



مدارات الکترونیکی

استاد مربوطه: جناب آقای دکتر مزینی

گردآورندگان:

سیده هدی علوی مقدم

مرضیه مهدی بیرقدار

۶	فصل اول
۶	فیزیک الکترونیک
۷	۱- تقسیم بندی اجسام از نظر هدایت الکتریکی
۸	۲- بررسی نیمه هادی ها
۸	ساختار Si
۹	۳- ناخالصی در نیمه هادی ها
۱۰	۳-۱- ناخالصی بخشنده (Donor)
۱۱	۳-۲- ناخالصی پذیرنده (Acceptor)
۱۱	۴- حفره ها و الکترون ها در نیمه هادی تغلیظ شده
	$N_D =$ غلظت ناخالصی دهنده $\text{Atoms/cm}^3$
۱۲	
۱۲	۵- مولفه های جریان الکتریکی در نیمه هادی ها
۱۳	۶- جریان هدایتی در رساناها
۱۳	۷- جریان هدایتی در نیمه هادی ها
۱۴	۸- جریان انتشاری (نفوذی)
۱۶	فصل دوم

۱۶	دیود پیوندی
۱۶	و
۱۶	مدارهای دیودی
۱۷	۱- پیوند P-N
۱۷	۲- بررسی اتصال P-N
۲۱	۳- اتصال پیوند P-N به ولتاژ خارجی
۲۱	۳-۱- بایاس مستقیم
۲۲	۳-۲- بایاس معکوس
۲۳	۴- مشخصه ولتاژ- جریان
۲۵	۵- وابستگی مشخصه V-I به حرارت
۲۵	۶- مقاومت دیود
۲۵	۶-۱- مقاومت استاتیکی
۲۵	۶-۲- مقاومت دینامیکی
۲۶	۷- رفتار خازنی دیود
۲۶	۷-۱- دیود خازنی یا واراكتور
۲۸	۷-۲- خازن نفوذی
۲۹	۸- زمان های سوئیچینگ دیود
۳۱	۹- پدیده شکست بهمنی
۳۱	۱۰- دیود زنر zener
۳۲	۱۱- یکسو کننده ها
۳۲	۱۱-۱- یکسو کننده نیم موج
۳۲	۱۱-۲- یکسو کننده تمام موج (پل)

۳۶	۳-۱۱- یکسو ساز متقارن
۳۷	۴-۱۱- مقادیر موثر جریان و ولتاژ
۳۷	۱۲- مدار برش دهنده (CLIPPER)
۳۹	۱۳- مدار جابجا کننده (CLAMPER)
۴۰	۱-۱۳- مدار دو برابر کننده ولتاژ
۴۱	۲-۱۳- مدار چهار برابر کننده
۴۲	۱۴- روش های تجزیه و تحلیل مدارهای دیودی
۴۲	۱-۱۴- روش ترسیمی
۴۳	۲-۱۴- مدلسازی دیود
۴۳	۳-۱۴- مدل ایده آل
۴۳	۴-۱۴- مدل خط شکسته
۴۴	۱۵- حل مسایل دیودی در حالت عمومی
۴۶	۱۶- معرفی چند نوع متداول دیود
۴۶	۱-۱۶- دیود تونلی یا Esaki
۴۷	۲-۱۶- دیود نورانی (LED)
۴۸	۴-۱۶- دیود شاتکی Sqhatkey
۴۹	فصل سوم
۴۹	ترانزیستورهای دو قطبی
۴۹	و
۴۹	مدارات ترانزیستوری
۵۰	تحلیل سیگنال کوچک، مدلسازی ترانزیستور
۵۴	مقادیر مهم $A_i, A_v, Z_i, Z_o$

۵۵

مدل er

۵۸

بایاس C.E.

۶۶

قضیه میلر ( Miller Theorem )

## فصل اول

### فيزيك الکترونیک

## 1- تقسیم بندی اجسام از نظر هدایت الکتریکی

از نظر قابلیت هدایت الکتریکی، اجسام را می‌توان به سه دسته تقسیم نمود: هادی، نیمه هادی، عایق.

**هادی** ها عناصر و ترکیباتی هستند که جریان الکتریکی را به خوبی از خود عبور می‌دهند. تعداد الکترون های لایه ظرفیت در عناصر هادی ۱، ۲ و یا ۳ الکترون است. چگالی الکترون های آزاد در فلزات که جزء عناصر هادی هستند، در حدود چگالی اتمی آن ها و حدوداً برابر با  $10^{23}$  الکترون در سانتیمتر مکعب است. از بهترین هادی های متداول نقره، مس و آلومینیوم را می‌توان نام برد.

**عایق** ها اجسامی هستند که در میدان های الکتریکی معمولی جریان الکتریکی را هدایت نمی‌کنند و فقط ممکن است در میدان های خیلی زیاد جریان از آن ها عبور کند. تعداد الکترون های لایه ظرفیت در عناصر عایق ۸ الکترون می‌باشد. چگالی الکترون های آزاد در عایق ها برابر با  $10^7$  الکترون در سانتیمتر مکعب است.

**نیمه هادی** ها هدایت الکتریکی کمتر از هادی ها دارند ولی قابل کنترل اند. تعداد الکترون های لایه ظرفیت در عناصر نیمه هادی ۴ الکترون می‌باشد. چگالی الکترون های آزاد در نیمه هادی ها در محدوده ای بین دو مقدار مذکور قرار دارد. از متداول ترین آن ها می‌توان از Si و Ge نام برد.



## ۲- بررسی نیمه هادی ها

نیمه هادی ها گروهی از مواد هستند که از نظر توانایی هدایت الکتریکی، بین هادی و عایق قرار دارند. نکته قابل توجه در نیمه هادی ها این است که هدایت الکتریکی آن ها تحت تاثیر عواملی چون تحریک نوری، افزایش دما و تغییر میزان ناخالصی به نحو قابل ملاحظه ای تغییر می یابد. این خاصیت مهم مبنای کار بسیاری از قطعه های نیمه هادی است که در الکترونیک مورد استفاده قرار می گیرند.

هدایت الکتریکی در نیمه هادی ها توسط دو نوع حامل بار الکتریکی یعنی الکترون های آزاد و حفره ها صورت می گیرد. الکترون های ظرفیت را که وابستگی کمتری به هسته نیمه هادی دارند و آزادانه در فضای درون نیمه هادی حرکت می کنند، **الکترون های آزاد** می گویند. تمایل به جذب الکترون را **حفره** می نامند. به نیمه هادی ها که از هر دو نوع حامل بار الکتریکی برخوردارند، عنصر **دو قطبی** نیز می گویند. در نیمه هادی خالص به تعداد الکترون های آزاد، حفره داریم.

چگالی حفره های آزاد  $n = p$  چگالی الکترون های آزاد

از مهم ترین نیمه هادی ها در الکترونیک سیلیکن (Si) و ژرمانیوم (Ge) را می توان نام برد که در ادامه به بررسی ساختار Si می پردازیم.

### ساختار Si

همان طور که گفته شد یکی از مهم ترین نیمه هادی ها در الکترونیک سیلیکن (Si) می باشد. این عنصر علیرغم داشتن چهار الکترون ظرفیت، در دمای معمولی از هدایت الکتریکی خوبی برخوردار نیست. در دمای صفر مطلق بلور سیلیکن همانند عایق عمل می کند، زیرا چهار الکترون ظرفیت هر اتم در پیوند های کووالان چهار اتم مجاور خود قرار گرفته اند و نمی توانند همانند الکترون های ظرفیت در فلزات آزادانه به هر سو حرکت نمایند. در شکل ۱-۱ ساختمان شبکه بلوری سیلیکن نمایش داده شده است.

همان طور که ملاحظه می شود هر دو اتم مجاور در یک پیوند کووالان دو الکترون در حالت اشتراک دارند. این الکترون ها در مدارهایی به دور هسته هر دو اتم می چرخند. انرژی لازم برای شکستن پیوند کووالان و آزاد کردن یک الکترون را **انرژی عرض نوار** گویند و آن را با  $E_G$  نمایش می دهند. این انرژی ( $E_G$ ) برای سیلیکن حدود  $1/1 \text{ eV}$  و برای ژرمانیم حدود  $0,72 \text{ eV}$  می باشد. (ژول  $1.60 \times 10^{-19}$   $1 \text{ eV} =$ ).

در عایق‌ها (به طور مثال در  $\text{SiO}_2$ ) میزان این انرژی به چندین eV می‌رسد و در نتیجه ایجاد الکترون‌های آزاد در دمای معمولی و میدان‌های الکتریکی معمولی میسر نیست. بنابراین عایق‌ها را می‌توان فاقد الکترون آزاد و به همین جهت فاقد قابلیت هدایت الکتریکی در نظر گرفت.

در نیمه هادی‌ها انرژی عرض نوار به مراتب کوچکتر از عایق‌هاست، به طوری که در دمای معمولی و یا میدان‌های الکتریکی معمولی، تعدادی از الکترون‌های ظرفیت می‌توانند با کسب انرژی لازم، نقش الکترون‌های آزاد را ایفا کنند. البته در دماهای بسیار پایین، برای هیچ یک از الکترون‌های ظرفیت این امکان فراهم نیست. از این رو نیمه‌هادی‌ها در دماهای بسیار پایین مانند عایق رفتار می‌کنند.

در فلزات یا اجسام هادی عرض نوار انرژی به حدی ناچیز است که در دماهای معمولی همه الکترون‌های ظرفیت از آزادی لازم برای جابجایی در فضای بین اتم‌ها برخوردارند و در واقع آن‌ها را می‌توان همان الکترون‌های آزاد در نظر گرفت.

با افزایش دما از صفر مطلق، شبکه بلوری سیلیکن شروع به ارتعاش نموده و بعضی از پیوندهای کووالان شکسته و الکترون‌های آن‌ها جدا می‌شوند. الکترون‌های جدا شده به صورت الکترون آزاد عمل نموده و در فضای بین اتم‌ها شروع به حرکت می‌نمایند. در حقیقت با شکستن هر پیوند و رها شدن یک الکترون، یک جای خالی در پیوند باقی می‌ماند که به آن حفره گویند.

در واقع نحوه حرکت حفره‌ها و شرکت آن‌ها در جریان الکتریکی در نیمه هادی به این صورت است که وقتی با رها شدن یک الکترون آزاد از یک پیوند کووالان یک حفره بر جای ماند، یک الکترون ظرفیت از یک پیوند مجاور می‌تواند به آسانی پیوند خود را شکسته و حفره ی قبلی را پر نماید. با این کار حفره جدیدی به وجود می‌آید که محل آن با محل حفره قبلی متفاوت است. به عبارت دیگر یک جابجایی حفره صورت گرفته است که جهت آن در خلاف جهت انتقال الکترون بوده است. در اینجا تاکید بر این نکته لازم است که حرکت حفره‌ها از پر شدن یک حفره توسط الکترون ظرفیت یک اتم مجاور- و نه توسط یک الکترون آزاد- ناشی می‌شود. پر شدن حفره توسط یک الکترون آزاد را ترکیب مجدد گویند. هر ترکیب مجدد منجر به از دست رفتن یک الکترون آزاد و یک حفره می‌شود، بدون اینکه حفره جدیدی به وجود آید. در این ترکیب الکترون انرژی اضافی خود را به صورت حرارت یا نور از دست می‌دهد.

### ۳- ناخالصی در نیمه هادی‌ها

همان‌طور که در بخش قبل بررسی شد، دانستیم که اجسام نیمه هادی در دمای صفر مطلق همانند عایق عمل نموده و هیچگونه هدایت الکتریکی از خود بروز نمی‌دهند و تنها در دماهای بالاتر است که تعدادی حامل بار الکتریکی یعنی الکترون آزاد و حفره در نیمه هادی به وجود می‌آیند. چون

در هر دما تعداد حفره‌های تشکیل شده با تعداد الکترون‌های آزاد ایجاد شده برابر است، می‌توان گفت برای یک نیمه هادی خالص رابطه‌ی زیر همواره برقرار است.

$$n_i \text{ (cm}^{-3}\text{)} = p = n$$

در این رابطه  $n$  و  $p$  به ترتیب چگالی حجمی الکترون‌های آزاد و حفره‌ها می‌باشند و  $n_i$  را چگالی خالص می‌نامند. بین چگالی خالص  $n_i$ ، دمای مطلق  $T$  (بر حسب درجه کلوین) و عرض نوار انرژی  $E_G$  (بر حسب  $eV$ ) رابطه‌ی مهم زیر برقرار است:

$$n_i^2 = BT^3 \exp(-E_G/kT) \quad \text{Cm-6}$$

که در آن:

$$E_G = \text{عرض نوار انرژی بر حسب } eV$$

$$k = 8.62 \times 10^{-5} \text{ eV/K} \quad \text{ثابت بولتزمن}$$

$$T = \text{دما بر حسب کلوین}$$

$$B = \text{پارامتر وابسته به ماده}$$

همان‌طور که ملاحظه می‌شود چگالی حامل‌های بار الکتریکی در نیمه هادی خالص و در دمای معمولی در مقایسه با چگالی الکترون‌های آزاد در فلزات ( $\approx 10^{23} \text{ cm}^{-3}$ ) بسیار ناچیز بوده و در نتیجه قابلیت هدایت الکتریکی نیمه هادی خالص در دمای معمولی میلیون‌ها برابر کمتر از رسانایی فلزات است. برای بالا بردن چگالی حامل‌های آزاد در نیمه هادی‌ها، می‌توان با تزریق درصد ناچیزی از یک عنصر سه یا پنج ظرفیتی به بلور آن را تغلیظ نمود. به اضافه کردن ناخالصی به قطعه  $Si$ ، **تغلیظ** یا **Doping** گویند. در تغلیظ نیمه هادی‌ها دو نوع ناخالصی داریم که در ادامه به آن‌ها می‌پردازیم.

### ۱-۳-۱- ناخالصی بخشنده (Donor)

در  $Si$  با تزریق عناصر پنج ظرفیتی از قبیل آنتیموان ( $Sb$ )، فسفر ( $P$ ) و آرسنیک ( $As$ ) باعث افزایش چگالی الکترون‌های آزاد در بلور خواهد شد. بدین لحاظ به ناخالصی‌های پنج ظرفیتی **ناخالصی نوع N** یا **ناخالصی بخشنده** گویند.

فرض کنید به بلور سیلیکن، تعدادی از اتم‌های آنتیموان را تزریق کنیم. هر اتم پنج ظرفیتی آنتیموان دارای پنج الکترون ظرفیت است و در شبکه بلور سیلیکن چهار الکترون ظرفیت خود را در چهار پیوند کووالان با اتم‌های سیلیکن مجاور خود به اشتراک می‌گذارد. الکترون پنجم در هیچ پیوند مشترکی قرار نگرفته و فقط وابستگی بسیار ناچیزی به هسته اتم آنتیموان دارد. این وابستگی آنقدر ناچیز است که در دمای ۵۰ تا ۱۰۰ درجه کلوین الکترون پنجم انرژی لازم ( $0.05 \text{ eV}$ ) برای جدا شدن کامل از اتم مادر را

بدست آورده و به صورت یک الکترون آزاد در اختیار شبکه بلور سیلیکن قرار می‌گیرد. بدین ترتیب افزایش ناخالصی نوع N، چگالی الکترون‌های آزاد را در بلور نیمه هادی بالا برده و اصطلاحاً آن را به نیمه‌هادی نوع N تبدیل می‌کند.

تزریق اتم‌های ناخالصی نوع N نه تنها باعث افزایش تعداد الکترون‌های آزاد می‌شود، بلکه تعداد حفره‌ها را از میزان مربوط به نیمه‌هادی خالص کاهش می‌دهد. زیرا با افزایش الکترون‌های آزاد شانس ترکیب مجدد آن‌ها با حفره‌ها افزایش یافته و تعدادی از حفره‌های موجود در اثر این نوع ترکیب‌ها از بین می‌روند.

### ۲-۳- ناخالصی پذیرنده (Acceptor)

در Si با تزریق عناصر سه ظرفیتی از قبیل ایندیم (In)، گالیم (Ga) و بور (B) موجب بالا رفتن چگالی حامل‌های مثبت یا حفره‌ها در بلور می‌شود. ناخالصی‌های سه‌ظرفیتی را ناخالصی نوع P یا ناخالصی پذیرنده می‌نامند.

فرض کنید به بلور سیلیکن، تعدادی از اتم‌های ایندیم را تزریق کنیم. اتم‌های ناخالصی سه ظرفیتی در آخرین نوار ظرفیت خود تنها سه الکترون دارند. بنابراین هر اتم ناخالصی با سه الکترون ظرفیت خود، تنها سه پیوند کووالان از چهار پیوند اتم‌های اطراف خود را تکمیل نموده و در پیوند چهارم جای یک الکترون باقی می‌ماند. این جای خالی در واقع یک حفره جدیدی است که در بلور به وجود آمده است. به ازای هر اتم ناخالصی سه ظرفیتی یک حفره اضافی در اختیار قرار می‌گیرد. اتم‌های ناخالصی در دمای معمولی به سرعت یونیزه می‌شوند. این یونیزه شدن به این صورت است که یک الکترون از یک اتم سیلیکن مجاور، پیوند خود را شکسته و این حفره اضافی را پر می‌کند. در نتیجه این عمل یک اتم سیلیکن شامل حفره به وجود می‌آید.

در اینجا لازم به ذکر است که میزان ناخالصی لازم (بخششده و یا پذیرنده)، برای اینکه در رسانایی یک نیمه هادی تغییر قابل توجهی ایجاد شود، بسیار ناچیز است. مثلاً اگر به ازای هر  $10^8$  اتم سیلیکن فقط یک اتم ناخالصی اضافه شود در دمای  $30^\circ\text{C}$  رسانایی ویژه آن حدوداً  $24000$  برابر می‌شود!

### ۴- حفره‌ها و الکترون‌ها در نیمه هادی تغلیظ شده

اکنون چگونگی محاسبه غلظت الکترون‌ها و حفره‌ها در نیم رساناهای حاوی ناخالصی دهنده و پذیرنده را بررسی می‌کنیم. در ماده تغلیظ شده، غلظت الکترون‌ها و حفره‌ها لزوماً برابر نیستند. اگر  $n > p$  باشد نیمه‌هادی نوع N و اگر  $p > n$  نیمه‌هادی نوع P خوانده می‌شود. حامل‌های با تعداد بیشتر را حامل‌های اکثریت و حامل‌های با تعداد کمتر را حامل‌های اقلیت می‌نامند. جهت محاسبه دقیق چگالی الکترون‌ها و حفره‌ها از این پس غلظت ناخالصی‌های دهنده و پذیرنده را به صورت زیر نمایش می‌دهیم:

$$N_D = \text{غلظت ناخالصی دهنده} \quad \text{Atoms/cm}^3$$

$$N_A = \text{غلظت ناخالصی پذیرنده} \quad \text{Atoms/cm}^3$$

همچنین در ادامه توجه به دو نکته زیر ضروری به نظر می‌رسد:

الف) مواد نیم‌رسانا بایستی از نظر بار الکتریکی خنثی باشند. یعنی در یک قطعه نیم‌رسانا مجموع بارهای مثبت و منفی برابر صفر می‌باشد. اتم‌های دهنده باردار شده و حفره‌ها دارای بار مثبت و اتم‌های پذیرنده باردار شده و الکترون‌ها دارای بار منفی می‌باشند. بنابراین داریم:

$$q(N_D + p - N_A - n) = 0 \quad \rightarrow \quad P + N_D = n + N_A$$

ب) حاصل ضرب غلظت الکترون‌ها و حفره‌ها در مواد طبیعی در معادله  $pn = n_i^2$  (قانون اثر جرم) بایستی صدق کند. از دیدگاه تئوری و نظری می‌توان گفت معادله  $pn = n_i^2$  برای تمام نیم‌رساناها در شرایط دمایی یکسان صدق می‌کند. با توجه به موارد الف و ب داریم:

$$N \text{ در نیمه‌های نوع } n \gg p, \quad n = p + N_D \quad \rightarrow \quad n \approx N_D \quad p = \frac{n_i^2}{n}$$

$$P \text{ در نیمه‌های نوع } p \gg n, \quad p = n + N_A \quad \rightarrow \quad p \approx N_A \quad n = \frac{n_i^2}{p}$$

مثال: یک قطعه سیلیکونی توسط اتم‌های آنتیموان با غلظت  $2 \times 10^{16} / \text{cm}^3$  تغلیظ شده است. اولاً آنتیموان ناخالصی نوع دهنده است یا پذیرنده؟

ثانیاً: غلظت الکترون‌ها و حفره‌ها را در دمای  $300^\circ \text{K}$  بدست آورید.

ثالثاً: این ماده نوع  $n$  است یا  $p$ ؟

پاسخ: دهنده - الکترون  $2 \times 10^{16} / \text{cm}^3$  و حفره  $5 \times 10^3 / \text{cm}^3$  - نوع  $n$

## ۵- مولفه‌های جریان الکتریکی در نیمه هادی‌ها

عامل ایجاد جریان الکتریکی جابجایی بارهای الکتریکی در یک جهت مشخص می‌باشد. در نیمه- هادی‌ها دو نوع حامل بار الکتریکی یعنی الکترون‌های آزاد و حفره‌ها در ایجاد جریان دخالت دارند. جابجایی این حامل‌ها ممکن است تحت تاثیر یک میدان الکتریکی صورت پذیرد، که در این صورت آن را **جریان هدایتی**

گویند. پدیده دیگری با نام انتشار نیز در جابجایی حامل‌های بار الکتریکی در نیمه‌هادی‌ها موثر است که جریان ناشی از آن را **جریان انتشاری (نفوذی)** گویند.

### ۶- جریان هدایتی در رساناها

در مورد فلزات اعمال میدان الکتریکی، باعث حرکت الکترون‌های آزاد در خلاف جهت میدان و در نتیجه ایجاد جریان الکتریکی می‌شود. سرعت رانشی حامل  $v$ ، متناسب با  $E$  (میدان الکتریکی) است و  $\mu_n$  ضریب تناسب، قابلیت تحرک، نامیده می‌شود.

$$v = -\mu_n \cdot E$$

می‌دانیم که در هر سیال چگالی جریان با حاصل ضرب سرعت در چگالی حجمی برابر است. بنابراین چنانچه چگالی حجمی الکترون‌ها را با  $n$  و اندازه بار هر الکترون را با  $q$  نمایش دهیم، برای چگالی جریان ( $J$ ) رابطه به صورت زیر خواهد بود:

$$J = \rho v = (n \cdot (-q)) v = (n \cdot (-q)) \cdot (-\mu_n) E = \sigma E$$

در رابطه اخیر  $\sigma = nq\mu_n$  رسانایی ویژه فلز بر حسب  $(\Omega \cdot \text{cm})^{-1}$  است.

### ۷- جریان هدایتی در نیمه‌هادی‌ها

در نیمه‌هادی‌های نوع  $N$  و  $P$  حامل‌های اکثریت که به ترتیب الکترون‌های آزاد و حفره‌ها هستند تحت تاثیر میدان الکتریکی به حرکت در آمده و مولفه‌های اصلی جریان هدایتی را تشکیل می‌دهند. جریان ناشی از حفره‌ها و الکترون‌های آزاد در یک جهت است، ولی حرکت آن‌ها در خلاف جهت یکدیگر صورت می‌گیرد.

رابطه چگالی جریان هدایتی با شدت میدان الکتریکی برای هر یک از حامل‌ها برای نیمه‌هادی‌های نوع  $N$  و  $P$  به صورت زیر خواهد بود:

$$\begin{aligned} J_N &= (N_D \mu_n + P_N \mu_p) qE = \sigma_N E \\ J_P &= (N_A \mu_p + n_p \mu_n) qE = \sigma_P E \end{aligned}$$

در روابط فوق  $\mu_n$  و  $\mu_p$  به ترتیب قابلیت تحرک الکترون‌های آزاد و حفره‌ها و  $q$  بار الکتریکی یک الکترون است. از آنجا که  $P_N$  و  $n_p$  چگالی حامل‌های اقلیت هستند و در مقابل چگالی حامل‌های اکثریت می‌توان از آن‌ها صرف‌نظر کرد، رسانایی نیمه‌هادی‌های نوع  $N$  و  $P$  را می‌توان از روابط تقریبی زیر به دست آورد:

$$\sigma_N \cong N_D \mu_n q$$

$$\sigma_P \cong N_A \mu_p q$$

### ۸- جریان انتشاری (نفوذی)

این جریان ناشی از عدم یکنواختی تراکم حامل‌های بار الکتریکی در نیمه‌هادی بوده و بدون وجود میدان الکتریکی خارجی می‌تواند برقرار شود. در شکل زیر یک قطعه نیمه‌هادی نوع P که در آن چگالی حفره‌ها از سمت چپ به راست به صورت نمایی کاهش می‌یابد نشان داده شده است.



در این حالت حفره‌ها از قسمت چگال‌تر به سمت دیگر حرکت می‌کنند. این جریان که ناشی از انتشار حامل‌ها از ناحیه با تراکم بیشتر به ناحیه با تراکم کمتر است را جریان انتشاری (نفوذی) گویند. بر طبق قانون انتشار، چگالی جریان انتشاری با گرادیان بارهای الکتریکی متناسب است. ضریب این تناسب، ثابت انتشار نامیده می‌شود.

$$J_p^{diff} = (+q)D_p \left( \frac{-\partial p}{\partial x} \right) = -qD_p \frac{\partial p}{\partial x}$$

$$J_n^{diff} = (-q)D_n \left( \frac{-\partial n}{\partial x} \right) = +qD_n \frac{\partial n}{\partial x}$$

ضرایب ثابت  $D_n$  و  $D_p$  با واحد  $(\text{cm}^2/\text{s})$  ثابت نفوذ حفره و الکترون نامیده می‌شوند. ضرایب نفوذ قابلیت تحرک با رابطه‌ی اینشتین به هم مربوط می‌شوند.

$$\frac{D_n}{\mu_n} = \frac{KT}{q} = \frac{D_p}{\mu_p}$$

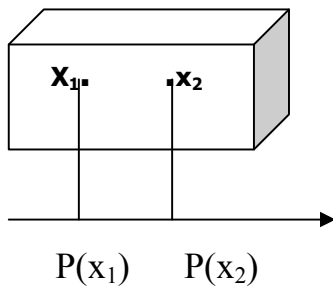
کمیت  $(KT/q)$  ولتاژ گرمایی  $V_t$  خوانده می‌شود و مقدار آن در دمای اتاق تقریباً برابر  $0.025$  بر حسب ولت می‌باشد. در بخش‌های مختلف این جزوه با این کمیت برخورد خواهیم کرد.

جریان حامل‌ها (حفره‌ها) باعث می‌شود میدانی با جهت نشان داده شده در شکل تولید شود که این میدان سبب می‌شود جریان رانشی ( $J_{\text{Drift}}$ ) هم‌جهت با میدان تولید شود. در حالت تعادل داریم:

$$J_{\text{Drift}} = J_{\text{Diff}} = P(x) q \mu_p E$$

با فرض اینکه در این قطعه  $n = 0$  است و الکترون آزاد نداریم و با جای‌گذاری رابطه  $\times$  در رابطه فوق خواهیم داشت:

$$\left. \begin{array}{l} J_t = J_{\text{Drift}} + J_{\text{Diff}} \\ J_t = 0 \end{array} \right\} \Rightarrow E(x) = \frac{D_p}{\mu_p} \frac{1}{p(x)} \frac{dp(x)}{dx}$$



$$V_{21} = V_2 - V_1 = - \int_{x_1}^{x_2} V_T \frac{dp(x)}{p(x)}$$

$$V_{21} = V_2 - V_1 = V_T \ln \frac{p_1}{p_2}$$

نکته‌ای که قابل توجه است این است که اختلاف پتانسیل فقط به چگالی در آن دو نقطه بستگی دارد، نه به فاصله آن دو نقطه.

حال اگر فرض کنیم حامل مثبت نداریم، چون میدان الکتریکی که اعمال می‌شود، نیرویی که به حفره وارد می‌کند خلاف جهت آن است پس جواب در یک علامت منفی ضرب می‌شود.



## فصل دوم

دیود پیوندی

و

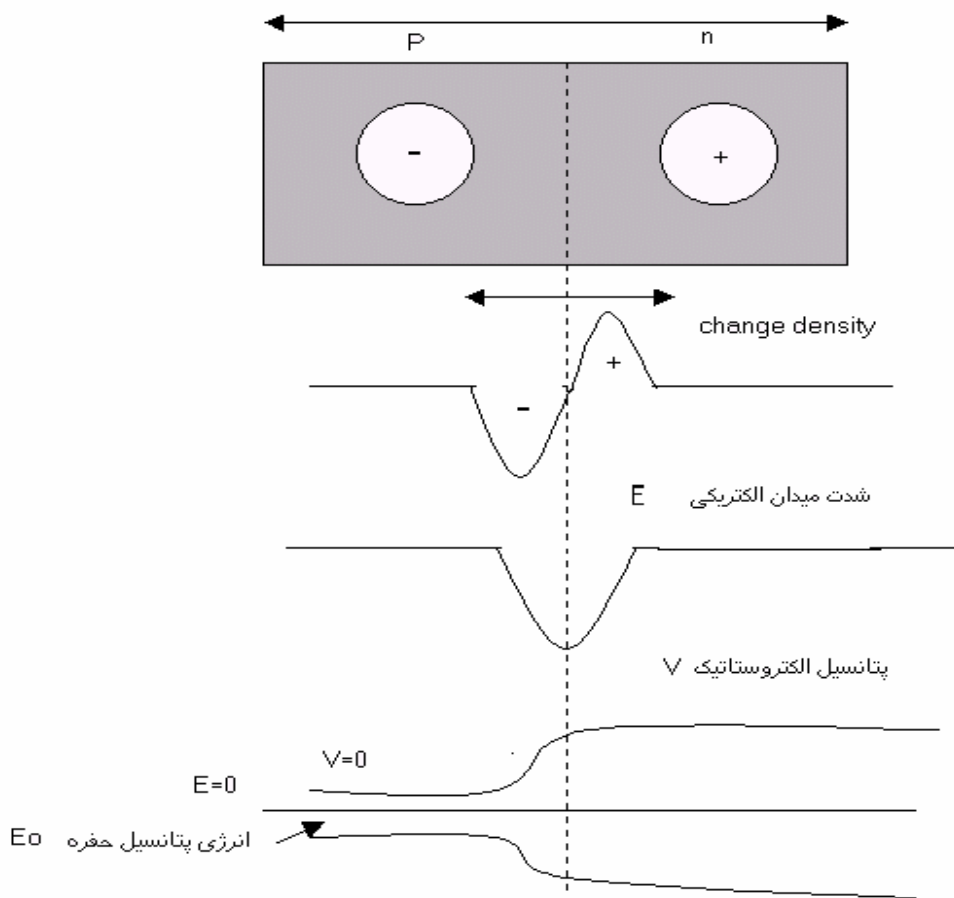
مدارهای دیودی

## ۱- پیوند P-N

یک پیوند P-N از کنار هم قرار گرفتن نیمه‌هادی‌های نوع P و N به وجود می‌آید. البته چنین پیوندی را نمی‌توان از بهم چسباندن دو قطعه بلور بدست آورد، بلکه در ناحیه پیوند، ساختمان بلور باید پیوستگی خود را حفظ کرده باشد.

## ۲- بررسی اتصال P-N

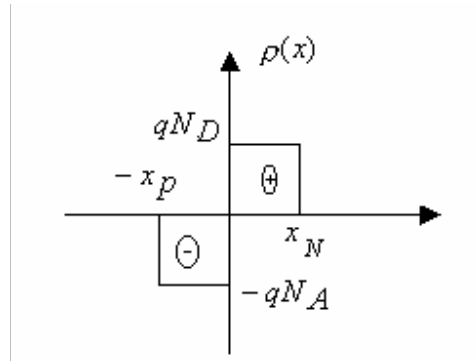
در یک پیوند P-N با توجه به اینکه در ناحیه N چگالی الکترون‌های آزاد به مراتب بیشتر از ناحیه P می‌باشد و همین‌طور در ناحیه P چگالی حفره‌ها نسبت به ناحیه N بسیار بیشتر است، در ناحیه مرزی گرادیان چگالی حامل‌ها بسیار بزرگ است. این اختلاف چگالی باعث انتشار حفره‌ها از ناحیه P به طرف ناحیه N و نیز انتشار الکترون‌ها آزاد از ناحیه N به طرف ناحیه P می‌شود.



(شکل ۱-۲)

جریان نفوذی الکترون‌های آزاد از ناحیه  $N$  به ناحیه  $P$  باعث خنثی شدن حفره‌های این ناحیه در نزدیکی پیوند می‌شود. از طرف دیگر حفره‌ها از ناحیه  $P$  به ناحیه  $N$  نفوذ کرده و با الکترون‌های آزاد ناحیه  $N$  در حوالی پیوند ترکیب می‌شوند. بدین ترتیب ناحیه‌ای به عرض  $w$  در اطراف پیوند از حامل‌های بار الکتریکی آزاد تخلیه می‌شود. این ناحیه را **ناحیه تهی** گویند. در بخشی از ناحیه تهی که در اطراف  $N$  قرار دارد یون‌های مثبت ساکن و در طرف  $P$  یون‌های منفی ساکن قرار گرفته‌اند. به همین دلیل ناحیه تهی را **ناحیه فضای بار** نیز می‌گویند. جهت میدان الکتریکی ایجاد شده در ناحیه تهی به گونه‌ای است که از انتشار بیشتر حامل‌های بار آزاد جلوگیری به عمل آورده و بنابراین باعث محدود ماندن عرض ناحیه تهی می‌شود. به میدان الکتریکی مزاحم ایجاد شده **سد پتانسیل** گوئیم.

وجود بارهای ساکن در طرفین پیوند، یک اختلاف پتانسیل الکتریکی داخلی نیز بین دو ناحیه P و N به وجود می‌آورد. برای محاسبه این اختلاف پتانسیل ( $V_0$ ) به صورت زیر عمل می‌کنیم.



(شکل ۲-۲)

از آنجایی که بار دو طرف مساوی است داریم:

$$Q_n = Q_p$$

$$qN_A x_p S = qN_D x_n S$$

$$N_A x_p = N_D x_n$$

معادله پواسن برابر است با:

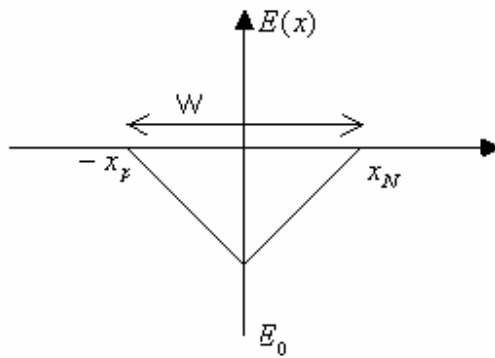
$$\frac{d^2 v}{dx^2} = \frac{-\rho}{\epsilon}$$

$$E(x) = \frac{-dv}{dx} = \int \frac{\rho}{\epsilon} dx$$

از فاصله  $x_n$  تا  $x_n$  انتگرال می‌گیریم:

$$E_0 = \int_{-x_p}^0 \left( \frac{-qN_A}{\epsilon} \right) dx = \frac{-qN_A x_p}{\epsilon}$$

$$E_0 = \int_{x_n}^0 \left( \frac{-qN_D}{\epsilon} \right) dx = \frac{-qN_D x_n}{\epsilon}$$



(شکل ۳-۲)

داریم:

$$dv = -V_T \frac{dp(x)}{p(x)}$$

از فاصله  $x_N$  تا  $x_P$  انتگرال می‌گیریم:

$$V_0 = V_T \ln \frac{N_A N_D}{n_i^2}$$

حال اگر از رابطه  $V = -\int E dx$  انتگرال بگیریم و  $E$  را مقدار بدست آمده صفحه قبل قرار دهیم داریم:

$$x_p = \left[ \frac{2\varepsilon V_0}{q N_A (1 + N_A / N_D)} \right]^{1/2}$$

$$x_n = \left[ \frac{2\varepsilon V_0}{q N_D (1 + N_D / N_A)} \right]^{1/2}$$

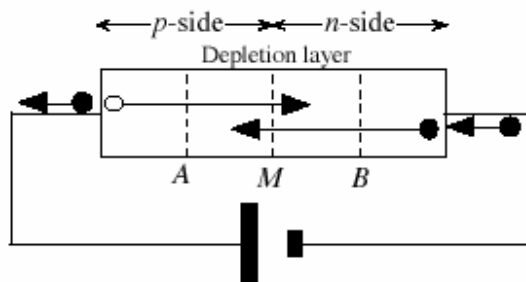
$$W = x_p + x_n = \left[ \frac{2\varepsilon}{q} V_0 \left( \frac{1}{N_A} + \frac{1}{N_D} \right) \right]^{1/2}$$

### ۳- اتصال پیوند P-N به ولتاژ خارجی

اتصال یک منبع ولتاژ به دو سر یک پیوند را **بایاس کردن** آن پیوند می‌نامند. چنانچه قطب مثبت یک منبع ولتاژ را به نیمه‌هادی P و قطب منفی آن را به نیمه‌هادی N وصل کنیم، بایاس را مستقیم و در صورتی که قطب مثبت را به نیمه‌هادی N و قطب منفی را به نیمه‌هادی P متصل کنیم، بایاس را معکوس گویند. در بایاس مستقیم پیوند P-N از خود مقاومت بسیار کمی نشان داده و جریان را به خوبی هدایت می‌کند. حال آنکه در بایاس معکوس مقاومت پیوند بسیار بزرگ بوده و عملاً "جریان بسیار کوچکی از آن عبور خواهد کرد. این خاصیت اساسی‌ترین مشخصه پیوند P-N است و به آن **یکسو سازی جریان** گویند.

### ۳-۱- بایاس مستقیم

در بایاس مستقیم قطب مثبت منبع ولتاژ متغیر به طرف P و قطب منفی به طرف N متصل می‌شود. با افزایش ولتاژ متغیر منبع از مقدار صفر، افت ولتاژ عمدتاً بر روی ناحیه تهی ظاهر می‌شود. زیرا به علت وجود حامل‌های بار آزاد قسمت‌های دیگر دو ناحیه از خود مقاومت کمی نشان داده و افت ولتاژ روی آن‌ها ناچیز است. جهت ولتاژ داخلی پیوند با ولتاژ خارجی مخالف است. در حقیقت ولتاژ خارجی سبب تضعیف شدن میدان الکتریکی در ناحیه تهی و در نتیجه کاهش سد پتانسیل در این ناحیه می‌شود و راه را برای نفوذ حفره‌ها از نیمه‌هادی N به P هموار می‌سازد. به تعبیر دیگر قطب منفی منبع ولتاژ، الکترون‌های آزاد را از خود دور نموده و به طرف محل پیوند می‌فرستد. همین‌طور حفره‌های ناحیه P تحت تاثیر دافعه پتانسیل قطب مثبت منبع به سمت ناحیه پیوند انتشار می‌یابند.



The recombination current in the forward biased  $pn$  junction.  $M$  is the position of the metallurgical junction.

(شکل ۳-۱-۱)

با نزدیک شدن ولتاژ منبع متغیر به پتانسیل تماس  $V_0$  نفوذ حفره‌ها از طرف P به N و انتشار الکترون‌های آزاد در جهت مخالف شروع می‌شود. با افزایش ولتاژ، انتشار حامل‌ها شدت بیشتری گرفته و جریان افزایش می‌یابد. ازدیاد ولتاژ خارجی از مقدار  $V_0$  باعث افزایش نمایی جریان و در نتیجه افزایش سریع افت ولتاژ روی نواحی خنثی می‌شود. این بدان معنی است که حتی در بایاس مستقیم، ارتفاع سد پتانسیل کاملاً به صفر نمی‌رسد. به بیان دیگر در این حالت عرض ناحیه تهی هر چند که بسیار کوچک است، اما صفر نمی‌شود.

### ۳-۲- بایاس معکوس

در شکل قبل چنانچه جای قطب‌های منبع ولتاژ را عوض کنیم، یعنی طرف N را به قطب مثبت و طرف P را به قطب منفی وصل نماییم، قطب مثبت منبع الکترون‌های آزاد نیمه‌هادی N را به طرف خود جذب نموده و آن‌ها را از محل پیوند دور می‌کند. همچنین قطب منفی باعث جذب حفره‌های ناحیه P از محل پیوند می‌شود. بدین ترتیب عرض ناحیه تهی افزایش می‌یابد. در این حالت جهت ولتاژ منبع طوری است که باعث تقویت شدت میدان الکتریکی در ناحیه تهی و در نتیجه افزایش ارتفاع سد پتانسیل پیوند شده و از نفوذ حامل‌های اکثریت نیمه‌هادی P یعنی حفره‌ها به سمت راست و همچنین انتشار حامل‌های اکثریت نیمه‌هادی N یعنی الکترون‌های آزاد به سمت چپ پیوند جلوگیری می‌نماید. بنابراین در این حالت جریان حامل‌های اکثریت صفر بوده و فقط حامل‌های اقلیت (حفره‌ها در N و الکترون‌های آزاد در P) می‌توانند به سادگی از محل پیوند عبور نمایند.

با افزایش ولتاژ معکوس جریان حامل‌های اقلیت از مقدار صفر شروع به افزایش نموده و سریعاً به حداکثر مقدار خود می‌رسد. حداکثر این جریان معکوس را **جریان اشباع معکوس** پیوند گویند. جریان اشباع معکوس بسیار کوچک بوده و با افزایش ولتاژ معکوس (قبل از شکست) تغییری نمی‌کند،

زیرا تعداد حامل‌های اقلیت که به وجود آورنده این جریان هستند محدود می‌باشند. از طرف دیگر چون چگالی حامل‌های اقلیت تحت تاثیر عواملی از قبیل دما، تابش نور و ... تغییر می‌کند، عوامل مذکور باعث تغییر جریان اشباع معکوس می‌شوند. مثلاً "از دیاد دما، جریان اشباع معکوس را افزایش می‌دهد.

#### ۴- مشخصه ولتاژ- جریان

همان‌طور که توضیح داده شد در مورد یک پیوند P-N، یک دیود می‌تواند به دو صورت مستقیم و معکوس بایاس شود.

در بایاس مستقیم دیود، اگر ولتاژ دو سر دیود را به تدریج از صفر افزایش دهیم، در ابتدا جریان کمی از مدار عبور خواهد کرد. همین که ولتاژ مثبت به حد معینی (در حدود ولتاژ تماس پیوند P-N) رسید جریان شروع به افزایش می‌نماید. این ولتاژ حدی را **ولتاژ آستانه هدایت دیود** می‌گویند و با  $V_{\gamma}$  نمایش می‌دهند. برای دیودهای ژرمانیوم حدود ۰٫۳ ولت و برای دیودهای سیلیکن حدود ۰٫۷ ولت می‌باشد. برای ولتاژهای بزرگتر از  $V_{\gamma}$ ، به ازای تغییرات کوچکی در ولتاژ، جریان به شدت افزایش می‌یابد. این جریان همان‌طور که در مورد پیوند P-N دیدیم از نفوذ حامل‌های اکثریت ناشی می‌شود.

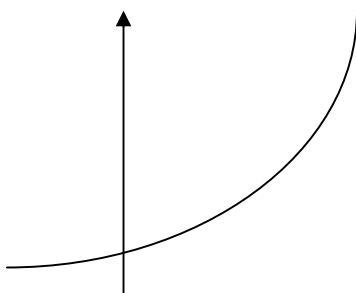
در بایاس معکوس با افزایش ولتاژ معکوس، جریان عبوری صفر نیست. بعضی از حامل‌های اقلیت به خاطر میدان الکتریکی خارجی، سرعت فوق العاده‌ای می‌گیرند و از ناحیه تخلیه عبور می‌کنند و پدیده Tunneling رخ می‌دهد. گویی حامل‌ها تونل می‌زنند و از ناحیه تخلیه عبور می‌کنند. البته در صد کمی از حامل‌ها می‌توانند عبور کنند و جریانی در حدود نانوآمپر تولید می‌شود که آن را **جریان اشباع معکوس** می‌نامند.

می‌توان نشان داد که رابطه جریان- ولتاژ برای یک دیود پیوندی به صورت زیر است:

$$I_D = I_0 (e^{V_0 / \eta V_T} - 1)$$

در این معادله که در حقیقت معادله مشخصه دیود است،  $I_0$  جریان اشباع معکوس و  $V_T = KT/q$  می‌باشد. در دمای معمولی ( $25^\circ C$ )  $V_T$  معادل ۲۶ میلی‌ولت است. پارامتر ثابت  $\eta$  وابسته به جنس دیود و ساختار فیزیکی آن مقداری بین ۱ و ۲ دارد. معمولاً برای ژرمانیوم یک در نظر می‌گیرند. برای سیلیسیوم، برای جریان‌های کوچک (زیر ۱ میلی‌آمپر) دو در نظر می‌گیرند و در جریان‌های بزرگ یک فرض می‌کنیم. برای محاسبه دقیق جریان (مثلاً تا دو رقم اعشار) از فرمول فوق استفاده می‌کنیم.

مشخصه دیود را می‌توان به صورت زیر رسم نمود:



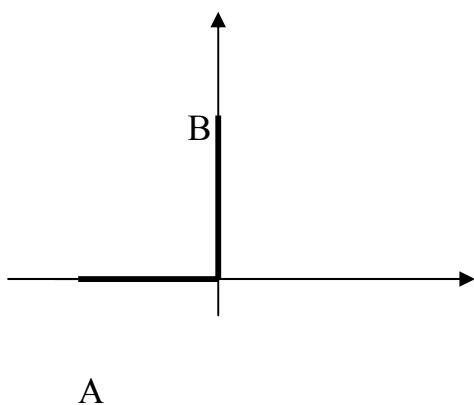


(I)

(V)

(شکل ۱-۴)

مشخصه دیود در حالت ایده‌آل نیز به صورت زیر است:



(شکل ۲-۴)

از مرکز تا نقطه A جریان تقریباً صفر است و از مرکز تا نقطه B هم شیب منحنی تقریباً عمود است. دیودهایی که قبل از دیودهای نیمه‌هادی وجود داشتند، به دیود ایده‌آل شبیه‌تر بودند، اما هم بزرگ‌تر بودند و هم گران‌تر.

## ۵- وابستگی مشخصه V-I به حرارت

در سیلیسیوم جریان اشباع معکوس به ازای هر درجه سانتیگراد، ۰.۸٪ اضافه می‌شود. و در ژرمانیوم به ازای هر درجه سانتیگراد، ۰.۱۱٪ به جریان اشباع معکوس اضافه می‌شود. ولی در عمل و به صورت قراردادی در سیلیسیوم و ژرمانیوم عدد فوق را ۰.۷٪ در نظر می‌گیرند. به طور کلی جریان اشباع معکوس دیود به ازای هر  $10^\circ \text{C}$  افزایش دما، دو برابر می‌شود.

$$I_0(T_2) = I_0(T_1) \times 2^{(T_1 - T_2)/10}$$

## ۶- مقاومت دیود

با توجه به غیر خطی بودن مشخصه دیود، دو نوع مقاومت می‌توان برای دیود تعریف نمود. یکی مقاومت استاتیکی ( $R_S$ ) و دیگری مقاومت دینامیکی ( $r_d$ ) هستند.

### ۶-۱- مقاومت استاتیکی

منظور از مقاومت استاتیکی دیود در هر نقطه Q از مشخصه آن، نسبت ولتاژ دو سر دیود به جریان آن در نقطه مورد نظر است. این مقاومت به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$R_{DC} = \frac{V_D}{i_D}$$

اگر دیود بایاس معکوس شود، مقاومت بسیار بزرگی نشان می‌دهد که  $R_R$  نام دارد. هر چند مقاومت معکوس دیود خیلی بزرگ است، گاهی اوقات می‌توان از آن صرف‌نظر کرد. مثلاً هنگامی که در کنار مقاومت‌های بزرگتر قرار بگیرد. این مشخصه به خصوصیات فیزیکی دیود بستگی دارد.  $R_{DC}$  و  $R_R$  در نقطه کار دیود محاسبه می‌شوند و در نتیجه یک عدد ثابت نیست. برای هر نقطه متفاوتند.

### ۶-۲- مقاومت دینامیکی

اگر در مدار سیگنال متناوب (AC) داشته باشیم، برای محاسبه مقاومت دینامیکی دیود می‌توان با توجه به نمودار، میانگین گرفت و یا دیفرانسیلی برخورد کرد:

$$I = I_0(e^{V/nV_T}) = I_0$$

$$\begin{cases} I_0 e^{V/\eta V_T} = I + I_0 \\ dI = \frac{(I + I_0)}{\eta V_T} dV \\ r = \frac{dV}{dI} = \frac{\eta V_T}{I + I_0} \end{cases}$$

و برای ولتاژهای بایاس بالا (حدود چند ولت به بالا) داریم  $I \gg I_0$  لذا نتیجه می‌شود:

$$r \approx \frac{\eta V_T}{I}$$

$$r \approx \frac{1 \times 25^{mV}}{I}$$

$$r \approx \frac{2 \times 25^{mV}}{I}$$

و در جریان‌های زیاد برای هر دو یکی است. رفتار دیود مقابل سیگنال متناوب، دینامیکی است. یعنی

مقاومتی که در مقابل  $10 \text{ V}$  نشان می‌دهد ( $R_{DC}$ ) با  $r$  متفاوت است.

## ۷- رفتار خازنی دیود

### ۷-۱- دیود خازنی یا واراكتور

هرگاه یک پیوند P-N به صورت معکوس بایاس شود، در حوالی پیوند یک ناحیه تهی متشکل از بارهای

ساکن مثبت در طرف N و بارهای ساکن منفی در طرف P به وجود می‌آید. در این حالت می‌توان پیوند

P-N را به صورت خازنی مدلسازی کرد که در آن، نواحی خنثی مانند دو جوشن خازن و ناحیه تهی

مانند دی‌الکتریک خازن می‌باشند. اندازه ظرفیت این خازن را می‌توان از رابطه تقریبی زیر محاسبه

نمود:

$$C_T \cong \frac{\epsilon A}{W}$$

به این دیود، **دیود خازنی** یا **واراکتور** می‌گویند. دیود خازنی تنها در بایاس معکوس استفاده می‌شود. اگر بایاس مستقیم باشد، ناحیه تخلیه خیلی کوچک شده، خازن  $C_d$  تولید می‌شود که از  $C_T$  خیلی بزرگ‌تر است ولی مفید نیست.

مثال) دیود سیلسسیم نوع نفوذی 1N5456A را برای سطح مقطع اتصال  $0.5 \times 0.5 [mm^2]$  تحت ولتاژ معکوس  $0.5^{mV}$ ، سطح تخلیه برابر  $1.76 \times 10^{-4} mm$  است. اگر ثابت دی‌الکتریک Si (نسبت به هوای آزاد) ۱۶ باشد

الف) مقدار  $C_T$  را محاسبه کنید.

ب) اگر  $V_R = 6^V$  باشد چه تغییر در  $C_T$  داده می‌شود؟

$$\epsilon_0 = 8.849 \times 10^{-12} F/m$$

$$\epsilon = \epsilon_r \epsilon_0 = 16 \times 8.849 \times 10^{-12} = 1.416 \times 10^{-10} [F/m]$$

$$C_T = \frac{\epsilon A}{W} = \frac{1.416 \times 10^{-10} \times (0.5 \times 10^{-3})^2}{1.76 \times 10^{-7}} = 200^{PF}$$

برای محاسبه  $C_T$  در  $V_R = 6^V$  ابتدا  $C_0$  را بدست می‌آوریم. چون دیود از نوع نفوذی است داریم:

$$C_T = \frac{C_0}{\sqrt[n]{1 + \frac{V_R}{V_\gamma}}}$$

که در آن  $C_0$  ظرفیت تخلیه،  $C_T$  ظرفیت خازن زمانی که ولتاژ اعمال کرده‌ایم،  $V_R$  ولتاژ بایاس معکوس،  $V_\gamma$  ولتاژ آستانه و  $n$  اگر دیود نفوذی باشد برابر ۳ و اگر دیود آلیاژی باشد برابر با ۲ است.

$$200^{PF} = \frac{C_0}{\sqrt[3]{1 + \frac{0.5}{0.7}}} \Rightarrow C_0 = 240^{PF}$$

$$C_T = \frac{240^{PF}}{\sqrt[3]{1 + \frac{6}{0.7}}} = 108^{PF}$$

## ۲-۷- خازن نفوذی

در بایاس مستقیم، الکترون‌ها به سمت قطعه P، حفره‌ها به سمت قطعه N حرکت می‌کنند. بنابراین چگالی حامل‌های اقلیت در این حالت بلافاصله بعد از مرز اتصال خیلی بزرگ است. این سیل عظیم الکترون‌ها به سمت حفره‌ها می‌آیند و به مرور زمان از چگالی زیاد حامل‌های اقلیت در مرز اتصال می‌کاهد. در نهایت باز هم قطعه‌ای داریم که یک طرف آن تعداد زیادی بار مثبت و طرف دیگر تعداد زیادی منفی وجود دارد و این یعنی رفتار خازنی که ظرفیت بسیار بزرگتری نسبت به قبل دارد. چون هم ناحیه تخلیه کوچکتر شده و هم چگالی بارها بیشتر شده است. البته لازم به ذکر است که رفتار خازنی دیود مزاحم است و سعی می‌کنند آن را از بین ببرند و نادیده بگیرند.

$$L_p = (D_p \tau_p)^{1/2} \quad \text{Lp مسافتی که یک حامل آزاد می‌تواند در قطعه طی کند.}$$

$D_p$ : ثابت نفوذ

$\tau_p$ : متوسط زمان حیات حفره

$D_p$  و  $\tau_p$  جزء خصوصیات قطعه هستند که در Data Sheet قطعه موجودند. اگر  $t = \tau$  باشد، مقدار

باری که حفره‌ها ایجاد کرده‌اند، حاصل می‌شود.

$$\left. \begin{array}{l} Q = I\tau \end{array} \right\} \Rightarrow C_{D_p} = \tau \frac{dI}{dV} = \frac{\tau_p}{r} = \frac{\tau_p I}{\eta V_T}$$

$$C_D = \frac{dQ}{dV}$$

$$C_D = C_{D_p} + C_{D_n} = \frac{(\tau_p + \tau_n)I}{\eta V_T}$$

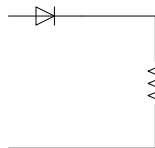
مثال : در یک دیود خازنی سیلیسیومی بایاس مستقیم داریم. جریان ۲۵ mA از قطعه عبور می کند. اگر در این قطعه داشته باشیم:  $\tau_p = 15 \times 10^{-6}$  s و  $\tau_n = 5 \times 10^{-6}$  s مقدار ظرفیت خازن نفوذی را بدست آورید.  
حل:

$$C_D = C_{D_p} + C_{D_n} = \frac{(\tau_p + \tau_n)I}{\eta V_T}$$

$$C_D = \frac{(20 \times 10^{-6})25}{1 \times 25} = 20 \times 10^{-6}$$

### ۸- زمان های سوئیچینگ دیود

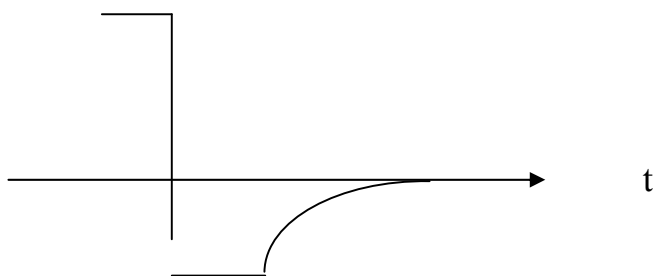
برای بررسی زمان قطع دیود، مدار ساده شکل زیر را در نظر می گیریم. در این مدار فرض بر این است که مقاومت دیود در حالت هدایت در مقابل  $R_L$  قابل چشم پوشی است.



(شکل ۸-۱)

در شکل زیر تغییرات زمانی ولتاژ ورودی  $V_I$  و جریان  $i$  مدار یاد شده نمایش داده شده است.

$i$



(شکل ۸-۲)

ولتاژ ورودی در لحظه  $t_1$  به صورت پله‌ای از مقدار  $V_1$  به  $-V_2$  تغییر می‌کند. در فاصله زمانی صفر تا  $t_1$ ، ولتاژ ورودی مثبت بوده و دیود دارای ولتاژ مستقیم است و جریان را هدایت می‌کند. در این حالت جریان مدار تقریباً برابر با  $V_1/R_L$  خواهد بود. در لحظه  $t_1$  با معکوس شدن ولتاژ دیود ممکن است تصور شود دیود به حالت قطع رفته و جریان آن برابر جریان اشباع معکوس  $I_S$  می‌شود. در فاصله زمانی  $t_S$  پس از  $t_1$  یک جریان ثابت در جهت منفی از مدار عبور می‌کند. این بدان علت است که قبل از در حالت معکوس قرار گرفتن پیوند، باید حامل‌های اقلیت اضافی که در اطراف پیوند استقرار یافته‌اند تخلیه شوند. چون در زمان تخلیه این حامل‌های اضافی، دیود از خود هدایت خوبی نشان می‌دهد باز هم می‌توان از افت ولتاژ روی آن صرف‌نظر نموده و فرض کرد که ولتاژ ورودی تماماً بر روی  $R_L$  ظاهر می‌شود. در آن صورت جریان مدار تقریباً برابر با  $-V_2/R_L$  خواهد بود.

فاصله زمانی  $t_S$  را که طی آن حامل‌های ذخیره در طرفین پیوند تخلیه می‌شوند **زمان ذخیره** می‌نامند. زمان لازم از  $t_2$  تا وقتی که جریان به  $-I_S$  برسد را **زمان گذار** گویند و با  $t_t$  نمایش می‌دهند. کل زمانی که از لحظه معکوس شدن ولتاژ طول می‌کشد تا دیود به حالت قطع برود (جریان آن  $-I_S$  شود) را **زمان بازیابی معکوس دیود** گویند و با  $t_{rr}$  نمایش می‌دهند.

$$t_{rr} = t_S + t_t$$

زمان  $t_{rr}$  برای هر دیود توسط کارخانه سازنده داده می‌شود. معمولاً این زمان برای دیودهای سریع یعنی با فرکانس بالا، در حدود نانوثانیه و برای دیودهای سیگنال با جریان زیاد در حدود چند میکرو-ثانیه است. دیود **switching** قطع به وصل را بلافاصله دنبال می‌کند و **switching** وصل به قطع را با زمان تاخیر  $t_{rr}$ .

## ۹- پدیده شکست بهمنی

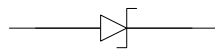
همان‌طور که گفته شد در بایاس معکوس پیوند P-N، در اثر میدان الکتریکی خارجی، جریان کمی به نام جریان بایاس معکوس ایجاد می‌شود. هر چه شدت میدان خارجی بیشتر شود، به تدریج جریان معکوس بزرگی رخ می‌دهد. این پدیده را که موجب افزایش ناگهانی جریان معکوس دیود می‌شود، **پدیده شکست بهمنی** گویند. اصطلاحاً "گوییم دیود وارد ناحیه شکست شده است. در جریان مستقیم نیز اگر جریان زیاد باشد، می‌تواند دیود را بسوزاند. در این حالت ولتاژ دو سر دیود سیلیسیومی حدود 0.7 است و با افزایش جریان، حاصلضرب VI زیاد تر از حد مجاز می‌شود. در این حالت نیز این پدیده را پدیده شکست یا شکست بهمنی می‌نامند. توان تحملی هر قطعه مشخص است، اگر مقدار ولتاژ و جریان اعمال شده به دیود بیشتر از مقدار تعیین شده باشد، دیود می‌سوزد. توان تحملی با استفاده از رابطه زیر محاسبه می‌شود:

$$P=VI$$

جریان زیاد در دیود به دلیل حرارت بالا سبب تغییرات فیزیکی و شیمیایی می‌شود. در واقع با اکسیژن ترکیب می‌شوند و می‌سوزند. با بالا بردن غلظت ناخالصی‌ها در پیوند P-N کاری می‌کنند که ولتاژ شکست کمتر شود و پدیده شکست زودتر اتفاق بیفتد. در نتیجه دیود سریع‌تر وارد ناحیه شکست می‌شود.

## ۱۰- دیود زنر zener

به دیودی که به منظور استفاده در ناحیه شکست معکوس خصوصیات فیزیکی اصلاح شده دیود زنر می‌گویند. در این نوع دیودها در واقع یک شکست زنری اتفاق می‌افتد و پس از آن وارد ناحیه شکست بهمنی می‌شود. ولتاژ شکست این نوع دیودها را ولتاژ زنر نیز می‌نامند و با  $V_Z$  نمایش می‌دهند. مقدار ولتاژ شکست در دیود زنر به میزان چگالی ناخالصی بستگی دارد. با افزایش چگالی ناخالصی ولتاژ شکست دیود کاهش می‌یابد. نماد دیود زنر به صورت شکل زیر است:



(شکل ۱۰-۱)

چون دیود زنر باید به صورت معکوس بایاس شود کاتد آن به قطب مثبت منبع ولتاژ و آند آن به قطب منفی وصل می‌شود. در این صورت جهت جریان از کاتد به آند خواهد بود. لازم به ذکر است که



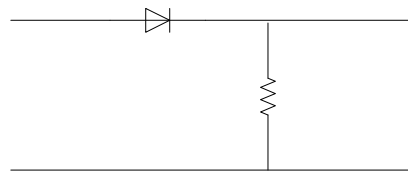
مشخصه دیود زنر در حالت بایاس مستقیم مشابه دیودهای معمولی است. از دیودهای زنر جهت تثبیت ولتاژ در تنظیم کننده‌های ولتاژ استفاده می‌شود.

## ۱۱- یکسو کننده ها

### ۱-۱۱- یکسو کننده نیم‌موج

با استفاده از یکسوکننده‌های نیم‌موج می‌توان نیم‌سیکل‌های مثبت یا منفی یک ولتاژ متناوب را حذف نمود. در شکل زیر یک مدار یکسوکننده نیم‌موج مثبت نشان داده شده است. چنانچه از ولتاژ آستانه هدایت دیود ( $V_f$ ) صرف‌نظر کنیم، در نیم‌سیکل‌های مثبت ولتاژ ورودی، دیود جریان را هدایت می‌کند و می‌توان آن را به صورت یک مقاومت کوچک  $R_f$  در نظر گرفت. بنابراین در نیم‌سیکل مثبت جریان برابر با مقدار زیر است:

$$i = \frac{V_f}{R_f + R_l}$$

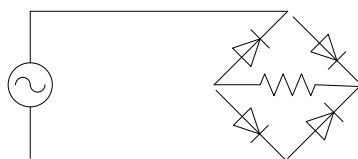


(شکل ۱-۱-۱۱)

در نیم‌سیکل‌های منفی ولتاژ ورودی، دیود در حالت قطع است و مدار جریانی از خود عبور نمی‌دهد. به مدار فوق مدار یکسوکننده‌ی نیم‌موج گویند و برای کاربردهای یکسوسازی بسیار مفید است.

### ۲-۱۱- یکسوکننده‌ی تمام موج (پل)

در شکل زیر یکسوکننده تمام موج نشان داده شده است.

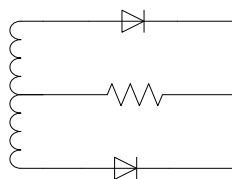


(شکل ۱۱-۲-۱)

این مدار در حقیقت از دو مدار نیم‌موج تشکیل شده است که هر کدام در یکی از نیم‌سیکل‌های ولتاژ سینوسی ورودی هدایت می‌کنند. همان‌طور که ملاحظه می‌شود در نیم‌سیکل مثبت ولتاژ ورودی، در ابتدا جریان از دیود forward، یعنی دیود  $D_2$  می‌گذرد و چون  $D_2$ ، به صورت forward بسته شده است، جریان از دیود  $D_1$  نمی‌گذرد. پس از آن جریان از مقاومت بار می‌گذرد و افت پیدا می‌کند. به دلیل افت جریان از دیود  $D_4$  می‌گذرد. در نیم‌سیکل منفی نیز همین روند با عبور جریان از دیود  $D_1$ ، مقاومت بار و دیود  $D_3$  تکرار می‌شود. و در این مسیر یک سیکل کامل جریان از مدار عبور می‌کند.

### ۱۱-۲-۱- یکسوکننده تمام موج به کمک ترانزیستور

مدار یکسوکننده تمام‌موج را می‌توان با استفاده از ترانسفورماتور سه سر نیز ساخت. در شکل زیر این مدار مشاهده می‌شود.



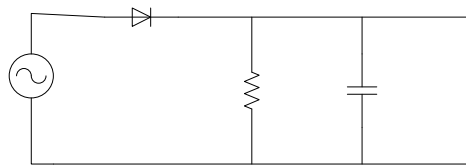
(شکل ۱۱-۲-۱-۱)

در این مدار هر دو ولتاژ با هم برابرند، نمودارها سینوسی و هم‌فازند و مجموع آن‌ها ولتاژ خروجی است. اگر از بالا سر ترانزیستور مثبت بگیریم، در حلقه پایینی دیود با برقراری جریان مخالفت می‌کند و مدار قطع می‌شود. با افزایش ورودی ولتاژ خروجی هم افزایش می‌یابد و هم‌زمان با ورودی به پیک مثبت می‌رسد. ولتاژی که دو سر دیود می‌افتد مجموع ولتاژهای مقاومت و منبع پایین است که برابر با  $2V_m$  است. یعنی اگر چه می‌خواهیم ۱۰ ولت را یکسو کنیم ولی دیود ما باید تحمل ۲۰ ولت را داشته باشد.

مدارات کمی وجود دارند که بتوانند با سیگنال یکسو کار کنند. در این‌گونه موارد به فیلتر خازنی نیاز داریم.

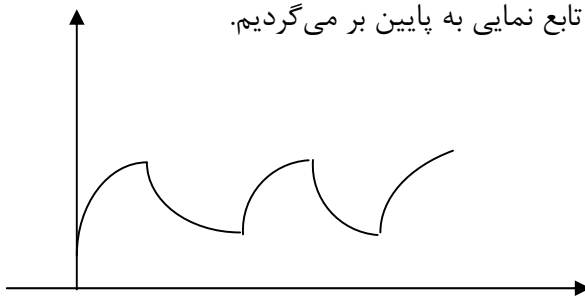
### ۱۱-۲-۲- فیلتر خازنی

برای حذف ناصافی یا ریپل موجود در خروجی یکسوکننده‌ها، می‌توان از فیلتر خازنی استفاده نمود. این فیلتر در حقیقت مانع رسیدن فرکانس‌های بالای موجود در شکل موج ورودی، به مقاومت بار گردیده و با این عمل به صافتر شدن ولتاژ خروجی کمک می‌کند. در ادامه به شرح یک فیلتر خازنی ساده خواهیم پرداخت.



شکل (۱-۲-۲-۱۱)

در این مدار خازن  $C$  به همراه مقاومت  $R_L$  نقش فیلتر را به عهده دارد. در این مدار چون  $R$  و  $C$  موازیند، مدار ثابت زمانی ندارد. در این حالت خازن مرتباً شارژ و دشارژ می‌شود. در نیم‌سیکل اول خازن موافق با ولتاژ است، افزایش ولتاژ می‌یابد و مزاحمتی ندارد. اگر سرعت تغییرات در دیود کمتر از حالت سینوسی باشد، از پیک نمودار بر روی یک تابع نمایی به پایین بر می‌گردیم.



شکل (۲-۲-۲-۱۱)

هر چه  $RC$  بزرگتر باشد، بهتر می‌توان سیگنال را اصلاح نمود. هر چه فاصله  $cut\ off$  و  $cut\ on$  بیشتر باشد، سیگنال ثابت‌تر است. برای این کار باید  $C$  را بزرگ انتخاب کنیم. در ولتاژ  $DC$  می‌توان  $RC$  را به گونه‌ای انتخاب کرد که به اندازه کافی بزرگ باشد و سیگنال ثابت‌تر و ایده‌آل‌تری به ما بدهد. اگر فیلتر خازنی را به مدار یکسوساز تمام‌موج اضافه کنیم، فاصله نقطه  $cut\ on$  و  $cut\ off$  کمتر خواهد شد.

در این رابطه ضریب ناصافی (Ripple Factor) به صورت زیر بدست می‌آید:

مقدار موثر تمام قسمت‌های متناوب خروجی

$$r = \frac{\text{مقدار متوسط موج خروجی}}{\text{مقدار موثر تمام قسمت‌های متناوب خروجی}}$$

هر چه  $r$  کوچکتر باشد ( قسمت‌های متناوب کمتر باشد)، خروجی بهتر و دارای ناصافی کمتر است.  
مقدار  $r$  در ولتاژ DC صفر است.

$$r = \frac{V_{rms}}{V_{DC}} = \sqrt{\left(\frac{V_{rms}}{V_{DC}}\right)^2 - 1}$$

$r=1.21$  نیم‌موج ،  $r=0.33$  تمام‌موج

$$r = \frac{1}{2\sqrt{3}f_c R_L} \text{ تمام‌موج} , \quad r = \frac{1}{4\sqrt{3}f_c R_L} \text{ نیم‌موج}$$

مثال: اگر فرکانس برق شهر 50 Htz باشد و مقاومت بار  $1 \text{ K}\Omega$  ، و  $c=100 \mu\text{F}$  باشد، برای یکسو-کننده تمام‌موج، ضریب ناصافی را بدست آورید.

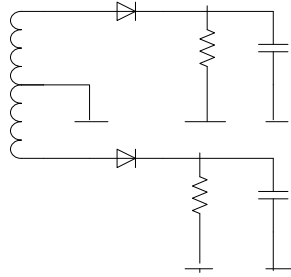
حل:

$$r = \frac{1}{2\sqrt{3} \cdot 50 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 10^{-6}} = \frac{1}{10\sqrt{3}} = 0.03$$

یعنی ۰،۰۳ از سیگنال ورودی تغییر می‌کند. 3%

### ۱۱-۳- یکسوساز متقارن

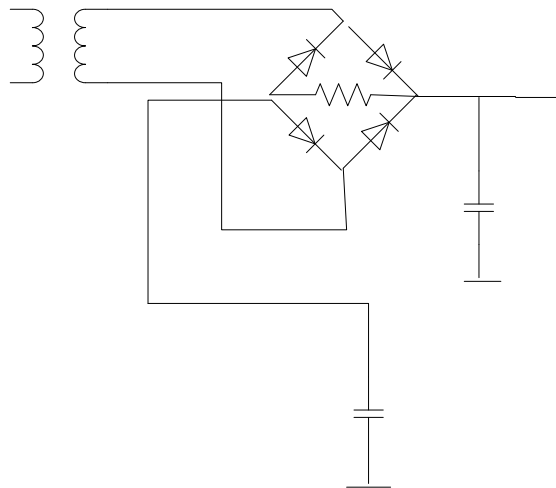
در این مدار یکسوساز هر قسمت یک، یکسوساز خازنی است. در واقع یک منبع تغذیه متقارن است.



(شکل ۱۱-۳-۱)

### ۱۱-۳-۱- یکسوساز متقارن به وسیله پل دیودی

در این قسمت مدار یکسوساز متقارن را به وسیله پل دیودی طراحی می‌کنیم.



(شکل ۱۱-۳-۱-۱)

#### ۴-۱۱- مقادیر موثر جریان و ولتاژ

مقادیر موثر جریان و ولتاژ در حقیقت همان مقادیری هستند که به وسیله ولت‌متر و آمپر‌متر AC اندازه‌گیری می‌شوند. در مدار یکسوکندنده نیم‌موج، مقادیر موثر جریان و ولتاژ به صورت زیر است:

$$I_{rms} = \left[ \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (i(\alpha))^2 d\alpha \right]^{\frac{1}{2}} = \left[ \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_m^2 \sin^2 \alpha d\alpha \right]^{\frac{1}{2}} = \frac{I_m}{2}$$

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (V_m \sin \omega t)^2 dt} = \frac{V_m}{2}$$

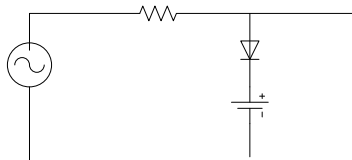
و در مدار یکسوکندنده تمام‌موج، داریم:

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (V_m \sin \omega t)^2 dt} = \frac{\sqrt{2}}{2} V_m$$

$$I_{rms} = \left[ \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (i(\alpha))^2 d\alpha \right]^{\frac{1}{2}} = \left[ \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_m^2 \sin^2 \alpha d\alpha \right]^{\frac{1}{2}} = \frac{\sqrt{2}}{2} I_m$$

#### ۱۲- مدار برش دهنده (CLIPPER)

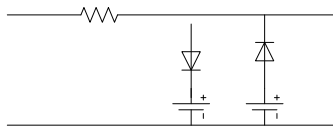
در ادامه به بررسی یک مدار ساده برش دهنده می‌پردازیم.



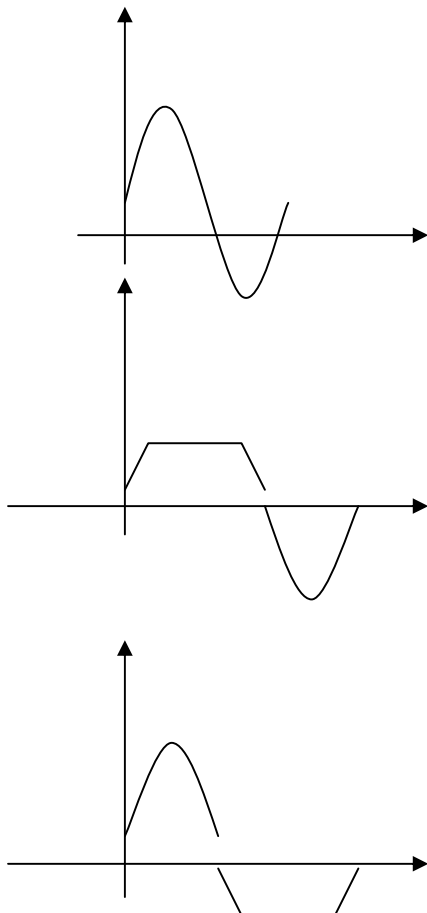
(شکل ۱-۱۲)

همانطور که در شکل ملاحظه می‌شود، یک مدار برش‌دهنده در سر راه دیود، یک منبع ولتاژ دارد. در نیم‌سیکل مثبت، دیود اتصال کوتاه است و ولتاژ دو سر آن صفر است. در نیم‌سیکل منفی، دیود قطع می‌شود و جریان از مقاومت هم عبور نمی‌کند و ولتاژ دو سر دیود برابر با همان ولتاژ ورودی است. مدار فوق را مدار CLIPPER (برش‌دهنده) گویند. چرا که در این مدار می‌توانیم سطح برش سیگنال را تغییر دهیم. وقتی ورودی در خلاف جهت از ۲ ولت بیشتر شود (2- و کوچکتر) ولتاژ خروجی منفی و برآیند آنهاست.

برای مثال شکل موج مدار زیر را با هم بررسی می‌کنیم.



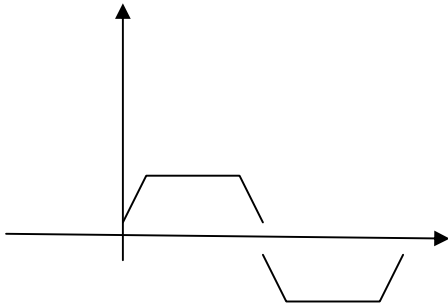
(شکل ۱۲-۲)



شکل موج ورودی:  
تاثیر شاخه CLIPPER اول:

تاثیر شاخه CLIPPER دوم:

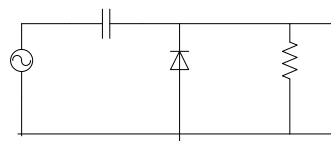
ولتاژ خروجی:



با استفاده از دو شاخه CLIPPER می‌توان از ولتاژ سینوسی، ولتاژ مربعی ساخت.

### ۱۳- مدار جابجا کننده (CLAMPER)

مدار کلمپ را می‌توان برای مقید ساختن حداکثر یا حداقل یک شکل موج متناوب به یک ولتاژ مبنای  $V_R$  استفاده نمود. برای روشن شدن موضوع در ادامه به توضیح چند مدار از این نوع می‌پردازیم.



(شکل ۱۳-۱)

به طور مثال در مدار CLAMP بالا، در نیم‌سیکل منفی دیود وصل است. اگر ولتاژ ورودی تا حداکثر مقدار منفی خود در نیم‌سیکل منفی پیش برود، خازن نیز، موافق و مستقیم با آن تغییر می‌کند. ثابت زمانی مدار در نیم‌سیکل منفی برابر با صفر است. پس خازن بدون تاخیر، هم‌زمان با ولتاژ ورودی تغییر می‌کند و در نیمه دوم هم، مطابق با آن اندازه ولتاژ آن کم می‌شود. خازن می‌خواهد ولتاژ کم کند ولی

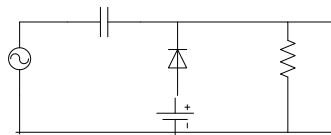


در این حالت دیود قطع است. زیرا  $V_i \approx 9\text{ v}$  است ولی  $V_C = 10\text{ v}$  می‌باشد. وارد نیم‌سیکل مثبت می‌شود، دیود همچنان قطع است. پس این دیود تنها در یک ربع سیکل روشن است. خازن را شارژ می‌کند و از آن پس مدار را به بازی می‌گیرد.

در واقع خروجی زمانی است که خازن شارژ و دیود قطع است. اگر جهت دیود برعکس باشد موج خروجی به اندازه  $V_m$  پایین می‌آید. اگر موج ورودی مربعی باشد، خروجی جابجا (CLAMP) می‌شود و به اندازه  $V_m$  بالا می‌آید. اگر دیود ایده‌آل نباشد مثلاً به اندازه  $0.7$  از ولتاژ خازن کمتر است. اگر  $R_{in}$  را داشته باشیم، خازن دشارژ می‌شود. ولی به طور مثال اگر ولتاژ دو سر خازن برابر با  $9.5$  باشد و ورودی برابر با  $10$  ولت، دیود برای لحظاتی روشن می‌شود و خازن را مجدداً تا  $10$  ولت شارژ می‌کند. مدار CLAMPER زمانی خوب کار می‌کند که  $R_{in}$  خیلی کوچک نباشد. زیرا باید تغییرات  $V_m$  نسبت به  $V_i$  قابل صرف‌نظر کردن باشد.

$$V_o = V_i + V_m$$

در بحث جاری، همیشه فرض را بر این می‌گذاریم که ثابت زمانی مدار به اندازه کافی بزرگ است و افت ولتاژ نداریم. حال اگر به مدار یک باتری به صورت زیر اضافه کنیم، تنها نقش این باتری این است که سقف ولتاژ خازن را بالا می‌برد.



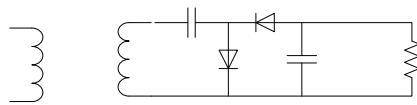
(شکل ۱۳-۲)

این مدار هم یک مدار CLAMPER است که ورودی را به اندازه  $V_m + 2\text{ v}$  جابجا (CLAMP) کرده است. اگر باتری را برعکس بگذاریم، نهایت ولتاژ خازن  $V_m - 2\text{ v}$  است. اگر باتری  $10\text{ v}$  باشد، خروجی برابر با همان  $V_i$  است، چون خازن هیچ‌گاه شارژ نمی‌شود. اگر دیود ایده‌آل نباشد (مثلاً سیلیسیومی باشد) یک offset،  $0.7$  ولتی داریم. اگر  $R_{in}$  داشته باشیم نیز مانند حالت قبل است.

لازم به ذکر است که همواره برای پاسخ حالت دائمی مدار را می‌کشیم.

### ۱۳-۱- مدار دوبرابر کننده ولتاژ

با استفاده از مدار دو برابر کننده ولتاژ می‌توان از یک ولتاژ ورودی سینوسی با دامنه حداکثر  $V_m$  یک ولتاژ خروجی DC برابر  $2V_m$  تامین نمود. در شکل زیر این مدار نشان داده شده است.



(شکل ۱-۱۳-۱)

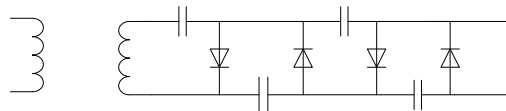
در نیم سیکل مثبت  $D_1$  روشن (اتصال کوتاه) و  $D_2$  قطع است. ثابت زمانی نیز صفر است. پس در این حالت خازن هم‌زمان با افزایش  $V_i$  تا نقطه پیک زیاد می‌شود. بعد از نقطه پیک  $V_i$  کم می‌شود. خازن هم می‌خواهد دشارژ و کم شود، پس باید بار کم کند و جریان حاصل می‌شود که دیود  $D_1$  چون مخالف است نمی‌گذارد ولی دیود  $D_2$  اجازه این کار را به خازن می‌دهد. هر قدر ولتاژ منبع کم شود، ولتاژ  $C_2$  زیاد می‌شود.  $C_2$  تا  $2V_m$  شارژ می‌شود. (ظرفیت خازن اولی را خیلی بزرگ و ظرفیت خازن دومی را خیلی کوچک فرض می‌کنیم) یعنی اگر خازن اولی هم بخواهد تخلیه شود، به خاطر تفاوت ظرفیت‌ها افت ولتاژ  $C_1$ ، قابل صرف‌نظر است.

مدار دوبرابرکننده ولتاژ و دیودها در زمان‌های بی‌نهایت قطع است و فقط پیک ولتاژ دو برابر حالت اول می‌شود.

اگر خازن‌ها تقریباً برابر باشند، چند سیکل بیشتر طول می‌کشد تا حالت گذرا طی شود. اگر  $R_{in}$  داشته باشیم، مقاومت تا زمانی که دیود وصل باشد، هیچ نقشی در شارژ یا دشارژ  $C_2$  ندارد. اگر دیود قطع شد، مقاومت  $C_2$  را شارژ می‌کند تا سیکل مربوطه برسد و  $C_2$  مجدداً شارژ شود. هرچقدر مقاومت بزرگتر باشد، کمتر خازن را دشارژ می‌کند، زیرا جریان کمتری را می‌تواند از مدار بکشد.

در مدار دوبرابرکننده نیز مقاومت بار باید بزرگ باشد تا ثابت زمانی و افت ولتاژ کوچک باشد.

### ۱۳-۲- مدار چهاربرابرکننده



(شکل ۱-۱۳-۲)

وقتی  $C_2$  بخواهد تخلیه شود، دیود  $D_3$  را به کار می‌گیرد و  $C_3$  را شارژ می‌کند. (فرض می‌کنیم وقتی خازن‌های بعدی بخواهند تخلیه شوند، خازن قبلی تخلیه نمی‌شود). اگر خروجی را از  $A\bar{A}$

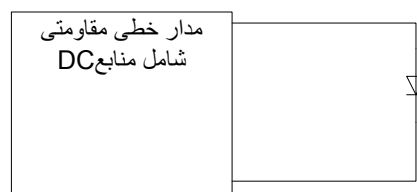
بگیریم مدار سه برابرکننده است. این مدار توان بالایی دارد، بنابراین به علت ولتاژ زیاد در پرتاب الکترون از آن استفاده می‌شود.

#### ۱۴- روش‌های تجزیه و تحلیل مدارهای دیودی

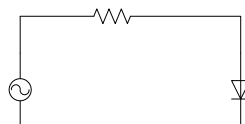
منظور از حل مسایل دیودی، تعیین قطع یا وصل بودن دیودها، محاسبه جریان و ولتاژ شاخه‌ها و در صورت لزوم بدست آوردن مشخصه انتقالی مدار است.

##### ۱-۱۴- روش ترسیمی

این روش معمولاً در مدارهایی بکار می‌رود که شامل بیش از یک دیود است، نباشد. به‌طور مثال در شکل زیر دیود به یک مدار خطی مقاومتی شامل منابع متصل گردیده‌است. برای تجزیه و تحلیل این مدار ابتدا باید معادل تونن مدار داخل جعبه را جایگزین نمود.



(الف)



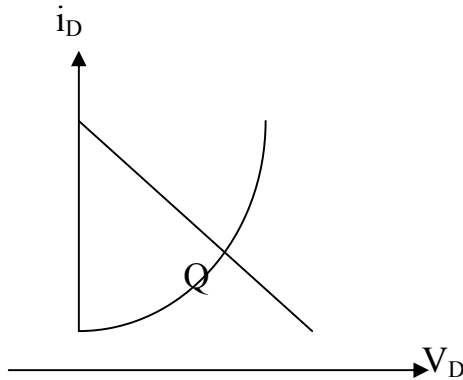
(ب)

(شکل ۱-۱۴-۱)

چنانچه معادله KVL را در مدار حاصل بنویسیم داریم:

$$V_D = V_T - R_T i_D$$

پاسخ مورد نظر  $(V_{DQ}, I_{DQ})$ ، از یک طرف باید در معادله فوق صدق کند و از طرف دیگر باید بر روی منحنی مشخصه دیود  $(V_D, I_D)$  قرار داشته باشد. معادله فوق نمایش یک خط در صفحه  $(V, I)$  است که آن را **معادله خطبار** می‌نامند. برای بدست آوردن پاسخ، می‌توان منحنی مشخصه دیود و خط بار را در یک صفحه مختصات مشترک رسم نمود. در این صورت مختصات نقطه تقاطع  $Q$  موسوم به **نقطه کار** دیود، پاسخ مورد نظر است.



(شکل ۱۴-۱-۲)

#### ۱۴-۲- مدل‌سازی دیود

در مواردی که بیش از یک دیود در مدار داشته باشیم، روش ترسیمی مشکل می‌شود و از دقت کافی نیز برخوردار نیست. در این موارد دیود را با یک مدل خطی مناسب جایگزین نموده و سپس به تجزیه و تحلیل مدار می‌پردازیم.

#### ۱۴-۳- مدل ایده آل

در این مدل مشخصه واقعی دیود با مشخصه ایده‌آل تقریب زده می‌شود. در این حالت مشخصه دیود را در حالت بایاس مستقیم، اتصال کوتاه و در حالت بایاس معکوس، مدار باز در نظر می‌گیریم. در این مدل ولتاژ آستانه هدایت  $(V_\gamma)$ ، مقاومت دینامیکی دیود در بایاس مستقیم و جریان معکوس دیود برابر صفر فرض شده‌اند.

#### ۱۴-۴- مدل خط شکسته

در این نوع مدل سازی، برای ولتاژهای بزرگتر از  $V_\gamma$ ، که دیود در حالت هدایت قرار می‌گیرد، مقاومت دیود برابر با  $R_F$  و برای حالت قطع مقاومت آن برابر  $R_R$  در نظر گرفته می‌شود. در این مشخصه

قسمت  $V_D \geq V_\gamma$  را می‌توان توسط مقاومت  $R_f$  و یک منبع ولتاژ به اندازه  $V_\gamma$  و قسمت  $V_D < V_\gamma$  را با یک مقاومت برابر  $R_f$  مدل‌سازی نمود.



مشخصه دیود ایده‌آل

مشخصه دیود در مدل خط شکسته

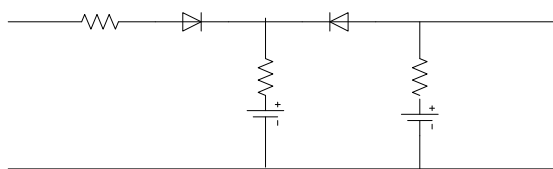
(شکل ۱۴-۴-۱)

### ۱۵- حل مسایل دیودی در حالت عمومی

**روش اول:** حالات مختلف ورودی را در نظر می‌گیریم و بازه‌بندی می‌کنیم.

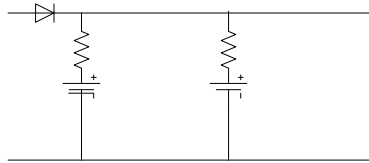
**روش دوم:** تمام دیودها را روشن فرض نموده و جریان‌ها را محاسبه می‌کنیم. سپس به ازای حالات مختلف  $V_i$ ، جریان‌ها را عددی محاسبه می‌کنیم. اگر جریانی منفی شد، یعنی دیود قطع بوده است. این روش، روش ساده‌تری است ولی روشی پرمحاسبه و وقت‌گیر است. در روش دوم، حالتی که تمام دیودها روشن باشند، باید حالتی معتبر و ممکن باشد، در غیر این صورت نمی‌توان از این روش استفاده کرد.

مثال: مشخصه انتقالی مدار  $(\frac{V_o}{V_i})$  را بدست آورید.



(شکل ۱۵-۱)

1-  $V_i = -\infty \Rightarrow D_1: \text{Off}, D_2: \text{On}$



(شکل ۱۵-۲)

$$i_1 = \frac{10 - 2.5}{5 + 10} = 0.5(mA)$$

$$V_o = 10 - 0.5 \times 5 = 7.5(v)$$

دیود  $D_1$  وقتی روشن می شود که ولتاژ آن که  $-\infty$  است به  $7.5$  ولت برسد. در لحظه وصل دیود هنوز جریان صفر است.

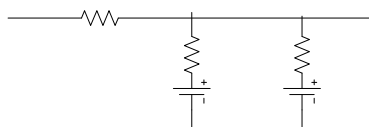
2-  $V_i \geq 7.5 \text{ v} \Rightarrow D_1, D_2: \text{On}$

به کمک KVL و KCL می توان جریان ها را محاسبه نمود.

$$V_i - 2.5 = 15i_1 + 10(i_1 + i_2)$$

$$10 - 2.5 = 5i_2 + 10(i_1 + i_2)$$

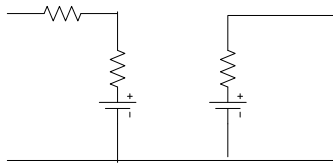
$$V_o = \frac{2V_i + 67.5}{11}$$



(شکل ۱۵-۳)

به همین ترتیب حالت سوم را بررسی می‌کنیم:

3-  $V_i = +\infty \Rightarrow D_1: \text{On} , D_2: \text{Off}$



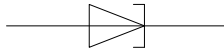
(شکل ۱۵-۴)

طبق موارد ۱ و ۳ با قطع بودن یک دیود، دیگری حتماً وصل است. پس حالت چهارم یعنی قطع بودن هر دو دیود امکان ندارد.

## ۱۶- معرفی چند نوع متداول دیود

### ۱-۱۶- دیود تونلی یا Esaki

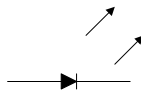
این دیود در سال ۱۹۸۵ توسط Esaki ژاپنی ساخته شد. معمولاً نوع Ge با قشر N-P با مساحت کم و درجه تغلیظ زیاد است در نتیجه N بسیار نازک در حدود ۰.۰۱ میکرون می‌باشد و حامل‌ها می‌توانند با کمی سرعت به راحتی از این مرز عبور کنند و در حقیقت یک تونل ایجاد می‌کنند. نکته جالب این دیود این است که زمانی می‌رسد که با افزایش ولتاژ، کاهش جریان داریم (مقاومت منفی). زمان قطع و وصل، سریع و در حدود  $10^{-6}$  ثانیه است و به عنوان دیود کلیدی بسیار سریع به کار می‌رود.



(شکل ۱-۱-۱۶)

### ۱۶-۲- دیود نورانی (LED)

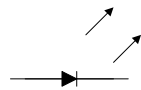
از جنس GaAs است. هنگامی که جریان از LED عبور می‌کند به خاطر ترکیبات مجدد عناصر آن (معمولاً گالیم و آرسنیک) از خود نور متصاعد می‌کند. به همین دلیل روی آن قشر شیشه‌ای کشیده‌اند. انرژی نورانی ذکر شده حاصل ترکیب الکترون و حفره می‌باشد. در بایاس مستقیم هرچه جریان بیشتر باشد، نور بیشتری متصاعد می‌کند.



(شکل ۱-۲-۱۶)

### ۱۶-۳- فتودیود

هنگامی که نور به این دیود می‌تابد، جریان عبوری از آن تغییر می‌کند. نمی‌توان آن را بایاس مستقیم نمود. هر چه نور تابیده شده به سطح اتصال بیشتر باشد، جریان اشباع معکوس بیشتر است.



(شکل ۱-۳-۱۶)



## ۱۶-۴-دیود شاتکی Sqhatkey

با ترکیب یک فلز مثل پلاتین در سیلیسیوم n-type ساخته می‌شود. در n-type حامل اقلیت حفره‌ها هستند. چون آزادی الکترون‌های n-type نسبت به فلز بیشتر است، الکترون‌ها به سمت قطعه فلز حرکت می‌کنند. در نتیجه مانند یک قطعه P-N، ناحیه تخلیه ایجاد می‌شود با این تفاوت که این ناحیه تخلیه در فلز نیست بلکه در قطعه نوع n. در این حالت مثلاً اگر دیود سیلیسیومی باشد، ولتاژ آستانه 0.7 نیست، بلکه کمتر است.

سوئیچینگ این دیود خیلی از دیودهای معمولی سریع‌تر است. برای مدارات پر سرعت از این نوع دیود استفاده می‌شود.

در عمل برای جلوگیری از بوجود آمدن یک اتصال n موقع وصل پایه‌ها (فلز) به نیمه‌هادی n، انتهای نیمه‌هادی مقدار بیشتری الکترون تغلیظ می‌شود. یعنی  $n^+$  می‌شود و پس از اتصال و مقدار نفوذی  $n^+$  و قسمت فلزی یک اتصال اهمی تشکیل می‌دهند. (مقاومت کم در دو جهت)

## فصل سوم

ترانزیستورهای دو قطبی

و

مدارات ترانزیستوری

### تحلیل سیگنال کوچک، مدلسازی ترانزیستور

آنچه تاکنون در فصل های قبل در مورد تقویت کننده های ترانزیستوری آموختیم عمدتاً به انجام

محاسبات DC تقویت کننده و انتخاب نقطه کار مناسب برای ترانزیستور محدود می شد. در این فصل

ویژگی های سیگنال کوچک تقویت کننده ها را با استفاده از مدل ها مورد مطالعه قرار می دهیم

در تقویت کننده ها اولین سوال این است که این انرژی اضافی (برای تقویت توان ورودی) از کجا می

آید؟ که مثلاً یک سیگنال با ولتاژ و جریان کوچک در ورودی دامنه و جریان بیشتر در خروجی پیدا می

کند؟ قانون بقای انرژی؟

این وظیفه بایاس dc است که این انرژی اضافه را تامین می کند.

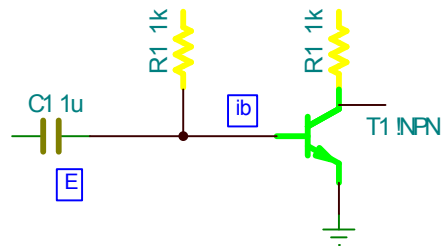
چون تقویت کنندگی ترانزیستور مورد توجه ماست، می خواهیم تحلیل سیگنال کوچک آن را بیشتر

مورد توجه قرار دهیم و پاسخ مدار را به ac بررسی کنیم لذا قسمتهایی از مدار مثل منابع دیگر نقش

تعیین کننده نداشته و حذف خواهند شد.

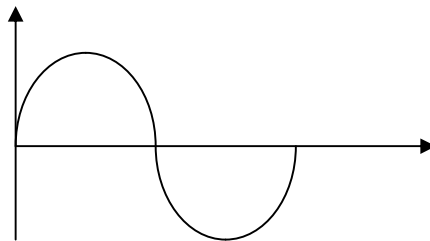
خازن های کوپلاژ هم در آن فرکانس کاری اتصال کوتاه می شوند .

دو بخش ac و dc را می توان کاملاً جداگانه بررسی کرد ولی بهم مربوط می شوند خصوصاً در dc که باید قابلیت swing را برای ac بگذارد که خواهیم دید ولی به جز این دیگر ac را کاملاً جداگانه بررسی می کنیم.

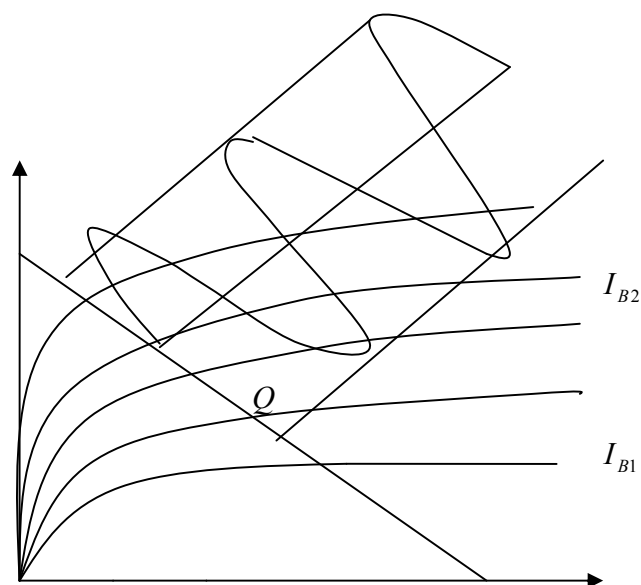
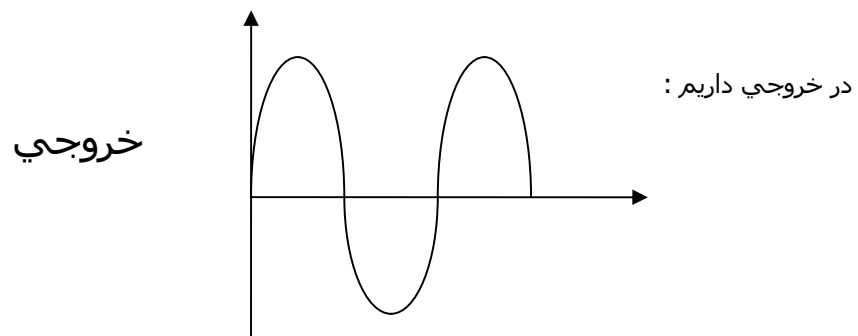


$$\left. \begin{aligned} (i_{B_1} + E)R_B &= V_{CC} - V_{BE} \\ \Rightarrow \text{خروج} : V_{CC} - V_{CE} &= i_{C_2}R_C = \beta i_{B_2}(R_C) \end{aligned} \right\} \Rightarrow i_{C_2} = \beta(i_{B_1} + E) = i_{C_1} + \beta E$$

ورودی



حال اگر سینوسی  
اعمال کنیم :



برای حل مدار سیگنال کوچک (SS) باید مدلسازی کرد.

۳ روش :

← مدل  $\gamma$

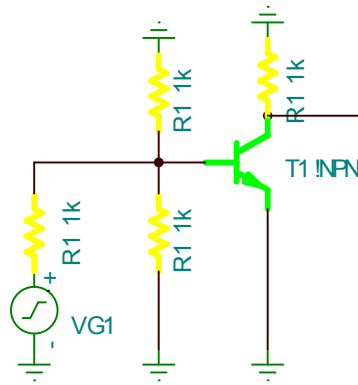
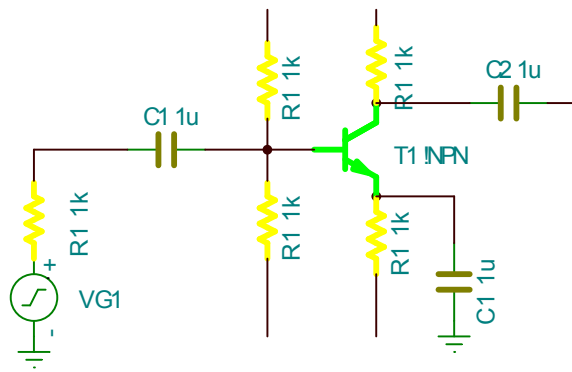
← مدل هیبرید (II)

← مدل هیبرید (h)

میزان دقت مدل ها متفاوت است. در مدل  $eT$  تقریب بیشتری به کار رفته است و در مدل هیبرید h

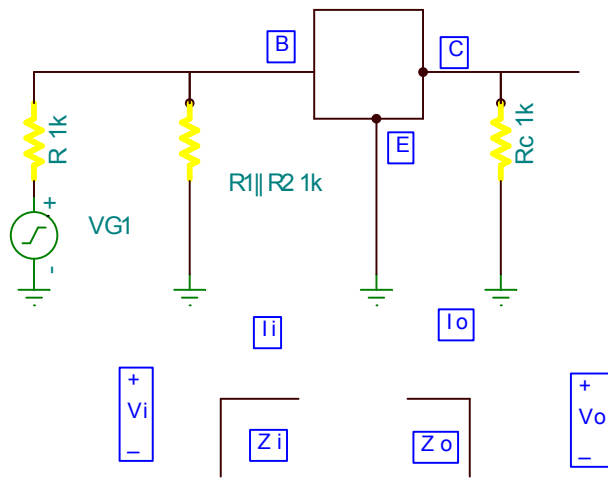
تاثیر ورودی بر خروجی را بیشتر مد نظر قرار می دهند و به نسبت پیچیده تر است.

برای تحلیل همانگونه که گفته شد منابع و خازنهای اتصال کوتاه می شوند.



⇒

⇒



جهت تحلیل مدار یک سری کمیت‌های مهم را باید بررسی و بدست آوریم مثل :

مقادیر مهم  $A_i, A_v, Z_i, Z_o$



سیستمی را با دو طرف (۴ سر) در نظر می‌گیریم.

$Z_i$  در ترانزیستور مقاومتی است که در اثر بایاس dc بوجود آمده و در حالت ac مقدارش حساب

می‌شود.

$$z_i = \frac{V_i}{I_i}$$

$$Z_o = \frac{V_o}{I_o}$$

داریم

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} \text{ بهره ولتاژ}$$

$$A_{VNL} = \frac{V_o}{V_i} \Big|_{R_L = \infty} \text{ مدار باز}$$

$$A_{VNL} > A_V \text{ منطقاً}$$

$$A_i = \frac{I_o}{I_i} = \frac{-V_o / R_L}{V_i / Z_i} = -A_V \cdot \frac{Z_i}{R_L} \text{ بهره جریان}$$

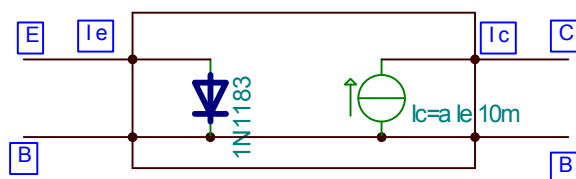
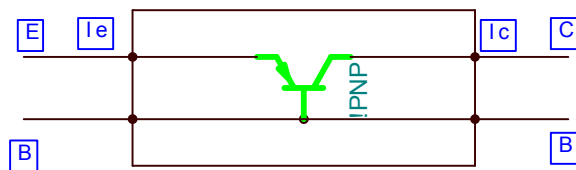
$$I_i = \frac{V_i}{Z_i}, I_o = \frac{-V_o}{R_L}$$

### مدل re

اگر بخواهیم رفتار یک شبکه را مورد بررسی قرار دهیم به جریان ها و ولتاژ های ورودی- خروجی احتیاج داریم.

$$A_i = \frac{I_o}{I_i} = \frac{-V_o / R_L}{V_i / Z_i} = -A_V \cdot \frac{Z_i}{R_L} \text{ بهره جریان} \quad A_V = \frac{V_o}{V_i} \text{ بهره ولتاژ}$$

می توان ترانزیستور را به کمک دو المان زیر مدل کرد و عنصر دو سر را با یک ترانزیستور جایگزین می کنیم. CB

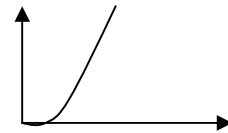




داشتیم که به ازای مقادیر مختلف  $V_{CB}$ ،  $I_C \cong \alpha I_E$  پس مدل روبرو تقریباً جواب خوبی است.

البته می‌دانیم که دیود ورودی یک مقاومت  $ac$  از خود نشان می‌دهد که مقدار آن  $r_e = R_f = \frac{\Delta V}{\Delta I_E}$

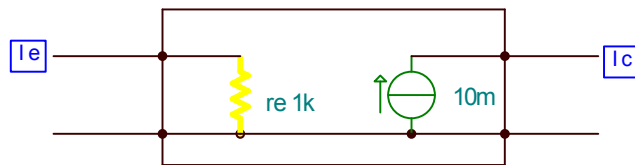
ولی چون  $I_E$  بزرگ است در ناحیه شبه خطی



قرار داریم و مقدار مقاومت  $I_E$  را می‌توان معادل مقاومت  $dc$  دیود گرفت

یعنی  $r_e = R_f = \frac{\eta V_T}{I_E}$  (یعنی مقدار  $dc$  جریان آمیتر مشخص کننده این مقاومت است پس می‌توان

کشید )

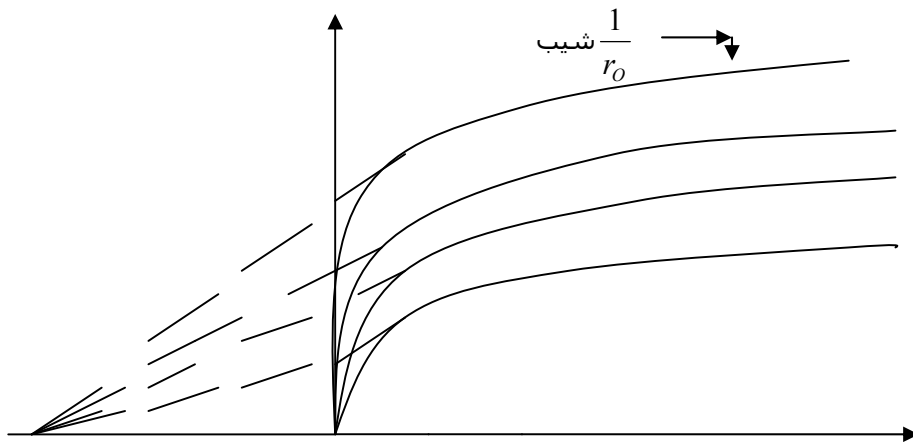


$Z_i$  در  $CB$  حدود چند اهم تا  $50\Omega$  است

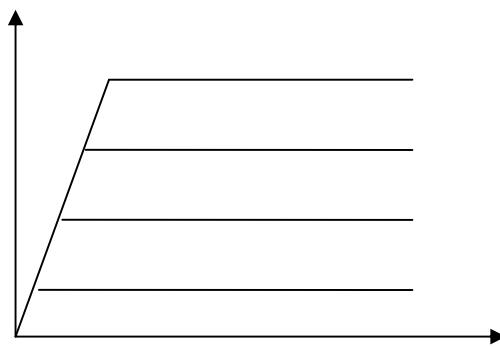
در  $CB \Rightarrow Z_i = r_e$

در حالت ایده‌آل امپدانس خروجی بینهایت است چون اگر قرار دهیم  $I_e = 0 \Leftarrow I_C = 0$  و مدار باز

است  $\Leftarrow Z_o = \infty$  ولی در عمل مشخصه ترانزیستور مقداری شیب دارد (یعنی  $\frac{I_C}{V_{CB}}$ )



مدل واقعي



مدل ایده آل

9

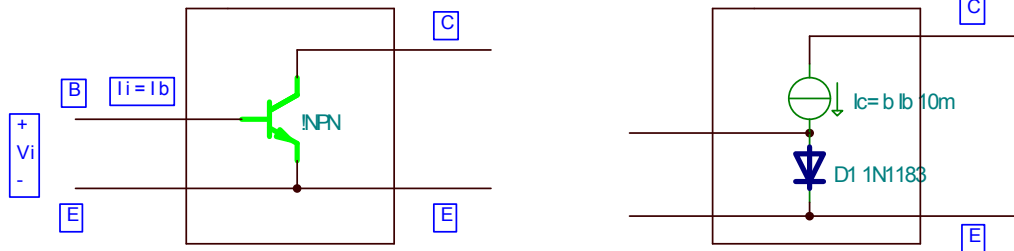
این شیب  $\frac{1}{r_o}$  است .

$r_o$  در حدود چند مگا اهم است.

$$A_v = \frac{V_o}{V_1} = \frac{-I_o R_L}{I_e Z_i} = \frac{-(-I_C) R_L}{I_e r_e} = \frac{\alpha I_e R_L}{I_e r_e} = \frac{\alpha R_L}{r_e} \cong \frac{R_L}{r_e} \quad \text{حال}$$

$$A_i = \frac{I_o}{I_i} = \frac{-I_C}{I_e} = \frac{-\alpha I_e}{I_e} = -\alpha \cong -1 = \text{بهره جریان}$$

## بایاس C.E.



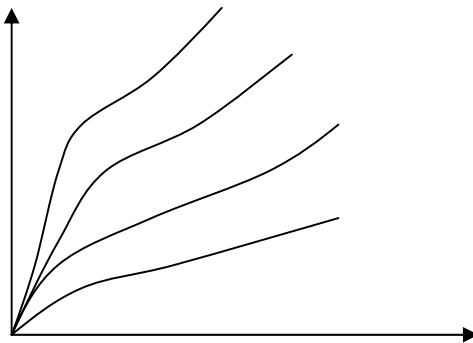
$$I_C = \beta I_b$$

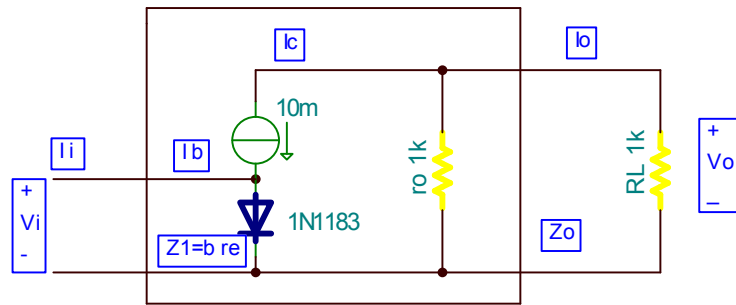
$$I_e = I_c + I_b = (\beta + 1)I_b \approx \beta I_b$$

در CE  $V_{BE} = I_e r_e \cong \beta I_b r_e$  ،  $\Rightarrow Z_i = \frac{V_i}{I_i} = \frac{V_{BE}}{I_b} = \frac{\beta I_b r_e}{I_b} = \beta r_e$  امپدانس ورودی

$\beta r_e$  از چند صد اهم تا ۶، ۷ کیلو است.  $z_o$  حدود ۴۰ تا ۵۰ کیلو است. چون شیب زیادتر است (در

(CE





برای محاسبه بهره ولتاژ و جریان :  $V_o = -I_o R_L$

$$\Rightarrow V_o = -I_C R_L = -\beta I_b R_L$$

اگر فرض کنیم  $r_o \cong \infty$

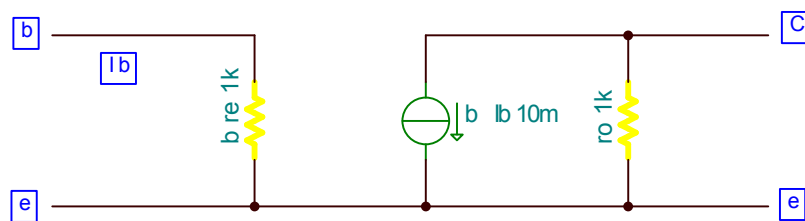
$$V_i = I_i Z_i = I_b \beta r_e$$

علامت منها یعنی ولتاژهای ورودی و خروجی  $180^\circ$  اختلاف فاز دارند.

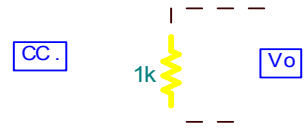
$$\Rightarrow A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{-R_L}{r_e}$$

$$A_i = \frac{I_o}{I_i} = \frac{I_c}{I_b} = \beta, CE, r_o = \infty$$

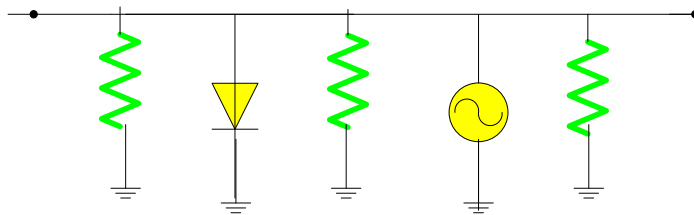
مدار معادل



در بایاس C.C. عیناً همین مدار معادل استفاده می‌شود ولی خروجی از دو سر مقاومت امیتر است .



مثال: مدل ca مدار فوق چیست؟



از  $Z_i'$  فقط مقاومت دیود را می بینیم که اینجا چون تحلیل ca است، مقاومت دینامیکی دیود مد نظر است.

$$r_e = R_f = \frac{\eta V_T}{I_E}$$

$$r_e \parallel ER$$

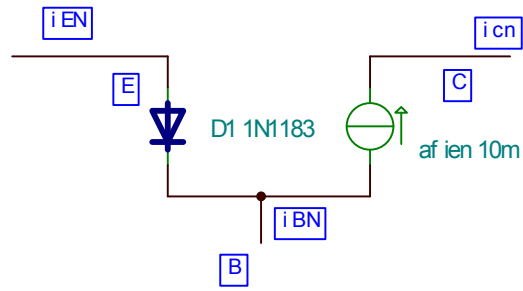
$$Z_{i=} \rightarrow i'z = r_e$$

$V_i$

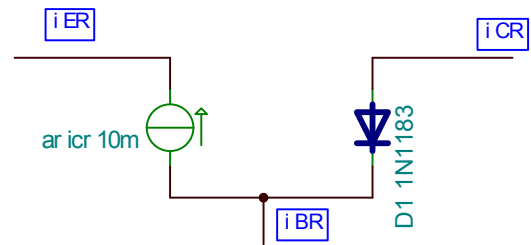
بهره جریان مدار ترانزیستوری بیس مشترک  $\alpha$  است. تنها زمانیکه ترانزیستور در ناحیه اکتیو است می توان این مدل را استفاده کرد. در ناحیه شکست یا قطع اینگونه نیست.

اگر مدل Ebers-Moll را به کار ببریم می توانیم ناحیه **RE** (بایاس CB) را هم مدلسازی کنیم.

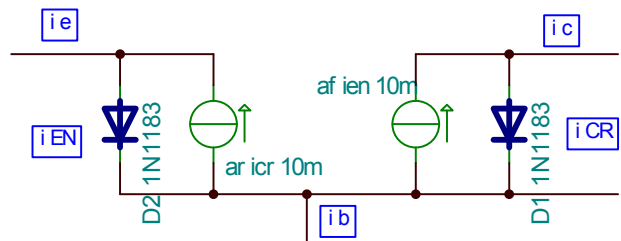
**re AC**



and



⇒



معمولاً  $\begin{cases} \alpha_F \approx 1 \\ \alpha_R \approx 0.01 \end{cases}$  ساخته می‌شوند.

در اینجا می‌توان نوشت  $\begin{cases} i_{EN} = I_{EO} (e^{V_{BE}/V_T} - 1) \\ i_{CR} = I_{CO} (e^{V_{BC}/V_T} - 1) \end{cases}$  نتایجی مثل گرفت ⇒

$$\frac{i_c}{i_B} = h_{FE} \cdot \frac{e^{V_{CE}/V_T} - 1/\alpha_R}{e^{V_{CE}/V_T} + h_{FE}/h_{FC}}$$

$$V_{CE} = V_T \ln \cdot \frac{1/\alpha_R + (i_c/i_B)/h_{FE}}{1 - (i_c/i_B)/h_{FE}}$$

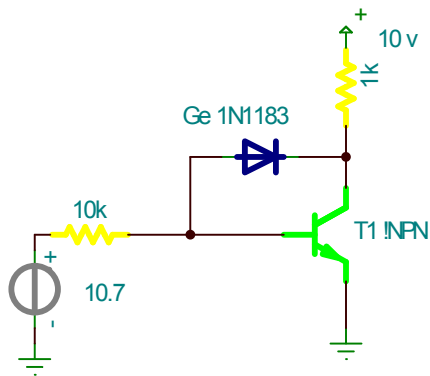
مثلاً  $h_{FE} \rightarrow 100$   
 مثلاً  $h_{FC} \rightarrow 0.1$

$$h_{FE} = \alpha_F / (1 - \alpha_F) = \beta_F$$

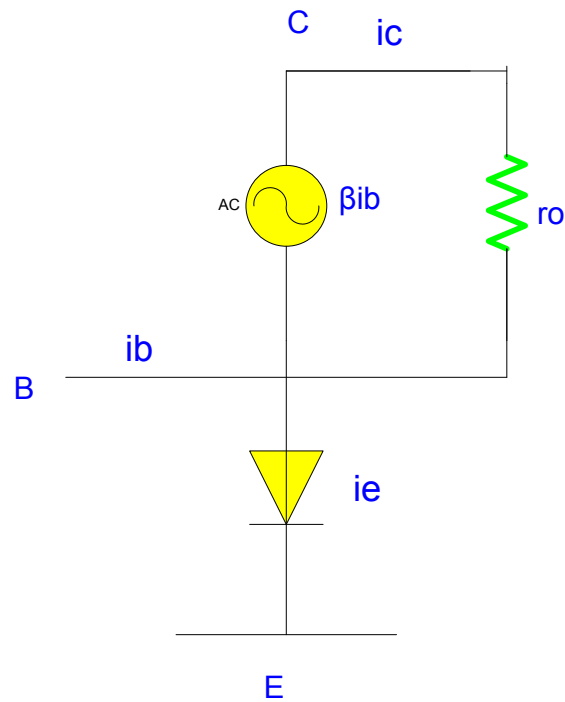
$$h_{FC} = \beta_R = \alpha_R / (1 - \alpha_R)$$

$$h_{FE} \gg h_{FC}$$

از این مدل معمولاً استفاده نمی‌کنیم



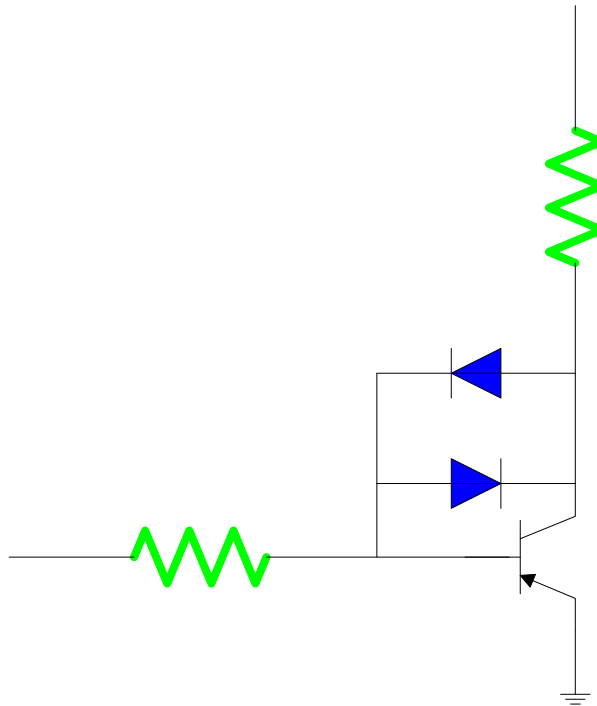
مدل آمیتر مشترک



منبع جریان همواره سعی می کند جریان یک شاخه را ثابت نگه دارد

بهره ولتاژ مدار امیتر مشترک مانند مدار بیس مشترک عدد بزرگی است. هم جریان را بزرگ می کند و هم ولتاژ را ولی در بیس مشترک  $A_i$  تقریباً برابر یک است. منفی در بهره ولتاژ اختلاف فاز ایجاد کرده است. وقتی ورودی به صورت سینوسی زیاد می شود با اختلاف  $180^\circ$  درجه خروجی در جهت منفی زیاد می شود. در مدار بیس مشترک بین ورودی و خروجی اختلاف فاز وجود ندارد. سوال: نقطه کار ترانزیستور را بدست آورید.





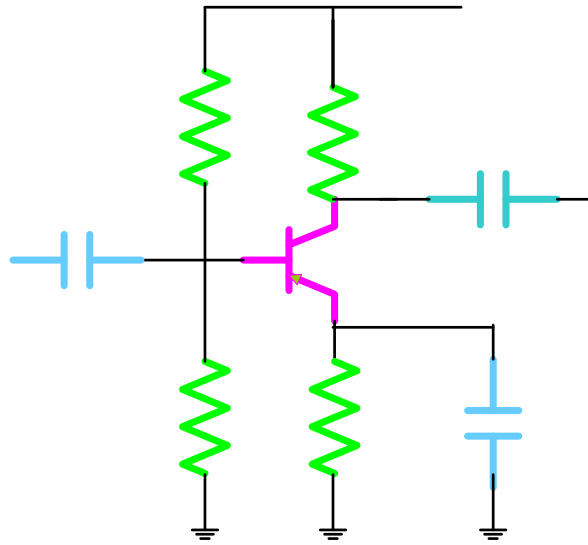
ممکن نیست هر دو دیود روشن باشند. اگر  $I_S$  روشن باشد ترانزیستور روشن است. ابتدا فرض می کنیم هر دو دیود خاموش هستند و مسئله را حل می کنیم.

باید ولتاژ دو نقطه  $B$  و  $C$  را محاسبه کنیم و وضعیت دیودها را بررسی کنیم.

← فرض ما اشتباه بوده است. حال با فرض روشن بودن  $G$  و ولتاژ دو سر  $B$  باز هم تغییر نمی کند. اگر ولتاژ لازم برای روشن شدن  $G$ ،  $0.4V$  باشد:

مثال 10.7 مقادیر  $i_Z$  و  $o_Z$  و  $v_A$  و  $i_A$  را بدست آورید.

$$(\beta=80, r_o=300K, \beta_{re}=2K)$$



$$50k \quad \beta_{re} \approx 5k \quad Z_i = 50k$$

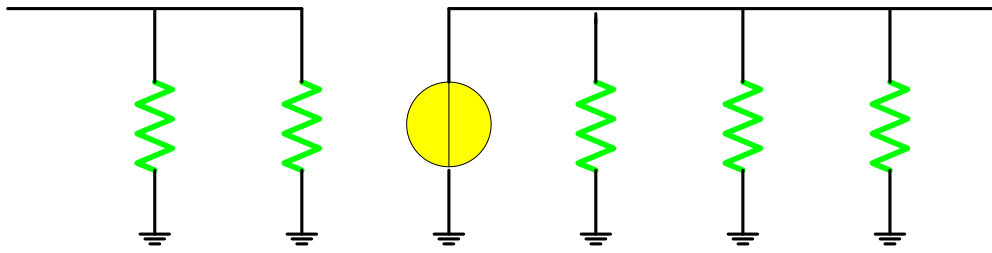
$$\sim 5k \parallel 300k \parallel Z_o = 5k$$

$$A_v = v_o / v_i = -5k / 17.5\Omega = -261$$

اگر مقدار  $o r$  را نداده بودند ان را بی نهایت فرض می کنیم. وقتی مشخص نشده که از کجا  $i Z$  را میخواهند از محلی که  $i V$  اعمال میشود در نظر می گیریم.

مثال:

5k



$v_i$

$$150 = 2k \parallel z_i = \beta r_e$$

$$3k \sim 3k \parallel 50 \parallel z_o = r_o$$

$$A_v = V_o / V_i = -3k / 20\Omega = -150$$

$$A_i = i_o / i_i = (z_o \cdot z_i) / (3k \cdot r_e) = \beta = 100$$

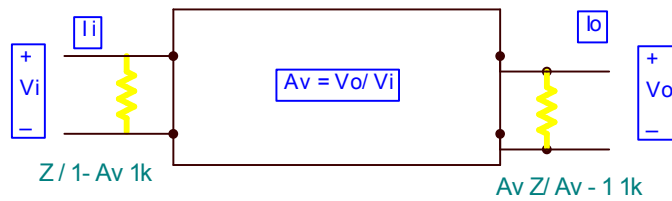
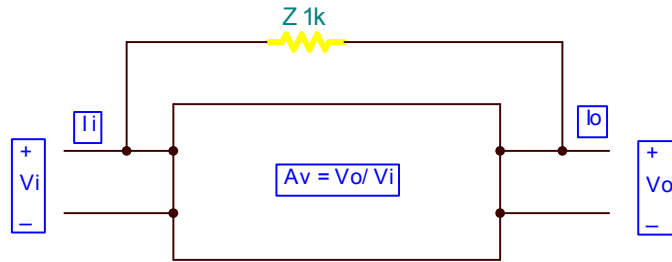
150

مدار فوق یک مدار امیتر مشترک است.

$\beta r_e$

$\beta b$

قضیه میلر ( Miller Theorem )



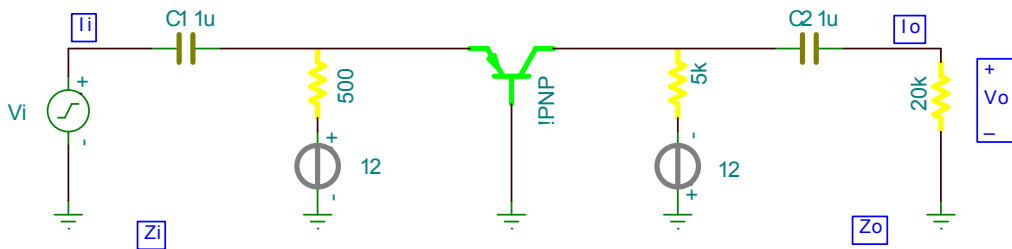
مثال: درمدار مقابل پارامترهای  $(Z_o, Z_i, A_v, A_i)$  را بدست آورید.

$$r_e = 20\Omega$$

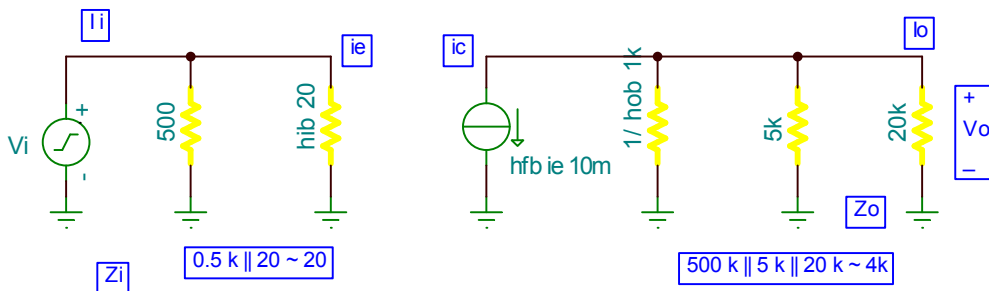
$$\beta = 100$$

$$r_o = 500k$$

$$\alpha = 1$$



حل: تحلیل ca



در نتیجه از  $0.5^K$  در ورودی و  $500^K$  در خروجی صرف نظر می کنیم .