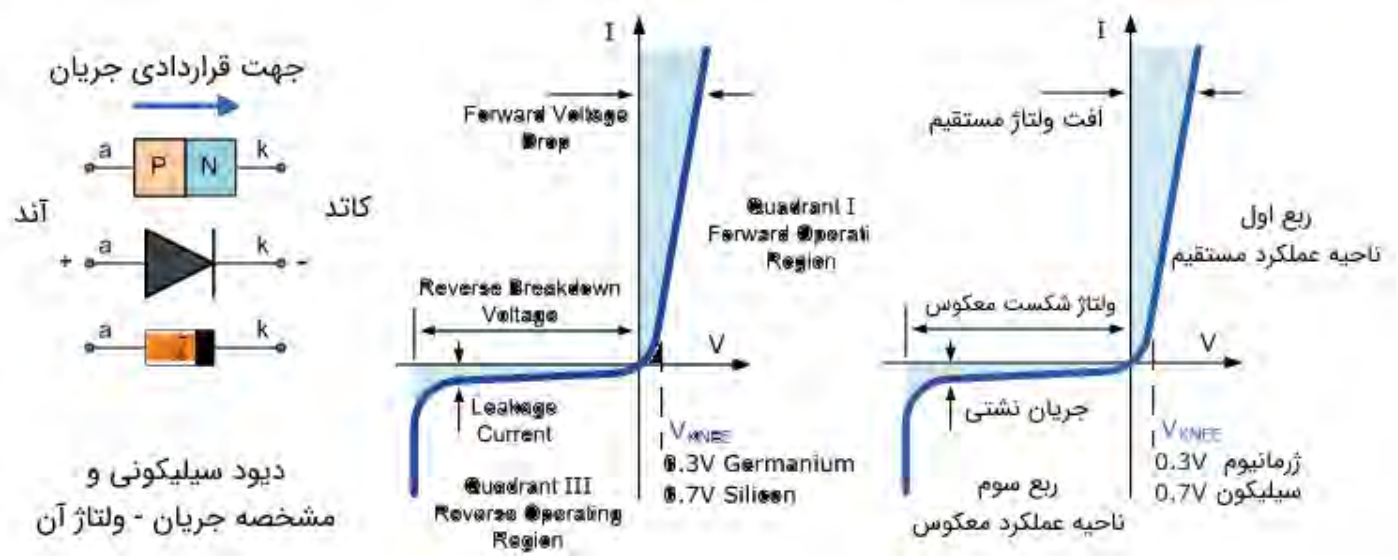
پیک یا حد اکثر ولتاژ بایاس معکوس یا به اختصار PIV، حد اکثر میزان ولتاژی است که می‌توانیم در وضعیت بایاس معکوس به دیود اعمال کنیم قبل از آن که دچار شکست شود. به عبارت دیگر " حد اکثر ولتاژ قابل تحمل یک دیود در بایاس معکوس که دیود را دچار آسیب نمی‌کند." بنابراین مهم است که در هنگام استفاده از دیود در بایاس معکوس، به این ولتاژ توجه داشته باشیم. چرا که محدوده‌ی عملکرد ایمن دیود در این بایاس را نشان می‌دهد.

پدیده‌ی شکست بهمنی

می‌دانیم که در بایاس معکوس پیوند P-N ، با ازدیاد ولتاژ معکوس دیود، عرض ناحیه‌ی تهی بیشتر می‌شود و همچنین شدّت میدان الکتریکی در این ناحیه افزایش می‌یابد. در این حالت، حامل‌های اقلّیّت درواقع در سراشیبی سدّ پتانسیل ناشی از پتانسیل داخلی و ولتاژ معکوس اِعمالی قرار می‌گیرند و سرعت آنها بشدّت افزایش می‌یابد. این حامل‌ها با شتاب گرفتن خود می‌توانند با اتم‌های سیلیکون واقع در ناحیه‌ی تهی برخورند و ضمن شکستن پیوندهای کووالانسی آنها تعدادی حامل جدید آزاد کنند. حامل‌های جدید نیز تحت تأثیر میدان الکتریکی زیاد در ناحیه‌ی تهی قرار می‌گیرند و پس از برخورد با دیگر اتم‌ها، حامل‌های بیشتری را از پیوند کووالانسی آنها جدا می‌سازند. بنابراین، تعداد حامل‌هایی که می‌توانند در ایجاد جریان دخالت کنند بطور ناگهانی افزایش می‌یابند و باعث ازدیاد سریع جریان می‌شوند. این پدیده را شکست بهمنی می‌نامند.

جریان اشباع معکوس

فرض می‌کنیم یك پیوند در محل سد شکسته شده باشد، درنتیجه یك الکترون آزاد و یك حفره به وجود می‌آید. الکترون آزاد به سمت پتانسیل مثبت باتری کشیده خواهد شد و جذب قطب مثبت باتری می‌گردد. چون لایه‌ی سد، یکا لکترون کمبود دارد، یك الکترون از قطب منفی وارد کریستال نوع P می‌شود و می‌توانیم بگوییم که حفره، جذب قطب منفی گردیده است، لذادر مدار، جریان بسیار ضعیفی به وجود می‌آید کهبه جریان اشباع معکوس معروف است. مقدار این جریان، به جنس نیمه هادی و گرمای محیط بستگی دارد، زیرا این جریان فقط در اثر شکستن پیوندها ایجاد می‌شود. در المان‌هایی که از سیلیسیم ساخته می‌شوند، این جریان بسیار کم است. گاهی مقدار آن ازنانو آمپر تجاوز نمی‌کند. لذا در بیشتر موارد از آن صرف نظر می‌کنند، که آن را با I_s نمایش می‌دهند.



ماموریت دیودها

اما دیود ها برای چه منظور های استفاده می‌شوند؟ دیودها استفاده می‌شوند تا جریان الکتریکی را در جهتی خاص که جهت مستقیم‌شان است از مدار عبور دهند و عبور جریان در جهت معکوس آن را مسدود کنند. این همان اصل یک‌سوسازی است.

اگر بخواهیم در مداری جریان را تنها در یک جهت جاری کنیم و جهت مخالف آن را ببندیم، استفاده از دیود ها به عنوان یکسوساز بهترین انتخاب خواهد بود. به این ترتیب خروجی مقداری DC خواهد داشت که مولفه‌های AC از روی آن حذف شده‌اند.

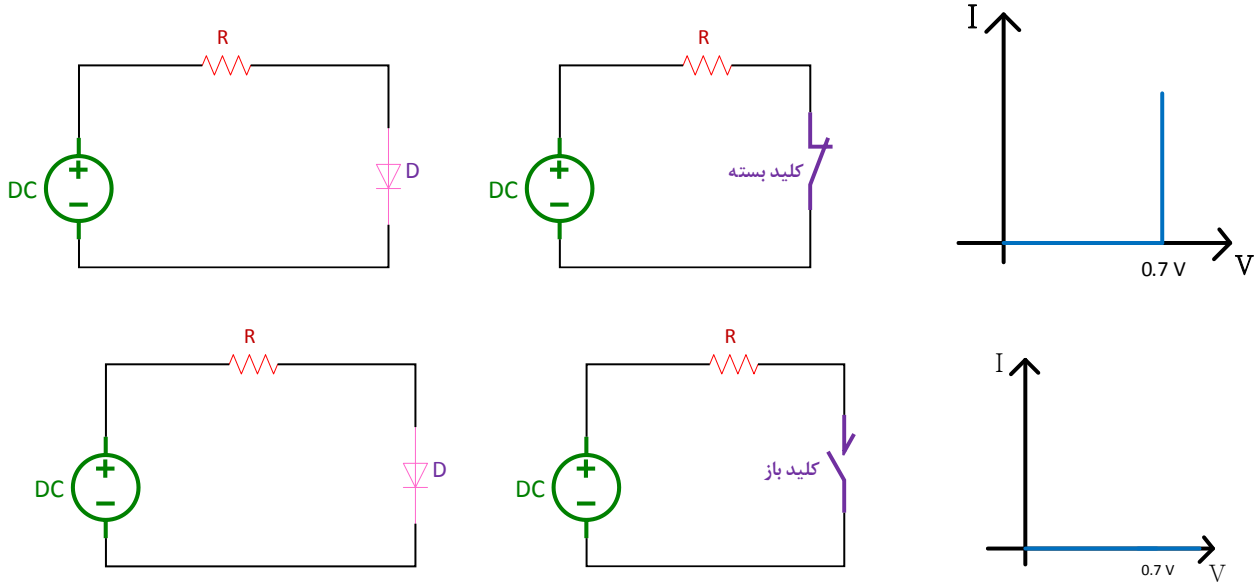
مدارهایی هم‌چون یک‌سوساز های نیم‌موج و تمام موج نیز به کمک دیود ها ساخته می‌شوند.

دیودها همچنین عملکردی سوییچ گونه نیز دارند. مزیت آن‌ها بر سوییچ های معمولی این است که در صورت نیاز به نرخ بالای تغییرات وضعیت خروجی، قطع و وصل‌های سریع‌تری را برای آن فراهم کنند.

دیود ایده‌آل

پتانسیل سد وجود نداشته در نتیجه در بایاس مستقیم (اختلاف پتانسیل آند به کاتد مثبت) مانند یك کلید بسته است، در بایاس معکوس(اختلاف پتانسیل آند به کاتد منفی) مانند یك کلید باز است. مقاومت دیود در بایاس مستقیم صفر و در بایاس معکوس بی نهایت است.

دیود ایده‌آل در بایاس موافق یا وصل



منحنی مشخصه دیود واقعی

جریان دیود طبق معادله زیر محاسبه می‌شود، که به دمای کار و ولتاژ dc بستگی دارد.

$$i_d = i_s(e^{kV_D/T_k} - 1)$$

I_s جریان نشتی معکوس دیود

$$k = \frac{11600}{\eta}$$

جریان کم (قبل از ولتاژ شکست لایه سد) در دیتاشیت دیود داده می‌شود.

$$\eta(Si) = 2 \quad , \quad \eta(Ge) = 1$$

جریان زیاد (بعد از ولتاژ شکست لایه سد)

$$\eta(Si) = 1 \quad , \quad \eta(Ge) = 1$$

دما:

$$T_k = T_c + 273.15$$

T_k دما کار کلوین ، T_c دما کار سانتی گراد

اگر معادله بالا را محاسبه کنیم منحنی مشخصه واقعی دیود بدست می‌اید.

مثال

دیود سیلیکونی در بایاس مستقیم به ولتاژ ۰/۵ ولت متصل می گردد، اگرجریان نشتی دیود یک میکروآمپر و در دمای محیط کار کند چه جریانی خواهد داشت؟

$$I_s = 1\mu A = 1 \times 10^{-6} A$$

$$T_k = T_c + 273.15 = 25 + 237 = 298°C$$

$$k(Si) = \frac{11600}{\eta} = \frac{11600}{2} = 5800$$

$$\frac{k\,V_d}{T_k} = \frac{(5800)(0.5)}{298} = 9.732$$

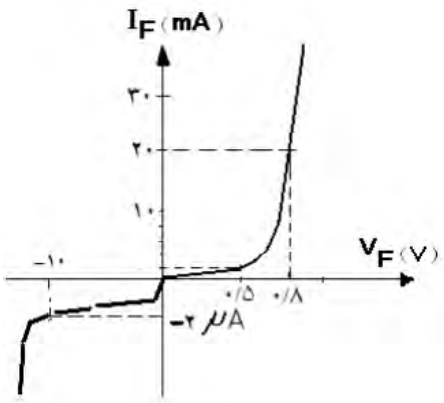
$$I_d = I_s\left(e^{\frac{kV_d}{T_k}} - 1\right) = 1 \times 10^{-6}(e^{9.732} - 1) = 15.77mA$$

مقاومت دیود

مقاومت استاتیکی دیود(DC) : مقاومت دیود در یک نقطه کار بخصوص را گویند.(سیگنال بزرگ)

ولتاژ نقطه کار V_d و جریان نقطه کار I_d نمایش می دهند. $R_{dc} = \frac{V_d}{I_d}$

مثال: برای مشخصه شکل زیر مقاومت DC دیود را در جریان‌های ۲۰ و ۲ میلی آمپر و -۲ میکرو آمپر دست آورید؟



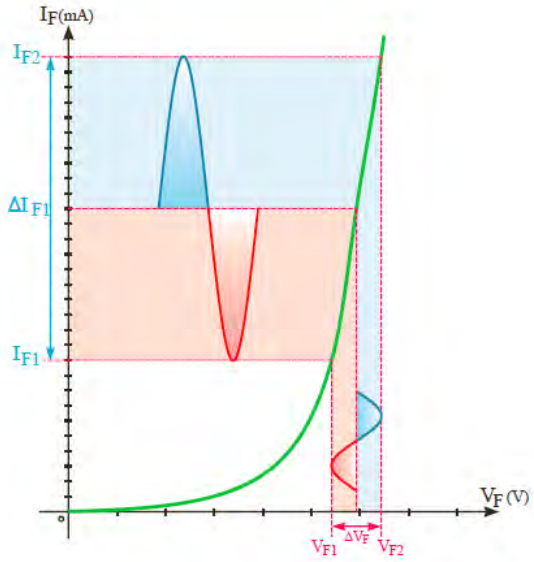
$$R_{DC} = \frac{V_D}{I_D} = \frac{0.8}{20mA} = 40\ \Omega$$

$$R_{DC} = \frac{V_D}{I_D} = \frac{0.5}{2mA} = 250\ \Omega$$

$$R_{DC} = \frac{V_D}{I_D} = \frac{-10}{-2\mu A} = 5\ M\ \Omega$$

مقاومت دینامیکی دیود (ac): مقاومت دیود در مقابل جریان متناوب (سیگنال کوچک) را گویند،

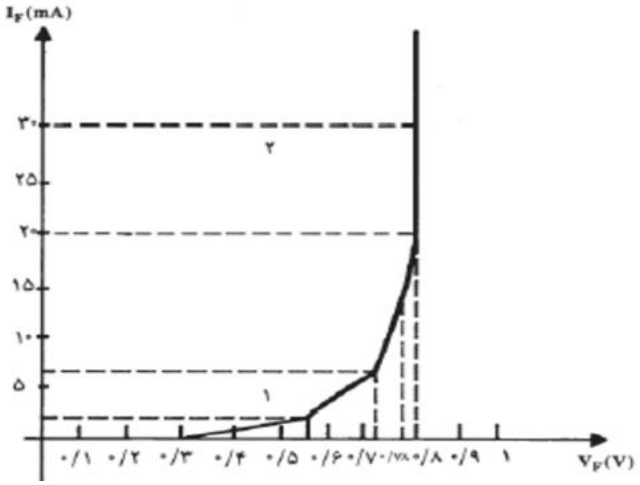
تغییرات ولتاژ حول نقطه کار و تغییرات جریان حول نقطه کار



$$r_d = R_{ac} = \frac{V_d}{I_d} = \frac{V_{f_2} - V_{f_1}}{I_{f_2} - I_{f_1}} = \frac{\Delta V_f}{\Delta I_f}$$

مثال:

برای منحنی مشخصه دیودی شکل زیر مطلوب است:



الف :-مقاومت دینامیکی دینامیکی در ناحیه۱

ب : مقاومت دینامیکی دینامیکی در ناحیه ۲

ج :-مقایسه بین دوناحیه

* مقاومت دینامیکی را r_d با نیز نمایش می دهند.

الف: در ناحیه یک داریم،

$$\Delta V_D = \Delta V_{d_2} - \Delta V_{d_1} = 0.72 - 0.57 = 0.15\ v$$

$$\Delta I_D = \Delta I_{d_2} - \Delta I_{d_1} = 6 - 2 = 4\ mA$$

$$r_{d1} = \frac{\Delta V_d}{\Delta I_d} = \frac{0.15}{4} = 37.5\ \Omega$$

ب: در ناحیه دو داریم،

$$\Delta V_D = \Delta V_{d_2} - \Delta V_{d_1} = 0.8 - 0.78 = 0.02\ v$$

$$\Delta I_D = \Delta I_{d_2} - \Delta I_{d_1} = 30 - 20 = 10\ mA$$

$$r_{d2} = \frac{\Delta V_d}{\Delta I_d} = \frac{0.02}{10} = 2\ \Omega$$

ج : ازمقایسه مقاومت دینامیکی دوناحیه داریم

$$\frac{r_{d_1}}{r_{d_2}} = \frac{37.5}{2} = 18.75$$

مقاومت دینامیکی را با داشتن مشخصات نقطه کار بدست می آورند و نیازی به داشتن منحنی مشخصه دیود نیست:

$$r_d = \frac{\Delta V_d}{\Delta I_d} = \frac{\frac{KT}{q}}{I_d} = \frac{26\ mv}{I_d\ mA}$$

این رابطه در قسمت صعودی منحنی درست است.

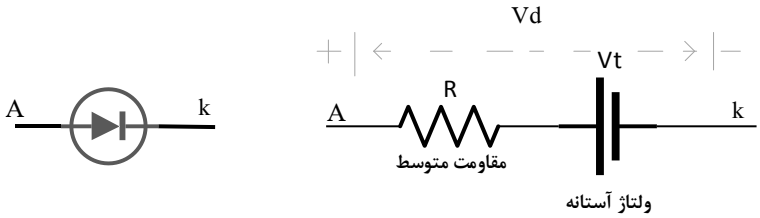
درعمل مقاومت اتصال پایه ها و غیره در نیمه هادی به مقاومت دینامیکی اضافه می شود.

$$r'_d = \frac{\Delta V_d}{\Delta I_d} = \frac{\frac{KT}{q}}{I_d} + r_B = \frac{26\,mv}{I_d\,mA} + r_B$$

r_B مقاومت اتصالات می‌باشد.

مقاومت متوسط دیود (av) : اگر سیگنال ورودی بقدرکافی بزرگ باشد بطوری که بتواند تغییرات مشخصی در منحنی مشخصه دیود ایجاد کند مقاومت مربوط به قطعه در این ناحیه را مقاومت متوسط گویند،

مدارمعادل دیود واقعی



مقادیر حد در دیودها

هر دیود برای جریان عبوری مستقیم و واتاژ معکوس مشخص، ساخته می‌شود.

* ماکزیمم ولتاژ معکوس مجاز (V_R) :

عبارت است از حداکثر ولتاژی که در بایاس معکوس در دو سر دیود قرار می‌گیرد.

* ماکزیمم جریان مستقیم یا متوسط دیود (I_F):

عبارت است از مقدار جریان dc یا متوسط که مجاز هستیم از دیود عبور دهیم.

ابعاد گرما گیر براساس ماکزیمم جریان مستقیم انتخاب می‌شود.

* ماکزیمم جریان تکراری (I_{FRM}):

عبارت است از حداکثر جریانی که به صورت تکرار سیکل‌ها در دیود جاری می‌شود.

* ماکزیمم جریان لحظه‌ای (I_{FSM}):

عبارت است از حداکثر جریانی که دیود می‌تواند در لحظه کوتاه (حدود چند میکرو ثانیه یا میلی ثانیه) تحمل کند.

پایان جلسه سوم

روزگار خوشی را برای شما آرزومندم.

محمد اعرابیان

محمد اعرابیان

جزوه درس الکترونیک کاربردی

جلسه چهارم

برای جزئیات بیشتر **اسکن کنید**

نسخه ۱.۱ | تهیه شده در بهمن ۱۴۰۰

تمامی حقوق این جزوه برای **محمد اعرابیان** محفوظ است.

دیودهای پیوندی

این دیودها ، دیودهای معمولی با پیوند P–N هستند اما انواع مختلف آن‌ها از نظر ساختاری با هم تفاوت دارند. در واقع ما سه نوع دیود پیوندی داریم

دیود یکسوساز

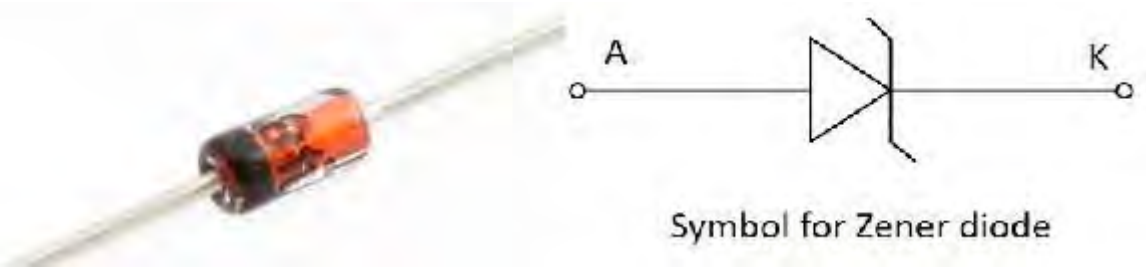
از نوع دیودهای پیوندی P-N هستند که تنها اجازه‌ی عبور جریان از یک سمت را می‌دهند. این دیودها در مدارهای یکسوسازی استفاده می‌شوند تا جریان متناوب را به جریان مستقیم تبدیل کنند.

در تصویر بالا ما دیودهای یکسوساز یکسانی را می‌بینیم، در یک نمونه زائده‌ی فلزی در قسمت بالایی خود دارد. این زائده‌ی تخت فلزی را هیت‌سینک (**Heat sink**) گفته و آن را به این منظور به دیود اضافه می‌کنند که توزیع گرما در بدنه اصلی دیود به حداقل برسد. این گرما گاهی می‌تواند به دیود آسیب برساند. بنابراین داشتن این مزیت، عملکرد دیود را ارتقا بخشیده و دیود را قادر می‌سازد که بتواند در توان‌های بالا نیز کار کند؛ بدون آن‌که خودش یا مدار آسیب ببینند.

دیود زنر

دیود زنر نوعی ویژه از دیودهاست که جریان را چه در جهت مستقیم و چه در جهت معکوس از خود عبور می‌دهد. می‌دانیم که یک دیود معمولی اگر در بایاس معکوس قرار داده شود و جریان عبوری از آن از حد مشخصی بالاتر رود، آسیب خواهد دید. این حد مشخص را نیز ولتاژ شکست نامیدیم.

ولتاژ شکست یک دیود زنر بسیار کم است. اما تفاوت اینجاست که دیود زنر پس از عبور ولتاژ از آستانه ولتاژ شکست، بدون آسیب دیدن باز هم به جریان معکوس اجازه عبور از خود را می‌دهد. ولتاژ شکست دیود زنر را ولتاژ زنر می‌نامیم. بنابراین در این نوع دیود ، شکستی وجود دارد که تحت کنترل ماست و پس از عبور از ولتاژ زنر، جریان معکوس به دیود آسیبی نمی‌رساند.



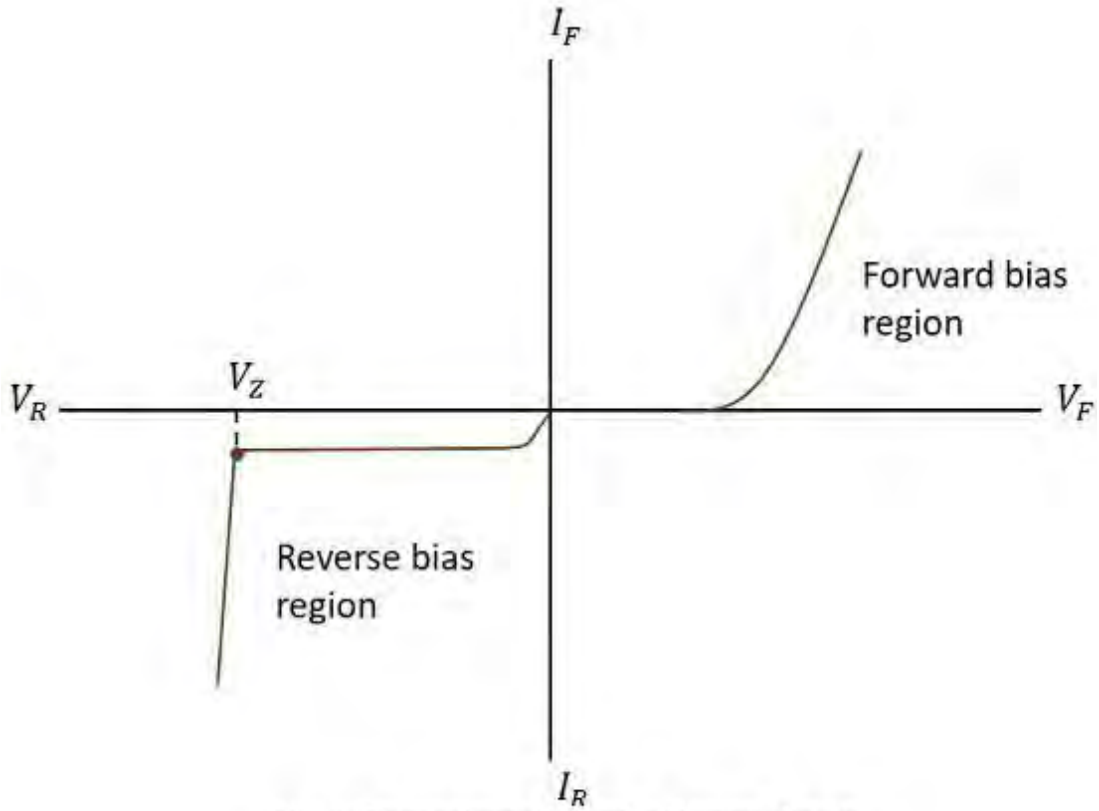
Symbol for Zener diode

یک دیود زنر در بایاس معکوس خود، یک ولتاژ شکست کنترل شده ارائه می‌دهد و به جریان اجازه می‌دهد که ولتاژ دو سر دیود را در ولتاژی نزدیک به ولتاژ زنر نگه دارد. به این ترتیب هر دیود زنر با داشتن ولتاژ زنری مشخص ، در کابردی مشخص به کار گرفته می‌شود.

دیود بهمنی نوع دیگری از دیود است که مشخصات و رفتاری مانند دیود زنر دارد. در بایاس معکوس، یک شکست بهمنی (هجوم زیاد جریان) در تمام دو سر پیوند P-N اتفاق می‌افتد. در این حالت ولتاژ ثابت است و از جریان تبعیت نمی‌کند. از این دیودها در آشکارسازهای نوری استفاده می‌کنند.

مشخصه I –V دیود زنر

مشخصه‌ی V-I یک دیود زنر در قسمت بایاس مستقیم، مانند یک دیود معمولی است. اما دیود زنر، در قسمت بایاس معکوس مشخصه‌ی متفاوتی دارد که لازم است به آن توجه کنیم. این مشخصه را در تصویر زیر می‌بینیم.



V – I Characteristics of a Zener diode

نقطه خمیدگی نمودار که در ناحیه‌ی بایاس معکوس قرار دارد، نقطه‌ی ولتاژ شکست زنری است که با V_Z نمایش داده شده. با رسیدن به این نقطه و عبور از آن، جریان معکوس بالایی از دیود عبور می‌کند. این ویژگی باورنکردنی دیودهای زنر، آن‌ها را به قابل اطمینان‌ترین نوع دیودها که کاربردهای فراوانی نیز دارند، تبدیل کرده است.

برخی از این کاربرد های دیود زنر:

- کاربرد به عنوان رگولاتور ولتاژ.
- کاربرد به عنوان تامین کننده یک مرجع ولتاژ ثابت در مدار بایاس ترانزیستورها.
- کاربرد در مدارهای قطع‌کننده، محدودکننده و اصلاحگر شکل موج.
- کاربرد به عنوان محافظ مدارها در برابر اعوجاج.
- کاربرد به عنوان محافظ کنتورها در مواردی که احتمال آسیب‌های تصادفی وجود دارد.

دیودهای سوییچینگ

یکی از انواع معمولی دیودهای پیوندی P-N که به طور خاص به منظور کاربردهای سوییچینگ طراحی می‌شود. این دیود می‌تواند دو وضعیت مقاومت بالا و مقاومت پایین را به صورت متمایز و متناوب از خود بروز دهد.

خازن پیوندی این دیود بسیار پایین طراحی شده است و به این ترتیب تاثیرات ناشی از آن، بسیار اندک است. زمانی که مقاومت آن بالا باشد، مانند یک سوییچ باز عمل می‌کند و زمانی که مقاومت پایین باشد، مانند یک سوییچ بسته. سرعت سوییچ (تغییر) آن بین حالات مختلف نیز بالا در نظر گرفته شده است به طوریکه نرخ تغییرات آن از هر سوییچ معمولی دیگری بیشتری است.

کاربردهای دیود سوییچینگ

- در مدارهای یکسوساز با سرعت بالا
- در مدولاتورهای حلقه(ring)
- در گیرنده‌های فرکانس رادیویی
- کاربرد به عنوان محافظ در برابر جریان‌های قطب معکوس
- قابل استفاده به عنوان سوییچ‌های عمومی یا سوییچ‌های سرعت بالا

دیود اتصال نقطه ای (Point Contact Diode)

دیود های معمولی در بایاس معکوس ، یک ظرفیت خازنی در حدود PF را ایجاد می کنند. اگر بخواهیم این دیود ها را در فرکانس های بالا به کار ببریم ، به دلیل ظرفیت خازنی در بایاس معکوس ، جریان از مدار عبور می کند. زیرا در فرکانس بالا مقاومت معکوس دیود ، کم می شود.

از این رو باید ظرفیت خازنی دیودهایی را که در فرکانس بالا به کار می روند کم نمود. برای کم کردن ظرفیت خازن ، ساده ترین ، کم کردن سطح اتصال هادی ها است. لذا اتصال دیود های اتصال نقطه ای را برای فرکانس های بالا و جریان های کم می سازند.

در شکل زیر ساختمان ساده ی یک دیود اتصال نقطه ای را مشاهده می کنید :

نمایش ساخت دیود اتصال نقطه‌ای

برای ساختن این دیود ، کریستال نیمه هادی نوع N را معمولا از جنس ژرمانیوم انتخاب می کنند و یک سیم نازک مخصوص که خاصیت فنری داشته باشد به آن می چسبانند ، سپس یک جریان ضربه ای قوی از آن می گذرانند.

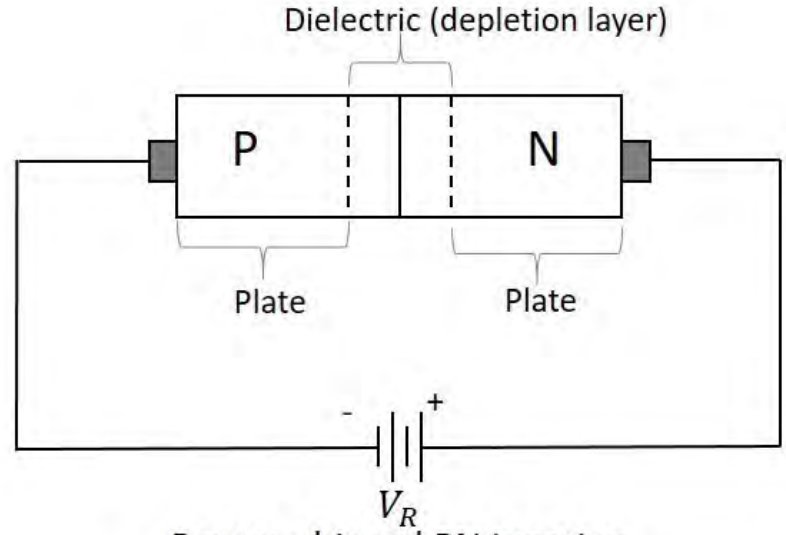
در اثر این عمل اولا کریستال نوع N ذوب می شود و نک سیم در داخل آن فرو می رود. ثانیا در اطراف آن یک ناحیه ی بسیار کوچک P ایجاد می گردد. این دیود یکی از پرکاربرد ترین دیود های اتصال نقطه ای است که در مداراتی که در آن ها دیود لازم است و فرکانس بالا هستند به کار می رود. البته این دیود باید برای جریان های کم به کار برود

دیود ورکتور

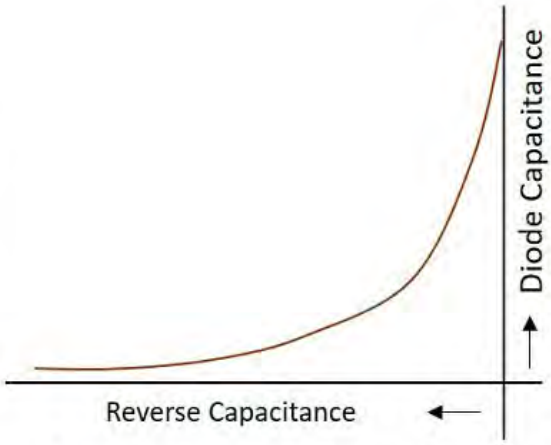
یک دیود پیوندی در دو طرف پیوند خود دارای دو پتانسیل مثبت و منفی است و در این شرایط ناحیه تخلیه مانند یک دی‌الکتریک عمل می‌کند. و به این ترتیب در این‌جا یک خازن خواهیم داشت.

دیود ورکتور دیودی به‌خصوص است که در ناحیه‌ی بایاس معکوس که در آن خازن پیوند دچار تغییر می‌شود، عمل می‌کند. دیود ورکتور را گاهی خازن متغیر یا خازن ولتاژی نیز می‌نامند. در تصویر زیر یک دیود ورکتور را می‌بینیم که به صورت بایاس معکوس در مدار قرار گرفته است.

اگر ولتاژ معکوس اعمال شده افزایش پیدا کند، پهنای ناحیه‌ی دی‌الکتریک نیز افزایش می‌یابد که موجب کاهش خازن پیوندی خواهد شد. و اگر ولتاژ معکوس اعمال شده کاهش پیدا کند، پهنای ناحیه‌ی دی‌الکتریک نیز کاهش می‌یابد که موجب افزایش خازن پیوندی خواهد شد. اگر ولتاژ بایاس معکوس به صفر رسد، خازن پیوند حداکثر مقدار خود را خواهد داشت.



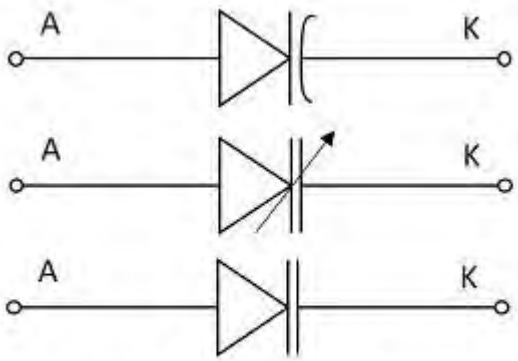
Reverse biased PN junction



Capacitance versus Reverse voltage

با آن‌که این خازن پیوندی در تمام دیودهای پیوند وجود دارد، خازن‌های ورکتور را به طور مشخص به نحوی طراحی و تولید می‌کنند که از اثر این خازن بهره‌برداری کنیم و وضعیت‌های متنوع این خازن را افزایش دهیم.

در تصویر زیر، انواع نمادهای مداری که برای دیود ورکتور به کارگرفته می‌شود را می‌بینیم. تنوع این نماد ها به دلیل تنوع عملکردهای دیود ورکتور است.



Symbol for Varactor diode

A Practical Varactor diode

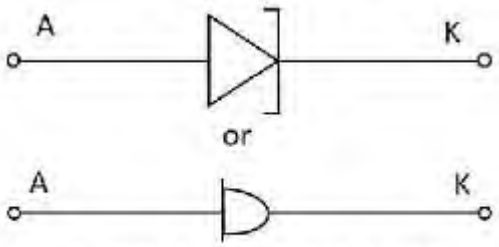
کاربردهای دیود ورکتور

- استفاده به عنوان خازن متغیر با ولتاژ
- استفاده در مدار تانک LC متغیر
- استفاده به عنوان کنترلر خودکار فرکانس
- استفاده به عنوان مدولاتور فرکانس
- استفاده به عنوان جابه‌جاکننده (shifter) فازRF
- استفاده به عنوان ضرب‌کننده ولتاژ در مدار اسیلاتور محلی

دیود تونلی

اگر تجمع ناخالصی در یک پیوند P-N معمولی را به‌شدت افزایش دهیم، یک دیود تونلی ایجاده کرده‌ایم. گاهی به آن‌ها دیود ایساکی هم گفته می‌شود که نام مخترع آن است.

زمانی که تجمع ناخالصی در یک پیوندP-N معمولی دچار افزایش شود، پهنای ناحیه‌ی تخلیه کاهش می‌یابد. چرا که افزایش غلظت ناخالصی‌ها، حامل‌های بیشتری را برای عبور از پیوند نیرومندتر می‌کند. حال هر قدر این غلظت را افزایش دهیم، به علت پهنای کمتر و کمتر ناحیه‌ی تخلیه و به علت انرژی بیشتر حاملان بار، آن‌ها به جای عبور کردن از روی سد پتانسیلی، به اصطلاح در میان آن نفوذ می‌کنند. این پدیه نفوذ کردن را به نوعی تونل زدن تعبیر می‌کنند و از همین رو این دیودها را دیود تونلی می‌نامند.

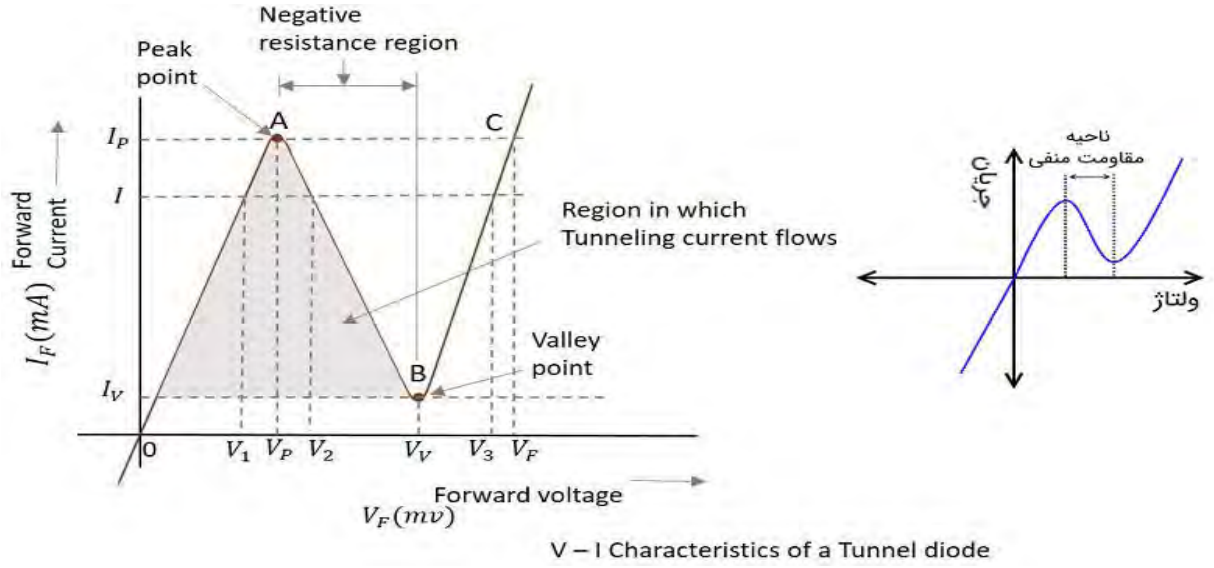


Symbol of Tunnel diode

دیودهای تونلی قطعاتی کم‌توان هستند و لازم است با دقت از آن‌ها استفاده شود چرا که ممکن است حتی بوسیله الکتریسته ساکن و گرما تحت تاثیر قرار بگیرند.

مشخصهI-V دیود تونلی

دیود تونلی مشخصهV-I مخصوص به خود را دارد که عملکرد آن را توضیح می‌دهد. در تصویر زیر می‌توانیم نگاهی به این مشخصه بیاندازیم.



V – I Characteristics of a Tunnel diode

تصور کنید که دیود در وضعیت بایاس مستقیم است. با افزایش ولتاژ مستقیم، جریان مرتبا افزایش می‌یابد تا زمانی که به یک نقطه‌ی قله برسد (IP). ولتاژ در نقطه IP را نیز ولتاژ قله (VP) می‌نامیم. این نقطه در نمودار بالا با A مشخص شده است. حال اگر ولتاژ از VP نیز فراتر رود، آن‌گاه جریان شروع به کاهش یافتن می‌کند تا به نقطه‌ی مشخصی برسد که آن را جریان دره یا (IV) می‌نامیم. ولتاژ در نقطه IV را نیز ولتاژ دره (VV) می‌نامیم. این نقطه در نمودار بالا با B مشخص شده است. اگر ولتاژ باز هم از این فراتر رود، جریان مانند یک دیود معمولی افزایش می‌یابد. و برای مقادیر بزرگ‌تر ولتاژ مستقیم، جریان نیز به صورتی فراتر از آن(با شیبی بزرگتر از ۱) افزایش می‌یابد.

مقاومت منفی

اگر تصور کنیم که دیود در وضعیت بایاس معکوس است، آن‌گاه دیود تونلی مانند یک رسانای بی‌نظیر عمل خواهد کرد و هر قدر ولتاژ معکوس افزایش یابد، کیفیت رسانایی نیز بهتر خواهد شد. در واقع دیود تونلی در این حالت مانند یک ناحیه‌ی با مقاومت منفی عمل می‌کند.

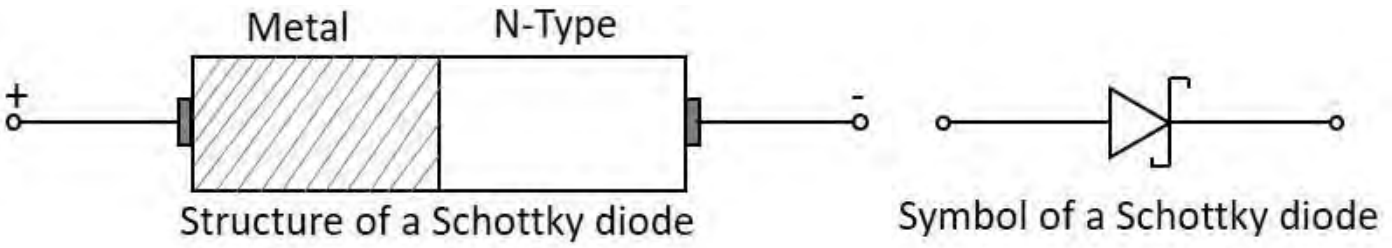
کاربردهای دیود تونلی

- کاربرد به عنوان یک قطعه‌ی سوییچینگ سریع
- کاربرد به عنوان یک قطعه‌ی ذخیره‌ی حافظه
- استفاده در اسیلاتورهای مایکروویو
- استفاده در اسیلاتور

دیود شاتکی

نوعی منحصربه فرد از دیودها که در آن به جای پیوند دو نیمه‌هادی N و P از اتصال یک فلز با یک نیمه‌هادی استفاده می‌شود. در واقع نیمه‌هادی نوع P در این‌جا با یک فلز جایگزین شده و با نیمه‌هادی نوع N پیوند

برقرار می‌کند. این ترکیب دیگر ناحیه تخلیه نخواهد داشت. تصویر زیر یک دیود شاتکی و نماد مداری آن را نشان می‌دهد.



Structure of a Schottky diode

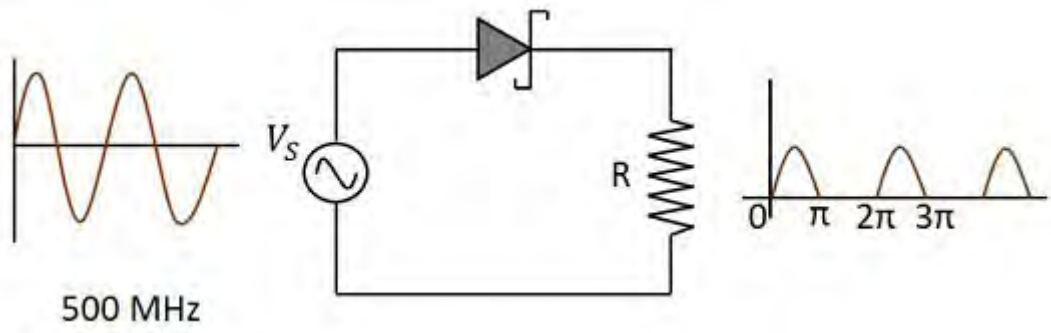
Symbol of a Schottky diode

فلزی که در این این پیوند استفاده می‌شود ممکن است طلا، نقره، پلاتیوم، تنگستن یا ... باشد. هم‌چنین برای نیمه‌هادی نیز معمولا از عناصری به جز سیلیکون یا گالیوم آرسانايد استفاده می‌شود.

Schottky diode

نحوه‌ی عملکرد دیود شاتکی

زمانی که هنوز هیچ ولتاژی اعمال نشده و مدار بایاس نیست، الکترون‌های موجود در نیمه‌هادی نوع N، انرژی کمتری نسبت به الکترون‌های موجود در فلز دارند. حال اگر دیود به صورت مستقیم بایاس شود، الکترون‌های نیمه‌هادی صاحب مقداری انرژی شده و شروع به حرکت می‌کنند. به همین دلیل به این الکترون‌ها حاملان برانگیخته گفته می‌شود. تصویر زیر یک دیود شاتکی را نشان می‌دهد که در مدار متصل شده است.



مزایا

- دیود شاتکی یک قطعه‌ی تک قطبی است بنابراین هیچ جریان معکوسی در آن ایجاد نمی‌شود.
- مقاومت مستقیم آن‌ها مقدار اندکی است.

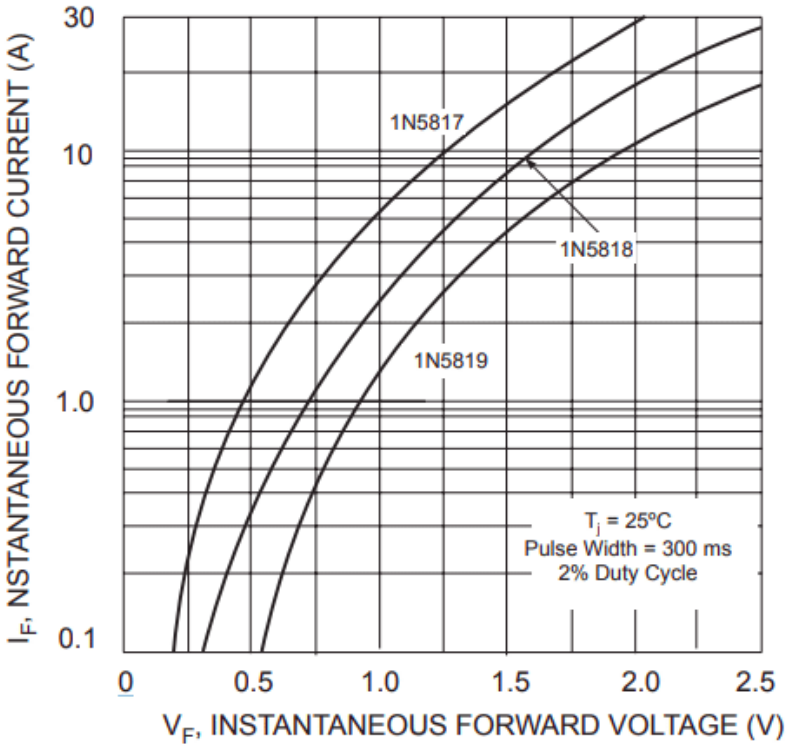
- افت ولتاژ آن‌ها بسیار کم است.
- یکسوسازی به‌وسیله آن‌ها سریع و آسان است.
- هیچ ناحیه‌ی تخلیه‌ای ندارند و لذا خازن پیوندی ندارند. به همین دلیل دیودهای شاتکی می‌توانند به سرعت به وضعیت خاموش تغییر وضعیت دهند.

کاربردهای دیود شاتکی

- استفاده به عنوان دیودهای آشکارساز
- استفاده به عنوان یکسوساز توان
- استفاده در میکسرهای RF
- استفاده در مدارهای توانی
- استفاده به عنوان دیودهای جهش(clamping)

مشخصه‌ی ولتاژ-جریان (I-V) دیود شاتکی

یکی از مهمترین نمودارهایی که در انتخاب دیود بایستی در نظر گرفته شود،نمودار ولتاژ مستقیم (V) در ازای جریان مستقیم (I) می باشد. نمودارV-I مربوط به سه دیود \1N5819, 1N5818, N5817 در شکل زیر به نمایش درآمده است.



مشخصه‌ی V-I این دیود بسیار شبیه به دیود معمولی با پیوند P-N است. دارا بودن افت ولتاژ کمتر نسبت به دیود معمولی، این امکان را به دیود شاتکی می‌دهد که با صرف ولتاژ کمتری نسبت به دیود عادی به

درستی کار کند. در نمودار بالا مشاهده می شود که دیود N5817\افت ولتاژ مستقیم کمتری نسبت به دو دیود دیگر دارد. همچنین با افزایش جریان مستقیم، افت ولتاژ دیود نیز افزایش می‌یابد. برای دیود N517\ در جریان بیشینه‌ی ۳۰ آمپر، افت ولتاژ به بیش از ۲ ولت می‌رسد.به همین دلیل دیودهای از نوع شاتکی عموما در کاربردهای با جریان پایین استفاده می‌شوند.

افت ولتاژ مستقیم:

ولتاژ لازم برای روشن نمودن دیود در بایاس مستقیم را افت ولتاژ مستقیم دیود می‌نامند که مقدار آن متناسب با دیودهای مختلف متفاوت است. این ولتاژ برای دیودهای شاتکی حدود ۰.۲ ولت در نظر گرفته می‌شود.

ولتاژ شکست معکوس:

مقدار مشخصی از ولتاژبایاس معکوس بعد از شکست دیود و شوع هدایت در جهت معکوس را ولتاژ شکست دیود می‌نامند. مقدار این ولتاژ برای دیودهای شاتکی حدود ۵۰ ولت در نظر گرفته می‌شود.

زمان بازیابی دیود:

به زمانی که طول میکشد تا دیود از حالت هدایت مستقیم یا حالت روشن بودن (ON) به هدایت معکوس یا خاموش بودن (Off) تغییر حالت بدهد، زمان بازیابی دیود گفته می‌شود. مهمترین تفاوت بین یک دیود معمولی با پیوند P-N در زمان بازیابی آن ها می باشد. در دیود معمولی زمان بازیابی از چند میکرو ثانیه تا ۱۰۰ نانو ثانیه متغیر است اما دیودهای شاتکی زمان بازیابی ندارند چون ناحیه ی تخلیه در اتصال فلز –نیمه هادی وجود ندارد.

جریان نشتی معکوس:

جریان عبوری از یک عنصر نیمه هادی در بایاس معکوس، جریان نشتی معکوس نامیده می‌شود. در دیودهای شاتکی با افزایش دما جریان نشتی معکوس به طور قابل ملاحظه ای افزایش می‌یابد.

دیودهای اپتوالکترونیکی : (فوتودیودها،سلول خورشیدی،دیود نورافشان و دیود لیزری)

دیودهای اپتوالکترونیکی، دیودهای اپتوالکترونیک خانواده‌ای از دیودها هستند که اساس کارشان بر مبنای نور است. (می‌دانیم که کلمه اپتو به معنای نور است.) برخی از آن‌ها براساس شدت نور کار می‌کنند و برخی دیگر هستند که هدایتگری جریان آن‌ها باعث تولیدی مقداری نور می‌شود و هر کدام از این دو نوع، کاربردهای خاص خود را دارند. در این آموزش در میکرو دیزاینر الکترونیک می‌خواهیم حول این دیود ها و انواع مهم و پرکاربرد آن‌ها صحبت کنیم.

گفتیم که در میان دیودهای اپتو الکترونیک، دیودهایی هستند که براساس شدت نوری که بر آن‌ها می‌تابد جریان را هدایت می‌کنند. این دسته از دیودها، دو نوع دارند. فوتودیود ها و سلول های خورشیدی.

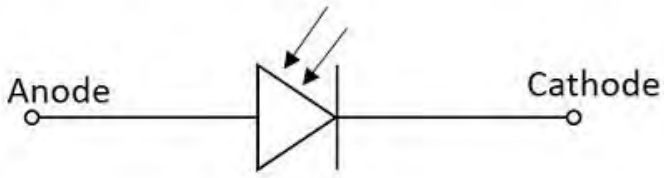
فوتودیودها

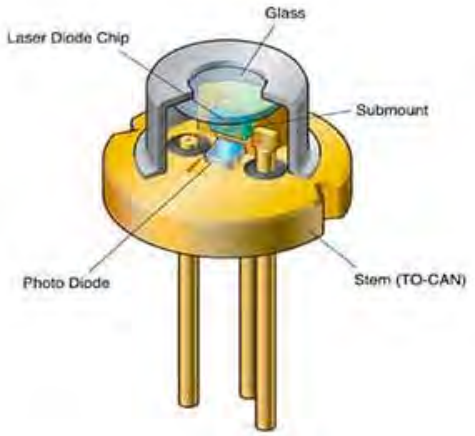
فوتودیود همان‌طور که از نام آن برمی‌آید، یک پیوند P-N است که بر مبنای نور کار می‌کند. به این معنا که افزایش یا کاهش شدت نور موجب افزایش یا کاهش میزان هدایت‌گری جریان در آن می‌شود.

بنابراین مانند هر دیود پیوندی دیگری فوتودیود دارای ماده‌ای از نوع P، ماده‌ای از نوع N و نیز ناحیه‌ی تخلیه‌ای در بین آن‌هاست.

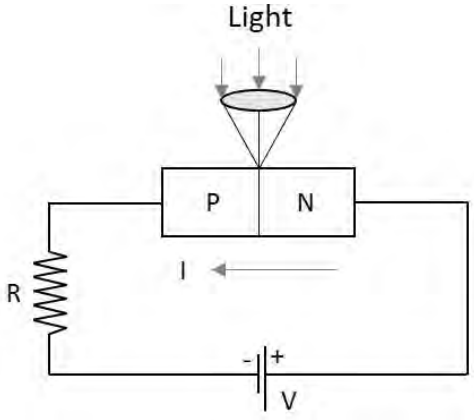
فوتودیود عموما در بایاس معکوس کار می‌کند. زمانی که نور (فوتون‌های نوری) به صورت متمرکز بر ناحیه‌ی تخلیه تابانده می‌شود، زوج‌های الکترون- حفره ایجاد شده و جریانی از الکترون‌ها به راه خواهد افتاد.

در تصویر زیر یک فوتودیود واقعی را می‌بینیم.





زمانی که این دیود را در بایاس معکوس قرار می‌دهیم، به دلیل الکترون- حفره های ایجاد شده به دلیل گرما یک جریان اشباع معکوس کوچک ایجاد می‌شود. همان‌طور که جریان بایاس معکوس به دلیل حامل‌های اقلیت اتفاق می‌افتد، ولتاژ خروجی نیز به این جریان معکوس وابسته است.
با افزایش شدت نوری که به پیوند P-N اعمال شده است، جریان حامل‌های اقلیت افزایش می‌یابد.



فوتودیود را در یک محفظه‌ی شیشه‌ای قرار می‌دهند تا نور بتواند بر آن اثر کند. به منظور این‌که نور اعمال شده به پیوند، دقیقا بر ناحیه‌ی تخلیه اثر کند، یک لنز(عدسی) همان‌طورکه در شکل بالا مشخص است، در بالای پیوند قرار داده می‌شود.

البته حتی زمانی که نوری بر این دیود نتابد نیز باز مقدار اندکی جریان وجود دارد که اصطلاحا به آن جریان تاریک گفته می‌شود.

در یک فوتو با تغییر سطح روشنایی تابانده شده، جریان معکوس را کنترل (کم و زیاد) می‌کنیم.

مزایای فوتودیود

- نویز پایین
- بهره بالا
- سرعت عملیاتی بالا
- حساسیت بالا به نور
- قیمت پایین
- ابعاد کوچک
- طول عمر نسبتا بلند

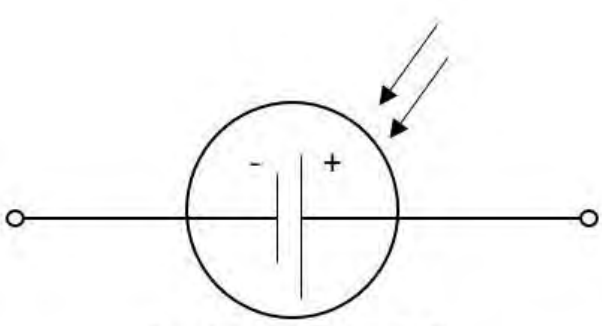
کاربردهای فوتودیود

- کاربرد در مدارهای تشخیص اشیا، ارقام، حروف و ... (مانند سنسورها)
- کاربرد در تشخیص مرئی یا نامرئی بودن اشیا
- استفاده در مدارهای پرسرعت با پایداری بالا
- استفاده در دمدولاسیون
- استفاده در مدارهای سوییچینگ
- استفاده در انکودرها
- استفاده در تجهیزات ارتباطی نوری

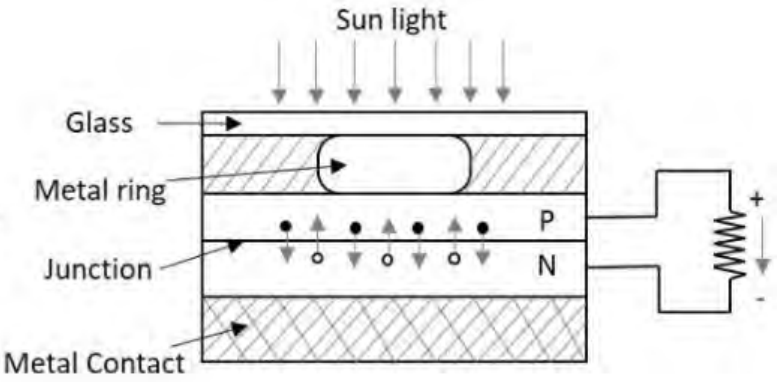
سلول خورشیدی

سلول خورشیدی دیودی معمولی با پیوند P-N است که هدایت جریان آن بستگی به جریان فوتون‌های نوری دارد که تبدیل به جریان الکترونی می‌شود. تا این‌جا سلول خورشیدی مانند یک فوتودیود است اما سلول

خورشیدی هدف و منظور دیگری نیز دارد و آن تبدیل حداکثری نور تابیده شده به آن به انرژی و ذخیره آن انرژی است.



Symbol of Solar Cell



همان‌طور که می‌بینیم نام و نماد سلول خورشیدی هر دو یادآور خاصیت ذخیره انرژی هستند، با اینکه سلول خورشیدی در واقع یک دیود است. دیودی که خاصیت جذب و ذخیره انرژی در آن پررنگ تر از سایر خاصیت‌هاست.

ساختار سلول خورشیدی یک پیوند P-N با ناحیه‌ی تخلیه را تصور کنید که درون یک محفظه شیشه‌ای قرار داده می‌شود. نور به نحوی تابانده می‌شود که با ماکسیمم سطح ممکن در بالای محفظه نازک شیشه‌ای دیود برخورد داشته باشد تا به این ترتیب دیود بتواند حداکثر نور ممکن را با کمترین مقاومت دریافت کند.

زمانی که نور با سطح سلول خورشیدی برخورد می‌کند، فوتون‌های آن با الکترون‌های لایه‌ی والانس برخورد پیدا می‌کنند. بنابراین الکترون‌ها انرژی لازم برای ترک کردن اتم خود را پیدا می‌کنند. بنابراین جریانی از الکترون‌ها ایجاد می‌شود که به طور مستقیم با شدت نور تابیده شده متناسب است. به این پدیده اثر فوتوولتائیک گفته می‌شود.

در تصویر زیر می‌بینید که یک سلول خورشیدی در واقعیت به چه شکل است و اینکه چگونه تعدادی سلول خورشیدی به هم متصل می‌شوند تا یک پنل(صفحه) خورشیدی بسازند.

Solar cell

Solar panel

تفاوت میان فوتودیود و سلول خورشیدی

فوتودیود سریع تر عمل می‌کند و عمده تمرکز آن بر سوییچ کردن است تا آن‌که مشغول تهیه توان بالاتر در خروجی خود باشد. به همین دلیل ظرفیت خازنی کمی دارد. هم‌چنین سطح ناحیه‌ی برخورد نور با دیود در فوتودیود کمتر از سلول خورشیدی است چرا که براساس کاربرد خود به نور بیشتری نیاز ندارد.

اما تمرکز یک سلول خورشیدی بر این است که انرژی بیشتری در خروجی تحویل دهد و یا آن‌که آن را ذخیره کند. بنابراین خازن بزرگ‌تری دارد و عملکردی کندتر از فوتودیود دارد. سطح تماس آن با نور نیز بیشتر از فوتودیود است.

کاربردهای سلول خورشیدی

این سلولها کاربردهای متنوعی دارند از جمله:

در علوم و تکنولوژی

- استفاده در صفحات خورشیدی و ماهواره ها
- استفاده در مسافت سنجی
- استفاده در سیستم‌های روشنایی از راه دور

در تجارت

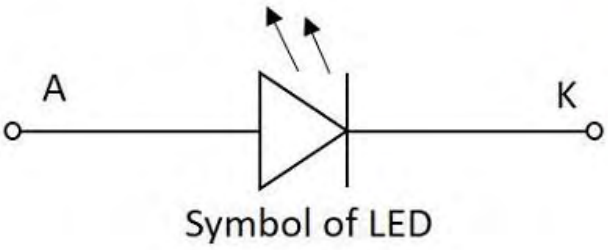
- استفاده در صفحات خورشیدی به منظور ذخیره انرژی
- استفاده در تجهیزات قابل حمل قدرت
- استفاده در مصارف خانگی مانند گرمایش، پخت و پز و .. از طریق انرژی خورشیدی

در وسایل الکترونیکی

- استفاده در ساعت‌ها
- استفاده در ماشین‌حساب‌ها
- استفاده در اسباب‌بازی‌های الکترونیکی و

LED (دیود نورافشان)

این دیود محبوب‌ترین دیودی است که در زندگی روزمره ما استفاده های زیادی دارد. این دیود نیز یک دیود پیوند P-N معمولی است با این تفاوت که به جای سیلیکون و ژرمانیم ، از موادی مانند گالیم آرسناید وگالیم آرسناید فسفید در ساختار آن استفاده می‌شود. نماد مداری یک LED به شکل زیر است.

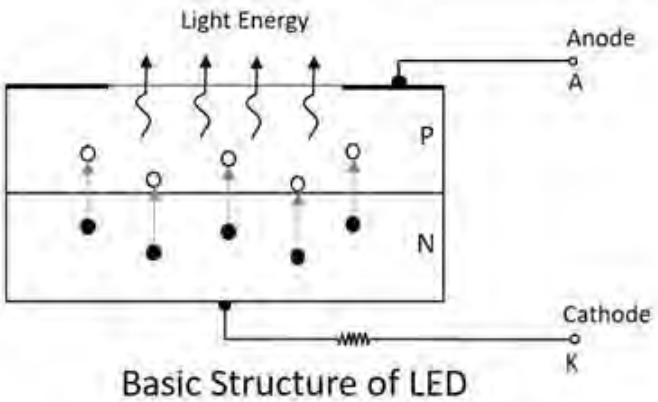


Symbol of LED

مانند یک دیود پیوندی معمولی، LED نیز در باید در بایاس مستقیم قرار گیرد تا جریان را هدایت کند. در واقع LED زمانی هدایت جریان می‌کند که الکترون‌های واقع در لایه‌ی هدایت آن، با حفره‌های لایه‌ی والانس بازترکیب شوند. این بازترکیب موجب تولید نور می‌شود. این پروسه را الکترولومینسانس می‌گویند. رنگ نوری که از بازترکیب الکترون ها و حفره ها ساطع می‌شود، بستگی به اختلاف میان باندهای انرژی مواد به کار رفته دارد. ماده‌ی مورد استفاده نیز هم‌چنین بر رنگ نور تاثیر گذار است. به عنوان مثال گالیم آرسناید فسفید نور قرمز یا زرد از خود ساطع می‌کند و گالیم فسفید نور قرمز یا سبز و یا گالیم نیترات نور آبی رنگ. یا مثلا گالیم آرسناید نور مادون قرمز ایجاد می‌کند. LED های با نور مادون قرمز به طور عمده در دستگاه‌های کنترل از راه دور کاربرد دارند.LED یک سمت تخت دارد و یک سمت انحنا دار. پایه‌ی سمت مسطح کوتاه تر از پایه‌ی دیگر ساخته می‌شود که نمایانگر کاتود (پایه‌ی منفی) است. طبیعتا پایه‌ی بلند تر نیز آنود (پایه‌ی مثبت) خواهد بود.

ساختار ساده‌ای از یک LED

با جهش الکترون‌ها ها به درون حفره، انرژی به صورت همزمان در فرم نور از این عمل ساطع می‌شود. LED یک قطعه‌ی وابسته به جریان است به این معنا که شدت نور گسیل شده از آن وابسته به شدت جریانی است که از آن عبور می‌کند.



Basic Structure of LED

کاربردهایLED در سیستم های نمایشی

- استفاده عمده در صفحه نمایش سون سگمنت
- در ساعت های دیجیتالی
- در فرهای مایکرویو
- در هشدارهای ترافیکی
- در نمایشگرهای اطلاع رسانی در راه‌آهن ها و سایر مکان های عمومی
- در اسباب بازی ها

در دستگاه های الکترونیکی

- در تنظیم کننده(تیونر) های استریو
- در ماشین حساب ها
- در منابعDC
- در نشانگر های روشن و خاموش در امپلی فایرها
- در اندیکاتورهای توان

در کاربردهای تجاری

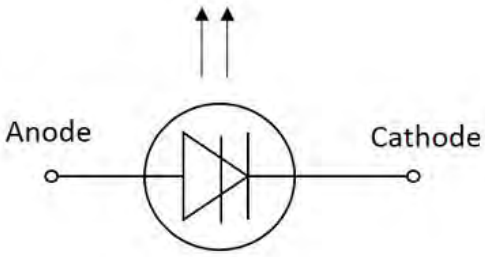
- بارکد خوان ها
- صفحه نمایش های حالت جامد

در مخابرات نوری

- در کاربردهای سوییچینگ مبتنی بر نور
- جهت تزویج نوری در مواردی که به راهنمای دستگاه ها دسترسی نداریم
- انتقال اطلاعات از طریقFOC
- مدارهای تشخیص تصویر
- در آلارم های مخصوص سرقت
- در روش های سیگنال دهی در راه‌آهن ها
- در درب ها و سایر سیستم های حفاظتی

دیود لیزری

دیود لیزری نیز یکی از انواع دیودهای محبوب در خانواده خود می‌باشد. دیود لیزری دیودی نوری است که تحت یک شرایط تحریک شده، از خود نور ساطع می‌کند. نام لیزر (LASER) از این عبارت گرفته شده است : (Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation). به معنای تقویت نور با استفاده از تابش تحریک شده تشعشعات.



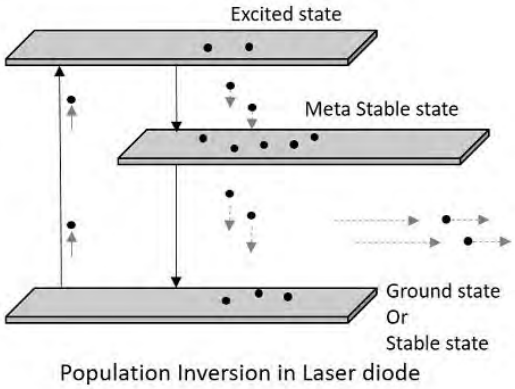
تابش تحریک شده

دیود لیزری دیودی با پیوند P-N است که عملکرد آن زمانی آغاز می‌شود که یک اشعه نوری با سطح آن برخورد کند. در اثر این تابش، فوتون های نوری با اتم های پیوند برخورد کرده و موجب می‌شوند اتم ها تحریک شوند و به لایه‌ی بالاتری بروند. لایه‌ی بالاتر را می‌توانیم به مفهوم سطح انرژی بیشتر تعبیر کنیم.

اتم در وضعیت انرژی بالا ناپایدار است و تمایل دارد به وضعیت قبلی خود با سطح انرژی پایین تر برود(یک اتم اصولا برای مدتی در حدود ۱۰ -۸ ثانیه می‌تواند در وضعیت تحریک شده باقی بماند). بنابراین اتم با صادر کردن دو فوتون از خود، به وضعیت قبلی اش بازمی‌گردد. این دو فوتون مشابه و هم فاز فوتون های اولیه‌ی تابیده شده هستند. این فرآیند را تابش تحریک شده می‌نامند.

اساس کار دیود لیزری

زمانی که یک فوتون با اتم برخورد می‌کند، اتم از سطح انرژی پایین به سطح انرژی بالا خواهد رفت، دو فوتون صادر کرده و مجددا به وضعیت اولیه خود بازمی‌گردد. و گفتیم که تنها حدود ۱۰ -۸ ثانیه می‌تواند در وضعیت برانگیخته باقی بماند. به منظور تقویت و تشدید این فرآیند ، کاری می‌کنند که اتم به جای سقوط مستقیم از انرژی بالا به انرژی پایین، در سطحی میانی به نام سطح نیمه پایداری، که از سطح انرژی بالا پایین تر و از سطح انرژی پایین بالاتر است، قرار بگیرد. اتم می تواند در حدود مدت ۱۰ -۳ ثانیه در سطح نیمه پایداری باقی بماند. حال با سقوط اتم از این سطح به سطح پایینی اولیه، دو فوتون آزاد خواهد شد. هر چه تعداد اتم هایی که در سطح انرژی بالا هستند- قبل از تحریک اتم ها با فوتون- بیشتر باشد، ما به تدریج به اصر لیزری نزدیک خواهیم شد.



Population Inversion in Laser diode

مزایای دیودهای لیزری

- توان مصرفی دیود لیزری بسیار اندک است
- سرعت سوییچینگ بالاتری نسبت به بقیه دیودها دارند
- فشرده تر هستند
- کم هزینه تر
- ارزان تر از مولد های لیزری
- احتمال ایجاد شوک الکتریکی کمتری دارند

معایب دیودهای لیزری

- تشعشعات دیود لیزری از سایر انواع لیزرها واگرا تر است لذا کیفیت آن چندان مطلوب نیست
- طول عمرشان از LED ها کمتر است
- در صورت ناپایدار بودن منبع تغذیه، احتمال آسیب دیدن‌شان بیشتر است

کاربردها

- کاربرد در لیزرهای پمپ و لیزرهای بذر
- کاربرد در دستگاه های ذخیره اطلاعات نوری
- کاربرد در پرینترهای لیزری و ماشین های فکس
- کاربرد در نشان‌گر های لیزری
- کاربرد در دستگاه های بارکد خوان
- کاربرد در دیسک های DVD وCD
- کاربرد در تکنولوژی هایHD DVD BLU RAY
- در بسیاری از کاربردهای صنعتی مانند حرارت دادن، آب‌کاری فلزات ، جوش‌کاری و...
- کاربردهای فراوان در تکنولوژی های مخابراتی مانند ارتباطات و انتقالات داده

پایان جلسه چهارم

روزگار خوشی را برای شما آرزومندم.

محمد اعرابیان

محمد اعرابیان

جزوه درس الکترونیک کاربردی

جلسه پنجم

برای جزئیات بیشتر **اسکن کنید**

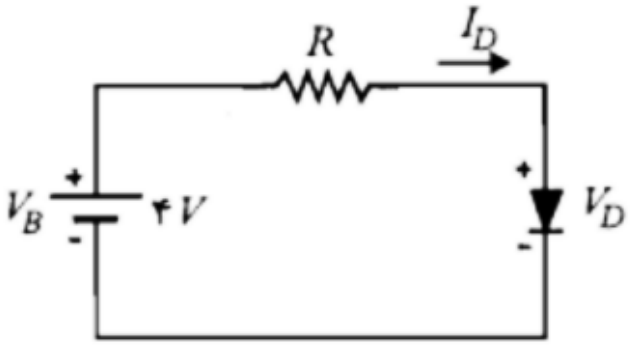
نسخه ۱.۱ | تهیه شده در بهمن ۱۴۰۰

تمامی حقوق این جزوه برای **محمد اعرابیان** محفوظ است.

مثال: در مدار شکل زیر، ولتاژ و جریان نامی دیود سیلیکن به کار رفته به ترتیب برابر۰/۷V و ۱۰mA است.

الف: برای اینکه دیود در این ولتاژ و جریان کار کند مقدار مقاومتR چقدر باید باشد

ب: مقاومت‌های استاتیکی و دینامیکی دیود را در ولتاژ و جریان نامی و در دمایK 300 محاسبه نمایید.



پاسخ:

الف: با توجه به ولتاژ و جریان دیود، داریم:

$$I_D = 10\ mA\ ,\ V_D = 0.7\ V$$

$$R = \frac{V_B - V_D}{I_D} = \frac{4 - 0.7}{10\ \text{mA}} = 330\ \Omega$$

ب: با استفاده از روابط مربوط به مقاومت دینامیکی و استاتیکی داریم:

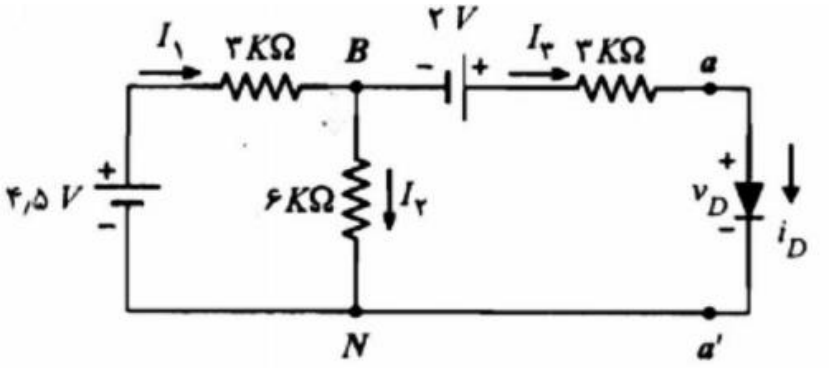
$$R_S = \frac{V_D}{I_D} = \frac{0.7\ \text{V}}{10\ \text{mA}} = 70\ \Omega$$

$$r_d = \frac{\eta V_T}{I_D} = \frac{2 \times 26\ \text{mV}}{10\ \text{mA}} = 5.2\ \Omega$$

تحلیل مدارات دیودی

تحلیل به کمک خط بار: روش تحلیل مدار به کمک خط بار را در روند حل یک مثال توضیح می دهیم:

مثال: در مدار شکل زیر جریان هر یک از شاخه ها را محاسبه نمایید:



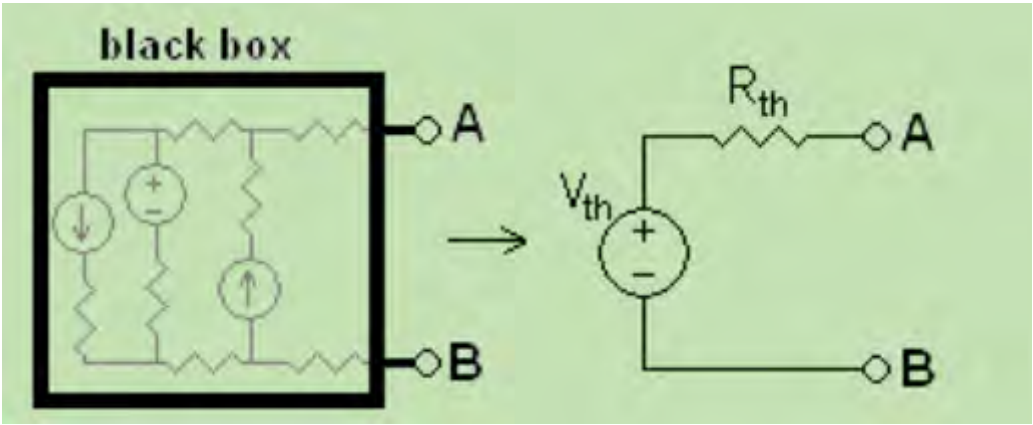
پاسخ: رفتار دیود در اینجا توسط منحنی آن توصیف می شود و اساسا ورودی مسئله در مورد دیود تنها منحنی مشخصه‌ی آن است.

در ادامه به دنبال نوشتن معادله بر حسب جریان و ولتاژ دیود هستیم که با استفاده از مدار فوق حاصل شده باشد. در این صورت با رسم منحنی محاسبه شده بر روی منحنی مشخصه‌ی دیود نقطه‌ی طلاقی که همان نقطه‌ی کار دیود است محاسبه می‌گردد.

به منظور نوشتن معادله اي بر حسب جریان و ولتاژ دیود با استفاده از مدار فوق لازم است که رفتار مدار قبل از دیود از دو سر aa' توسط یک مدار ساده تر توصیف شود، این کار توسط مدار معادل تونن صورت می گیرد.

مدار معدل تونن:

هدف در نوشتن مدار معادل تونن توصیف یک مدار پیچیده توسط یک مدار، شامل یک منبع تغذیه و مقاومت سری با آن است. که براین اساس مدار معادل تونن داراي دو مجهول است:



یادآوری

مقاومت تونن R_{th} که برای محاسبه ی آن:

۱- تمام منابع مستقل غیر فعال: منابع ولتاژ اتصال کوتاه و منابع جریان اتصال باز

۲- محاسبه‌ی مقاومت دیده شده از دو سر مربوطه (AB در شکل بالا)

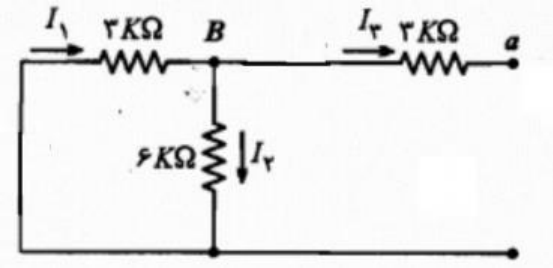
ولتاژ تونن V_{th} که براي محاسبه‌ی آن:

۱- بررسی مدار در حالت اولیه (تمام منابع: فعال)

۲- محاسبه‌ی ولتاژ دو سر مربوطه (AB در شکل بالا)

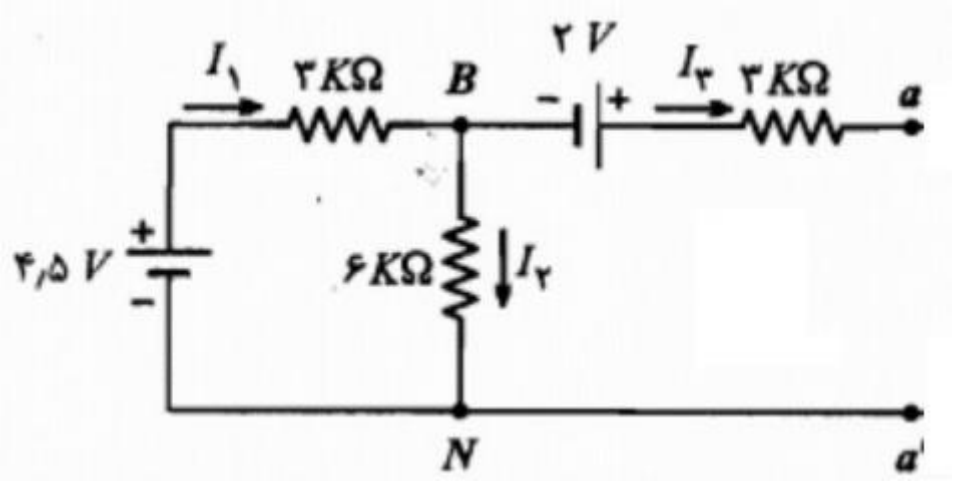
بتدا باید مدار معادل تونن سمت چپ aa' را به دست آوریم:

مقاومت تونن: با غیر فعال کردن منابع مقاومت را از دو سر aa' بدست می آوریم



$$R_{th} = 3k\Omega \parallel 6k\Omega + 3k\Omega = 5k\Omega$$

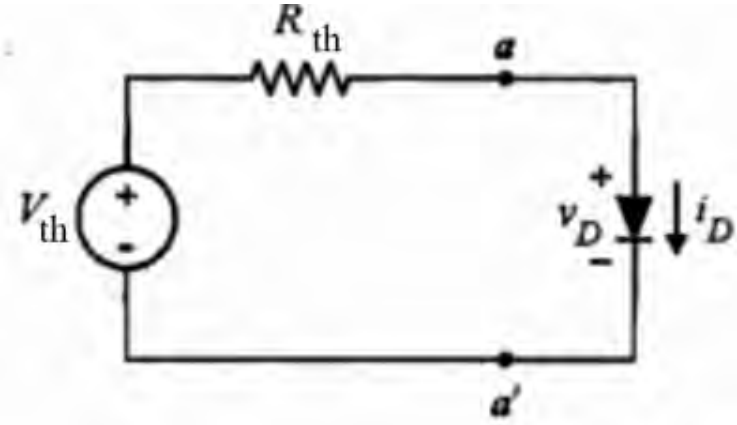
ولتاژ تونن: با فعال کردن منابع ولتاژ را در دو سر aa' بدست می آوریم براي این منظور با توجه به صفر بودن جریان I_3 می‌توان ازتقسیم ولتاژ استفاده نمود.



$$V_B = 4.5 \times \frac{6\ \text{K}\Omega}{6\ \text{K}\Omega + 3\ \text{K}\Omega} = 3\ V$$

$$V_{aa'} = V_{th} = 3\ V + 2\ V = 5\ V$$

حال که مدار معادل تونن را برای مدار فوق بدست آوردیم (مدار خلاصه شده از سر aa')دیود را به جای اول خود باز می‌گردانیم:



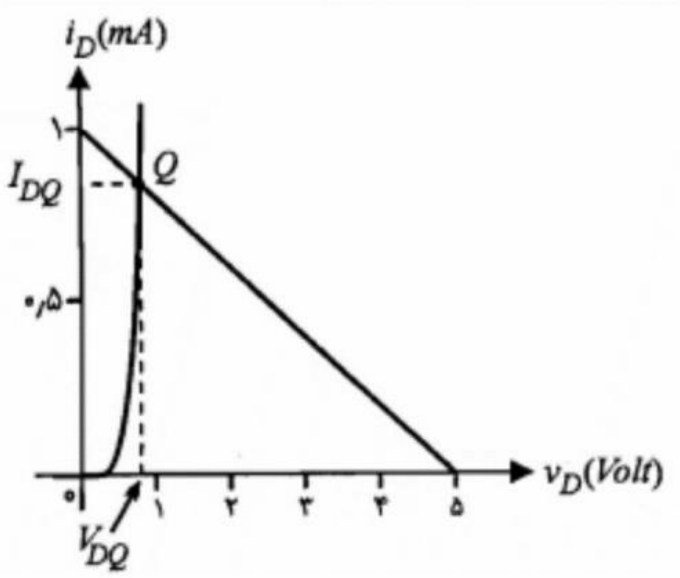
$$kvl: -V_{th} + R_{th}\, I_D + V_D = 0 \Longrightarrow -5 + 5k\, I_D + V_D = 0$$

خط بار دیود $\begin{cases} I_D = 0 \Longrightarrow -5 + 0 + V_D = 0 \Longrightarrow V_D = 5v \\ V_D = 0 \Longrightarrow -5 + 5k\, I_D + 0 = 0 \Longrightarrow I_D = \dfrac{5}{5k} = 1mA \end{cases}$

نقطه کار دیود $\Longrightarrow V_D = 0.7 \Longrightarrow kvl: -V_{th} + R_{th}\, I_D + V_D = 0$

$$\Longrightarrow -5 + 5k\, I_D + 0.7 = 0 \Longrightarrow I_D = \frac{5 - .07}{5k} = 0.86mA$$

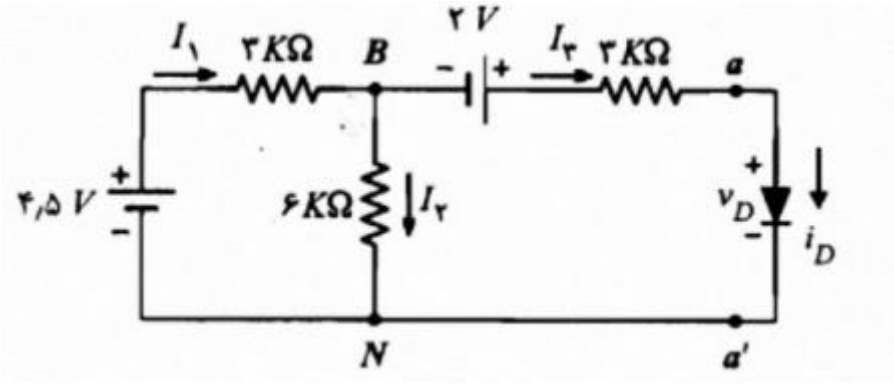
که با رسم منحنی فوق بر روی منحنی مشخصه‌ی دیود محل طلاقی این دو منحنی نشان دهنده‌ی نقطه کار دیود است.



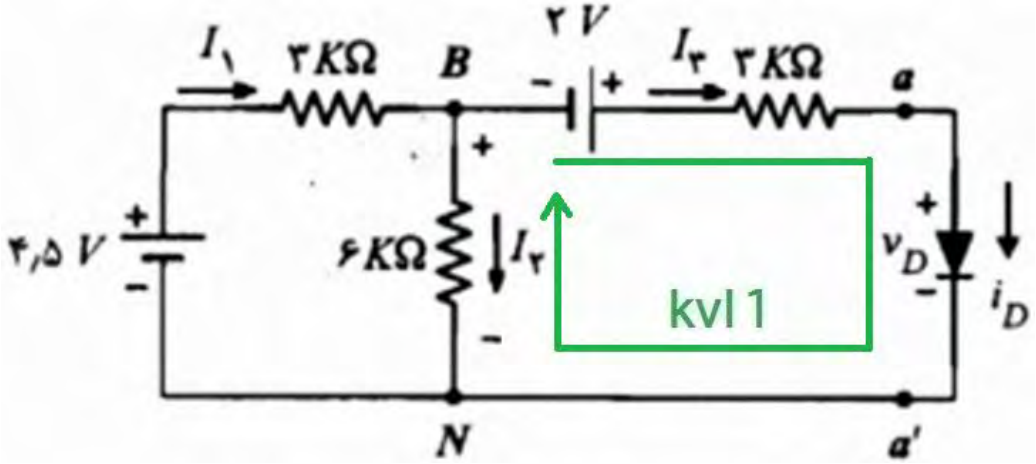
این نقطه‌ی‌کار شامل یک جریان و یک ولتاژ است که همان جریان و ولتاژ دیود می باشد:

$$I_D = 0.86mA \quad \text{و} \quad V_D = 0.7v$$

پس:



$$I_3 = I_D = 0.86mA \quad \text{و} \quad V_d = 0.7v$$



$$kcl: B \Longrightarrow I_1 = I_2 + I_3$$

$$kvl: \ -V_{BN} - 2 + 3k\, I_3 + V_D = 0 \Longrightarrow -V_{BN} - 2 + 3k\ (0.86mA) + 0.7 = 0$$

$$\Longrightarrow V_{BN} = -2 + 2.58 + 0.7 = 1.28v$$

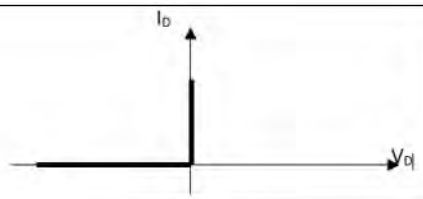
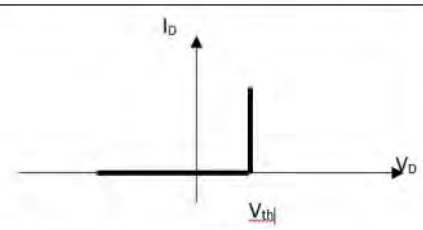
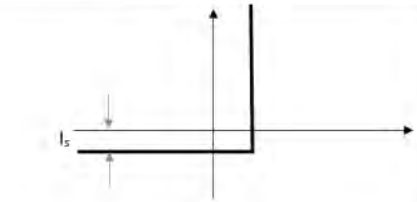
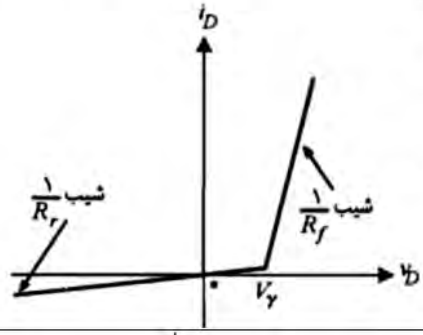
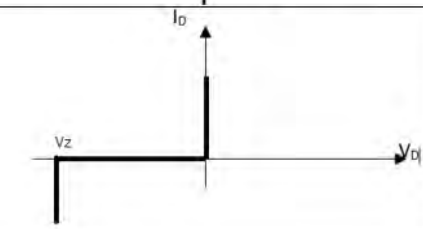
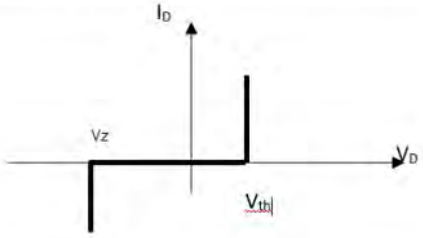
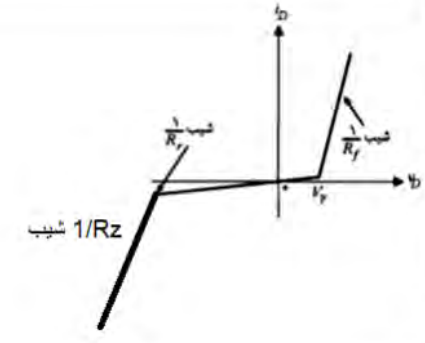
$$I_2 = \frac{V_{BN}}{R_{BN}} = \frac{1.28v}{6k\Omega} = 0.21mA$$

$$kcl: B \Longrightarrow I_1 = I_2 + I_3 \Longrightarrow I_1 = 0.21mA + 0.86mA = 1.07mA$$

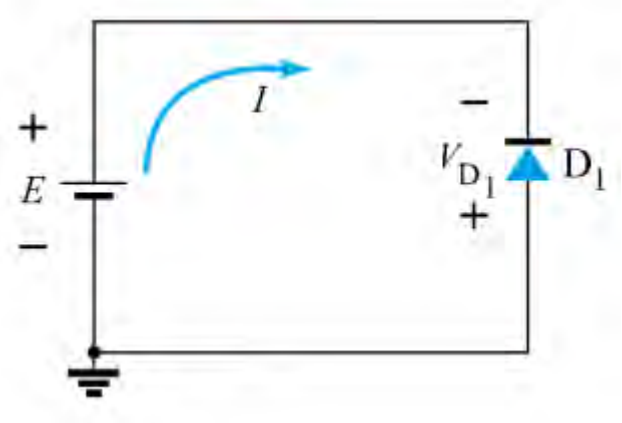
تحلیل به کمک مدار معادل:

همان گونه که در مثال قبل مشاهده نمودید حل یک مدار ساده ي دیود به کمک منحنی مشخصه‌ی آن بسیار پیچیده بود به منظور دوری نمودن از این پیچیدگی، از تقریب هایی استفاده می شود و یک مدل مداری (یک مدار شامل مقاومت و منابع تغذیه) جایگزین دیود می شود. پس در حل مسائل دیودی به کمک مدل مداری مراحل زیر را طی می نماییم:

۱- تعیین نوع تقریب: به کمک صورت سوال (مستقیم یا غیر مستقیم)
۲- تعیین وضعیت دیود (خاموش بودن یا روشن بودن دیود)
۳-جایگذاری مدل مداری مربوطه

مدل دیود ایده آل	$V_D < 0$ $V_D > 0$		در جایی که قید شود دیود ایده آل استفاده می شود در عمل وقتی ولتاژ بالا باشد ونیازی به دقت بالا نیست
تقریب (مدل) ابتدایی دیود بدون جریان اشباع معکوس	$V_D < V_{th}$ $V_D > V_{th}$ Vth		معمولا در عموم مسائل از این مدل استفاده می شود. در عمل وقتی دیود با یک مقاومت بیش از چند ده اهم سری شده باشد
تقریب (مدل) ابتدایی دیود با جریان اشباع معکوس	$V_D < V_{th}$ $V_D > V_{th}$ Vth		
مدل پاره خطی دیود	VD<Vth VD>Vth		نزدیک ترین مدل به مشخصه دیود دقیق در موارد استفاده قید می شود در عمل جایی که دقت مهم است • اندازه ی دقیق جریان زیر آستانه مهم باشد • مقاومت سری با دیود کم باشد
مدل ایده آل دیود زنر	Vz <VD<Vth Vz >VD VD>Vth		
مدل ابتدایی دیود زنر	Vz <VD<Vth Vz >VD VD>Vth		
مدل پاره خطی دیود زنر	Vz <VD<Vth Vz >VD VD>Vth		

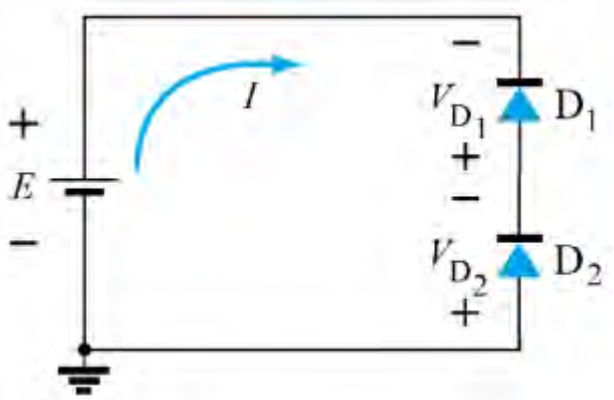
مثال: در هر یک از مدار های زیر با در نظر گرفتن جریان اشباع معکوس برای دیود ۱ و ۲ به ترتیب برابر $I_{S1} = 1.5 \times 10^{-10}$ و $I_{S2} = 10^{-10}$ جریان I را بدست آورید:



الف: با توجه به آنکه دیود به صورت معکوس بایاس شده است و نیز استفاده از تقریب ابتدایی با جریان اشباع

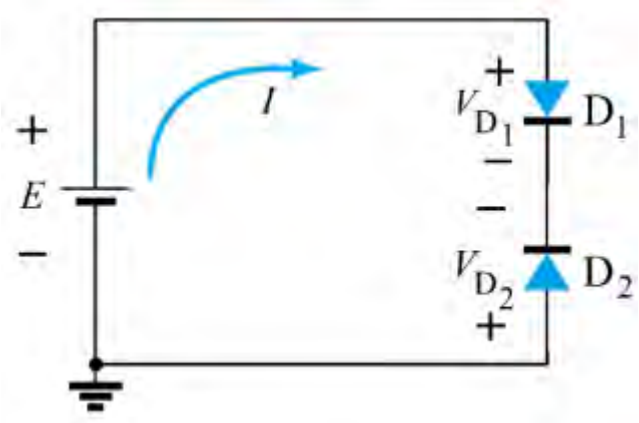
غیر صفر(جریان دیود در بایاس معکوس برابر جریان اشباع معکوس مربوطه است. بنابراین:

$$I = I_{S1} = 1.5 \times 10^{-10}$$



ب: با توجه به آنکه هر دو دیود به صورت معکوس و سری هستند، دیودی که دارای کمترین جریان اشباع معکوس است در میزان جریان عبوری تعیین کننده خواهد بود.

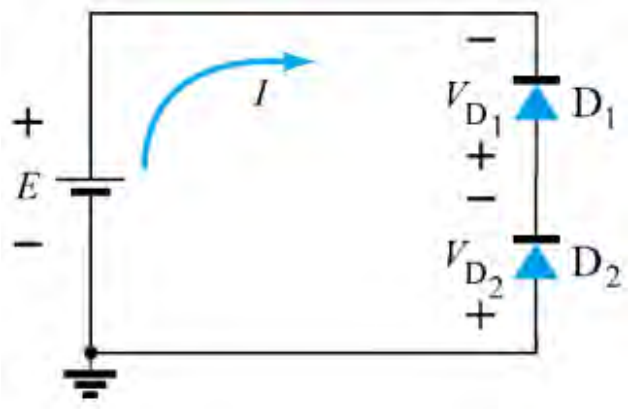
$$I = I_{S2} = 10^{-10}$$



ج: در این حالت یکی از دیود ها به صورت مستقیم بایاس شده است و دیگری به صورت معکوس بایاس شده است. از آنجا که محدودیت ایجاد شده روی جریان در اینجا توسط دیود با بایاس معکوس اعمال می شود پس جریان کل برابر جریان دیود با بایاس معکوس است:

$$I = I_{S2} = 10^{-10}$$

مثال: در مدار مقابل جریان و ولتاژ مربوط به هر یک از دیودها را بدست آورید:



$$I_{S1} = 1nA \quad و \quad I_{S2} = 2nA$$

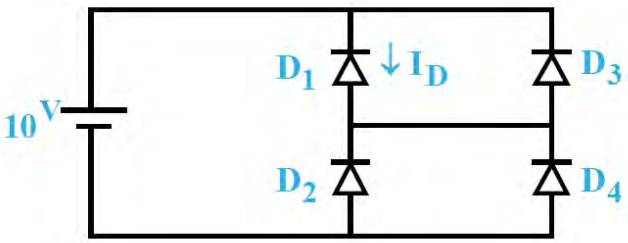
پاسخ: جریان عبوری دو دیود برابر جریان اشباع معکوس کوچکتر

$$I = I_{S1} = 1nA$$

با توجه با این که دیود ۱ محدودیت جریان را ایجاد می کند بنا براین بیشترین نیرو (اختلاف پتانسیل) روی آن است.

$$V_{D1} = E \quad و \quad V_{D2} \cong 0$$

مثال: در مدار شکل زیر جریان اشباع معکوس D_1 تا D_4 داده شده است. جریانی که از دیود D_2 عبور می‌کند چه مقدار است؟



$$\begin{cases} Is_۱ = ۱۵nA \\ Is_۲ = ۲۰nA \\ Is_۳ = ۱۵nA \\ Is_۴ = ۴۰nA \end{cases}$$

با توجه به ولتاژ اعمالی، کلیه دیودها در گرایش معکوس قرار دارند و چون ولتاژ شکست معکوس ذکر نشده، پس فرض می‌کنیم هیچ دیودی به شکست نرسیده است.

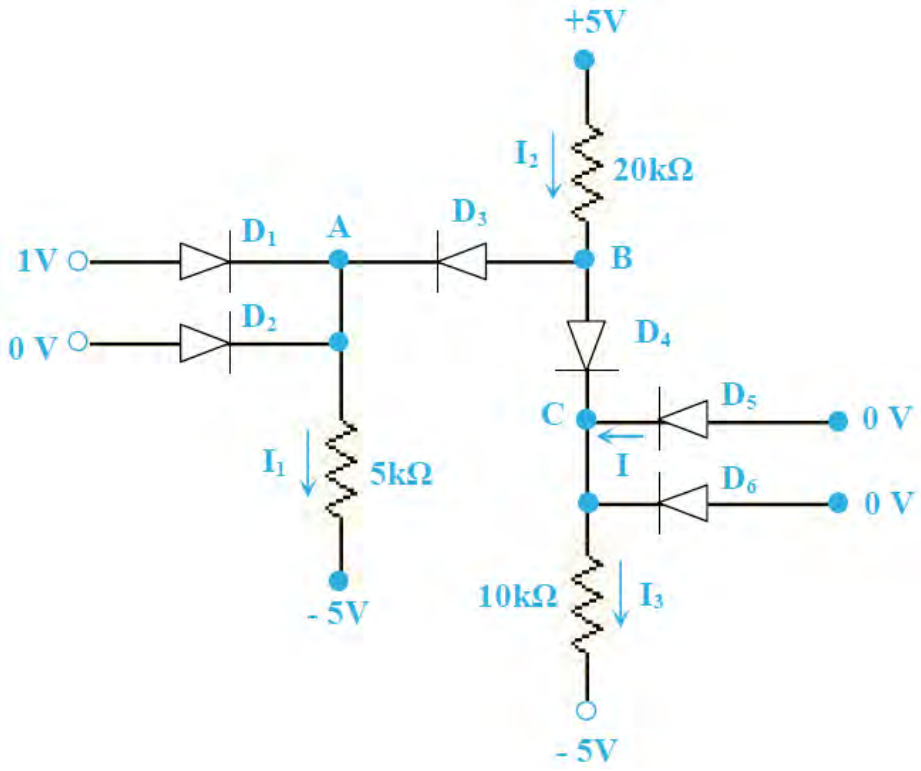
بنابراین برای کلیه دیودها $I_D < I_S$ می‌باشد و چون $I_{S_1} I_{S_3} < I_{S_2} I_{S_4}$ می‌باشد نتیجه می‌گیریم، جریان های D_2 و D_4 به اشباع نمی‌رسد. بنابراین دیودهای D_1 و D_3 دارای جریان اشباع می‌باشند.

$$I_{D_1} + I_{D_3} = I_{S_1} + I_{S_3} = 15 + 15 = 30nA$$

این جریان به نسبت جریان اشباع معکوس بین D_2 و D_4 تقسیم می‌شود.

$$I_{D_2} = 30 \times \frac{I_{S_2}}{I_{S_2} + I_{S_4}} = 10nA$$

مثال: با فرض ایده‌آل بودن دیودها در مدار نشان داده شده در شکل زیر جریان I چقدر است؟



برای حل مدارهای دیودی ابتدا با نگاهی کلی بـه مدار سعی می کنیم وضعیت قطع و وصل بودن دیودها را تعیین کنیم . در نگاه اول (بدون محاسبات) وضعیت بسیاری از دیودها کاملاً مشخص نمی شود . یعنی با یک نگاه نمی توان گفت که قطع یا وصل اند و نیاز به محاسبات دارند . برای این موارد باید یک فرض را گرفته و مسئله را حل کنیم . در آخر بررسی کنیم که این فرض درست بوده است یا خیر. اکنون در این مثال داریم: اولاً با توجه به ولتاژ کاتد دیودهای D_1 و D_2 به راحتی معلوم است، D_1 وصل D_2 قطع می باشد و این یعنی ولتاژ نقطه A برابر یک ولت است.

حالا به سراغ دیود D_3 می‌رویم. اگر فرض کنیم این دیود وصل باشد، باید ولتاژ نقطه B باولتاژ نقطه A برابر باشد، لذا $V_A = V_B = 1v$. حالا به راحتی جریان I_2 محاسبه می‌شود.

$$I_2 = \frac{5-1}{20k\Omega} = 0.2mA$$

و چون $V_B = 1v$، پس D_4 حتما باید وصل باشد، در نتیجه $V_C = 1v$ و سپس D_5 و D_6 قطع هستند.

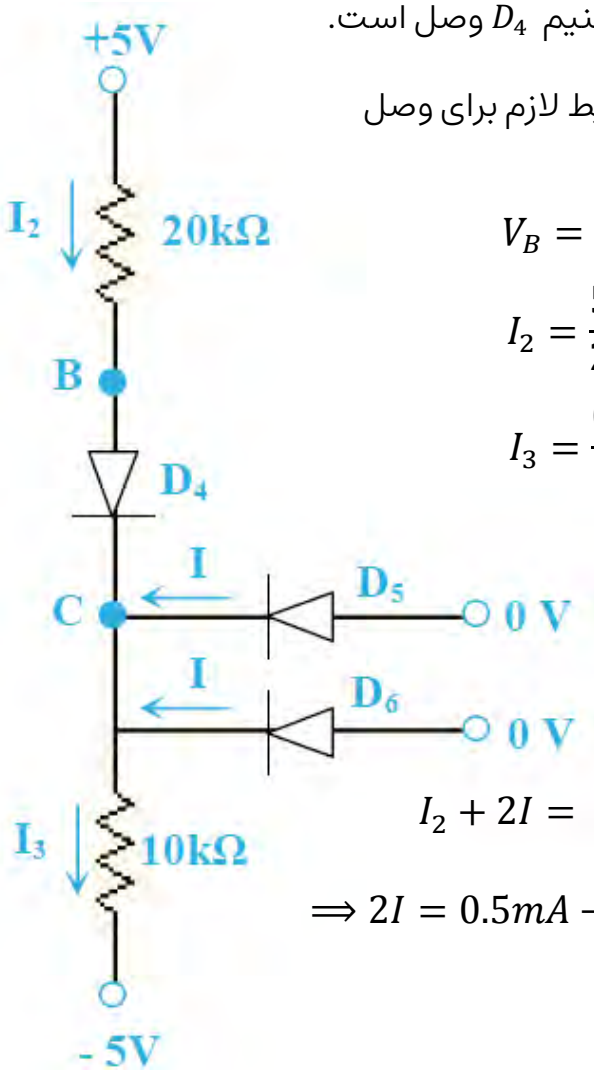
اگر یک kcl در نقطه B بزنیم.

$$I_{D_3} = I_2 - I_3 \Longrightarrow I_{D_3} = 0.2mA - 0.6mA = -0.4mA$$

این یعنی فرض اینکه D_3 وصل بوده غلط است و D_3 حتما قطع است.

پس مدار به صورت روبرو می‌شود. حال فرض می‌کنیم D_4 وصل است.

تقسیم ولتاژ بین مقاومت‌های $20k\Omega$ $10k\Omega$ شرایط لازم برای وصل بودن D_5 و D_6 را فراهم می‌کند، بنابراین



$$V_B = V_C = 0v$$

$$I_2 = \frac{5-0}{20k\Omega} = 0.25mA$$

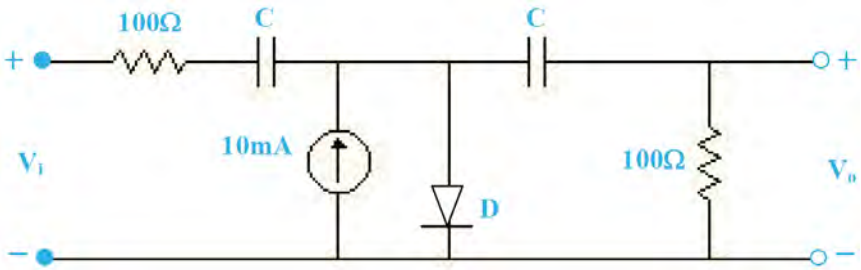
$$I_3 = \frac{0-(-5)}{10k\Omega} = 0.5mA$$

اگر یک kcl در نقطه C بزنیم.

$$I_2 + 2I = I_3 \Longrightarrow 0.25mA + 2I = 0.5mA$$

$$\Longrightarrow 2I = 0.5mA - 0.25mA \Longrightarrow I = \frac{0.25mA}{2} = 0.125mA$$

مثال: مطلوب است تعیین نسبت $\frac{V_O}{V_i}$ در مدار زیر در صورتی که V_i یک ولتاژ سیگنال کوچک ac و ظرفیت خازن ها به اندازه کافی بزرگ باشند، دیود از جنس سیلیسیم و $T = 300°K$ است.

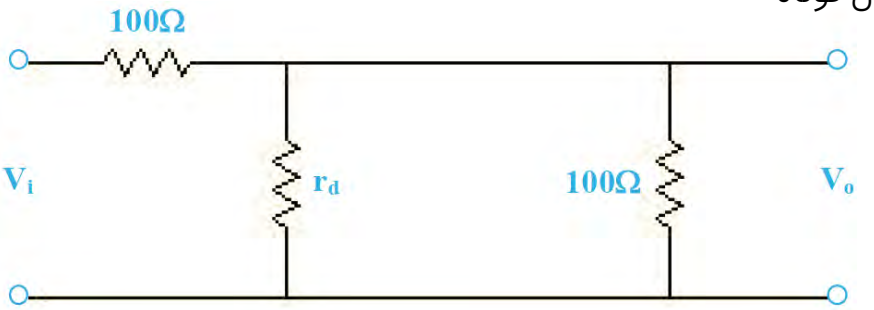


مدل ac

خازن‌ها اتصال کوتاه، سلف اتصال باز

منبع جریان اتصال باز، منبع ولتاژ اتصال کوتاه

دیود ـ مقاومت دینامیک

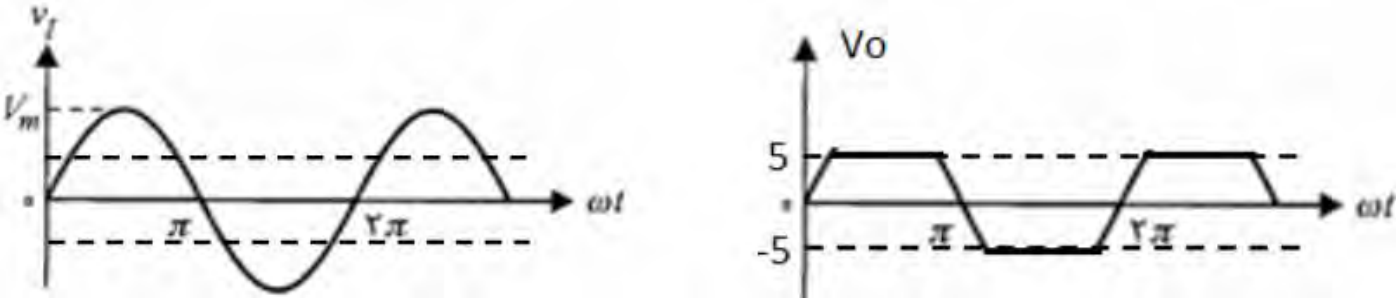


$$r_d = \frac{V_T}{I_D} = \frac{25mV}{10mA} = 2.5\Omega \Longrightarrow \frac{V_O}{V_i} = \frac{r_d||(100)}{100 + (r_d||(100))} \approx \frac{r_d}{100} = 0.025$$

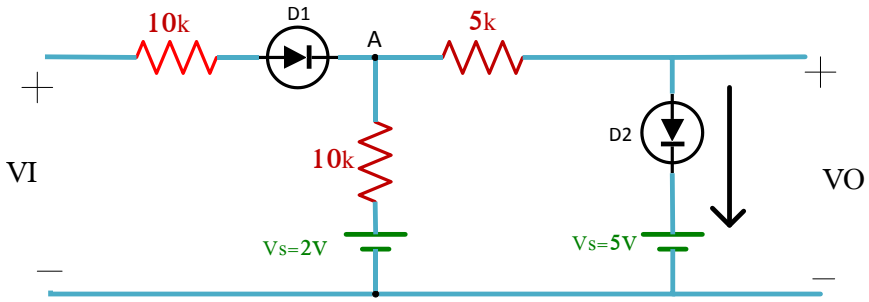
کاربرد های مدارات دیود

مدارات برش (محدود کننده‌ی ولتاژ): از این مدارات به منظور محدود کردن ولتاژ ورودی استفاده می‌شود. فرض کنید مداری داریم که ورودی آن ولتاژی بین۲ تا ۲- ولت است در صورتی که کاربر ممکن ولتاژی بین۱۰ تا ۱۰- ولت به ورودی متصل کند.

اگر ولتاژ سینوسی به ورودی اعمال کنیم ولتاژ خروجی به صورت زیر خواهد بود: (اینجا مفهوم برش گر بودن مدار مشخص می شود)



مثال: مدار زیر یک مدار برش است، منحنی مشخصه (منحنی ولتاژ خروجی بر حسب ولتاژ ورودی) این مدار را محاسبه نمایید:



حالت (فرض) اول :

$D_1: off \ , \ D_2: off$

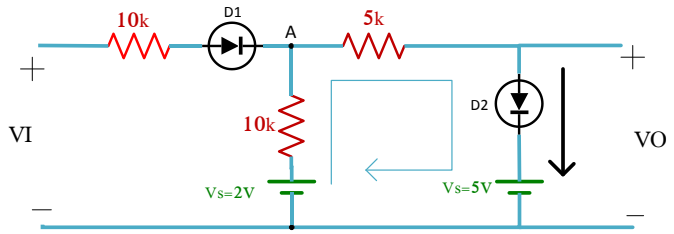
ما محدوده V_O نسبت به ورودی V_i مشخص کنیم.

$$V_i < 2 \quad \Longrightarrow \quad V_A = 2v \quad \Longrightarrow \quad V_O = 2v$$

بررسی ولتاژ دو سر دیودها قابل قبول می‌باشد.

حالت (فرض) دوم :

$D_1: off \ , \ D_2: on$



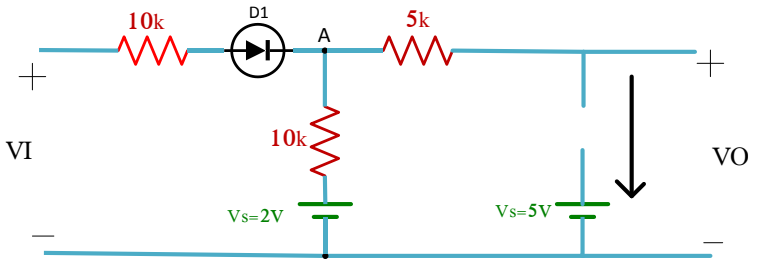
$$V_A = ? \rightarrow I_{D_2} = i \Longrightarrow kvl;\ -2 + 10k\, i + 5k\, i + 5 = 0$$

$$I_{D_2} = \frac{2-5}{15k} = -0.2mA$$

از انجایی که جریان دیود روشن منفی شد، پس فرض ما اشتباه بود.

حالت (فرض) سوم :

$D_1: on \ , \ D_2: off$



$V_A = V_O = ?$

در این صورت با استفاده از جمع آثار داریم:

$$V_O = \frac{V_i \times 10k}{10k + 10k} + \frac{2 \times 10k}{10k + 10} = \frac{1}{2}V_i + 1$$

شرط لازم برای این حالت $D_1: on \ \rightarrow \ V_i \geq 2v$ و $D_2: off \ \rightarrow \ V_O \leq 5v$

باتوجه به $V_O = \frac{1}{2}V_i + 1 \Longleftarrow V_i \leq 8v \Longleftarrow 2 \leq V_i \leq 8$

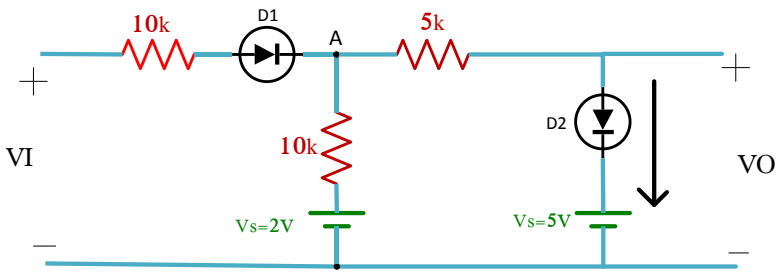
حالت (فرض) چهارم :

$D_1: on \ , \ D_2: on$

$$V_O = 5v$$

$$D_2: on \Longrightarrow V_A \geq 5v$$

با استفاده از kcl در گره‌ی A خواهیم داشت:



$$\frac{V_i - V_A}{10k} = \frac{V_A - 2}{10k} + \frac{V_A - 5}{5k} \Rightarrow \frac{V_i - V_A}{10k} = \frac{V_A - 2}{10k} + \frac{2V_A - 10}{10k}$$

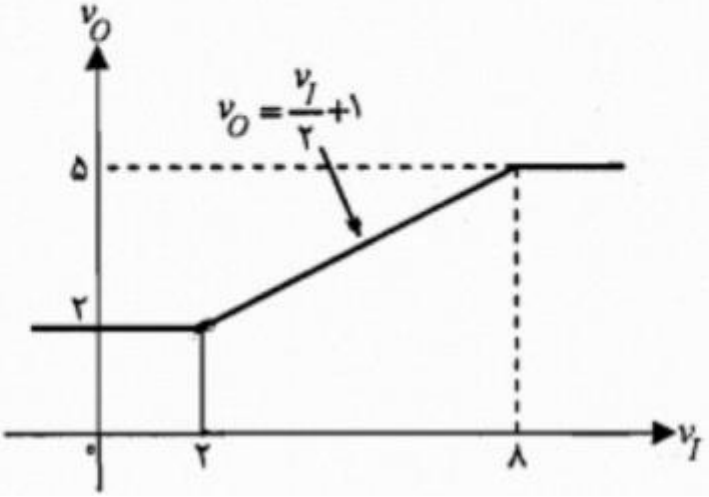
$$V_i - V_A = V_A - 2 + 2V_A - 10$$

$$V_i + 12 = 4V_A \Rightarrow V_A = \frac{1}{4}V_i + 3$$

حال با توجه به رابطه‌ی $V_A \geq 5v$ و $V_A = \frac{1}{4}V_i + 3$ داریم

$$V_i \geq 8v$$

ولتاژ خروجی V_o	ولتاژ ورودی V_i	دیود D_2	دیود D_1
$v_O = ۲V$	$v_I < ۲V$	قطع	قطع
$v_O = \frac{v_I}{۲} + ۱$	$۲V \leq v_I < ۸V$	قطع	وصل
$v_O = ۵V$	$۸V < v_I$	وصل	وصل



پایان جلسه پنجم

روزگار خوشی را برای شما آرزومندم.

محمد اعرابیان

محمد اعرابیان

جزوه درس الکترونیک کاربردی

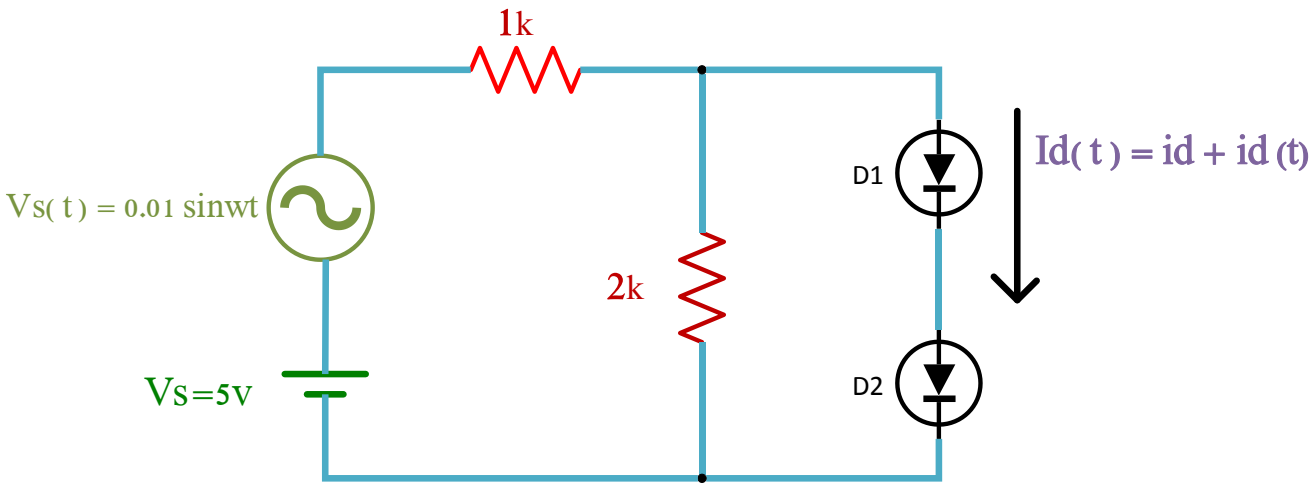
جلسه ششم

برای جزئیات بیشتر **اسکن کنید**

نسخه ۱.۱ | تهیه شده در بهمن ۱۴۰۰

تمامی حقوق این جزوه برای **محمد اعرابیان** محفوظ است.

مثال: در مدار دیودی زیر جریان دیود را محاسبه کنید.

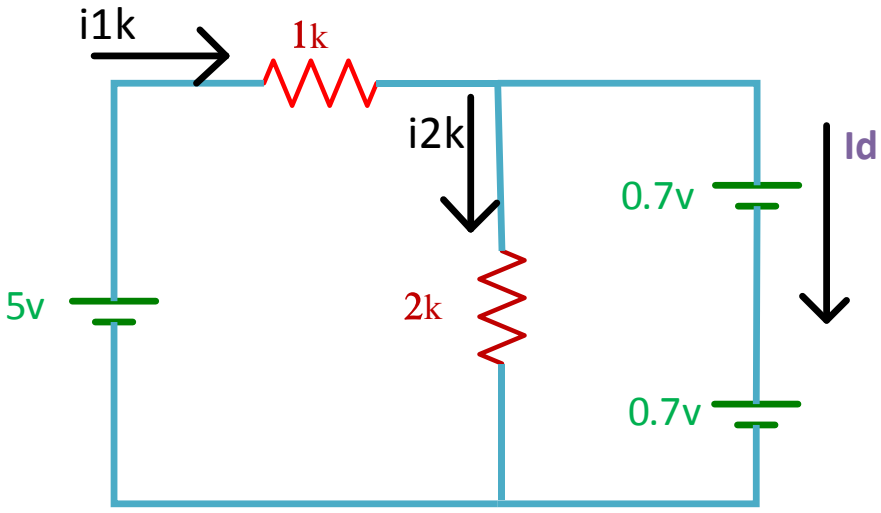


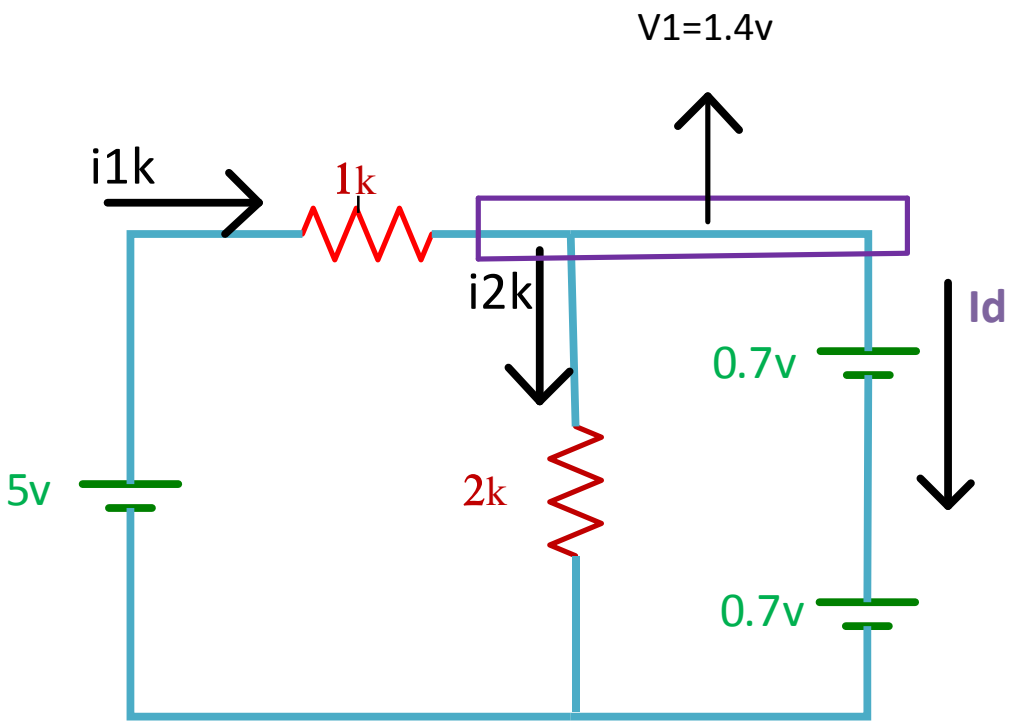
به ولتاژ dc سیگنال بزرگ می‌گویند.

به ولتاژ ac سیگنال کوچک می‌گویند.

* در قسمت اول حل مدار را در حالت سیگنال بزرگ تحلیل می‌کنیم:

در سیگنال بزرگ به جای دیود باتری با ولتاژ شکست دیود (0.7) قرار می‌دهیم،





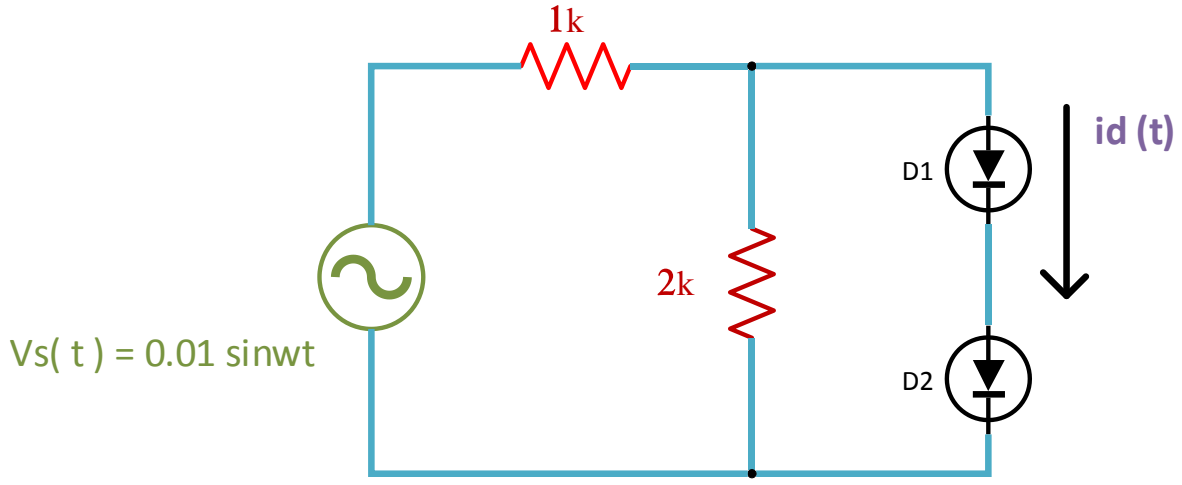
$$i_{2k} = \frac{V_{2k}}{R_{2k}} = \frac{1.4v}{2k} = 0.7mA$$

$$i_{1k} = \frac{\text{ولتاژ انتها مقاومت} - \text{ولتاژ ابتدا مقاومت}}{R_{1k}} = \frac{5v - 1.4v}{1k} = 3.6mA$$

$$i_d = i_{1k} - i_{2k}$$

$$i_d = 3.6mA - 0.7mA = 2.9mA$$

حل مدار در سیگنال کوچک:



به جای دیود در مدار سیگنال کوچک (ac) از مقاومت دینامیکی دیود استفاده می‌کنیم.

$$r_d = \frac{\eta V_T}{I_D}$$

جریان کم (قبل از ولتاژ شکست لایه سد) در دیتاشیت دیود داده می‌شود.

$$\eta(\text{Si}) = 2 \quad , \quad \eta(\text{Ge}) = 1$$

جریان زیاد (بعد از ولتاژ شکست لایه سد)

$$\eta(\text{Si}) = 1 \quad , \quad \eta(\text{Ge}) = 1$$

چون دیود (سیلیسیم) در بعد از ولتاژ شکست است،

$$\eta = 1$$

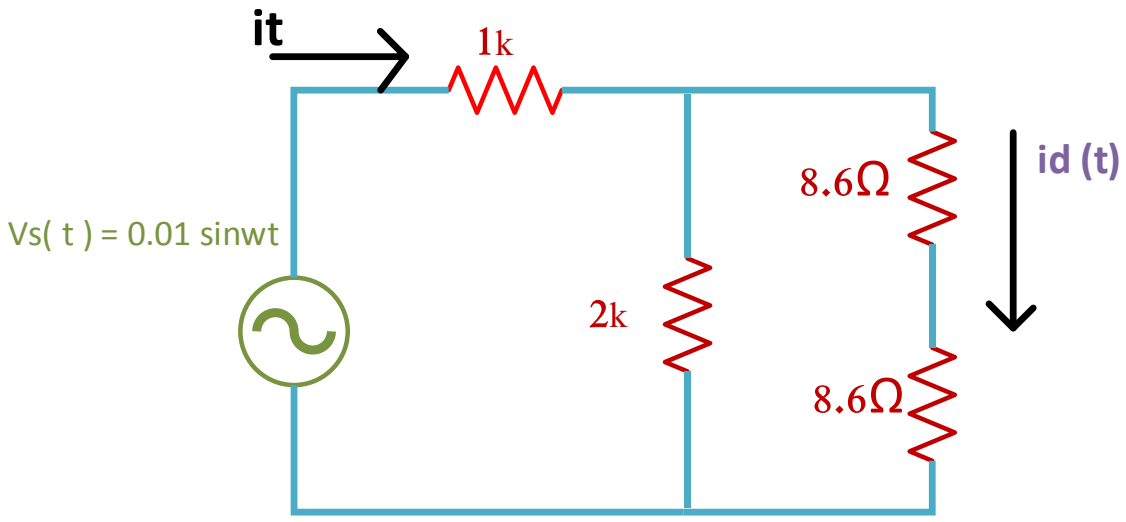
V_T ولتاژ حرارتی است.

$V_T = 26mv$ که برای راحتی از $V_T = 25mv$ استفاده می‌کنیم.

پس مقاومت دینامیکی دیود:

$$r_d = \frac{\eta V_T}{I_D} = \frac{1 \times 25mv}{2.9mA} = 8.6\Omega$$

در نتیجه:

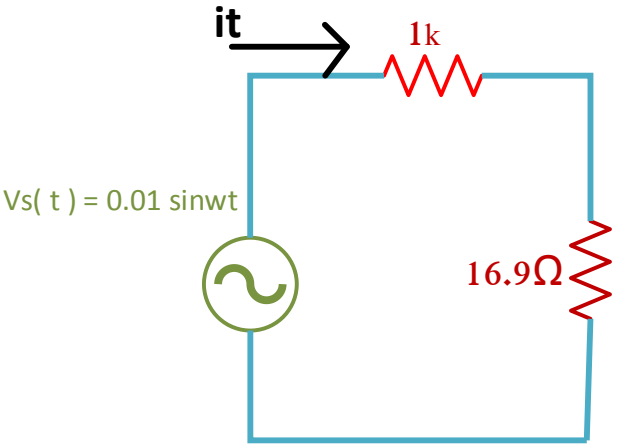


برای محاسبه‌ی i_t

مقاومت های 8.6Ω با مقاومت $2k\Omega$ موازی است، پس

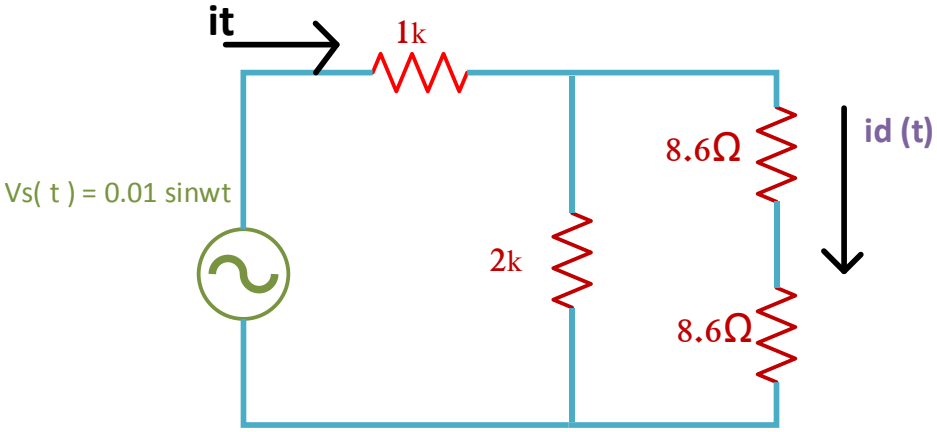
$$\frac{2k\Omega \times 17.2\Omega}{2k\Omega + 17.2\Omega} = 16.9\Omega$$

پس:



$$i_t = \frac{v_i}{1k\Omega + 16.9\Omega} = \frac{10mv}{1k\Omega + 16.9\Omega} = 9.83\mu A\ sin\omega t$$

در نتیجه:

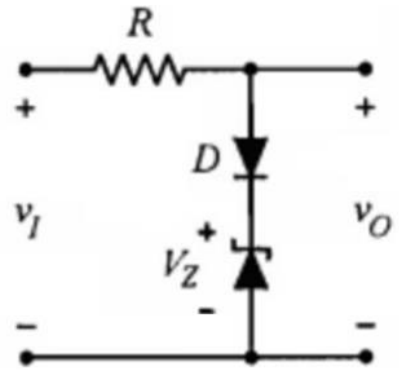


$$i_d(t) = \frac{i_t \times R_{2k\Omega}}{2k\Omega + 17.2\Omega} = \frac{9.83\mu A\ sin\omega t \times 2k\Omega}{2k\Omega + 17.2\Omega} = 9.75\mu A\ sin\omega t$$

$$i_{2k} = \frac{i_t \times R_D}{2k\Omega + 17.2\Omega} = \frac{9.83\mu A\ sin\omega t \times 17.2\Omega}{2k\Omega + 17.2\Omega} = 8\mu A\ sin\omega t$$

$$I_D(t) = i_d + i_d(t) = 2.9mA + 9.75\mu A\ sin\omega t$$

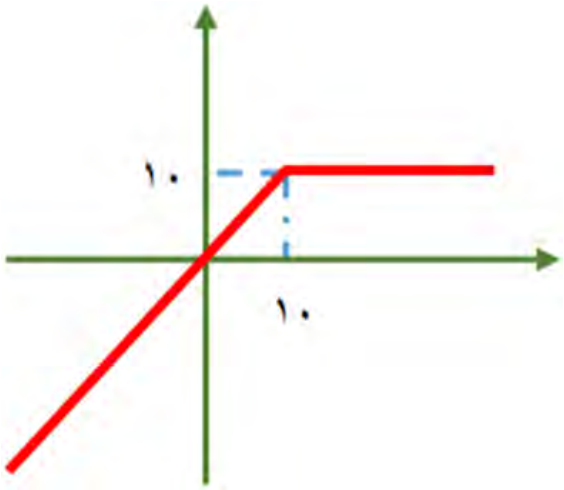
مثال: منحنی خروجی مدار زیر را نسبت به ولتاژ وردی محاسبه نمایید. (دیود ها ایده آل، ولتاژ شکست زنری ۱۰ ولت و مقاومت ۱ کیلو اهم)



تا زمانی که پایه مثبت دیود زنر ۱۰ ولت نشود، دیود زنر مدار باز است

و خروجی دقیقا همان ورودی می‌باشد.

$$V_i < 10 \rightarrow I_D = I_{D_Z} = 0 \quad , \quad V_O = V_i$$



زمانی که ورودی ۱۰ ولت شود، دیود و دیود زنر وصل شده

(شکست زخ می‌دهد)

و خروجی دقیقا ولتاژ دو سر دیود زنر می‌شود.

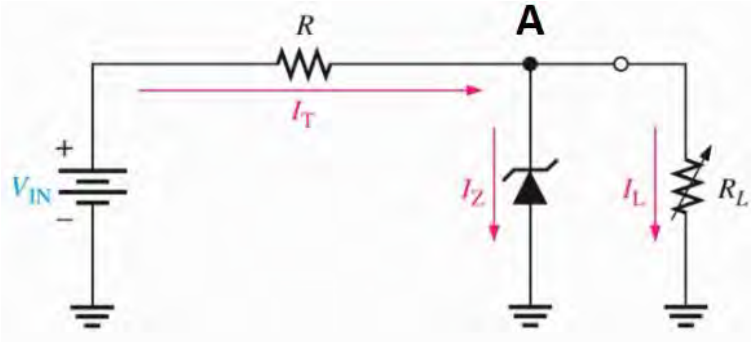
$$V_i \geq 10 \rightarrow V_O = V_Z = 10v$$

تثبیت کننده‌ی ولتاژ: وظیفه‌ی این دست از مدارات ارائه‌ی یک ولتاژ ثابت در خروجی است (توجه کنید که همواره ولتاژ خروجی کمتر از ولتاژ ورودی است.) در این مدار باید به دو محدودیت جریان خروجی و دیود زنر دقت نمود.

افزایش بیش از حد جریان خروجی ≫ افت ولتاژ خروجی، افزایش جریان دیود زنر ≫ سوختن این دیود.

بدست آوردن مقدار مقاومت R و جریان خروجی می تواند سوال باشد.

مثال: با در نظر گرفتن $R = 1k\Omega$ ، $V_Z = 10v$ ، $I_{Dz_{max}} = 10mA$ و $V_i = 25$ مقدار حداکثر و حداقل R_L برای مدار تثبیت کننده زیر محاسبه کنید.



اگر یک kcl در A بنویسیم $I_T = I_Z + I_L$

اگر یک kcl در A بنویسیم $I_T = I_Z + I_L$

در قسمت اول می‌خواهیم بیشترین مقدار R_L را محاسبه کنیم. پس

بیشترین جریان I_Z ⟹ کمترین جریان I_L ⟹ بیشترین مقدار R_L

$I_{Dz_{max}} = 10mA$

$$kcl: -V_i + RI_T + V_Z = 0 \Longrightarrow -25 + 1k(I_T) + 10 = 0$$

$$\Longrightarrow 1k(I_T) = 25 - 10 \Longrightarrow I_T = \frac{15}{1k} = 15mA$$

$$I_T = I_{Z_{max}} + I_{L_{min}} \Longrightarrow 15mA = 10\text{mA} + I_{L_{min}} \Longrightarrow I_{L_{min}} = 5mA$$

$$\Longrightarrow R_{L_{max}} = \frac{V_O}{I_{L_{min}}} = \frac{V_Z}{I_{L_{min}}} = \frac{10v}{5mA} = 2k\Omega$$

در قسمت دوم می‌خواهیم کمترین مقدار R_L را محاسبه کنیم. پس

کمترین جریان I_Z ⟹ بیشترین جریان I_L ⟹ کمترین مقدار R_L

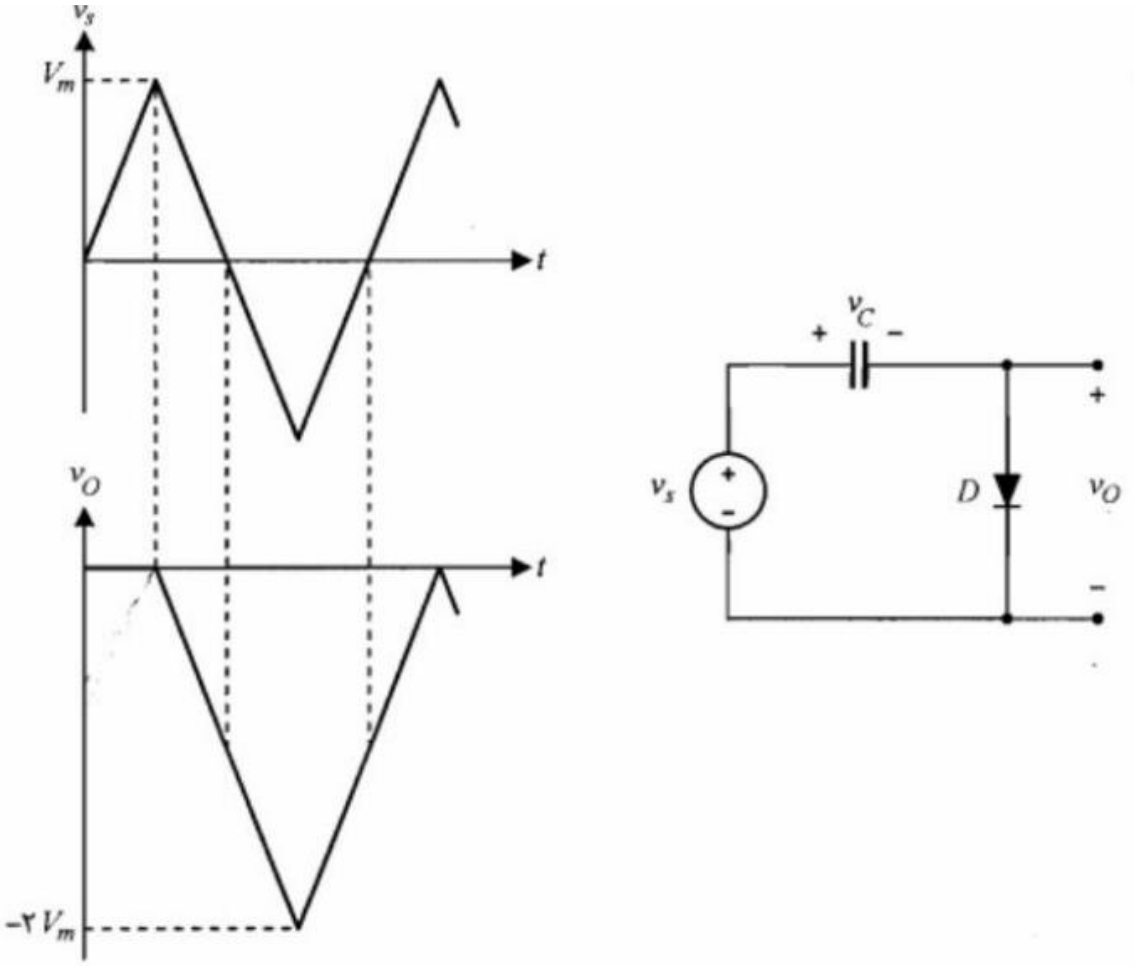
$I_{Dz_{min}} = 0mA \quad \Longrightarrow I_T = I_{L_{max}}$

$$kcl: -V_i + RI_{L_{max}} + V_O = 0 \Longrightarrow -25 + 1k\left(I_{L_{max}}\right) + 10 = 0$$

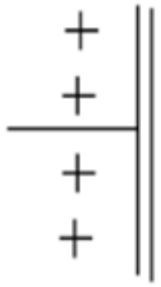
$$\Longrightarrow 1k\left(I_{L_{max}}\right) = 25 - 10 \Longrightarrow I_{L_{max}} = \frac{15}{1k} = 15mA$$

$$\Longrightarrow R_{L_{min}} = \frac{V_O}{I_{L_{max}}} = \frac{V_Z}{I_{L_{max}}} = \frac{10v}{15mA} = 666\Omega$$

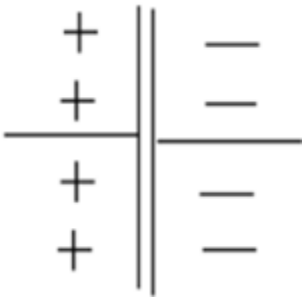
مدارات کلمپ: این دست از مدارات امکان قرار دادن حداکثر دامنه ی ورودی را روي یک مقدار معین فراهم می نماید. به عبارت دیگر این مدارات امکان شیفت ولتاژ DC سیگنال خروجی را فراهم می کنند.



در $\frac{1}{4}$ دوره تناوب اول، ورودحفرها به سر مثبت خازن

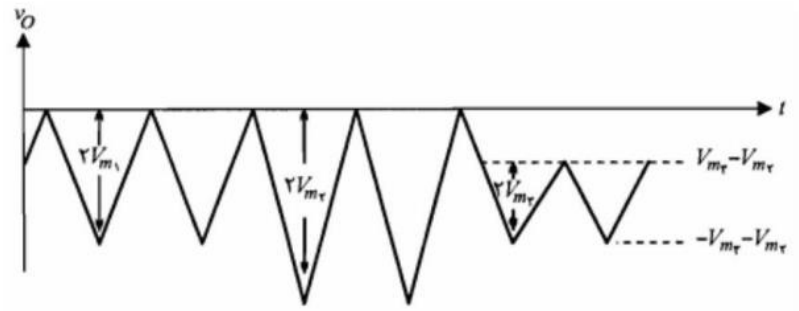


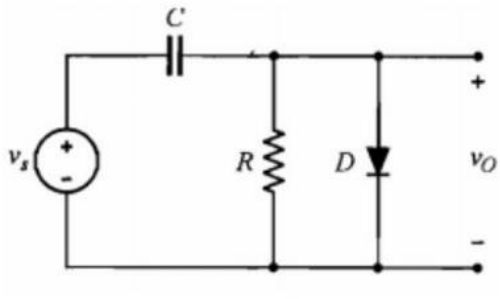
جذب الکترون در سمت دیگر (با در نظر گرفتن جهت دیود اجازه‌ی عبور الکترون داده می‌شود)



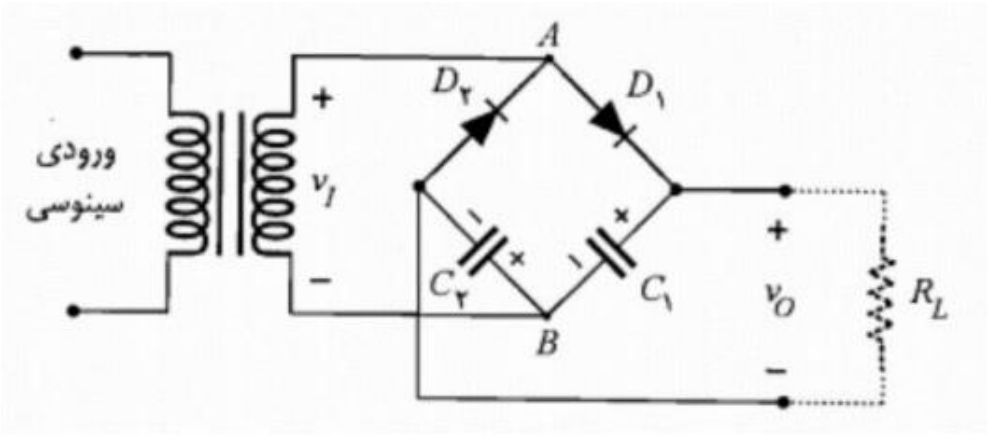
با کاهش ولتاژ در ابتدا $\frac{1}{4}$ دوم، بار مثبت و در نتیجه منفی می‌خواهند از دو طرف خازن دور شوند. حرکت الکترون‌ها توسط دیود سد می‌شود. بنابراین خازن راهی برای تخلیه ندارد و در ادامه مانند یک منبع ولتاژ خواهد بود. $V_O = V_S - V_C$

با افزایش دامنه مقدار ولتاژ DC روی خازن افزایش یافته و مشکلی پیش نمی آید. با کاهش دامنه‌ی ورودی مقدار ولتاژ DC روی خازن کاهش نمی یابد. به منظور حل این مشکل: مدل اصلاح شده برای حل مشکل عدم کاهش مقدار DC روی خازن:





مدار دو برابر کننده ی ولتاژ



$\frac{1}{4}$ دوره تناوب اول:

جمع شدن حفرها روی پلاریته + C_1 و الکترون‌ها روی پلاریته - C_1

⟸ شارژ خازن: ایجاد اختلاف پتانسیل V_m روی C_1

$\frac{1}{4}$ دوم:

با کاهش ولتاژ حفرها و الکترون‌ها می‌خواهند از خازن خارج شوند اما D_1 مانع می‌شود.

⟸در ادامه C_1 شارژ می‌شود

$\frac{1}{4}$ سوم:

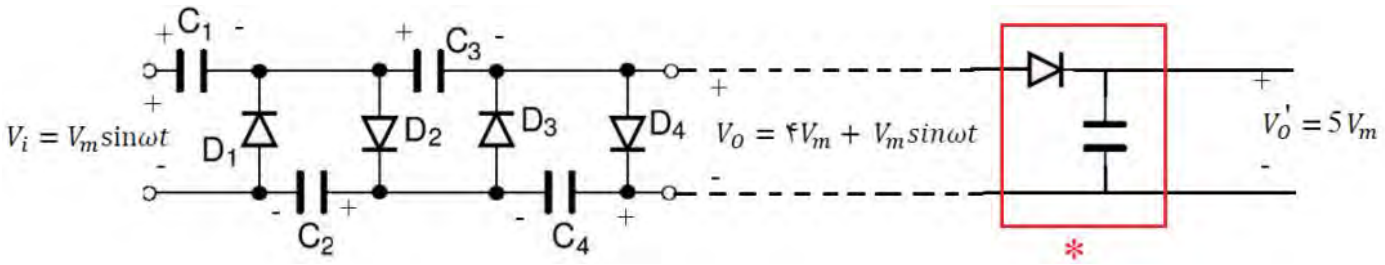
در این حالت الکترون‌ها از پایه مثبت ترانس (ورودی منفی می‌شود) به C_2 − و حفره‌ها به C_2 + و

⟸ شارژ خازن: ایجاد اختلاف پتانسیل V_m روی C_2

$\frac{1}{4}$ چهارم:

دیود D_2 مانند D_1 اجازه‌ی تخلیه شدن خازن C_2 را نمی‌دهد.در ادامه C_2 شارژ می‌ماند.

چند برابر کننده‌ی ولتاژ:



انتقال حفره‌ها روی $C_3^+, C_1^+, C_4^+, C_2^+$

انتقال الکترون‌ها روی $C_4^-, C_3^-, C_2^-, C_1^-$

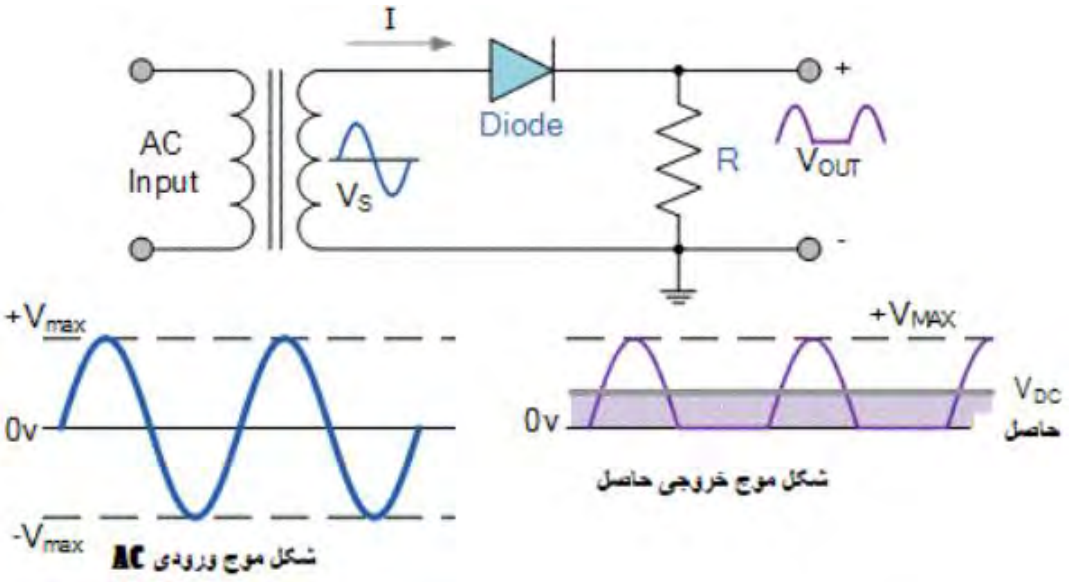
هر یک از خازن‌ها به اندازه‌ی V_m شارژ می‌شوند.

یکسوسازها

از این مدارات در طبقه‌ی اول تمام مبدل های ولتاژ که با برق متناوب کار می کنند استفاده می شود. از آنجا که مقدار DC یک موج سینوسی متناوب، صفر است به منظور داشتن یک مقدار غیر صفر برای ولتاژ DC لازم است که از مدارات یکسو ساز استفاده شود.

یک سو ساز نیم موج تکفاز

این یکسو ساز ساده ترین نوع یکسوساز است که با استفاده از تنها یک دیود ساخته می شود و به دلیل آنکه تنها در یک نیم سیکل توان ورودی را به خروجی انتقال می دهد در مدارات با توان خروجی بالا(جریان بالا) کاربرد ندارد.



با فرض ایده‌آل بودن دیود:

دامنه جریان ورودی

$$I_m = \frac{V_m}{R_L} \quad , \quad V_{pk} = V_m$$

مقدار جریان متوسط

$$I_{Ave} = I_{dc} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} i(a)da = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} I_m \sin a\, da = \frac{I_m}{\pi}$$

بجای متغیر ωt از متغیر a استفاده شده است.

مقدار ولتاژ متوسط خروجی:

$$V_{Ave} = V_{dc} = R_L\, I_{dc} = \frac{R_L\, I_m}{\pi}$$

مقدار موثر جریان و ولتاژ:

$$I_{rms} = \left(\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} \left(i(a)\right)^2 da\right)^{\frac{1}{2}} = \left(\frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} {I_m}^2 \sin^2 a\, da\right)^{\frac{1}{2}} = \frac{I_m}{2}$$

$$V_{rms} = R_L\, I_{rms} = \frac{1}{2} R_L\, I_{rms} = \frac{V_m R_L}{2(R_L)} = \frac{V_m}{2}$$

اول به توان ۲ (Square)

دوم میانه اون شکل بالا رفته رو حساب کردم (Mean)

سوم جذر گرفتن (Root)

بازده یکسوکننده نیم موج: نسبت توان DC تحویلی به مقاومت بار به توان متوسط ورودی را می‌توان به عنوان بازده یکسوکننده تعریف نمود.

$$\eta = \frac{(P_{out})_{dc}}{(P_{in})_{av}}$$

توان متوسط ورودی یعنی توانی که یک واتمتر متصل شده به دو سر ورودی نشان می‌دهد. برای یکسوکننده نیم موج این توان به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$(P_{in})_{av} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} V_I(a)i(a)da = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} (V_m \sin a)\left(\frac{V_m}{R_L}\sin a\right)da$$

و توان خروجی نیز به صورت زیر است:

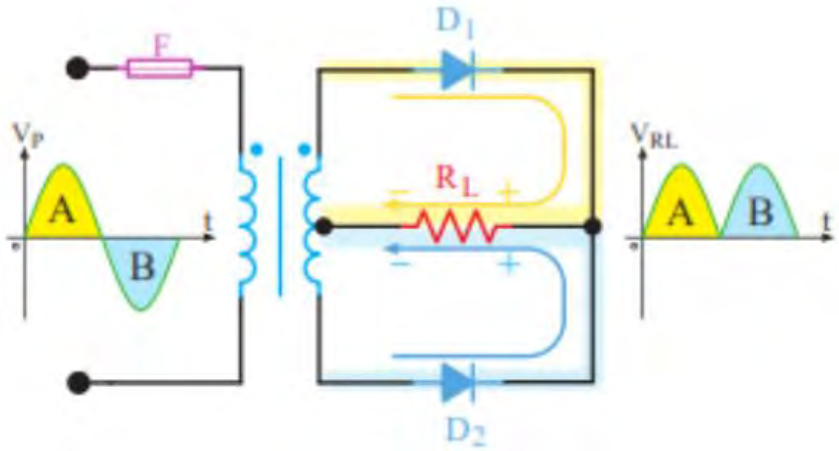
$$(P_{out})_{dc} = (I_{dc})^2 R_L = \left(\frac{I_m}{\pi}\right)^2 R_L = \frac{V_m^2 R_L}{\pi^2 (R_L)^2}$$

در نتیجه بازده یکسوکننده نیم موج برابر است با

$$\eta = \frac{4R_L}{\pi^2 (R_L)^2} \approx \frac{4}{\pi^2} \approx \%40.5$$

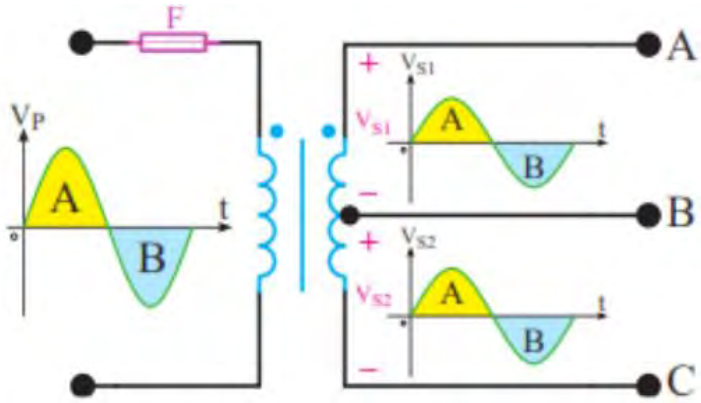
یکسوساز تمام موج با ترانس سر وسط (تکفاز):

در این یکسو ساز اگرچه مشکل انتقال توان تنها در یک نیم سیکل حل شده است و در هر دو نیم سیکل توان از ورودی به خروجی انتقال می یابد اما این مدار نیاز به ترانسفورماتور ۳ خروجی است. بنابراین کمتر از این مدار استفاده می شود.

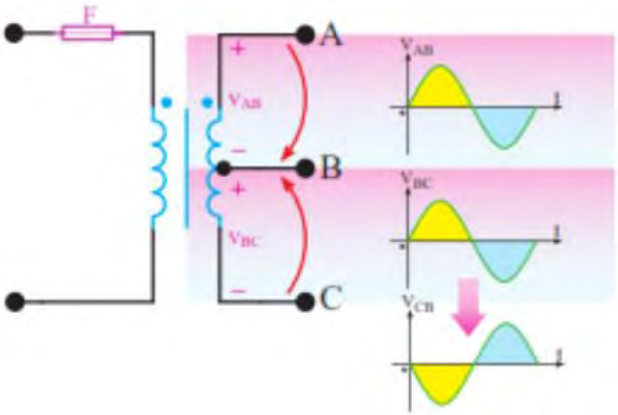


$$V_{Ave} = \frac{2V_{pk}}{\pi}$$

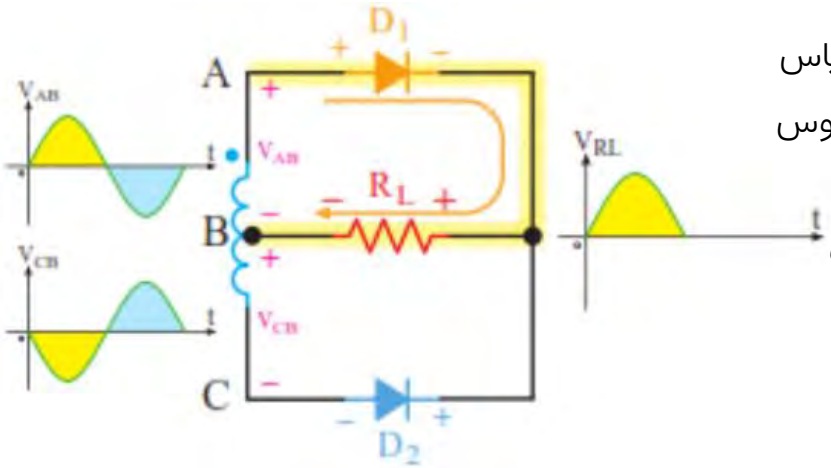
ترانسفورماتور با دو ولتاژ ثانویه یکسان و یک سر زمین استفاده شده است.



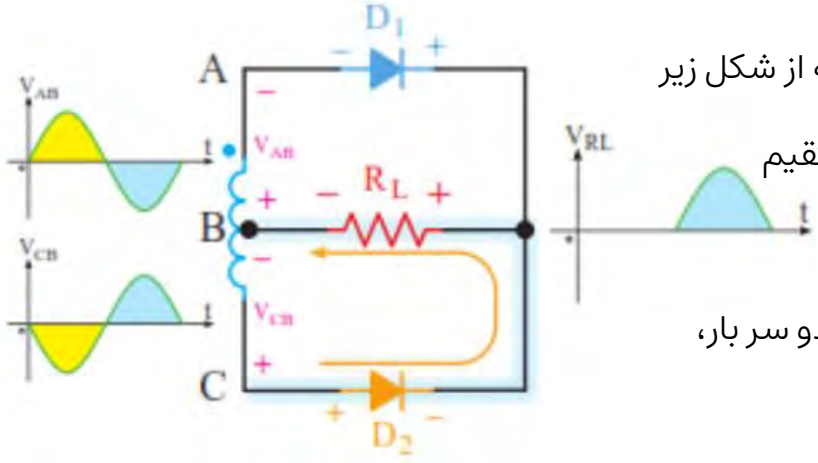
ولتاژ دو نقطه ی A و C برابر ولتاژ نقاط AB و BC می باشد زیرا دو ولتاژ با هم سری شده اند ، یعنی $V_{Ac} = V_{AB} + V_{BC}$



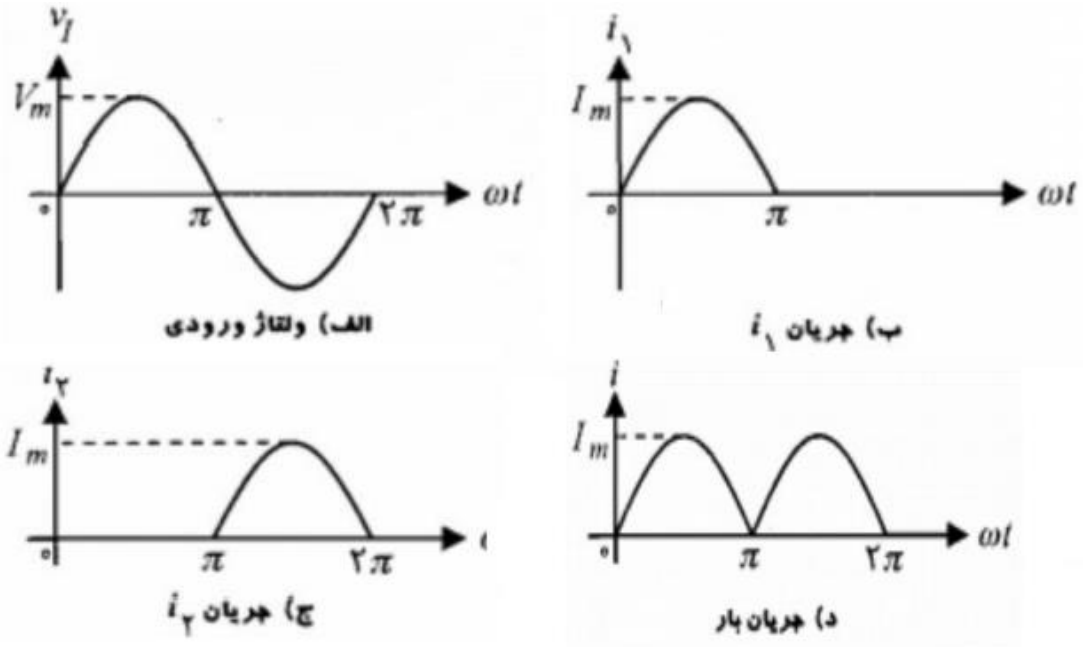
در نیم سیکل مثبت ، نقطه ی A مثبت تر از نقطه ی C و B و نقطه ی B مثبت تر از نقطه ی C است. اگر نقطه ی B (سر وسط ترانسفورماتور) را مبنا بگیریم ، نقطه ی A نسبت به مبنا (نقطه ی B) مثبت تر و نقطه ی C نسبت به مبنا (نقطه ی B) منفی تر است.



در مدت نیم سیکل مثبت ، دیود D_1 در بایاس مستقیم قرار دارد دیود D_2 در بایاس معکوس قرار دارد. بنابراین ، فقط دیود D_1 هدایت می کند. لذا ، تمام ولتاژ نیم سیکل مثبت V_{AB} در دوسر بار ، ظاهر می گردد.



در مدت نیم سیکل منفی ، همان طوری که از شکل زیر مشاهده می شود ،دیود D_2 در بایاس مستقیم و هادی و دیود D_1 در بایاس معکوس قرار گرفته است. در این حالت تمام ولتاژ V_{CB} دو سر بار، ظاهر می گردد.



مقدار جریان متوسط

$$I_m = \frac{2V_m}{R_L}$$

مقدار جریان متوسط

$$I_{dc} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} I_m \sin a\, da = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} I_m \sin a\, da = \frac{2I_m}{\pi} = \frac{\frac{2V_m}{\pi}}{R_L} = \frac{2V_m}{R_L\pi}$$

مقدار ولتاژ متوسط خروجی:

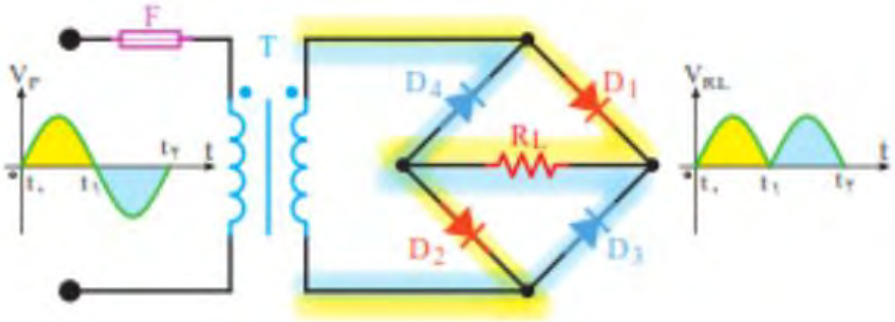
$$V_{dc} = R_L\, I_{dc} = \frac{2V_m\, R_L}{\pi\, R_L} = \frac{2V_m}{\pi}$$

روابط فوق برای حالتی است که اثر R_f یا مقاومت دیود لحاظ شود یا به عبارتی $R_L \gg R_f$ باشد و یا همچنین دیود را ایده‌آل فرض کنیم.

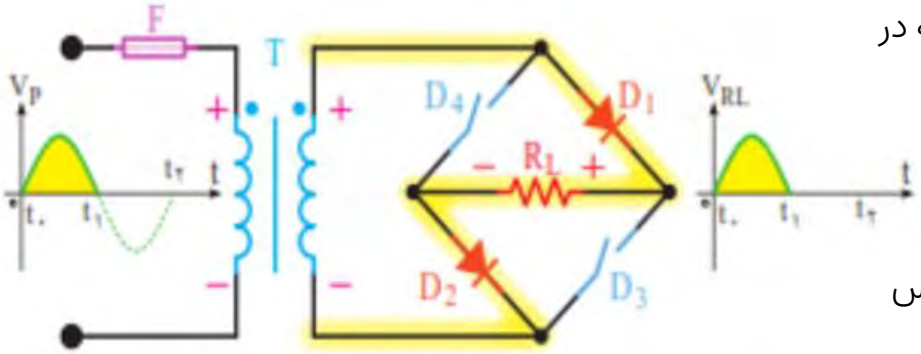
حداکثر ولتاژ معکوس دیود: در یک سو کننده نیم موج وقتی دیود D_1 در حالت قطع قرار می‌گرفت کل ولتاژ V_m دو سر آن می‌افتاد، بنابراین حداکثر ولتاژ معکوس دیود باید برابر با V_m باشد تا ولتاژ شکست در بایاس معکوس اتفاق نیوفتد. اما در یک سوکننده تمام موج ترانس سر وسط (تکفاز) وقتی دیود D_1 قطع است، D_2 در حالت هدایت بوده وتقریبا اتصال کوتاه است و ولتاژ دو سر دیود D_1 برابر با $2V_m$ می‌شود.پس در این مدار باید دیودهایی انتخاب شوند که ولتاژ شکست معکوس $2V_m$ داشته باشند.

پل دیودی

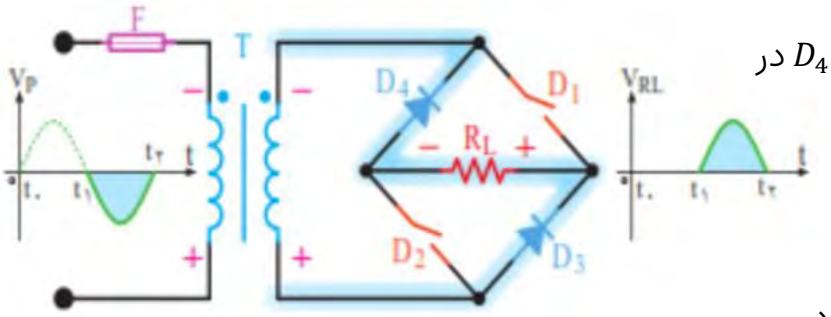
این مدار کاربردی ترین مدار یکسو ساز است و برتری آن این است که، ترانسفورماتور مورد نیاز معمولی می‌باشد و احتیاج به ثانویه سه سر نیست. حداکثر ولتاژ معکوس هر دیود برابر V_m خواهد بود



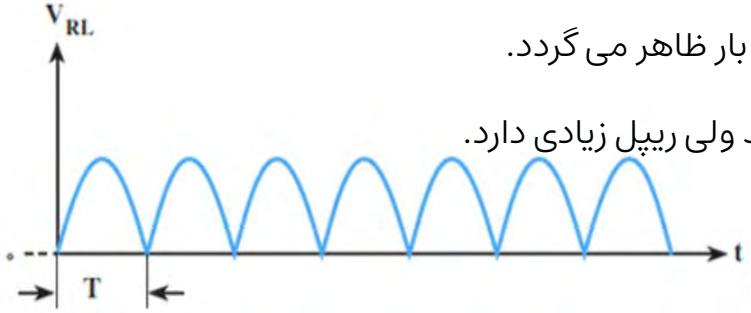
$$V_{Ave} = \frac{2V_{pk}}{\pi}$$



طرز کار مدار به این صورت است که در مدت نیم سیکل مثبت، دیود های D_1 و D_2 در بایاس مستقیم و دیود های D_3 و D_4 در بایاس معکوس قرار دارند.بنابراین ، جریان از دیود های D_1 و R_L و D_2 مسیر خود را می بندند. با توجه به این که دیود ها ایده آل فرض شده اند ، لذا تمام ولتاژ ثانویه ی ترانسفورماتور دو سر با ظاهر می گردد.



در مدت نیم سیکل منفی ، دیود های D_3 و D_4 در بایاس موافق و دیود های D_1 و D_2 در بایاس معکوس قرار دارند . لذا ، جریان از طریق دیود های D_3 و D_4 و بار R_L مسیر خود را می بنند . در این حالت نیز تمام ولتاژ در دوسر بار ظاهر می گردد.

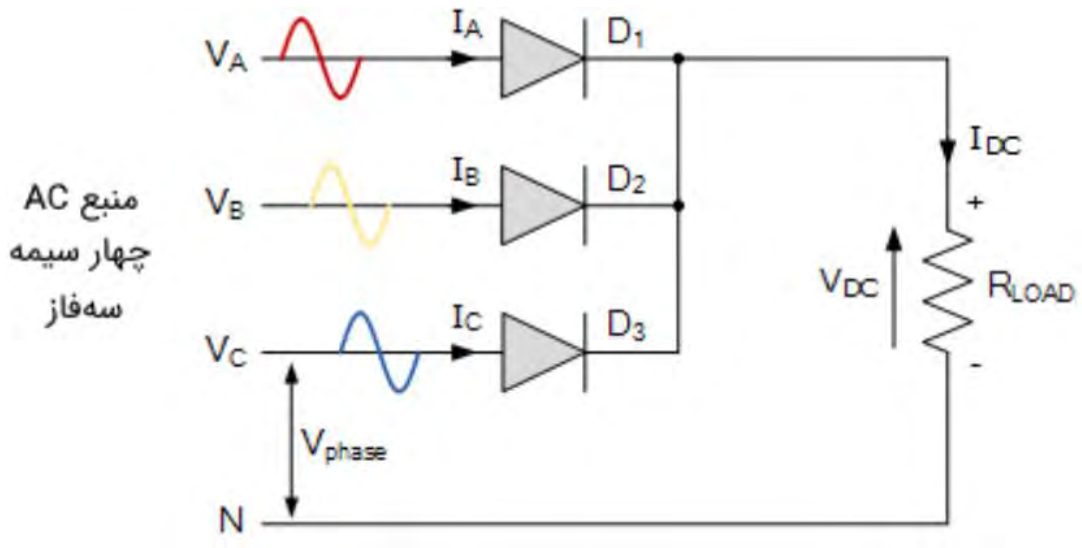


یکسوسازی میانگین ولتاژ DC را افزایش می‌دهد ولی ریپل زیادی دارد.

یکسوساز سه فاز نیم موج

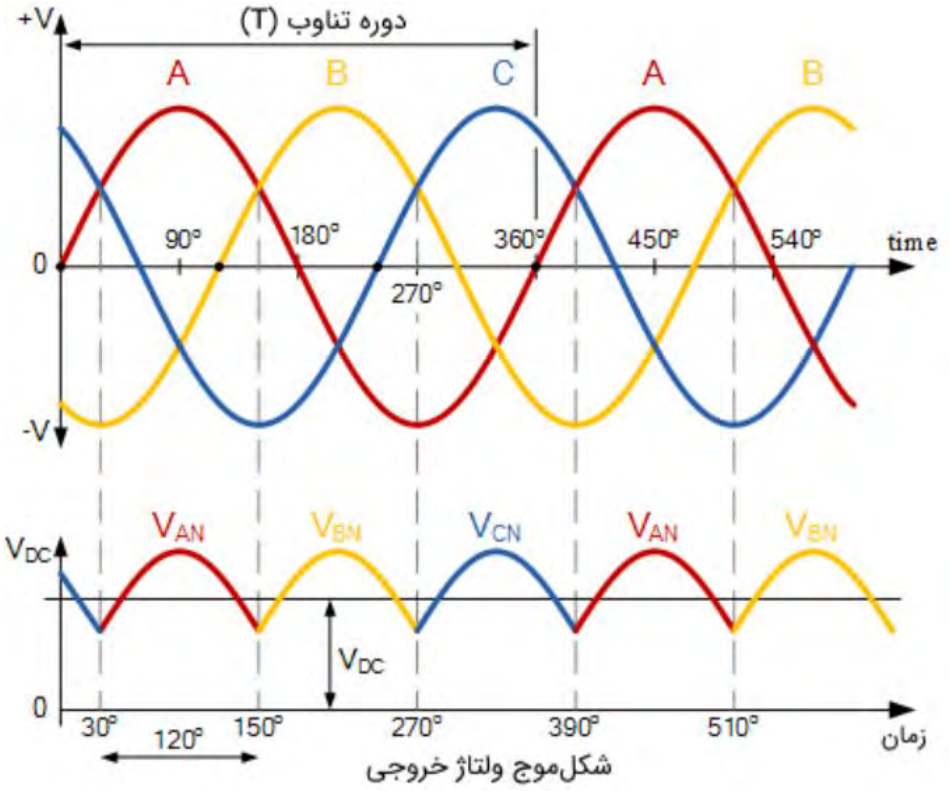
یک منبع سه فاز، ترکیبی از سه منبع تکفاز است و با استفاده از این ویژگی می‌توانیم مدارهای یکسوساز سه فاز را بسازیم. مشابه یکسوسازی تکفاز، در یکسوسازی سه فاز نیز از دیود، تریستور یا مبدل برای برای ساخت مدارهای یکسوکننده نیم موج، تمام موج، کنترل نشده و کاملاً کنترل شده استفاده می‌شود. در اغلب کاربردها، یکسوساز سه فاز مستقیماً از شبکه اصلی یا یک ترانسفورماتور سه فاز (در صورت نیاز به سطح ولتاژ متفاوت) تغذیه می‌شود.

مشابه یکسوسازهای تکفاز، پایه‌ای‌ترین مدار یکسوساز سه فاز، یک مدار یکسوساز نیم موج کنترل نشده است که از سه دیود نیمه‌هادی (یک دیود برای هر فاز) بهره می‌گیرد. شکل زیر، این مدار را نشان می‌دهد.



فرض می‌کنیم ترتیب فازها به صورت قرمز-زرد-آبی (VA-VB-VC) بوده و فاز قرمز (VA) از 0° آغاز می‌شود. دیودی که قبل از همه هدایت می‌کند، دیود ۱ (D1) است، زیرا در آند، ولتاژ مثبت بزرگتری نسبت به دو دیود دیگر D۲ یا D۳ دارد. بنابراین، دیود D1 در نیم دوره‌های مثبت VA هدایت می‌کند؛ در حالی که D۲ و D۳ بایاس معکوس هستند. سیم نول، یک مسیر برای بازگشت جریان بار به منبع ایجاد می‌کند.

بعد از ۱۲۰درجه الکتریکی، دیود ۲ (D۲) برای نیم سیکل مثبت VB (فاز زرد) شروع به هدایت می‌کند. در این حالت، آند دیود D۲، نسبت به آند دیودهای D1 و D۳ مثبت‌تر است و به دلیل بایاس معکوس، این دو دیود خاموش هستند. به طور مشابه، 120° بعد، VC (فاز آبی) دیود ۳ (D۳) را روشن می‌کند. در این حالت D1 و D۲ خاموش هستند.



برای یک یکسوساز نیم موج سه فاز، منابع ولتاژ V_A ، V_B ، V_Cبا اختلاف فاز $120°$ متعادل هستند:

$$V_A = V_P \sin(\omega t - 0°)$$

$$V_B = V_P \sin(\omega t - 120°)$$

$$V_C = V_P \sin(\omega t - 240°)$$

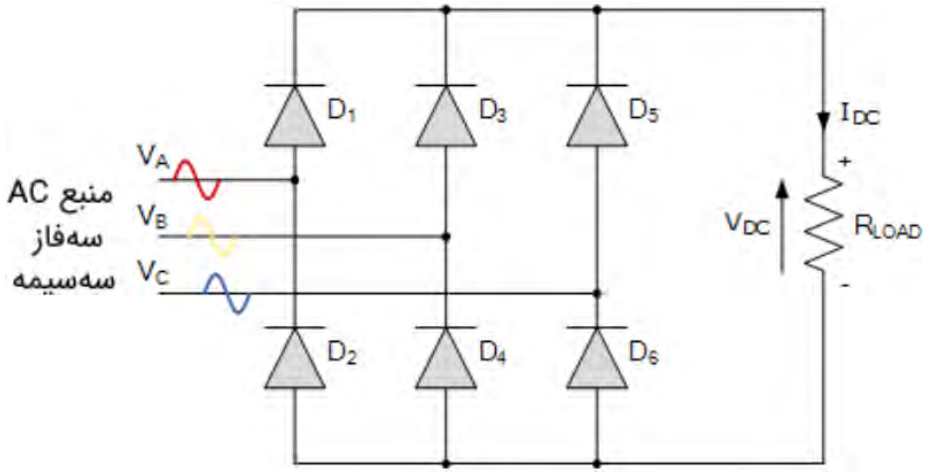
بنابراین، مقدار DC میانگین شکل موج ولتاژ خروجی یک یکسوساز نیم موج سه فاز برابر است با:

$$V_{DC} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_P$$

یکسوساز سه فاز تمام موج

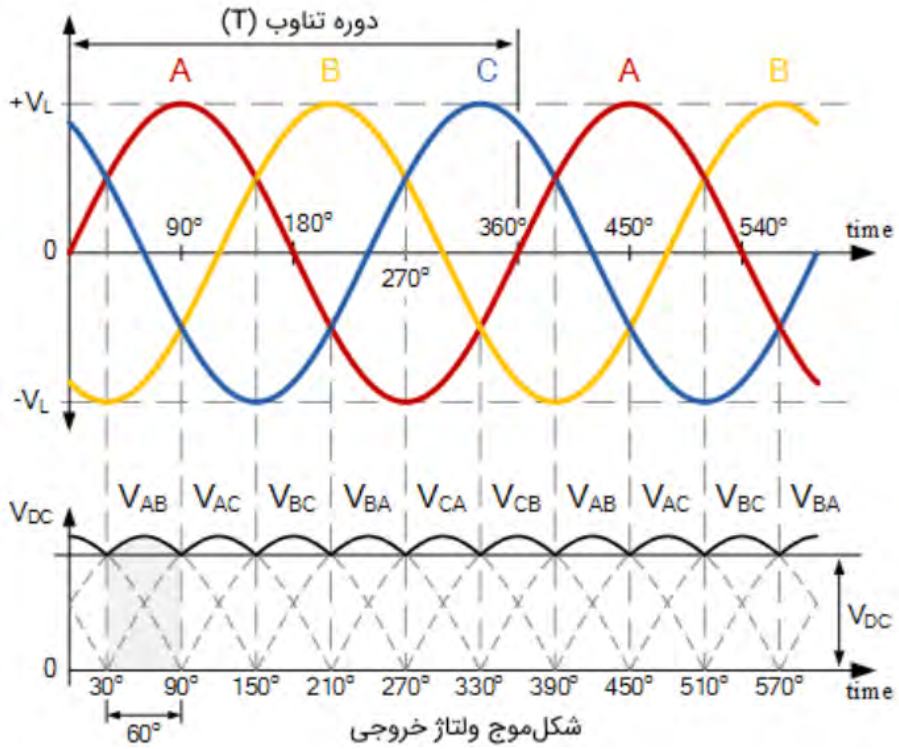
مدار یکسوساز پل کنترل نشده تمام موج، از شش دیود تشکیل شده است. در این مدار، مشابه یکسوساز پل تکفاز، دو دیود برای هر فاز وجود دارد. یکسوکننده سه فاز تمام موج را می‌توان با استفاده از دو یکسوساز نیم موج ساخت. مزیت این مدار یکسوساز، ریپل خروجی کمتر نسبت به یکسوکننده سه فاز نیم موج است. دلیل این ریپل کم، شش برابر بودن فرکانس خروجی نسبت شکل موج AC ورودی است.

همچنین، یکسوکننده تمام موج می‌تواند از یک منبع سه فاز سه سیمه با اتصال مثلث نیز تغذیه شود که نیازی به سیم نول ندارد. شکل زیر، مدار یکسوکننده سه فاز تمام موج را نشان می‌دهد.



مانند قبل، فرض می‌کنیم توالی به صورت قرمز-زرد-آبی (VA–Vb–VC) باشد و فاز قرمز (VA) در 0° آغاز شود. همان‌طور که در شکل بالا مشخص است، هر فاز بین دو دیود وصل می‌شود. یکی از دو دیود، بخش مثبت بار و دیگری، بخش منفی آن را تغذیه می‌کند. دیودهای D۱، D۳، D۲ و D٤ یک شبکه یکسوکننده پل را بین فازهای A و B تشکیل می‌دهند. به طور مشابه، دیودهای D۳ ، D۵ ، D٤ و D٦ بین فازهای B. و C، و دیودهای D۵ ، D۱ ، D٦ و D۲ بین فازهای C و A قرار دارند.

بنابراین،دیودهای D۱ ،D۳ وD۵، بسته به اینکه ولتاژ کدام یک در سر آند بیشتر است، بخش مثبت را تغذیه می‌کنند. از سوی دیگر، کاتد دیودهای D۲ ، D٤ و D٦ ، بسته به اینکه کدام‌یک منفی‌تر است، هدایت می‌کند.



شکل‌موج ولتاژ خروجی

بنابراین، مقدار DC میانگین شکل موج ولتاژ خروجی یک یکسوساز نیم موج سه فاز برابر است با:

$$V_{DC} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_P$$

پایان جلسه ششم

روزگار خوشی را برای شما آرزومندم.

محمد اعرابیان

محمد اعرابیان

جزوه درس الکترونیک کاربردی

جلسه هفتم

برای جزئیات بیشتر **اسکن کنید**

نسخه ۱.۱ | تهیه شده در بهمن ۱۴۰۰

تمامی حقوق این جزوه برای **محمد اعرابیان** محفوظ است.

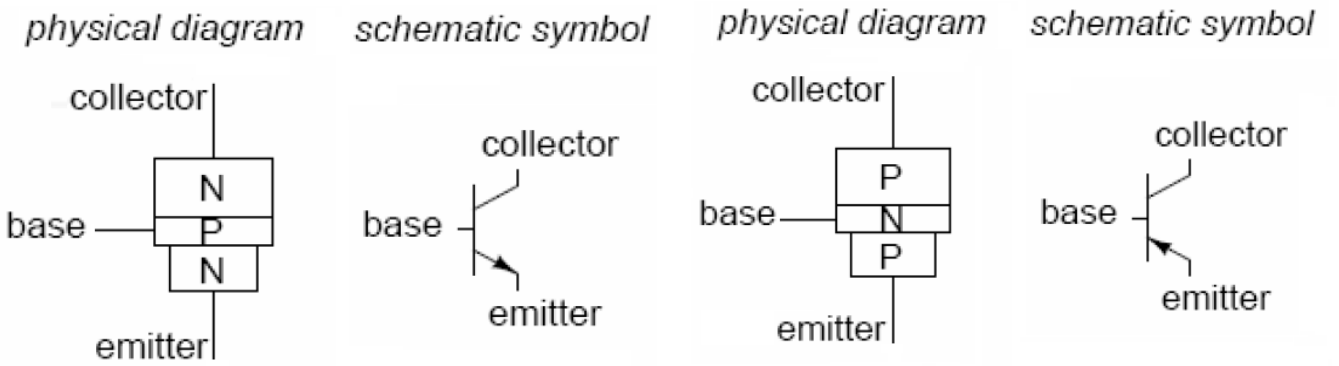
ترانزیستور

ترانزیستورها، اساس آن یک پیوند P-N معمولی است،، این‌بار می‌خواهیم قطعه‌ای را که از اتصال دو پیوند P-N به هم ایجاد می‌شود و ترانزیستور نام دارد، بشناسیم. ترانزیستور یک قطعه‌ی سه پایه‌ی نیمه‌هادی است که می‌تواند ولتاژ یا جریان را تحت کنترل گرفته و تنظیم کند. به عبارتی ترانزیستور در مقابل سیگنال‌ها مانند یک سوییچ یا دروازه عمل می‌کند.

ترانزیستور وسیله‌ای است که کار تقویت کردن سیگنال را برای ما انجام می‌دهد. هم‌چنین می‌تواند مانند سوییچی بین حالات و انتخاب‌های مختلف ما در مدار باشد؛ و نیز می‌تواند ولتاژ و جریان سیگنالی که دریافت می‌کند را تنظیم کند.

ساختار ترانزیستور *BJT*

ترانزیستور یک دستگاه یا ابزار حالت جامد سه پایه است که از اتصال متوالی (back to back) دو دیود ایجاد می‌شود؛ بنابراین در ساختار خود دارای دو پیوند P-N است. سه پایه‌ی آن از سه نیمه‌هادی موجود در این پیوندها گرفته می‌شوند. اتصال متوالی یا پشت به پشت دیود ها، دو نوع ترانزیستور ایجاد می‌کند؛ NPN و PNP؛ که به ترتیب به معنای قرار گرفتن نیمه هادی نوع P. در بین دو نیمه هادی نوع N، و قرار گرفتن نیمه هادی نوع N. در بین دو نیمه هادی نوع P. است.

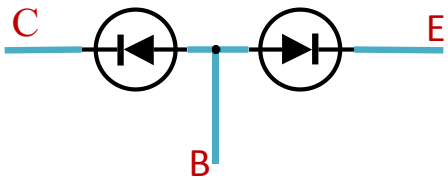


۱- امیتر (منتشر کننده) Emitter

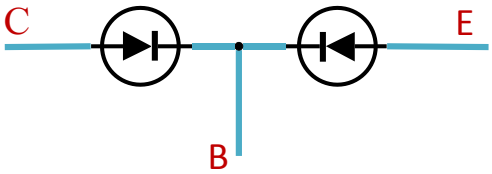
۲- بیس (فرمان) Base

۳- کلکتور (جمع کننده) Collector

- معادل دیودی ترانزیستور برای نیمه هادی NPN

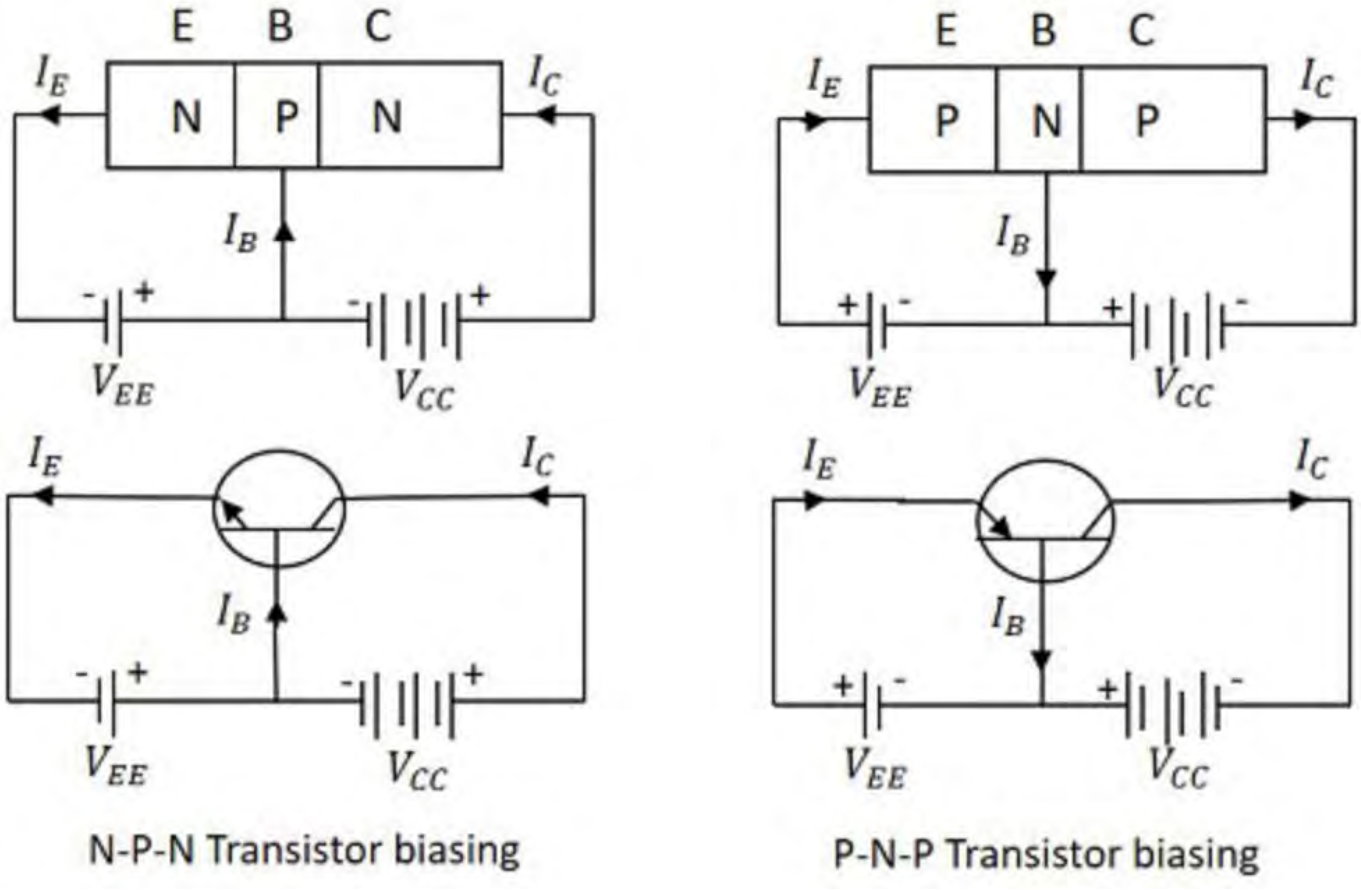


- معادل دیودی ترانزیستور برای نیمه هادی PNP



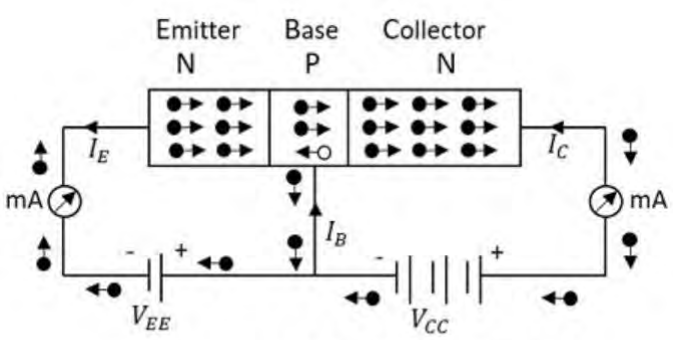
بایاس ترانزیستور

بایاس دهی به معنای کنترل عملکرد مدار از طریق تامین منبع توان می‌باشد. به عبارت دیگر، عملکرد هر دو پیوند P–N موجود در ترانزیستور را می‌توان با کمک بایاس دادن به آن‌ها از طریق یک منبع dc ، کنترل کرد. حالات مختلف بایاس دهی ترانزیستور را در تصویر زیر می‌بینید.

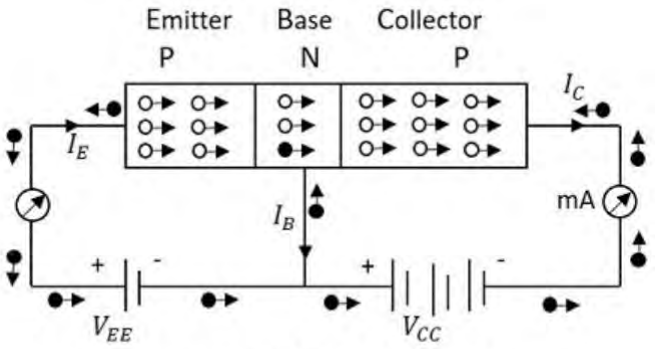


- اگر نیمه‌هادی نوع N را به تغذیه‌ی منفی و نیمه‌هادی نوع P را به تغذیه‌ی مثبت وصل کنیم، بایاس مستقیم خواهیم داشت.
- اگر نیمه‌هادی نوع N را به تغذیه‌ی مثبت و نیمه‌هادی نوع P را به تغذیه‌ی منفی وصل کنیم، بایاس معکوس خواهیم داشت.

کارکرد ترانزیستور NPN و PNP



Operation of a NPN transistor



Operation of a PNP transistor

NPN: ولتاژ V_{EE} پتانسیلی منفی را برای امیتر تامین می‌کند و در نتیجه امیتر که در اینجا یک نیمه‌هادی نوع N است، با دریافت پتانسیل منفی الکترون ها را از خود دور می‌کند. الکترون‌ها از پیوند بیس- امیتر عبور کرده و به ناحیه‌ی بیس می‌روند. ناحیه‌ی بیس در اینجا یک نیمه‌هادی نوع P است و به همین دلیل درصد کمی از آن الکترون ها با حفره‌های آزاد بیس بازترکیب می‌شوند. این فرآیند بازترکیبی باعث ایجاد جریانی اندک در بیس می‌شود که آن را با I_B نمایش می‌دهند. اما الکترون‌های باقی مانده از پیوند کلکتور- بیس عبور کرده و به ناحیه‌ی کلکتور می‌روند. این‌ها جریان کلکتور را که با I_C نشان داده می‌شود ، ایجاد می‌کنند.

با رسیدن الکترون‌ها به انتهای ناحیه کلکتور و ورود آن‌ها به ناحیه پتانسیل مثبت باتری، به ازای هر الکترون ورودی، الکترونی از ترمینال منفی باتری یعنی VEE وارد ناحیه امیتر می‌شود. این جریان الکترونی (IE) به مرور افزایش یافته و در ترانزیستور جریان می‌یابد.

PNP: ولتاژ VEE پتانسیلی مثبت را برای امیتر تامین می‌کند و در نتیجه امیتر که در اینجا یک نیمه‌هادی نوع P است، با دریافت پتانسیل مثبت حفره ها را از خود دور می‌کند. حفره‌ها از پیوند بیس- امیتر عبور کرده و به ناحیه‌ی بیس می‌روند. ناحیه‌ی بیس در اینجا یک نیمه‌هادی نوع N است و به همین دلیل درصد کمی از آن حفره ها با الکترون‌های آزاد بیس بازترکیب می‌شوند. این فرآیند بازترکیبی باعث ایجاد جریانی اندک در بیس می‌شود که آن را با IB نمایش می‌دهند. اما حفره‌های باقی مانده از پیوند کلکتور-بیس عبور کرده و به ناحیه‌ی کلکتور می‌روند. این‌ها جریان کلکتور را که با IC نشان داده می‌شود ، ایجاد می‌کنند. بنابراین جریان کلکتور در ترانزیستور NPN جریانی حفره‌ای است.

با رسیدن حفره‌ها به ناحیه کلکتور، الکترون‌هایی از سمت منفی باتری که به کلکتور متصل است، آمده و حفره‌ها را پر می‌کنند. این جریان الکترون‌ها به مرور زیادتر شده و در حالی‌که جریان اقلیت محسوب می‌شوند به سمت امیتر روانه خواهند شد. در آن‌جا هر الکترون که به ترمینال مثبت VEE وارد می‌شود، حفره‌ای در عوض آن به سمت امیتر خواهد رفت که باعث ایجاد جریان امیتر، IE خواهد شد.

به این ترتیب داریم؛

هدایت جریان در یک ترانزیستور NPN از طریق الکترون‌ها و ترانزیستور PNP از طریق حفره‌ها اتفاق می‌افتد.

جریان کلکتور بالاتر از جریان امیتر است.

کاهش یا افزایش جریان امیتر بر جریان کلکتور نیز تاثیر خواهد گذاشت.

مزایای ترانزیستورها

ترانزیستورها نسبت به سایر انواع تقویت‌کننده ها مزایای زیادی دارند که عبارت است از:

بهره ولتاژ بالا.

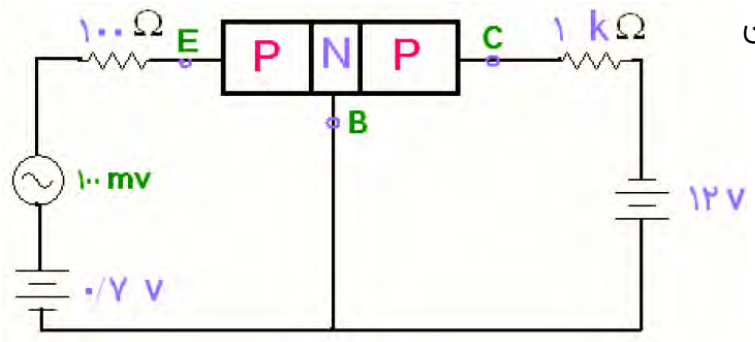
به ولتاژ تغذیه کمتری نیاز دارند.

برای کاربردهای تقویت‌کنندگی توان پایین بهترین انتخاب هستند.

ابعاد کوچک و وزن کم.

برای اینکه با خازن‌ها و مقاومت‌ها ترکیب شده و تشکیل IC دهند، بسیار ایده‌آل هستند.

مثال: در شکل زیر اگر مقاومت بیس - امیتر ۳۰ اهم باشد دامنه سیگنال در مقاومت کلکتور و بهره را حساب کنید؟



ترانزیستور در بایاس مناسب قرار دارد. با نوشتن kvl در بیس امیتر داریم:

$$i_e = \frac{100\ mv}{100 + 30} = 0.769mA$$

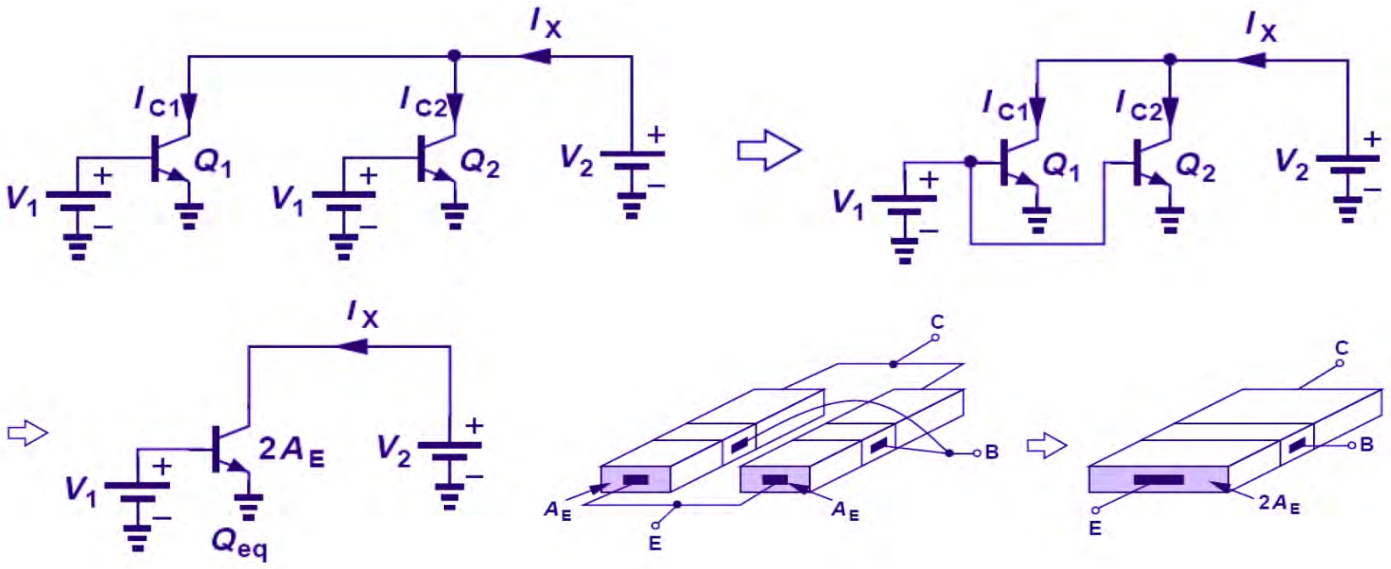
چون جریان بیس در مقابل جریان امیتر و کلکتور ناچیز است می‌توان جریان امیتر و کلکتور را برابر در نظر گرفت.

$$i_c = i_e = 0769mA$$

$$V_R = Ri_c = 1k \times 0.769m = 0.769v$$

$$A_v = \frac{V_R}{V_i} = \frac{0.769v}{10mv}$$

ترانزیستورهای موازی



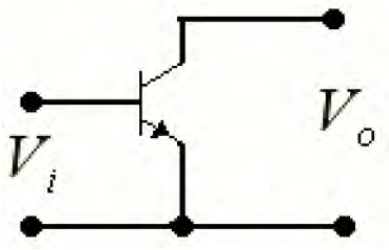
هرگاه دو ترانزیستور با هم موازی باشند به طوری که ولتاژ پایه های هر دو ترانزستور نظیر به نظیر یکسان باشد در این صورت می توان این دو ترانزیستور را معادل با یک ترانزیستور بزرگتر در نظر گرفت. برای اینکه این معدل سازی درست باشد بایستی مساحت امیتر ترانزیستور معادل دو برابر مساحت امیتر هر یک از دو ترانزیستور باشد.

آرایش‌های ترانزیستورها

منظور از آرایش، چگونگی دادن و گرفتن سیگنال از ترانزیستور است. به مکان اعمال سیگنال ورودی (input) و از جایی که سیگنال تقویت شده دریافت می‌گردد خروجی (out put) می‌نامند.

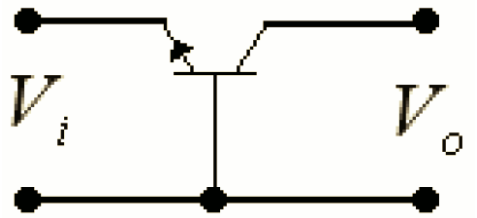
آرایش‌ها فقط در حالت ac برای تقویت کننده‌ها مطرح می‌شود. پایه بیس هرگز به عنوان خروجی و پایه کلکتور ه عنوان ورودی استفاده نمی‌شوند. تقویت ولتاژ، جریان و توان در تقویت کننده‌ها به نوع آرایش بستگی دارد.

الف) آرایش امیتر مشترک(C.E): در این آرایش پایه امیتر بین ورودی و خروجی مشترک است. سیگنال ورودی به بیس داده و از کلکتور دریافت می‌شود.



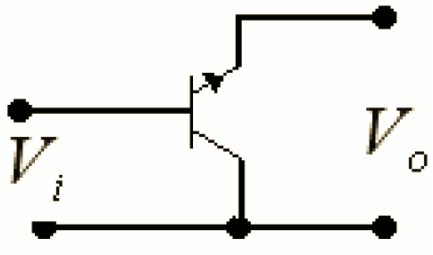
تقویت جریان، ولتاژ و توان

ب) آرایش بیس مشترک(C.B): در این آرایش پایه بیس بین ورودی و خروجی مشترک است. سیگنال ورودی را به امیتر داده و خروجی را از کلکتور دریافت می‌شود.



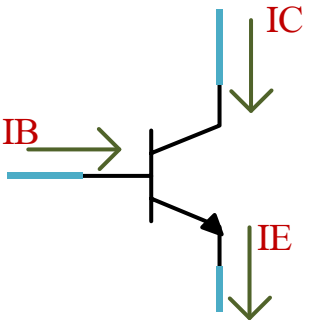
تقویت ولتاژ

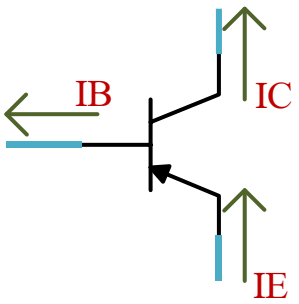
ج) آرایش کلکتور مشترک(C.C): در این آرایش پایه کلکتور بین ورودی و خروجی مشترک است. سیگنال ورودی را به بیس داده و خروجی را از امیتر دریافت می‌شود.



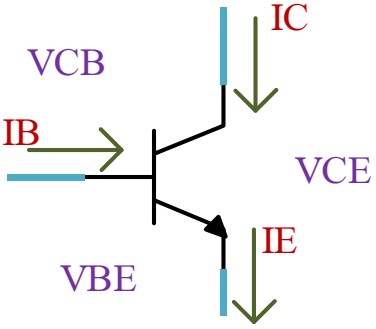
تقویت جریان

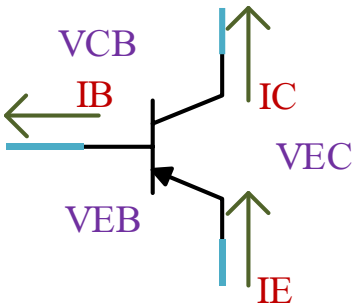
جهت جریان ها در ترانزیستور در ناحیه فعال





نام گذاری ولتاژهای ترانزیستور:





عبور جریان

گرایش مستقیم پیوند بیس امیتر باعث می‌شود تا یک جریان نفوذی الکترونها از ناحیه امیتر به بیس کشانده شده و متقابلا حفره‌ها را از بیس به امیتر جذب نماید.

معمولا نسبت ناخالصی امیتر بسیار بیشتر از بیس در نظر گرفته می‌شود تا نسبت جریان به حفره بیشتر باشد.

الکترون‌هایی که از پیوند عبور کرده و وارد بیس می‌شوند در بیس بعناون ناقل اقلیت محسوب شده و غلظت آنها در مرز امیتر بیشتر و در مرز کلکتور کمتر خواهد بود. در مرز امیتر این غلظت برابر خواهد بود با:

$$n_p(0) = n_{p0} e^{V_{BE}/V_t}$$

n_{p0} : چگالی الکترون‌ها در نیمه هادی نوع P (ناخالصی سه ظرفیتی) در دمای متعادل

تجمع الکترون‌ها در بیس باعث بوجود آمدن یک جریان نفوذی به سمت کلکتور می‌شود.

$$I_n = A_E q D_n \frac{dn_p(x)}{dx} = A_E q D_n \left(-\frac{n_p(0)}{W}\right)$$

A_E سطح مقطع بیس امیتر (در جهت عمود بر صفحه)

q بار الکترون

D_n ثابت دیفیوژن الکترون های نیمه هادی یا ثابت انتشار الکترون‌ها

W ناحیه گذر (Transition Region)

تجمع حامل اقلیت منجر به جریان منفی در سراسر پایه می شود.

البته تعدادی از الکترون‌ها در بیس با حفره ها ترکیب می‌شوند که باعث شده تا جریانی که به کلکتور می‌رسد کمتر از جریانی باشد که از امیتر می‌آید.

جریان کلکتور

بعلت اینکه ولتاژ کلکتور مثبت است الکترون‌هایی که به مرز بیس و کلکتور می‌رسند توسط این ولتاژ جذب شده و از ناحیه تخلیه کلکتور بیس عبور کرده و به ناحیه کلکتور می‌رسند.

این جریان تقریبا برابر با جریان بوجود آمده در ناحیه بیس امیتر می‌باشد.

$$I_c = I_S \cdot e^{V_{BE}/V_t}$$

جریا ن اشباع:

$$I_S = A_E q D_n \left(\frac{n_{P0}}{W}\right)$$

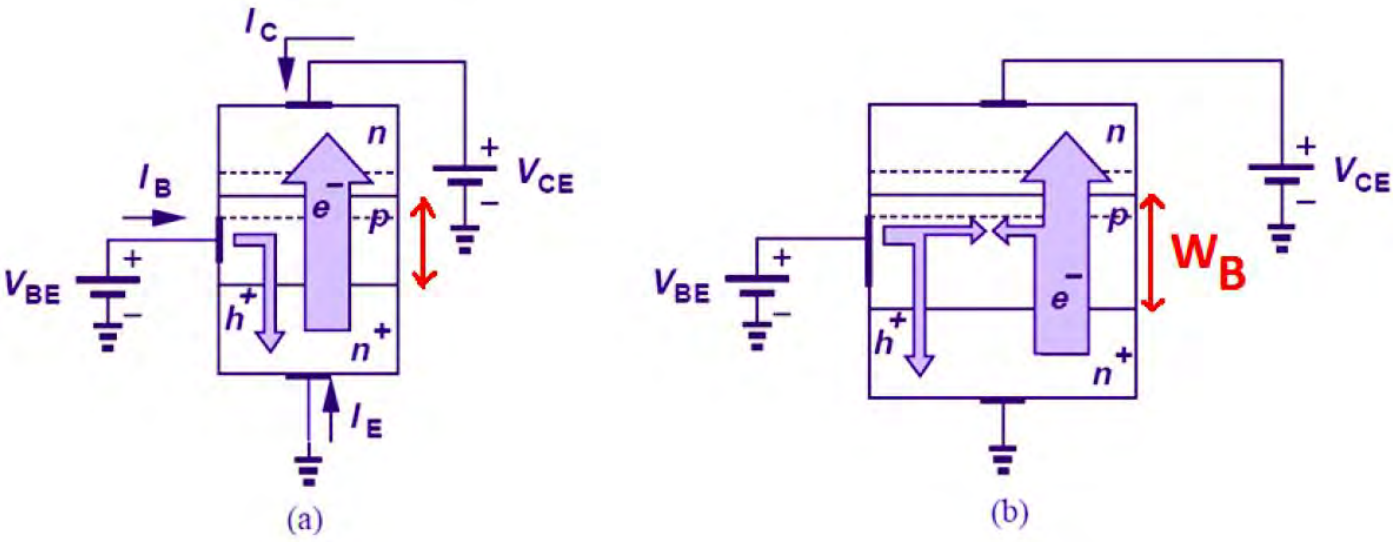
طبق مطلبی که در جزوه دوم گفته شد

$$n_{P0} \approx \frac{n_i^2}{N_A} \Longrightarrow I_S = \left(\frac{A_E q D_n n_i^2}{N_A W}\right)$$

دقت شود که مقدار جریان I_c مستقل از ولتاژ کلکتور بیس است. فقط باید ولتاژ کلکتور بیس در گرایش معکوس قرار گیرد.

جریان بیس

دارای دو مولفه است:



یکی حفره‌هایی که از بیس وارد امیتر می‌شوند.

$$I_{B1} = \frac{A_E q D_p n_i^2}{N_D L_p}$$

L_p طول انتشار حفره‌ها در امیتر می‌باشد.

و دیگری جریانی که باید از بیرون تامین شود تا جبران حفره‌هایی که با الکترون‌های جمع شده در بیس ترکیب می‌شوند را بنماید. توجه شود هرچه عرض بیس بیشتر باشد میزان باز ترکیب بیشتر می شود.

$$I_{B2} = I_S \left(\frac{D_p}{D_n} \frac{N_A}{N_D} \frac{W}{L_p} + \frac{1}{2} \frac{W^2}{D_n \tau_b} \right) e^{V_{BE}/V_t}$$

τ_b طول عمر حامل اقلیت

از مقایسه جریان بیس با جریان کلکتور به یک رابطه مهم در ترانزیستور می‌رسیم:

$$I_B = \frac{I_C}{\beta}$$

مقدار ضریب β برای یک ترانزیستور بخصوص ثابت بوده و در حد ۵۰ تا ۲۰۰ می‌باشد.

این ضریب را بهره جریان امیتر مشترک می‌نامند.

جریان امیتر

از آنجایی که جریانی که وارد ترانزیستور می‌شود با جریانی که از آن خارج می‌شود داریم:

$$I_E = I_C + I_B$$

ما به دلیل اینکه I_B خیلی کوچک است می‌توانیم I_C و I_E با هم مساوی در نظر بگیریم.

$$I_E = I_C$$

فرمول‌های جریان ترانزیستور:

$$I_c = I_S \cdot e^{V_{BE}/V_t}$$

$$I_B = \frac{1}{\beta} I_S \cdot e^{V_{BE}/V_t}$$

$$I_E = \frac{\beta}{\beta + 1} I_S \cdot e^{V_{BE}/V_t}$$

$$I_E = I_B + I_C \quad , \quad I_C = \beta I_B \quad , \quad I_E = (1 + \beta) I_B$$

بررسی روابط بین جریان های ترانزیستور:

$$\alpha = \frac{I_C}{I_E} \qquad \beta = \frac{I_C}{I_B} \qquad \gamma = \frac{I_E}{I_B}$$

روابط بین α و β و γ

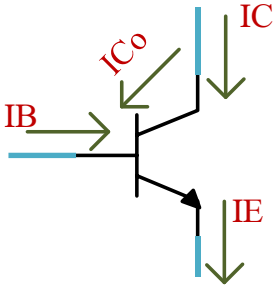
$$\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1} \quad ، \quad \beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \quad ، \quad \gamma = \beta + 1 \quad ، \quad \alpha = \frac{\beta}{\gamma}$$

از نظر مقایسه ای : $\gamma > \beta > \alpha$

α همیشه کوچکتر از یک است.

تاثیر درجه حرارت در ترانزیستور:

با توجه به این که پیوند بیس کلکتور در بایاس مخالف است، جریان بسیار ضعیفی از کلکتور به طرف بیس جاری می‌شود این جریان را جریان شباع معکوس می‌نامند و با I_{CBo} یا I_{Co} نمایش می‌دهند.



$$I_C = \beta I_B + (1+\beta) I_{CBo}$$

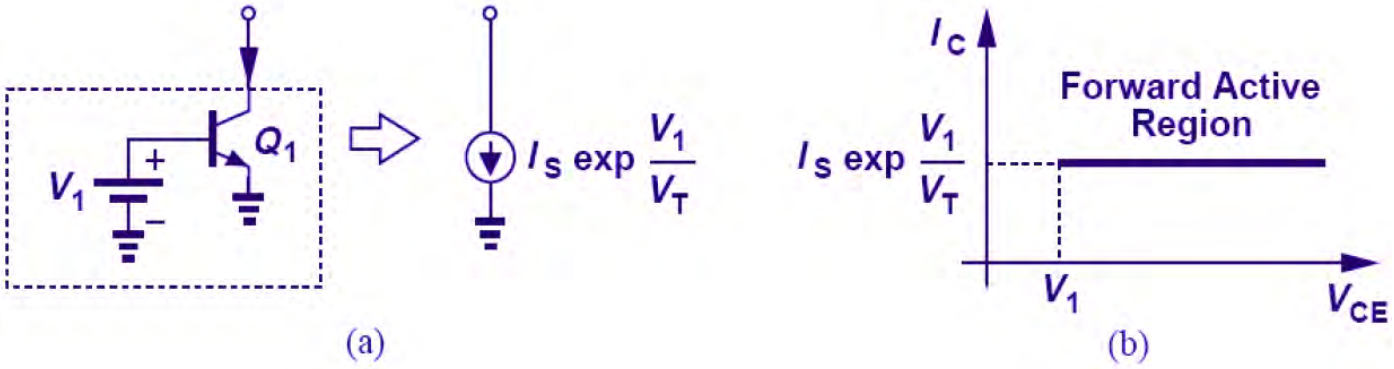
$$I_C = \alpha I_E + I_{CBo} = \alpha I_E$$

$$I_B = (1-\alpha) I_E - I_{CBo} = (1-\alpha) I_E$$

عامل جریان قطع کلکتور حامل‌های اقلیت هستند.

ایجاد منبع جریان ثابت با استفاده از ترانزیستور

در یک ترانزیستور ایده آل جریان کلکتور هیچ گونه وابستگی به ولتاژ کلکتور امیتر ندارد. همین ویژگی سبب می شود که بتوان ترانزیستور را همانند یک منبع جریان ثابت در نظر گرفت مشروط بر اینکه ولتاژ بیس امیتر مقدار ثابتی داشته باشد.

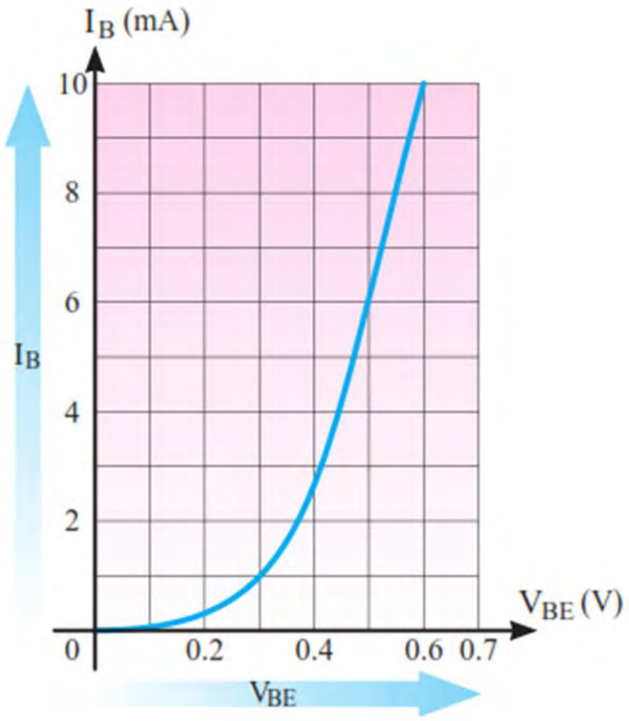


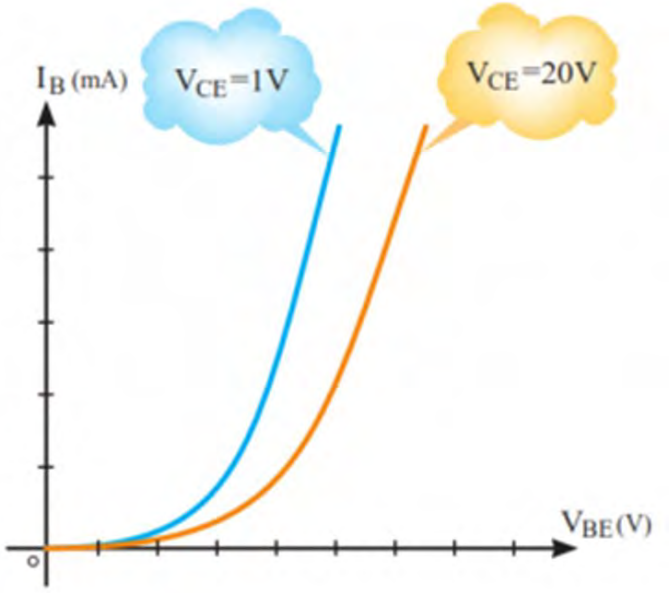
منحنی مشخصه های ترانزیستور

روابط بین جریان ها و ولتاژ ها و تغییرات آن ها در ترانزیستور و هم چنین ضریب تقویت به عامل هایی چون درجه حرارت ، فرکانس و غیر خطی بودن المان ها بستگی دارد (منظور از غیر خطی بودن این است که نسبت تغییرات جریان ها و ولتاژ ها تابع یک معادله ی خطی ریاضی نیست.) لذا معمولا از طریق ریاضی نمی توان مقادیر را به درستی تعیین کرد . برای به دست آوردن این رابطه ها از منحنی هایی ، که بیان کننده ی روابط بین جریان ها و ولتاژ ها (باتوجه به آرایش ترانزیستور) است استفاده می شود. این منحنی ها عبارت است از :

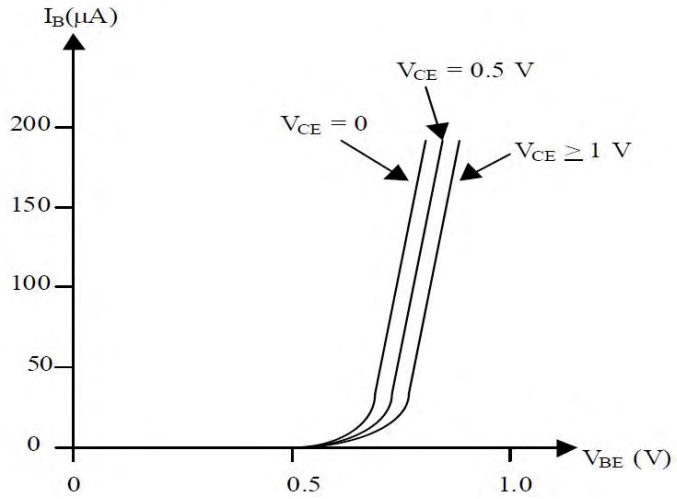
۱) منحنی مشخصه ی ورودی

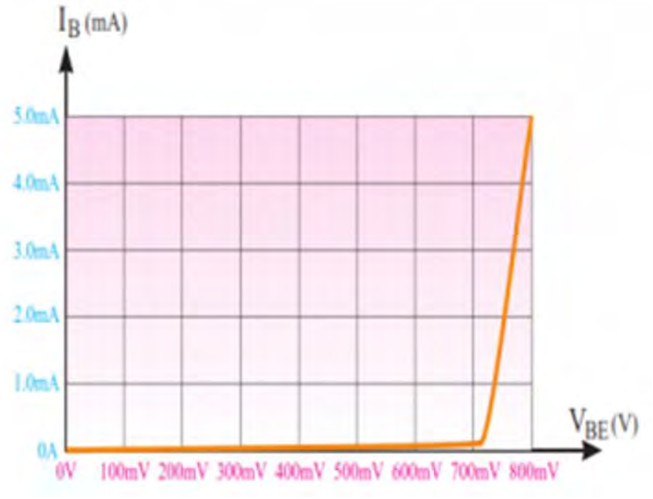
منحنی مشخصه ورودی ترانزیستور همان مشخصه دیود BE است که معمولا در ناحیه هدایت بکار می‌رود، بطوریکه مشابه مشخصه یك دیود است. چون پهنای باند بیس تحت تأثیر ولتاژ V_{CB} یا V_{CE} است، لذا مشخصه ورودی ترانزیستور با تغییر این ولتاژها تغییر می‌کند. علت کاهش جریان با افزایش V_{CE}، کاهش احتمال ترکیب بندی مجدد به علت کاهش پهنای بیس است.





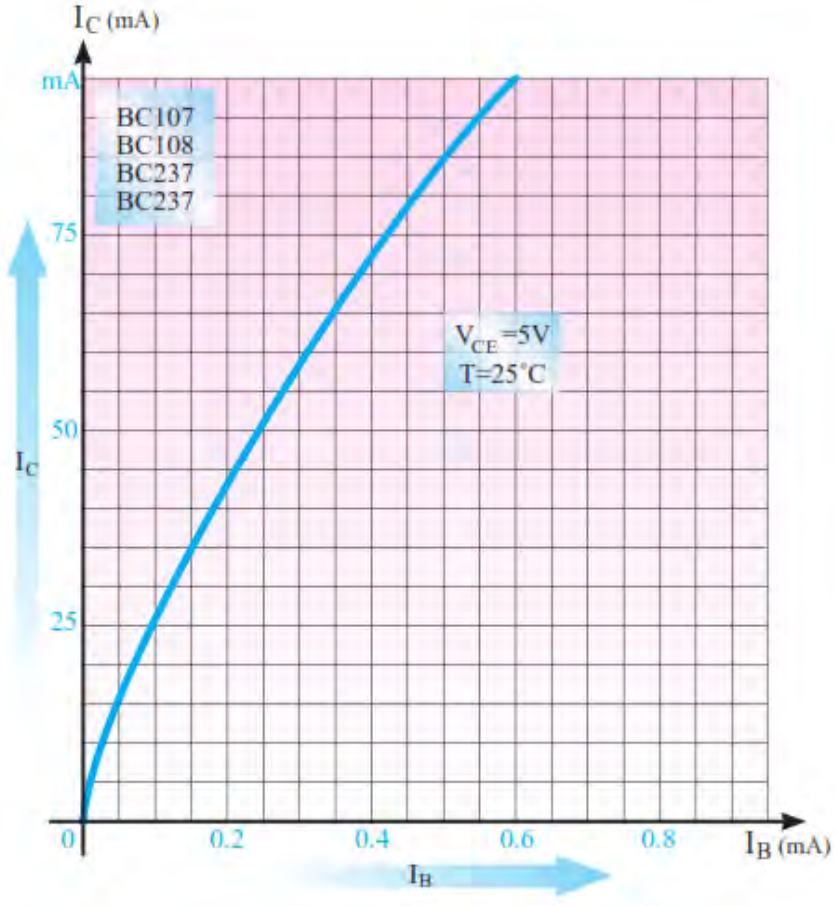
در ناحیه هدایت که ولتاژ V_{CE} زیاد است مشخصه ورودی تقریبا ثابت است.





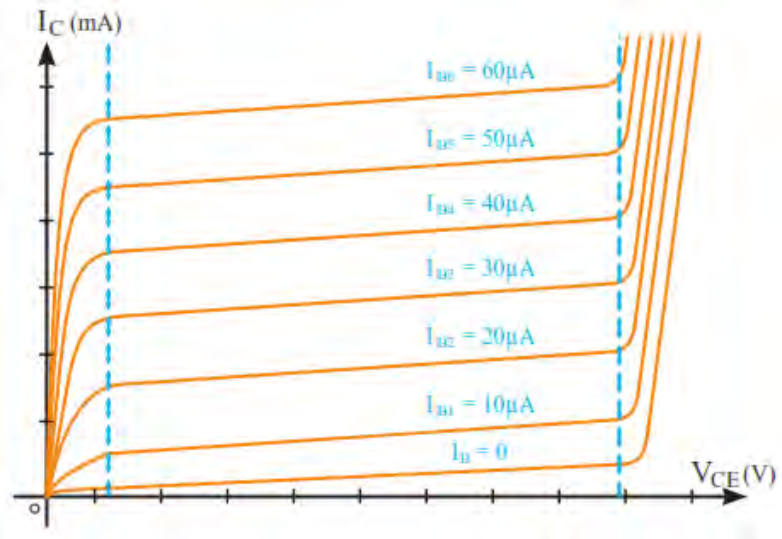
۲) منحنی مشخصه ی انتقالی

منحنی مشخصه‌ی انتقالی، رابطه ی بین جریان ورودی و خروجی ترانزیستور را به ازای مقادیر ثابت V_{CE} نشان می‌دهد. چون ضریب تقویت جریان ، برابر نسبت جریان خروجی به ورودی است ، لذا از این منحنی می توان ضریب تقویت جریان را بدست آورد . ضریب تقویت جریان را با β نشان می دهند. مقدار β بستگی به مشخصات فیزیکی و ساخت ترانزیستور دارد.



۳) منحنی مشخصه ی خروجی

منحنی مشخصه ی خروجی رابطه ی بین جریان و ولتاژ خروجی به ازای جریان ورودی معین را نشان می‌دهد. اگر تقویت کننده امیتر مشترک باشد (تقویت کننده ی امیتر مشترک بعدا توضیح داده خواهد شد) جریان ورودی را I_B ، جریان خروجی I_C و ولتاژ خروجی V_{CE} خواهد بود. شکل زیر منحنی مشخصه خای خروجی ترانزیستور را به ازای جریان های I_B ثابت نشان می دهد.



مقدار جریان خروجی تابع دو عامل I_B و V_{CE} است. یعنی با کم و زیاد شدن I_B جریان خروجی I_C نیز کم یا زیاد می شود. این مطلب در مورد V_{CE} نیز ثابت است ، لیکن تاثیر تغییرات V_{CE} بر I_C ناچیز و در مواردی غیر قابل توجع است. از طرفی جریان I_B هم به V_{BE} بستگی دارد. منحنی مشخصه ی خروجی ترانزیستور ، شامل ۳ ناحیه ی قطع ، فعال و اشباع است.

الف) ناحیه ی قطع

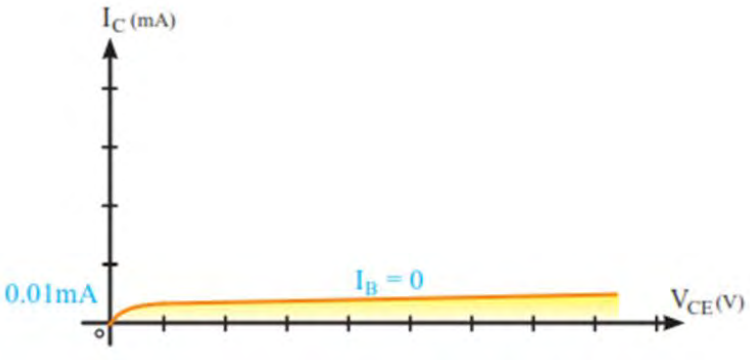
ناحیه ای است که جریان بیس ، صفر و ترانزیستور هنوز به آستانه ی هدایت نرسیده است. لذا دارای مقادیر زیراست:

ناحیه‌ی قطع

$I_B = 0$

$I_C = 0$

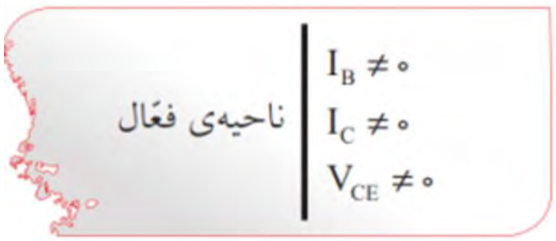
$V_{CE} \approx V_{CC}$

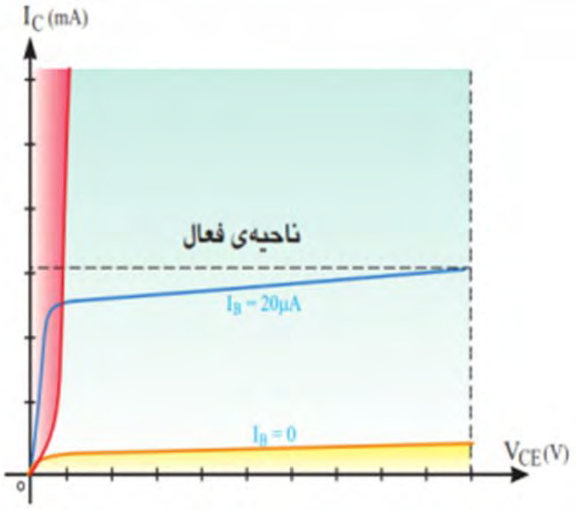


هر دو دیودهای BE و BC در بایاس معکوس قرار دارند. در این ناحیه از ترانزیستور به عنوان سوئیچ قطع استفاده می‌شود.

ب) ناحیه ی فعال

در این ناحیه ، ترانزیستور در حال هدایت است و با تغییرات زیاد V_{CE} تغییرات جریان کلکتور کم است. (جریان بیس ثابت است) لذا این ناحیه دارای مشخصات زیر است :





دیودهای BE و BC به ترتیب در بایاس مستقیم و بایاس معکوس قرار دارد و خواهیم داشت :

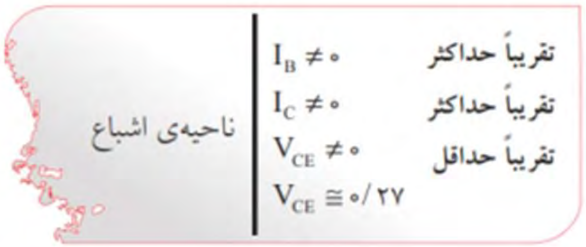
$$V_{CE} \geq V_{CEsat} \quad , \quad I_C = \beta I_B$$

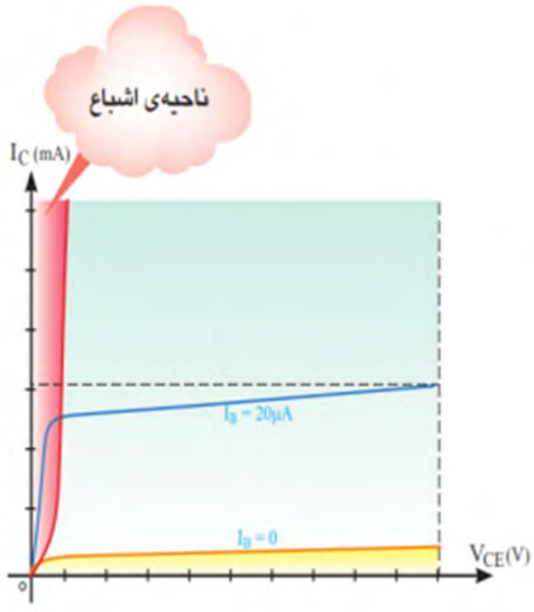
V_{CEsat} حداقل ولتاژ لازم برای باقی ماندن دیود BC در گرایش معکوس است.

ج) ناحیه ی اشباع

ناحیه ای است که ترانزیستور در حال هدایت است ، ولی با تغییر جزئی V_{CE} (کسری از ولت) تغییرات بسیار زیادی در جریان کلکتور مشاهده می شود . لذا دارای مشخصات زیر است.

هر دو دیودهای BE و BC در بایاس مستقیم قرار دارند، پس $V_{CE} < V_{CEsat}$ و شرط $I_C = \beta I_B$ بر قرار نمی‌شود. با توجه به ولتاژ کم بین کلکتور و امیتر $(V_{CEsat} \approx 0.1v)$ در این ناحیه از ترانزیستور به عنوان سوئیچ وصل استفاده می‌شود.





به طور خلاصه حالت‌های مختلف کاربرد ترانزیستور به صورت زیر می‌باشد.

ردیف	حالت ترانزیستور	پیوند BE	پیوند BC
۱	فعال	مستقیم	معکوس
۲	قطع	معکوس	معکوس
۳	اشباع	مستقیم	مستقیم
٤	فعال معکوس	معکوس	مستقیم

مقادیر نامی ترانزیستور :

در تحلیل و طراحی مدارهای ترانزیستوری ، پارامترهای مختلفی بایستی برای آن در نظر گرفت تا مطابق آنچه که می‌خواهیم عمل نماید. در اینجا برخی از مهمترین پارامترها را بررسی می‌کنیم :

حداکثر جریان کلکتور $I_C max$:

این مقدار بستگی به سطح کلکتور و سطح مشترك پیوند بیس- کلکتور دارد.

حداکثر توان ترانزیستور P_{max}:

مربوط به توان مصرفی کلکتور است. زیرا توان مصرفی بیس بسیار پائین است.

$$P_{max} = V_{CE}I_C + V_{BE}I_B \approx V_{CE}I_C$$

حداکثر ولتاژ خروجی BV_{CEo}:

حداکثر ولتاژی که را که می‌توان به کلکتور و امیتر با بیس مدار باز (جریان بیس صفر است) اعمال نمود با BV_{CEo} مشخص می‌نمایند. در این حالت ناحیه تخلیه کلکتور- بیس گسترش یافته و به امیتر می‌رسد. لذا منجر به ایجاد جریان امیتر قابل ملاحظه‌ای می‌گردد.

حداکثر ولتاژ خروجی BV_{CBo}:

حداکثر ولتاژي که را که می‌توان به کلکتور و بیس با امیتر مدار باز (جریان امیتر صفر است) اعمال نمود با BV_{CBo} مشخص می‌نمایند.

معمولا BV_{CBo} بیشتر از BV_{CEo} بوده و هر دو در حدود چند ۱۰ ولت است.

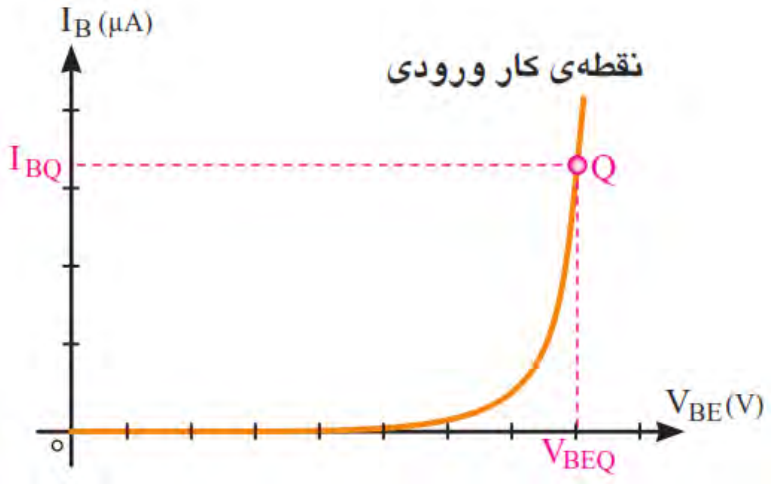
حداکثر ولتاژ ورودی BV_{EBo}:

پیوند p-n دیود بیس - امیتر نیز در اثر اعمال ولتاژ معکوس زیاد دچار شکست می‌شود. حداکثر ولتاژ معکوسی را که دیود امیتر - بیس یك ترانزیستور در حالت کلکتور باز می‌تواند تحمل کند، با BV_{EBo} نشان می‌دهند که معمولا چند ولت است.

نقطه کار و خط بار

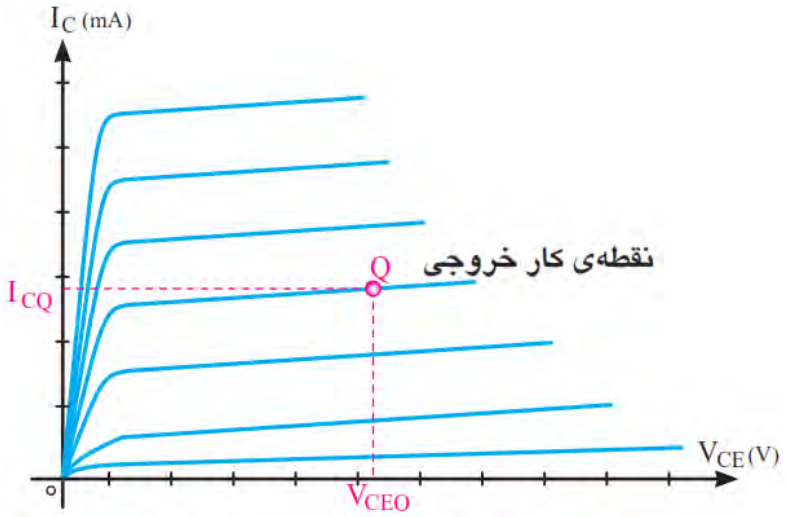
الف) تعریف نقطه ی کار

به مقادیر Dc کمیت های $I_B - I_C - V_{CE} - V_{BE}$ در شرایطی که هیچ منبع سیگنال AC به ورودی آن متصل نباشد، نقطه‌ی کار Dc ترانزیستور می‌گویند.



نقطه کار را با حرف Q نشان می دهند . Q حرف اول کلمه ی Quicken Point به مفهوم نقطه کار است.

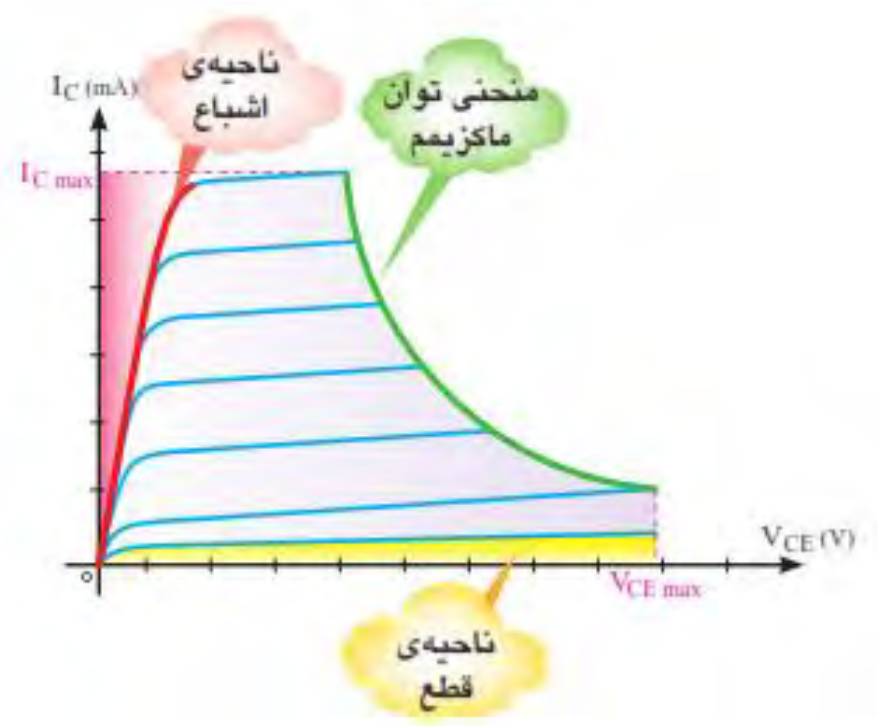
در شکل زیر نقطه کار را روی منحنی مشخصه ی خروجی مشاهده می کنید.



ب) انتخاب نقطه ی کار

برای انتخاب نقطه ی کار ، ابتدا باید محدودیت های ترانزیستور را در نظر گرفت. از جمله محدودیت ها ، تحمل توان تلف شده در ترانزیستور ، حداکثر جریان کلکتور و حداکثر ولتاژ بین کلکتور و امیتر است. نظر به این که تلفات توان توسط ترانزیستور برابر $P_{max} = V_{CE}I_C + V_{BE}I_B$ است یادآور می شود که مقدار $V_{BE}I_B$ کم است و معمولا از آن صرف نظر می شود.

نقطه‌ی کار باید در محلی قرار گیرد که حاصل ضرب $V_{CE}I_C$ با ماکزیمم توان قابل تحمل ترانزیستور مساوی باشد یا کمتر باشد. رسم مشخصه ی $V_{CE}I_C$ در شکل زیر آمده است. در ضمن نقطه کار باید در محلی قرار گیرد که بتواند سیگنال را از دو طرف به یک اندازه تقویت کند.

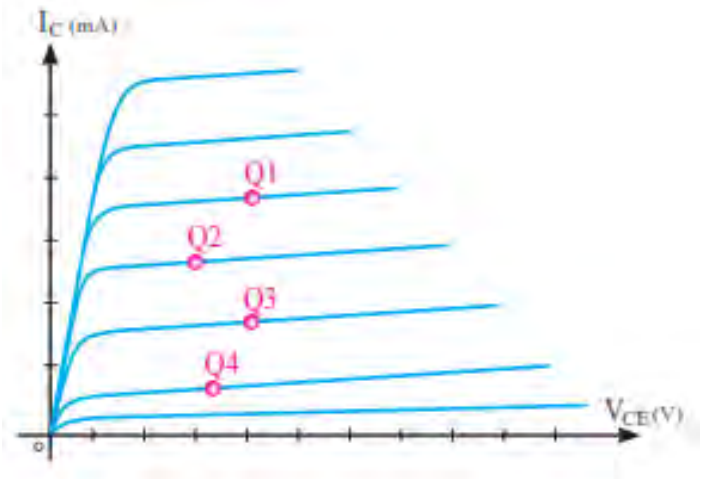


توان تلف شده در ترانزیستور:

$$P_T = V_{BE}I_B + V_{CE}I_C \approx V_{CE}I_C$$

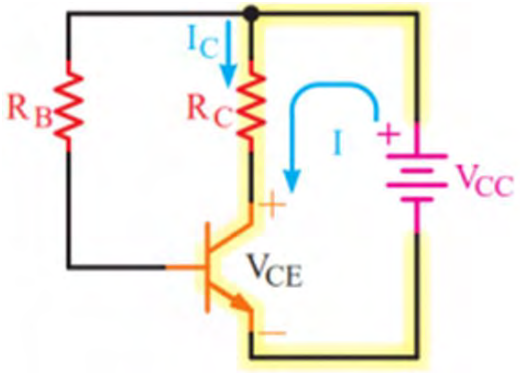
خط بار:

بر روی منحنی مشخصه ی خروجی ترانزیستور ، می توان نقاط زیادی را به عنوان نقطه ی کار انتخاب نمود. این نقاط روی خط راست قرار ندارند و با تغییر ولتاژ منبع یا R_B یا R_C بدست آمده اند. اگر نقطه ی کار را به صورتی پیدا کنیم که در آن ها ولتاژ منبع تغذیه و مقاومت R_C ثابت مانده باشد نقاط روی یک خط راست قرار می گیرند که به آن خط بار ترانزیستور می گویند.



معادله خط بار و نحوه رسم آن

برای رسم خط بار ابتدا باید معادله آن را بنویسیم. برای این کار ، باتوجه به جهت جریان و جهت گردش در حلقه ی خروجی از یک نقطه (مثلا قطب منفی منبع تغذیه) در مدار شکل زیر معادله KVL را می‌نویسیم.



معادله‌ی خط بار

$$-V_{CC}+R_CI_C+V_{CE}=0$$

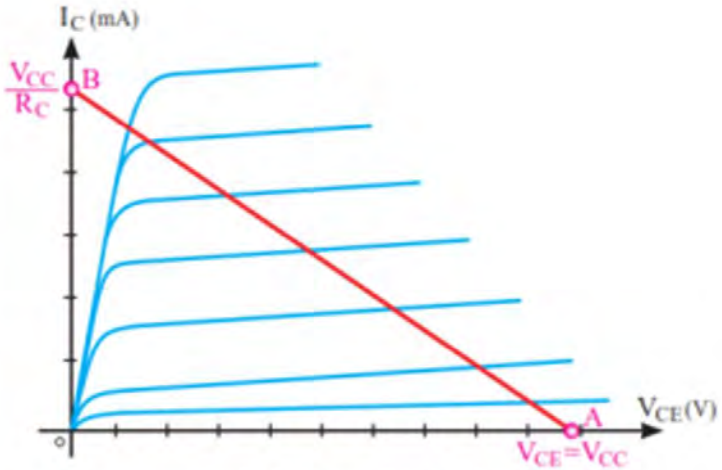
در معادله ی بالا R_C و V_{CC} ثابت اند ولی I_C و V_{CE} متغیر هستند. لذا برای بدست آوردن حداقل دو نقطه از خط بار ، یک بار I_C را برابر صفر فرض می کنیم و در معادله ی خروجی قرار می دهیم و V_{CE} را بدست می‌آوریم (نقطهA) ,و بار دیگر V_{CE} را برابر صفر فرض می کنیم و در معادله ی خروجی قرار می دهیم و I_C را به دست می آوریم (نقطهB) ، سپس نقاط A و B را به هم وصل می کنیم تا خط بار به دست آید.

نقطه‌ی A

$$I_C=0$$
$$-V_{CC}+0\times R_C+V_{CE}=0$$
$$V_{CE}=V_{CC}$$

نقطه‌ی B

$$V_{CE}=0$$
$$-V_{CC}+I_CR_C+0=0$$
$$I_C=\frac{V_{CC}}{R_C}$$



نحوه‌ی ترسیم خط بار

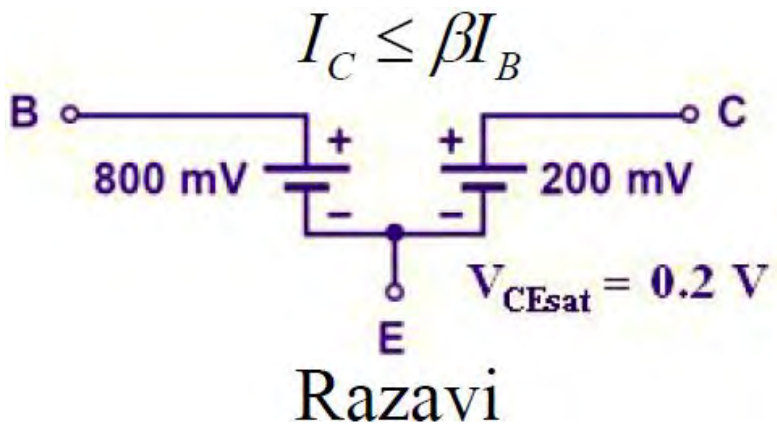
اثر دما بر مشخصات ترانزیستور :

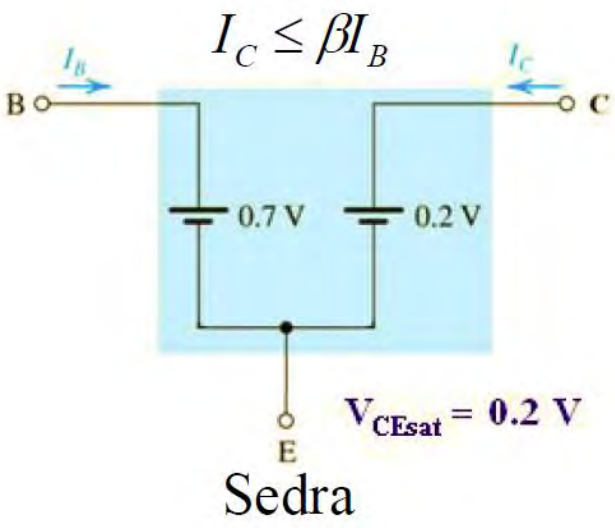
چون تغییر دما ، موجب تغییر آزاد شدن یا ترکیب مجدد ناقل‌ها می‌گردد، لذا دما بر همه پارامترهای مشخصه ترانزیستور اثر دارد. مهمترین اثر مربوط به جریان اشباع معکوس است. هر تغییر ۱۰ درجه دما ، این جریان به میزان ۲ برابر تغییر می‌کند.

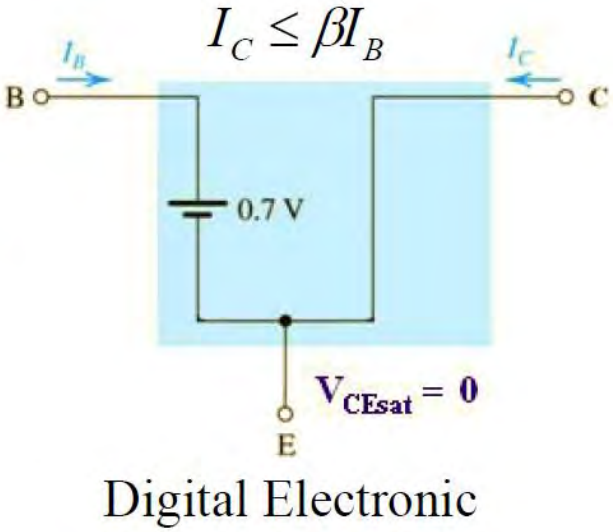
$$I_{CBo2}=I_{CBo1}\times 2^{\Delta t/10}$$

مدل ساده تر برای ناحیه اشباع عمیق (Deep Saturation):

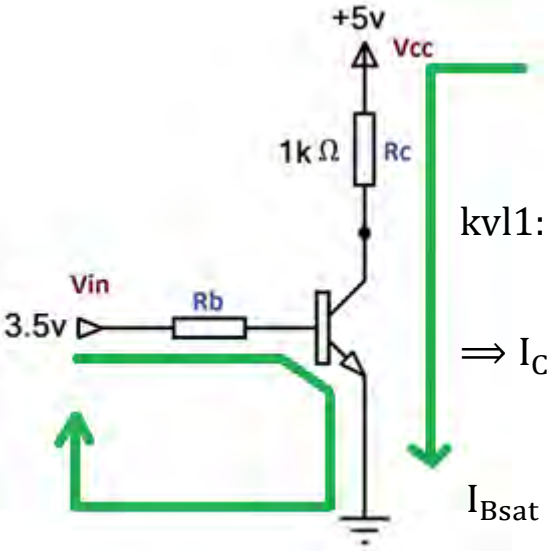
در ناحیه اشباع عمیق ترانزیستور دیگر به صورت منبع جریان کنترل شده با ولتاژ عمل نمی کند.
در ناحیه اشباع عمیق مقدار ولتاژ V_{CE} ثابت می ماند و ما این مقدار ثابت را V_{CEsat} می نامیم .
در ناحیه اشباع عمیق ترانزیستور همانند یک سوئیچ روشن عمل می کند و به تبع آن کلکتور به امیتر متصل می شود. از این ناحیه معمولا در الکترونیک دیجیتال استفاده می شود.







مثال: در مدار شکل زیر، ترانزیستور مشخصات ذیل را دارد.بیشترین مقدار مقاومت R_B که می‌تواند ترانزیستور را در حالت اشباع نگه‌دارد را محاسبه کنید.



$$\boldsymbol{\beta_{min} = 50\ , V_{BEsat} = 0.7v\ , V_{CEsat} = 0.2v}$$

$$\text{kvl1: } -5 + 1\text{k}(\text{I}_{\text{Csat}}) + \text{V}_{\text{CEsat}} = 0$$

$$\Longrightarrow \text{I}_{\text{Csat}} = \frac{5 - 0.2}{1\text{k}} = 4.8mA$$

$$\text{I}_{\text{Bsat}} = \frac{\text{I}_{\text{Csat}}}{\beta_{min}} = \frac{4.8mA}{50} = 96\mu A$$

$$\text{kvl2: } -3.5 + R_B(\text{I}_{\text{Bsat}}) + V_{BEsat} = 0$$

$$R_B = \frac{3.5 - 0.7}{96\mu A} = 29k\Omega$$

منابع:

1- Microelectronic Circuits Adel S. Sedra, OXJFORD UNIVERSITY PRESS

۲- سایت microlearn.ir

پایان جلسه هفتم

روزگار خوشی را برای شما آرزومندم.

محمد اعرابیان

محمد اعرابیان

جزوه درس الکترونیک کاربردی

جلسه هشتم

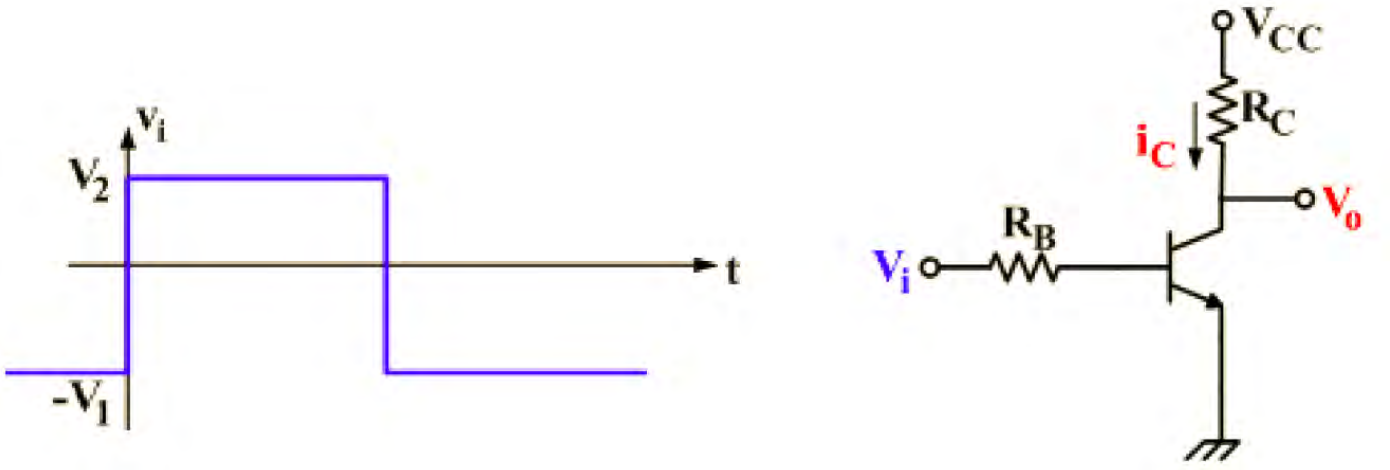
برای جزئیات بیشتر **اسکن کنید**

نسخه ۱.۱ | تهیه شده در بهمن ۱۴۰۰

تمامی حقوق این جزوه برای **محمد اعرابیان** محفوظ است.

زمان قطع و وصل ترانزیستور

فرض کنید که در مدار شکل مقابل، سطح ولتاژ V_2 و $-V_1$ به ترتیب برای به اشباع رسیدن و قطع ترانزیستور کافی است.



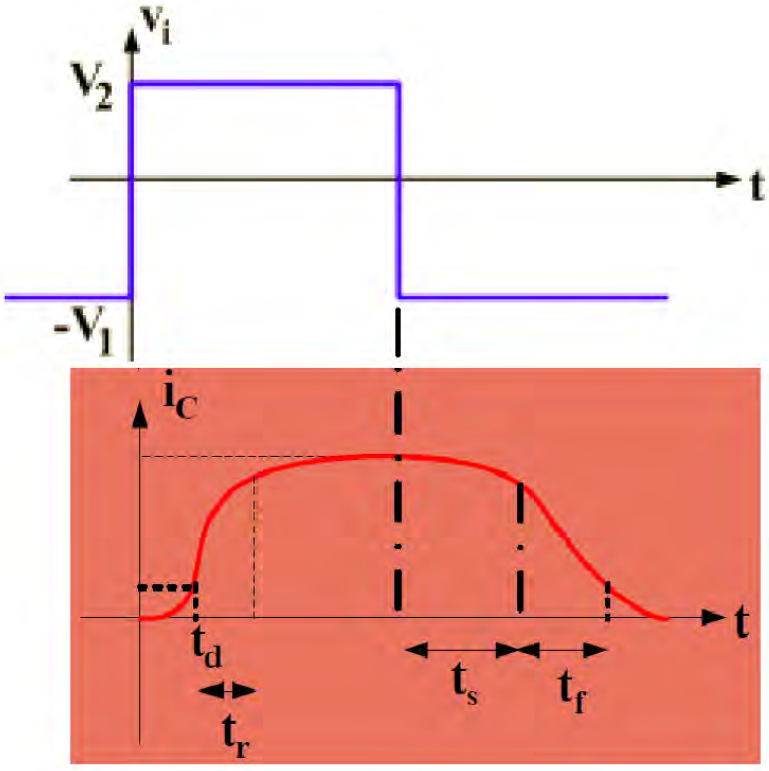
ولی هنگامیکه ورودی تغییر حالت می‌دهد، تأخیرهایی در زمان قطع و وصل پدید می‌آید.

t_d تأخیر اولیه است تا ولتاژ دیود بیس امیتر به آستانه هدایت برسد.

t_r زمان لازم برای روشن شدن و به اشباع رفتن ترانزیستور است.

t_s زمان لازم جهت تخلیه ناقل‌های اقلیت اضافی (ناشی از وضعیت اشباع) در بیس است.

t_f زمان رفتن ترانزیستور از حالت روشن به خاموش است.

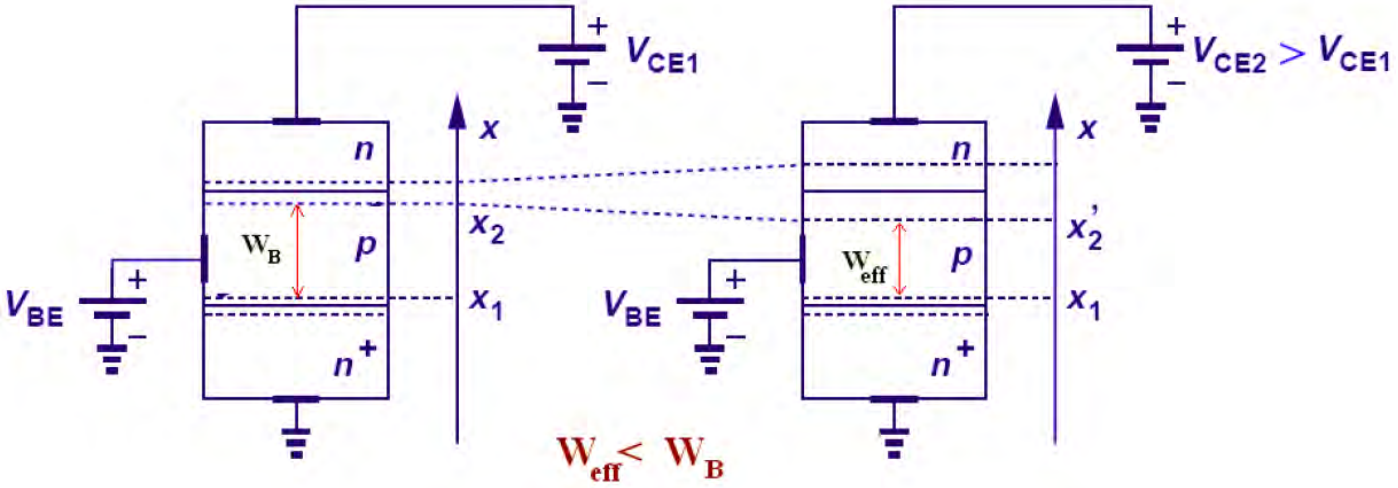


$$\begin{cases} t_{on} = t_d + t_r \\ t_{off} = t_s + t_f \end{cases}$$

این زمان‌ها در رنج چند ns است.

اثر ارلی (Early Effect)

در عمل این ادعا که جریان کلکتور مستقل از V_{CE} است، چندان دقیق نیست. هرگاه V_{CE} افزایش بیابد در آن صورت عرض ناحیه تخلیه پیوند بیس-کلکتور زیاد می‌شود. لذا عرض موثر بیس کاهش می‌یابد و به همین دلیل جریان کلکتور افزایش می‌یابد.



$$I_c = I_S \cdot e^{V_{BE}/V_t}$$

$$n_{P0} \approx \frac{n_i^2}{N_A} \Longrightarrow I_S = \left(\frac{A_E q D_n n_i^2}{N_A W}\right)$$

$$I_c = \left(\frac{A_E q D_n n_i^2}{N_A W_{eff}}\right) \cdot e^{V_{BE}/V_t} = \frac{A_E q D_n n_i^2}{N_A} \frac{1}{W_B - \Delta W_B} e^{V_{BE}/V_t}$$

$$\Longrightarrow \left(\frac{A_E q D_n n_i^2}{N_A W_{eff}}\right) \cdot e^{V_{BE}/V_t} \times \left(\frac{1}{1 - \frac{\Delta W_B}{W_B}}\right) \Longrightarrow I_c = I_S \cdot e^{V_{BE}/V_t} \times \left(1 - \frac{\Delta W_B}{W_B}\right)$$

$$\text{در نیمه هادی ها} \Longrightarrow \frac{\Delta W_B}{W_B} = \frac{V_{CE}}{V_A}$$

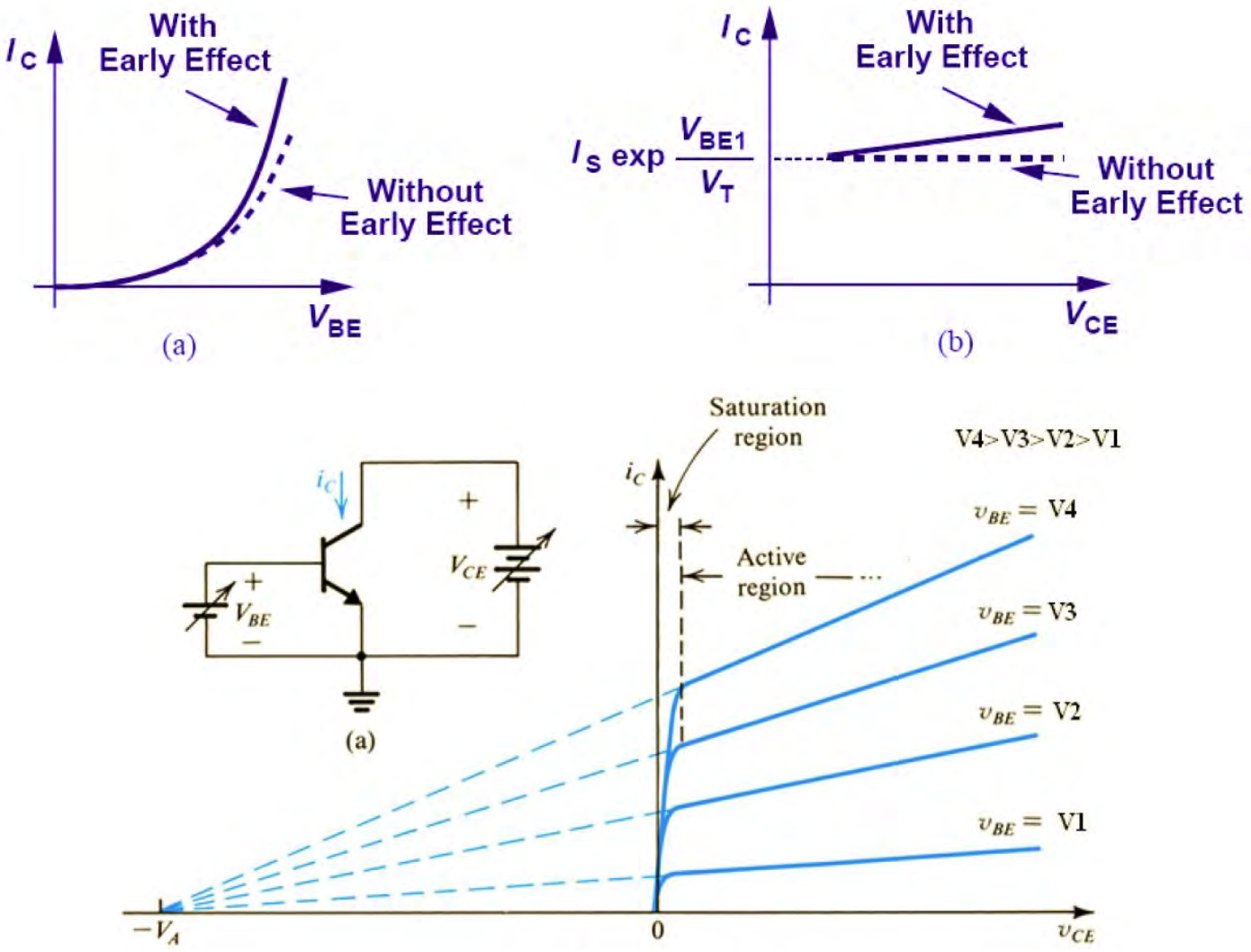
$$I_c = I_S \cdot e^{V_{BE}/V_t} \times \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A}\right)$$

V_A ولتاژ ارلی می‌باشد.

اثر ارلی سبب می شود جریان کلکتور به صورت جزئی تابعی از ولتاژ V_{CE} شود.

اثر ارلی سبب می شود جریان کلکتور در مقایسه با جریان کلکتور یک ترانزیستور ایده‌آل افزایش یابد.

ولتاژ ارلی معمولا بین $15v$ تا $150v$ است.



مدارهای بایاس

منظور از مدار بایاس، مداری می‌باشد که در آن دیود BE در حالت اتصال مستقیم و دیود BC در حالت اتصال کوتاه قرار گیرد که از ترانزیستور به عنوان تقویت کننده استفاده شود. (ناحیه فعال)

به طور کلی سه نوع بایاس یا تغذیه برای بردن ترانزیستور به ناحیه فعال داریم.

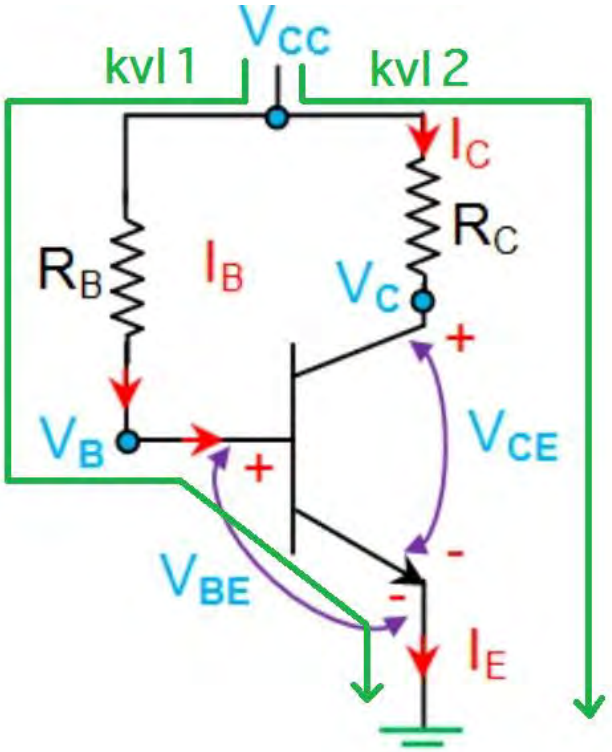
۱) بایاس ثابت (مستقیم)، (که به دو صورت با مقاومت امیتر و بدون مقاومت امیتر تقسیم می‌شود.)

۲) بایاس اتوماتیک (خودکار)

۳) بایاس سرخود (مستقل از بتا)

برای حل این مدارات $\boldsymbol{I_B \Longrightarrow I_E \Longrightarrow I_C \Longrightarrow V_{CE}}$ عمل می‌شود

ساده ترین مدار **بایاس ثابت** است که به صورت زیر می‌باشد.



* برای محاسبه $\boldsymbol{I_B}$ باید $\boldsymbol{kvl1}$ در ورودی زد

$$kvl1: -V_{CC} + R_B(I_B) + V_{BE} = 0$$

$$\Longrightarrow I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B}$$

$$\Longrightarrow I_E = (1+\beta)I_B \quad , \quad I_C = (\beta)\, I_B$$

* برای محاسبه $\boldsymbol{V_{CE}}$ باید $\boldsymbol{kvl2}$ در خروجی زد

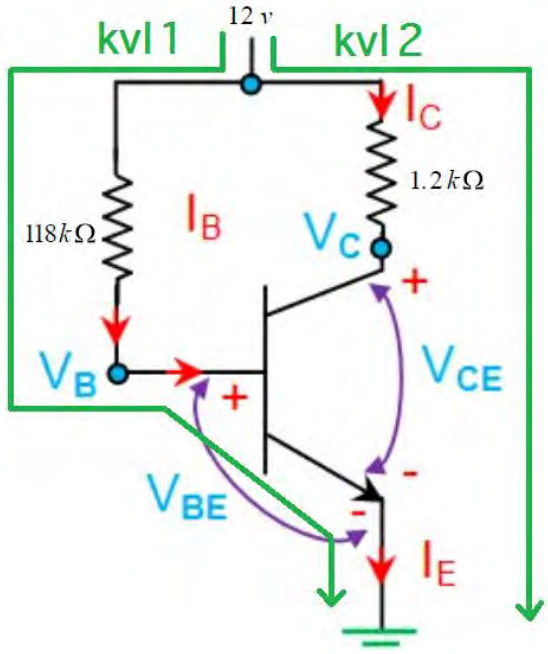
$$kvl2: -V_{CC} + R_C(I_C) + V_{CE} = 0$$

$$V_{CE} = V_{CC} - R_C(I_C)$$

$$V_E = 0 \quad , V_B = V_{BE} \quad , V_C = V_{CE}$$

در این مدار جریان I_C وابسته به β بوده و با تغییرات دما $I_C = (\beta)\, I_B + I_{CEo}$ متغیر است. لذا تغییر I_C می‌کند و مدار پایداری حرارتی خوبی ندارد. $I_{CEo} = (1+\beta)I_{CBo}$

مثال: در مدار تغذیه ثابت در شرایط $\beta = 50$ و $V_{BE} = 0.2v$ نقطه کار و ولتاژ پایه‌های ترانزیستور را بدست آورید.



$$kvl1: -12 + 118k(I_B) + 0.2 = 0$$

$$\Longrightarrow I_B = \frac{12 - 0.2}{118k} = 100\mu A$$

$$\Longrightarrow I_E = (1+50)100\mu A = 5.1mA$$

$$\Longrightarrow I_C = (\beta)\, I_B = 50 \times 100\mu A = 5mA$$

$$\Longrightarrow I_E \approx I_C$$

$$\text{kvl2}: -12 + 1.2k(5mA) + V_{CE} = 0$$

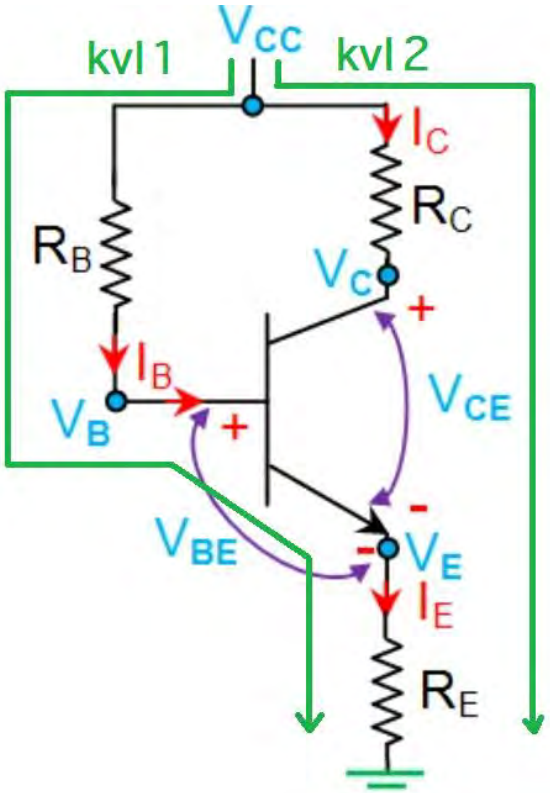
$$V_{CE} = 12v - 6v = 6v$$

$$V_E = 0 \quad , V_B = 0.2v \quad , V_C = 6v$$

بررسی پایداری

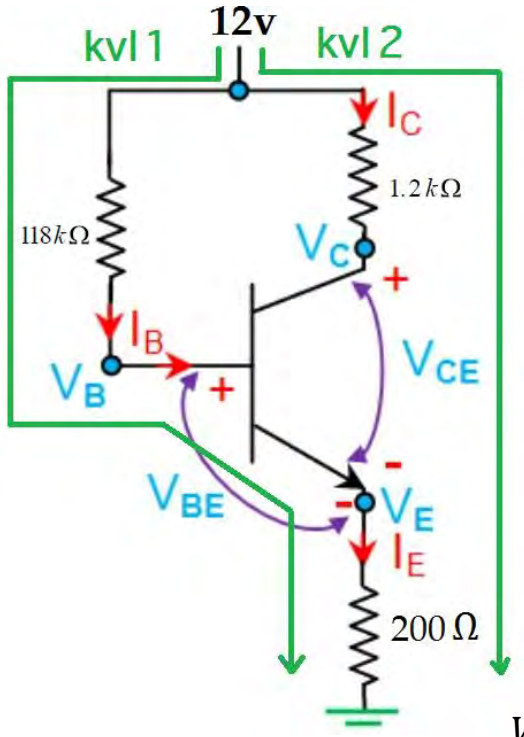
با افزایش حرارت جریان نشتی کلکتور زیاد شده و باعث افزایش جریان کلکتور می‌شود و افزایش جریان کلکتور افزایش مجدد حرارت را در پی خواهد داشت، که باعث ناپایداری حرارتی می‌گردد. $I_C \Uparrow I_{CBo} \Uparrow$ دما

بایاس ثابت با مقاومت امیتر



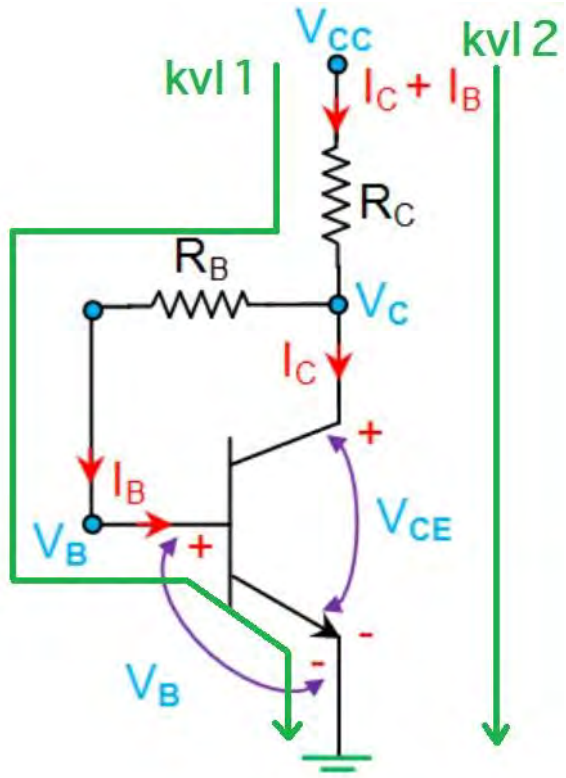
$$kvl1: -V_{CC} + R_B(I_B) + V_{BE} + R_E(I_E) = 0$$
$$\Longrightarrow -V_{CC} + R_B(I_B) + V_{BE} + R_E(1+\beta)(I_B) = 0$$
$$\Longrightarrow I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + (1+\beta)R_E}$$
$$\Longrightarrow I_E = (1+\beta)I_B \quad , \quad I_C = (\beta)\, I_B$$
$$\text{kvl2}: -V_{CC} + R_C(I_C) + V_{CE} + R_E(I_E) = 0$$
$$V_{CE} = V_{CC} - R_C(I_C) - R_E(I_E)$$
$$V_E = R_E(I_E) \quad , V_B = V_{BE} + V_E \quad , V_C = V_E + V_{CE}$$

مثال: در مدار تغذیه ثابت در شرایط $\beta = 50$ و $V_{BE} = 0.7v$ نقطه کار و ولتاژ پایه‌های ترانزیستور را بدست آورید



$$kvl1: -12 + 118k(I_B) + 0.7 + 200(I_E) = 0$$
$$\Longrightarrow -12 + 118k(I_B) + 0.7 + 200(1+50)(I_B) = 0$$
$$\Longrightarrow I_B = \frac{12 - 0.7}{118k + (1+50)0.2k} = 88.1\mu A$$
$$I_E = (1+\beta)I_B = (1+50) \times 88.1\mu A = 4.493mA$$
$$\Longrightarrow I_C = (\beta)\, I_B = 50 \times 88.1\mu A = 4.41mA$$
$$\text{kvl2}: -12 + 1.2k(4.41mA) + V_{CE} + 0.2k(4.493mA) = 0$$
$$V_{CE} = 12 - 1.2k(4.41mA) - 0.2k(4.493mA) = 5.81v$$
$$V_E = 0.2k(4.493mA) = 0.8986v$$
$$V_B = 0.7 + 0.89 = 1.598v \quad , V_C = 0.89 + 5.81 = 6.7v$$

بایاس خودکار یا اتوماتیک: جهت بهبود پایداری حرارتی از مدار زیر استفاده می شود.



برای محاسبه I_B باید $kvl1$ در ورودی زد

$$kvl1: -V_{CC} + R_C(I_C + I_B) + R_B(I_B) + V_{BE} = 0$$

$$\Rightarrow I_E = I_C + I_B = (1+\beta)I_B \quad , \quad I_C = (\beta)\, I_B$$

$$\Rightarrow I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + (1+\beta)R_C}$$

$$\Rightarrow I_E = (1+\beta)I_B \quad , \quad I_C = (\beta)\, I_B$$

* برای محاسبه V_{CE} باید $kvl2$ در خروجی زد

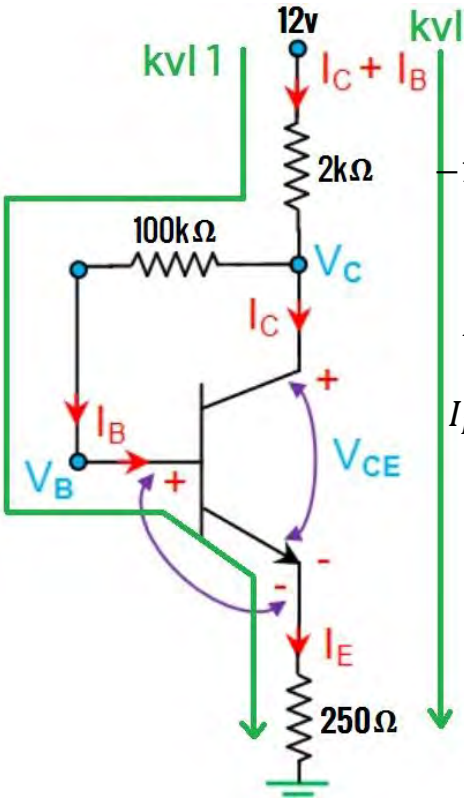
$$\text{kvl2}: -V_{CC} + R_C(I_C + I_B) + V_{CE} = 0$$

$$V_{CE} = V_{CC} - R_C(I_C + I_B)$$

$$V_E = 0 \quad , V_B = V_{BE} \quad , V_C = V_{CE}$$

در این مدار $I_C = (\beta)\, I_B + I_{CEo}$ با افزایش دما، I_{CEo} افزایش یافته و I_C زیاد می‌گردد. این امر باعث کاهش V_C شده و به دنبال آن کاهش I_B را خواهیم داشت که خود نیز باعث کاهش I_C می‌گردد. پس نوعی تثبیت I_C در برابر تغییر دما بوجود می‌آید. ولی مسئله تغییر I_C به خاطر تغییرات β همچنان وجود دارد.

مثال: در مدار تغذیه اتوماتیک در شرایط $\beta = 100$ و $V_{BE} = 0.6\ v$ نقطه کار و ولتاژ پایه‌های ترانزیستور را بدست آورید.



$$kvl1: -V_{CC} + R_C(I_C + I_B) + R_B(I_B) + V_{BE} + R_E(I_E) = 0$$

$$-12 + 2k(1+100)I_B + 100k(I_B) + V_{BE} + 0.25k(1+100)I_B = 0$$

$$\Rightarrow I_E = I_C + I_B = (1+\beta)I_B \quad , \quad I_C = (\beta)\, I_B$$

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + (1+\beta)(R_C + R_E)} = \frac{12 - 0.6}{100k + (101)(2.25k)} = 34.8\mu A$$

$$I_E = (101)34.8\mu A = 3.51mA, I_C = (100)\ 34.8\mu A = 3.45mA$$

$$\text{kvl2}: -V_{CC} + R_C(I_C + I_B) + V_{CE} + R_E(I_E) = 0$$

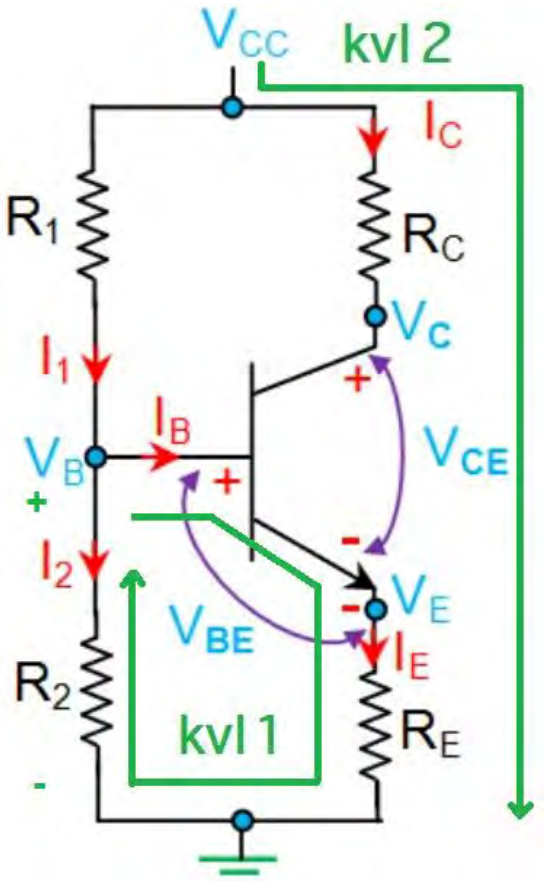
$$-12 + 2k(3.51mA) + V_{CE} + 0.25k(3.51mA) = 0$$

$$V_{CE} = 12 - 7.02 - 0.8775 = 4.1v$$

$$V_E = 0.877v \quad , V_B = 0.6 + 0.87 = 1.47v$$

$$V_C = 4.1 + 0.87 = 4.97$$

بایاس سرخود (مستقل از بتا): به دو روش تقریبی و دقیق محاسبه می‌شود



الف) تقریبی : اول از جریان بیس صرف نظر می‌کنیم. $I_B = 0$

یعنی R_2 و R_1 سری باشند. $I_1 = I_2$

$$V_B = \frac{V_{CC} \times R_2}{R_1 + R_2}$$

سپس V_B محاسبه کرده و از آن I_E را بدست می‌آوریم

$$kvl1: -V_B + V_{BE} + R_E(I_E) = 0$$

از I_E جریان بیس را محاسبه می‌کنیم

$$I_E = \frac{V_B - V_{BE}}{R_E} \Rightarrow I_B = \frac{I_E}{(1+\beta)}$$

$$I_C = (\beta)\, I_B$$

$$\text{kvl2}: -V_{CC} + R_C(I_C) + V_{CE} + R_E(I_E) = 0$$

$$V_{CE} = V_{CC} - R_C(I_C) - R_E(I_E)$$

$$V_E = R_E(I_E) \quad , V_B = V_{BE} + V_E \quad , V_C = V_E + V_{CE}$$

بایاس سرخود بیشتر از موارد دیگر به کار می‌رود، زیرا در آن هم پایداری حرارتی و هم پایداری β در نظر گرفته می‌شود. در زیر روند پایداری حرارتی را ملاحظه می‌کنید.

$$T \nearrow I_{CEo} \nearrow I_C \nearrow V_E \nearrow V_{BE} \searrow I_B \searrow I_C \searrow$$

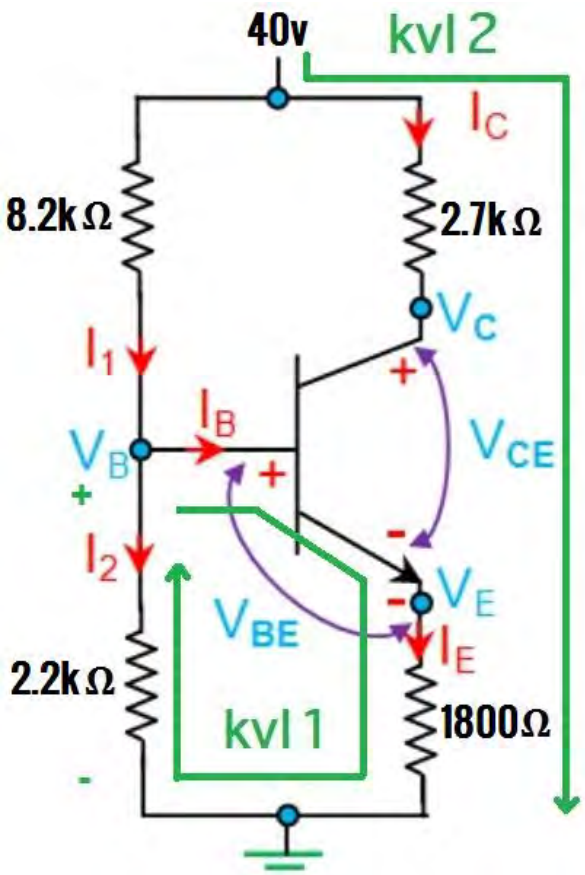
که در بالا نیز گفتیم:

$$V_B = \frac{V_{CC} \times R_2}{R_1 + R_2} \Rightarrow I_C \approx I_E = \frac{V_B - V_{BE}}{R_E}$$

همانطور که ملاحظه می‌شود، این جریان مستقل از β است. در عمل برای برقراری شرایط فوق کافی است، جریان مقاومت‌های بایاس بیش از ۱۰ برابر جریان بیس باشد.

$$I_{R_{1,2}} = \frac{V_{CC}}{R_1 + R_2} \geq 10 I_B$$

مثال: در مدار تغذیه سرخود در شرایط $\beta = 120$ و $V_{BE} = 0.7\ v$ نقطه کار و ولتاژ پایه‌های ترانزیستور را بدست آورید.



$$V_B = \frac{40 \times 2.2k}{8.2k + 2.2k} = 8.46v$$

سپس V_B محاسبه کرده و از آن I_E را بدست می‌آوریم

$$kvl1: -8.46 + 0.7 + 1.8k(I_E) = 0$$

از I_E جریان بیس را محاسبه می‌کنیم

$$I_E = \frac{8.46 - 0.7}{1.8k} = 4.31\text{mA}\ ,\ I_B = \frac{4.31mA}{(1 + 120)} = 35.6\mu A$$

$$I_C = (\beta)\ I_B = 120\ \times\ 35.6\mu A = 2.27mA$$

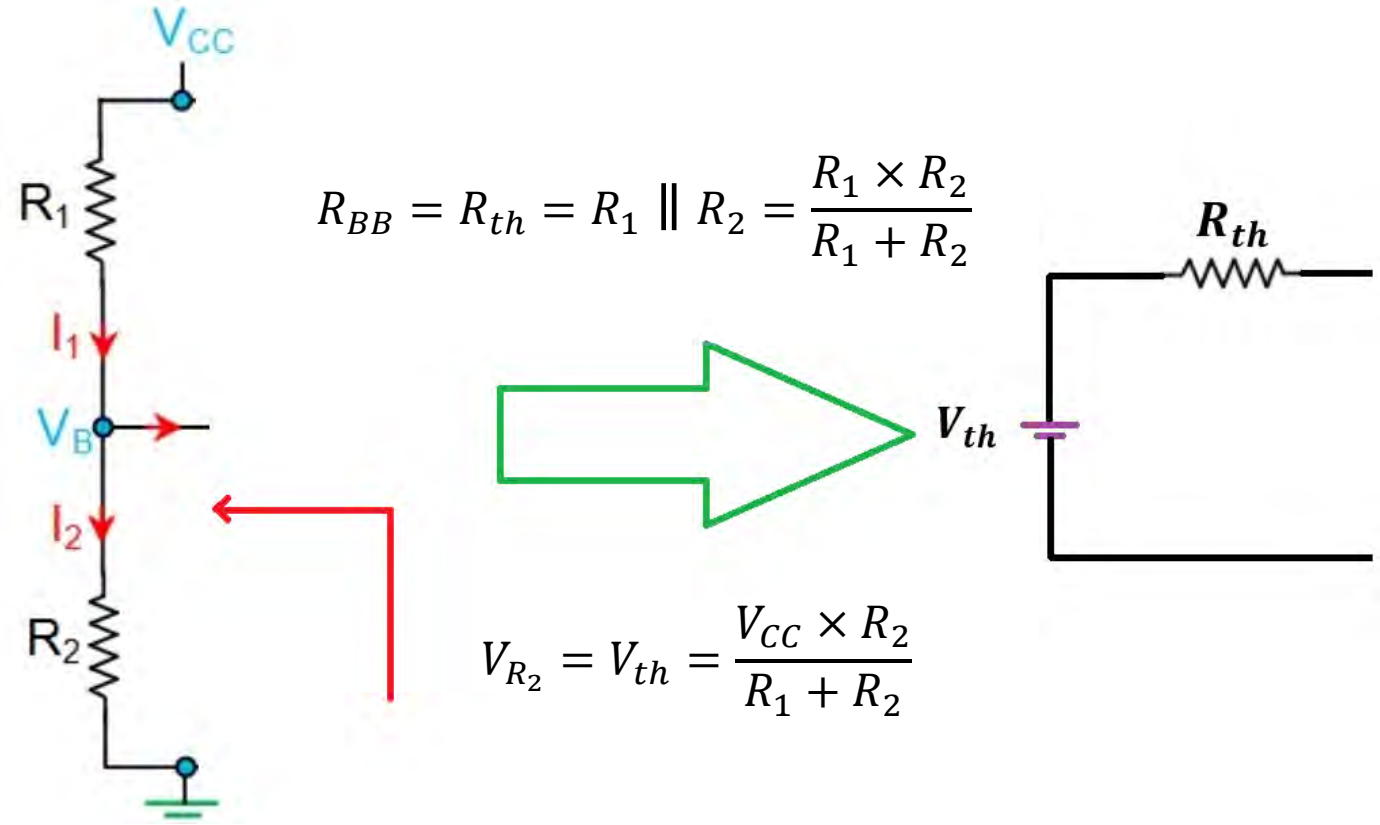
$$\text{kvl2: } -40 + 2.7k(2.27mA\ ) + V_{CE} + 1.8k(4.31\text{mA}) = 0$$

$$V_{CE} = 40 - 6.129 - 7.75 = 26.12v$$

$$V_E = 7.75v\ \ ,V_B = 0.7 + 7.75 = 8.45v$$

$$V_C = 7.75 + 26.12 = 33.87$$

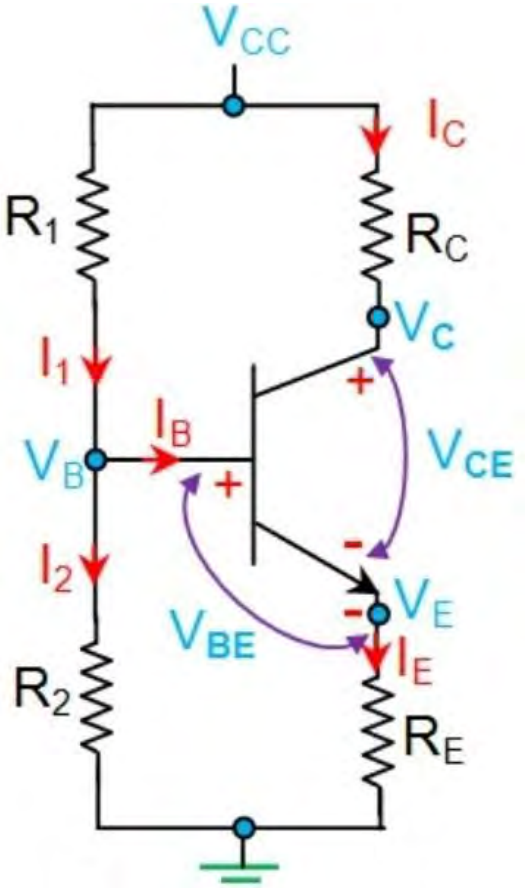
روش دقیق: برای محاسبات دقیق‌تر و یا برقراری شرط فوق بگونه‌ای دیگر از مدار معادل تونن استفاده می‌کنیم

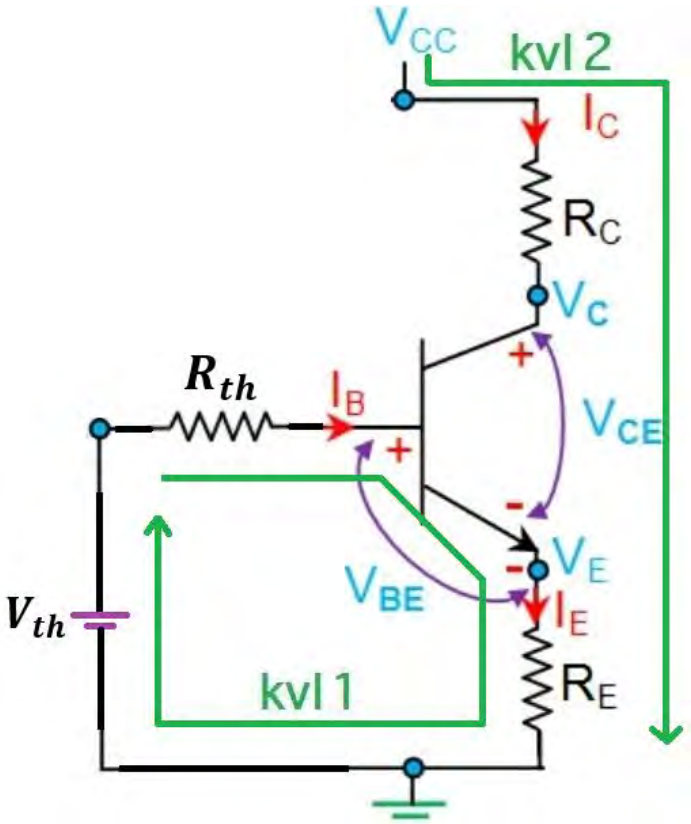


$$R_{BB} = R_{th} = R_1 \parallel R_2 = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2}$$

$$V_{R_2} = V_{th} = \frac{V_{CC} \times R_2}{R_1 + R_2}$$

روش دقیق:





$$\begin{cases} R_{BB} = R_{th} = \dfrac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2} \\ V_{R_2} = V_{th} = \dfrac{V_{CC} \times R_2}{R_1 + R_2} \end{cases}$$

$$kvl1: -V_{th} + R_{th}(I_B) + V_{BE} + R_E(I_E) = 0$$

$$\Longrightarrow -V_{th} + R_{th}(I_B) + V_{BE} + R_E(1+\beta)(I_B) = 0$$

$$\Longrightarrow I_B = \frac{V_{th} - V_{BE}}{R_{th} + (1+\beta)R_E}$$

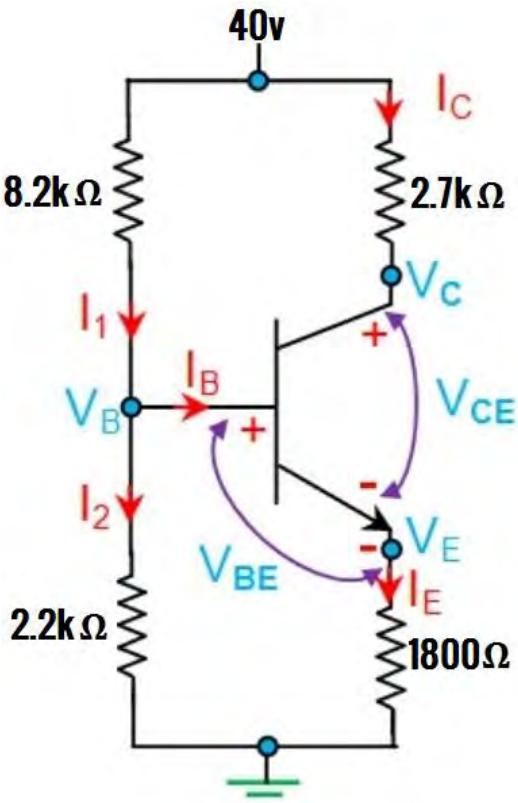
$$\Longrightarrow I_E = (1+\beta)I_B \quad , \quad I_C = (\beta)\, I_B$$

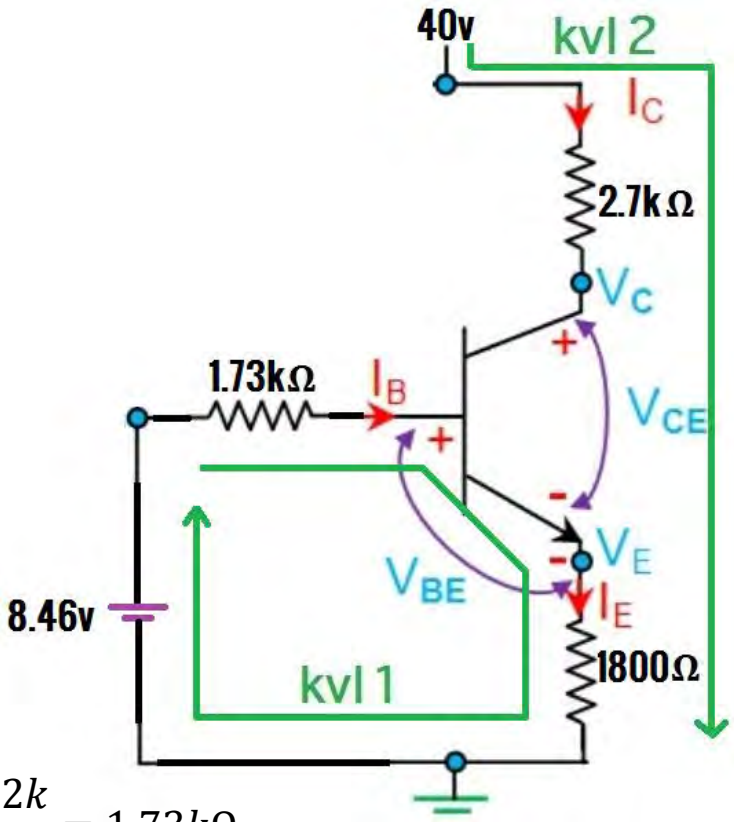
$$\text{kvl2}: -V_{CC} + R_C(I_C) + V_{CE} + R_E(I_E) = 0$$

$$V_{CE} = V_{CC} - R_C(I_C) - R_E(I_E)$$

$$V_E = R_E(I_E) \quad , V_B = V_{BE} + V_E \quad , V_C = V_E + V_{CE}$$

مثال: در مدار تغذیه سرخود در شرایط $\beta = 120$ و $V_{BE} = 0.7\ v$ نقطه کار و ولتاژ پایه‌های ترانزیستور را بدست آورید.





$$\begin{cases} R_{BB} = R_{th} = \dfrac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2} = \dfrac{8.2k \times 2.2k}{8.2k + 2.2k} = 1.73k\Omega \\ V_{R_2} = V_{th} = \dfrac{V_{CC} \times R_2}{R_1 + R_2} = \dfrac{40v \times 2.2k}{8.2k + 2.2k} = 8.46v \end{cases}$$

$$kvl1: -8.46 + 1.73k(I_B) + 0.7 + 1.8k(I_E) = 0$$

$$-8.46 + 1.73k(I_B) + 0.7 + 1.8k(1 + 120)(I_B) = 0$$

$$I_B = \frac{8.46 - 0.7}{1.73k + (1 + 120)1.8k} = 35.34\mu A$$

$$I_E = (121)35.34\mu A = 4.28mA \quad , \quad I_C = (120)\ 35.34\mu A = 4.24mA$$

$$\text{kvl2}: -40 + 2.7k(4.24mA) + V_{CE} + 1.8k(4.28mA) = 0$$

$$V_{CE} = 40 - 11.448 - 7.70 = 20.85$$

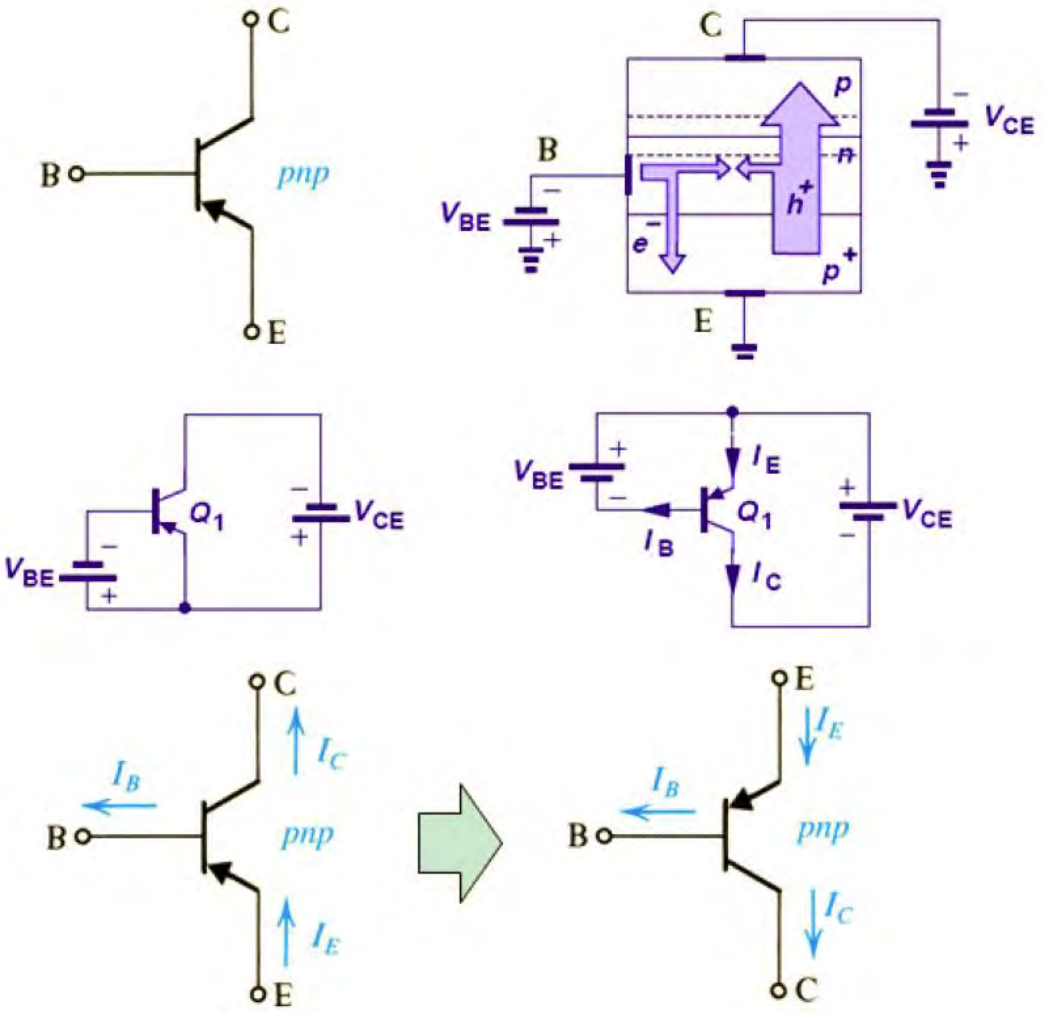
$$V_E = 7.70\ ,\ V_B = 0.7 + 7.70 = 8.4v\ ,\ V_C = 7.70 + 20.85 = 28.55$$

برای اینکه جریان امیتر به β بستگی نداشته باشد، باید داشته باشیم:

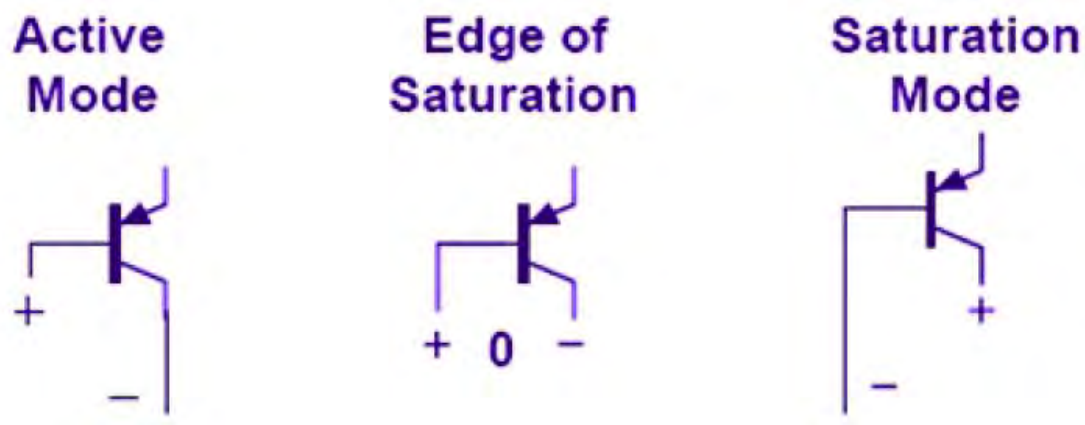
$$R_E \gg \frac{R_{th}}{1 + \beta} \Rightarrow R_E \geq 10\frac{R_{th}}{1 + \beta} \Rightarrow R_{th} \leq \frac{\beta_{min} R_E}{10}$$

ترانزیستور PNP

کافی است که نوع نیمه هادی نواحی امیتر، کلکتور و بیس را برعکس کنیم. با این کار ترانزیستور PNP ایجاد می شود. تمام مفاهیمی که در مورد ترانزیستور NPN گفته شد به سادگی می توان به ترانزیستور PNP تعمیم داد با این استثناء که پتانسیل امیتر از پتانسیل بیس بیشتر و پتانسیل بیس نیز از پتانسیل کلکتور بیش تر است.



$$I_C = (\beta)\, I_B \quad , \quad I_B = \frac{I_C}{\beta} \quad , \quad I_C = I_E - I_B \quad , \quad V_E = V_B + V_{BE}$$



پایان جلسه هشتم

روزگار خوشی را برای شما آرزومندم.

محمد اعرابیان

محمد اعرابیان

جزوه درس الکترونیک کاربردی

جلسه نهم

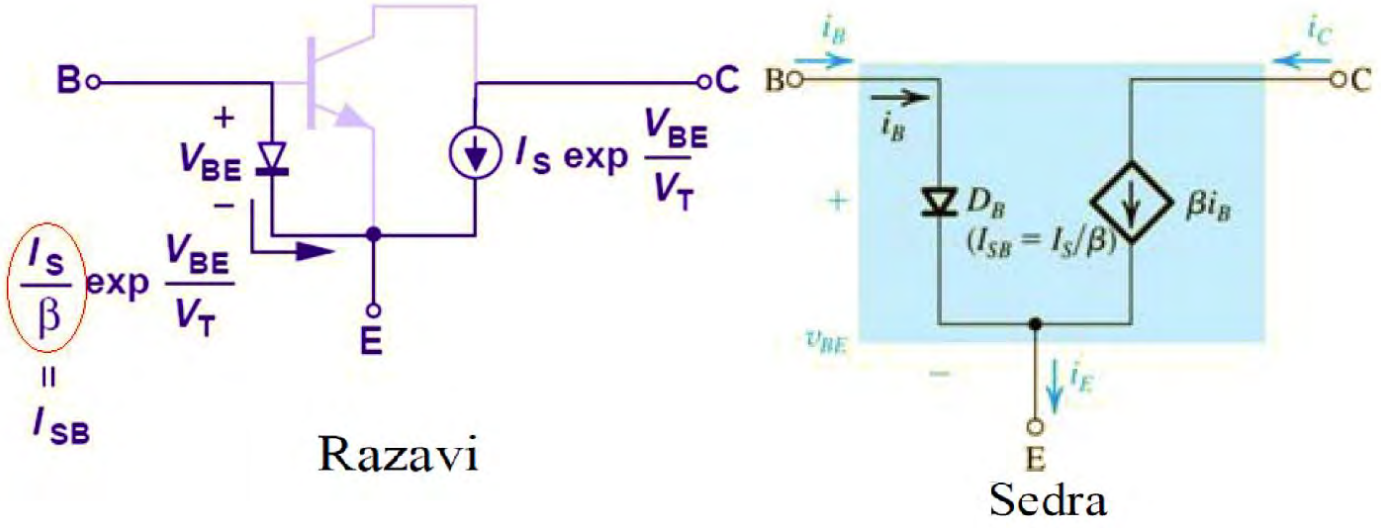
برای جزئیات بیشتر **اسکن کنید**

نسخه ۱.۱ | تهیه شده در بهمن ۱۴۰۰

تمامی حقوق این جزوه برای **محمد اعرابیان** محفوظ است.

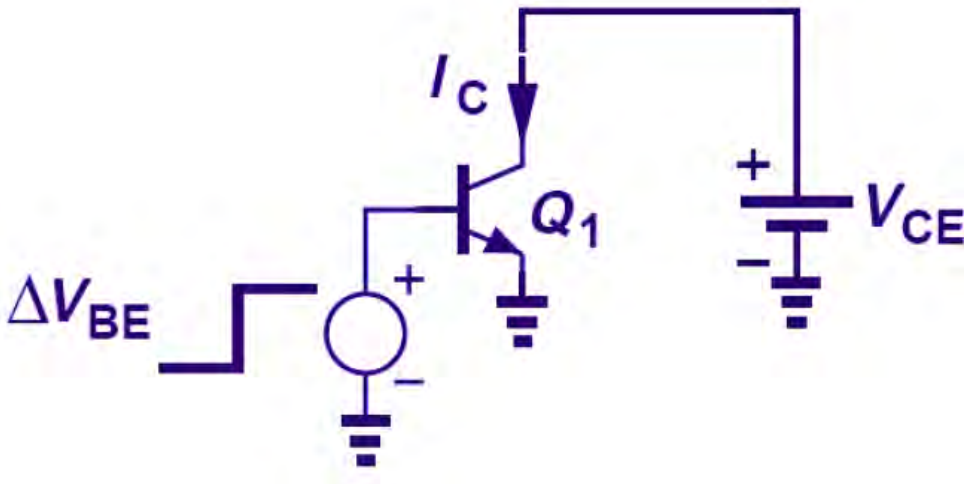
مدل سیگنال بزرگ ترانزیستور

در این مدل یک دیود بین بیس و امیتر قرار دارد. همچنین یک منبع جریان کنترل شده با ولتاژ بین کلکتور و امیتر قرار دارد.



هدایت انتقالی g_m

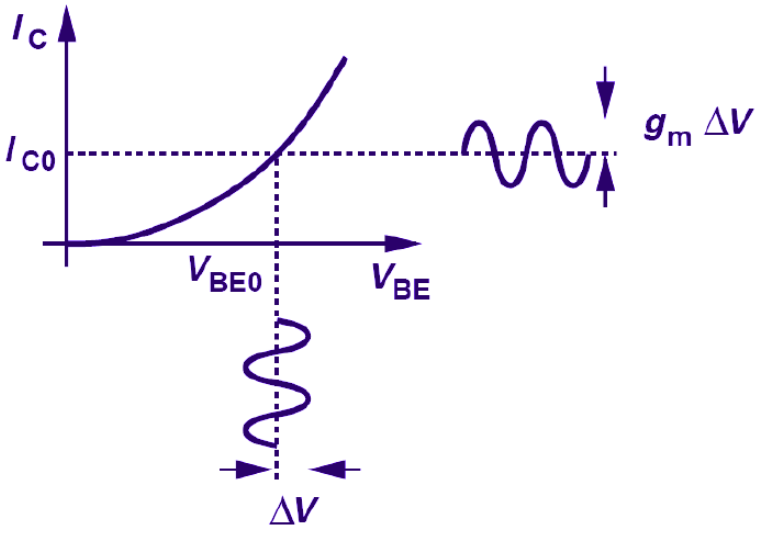
هدایت انتقالی ترانزیستور (g_m) به عنوان یک معیار مطرح است و نشان می دهد که آن ترانزیستور به چه میزان می تواند ولتاژ را به جریان تبدیل کند. g_m یکی از مهمترین پارامترهای ترانزیستور در طراحی مدار است.



$$g_m = \frac{dI_C}{dV_{BE}} \Rightarrow g_m = \frac{d}{dV_{BE}}\left(I_S \cdot e^{V_{BE}/V_t}\right)$$

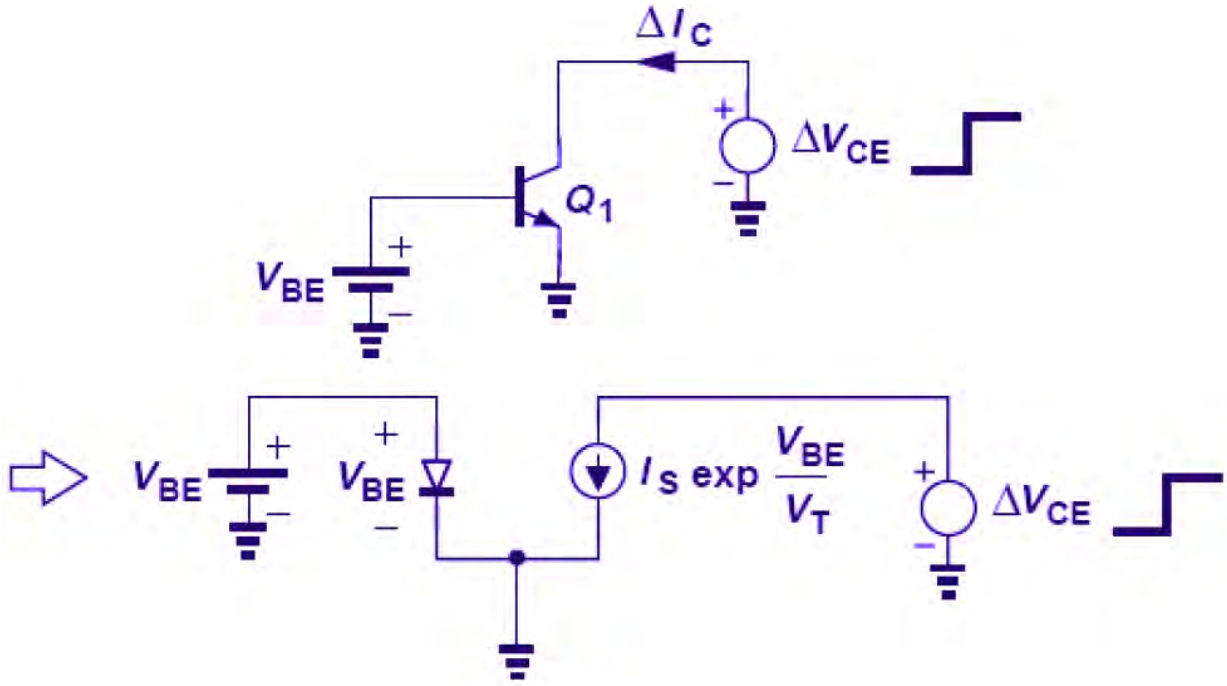
$$g_m = \frac{1}{V_T}\left(I_S \cdot e^{V_{BE}/V_t}\right) \Rightarrow g_m = \frac{I_C}{V_T}$$

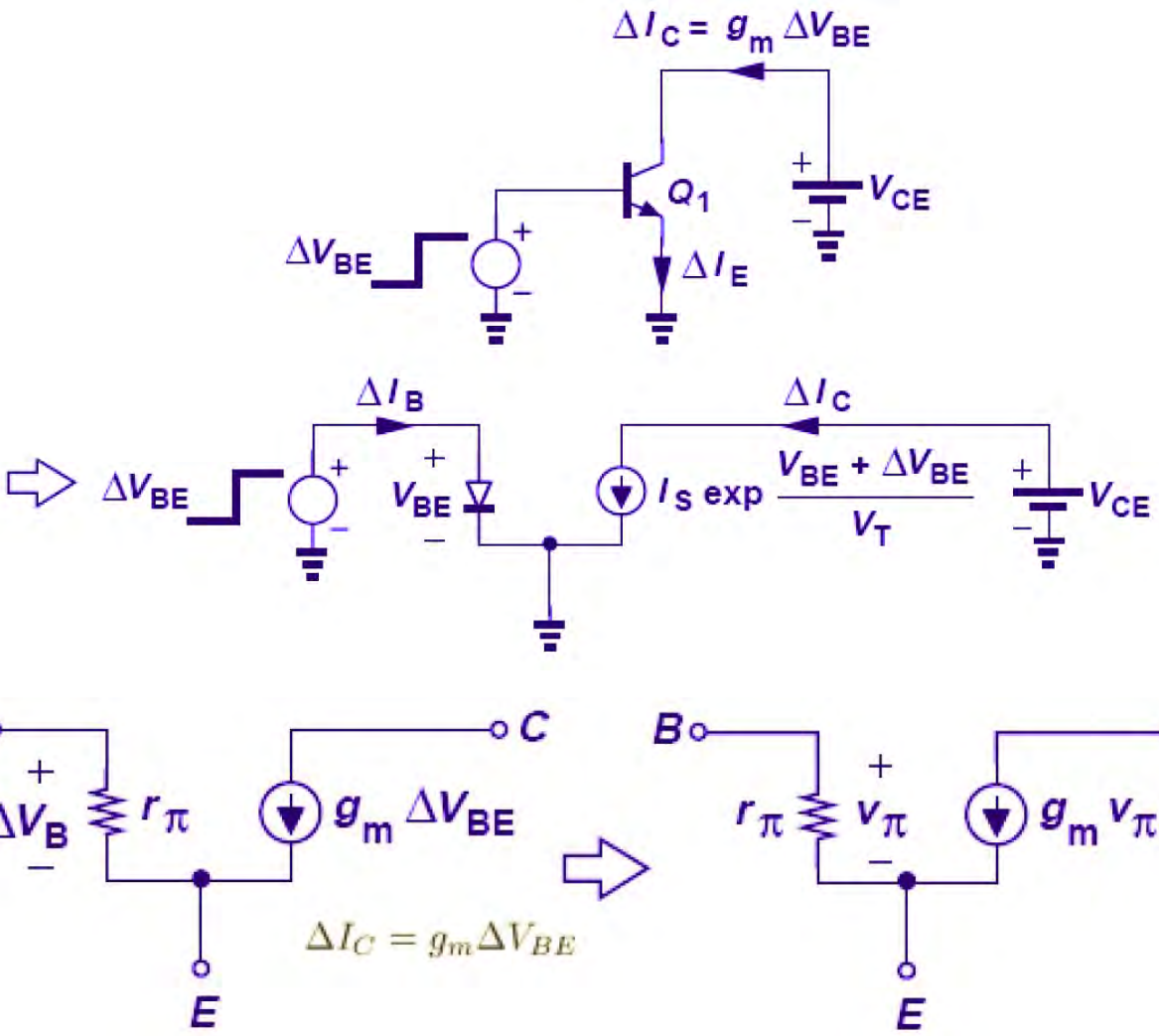
g_m بیانگر شیب منحنی I_C برحسب V_{BE} در نقطه کار ترانزیستور است. هر چه مقدار I_C بیشتر باشد شیب منحنی بیشتر و به تبع آن مقدار g_m بیشتر می شود.

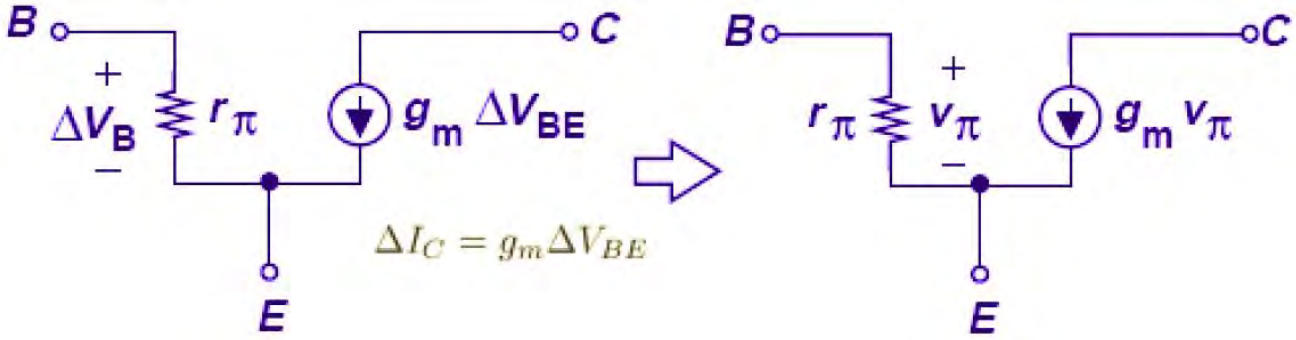


استخراج مدل سیگنال کوچک ترانزیستور

به منظور استخراج مدل سیگنال کوچک ولتاژ یکی از پایه های ترانزیستور را ثابت و ولتاژ پایه دیگر را به اندازه کوچکی تغییر می دهیم، سپس تغییرات جریان را در تمام پایه های ترانزیستور مورد بررسی قرار می دهیم. نهایتا سعی می کنیم این تغییرات را با مقاومت و یا منابع وابسته توصیف کنیم.

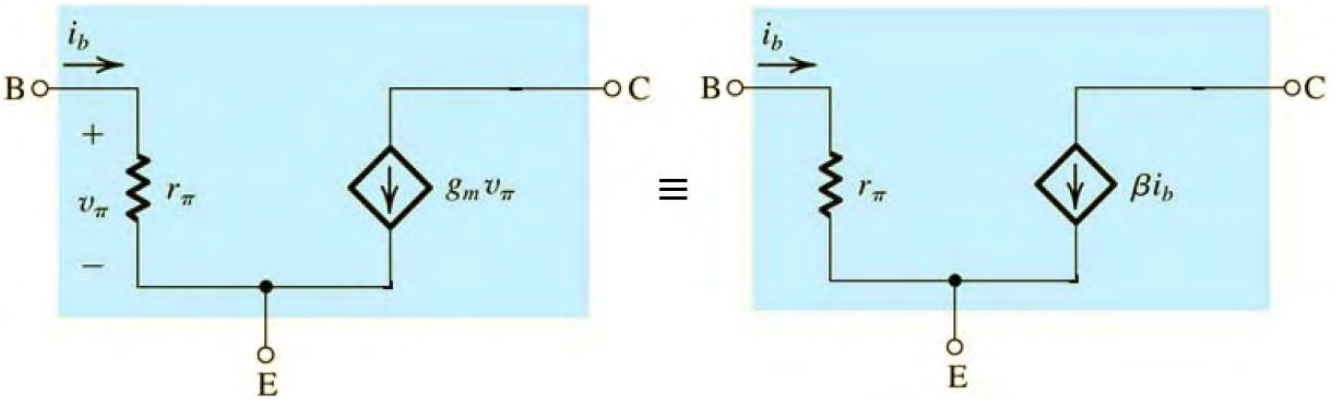






$$\Delta I_B = \frac{\Delta I_C}{\beta} = \frac{g_m \Delta V_{BE}}{\beta}$$

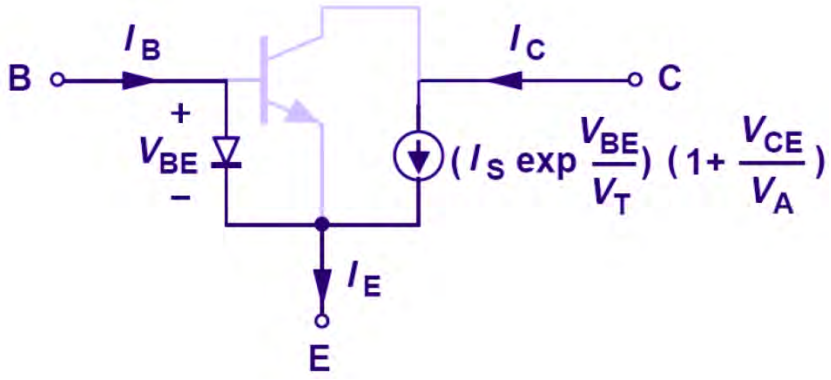
$$\Rightarrow r_\pi = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B} = \frac{\beta}{g_m}$$

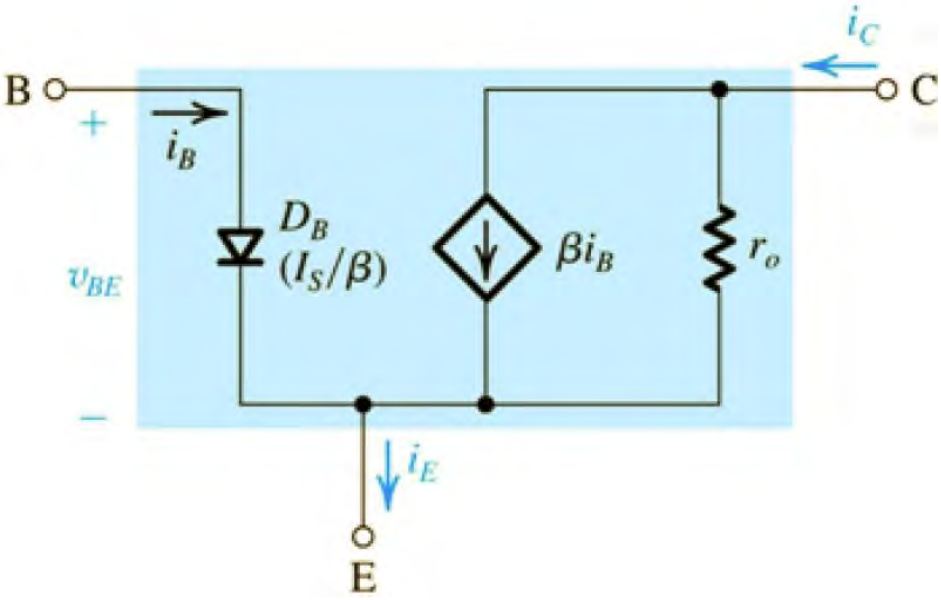


در نتیجه:

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} \quad , \quad r_\pi = \frac{\beta}{g_m}$$

مدل سیگنال بزرگ با لحاظ اثر ارلی

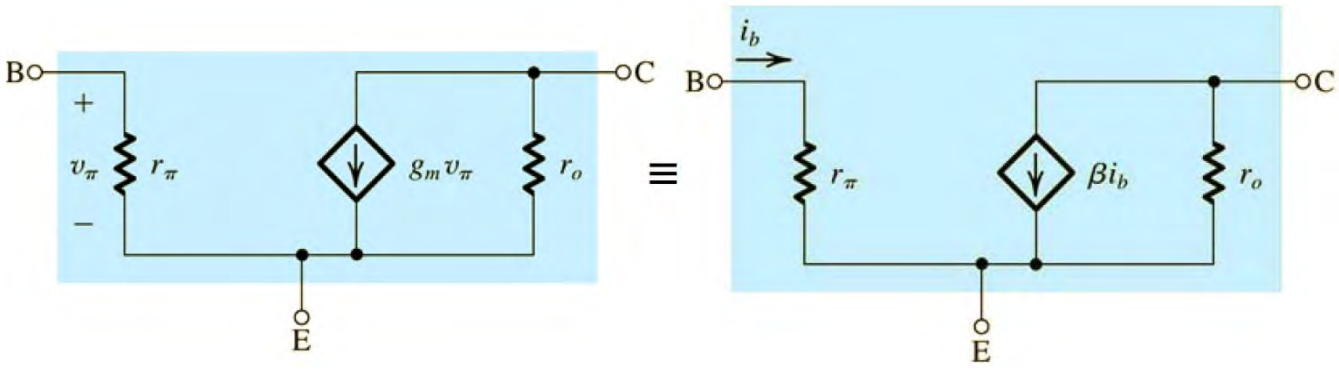




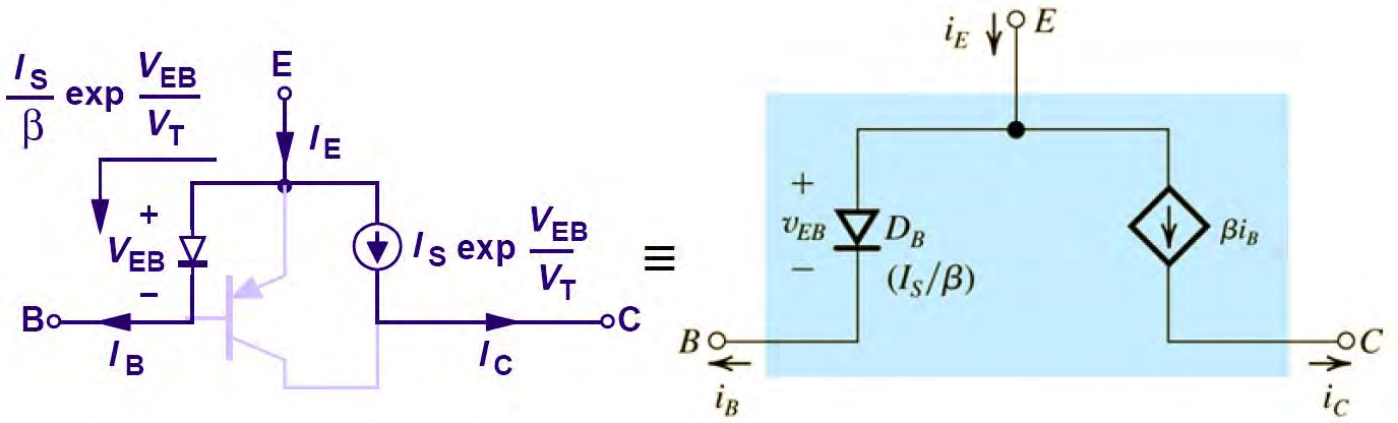
$$\Longrightarrow I_c = I_S \cdot e^{V_{BE}/V_t} \times \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A}\right), I_B = \frac{1}{\beta} I_S \cdot e^{V_{BE}/V_t}, I_E = I_C + I_B$$

$$\Longrightarrow I_c = \beta I_B \times \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A}\right) = \beta I_B + \frac{V_{CE}}{\frac{V_A}{\beta I_B}} = \beta I_B + \frac{V_{CE}}{r_o}$$

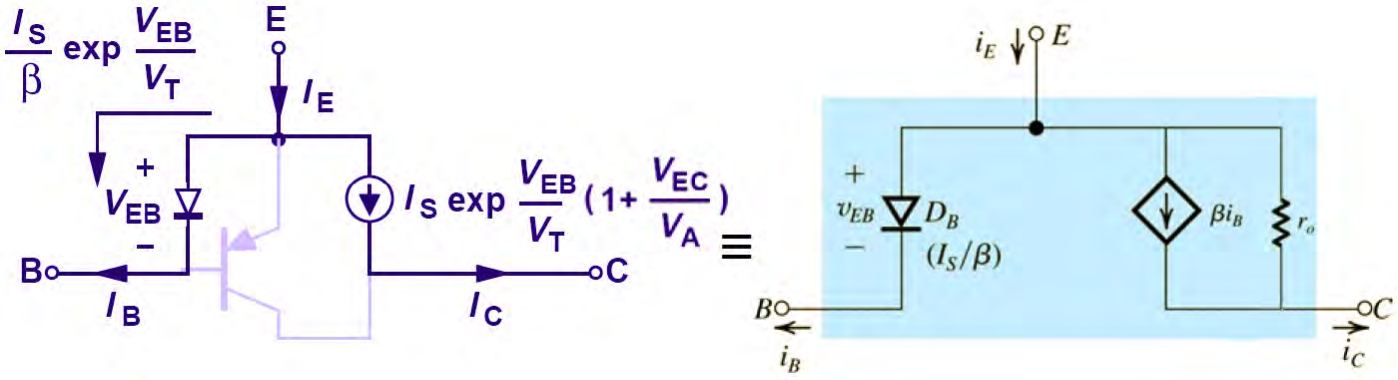
$$r_o \approx \frac{V_A}{\beta I_B} \approx \frac{V_A}{I_C} \xrightarrow{\text{می توان نوشت}} r_o = \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_C} \approx \frac{V_A}{I_S \cdot e^{V_{BE}/V_t}} \approx \frac{V_A}{I_C}$$



مدل سیگنال بزرگ ترانزیستور PNP



با در نظر گرفتن اثر ارلی



$$\Longrightarrow I_c = I_S \cdot e^{V_{BE}/V_t} \times \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A}\right), I_B = \frac{1}{\beta} I_S \cdot e^{V_{BE}/V_t}, I_E = I_C + I_B$$

$$\Longrightarrow I_c = \beta I_B \times \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A}\right) = \beta I_B + \frac{V_{CE}}{\frac{V_A}{\beta I_B}} = \beta I_B + \frac{V_{CE}}{r_o}$$

$$r_o \approx \frac{V_A}{\beta I_B} \approx \frac{V_A}{I_C} \xrightarrow{\text{می توان نوشت}} r_o = \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_C} \approx \frac{V_A}{I_S \cdot e^{V_{BE}/V_t}} \approx \frac{V_A}{I_C}$$

تقویت کننده های ترانزیستوری

یکی از مهمترین کاربردهای ترانزیستور BJT تقویت سیگنال‌های AC با دامنه کوچك است. بدین منظور بایستي ابتدا ترانزیستور در ناحیه هدایت (فعال) قرار گیرد. پس در تحلیل مدارهای ترانزیستوری هر دو مؤلفه DC و AC وجود دارد. بنابراین لازم است که تفکیک های مشخصی برای آن‌ها تدوین گردد.

معمولا از قراردادهای ذیل استفاده می شود :

۱) هر گاه اسم و اندیس یك پارامتر بزرگ نوشته شود، فقط مؤلفه DC را بیان می‌کند.

۲) هر گاه اسم و اندیس یك پارامتر کوچك نوشته شود، فقط مؤلفه AC را بیان می‌کند.

۳) هر گاه اسم و اندیس یك پارامتر به ترتیب کوچك و بزرگ نوشته شوند، هردو مؤلفه DC و AC را بیان می‌کند.

به عبارت دیگر چون مدار خطی است، مجموع دو مؤلفه را نشان می دهد.

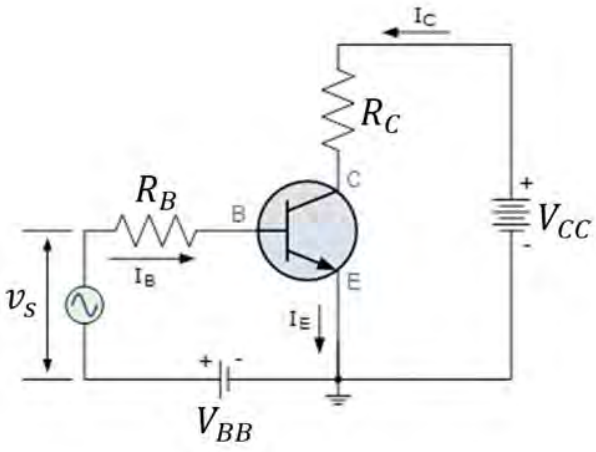
مقادیر DC: $I_C\ ,I_E\ ,I_B\ ,V_{BE}\ ,V_{CE}$

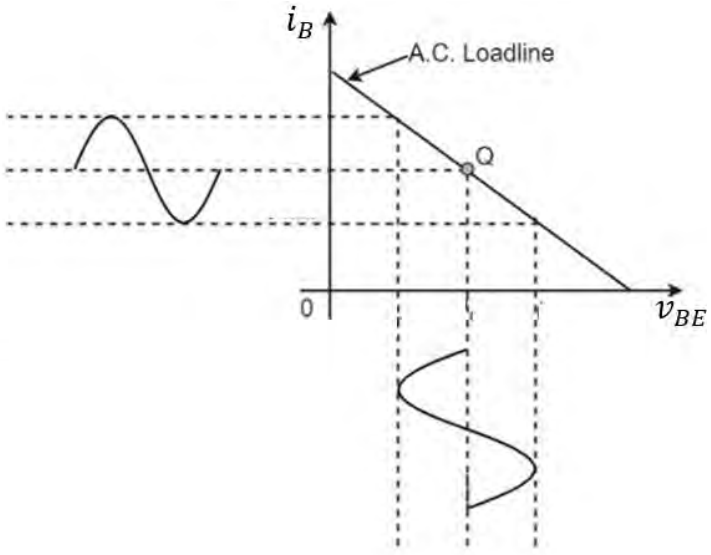
مقادیر AC: $i_c\ ,i_e\ ,i_b\ ,v_{be}\ ,v_{ce}$

مجموع مقادیر DC و AC (مقادیر لحظه‌ای): $i_C\ ,i_E\ ,i_B\ ,v_{BE}\ ,v_{CE}$

معمولا دامنه یك مؤلفه سینوسی را با اسم بزرگ و اندیس کوچك نمایش می‌دهند. $I_b \sin \omega t$

چون هر دو مشخصه ورودی و خروجی ترانزیستور غیر خطی است، برای اینکه بتوان آن را به عنوان عنصر خطی بکار برد، لازم است که سیگنال AC بکار رفته دامنه بسیار کوچکی داشته باشد.

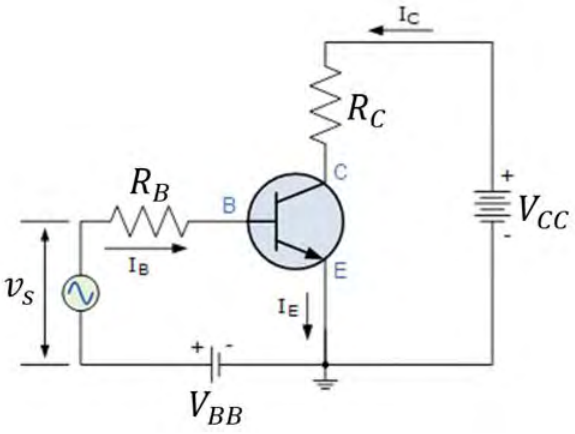


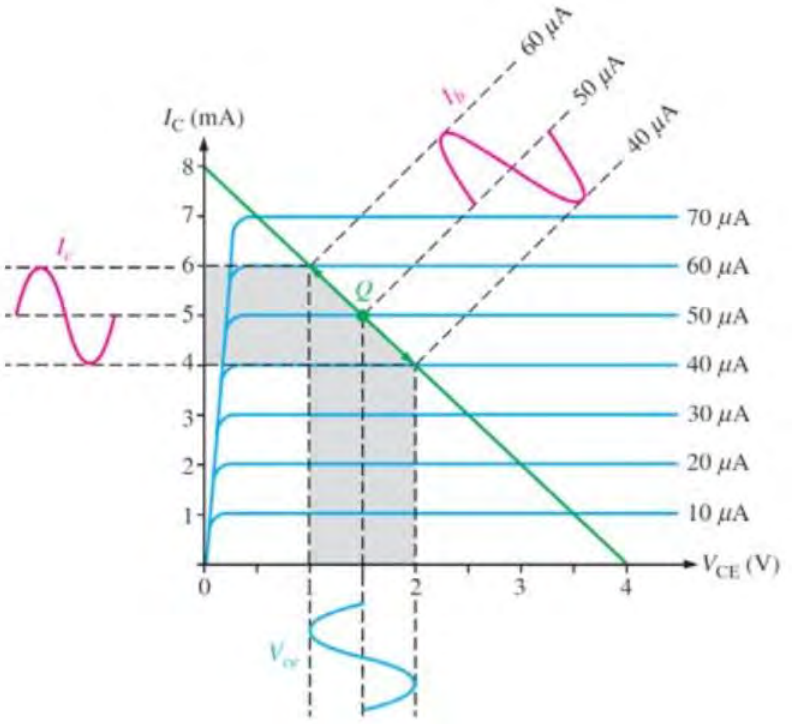


خط بار DC ورودی $$V_{BB} = R_B\ I_B + V_{BE}$$

$$v_s = R_B\ i_b + v_{be}$$

خط بار AC ورودی $$v_s = R_B(i_B - I_B) + (v_{BE} - V_{BE})$$





خط بار DC خروجی $$V_{CC} = R_C\, I_C + V_{CE}$$

منبع AC به خروجی متصل نیست $$0 = R_C\, i_c + v_{ce}$$

خط بار AC خروجی $$0 = R_C(i_c - I_C) + (v_{CE} - V_{CE})$$

نکته: خط بار AC از نقطه کار می‌گذرد. همانطور که مشاهده نمودید، سیگنال کوچك ورودی با دامنه چند میلی ولت به سیگنال بزرگ خروجی در کلکتور با دامنه چند ولت تبدیل می‌شود. پس تقویت سیگنال انجام شده است. چند سؤال در اینجا مطرح می‌شود:

۱) بزرگترین ولتاژی که در خروجی یك تقویت کننده می‌توان بدست آورد، به چه عواملی محدود می‌شود؟

همانطور که در مدار شکل قبل ملاحظه می‌کنید ، ماکزیمم و مینیمم جریان و ولتاژ کلکتور به اشباع و قطع ترانزیستور مربوط می‌شود.

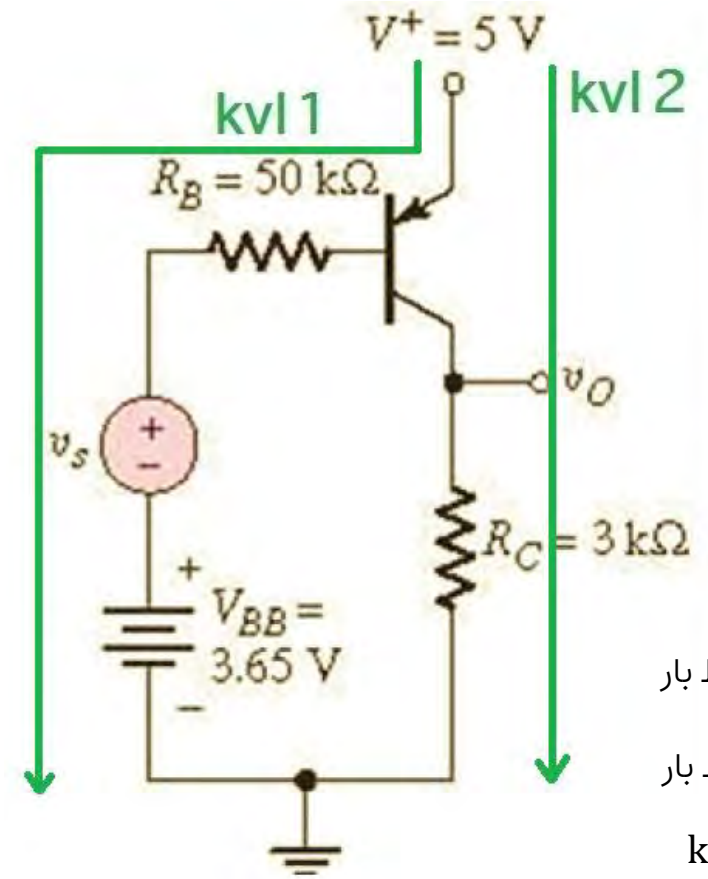
۲) بزرگترین ولتاژی که در خروجی یك تقویت کننده می‌توان بدست آورد، چگونه محاسبه می‌شود؟

هر چقدر نقطه کار به قسمت بالایی خط بار AC نزدیك باشد، ترانزیستور زودتر به اشباع می‌رود و هر چقدر نقطه کار به قسمت پائینی خط بار AC نزدیك باشد، ترانزیستور زودتر به قطع می‌رود، پس محل نقطه کار در میزان ماکزیمم سیگنال خروجی مؤثر است.

عامل مهم دیگر قدر مطلق شیب خط بار AC است. بیشتر بودن این پارامتر سبب می‌شود، ترانزیستور زودتر به قطع برود و کمتر بودن آن باعث دیرتر رفتن به قطع ترانزیستور می‌شود.

با توجه به محل نقطه کار و خط بار AC تعیین می‌شود.

مثال: برای شکل زیر محل نقطه کار ، خط بار AC و شیب خط بار در شرایط $\beta = 80$ و $V_{EB} = 0.7\ v$ و $V_A = \infty$ بدست آورید.



$$kvl1: -V_{CC} + V_{EB} + R_B(I_B) + V_{BB} = 0$$

$$kvl1: -5 + 0.7 + +50k(I_B) + 3.65 = 0$$

$$\Rightarrow I_B = \frac{5 - 0.7 - 3.65}{50k} = 13\mu A$$

$$\Rightarrow I_E = (1 + 80)13\mu A = 1.053mA$$

$$\Rightarrow I_{C_Q} = (80)\ 13\mu A = 1.04mA$$

خط بار $\text{kvl2}: -V_{CC} + V_{EC} + R_C(I_C) = 0$

$$\text{kvl2} - 5 + V_{EC} + 3k(I_C) = 0$$

خط بار $\Rightarrow V_{EC} = 0 \rightarrow I_{C_{V_{EC}=0}} = \frac{5}{3k} = 1.66mA$

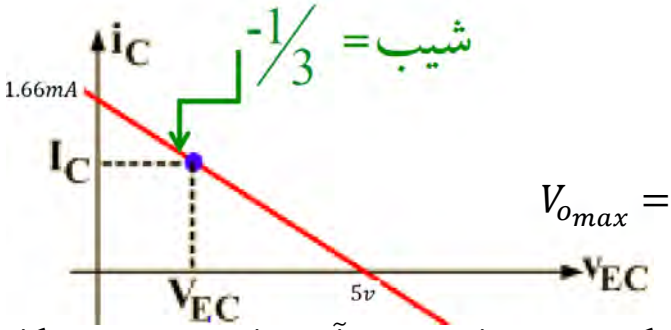
خط بار $\Rightarrow I_C = 0 \rightarrow V_{EC_{I_C=0}} = 5v$

$$\text{kvl2}: -V_{CC} + V_{EC_Q} + R_C(I_C) = 0$$

$$\text{kvl2}: -5 + V_{EC_Q} + 3k(1.04mA\ ) = 0$$

$$V_{EC_Q} = 5 - 3.12 = 1.88v$$

$$V_{o_{max}} = V_P = V_{EC_Q} = 1.88\ , V_{P-P} = 1.88 \times 2 = 3.76$$



۳) برای بهبود بزرگترین ولتاژی که در خروجی یك تقویت کننده می توان بدست آورد، باید چه تدبیری بکار برد؟ بایستی نقطه کار وسط خط بار AC باشد.

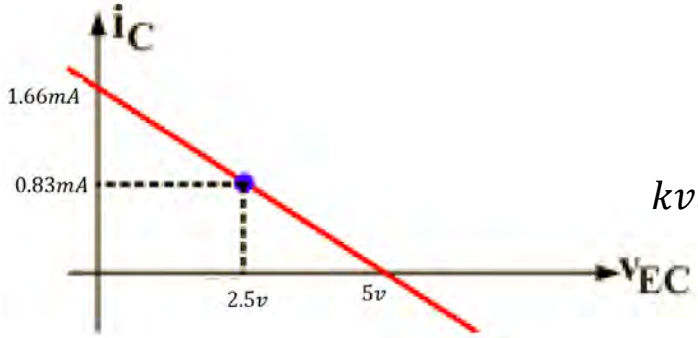
مثال: در مثال قبل مقاومت R_B چقدر باشد تا ماکزیمم سوئینگ متقارن ممکن در خروجی ایجاد گردد؟ در این صورت این ماکزیمم مقدار چقدر است؟

نقطه کار وسط خط بار AC باشد. $\text{kvl2}: -V_{CC} + V_{EC} + R_C(I_C) = 0$

$$\text{kvl2} - 5 + V_{EC} + 3k(I_C) = 0$$

خط بار $\Rightarrow I_C = 0 \rightarrow V_{EC_{I_C=0}} = 5v \Rightarrow$ نقطه کار وسط $\rightarrow \frac{5v}{2} = 2.5v$

$$\text{kvl2} - 5 + 2.5 + 3k(I_C) = 0 \Rightarrow I_C = \frac{2.5}{3k} = 0.83mA$$



$$\rightarrow I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{0.83mA}{80} = 10.37\mu A$$

$$kvl1: -V_{CC} + V_{EB} + R_B(I_B) + V_{BB} = 0$$

$$kvl1: -5 + 0.7 + +R_B(10.37\mu A) + 3.65 = 0$$

$$\Longrightarrow R_B = \frac{5 - 0.7 - 3.65}{10.37\mu A} = 62.680k\Omega$$

۴) میزان تقویت سیگنال ورودی در هر مدار چگونه محاسبه می‌شود؟

برای پاسخ به این سؤال ، ابتدا باید مدل سیگنال کوچك AC ترانزیستور را ارائه کنیم. چون ترانزیستور را می‌توان بصورت يك شبکه دو دهنه (Two Port) نمایش داد، ابتدا به معرفی این شبکه ها می‌پردازیم.

تحلیل سیگنال کوچک همان تحلیل به ازای ورودی متناوب (تحلیل AC مدار) است. در نخستین گام برای تحلیل سیگنال کوچک مدار:

خازن ها: اتصال کوتاه

سلف ها: اتصال باز

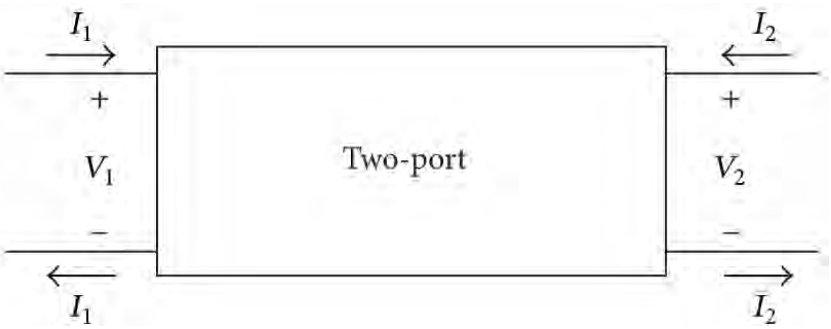
منابع مستقل DC : غیرفعال (منابع جریان: اتصال باز / منابع ولتاژ: اتصال کوتاه)

در گام بعد لازم است که به جای ترانزیستور از یک مدار با عناصر آشنا (منابع جریان و ولتاژ، مقاومت، سلف و خازن) استفاده شود. بدین منظور چند مدل (مدار معادل) وجود دارد که در اینجا به بررسی یکی از مدل ها (مدل هایبرید) بسنده می نماییم.

شبکه دو دهنه (Two Port):

در این شبکه دو پارامتر را بر حسب دوتای دیگر بیان می‌کنند.

فرم ترکیبی Hybrid:



$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ V_2 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \begin{cases} h_{11} = \left.\frac{V_1}{I_1}\right|_{V_2=0} , & h_{12} = \left.\frac{V_1}{V_2}\right|_{I_1=0} \\ h_{21} = \left.\frac{I_2}{I_1}\right|_{V_2=0} , & h_{22} = \left.\frac{I_2}{V_2}\right|_{I_1=0} \end{cases}$$

h_{11} را مقاومت ورودی در حالتی که خروجی اتصال کوتاه است، گویند. $h_{11} = h_i$

h_{12} را بهره ولتاژ معکوس در حالتی که ورودی باز است، گویند. $h_{12} = h_r$

h_{21} را بهره جریان مستقیم وقتی که خروجی اتصال کوتاه است، گویند. $h_{21} = h_f$

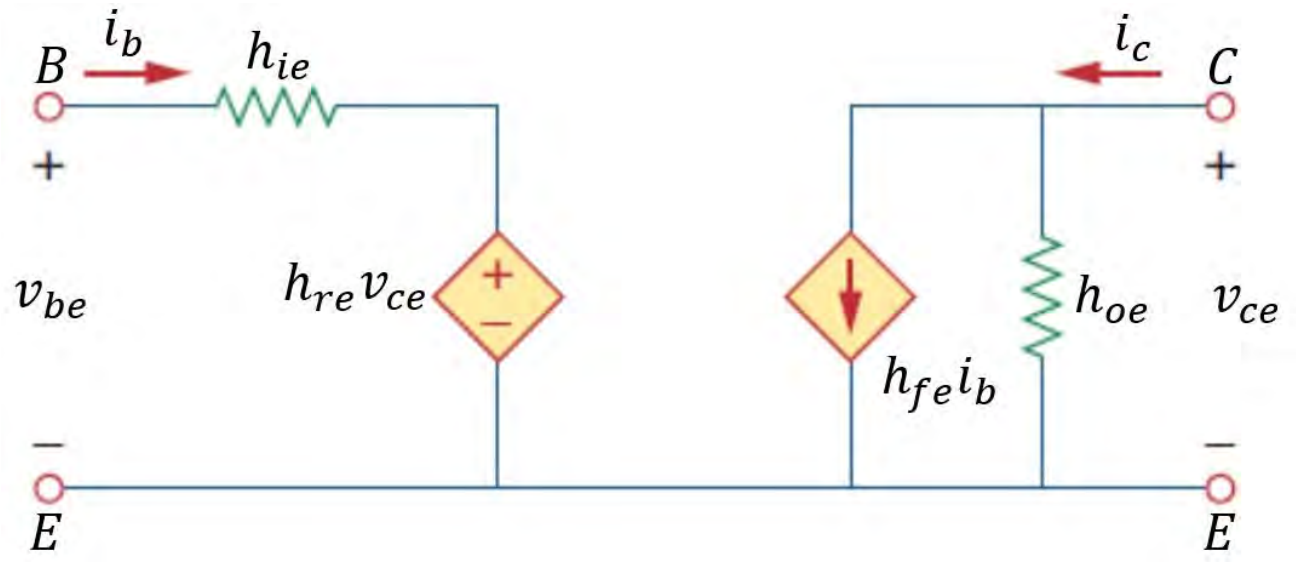
h_{22} را رسانایی خروجی در حالتی که ورودی باز است، گویند. $h_{22} = h_o$

همانطور که در مورد منحنی مشخصه ترانزیستور گفته شد، نمایش مدل سیگنال کوچك AC ترانزیستور نیز بستگی به این دارد که کدام ترمینال (پایه) را به عنوان مرجع (مشترك) بکار ببریم.

حرف β را برای بهره DC به کار می‌برند در جریان متناوب بهره جریان را با h_f نمایش می‌دهند.

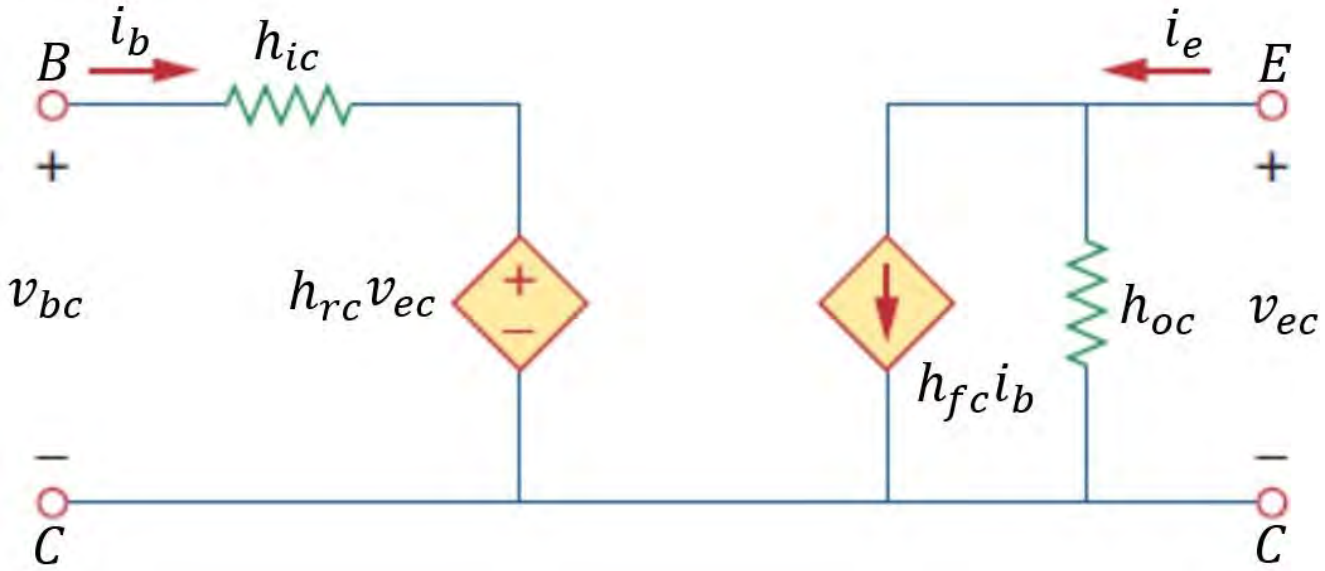
مدل‌های مختلف Hybrid ترانزیستور

امیتر مشترک:



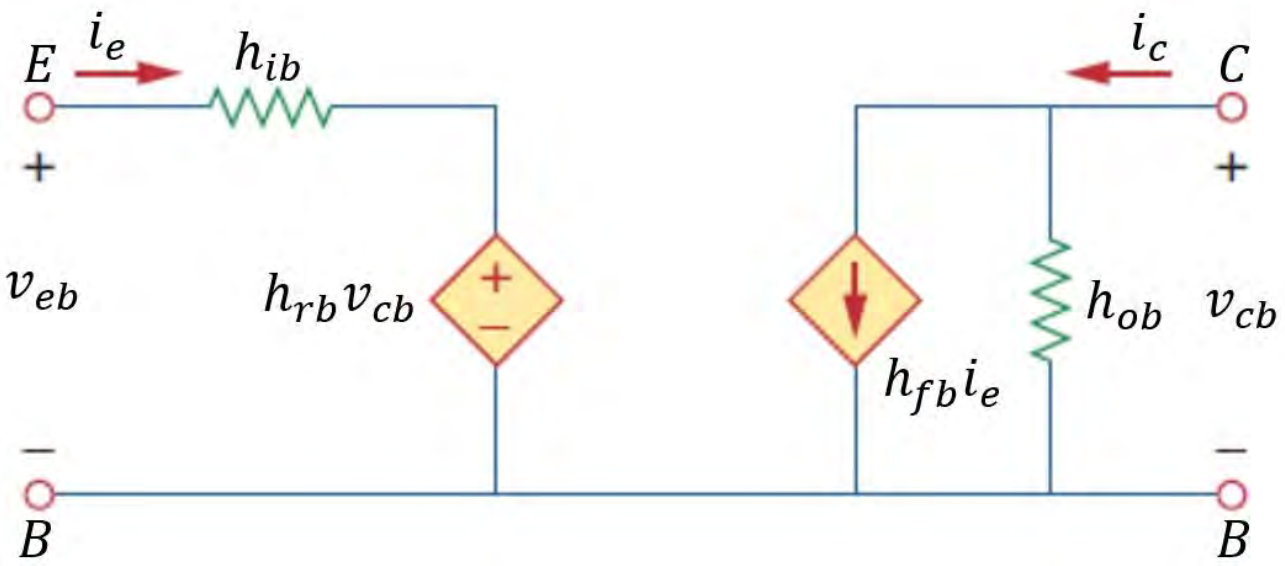
$$\begin{cases} v_{be} = h_{ie}i_b + h_{re}v_{ce} \\ i_c = h_{fe}i_b + h_{oe}v_{ce} \end{cases}$$

کلکتور مشترک:



$$\begin{cases} v_{bc} = h_{ic}i_b + h_{rc}v_{ec} \\ i_e = h_{fc}i_b + h_{oc}v_{ec} \end{cases}$$

بیس مشترک:



$$\begin{cases} v_{eb} = h_{ib}i_e + h_{rb}v_{cb} \\ i_c = h_{fb}i_e + h_{ob}v_{cb} \end{cases}$$

بین پارامترهای سه مدل ارتباط وجود دارد و می‌توان از مدل‌های فوق در هر آرایشی از ترانزیستور استفاده نمود، ولی چون معمولا در عمل پارامترهای امیتر مشترك معلوم است، در ادامه از این مدل استفاده می‌کنیم.

تعیین پارامترهای **H** برای آرایش امیتر مشترك:

$$\begin{cases} v_{BE} = f_1(i_B, v_{CE}) \\ i_C = f_2(i_B, v_{CE}) \end{cases}$$

این توابع را حول نقطه کار با استفاده از سری تیلور بسط می‌دهیم .

$$\Delta v_{BE} = \left.\frac{\partial f_1}{\partial i_B}\right|_Q \Delta i_B + \left.\frac{\partial f_1}{\partial v_{CE}}\right|_Q \Delta v_{CE}$$

$$\Delta i_C = \left.\frac{\partial f_2}{\partial i_B}\right|_Q \Delta i_B + \left.\frac{\partial f_2}{\partial v_{CE}}\right|_Q \Delta v_{CE}$$

در این بسط از جملات مرتبه ۲ به بالا صرفنظر شده است. زیرا تغییرات حول نقطه کار بسیار کوچك است(سیگنال کوچك) و ترانزیستور به عنوان عنصر خطی فرض شده است.

Δv_{BE} و Δi_C تغییرات v_{BE} و i_C حول نقطه کار و در حقیقت همان مقادیر سیگنال AC است.

پس با مقایسه معادلات فوق با معادلات حالت امیتر مشترک به فرم **H** خواهیم داشت:

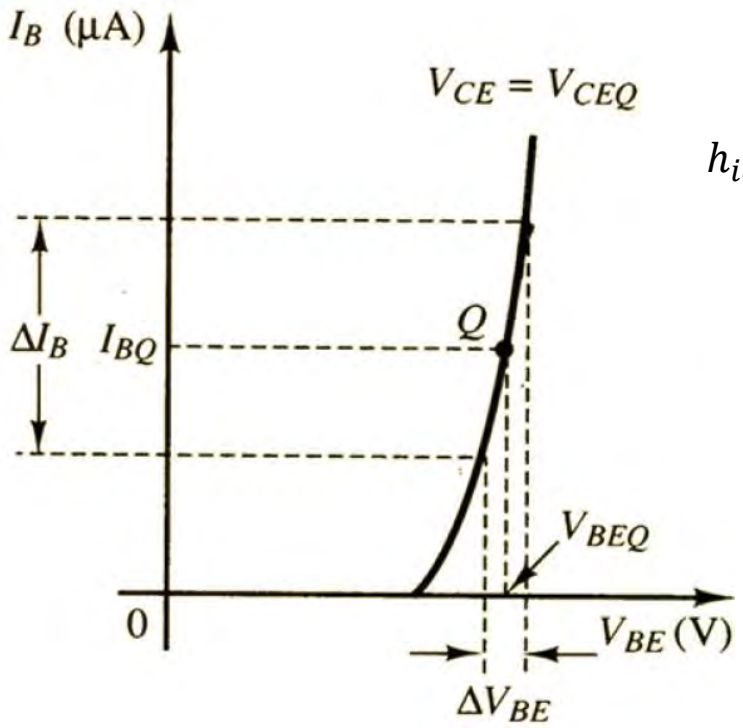
$$h_{ie} = \frac{\partial f_1}{\partial i_B}\bigg|_Q = \frac{\partial v_{BE}}{\partial i_B}\bigg|_Q \quad , \quad h_{re}\frac{\partial f_1}{\partial v_{CE}}\bigg|_Q = \frac{\partial v_{BE}}{\partial v_{CE}}\bigg|_Q$$

$$h_{fe} = \frac{\partial f_2}{\partial i_B}\bigg|_Q = \frac{\partial i_C}{\partial i_B}\bigg|_Q \quad , \quad h_{oe} = \frac{\partial f_2}{\partial v_{CE}}\bigg|_Q = \frac{\partial i_C}{\partial v_{CE}}\bigg|_Q$$

مشتقات جزئی فوق را می‌توان با نسبت تغییرات متغیرها در حول نقطه کار تقریب زد.

تعیین پارامترهای CE از مشخصه های ورودی و خروجی

$: h_{ie}$



$$h_{ie} = \frac{\partial f_1}{\partial i_B}\bigg|_Q = \frac{\partial v_{BE}}{\partial i_B}\bigg|_Q = \frac{v_{BE_2} - v_{BE_1}}{i_{B_2} - i_{B_1}}$$

$$I_B = \frac{1}{\beta} I_S \cdot e^{V_{BE}/V_t}$$

$$h_{ie} = \frac{\eta\, V_t}{I_B} = \frac{\eta\, V_t \beta}{I_C}$$

یادآوری

جریان کم (قبل از ولتاژ شکست لایه سد) در دیتاشیت دیود داده می‌شود.

$$\eta(Si) = 2 \quad , \quad \eta(Ge) = 1$$

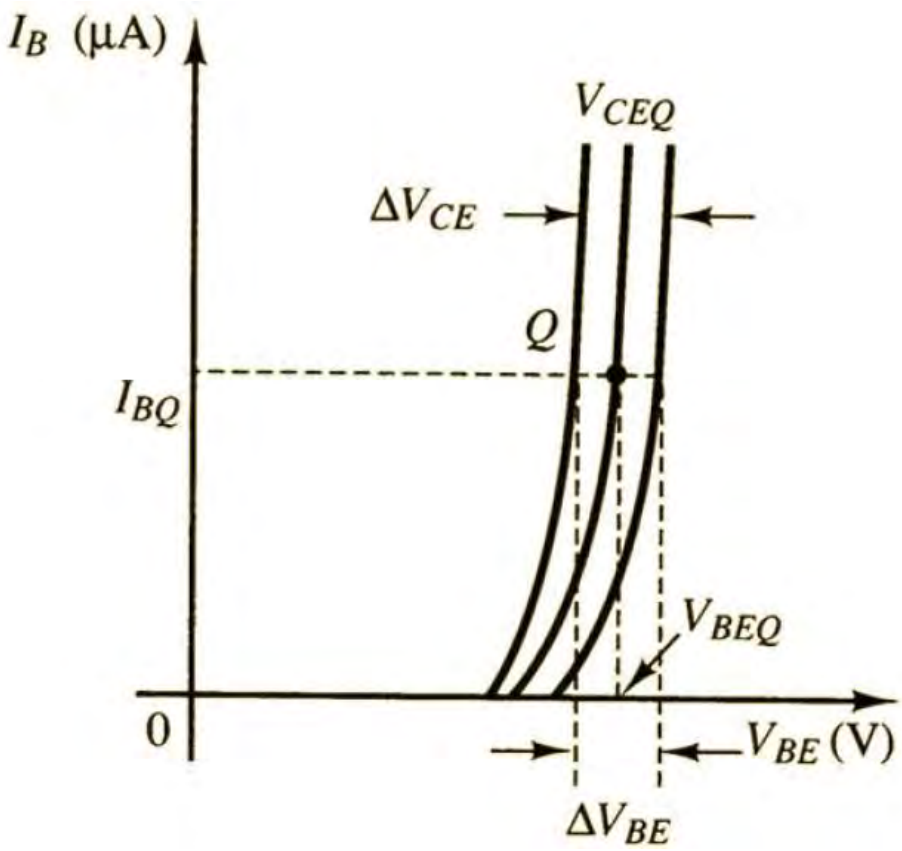
جریان زیاد (بعد از ولتاژ شکست لایه سد)

$$\eta(Si) = 1 \quad , \quad \eta(Ge) = 1$$

در این اندازه گیری بایستی V_{CE} ثابت فرض شود.

h_{re} : به علت کوچك بودن h_{re}، باید تغییرات زیادی V_{CE} داشته باشد تا V_{BE} تغییر محسوس و قابل اندازه‌گیری پیدا کند.

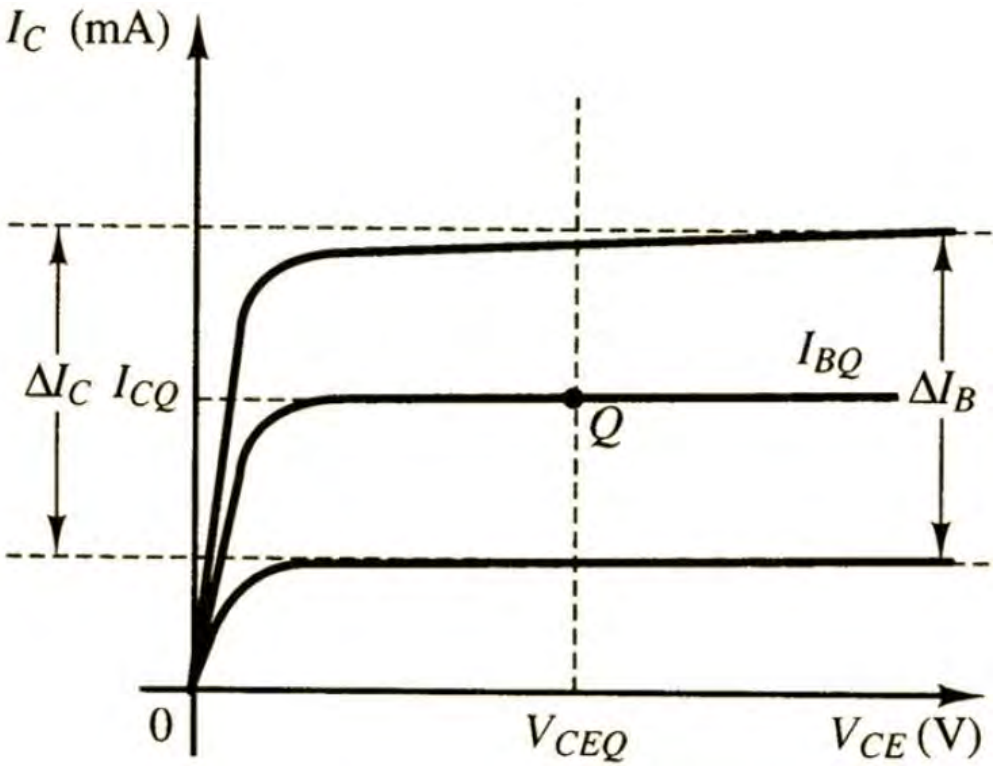
$$h_{re}\left.\frac{\partial f_1}{\partial v_{CE}}\right|_Q = \left.\frac{\partial v_{BE}}{\partial v_{CE}}\right|_Q$$



در این اندازه گیری بایستی جریان بیس ثابت فرض شود. از طرفی با بزرگ بودن V_{CE} و مسئله غیر خطی بودن مشخصه ، اندازه گیری h_{re} دقیق نیست.

h_{fe} : را بهره جریان AC ترانزیستور گویند.

$$h_{fe} = \left.\frac{\partial f_2}{\partial i_B}\right|_Q = \left.\frac{\partial i_C}{\partial i_B}\right|_Q = \frac{i_{C_2} - i_{C_1}}{i_{B_2} - i_{B_1}}$$

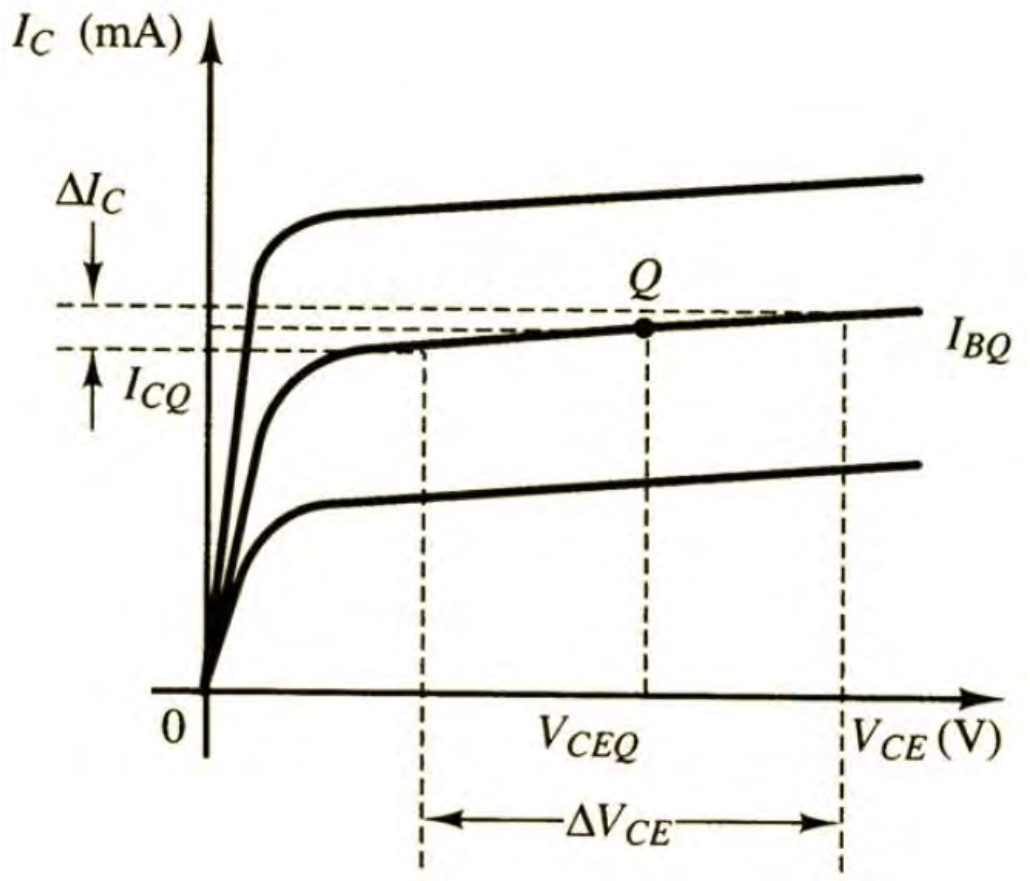


در این اندازه گیری بایستی V_{CE} ثابت فرض شود.

$: h_{oe}$

$$h_{oe} = \frac{\partial f_2}{\partial v_{CE}}\bigg|_Q = \frac{\partial i_C}{\partial v_{CE}}\bigg|_Q = \frac{i_{C_2} - i_{C_1}}{v_{CE_2} - v_{CE_1}}$$

$$I_c = I_S \cdot e^{V_{BE}/V_t} \times \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A}\right)$$



در این اندازه گیری بایستی I_B ثابت فرض شود.

$$h_{oe} \approx \frac{I_C}{V_A}$$

چون h_{oe} کوچك است، و اندازه‌گیری تغییر جریان کلکتور از دقت کافی برخوردار نیست، تعیین h_{oe} با خطای قابل ملاحظه‌ای همراه است.

خلاصه‌ی مراحل تحلیل سیگنال کوچک مدار:

تعیین نوع آرایش ترانزیستور (امیتر مشترک، کلکتور مشترک یا بیس مشترک)

رسم مدل هایبرید ترانزیستور

نام گزاری مدل هایبرید بر اساس نوع آرایش

اتصال عناصر دیگر به مدار معادل ترانزیستور با در نظر گرفتن مدل ac مدار

خازن ها: اتصال کوتاه

سلف ها: اتصال باز

منابع مستقل DC : غیرفعال (منابع جریان: اتصال باز / منابع ولتاژ: اتصال کوتاه)

ردیف	تعاریف	کلکتور مشترک	امیتر مشترک	بیس مشترک
۱	مقاومت ورودی در حالتی که خروجی اتصال کوتاه	$h_{ic}=\frac{v_{bc}}{i_b}$	$h_{ie}=\frac{v_{be}}{i_b}$	$h_{ib}=\frac{v_{eb}}{i_e}$
۲	بهره ولتاژ معکوس در حالتی که ورودی باز	$h_{rc}=\frac{v_{bc}}{v_{ec}}$	$h_{re}=\frac{v_{be}}{v_{ce}}$	$h_{rb}=\frac{v_{eb}}{v_{cb}}$
۳	بهره جریان مستقیم وقتی که خروجی اتصال کوتاه	$h_{fc}=\frac{i_e}{i_b}$	$h_{fe}=\frac{i_c}{i_b}$	$h_{fb}=\frac{i_c}{i_e}$
٤	رسانایی خروجی در حالتی که ورودی باز	$h_{oc}=\frac{i_e}{v_{ec}}$	$h_{oe}=\frac{i_c}{v_{ce}}$	$h_{ob}=\frac{i_c}{v_{cb}}$

منابع:

۱- جزوه استاد شمس

۲-جزوه استاد دلیر روی‌فرد

پایان جلسه نهم

روزگار خوشی را برای شما آرزومندم.

محمد اعرابیان

محمد اعرابیان

جزوه درس الکترونیک کاربردی

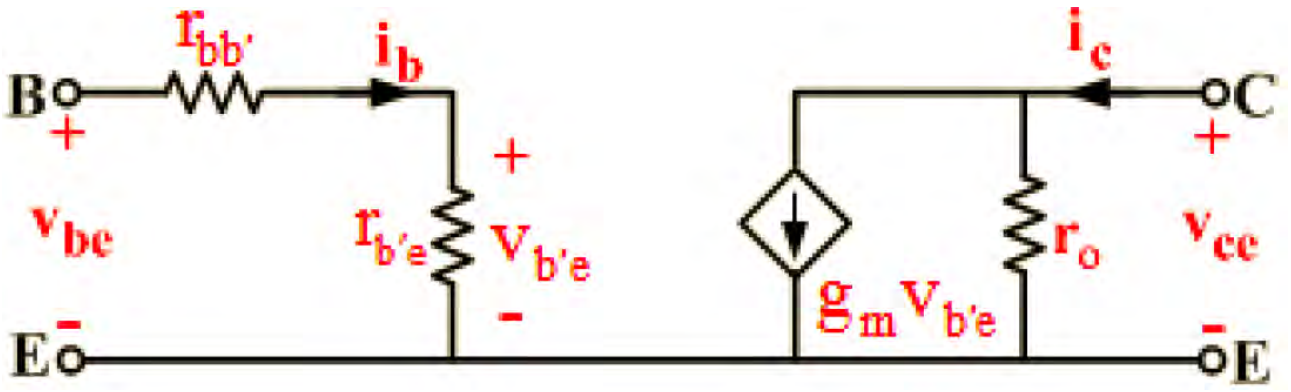
جلسه دهم

برای جزئیات بیشتر **اسکن کنید**

نسخه ۱.۱ | تهیه شده در بهمن ۱۴۰۰

تمامی حقوق این جزوه برای **محمد اعرابیان** محفوظ است.

سیگنال کوچک ترانزیستور مدل g



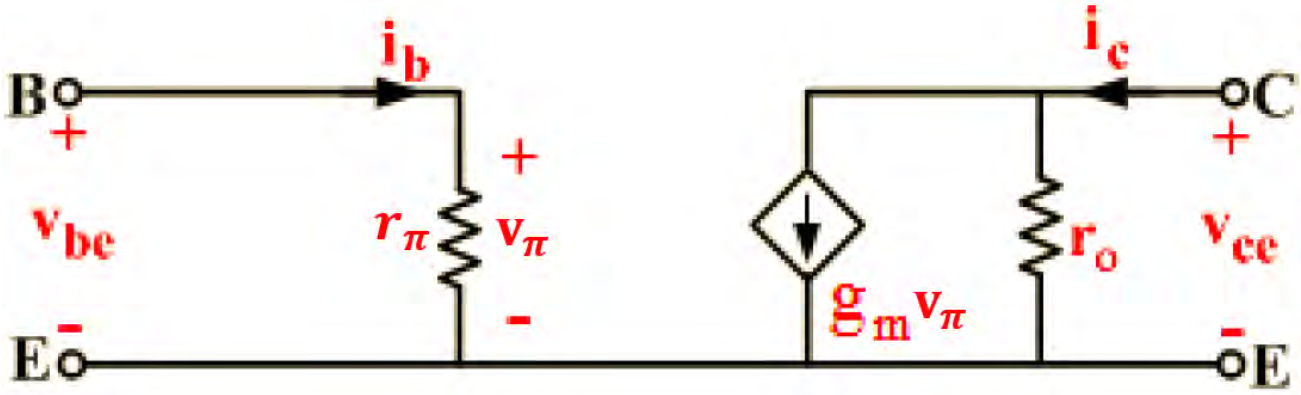
قابلیت هدایت انتقالی ترانزیستور g_m: از نسبت $\frac{\beta}{r_\pi}$ و واحد آن زیمنس $(\mho)$ یا $\frac{A \text{ آمپر}}{V \text{ ولت}}$ می‌باشد

$r_{bb'}$ مقاومت عمودی پایه، ثابت است و مقدار ناچیزی دارد. اگر این مدل را با مدل H امیترمشترك مقایسه کنیم، خواهیم داشت :

$$\begin{cases} r_{bb'} + r_{b'e} = h_{ie} \\ g_m V_{b'e} = h_{fe} i_b \\ r_o = h_{oe}^{-1} \end{cases} \Longrightarrow r_{b'e} \approx h_{ie} \quad , \quad g_m \approx \frac{h_{fe}}{h_{ie}}$$

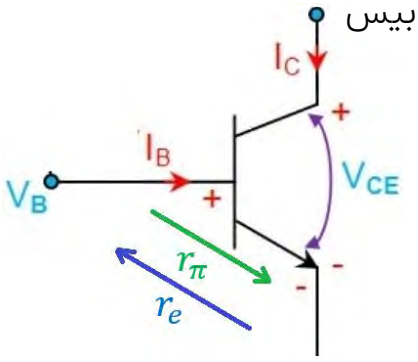
از این مدل معمولا به همراه اثر خازنی دیودهای BE و BC در کاربرد ترانزیستور در فرکانس‌های بالا استفاده می‌شود.

سیگنال کوچک ترانزیستور مدل π



این مدل شبیه مدل **g** است. فقط به جای دو مقاومت بیس از r_π در بیس استفاده شده است.

r_π مقاومت دینامیکی: نسبت تغییرات ولتاژ بیس امیتر به تغییرات جریان بیس



$$r_\pi = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B} = \frac{V_T \beta}{I_C} = h_{ie} \quad , \quad g_m = \frac{I_C}{V_T} = \frac{\beta}{r_\pi} \approx \frac{h_{fe}}{h_{ie}}$$

$$r_e = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_C} = \frac{V_T}{I_C}$$

تحلیل مدارهای ترانزیستوری

معمولا منظور از تحلیل مدارهای ترانزیستوری تعیین موارد ذیل است :

۱) نقطه کار هر ترانزیستور

۲) بهره ولتاژ با بار و بدون بار

۳) بهره جریان با بار و بدون بار

۴) امپدانس ورودی که نشان می‌دهد منبع ورودی مناسب باید چگونه باشد.

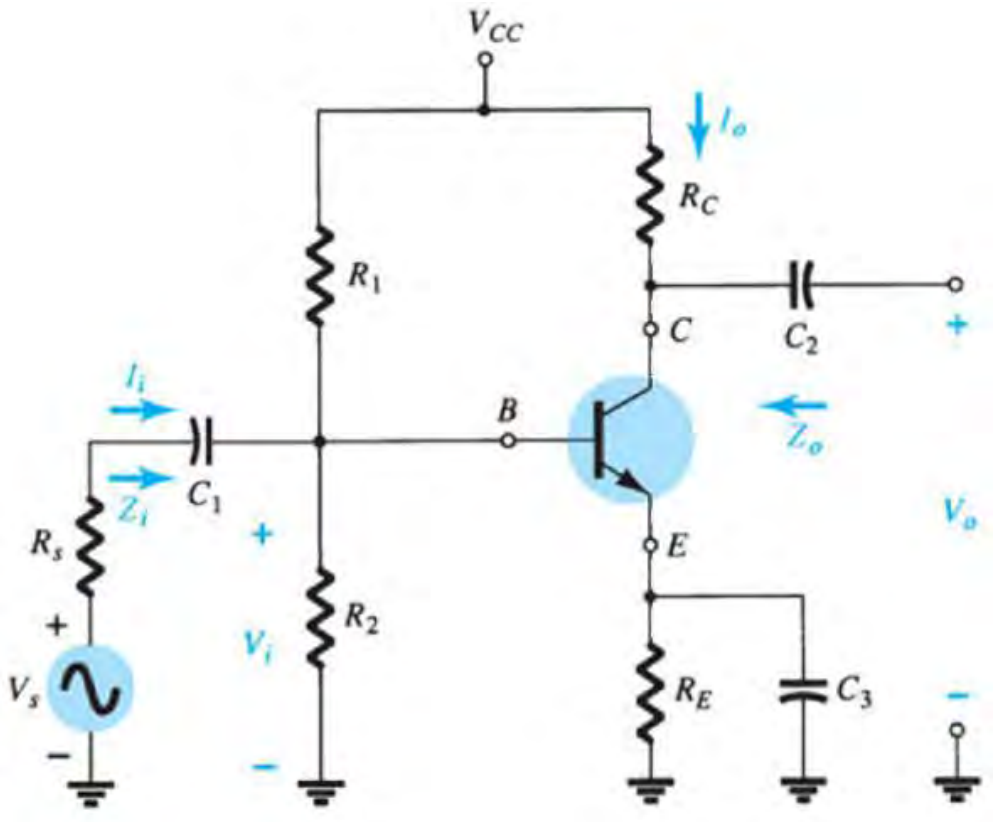
۵) امپدانس خروجی که نشان می‌دهد بار مناسب چیست.

۶) ماکزیمم ولتاژ خروجی

سه مدار اساسی وجود دارد که به تحلیل پارامتری هر یك از آنها می‌پردازیم.

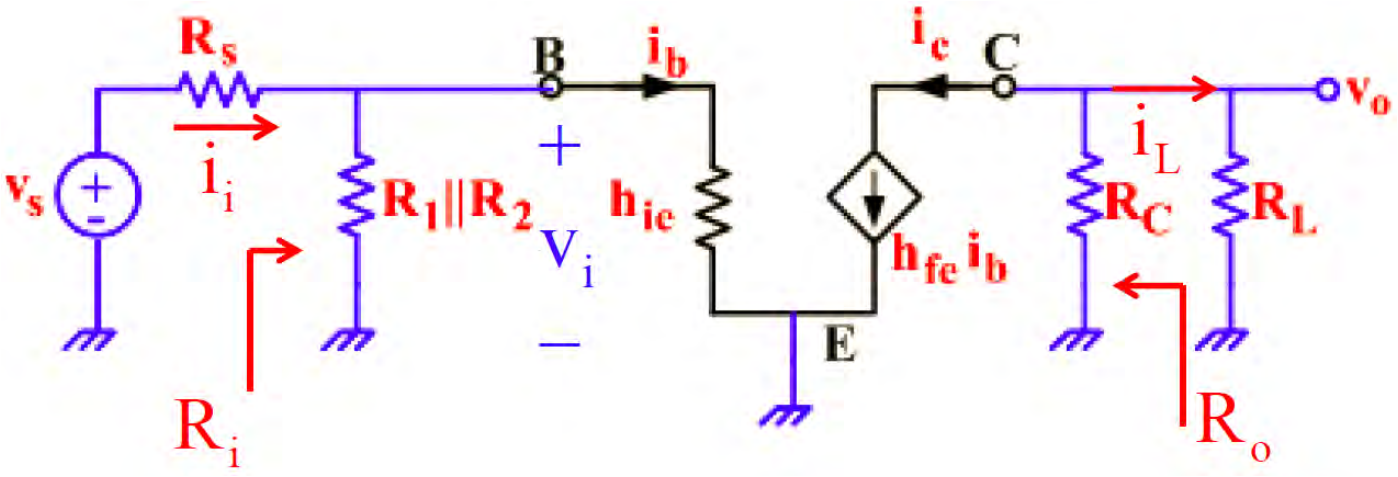
۱- تقویت کننده امیتر مشترك CE

در این تقویت کننده ، ورودی بیس و خروجی کلکتور است.



خازن های کوپلینگ ، سیگنال های با فرکانس پایین DC را بلاک کرده و از خود عبور نمی دهد و در عوض سیگنال های با فرکانس بالاتر AC را از خود عبور می دهد.در فرکانس های پایین خازن کوپلینگ از خود مقاومت بینهایت نشان می دهد و در مورد سیگنال های با فرکانس بالا ، مقاومت بسیار ناچیزی دارد.

خازن های دکوپل اجازه عبور سیگنال های *DC* را میدهند و سیگنال های *AC* را به زمین متصل می کنند. معمولا خازن هایی که به عنوان کنار گذر (*bypass*) استفاده می شوند، باعث گرفتن نویز سیگنال *AC* می‌شوند تا به یک سیگنال *DC* تمیز تر دست یابیم. خازن های کنار گذر معمولا به صورت موازی با یک مقاومت در مدار قرار می گیرند و در مقابل سیگنال با فرکانس بالا مقاومت بی نهایت و در برابر سیگنال با فرکانس پایین مقاومت ناچیزی نشان می دهند.



$$A_V = \frac{V_o}{V_i} = \frac{(-h_{fe} i_b)(R_C \parallel R_L)}{h_{ie} i_b} = \frac{-h_{fe}(R_C \parallel R_L)}{h_{ie}}$$

$$A_i = \frac{i_L}{i_i} = \frac{i_L}{i_c} \times \frac{i_c}{i_b} \times \frac{i_b}{i_i} = \frac{-R_C}{R_C + R_L} \times h_{fe} \times \frac{R_1 \parallel R_2}{R_1 \parallel R_2 + h_{ie}}$$

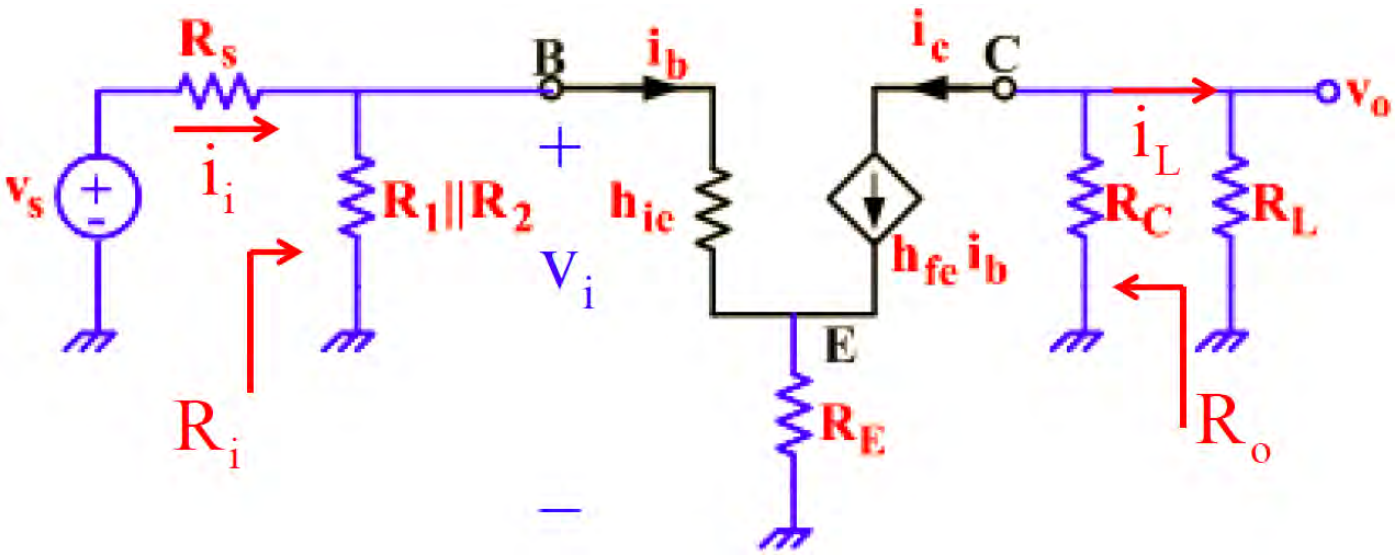
$$R_o = R_C$$

$$R_i = R_1 \parallel R_2 \parallel h_{ie}$$

شیب خط بار AC:

$$\frac{-1}{R_C \parallel R_L}$$

اگر خازن امیتر وجود نداشته باشد، مدار معادل چنین است :



$$A_V = \frac{V_o}{V_i} = \frac{(-h_{fe} i_b)(R_C \parallel R_L)}{h_{ie} i_b + (1+h_{fe}) i_b R_E} = \frac{-h_{fe}(R_C \parallel R_L)}{h_{ie} + (1+h_{fe}) R_E} \approx \frac{-(R_C \parallel R_L)}{R_E}$$

$$A_i = \frac{i_L}{i_i} = \frac{i_L}{i_c} \times \frac{i_c}{i_b} \times \frac{i_b}{i_i} = \frac{-R_C}{R_C + R_L} \times h_{fe} \times \frac{R_1 \parallel R_2}{R_1 \parallel R_2 + \left(h_{ie} + (1+h_{fe}) R_E\right)}$$

از بیس به R_E امیتر نگاه می‌کنیم. i_b به i_i می‌خواهیم و $i_b = \frac{i_e}{(1+h_{fe})}$ پس باید R_E را در $(1+h_{fe})$ ضرب کنیم

$$R_o = R_C$$

$$R_i = R_1 \parallel R_2 \parallel \left(h_{ie} + (1+h_{fe}) R_E\right)$$

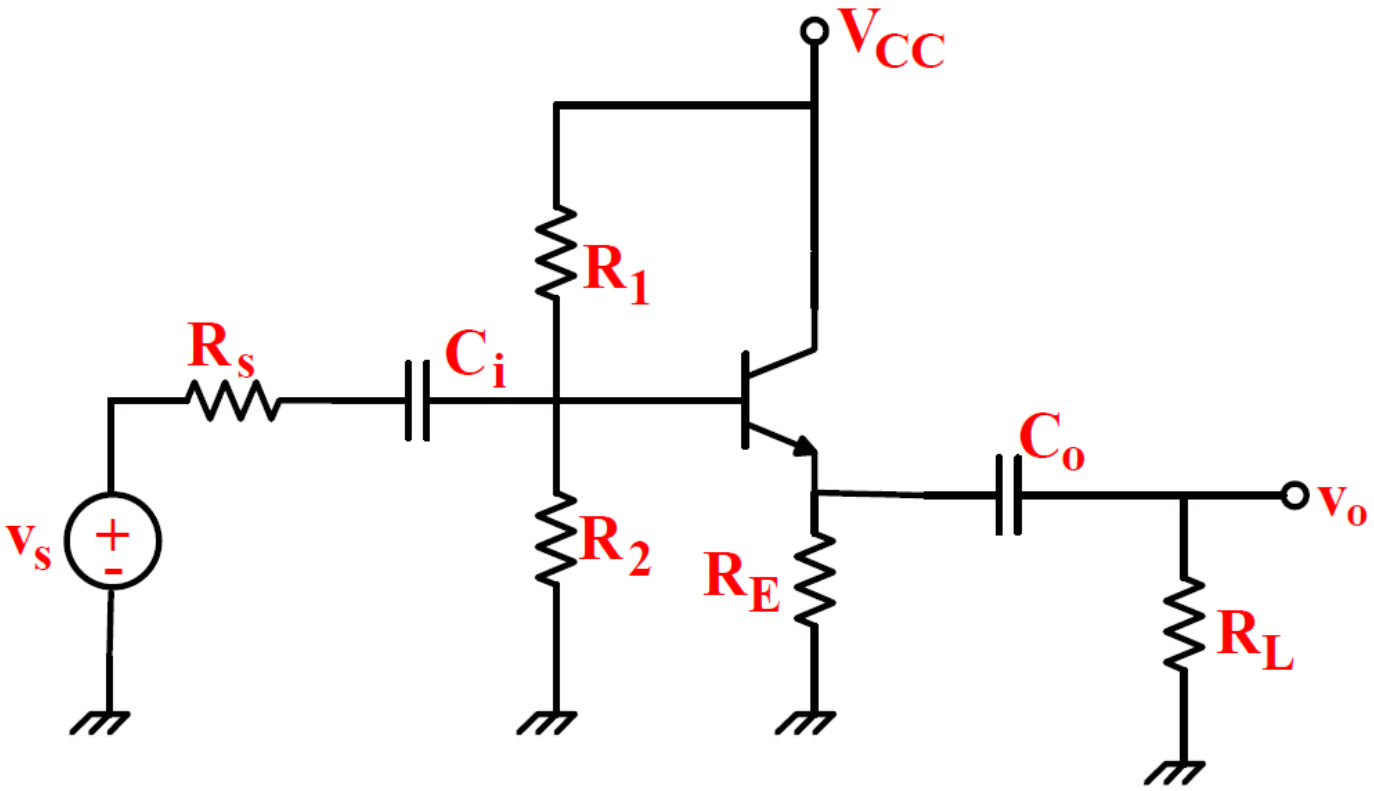
شیب خط بار AC:

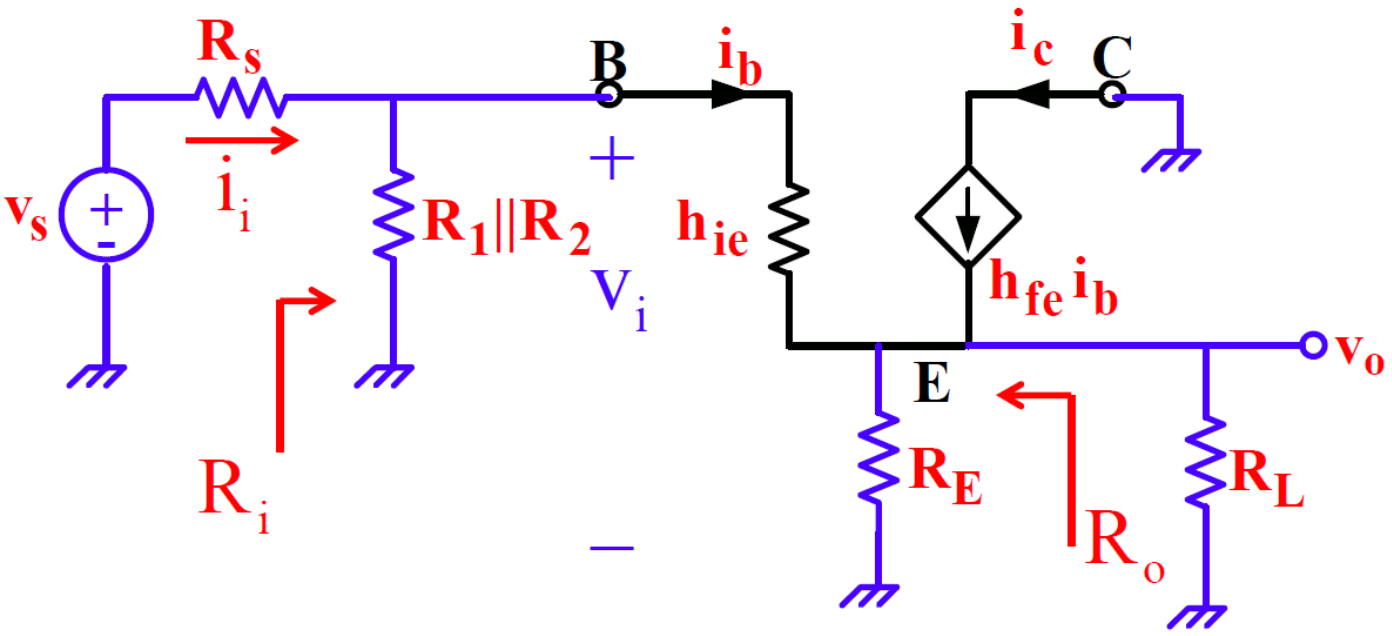
$$\frac{-1}{R_C \parallel R_L + R_E}$$

بهره ولتاژ و جریان نسبت به حالت قبل خیلی کمتر است.

۲- تقویت کننده کلکتور مشترک CC

در این تقویت کننده ، ورودی بیس و خروجی امیتر است.





$$A_V = \frac{V_o}{V_i} = \frac{\left((h_{fe}+1)i_b\right)(R_E \parallel R_L)}{h_{ie}i_b + (1+h_{fe})i_b(R_E \parallel R_L)} = \frac{(h_{fe}+1)(R_E \parallel R_L)}{h_{ie} + (1+h_{fe})(R_E \parallel R_L)} \approx 1$$

$$A_i = \frac{i_L}{i_i} = \frac{i_L}{i_e} \times \frac{i_e}{i_b} \times \frac{i_b}{i_i}$$

$$= \frac{R_E}{R_E + R_L} \times (1+h_{fe}) \times \frac{R_1 \parallel R_2}{R_1 \parallel R_2 + \left(h_{ie} + (1+h_{fe})R_E \middle| \middle| R_L\right)}$$

$$R_o = \frac{V_o}{i_o} = \frac{V_o}{i_e} = \frac{R_s \parallel R_1 \parallel R_2 + h_{ie}}{(1+h_{fe})} \parallel R_E$$

تقسیم بر $\left(1+h_{fe_1}\right)$ به دلیل نگاه کردن از امیتر می‌باشد.

$$R_i = \frac{V_i}{i_i} = R_1 \parallel R_2 \parallel \left(h_{ie} + (1+h_{fe})(R_E \parallel R_L)\right)$$

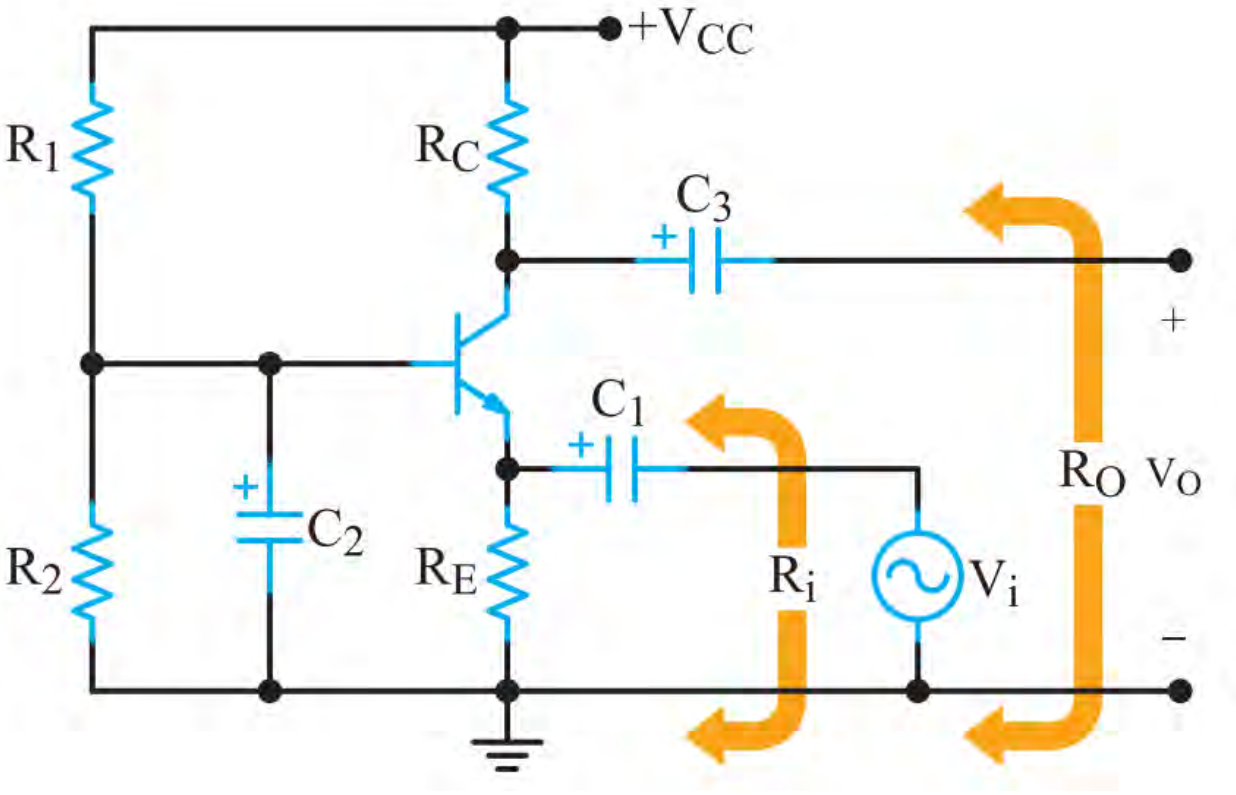
ضرب در $\left(1+h_{fe_1}\right)$ به دلیل نگاه کردن از بیس می‌باشد.

شیب خط بار AC:

$$\frac{-1}{R_E \parallel R_L}$$

۳- تقویت کننده بیس مشترک CB

در این تقویت کننده ، ورودی امیتر و خروجی کلکتور است. بیس زمین شده است، پس مقامت‌های بایاس در مدل AC حذف می‌شوند.



$$A_V = \frac{V_o}{V_i} = \frac{(-h_{fe} i_b)(R_C \parallel R_L)}{(-i_b)(h_{ie})} = \frac{(h_{fe})(R_C \parallel R_L)}{h_{ie}}$$

$$A_i = \frac{i_L}{i_i} = \frac{i_L}{i_c} \times \frac{i_c}{i_e} \times \frac{i_e}{i_i} = \frac{-R_C}{R_C + R_L} \times \frac{h_{fe}}{h_{fe}+1} \times \frac{-R_E}{R_E + \frac{h_{fe}}{h_{fe}+1}}$$

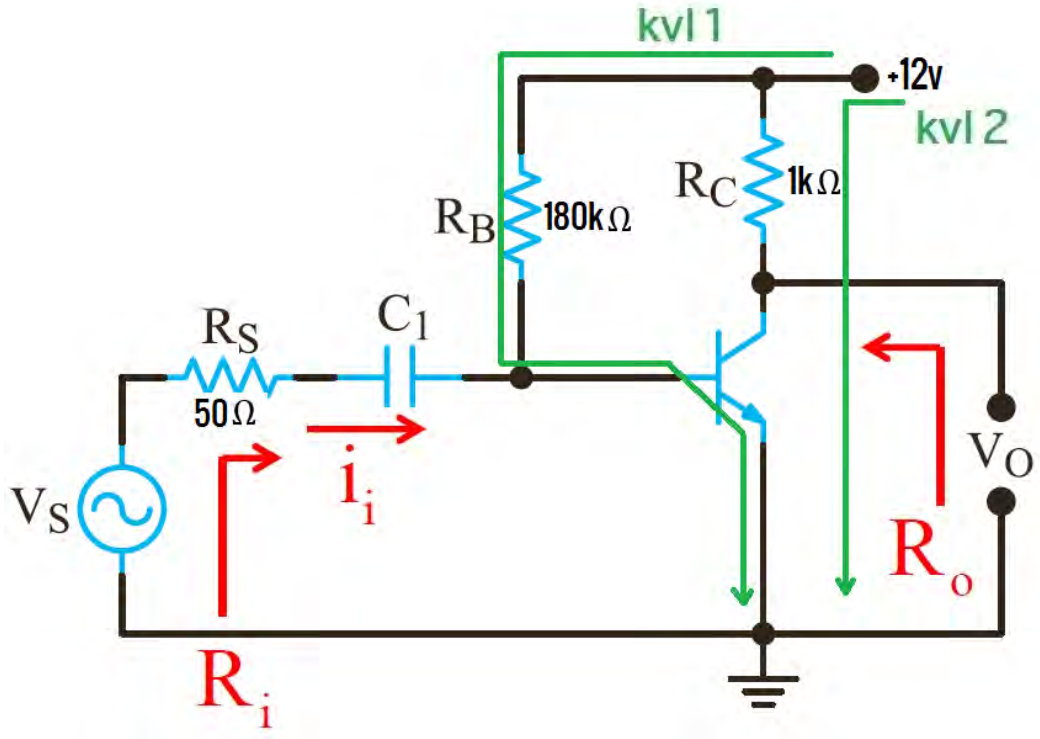
$$R_o = R_C$$

$$R_i = \frac{V_i}{i_i} = \frac{h_{ie}}{1+h_{fe}} \parallel R_E$$

شیب خط بار:

$$\frac{-1}{R_C \parallel R_L}$$

مثال: مدار زیر را تحلیل کنید.محل نقطه کار ، خط بار AC ، شیب خط بار، مقاومت ورودی، مقاومت خروجی، تحلیل AC در شرایط $\beta = h_{fe} = 100$ و $V_{BE} = 0.6\ v$ و $\eta V_T = 52mV$ بدست آورید.



تحلیل DC:

$$kvl1: -V_{CC} + R_B(I_B) + V_{BE} = 0 \implies -12 + 180k(I_B) + 0.6 = 0$$

$$\implies I_B = \frac{12 - 0.6}{180k} = 63.3\mu A \implies I_E = (1 + 100)63.3\mu A = 6.39mA$$

$$\implies I_C = (100)\ 63.3\mu A = 6.33mA$$

$$\text{kvl2}: -V_{CC} + R_C(I_C) + V_{CE} = 0 \implies -12 + 1k(6.33mA) + V_{CE} = 0$$

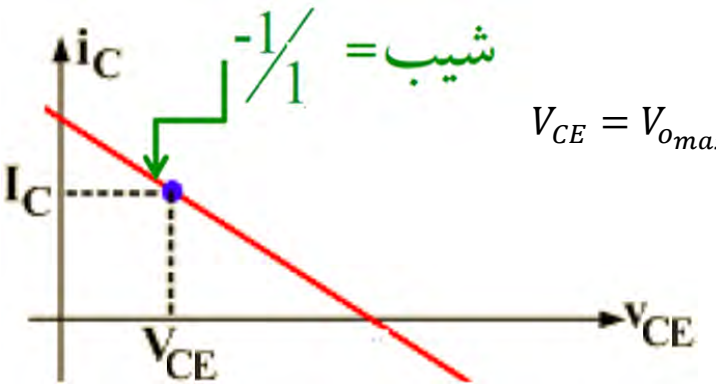
$$V_{CE} = 12v - 6.33v = 5.67v$$

$$\text{kvl2}: -12 + 1k(I_C) + V_{CE} = 0 \quad \text{خط بار}$$

$$\text{خط بار AC} \implies V_{CE} = 0 \rightarrow I_{C_{V_{CE}=0}} = \frac{12}{1k} = 12mA$$

$$\text{خط بار AC} \implies I_C = 0 \rightarrow V_{CE_{I_C=0}} = 12v$$

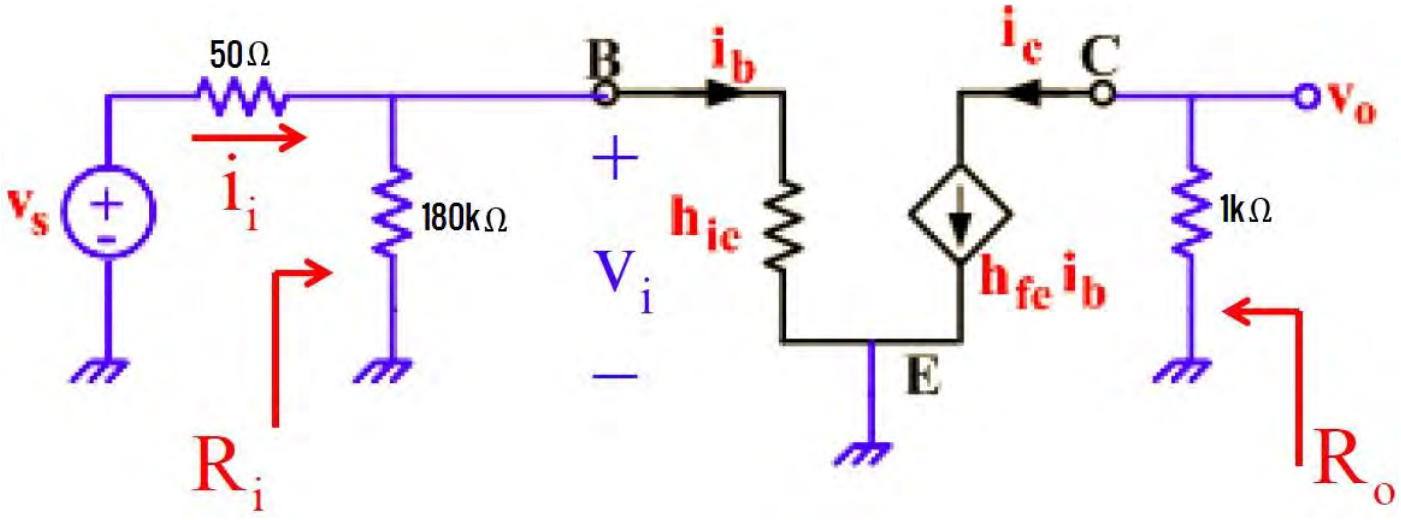
$$V_{CE} = V_{o_{max}} = V_P = 5.67\ , V_{P-P} = 5.67 \times 2 = 11.34$$



شیب خط بار AC:

$$\frac{-1}{R_C} = \frac{-1}{1k}$$

تحلیل AC:



$$h_{ie} = \frac{\eta V_T \beta}{I_C} = \frac{52mV \times 100}{6.33mA} = 821.48\Omega$$

$$A_V = \frac{V_o}{V_i} = \frac{(-h_{fe} i_b)(R_C)}{h_{ie} i_b} = \frac{-h_{fe}(R_C)}{h_{ie}} = \frac{-100 \times 1k}{821.48} = \frac{-100 \times 1000}{821.48} = -121.7$$

$$A_i = \frac{i_o}{i_i} = \frac{i_c}{i_i} = \frac{i_c}{i_b} \times \frac{i_b}{i_i} = h_{fe} \times \frac{R_B}{R_B + h_{ie}} = 100 \times \frac{180k}{180k + 821.48} = 99.54$$

یادآوری تقسیم جریان

$$i_b = \frac{i_i \times 180k}{180k + h_{ie}} \Longrightarrow i_i \times 180k = i_b(180k + h_{ie}) \Longrightarrow \frac{i_b}{i_i} = \frac{180k}{180k + h_{ie}}$$

$$R_o = R_C = 1k$$

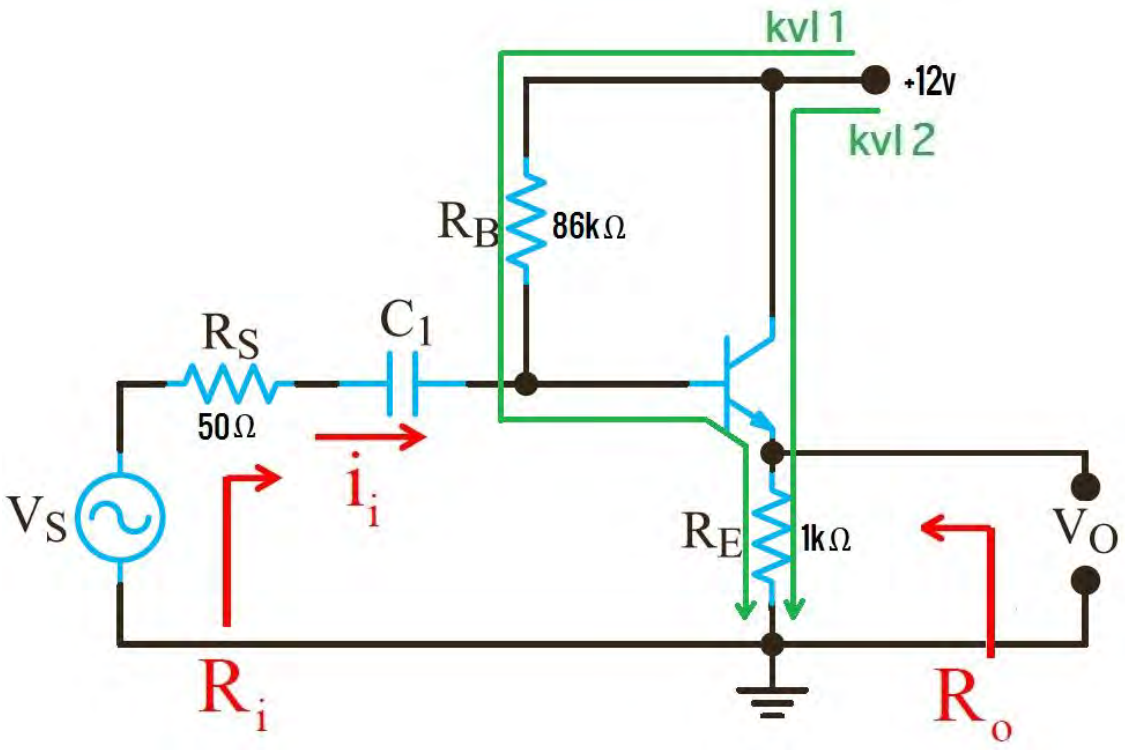
$$R_i = R_B \parallel h_{ie} = 180k \parallel 821.48 = \frac{180k \times 821.48}{180k + 821.48} = 817.74$$

$$A_{v_s} = \frac{V_o}{v_s} = \frac{V_o}{V_i}\frac{V_i}{v_s} = \frac{-h_{fe}(R_C)}{h_{ie}} \times \frac{R_i}{R_i + R_s} = -121.7 \times \frac{817.74}{817.74 + 50} = -114.68$$

یادآوری تقسیم ولتاژ

$$v_i = \frac{v_s \times R_i}{R_i + R_s} \Longrightarrow v_s \times R_i = v_i(R_i + R_s) \Longrightarrow \frac{V_i}{v_s} = \frac{R_i}{R_i + R_s}$$

مثال: مدار زیر را تحلیل کنید.محل نقطه کار ، خط بار AC ، شیب خط بار، مقاومت ورودی، مقاومت خروجی، تحلیل AC در شرایط $\beta = h_{fe} = 100$ و $V_{BE} = 0.6\,v$ و $\eta V_T = 52mV$ بدست آورید.



تحلیل DC:

$$kvl1: -V_{CC} + R_B(I_B) + V_{BE} + R_E(I_E) = 0 \rightarrow -V_{CC} + R_B(I_B) + V_{BE} + R_E(1+\beta)I_B = 0$$

$$\Longrightarrow kvl1: -12 + 86k(I_B) + 0.6 + 1k(1+100)I_B = 0$$

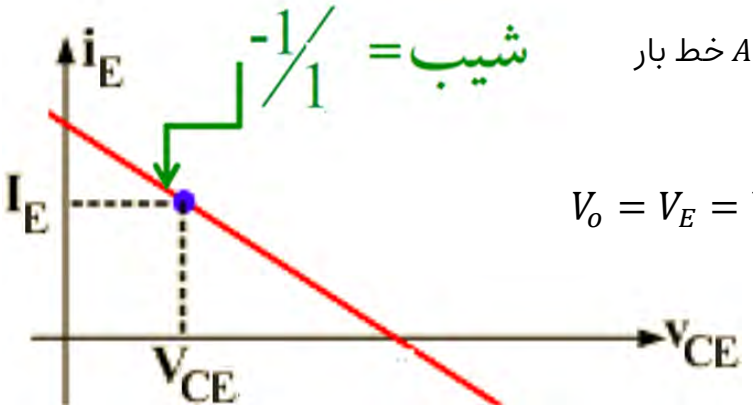
$$\Longrightarrow I_B = \frac{12 - 0.6}{86k + 1k(101)} = 60.96\mu A \Longrightarrow I_E = (1+100)60.96\mu A = 6.15mA$$

$$\Longrightarrow\ I_C = (100)\ 60.96\mu A = 6.096mA\ \Longrightarrow I_C \approx I_E$$

$$\text{kvl2}: -V_{CC} + V_{CE} + R_E(I_E) = 0 \Longrightarrow -12 + V_{CE} + 1k(6.15mA) = 0$$

$$V_{CE} = 12v - 6.15v = 5.85v$$

$$\text{kvl2}: : -V_{CC} + V_{CE} + 1k(I_E) = 0 \quad \text{خط بار}$$



$$\text{خط بار } AC \Longrightarrow V_{CE} = 0 \rightarrow I_{E_{V_{CE}=0}} = \frac{12}{1k} = 12mA$$

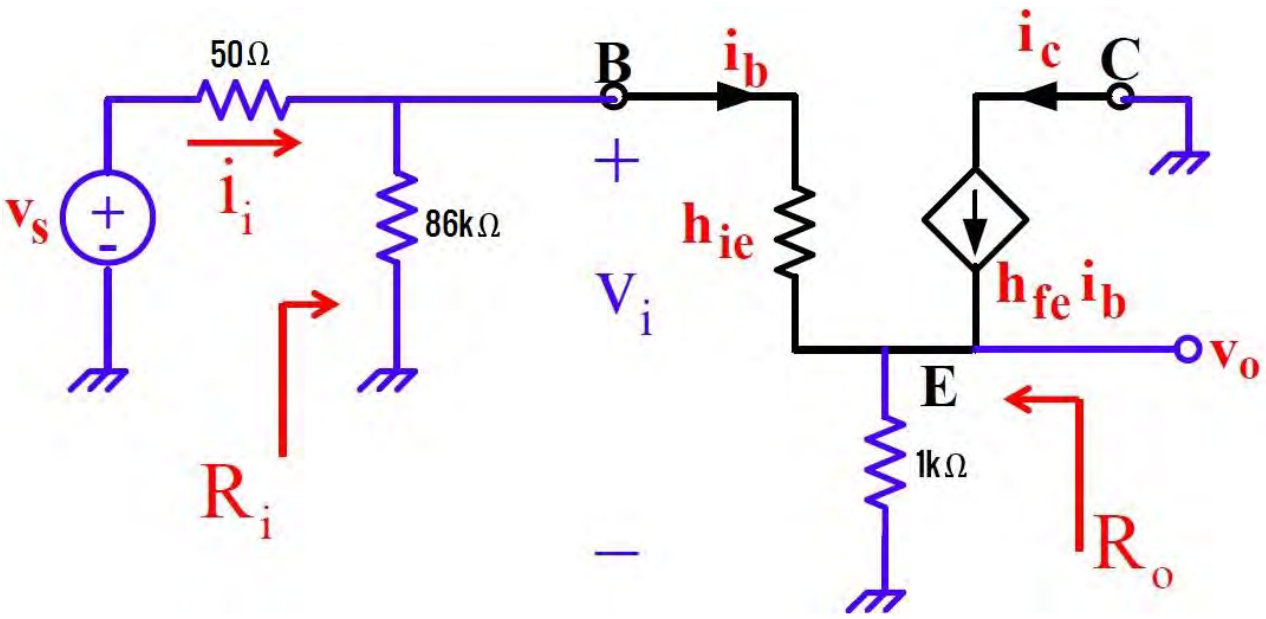
$$\text{خط بار AC} \Longrightarrow I_E = 0 \rightarrow V_{CE_{I_E=0}} = 12v$$

$$V_o = V_E = V_P = 6.15v\,, V_{P-P} = 6.15 \times 2 = 12.3v$$

شیب خط بار AC:

$$\frac{-1}{R_E} = \frac{-1}{1k}$$

تحلیل AC:



$$h_{ie} = \frac{\eta V_T \beta}{I_C} = \frac{52mV \times 100}{6.096mA} = 853\Omega$$

$$A_V = \frac{V_o}{V_i} = \frac{\left(i_b + \left(h_{fe} i_b\right)\right)(R_E)}{h_{ie} i_b + \left(i_b + \left(h_{fe} i_b\right)\right)(R_E)} = \frac{i_b(1 + h_{fe})(R_E)}{h_{ie} i_b + i_b(1 + h_{fe})(R_E)}$$

$$\Rightarrow \frac{(1 + h_{fe})(R_E)}{h_{ie} + (1 + h_{fe})(R_E)} = \frac{101 \times 1k}{853 + (101 \times 1k)} = 0.991$$

$$A_i = \frac{i_o}{i_i} = \frac{i_e}{i_i} = \frac{i_e}{i_b} \times \frac{i_b}{i_i} = \frac{i_b + \left(h_{fe} i_b\right)}{i_b} \times \frac{R_B}{R_B + \left(h_{ie} + (1 + h_{fe})R_E\right)}$$

$$\rightarrow (1 + h_{fe}) \times \frac{R_B}{R_B + \left(h_{ie} + (1 + h_{fe})R_E\right)} = (101) \times \frac{86k}{86k + (853 + (101)1k)} = 46.23$$

$$R_o = \frac{V_o}{i_o} = \frac{V_o}{i_e} = \frac{R_s \parallel R_B + h_{ie}}{(1 + h_{fe})} \parallel R_E = \frac{49.97 + 853}{(101)} \parallel R_E = \frac{902.97}{(101)} \parallel 1k$$

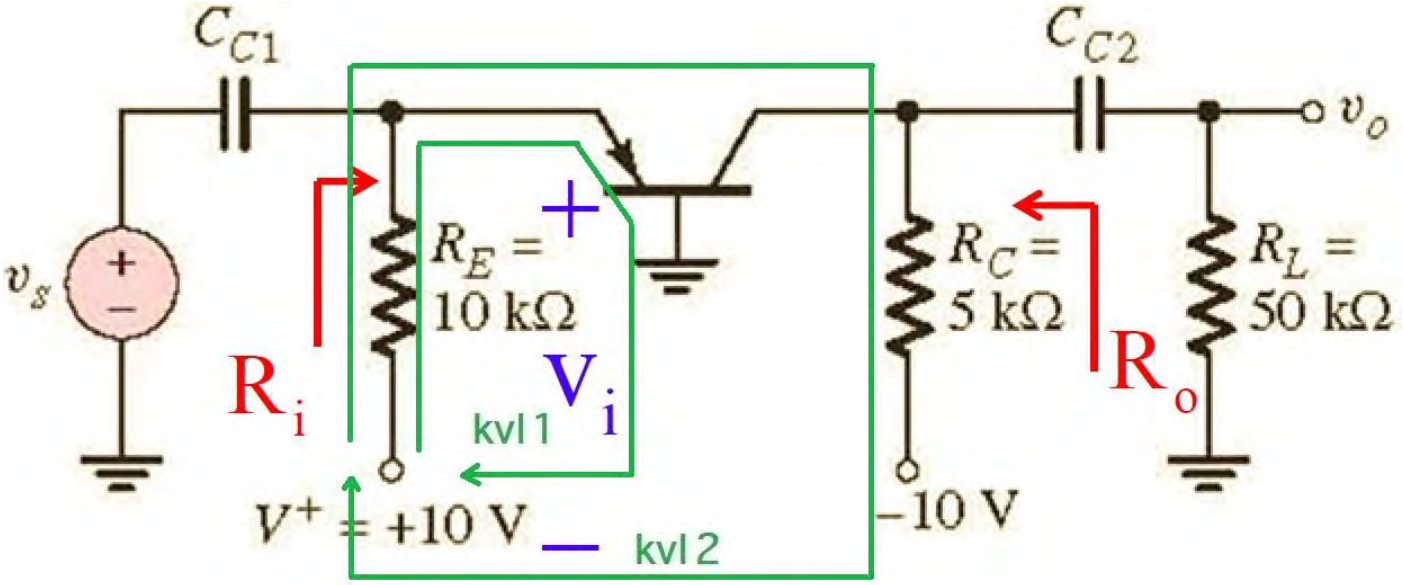
$$\Rightarrow 8.94 \parallel 1k = \frac{8.94 \times 1k}{8.94 + 1k} = 8.86\Omega$$

$$R_i = R_B \parallel \left(h_{ie} + (1 + h_{fe})R_E\right) = 86k \parallel (853 + (101)1k)$$

$$\Rightarrow 86k \parallel 101.853k = \frac{86k \times 101.853k}{86k + 101.853k} = 46.628k\Omega$$

$$A_{v_s} = \frac{V_o}{v_s} = \frac{V_o}{V_i}\frac{V_i}{v_s} = \frac{(1 + h_{fe})(R_E)}{h_{ie} + (1 + h_{fe})(R_E)} \times \frac{R_i}{R_i + R_s} = 0.991 \times \frac{46.628k}{46.628k + 50} = 0.99$$

مثال: مدار زیر را تحلیل کنید.محل نقطه کار ، خط بار AC ، شیب خط بار، مقاومت ورودی، مقاومت خروجی، تحلیل AC در شرایط $\beta = h_{fe} = 100$ و $V_{EB} = 0.6\,v$ و $\eta V_T = 52mV$ بدست آورید.



تحلیل DC:

$$kvl1: -V^+ + R_E(I_E) + V_{EB} = 0 \rightarrow -V^+ + R_E(1+\beta)I_B + V_{EB} = 0$$

$$\Longrightarrow kvl1: -V^+ + R_E(I_E) + V_{EB} = 0 \rightarrow -10 + 10k(101)I_B + 0.6 = 0$$

$$\Longrightarrow I_B = \frac{10 - 0.6}{10k(101)} = 9.3\mu A \Longrightarrow I_E = (1+100)9.3\mu A = 0.94mA$$

$$\Longrightarrow I_C = (100)\ 9.3\mu A = 0.93mA \Longrightarrow I_C \approx I_E$$

$$\text{kvl2}: -V^+ + R_E(I_E) + V_{EC} + R_C(I_C) - 10 = 0$$

$$\Longrightarrow -10 + 10k(0.94mA) + V_{EC} + 5k(0.93mA) - 10 = 0$$

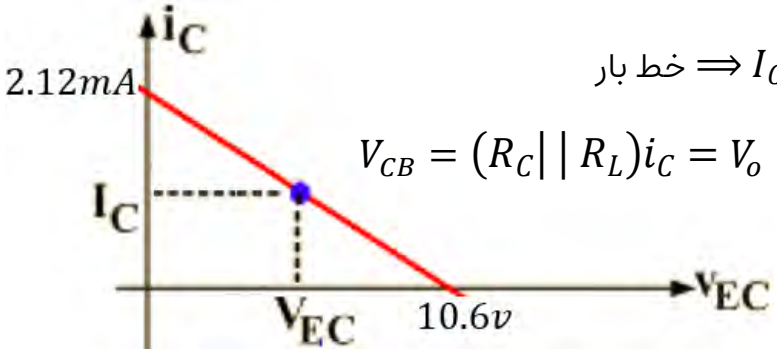
$$\Longrightarrow V_{EC} = 10 - 9.4 - 4.65 + 10 \Longrightarrow V_{CE} = 20v - 6.096v = 5.95v$$

$$\text{kvl2}: -V^+ + R_E(I_E) + V_{EC} + R_C(I_C) - 10 = 0 \quad \text{خط بار}$$

$$\text{kvl2}: -10 + 9.4 + V_{EC} + 5k(I_C) - 10 = 0 \quad \text{خط بار}$$

$$\text{خط بار} \Longrightarrow V_{EC} = 0 \rightarrow I_{C_{V_{EC}=0}} = \frac{20 - 9.4}{5k} = 2.12mA$$

$$\text{خط بار} \Longrightarrow I_C = 0 \rightarrow V_{EC_{I_C=0}} = 20 - 9.4 = 10.6v$$



$$V_{CB} = (R_C \,||\, R_L)i_C = V_o = V_P = \frac{5k \times 50k}{5k + 50k} \times 0.93mA = 4.22v$$

شیب خط بار AC:

$$\frac{-1}{R_C \parallel R_L} = \frac{-1}{5k \parallel 50k} \approx \frac{1}{5} \times 10^{-3}$$

تحلیل AC:

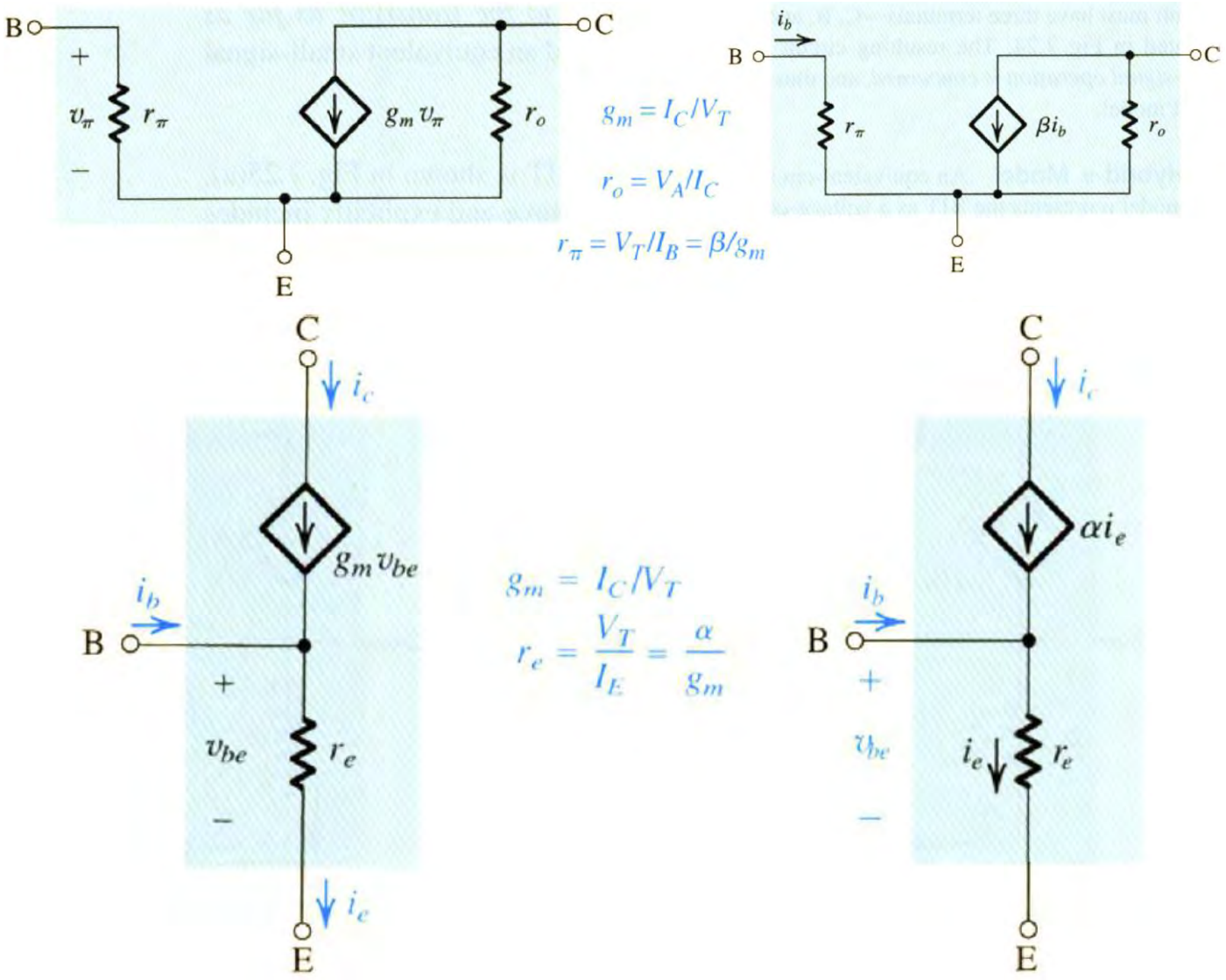
$$h_{ie} = \frac{\eta V_T \beta}{I_C} = \frac{52mV \times 100}{0.93mA} = 5591\Omega = 5.591\text{k}\Omega$$

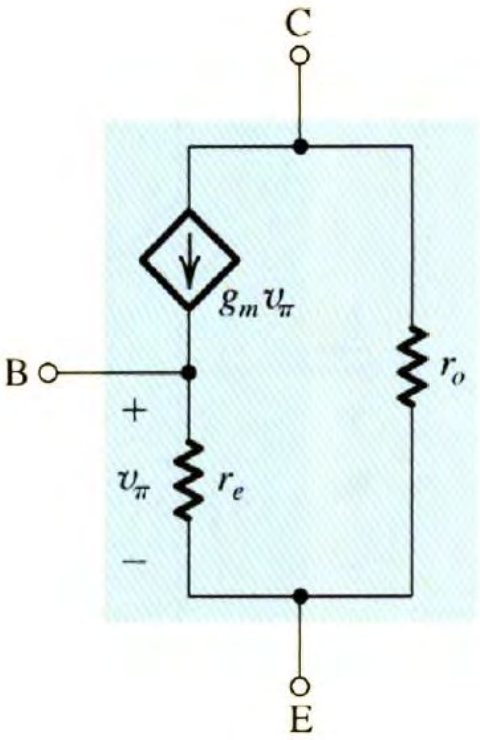
$$A_{v_s} = \frac{V_o}{v_s} = \frac{(h_{fe})(R_C \parallel R_L)}{h_{ie}} = \frac{(100)(4545.45)}{5591} = 81.299$$

$$R_i = \frac{V_i}{i_i} = \frac{h_{ie}}{1 + h_{fe}} \parallel R_E = \frac{5591}{101} \parallel R_E = 55.35 \parallel 10k = \frac{55.35 \times 10k}{55.35 + 10k} = 54\Omega$$

$$R_o = R_C = 5k\Omega$$

تبدیل سیگنال کوچک ترانزیستور BJT به مدل سیگنال کوچک T

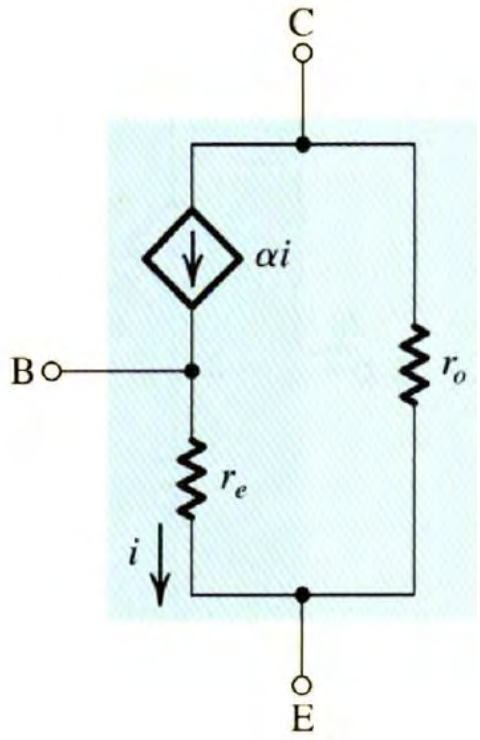


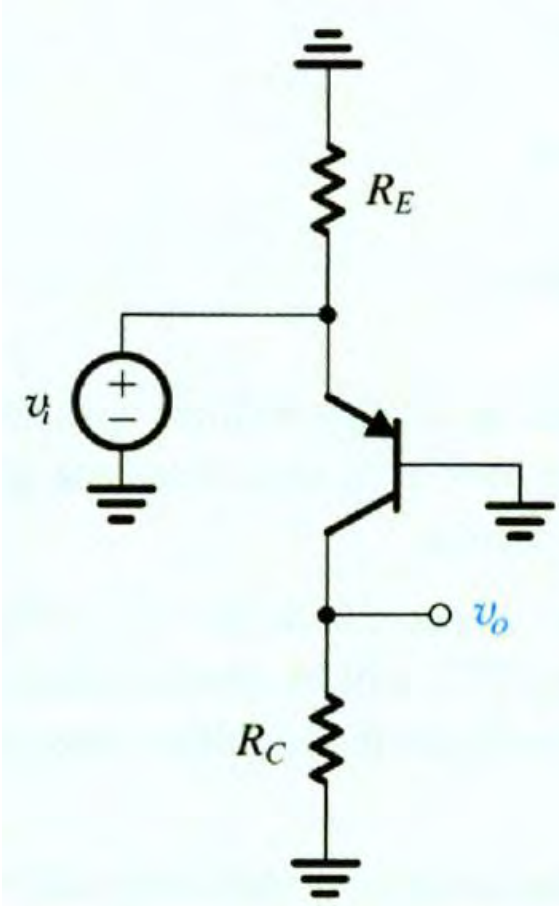


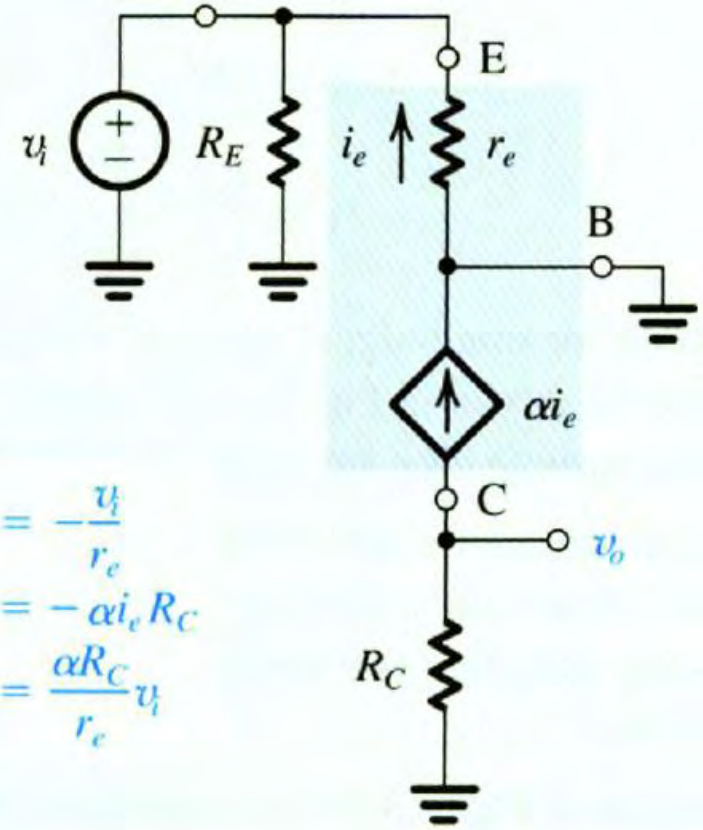
$$g_m = I_C/V_T$$

$$r_e = \frac{V_T}{I_E} = \frac{\alpha}{g_m}$$

$$r_o = V_A/I_C$$





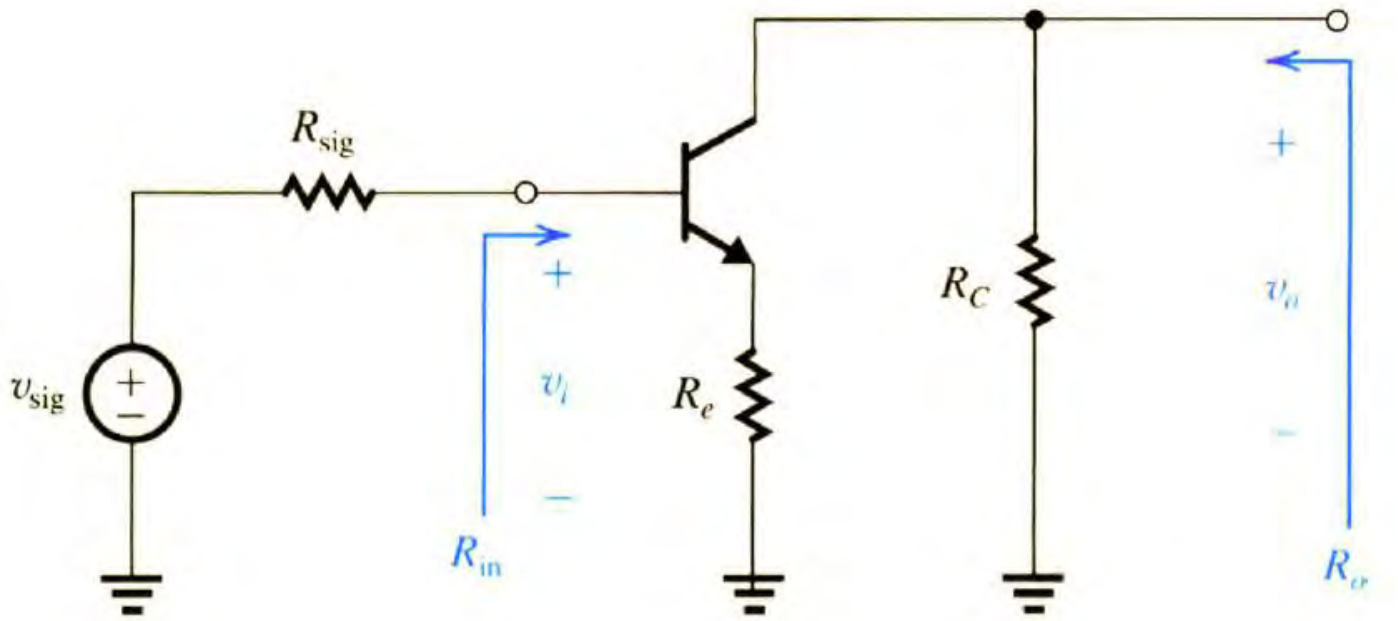


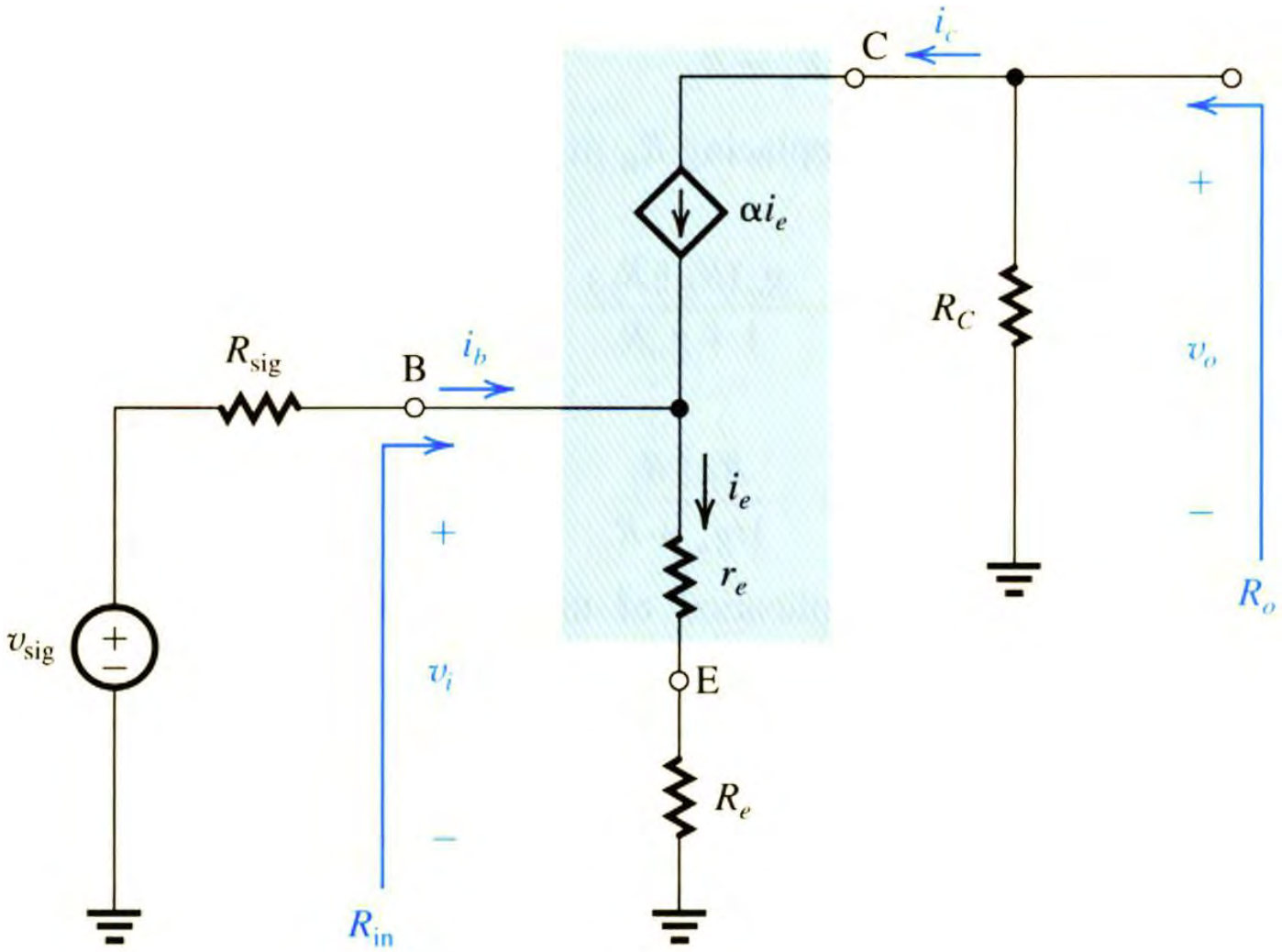
$$i_e = -\frac{v_i}{r_e}$$

$$v_o = -\alpha i_e R_C$$

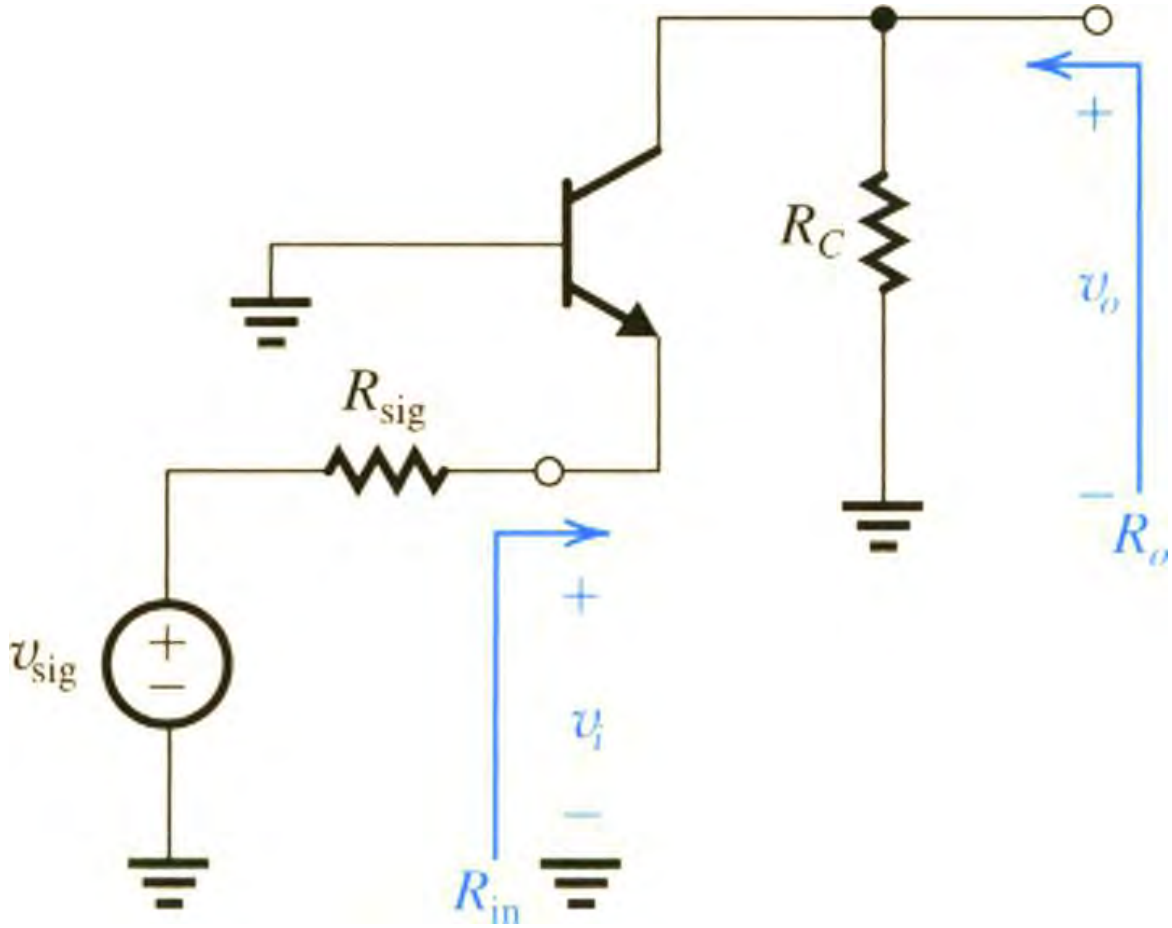
$$= \frac{\alpha R_C}{r_e} v_i$$

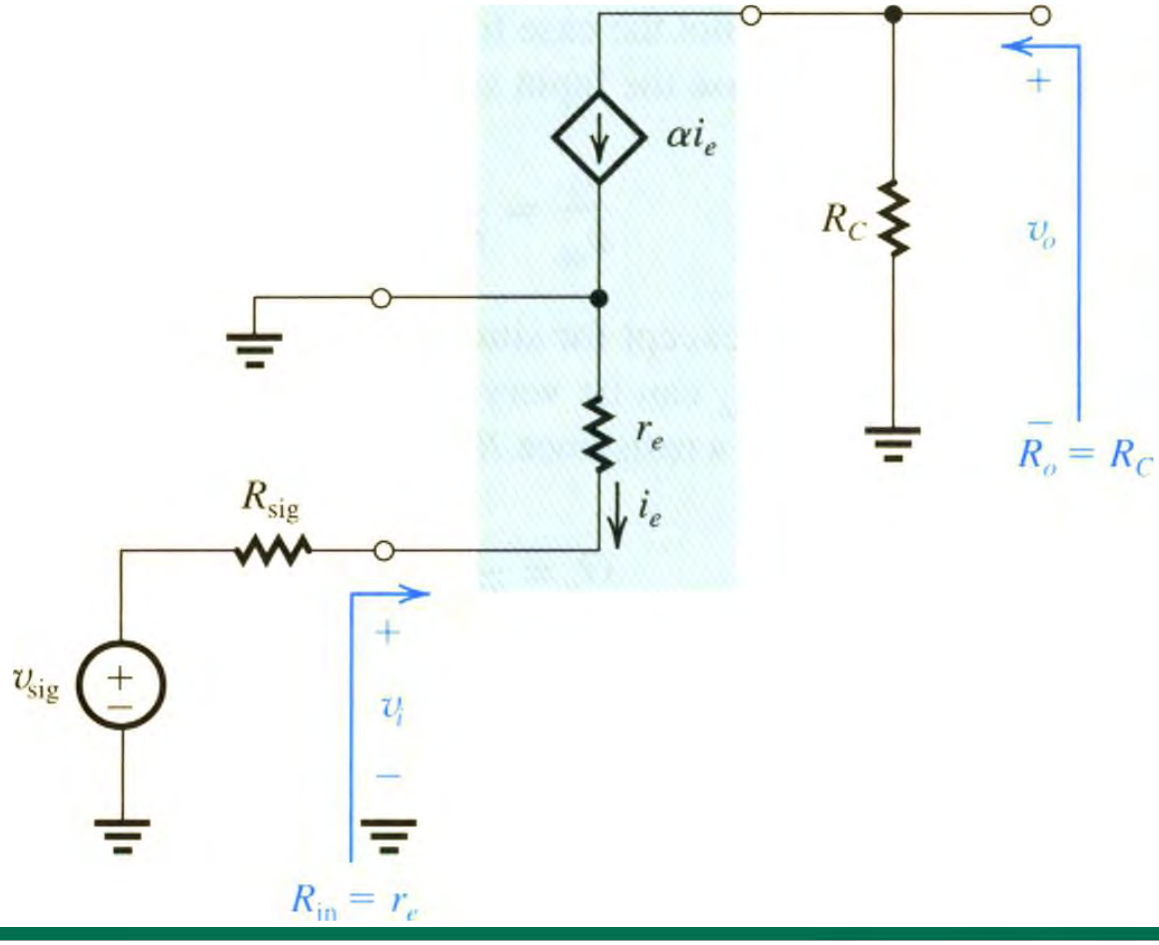
امیتر مشترک با سیگنال کوچک T



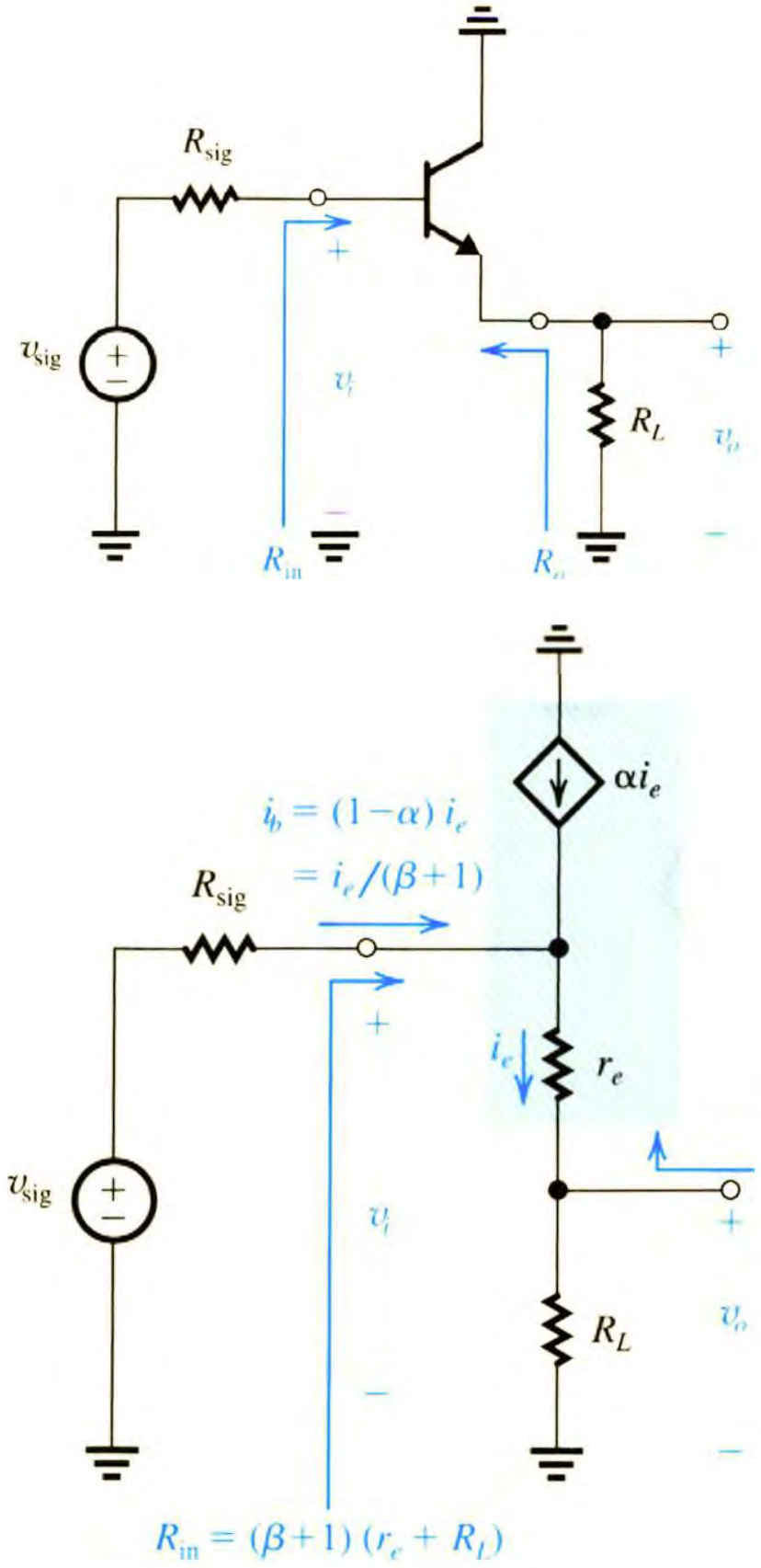


بیس مشترک سیگنال کوچک مدل T





کلکتور مشترک مدل سیگنال کوچک T



منابع:

۱- جزوه استاد دلیر روی‌فرد

پایان جلسه دهم

روزگار خوشی را برای شما آرزومندم.

محمد اعرابیان

محمد اعرابیان

جزوه درس الکترونیک کاربردی

جلسه یازدهم

برای جزئیات بیشتر **اسکن کنید**

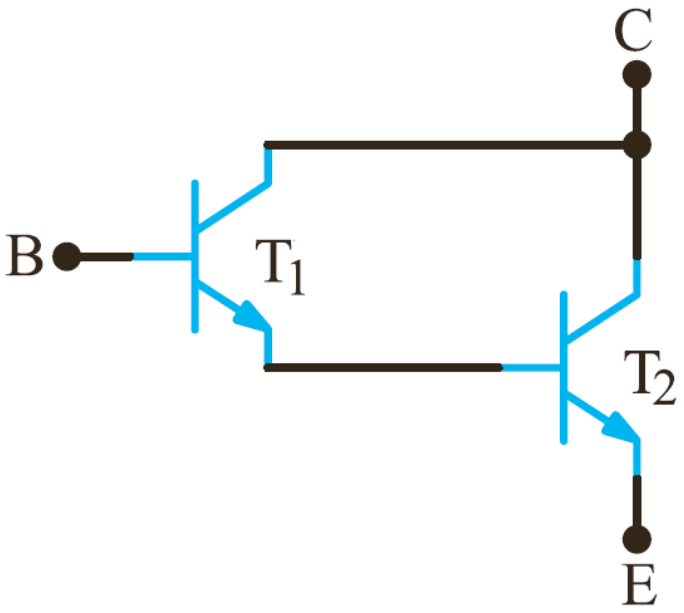
نسخه ۱.۱ | تهیه شده در بهمن ۱۴۰۰

تمامی حقوق این جزوه برای **محمد اعرابیان** محفوظ است.

افزایش امپدانس ورودی :

امپدانس ورودی را افزایش می‌دهیم تا امپدانس منبع (یا امپدانس تونن معادل طبقه قبلی) را بتوان صرف نظر نمود. از مهمترین روش‌هامی‌توان به مدار دارلینگتون اشاره کرد.

مدار دارلینگتون Darlington



$$I_B = I_{B_1}$$

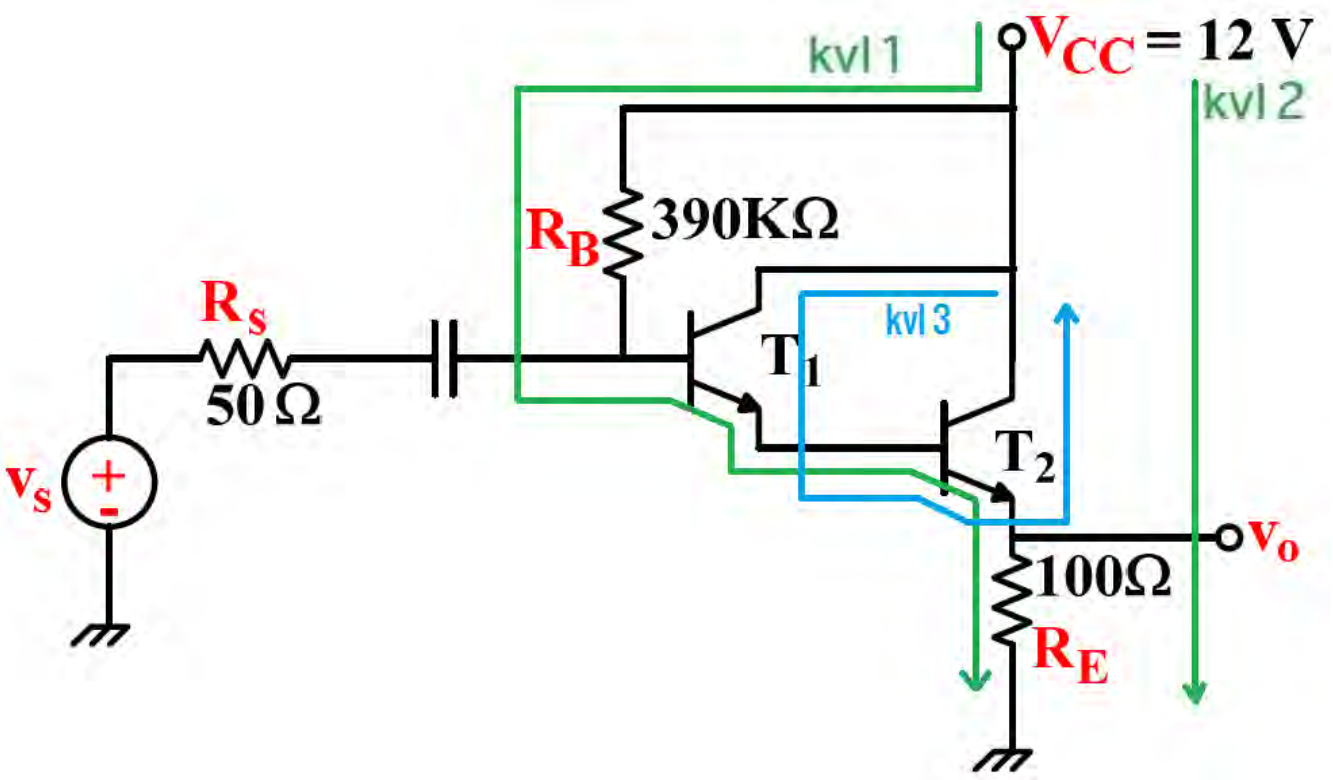
$$I_C = I_{C_1} + I_{C_2}$$

$$I_C = I_{C_1} + \beta_2 I_{B_2} = I_{C_1} + \beta_2 I_{E_1}$$

$$I_C = \beta_1 I_{B_1} + \beta_2(\beta_1 + 1) I_{B_1}$$

$$\beta = \beta_1 + \beta_2(\beta_1 + 1) \approx \beta_1 \beta_2$$

مثال: مدار زیر را تحلیل کنید.محل نقطه کار ، خط بار AC ، شیب خط بار، مقاومت ورودی، مقاومت خروجی، تحلیل AC در شرایط $\beta_1 = h_{fe_1} = 100$ و $\beta_2 = h_{fe_2} = 50$ و $V_{BE_1} = 0.6\ v$ و $V_{BE_2} = 0.7\ v$ و $\eta V_T = 50mV$ بدست آورید.



تحلیل DC:

$$kvl1: -V_{CC} + R_B(I_{B_1}) + V_{BE_1} + V_{BE_2} + R_E(I_{E_2}) = 0$$

$$\Longrightarrow kvl1: -V_{CC} + R_B\left(\frac{I_{C_2}}{\beta_2\beta_1}\right) + V_{BE_1} + V_{BE_2} + R_E(I_{C_2}) = 0$$

$$\Longrightarrow kvl1: -12 + 390k\left(\frac{I_{C_2}}{50 \times 100}\right) + 0.6 + 0.7 + 100\Omega(I_{C_2}) = 0$$

$$\Longrightarrow I_{C_2} = \frac{12 - 0.6 - 0.7}{78 + 100\Omega} = 60mA \Longrightarrow I_{C_1} = \frac{I_{C_2}}{\beta_2} = \frac{60mA}{50} = 1.2mA$$

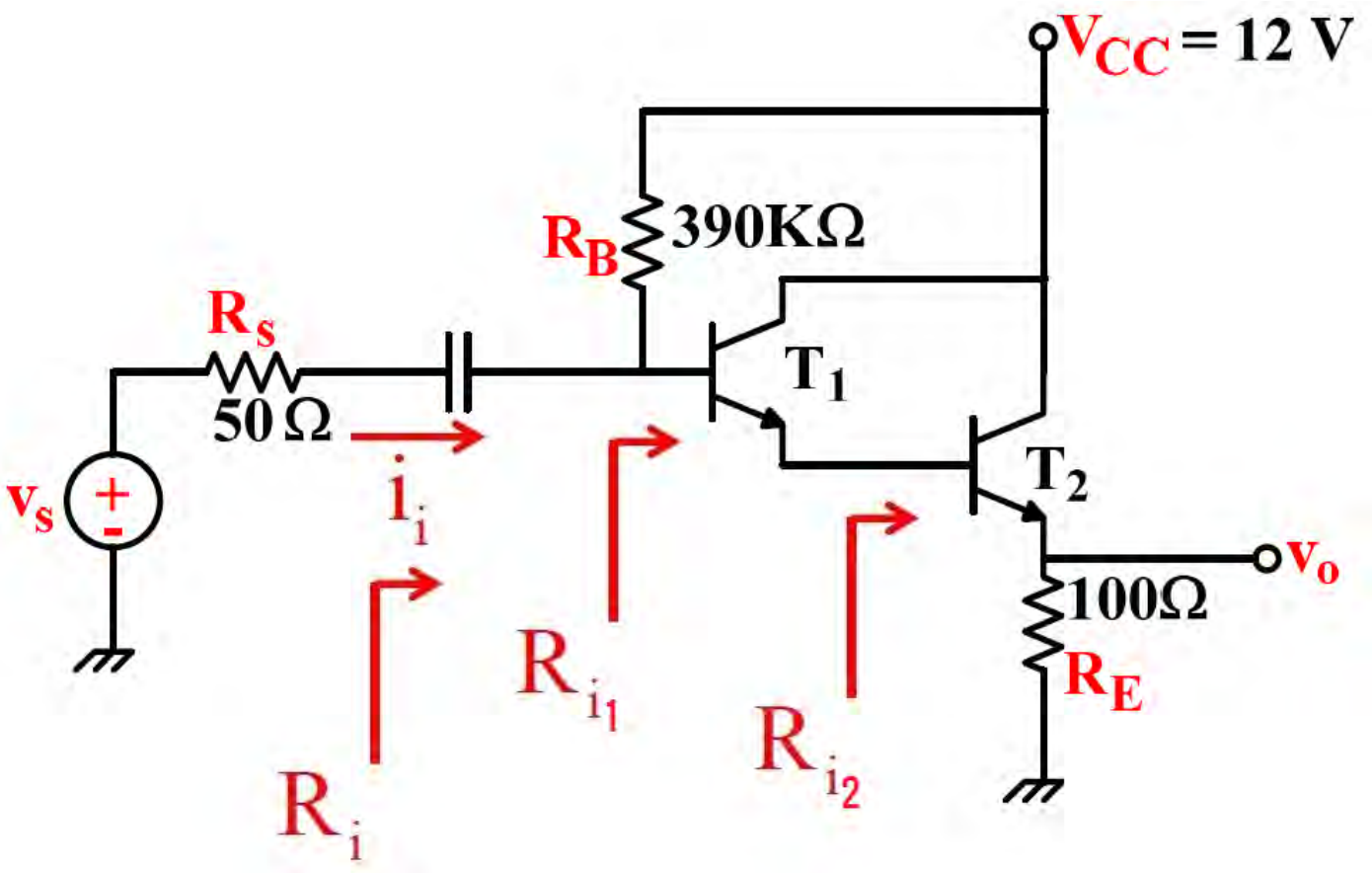
$$\text{kvl2}: -V_{CC} + V_{CE_2} + R_E(I_{E_2}) = 0 \Longrightarrow -12 + V_{CE_2} + 0.1k(60mA) = 0$$

$$V_{CE_2} = 12v - 6v = 6v$$

$$\text{kvl3}: +V_{CE_1} + V_{BE_2} - V_{CE_2} = 0 \Longrightarrow V_{CE_1} = -V_{BE_2} + V_{CE_2}$$

$$V_{CE_1} = -0.7 + 6 = 5.3v$$

تحلیل AC:



$$h_{ie_1} = \frac{\eta V_T \beta_1}{I_{C_1}} = \frac{50mV \times 100}{1.2mA} = 4166\Omega = 4.166\text{k}\Omega$$

$$h_{ie_2} = \frac{\eta V_T \beta_2}{I_{C_2}} = \frac{50mV \times 50}{60mA} = 41.66\Omega$$

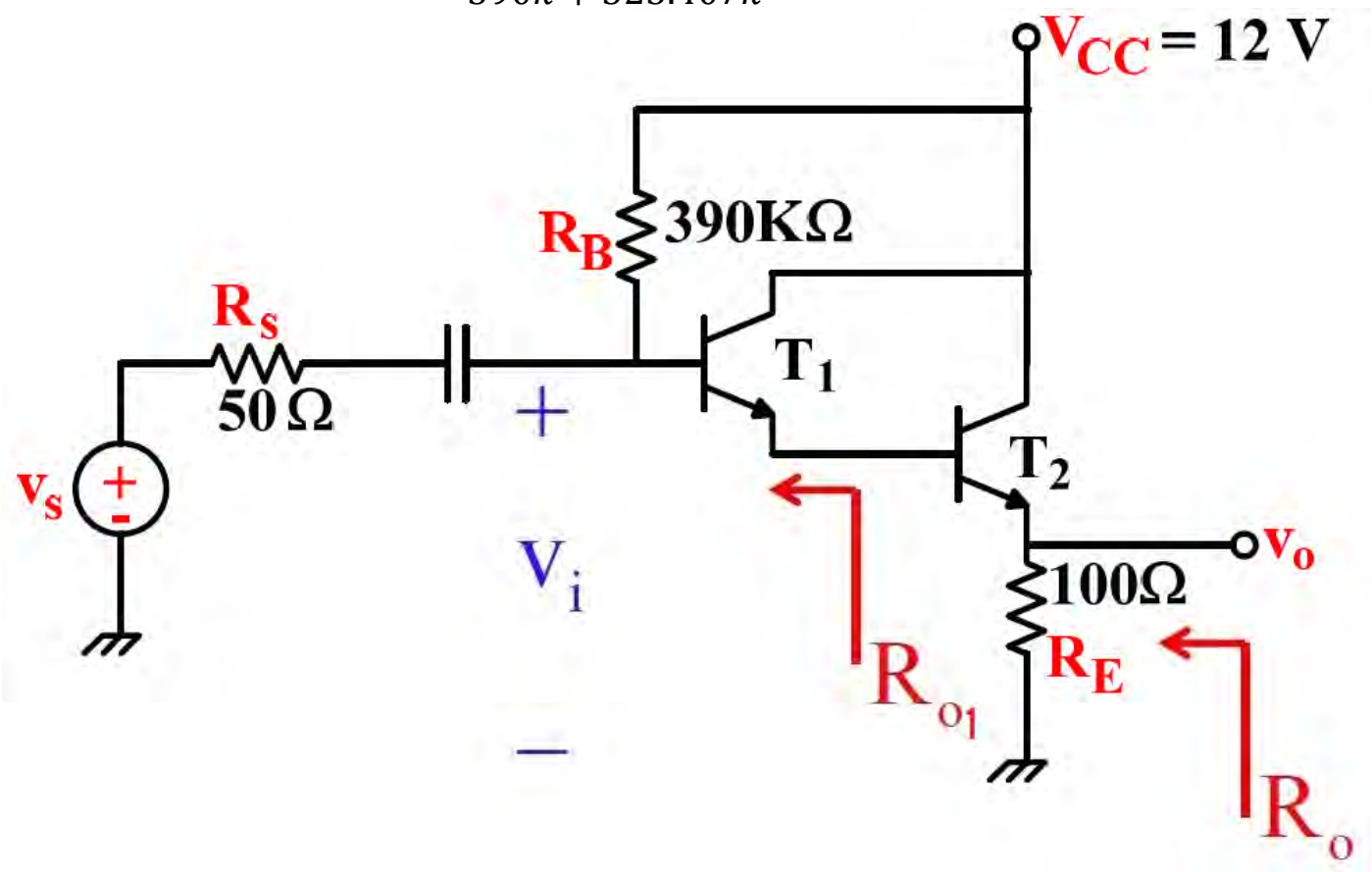
$$R_{i_2} = h_{ie_2} + \left(1 + h_{fe_2}\right) R_E = 41.66 + (51)100 = 5141\Omega = 5.141\text{k}\Omega$$

$$R_{i_1} = h_{ie_1} + \left(1 + h_{fe_1}\right) R_{i_2} = 4.166k + (101)5.141\text{k}\Omega = 523.407\text{k}\Omega$$

$$R_i = R_B \| R_{i_1} = \frac{390k \times 523.407k}{390k + 523.407k} = 223.45k\Omega$$

$$A_i = \frac{i_o}{i_i} = \frac{i_{e_2}}{i_i} = \frac{i_{e_2}}{i_{b_2}} \times \frac{i_{e_1}}{i_{b_1}} \times \frac{i_{b_1}}{i_i} = \left(1 + h_{fe_2}\right) \times \left(1 + h_{fe_1}\right) \times \frac{R_B}{R_B + R_{i_1}}$$

$$\Longrightarrow (1 + 50) \times (1 + 100) \times \frac{390k}{390k + 523.407k} = 2199.3 \approx 2200$$



$$R_{o_1} = \frac{R_s \| R_B + h_{ie_1}}{\left(1 + h_{fe_1}\right)} = \frac{50 \| 390k + 4.166\text{k}\Omega}{(101)} = 41.58\Omega$$

تقسیم بر $\left(1 + h_{fe_1}\right)$ به دلیل نگاه کردن از امیتر می‌باشد.

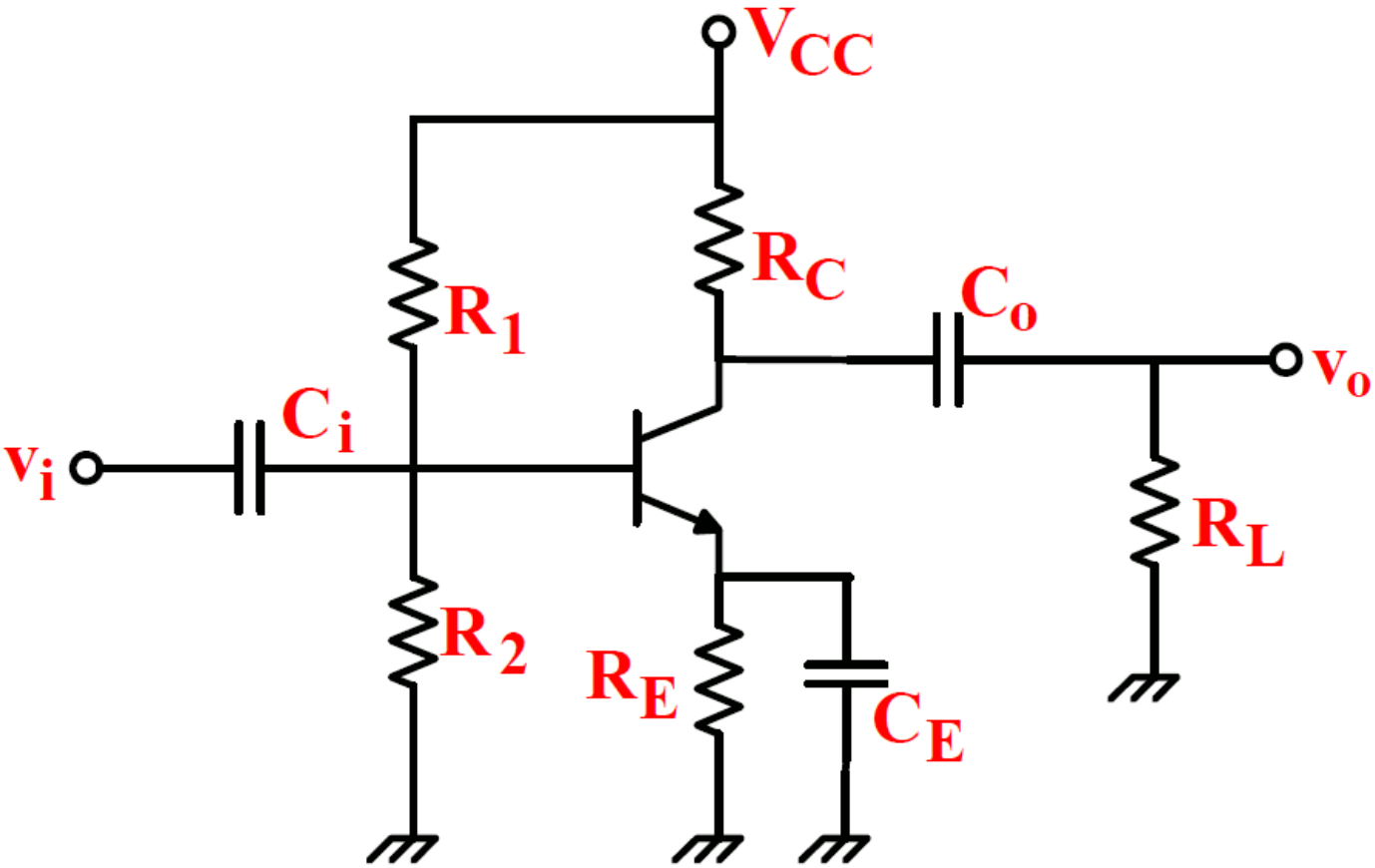
$$R_o = \frac{R_{o_1} + h_{ie_2}}{\left(1 + h_{fe_2}\right)} \| R_E = \frac{41.58 + 41.66\Omega}{(51)} \| 100\Omega = 1.63 \| 100\Omega = 1.61\Omega$$

$$A_V = \frac{V_o}{V_i} = \frac{R_E i_o}{R_i i_i} = \frac{R_E}{R_i} \times A_i = \frac{100}{223.45k\Omega} \times 2200 = 0.984$$

مثال: الف) يك تقويت كننده CE طراحی كنيد كه در آن مشخصات ذيل برقرار باشد. همچنين ماكزيمم نوسان قرينه را نيز داشته باشيم.

ب) پس از طراحی مدار با استفاده از عناصر استاندارد ، مدار را تحليل كنيد.

$A_V = -100\ ,\ R_i \geq 2k\Omega\ ,\ R_L = 4.7k\Omega\ ,\ \eta V_T = 50mV\ ,\ V_{BE} = 0.7\ v\ ,\ \beta = h_{fe} = 100$



$$R_i = R_1 \| R_2 \| h_{ie} \approx h_{ie}$$

مقاومت h_{ie} را كمی بيشتر از مقاومت ورودی در نظر می‌گيريم. $h_{ie} = 2.5k\Omega$

$$A_V = -100 = \frac{V_o}{V_i} = \frac{(-h_{fe} i_b)(R_C \parallel R_L)}{h_{ie} i_b} = \frac{-h_{fe}(R_C \parallel R_L)}{h_{ie}}$$

$$A_V = -100 = \frac{-100(2.5k)}{2.5k} = -100$$

پس:

$$R_C \| R_L = 2.5k \Longrightarrow \frac{R_C \times 4.7k}{R_C + 4.7k} = 2.5k \rightarrow 2.5k(R_C + 4.7k) = R_C \times 4.7k$$

$$\Longrightarrow 2.5kR_C + 11.75M = 4.7kR_C \rightarrow 11.75M = 4.7kR_C - 2.5kR_C$$

$$\Longrightarrow R_C = \frac{11.75M\Omega}{2.2k} = 5.34k\Omega$$

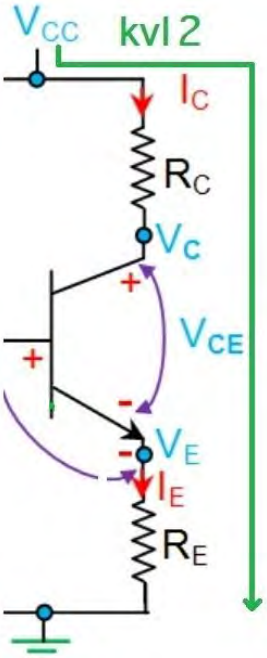
$$h_{ie} = 2.5k\Omega = \frac{\eta V_T \beta}{I_C} \Rightarrow \frac{50mV \times 100}{I_C} = 2.5k\Omega$$

$$\Rightarrow 2.5k\Omega \times I_C = 50mV \times 100 \rightarrow I_C = \frac{50mV \times 100}{2.5k\Omega} = 2mA$$

برای اینکه ماکزیمم نوسان قرینه را داشته باشیم ، بایستی نقطه کار وسط خط بار AC باشد. (حذف R_E با خازن)

$$V_{CE} = (R_C || R_L) i_c = 2.5k\Omega \times 2mA = 5v$$

کافی است ولتاژ منبع تغذیه بیش از ۲ برابر V_{CE} باشد.



$$V_{CC} = 20v$$

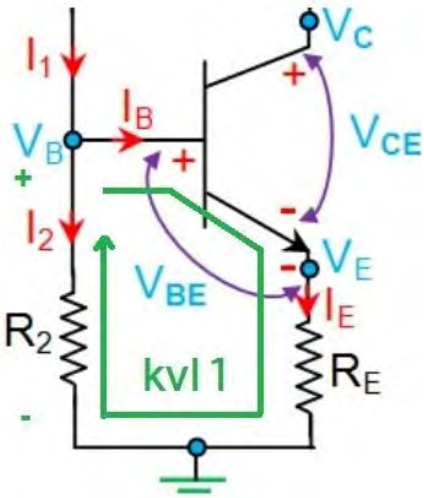
$$I_C = \beta I_B \rightarrow I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{2mA}{100} = 20\mu A$$

$$I_E = (1+\beta) I_B = (101)20\mu A = 2.02mA \Rightarrow I_C \approx I_E$$

$$\text{kvl2}: -V_{CC} + R_C(I_C) + V_{CE} + R_E(I_E) = 0$$

$$\Rightarrow: -20 + 5.34k(2mA) + 5 + R_E(2mA) = 0$$

$$\Rightarrow (2mA)R_E = 20 - 10.68 - 5 \Rightarrow R_E = \frac{20 - 15.68}{2mA} = 2.16k\Omega$$



$$V_B = \frac{V_{CC} \times R_2}{R_1 + R_2} \Rightarrow kvl1: -V_B + V_{BE} + R_E(I_E) = 0$$

$$\Rightarrow V_B = 0.7 + 2.16k\Omega(2mA) = 5.02v$$

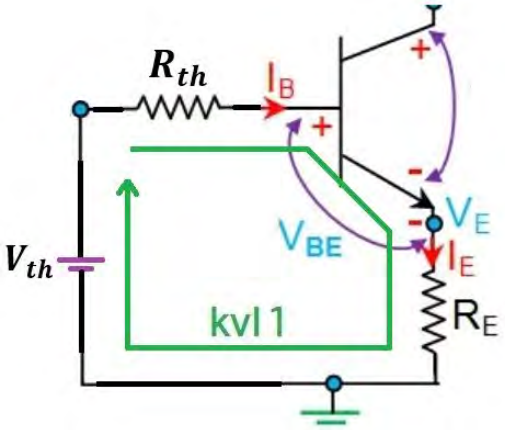
$$1) \Rightarrow 5.02 = \frac{20 \times R_2}{R_1 + R_2} \rightarrow \frac{5.02}{20} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 0.25$$

$$R_{th} \leq \frac{\beta_{min} \times R_E}{10} \rightarrow R_{th} \leq \frac{90 \times R_E}{10} \rightarrow R_{th} = 9R_E$$

$$2) \Rightarrow R_{th} = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2} = 9R_E = 9 \times 2.16k\Omega = 19.44\text{k}\Omega$$

$$\begin{cases} \dfrac{R_2}{R_1 + R_2} = 0.25 \rightarrow 0.25(R_1 + R_2) = R_2 \rightarrow 0.25R_1 = 0.75R_2 \xrightarrow{\times 4} R_1 = 3R_2 \\ \dfrac{3R_2 \times R_2}{3R_2 + R_2} = 19.44\text{k}\Omega \rightarrow 4R_2 19.44\text{k} = 3R_2^2 \rightarrow 19.44\text{k} = \dfrac{3R_2^2}{4R_2} \rightarrow 19.44\text{k} = \dfrac{3}{4}R_2 \end{cases}$$

$$\Rightarrow R_2 = \frac{19.44\text{k}}{0.75} = 25.92k\Omega \,, R_1 = 3R_2 = 3 \times 25.92k = 77.76k\Omega$$



$$V_{th} = V_B = \frac{V_{CC} \times R_2}{R_1 + R_2} = \frac{20 \times 25.92k}{77.76k + 25.92k} = 5V$$

$$R_{th} = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2} = \frac{77.76k \times 25.92k}{77.76k + 25.92k} = 19.44k\Omega$$

$$\Longrightarrow kvl1: -V_{th} + R_{th}(I_B) + V_{BE} + R_E(I_E) = 0$$

$$\Longrightarrow kvl1: -V_{th} + R_{th}(I_B) + V_{BE} + R_E(1+\beta)I_B = 0$$

$$\Longrightarrow kvl1: -5 + 19.44k(I_B) + 0.7 + 2.16k(1+100)I_B = 0$$

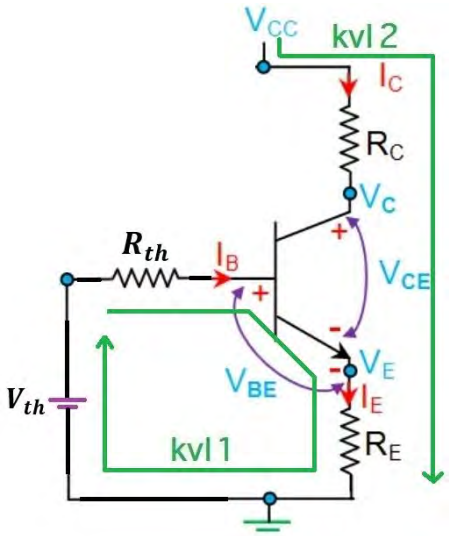
$$\Longrightarrow I_B = \frac{5 - 0.7}{19.44k + 2.16k(1+100)} = 18\mu A$$

تقریبا قابل قبول است.

$$R_i = R_1 \parallel R_2 \parallel h_{ie} = 19.44k \parallel h_{ie} = 19.44k \parallel 2.5k\Omega$$

$$\Longrightarrow R_i = \frac{19.44k \times 2.5k}{19.44k \times 2.5k} = 2.215k\Omega$$

تقریبا قابل قبول است.



مقادیر استاندارد :

$$R_1 = 82k\Omega\,, R_2 = 27k\Omega\,, R_E = 2.2k\Omega\,, R_C = 5.6k\Omega$$

$$V_{th} = V_B = \frac{V_{CC} \times R_2}{R_1 + R_2} = \frac{20 \times 27k}{82k + 27k} = 4.95V$$

$$R_{th} = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2} = \frac{82k \times 27k}{82k + 27k} = 20.31k\Omega$$

$$\Longrightarrow kvl1: -V_{th} + R_{th}(I_B) + V_{BE} + R_E(I_E) = 0$$

$$\Longrightarrow kvl1: -V_{th} + R_{th}(I_B) + V_{BE} + R_E(1+\beta)I_B = 0$$

$$\Longrightarrow kvl1: -4.95 + 20.31k(I_B) + 0.7 + 2.2k(1+100)I_B = 0$$

$$\Longrightarrow I_B = \frac{4.95 - 0.7}{20.31k + 2.2k(1+100)} = 17.52\mu A$$

$$\Longrightarrow I_E = (1+\beta)I_B = (101)17.52\mu A = 1.77mA$$

$$\Longrightarrow I_C = (\beta)I_B = 100 \times 17.52\mu A = 1.752mA$$

$$\text{kvl2}: -V_{CC} + R_C(I_C) + V_{CE} + R_E(I_E) = 0$$
$$\Longrightarrow: -20 + 5.6k(1.752mA) + V_{CE} + 2.2k(1.77mA) = 0$$
$$\Longrightarrow V_{CE} = 20 - 9.811 - 3.894 = 6.295v$$

تحلیل AC:

$$h_{ie} = \frac{\eta V_T \beta}{I_C} \Longrightarrow \frac{50mV \times 100}{1.752mA} = 2.853k\Omega$$

$$A_V = \frac{V_o}{V_i} = \frac{(-h_{fe} i_b)(R_C \parallel R_L)}{h_{ie} i_b} = \frac{-h_{fe}(R_C \parallel R_L)}{h_{ie}} = \frac{-100(R_C \parallel R_L)}{2.853k}$$

$$\Longrightarrow (R_C \parallel R_L) = \frac{5.6k \times 4.7k}{5.6k \times 4.7k} = 2.555k\Omega$$

$$A_V = \frac{V_o}{V_i} = \frac{-100 \times 2.555k\Omega}{2.853k} = -89.55$$

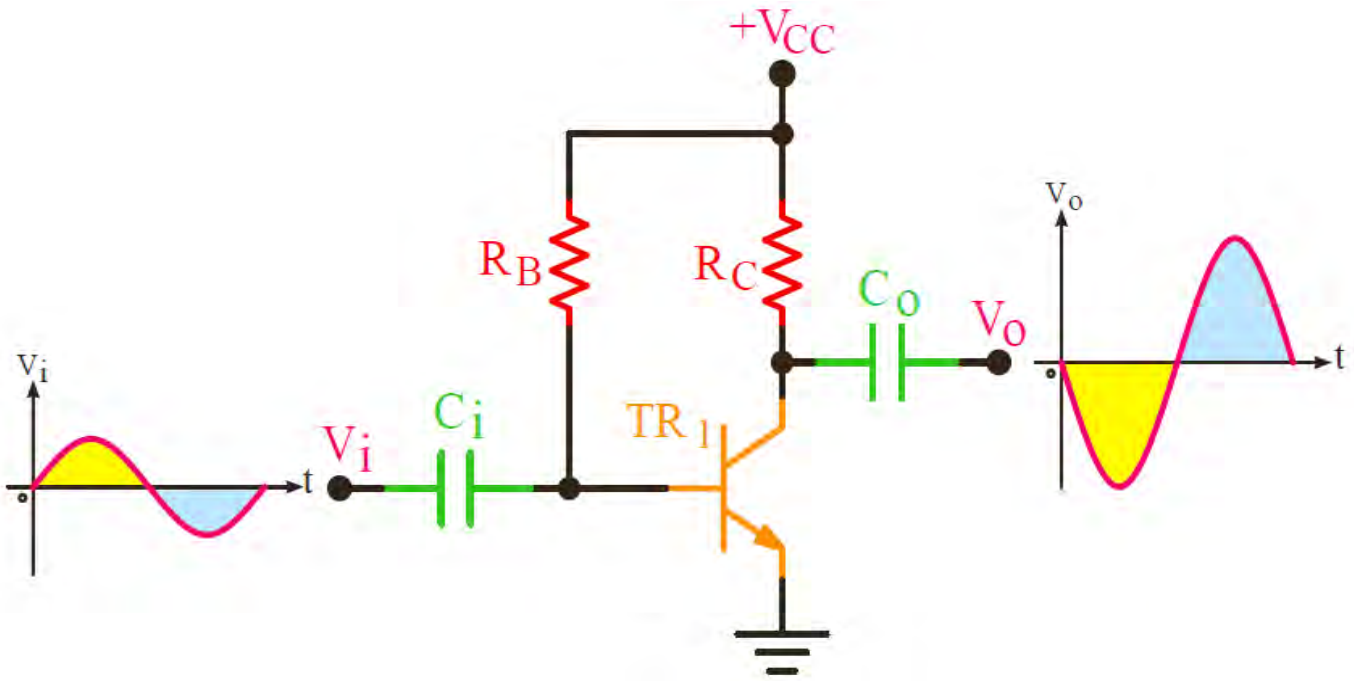
$$R_i = R_1 \parallel R_2 \parallel h_{ie} \Longrightarrow R_{th} = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2} = \frac{82k \times 27k}{82k + 27k} = 20.31k\Omega$$

$$\Longrightarrow R_i = 20.31k \parallel 2.853k = \frac{20.31k \times 2.853k}{20.31k + 2.853k} = 2.501k\Omega$$

$$V_o = (R_C \parallel R_L) i_C = V_P = 2.555k\Omega \times 1.752mA = 4.478v$$

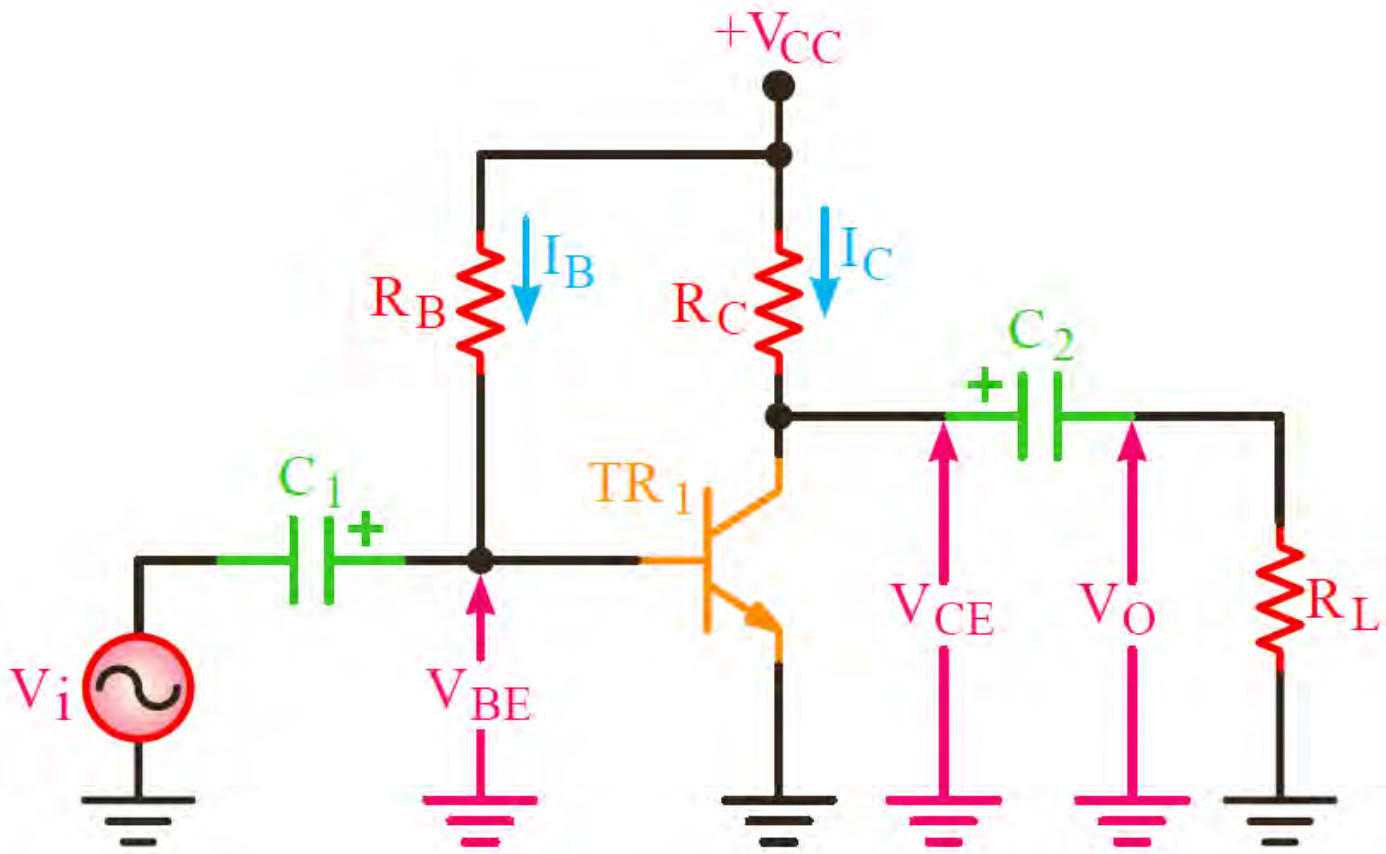
$$\Longrightarrow V_{P-P} = 4.478v \times 2 = 8.95v$$

تقویت کنندگی ترانزیستور امیتر مشترک CE

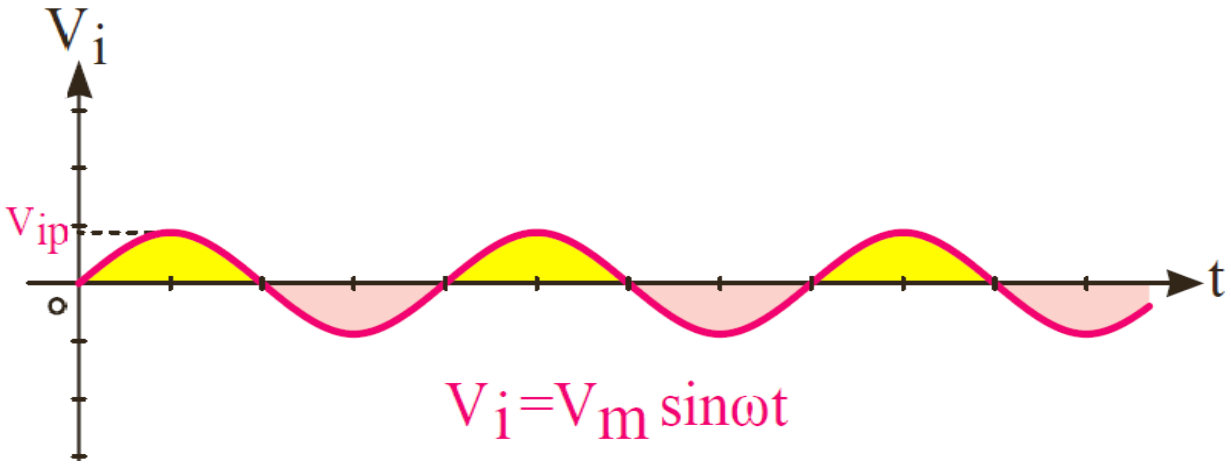


خازن ها برای کوپلاژ ورودی و خروجی استفاده شده اند.

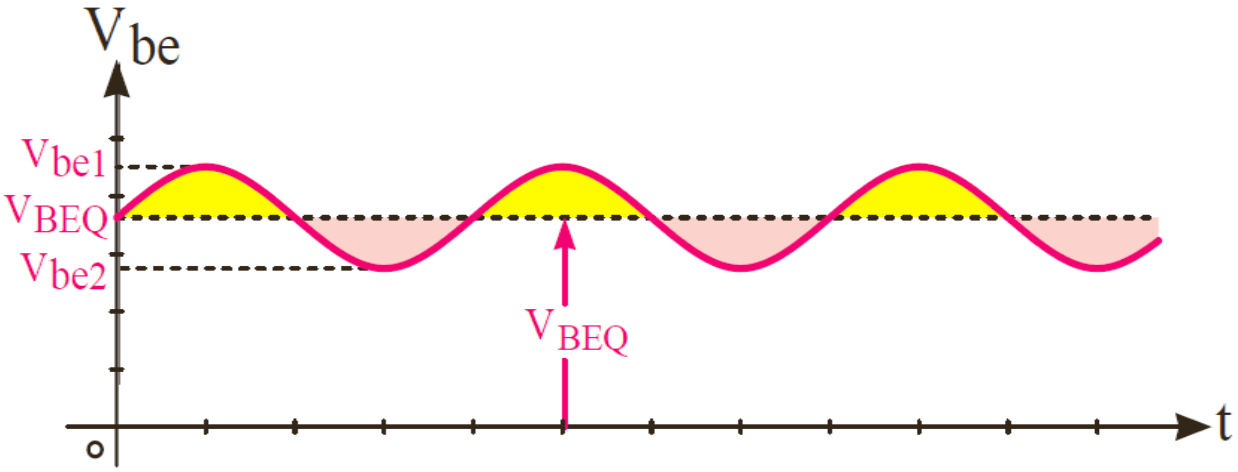
یعنی اجازه ورود سیگنال dc در ورودی را نمی‌دهند و اجازه خروج ولتاژ dc در خروجی را نمی‌دهند.



شکل موج سیگنال ورودی، این سیگنال به ورودی تقویت کننده، یعنی بیس امیتر اعمال می‌شود.

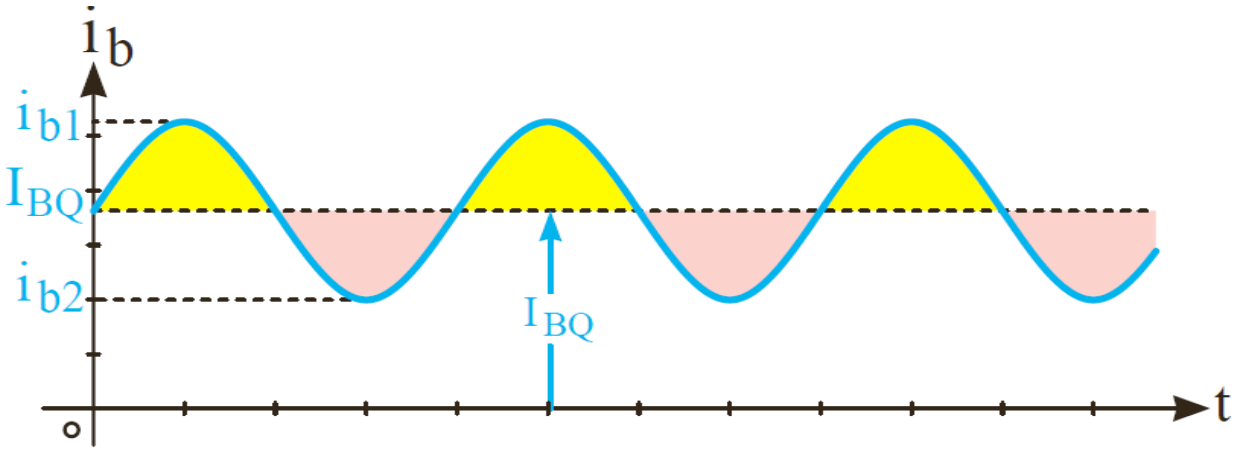


سیگنال AC ورودی سوار DC نقطه کار V_{BE} می‌شود.



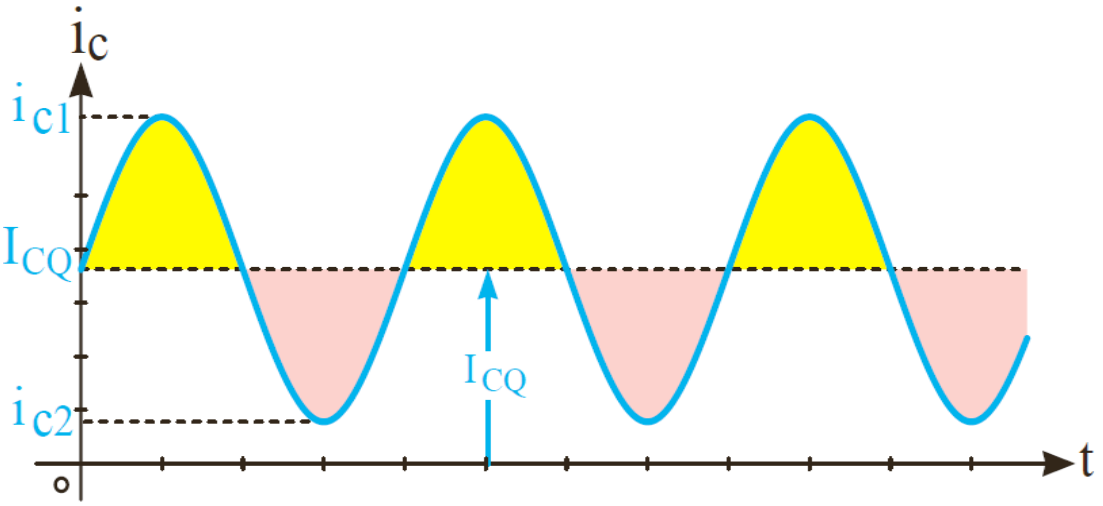
در نیم سیکل مثبت، سیگنال ورودی باعث افزایش V_{be} و در نیم سیکل منفی موجب کاهش آن می‌شود.

شکل موج جریان بیس، افزایش ولتاژ دو سر پیوند بیس امیتر موجب افزایش جریان بیس می‌شود و کاهش این ولتاژ، کاهش جریان بیس را به دنبال دارد.



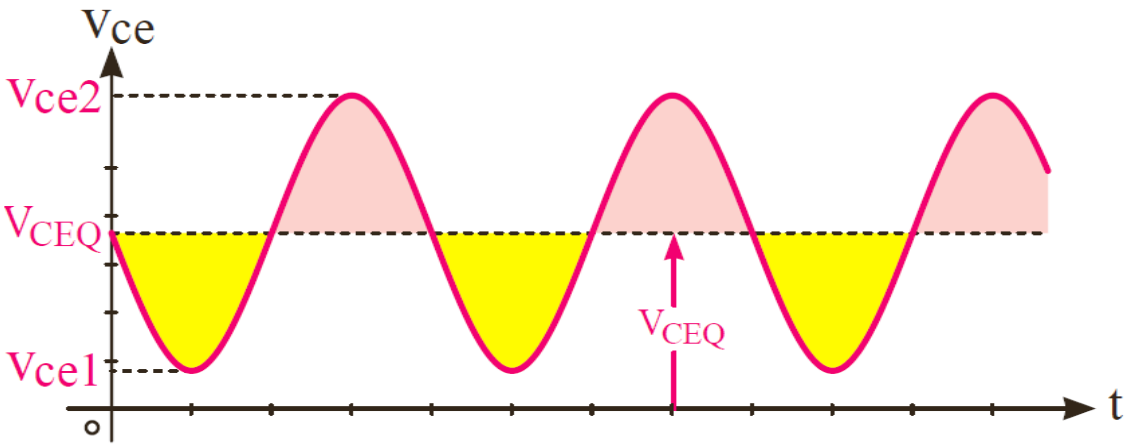
تغییرات I_B حول نقطه کار DC، I_{BQ} اتفاق می‌افتد.

با افزایش I_B جریان تغییرات I_C زیاد می‌شود و با کاهش I_B، I_C نیز کاهش می‌یابد.



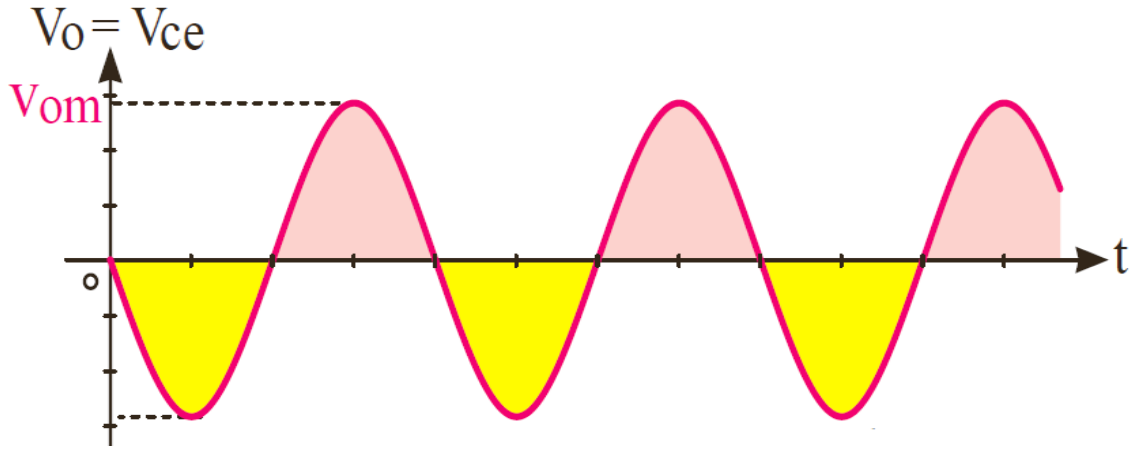
تغییرات I_C حول نقطه کار DC، I_{CQ} اتفاق می‌افتد.

با افزایش I_C، افت پتانسیل $R_C I_C$ زیاد و V_{CE} کم می‌شود. با کاهش I_C، افت پتانسیل $R_C I_C$ کم و V_{CE} زیاد می‌شود.



تغییر AC، حول نقطه‌ی کار V_{CEQ} اتفاق می‌افتد.

خازن C_2 مولفه DC سیگنال کلکتور را حذف می‌کند و فقط سیگنال AC به بار می‌رسد.



مشاهده می‌شود تغییرات سیگنال AC در دو سر بار نسبت به سیگنال ورودی بسیار بیشتر (تقویت) است.

ردیف	تعاریف	کلکتور مشترک	امیتر مشترک	بیس مشترک
۱	بهره جریان	متوسط	کم و کوچکتر از یک	زیاد
۲	بهره ولتاژ	متوسط	زیاد	کم و کوچکتر از یک
۳	بهره توان	خیلی زیاد	زیاد و تقریبا برابر با بهره ولتاژ	زیاد و تقریبا برابر با بهره جریان
٤	مقاومت ورودی	متوسط	کم	زیاد
۵	مقاومت خروجی	متوسط	زیاد	کم
٦	اختلاف فاز	180°	0°	0°

تقویت کننده بیس مشترک در ابتدا و کلکتور مشترک در انتهای تقویت کننده‌ی صوتی استفاده می‌شود.

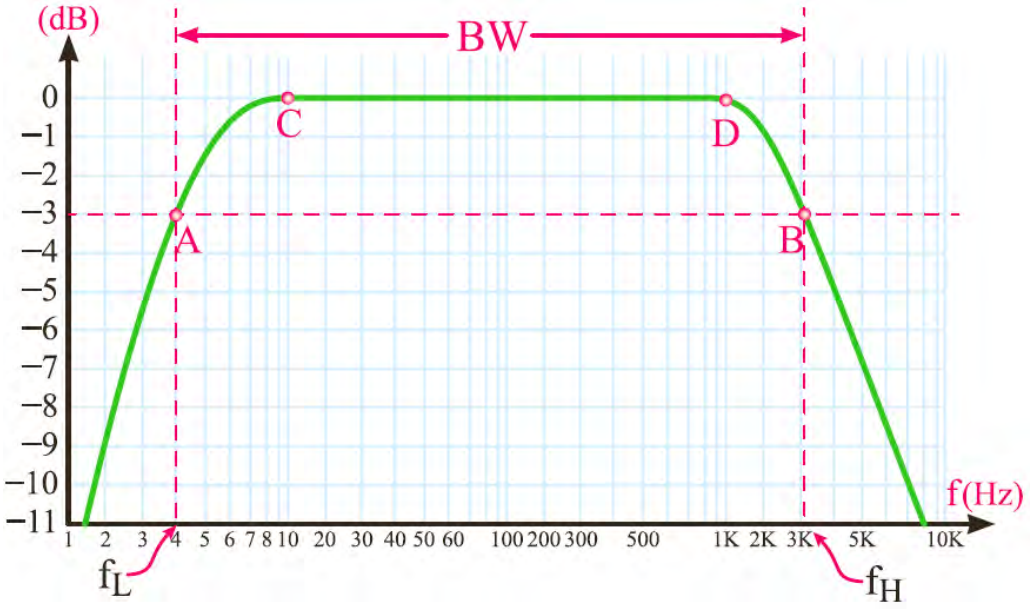
کلکتور مشترک در رگولاتورها و مواردی که نیاز به تطبیق امپدانس باشد به کار می‌رود.

مزیت تقویت کننده بیس مشترک نسبت به کلکتور مشترک دارا بودن پهنای باند فرکانسی پهن‌تر می‌باشد و نسبت به سایر آرایش‌ها مشخصه فرکانسی بهتری در فرکانس‌های بالا دارد.

پاسخ فرکانسی تقویت کننده‌ها: معمولا تقویت کننده‌ها فرکانس‌های خیلی کم را به دلیل عکس‌العمل زیاد خازن‌های سری و فرکانس‌های زیاد را به دلیل عکس‌العمل کم خازن‌های موازی به خوبی تقویت نمی‌کند. باند مفید فرکانسی (BW) محدوده‌ای از طیف فرکانسی که در آن ضریب تقویت، تقویت کننده تغییر محسوسی نمی‌کند. $BW = F_L - F_H$

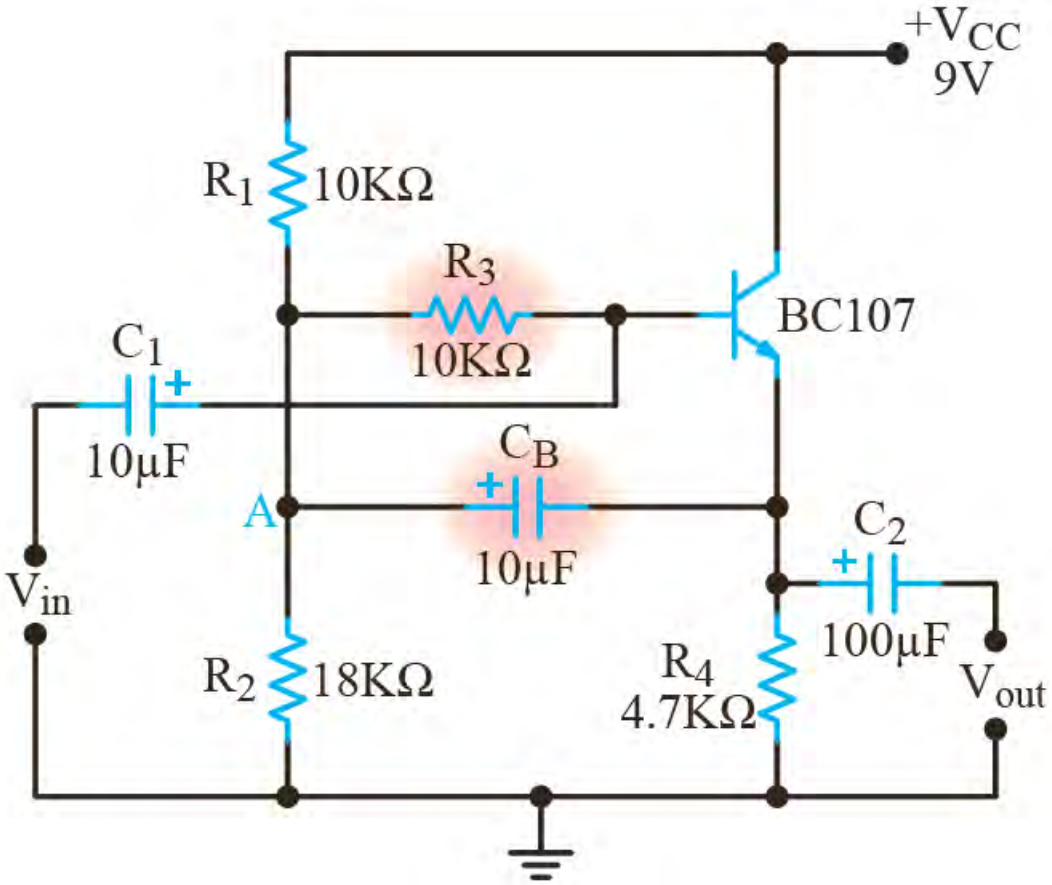
فرکانس حد (f_g): مقدار فرکانسی است که β به ازای آن به اندازه $\frac{1}{\sqrt{2}}$ یا $-3dB$ کمتر از فرکانس ۰ هرتز است.

فرکانس قطع (f_T): مقدار فرکانسی است که به ازای آن $\beta = 1$ می‌شود.



تقریبا از فرکانس حد به عنوان فرکانس قطع نیز استفاده می‌شود، زیرا بهره تقویت کننده به نصف مقدار خود کاهش یافته و $3dB$ افت کرده است.

بوت استراپ:



عملی برای خنثی کردن مقاومت‌های بایاسینگ R_1 و R_2 بر مقاومت ورودی می‌باشد.

استفاده از این خاصیت برای افزایش مقاومت ورودی تقویت کننده در برابر سیگنال AC است.

در عمل بوت استراپ از فیدبک مثبت استفاده می‌شود.

در مدار بالا خازن بوت استراپ کننده C_B موجب افزایش مقدار موثر R_3 در برابر سیگنال AC می‌شود.

مزیت تقویت کننده بوت استراپ شده عبارت است از:

الف) داشتن امپدانس ورودي زياد

ب) داشتن بهره جريان بيشتر

منابع:

۱- جزوه استاد دلیر روی‌فرد

پایان جلسه یازدهم

روزگار خوشی را برای شما آرزومندم.

محمد اعرابیان

محمد اعرابیان

جزوه درس الکترونیک کاربردی

جلسه دوازدهم

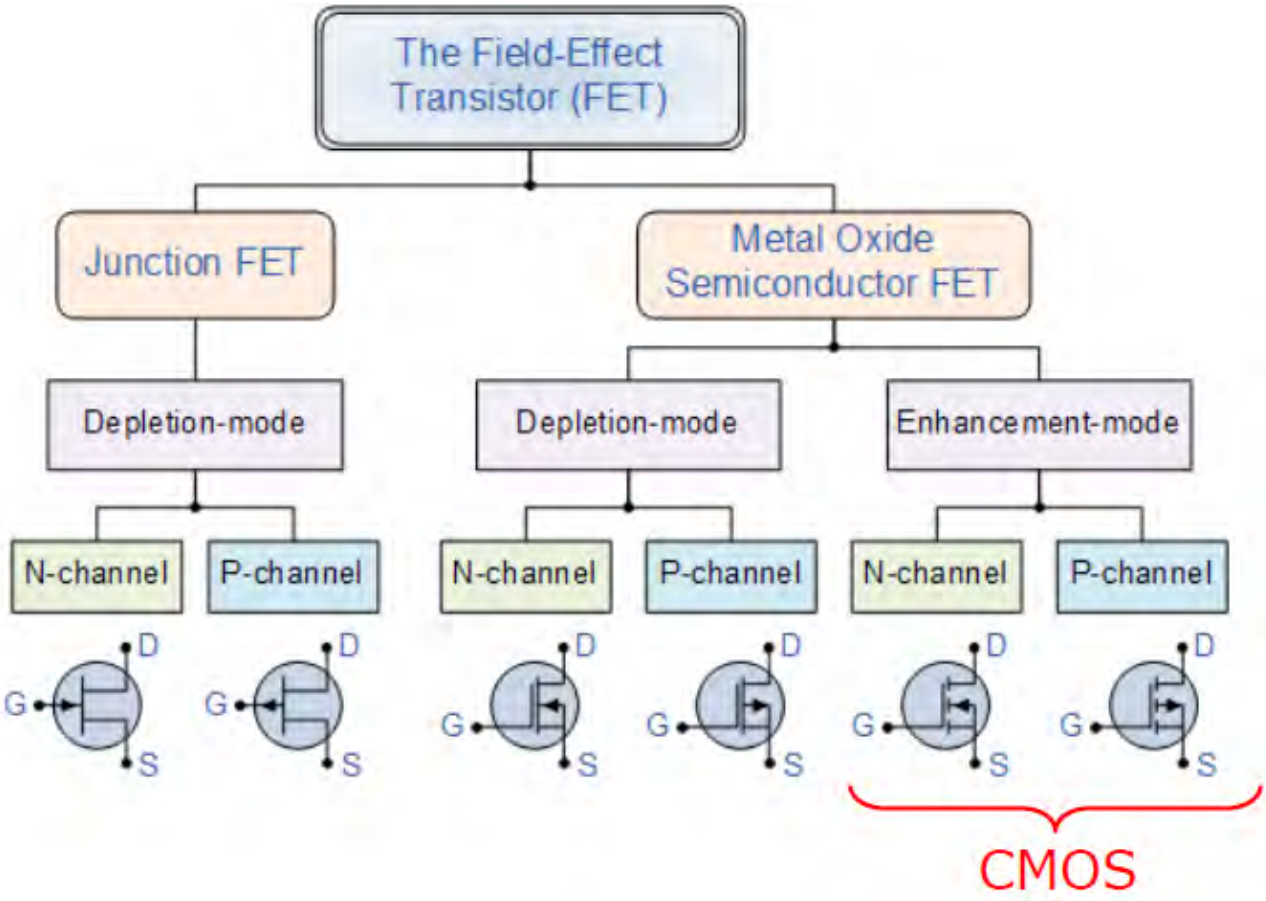
برای جزئیات بیشتر **اسکن کنید**

نسخه ۱.۱ | تهیه شده در بهمن ۱۴۰۰

تمامی حقوق این جزوه برای **محمد اعرابیان** محفوظ است.

ترانزیستور اثر میدان FET

ترانزیستور معمولی (BJT)، یک عنصر دوقطبی کنترل شونده با جریان است که توسط جریان بیس، جریان کلکتور آن کنترل می‌شود. ولی ترانزیستور اثر میدان یک عنصر تک قطبی کنترل شونده با ولتاژ است.



مقایسه کلی بین FET و BJT

BJT: شامل سه نیمه‌هادی، عناصر کنترل شده با جریان، بهره بیشتر، ارزان‌تر می‌باشد.

FET: شامل دو نیمه هادی، عناصر کنترل شده با ولتاژ، فرکانس قطع بالا، پایداری حرارتی بیش‌تر، راندمان بیشتر، مصونیت بیش‌تر در برابر اغتشاش

FET دارای مقاومت ورودی بسیار زیاد می‌باشد.

FET در هنگام استفاده به عنوان سوئیچ ولتاژ افست ندارد.

FET در مقابل تشعشات حساسیت بسیار کمی دارد.

FET پارازیت کمتری روی سیگنال ایجاد می‌کند

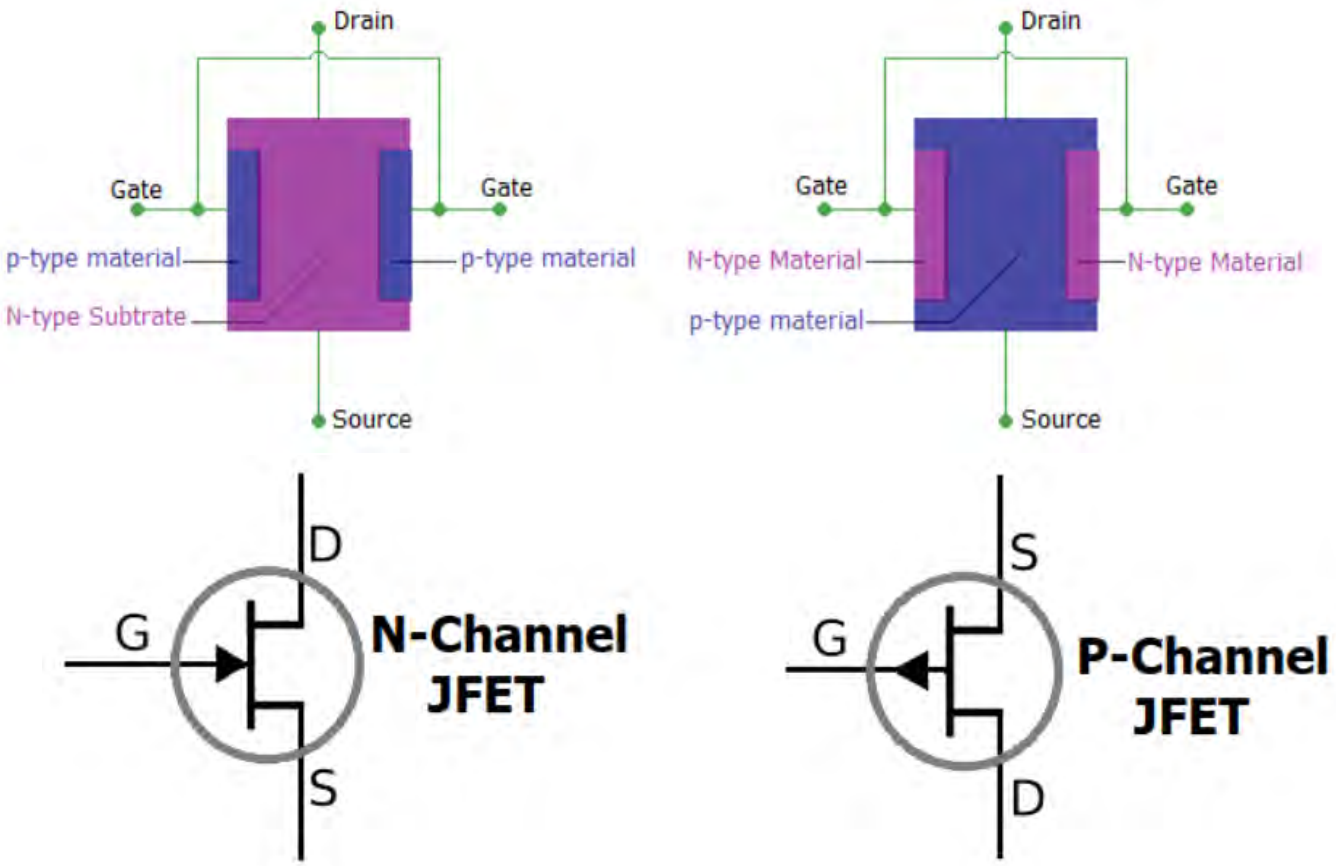
FET از BJT کوچکتر است و در ساخت مدارهای مجتمع (IC) استفاده بیشتری دارد.

FET عرض باند تقویت کمتری نسبت به BJT دارد.

آسیب پذیری FET با دست بیشتر است.

مقاومت ورودی ترانزیستور اثر میدان بسیار زیاد در حدود $10M\Omega$ تا $1000M\Omega$ است.

اساس ساختمان ترانزیستور JFET (اثر میدان پیوندی) در شکل زیر نشان داده شده است :



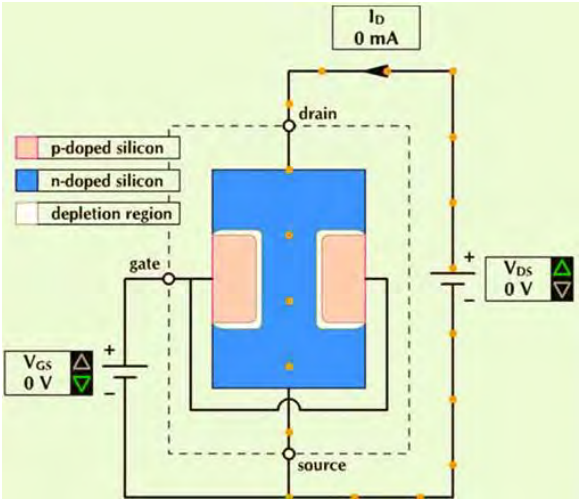
ترانزیستور JFET (اثر میدان پیوندی) از یك میله نیمه هادی از نوع N یا P تشکیل شده که در بالا و پائین آن ناخالصی از نوع دیگر وارد می‌کنند.

ترانزیستور JFET در دو نوع N کانال و P کانال ساخته می‌شود.حال به تشریح عملکرد نوع N کانال می‌پردازیم.

لایه N در حقیقت یك کانال عبور الکترون‌ها از سر سورس (S) به طرف درین (D) است. جریان در این کانال توسط میدان الکتریکی که از طریق سرهای گیت (G) اعمال می‌شود، کنترل پذیر است.

پایه گیت در وسط پایه درین و سورس قرار دارد و با علامت فلش نمایش می‌دهند.

عامل حرکت الکترون‌ها اتصال سر درین به قطب مثبت منبع است.

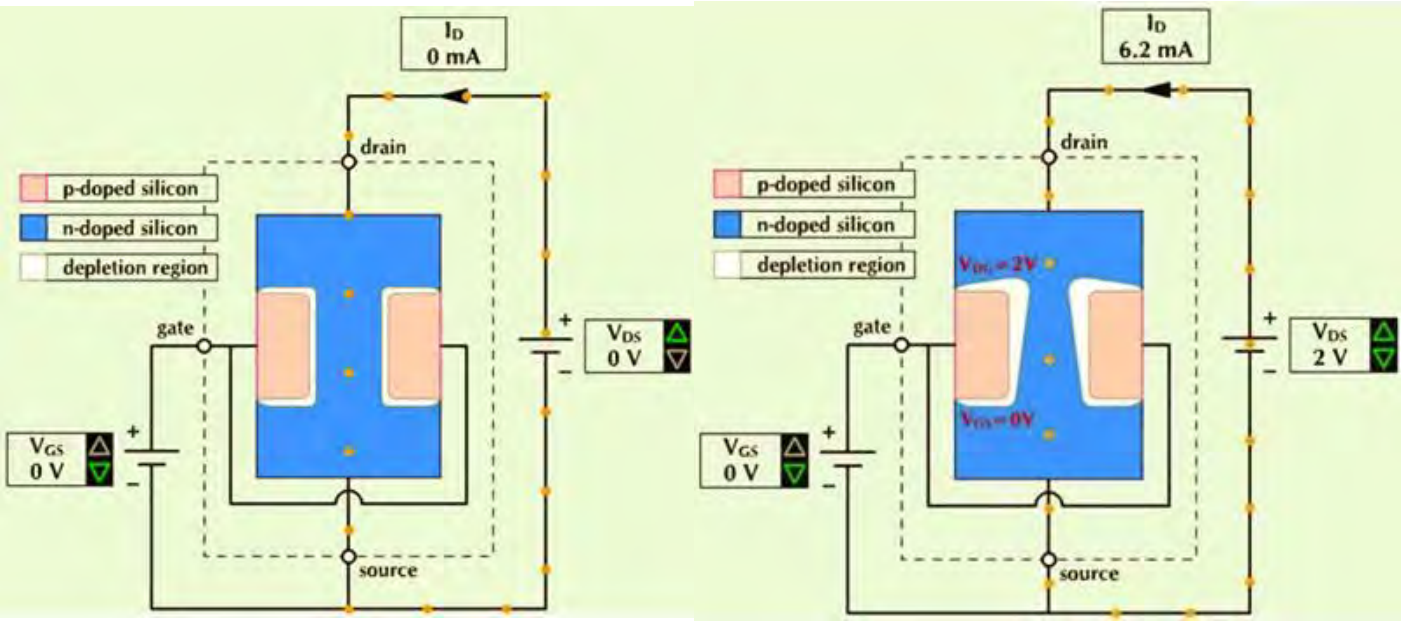


در ابتدا که این منبع صفر است، جریانی وجود ندارد.

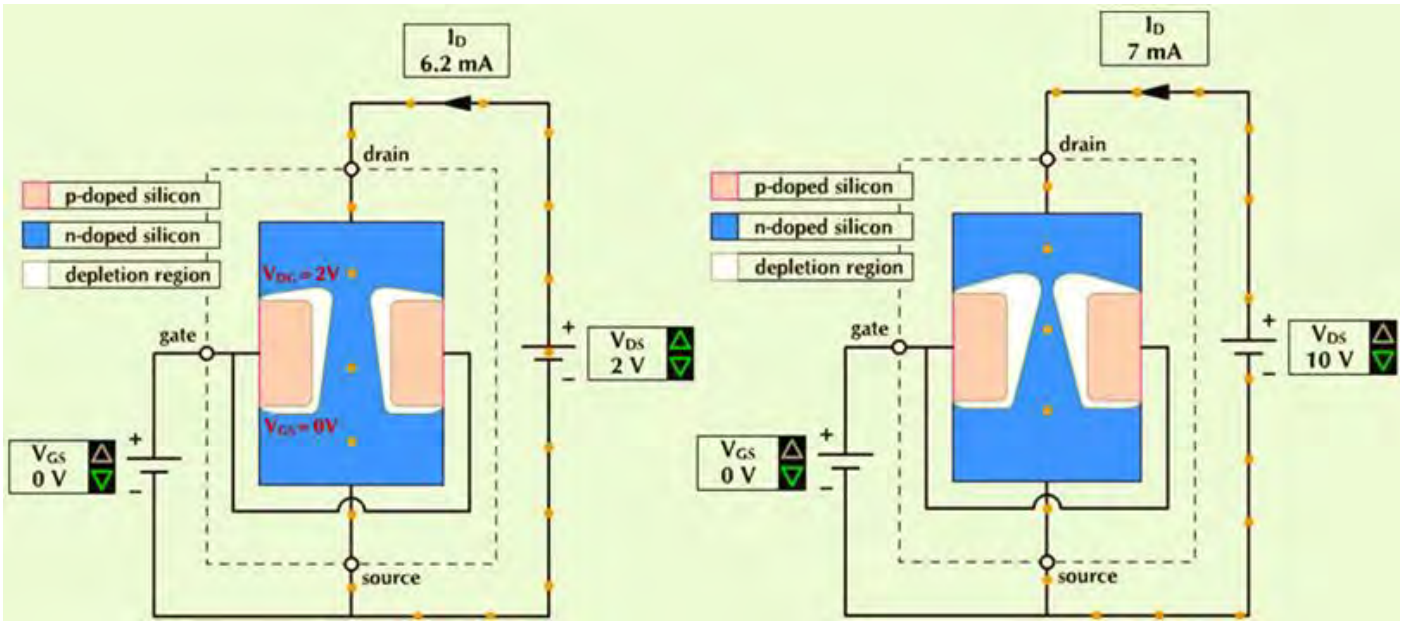
چون N به مثبت و P به زمین وصل شده است، لذا دیود PN در گرایش معکوس قرار دارد.

پس عرض لایه تهی با افزایش V_{DS} بالا می‌رود.

چون سطح مقطع کانال کم می‌شود، مقاومت آن زیاد خواهد شد. میدان مربوط به G و D بر جریان درین اثر می‌گذارد. لذا آن را ترانزیستور اثر میدان گویند.

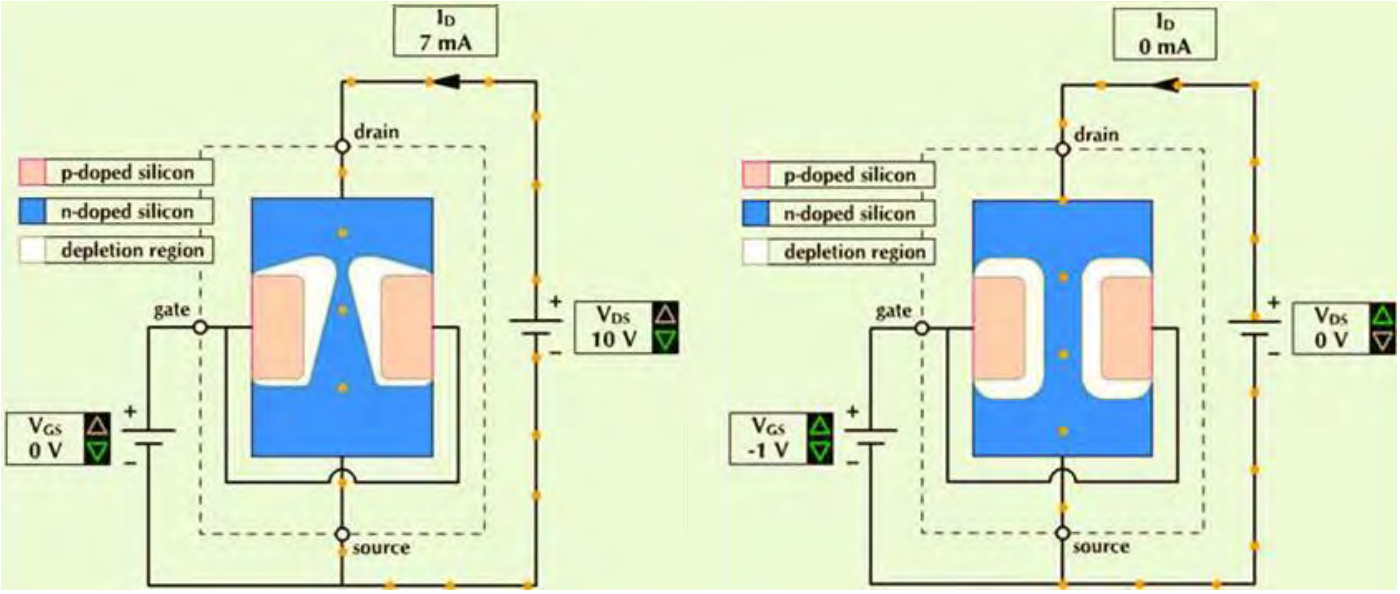


وقتی V_{DS} کوچك است، جریان درین بطور خطی افزایش می‌یابد، زیرا هنوز ضخامت لایه تهی بر آن تأثیر ندارد. ولی وقتی که منبع V_{DS} زیاد و بزرگ می‌شود، عرض دو لایه تهی بهم نزدیك شده و مقاومت کانال بالا می‌رود. وقتی که این منبع به مقدار $|V_P|$ (ولتاژ بحرانی یا ناحیه قطع و یا $V_{GS}(off)$) می‌رسد، نرخ افزایش جریان صفر می‌شود.



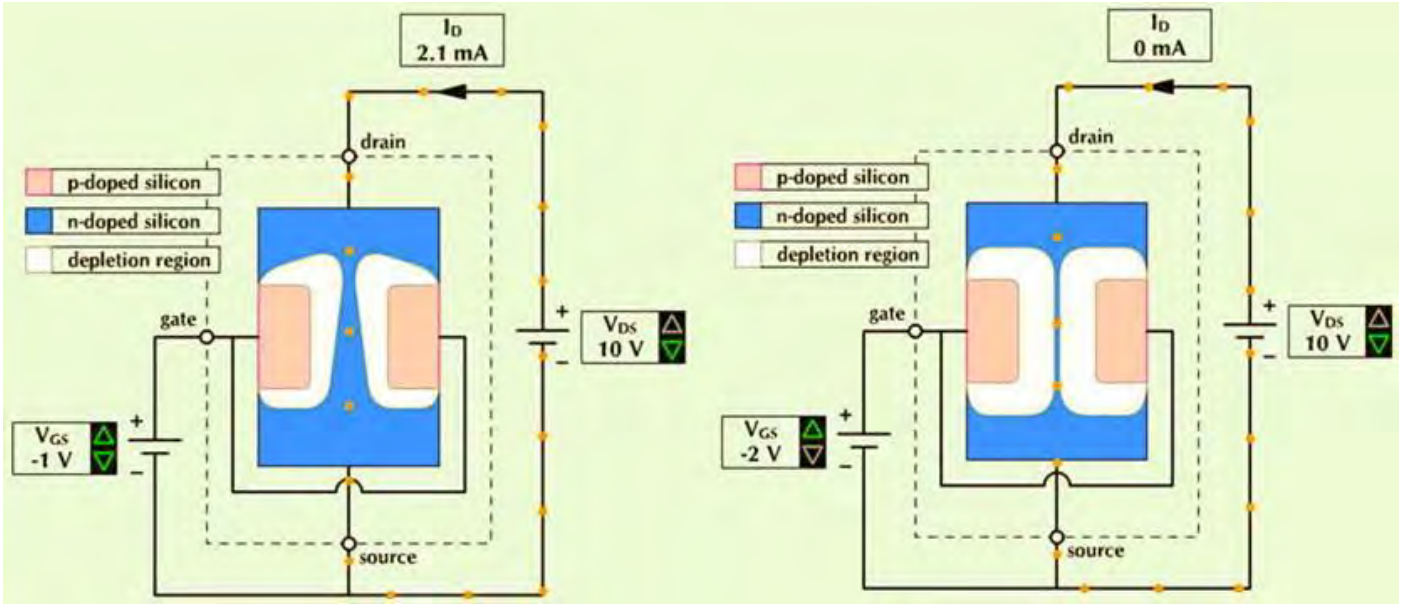
در این حالت جریان تقریبا ثابت می‌ماند و گفته می‌شود که جریان به مقدار اشباع رسیده است. اگر این منبع از حد مشخصی بگذرد، دیودهای PN به ناحیه شکست می‌رسند و جریان از طریق این دیودها برقرار می‌شود.

اگر فرض کنیم $V_{GS} = -1$ باشد، عرض لایه تهی نسبت به حالتی که این منبع صفر است، بیشتر می‌شود.



پس با افزایش منبع V_{DS} ، سریعتر و زودتر به ناحیه اشباع می‌رسد. شروع ناحیه اشباع (ثابت ماندن جریان درین) در زمانی است که منبع V_{DS} به اندازه $|V_P| + V_{GS}$ شده باشد.

اگر فرض کنیم $V_{GS} = -2$ باشد، عرض لایه تهی نسبت به حالت‌های قبل بیشتر شده، به طوری که راه برای عبور جریان بسته شده است.



ناحیه‌ای راکه در آن جریان درین تقریبا ثابت می‌ماند، ناحیه اشباع می‌نامند. ناحیه‌ای که در آن جریان درین تقریبا خطی تغییر می‌کند را ناحیه تریود یا اهمیك نامیده اند.

جریان اشباع درین سورس (I_{DSS}): بیشترین جریان درین است وقتی که گرفتگی کانال به حداکثر مقدار خود رسیده باشد. این جریان در حالتی است که $V_{GS} = 0$ باشد. مقدار I_{DSS} برای ترانزیستورهای معمولی در حدود 10 تا 30 میلی‌آمپر است.

ولتاژ بحرانی (V_P): عبارت است از ولتاژی که به گرفتگی کانال منجر می‌شود.

ولتاژ آستانه یا قطع ($V_{GS_{off}}$): عبارت است از مقدار V_{GS} که جریان درین را به صفر می‌رساند.

نکات:

! در ترانزیستور FET بین پایه‌های سورس و درین در هر دو جهت با اهمتر مقاومت ثابتی اندازه گیری می‌شود.

! در ولتاژ بحرانی جریان JFET به حداکثر مقدار خود می‌رسد. (I_{DSS})

! ولتاژ شکست ترانزیستور های JFET معمولا در حدود 20 تا 30 ولت است.

! در ترانزیستورهای JFET ولتاژ آستانه تقریبا با ولتاژ بحرانی برابر است.

$$\left|V_{GS_{off}}\right| = |V_P| \rightarrow \begin{cases} V_{GS_{off}} = -V_P \\ V_P = -V_{GS_{off}} \end{cases}$$

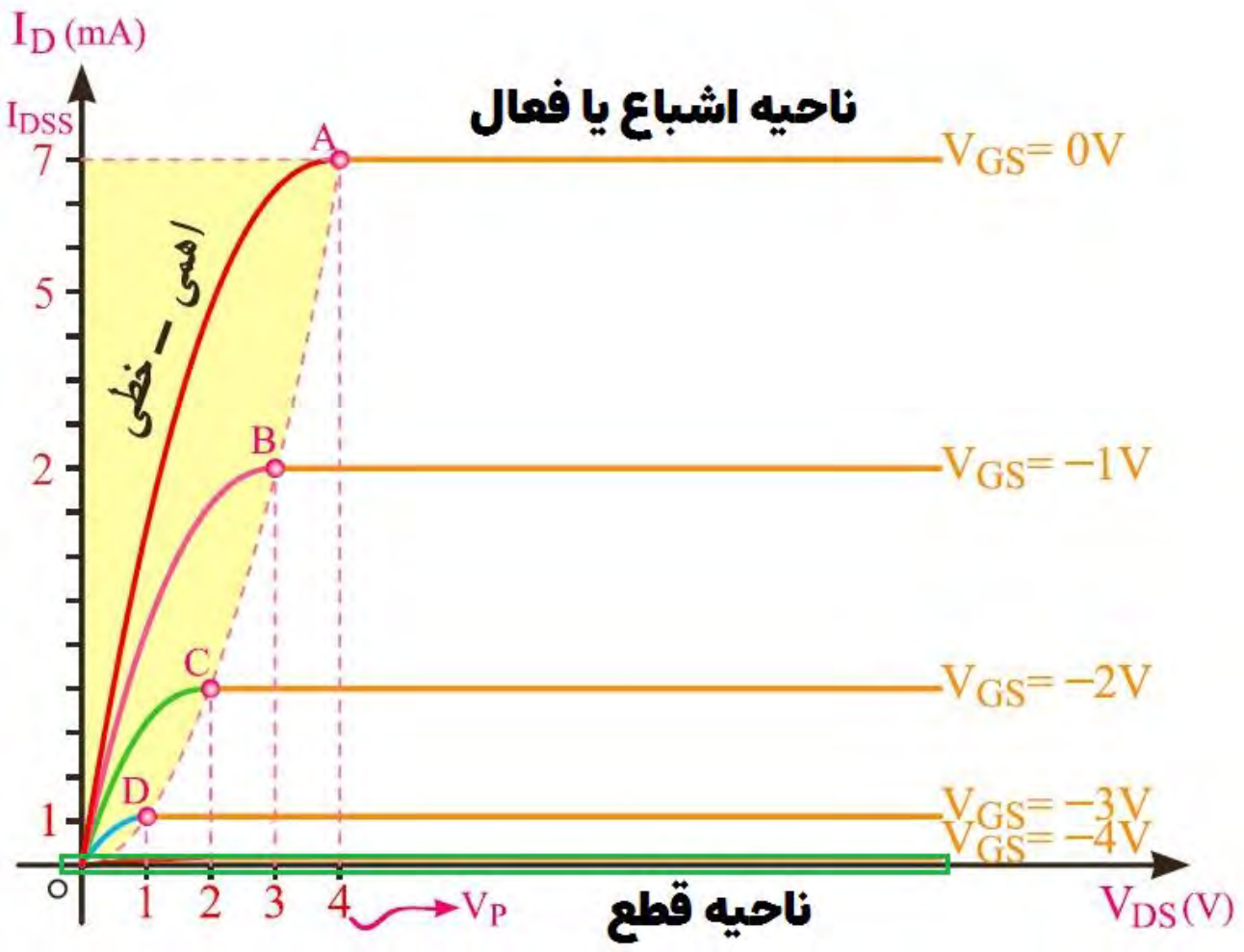
یکی از ویژگی‌های FET، مقاومت ورودی بسیار بزرگ آن است. زیرا پیوند n-p گیت سورس در همه کاربردها در حالت معکوس قرار داشته و جریان آن جریان اشباع معکوس است، که از این جریان صرف‌نظر می‌کنیم و آن را صفر فرض می‌کنیم. $I_G = 0$

اگر این پیوند در حالت مستقیم بایاس گردد، عملکرد گفته شده در مورد این ترانزیستور مختل شده و با افزایش جریان مستقیم ، ترانزیستور در معرض سوختن قرار می‌گیرد.

پس مقدار مجاز ولتاژ V_{GS} در N کانال برابر $0.5v$ خواهد بود.

جدول ذیل شرایط و نحوه عملکرد هر دو نوع ترانزیستور FET را نشان می‌دهد.

نوع FET	ناحیه اشباع	ناحیه تریود
کانال –n $V_{DS} > 0$ $V_P < 0$	$V_{GD} < -\lvert V_P \rvert$ $-\lvert V_P \rvert < V_{GS} < 0.5$	$V_{GD} > -\lvert V_P \rvert$ $-\lvert V_P \rvert < V_{GS} < 0.5$
کانال –p $V_{SD} > 0$ $V_P > 0$	$V_{DG} < -\lvert V_P \rvert$ $-\lvert V_P \rvert < V_{SG} < 0.5$	$V_{DG} > -\lvert V_P \rvert$ $-\lvert V_P \rvert < V_{SG} < 0.5$



در نوع N کانال $V_P < 0 \ , \ I_D = I_{SD} \geq 0 \ , \ V_{DS} \geq 0$

در نوع P کانال $V_P > 0 \ , \ I_D = I_{SD} \geq 0 \ , \ V_{DS} \leq 0 \rightarrow V_{SD} \geq 0$

در ترانزیستور JFET تغییرات جریان درین I_D وابسته به تغییرات دو عامل V_{DS} و V_{GS} است.

سه ناحیه کار ترانزیستور JFET:

ناحیه قطع: این ناحیه پس از رسیدن V_{GS} به ولتاژ آستانه $V_{GS_{off}}$ شروع می‌شود و هیچ جریانی از درین نمی‌گذرد و ترانزیستور به صورت یک کلید قطع عمل می‌کند. $V_{GS_{off}} \geq V_{GS}$

ناحیه خطی یا اهمی: در این ناحیه ترانزیستور درست مانند یک مقاومت اهمی عمل می‌کند و مقدار آن با ولتاژ گیت سورس کنترل می‌شود.

! در ناحیه‌ای که ترانزیستور مانند یک مقاومت اهمی عمل می‌کند V_{DS} نباید از چند دهم ولت تجاوز کند.

! برای افزایش ناحیه خطی ترانزیستور یک مقاومت فیدبک یک اهم بین درین و گیت قرار می‌دهند.

! در حالتی که $V_{GS} = 0$ است کانال کمترین مقدار مقاومت را دارد.

! در حالتی که $V_{GS} = V_{GS_{off}}$ است کانال بیش‌ترین مقدار مقاومت را دارد.

! محدوده خطی در ترانزیستورهای FET معمولی به صورت $-2v \leq V_{DS} \leq 2v$ است.

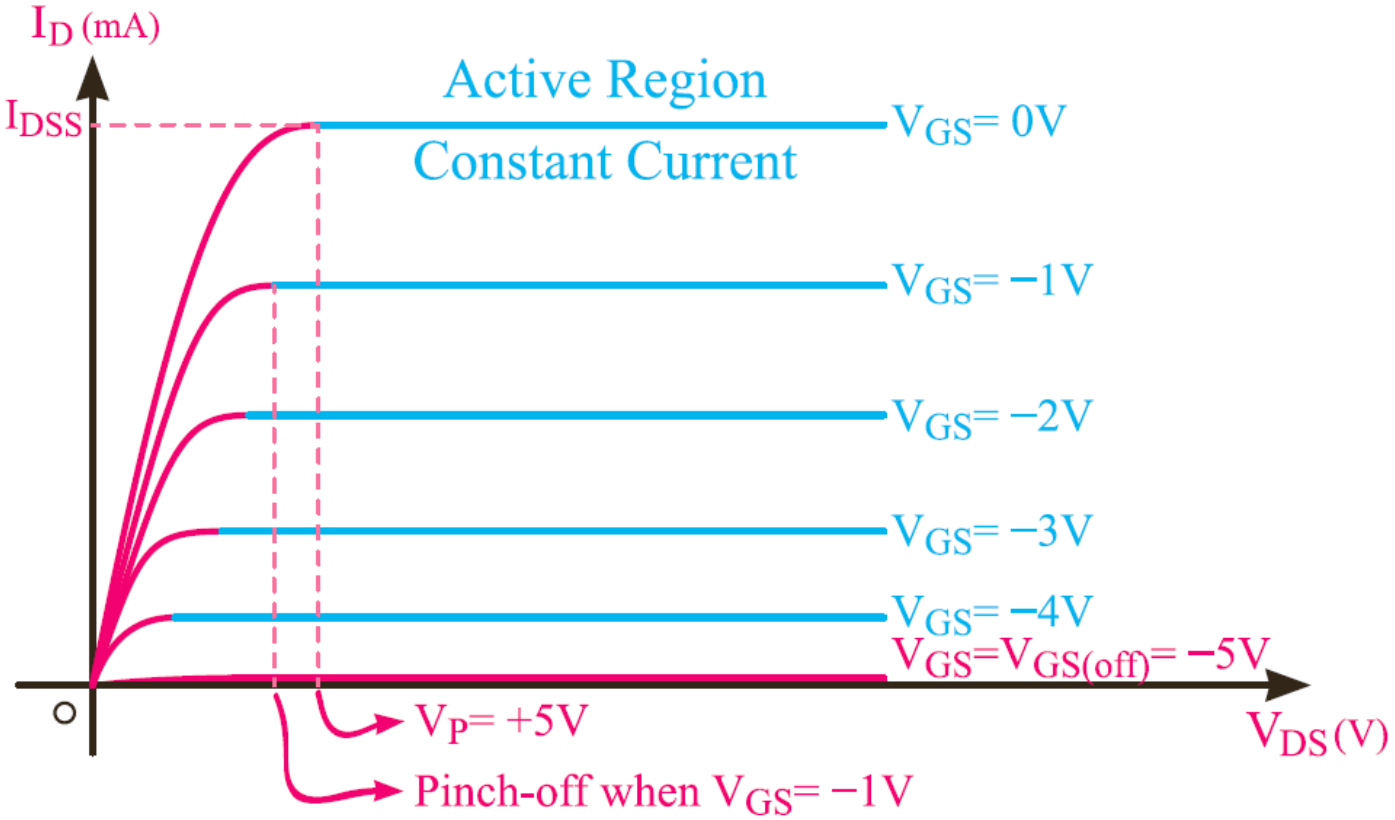
ناحیه اشباع یا فعال: در این ناحیه ترانزیستور مانند یک منبع جریان ثابت عمل می‌کندکه مقدار آن با V_{GS} مشخص می‌شود.

! حداقل ولتاژ لازم برای آن که ترانزیستور وارد ناحیه اشباع شود، برابر است با:

$$V_{DS_{(tr)}} = |V_P| + V_{GS}$$

$V_{DS_{(tr)}}$ ولتاژ گذر از ناحیه خطی به ناحیه اشباع یا فعال است.

! حداکثر مقدار برای وارد شدن به ناحیه فعال یا اشباع $V_{DS_{(tr)}}$ برابر با ولتاژ بحرانی V_P است.



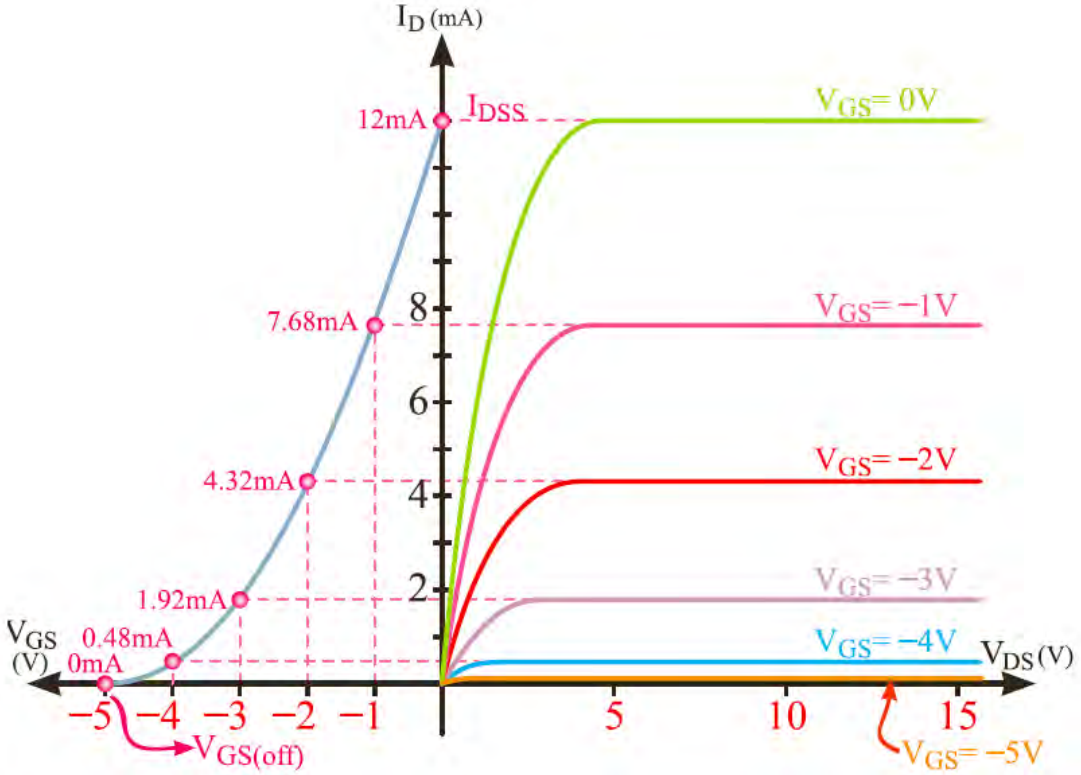
! در ناحیه اشباع مقدار جریان I_D برابر است با:

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS_{off}}}\right)^2 \quad , \quad I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

همواره باید مثبت باشد. $\frac{V_{GS}}{V_{GS_{off}}} = \frac{V_{GS}}{V_P}$

$$V_{GS} = 0 \Longrightarrow I_D = I_{DSS}$$
$$V_{GS} = V_P \Longrightarrow I_D = 0$$

ارتباط منحنی $V_{GS} - I_D$ و $V_{DS} - I_D$ را می‌توانید در شکل زیر مشاهده کنید.



معادلات توصیف کننده عملکرد ترانزیستور FET:

رابطه بین جریان درین و ولتاژ گیت سورس در ناحیه اشباع چنین است:

$$I_D = I_{DSS}\left(1 + 3\frac{V_{GS}}{V_P} + 2\left(\frac{-V_{GS}}{V_P}\right)^{1.5}\right)$$

در این رابطه از تغییرات جریان درین در این ناحیه (با تغییرات ولتاژ درین سورس) صرفنظر شده است.

بخاطر کاربرد سخت رابطه فوق ، رابطه ذیل که اختلاف بسیار کمی با آن دارد، استفاده می‌شود.

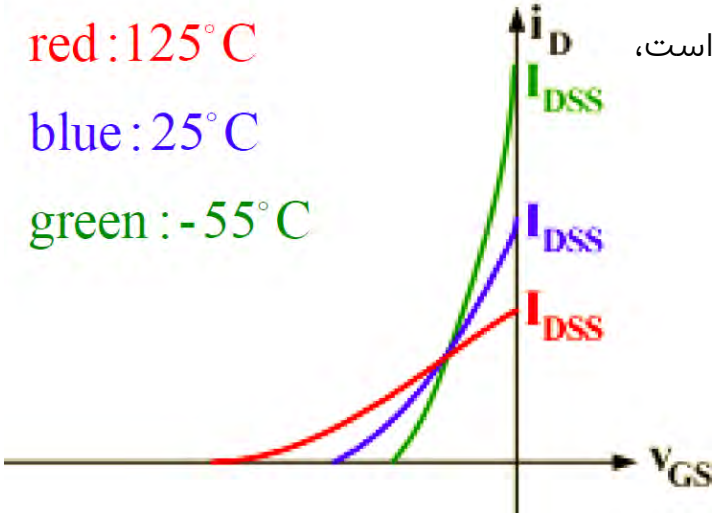
$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

این معادله به رابطه شاکلی Shockley معروف است. منحنی معادله فوق در شکل زیر رسم شده است.

چون در FET، V_{GS} ولتاژ ورودی و I_D جریان خروجی است، منحنی مذکور را مشخصه انتقالی FET می‌نامند.

در این شکل اثر تغییر دما بر مشخصه انتقالی نشان داده شده است.

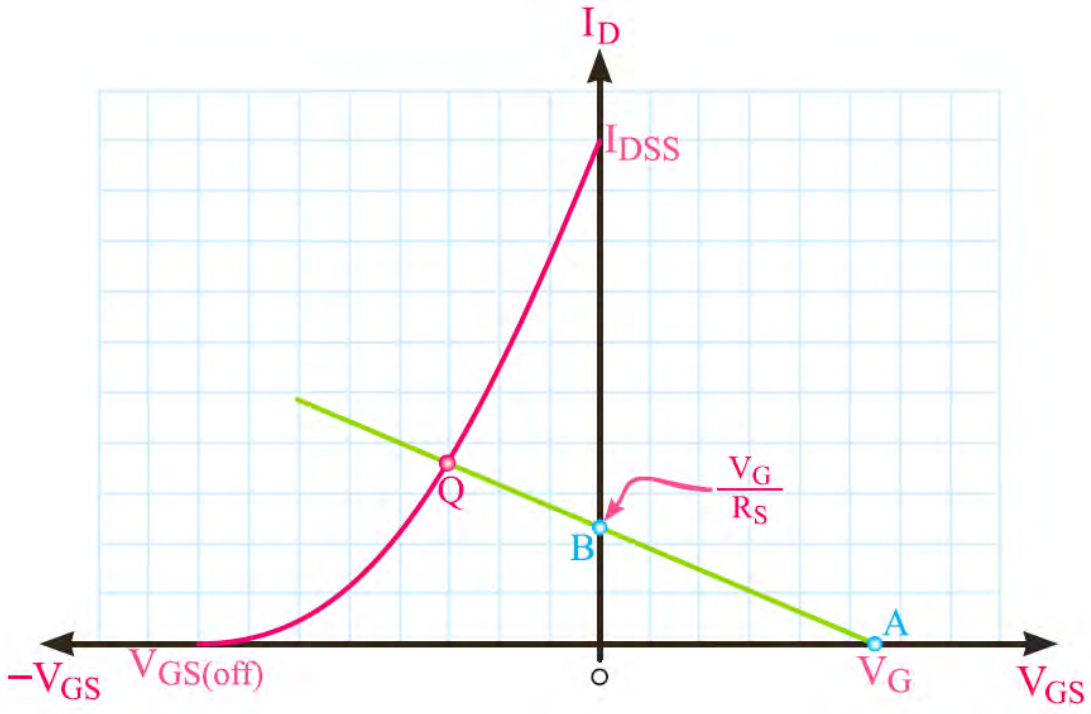
در واقع دو پارامتر I_{DSS} و V_P تابع دما هستند.



تغییرات حرارتی دو پارامتر مذکور در جهت مخالف یکدیگر بوده و منحنی های مشخصه انتقالی در یك نقطه همدیگر را قطع می‌کنند. این نقطه که در آن ضریب حرارتی صفر است، در واقع مناسب‌ترین نقطه کار FET است. برای جلوگیری از تغییر نقطه کار بادما، موارد زیر در نظر گرفته می‌شود :

۱) برای جلوگیری از تغییر نقطه کار با دما، از FET هایی با $|V_P|$ بزرگ استفاده می‌شود تا تغییرات نسبی حرارتی آن قابل توجه نباشد.

۲) سعی می‌شود که نقطه کار در محل تلاقی مشخصه های انتقالی قرار گیرد که معمولا از طریق کاتالوگ ترانزیستور بدست می‌آید. معمولا ولتاژ نقطه کار V_{GS} تقریبا بین $\frac{1}{2}$ تا $\frac{1}{3}$ ولتاژ V_P در نظر می‌گیرند.



در ناحیه تریود یا اهمیك بر خلاف ناحیه اشباع جریان درین به ولتاژ درین سورس حساس است، بطوریکه:

$$I_D = I_{DSS}\left(2\left(\frac{V_{GS}}{V_P}-1\right)\frac{V_{DS}}{V_P}-\left(\frac{V_{DS}}{V_P}\right)^2\right)$$

در این رابطه برای V_{DS} کوچك می‌توان از جمله دوم صرفنظر نمود و لذا جریان I_D با ولتاژ V_{DS} متناسب بوده و منحنی مشخصه خروجی ترانزیستور به خطوط گذرنده از مبدأ تبدیل می‌شوند. شیب این خطوط نشان دهنده مقاومت بین درین و سورس است.

$$r_{DS} = \frac{V_{DS}}{I_D} = -\left(2\frac{I_{DSS}}{V_P}\left(\frac{V_{GS}}{V_P}-1\right)\right)^{-1}$$

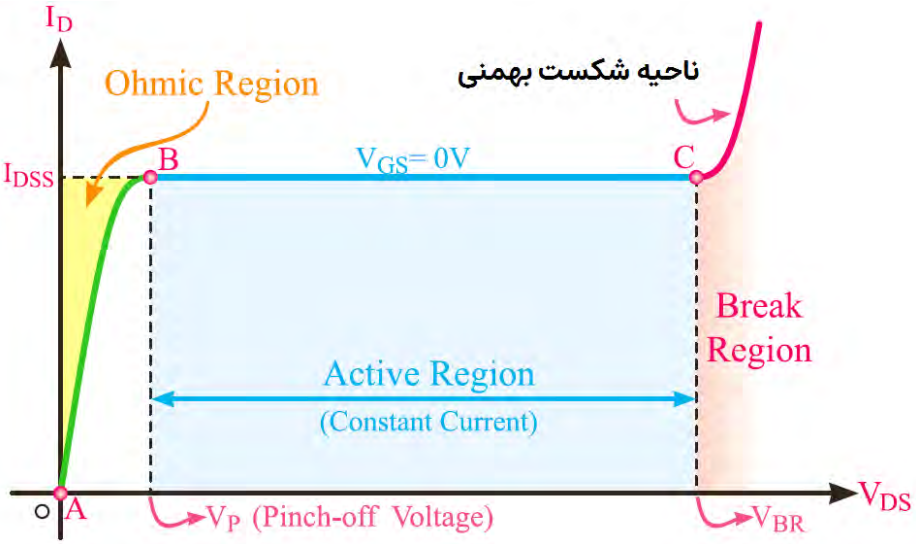
پس ترانزیستور در این ناحیه مثل یك مقاومت متغیر با ولتاژ Voltage Variable Resistor خواهد بود.

در مرز ناحیه اشباع و تریود داریم: $V_{GS} = V_P + V_{DS}$

با جایگذاری رابطه اخیر در رابطه ناحیه اهمیك خواهیم داشت:

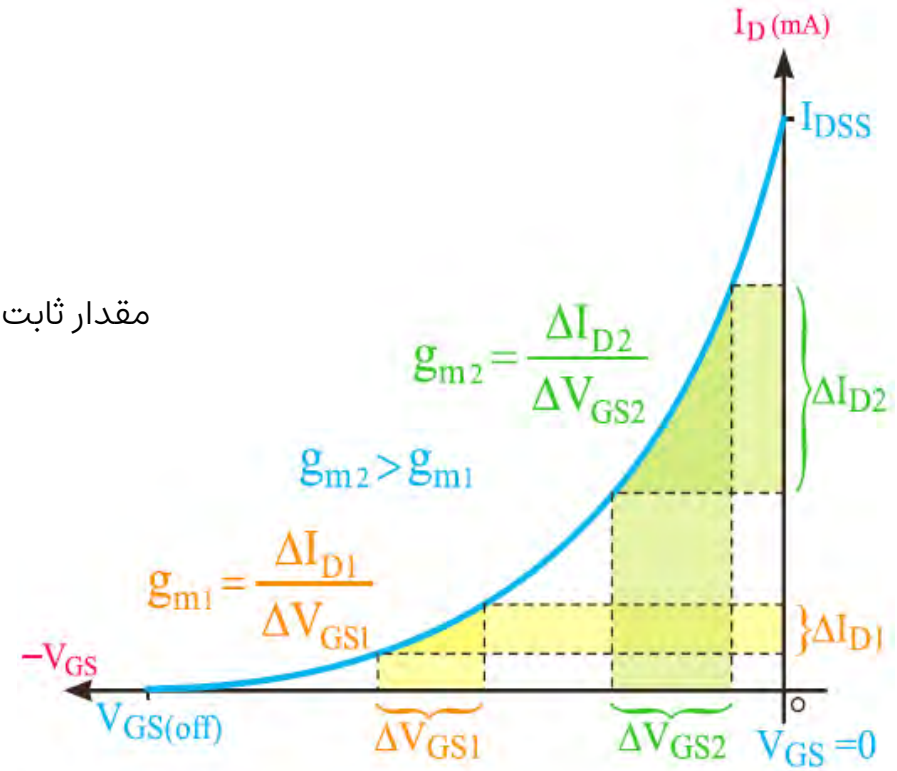
$$I_D = I_{DSS}\left(\frac{V_{DS}}{V_P}\right)^2$$

ناحیه شکست بهمنی: اگر V_{DS} از حد معینی تجاوز کند، در محل اتصال PN که در بایاس مخالف قرار دارد پدیده شکست بهمنی رخ می‌دهد یعنی جریان درین به سرعت افزایش می‌یابد و ترانزیستور آسیب می‌بیند.



هدایت انتقالی JFET (g_m) : نسبت تغییرات جریان درین ΔI_C به تغییرات ولتاژ سورس ΔV_{GS} به ازای ولتاژ درین سورس ثابت را هدایت انتقالی دینامیکی می‌نامند و تابع نقطه کار ترانزیستور است. چون منحنی مشخصه انتقالی برای JFET غیر خطی است هدایت انتقالی در نقاط مختلف آن متفاوت است.

$$g_m = \left.\frac{\Delta I_C}{\Delta V_{GS}}\right|_{V_{DS}=\text{ مقدار ثابت}}$$



مثال: یک ترانزیستور JFET کانال N که ولتاژ قطع آن $4v-$ و جریان اشباع درین سورس 12mA می‌باشد در شرایط زیر جریان I_D دست آورید؟ و سپس ترسیم کنید.

الف) $V_{GS}=0$ ب) $V_{GS}=-2v$ ج) $V_{GS}=-3v$ د) $V_{GS}=-3v$

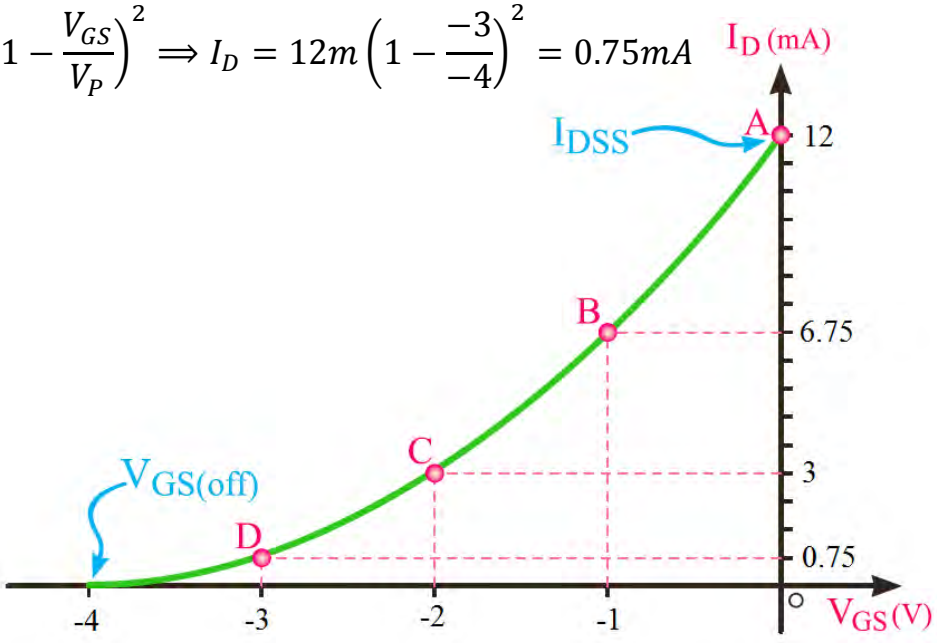
$I_{DSS}=12mA \;\;,\;\; V_P=-4$

$\longrightarrow V_{GS}=0 \Longrightarrow \;\; I_D=I_{DSS}=12mA$

$$\longrightarrow V_{GS}=-1v \Longrightarrow \;\; I_D=I_{DSS}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 \Rightarrow I_D=12m\left(1-\frac{-1}{-4}\right)^2=6.75mA$$

$$\longrightarrow V_{GS}=-2v \Longrightarrow \;\; I_D=I_{DSS}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 \Rightarrow I_D=12m\left(1-\frac{-2}{-4}\right)^2=3mA$$

$$\longrightarrow V_{GS}=-3v \Longrightarrow \;\; I_D=I_{DSS}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 \Rightarrow I_D=12m\left(1-\frac{-3}{-4}\right)^2=0.75mA$$



مثال: یک ترانزیستور JFET کانال P که ولتاژ قطع آن $8v$ و جریان اشباع درین سورس 10mA می‌باشد در شرایط زیر جریان I_D دست آورید؟

الف) $V_{GS}=0$ ب) $V_{GS}=2v$ ج) $V_{GS}=4v$ د) $V_{GS}=6v$

$I_{DSS}=10mA \;\;,\;\; V_P=8$

$\longrightarrow V_{GS}=0 \Longrightarrow \;\; I_D=I_{DSS}=10mA$

$$\longrightarrow V_{GS}=2v \Longrightarrow \;\; I_D=I_{DSS}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 \Rightarrow I_D=12m\left(1-\frac{2}{8}\right)^2=5.566mA$$

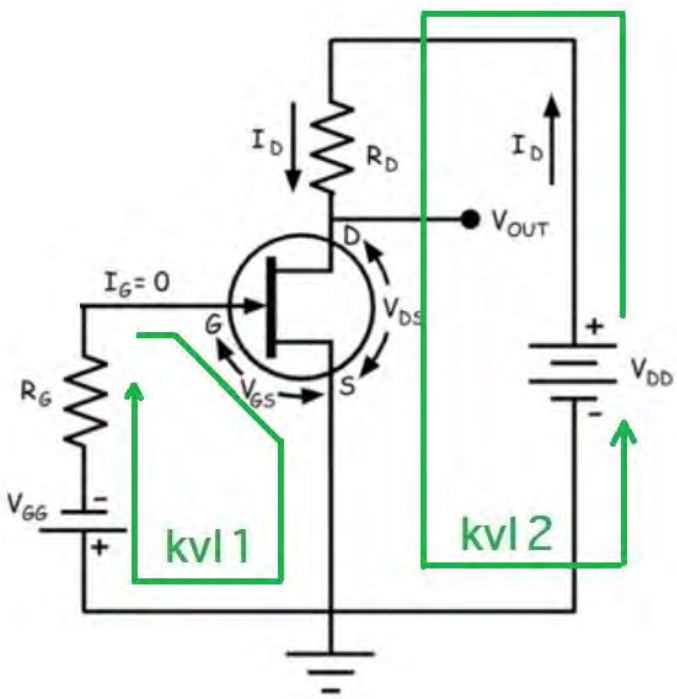
$$\longrightarrow V_{GS}=4v \Longrightarrow \;\; I_D=I_{DSS}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 \Rightarrow I_D=12m\left(1-\frac{4}{8}\right)^2=2.5mA$$

$$\longrightarrow V_{GS}=6v \Longrightarrow \;\; I_D=I_{DSS}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 \Rightarrow I_D=12m\left(1-\frac{6}{8}\right)^2=0.625mA$$

انواع تغذیه یا بایاسینگ در ترانزیستور FET

مشابه ترانزیستور BJT به سه روش بایاسینگ مستقیم، اتوماتیک (خودکار)، مقسم ولتاژ انجام می‌شود.

روش بایاسینگ مستقیم:



* برای محاسبه V_{GS} باید **kvl1** در ورودی زد

$$I_G = 0 \quad , \quad I_D = I_S$$

$$kvl1: +V_{GG} + R_G(I_G) + V_{GS} = 0$$

$$\Longrightarrow V_{GS} = -V_{GG}$$

***محاسبه I_D**

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

* برای محاسبه V_{DS} باید **kvl2** در خروجی زد

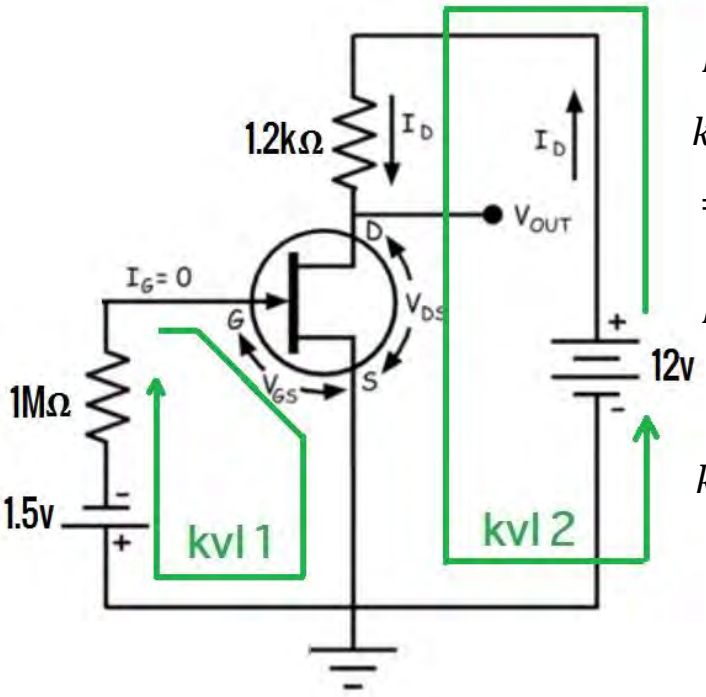
$$kvl2: -V_{BB} + R_D(I_D) + V_{DS} = 0$$

$$V_{DS} = V_{BB} - R_D(I_D)$$

$$V_S = 0 \quad , \quad V_D = V_{DS}$$

معمولا خط بار DC ترانزیستور معادله خطی I_D بر حسب V_{GS} می‌باشد.

مثال: مشخصات نقطه کار را بدست آورید. $I_{DSS} = 12mA \;\; , \;\; V_P = -4$



$$I_G = 0$$

$$kvl1: +V_{GG} + R_G(I_G) + V_{GS} = 0$$

$$\Longrightarrow V_{GS} = -V_{GG} \longrightarrow V_{GS} = -1.5$$

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 = 12m\left(1 - \frac{-1.5}{-4}\right)^2$$

$$\Longrightarrow I_D = 4.69mA$$

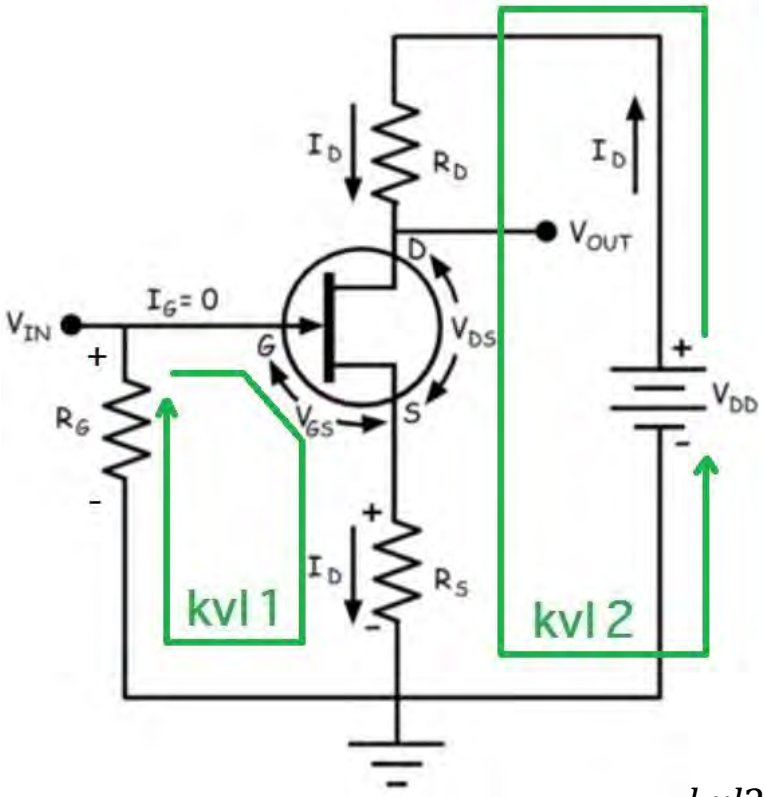
$$kvl2: -V_{BB} + R_D(I_D) + V_{DS} = 0$$

$$\Longrightarrow -12 + 1.2k(4.69m) + V_{DS} = 0$$

$$V_{DS} = 12 - 5.628 = 6.372v$$

$$V_S = 0 \quad , \quad V_D = V_{DS} = 6.372v$$

بایاس سرخود یا اتوماتیک



برای محاسبه V_{GS} باید **kvl1** در ورودی زد

$$I_G = 0 \quad , \quad I_D = I_S$$

$$kvl1: -R_G(I_G) + V_{GS} + R_S(I_D) = 0$$

$$\Longrightarrow V_{GS} = -R_S(I_D)$$

***محاسبه I_D**

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

$$\Longrightarrow I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{(-R_S I_D)}{V_P}\right)^2$$

از حل معادله بالا I_D محاسبه می‌شود.

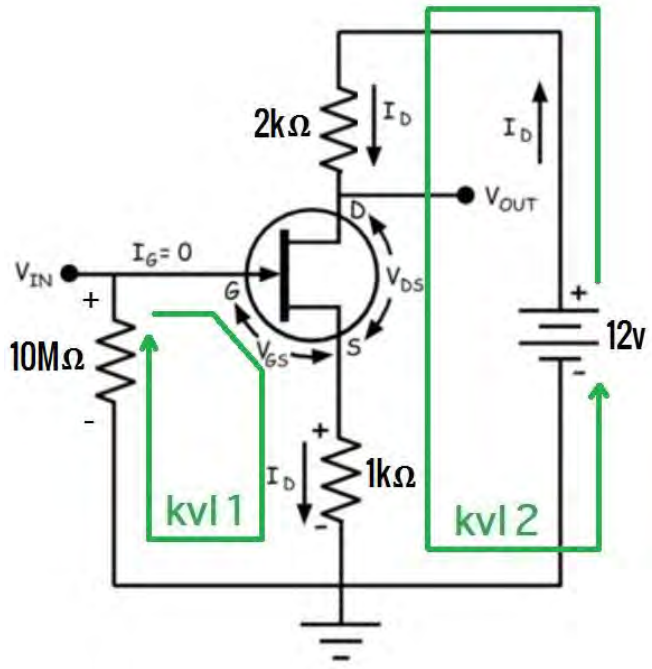
* برای محاسبه V_{DS} باید **kvl2** در خروجی زد

$$kvl2: -V_{BB} + R_D(I_D) + V_{DS} + R_S(I_D) = 0$$

$$V_{DS} = V_{BB} - R_D(I_D) - R_S(I_D)$$

$$V_S = R_S(I_D) \quad , \quad V_D = V_{DS} + V_S \quad , \quad V_{GS} = -V_S$$

مثال: مشخصات نقطه کار را بدست آورید. $I_{DSS} = 10mA \quad , \quad V_P = -4$



$$I_G = 0 \quad , \quad I_D = I_S$$

$$kvl1: -R_G(I_G) + V_{GS} + R_S(I_D) = 0$$

$$\Longrightarrow V_{GS} = -1k(I_D)$$

*محاسبه I_D

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

$$\Longrightarrow I_D = 10mA\left(1 - \frac{(-1kI_D)}{-4}\right)^2$$

برای راحت‌تر شدن محاسبات I_D را از واحد A به mA $(10^{-3}A)$ تبدیل می‌کنیم، پس دو طرف تساوی را در (10^3) ضرب می‌کنیم.(واحد کوچک،عدد بزرگ) حال مقدار محاسبه شده I_D برحسب mA است.

$$\Rightarrow I_D = 10\left(1 - \frac{(-1I_D)}{-4}\right)^2 \Rightarrow \frac{(-1kI_D)}{-4} = \frac{1I_D}{4} = \frac{I_D}{4}$$

$$(a-b)^2 = a^2 - 2ab + b^2$$

$$\Rightarrow I_D = 10\left(1^2 - 2\times 1\frac{I_D}{4} + (\frac{I_D}{4})^2\right) \rightarrow I_D = 10\left(1 - \frac{2I_D}{4} + \frac{{I_D}^2}{16}\right)$$

$$\Rightarrow I_D = 10 - 5I_D + \frac{10}{16}{I_D}^2 \rightarrow 0 = \frac{10}{16}{I_D}^2 - 6I_D + 10$$

$$\xrightarrow{\times \frac{16}{10}} {I_D}^2 - 9.6I_D + 16 = 0 \Rightarrow \Delta = b^2 - 4ac \rightarrow I_{D_1}, I_{D_2} = \frac{-b \pm \sqrt{\Delta}}{2a}$$

$$\Rightarrow \Delta = b^2 - 4ac = (-9.6)^2 - 4\times 1\times 16 = 92.16 - 64 = 28.16$$

$$\Rightarrow I_{D_1}, I_{D_2} = \frac{-b \pm \sqrt{\Delta}}{2a} = \frac{-(-9.6) \pm \sqrt{28.16}}{2\times 1} = \begin{cases} I_{D_1} = 7.45mA \\ I_{D_2} = 2.14mA \end{cases}$$

حال باید دید کدام I_D قابل قبول است. (شرطی که ترانزیستور در ناحیه فعال باشد)

$$V_{GS} \geq V_P \rightarrow |V_{GS}| \leq |V_P|$$

$$V_{GS} \geq V_P \rightarrow V_{GS} = -1k(I_D) \geq -4 \rightarrow -2.14 \geq -4$$

$$\begin{cases} I_{D_1} = 7.45mA & \text{غ ق ق} \\ I_{D_2} = 2.14mA & \text{ق ق} \end{cases}$$

* برای محاسبه $\boldsymbol{V_{DS}}$ باید $\boldsymbol{kvl2}$ در خروجی زد

$$kvl2: -12 + 2k(2.14m) + V_{DS} + 1k(2.14m) = 0$$

$$V_{DS} = 12 - 4.28 - 2.14 \Rightarrow V_{DS} = 5.58$$

$$\Rightarrow V_{DS} \geq 0$$

$$V_S = R_S(I_D) = 1k(2.14m) = 2.14v \quad , \quad V_{GS} = -V_S = -2.14v$$

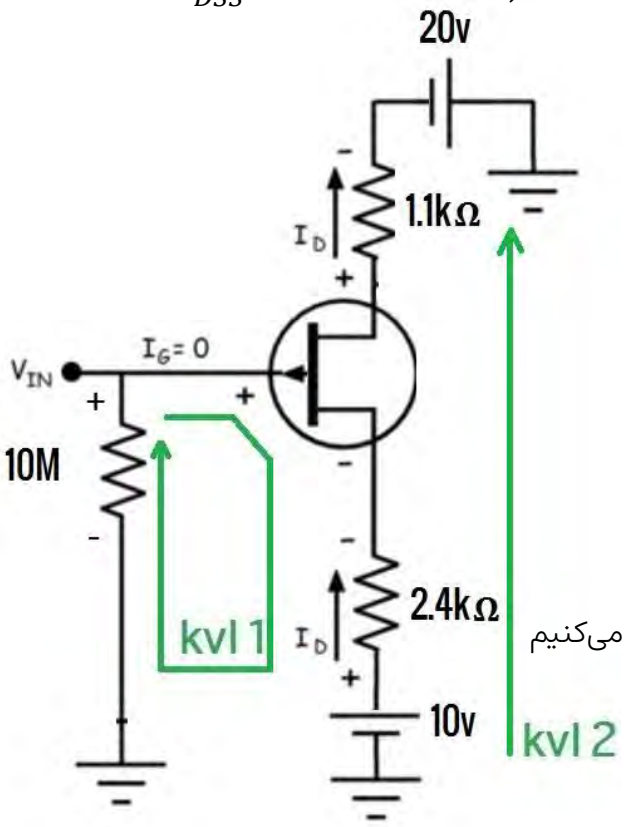
$$V_D = V_{DS} + V_S = 5.58 + 2.14 = 7.72v$$

نکته بسیار مهم

$$0 \leq I_D \leq I_{DSS} \quad , \quad |V_{GS}| \leq |V_P|$$

$$\begin{cases} N \text{ کانال } V_{DS} \geq 0 \\ P \text{ کانال } V_{DS} \leq 0 \end{cases}$$

مثال: مشخصات نقطه کار را بدست آورید. $V_P = 8$, $I_{DSS} = 20mA$



$$I_G = 0 \quad , \quad I_D = I_S$$

$$kvl1: -R_G(I_G) + V_{GS} - R_S(I_D) + 10 = 0$$

$$kvl1: -10M(I_G) + V_{GS} - 2.4k(I_D) + 10 = 0$$

$$\Longrightarrow V_{GS} = 2.4k(I_D) - 10$$

*محاسبه I_D

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

$$\Longrightarrow I_D = 20mA\left(1 - \frac{2.4k(I_D) - 10}{8}\right)^2$$

برای راحت‌تر شدن محاسبات I_D را از واحد A به mA $(10^{-3}A)$ تبدیل می‌کنیم

$$\Longrightarrow I_D = 20\left(1 - \frac{2.4(I_D) - 10}{8}\right)^2$$

$$\Longrightarrow I_D = 20(1 + 1.25 - 0.3I_D)^2 \Longrightarrow I_D = 10(2.25 - 0.3I_D)^2$$

$$(a-b)^2 = a^2 - 2ab + b^2$$

$$\Longrightarrow I_D = 20(2.25^2 - 2 \times 2.25 \times 0.3I_D + (0.3I_D)^2)$$

$$\Longrightarrow I_D = 20\left(5.0625 - 1.35I_D + 0.09{I_D}^2\right)$$

$$\Longrightarrow I_D = 101.25 - 27I_D + 1.8{I_D}^2 \rightarrow 0 = 1.8{I_D}^2 - 28I_D + 101.25$$

$$1.8{I_D}^2 - 28I_D + 101.25 = 0 \Longrightarrow \Delta = b^2 - 4ac \rightarrow I_{D_1}, I_{D_2} = \frac{-b \pm \sqrt{\Delta}}{2a}$$

$$\Longrightarrow \Delta = b^2 - 4ac = (-28)^2 - 4 \times 1.8 \times 101.25 = 784 - 729 = 55$$

$$\Longrightarrow I_{D_1}, I_{D_2} = \frac{-b \pm \sqrt{\Delta}}{2a} = \frac{-(-28) \pm \sqrt{55}}{2 \times 1.8} = \begin{cases} I_{D_1} = 9.83mA \\ I_{D_2} = 5.71mA \end{cases}$$

حال باید دید کدام I_D در شرطی که ترانزیستور در ناحیه فعال باشد صدق می‌کند.

$$V_{GS} \geq V_P \rightarrow |V_{GS}| \leq |V_P|$$

$$\Longrightarrow |V_{GS}| \leq |V_P| \rightarrow V_{GS} = 2.4k(9.83mA) - 10 = 23.59 - 10 = 13.59$$

$$\Longrightarrow |V_{GS}| \leq |V_P| \rightarrow V_{GS} = 2.4k(5.71mA) - 10 = 13.70 - 10 = 3.7$$

$$\begin{cases} I_{D_1} = 9.83mA & \text{غ ق ق} \\ I_{D_2} = 5.71mA & \text{ق ق} \end{cases}$$

* برای محاسبه $\boldsymbol{V_{DS}}$ باید $\boldsymbol{kvl2}$ در خروجی زد

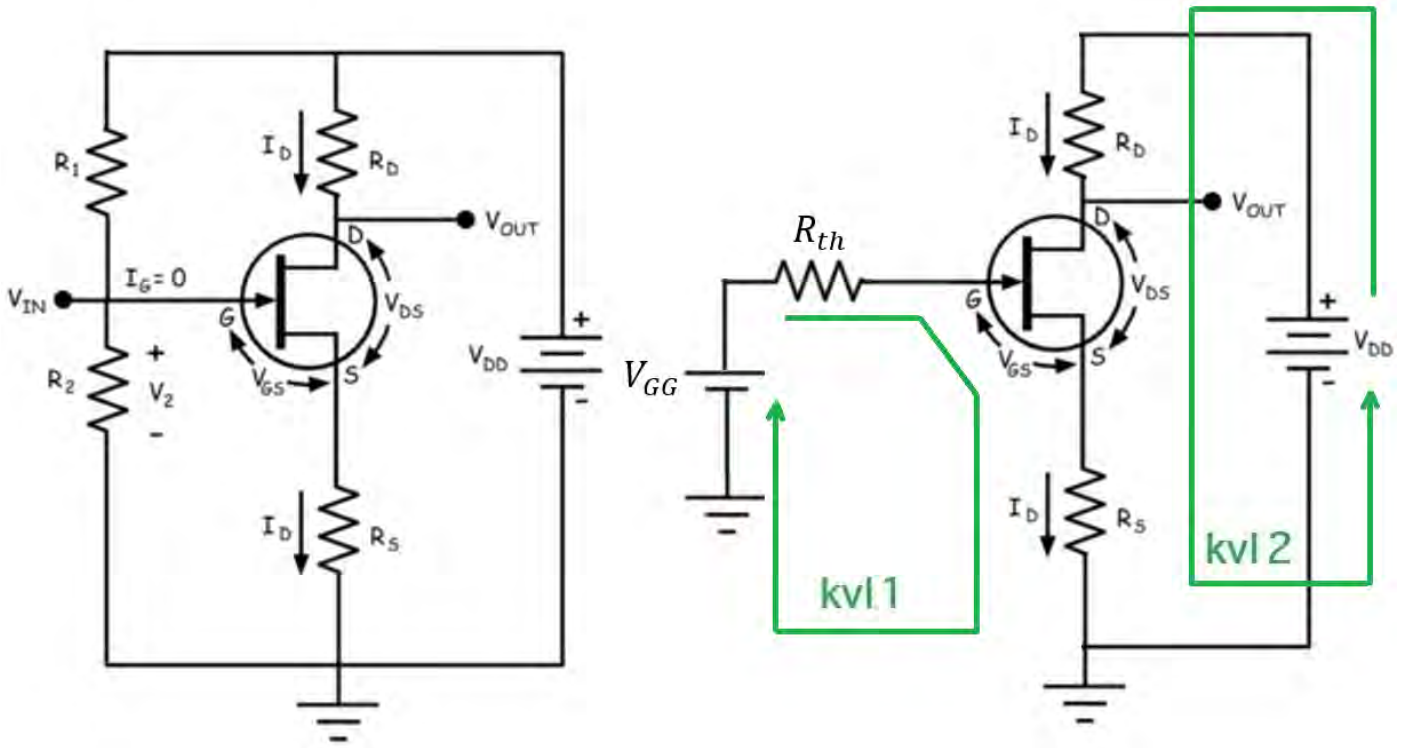
$$kvl2: -10 + R_S(I_D) - V_{DS} + R_D(I_D) - 20 = 0$$

$$kvl2: -10 + 2.4k(5.71m) - V_{DS} + 1.1k(5.71m) - 20 = 0$$

$$\Longrightarrow V_{DS} = -10 + 13.704 + 6.281 - 20 \Longrightarrow V_{DS} = -30 + 19.985 \rightarrow V_{DS} = -10.015$$

$$\Longrightarrow P \text{ کانال } \quad V_{DS} \leq 0$$

بایاس مقسم ولتاژ



$$\begin{cases} R_{th} = R_{th} = \dfrac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2} \quad , \quad I_G = 0 \quad \text{نیاز محاسبه نیست} \\ V_{R_2} = V_{GG} = \dfrac{V_{DD} \times R_2}{R_1 + R_2} \end{cases}$$

$$kvl1: -V_{GG} + R_{th}(I_G) + V_{GS} + R_S(I_D) = 0$$

$$\Longrightarrow V_{GS} = V_{GG} - R_S(I_D)$$

*محاسبه I_D

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 \Longrightarrow I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{(V_{GG} - R_S I_D)}{V_P}\right)^2$$

از حل معادله بالا I_D محاسبه می‌شود.

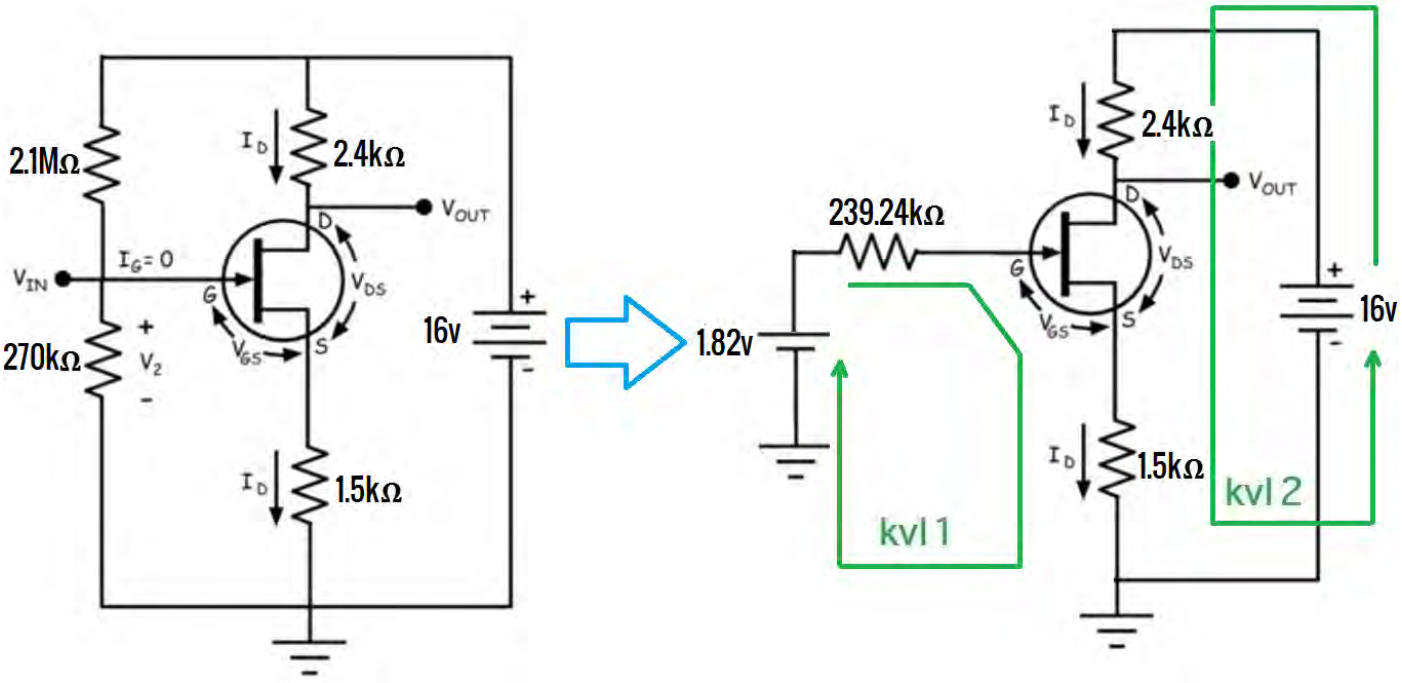
* برای محاسبه $\boldsymbol{V_{DS}}$ باید $\boldsymbol{kvl2}$ در خروجی زد

$$kvl2: -V_{BB} + R_D(I_D) + V_{DS} + R_S(I_D) = 0$$

$$V_{DS} = V_{BB} - R_D(I_D) - R_S(I_D)$$

$$V_S = R_S(I_D) \quad , \quad V_D = V_{DS} + V_S \quad , \quad V_{GS} = V_{GG} - R_S(I_D)$$

مثال: مشخصات نقطه کار را بدست آورید و نمودار آن را نیز رسم کنید. $(I_{DSS} = 8mA\ , V_P = |4|)$



$$\begin{cases} R_{th} = R_{th} = \dfrac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2} = \dfrac{2.1M \times 270k}{2.1M \times 270k} = 239.24k\Omega \quad , \quad I_G = 0 \\ V_{R_2} = V_{GG} = \dfrac{V_{DD} \times R_2}{R_1 + R_2} = \dfrac{16 \times 270k}{2.1M \times 270k} = 1.82v \end{cases}$$

نیاز محاسبه نیست

$$kvl1: -1.82 + 239.24k(I_G) + V_{GS} + 1.5k(I_D) = 0$$

$$\Longrightarrow V_{GS} = 1.82 - 1.5k(I_D)$$

***محاسبه I_D**

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 \Longrightarrow I_D = 8mA\left(1 - \frac{(1.82 - 1.5kI_D)}{-4}\right)^2$$

برای راحت‌تر شدن محاسبات I_D را از واحد A به mA $(10^{-3}A)$ تبدیل می‌کنیم

$$\Longrightarrow I_D = 8\left(1 - \frac{(1.82 - 1.5I_D)}{-4}\right)^2 \Longrightarrow I_D = 8\left(1 - \frac{(1.82 - 1.5I_D)}{-4}\right)^2$$

$$\Longrightarrow I_D = 8(1 + 0.455 + 0.375I_D)^2 \Longrightarrow I_D = 8(1.455 + 0.375I_D)^2$$

$$\rightarrow (a-b)^2 = a^2 - 2ab + b^2 \rightarrow I_D = 8(1.455^2 - 2 \times 1.455 \times 0.375I_D + 0.375{I_D}^2)$$

$$\Longrightarrow I_D = 8(2.117025 - 1.0125I_D + 0.140625{I_D}^2)$$

$$\Longrightarrow I_D = 16.9362 - 8.1I_D + 1.125{I_D}^2 \Longrightarrow 0 = 1.125{I_D}^2 - 9.1I_D + 16.9362$$

$$\Longrightarrow 1.125{I_D}^2 - 9.1I_D + 16.9362 = 0 \Longrightarrow \Delta = b^2 - 4ac \rightarrow I_{D_1}, I_{D_2} = \frac{-b \pm \sqrt{\Delta}}{2a}$$

$$\Rightarrow \Delta = (-9.1)^2 - 4 \times 1.125 \times 16.9362 = 82.81 - 76.2129 = 6.5971$$

$$\Rightarrow I_{D_1}, I_{D_2} = \frac{-b \pm \sqrt{\Delta}}{2a} = \frac{-(-9.1) \pm \sqrt{6.5971}}{2 \times 1.125} = \begin{cases} I_{D_1} = 5.185mA \\ I_{D_2} = 2.902mA \end{cases}$$

حال باید دید کدام I_D در شرطی که ترانزیستور در ناحیه فعال باشد صدق می‌کند.

$$V_{GS} \geq V_P \rightarrow |V_{GS}| \leq |V_P|$$

$$\Rightarrow |V_{GS}| \leq |V_P| \rightarrow V_{GS} = 1.82 - 1.5k(I_D) = 1.82 - 1.5k(5.185mA) = -5.9575v$$

$$\Rightarrow |V_{GS}| \leq |V_P| \rightarrow V_{GS} = 1.82 - 1.5k(I_D) = 1.82 - 1.5k(2.902mA) = - - 2.533v$$

$$\begin{cases} I_{D_1} = 5.185mA & \text{غ ق ق} \\ I_{D_2} = 2.902mA & \text{ق ق} \end{cases}$$

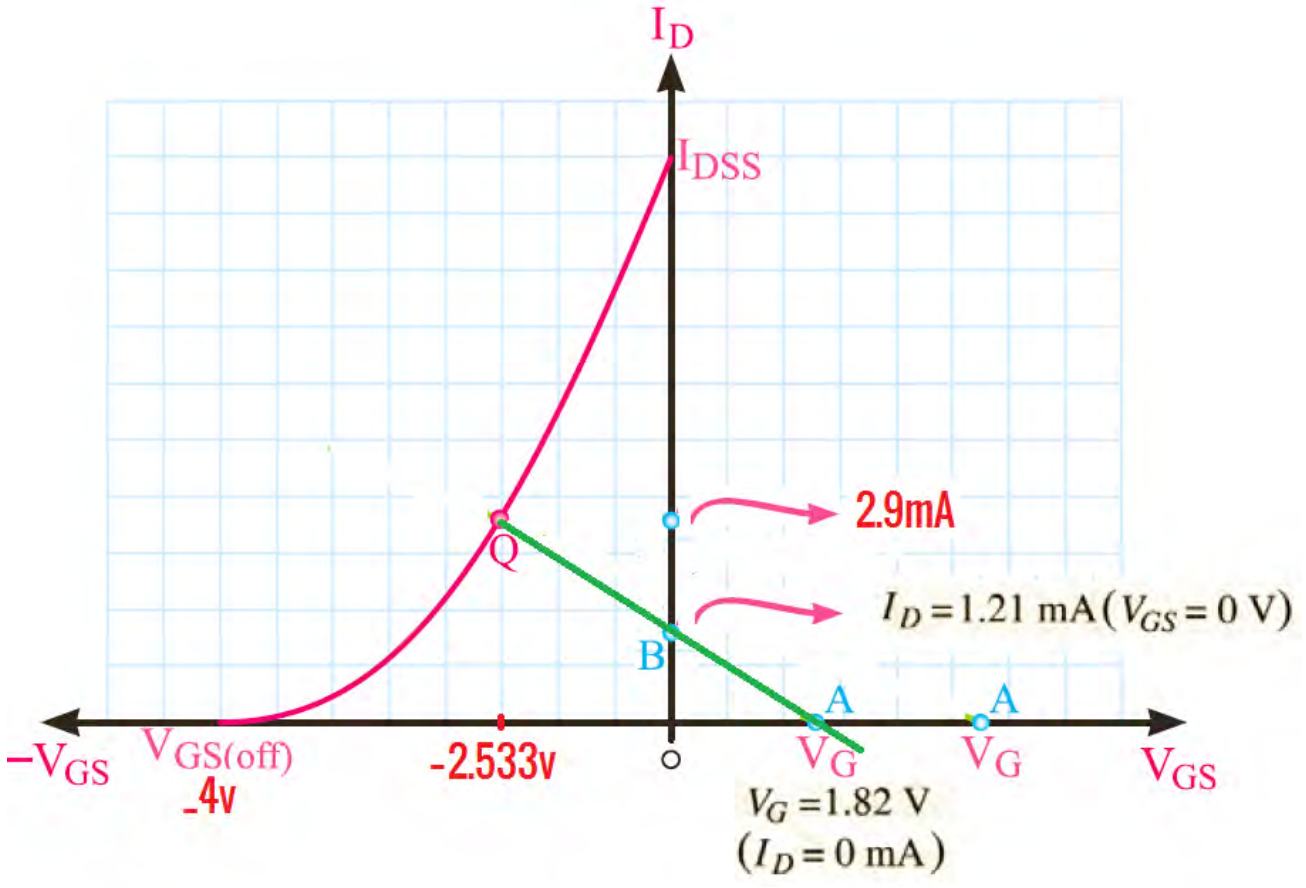
* برای محاسبه $\boldsymbol{V_{DS}}$ باید $\boldsymbol{kvl2}$ در خروجی زد

$$kvl2: -V_{BB} + R_D(I_D) + V_{DS} + R_S(I_D) = 0$$

$$kvl2: -16 + 2.4k(2.902mA) + V_{DS} + 1.5k(2.902mA) = 0$$

$$V_{DS} = 16 - 6.9648 - 4.353 \Rightarrow V_{DS} = 4.6822v$$

$$\Rightarrow N \text{ کانال } V_{DS} \geq 0$$



پایان جلسه دوازدهم

روزگار خوشی را برای شما آرزومندم.

محمد اعرابیان

محمد اعرابیان

جزوه درس الکترونیک کاربردی

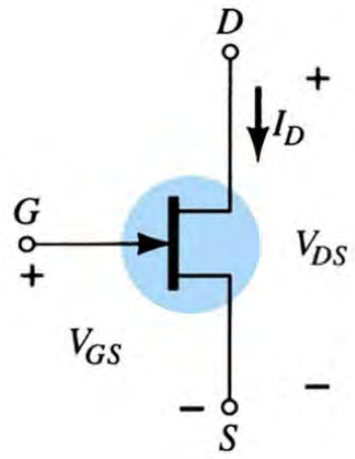
جلسه سیزدهم

برای جزئیات بیشتر **اسکن کنید**

نسخه ۱.۱ | تهیه شده در بهمن ۱۴۰۰

تمامی حقوق این جزوه برای **محمد اعرابیان** محفوظ است.

تحلیل سیگنال کوچک ترانزیستور FET



مزایای FET:

- افزایش ولتاژ عالی
- امپدانس ورودی بالا
- مصرف کم
- محدوده فرکانس خوب

هدایت انتقالی JFET (g_m) : نسبت تغییرات جریان درین ΔI_C به تغییرات ولتاژ سورس ΔV_{GS} به ازای ولتاژ درین سورس ثابت را هدایت انتقالی دینامیکی می‌نامند و تابع نقطه کار ترانزیستور است. چون منحنی مشخصه انتقالی برای JFET غیر خطی است هدایت انتقالی در نقاط مختلف آن متفاوت است.

$$g_m = \left.\frac{\Delta I_C}{\Delta V_{GS}}\right|_{V_{DS}= \text{مقدار ثابت}}$$

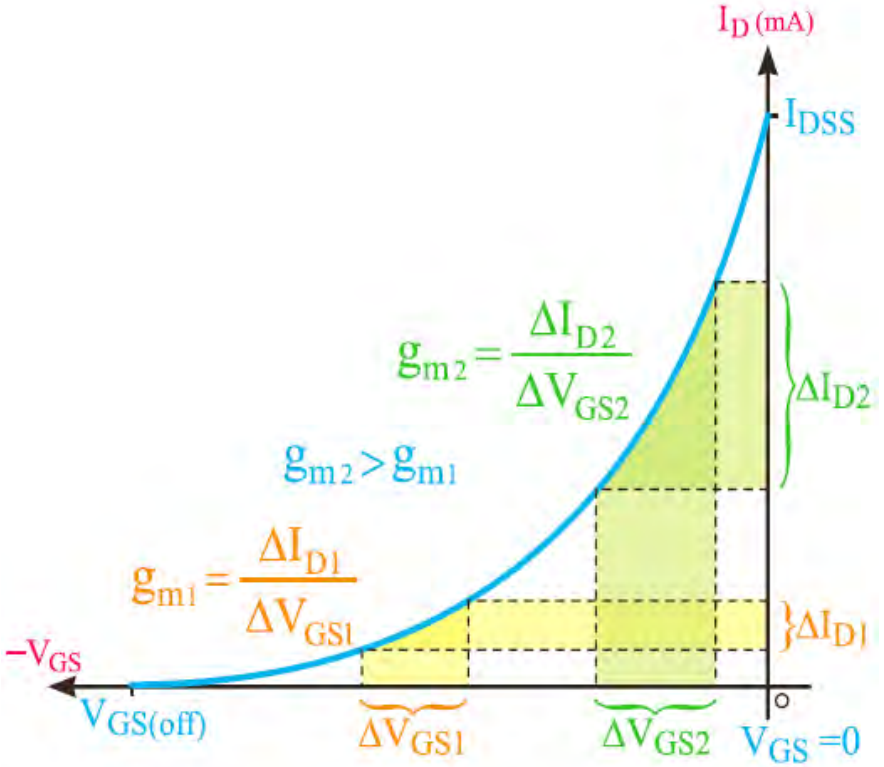
$$g_m = \frac{2I_{DSS}}{|V_P|}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)$$

برای $V_{GS} = 0 \Longrightarrow g_{m_0}$

$$g_{m_0} = \frac{2I_{DSS}}{|V_P|}$$

$$g_m = g_{m_0}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)$$

$$g_m = g_{m_0}\sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}$$



I_D	I_{DSS}	$\frac{I_{DSS}}{2}$	$\frac{I_{DSS}}{2}$	$0mA$
g_m	g_{m_0}	$0.707g_{m_0}$	$0.5g_{m_0}$	0

تحلیل سیگنال کوچک:

مقاومت ورودی ترانزیستور JFET در حد بسیار زیاد $(1000M\Omega)$ است. که می‌توان آن را بی‌نهایت فرض کرد.

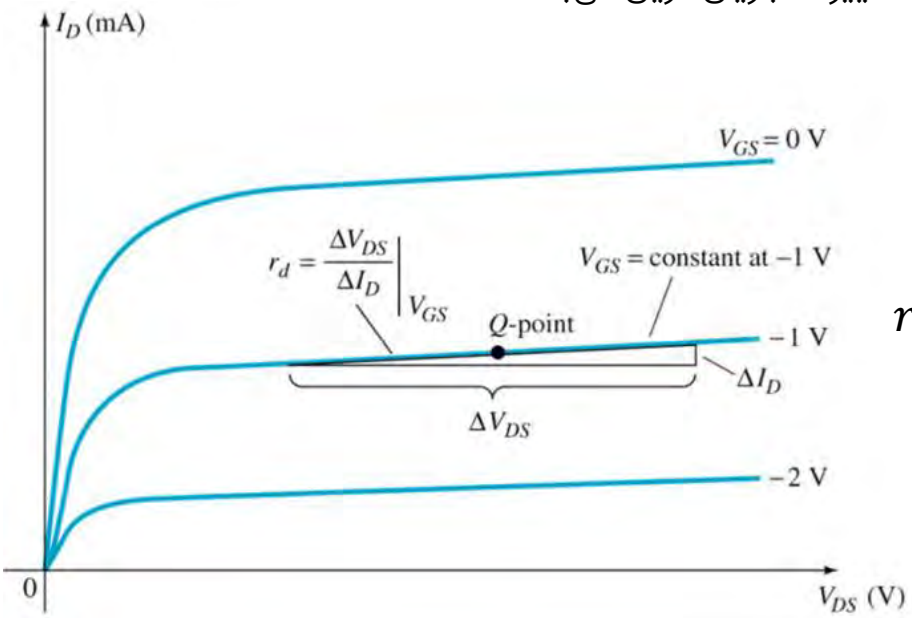
$$Z_{in} \approx 1000M\Omega \approx \infty$$

مقاومت خروجی ترانزیستور JFET شبیه به ترانزیستور BJT است، که برابر ۱ تقسیم بر y_{os} می‌باشد.

واحد y_{os}، μs است. مقاومت خروجی ترانزیستور JFET را با r_d نمایش می‌دهند.

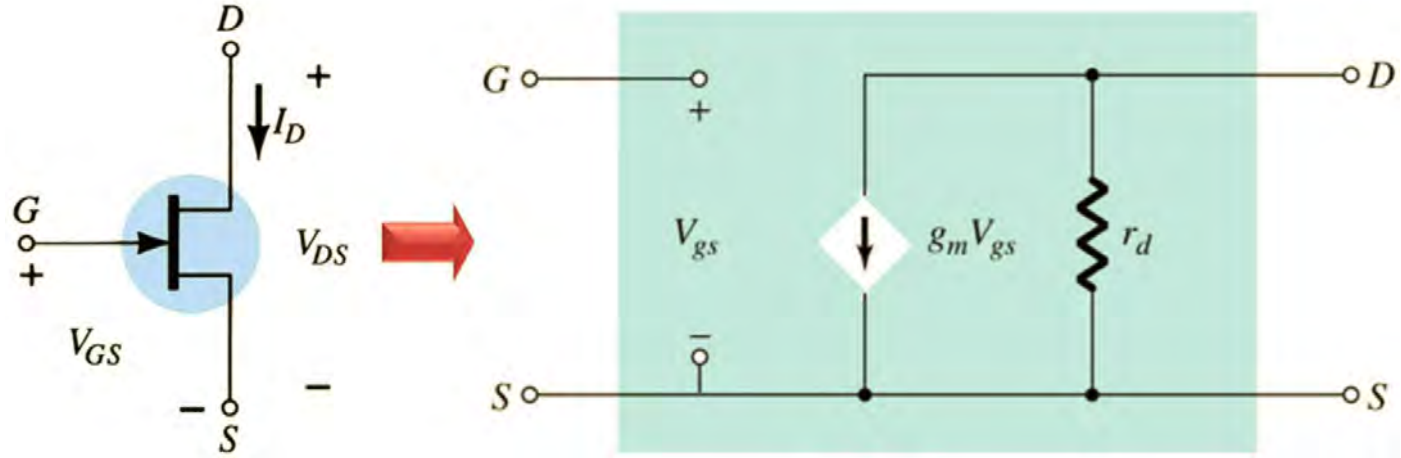
$$Z_o = r_d = \frac{1}{y_{os}}$$

که r_d، تغییرات ولتاژ درین سورس به تغییرات جریان درین می‌باشد.



$$r_d = \frac{\Delta V_{DS}}{\Delta I_C}\Big|_{V_{GS}=} \text{ مقدار ثابت}$$

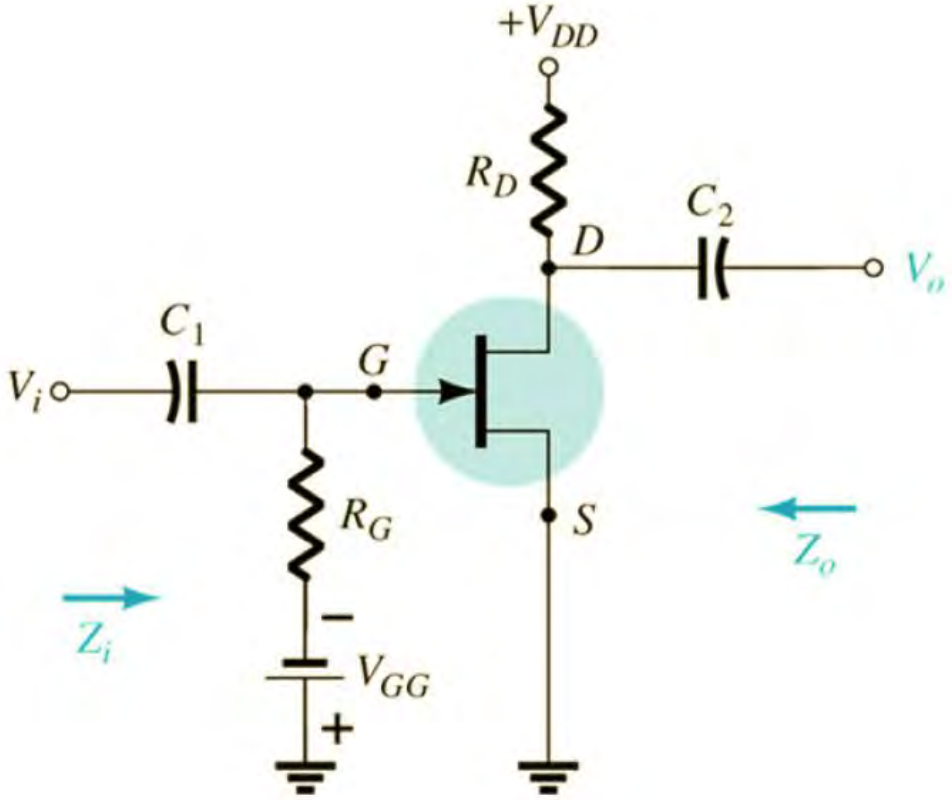
مدل سیگنال کوچک AC ترانزیستور JFET



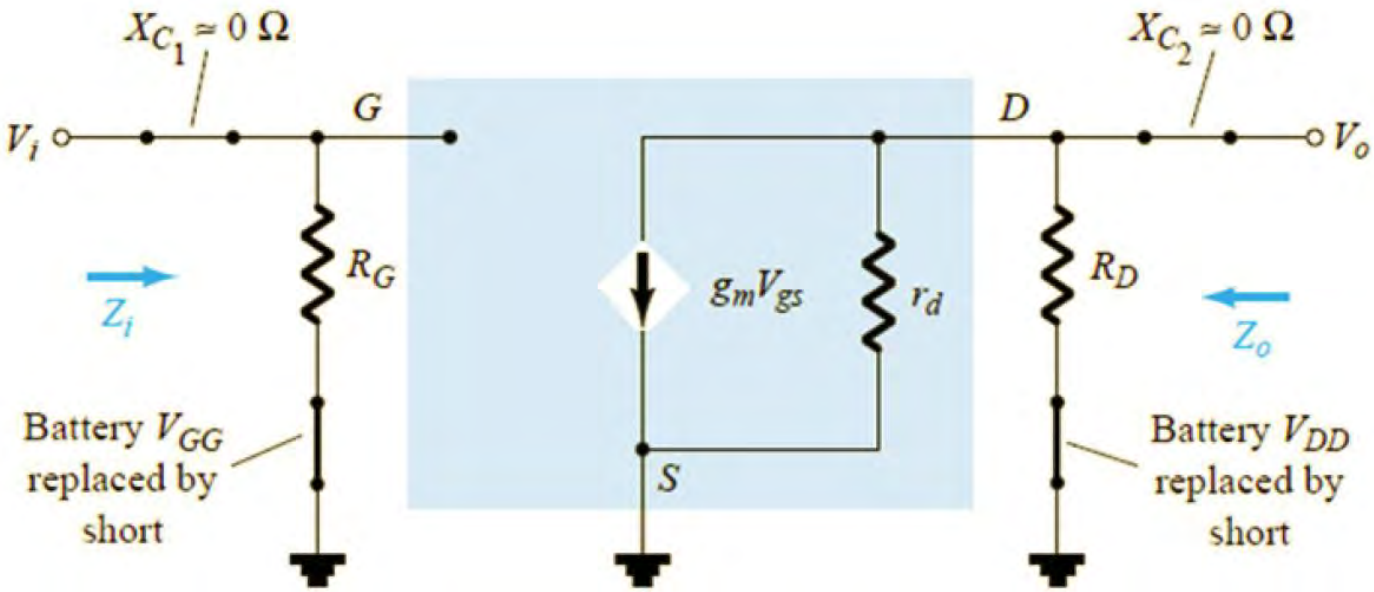
برای استفاده از ترانزیستور JFET باید به بایاسینگ (تغذیه) آرایش قرار گیری ترانزیستور در مدار توجه کرد برای ترانزیستور از بایاسینگ مستقیم، سرخود و مقسم ولتاژ استفاده می‌شود. آرایش ترانزیستور JFET نیز شبیه ترانزیستور BJT می‌باشد، که به سه صورت سورس مشترک (CS) ، درین مشترک (CD) و گیت مشترک (CG) انجام می‌شود.

۱) تقویت کننده سورس مشترک (CS) با بایاسینگ مستقیم

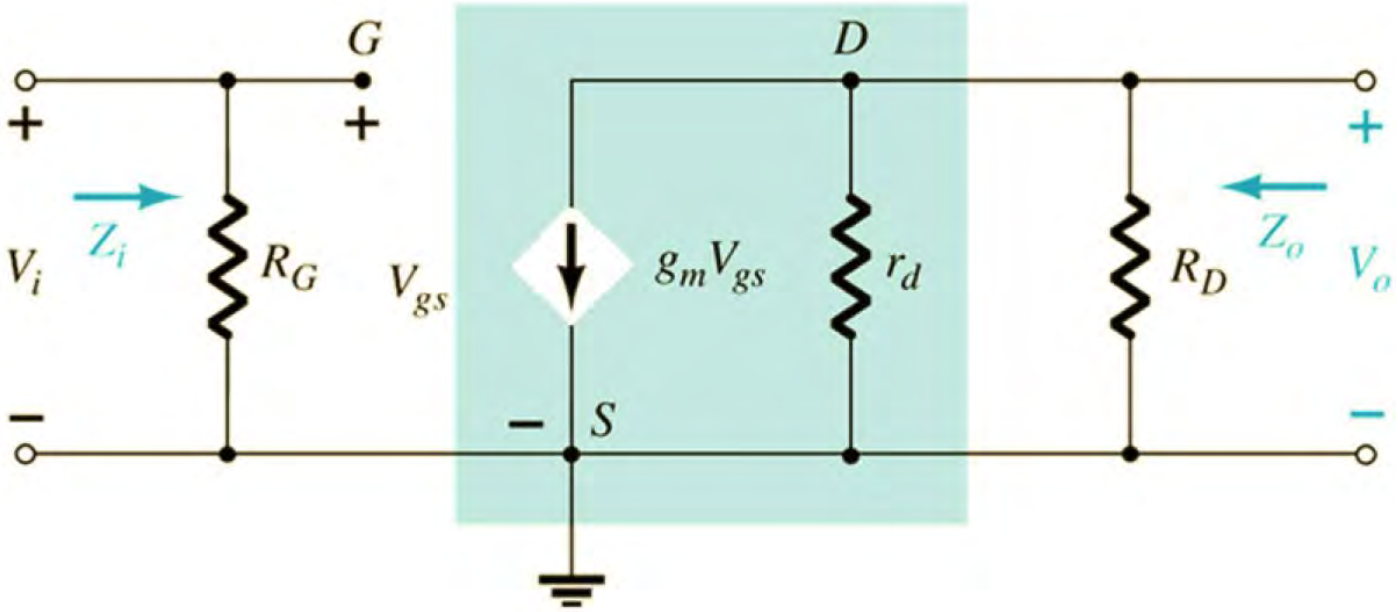
در بررسی سیگنال کوچک سه پارامتر امپدانس ورودی، امپدانس خروجی و بهره ولتاژ را محاسبه می‌کنیم.



محاسبه Z_i و Z_o ترانزیستور JFET

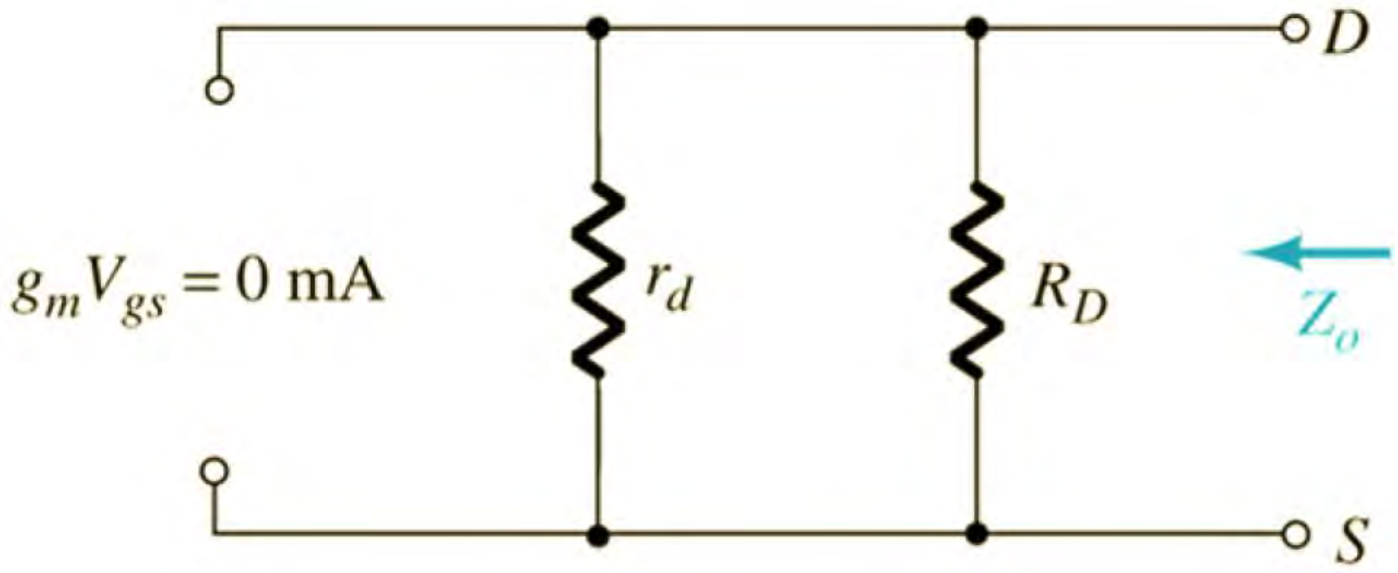


محاسبه امپدانس ورودی ترانزیستور JFET



$$Z_i = R_G$$

محاسبه امپدانس خروجی ترانزیستور JFET، یاد آوری منابع مستقل بی‌اثر هستند $V_i = 0$

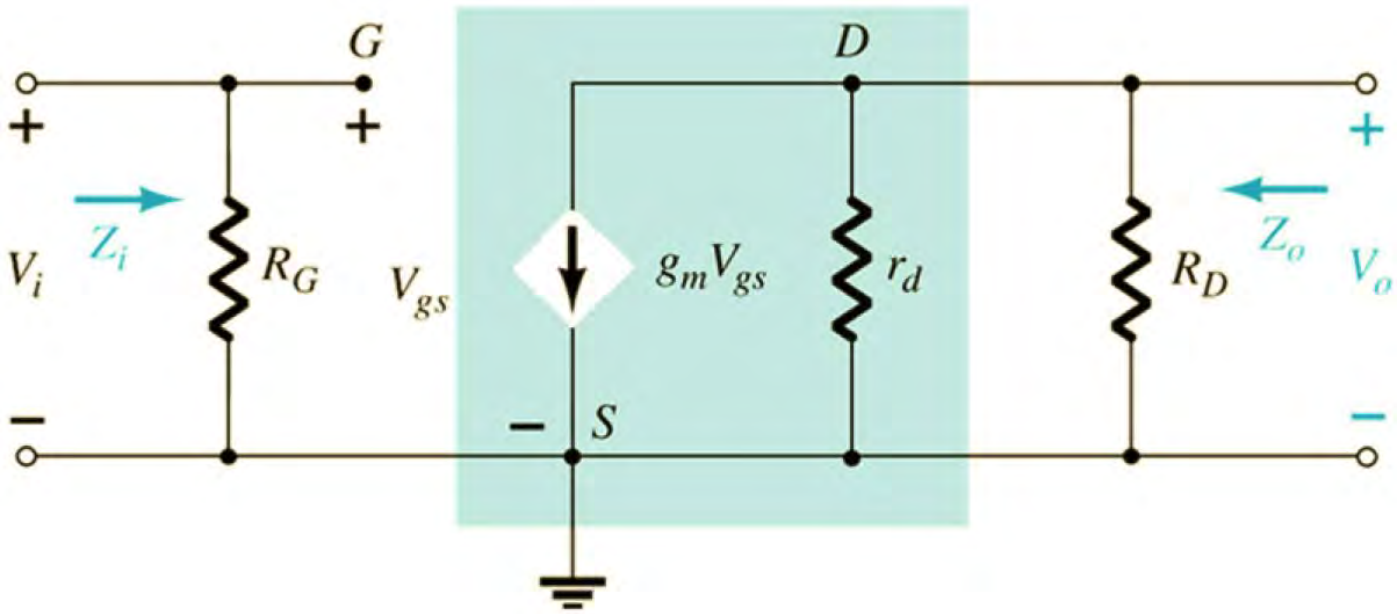


$$Z_o = R_D \parallel r_d$$

حال اگر خیلی بزرگتر از R_D باشد $(r_d \geq 10R_D)$

$$Z_o = R_D$$

محاسبه بهره ولتاژ A_v



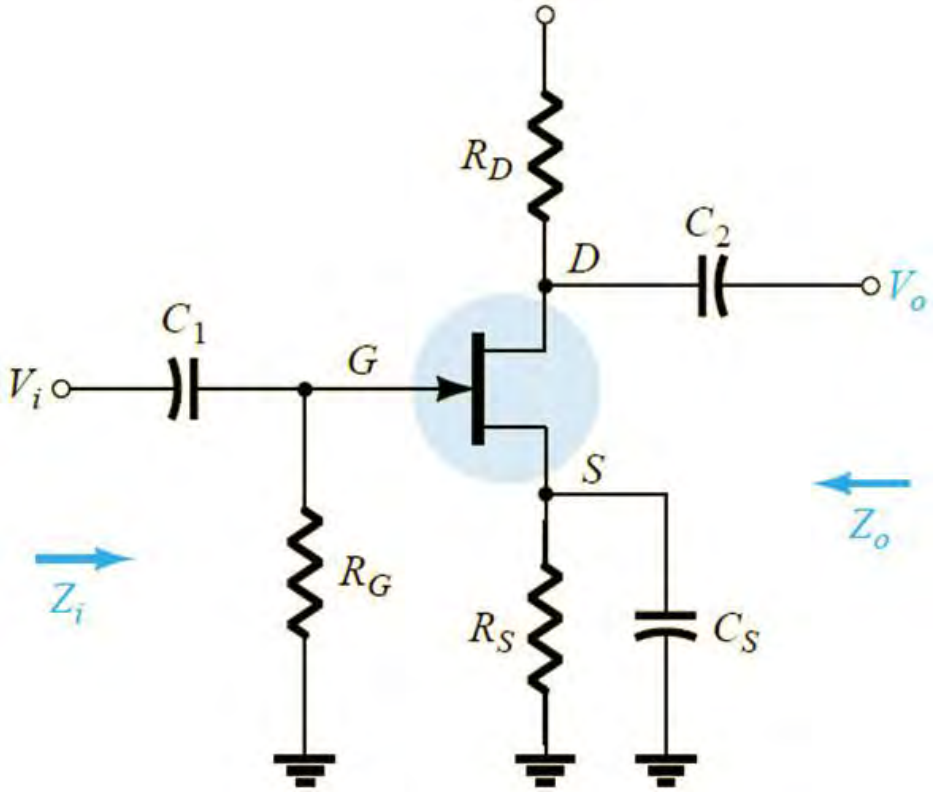
$$V_o \Longrightarrow kvl \Longrightarrow +V_o + I_D R_D = 0 \Longrightarrow +V_o + g_m V_{gs}(R_D \parallel r_d) = 0$$

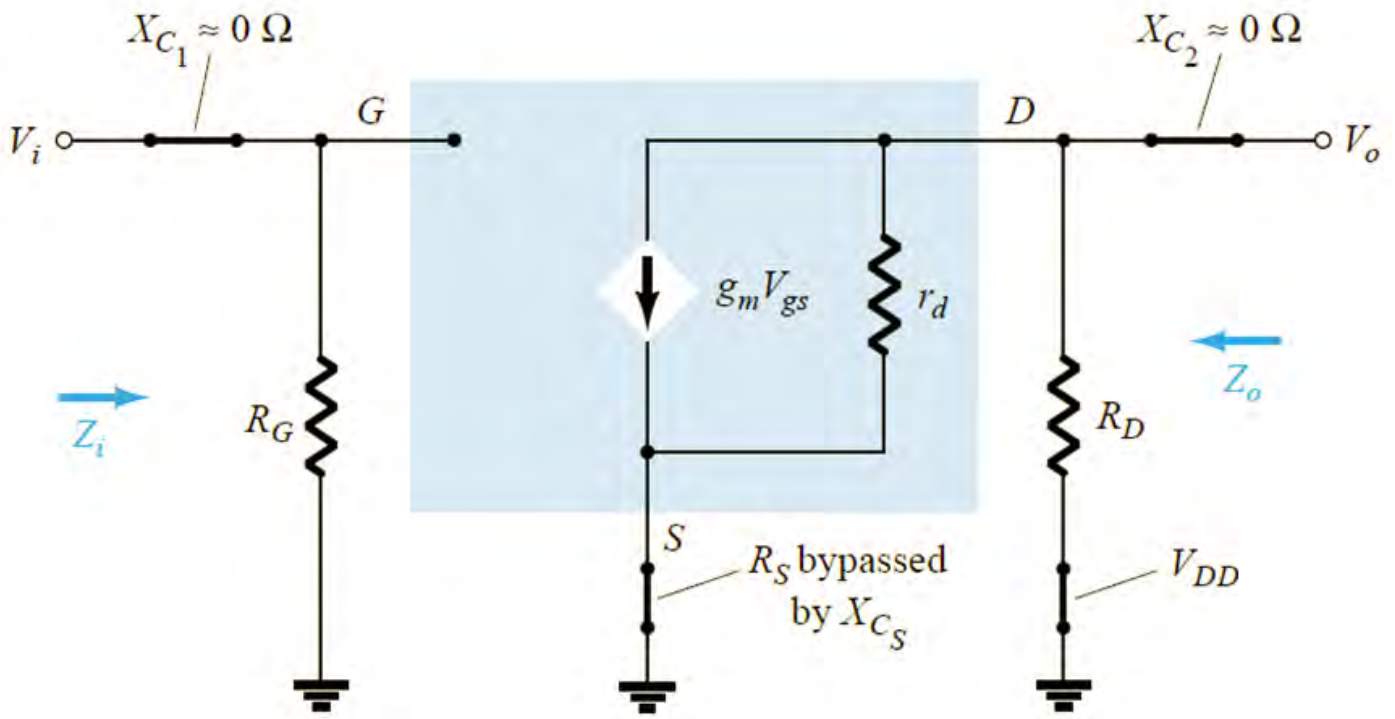
$$A_V = \frac{V_o}{V_i} \Longrightarrow \qquad V_o = -g_m V_{gs}(R_D \parallel r_d) \quad , \quad V_{gs} = V_i$$

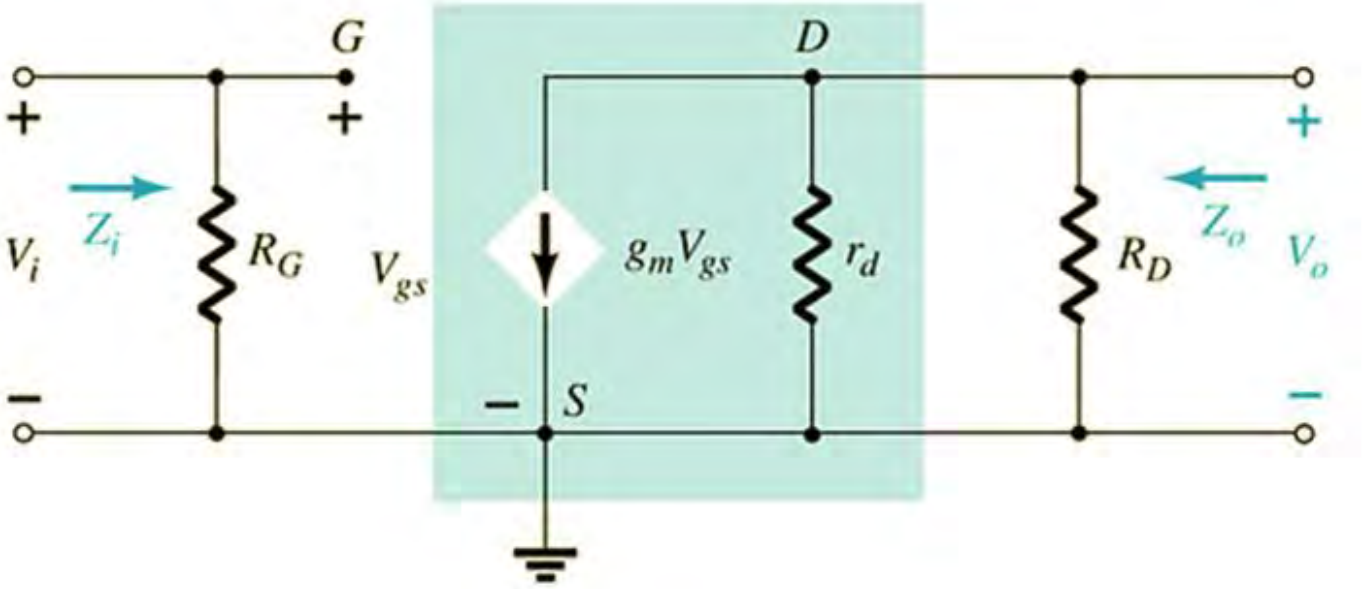
$$\Longrightarrow V_o = -g_m V_i(R_D \parallel r_d)$$

$$A_V = \frac{V_o}{V_i} \Longrightarrow \frac{-g_m V_i(R_D \parallel r_d)}{V_i} = -g_m(R_D \parallel r_d) = -g_m R_D$$

۲) تقویت کننده سورس مشترک (CS) با بایاسینگ سرخود







$$Z_i = R_G$$

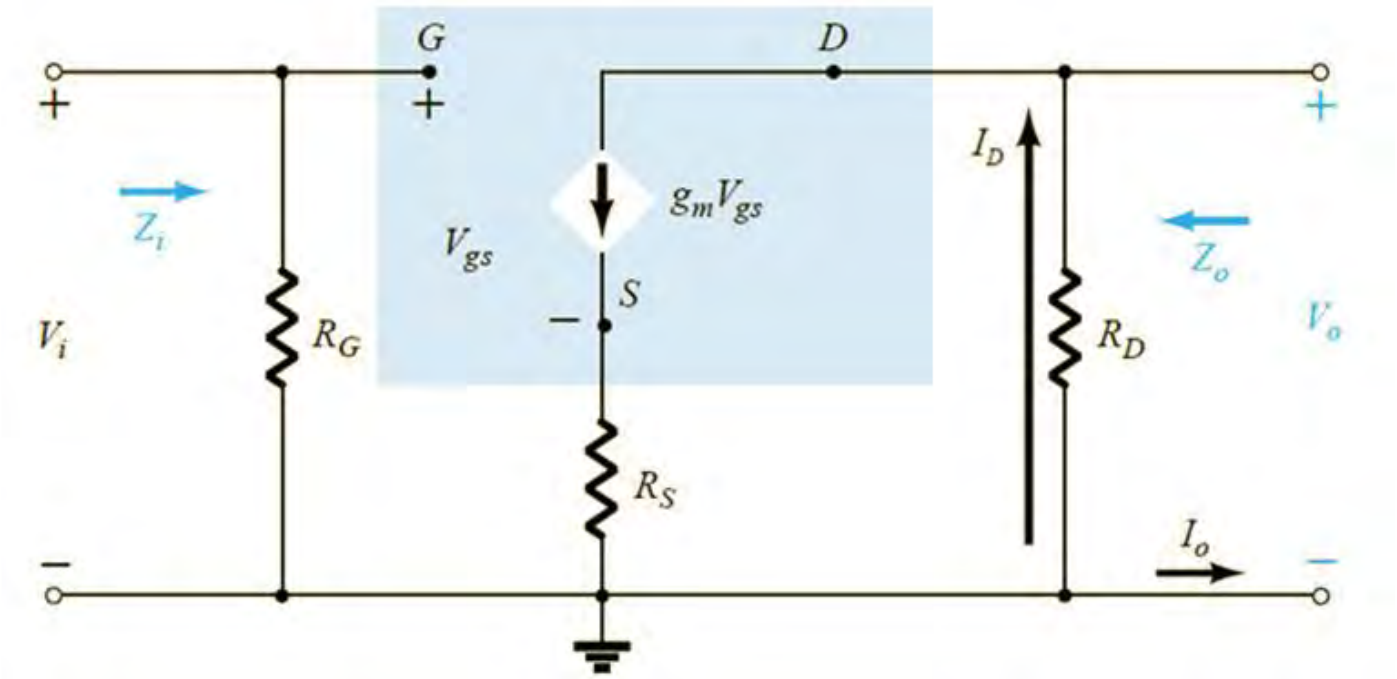
$$Z_o = R_D \parallel r_d$$

حال اگر خیلی بزرگتر از R_D باشد $(r_d \geq 10R_D)$

$$Z_o = R_D$$

$$A_V = \frac{V_o}{V_i} \Longrightarrow \frac{-g_m V_i (R_D \parallel r_d)}{V_i} = -g_m (R_D \parallel r_d) = -g_m R_D$$

مدل سیگنال کوچک بدون خازن C_s و صرف نظر کردن از مقاومت r_d

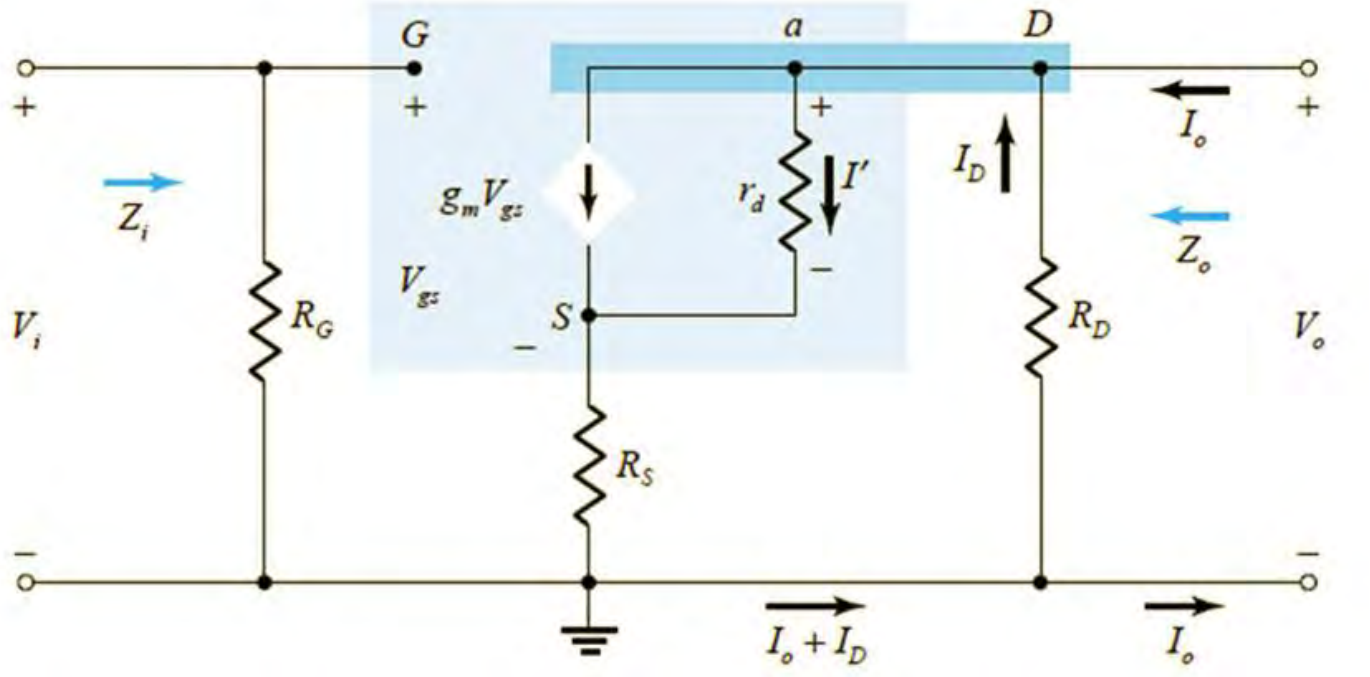


$$Z_i = R_G$$

$$Z_o = \frac{V_o}{I_o} = R_D$$

$$A_V = \frac{V_o}{V_i} \Longrightarrow \frac{-g_m V_i (R_D)}{V_i} = -g_m R_D$$

مدل سیگنال کوچک بدون خازن C_s و در نظر کردن از مقاومت r_d



$$Z_i = R_G$$

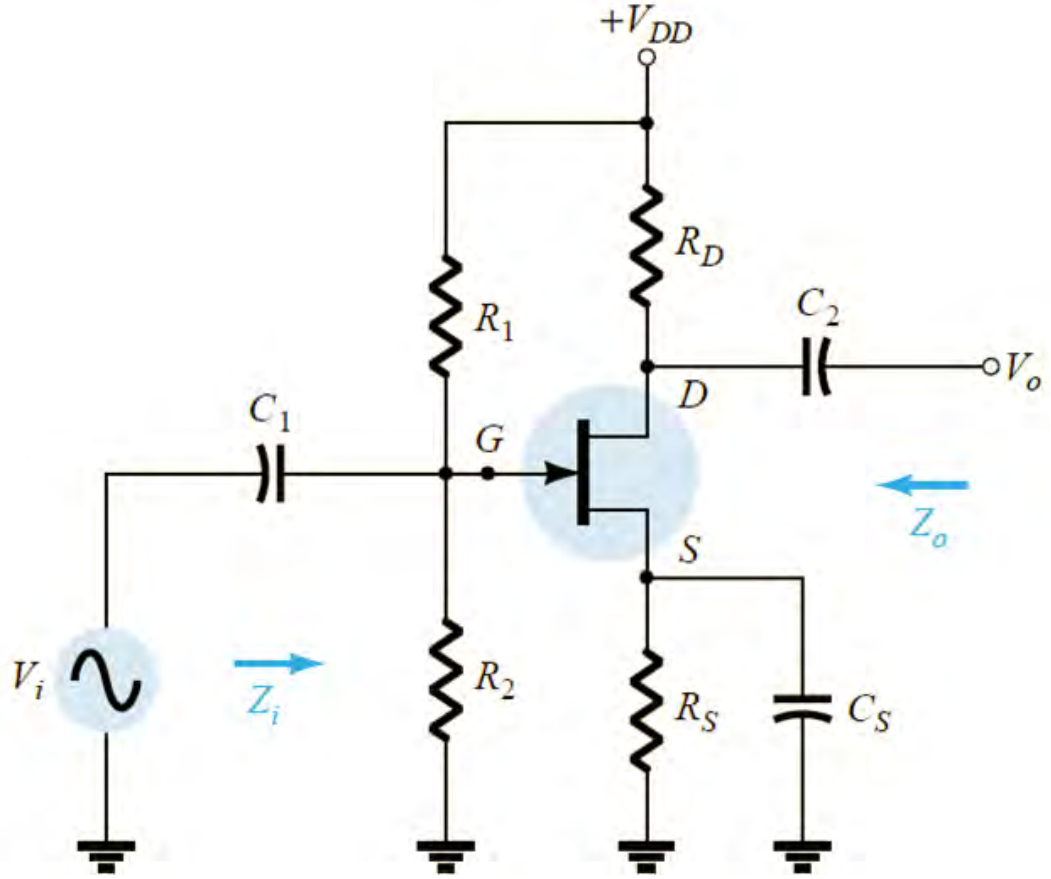
یادآوری $\frac{V_{gs}}{V_{gs}} = 1$

$$Z_o = \frac{\left(1 + (g_m R_S) + \frac{R_S}{r_d}\right)}{\left(1 + (g_m R_S) + \frac{R_S}{r_d} + \frac{R_D}{r_d}\right)} \times R_D$$

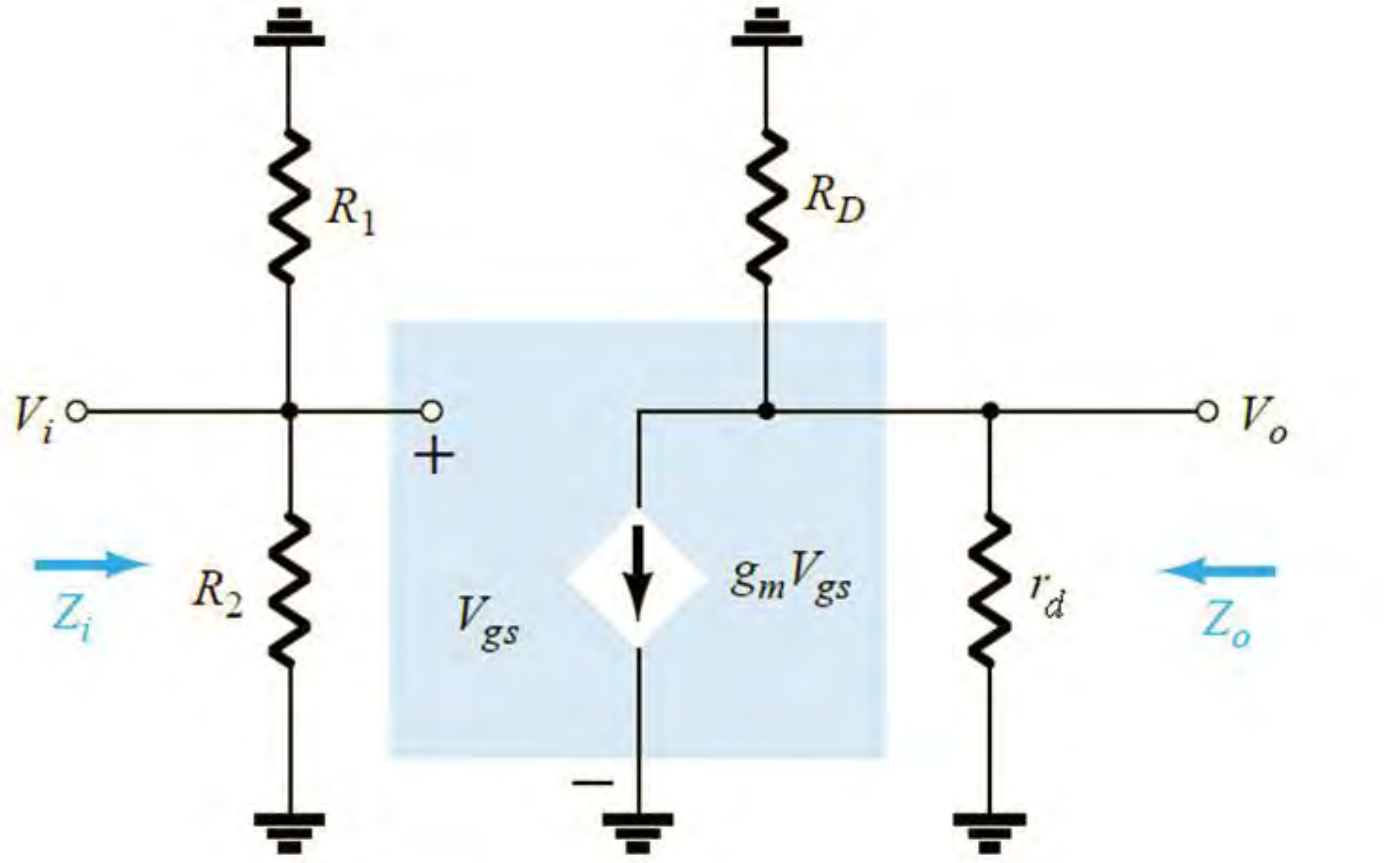
$$Z_o \approx R_D$$

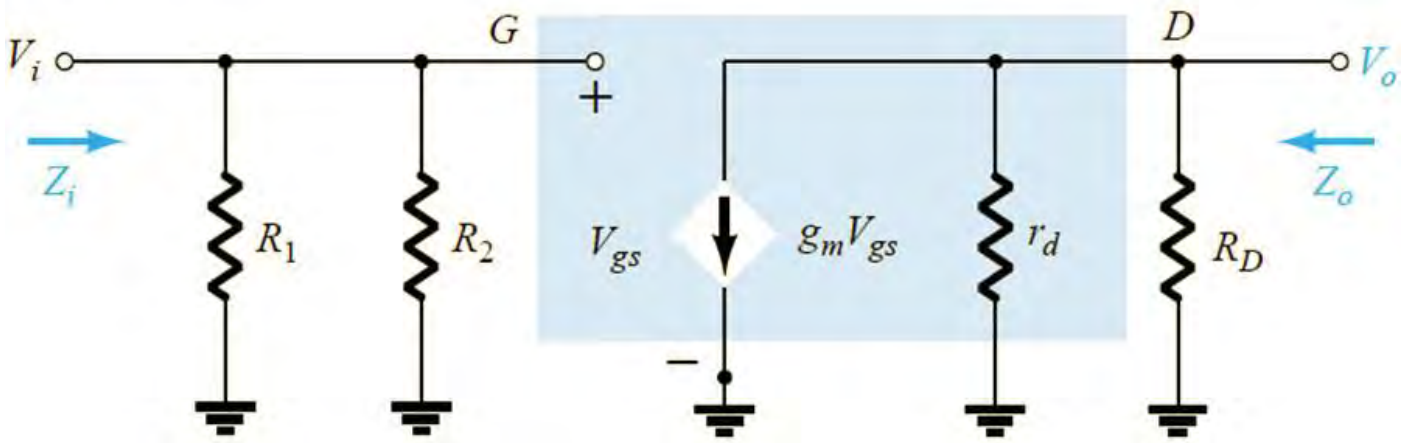
$$A_V = \frac{V_o}{V_i} \Longrightarrow \frac{-g_m(R_D)}{\left(1 + (g_m R_S) + \frac{R_S}{r_d} + \frac{R_D}{r_d}\right)} \approx \frac{-g_m R_D}{1 + (g_m R_S)}$$

۳) تقویت کننده سورس مشترک (CS) با بایاسینگ مقسم ولتاژ



مدل سیگنال کوچک





$$Z_i = R_1 \parallel R_2$$

$$Z_o = R_D \parallel r_d$$

حال اگر خیلی بزرگتر از R_D باشد $(r_d \geq 10R_D)$

$$Z_o = R_D$$

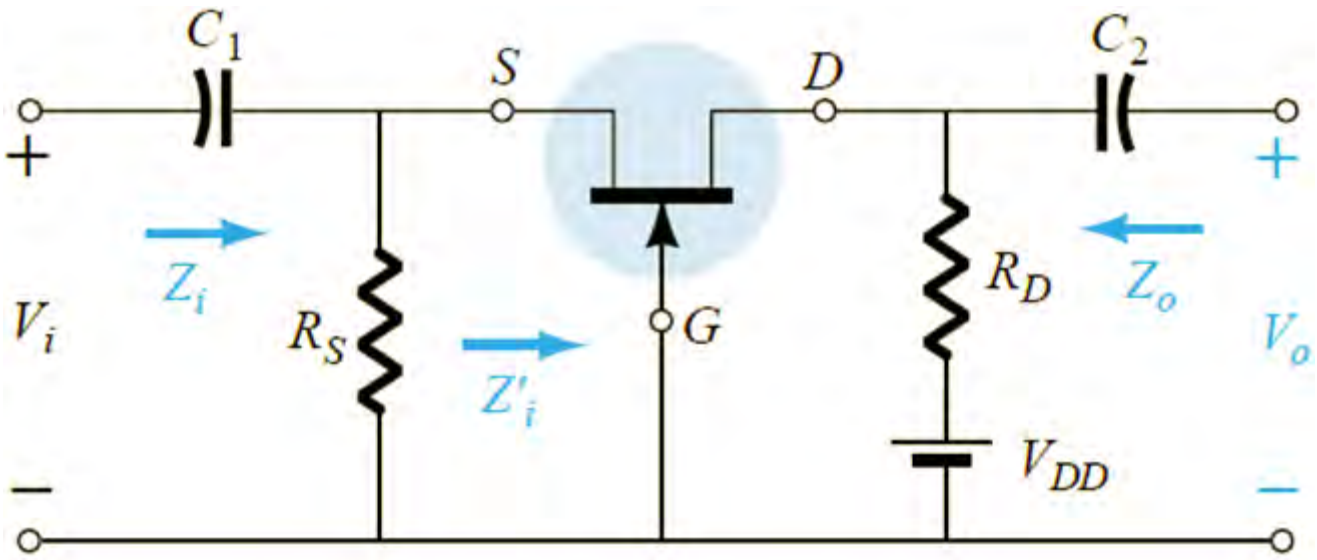
$$V_o \Longrightarrow kvl \Longrightarrow +V_o + I_D R_D = 0 \Longrightarrow +V_o + g_m V_{gs}(R_D \parallel r_d) = 0$$

$$A_V = \frac{V_o}{V_i} \Longrightarrow \qquad V_o = -g_m V_{gs}(R_D \parallel r_d) \quad , \quad V_{gs} = V_i$$

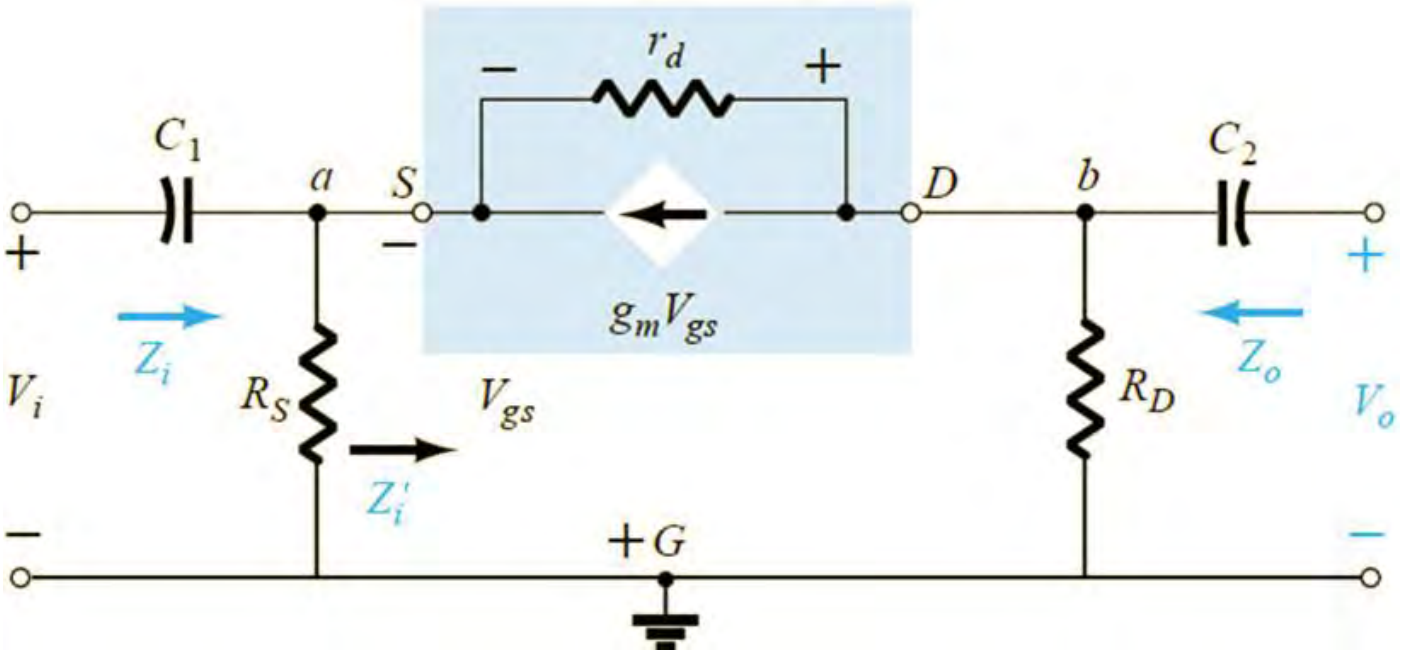
$$\Longrightarrow V_o = -g_m V_i(R_D \parallel r_d)$$

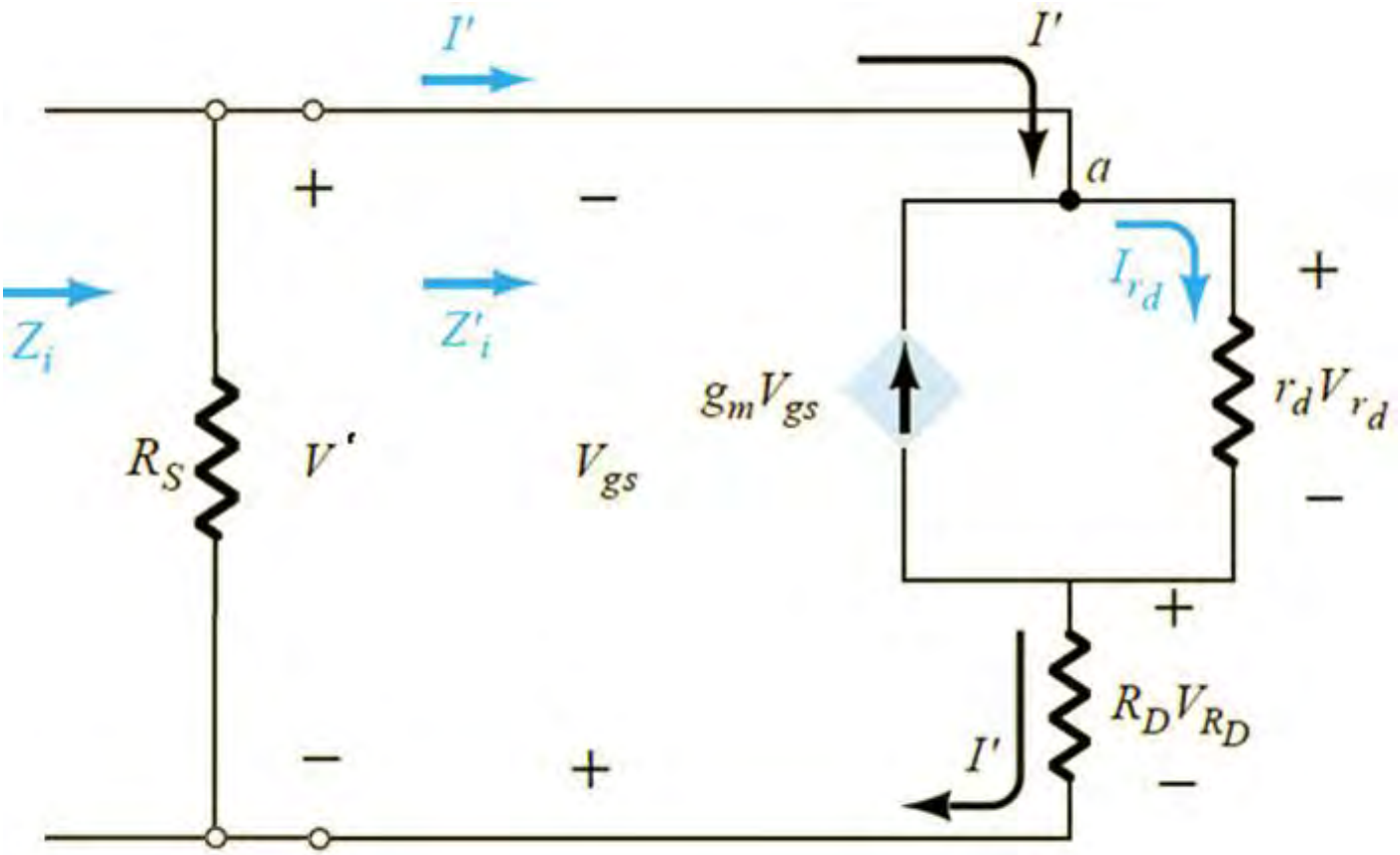
$$A_V = \frac{V_o}{V_i} \Longrightarrow \frac{-g_m V_i(R_D \parallel r_d)}{V_i} = -g_m(R_D \parallel r_d) = -g_m R_D$$

۴) تقویت کننده گیت مشترک (CG) با بایاسینگ سرخود



مدل سیگنال کوچک





$$Z_i = R_S \parallel \frac{-V_{gs}}{I'}$$

با فرض خیلی بزرگ بودن مقاومت r_d هیچ جریانی از آن عبور نمی‌کند

$$I' = -g_m V_{gs}$$

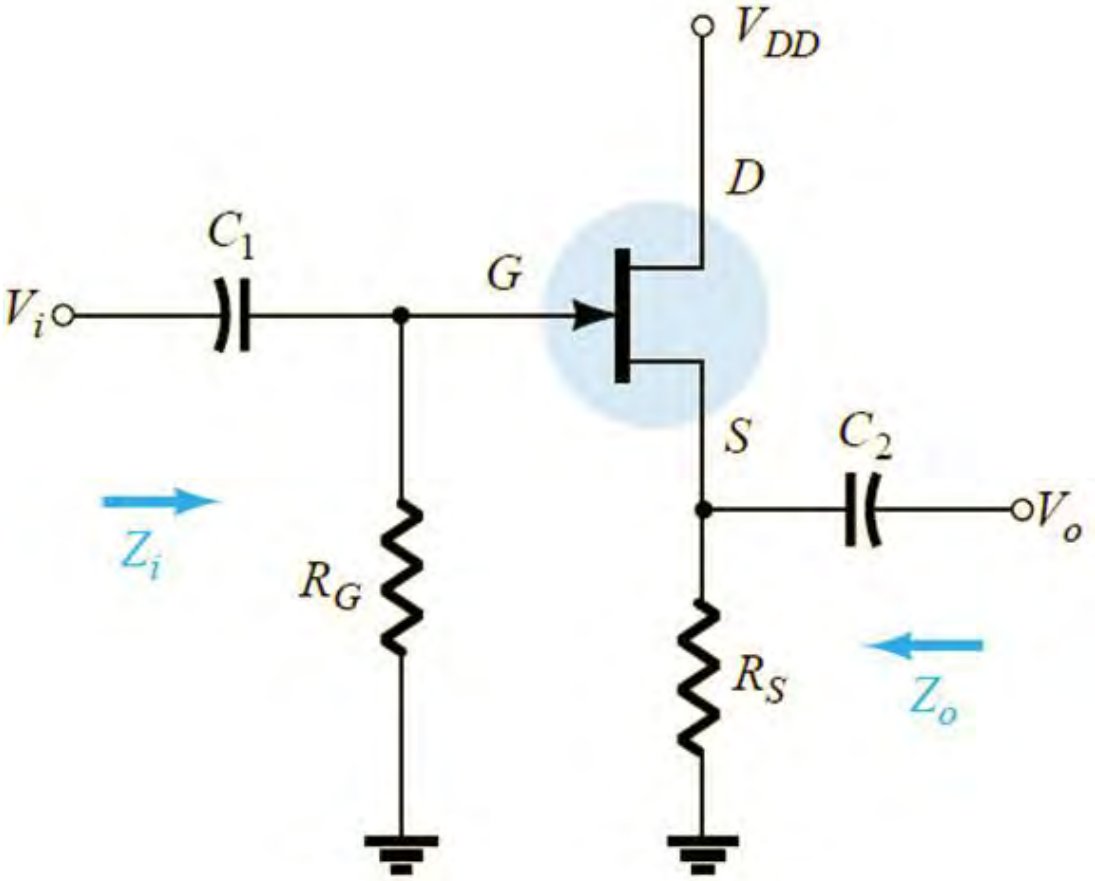
$$Z_i = R_S \parallel \frac{-V_{gs}}{-g_m V_{gs}} \Longrightarrow Z_i = R_S \parallel \frac{1}{g_m}$$

$$Z'_i \cong \frac{\left(1 + \frac{R_D}{r_d}\right)}{\left(g_m + \frac{1}{r_d}\right)}$$

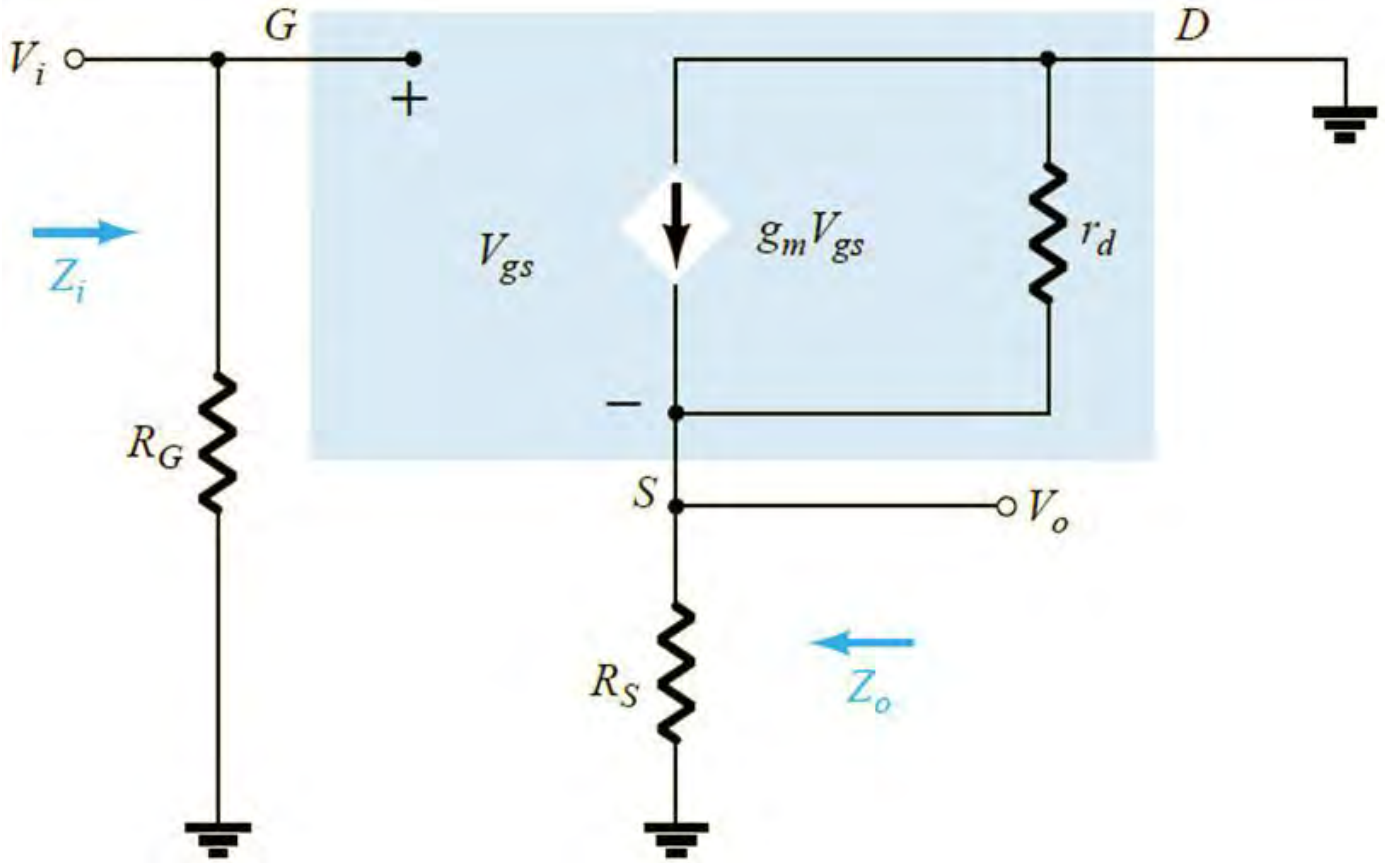
$$Z_o \cong R_D$$

$$A_V \cong g_m R_D$$

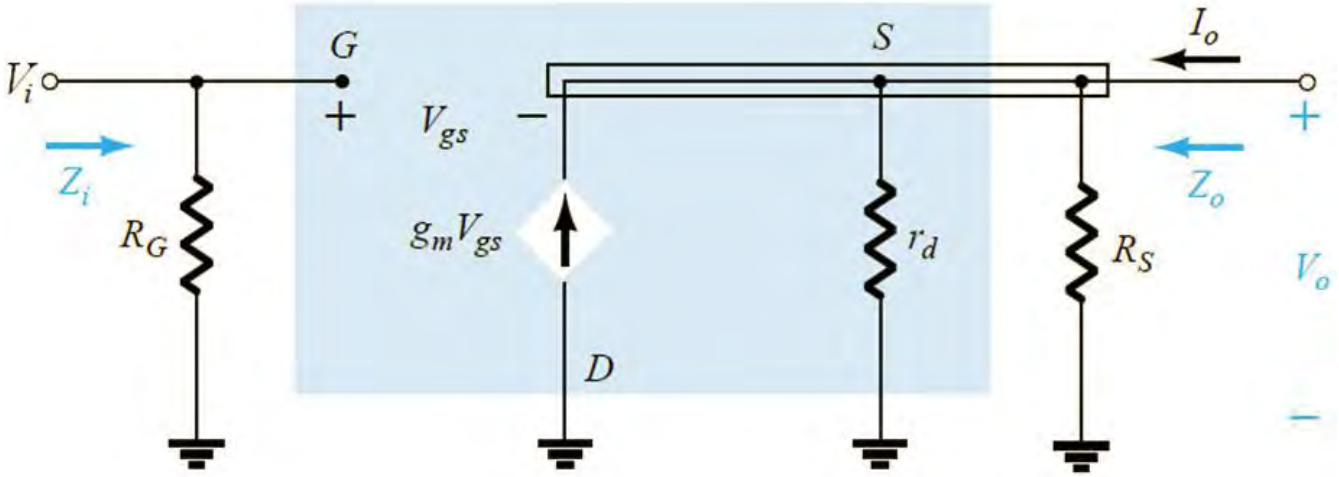
۵) تقویت کننده درین مشترک (CD) با بایاسینگ سرخود



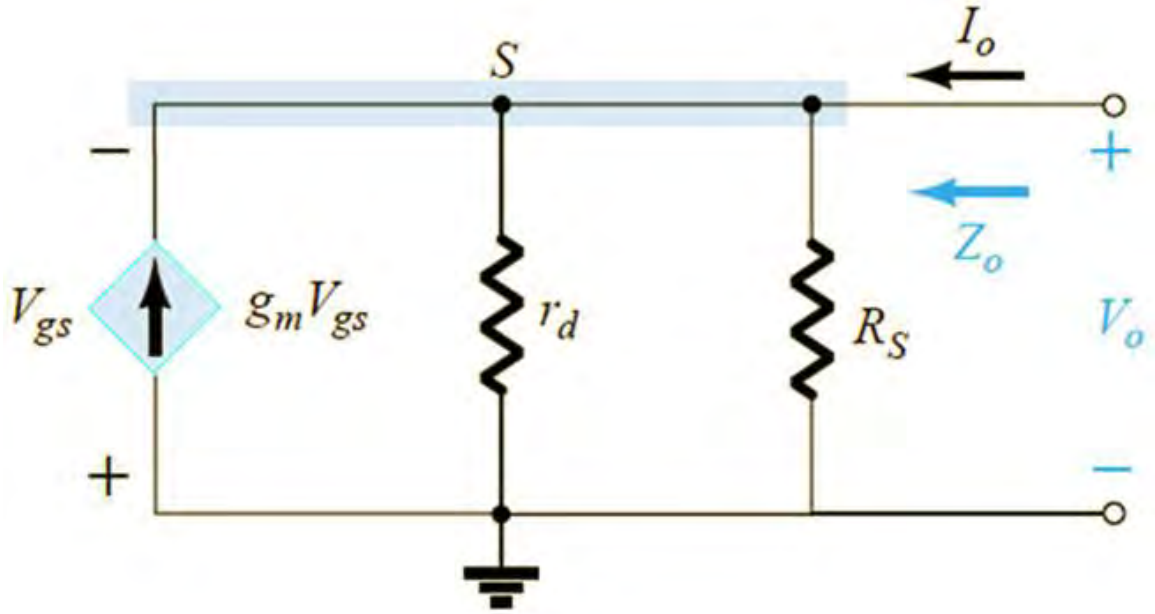
مدل سیگنال کوچک



تقویت کننده درین مشترک (CD) یا سورس فالوئر (Source-Follower)



$$Z_i = R_G$$



$$Z_o = R_S \parallel \frac{-V_{gs}}{I'}$$

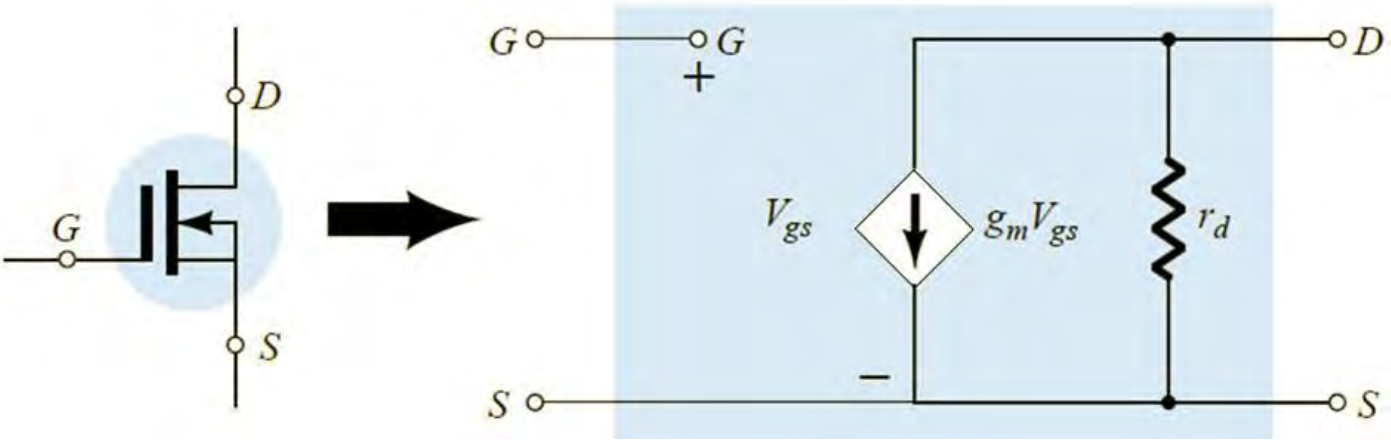
با فرض خیلی بزرگ بودن مقاومت r_d هیچ جریانی از آن عبور نمی‌کند

$$I' = -g_m V_{gs}$$

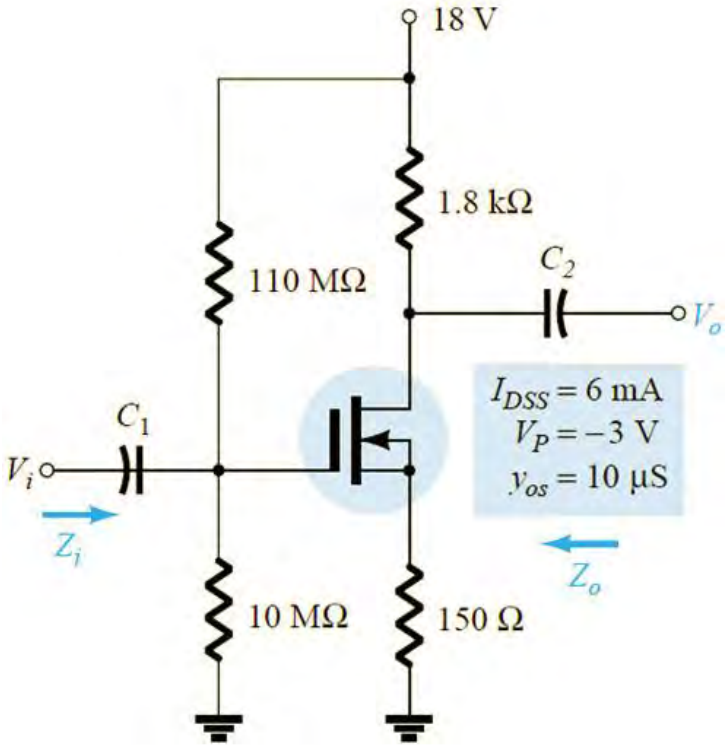
$$Z_i = R_S \parallel \frac{-V_{gs}}{-g_m V_{gs}} \Longrightarrow Z_i = R_S \parallel \frac{1}{g_m}$$

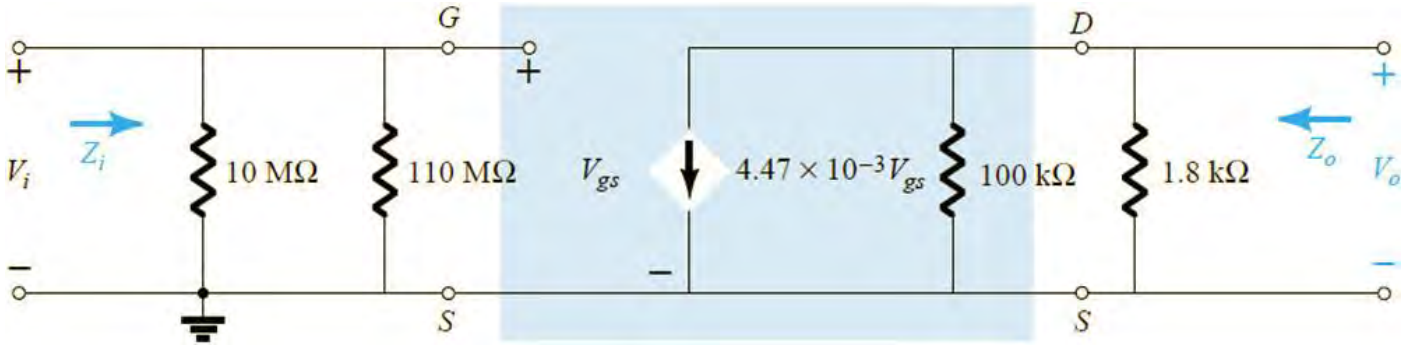
$$A_V = \frac{V_o}{V_i} \Longrightarrow \frac{g_m(R_S)}{\left(1 + (g_m R_S) + \frac{R_S}{r_d}\right)} \approx \frac{g_m R_S}{1 + (g_m R_S)}$$

مدل سیگنال کوچک ترانزیستور D-MOSFET

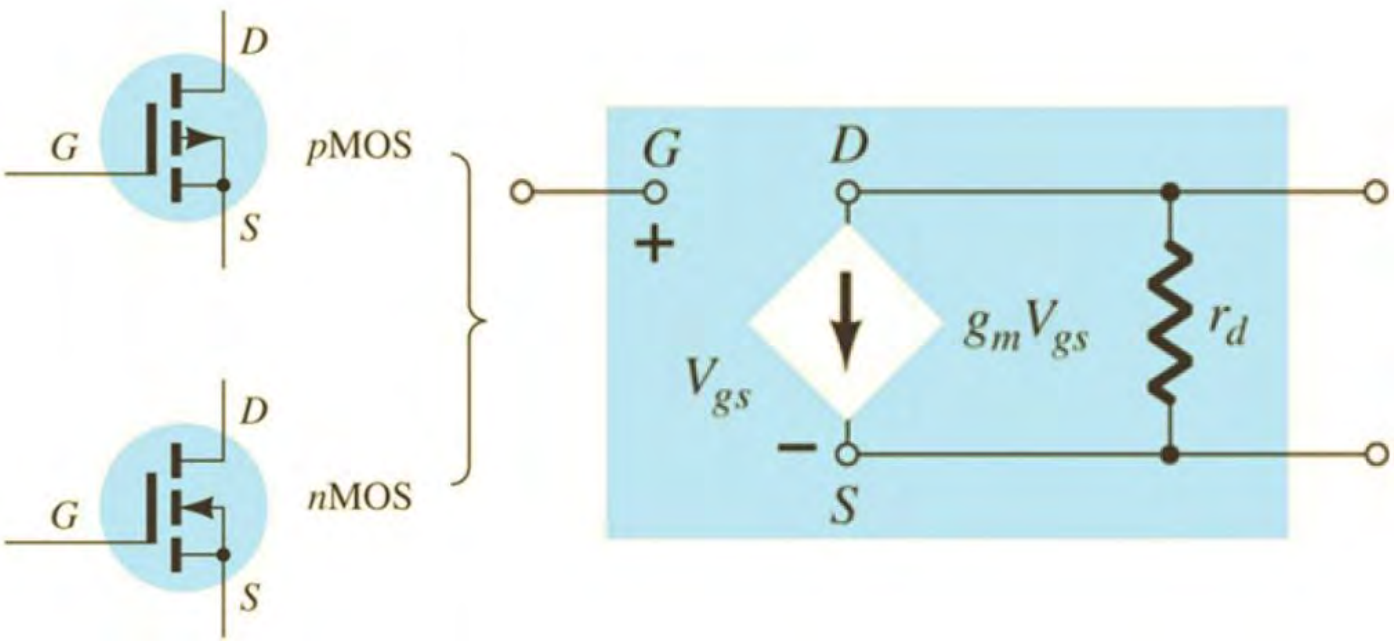


تمرین: در مدار زیر $I_{D_Q} = 7.6mA$ و $V_{GS_Q} = 0.36v$ نقطه کار ترانزیستور است، مقادیر تحلیل AC را محاسبه کنید.





مدل سیگنال کوچک ترانزیستور E-MOSFET



پایان جلسه سیزدهم

روزگار خوشی را برای شما آرزومندم.

محمد اعرابیان

محمد اعرابیان

جزوه درس الکترونیک کاربردی

جلسه چهاردهم

برای جزئیات بیشتر **اسکن کنید**

نسخه ۱.۱ | تهیه شده در بهمن ۱۴۰۰

تمامی حقوق این جزوه برای **محمد اعرابیان** محفوظ است.

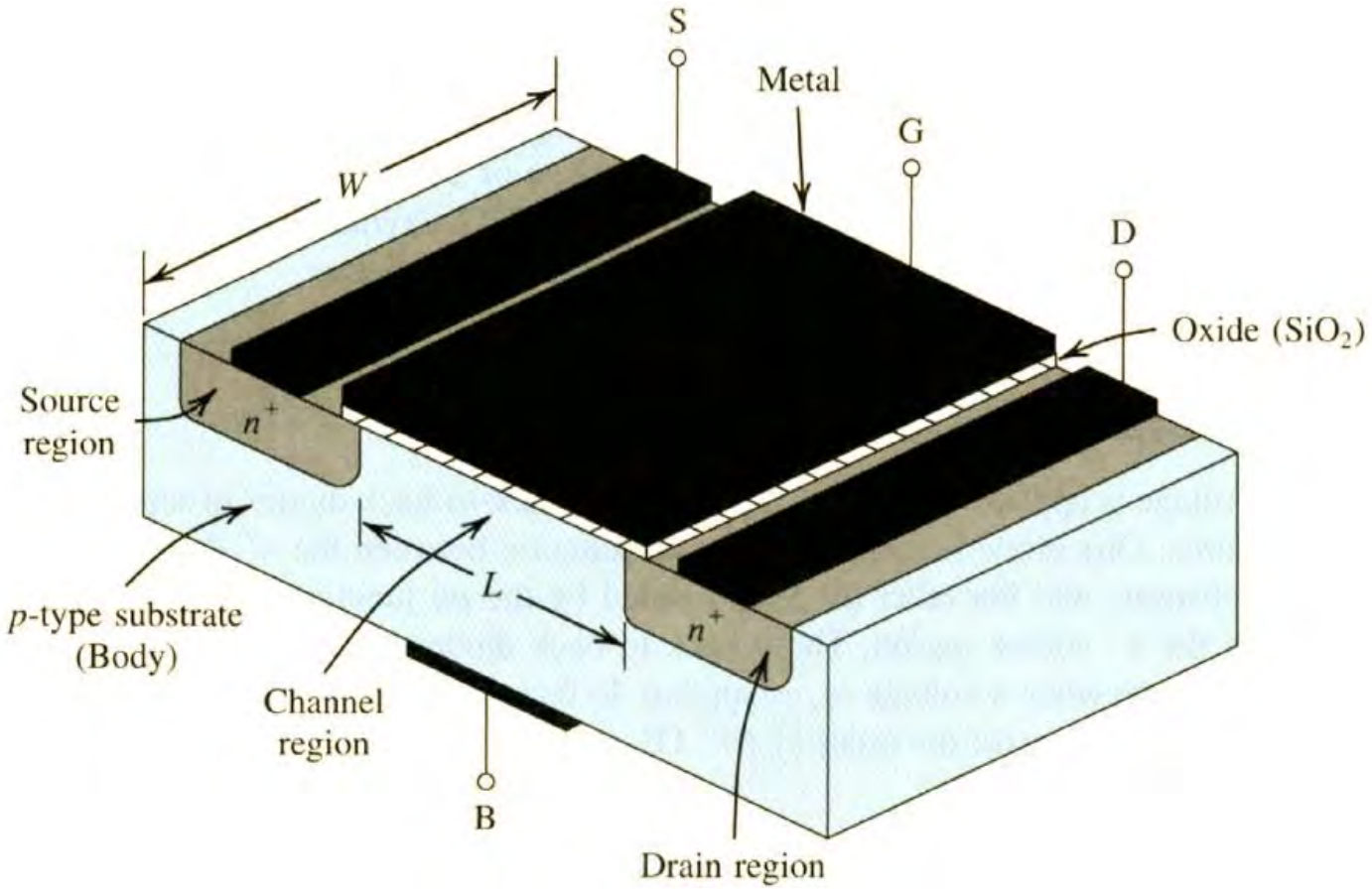
ترانزیستور MOSFET

ترانزیستور در مدارات زیادی از جمله تقویت کننده ها، مدارات دیجیتال و حافظه ها کاربرد دارد. اصول کلی کارکرد ترانزیستور بر این پایه است که با اعمال ولتاژ به دو ترمینال جریان ترمینال سوم را کنترل میکنند.
دو نوع ترانزیستور مهم وجود دارد: MOSFET, BJT

MOSFET ازBJT کوچکتر بوده و ساخت آن ساده تر بوده و توان کمتری مصرف میکند. در ساخت بسیاری از مدارات مجتمع کاربرد دارد.

ترانزیستور MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)

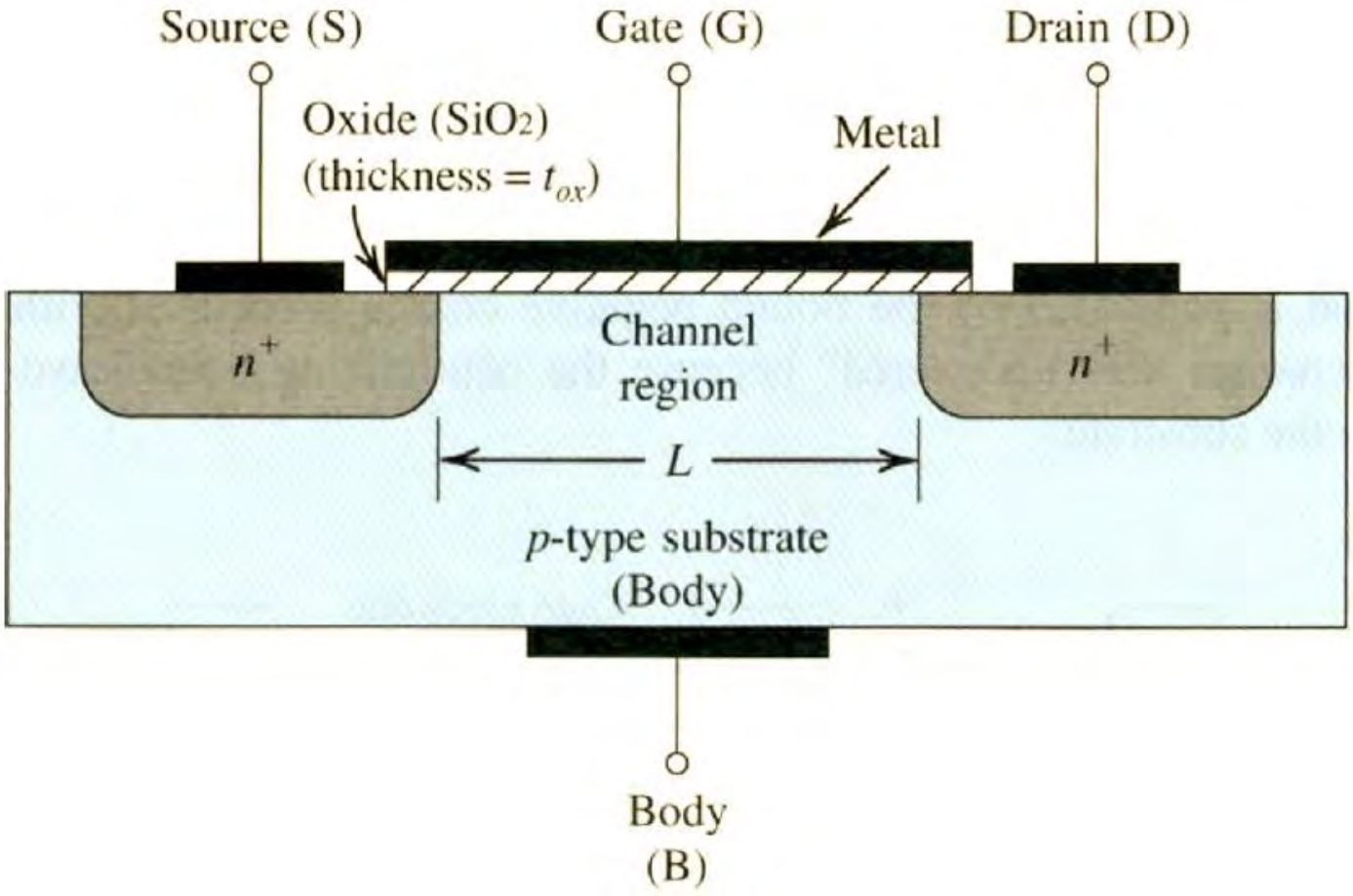
این ترانزیستور بر روی یک پایه از نوع p ساخته میشود. بر روی پایه دو ناحیه با نیمه هادی نوع n که دارای ناخالصی زیادی هستند ایجاد میشود. این نواحی سورس و درین نامیده میشوند که با یک اتصال فلزی دردسترس قرار میگیرند.
بین این دو ناحیه و در سطح پایه عایقی از جنس شیشه کشیده میشود. برروی این عایق یک لایه فلز قرار داده میشود که اتصالی با نام گیت بوجود می آورد.
ممکن است پایه نیز به یک اتصال فلزی وصل شود.



نحوه عملکرد

این ترانزیستور بصورت یک المان با سه ترمینال Source, Drain , Gate مورد استفاده قرارمیگیرد.

اگر ولتاژی به گیت وصل نشده باشد بین سورس و درین دو دیود وجود خواهند داشت: یکی بین n سورس و p پایه و دیگری بین p پایه و n درین.
چون این دو دیود پشت به پشت به هم وصل شده اند هیچ جریانی بین سورس و درین نمیتواند برقرار شود. مقاومت بین سورس و درین خیلی زیاد خواهد بود. در واقع یک ناحیه تخلیه بین دو قطعه p,n مجاور تشکیل می‌شود که از عبور جریان بین پایه و درین و همچنین پایه و سورس جلوگیری می‌کند.

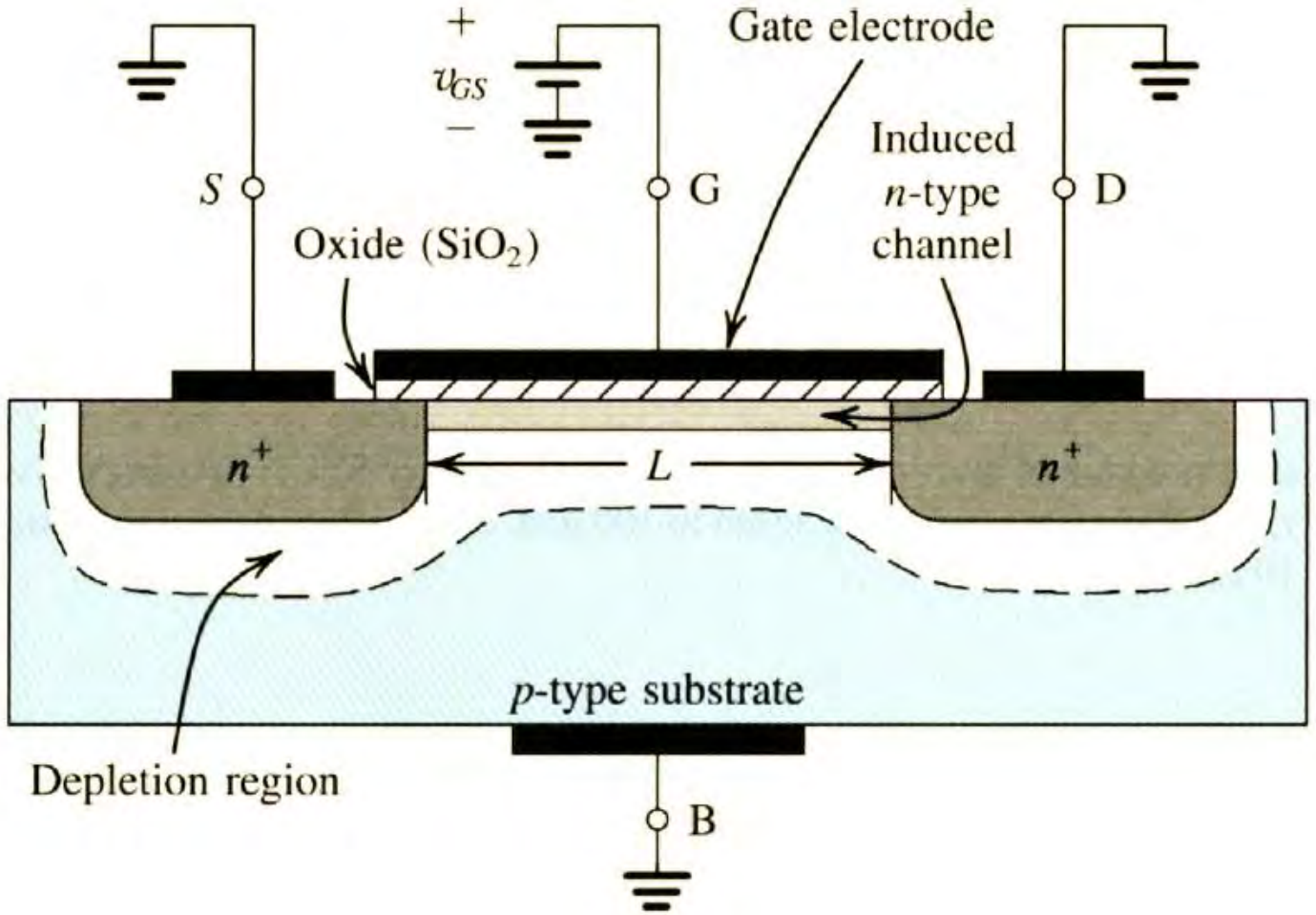


ایجاد کانالی برای عبور جریان

اگر درین و سورس را به زمین وصل کرده و ولتاژ مثبتی به گیت وصل کنیم، ناقلهای مثبت زیر ناحیه گیت تحت تاثیر این ولتاژ از زیر گیت دور شده و به سمت substrate رانده میشوند.

این ولتاژ متقابلا الکترونهای منفی را از ناحیه های سورس و درین جذب مینماید. اگر در ناحیه زیر گیت الکترون کافی جمع شود یک ناحیه منفی بوجود می آید که دو ناحیه n مربوط به سورس و درین را به هم وصل میکند. در واقع کانالی برای عبور جریان الکترون از سورس به درین تشکیل میشود.

توجه شود که substrate که قبلا از نوع p بود در ناحیه زیر گیت به نوع n تبدیل میشود (inversion layer)



ترانزیستور NMOS

ترانزیستوری که کانال آن از نوع n باشد، n-channel و یا NMOS خوانده می‌شود. مقدار VGS لازم برای تشکیل کانال باید از یک مقدار آستانه V_t یا V_{th} بیشتر باشد. این مقدار معمولا بین ۰٫۵ , ۱ ولت است.

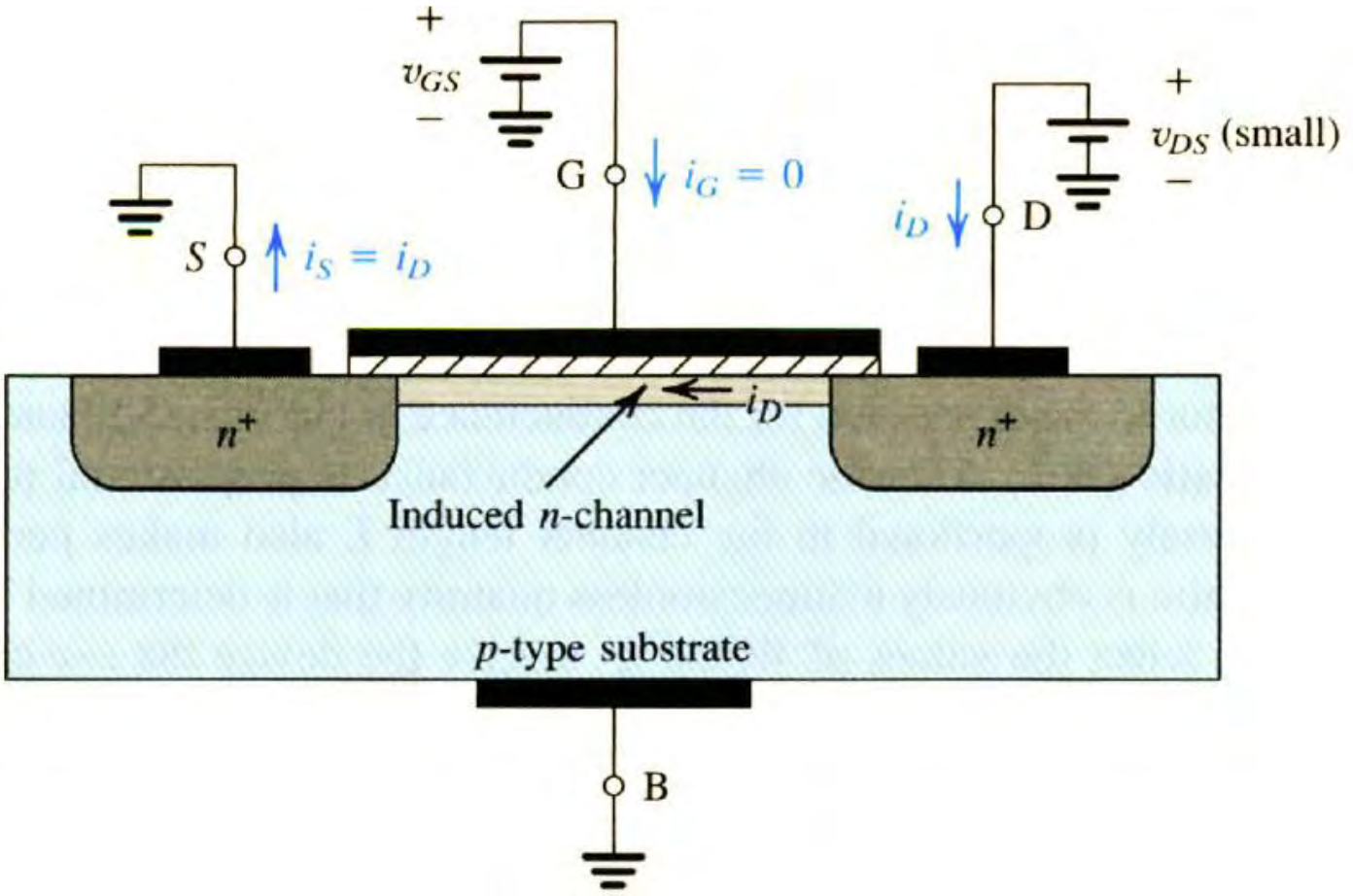
درناحیه گیت در اثر جمع شدن بار منفی در زیر گیت و اتصال آن به ولتاژ مثبت در بالای گیت، خازنی بوجود می‌آید. مقدار جریانی که از کانال می‌گذرد بستگی به میدان الکتریکی تشکیل شده در ناحیه گیت دارد.

توجه شود که ترانزیستور از لحاظ ساخت متقارن است لذا نامگذاری درین و سورس بستگی به ولتاژی دارد که به آنها اعمال می‌شود: برای ترانزیستور با کانال n درین به ولتاژ بالاتری نسبت به سورس وصل می‌شود.

اعمال ولتاژی کوچک به درین و سورس

اگر ولتاژ کوچکی به درین و سورس اعمال شود V_{DS} باعث خواهد شد تا جریان I_D در کانال عبورکند. در واقع این ولتاژ باعث جذب الکترون‌ها از سمت سورس به درین شده و جریانی در خلاف جهت حرکت الکترون بوجود می آورد.

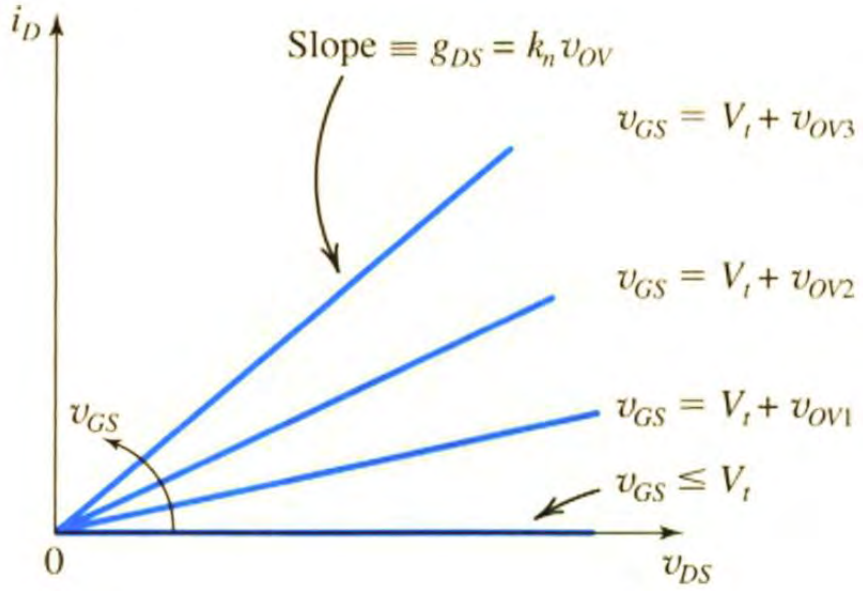
مقدار این جریان بستگی به مقدار الکترون‌های آزاد ناحیه زیر گیت دارد که خود آن وابسته به ولتاژ دارد. $(V_{GS} - V_t)$ اگر V_{GS} در حد V_t باشد کانال تازه تاسیس هنوز کوچک بوده و جریان زیادی از ان عبور نمی‌کند. اما با زیاد شدن این ولتاژ عرض کانال هم زیاد شده و امکان عبور جریان بیشتر فراهم خواهد شد.



رابطه جریان و ولتاژ

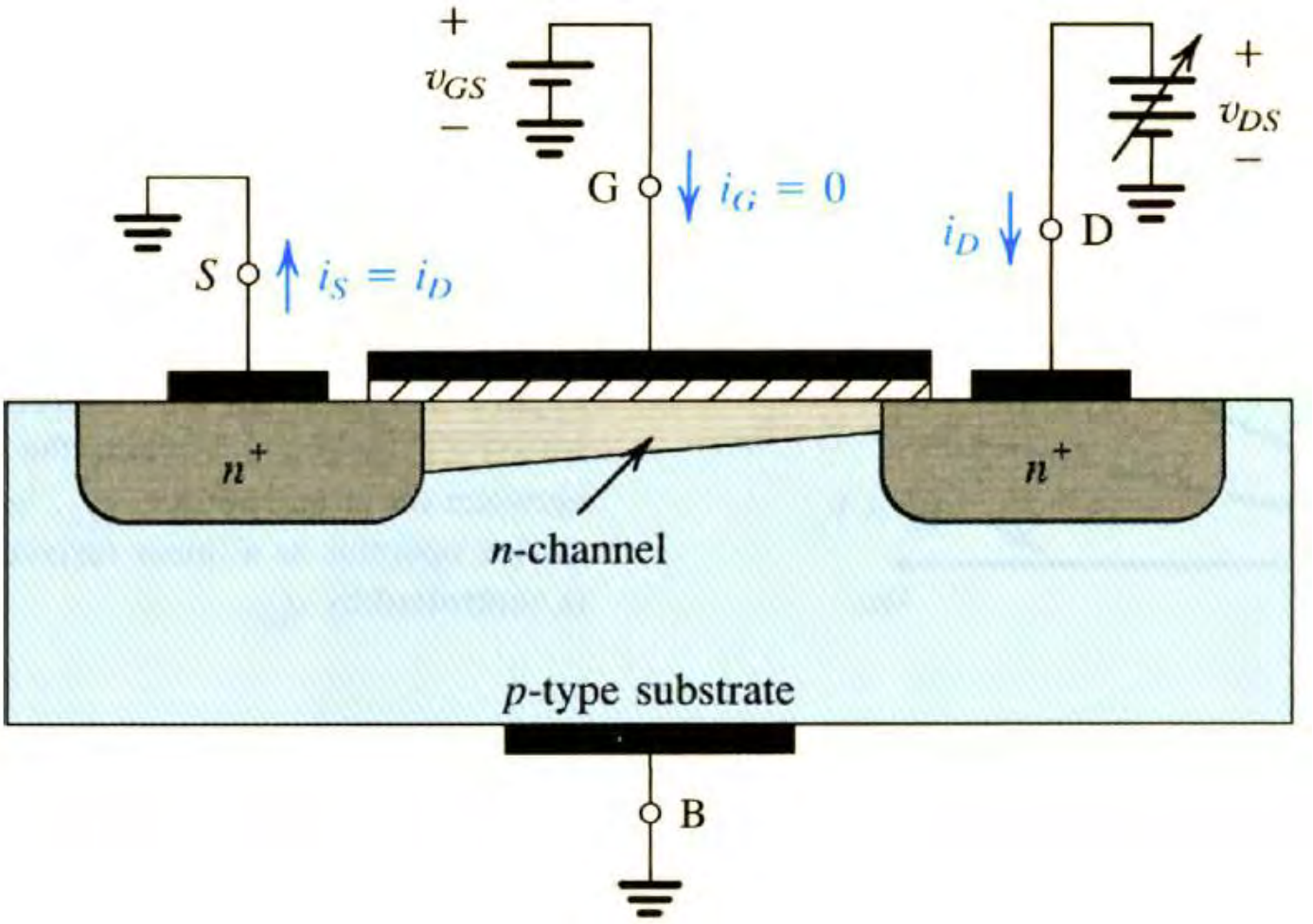
مقدار جریانی که از کانال می‌گذرد هم به ولتاژ $(V_{GS} - V_t)$ و هم به ولتاژ V_{DS} بستگی خواهد داشت. در واقع ترانزیستور بصورت یک مقاومت خطی عمل میکند که مقدار آن به ولتاژ V_{GS} بستگی دارد. اگر V_{GS} از V_t کمتر باشد مقاومت بی نهایت بوده و جریانی عبور نخواهد کرد. با زیاد شدن V_{GS} مقدار مقاومت نیز کمتر می‌شود. توجه شود که مقدار جریانی که به ترمینال درین وارد می‌شود برابر با جریانی است که از سورس خارج می‌شود و جریان ترمینال گین برابر با صفر است.

$(V_{GS} - V_t) = V_{ov}$ و k'_n رسانایی فرایند $(\mu_n C_{ox})$ برای نیمه هادی نوع N، $\frac{W}{L}$ نسبت ابعاد ترانزیستور و حاصل ضرب رسانایی فرایند در نسبت ابعاد ترانزیستور k_n می‌باشد. $k_n = k'_n(\frac{W}{L})$، g_{DS} رسانایی کانال D, S می‌باشد.



افزایش ولتاژ V_{DS}

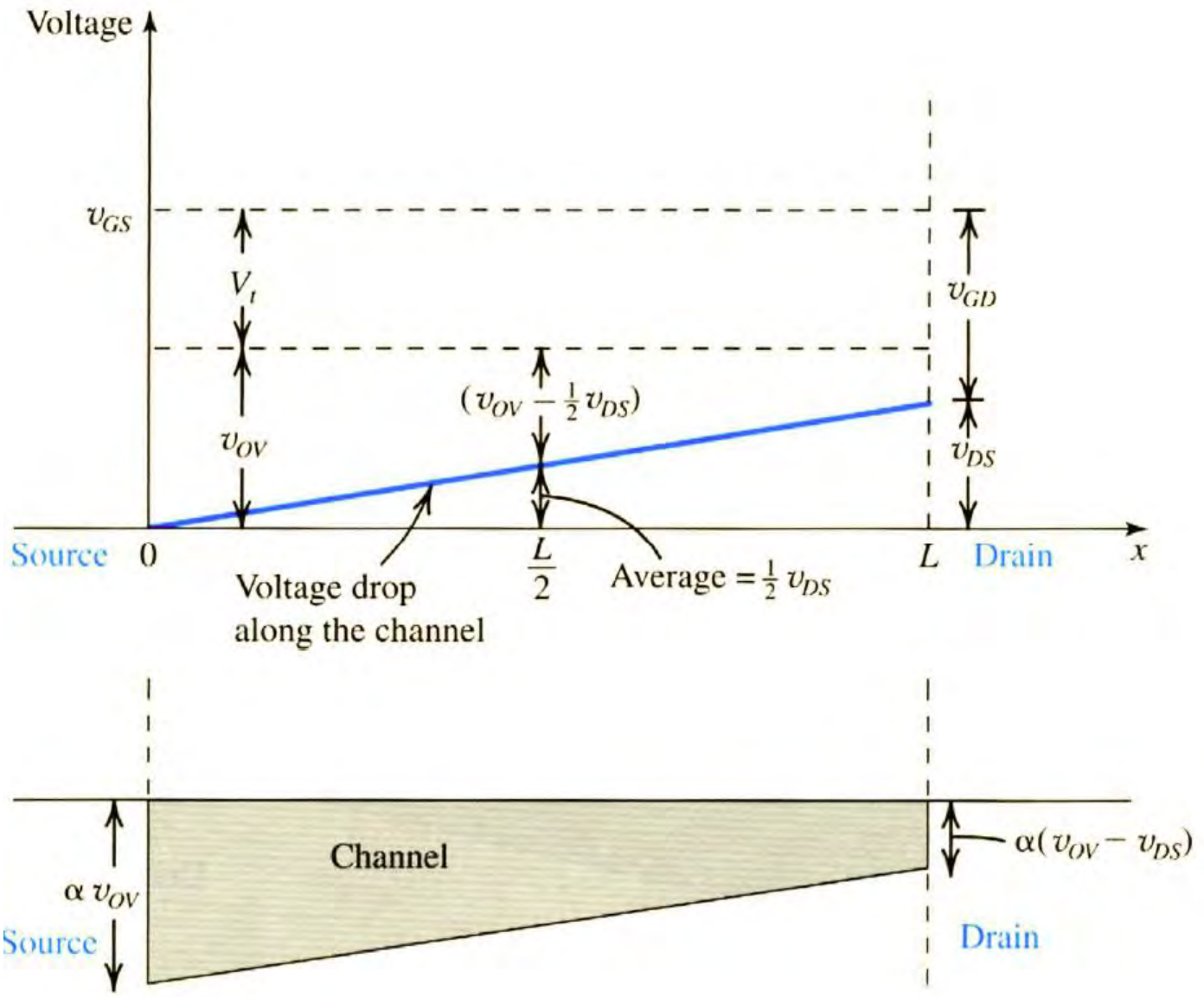
اگر ولتاژ درین و سورس را از مقدار ۰ به سمت V_{DS} افزایش دهیم ولتاژی که روی کانال می افتد در سمتی که کانال به درین وصل میشود به اندازه VGS- V_{DS} کاهش پیدا میکند در نتیجه عرض کانال در این قسمت کاهش می یابد زیرا مقدار آن به ولتاژی که در ناحیه زیر کانال اعمال میشود بستگی دارد. بدین ترتیب شکل کانال دیگر متقارن نخواهد بود.

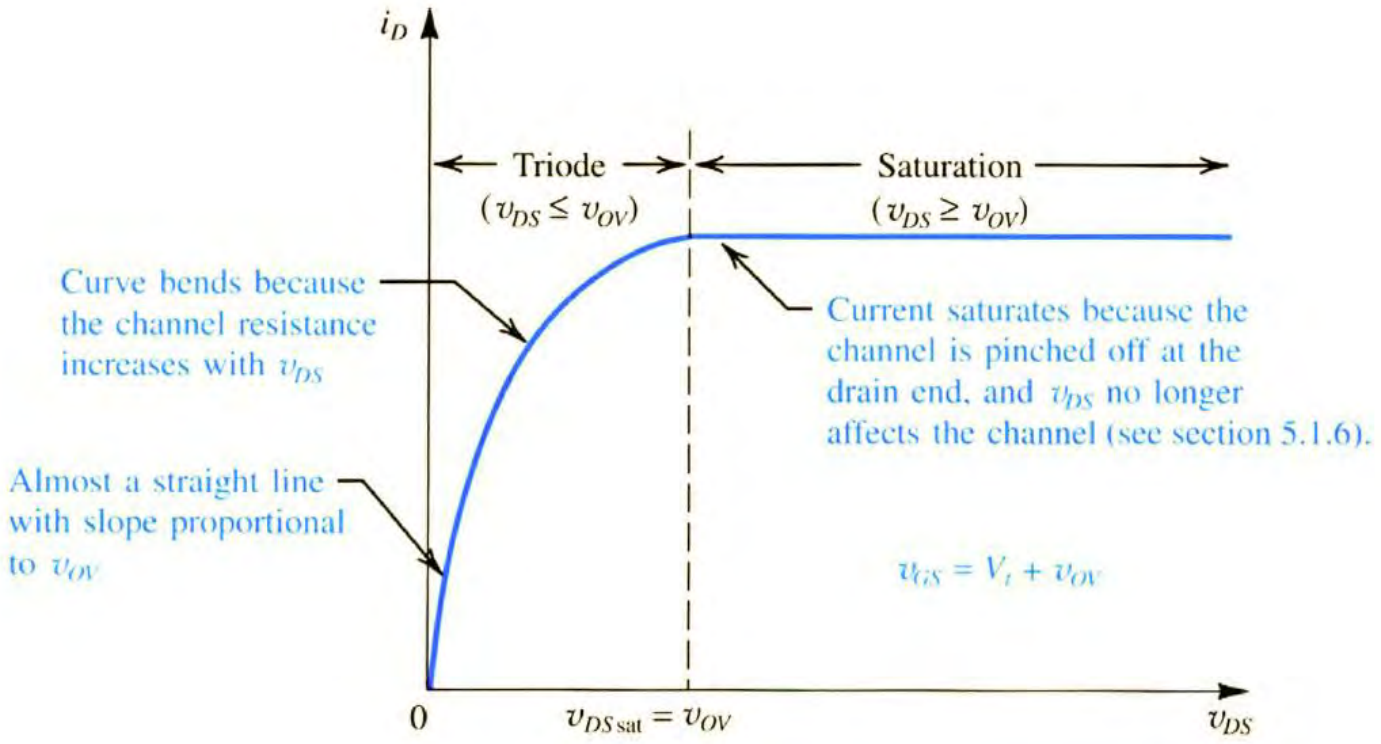


با افزایش بیشتر ولتاژ V_{DS} مقدار مقاومت کانال نیز بیشتر شده و در نتیجه منحنی $(i_D - V_{DS})$ دیگر بصورت یک خط راست نخواهد بود.

اگر ولتاژ تا مقدار $V_{oV} = V_{DS_{sat}} = (V_{GS} - V_t)$ افزایش پیدا کند کانال در محل اتصال به درین فشرده میشود. افزایش بیشتر VDS تاثیری در جریان نخواهد گذاشت و جریان در حد اشباع باقی خواهد ماند.

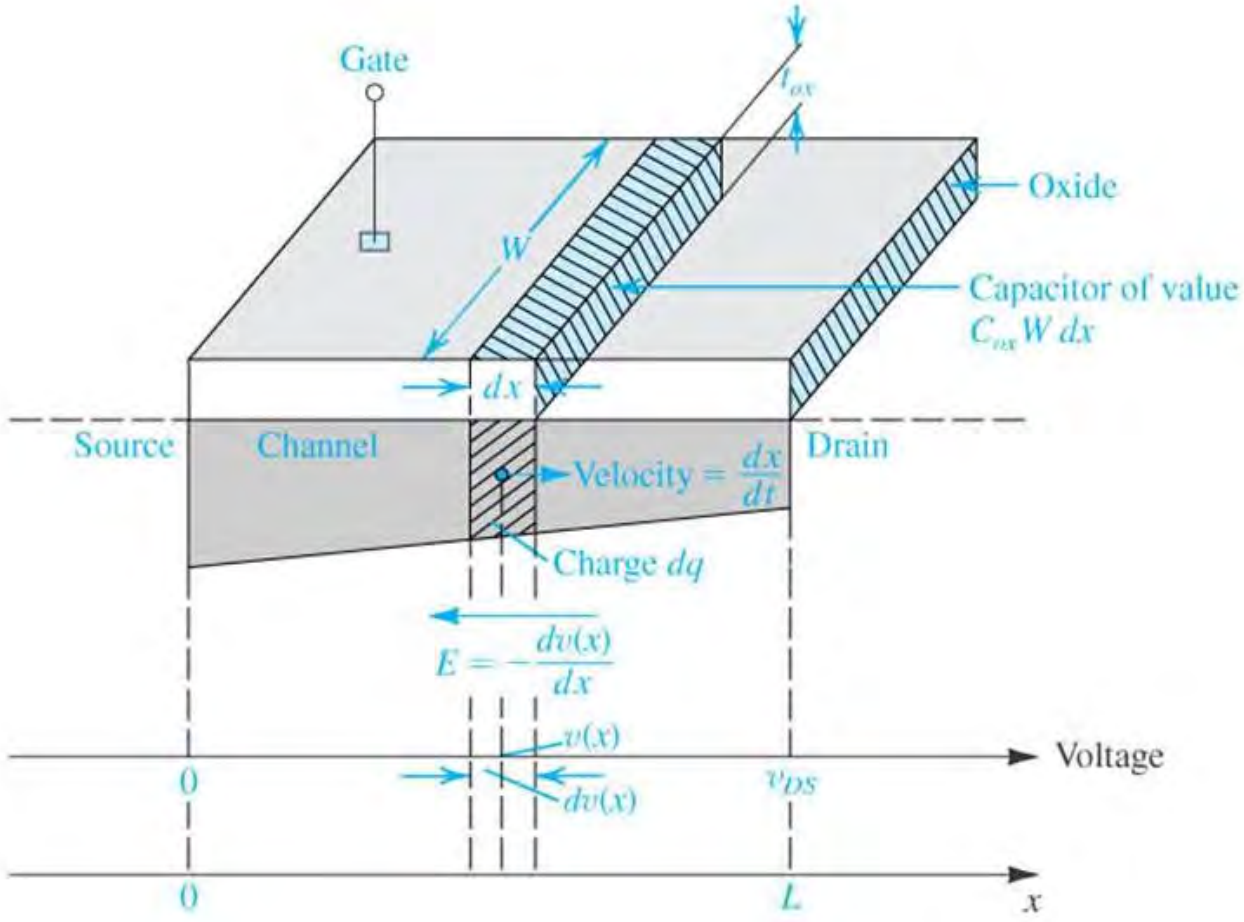
نواحی کار ترانزیستور بصورت زیر نامگذاری شده است:





بدست آوردن رابطه جریان و ولتاژ ترانزیستور MOSFET

اگر فرض شود که $V_{GS} > V_t$ تا کانال ایجاد شده باشد، همچنین با فرض $V_{DS} < V_{GS} - V_t$ برای اینکه در ناحیه triode باشیم.



$$E_x(x) = -\frac{dv(x)}{dx}$$

$$v(x=0) = v_x = 0$$

$$v(x=L) = v_{DS}$$

$$Q_1 = -C_{ox}\big(v_{GS} - V_t - v(x)\big)$$

$$dR = -\frac{dx}{\mu_n W Q_1(x)}$$

$$dR = i_D dR = -\frac{i_D dx}{\mu_n W Q_1(x)} = \frac{i_D dx}{\mu_n C_{ox} W\big(v_{GS} - V_t - v(x)\big)}$$

$$\int_0^{v_{DS}} \mu_n C_{ox} W\big(v_{GS} - V_t - v(x)\big)dv = \int_0^{L} i_D dx$$

$$i_D = \mu_n C_{ox}\frac{W}{L}\left((v_{GS} - V_t)v_{DS} - \frac{1}{2}v_{DS}^2\right)$$

جریان در ناحیه تریود برای خازنی که در ناحیه گیت تشکیل میشود داریم:

$$C_{ox} = \frac{\varepsilon_{ox}}{t_{ox}}$$

C_{ox} ظرفیت خازن به ازای واحد مساحت گیت

ε_{ox} گذردهی اکسید سیلیکون (permittivity of the silicon oxide)

t_{ox} ضخامت لایه اکسید (thickness of the oxide layer)

بعلت نایکنواختی کانال ایجاد شده ظرفیت خازنی ناحیه کانال متغییر خواهد بود. اگر یک المان جزئی از سطح زیر گیت که در فاصله x قرار دارد را در نظر بگیریم ظرفیت خازن این ناحیه برابر است با:

$$C_{ox}Wdx$$

که بار الکتریکی ذخیره شده در آن با ولتاژ اعمالی به کانال در این نقطه ربط خواهد داشت.

$$dq = -C_{ox}(Wdx)\big(v_{GS} - V_t - v(x)\big)$$

از طرفی ولتاژ v_{DS} میدانی ایجاد می‌کند که برابر است با

$$E_x(x) = -\frac{dv(x)}{dx}$$

جریان در ناحیه تریود

این میدان باعث می‌شود تا بار الکتریکی جمع شده در زیر ناحیه گیت با سرعت زیر به حرکت در آید:

$$\frac{dx}{dt} = -\mu_n \frac{dv(x)}{dx}$$

μ_n تحریک الکترون (is the mobility of the electron)

جریان رانش حاصل برابر است با:

$$i = \frac{dq}{dt} = \frac{dq}{dx}\frac{dx}{dt}$$

با جایگذاری مقادیر خواهیم داشت:

$$i = \mu_n C_{ox} W\big(v_{GS} - V_t - v(x)\big)\frac{dv(x)}{dx}$$

اگر چه این جریان برای یک نقطه بدست آمد اما باید برابر با جریانی باشد که از سورس به درین وجود دارد.
لذا جریان درین به سورس برابر است با:

$$i_D = -i = \mu_n C_{ox} W\big(v_{GS} - V_t - v(x)\big)\frac{dv(x)}{dx}$$
$$\Longrightarrow i_D dx = \mu_n C_{ox} W\big(v_{GS} - V_t - v(x)\big)dv(x)$$

با جابجائی و انتگرال گیری داریم:

$$\int_0^L i_D dx = \int_0^{v_{DS}} \mu_n C_{ox} W\big(v_{GS} - V_t - v(x)\big)dv$$

$$\Longrightarrow i_D = (\mu_n C_{ox})\left(\frac{W}{L}\right)\left((v_{GS} - V_t)v_{DS} - \frac{1}{2}v_{DS}^2\right)$$

جریان در ناحیه اشباع

مقدار جریان در ابتدای ناحیه اشباع با مقدار جریان در انتهای ناحیه تریود برابر خواهد بود. لذا با جایگزین کردن $V_{oV} = V_{DS} = (V_{GS} - V_t)$ خواهیم داشت:

$$\Longrightarrow i_D = \frac{1}{2}(\mu_n C_{ox})\left(\frac{W}{L}\right)(v_{GS} - V_t)^2$$

در روابط فوق مقدار $(\mu_n C_{ox})$ ثابت بوده و به تکنولوژی ساخت نیمه هادی برمیگردد. از اینرو میتوان آنرا با مقداری ثابت جایگزین نمود.

$$k'_n = (\mu_n C_{ox})$$

در نتیجه رابطه جریان برابر است با:

برای ناحیه تریود

$$i_D = k'_n\left(\frac{W}{L}\right)\left((v_{GS} - V_t)v_{DS} - \frac{1}{2}v_{DS}^2\right)$$

برای ناحیه اشباع

$$i_D = \frac{1}{2}k'_n\left(\frac{W}{L}\right)(v_{GS} - V_t)^2$$

تکنولوژی زیر میکرونی (Sub-Micron)

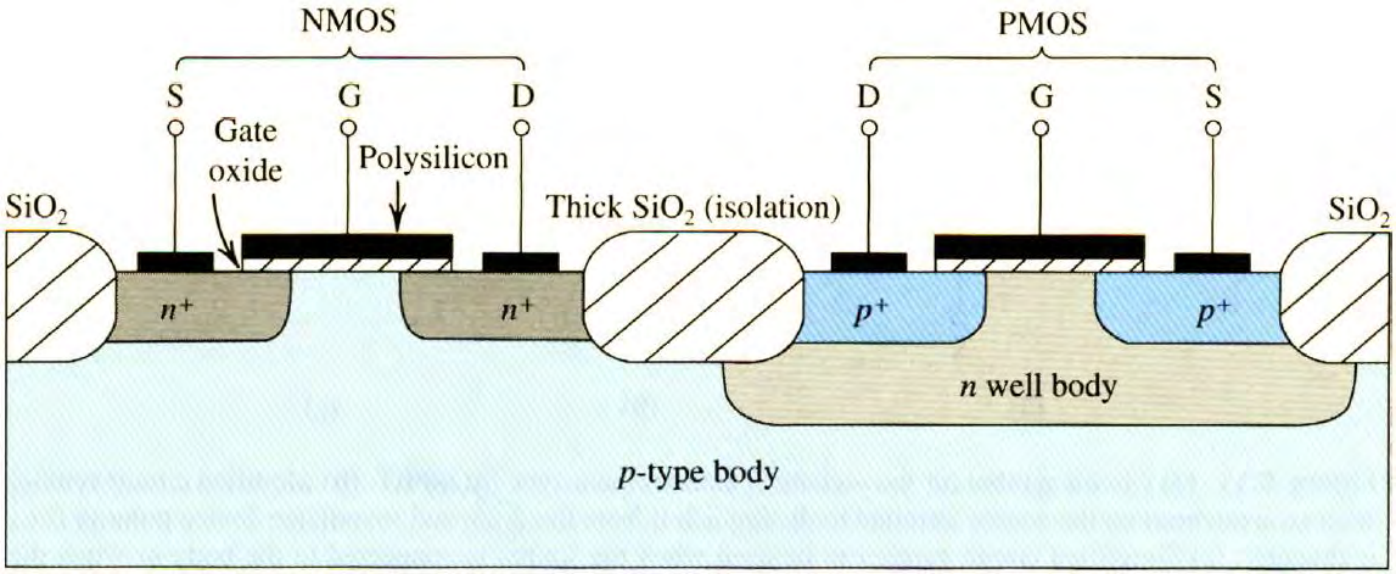
مشاهده می‌شود که مقدار جریان به نسبت طول به عرض کانال بستگی دارد.
مقدار L توسط سازنده انتخاب می‌شود تا ترانزیستور برای جریان دلخواه قابل استفاده باشد. از آنجائیکه ساخت تراتزیستور کوچک یک امتیاز محسوب میشود سعی میشود تا با کوچک کردن L به ترانزیستور کوچکتری رسید که در حال حاضر به علت محدودیت ساخت نمیتوان آن را از $0.13\mu m$ کوچکتر کرد. این مقدار را حد تکنولوژی تعیین می‌کند.

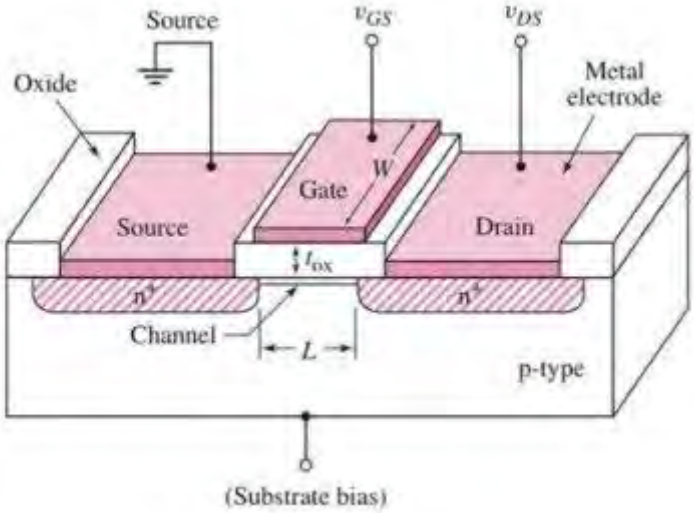
ترانزیستور MOSFET با کانال P (PMOS)

یک ترانزیستور کانال P بر روی یک پایه N ساخته میشود و نواحی مثبت و منفی با استفاده از ناخالصی P+ بوجود می آیند در نتیجه حفره ها ناقل جریان خواهند بود. طرز کار آن شبیه ترانزیستور N کانال است با این تفاوت که v_{GS} و V_{DS} و V_t همگی منفی هستند. امروزه NMOS بدلیل کوچکی، سرعت بیشتر و مصرف توان کمتر بیشتر از PMOS مورد استفاده هستند.

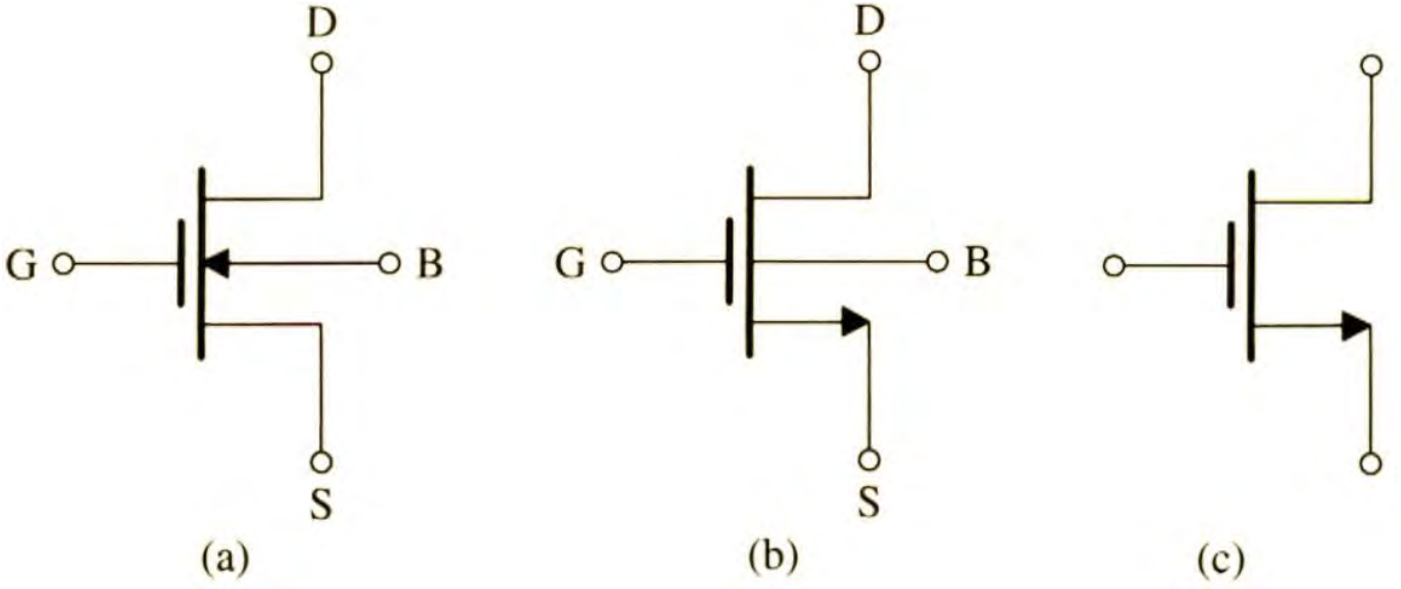
ترانزیستور CMOS

تکنولوژی MOS مکمل و یا CMOS (Complementary MOS) از هر دو نوع ترانزیستور p,n استفاده می‌کند. تکنولوژی CMOS در بسیاری از مدارات دیجیتال و آنالوگ کاربرد دارد. در روی پایه از نوع p یک ناحیه با نام n well ایجاد می‌شود. این دو ناحیه توسط یک عایق از هم جدا می‌شوند. یک ترانزیستور کانال n در پایه و یک ترانزیستور کانال p درچاه n ایجاد می‌شود.





شمای ترانزیستور NMOS هر سه شکل معادل هستند. جهت فلش نشان دهنده آن است که جریان از پایه ترانزیستور به بیرون است. اگر پایه و سورس به هم متصل شده باشند پایه نشان داده نمی‌شود.

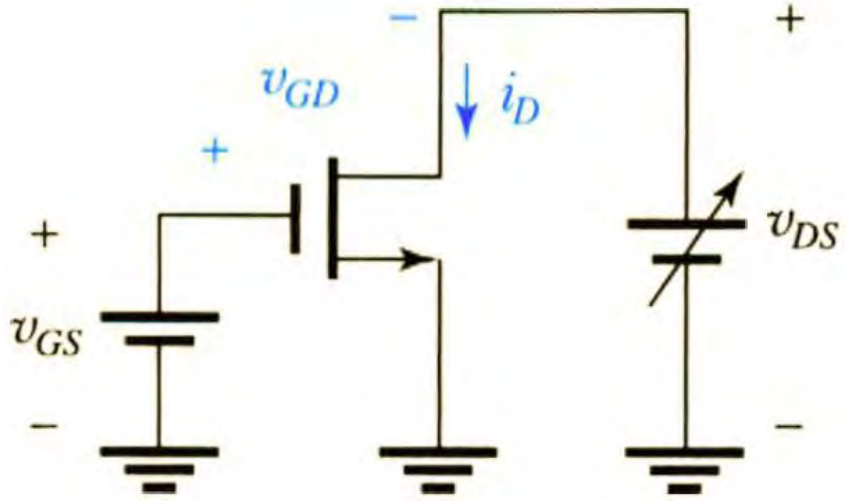


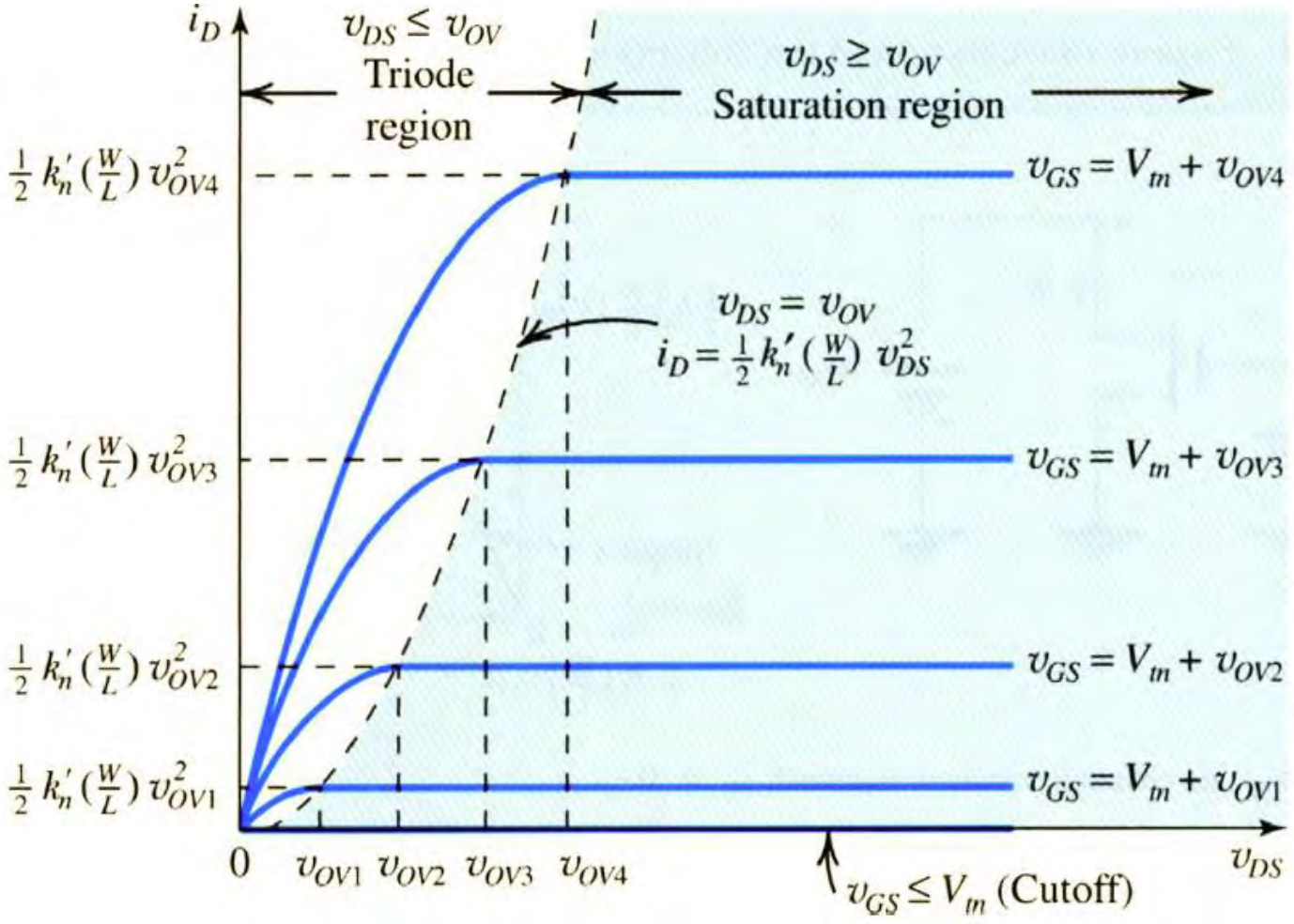
عملکرد ترانزیستور در ناحیه زیر ولتاژ آستانه

گفته شد که اگر $v_{GS} < V_t$ باشد جریانی از ترانزیستور عبور نخواهد کرد، اما در این ناحیه اگر ولتاژ v_{GS} به V_t نزدیک باشد، ممکن است که جریانی که رابطه نمائی با ولتاژ دارد از آن عبور نماید. با این وجود در اغلب کاربردها می‌توان از آن صرف نظر نمود.

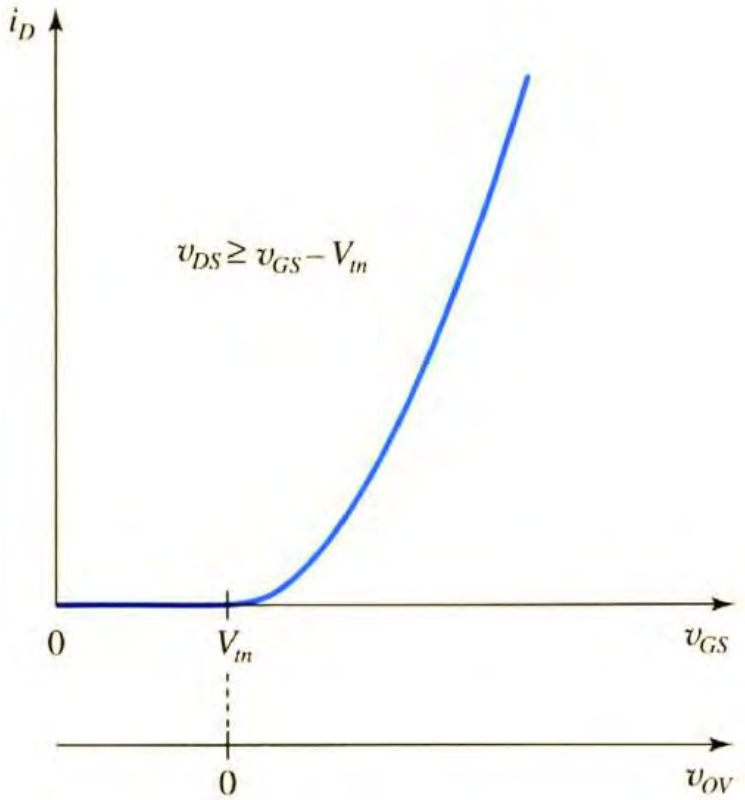
مشخصه $(i_D - V_{DS})$

شکل زیر مجموعه ای از منحنی ها را نشان میدهد که هر یک برای v_{GS} ثابتی اندازه گیری شده اند.
سه ناحیه عملکرد مختلف برای ترانزیستور میتوان در نظر گرفت: قطع، تریود و اشباع ناحیه اشباع وقتی که ترانزیستور بعنوان تقویت کننده مورد استفاده است بکار می‌رود و برای ترانزیستوری که بعنوان سوئیچ کار می‌کند از ناحیه قطع و تریود استفاده می‌شود.





V_{tn} ولتاژ آستانه برای نوع N می‌باشد.



مشخصه $(i_D - V_{DS})$ناحیه قطع وقتی است که :

$$v_{GS} < V_t \rightarrow \ i_D = 0$$

در ناحیه تریود باید $v_{GS} \geq V_t$ تا کانال ایجاد شود و از طرفی حال V_{DS} باید کوچک باشد تا ناحیه کانال پیوسته باقی بماند.

که این شرط را می‌توان بصورت زیر نوشت:

$$v_{GS} > V_t \quad continuous\ channel \quad \text{در این کانال ماندن}$$

لذا:

$$v_{GD} = v_{GS} + v_{SD} = v_{GS} - v_{DS} \implies v_{DS} < v_{GS} - v_t \quad continuous\ channel$$

$$\implies v_{GS} - v_{DS} > -v_t$$

در این ناحیه رابطه جریان بصورت زیر بود:

$$i_D = k'_n \left(\frac{W}{L}\right) \left((v_{GS} - V_t)v_{DS} - \frac{1}{2}v_{DS}^2\right)$$

که در صورتیکه v_{DS} به مقدار کافی کوچک باشد میتوان آنرا بصورت زیر نوشت:

$$i_D = k'_n \left(\frac{W}{L}\right)(v_{GS} - V_t)v_{DS}$$

که این رابطه خطی بیانگر این امر است که کانال در این ناحیه بصورت یک مقاومت خطی با مقدار زیر عمل خواهد کرد.

$$r_{DS} = \frac{v_{DS}}{i_D}\Bigg|_{\substack{v_{DS} = \text{کم} \\ v_{GS} = V_{GS}}} \implies r_{DS} = \left(k'_n \left(\frac{W}{L}\right)(v_{GS} - V_t)v_{DS}\right)^{-1}$$

مقاومت کانال را همچنین میتوان بصورت زیر نوشت

$$r_{DS} = \frac{1}{k'_n \left(\frac{W}{L}\right)(v_{GS} - V_t)} \implies r_{DS} = \frac{1}{k'_n \left(\frac{W}{L}\right) V_{OV}}$$

در ناحیه اشباع باید کانال تشکیل شده و همچنین pinch off رخ داده باشد لذا

$$v_{GS} \geq V_t \quad induced\ channel \quad \text{کانال القایی}$$

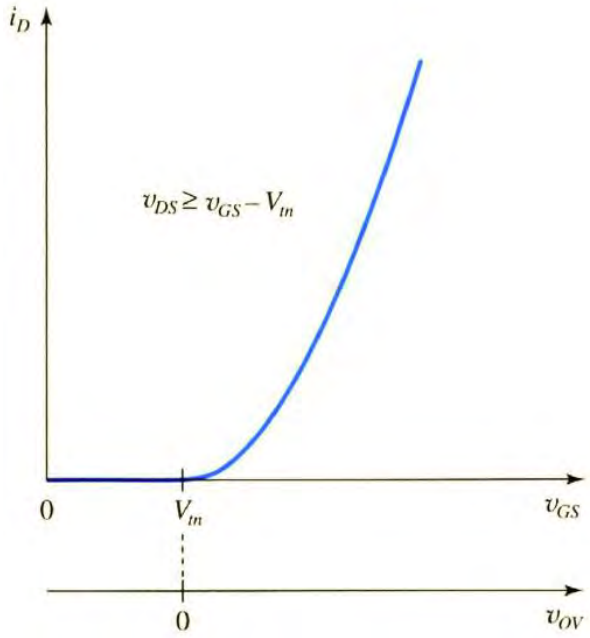
$v_{DS} \geq v_{GS} - V_t \quad pinched - of\ channel$ (فشرده) کانال باریک

که با جایگزینی آن در رابطه جریان در مرز ناحیه اشباع داریم:

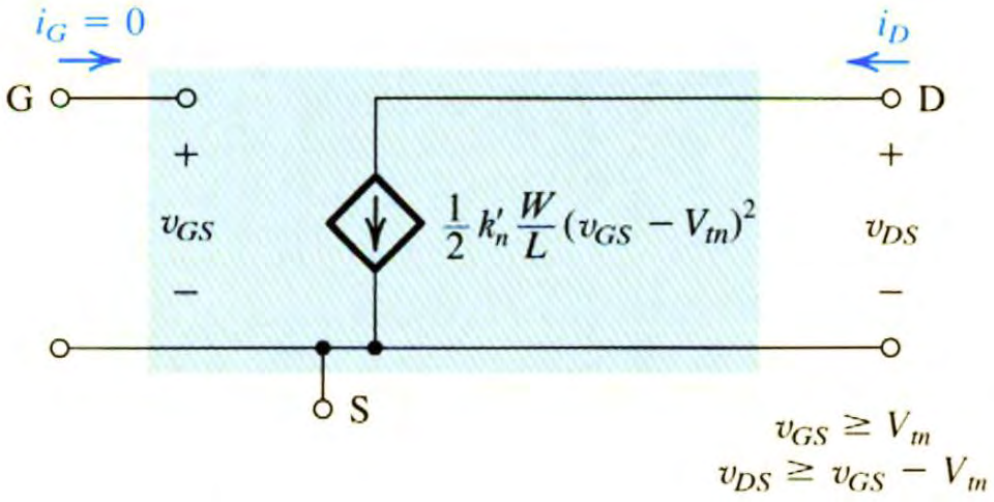
$$i_D = \frac{1}{2} k'_n \left(\frac{W}{L}\right) (v_{GS} - V_t)^2$$

توجه شود که در این ناحیه جریان درین مستقل از ولتاژ v_{DS} بوه و فقط به ولتاژ v_{GS} بستگی دارد لذا از آن می‌توان بعنوان منبع جریان استفاده کرد.

رابطه جریان در ناحیه اشباع بصورت شکل زیر خواهد بود که مستقل از ولتاژ v_{DS} است.



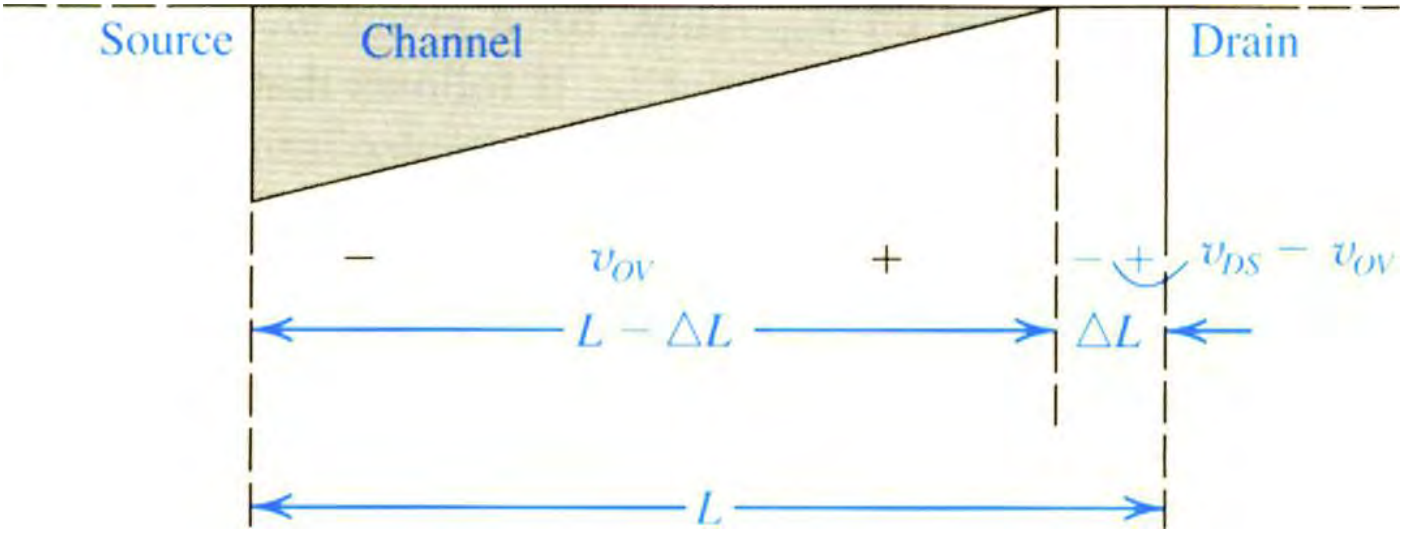
مدل سیگنال کوچک



اثر محدود بودن مقاومت خروجی

دیدیم که در حالت اشباع جریان i_D مستقل از ولتاژ v_{DS} است. اما این امر در عمل صادق نبوده و با افزایش v_{DS} نقطه pinch off کانال از درین دورتر می‌شود.

در این حالت افت ولتاژ دو سر کانال در حد مقدار زیر ثابت می ماند $V_{oV} = V_{DS_{sat}} = (V_{GS} - V_t)$ و بقیه در ناحیه تخلیه باریکی که بین درین و کانال ایجاد می‌شود افت می‌کند. این ولتاژ الکترون‌هایی که به ناحیه تخلیه می‌رسند را شتاب داده و جذب درین می‌کند. در اینحالت عرض کانال به اندازه کوچک می‌شود. این پدیده را مدولاسیون طول کانال میگویند. (Channel Length Modulation)



اثر تغییر طول کانال در مقدار جریان

با کوچک شدن طول موثر کانال مقدار جریان درین نیز تغییر می‌کند.

$$i_D = \frac{1}{2}k'_n\left(\frac{W}{L-\Delta L}\right)(v_{GS}-V_t)^2 \rightarrow \frac{1}{2}k'_n\frac{W}{L}\left(\frac{1}{1-\frac{\Delta L}{L}}\right)(v_{GS}-V_t)^2$$

$$\Longrightarrow i_D \cong \frac{1}{2}k'_n\frac{W}{L}\left(1+\frac{\Delta L}{L}\right)(v_{GS}-V_t)^2 \quad , \quad \frac{\Delta L}{L} \ll 1$$

اگر تغییر طول کانال را با v_{DS} متناسب بدانیم:

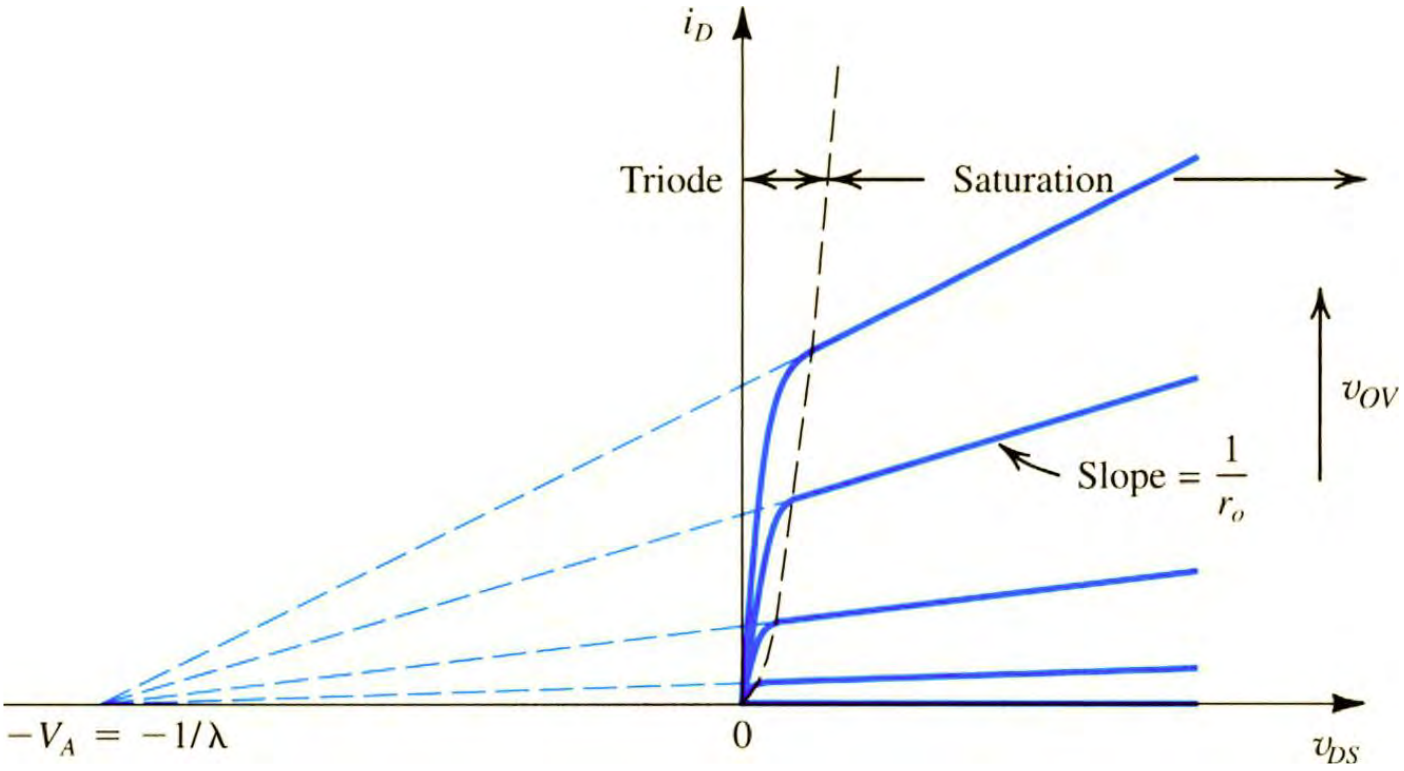
$$\Delta L = \lambda' v_{DS}$$

$$i_D = \frac{1}{2}k'_n\frac{W}{L}\left(1+\frac{\lambda'}{L}v_{DS}\right)(v_{GS}-V_t)^2 \quad , \quad \lambda = \frac{\lambda'}{L}$$

$$i_D = \frac{1}{2}k'_n\frac{W}{L}(v_{GS}-V_t)^2(1+\lambda v_{DS})$$

که نشان می‌دهد جریان i_D و ولتاژ v_{DS} با ضریب $(1+\lambda v_{DS})$ رابطه خواهند داشت.

رابطه جریان خروجی و ولتاژ v_{DS}



که در آن اثر الی V_A را نیز مشاهده می‌کنید، معمولا بین ۲۰۰ تا ۳۰۰ ولت است. V_Aمتناسب با L بوده، بنابراین ترانزیستورهای با کانال کوتاه بیشتر از کانال‌های بلند این ولتاژ را تحمل می‌کنند.

مقاومت خروجی

می‌توان تغییر مقدار جریان درین در اثر تغییرات ولتاژ v_{DS} را بصورت یک مقاومت نشان داد:

$$r_o = \left(\frac{\partial i_D}{\partial v_{DS}}\right)^{-1}_{v_{GS}\ constant\ \text{ثابت}}$$

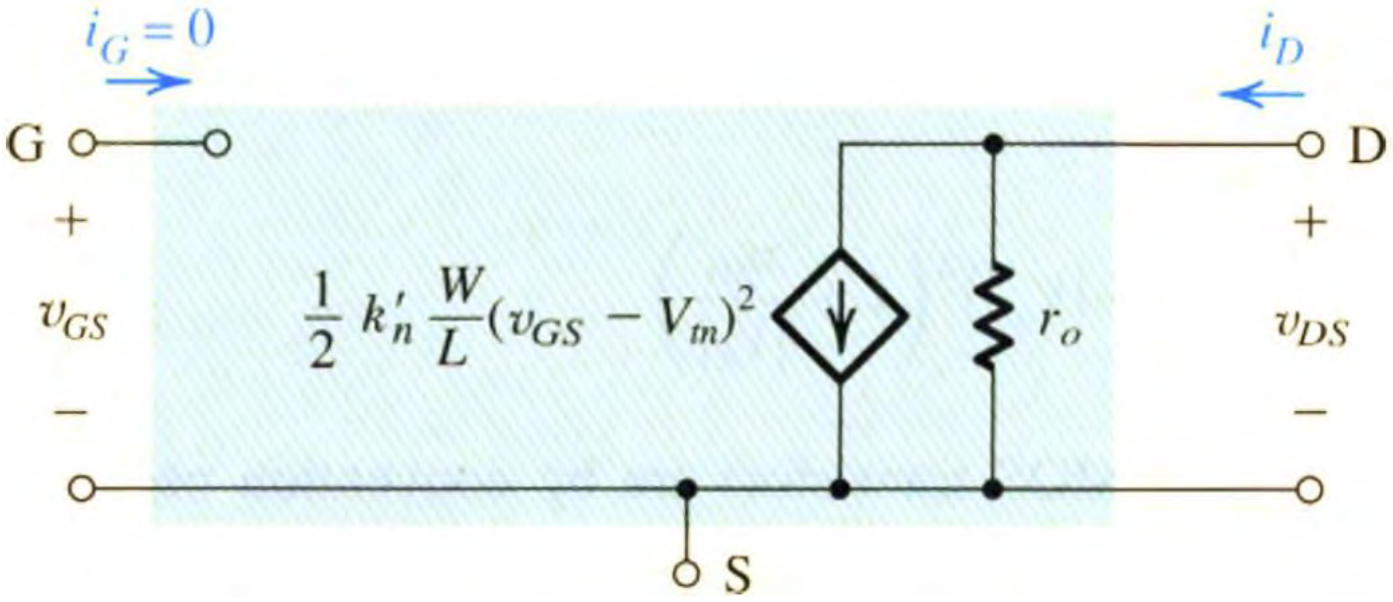
$$r_o = \left(\lambda \frac{k'_n}{2}\frac{W}{L}(v_{GS} - V_t)^2\right)^{-1} \Longrightarrow r_o = \frac{1}{\lambda I_D}$$

با فرض $V_A = \frac{1}{\lambda}$ داریم:

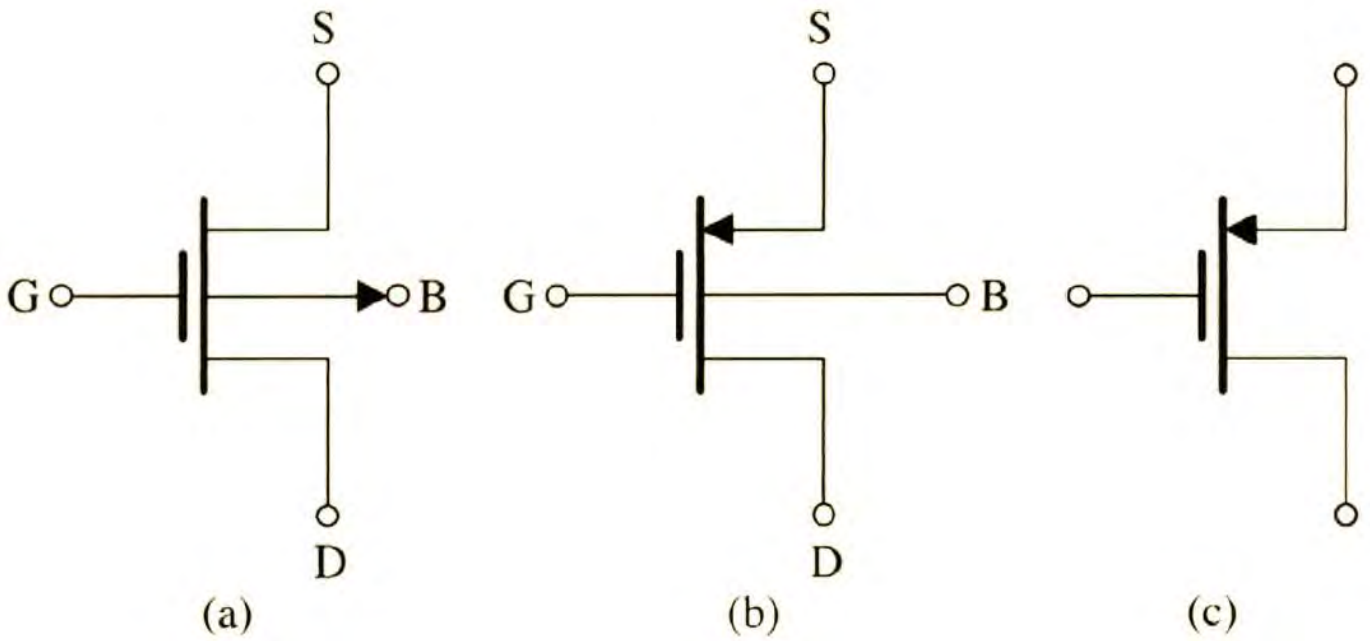
$$r_o = \frac{V_A}{I_D}$$

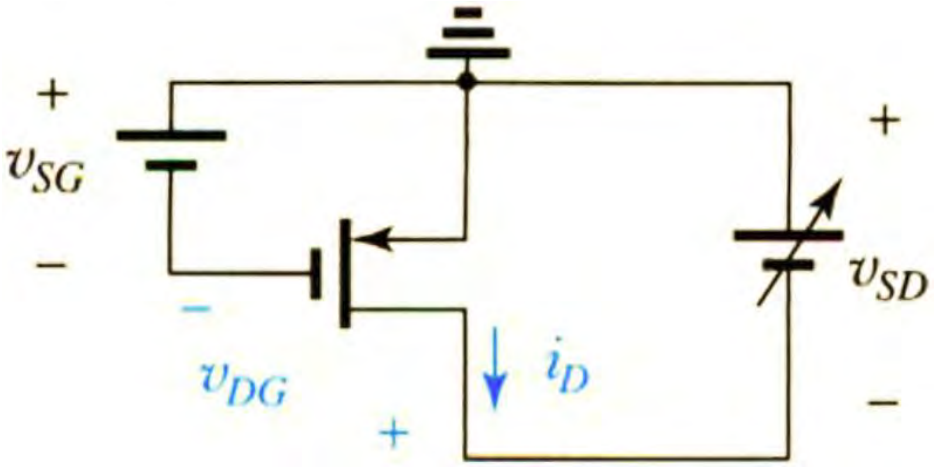
در این روابط I_D جریان درین بدون در نظر گرفتن اثر مدولاسیون کانال است:

مدل ترانزیستور با در نظر گرفتن مقاومت خروجی

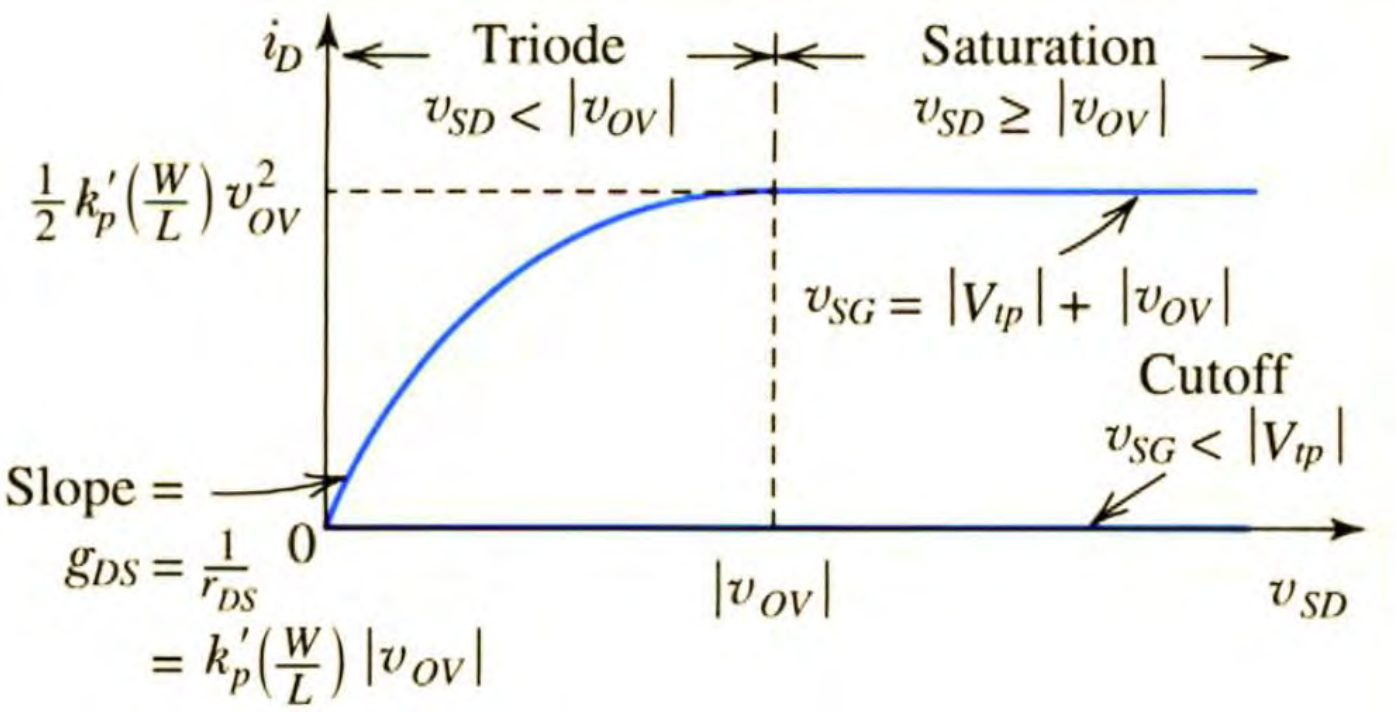


ترانزیستور PMOS





ترانزیستور PMOS سورس به ولتاژ بالا و درین به ولتاژ کمتر وصل می‌شود. ولتاژ آستانه $V_t < 0$ و v_{GS} نیز منفی خواهد بود. بدنه به منفی ترین ولتاژ مدار وصل می‌شود.



ناحیه قطع (Cutoff region)

$$v_{GS} > V_t \rightarrow i_D = 0$$

ناحیه تریود (خطی، اهمی) (Triode region)

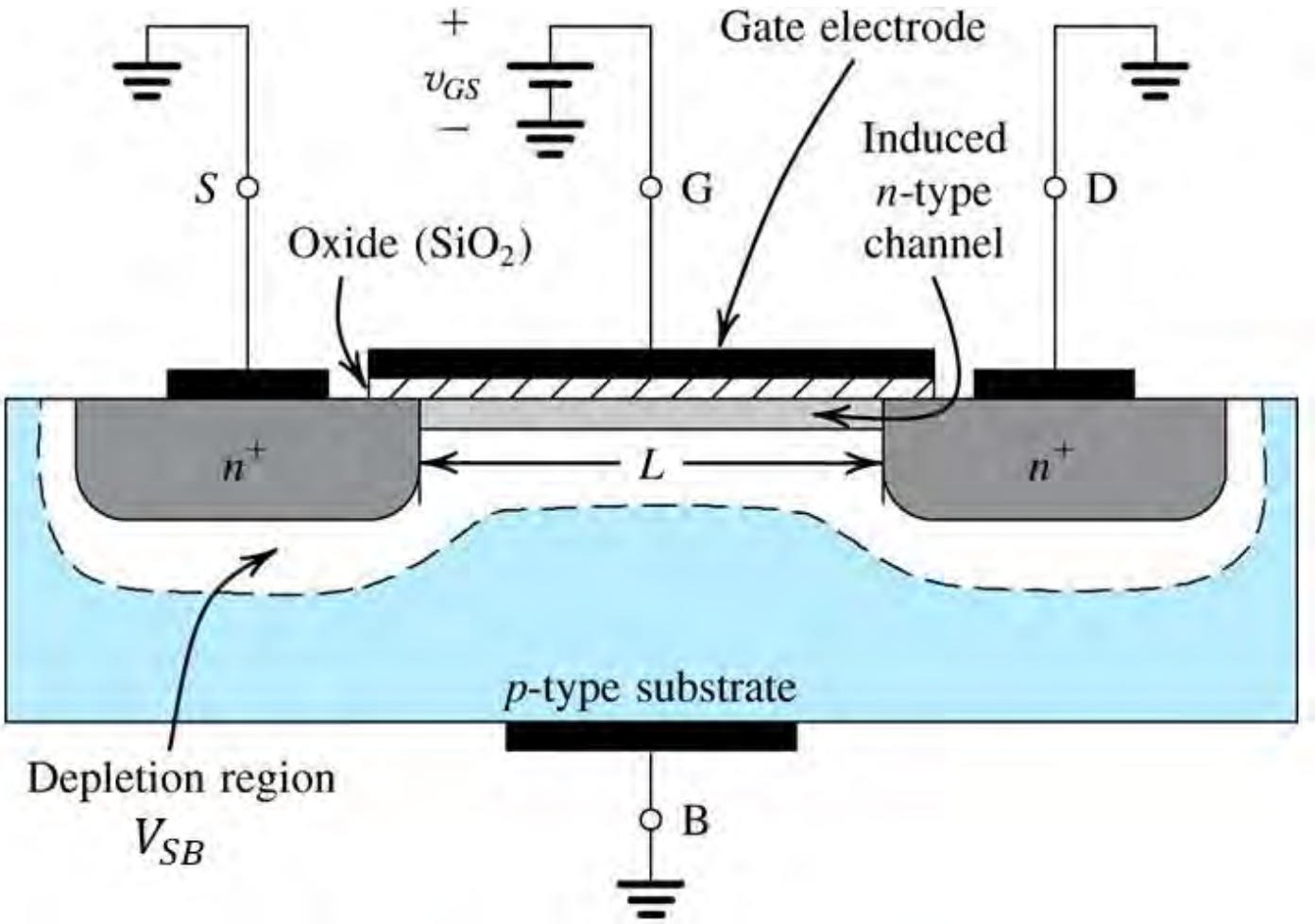
$$v_{DS} \geq v_{GS} - V_t \rightarrow i_D = k'_p\left(\frac{W}{L}\right)\left((v_{GS} - V_t)v_{DS} - \frac{1}{2}v_{DS}^2\right)$$

ناحیه اشباع (Saturation region)

$$v_{DS} \leq v_{GS} - V_t \Longrightarrow i_D = \frac{1}{2}k'_p\frac{W}{L}(v_{GS} - V_t)^2(1 + \lambda v_{DS})$$

اثر بدنه

برای عملکرد صحیح ترانزیستور هر دو پیوند BS وBD باید بصورت معکوس بایاس شده باشند. معمولا بدنه یک ترانزیستور NMOS به منفی ترین ولتاژ مدار وصل می‌شود.با افزایش V_{SB} ناحیه تخلیه بین پایه و سورس نیز بزرگتر میشود و در نتیجه در ناحیه زیر کانال پیشروی می‌نماید. از آنجائیکه بار منفی زیادی در ناحیه تخلیه جمع شده در نتیجه ولتاژ لازم برای ایجاد کانال افزایش می یابد. به این اثر body Effect گفته می‌شود. این اثر می‌تواند کارائی مدار را تاحد زیادی تحت تاثیر قرار دهد.



اثر حرارت

مقدار V_t به ازای هر درجه افزایش در حرارت به اندازه $2mV$ افزایش پیدا میکند. مقدار k_n با حرارت کاهش پیدا می‌کند در نتیجه مقدار i_D با افزایش دما کاهش پیدا می‌کند. برای یک مقدار ثابت از ولتاژ بایاس می‌توان گفت که در حالت کلی با افزایش دما مقدار جریان کاهش می یابد.

شکست و محافظت از ورودی

با افزایش ولتاژ درین به نقطه ای میرسیم که پیوند درین وپایه بصورت بهمنی شکست پیدا میکند (بین ۲۰ تا ۱۵۰ ولت) و باعث میشود تا جریان خیلی زیاد شود.(Weak avalanche) در ترانزیستور هایی که ناحیه کانال کوچک باشد با افزایش ولتاژ درین ناحیه تخلیه گسترش زیادی پیدا کرده و تا سورس امتداد پیدا می نماید. این پدیده punch through نامیده شده و باعث افزایش زیاد جریان می‌شود.

پیدیده شکست دیگری وجود دارد که با افزایش ولتاژ گیت-سورس رخ میدهد (در حدود ۳۰ ولت). این پدیده باعث از بین رفتن عایق ناحیه گیت شده و به ترانزیستور صدمه غیر قابل برگشت می‌زند.

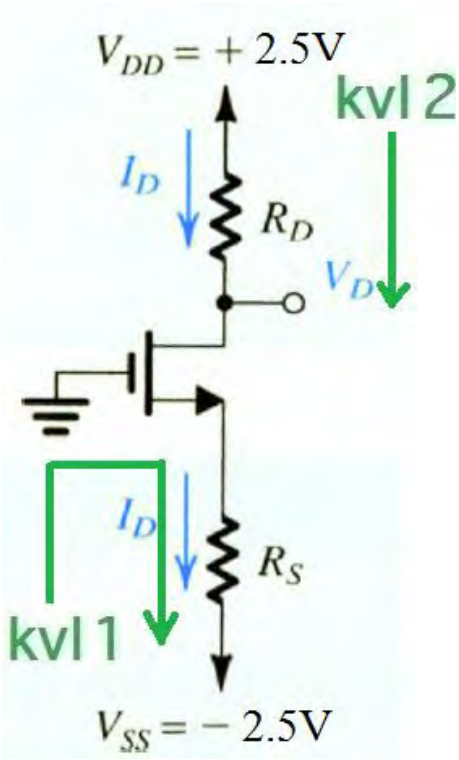
(Gate-oxide breakdown) باید توجه شود که مقاومت ورودی MOSFET خیلی بالا و خازن ورودی آنها خیلی کم است لذا یک بار الکتریکی ساکن کم هم می‌تواند ولتاژ گیت را از آستانه شکست بالا برده و ترانزیستور را بسوزاند. (از اینرو باید از لمس کردن ترانزیستور با دست خودداری کرد).

البته امروزه اکثر نیمه هادی های MOSFET دارای مدارات دیودی در ورودی برای محافظت از ترانزیستور می‌باشند.

مدارات MOSFET در حالت کار بصورت DC

در این بخش برای سادگی تحلیل DC مدارات ترانزیستوری از خاصیت مدولاسیون کانال صرفنظر کرده و $\lambda = 0$ در نظر گرفته می‌شود.

مثال: مدار شکل زیر را به نحوی طراحی کنید که جریان $I_D = 0.4mA$ و $V_D = 0.5v$ شود. مشخصات ترانزیستور را بصورت زیر در نظر بگیرید.



$$V_t = 0.7v \quad , \quad \mu_n C_{ox} = 100\,\mu A/V^2$$
$$L = 1\mu m \quad , \quad W = 32\mu m \quad , \quad \lambda = 0$$

از آنجائیکه ولتاژ درین از گیت بیشتر است لذا ترانزیستور باید در ناحیه اشباع باشد لذا از روابط این ناحیه استفاده می‌شود:

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

با جایگزینی مقادیر زیر خواهیم داشت: واحد I_D را به μ تبدیل می‌کنیم

$$I_D = 0.4mA = 400\mu A$$

$$\Longrightarrow 400 = \frac{1}{2} \times 100 \times \left(\frac{32}{1}\right)(V_{OV})^2 \rightarrow V_{OV} = 0.5v$$

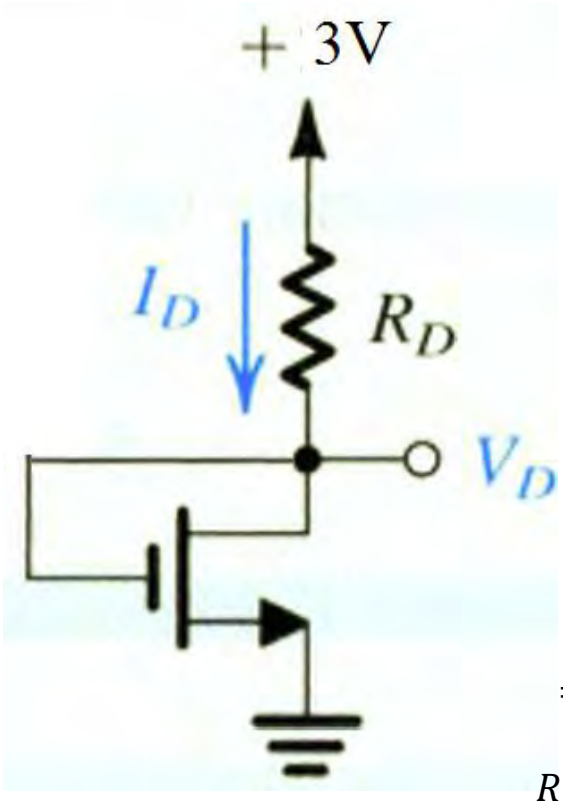
$$\Longrightarrow V_{GS} = V_t + V_{OV} = 0.7 + 0.5 = 1.2v$$

$$kvl1: +V_{GS} + R_S(I_D) - 2.5 = 0$$
$$\Longrightarrow kvl1: +1.2 + R_S(0.4mA) - 2.5 = 0$$
$$R_S = \frac{2.5 - 1.2}{0.4m} = 3.25k\Omega$$

$$kvl2: -V_{BB} + R_D(I_D) + V_D = 0$$
$$\Longrightarrow kvl2: -2.5 + R_D(0.4mA) + 0.5 = 0$$
$$R_D = \frac{2.5 - 05}{0.4m} = 5k\Omega$$

مثال: در مدار زیر R رابه نحوی پیدا کنیدکه $I_D = 80mA$ باشد و مقدار V_D چقدر خواهد بود.

$$V_t = 0.6v \quad , \quad \mu_n C_{ox} = 200\,\mu A/V^2$$
$$L = 0.8\mu m \quad , \quad W = 4\mu m \quad , \quad \lambda = 0$$



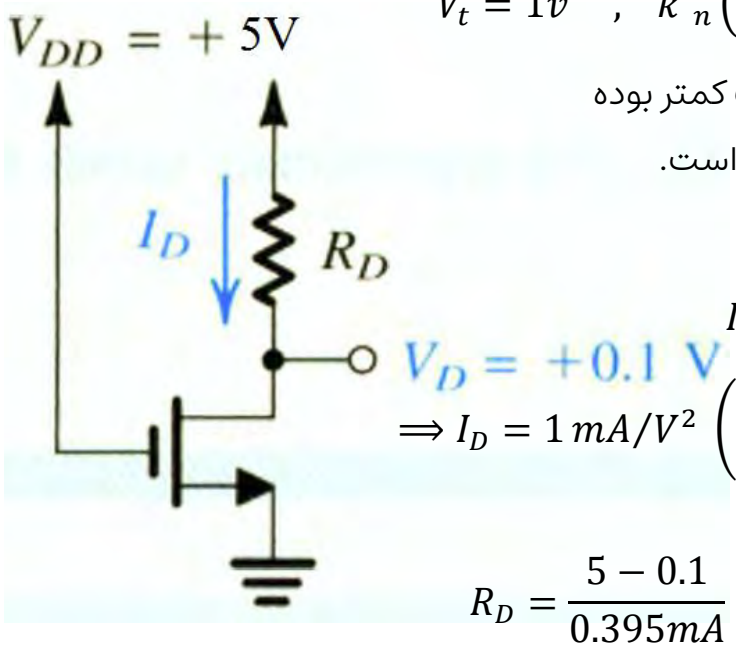
از آنجائیکه $V_D = V_G$ بوده و $V_{DG} = 0$ می‌باشد لذا ترانزیستور در ناحیه اشباع بوده و داریم:

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

که با حل آن خواهیم داشت:

$$V_{OV} = \sqrt{\frac{2I_D}{(\mu_n C_{ox})\left(\frac{W}{L}\right)}} = \sqrt{\frac{2 \times 80m}{200\mu\left(\frac{4\mu}{0.8\mu}\right)}} = 0.4v$$
$$\Rightarrow V_{GS} = V_t + V_{OV} = 0.6 + 0.4 = 1v$$
$$\Rightarrow V_D = V_G = 1v$$
$$R_D = \frac{3-1}{80m} = 25k\Omega$$

مثال: مدار مقابل را بگونه ای طراحی کنید که مقدار $V_D = 0.1v$ باشد. دراین حالت مقدار مقاومت بین درین و سورس چقدر است. $V_t = 1v \quad , \quad k'_n\left(\frac{W}{L}\right) = 1\,mA/V^2$



از آنجایی که ولتاژ درین باندازه $4.9v$ از ولتاژ گیت کمتر بوده و $V_t = 1v$ است، لذا ترانزیستور در ناحیه تریود است.

در این ناحیه رابطه جریان بصورت زیر است:

$$I_D = k'_n\left(\frac{W}{L}\right)\left((v_{GS} - V_t)v_{DS} - \frac{1}{2}v_{DS}^2\right)$$
$$\Rightarrow I_D = 1\,mA/V^2\left((5-1) \times 0.1 - \frac{1}{2} \times 0.01\right) = 0.395mA$$

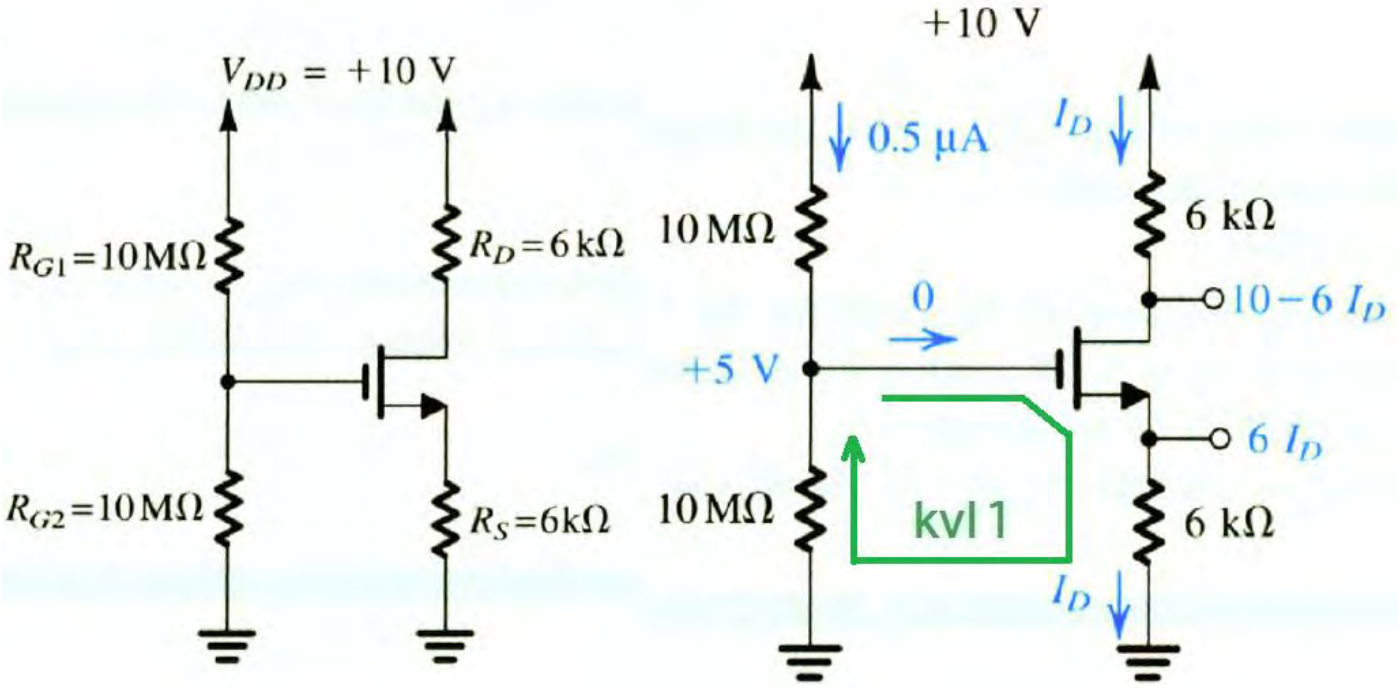
از اینرو مقدار R_D مقاومت برابر است با:

$$R_D = \frac{5 - 0.1}{0.395mA} = 12.4k\Omega$$

برای مقادیر کم V_{DS} مقدار مقاومت درین-سورس برابر است با:

$$R_{DS} = \frac{V_{DS}}{I_D} = \frac{0.1}{0.395mA} = 253k\Omega$$

مثال: در مدار شکل زیر ولتاژ نقاط مختلف و جریان شاخه های آنرا بدست آورید. از اثر مدولاسیون کانال چشم پوشی کنید. $V_t = 1v \quad , \quad k'_n\left(\frac{W}{L}\right) = 1\,mA/V^2$



از آنجائیکه جریان گیت صفر است لذا ولتاژ گیت را می‌توان از تقسیم مقاومتی بدست آورد.

$$V_G = \frac{V_{DD} \times R_{G2}}{R_{G1} + R_{G2}} = \frac{10 \times 10M}{10M + 10M} = 5v$$

چون ولتاژ گیت مثبت است لذا ترانزیستور روشن خواهد شد اما نمیتوان گفت که در ناحیه اشباع است یا تریود. از اینرو ابتدا فرض می‌شود که در ناحیه اشباع باشد. در اینصورت برای ولتاژ V_{GS} داریم:

$$kvl1: -V_G + V_{GS} + R_S(I_D) = 0$$

$$\Longrightarrow V_{GS} = 5 - 6k(I_D mA) \Longrightarrow V_{GS} = 5 - 6I_D$$

$$I_D = \frac{1}{2}\,k'_n\left(\frac{W}{L}\right)(v_{GS} - V_t)^2 \Longrightarrow I_D = \frac{1}{2} \times 1 \times (5 - 6I_D - 1)^2$$

$$\Longrightarrow 18{I_D}^2 - 25I_D + 8 = 0$$

با حل معادله فوق دو مقدار برای جریان بدست می آید:

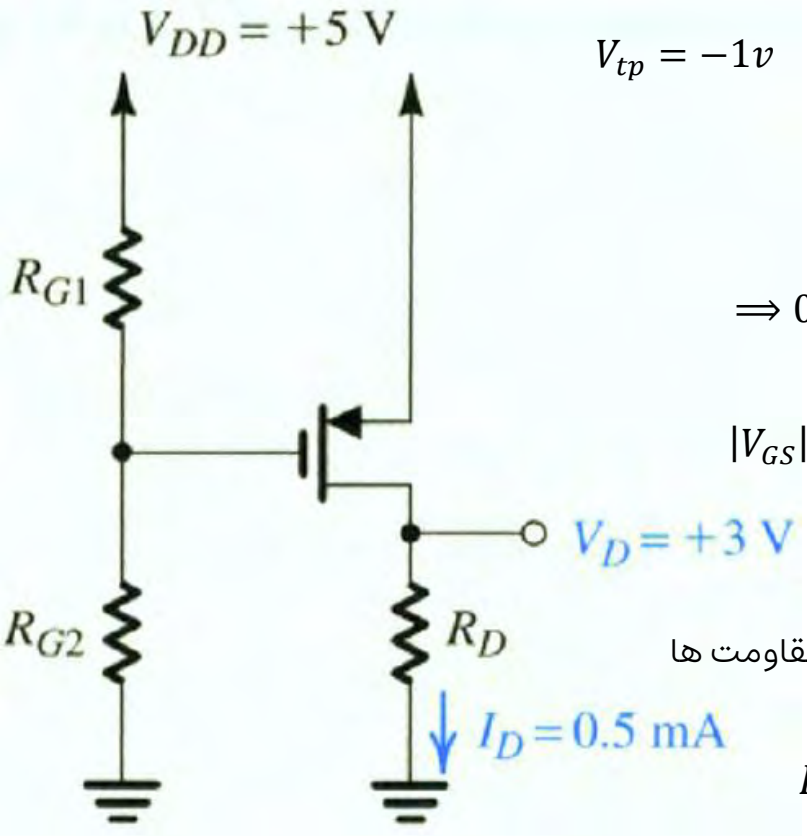
$$\begin{cases} I_{D_1} = 0.89mA \\ I_{D_2} = 0.5mA \end{cases}$$

اما به ازای $I_{D_1} = 0.89mA$ مقدار ولتاژ سورس برابر می‌شود با $V_S = 5.34v$ که بی معنی است لذا:

$$I_D = I_{D_2} = 0.5mA \Longrightarrow V_S = 6I_D = 6 \times 0.5mA = 3v$$

از آنجایی که $v_D > v_G - V_t$ لذا فرض اشباع صحیح بوده است.

مثال: مدار شکل زیر را به نحوی طراحی کنید که ترانزیستور در حالت اشباع بوده و $I_D = 0.5mA$ و $V_D = 3v$ باشد. حداکثر مقدار R_D که ترانزیستور را در ناحیه اشباع نگه دارد چقدر است.



$$V_{tp} = -1v \quad , \quad k'_n\left(\frac{W}{L}\right) = 1\,mA/V^2 \quad , \quad \lambda = 0$$

با فرض اشباع بودن ترانزیستور داریم:

$$I_D = \frac{1}{2}\,k'_n\left(\frac{W}{L}\right)(v_{GS} - V_t)^2$$

$$\Longrightarrow 0.5 = \frac{1}{2} \times 1 \times (V_{OV})^2 \Longrightarrow |V_{OV}| = 1v$$

با جایگزین مقادیر داریم:

$$|V_{GS}| = |V_t| + |V_{OV}| \Longrightarrow V_{SG} = 1 + 1 = 2$$

از آنجائیکه سورس به $5v$ وصل است

لذا ولتاژ گیت باید ۲ ولت کمتر باشد،

یعنی $V_G = 3v$. این کار با انتخاب مناسب مقاومت ها میسر می‌شود:

$$R_{G1} = 2M\Omega \quad , \quad R_{G2} = 3M\Omega$$

به همین ترتیب داریم:

$$R_D = \frac{V_D}{I_D} = \frac{3}{0.5mA} = 6k\Omega$$

ترانزیستور تا وقتی در ناحیه اشباع خواهد بود که ولتاژ درین به اندازه $|V_t|$ از گیت بیشتر باشد. یعنی

$$V_{D_{max}} = 3 + 1 = 4v$$

از این رو حداکثر مقدار R_D برای ماندن در ناحیه اشباع برابر است با:

$$R_D = \frac{V_D}{I_D} = \frac{4}{0.5mA} = 8k\Omega$$

پایان جلسه چهاردهم

روزگار خوشی را برای شما آرزومندم.

محمد اعرابیان

محمد اعرابیان

جزوه درس الکترونیک کاربردی

جلسه پانزدهم

برای جزئیات بیشتر **اسکن کنید**

نسخه ۱.۱ | تهیه شده در بهمن ۱۴۰۰

تمامی حقوق این جزوه برای **محمد اعرابیان** محفوظ است.

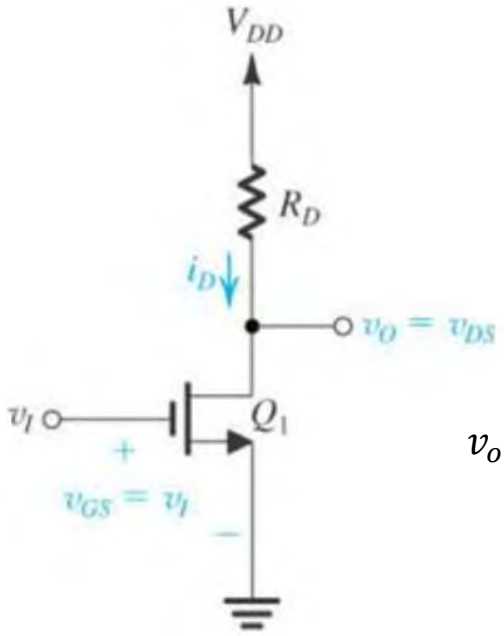
استفاده از MOSFET در مدارات تقویت کننده

ایده استفاده از MOSFET بعنوان تقویت کننده از این خاصیت نشات میگیرد که وقتی که ترانزیستور در ناحیه اشباع قرار میگیرد بصورت یک منبع جریان کنترل شونده توسط ولتاژ عمل میکند (تغییرات ولتاژ V_{GS} باعث تغییر جریان I_D میشود). ازاینرو ترانزیستور میتواند بصورت یک تقویت کننده transconductance عمل نماید.

باید توجه شود که رابطه جریان I_D با V_{GS} یک رابطه کاملا غیر خطی است در حالیکه علاقمند هستیم تقویت کننده ای با رابطه خطی داشته باشیم. برای فائق آمدن بر این مشکل از بایاس DC استفاده میشود.

در این روش ترانزیستور با یک مقدار V_{GS} مشخص بایاس میشود تا یک مقدار I_D مشخص پیدا کند سپس سیگنال کوچک v_{gs} به آن اضافه میشود تا جریان i_d متناسب با این مقدار کوچک تغییر نماید.

مشخصه انتقال ترانزیستور: کار با سیگنال بزرگ



شکل مقابل یک تقویت کننده متداول یعنی سورس مشترک را نشان می‌دهد (Common Source) که در آن سورس زمین شده، بین ورودی و خروجی تقویت کننده مشترک است.

اگرچه با تغییر ولتاژ v_{gs} قصد تغییر i_d را داریم اما میتوان با قرار دادن مقاومت RD در مدار ولتاژ خروجی متغیری داشت:

$$v_o = v_{DS} = V_{DD} - R_D i_D$$

مقدار جریان برابر است با:

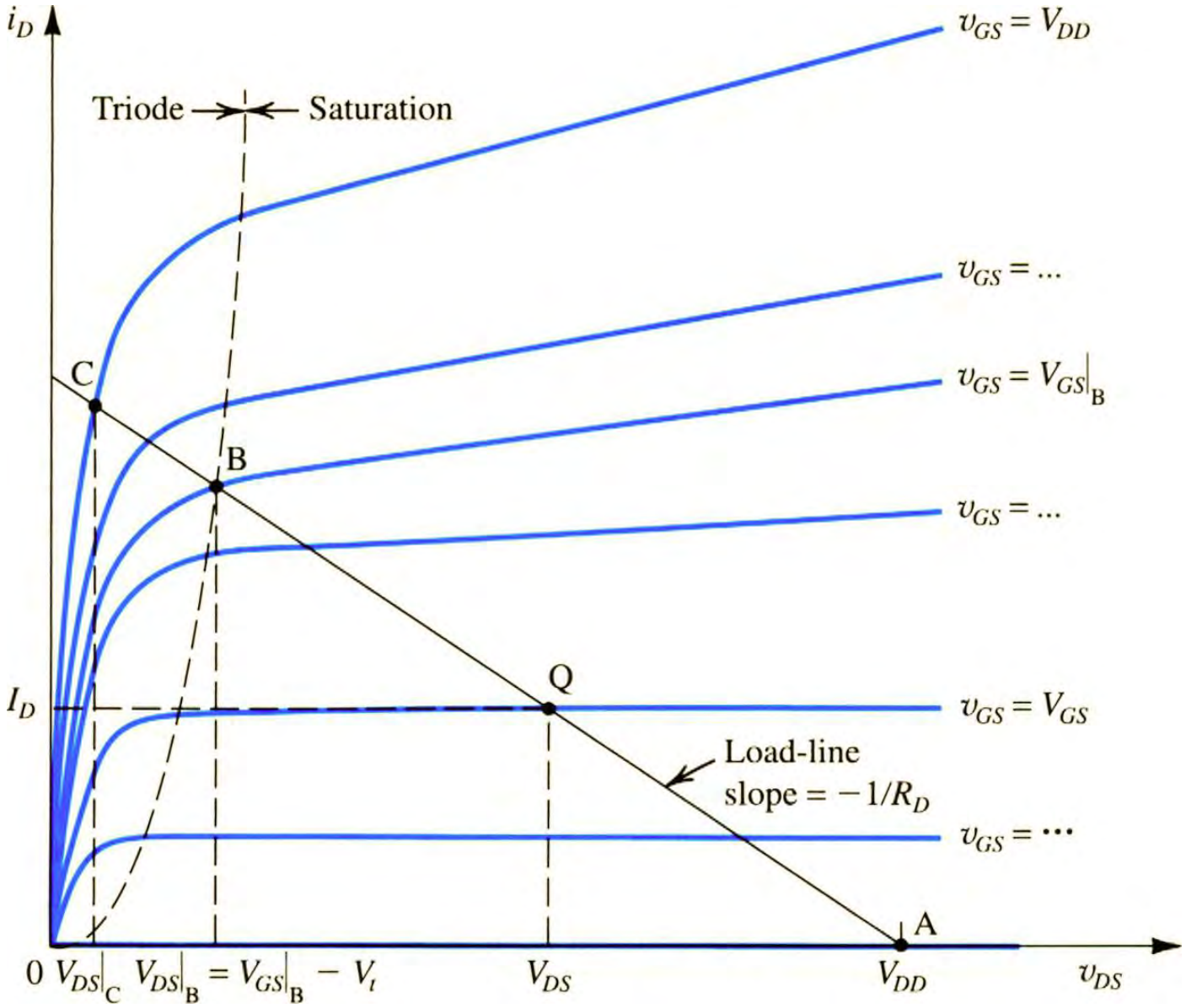
$$i_D = \frac{V_{DD}}{R_D} - \frac{1}{R_D} v_{DS}$$

بدست آوردن مشخصه انتقال به روش گرافیکی

رابطه

$$i_D = \frac{V_{DD}}{R_D} - \frac{1}{R_D} v_{DS}$$

را می‌توان بصورت یک خط راست بر روی منحنی مشخصه ترانزیستور رسم نمود.



شیب این خط برابر است با $-\frac{1}{R_D}$

از آنجائیکه معمولا R_D همان مقاومت بار است، این خط راست را خط بار (load line) میگویند. با استفاده از نمودار شکل مقابل می‌توان به ازای هر مقدار ($V_I = V_{GS}$) ، V_I مقدار خروجی V_O مربوطه را مشخص نمود. به ازای مقادیر $V_I = V_{GS} < V_t$ ترانزیستور قطع بوده و جریان صفر است(نقطه A) لذا:

$$v_o = v_{DS} = V_{DD}$$

با بیشتر شدن $V_I = V_{GS}$ از V_t ترانزیستور روشن شده و i_D افزایش یافته و v_o کاهش خواهد یافت. از آنجائیکه در ابتدا v_o زیاد بود ترانزیستور در ناحیه اشباع شروع به کار میکند و با افزایش ورودی V_I در بین دو نقطه A و B همچنان دراشباع باقی میماند. در بین این دو نقطه بازای یک مقدار مشخص با نام نقطه کار (Q) داریم:

$$V_I = V_{GS} = v_{GS}$$
$$V_{O_Q} = V_{DS_Q} \ , \ I_{O_Q} = I_{D_Q}$$

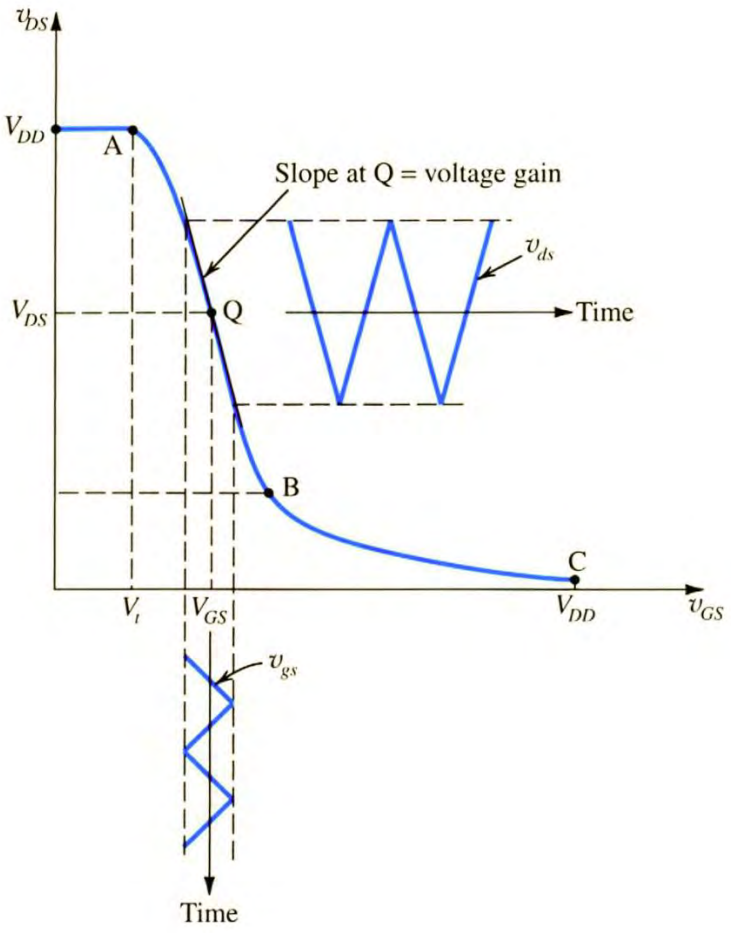
هنگامی که تفاضل مقدارخروجی از ورودی از V_t کمتر می‌شود ترانزیستور از ناحیه اشباع خارج و وارد ناحیه تریود می‌شود.

$$V_{DS}\Big|_B = V_{GS}\Big|_B - V_t$$

برای مقادیر $V_t > V_{GS}\Big|_B$ ترانزیستور بصورت عمیق تری در ناحیه تریود فرو رفته و ولتاژ خروجی به صفر میل می‌کند.

مشخصه ولتاژ $V_i - V_o$

رابطه ولتاژ ورودی و خروجی تقویت کننده سورس مشترک را می‌توان بصورت شکل زیر نشان داد که در آن سه ناحیه کار مختلف قطع، اشباع و تریود نشان داده شده اند.



برای کار بصورت تقویت کننده، ترانزیستور طوری بایاس میشودکه نقطه کار Q در ناحیه اشباع قرار گیرد. سپس یک سیگنال کوچک طوری به ورودی اضافه می‌شود که خروجی دراطراف نقطه کار با یک رابطه تقریبا خطی با ورودی سیگنال کوچک تغییر نماید. در این حالت گین تقویت کننده بصورت زیر تعریف میشود:

$$A_V = \frac{dV_O}{dV_I} = \frac{dV_{DS}}{dV_{GS}}\Big|_Q$$

که با شیب مشخصه فوق برابر است. توجه شودکه این شیب منفی است.

انتخاب نقطه کار مناسب

از آنجائیکه سیگنال خروجی بر روی مقدار V_{O_Q} و یا V_{DS_Q} سوار میشود، مقدار V_{DS_Q} باید طوری باشد که خروجی بتواند نوسان لازم را داشته باشد. از اینرو باید مقدار V_{DS_Q}به اندازه کافی از V_{DD} کمتر بوده و از $V_{DS}\Big|_B$ بیشتر باشد تا ترانزیستور وارد ناحیه قطع و یا تریود نشود.

تحلیل عملکرد تقویت کننده از روی رابطه

برای تقویت کننده سورس مشترک سه ناحیه کاری در نظر گرفته می‌شود:

در ناحیه قطع:

$$V_I = V_{GS} \le V_t \rightarrow v_o = v_{DS} = V_{DD}$$

در ناحیه اشباع: در این ناحیه داریم:

$$V_I = V_{GS} \ge V_t \rightarrow v_o \ge V_{GS} - V_t$$

با در نظر گرفتن رابطه جریان

$$\Longrightarrow i_D = \frac{1}{2}(\mu_n C_{ox})\left(\frac{W}{L}\right)(v_{GS} - V_t)^2$$

و قرار دادن آن در رابطه

$$v_o = V_{DS} = V_{DD} - R_D i_D$$

داریم:

$$v_o = V_{DD} - \frac{1}{2}R_D(\mu_n C_{ox})\left(\frac{W}{L}\right)(v_{GS} - V_t)^2$$

با استفاده از تعریف $\frac{dV_{DS}}{dV_{GS}}\Big|_Q$ و رابطه فوق مقدار گین ولتاژ در نقطه کار از روی رابطه

$$A_v = -R_D(\mu_n C_{ox})\left(\frac{W}{L}\right)\left(V_{GS_Q} - V_t\right)^2$$

بدست می آید.

یک راه دیگر بدست آوردن مقدار گین قرار دادن مقادیر $v_{GS} = V_{GS_Q}$ و $v_o = V_{DS_Q}$ در رابطه می‌باشد.

$$I_D = \frac{1}{2} k_n {V_{OV}}^2 \quad , \quad V_{RD} = V_{DD} - V_{DS}$$

$$\begin{cases} v_o = V_{DD} - \frac{1}{2} R_D (\mu_n C_{ox}) \left(\frac{W}{L}\right) (V_{GS} - V_t)^2 \\ V_{OV} = V_{GS} - V_t \\ A_v = -R_D (\mu_n C_{ox}) \left(\frac{W}{L}\right) (V_{GS} - V_t)^2 \end{cases} \Longrightarrow A_v = \frac{2(V_{DD} - V_{DS})}{V_{OV}} = -\frac{2V_{RD}}{V_{OV}}$$

در ناحیه تریود داریم:

$$V_I = V_{GS} \geq V_t \rightarrow v_o \leq V_{GS} - V_t$$

با جایگزینی رابطه جریان و ولتاژ خواهیم داشت:

$$i_D = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \left((v_{GS} - V_t) v_{DS} - \frac{1}{2} v_{DS}^2 \right)$$

$$v_o = V_{DS} = V_{DD} - R_D i_D$$

$$v_o = V_{DD} - R_D (\mu_n C_{ox}) \left(\frac{W}{L}\right) \left((v_{GS} - V_t) v_o - \frac{1}{2} v_o^2 \right)$$

برای مقادیر کم v_o داریم:

$$v_o = V_{DD} - R_D (\mu_n C_{ox}) \left(\frac{W}{L}\right) (v_{GS} - V_t) v_o$$

$$\Longrightarrow v_o = \frac{V_{DD}}{\left(1 + R_D (\mu_n C_{ox}) \left(\frac{W}{L}\right) (v_{GS} - V_t)\right)}$$

که مقدار مقاومت در نزدیکی مبدا برابر خواهد بود با

$$r_{DS} = \frac{1}{(\mu_n C_{ox}) \left(\frac{W}{L}\right) (v_{GS} - V_t)}$$

$$\Longrightarrow v_o = V_{DD} \frac{r_{DS}}{r_{DS} + R_D} \xrightarrow{r_{DS} \ll R_D} v_o \cong V_{DD} \frac{r_{DS}}{R_D}$$

روش‌های مختلف بایاس کردن MOSFET

بایاس تقویت کننده باید بگونه ای باشد که ضمن داشتن جریان I_D پایدار و قابل پیش بینی، مقدار V_{DS} نیز بگونه ای باشد که بازای تمامی مقادیر سیگنال ورودی ترانزیستور در ناحیه اشباع کار کند.

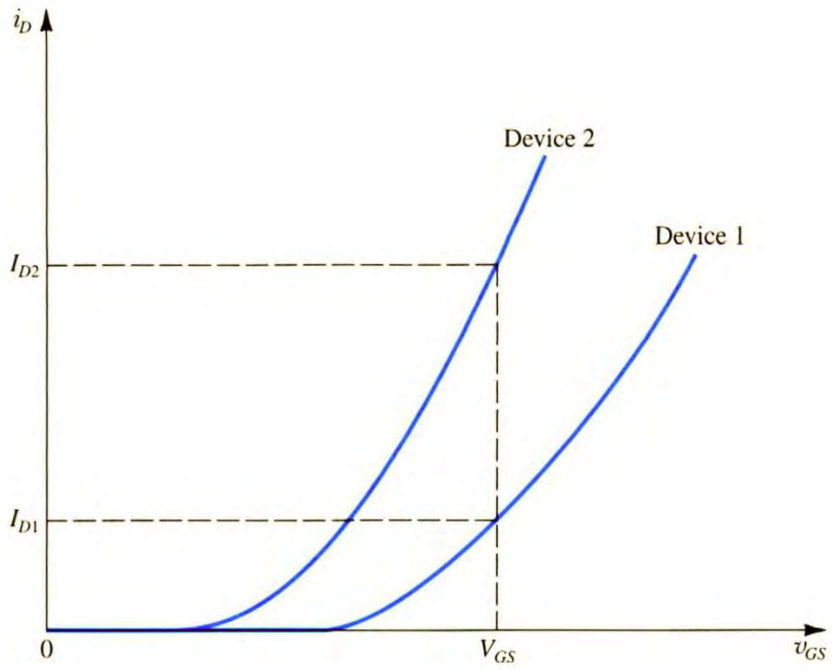
بایاس از طریق ثابت نگه داشتن V_{GS}

ساده ترین راه بایاس این است که ولتاژ گیت-سورس طوری انتخاب شود که I_Dدلخواه را بوجود آورد. این کار را میتوان با استفاده از یک مقسم ولتاژ مقاومتی که به V_{DD} وصل است انجام داد.

این روش گرچه ساده است ولی چندان مناسب نیست! زیرا طبق رابطه

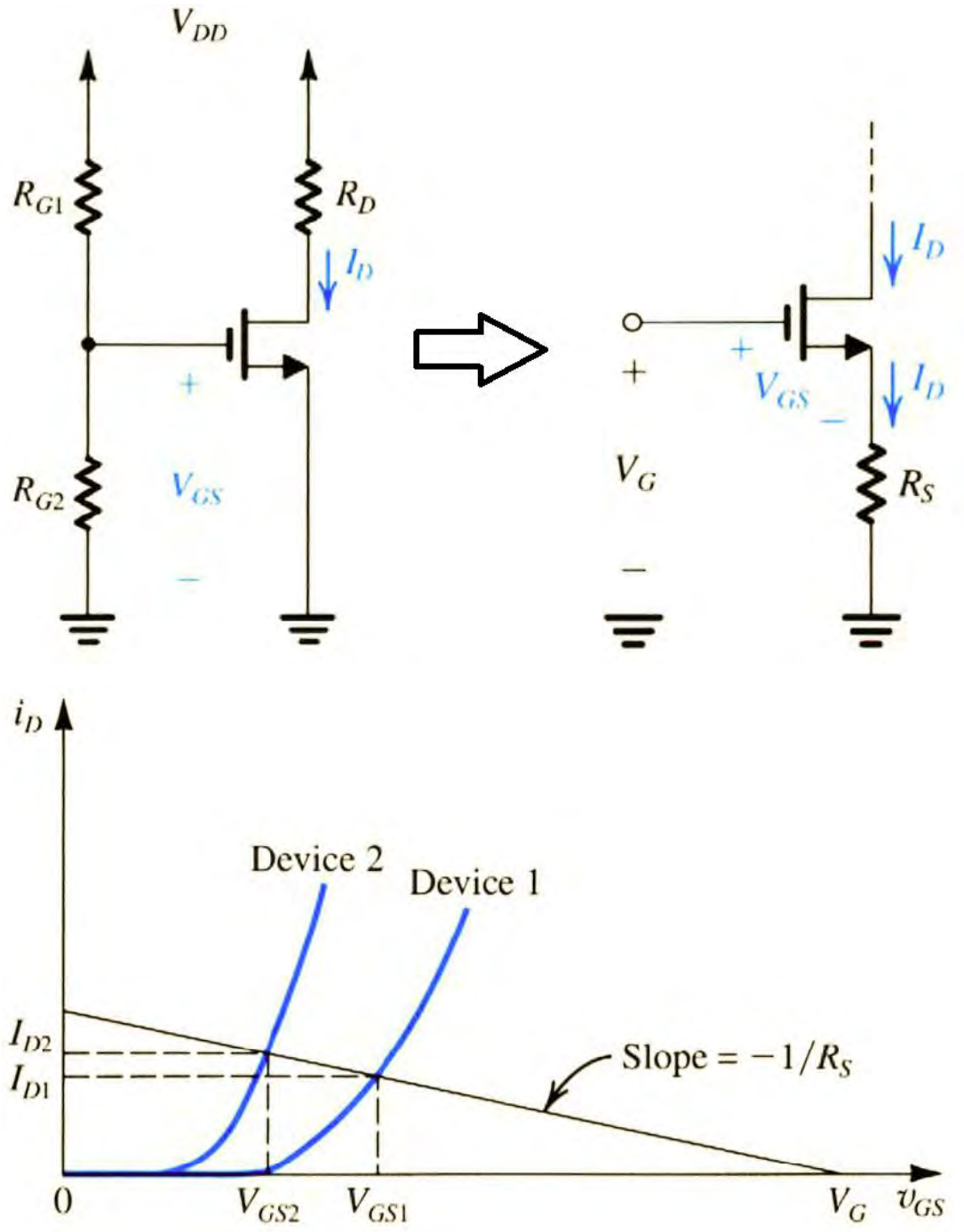
$$i_D = \frac{1}{2}(\mu_n C_{ox})\left(\frac{W}{L}\right)(v_{GS} - V_t)^2$$

مقدار جریان علاوه بر ولتاژ V_{GS}به پارامترهای دیگری چون C_{ox} و $\frac{W}{L}$ بستگی دارد که چه برای ترانزیستورهای منفرد و چه ترانزیستورهای داخل مدارات مجتمع مقدار آنها ازیک ترانزیستوری به دیگری میتواند متفاوت باشد. شکل زیرتغییر جریان بواسطه تغییر در مشخصه های ترانزیستور های مختلف نشان می‌دهد.



بایاس از طریق ثابت نگه داشتن V_G و قرار دادن مقاومت در سورس

یک روش بایاس مناسب در شکل زیر نشان داده شده است.



برای این مدار داریم: اگر V_G خیلی بزرگتر از V_{GS} باشد، مقدار I_D عمدتا به V_G و R_S بستگی خواهد داشت. در شکل بالا اثر استفاده از مقاومت سورس برای دو ترانزیستور متفاوت نشان داده شده است. ملاحظه می‌شود که بازای یک V_G ثابت تغییر در مشخصه ترانزیستور به تغییرات کمی در جریان گیت منجر می‌شود. در این روش در واقع مقاومت سورس یک فیدبک منفی برقرار میکند که باعث تثبیت مقدار I_D میگردد.

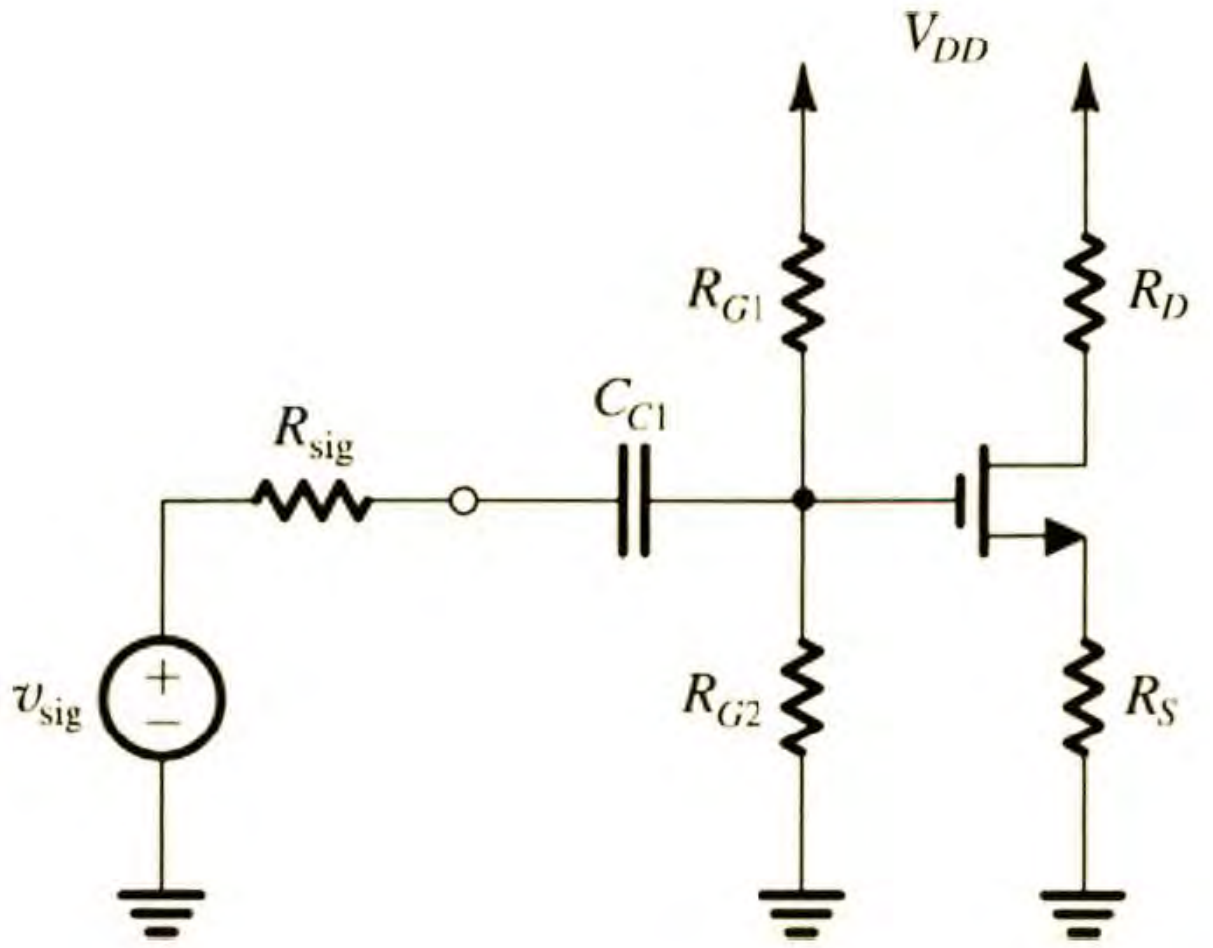
در نظر بگیرید که به هر علتی مقدار جریان I_D افزایش پیدا کند. در اینصورت طبق رابطه

$$V_G = V_{GS} + R_S I_D$$

اگر V_G ثابت باشد مقدار V_{GS} مجبور است تا کم شود. که با کم شدن آن مقدار جریان I_D نیز کم خواهد شد. به علت این نقش مقاومت سورس به آن Degeneration Resistance می‌گویند.

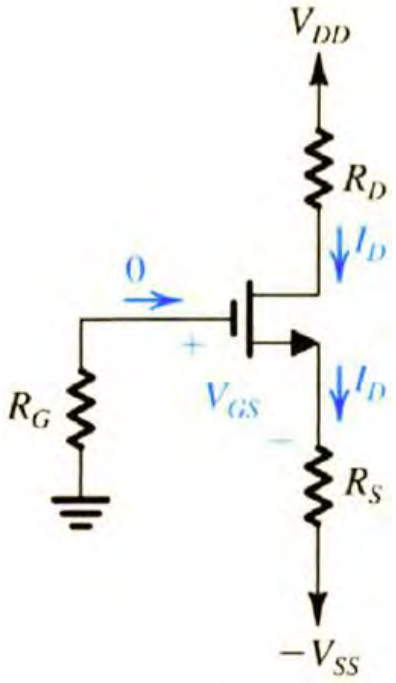
مدار عملی

در شکل زیر مداری برای بایاس کردن یک تقویت کننده سورس مشترک نشان داده شده است که با استفاده از یک مقسم مقاومتی و از طریق V_{DD} مقدار مورد نظر برای V_G تامین میشود. معمولا مقاومت ها خیلی بزرگ انتخاب میشوند تا مقاومت ورودی تقویت کننده هنگامی که به منبع سیگنال وصل میشود بزرگ باشد.



معمولا برای اتصال به منبع سیگنال از یک خازن کوپلینگ استفاده میشود. این خازن تقویت کننده را از لحاظ DC از منبع سیگنال جدا میکند تا منبع سیگنال باعث به هم خوردن بایاس DC آن نشود. مقدار خازن کوپلینگ باندازه کافی بزرگ انتخاب میشود تا در همه فرکانس های کاری تقویت کننده بصورت اتصال کوتاه عمل نماید. در این مدار همچنین مقدار R_D بزرگ انتخاب میشود تا تغییرات ورودی باعث خروج ترانزیستور از حالت اشباع نشود.

اگر دو منبع تغذیه در اختیار باشد ساده تر خواهد بود که از مدار مقابل استفاده شود. سیگنال ورودی از طریق مقاومت بزرگ R_G به تقویت کننده وصل خواهد شد.

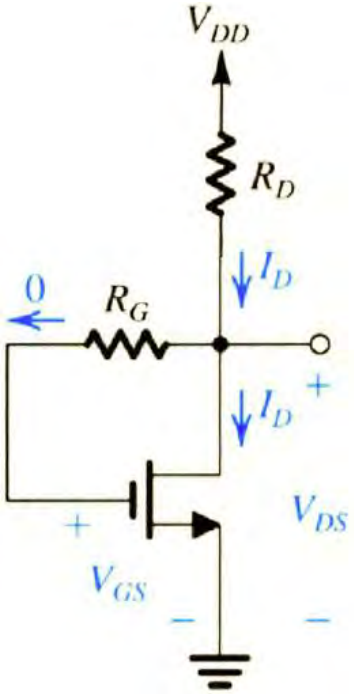


بایاس از طریق مقاومت فیدبک

یک راه ساده که برای ترانزیستورهای مجزا بکار میرود استفاده از مقاومت فیدبکی است که درین را به گیت وصل میکند. مقداراین مقاومت مقدار بسیار بزرگ است (مگا اهم) و صفر بودن جریان گیت باعث میشود تا ولتاژ گیت و درین مساوی شوند.

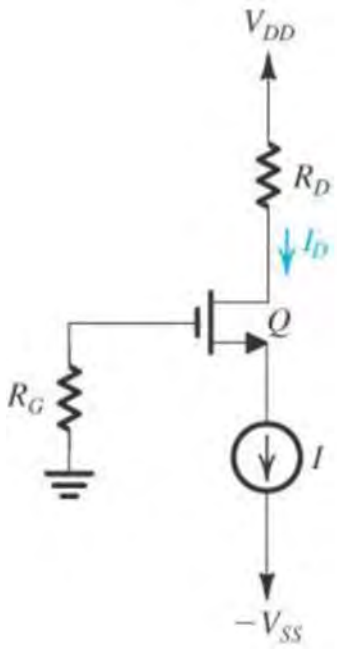
$$V_{GS} = V_{DS} - R_S I_D \Longrightarrow V_{DD} = V_{GS} + R_S I_D$$

در این رابطه نیز اثر فیدبک منفی حاصل از مقاومت degeneration یعنی R_D دیده میشود: اگر جریان I_D زیاد شود، مقدار V_{GS} کم می‌شود که به نوبه خود باعث کم شدن جریان I_D و خنثی کردن افزایش جریان و یا تثبیت آن می‌شود.در عمل اعمال ورودی به گیت این مدار و دریافت خروجی از آن از طریق خازن‌های کوپلینگ انجام می‌شود.



بایاس از طریق یک منبع جریان ثابت

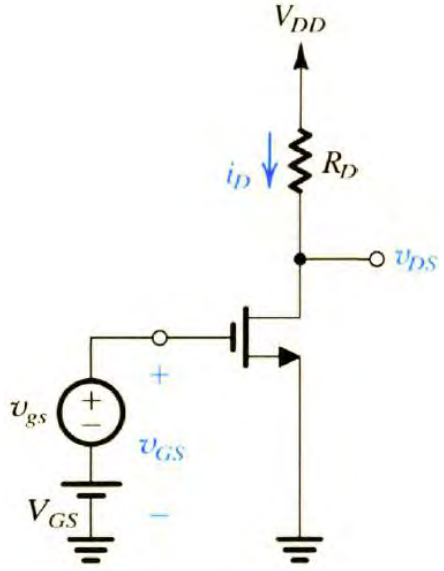
یک راه ساده برای بایاس کردن ترانزیستور که در مدارات مجتمع کاربرد زیادی دارد استفاده از یک منبع جریان ثابت مطابق شکل زیر است. در این مدار یک مقاومت بزرگ R_G گیت را به زمین وصل کرده و مقاومت ورودی ترانزیستور را بالا نگه میدارد. R_D مقدارDC خروجی را تعیین کرده و باید بگو نه ای باشد که ترانزیستور از حالت اشباع خارج نشود.



مدل سیگنال کوچک

در بخش‌های قبل دیدیم که یک ترانزیستور MOSFET در ناحیه اشباع میتواند بصورت یک تقویت کننده عمل نماید. در صورتیکه سیگنال ورودی کوچک باشد این تقویت تقریبا خطی خواهد بود. ترانزیستور با انتخاب V_{GS} و V_{DS} مناسب در یک نقطه کار DC بایاس میشود.

سیگنال کوچک v_{gs} به مقدار DC لازم برای بایاس یعنی V_{GS} اضافه میشود. این سیگنال که مقدار آن باید کوچک باشد سیگنالی است که باید تقویت شود. برای بررسی تقویت کننده از مدار سورس مشترک مقابل استفاده میشود که برای نشان دادن مفاهیم مورداستفاده قرار میگیرد و در عمل مورد استفاده چندانی ندارد.



نقطه بایاس DC

برای پیدا کردن نقطه کار DC مقدار ولتاژ سیگنال کوچک صفر در نظر گرفته میشود. در اینصورت با صرفنظراز مدولاسیون کانال برای جریان دین داریم:

$$i_D = \frac{1}{2}k'_n\left(\frac{W}{L}\right)(v_{GS} - V_t)^2$$

ومقدار ولتاژ درین برابر میشود با:

$$V_D = V_{DD} - R_D I_D$$

شرط قرار گرفتن در ناحیه اشباع :

$$V_D > V_{GS} - V_t$$

از آنجائیکه ولتاژ درین نیز مولفه متغیر با زمان (AC) خواهد داشت برای اینکه با تغییر ورودی ترانزیستور از اشباع خارج نشود، باید مولفه DC ولتاژ درین باندازه کافی از $V_{GS} - V_t$ بزرگتر باشد.

جریان سیگنال در درین

با اضافه کردن سیگنال ورودی v_{GS} به مقدار بایاس خواهیم داشت:

$$i_D = \frac{1}{2}k'_n\left(\frac{W}{L}\right)(V_{GS} + v_{gs} - V_t)^2$$

$$\Longrightarrow i_D = \frac{1}{2}k'_n\left(\frac{W}{L}\right)(V_{GS} - V_t)^2 + k'_n\left(\frac{W}{L}\right)(V_{GS} - V_t)v_{gs} + \frac{1}{2}k'_n\left(\frac{W}{L}\right){v_{gs}}^2$$

$\frac{1}{2}k'_n\left(\frac{W}{L}\right)(V_{GS} - V_t)^2$ مولفه DC

$k'_n\left(\frac{W}{L}\right)(V_{GS} - V_t)v_{gs}$ مولفه‌ای از جریان که با سیگنال ورودی متناسب است

$\frac{1}{2}k'_n\left(\frac{W}{L}\right){v_{gs}}^2$ مولفه غیر خطی جریان (مطلوب نیست)

برای کاهش اثر مولفه غیر خطی باید ورودی به اندازه کافی کوچک باشد تا:

$$\frac{1}{2}k'_n\left(\frac{W}{L}\right){v_{gs}}^2 \ll k'_n\left(\frac{W}{L}\right)(V_{GS} - V_t)v_{gs}$$

در نتیجه باید:

$$v_{gs} \ll 2(V_{GS} - V_t)$$

در صورت برقراری شرط فوق میتوان نوشت:

$$i_D \approx I_D + i_d$$

که در آن:

$$i_d = k'_n\left(\frac{W}{L}\right)(V_{GS} - V_t)v_{gs}$$

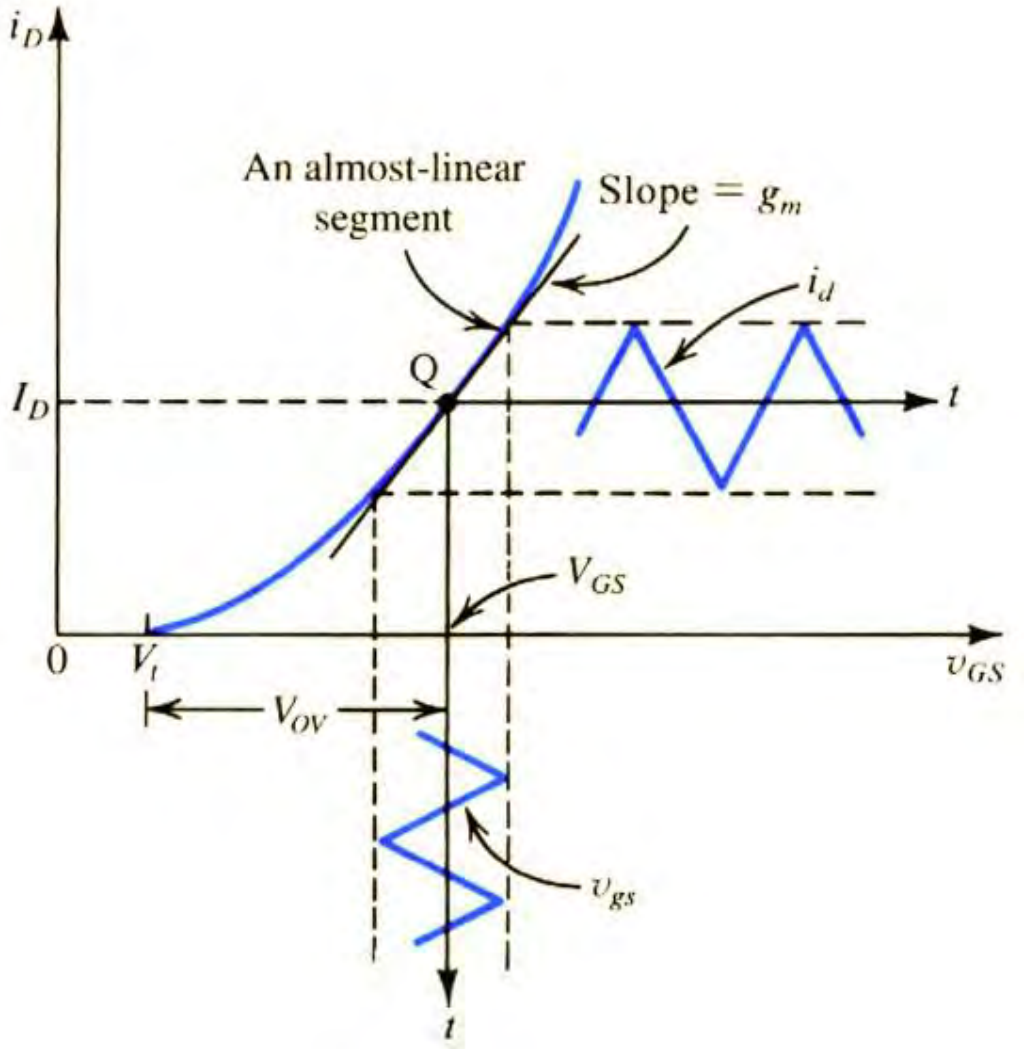
مقدار transconductance

رابطه i_d با v_{gs} بصورت g_m نشان داده میشود که برابر است با:

$$g_m = \frac{i_d}{v_{gs}} = k'_n \left(\frac{W}{L}\right)(V_{GS} - V_t)$$

که در واقع با شیب منحنی $i_d - v_{gs}$ در نقطه کار برابر است.

$$g_m = \frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}}\bigg|_{v_{GS} = V_{GS}}$$



گین ولتاژ مقدار لحظه ای ولتاژ درین برابر است با:

$$v_D = V_{DD} - R_D i_D$$

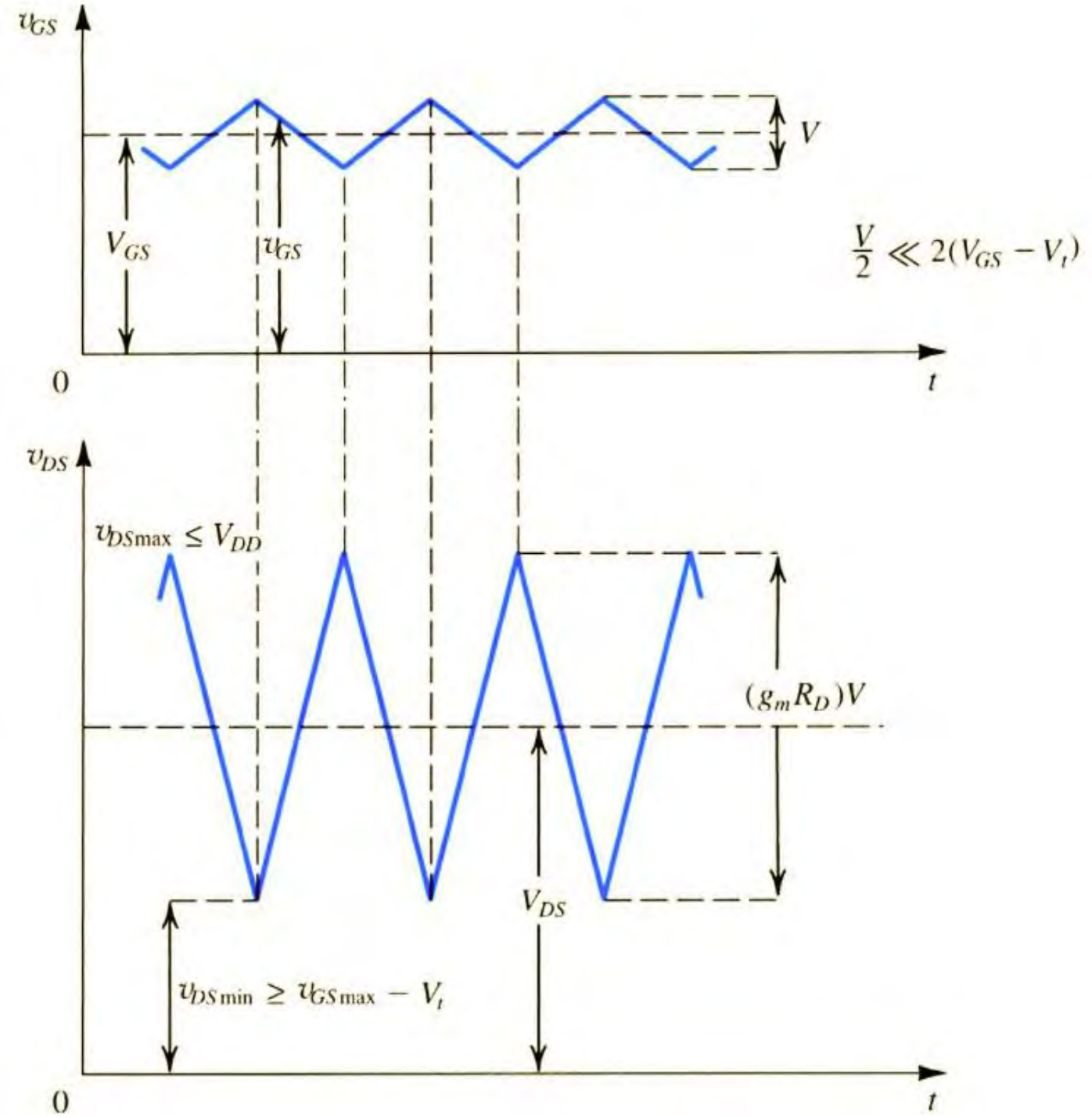
که تحت شرایط سیگنال کوچک می‌توان آنرا بصورت زیر نوشت:

$$v_D = V_{DD} - R_D(I_D + i_d) \Longrightarrow v_D = V_D - R_D i_d$$

از این رو مولفه سیگنال ولتاژ خروجی برابر است با:

$$V_O = v_d = -R_D i_d = -g_m v_{gs} R_D \Longrightarrow A_V = \frac{v_d}{v_{gs}} = -g_m R_D$$

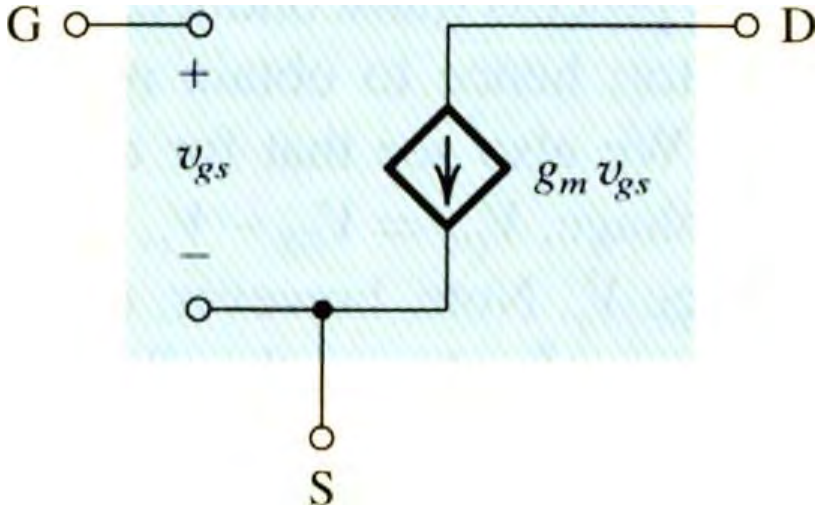
شکل زیر سیگنال ورودی و خروجی تقویت کننده و همچنین شرایطی را که برای کار تقویت کننده در ناحیه اشباع لازم است نشان می‌دهد.



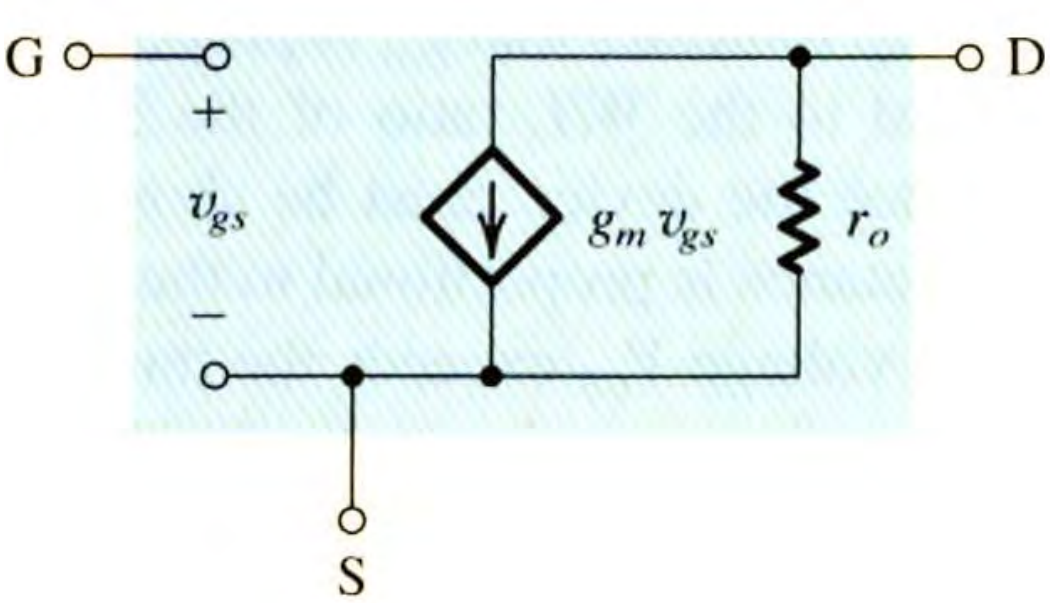
مدار معادل سیگنال کوچک

آنالیز یک تقویت کننده را می‌توان بطور جداگانه برای ورودی بایاس و سیگنال کوچک انجام داد.

در حالت سیگنال کوچک ترانزیستور را می‌توان بصورت یک تقویت کننده جریان که مقدار آن توسط ولتاژ گیت کنترل می‌شود مدل نمود.



مقدار مقاومت ورودی آن بسیار بزرگ (بی نهایت) است. مقدار مقاومت خروجی آن نیز بسیار بزرگ است.



از آنجائیکه در عمل در ناحیه اشباع بواسطه وجود خاصیت مدولاسیون کانال، جریان درین علاوه بر v_{gs} به ولتاژ V_{ds} نیز بستگی دارد، این وابستگی رامیتوان بصورت مقاومت r_o مطابق شکل مقابل در مدل سیگنال کوچک در نظر گرفت:

توجه شود که هم مقدار g_m و هم مقدار r_o به نقطه کار DC بستگی دارند.

$$r_o = \frac{|V_A|}{I_D} \quad , \quad V_A = \frac{1}{\lambda} \quad , \quad i_D = \frac{1}{2} k'_n \left(\frac{W}{L}\right)(V_{OV})^2$$

آنالیز سیگنال کوچک

برای تحلیل مدار به صورت سیگنال کوچک:

! ترانزیستور را با مدل سیگنال کوچک آن جایگزین می‌کنیم

بقیه مدار دست نمی خورد مگر:

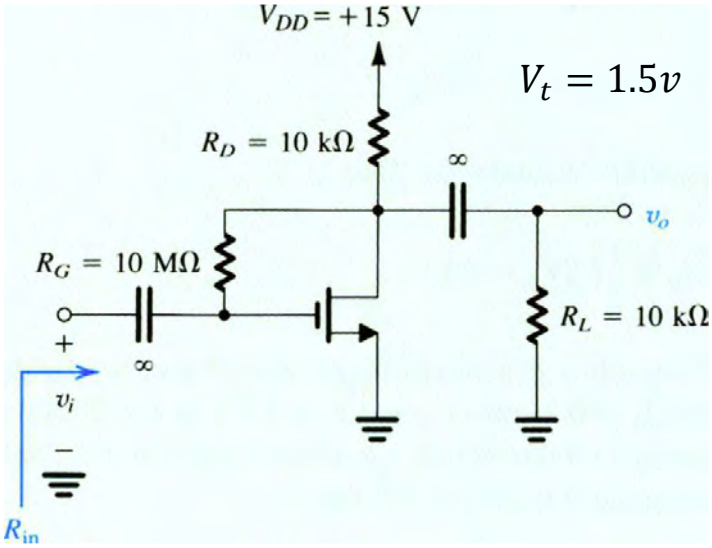
! منابع تغذیه ایده آل با ولتاژ ثابت را با اتصال کوتاه جایگزین می‌کنیم

! منابع جریان ثابت ایده آل را بصورت مدار باز در نظر می‌گیریم

! از مدار حاصل می‌توان برای محاسباتی نظیر محاسبه گین استفاده نمود.

مثال: برای مدار مقابل مقادیر زیر را بدست آورید:

$$V_t = 1.5v \quad , \quad k'_n\left(\frac{W}{L}\right) = 0.25\,mA/V^2 \quad , \quad V_A = 50v$$



گین سیگنال کوچک، مقدار مقاومت ورودی، حداکثر مقدار مجاز ورودی، فرض کنید مقدار خازن‌های کوپلینگ به اندازه ای بزرگ است که برای کلیه فرکانس‌های کاری مدار بصورت اتصال کوتاه عمل می‌کنند.

آنالیز DC: ابتدا نقطه کار DC را بدست می آوریم:

$$I_D = \frac{1}{2}\,k'_n\left(\frac{W}{L}\right)(V_{GS} - V_t)^2 \Rightarrow I_D = \frac{1}{2} \times 0.25 \times (V_{GS} - 1.5)^2$$

از آنجائیکه جریانی از R_G نمی‌گذرد و $V_G = V_D$ است خواهیم داشت:

$$\Rightarrow I_D = \frac{1}{2} \times 0.25 \times (V_D - 1.5)^2$$

و از طرفی:

$$\Rightarrow V_D = V_{DD} - R_D I_D \Rightarrow V_D = 15 - 10I_D$$

که با حل این معادله داریم:

$$\Rightarrow I_D = \frac{1}{2} \times 0.25 \times (15 - 10I_D - 1.5)^2 \Rightarrow I_D = 0.125 \times (13.5 - 10I_D)^2$$

$$\Rightarrow I_D = 1.06mA \ , \ V_D = 4.4v$$

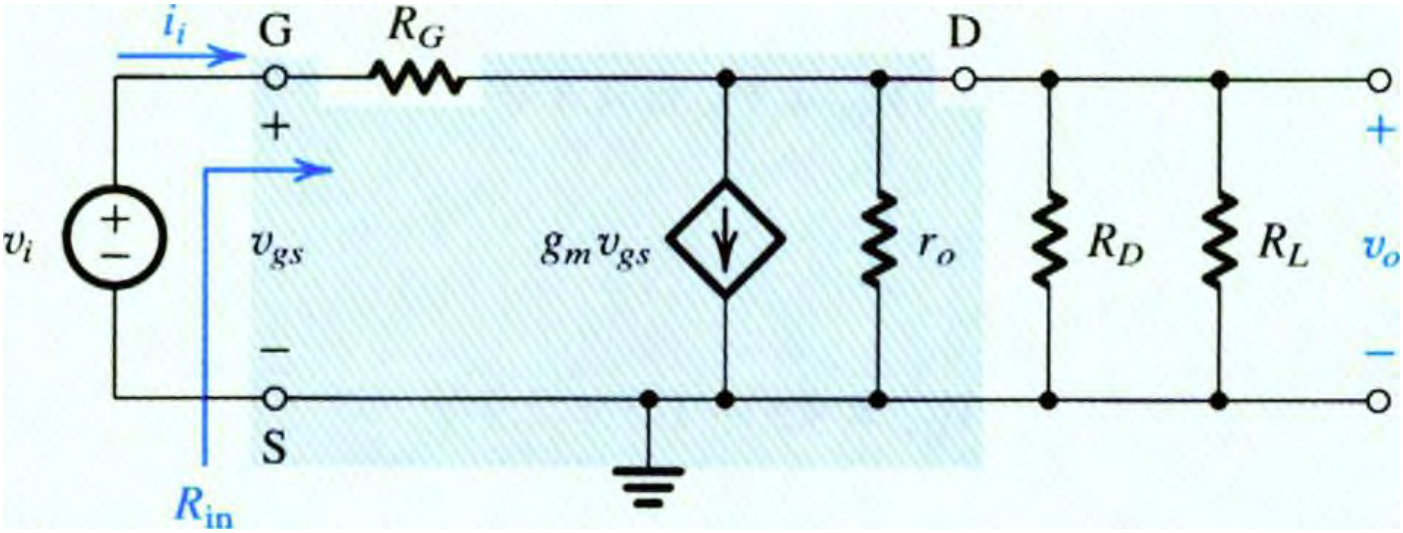
در نتیجه خواهیم داشت:

$$g_m = \frac{i_d}{v_{gs}} = k'_n\left(\frac{W}{L}\right)(V_{GS} - V_t) = 0.25(4.4 - 1.5) = 0.725\,mA/V$$

$$r_o = \frac{|V_A|}{I_D} = \frac{50}{1.06mA} = 47k\Omega$$

آنالیز سیگنال کوچک:

مدل سیگنال کوچک مدار با جایگزین کردن ترانزیستور با مدل آن و اتصال کوتاه کردن منبع ولتاژ به زمین و همچنین اتصال کوتاه کردن خازن‌های کوپلینگ بدست می آید.



با صرفنظر کردن از جریان مقاومت بزرگ R_G میتوان نوشت:

$$V_O \cong -g_m v_{gs}(R_D \parallel R_L \parallel r_O) \Longrightarrow A_V = \frac{v_o}{v_{gs}} = -g_m(R_D \parallel R_L \parallel r_O)$$

$$\Longrightarrow A_V = -0.725\,mA/V \times (10k \parallel 10\text{k} \parallel 47\text{k}) = -3.3$$

برای محاسبه مقاومت ورودی داریم:

$$i_i = \frac{(v_i - v_o)}{R_G} = \frac{v_i}{R_G}\left(1 - \frac{v_o}{v_i}\right) = \frac{v_i}{R_G}(1 - (-3)) = \frac{4.3v_i}{R_G}$$

بنابر این مقدار مقاومت برابر است با:

$$R_{in} = \frac{v_i}{i_i} = \frac{R_G}{4.3} = \frac{10k}{4.3} = 2.33M\Omega$$

مقدار حداکثر ورودی باید به نحوی باشد که ترانزیستور از اشباع خارج نشود: ($\hat{v}_i$)

$$V_{DS} \geq v_{GS} - V_t$$

$$V_{DS_{min}} = v_{GS_{min}} - V_t \Longrightarrow V_{DS} - |A_v|\hat{v}_i = V_{GS} + \hat{v}_i - V_t$$

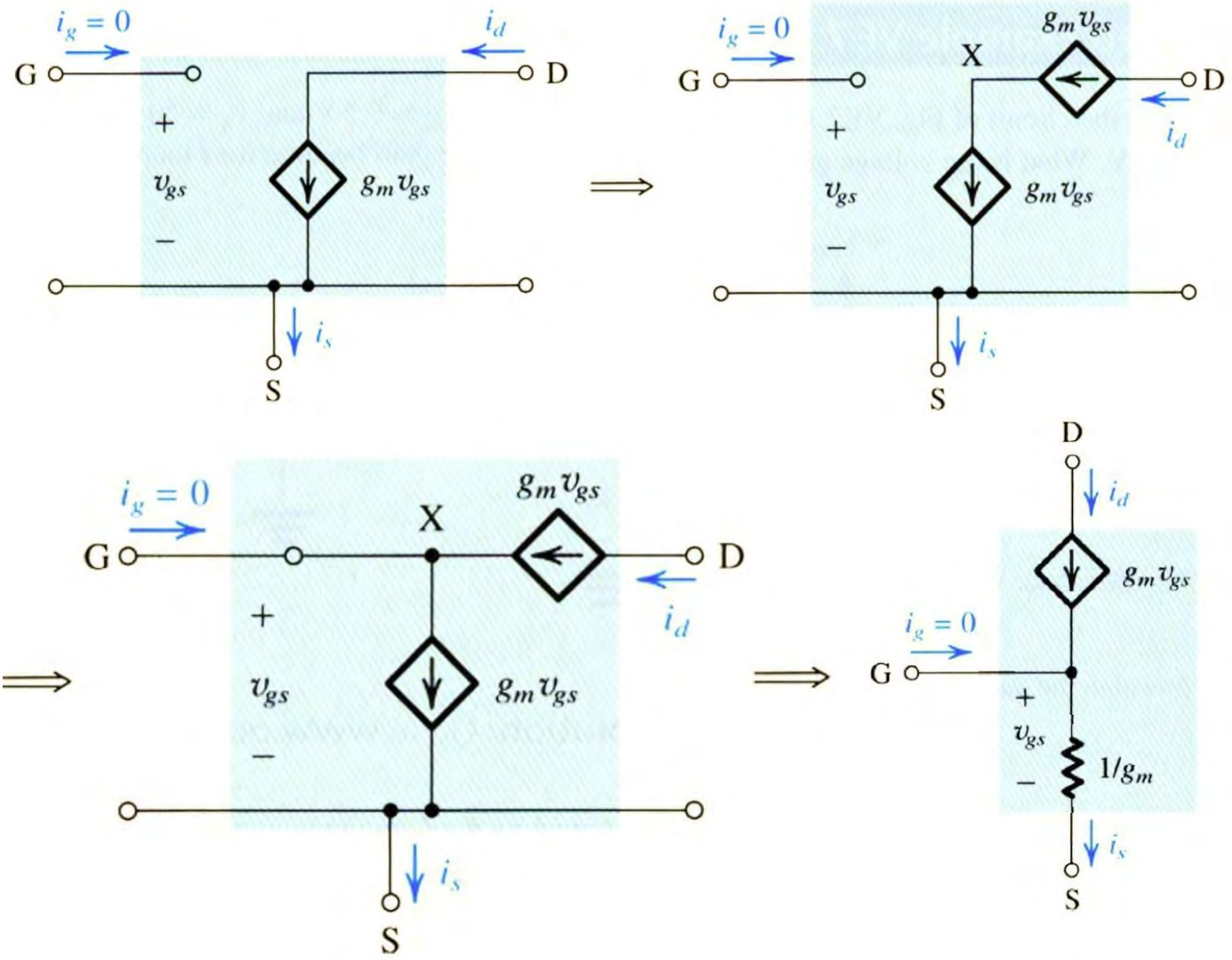
$$\Longrightarrow 4.4 - 3.3\hat{v}_i = 4.4 + \hat{v}_i - 1.5 \Longrightarrow \hat{v}_i = 0.34v$$

اگر $V_{DS} = V_{GS}$ باشد

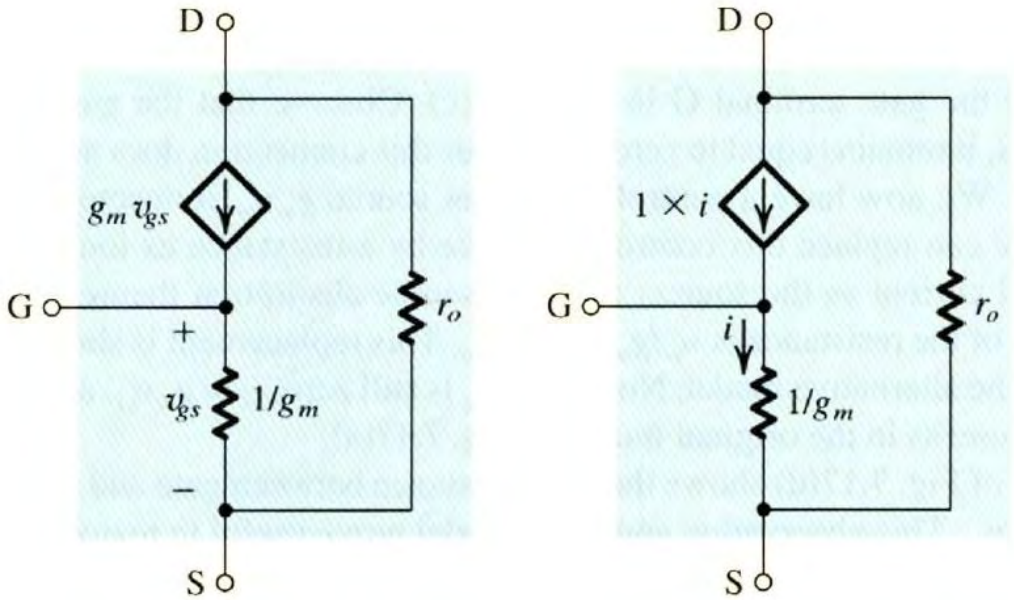
$$\hat{v}_i = \frac{V_t}{|A_v| + 1} = 0.35v$$

مدل T

با اندکی دستکاری در مدل سیگنال کوچک میتوان به مدل جدیدی با نام مدل T رسید.



مدلT با در نظر گرفتن مقاومت خروجی



تقویت کننده های یک طبقه

در حالت کلی تقویت کننده های یک طبقه شامل یک ترانزیستور و یک مقاومت بار میشود که ترانزیستور در ناحیه اشباع کار میکند. سه نوع آرایش مختلف امکان پذیر میباشد:

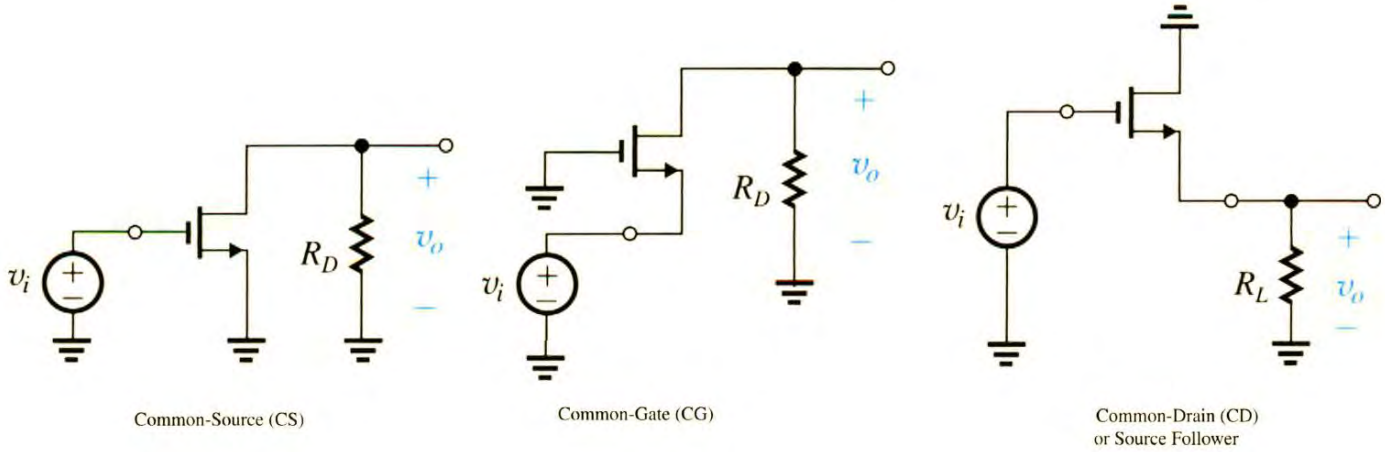
سورس مشترک: ورودی: گیت ، خروجی : درین

گیت مشترک: ورودی: سورس ، خروجی : درین

درین مشترک: ورودی: گیت ، خروجی : سورس

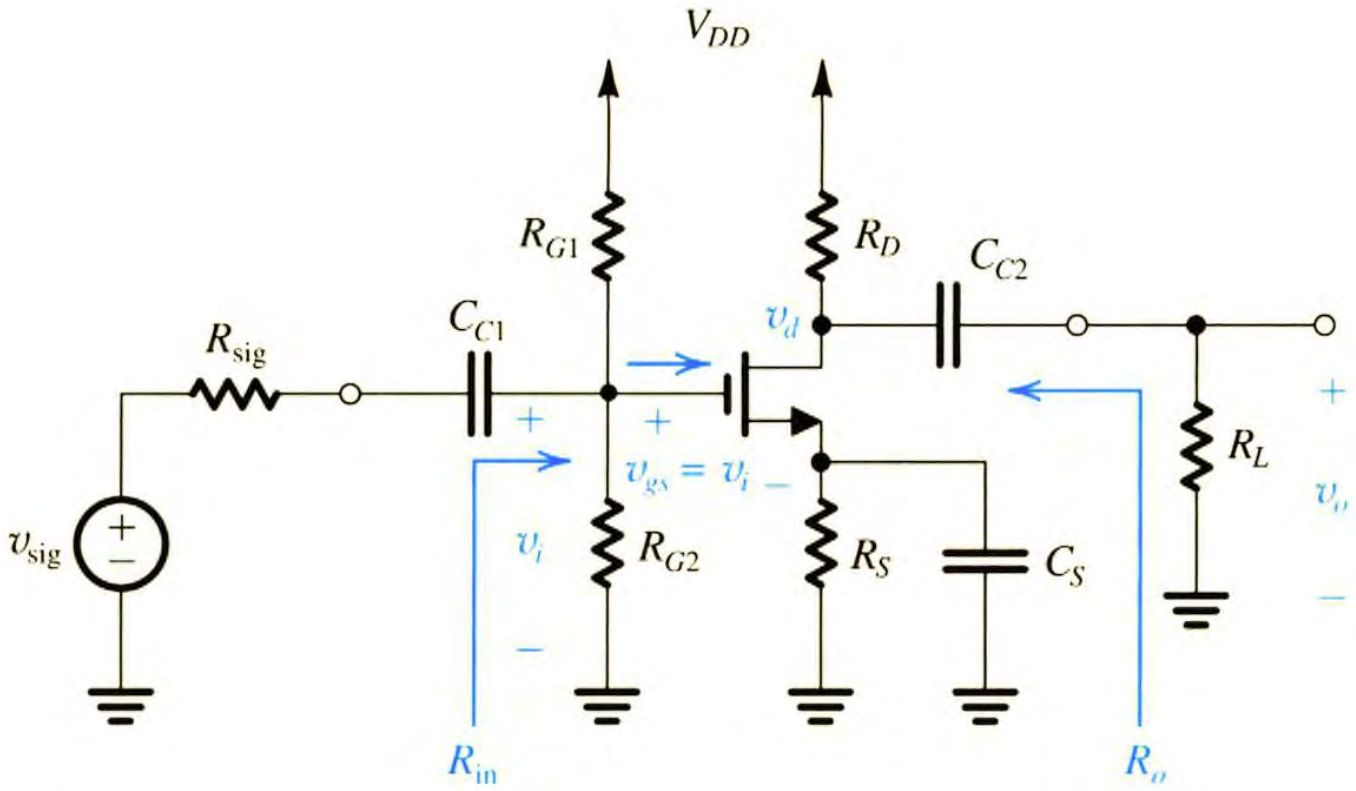
آنالیز کامل مدار شامل مراحل زیر میگردد:

Load-line analysis, Transfer characteristics, Small-signal analysis



تقویت کننده سورس مشترک

یک نمونه متداول از این تقویت کننده در شکل زیر نشان داده شده است.

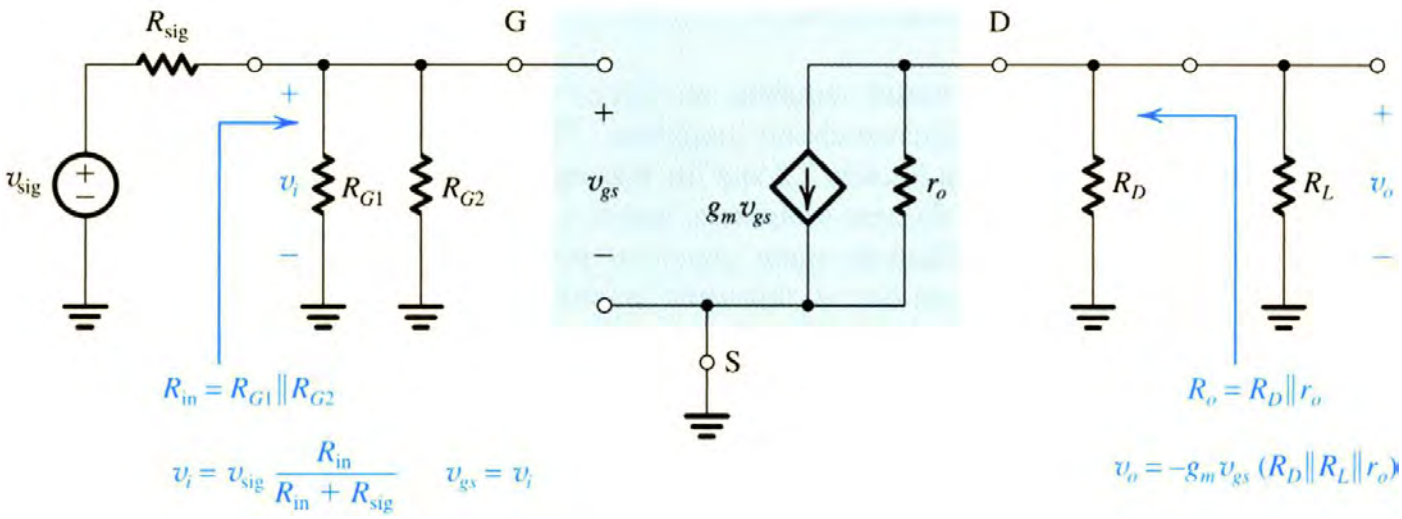


سورس از طریق یک خازن بزرگ به زمین وصل شده است. این خازن برای سیگنال کوچک بصورت اتصال کوتاه به زمین عمل خواهد نمود. این عمل باعث میشود تا مقاومت خروجی منبع جریان تاثیری در سیگنال نداشته باشد. به این خازن Bypass Capacitor گفته میشود.

منبع سیگنال نیز از طریق خازن کوپلینگ بزرگی که برای فرکانسهای کاری میتوان آنرا اتصال کوتاه فرض کرد به تقویت کننده وصل میشود تا تاثیری در بایاس نداشته باشد. خروجی نیز از طریق خازن کوپلینگ دیگری به بار اعمال میشود. مقاومت بار ممکن است بار نهائی و یا مقاومت ورودی یک طبقه تقویت کننده دیگر باشد.

مشخصه های تقویت کننده سورس مشترک

برای آنالیز مدار آنرا با معادل سیگنال کوچک جایگزین می‌کنیم.



در ورودی داریم:

$$v_i = v_{sig} \frac{R_{in}}{R_{in} + R_{sig}} = v_{sig} \frac{R_G}{R_G + R_{sig}} \quad , \quad R_{in} = R_G \quad , \quad i_g = 0$$

معمولا R_G خیلی بزرگ انتخاب میشود و $R_G \gg R_{sig}$ لذا $v_i \cong v_{sig}$

برای محاسبه گین ولتاژ داریم:

$$v_{gs} = v_i \quad , \quad V_O \cong -g_m v_{gs} (R_D \parallel R_L \parallel r_O)$$

$$A_V = \frac{v_o}{v_{gs}} = -g_m (R_D \parallel R_L \parallel r_O)$$

بهره ولتاژ کلی از خروجی به منبع برابر است با:

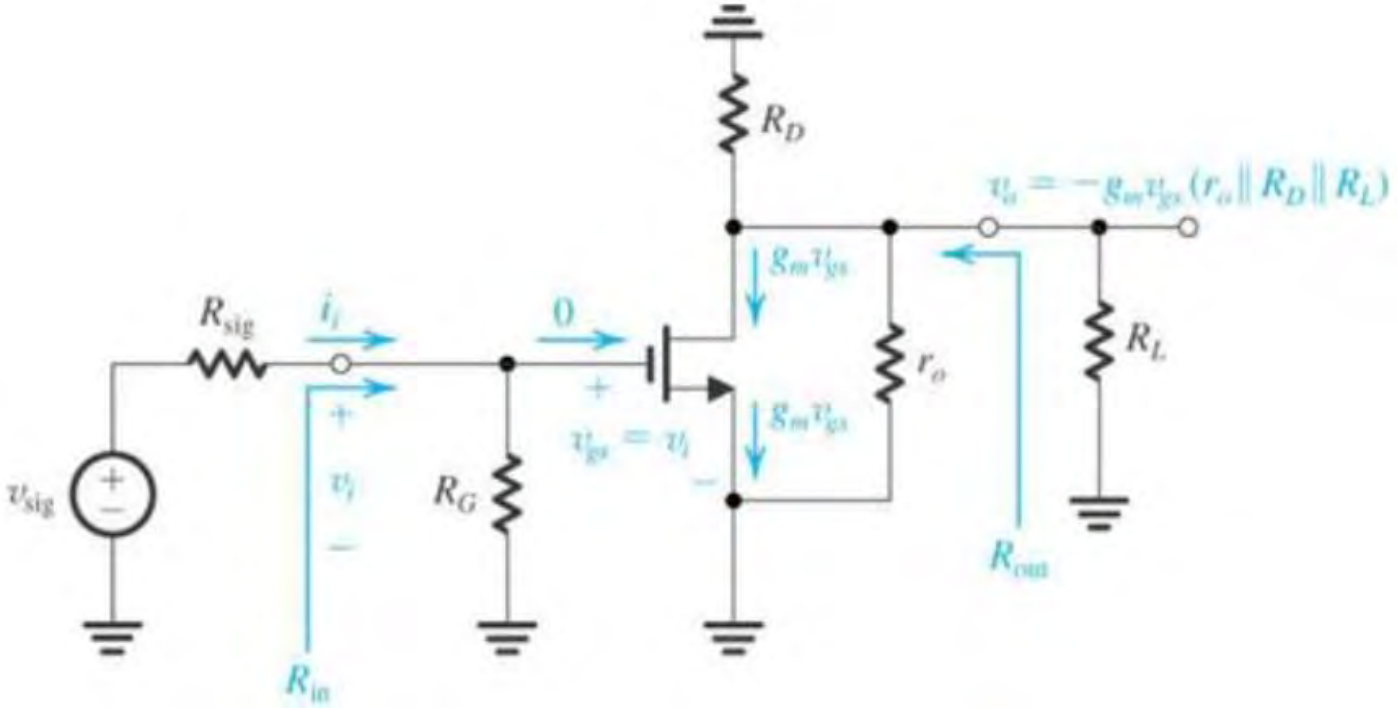
$$G_v = \frac{R_{in}}{R_{in} + R_{sig}} A_V = \frac{R_G}{R_G + R_{sig}} = -g_m (R_D \parallel R_L \parallel r_O)$$

برای تعیین مقاومت خروجی مقدار $v_{gs} = 0$ قرار داده میشود:

$$R_{out} = r_o \parallel R_D$$

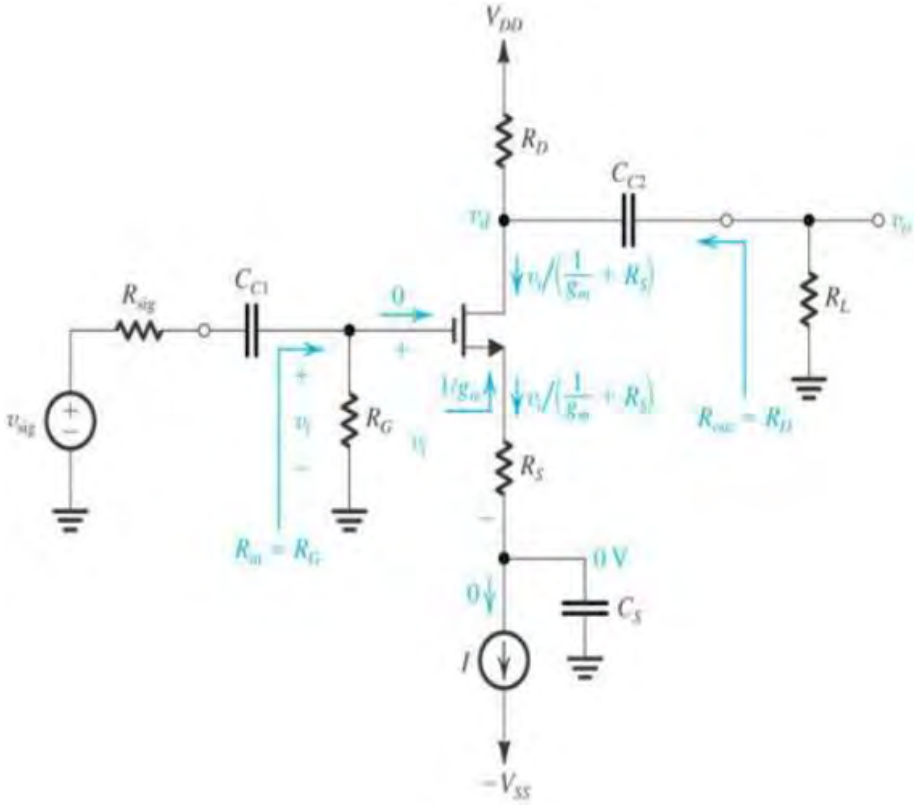
تاثیر مقاومت خروجی ترانزیستور

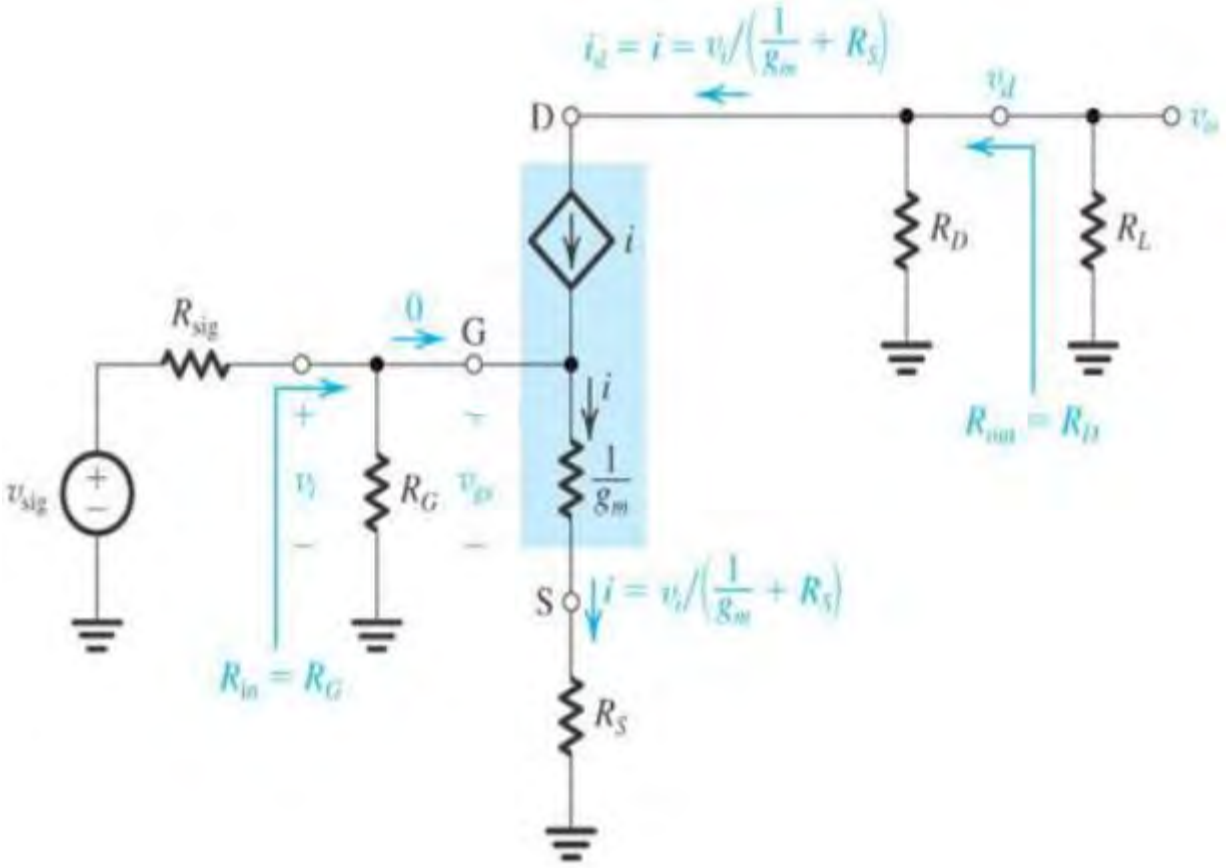
مقاومت خروجی ترانزیستور(r_o) بین درین وسورس ظاهر میشود. در حالت سیگنال کوچک این مقاومت با R_D موازی خواهد شد و در نتیجه تاثیر آن باعث کاهش گین ولتاژ خواهد شد. همچنین مقاومت خروجی را نیز کاهش خواهد داد.



تقویت کننده سورس مشترک با مقاومت در سورس

در برخی مدارات سودمند یک مقاومت بین سورس و زمین قرار داده می‌شود.





$$R_{in} = R_i = R_G$$

$$v_i = v_{sig}\frac{R_G}{R_G + R_{sig}} \quad , \quad v_{sig} = v_i\frac{\frac{1}{g_m}}{\frac{1}{g_m} + R_S} = \frac{v_i}{1 + g_m R_S}$$

$$i_d = i = \frac{v_i}{\frac{1}{g_m} + R_S} = \frac{g_m v_i}{1 + g_m R_S}$$

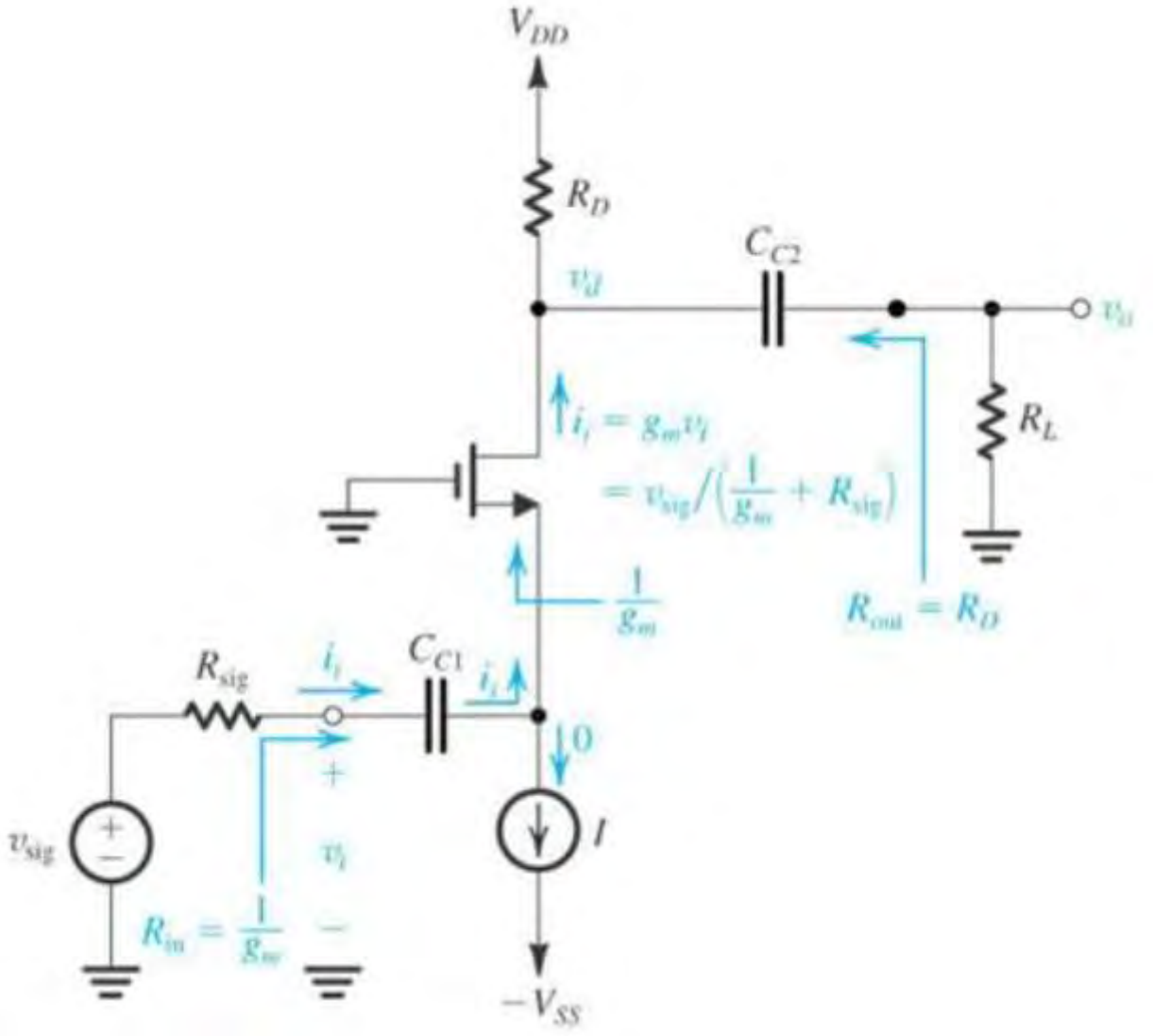
$$A_v = -\frac{g_m(R_D \parallel R_L)}{1 + g_m R_S}$$

$$G_v = \frac{R_{in}}{R_{in} + R_{sig}} A_V = -\frac{R_G}{R_G + R_{sig}} \frac{g_m(R_D \parallel R_L)}{1 + g_m R_S}$$

تقویت کننده گیت مشترک

در این تقویت کننده گیت به زمین وصل شده و سیگنال از طریق سورس اعمال میشود. خروجی کماکان از درین گرفته میشود. در واقع گیت بصورت ترمینال مشترک بین ورودی و خروجی عمل میکند.

در این مدار نیازی به R_G نیست زیرا گیت مستقیما به زمین وصل شده. ولی ورودی و خروجی همچنان از طریق خازنهای کوپلینگ به مدار متصل میشوند.

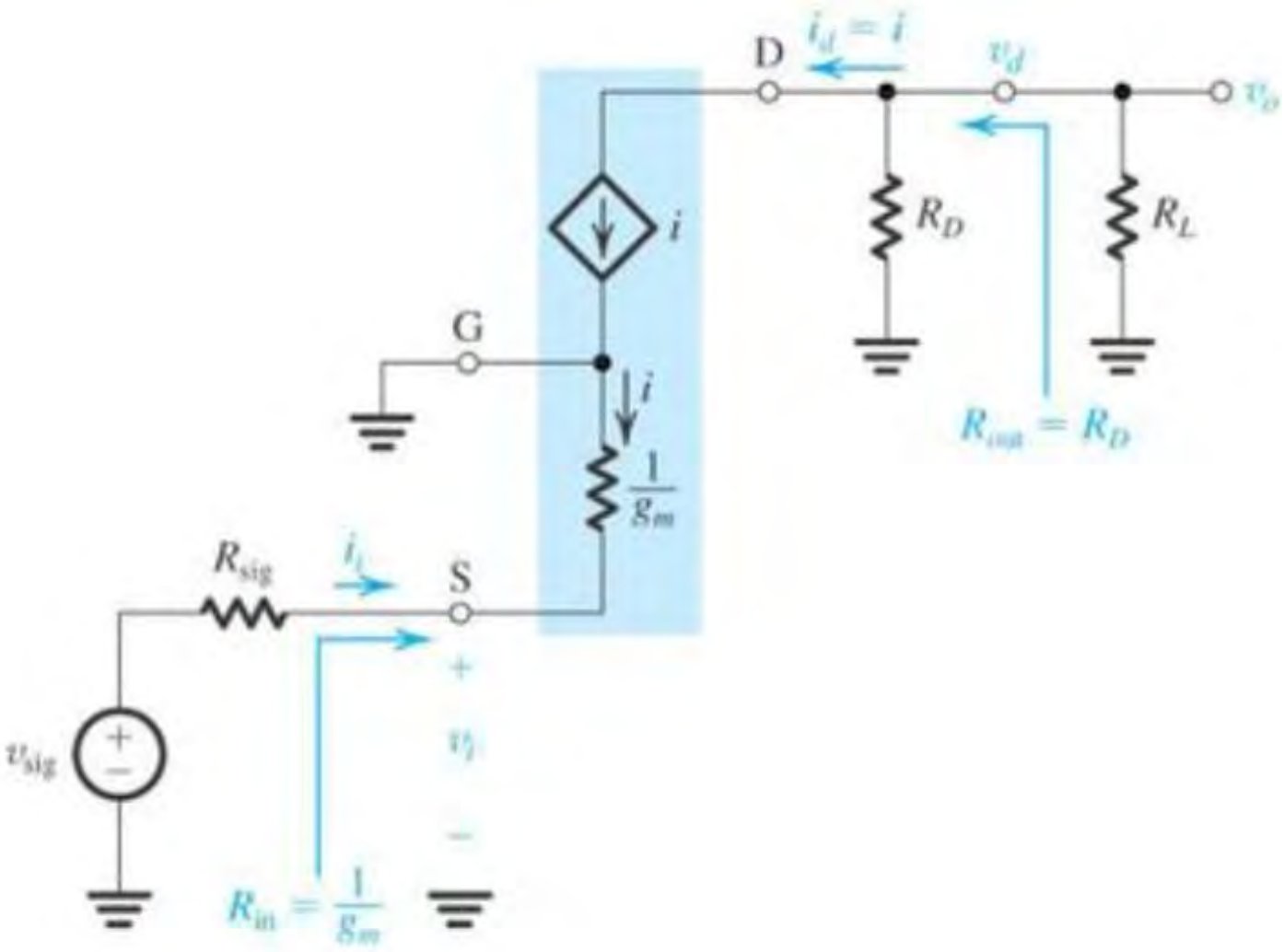


مدل سیگنال کوچک تقویت کننده گیت مشترک

نشان دادن مدل سیگنال کوچک با استفاده از مدل T ترانزیستور ساده تر است.

در این مدل از r_o صرفنظر شده است زیرا بعلت وصل کردن خروجی به ورودی بررسی مدار را تا حد بسیار زیادی پیچیده میکند.از روی شکل داریم:

$$R_{in} = \frac{1}{g_m}$$



بعلت اینکه g_m در حد $\frac{1mA}{V}$ mA/V۱ است، مقدار R_{in} در حد $1k\Omega$ خواهد شد که مقدار کوچکی است. از این رو مقاومت ورودی تقویت کننده باعث تلف شدن سیگنال منبع خواهد شد!

مشخصات تقویت کننده گیت مشترک

نسبت ولتاژ ورودی به منبع سیگنال برابر است با

$$v_i = v_{sig}\frac{R_{in}}{R_{in}+R_{sig}} \quad , \quad v_i = v_{sig}\frac{\frac{1}{g_m}}{\frac{1}{g_m}+R_{sig}} = v_{sig}\frac{1}{1+g_mR_S}$$

برای جلوگیری از اتلاف منبع سیگنال باید: $R_{sig} \ll \frac{1}{g_m}$

مقدار جریان درین از رابطه زیر بدست می آید:

$$i_i = \frac{v_i}{R_{in}} = \frac{v_i}{\frac{1}{g_m}} = g_m v_i$$

برای مقدار ولتاژ خروجی و گین ولتاژ داریم:

$$V_O = v_d = -i_d(R_D \parallel R_L) = g_m(R_D \parallel R_L)v_i$$

$$A_v = g_m(R_D \parallel R_L)$$

مقدار بهره کلی عبارت است از:

$$G_v = \frac{R_{in}}{R_{in} + R_{sig}} A_V = \frac{\frac{1}{g_m}}{\frac{1}{g_m} + R_{sig}} A_v = \frac{A_v}{1 + g_m R_{sig}} = \frac{g_m(R_D \parallel R_L)}{1 + g_m R_{sig}}$$

مقدار مقاومت خروجی:

$$R_{out} = R_o = R_D$$

مقایسه تقویت کننده گیت مشترک با سورس مشترک

تقویت کننده گیت مشترک non inverting است. در حالیکه تقویت کننده سورس مشترک مقاومت ورودی بالائی داشت، مقاومت ورودی تقویت کننده گیت مشترک بسیار پائین است. گین ولتاژ A_v برای هر دو تقریبا یکسان است در حالیکه گین ولتاژ کلی برا ی تقویت کننده گیت مشترک به اندازه $1 + g_m R_{sig}$ کوچکتر است.

کاربرد تقویت کننده گیت مشترک

اگر منبع سیگنال را بصورت منبع جریان در نظر بگیریم، نسبتی از جریان منبع که وارد ترانزیستور میشود از رابطه زیر مشخص میشود

$$i_i = i_{sig} \frac{R_{sig}}{R_{sig} + R_{in}} = i_{sig} \frac{R_{sig}}{R_{sig} + \frac{1}{g_m}}$$

که اگر $R_{sig} \gg \frac{1}{g_m}$ باشد داریم: $i_i \cong i_{sig}$

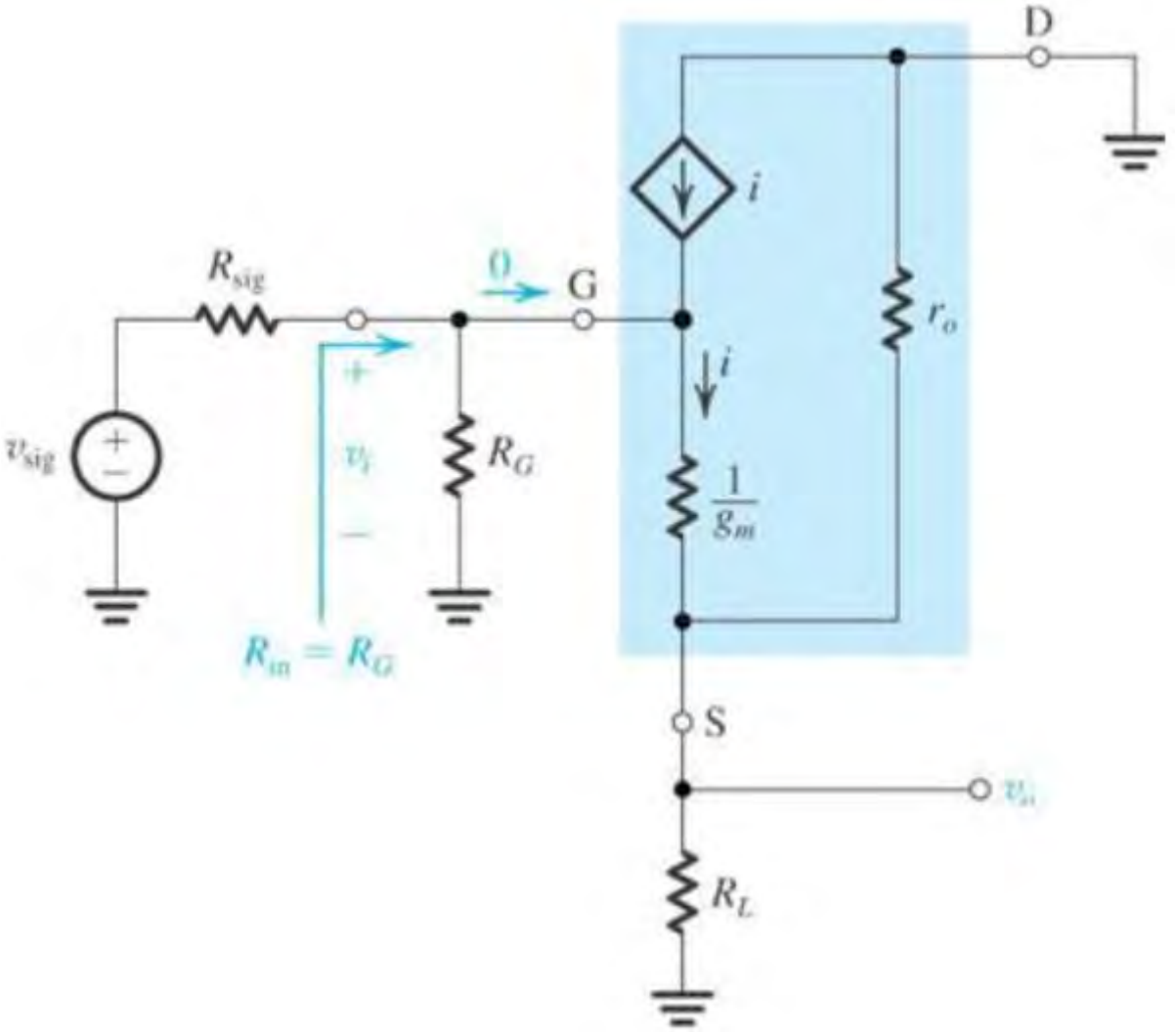
ترانزیستور همین جریان را در خروجی اما با مقاومت بیشتری ظاهر میکند. لذا میتوان آنرا یک تقویت کننده جریان با گین واحد فرض کرد. کاربرد مهم این مدار درمدارات با فرکانس بالاست.

تقویت کننده درین مشترک و یا Source Follower

در این تقویت کننده درین از لحاظ سیگنالی به زمین وصل شده و بین ورودی و خروجی مشترک خواهد بود. در این مدار نیازی به R_D نخواهد بود.

مدل سیگنال کوچک

برای نشان دادن مدل سیگنال کوچک از مدلT استفاده میکنیم.



مقاومت ورودی برابر است با:

$$R_{in} = R_G$$

بنابراین:

$$v_i = v_{sig}\frac{R_{in}}{R_{in} + R_{sig}} = v_{sig}\frac{R_G}{R_G + R_{sig}}$$

معمولا R_G خیلی بزرگ انتخاب میشود و $R_G \gg R_{sig}$ لذا $v_i \cong v_{sig}$

برای محاسبه v_o باید توجه داشت که r_O با R_L موازی قرار میگیرد.

$$v_o = v_i \frac{R_L \parallel r_O}{R_L \parallel r_O + \frac{1}{g_m}}$$

گین مدار باز را میتوان بصورت زیر نوشت:

$$A_v = \frac{R_L \parallel r_O}{R_L \parallel r_O + \frac{1}{g_m}}$$

لذا گین مدار باز را می‌توان به صورت زیر نوشت:

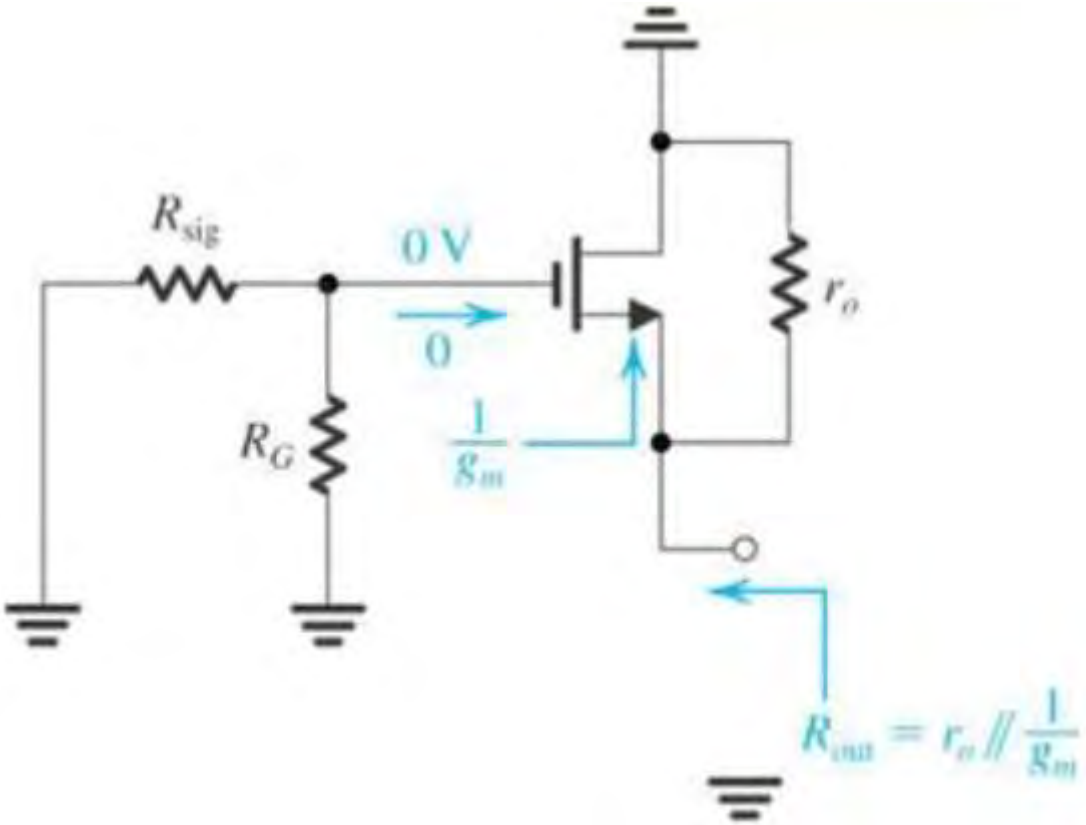
$$A_{vo} = \frac{r_O}{r_O + \frac{1}{g_m}}$$

معمولا $r_O \gg \frac{1}{g_m}$ لذا گین مدار باز برابر با ۱ است. از اینرو بعلت مساوی بودن ولتاژ سورس و گیت این مدار را Source Follower می‌نامند. گین کلی از رابطه زیر بدست می آید:

$$G_v = A_V = \frac{R_G}{R_G + R_{sig}} A_V = \frac{R_G}{R_G + R_{sig}} \frac{R_L \parallel r_O}{R_L \parallel r_O + \frac{1}{g_m}}$$

مدل سیگنال کوچک

برای محاسبه مقاومت خروجی از مدار شکل زیر استفاده میشود.



$$R_{out} = \frac{1}{g_m} \parallel r_O$$

که در عمل داریم:

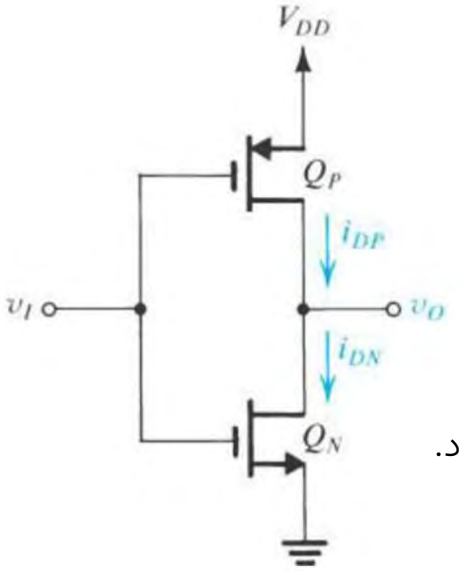
$$R_{out} = \frac{1}{g_m}$$

این مدار دارای مقاومت ورودی زیاد، مقاومت خروجی کم و گین تقریبا واحد است. لذا از آن در مدارات طبقه اول و یا آخر تقویت کننده های مجتمع استفاده میشود.

برای استفاده از ترانزیستور بعنوان سوئیچ، ورودی طوری اعمال میشود که ترانزیستور در حالت قطع $v_i < V_t$ و یا تریود کار کند. $v_I = V_{DD}$

یک گیت NOT با استفاده از CMOS

شکل زیر یک مدار ساده برای ساخت معکوس کننده با استفاده از تکنولوژی CMPS را نشان می‌دهد.



وقتی ورودی $v_I = V_{DD}$ است داریم:

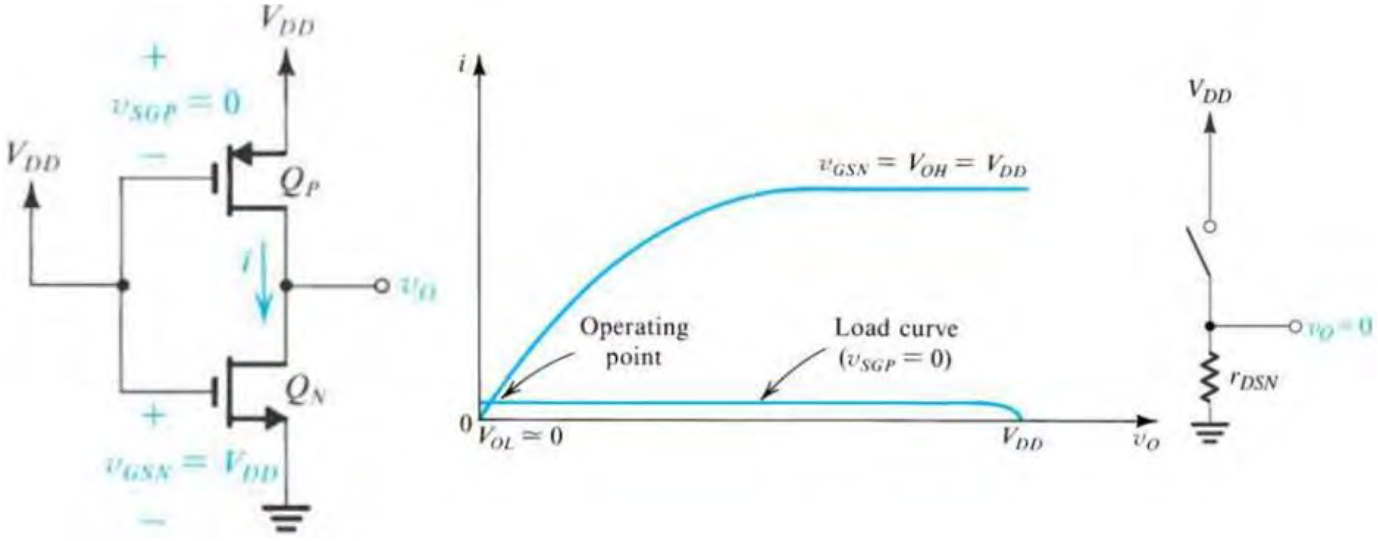
$$v_{GSN} = V_{DD} \quad , \quad v_{GSP} = 0$$

برای پیدا کردن نقطه کار ترانزیستور باید منحنی مشخصه هر دو را با هم تلاقی دهیم. برای ترانزیستور P این منحنی بصورت یک خط راست با مقدار جریان صفر است.

بدست آوردن نقطه کار

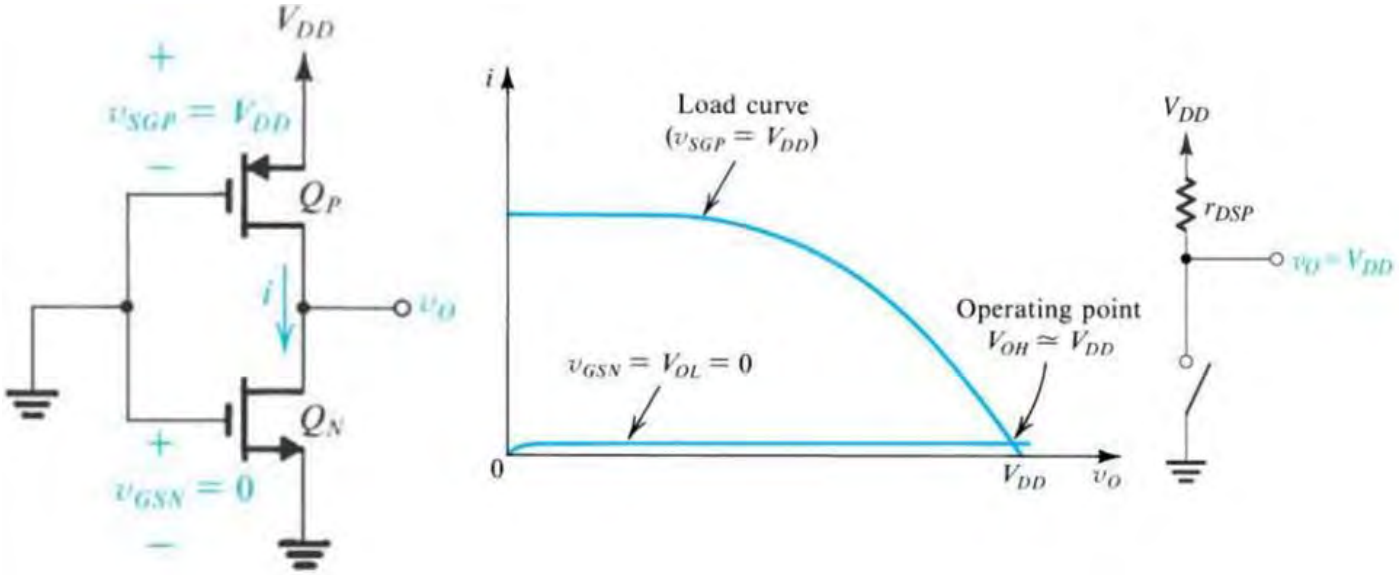
نقطه کار در محلی با مقدار ولتاژ و جریان نزدیک به صفر خواهد بود.

ترانزیستور N یک مسیر با مقاومت کم بین خروجی و زمین بوجود می آورد.

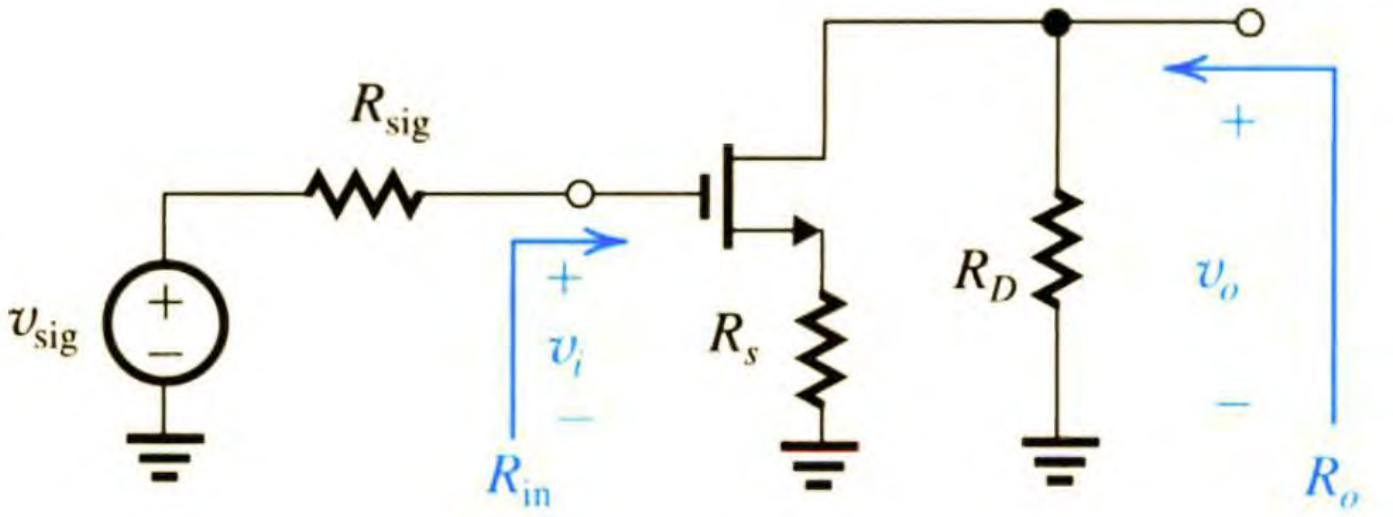


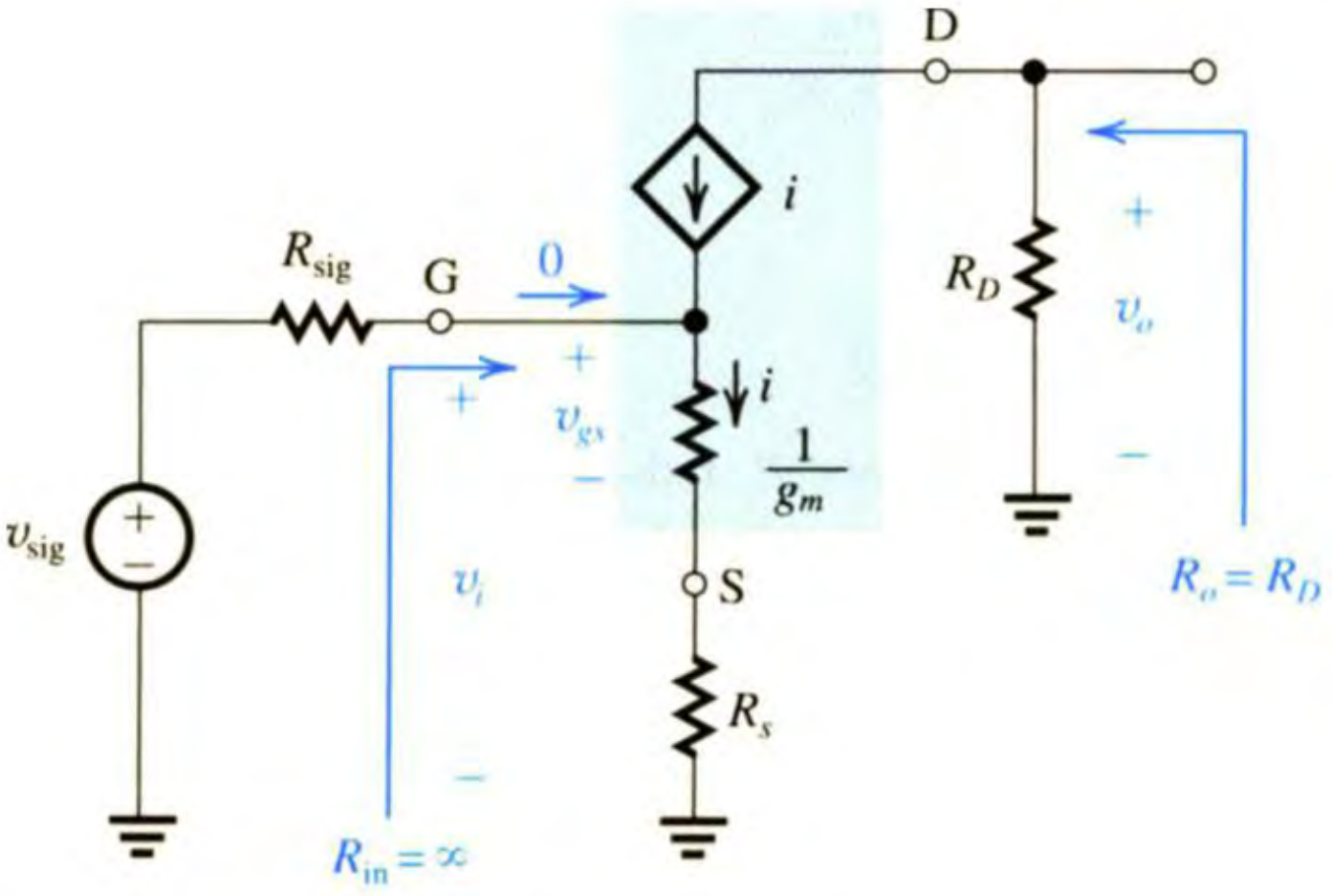
نقطه کار برای ورودی صفر

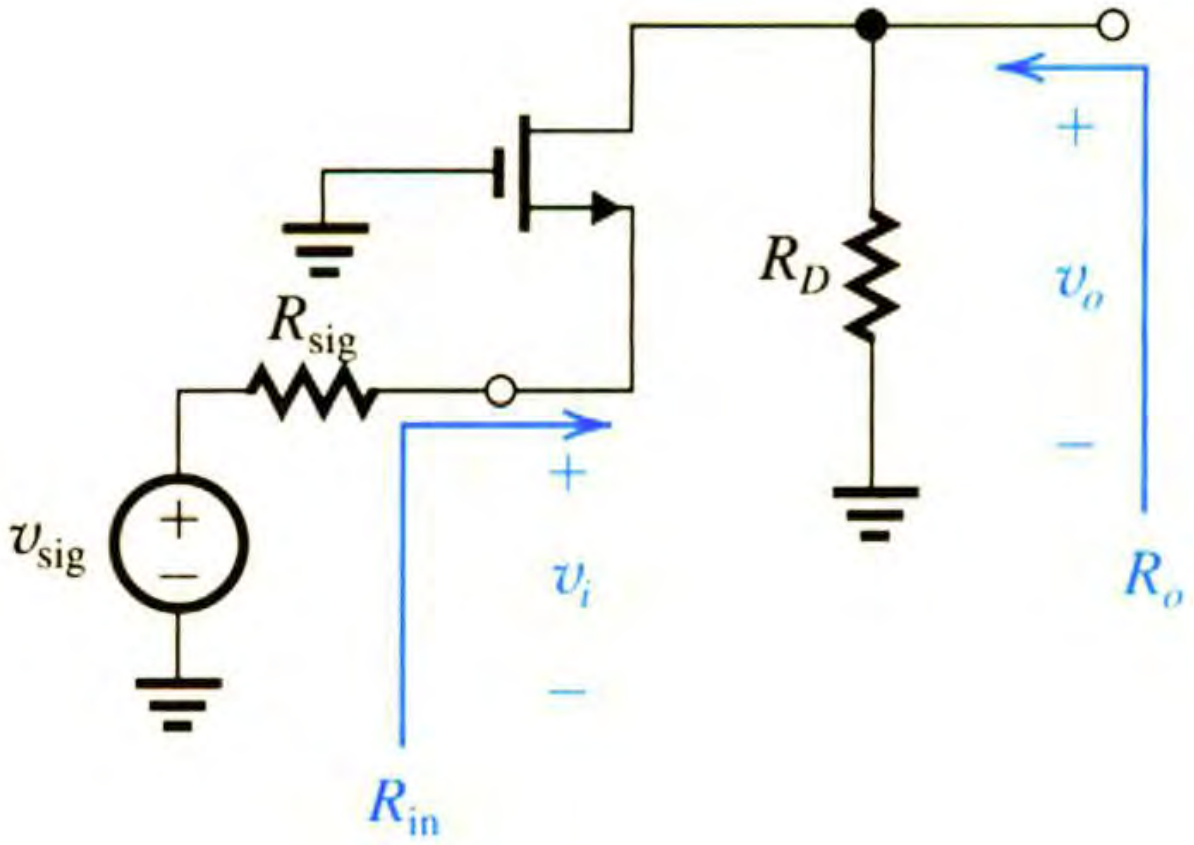
اگر $v_I = 0$ انتخاب شود، نقطه کار مطابق شکل زیر در محلی با ولتاژ نزدیک V_{DD} و جریان نزدیک به صفر خواهد بود. توجه شود که در هر دو حالت مقدار جریان ترانزیستور بسیار کم است.

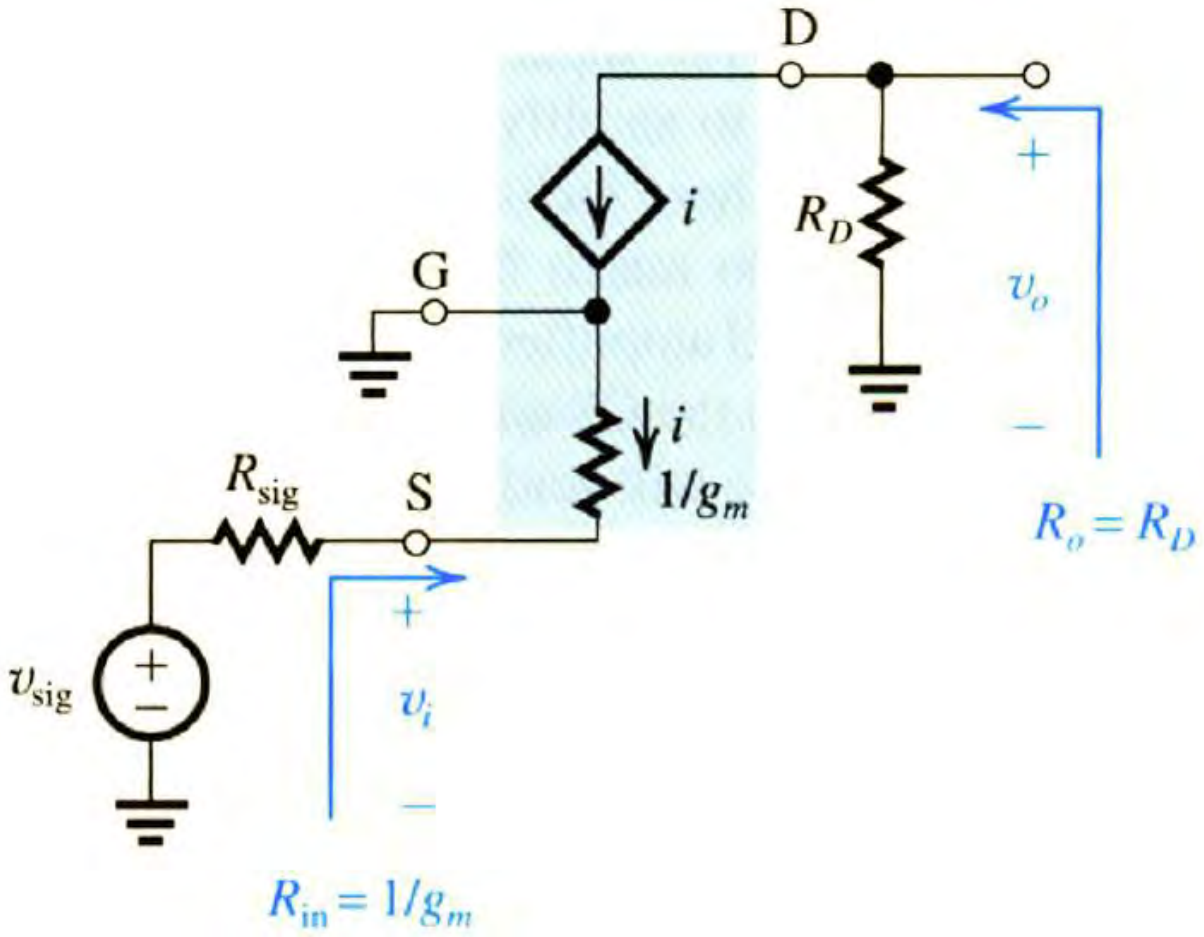


سورس مشترک با سیگنال کوچک مدل T

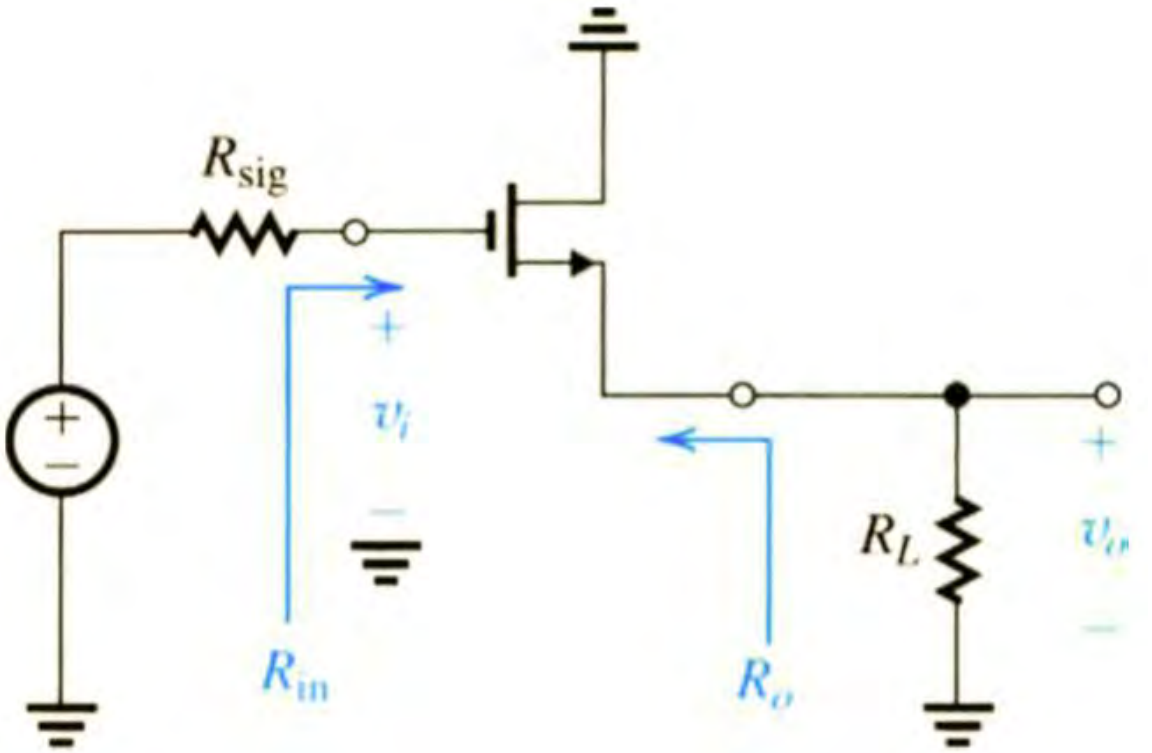


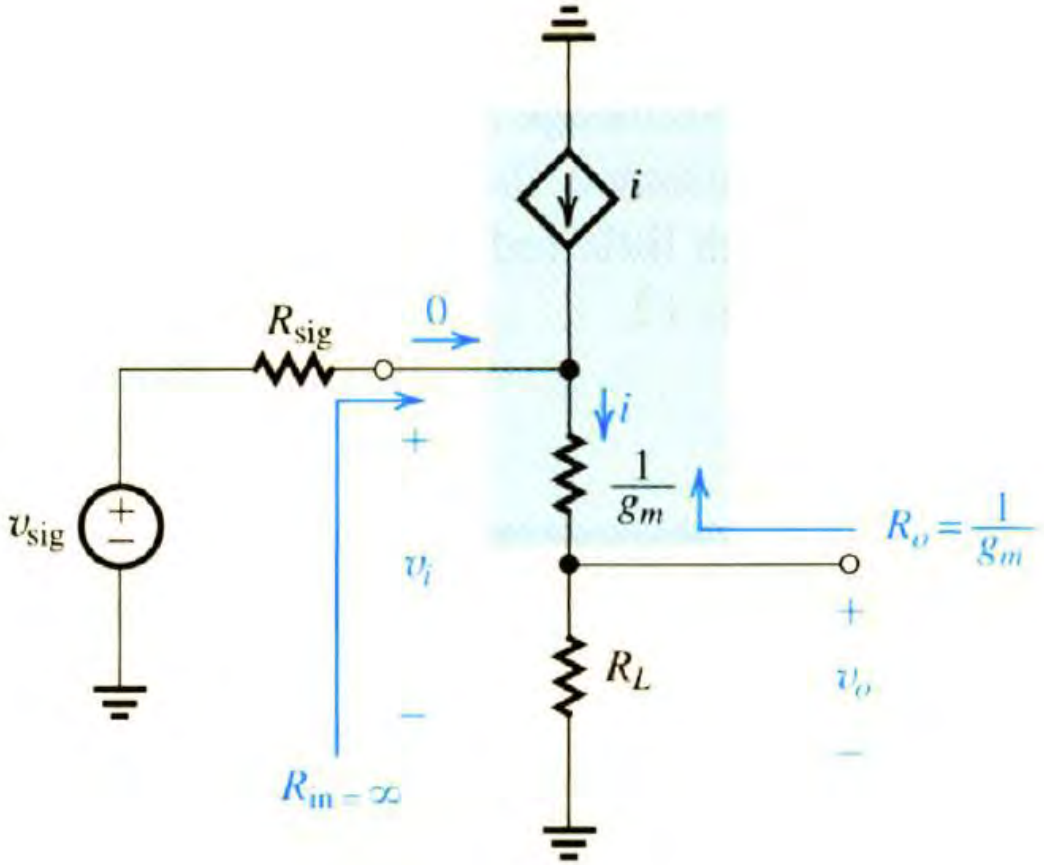



R_{sig}
R_D
v_o
v_{sig}
v_i
R_o
R_{in}


D
i
R_D
G
v_o
i
$1/g_m$
R_{sig}
S
$R_o = R_D$
v_{sig}
v_i
$R_{in} = 1/g_m$

درین مشترک با مدل سیگنال کوچک T





منابع:

۱- جزوه استاد شیری

پایان جلسه پانزدهم

روزگار خوشی را برای شما آرزومندم.

محمد اعرابیان

محمد اعرابیان

جزوه درس الکترونیک کاربردی

جلسه شانزدهم

برای جزئیات بیشتر **اسکن کنید**

نسخه ۱.۱ | تهیه شده در بهمن ۱۴۰۰

تمامی حقوق این جزوه برای **محمد اعرابیان** محفوظ است.

فیدبک:

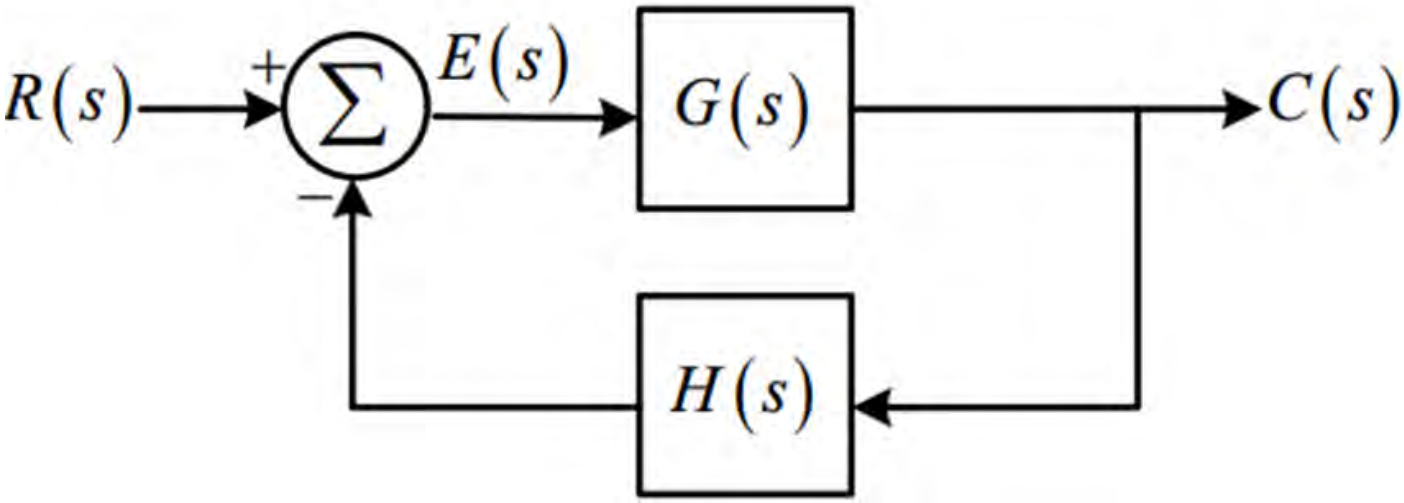
تقویت کننده های با فیدبک منفی

از آنجا که در اثر کاربردها به یک بهره ثابت نیاز میباشد، با استفاده از فیدبک منفی عالوه بر تثبیت بهره مدار میتوان میزان اغتشاش و اعوجاج تقویتکننده را کاهش داده و همچنین امپدانسهای ورودی و خروجی را تنظیم نمود. البته باید توجه داشت که به کار بردن فیدبک منفی باعث کاهش بهره تقویتکننده خواهد شد.

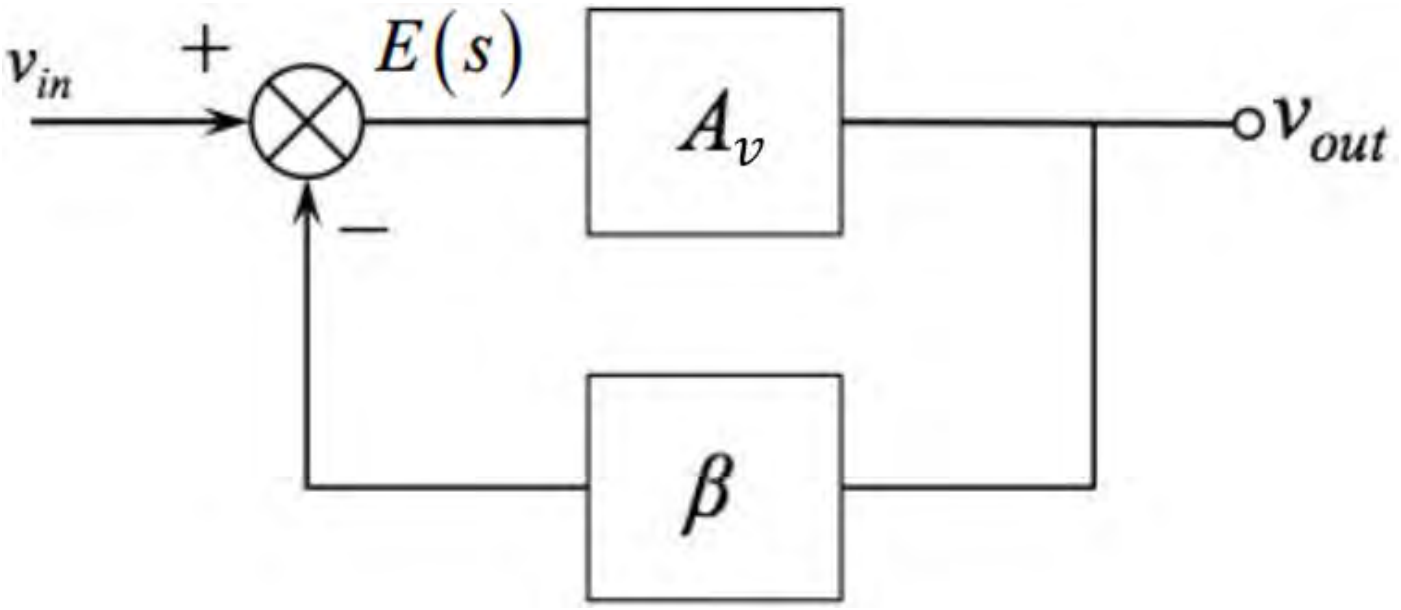
منظور از فیدبک، گرفتن درصدی از سیگنال خروجی و جمع کردن با سیگنال تقویتکننده میباشد، چنانچه نمونه گرفته شده از سیگنال خروجی با فاز مخالف با سیگنال ورودی جمع گردد، فیدبک منفی است، و اگر نمونه گرفته شده از سیگنال خروجی به صورت همفاز با سیگنال ورودی تقویت کننده جمع گردد، فیدبک مثبت خواهد بود، در اینجا فیدبک منفی موردنظر است.

ساختار کلی تقویت کننده های با فیدبک منفی

شکل زیر به صورتی که در درس کنترل خطی نمایش می‌دهیم می‌باشد.



در درس الکترونیک کاربردی برای بهتر درک کردن این موضوع از ساختار زیر استفاده می‌کنیم.



$$A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}}$$

$$v_{out} = E(s)A_v$$

$$E(s) = v_{in} - (v_{out}\beta)$$

$$v_{out} = \left(v_{in} - (v_{out}\beta)\right) A_v$$

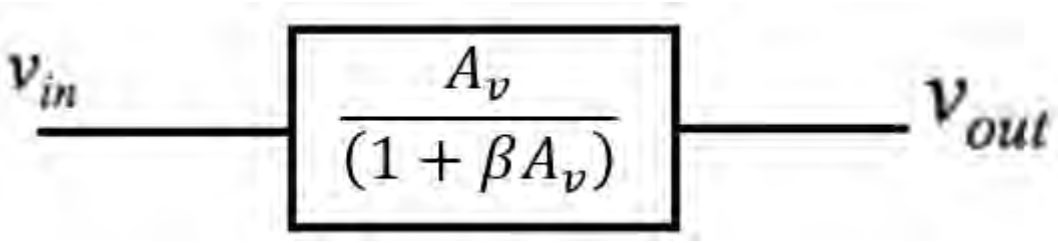
$$v_{out} = v_{in}A_v - v_{out}\beta A_v$$

$$v_{out} + v_{out}\beta A_v = v_{in}A_v$$

$$v_{out}(1 + \beta A_v) = v_{in}A_v$$

$$A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{A_v}{(1 + \beta A_v)}$$

شرط منفی بودن فیدبک این است که حاصل ضرب βA_v مثبت باشد. باتوجه به اینکه برای فیدبک منفی $\beta A_v > 0$ است، بهره تقویت کننده با فیدبک همواره از بهره تقویت کننده اصلی کمتر خواهد بود، به عبارت دیگر به کار بردن فیدبک منفی باعث کاهش بهره تقویت کننده می‌گردد، چنانچه $\beta A_v \gg 1$ باشد $A_v = \frac{1}{\beta}$ حساسیت بهره فقط به β است.



مقدار A_v بهره حلقه باز تقویت کننده (بدون فیدبک)، $(1+\beta A_v)$ یا ضریب حساسیت گویند. A_v برای درک بهتره شما استفاده شده، زیرا ما برای مدارت الکترونیکی چهار نود فیدبک به صورت زیر تعریف می‌کنیم:

۱ -فیدبک ولتاژ - سری: برای تقویت کننده‌های ولتاژی $A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{A_v}{1+\beta A_v}$

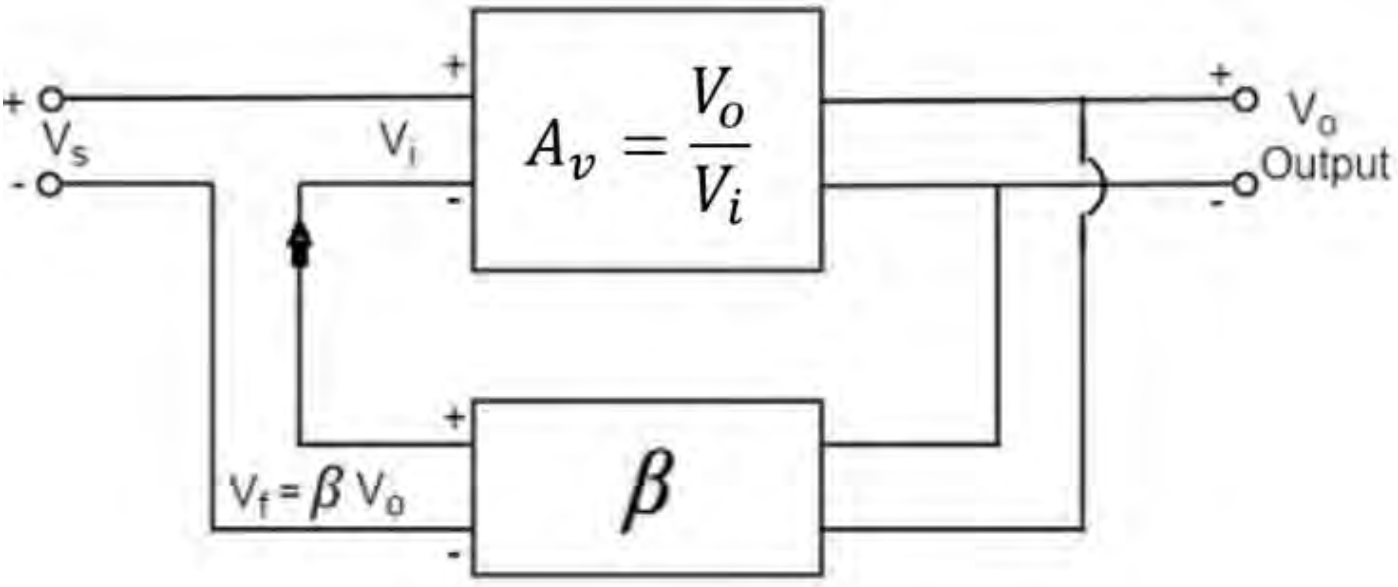
۲ -فیدبک جریان - موازی: برای تقویت کننده‌های جریان $A_i = \frac{I_o}{I_i} = \frac{A_i}{1+\beta A_i}$

۳ -فیدبک ولتاژ - موازی: برای تقویت کننده‌های مقاومت انتقالی $R_{in} = \frac{V_o}{i_{in}} = \frac{R_{in}}{1+\beta R_{in}}$

۴ -فیدبک جریان - سری: برای تقویت کننده‌های هدایت انتقالی $g_m = \frac{i_o}{V_{in}} = \frac{g_m}{1+\beta g_m}$

فیدبک ولتاژ - سری: برای تقویت کننده‌های ولتاژی A_v

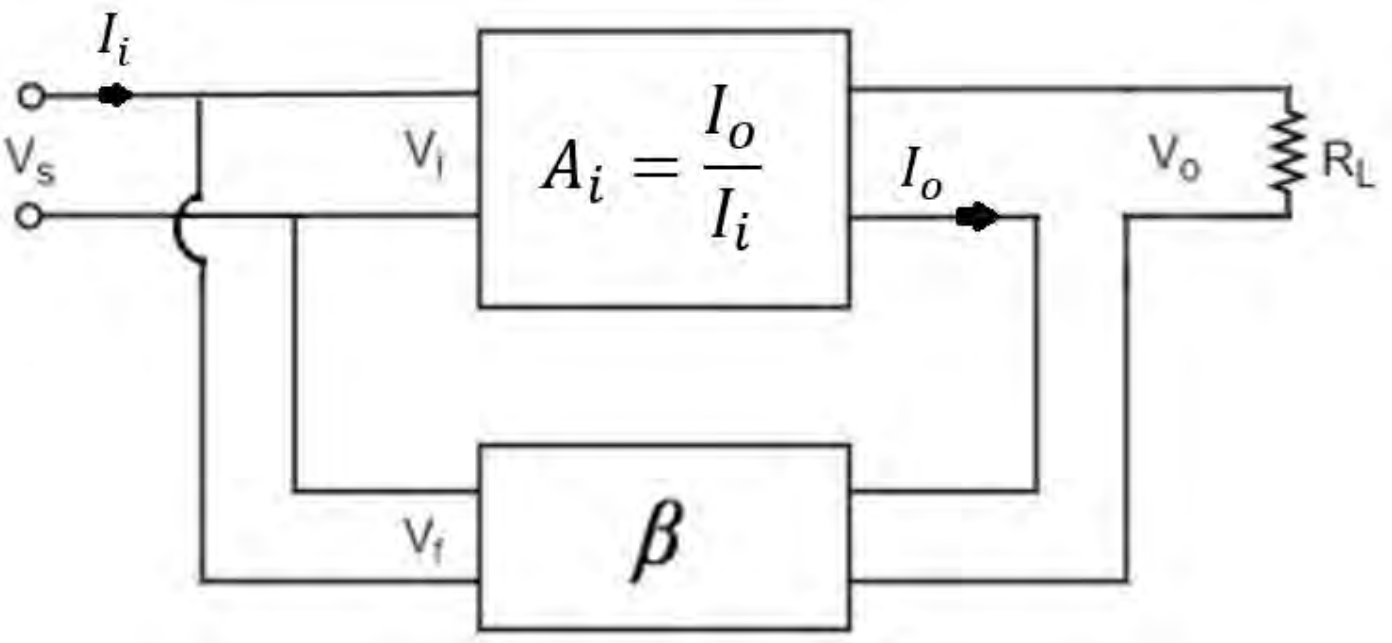
برای داشتن فیدبک از ورودی به خروجی باید از ولتاژ خروجی نمونه برداری شده و سیگنال حاصل با فاز مخالف با ولتاژ ورودی جمع گردد. که در آن فیدبک به صورت موازی با مدار خروجی و به صورت سری با مدار و ورودی قرار گرفته است. از آنجا که مدار فیدبک با خروجی موازی شده، مقاومت خروجی تقویت کننده را کاهش می‌دهد و چون با مدار ورودی سری شده است، مقاومت ورودی را افزایش می‌دهد.



یادآوری می‌گردد که در فیدبک منفی، فرض بر این است که تنها مسیر مستقیم از ورودی به خروجی فقط از طریق تقویت کننده اصلی است. و همچنین تنها مسیر مستقیم از خروجی به ورودی فقط از طریق شبکه فیدبک می‌باشد، از طرفی شبکه فیدبک معمولا از عناصر غیرفعال تشکیل می‌گردد.

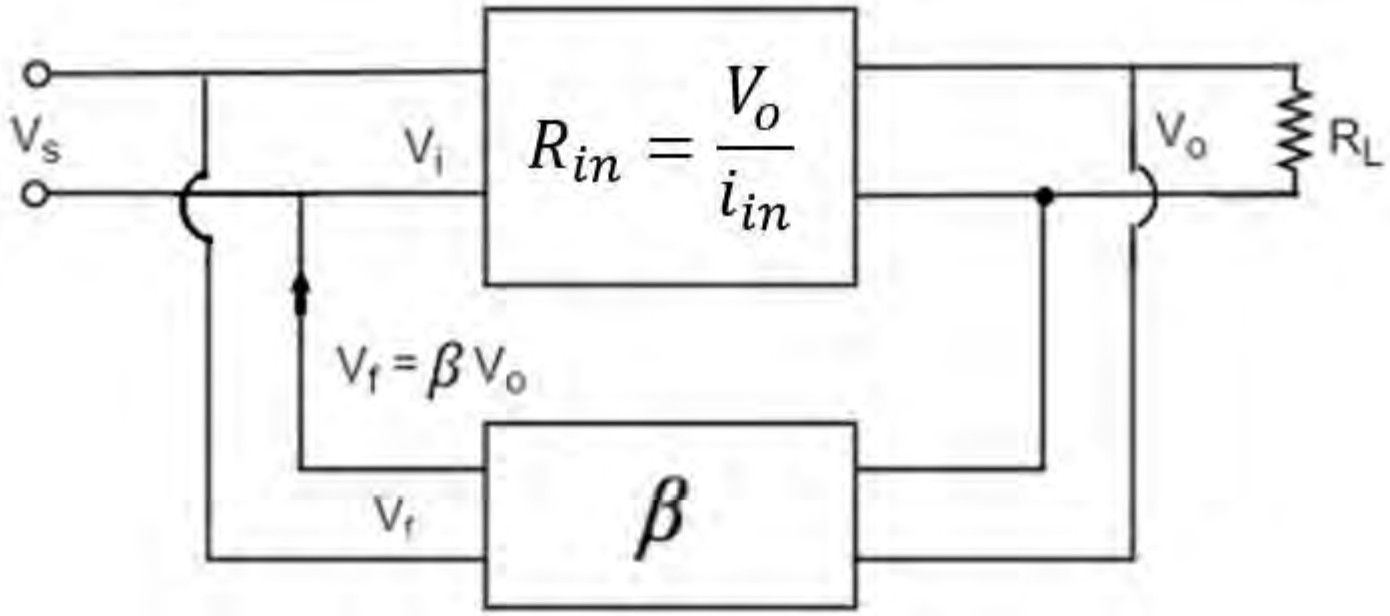
فیدبک جریان موازی: برای تقویت کننده‌های جریان A_I

مدار شکل زیر ساختار فیدبک جریان موازی برای تقویت کننده جریان را نشان می‌دهد که در آن شبکه فیدبک به صورت سری با مدار خروجی و به صورت موازی با مدار ورودی قرار گرفته است. به این ترتیب سیگنال فیدبک یعنی جریان متناسب با سیگنال خروجی ایجاد و از سیگنال جریان ورودی کاسته می‌شود، چون شبکه فیدبک با مدار خروجی تقویت کننده سری و با مدار ورودی آن موازی است، بنابراین موجب افزایش مقاومت خروجی و کاهش مقاومت ورودی تقویت کننده می‌شود.



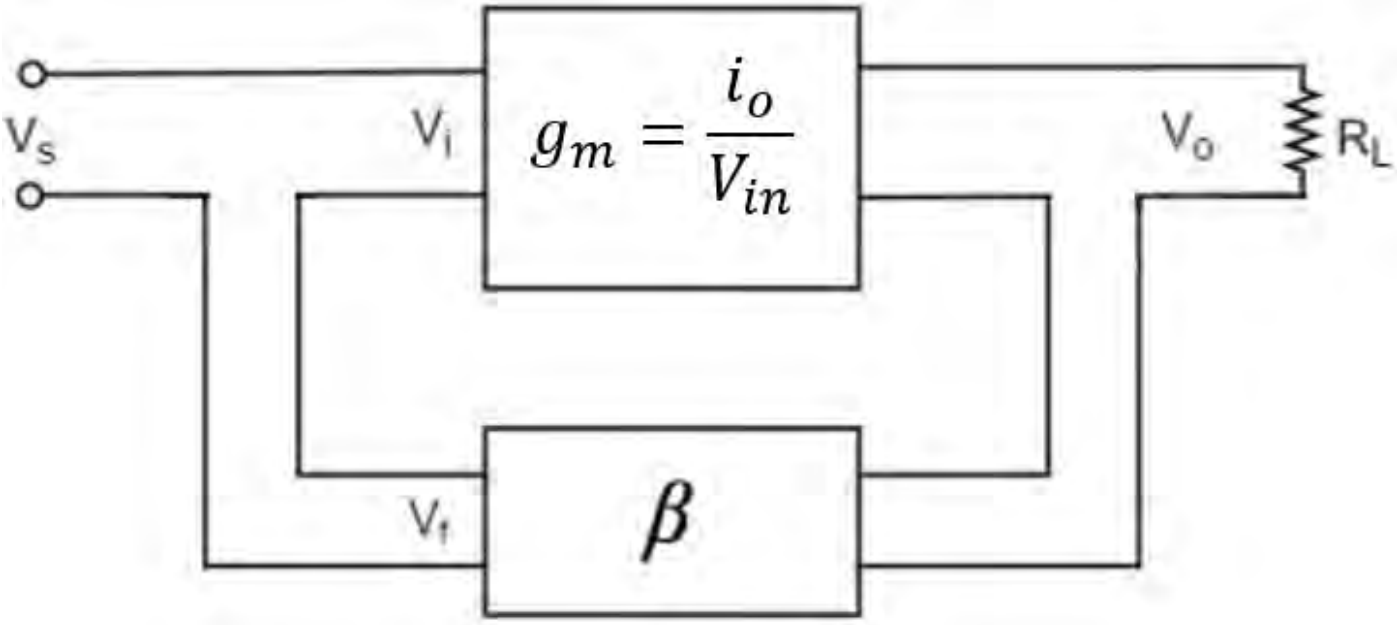
فیدبک ولتاژ – موازی: برای تقویت کننده‌های مقاومت انتقالی

در شکل زیر ساختار فیدبک ولتاژ – موازی مداری تقویت کننده مقاومت انتقالی نشان داده شده است. شبکه فیدبک با مدار های ورودی و خروجی تقویت کننده اصلی موازی شده و به این ترتیب جریان فیدبک متناسب با ولتاژ خروجی (ولتاژ خروجی را به جریان تبدیل کرد) از جریان ورودی کاسته می‌شود و همین موجب کاهش مقاومت های ورودی و خروجی می گردد.



فیدبک جریان – سری: برای تقویت کننده‌های هدایت انتقالی

در این حالت جریان خروجی به ولتاژ تبدیل می‌شود و این ولتاژ از ولتاژ ورودی کم می‌شود.



تقویت کننده های قدرت

همه تقویت‌کننده‌هایی را که تاکنون بررسی کرده‌ایم.در اصل تقویت کننده توان هستند. زیرا آنها، ولتاژ، جریان یا هر دو را تقویت می‌کنند. در واقع تقویت ولتاژ یا جریان همان تقویت توان است. ولی منظور ما از تقویت کننده توان یا تقویت کننده تقویت کننده‌ای است که بتواند توان قابل ملاحظه‌ای را ه بار منتقل کند. چنانچه قدرت خروجی تقویت کننده‌ای بیشتر از چند ده میلی وات باشد، آن را تقویت کننده توان می‌نامند. قویت کننده‌های قدرت برای انتقال حداکثر توان باید دارای ولتاژ و جریان خروجی با دامنه زیاد باشند. لذا تقویت کننده‌های قدرت در رده قویت کننده های سیگنال بزرگ Large Signal به شمار می‌آیند. از آنجا که در این حالت تغییرات جریان کلکتور در مقایسه با جریان نقطه کار نسبتا زیاد است، مشخصات ترانزیستور تقویت کننده قدرت، مانند β و gm با جریان خروجی تغییر می‌کنند.

معمولا در طبقات قدرت تغییر شکل (اعوجاج) در شکل موج زیاد و قابل ملاحظه است، لذا بایدبا به کارگیری روش‌های مختلف این تغییر شکل موج را به حداقل کاهش داد. تقویت کننده‌های قدرت معمول در طبقه انتهایی یک دستگاه تقویت کننده‌ی صوتی قرار می‌گیرد، بهره تقویت ولتاژ این تقویت کننده‌ها در حدود واحد (یک) و بهره جریان آن‌ها زیاد است.

مشخصات عمومی تقویت کننده‌های قدرت:

به طورخلاصه تقویت کننده‌های قدرت بایددارای مشخصات عمومی به شرح زیر باشند:

الف) تغییر شکل موج یا اعوجاج کم

ب) امپدانس خروجی کم

پ) بهره جریان زیاد

ت) راندمان بالا

ث) مشخصه فرکانسی خوب

بازده تقویت کننده Efficiency

تقویت کننده از نسبت توان AC منتقل شده به بار به کل توان DC گرفته شده از منبع تغذیه بهدست میآید. معمولا بازده را برحسب درصدبیان میکنند و آن را با η نشان میدهند.

پخش گرمای ایجادشده در تقویت کننده

چون حرارت ایجاد شده در پیوند ترانزیستورهای قدرت زیاد است، باید با نصب آنها روی صفحات فلزی گرماگیر heat sink که ساختمانی رادیاتور مانند دارند، گرمای ایجاد شده را به خارج منتقل کنند. در تقویت کنندههای پرقدرت اگر از گرماگیر مناسب استفاده نشود، ترانزیستورها به سرعت صدمه میبینند و می سوزند. حرارت ایجاد شده درپیوند، متناسب با توان تلف شده در ترانزیستور است. توان تقریبی تلف شده در یک ترانزیستور امیتر مشترک از رابطه زیر به دست میآید.

$$P_C = V_{CE} \cdot I_C$$

در هیچ شرایطی نباید مقدار P_C از حداکثر توان مجاز ترانزیستور تجاوز کند. حداکثر توان مجاز که توسط کارخانه سازنده ترانزیستور تعیین میشود را با نماد $P_{C_{max}}$ نشان میدهند. میتوانیم معادله P_C را در تلفات ماکزیمم به صورت زیر بنویسیم

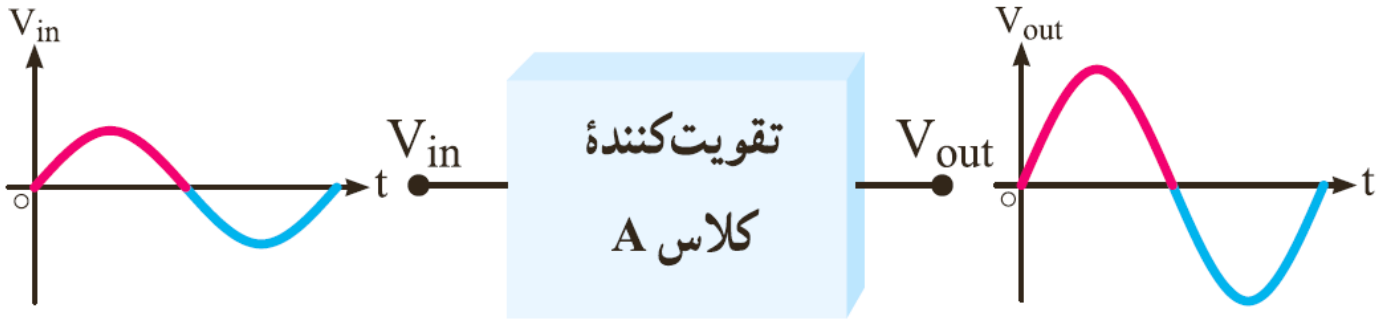
$$P_{C_{max}} = V_{CE} \cdot I_C \quad \text{یک مقدار ثابت}$$

با توجه به معادله فوق چون $P_{C_{max}}$ ثابت است باید به این مسئله توجه کرد که اگر V_{CE} افزایش یابد، حداکثر مقدار I_C کاهش مییابد و برعکس، با افزایش I_C از حداکثر مقدار مجاز V_{CE} کاسته میشود. هرقدر از تلفات ترانزیستور کاسته شود، بازده آن افزایش مییابد. برای کاهش تلفات ترانزیستور، باید جریان حالت سکون ن، یعنی جریانی که در غیاب سیگنال ورودی از آن میگذرد را کم کنیم. باکاهش زمان روشن بودن ترانزیستور نیز تلفات آن کاهش مییابد.

تقویت کننده کلاس A:

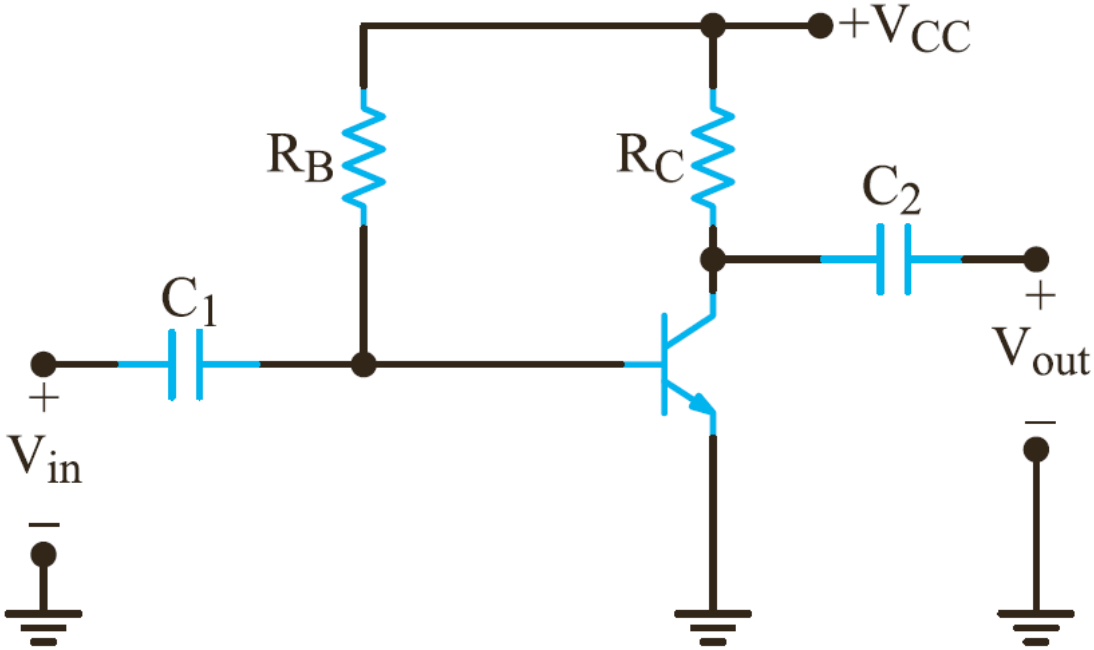
برحسب این که یک تقویت کننده در چه کسری از یک پریود کامل (T) سیگنال AC ورودی فعال باشد، آن را در یکی از رده‌های (کلاس‌های) A، AB، B یا C جای می‌دهند.

به تقویت کننده‌هایی که تمام موج ورودی را به طور کامل عبور می‌دهند تقویت کننده‌های کلاس A می‌گویند. یک تقویت کننده‌ی کلاس A همواره در ناحیه فعال کار می‌کند. معمولا همه تقویت کننده‌های صوتی در کلاسA کار می‌کنند. مگر در مواردی خاص که از این تقویت کننده استفاده نمی‌شود.در بلوک دیاگرام یک تقویت کننده‌ی کلاس A و شکل موج ورودی و خروجی نشان داده شده است.



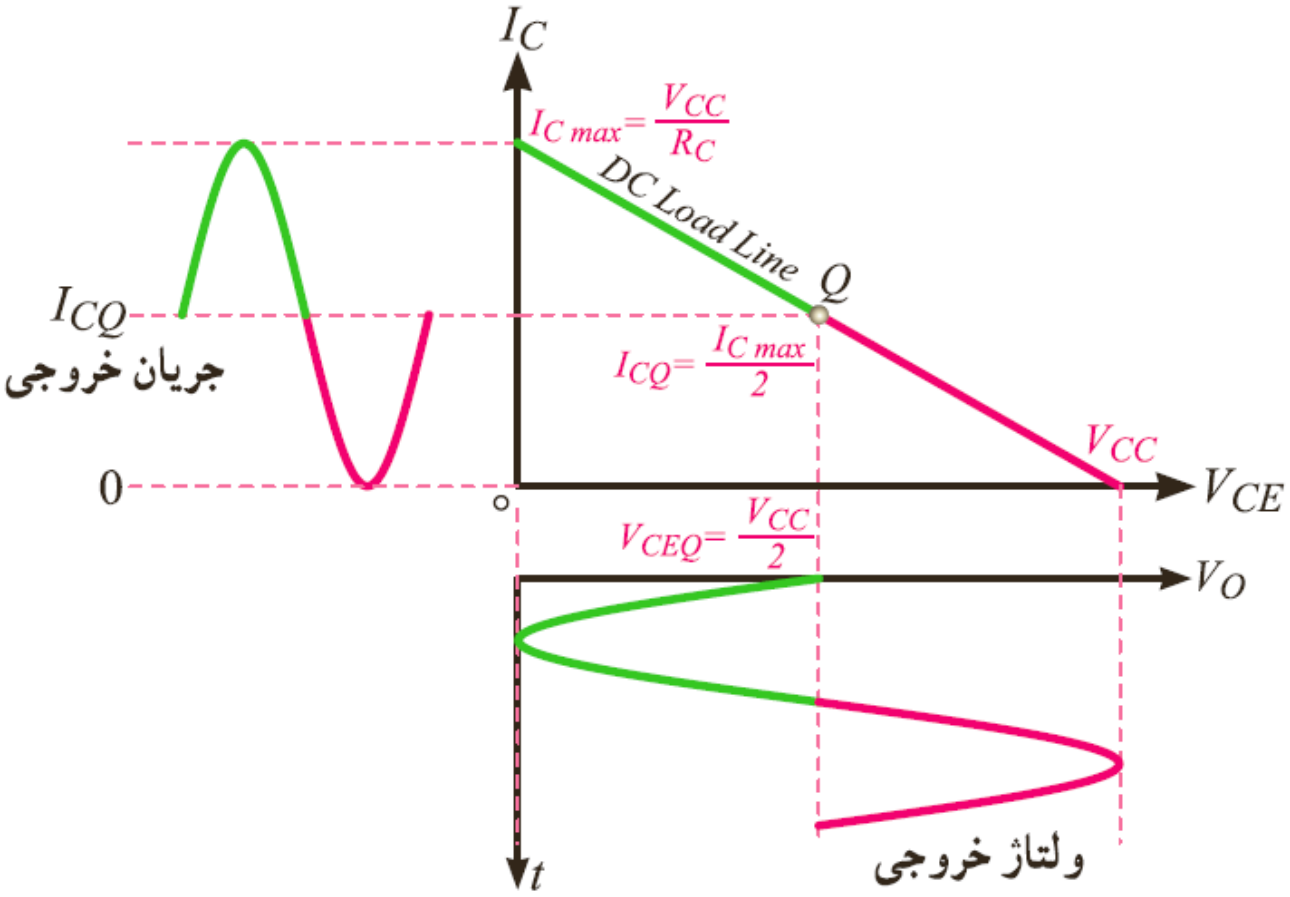
موج ورودی و خروجی تقویت‌کنندهٔ کلاس A

و در شکل زیر یک تقویت کننده کلاس A نشان داده شده است.



مدار تقویت‌کنندهٔ کلاس A

برای آنکه در خروجی حداکثر دامنه‌ی ولتاژ و حداکثر دامنه‌ی جریان را داشته باشیم، باید ترانزیستور را طوری بایاس کنیم که جریان حالت سکون آن برابر با نصف مقدار ماکزیمم $I_{C_Q} = \frac{1}{2} I_{C_{max}}$ و ولتاژ حالت سکون آن نیز نصف مقدار ماکزیمم $V_{CE_Q} = \frac{1}{2} V_{CC}$ شود. با توجه به شرایط بیان شده، در صورت اعمال سیگنال متناوب به تقویت کننده‌ی کلاس A، اگر از $V_{CE(sat)}$ صرف نظر کنیم، حداکثر تغییرات جریان کلکتور و حداکثر تغییرات ولتاژ کلکتور امیتر به صورت زیر در می‌آیند. (در بخش تقویت کننده های امیتر مشترک گفته شده بود)



محاسبه راندمان تقویت کننده‌ی کلاس A

برای محاسبه راندمان، باید توان DC گرفته شده از منبع تغذیه و توان AC منتقل شده به بار را محاسبه کنیم. مقدار متوسط توانی که تقویت کننده از منبع تغذیه می‌گیرد برابر است با : $P_{DC} = V_{CC} I_S$ که $I_S = I_{B_Q} + I_{C_Q}$ است. بجای I_S مساوی آن را در رابطه قرار می‌دهیم.

$$P_{DC} = V_{CC}\left(I_{B_Q} + I_{C_Q}\right) \Longrightarrow P_{DC} = V_{CC} I_{B_Q} + V_{CC} I_{C_Q}$$

چون I_{B_Q} خیلی کوچکتر از I_{C_Q} است لذا می‌توانیم از توان تلف شده $V_{CC}I_{B_Q}$ صرف نظر کنیم بنابراین رابطه به صورت زیر در می‌آید.

$$\Longrightarrow P_{DC} = V_{CC} \cdot I_{C_Q}$$

مقدار I_{C_Q}، میانگین تغییرات جریان کلکتور و برابر با $\frac{I_{C_{max}}}{2}$ است. با توجه به خط بار، به جای $I_{C_{max}}$ مقدار $\frac{V_{CC}}{R_C}$ را قرار می‌دهیم و I_{C_Q} را بدست می‌آوریم.

$$I_{C_Q} = \frac{I_{C_{max}}}{2} = \frac{\frac{V_{CC}}{R_C}}{2} = \frac{V_{CC}}{2R_C}$$

در رابطه توان P_{DC} مقدار I_{C_Q} را جایگزین می‌کنیم (دیگر نیاز به محاسبه نقطه کار نیست)

$$P_{DC} = V_{CC} \times \frac{V_{CC}}{2R_C} = \frac{{V_{CC}}^2}{2R_C}$$

که مقدار توان DC در یافتی از منبع می‌باشد.

توان AC منتقل شده به بار از حاصل ضرب جریان موثر خروجی در ولتاژ موثر خروجی به دست می‌آید.

$$P_L = (I_{L_{rms}})(V_{L_{rms}})$$

نقطه کار ترانزیستور درست در وسط بار DC تنظیم شده است. مقدار پیک تاپیک ولتاژ AC برابر با V_{CC} و دامنه پیک برابر با $V_m = \frac{V_{CC}}{2}$ می‌شودو همچنین حداکثر دامنه AC برابر با $\frac{I_{C_{max}}}{2}$ است. به جای $I_{C_{max}}$ مقدار معادل آن یعنی $\frac{V_{CC}}{R_C}$ را قرار می‌دهیم و I_m را بدست می‌آوریم.

$$I_m = \frac{I_{C_{max}}}{2} = \frac{\frac{V_{CC}}{R_C}}{2} = \frac{V_{CC}}{2R_C}$$

می‌دانیم $V_{rms} = \frac{V_m}{\sqrt{2}}$ است پس می‌توانیم بنویسیم:

$$V_{rms} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{2}}\left(\frac{V_{CC}}{2}\right) = \frac{V_{CC}}{2\sqrt{2}}$$

برای محاسبه I_{rms} نیز به همین ترتیب عمل می‌کنیم.

$$I_{rms} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{2}}\left(\frac{V_{CC}}{2R_C}\right) = \frac{V_{CC}}{2\sqrt{2}R_C}$$

مقادیر V_{rms} و I_{rms} را در رابطه توان می‌گذاریم و P_L را محاسبه می کنیم.

$$P_L = I_{rms}V_{rms} = \frac{V_{CC}}{2\sqrt{2}R_C} \times \frac{V_{CC}}{2\sqrt{2}} \Longrightarrow P_L = \frac{V_{CC}^2}{8R_C}$$

با جایگزینی مقادیر P_L و P_{DC} در رابطه بازده مقدار η را محاسبه می‌کنیم.

$$\eta = \frac{P_L}{P_{DC}} \times 100 \Longrightarrow \eta = \frac{\frac{V_{CC}^2}{8R_C}}{\frac{V_{CC}{}^2}{2R_C}} \times 100 = 25\%$$

ضریب شایستگی:

برای تقویت کننده‌های قدرت، ضریب شایستگی به صورت نسبت حداکثر توان تلف شده در ترانزیستور به حداکثر توان AC انتقالی به بار تعریف می‌شود. برای تقویت کننده امیتر مشترک حداکثر توان تلف شده که در ترانزیستور به صورت گرما تلف می‌شود برابر است با :

$$P_C = V_{CE} \cdot I_{C_Q} \Longrightarrow P_{C_{max}} = \frac{V_{CC}}{2} \times \frac{V_{CC}}{2R_C} = \frac{V_{CC}^2}{4R_C}$$

با توجه به اینکه توان ماکزیمم AC انتقالی به بار برابر است با:

$$P_{L(AC)max} = \frac{V_{CC}^2}{8R_C}$$

ضریب شایستگی را براساس مقادیر بالا محاسبه می‌کنیم.

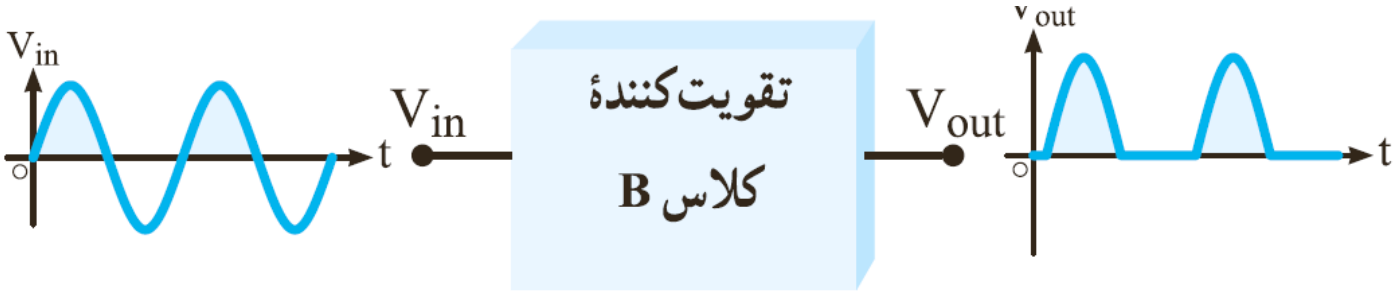
$$\frac{P_{C_{max}}}{P_{L(AC)max}} = \frac{\frac{V_{CC}^2}{4R_C}}{\frac{V_{CC}^2}{8R_C}} = 2$$

عدد شایستگی نشان می‌دهد که تلفات حرارتی ترانزیستور دو برابر توان منتقل شده به بار است، مثلا به ازای یک وات توان منتقل شده به بار، دو وات قدرت در ترانزیستور تلف می‌شود.

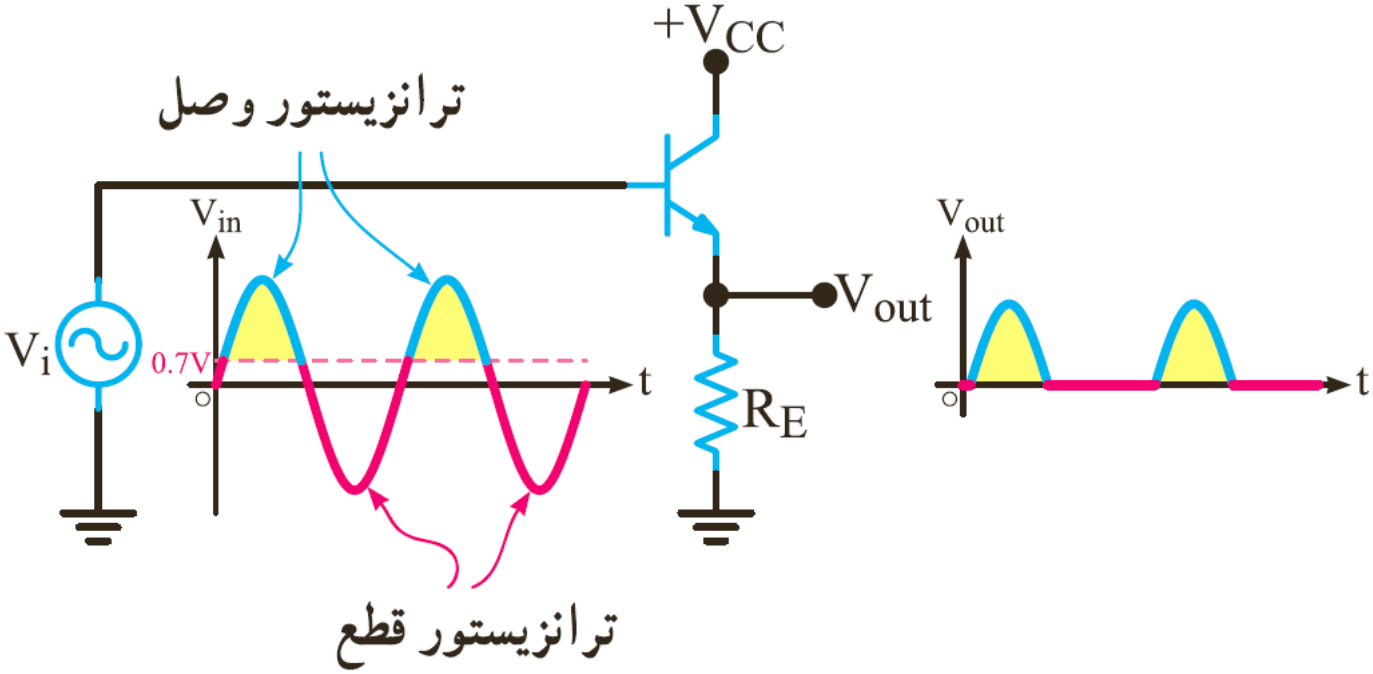
توجه داشته باشید که ترانزیستور نباید وارد منطقه اشباع یا قطع شود. به همین دلیل، باید دامنه ولتاژ کمی کمتر از $\frac{V_{CC}}{2}$ و دامنه نوسانات جریان نیز $\frac{I_{C_{max}}}{2}$ باشد. در صورتی که محاسبات بالا را برای تقویت کننده های بیس مشترک و کلکتور مشترک در کلاس A تکرار کنیم، به نتایج بدست آمده برای حالت امیتر مشترک می‌رسیم . همچنین می‌توان نشان داد که اگر تقویت کننده در کلاس A در حالت کلکتور مشترک به کار رود، نسبت به دو حالت دیگر، دارای اعوجاج بسیار کم‌تر در خروجی خواهد بود.

تقویت کننده کلاس B

بازده تقویت کننده کلاس B، ۷۸/۵ درصد است. ترانزیستور فقط برای نیمی از یک سیگنال ورودی هدایت می‌کند و پایه بیس هم بایاس نمی‌شود.



بلوک دیاگرام تقویت‌کنندهٔ کلاس B و شکل موج ورودی و خروجی

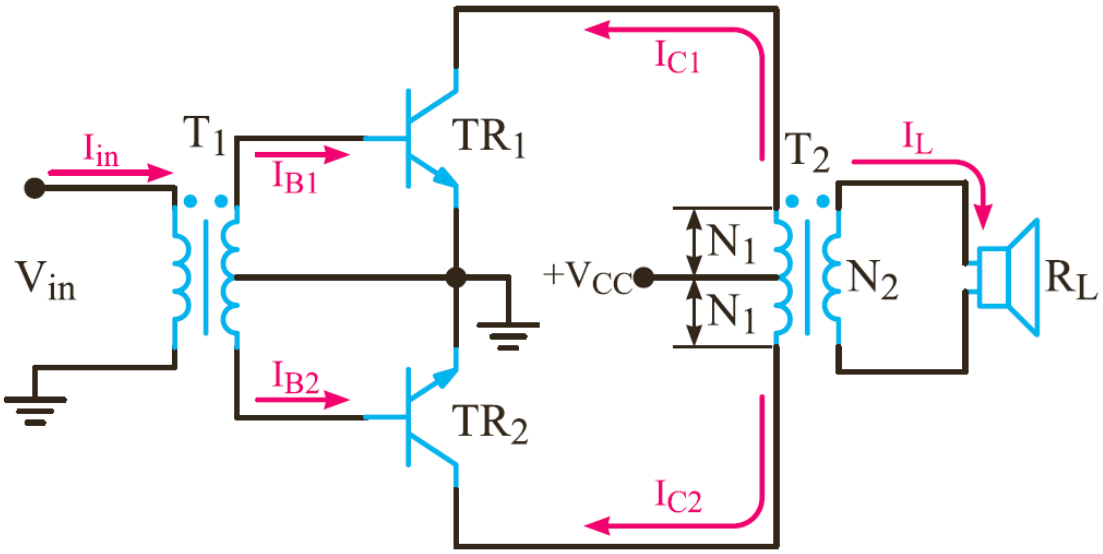


با اعمال سیگنال متناوب به ورودی تقویت کننده، ترانزیستور از ناحیه قطع خارج می‌شود و در ناحیه خطی (فعال) کار می‌کند.

برای داشتن یک شکل موج کامل در خروجی تقویت کننده کلاس B باید از دو ترانزیستور استفاده کنیم. به چنین مداری (پوش پول) Push Pull می‌گویند.

تقویت کننده پوش پول ترانسفورماتوری

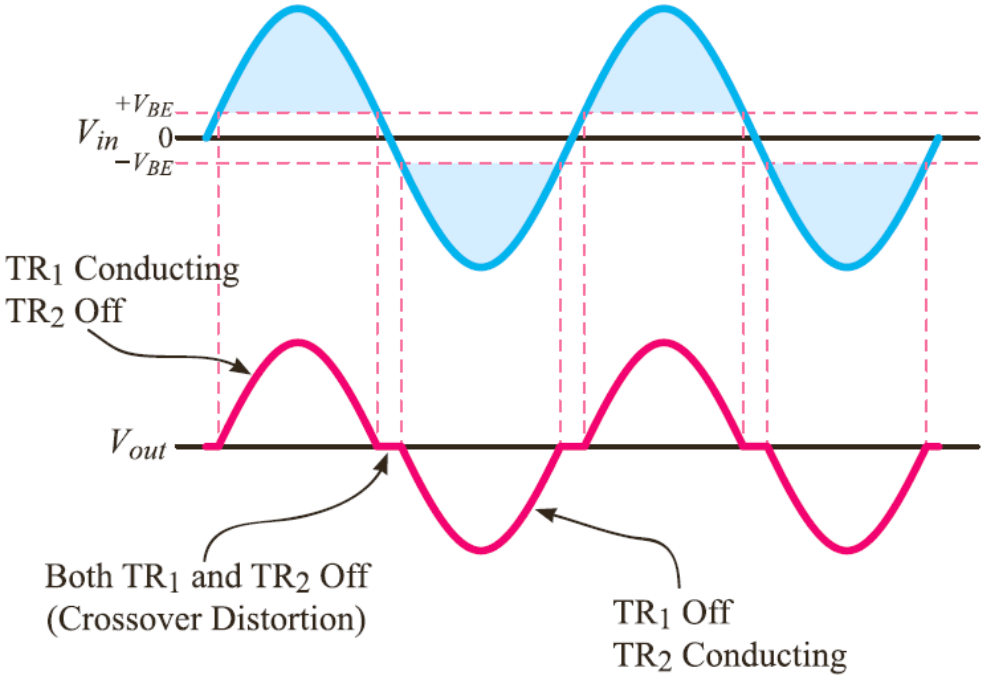
در نیم سیکل مثبت ترانزیستور NPN در ناحیه فعال قرار می‌گیرد و در نیم سیکل منفی ترانزیستور PNP در ناحیه فعال قرار خواهد گرفت.

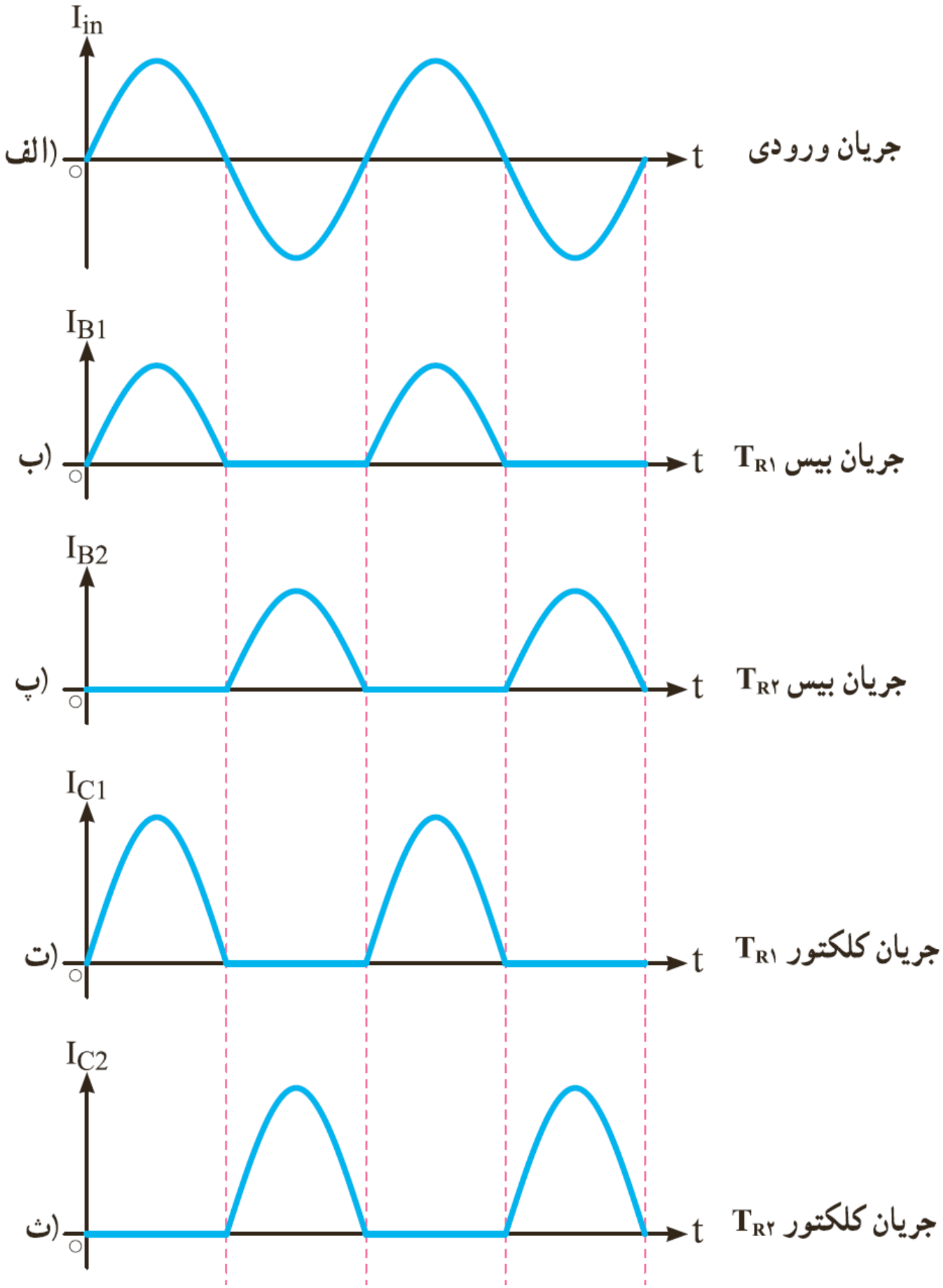


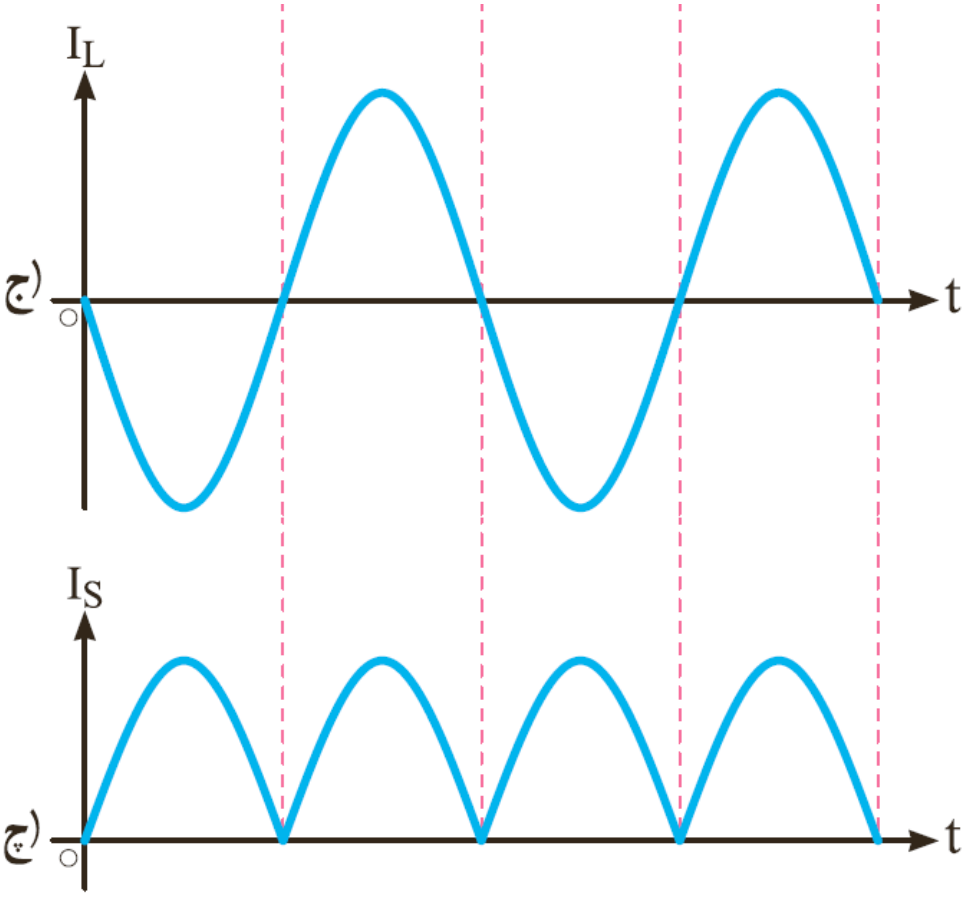
مدار تقویت‌کنندهٔ پوش پول کلاس B با کوپلاژ ترانسفورماتوری

ترانسفورماتور T_1 با ایجاد دوسیگنال هم دامنه و با اختلاف فاز ۱۸۰ درجه سیگنال را برای بیس ترانزیستور های Q_1 و Q_2 ارسال می‌کند.

اشکالات مدار داشتن اعوجاج تقاطعی و به نوسان افتادن مدار می‌باشد.




I_{in}
الف)
t
جریان ورودی
I_{B1}
ب)
t
جریان بیس T_{R1}
I_{B2}
پ)
t
جریان بیس T_{R2}
I_{C1}
ت)
t
جریان کلکتور T_{R1}
I_{C2}
ث)
t
جریان کلکتور T_{R2}



توان گرفته شده از منبع

$$P_{DC} = V_m \times \frac{2I_m}{\pi}$$

توان منتقل شده به بار:

$$P_L = \frac{1}{2} V_m \times I_m$$

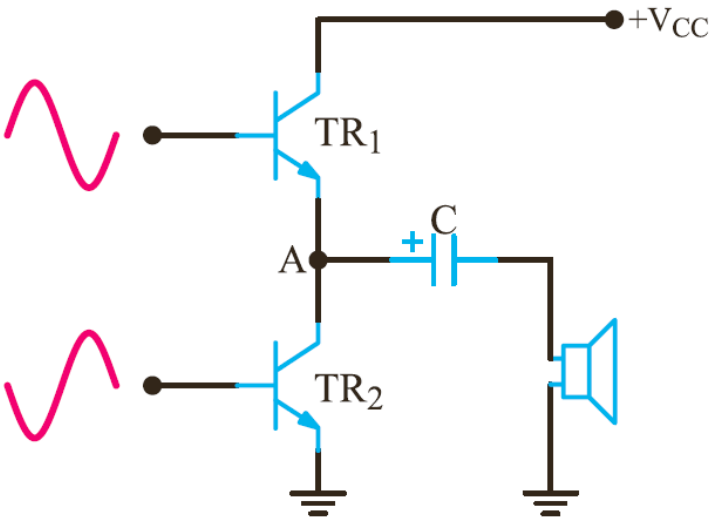
حداکثر راندمان در شرایطی بدست می‌آید که $V_m = V_{CC}$ شود

$$\eta = \frac{P_L}{P_{DC}} \times 100 \Longrightarrow \eta = \frac{V_{CC} \times \frac{2I_m}{\pi}}{\frac{1}{2} V_{CC} \times I_m} \times 100 = \frac{\pi}{4} \times 100 = 78.5\%$$

در تقویت کننده پوش پول حداکثر توان تلف شده در هر ترانزیستور $P_{C_{max}} = 0.2P_L$ بدست می‌آید.

تقویت کننده پوش پول بدون ترانسفورماتور:

خازن C توسط ترانزیستور Q_1 به اندازه $\frac{V_{CC}}{2}$ شارژ می‌شود.یعنی $A_v = \frac{V_{CC}}{2}$

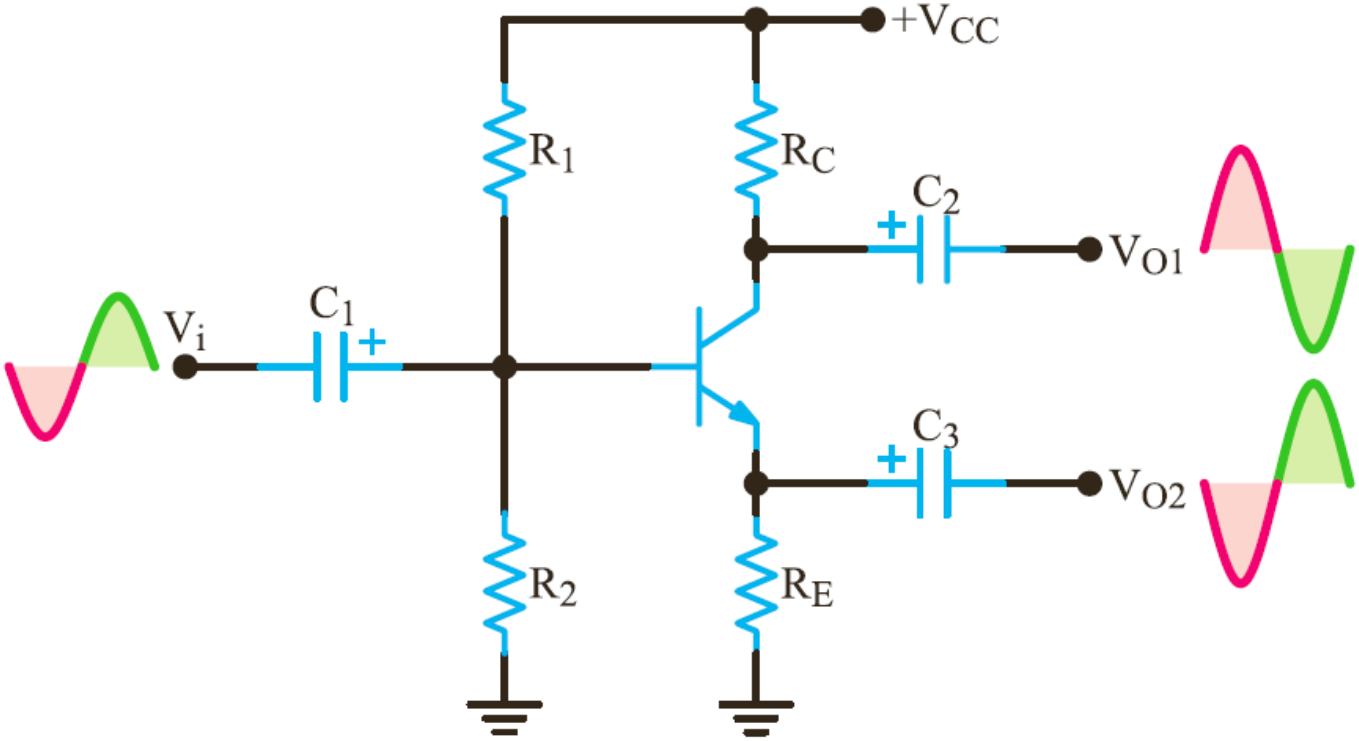


اشکالات مدار:

داشتن اعوجاج تقاطعی

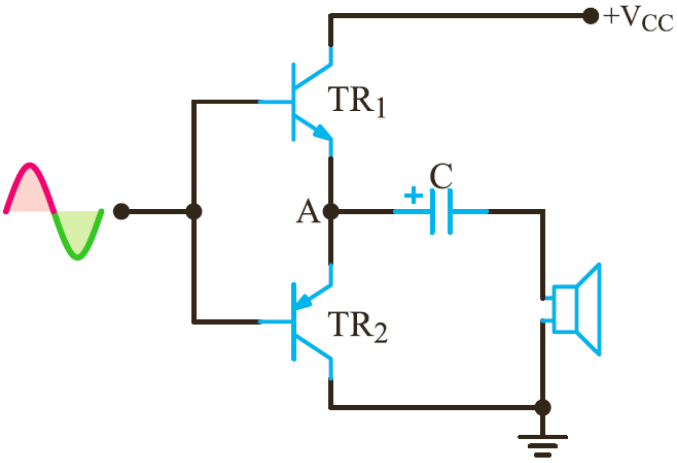
عدم تقارن دو نیم سیکل خروجی

مدار جداکننده فاز:

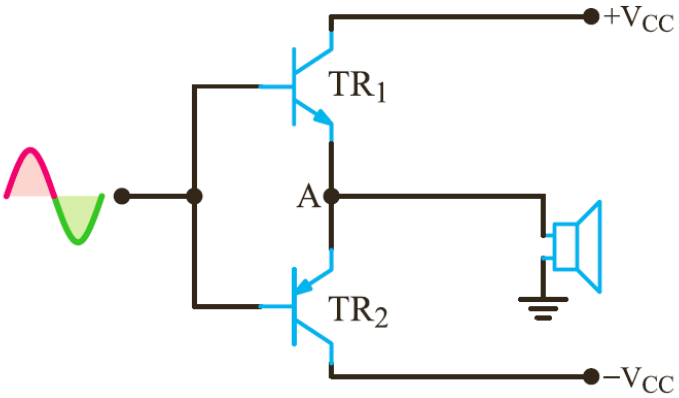


در این مدار R_E با R_C برابر است و $A_v = 1$ می‌باشد.

تقویت کننده پوش پول با ترانزیستورهای مکمل (کامپلی منتاری)



تقویت‌کننده با منبع تغذیهٔ ساده



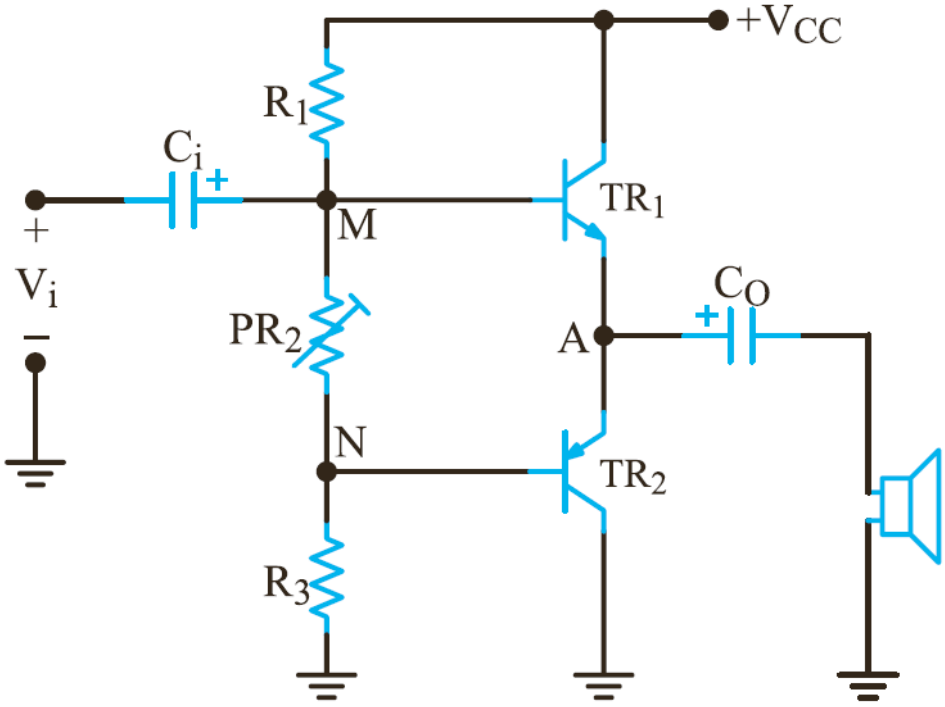
تقویت‌کننده با منبع تغذیهٔ متقارن

که مشاهده می‌کنید هر دو ترانزیستور کلکتور مشترک هستند.

روش قرار دادن ترانزیستور در آستانه هدایت، تقویت کننده کلاس AB

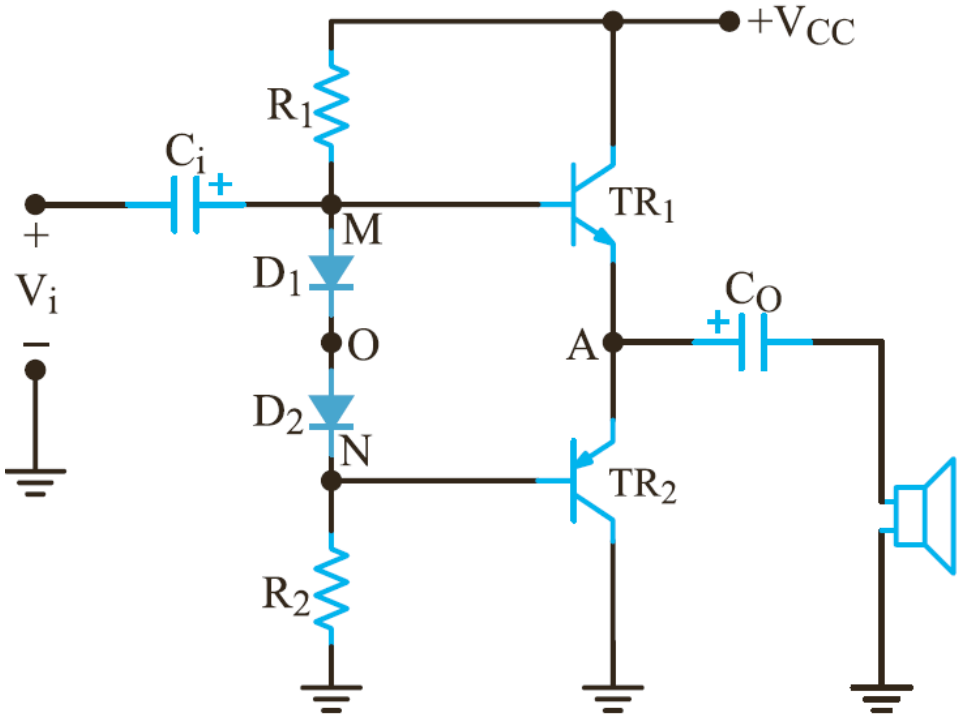
برای این کار باید ولتاژ شکست دیود بیس امیتر (V_{BE}) را برای هر دو ترانزیستور فراهم کنیم که اگر این ولتاژ رابرای هر ترانزیستور ۰/۶ در نظر بگیریم برای این که هر دو ترانزیستور در آستانه هدایت قرار بگیرند باید ولتاژ ۱/۲ ولت را برای آنها آماده کنیم این کار با تقسیم ولتاژ صورت می‌گیرد.

الف) استفاده از مقاومت‌های تقسیم کننده ولتاژ

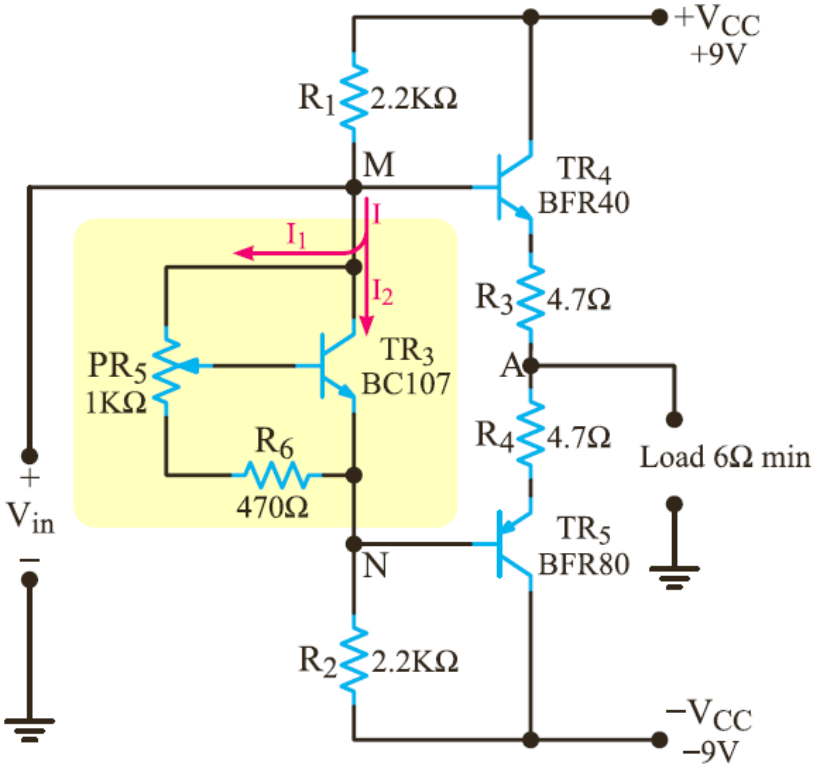


که با استفاده از مقاومت PR_2 ولتاژ نقطه M تا N را به ۱٫۲ ولت (آستانه هدایت) می‌رساند. ترانزیستور درست ۱۸۰ درجه (نیم سیکل کامل) از سیگنال ورودی را تقویت می‌کند. اگر ترانزیستور NPN باشد نیم سیکل مثبت و اگر PNP، نیم سسیکل منفی را تقویت می‌کند.

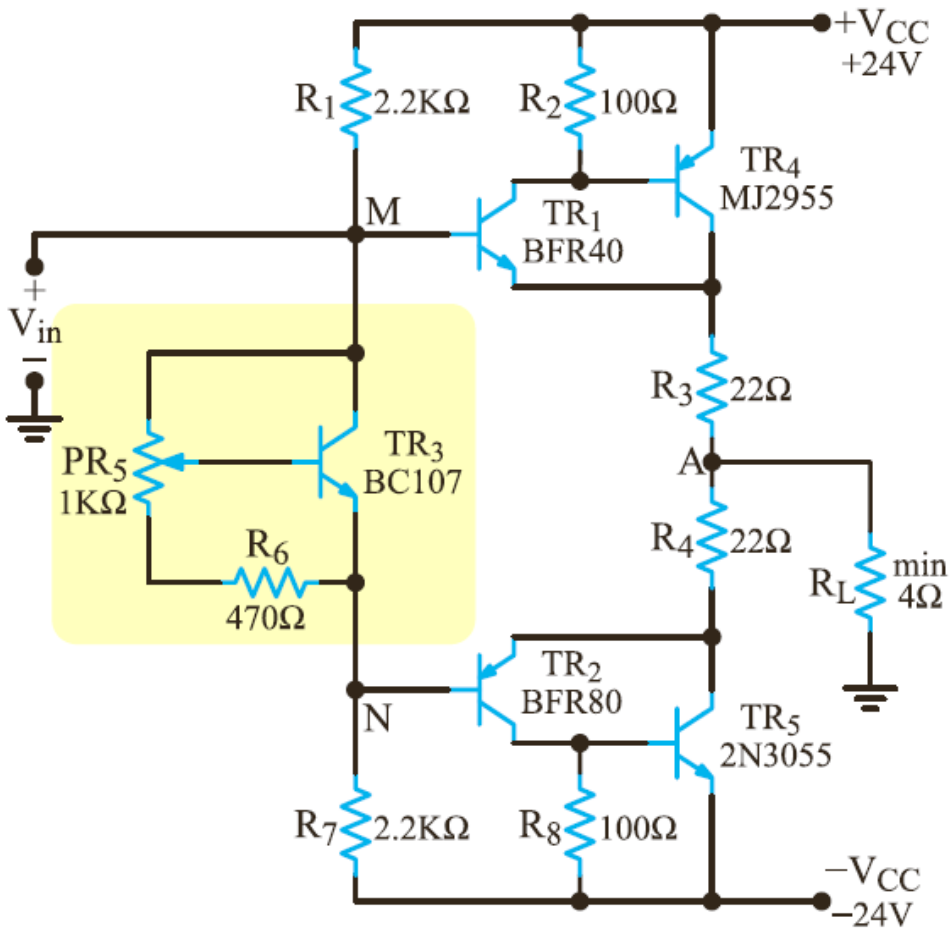
ب) استفاده از دیود



ج) استفاده از رگولاتور ولتآژ موازی

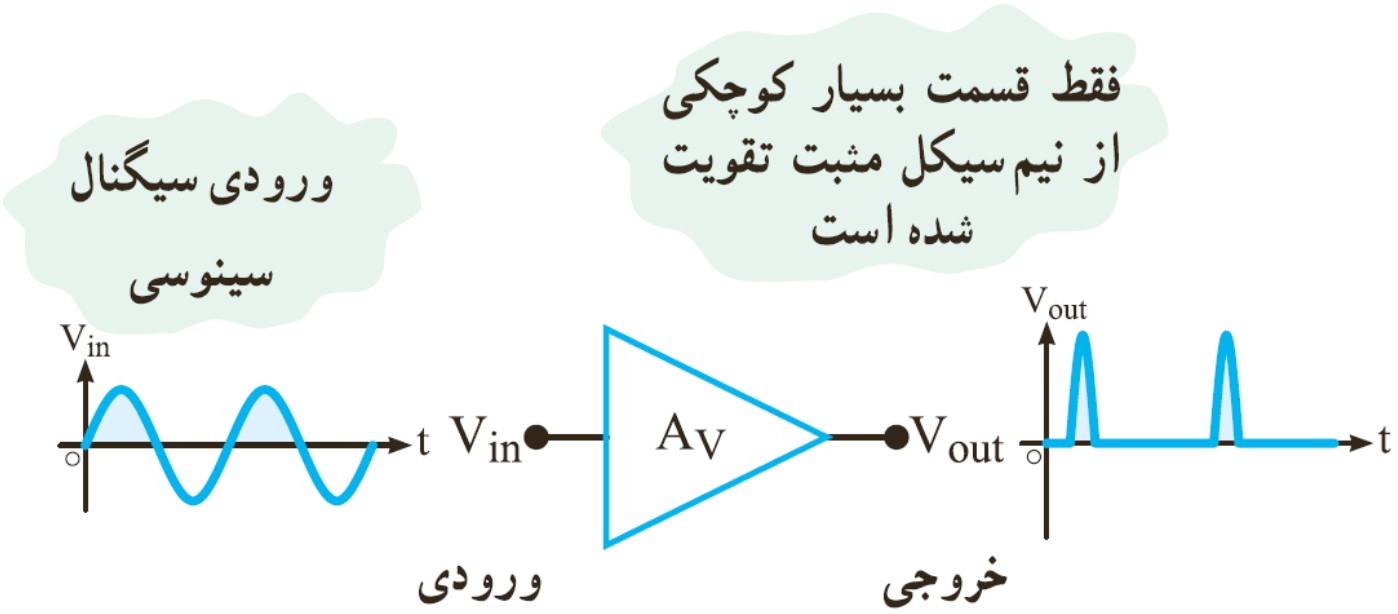


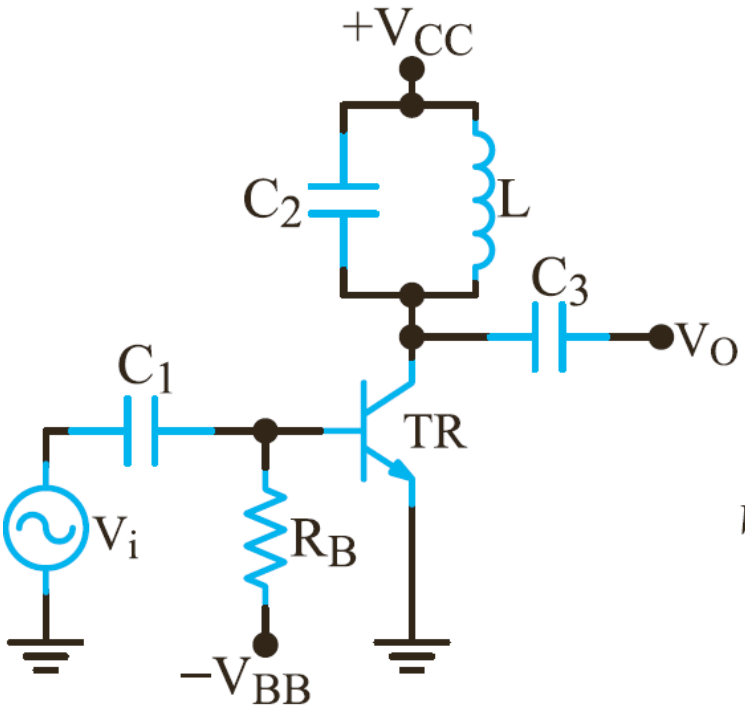
استفاده از زوج دالیگتون به جای هر ترانزیستور برای افزایش قدرت خروجی صورت می‌گیرد.

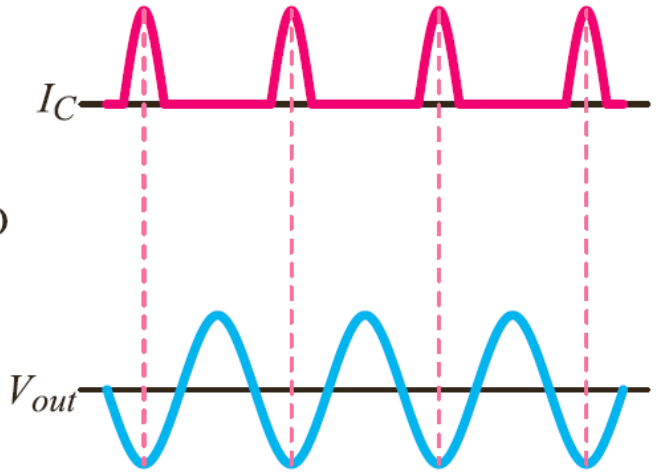


که با این کار برای اینکه همه ترانزیستور ها در آستانه هدایت باشند ولتاژ نقطه M تا N باید ۲٫۴ ولت باشد.

تقویت کننده کلاس C





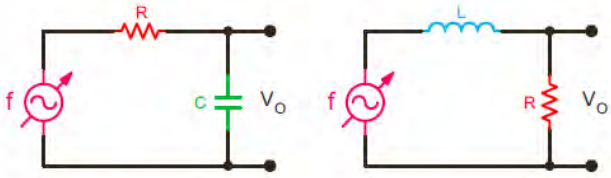


ترانزیستور در کم‌تر از نیم سیکل هدایت می‌کند. تلفت ترانزیستور از کلاس B کم‌تر و بازده مدار از هر دو کلاس A و B بیشتر است. بیشترین راندمان را در بین کلاس‌ها دارد و به همین صورت بیشترین اعوجاج را در بین کلاس‌ها دارد. در مدارات گیرنده وفرستنده رادیویی استفاده می‌شود. معمولا بایاسینگ بیس امیتر به طور معکوس می‌باشد. برای باز سازی سیگنال ورودی از مدار رزنانس LC با ضریب کیفیت زیاد استفاده می‌کنند.

منبع تغذیه	قطعه	معادل قطعه	مقاومت معادل	نمایش منحنی راکتانس سلفی راکتانس خازنی بر حسب فرکانس	جریان و ولتاژ در مدار
E f = 0	L		$F = 0$ $X_C = 2\pi fL$ $X_L = 0$ سلف تقریباً اتصال کوتاه مانند کلید بسته	X_L $X_L = 0$ f $f = 0$	R V_O E $f = 0$ I L $V_O = 0V$ $I = \frac{E}{R}$ = بیشترین مقدار $V_O = 0V$
E f	L	X_L	$X_L = 2\pi fL$	X_L X_{L_2} X_{L_1} f_1 f_2 f	R V_O E f I X_L I = متوسط $V_O = X_L I$
E $f \to \infty$	L		$F = \infty$ $X_L = 2\pi fL$ $X_L \to \infty$ سلف تقریباً مدار باز مانند کلید باز	X_L $X_L \to \infty$ f $f \to \infty$	R V_O E $f \to \infty$ $I = 0$ L $V_O = EV$ $I = 0$ $V_O = EV$ بیشترین مقدار
E f = 0	C		$F = 0$ $X_C = \frac{1}{2\pi fC}$ $X_C \to \infty$ خازن تقریباً مدار باز مانند کلید باز	X_C $X_C \to \infty$ f $f = 0$	R V_O E $f = 0$ $I = 0$ C $V_O = EV$ $I = 0$ $V_O = EV$ بیشترین مقدار
E f	C	X_C	$X_C = \frac{1}{2\pi fC}$	X_C X_{C_1} X_{C_2} f_1 f_2 f	R V_O E f I X_C I = متوسط $V_O = X_C I$
E $f \to \infty$	C		$F = \infty$ $X_C = \frac{1}{2\pi fC}$ $X_C = 0$ خازن تقریباً اتصال کوتاه مانند کلید بسته	X_C $X_C = 0$ f $f \to \infty$	R V_O E $f \to \infty$ I C $V_O = 0V$ $I = \frac{E}{R}$ = بیشترین مقدار $V_O = 0V$

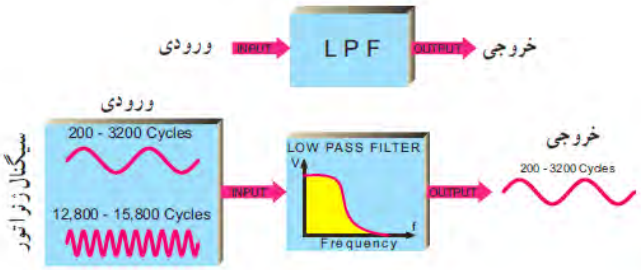
فرمول محاسبه فرکانس قطع فیلتر RC (L.P.F)

$$F_C = \frac{1}{2\pi RC}$$

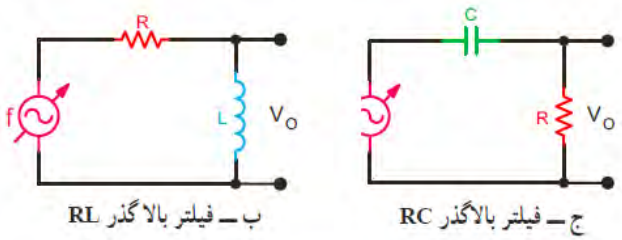


ب ــ فیلتر پایین گذر RL

ج ــ فیلتر پایین گذر RC



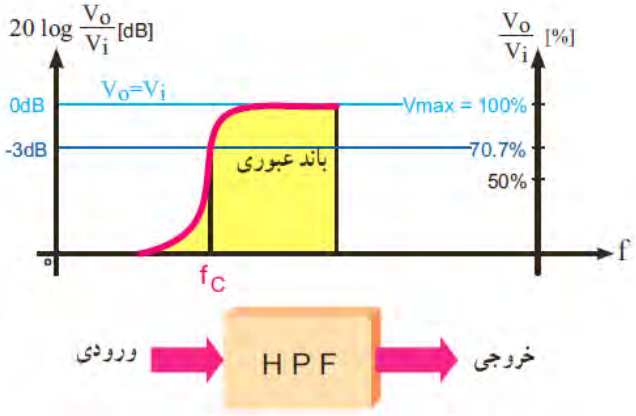
الف ــ پاسخ فرکانسی فیلتر پایین گذر

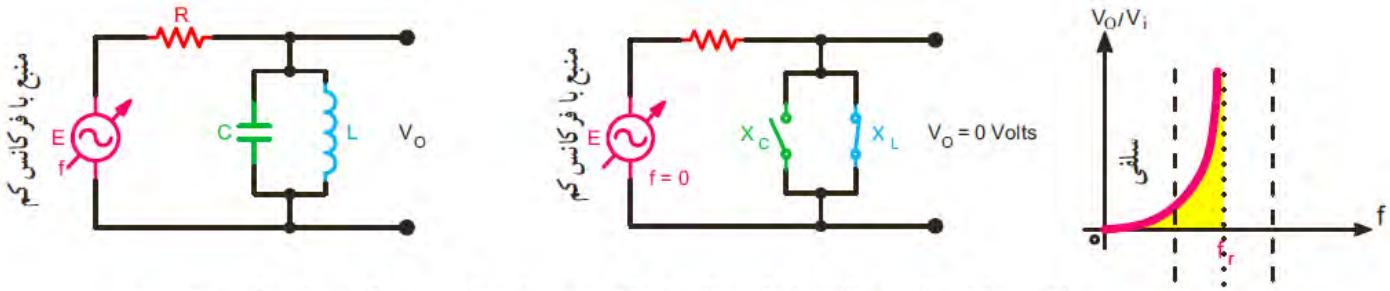


ب ــ فیلتر بالا گذر RL

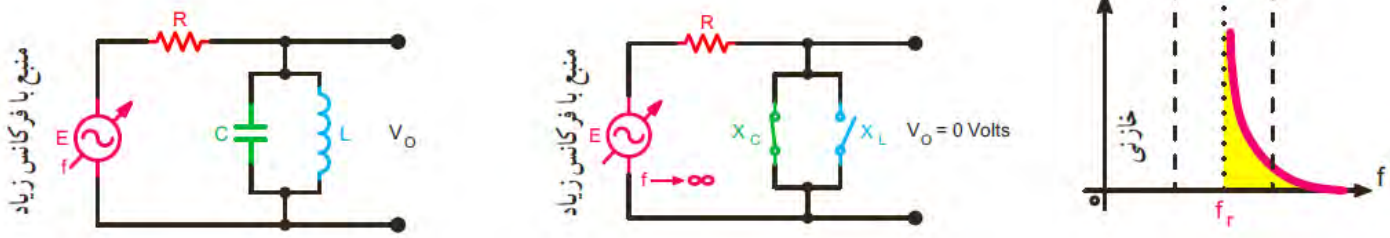
ج ــ فیلتر بالاگذر RC

شکل ۱۷ــ۴ــ فیلترهای بالا گذر

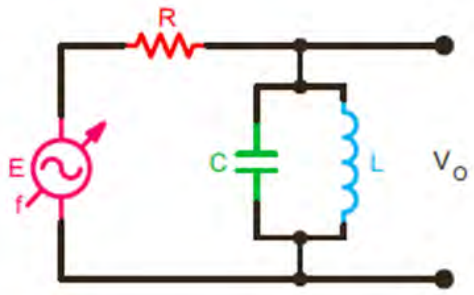




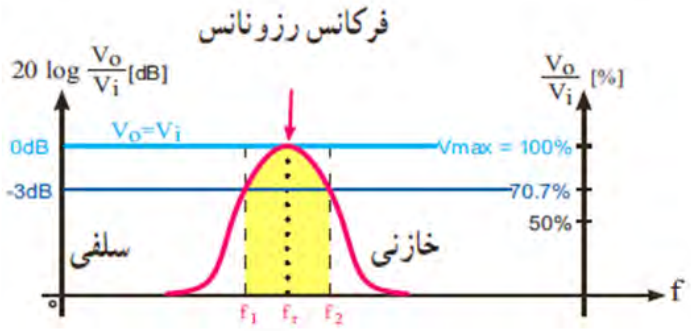
الف ــ رفتار مدار در فرکانس‌های کم، سلف مانند کلید بسته عمل می‌کند و باعث کاهش ولتاژ خروجی می‌شود.



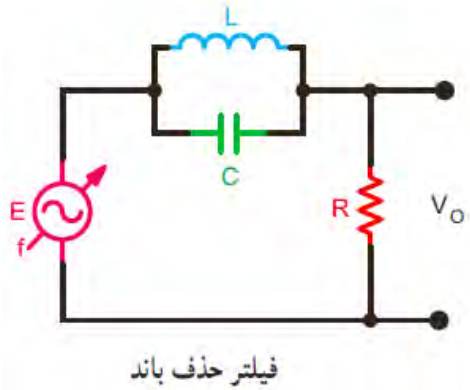
ب ــ رفتار مدار در فرکانس‌های زیاد، خازن مانند کلید بسته عمل می‌کند و باعث کاهش ولتاژ خروجی می‌شود.



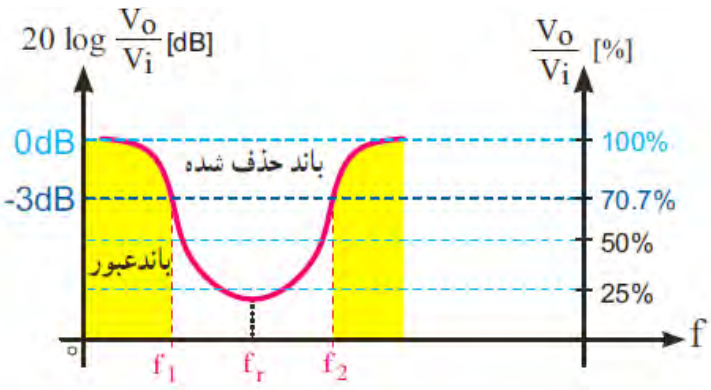
د ــ فیلتر میان گذر



ج ــ پاسخ فرکانسی



فیلتر حذف باند



پاسخ فرکانسی

پایان جلسه شانزدهم

روزگار خوشی را برای شما آرزومندم.

محمد اعرابیان

محمد اعرابیان

جزوه درس الکترونیک کاربردی

جلسه هفدهم

برای جزئیات بیشتر **اسکن کنید**

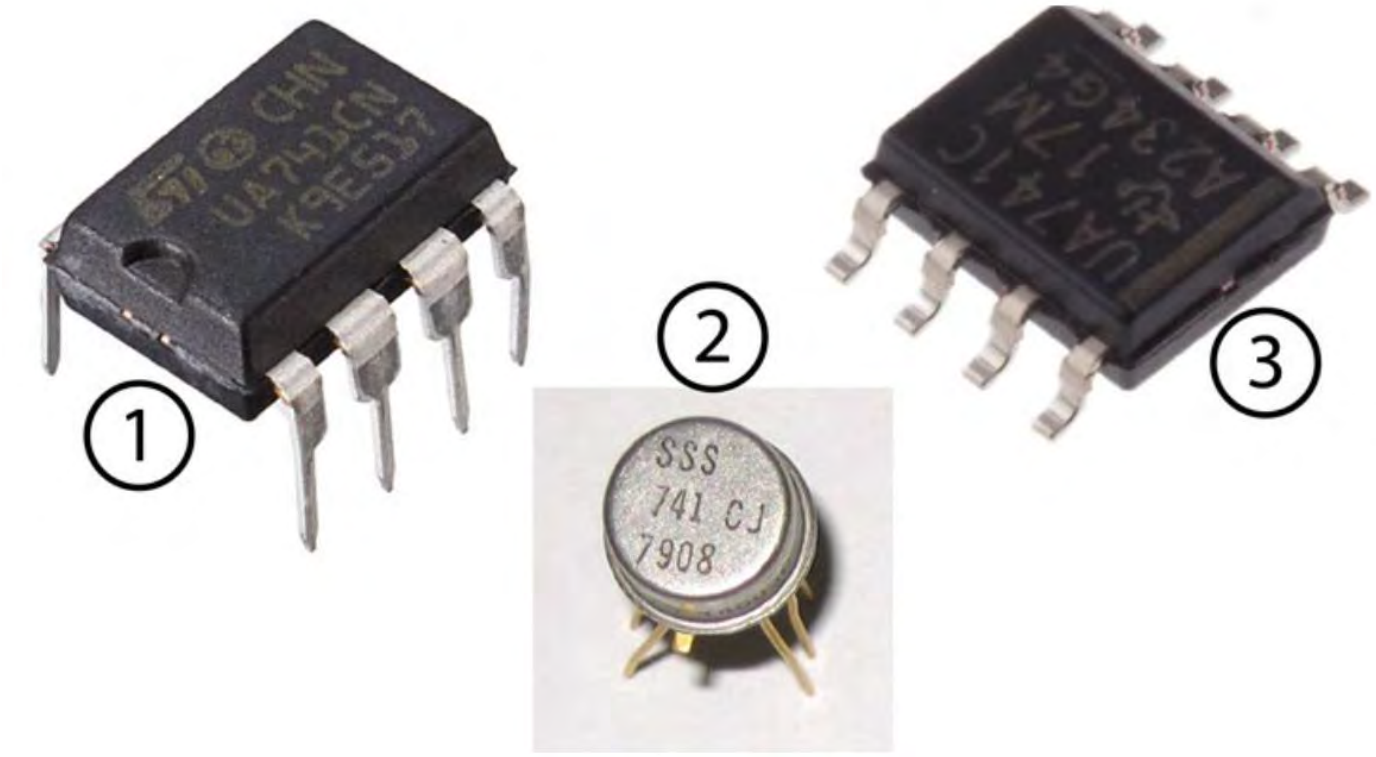
نسخه ۱.۱ | تهیه شده در بهمن ۱۴۰۰

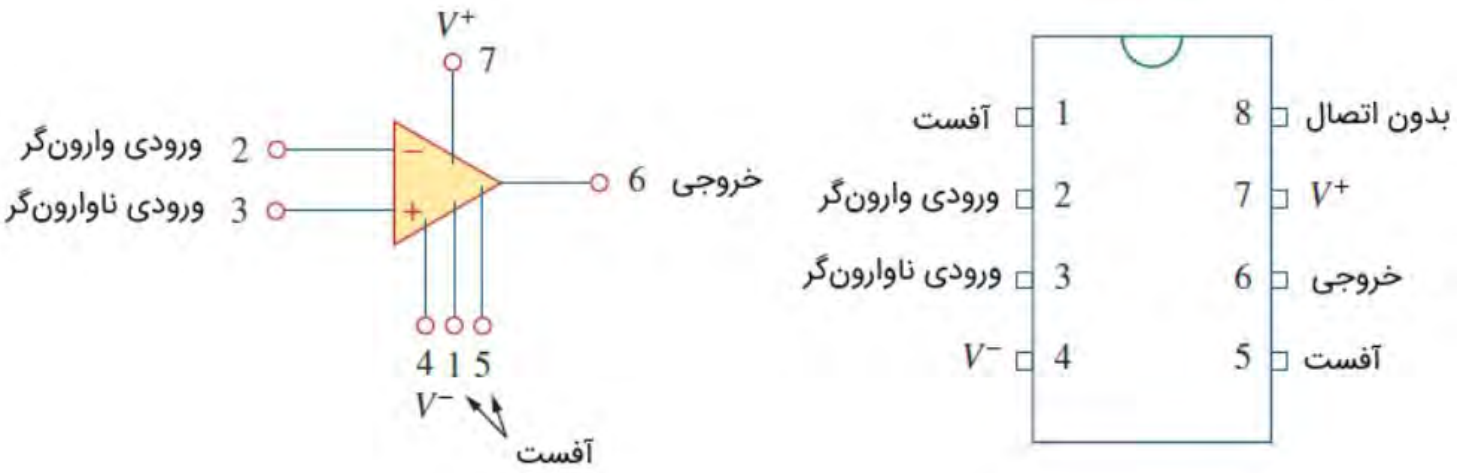
تمامی حقوق این جزوه برای **محمد اعرابیان** محفوظ است.

تقویت‌کننده عملیاتی:

«تقویت‌کننده عملیاتی» (Operational Amplifier) یا آپ امپ (Op amp)، یک مدار الکترونیکی است که مانند منبع ولتاژ کنترل‌شده با ولتاژ عمل می‌کند.

از تقویت‌کننده عملیاتی برای ساخت منبع جریان کنترل شده با جریان یا ولتاژ نیز استفاده می‌شود. همان‌گونه که گفتیم، یک تقویت‌کننده عملیاتی، قابلیت جمع کردن، تقویت، انتگرال‌گیری و مشتق‌گیری سیگنال‌ها را دارد. به دلیل همین قابلیت‌های انجام عملیات ریاضی است که این مدارها را تقویت‌کننده عملیاتی می‌نامند. تقویت‌کننده‌های عملیاتی، کاربرد زیادی در طراحی مدارهای آنالوگ دارند. تقویت‌کننده‌های عملیاتی، قطعاتی الکترونیکی هستند که از ترکیب پیچیده مقاومت، خازن، دیود و ترانزیستور ساخته شده‌اند. در ادامه، تقویت‌کننده عملیاتی را به عنوان یک بلوک آماده در نظر می‌گیریم.





آفست خروجي به مقدار ولتاژ خروجي که به ازاي صفر شدن ورودي هاي آي سي مي باشد را گويند.

آفست ورودي به مقدار ولتاژ ورودي که مقدار ولتاژ خروجي را صفر کندرا مي گويند.

آفست فقط سطح DC خروجي رو جابجا ميکنه اونهم در حدود چند ميلي ولت

Offset خروجي رو با بستن يک پتانسيومتر (ولوم) مناسب بين پايه هاي افست [پين ۱و۵] و اتصال $V_{CC}-$ به سر وسط و تنظيم ولوم صفر ميشه ،

پایه ۲ : ورودی وارون‌گر یا منفی

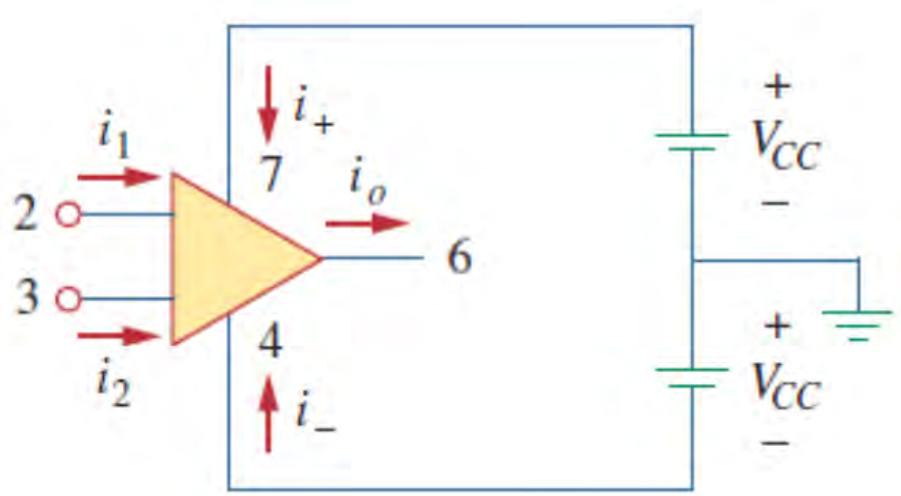
پایه ۳ : ورودی ناوارون‌گر یا مثبت

پایه ۴ : تغذیه منفی V^-

پایه ۶ : خروجی

پایه ۷ : تغذیه مثبت V^+

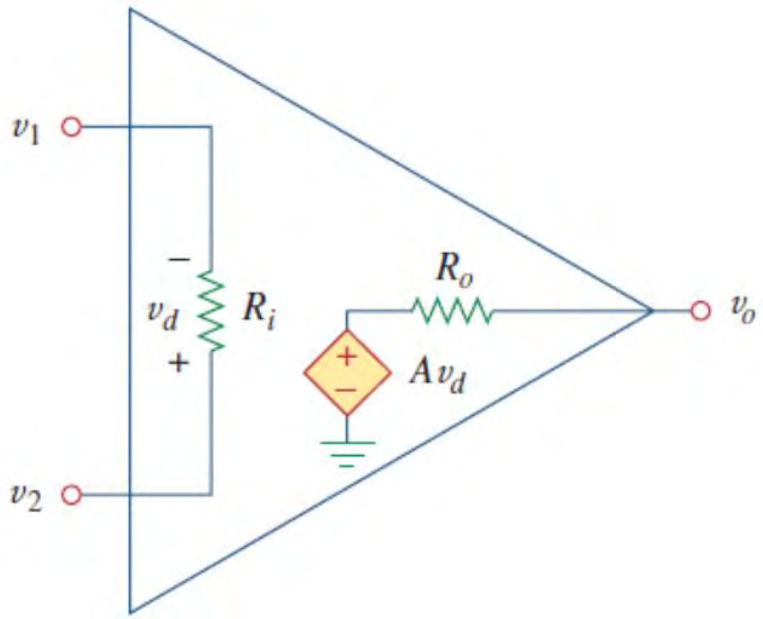
نماد مداری آپ امپ با یک مثلث نشان داده می‌شود تقویت‌کننده عملیاتی دو ورودی و یک خروجی دارد. ورودی‌ها، به‌ترتیب با علامت منفی (−) و مثبت (+) برای ورودی‌های وارون‌گر یا منفی و مثبت یا ناوارون‌گر نشان داده می‌شوند. اگر یک ورودی به ترمینال مثبت اعمال شود، با پلاریته مشابه در خروجی ظاهر می‌شود، درحالی که اگر ورودی به ترمینال منفی وارد شود، با پلاریته معکوس به خروجی منتقل خواهد شد.



مانند همه عناصر فعال، باید تقویت‌کننده عملیاتی را مطابق شکل بالا با یک منبع ولتاژ تغذیه کرد. هرچند، منابع تغذیه تقویت‌کننده‌های عملیاتی، اغلب برای سادگی، در نماد مداری آن‌ها آورده نمی‌شوند، اما جریان‌ها را نمی‌توان نادیده گرفت.

$$i_o = i_1 + i_2 + i_+ + i_-$$

مدل مدار معادل یک تقویت‌کننده عملیاتی در شکل زیر نشان داده شده است. بخش خروجی، از یک منبع کنترل‌شده با ولتاژ سری با مقاومت خروجی R_o تشکیل شده است. مقاومت R_i مقاومت معادل تونن دیده شده از ترمینال ورودی است، در حالی که مقاومت خروجی R_o مقاومت معادل تونن خروجی است.



اختلاف ولتاژ ورودی V_d: $V_d = V_2 - V_1$

که در آن، V_1 ولتاژ بین ترمینال منفی و زمین، و V_2 ولتاژ بین ترمینال مثبت و زمین است. آپ امپ، اختلاف بین دو ورودی را در بهره A ضرب می‌کند و سبب ایجاد ولتاژ در خروجی می‌شود.

$$v_o = Av_d = A(v_2 - v_1)$$

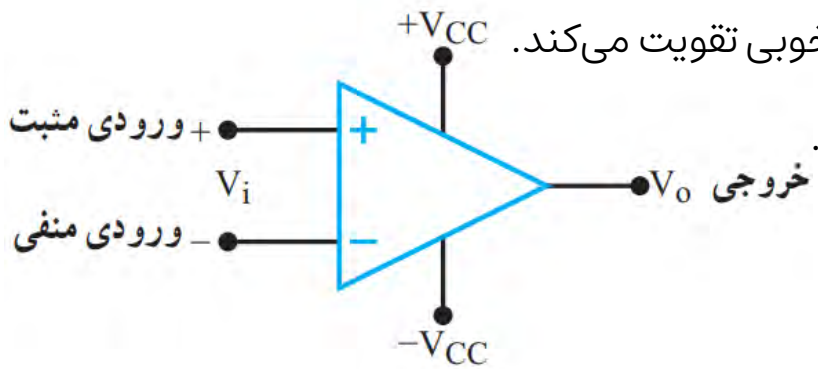
پارمتر A بهره ولتاژ حلقه‌باز نامیده می‌شود، زیرا بهره آپ امپ بدون هرگونه فیدبک (بازخورد) از خروجی به ورودی است.

محدوده رایج پارامترهای آپ امپ		
پارامتر	**محدوده متداول**	**مقادیر ایده‌آل**
بهره حلقه‌باز، A	10^5 تا 10^8	∞
مقاومت ورودی، R_i	10^5 تا 10^{13} اهم	$\infty\Omega$
مقاومت خروجی، R_o	10 تا 100 اهم	0Ω
ولتاژ تغذیه، V_{CC}	5 تا 24 ولت	

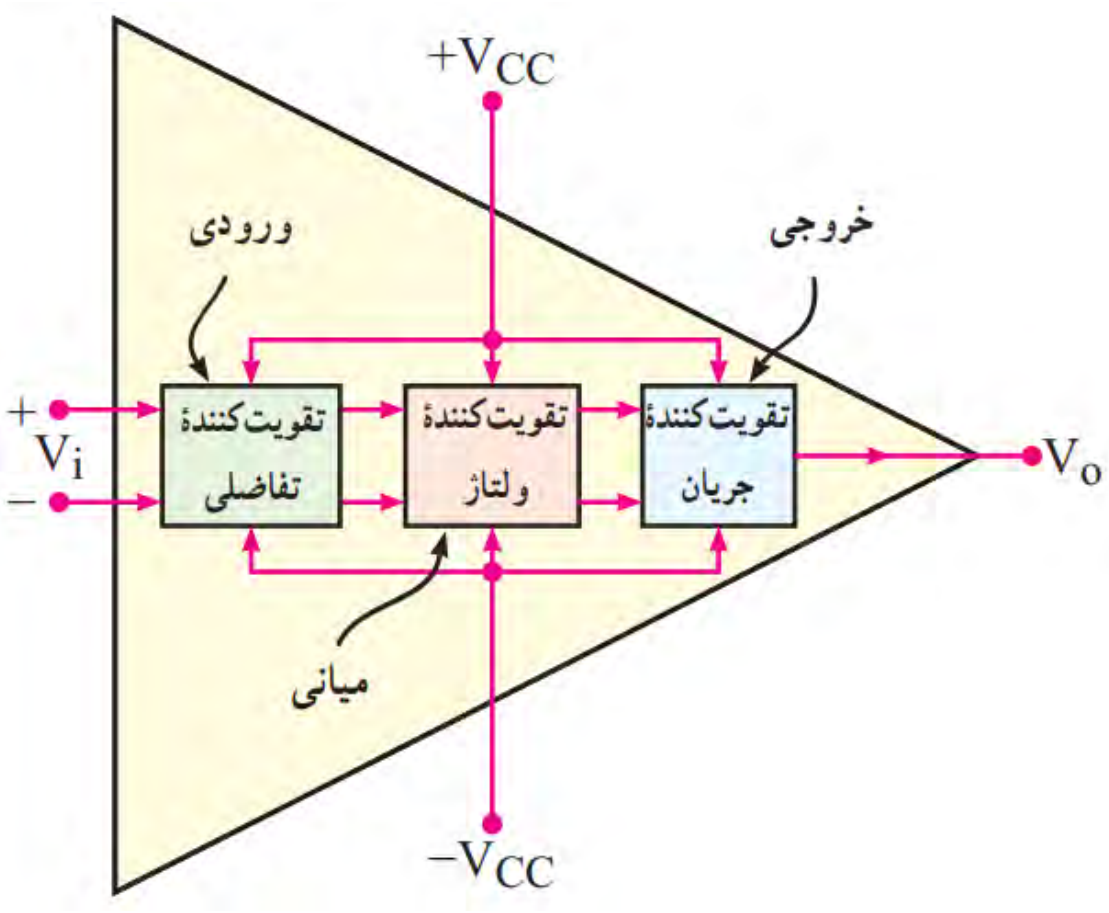
مزیت تقویت کننده‌های عملیاتی

سیگنال‌هایی با فرکانس پایین را به خوبی تقویت می‌کند.

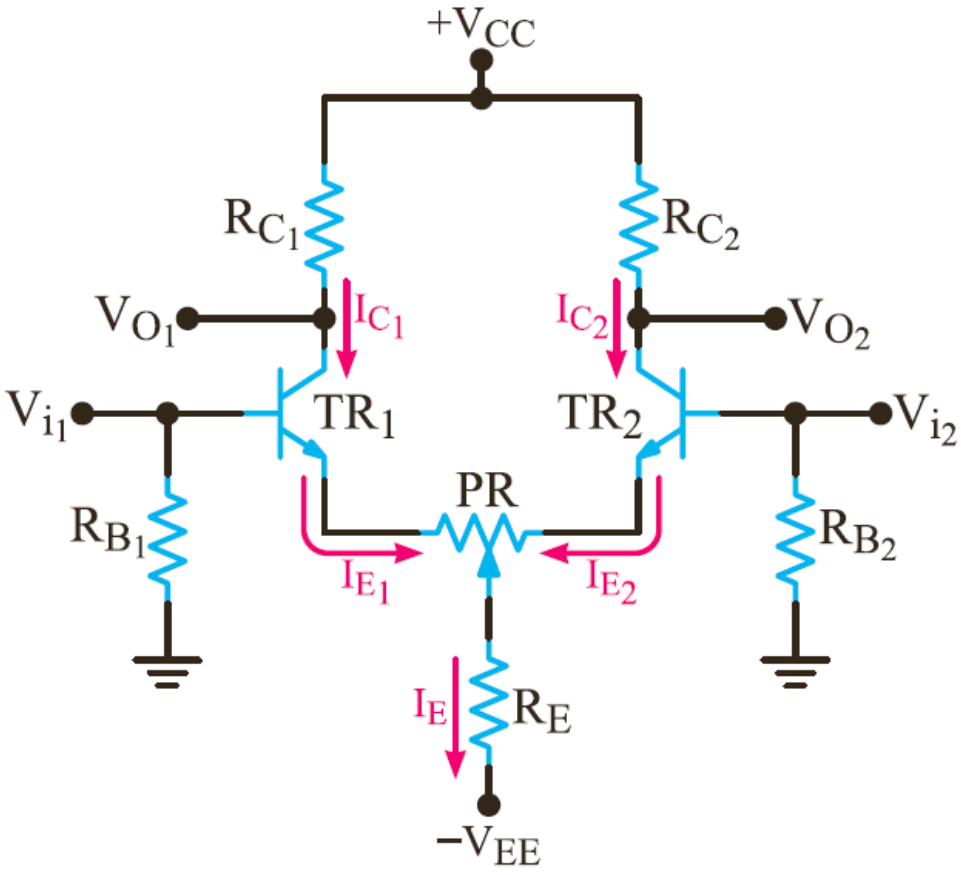
قابلیت تفکیک سیگنال از نویز را دارد.



بلوک دیاگرام مدار داخلی تقویت کنندهٔ عملیاتی



مدار تقویت کننده تفاضلی



بررسی رفتار DC تقویت کننده تفاضلی

اساس مدار: اجزا هر دو طرف مدار از نظر تعداد و مقدار با هم برابر هستند. یعنی

$$T_{R_1} = T_{R_2} \quad , \quad R_{B_1} = R_{B_2} \quad , \quad R_{C_1} = R_{C_2}$$

حال روبط جریان: چون β زیاد است می‌توان از جریان بیس صرف نظر کرد.

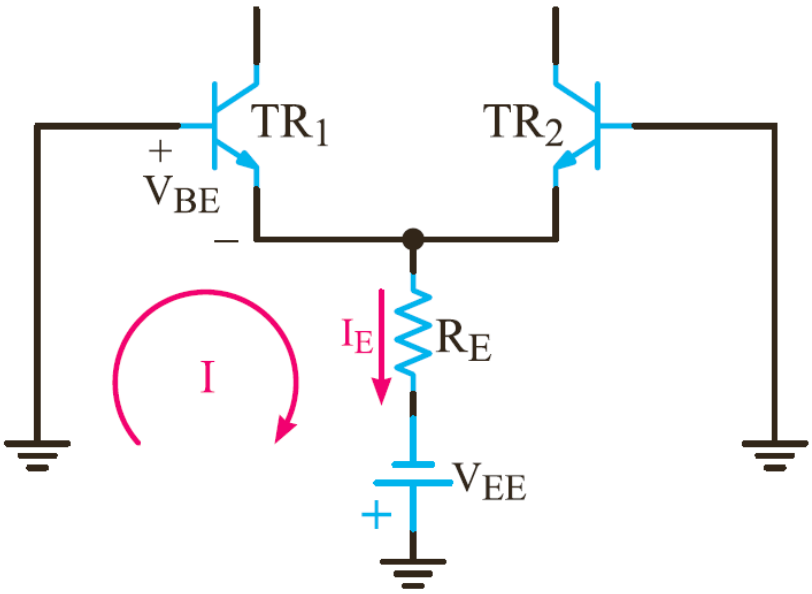
$$I_{E_1} = I_{E_2} = \frac{I_E}{2}$$

$$I_{C_1} = I_{C_2} = I_{E_1} = I_{E_2}$$

روبط ولتاژ: با شرایط β بزرگ

$$V_{C_1} = V_{C_2} = V_{CC} - R_{C_1} I_{C_1} = V_{CC} - R_{C_2} I_{C_2}$$

با زمین کردن ورودی ها می‌توانیم kvl های زیر را بنویسیم



$$kvl: +V_{BE} + R_E(I_E) - V_{EE} = 0$$

$$\Rightarrow I_E = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_E}$$

$$V_E = V_B - V_{BE}$$

با اعمال ولتاژ $+V_{B_1}$ فرایند زیر اتفاق می‌افتد.

$$V_{B_1}^{\uparrow} \Rightarrow I_{B_1}^{\uparrow} \Rightarrow I_{C_1}^{\uparrow} \Rightarrow I_{E_1}^{\uparrow} \Rightarrow V_{E_1}^{\uparrow} \Rightarrow V_{BE_1}^{\downarrow} \Rightarrow I_{B_2}^{\downarrow} \Rightarrow I_{C_2}^{\downarrow} \Rightarrow V_{C_1}^{\uparrow}$$

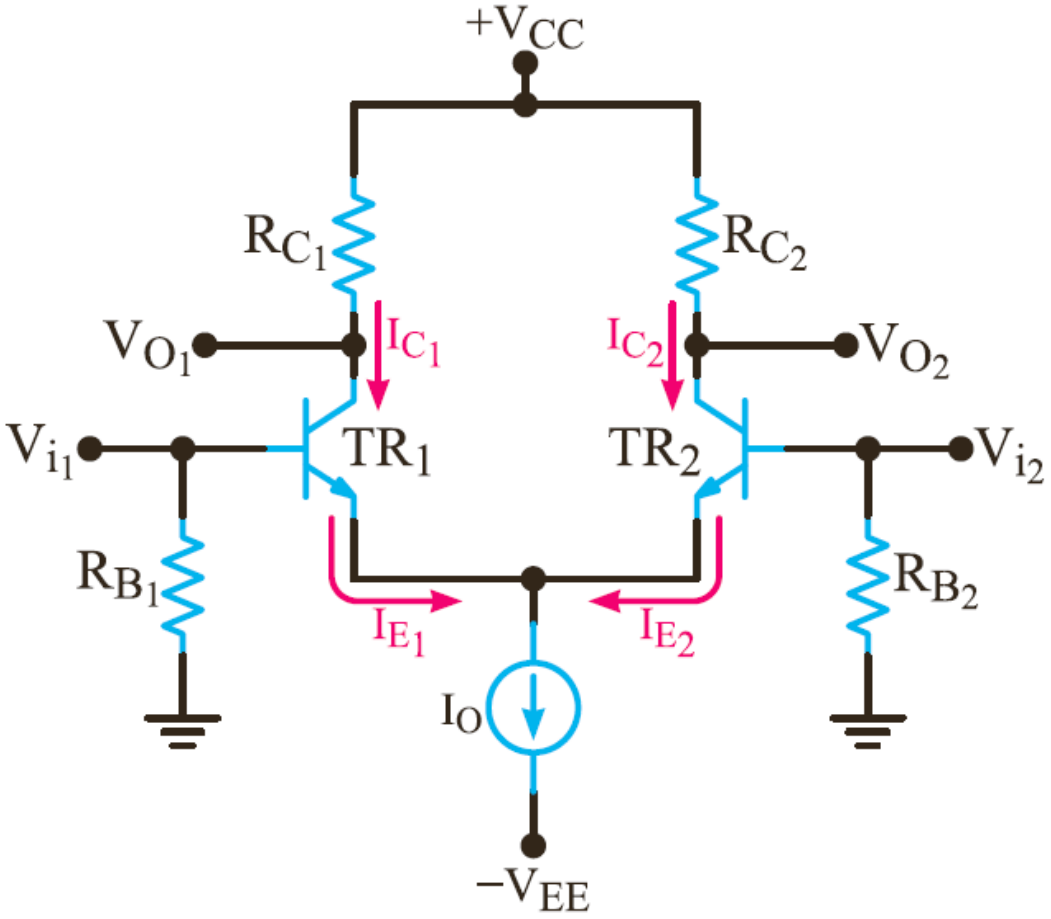
هدایت T_{R_2} سبب کاهش هدایت T_{R_1} می‌شود.

با زیاد شدن V_{B_1} مقدار V_{C_1} کم شده و V_{C_2} زیاد می‌شود. (بین خروجی‌های V_{C_1} و V_{C_2} اختلاف فازی برابر با ۱۸۰ درجه وجود دارد)

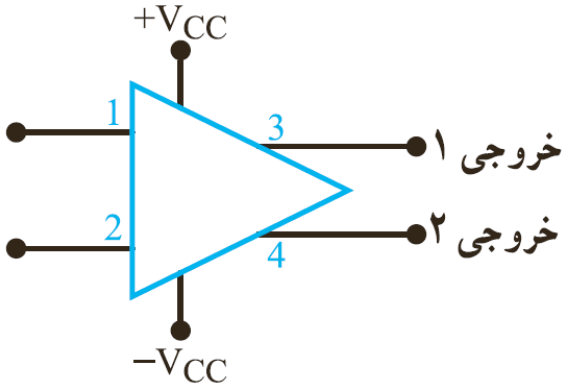
با قرار دادن پتانسیومتری در مدار می‌توان با تغییر R_P مدار را به حالت تعادل درآورد.

پس در نتیجه با زیاد کردن V_{B_1} مقدار V_{C_1} کم شده و V_{C_2} زیاد می‌شود.

به دلیل اختلاف ذاتی موجود در h_{f_e} ترانزیستورها، عدم تقارن بین دو قسمت مدار وجود دارد.در بعضی مدارات به جای R_E از یک منبع جریان استفاده می‌کنند.

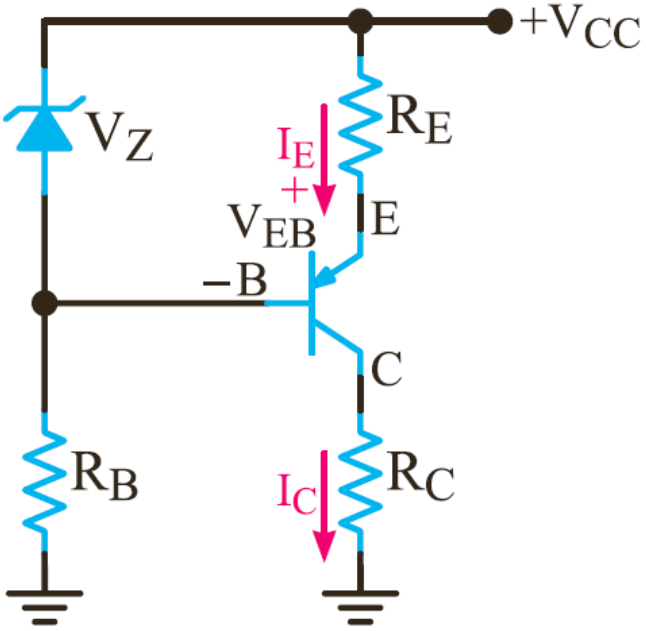


شمای فنی تقویت کننده تفضلی:



مدار منبع جریان

منبع جریان مداری است که در آن جریان خروجی به مقاومت بار بستگی ندارد و تحت شرایطی، جریان بار همواره ثابت است. شکل زیر مدار یک منبع ساده ترانزیستوری است.

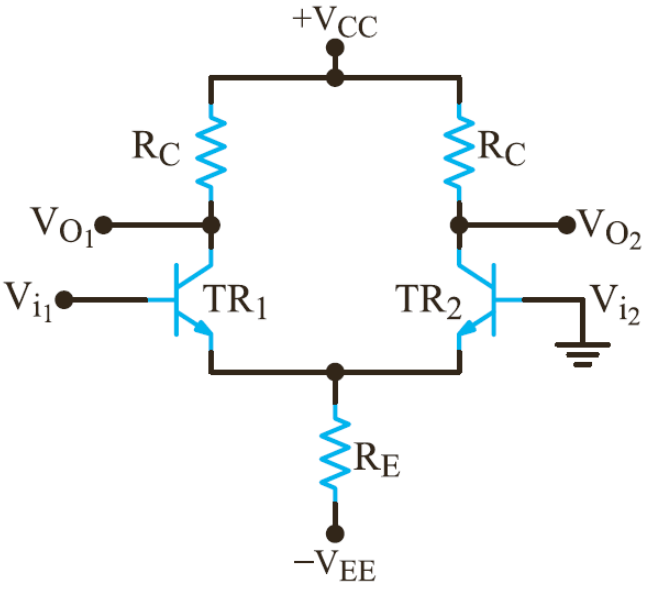


$$V_{R_E} = R_E I_E = V_Z - V_{EB}$$

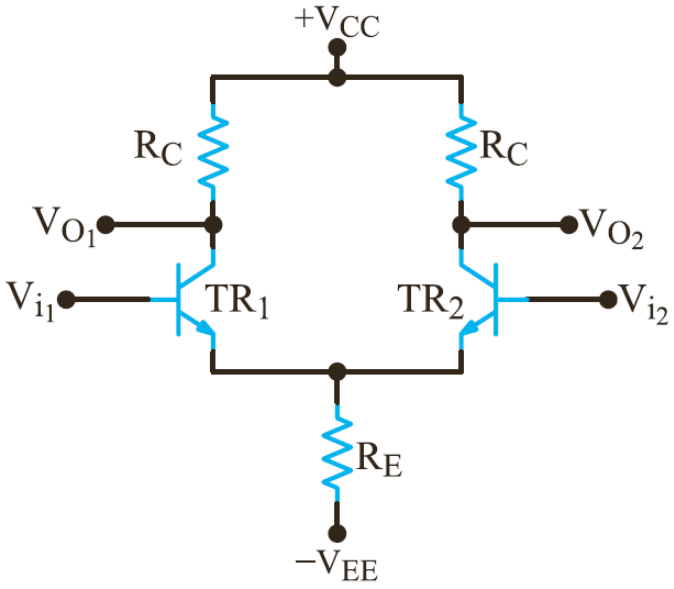
بررسی تقویت کننده تفاضلی

یک تقویت کننده تفاضلی در چهار حالت مورد استفاده قرار می‌گیرد.

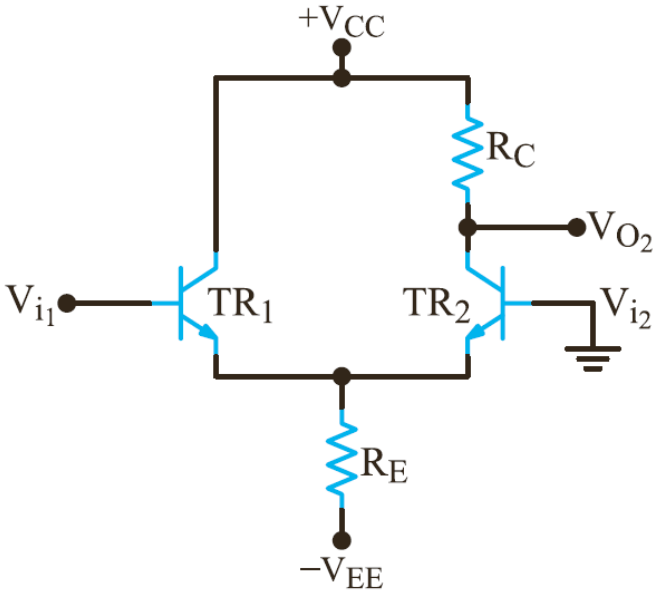
الف) یک ورودی دو خروجی ،



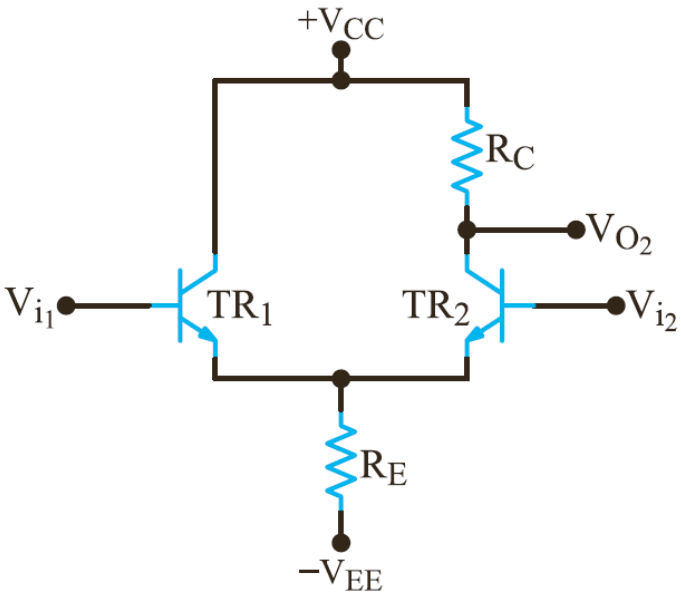
ب) دو ورودی دو خروجی



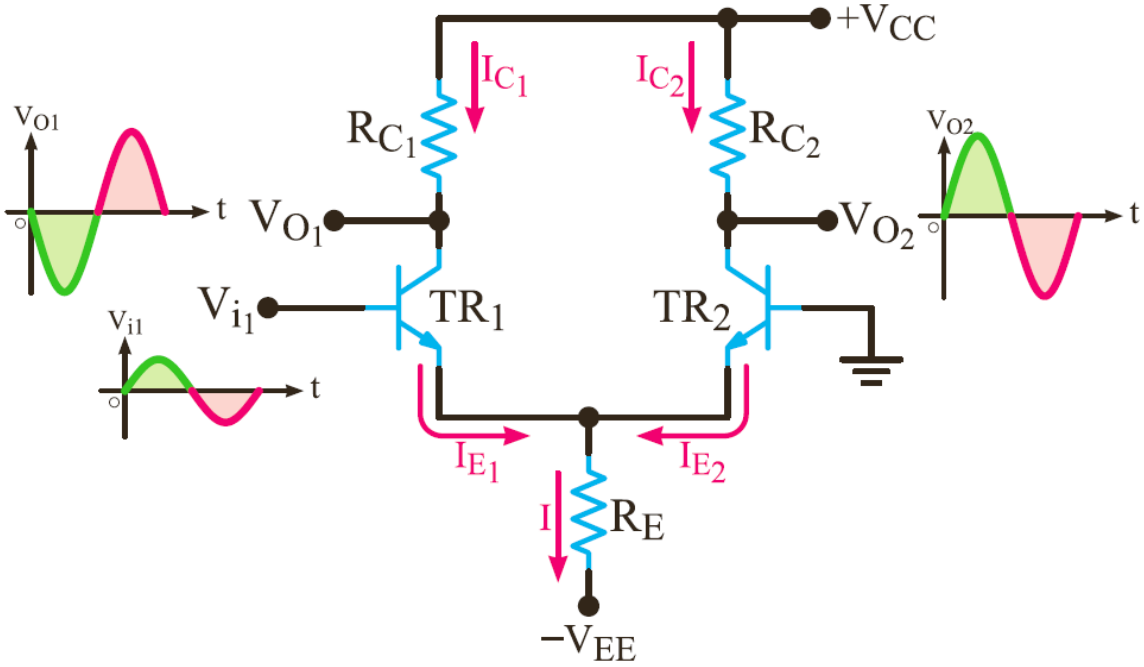
ج) یک ورودی یک خروجی

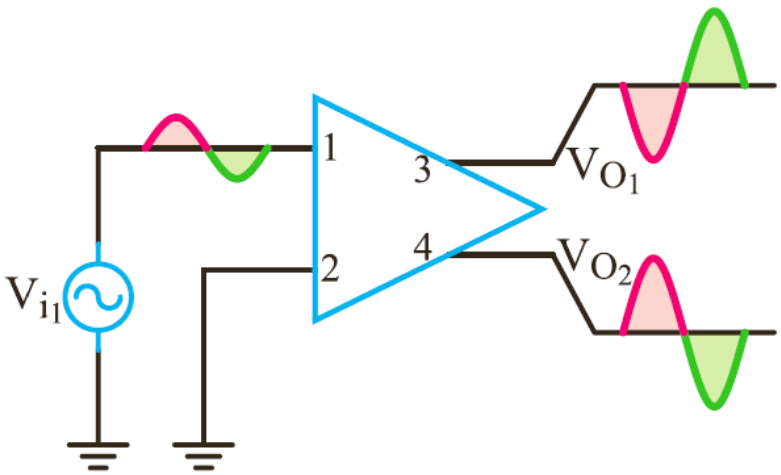


د) دو ورودی ویک خروجی



تقویت کننده تفاضلی با یک ورودی و دو خروجی





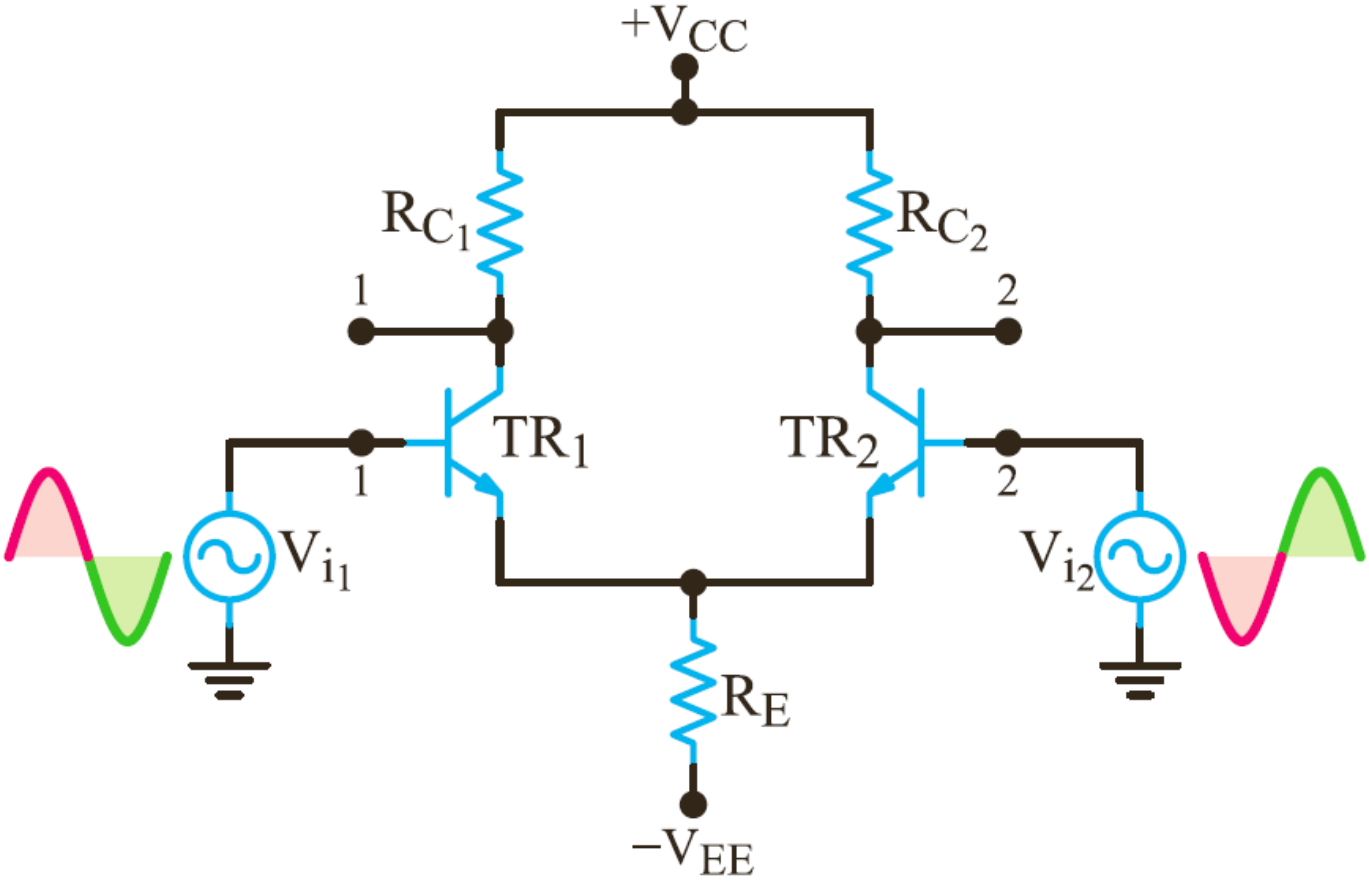
چون خروجی (۱) از کلکتور T_{R_1} دریافت شده است، T_{R_1} به صورت امیتر مشترک عمل می‌کند، پس خروجی V_{O_1} با سیگنال V_{i_1} ۱۸۰ درجه اختلاف فاز دارند

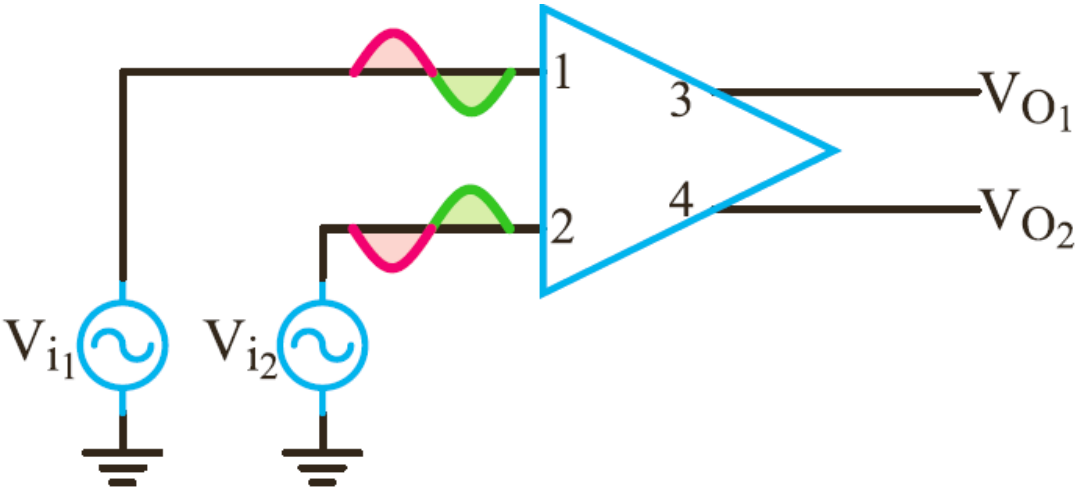
چون بیس T_{R_2} به زمین متصل است، سیگنال روی T_{R_2} به عنوان ورودی عمل می‌کند و از طرفی چون خروجی V_{O_2} را از کلکتور T_{R_2} در یافت می‌کنیم این ترانزیستور حالت بیس مشترک را به خود می‌گیرد پس سیگنال V_{O_2} و V_{i_1} هم فاز هستند.

از مدار تقویت کننده تفاضلی با یک ورودی و دو خروجی می‌توان به عنوان مدار جد اکننده فاز استفاده کرد.

تقویت کننده تفاضلی با دو ورودی و دو خروجی با عملکرد ورودی تفاضلی

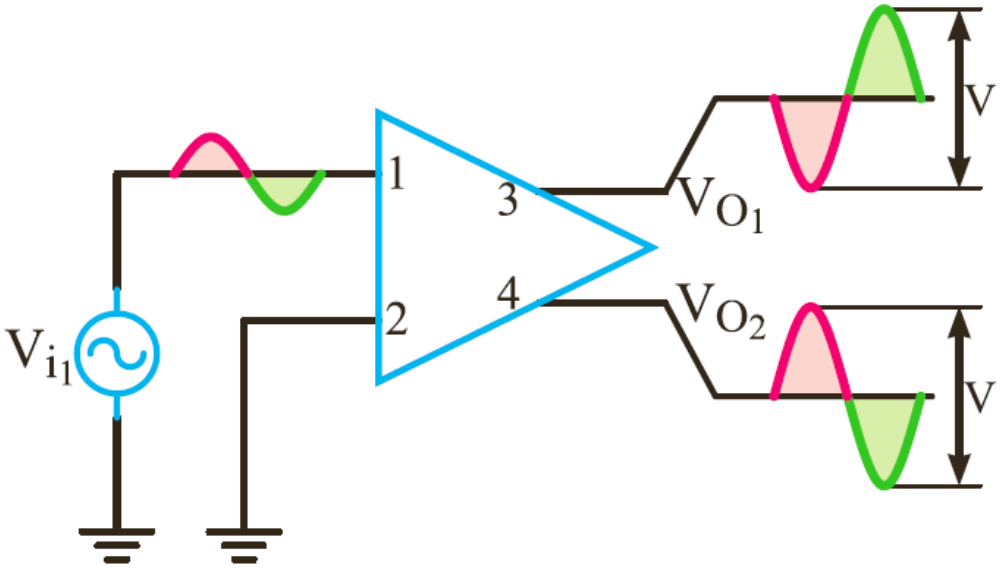
کاربرد معمول حالت دو ورودی وقتی است که دو سیگنال ورودی در فاز مخالف نسبت به هم و با دامنه مساوی باشند.



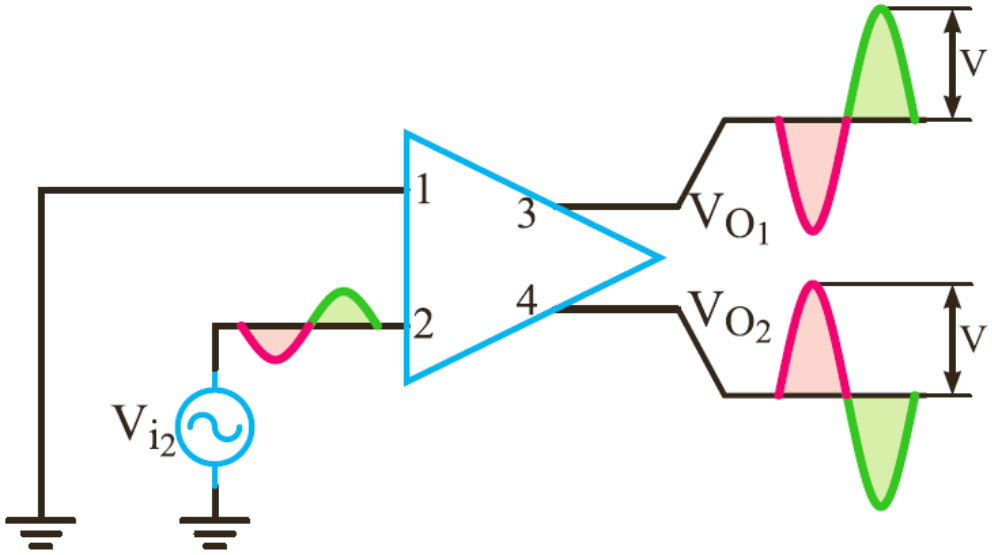


نحوه تاثیر هر یک از ورودی ها رو خروجی در شکل زیر نشان داده شده است.

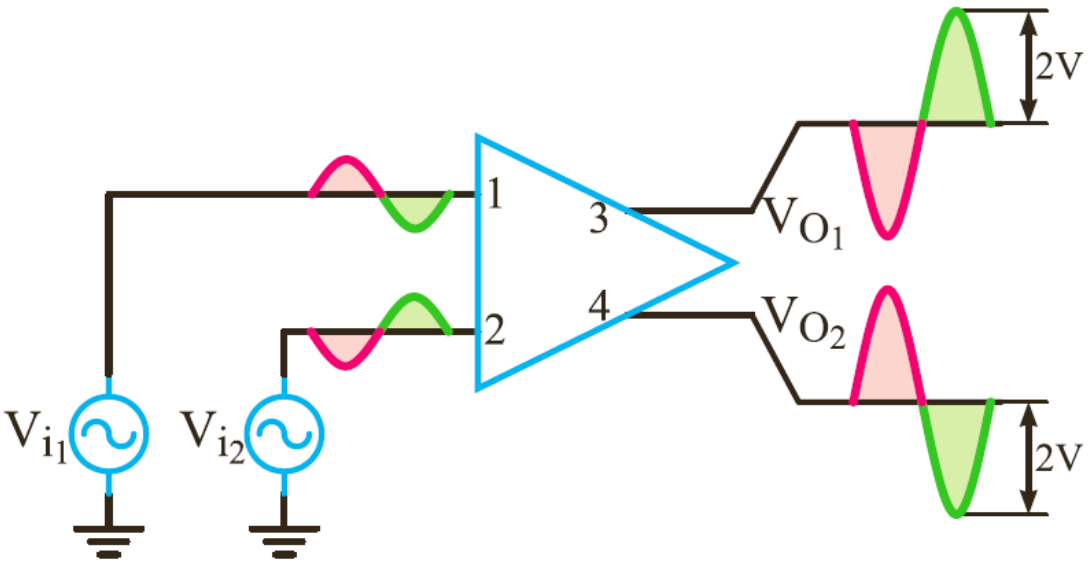
سیگنال به ورودی یک اعمال شود



سیگنال به ورودی دو اعمال شود.



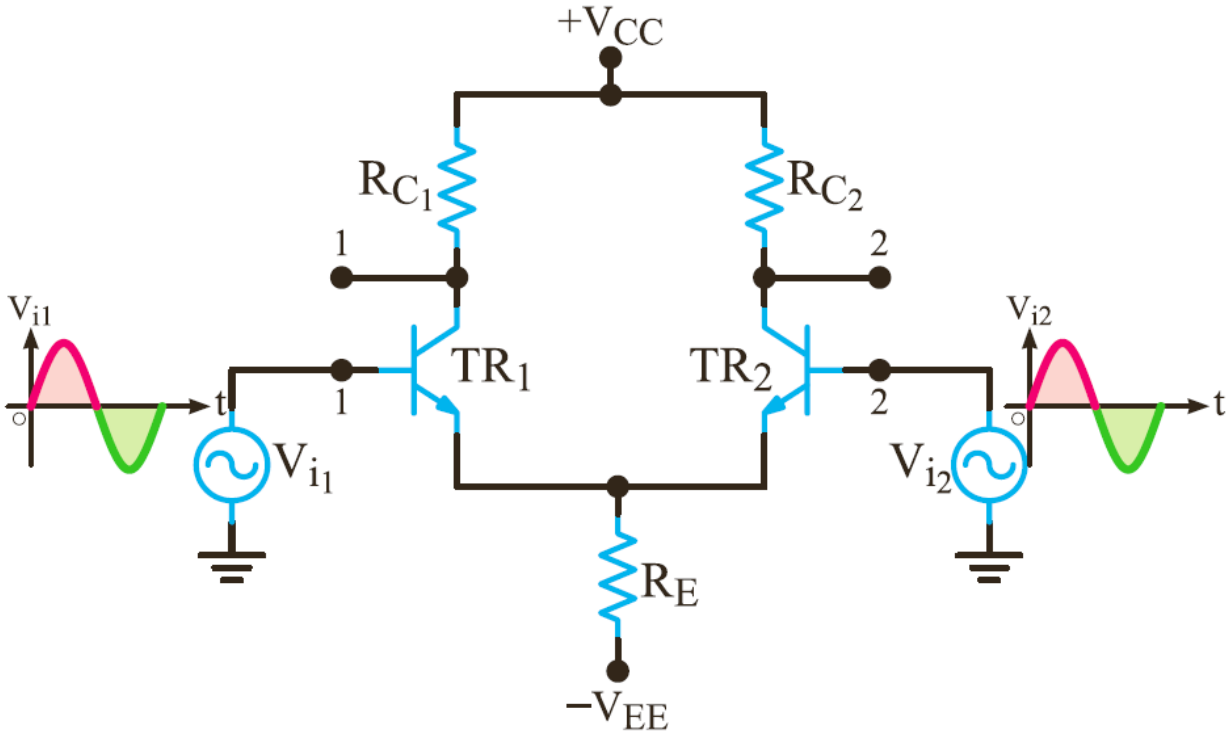
تقویت کننده تفاضلی با عملکرد ورودی تفاضلی

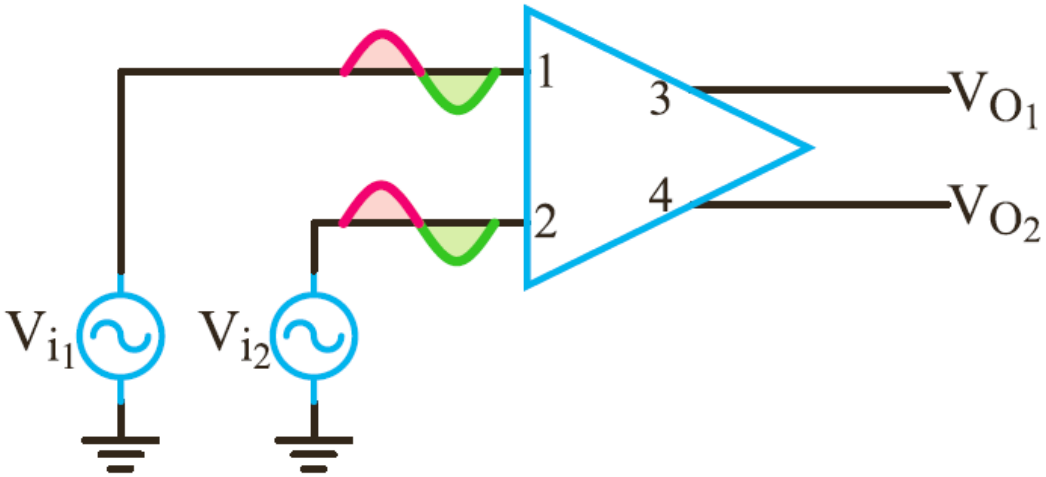


در صورتی که ورودی V_{i_1} و V_{i_2} با دامنه برابر و فاز مخالف باشند سیگنال‌های خروجی مربوط به دو ورودی با یکدیگر جمع می‌شوند و خروجی های V_{O_1} و V_{O_2} دو سیگنال با فاز مخالف نسبت به هم و دامنه مشخص مثلا ۲ ولت دریافت خواهد شد که این حالت را حالت تفاضلی می‌نامند. مقدار دامنه خروجی ها بستگی به مقدار دامنه ورودی‌ها دارد.

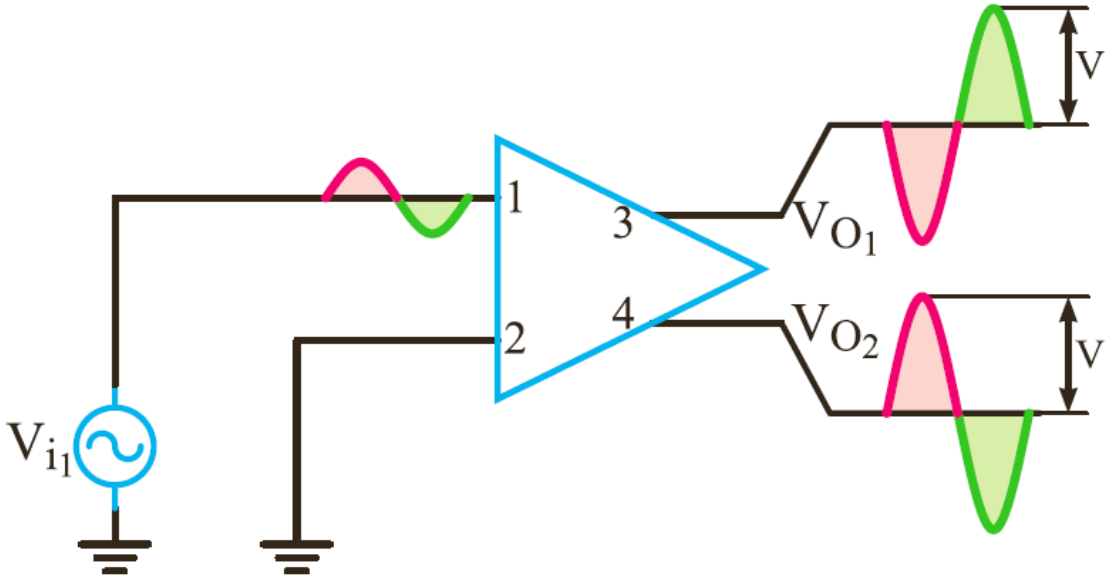
تقویت کننده تفاضلی در حالت سیگنال مشترک

در این حالت دو سیگنال با فاز، دامنه و فرکانس یکسان مساوی به دو ورودی تقویت کننده داده می‌شود.

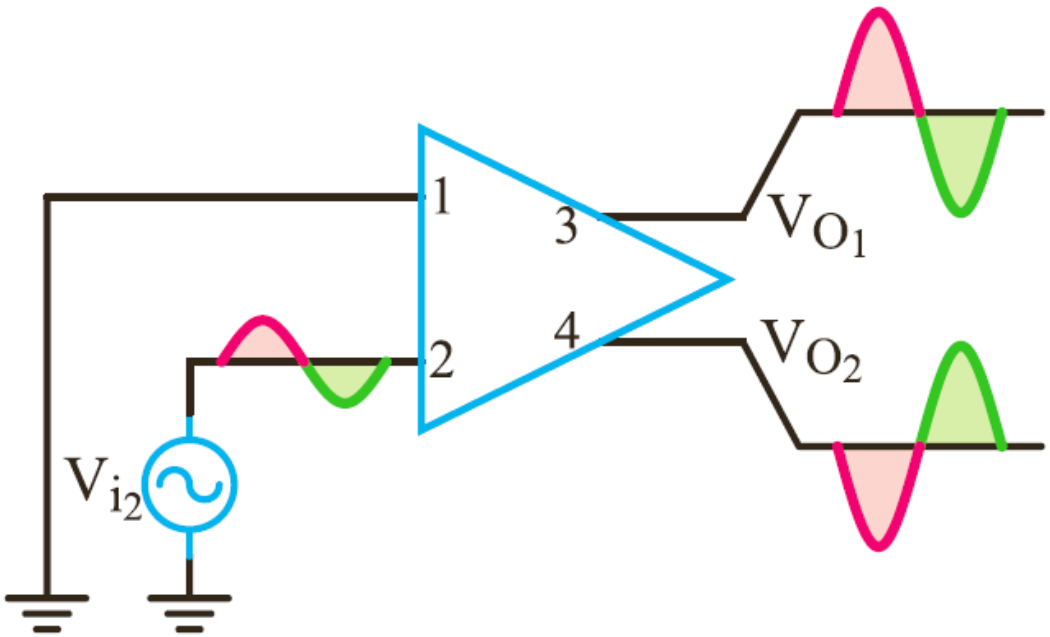




شکل موج خروجی‌ها به ازای ورودی (۱)



شکل موج خروجی‌ها به ازای ورودی(۲)

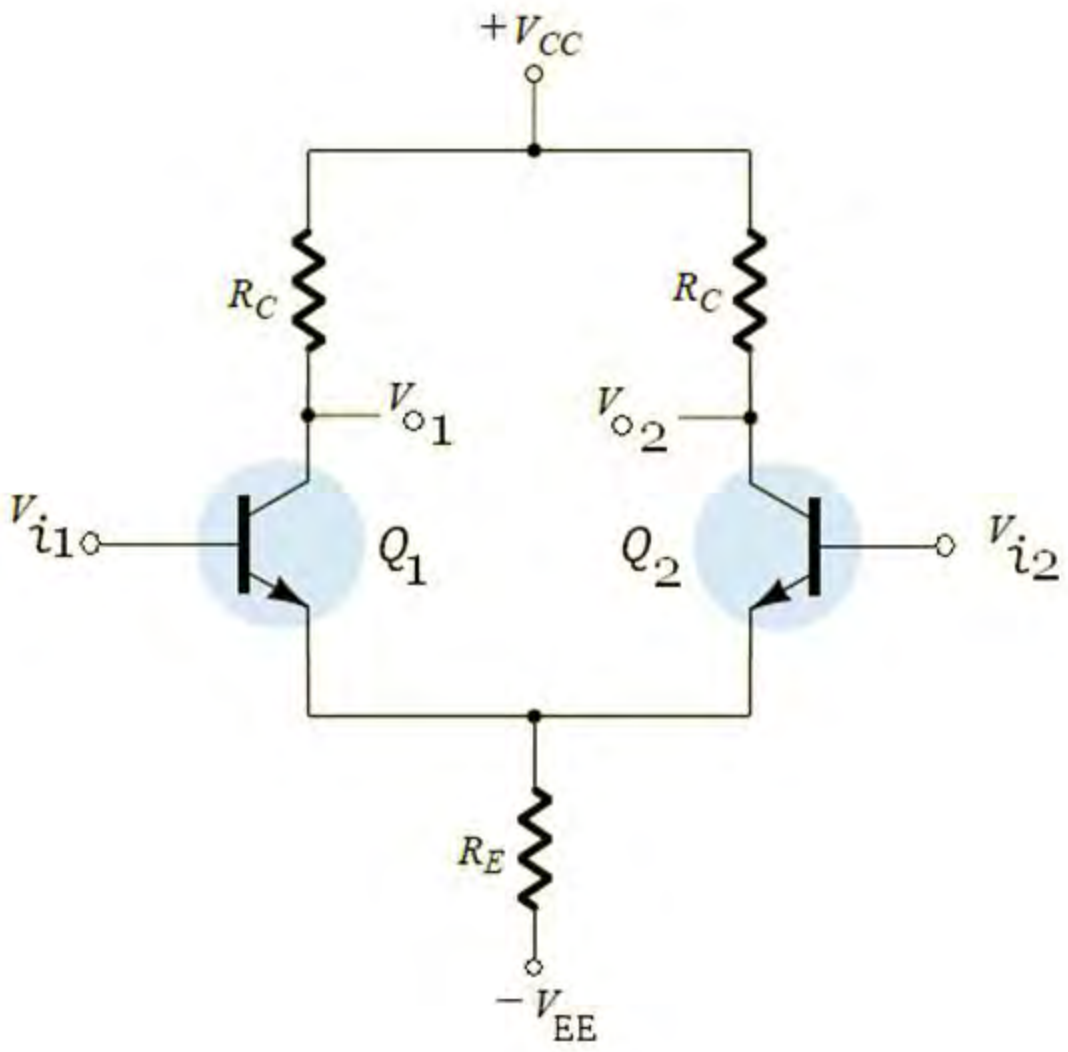


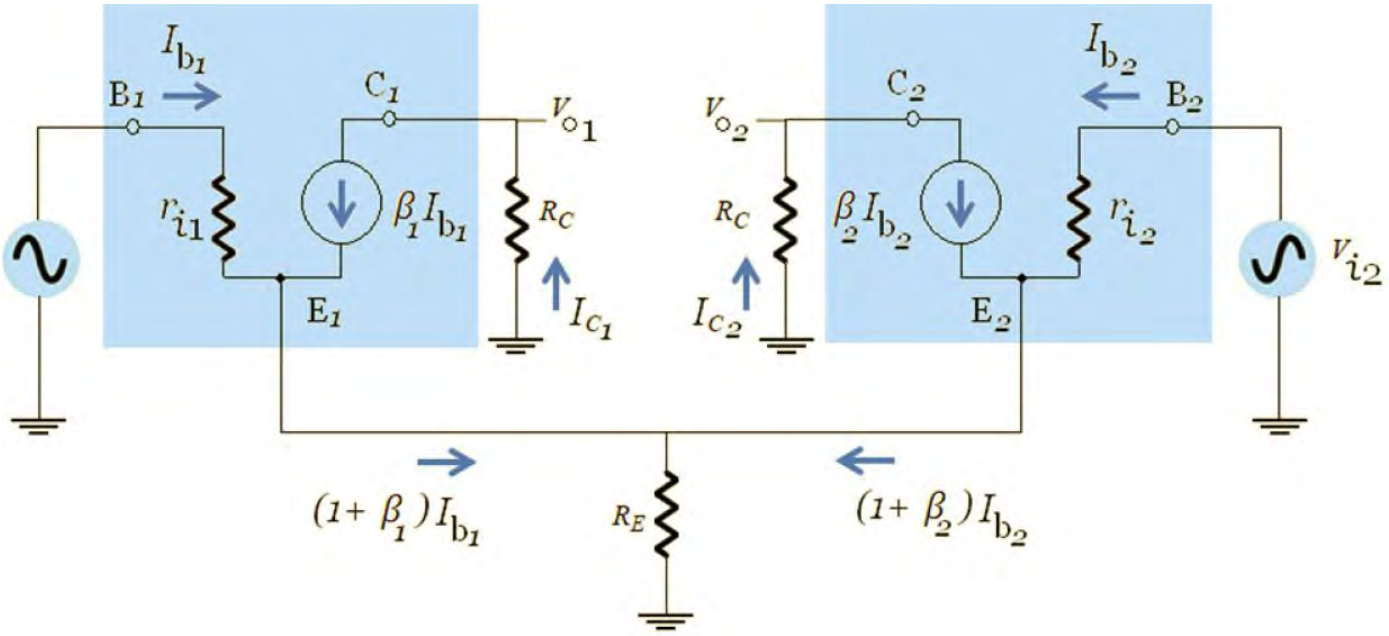
همانگونه که مشاهده می‌کنید سیگنال‌های V_{o_1} و V_{o_2} هر یک جمع دو سیگنال قرینه است، که هر یک در اثر ولتاژ های V_{i_1} و V_{i_2} حاصل می‌شود، لذا V_{o_1} و V_{o_2} مساوی صفر است.

حالت سیگنال مشترک یکی از موارد کاربردی و محاسن تقویت کننده دیفرانسیلی به شمار می‌آید زیرا سیگنال های مشترک که به وسیله پارازیت، تغییرات ولتاژ منبع تغذیه و درجه حرارت پدید می‌آیند و تغییرات آن‌ها در هر دو ترانزیستور یکی است، کاملا حذف می‌شود.

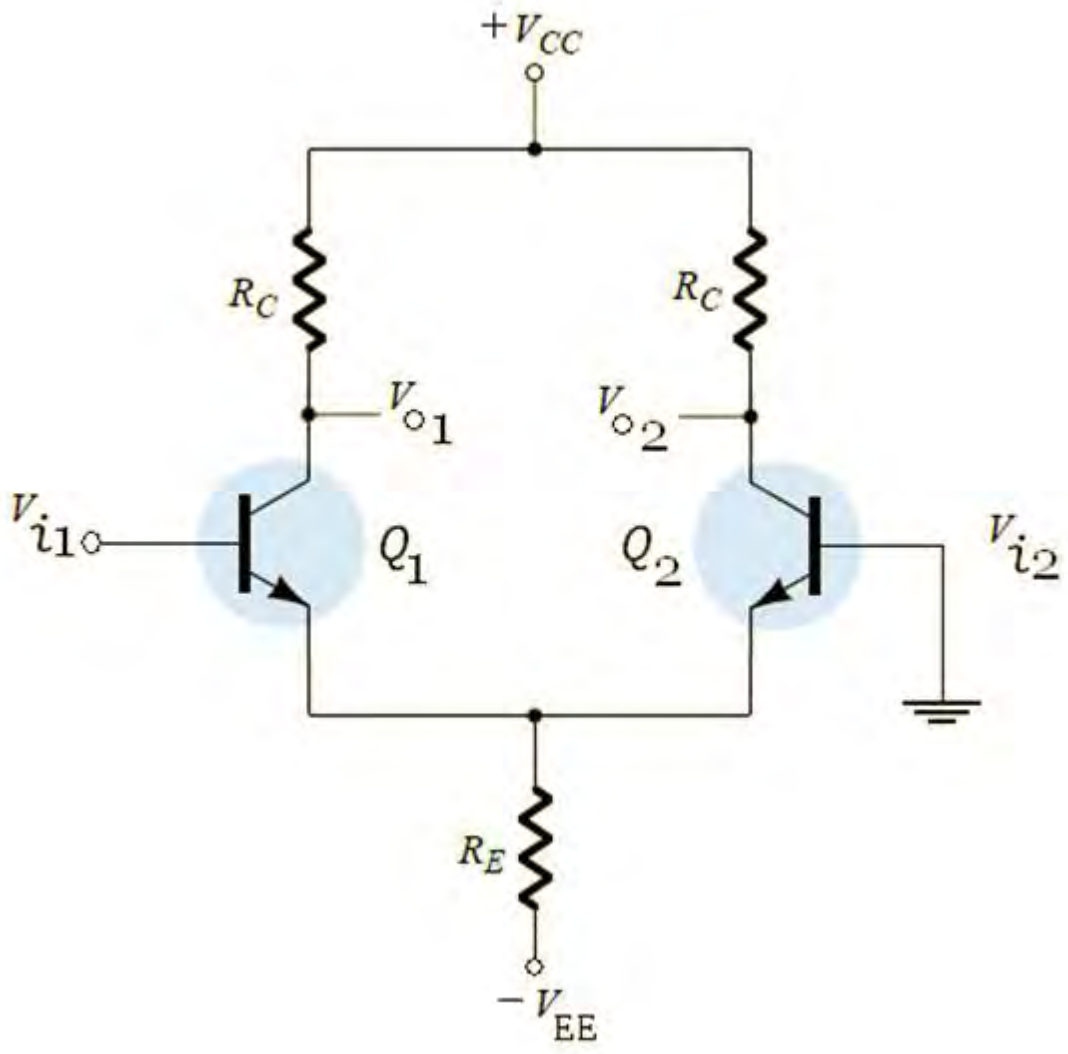
نسبت بهره حالت تفاضلی به حالت مد مشترک را ضریب حذف سیگنال مشترک CMRR می‌نامند، که هر قدر CMRR بزرگتر باشد بهره حالت تفاضلی بیشتر و بهره حالت مد مشترک کم‌تر است. در این حالت تقویت کننده تفاضلی به حالت ایده‌آل نزدیکتر می‌شود.

مدل سیگنال کوچک تقویت کننده تفاضلی:



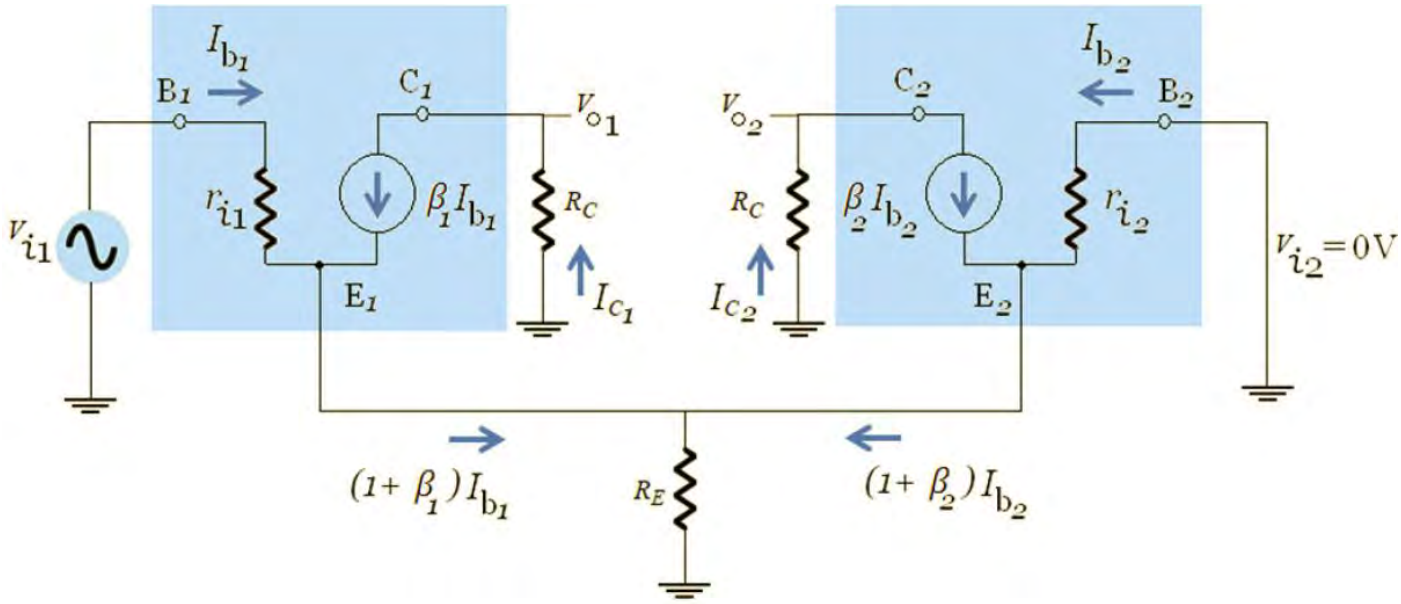


بهره ولتاژ AC با ورودی V_{i_1}



$$I_{b_1} = I_{b_2} = I_b$$

$$r_{i_1} = r_{i_2} = r_i = \beta r_e \quad , \quad R_E \approx \infty$$

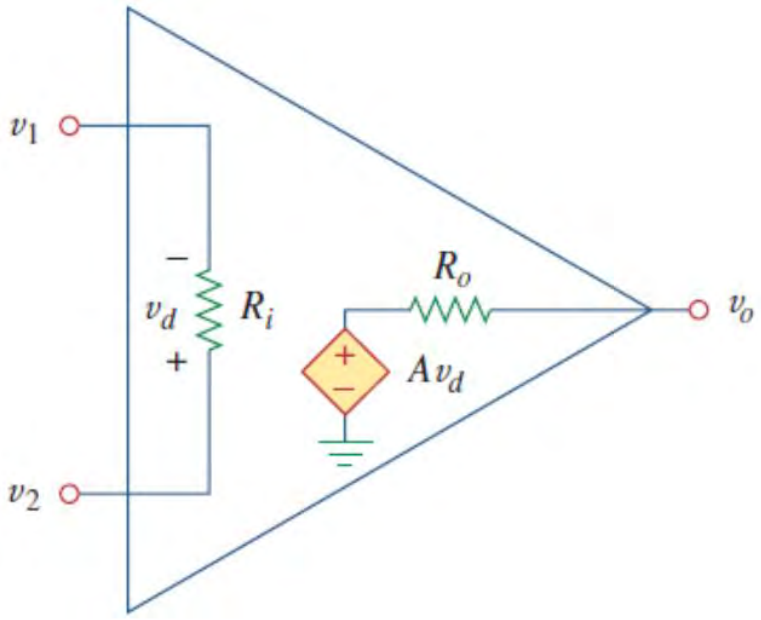


$$I_b = \frac{V_i}{2\beta r_e} \quad , \quad I_c = \frac{V_i}{2r_e} \quad , \quad V_o = \frac{R_C}{2r_e} V_i$$

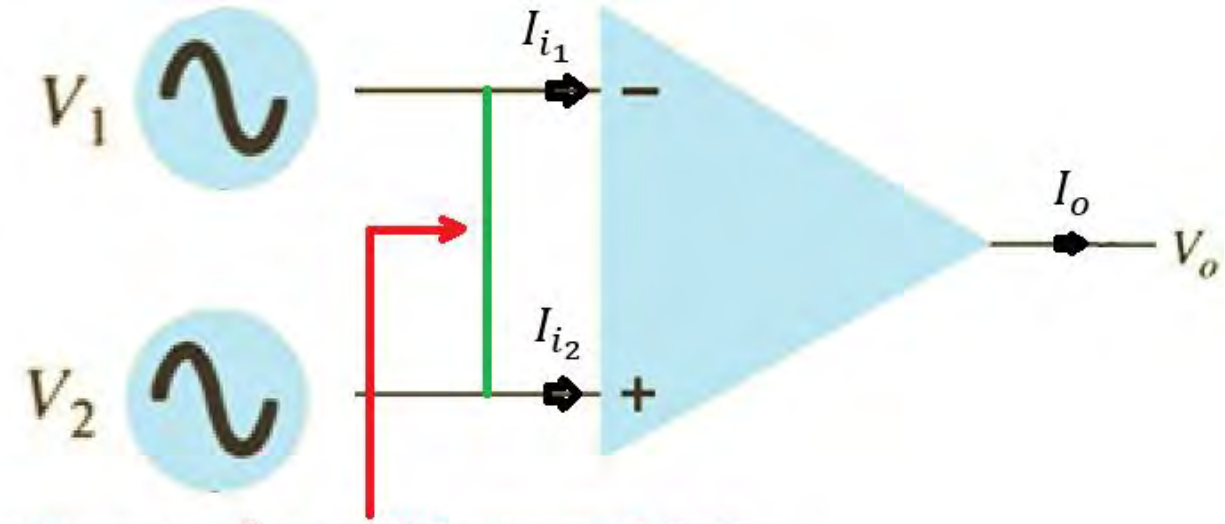
$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{R_C}{2r_e} \quad , \quad (V_{i_1}) \text{ بهره یک ورودی}$$

$$A_v = \frac{V_o}{V_d} = \frac{R_C}{r_e} \quad , \quad (V_{i_1}, V_{i_2}) \text{ بهره دو ورودی}$$

حال به تقویت کننده عملیاتی می‌پردازیم.



$$V_d = V_+ - V_- \quad , \quad R_i = \infty$$



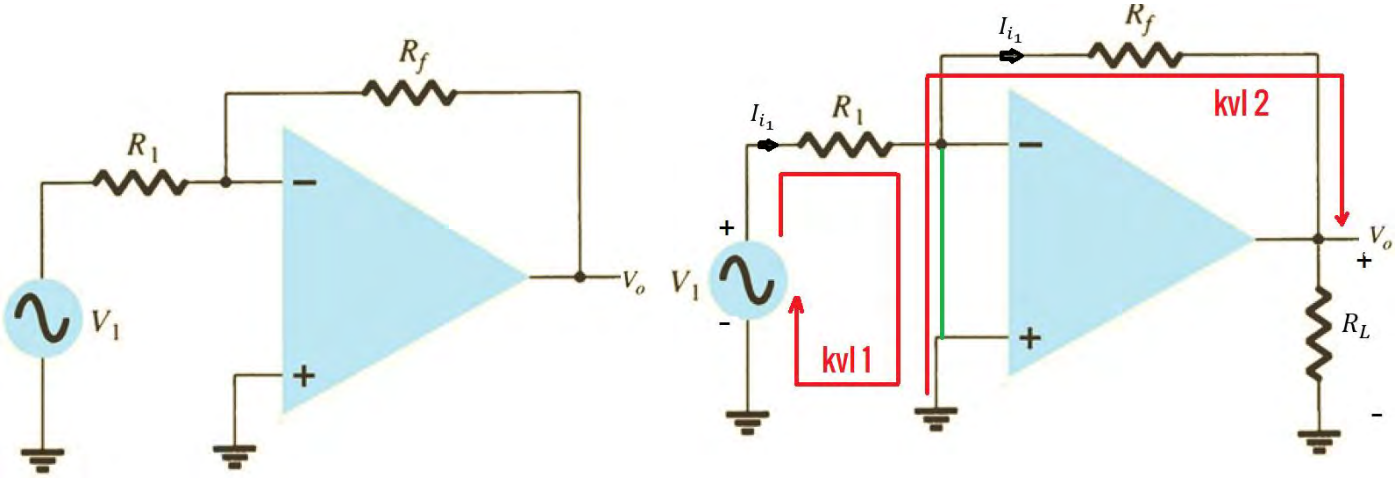
اتصال کوتاه مجازی S.C و جریان آن صفر می‌باشد

$$I_{i_1} = I_{i_2} = 0$$

جریان خروجی آپ امپ I_o می‌تواند هر مقداری یا هر جهتی داشته باشد که مدار بستگی دارد.

۱) مدار وارون گر

یعنی در خروجی ضریبی منفی از V_i خواهیم داشت.



$$kvl1: \ -V_i + I_{i_1}R_1 = 0 \Longrightarrow I_{i_1} = \frac{V_i}{R_1}$$

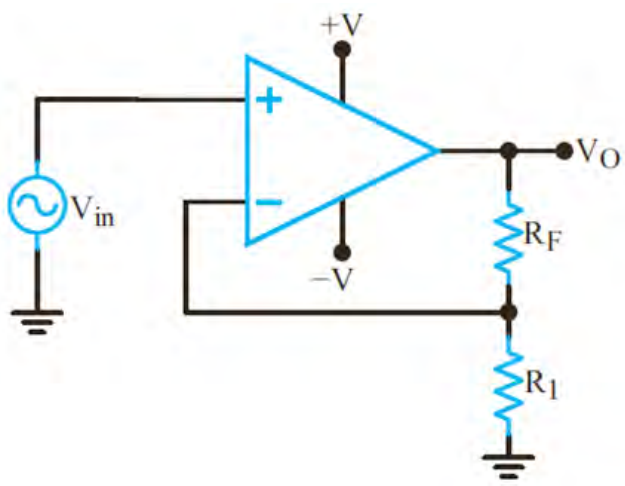
$$kvl2: R_f I_{i_1} + V_o = 0 \Longrightarrow R_f\left(\frac{V_i}{R_1}\right) + V_o = 0$$

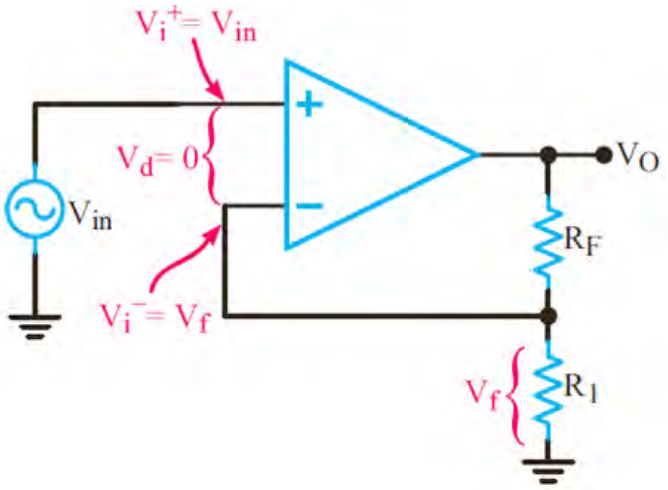
$$\Longrightarrow V_o = -R_f\left(\frac{V_i}{R_1}\right)$$

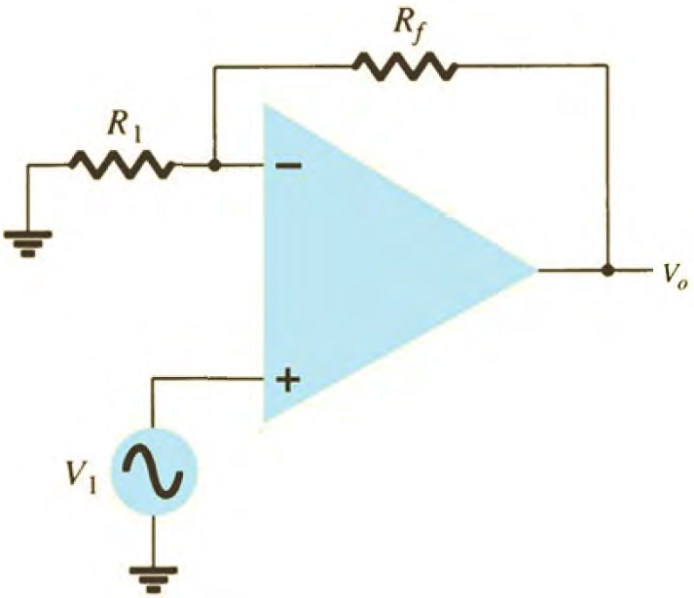
$$\Longrightarrow A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{-R_f\left(\frac{V_i}{R_1}\right)}{V_i} = -\frac{R_f}{R_1}$$

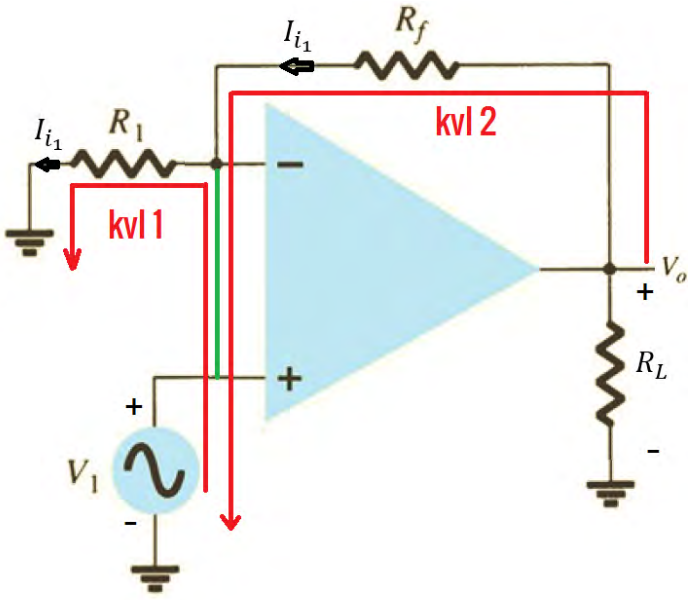
۲) مدار ناوارون گر

ولتاژ فیدبک همان ولتاژ دو سر R_1 است که از رابطه زیر بدست می‌آید.







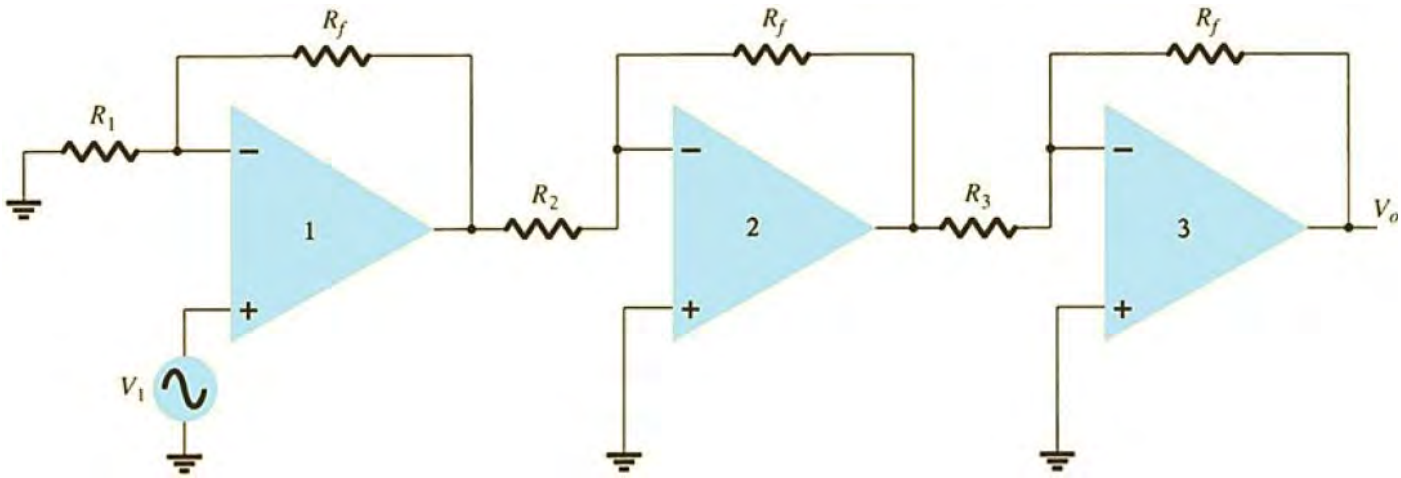


$$kvl1:\ -V_i + I_{i_1}R_1 = 0 \Longrightarrow I_{i_1} = \frac{V_i}{R_1}$$

$$kvl2:\ -V_o + R_f I_{i_1} + R_1 I_{i_1} = 0 \Longrightarrow -V_o + R_f\left(\frac{V_i}{R_1}\right) + V_i = 0$$

$$\Longrightarrow V_o = R_f\left(\frac{V_i}{R_1}\right) + V_i \Longrightarrow V_o = V_i\left(\frac{R_f}{R_1} + 1\right)$$

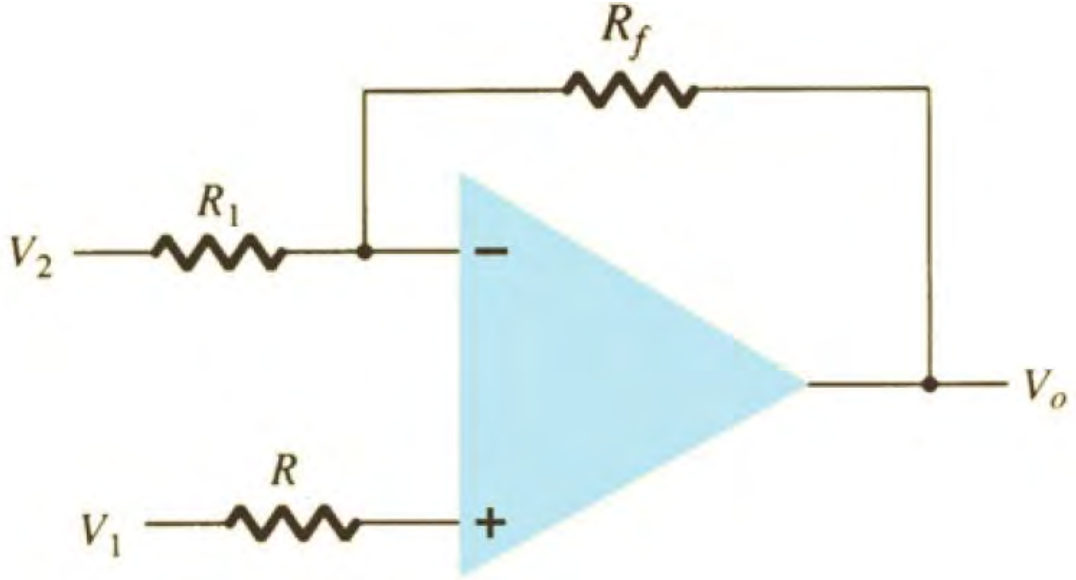
$$\Longrightarrow A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{V_i\left(\frac{R_f}{R_1} + 1\right)}{V_i} = \left(\frac{R_f}{R_1} + 1\right)$$



$$\Longrightarrow A_v = A_1 A_2 A_3$$

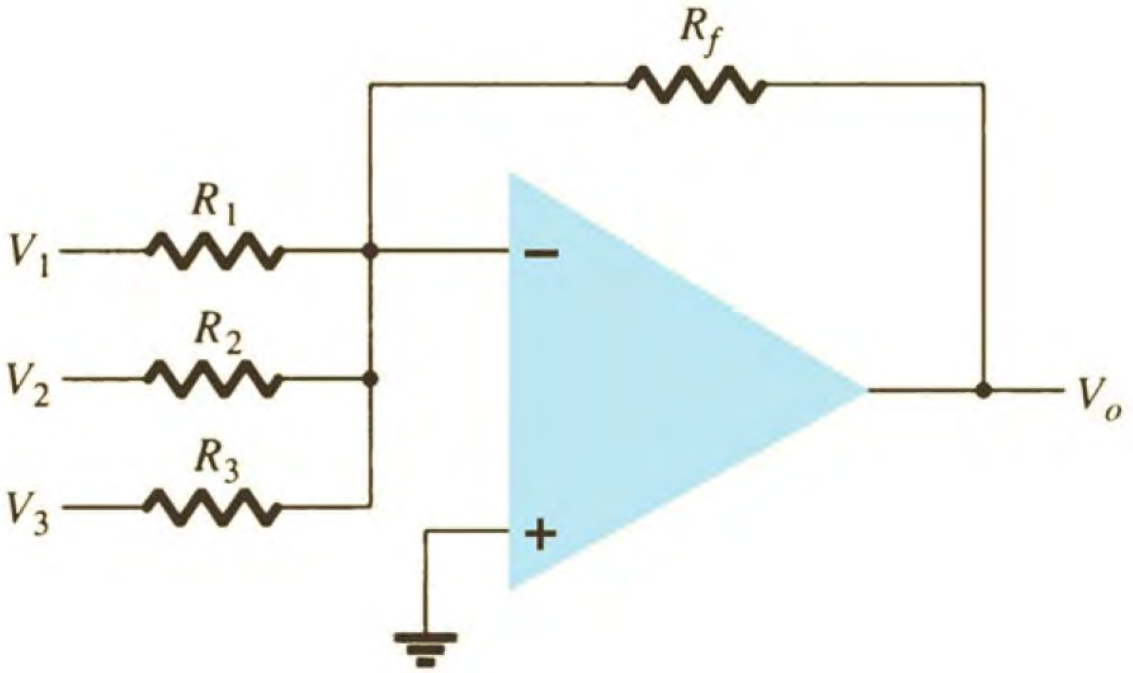
$$\Longrightarrow A_v = \left(\frac{R_f}{R_1} + 1\right)\left(-\frac{R_f}{R_2}\right)\left(-\frac{R_f}{R_3}\right)$$

۳) مدار تفریق کننده

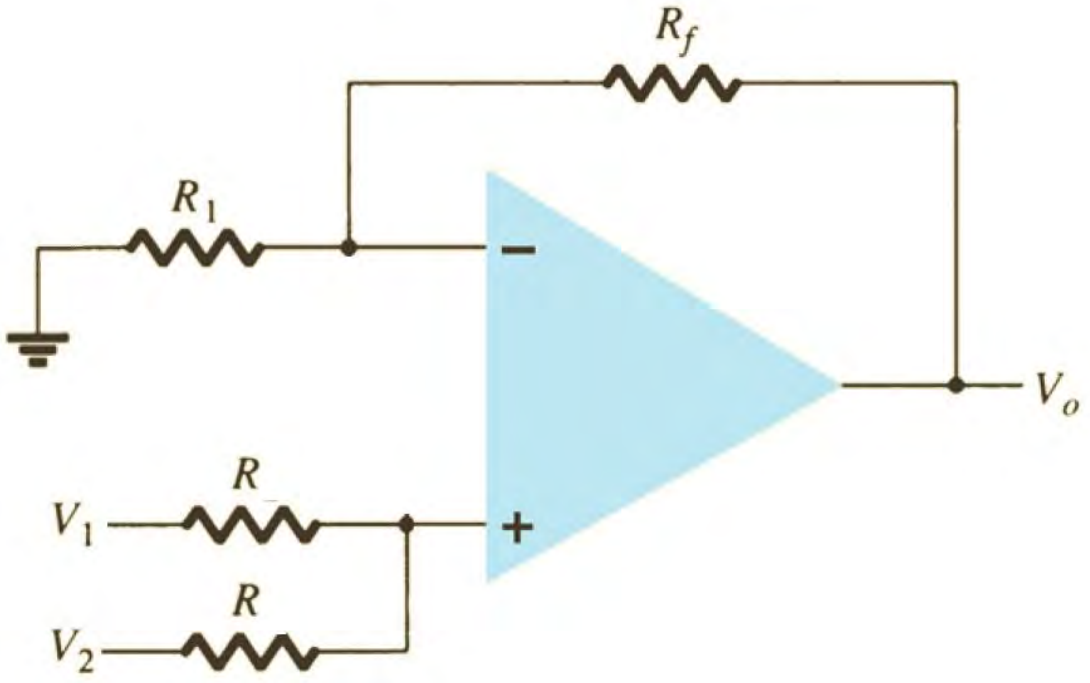


$$V_o = \left(\frac{R_f}{R_1} + 1\right) V_1 + \left(-\frac{R_f}{R_1}\right) V_2$$

۴) مدار جمع کننده

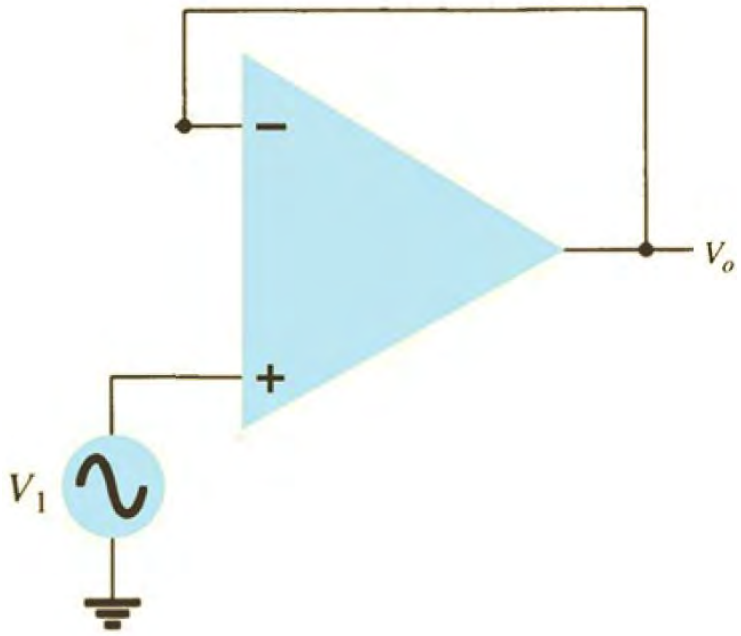


$$V_o = -\left(\left(\frac{R_f}{R_1}\right)V_1 + \left(\frac{R_f}{R_2}\right)V_2 + \left(\frac{R_f}{R_3}\right)V_3\right)$$



$$V_o = \frac{1}{2}\left(\frac{R_f}{R_1} + 1\right)(V_1 + V_2)$$

۵) بافر

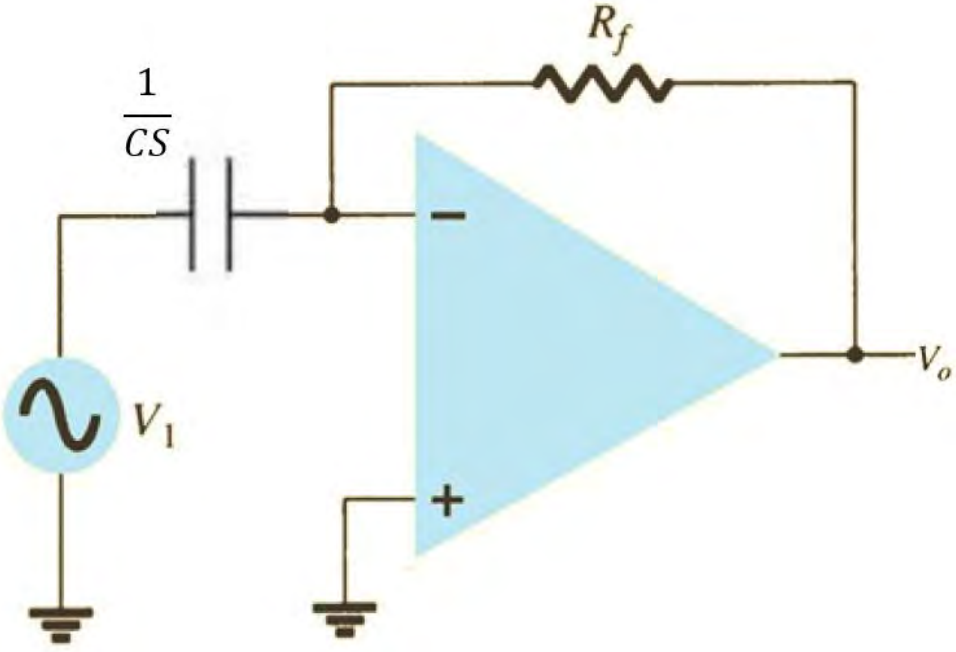


ولتاژ ورودی به خروجی منتقل می‌شود.

$$V_i = V_o$$

مدار تقسیم ولتاژ این عیب را داردکه قسمتی از ولتاژ ورودی به V_o منتقل نمی‌شود.

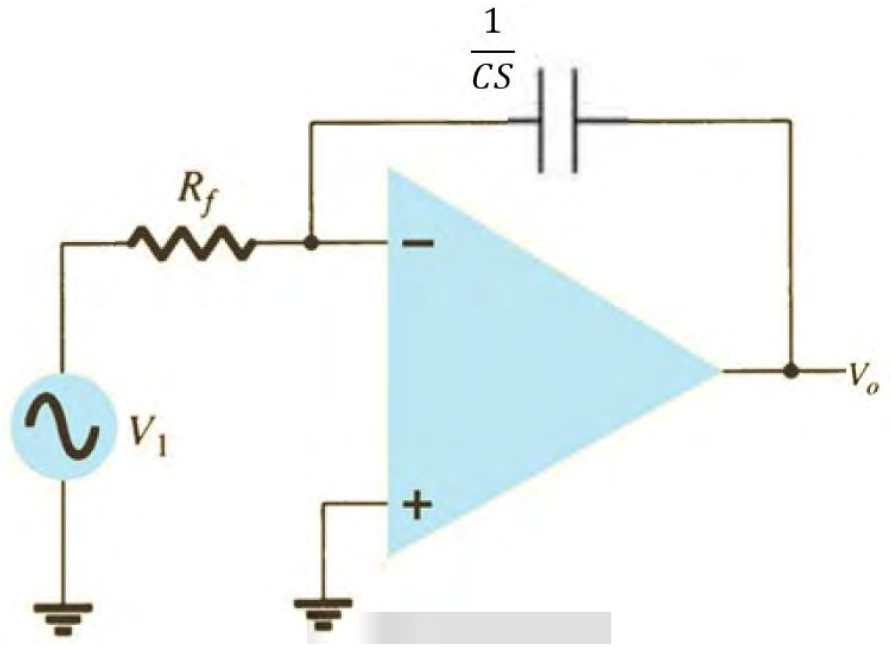
۶) مشتق گیر



$$\Longrightarrow V_o = -R_f \cdot CS \cdot V_i$$

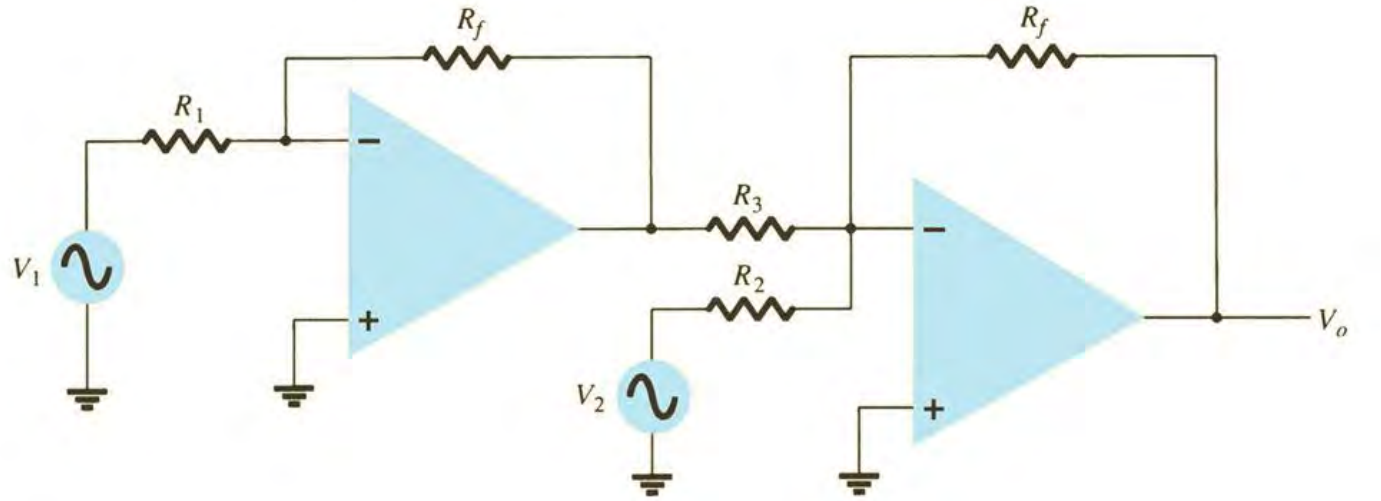
$$\Longrightarrow A_v = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_f}{\frac{1}{CS}} = -R_f \cdot CS$$

۷) انتگرال گیر

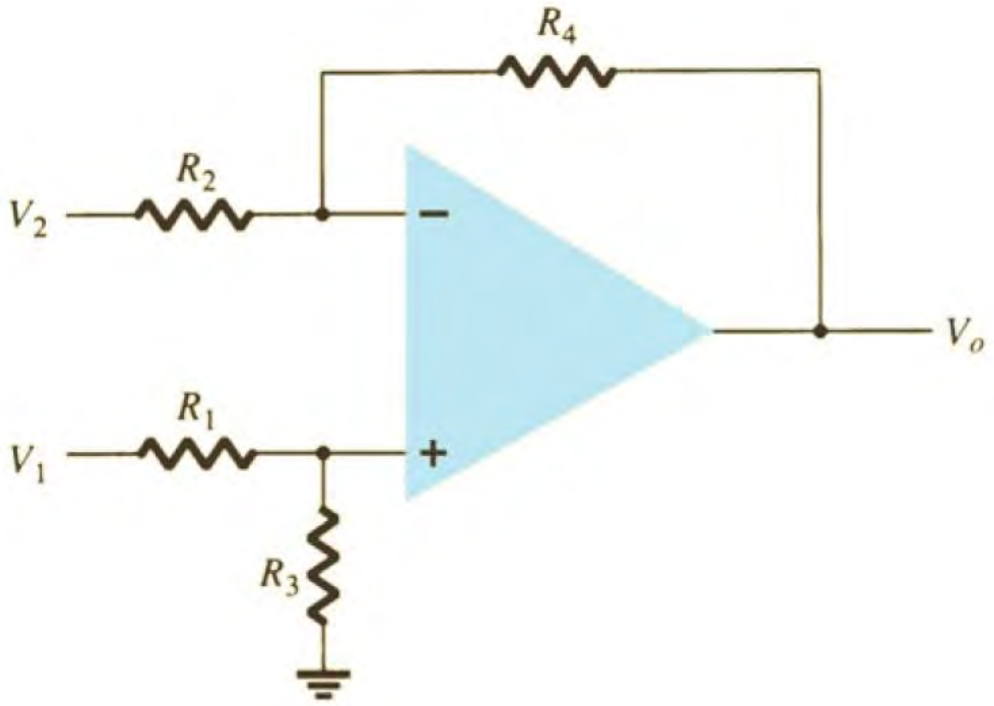


$$\Longrightarrow V_o = \frac{R_f}{CS} V_i = \frac{R_f}{CS} \times \frac{1}{S} \times V_i$$

$$\Longrightarrow A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{\frac{R_f}{CS} V_i}{V_i} = \frac{R_f}{CS} = \frac{R_f}{CS} \times \frac{1}{S}$$



$$V_o = -\left(\left(\frac{R_f}{R_2}\right) V_2 - \left(\frac{R_f}{R_3} \cdot \frac{R_f}{R_1}\right) V_1\right)$$



$$V_o = \left(\frac{R_3}{R_1 + R_3}\right)\left(\frac{R_2 + R_4}{R_2}V_1\right) - \left(\frac{R_4}{R_2}V_2\right)$$

پایان جلسه هفدهم

روزگار خوشی را برای شما آرزومندم.

محمد اعرابیان