

## مقدمه

امروزه با توجه به پیشرفت صنعت نفت سیستم‌های کنترل قدیمی جای خود را به سیستم‌های کنترل جدید مانند PLC, DCS و فیلد بس داده اند لذا لازم است کارمندان نسبت به ساختمان الکترونیکی داخلی آنها اطلاعات کامل پیدا نمایند به همین دلیل اقدام به گردآوری این جزو نموده ایم در این نوشته ابتدا مقدمه ای بر فیزیک الکترونیک نیمه هادی ها پرداخته شده سپس دیوید که از اتصال دو نیمه هادی N و P تشکیل شده است را توضیح داده و در انتهای این قسمت انواع مدارات دیویدی که شامل مدارهای جابه جا کننده، برش، یکسو کننده های نیم موج و تمام موج، رگولاتورهای ولتاژ و چند برابر کننده می باشد مورد بررسی قرار گرفته است.

در قسمت دوم به معرفی ترانزیستور که عنصری ۳ پایه می باشد پرداخته شده است سپس انواع حالتهای مختلف بستن ترانزیستور در مدارات، خط بار dc و ac، معرفی خازن های کوپلر و بای پس در مدارات و در انتهای به تقویت کننده های ترانزیستوری پرداخته ایم. امید وارم در یادگیری مدارات دیویدی و استفاده از این اطلاعات در ادوات و ابزار دقیق به شما کمک نماید.



## فصل اول

# مقدمه‌ای بر فیزیک الکترونیک



## اهداف آموزشی

- ۱- معرفی اجسام از نظر هدایت الکتریکی
- ۲- معرفی ساختمان داخلی سیلیکن (Si) و ژرمانیم (Ge)
- ۳- روشیای مختلف افزایش هدایت نیمه هادی ها
- ۴- معرفی اتصال P-N

### ۱-۱- نیمه هادی

در یک ساختار بلورین از اتم باندهایی وجود دارد که الکترون فقط در آنجا می تواند باشد این با ندها را تراز انرژی گویند. در صورتی که اتم تحریک نگردد آخرين باندی که حاوی الکترون باشد را باند ظرفیت گویند.

باند هدایت : باندی بالاتر از باند ظرفیت بوده که در صورت تحریک اتم دارای الکترون می شود  
انرژی تحریک : مقدار انرژی لازم جهت انتقال یک الکترون از باند ظرفیت به باند هدایت را گویند و با  $E_g$  نمایش داده می شود.

در اجسام در صورتی که الکترون از باند ظرفیت به باند هدایت برسد جریان سازی صورت می گیرد.

اجسام از نظر هدایت الکتریکی به سه دسته تقسیم می شوند :

۱. عایق (نارسانا )
۲. نیمه هادی ( نیمه رسانا )
۳. هادی (رسانا )

عایق : اجسامی هستند که در میدانهای الکتریکی معمولی جریان الکتریکی را عبور نمی دهند بعبارت دیگر فاصله  $E_g$  آنها آنقدر زیاد است که با دادن انرژی معمولی هیچ الکترونی از باند ظرفیت به باند هدایت انتقال نمی یابد.(مرز عایق  $6evj$ )

نیمه رسانا : آنها به اندازه ای است که با دادن انرژی های معمولی می توان تعدادی الکترون از باند ظرفیت به باند هدایت انتقال داد .

رسانا : آنها آنقدر کم است که تقریبا همه الکترونها باند ظرفیت به راحتی در باند هدایت قرار گرفته و آزاد می شوند

هدایت الکترونهای نیمه هادی ها کمتر از هادی ها بوده ولی قابل کنترل می باشد و به عوامل زیر بستگی دارد :

۳- تغییر میزان ناخالصی

۲- افزایش دما

۱- تحریک نوری

هدایت الکتریکی در نیمه هادی ها توسط الکترونهای آزاد و حفره ها صورت می گیرد .

**الکترونهای آزاد :** الکترونی است که در باند هدایت قرار گرفته و هیچ قید و بندی به هسته اتم ندارد .

حفره ها : جای خالی الکترونهای آزاد را حفره می گویند.

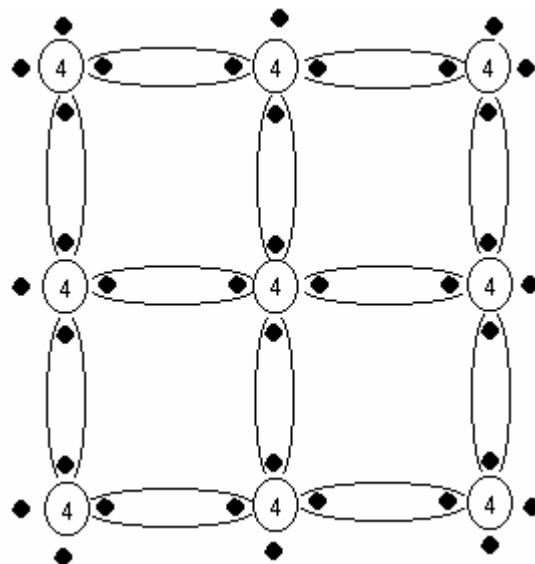
قدیمی ترین و متداول ترین عناصری که در الکترونیک می توان بعنوان نیمه هادی نام برد سیلیکن Si و Ge ژرمانیم می باشد .

$$E_g(\text{Si})=1.2\text{eV}$$

$$E_g(\text{Ge})=0.785\text{eV}$$

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

این عناصر چهار ظرفیتی بوده، دارای شبکه بلورین و در دمای صفر مطلق عایق کامل می باشند . ساختمان آن بصورت شکل(1-1) است :



شکل(1-1): ساختمان نیمه هادی

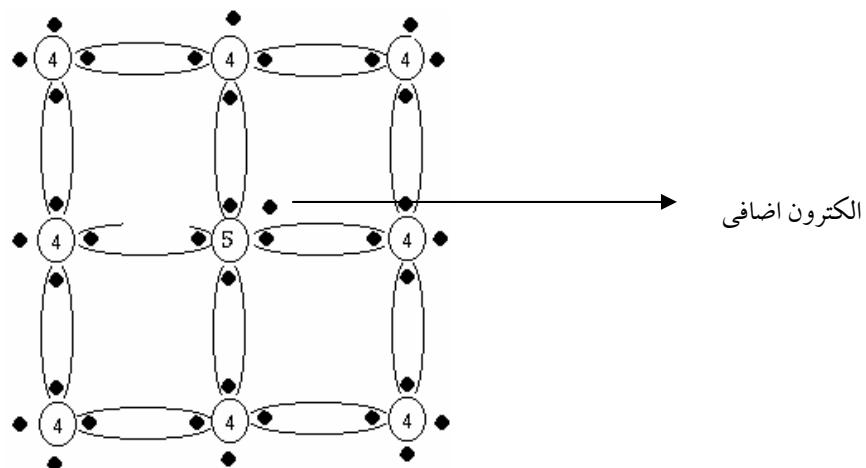
در دمای صفر مطلق پیوندهای کوالانسی شکسته نمی شود ولی در دمای معمولی (دمای اتاق ) تعدادی از پیوند های شکسته شده و تعدادی از الکترونها آزاد شده و از باند ظرفیت به باند هدایت انتقال می یابد پس می توان گفت نیمه هادی ها در دمای معمولی از خود رسانائی محدودی نشان داده و رفتاری مانند یک مقاومت دارند. حفره ها نیز می توانند مانند الکترونهای آزاد نقش هدایت الکتریکی را داشته باشند ولی جریان سازی آنها کمتر از الکترونهای آزاد افزايش هدایت در نیمه هادی ها سه روش کلی ذکر گردیده است دو روش اول تا حدی

می توانند هدایت نیمه هادی را بالا ببرند ولی در اثر افزایش دما ممکن است شبکه بلورین صدمه ببیند . روش سوم یعنی افزایش ناخالصی بیترین روش برای افزایش هدایت نیمه هادی ها است که به توضیح آنها می پردازیم .

## ۲-۱ اضافه نمودن ناخالصی به نیمه هادی ها

اگر به شبکه بلورین عنصر ۵ ظرفیتی مانند فسفر (P) آنتی مو آن (As) و آرسنیک (Sb) اضافه کنیم همانطور که در شکل (۲-۱) می بینید هر اتم ۵ ظرفیتی که الکترون را با شبکه بصورت کووالانسی اشتراک قرار داده و دارای یک الکترون آزاد می باشد پس در این حالت تعداد زیادی از الکترون های آزاد از باند ظرفیت به باند هدایت انتقال می یابد این نوع نیمه هادی را نوع N یا ناخالصی بخشنده<sup>۱</sup> گویند اتفاقاتی که انجام شده بصورت زیر است :

- ۱ افزایش تعداد الکترونها
- ۲ کاهش تعداد حفره ها
- ۳ یون مثبت باقی می ماند



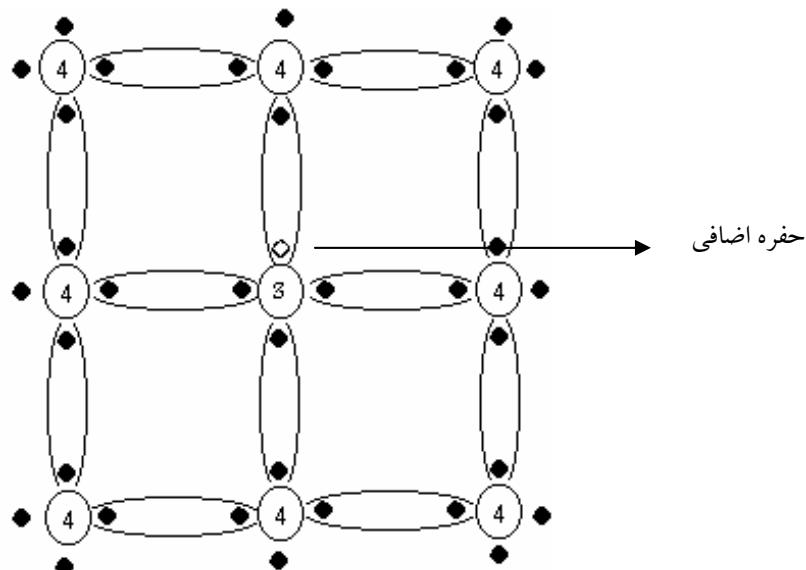
شکل(۲-۱) : ساختمان نیمه هادی نوع N

اگر به شبکه بلورین عناصر ۳ ظرفیتی مانند گالیم (Ga)، ایندیم (In) بور (B) اضافه نمائیم همانطور که در شکل (۳-۱) می‌بینید تعداد حفره‌ها نسبت به نیمه‌هادی خالص افزایش یافته و تراکم الکترونها کاهش می‌یابد در این حالت نیمه‌هادی ایجاد شده را نیمه‌هادی نوع p یا ناخالصی پذیرنده<sup>۱</sup> گویند. سه اتفاق صورت می‌گیرد:

۱- افزایش تعداد حفره‌ها

۲- کاهش تعداد الکترونها

۳- یون منفی باقی می‌ماند



اشکال (۳-۱): ساختمان نیمه‌هادی در نوع P

قانون اثر جرم: در هر نیمه‌هادی اعم از خالص یا ناخالص رابطه زیر برقرار است:

$$n \cdot p = n_i^2$$

نیمه‌هادی خالص :  $n = p = n_i$

ناخالص بخشنده :  $n \uparrow, p \downarrow$

ناخالص پذیرنده :  $n \downarrow, p \uparrow$

در هر سه حالت فوق باید  $n \cdot p = \text{cte}$  باشد

قانون جسم خنثی : مجموع بارها مثبت و منفی برابر است

در صورتی که یک قطعه نیمه هادی ناخالصی های نوع  $n$  و  $p$  توأمًا اضافه شود در صورتیکه چگالی ناخالصی ها در سراسر قطعه یکنواخت باشد می توان نوشت:

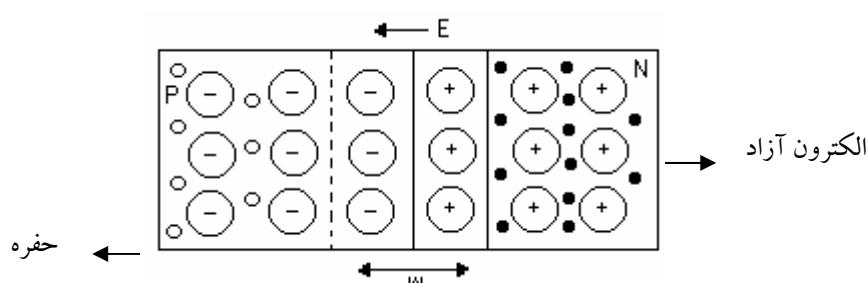
$$P + N_D = n + N_A$$

$N_A$  : چگالی حفره ها

$N_D$  : چگالی الکترونها آزاد

### P-N اتصال ۳-۱

اگریک نیمه هادی نوع  $N$  را با یک نیمه هادی نوع  $P$  بهم متصل نمائیم ناحیه ای در نزدیکی محل اتصال بوجود می آید که فاقد الکترون و حفره می باشد که اصطلاحاً آنرا ناحیه تهی می نامند.

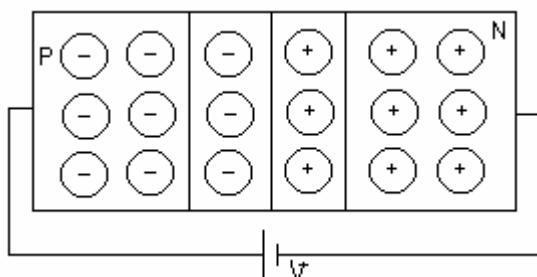


شکل (۱-۴) : نحوه تشکیل ناحیه تهی در پیوند P-N

ناحیه تهی : فضائی است نزدیک پیوند بین  $N$  و  $P$  بطوری که در اثر نفوذ حفره ها از ناحیه  $P$  به  $N$  و الکترونها از ناحیه  $N$  به  $P$  در مرز در اثر ترکیب ناحیه تهی از الکترون و حفره را ایجاد می نماید این ناحیه را تهی یا ناحیه انتقال گویند (ناحیه بارفضائی) اگریک منبع ولتاژ را به یک پیوند  $P-N$  متصل نمائیم اصطلاحاً آنرا با یاس کردن می نامند اگر قطب مثبت باطری را به  $P$  و قطب منفی را به  $N$  وصل کنیم بایاسینگ را مستقیم و عکس این حالت را بایاسینگ معکوس گویند.

## ۴-۱- بایاس مستقیم

اگر یک اتصال P-N را بصورت شکل (۱-۵) به منبع وصل نمائیم نیمه هادی را بایاس مستقیم نموده ایم، که در بایاس مستقیم مراحل زیر رخ می دهد:

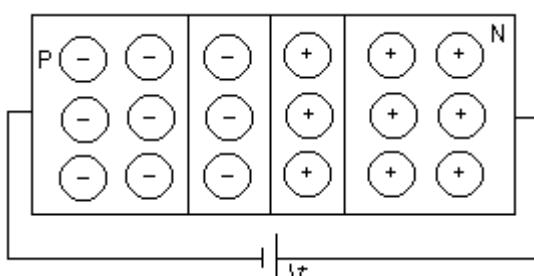


شکل (۱-۵): بایاس مستقیم اتصال P-N

- ۱- هجوم الکترونهای آزاد از قطب منفی به مرز
- ۲- هجوم حفره ها از قطب مثبت به مرز
- ۳- افزایش عمل ترکیب مجدد در مرز و کاهش عرض ناحیه تمی
- ۴- کاهش اختلاف پتانسیل داخلی  $V_j = V_0 - V$  به اندازه  $V_0$
- ۵- کاهش سد پتانسیل و در نتیجه افزایش جریان ناشی از حاملهای اکثربیت و در صورتیکه مقدار  $V$  به  $V_0$  نزدیک شود حاملهای اکثربیت آزادانه در جریان سازی شرکت می نمایند و جریان قابل توجهی را بوجود می آورند در بایاسینگ مستقیم هیچگاه نباید  $V$  به اندازه  $V_0$  قرار گیرد چون دیود می سوزد

## ۴-۲- بایاس معکوس

اگر یک اتصال P-N را بصورت شکل (۱-۶) به منبع وصل نمائیم نیمه هادی را بایاس معکوس نموده و در این حالت حاملهای اکثربیت در جریان سازی دخالت نمی کنند و مراحل زیر رخ می دهد:

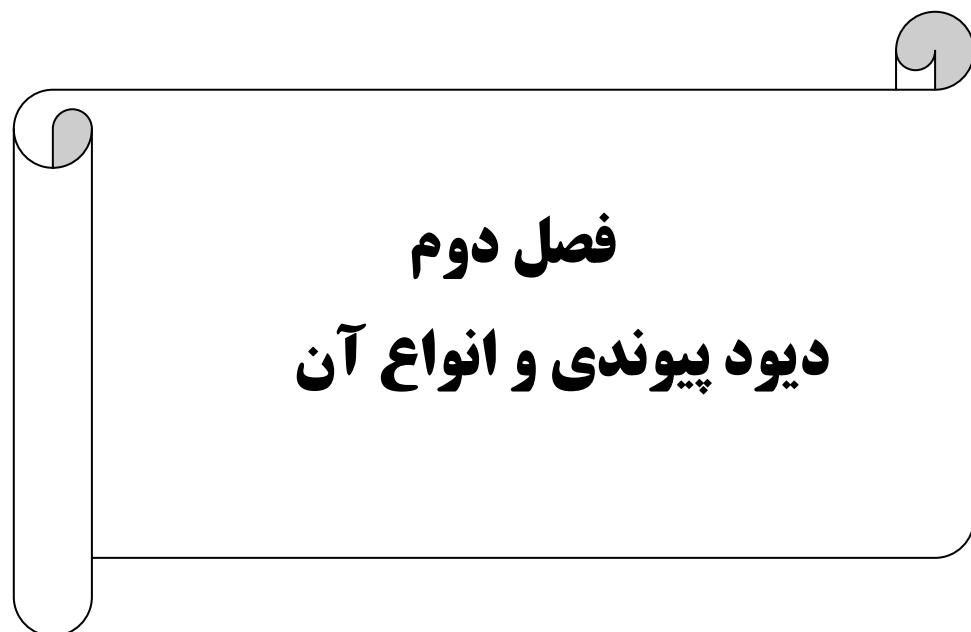


(۱-۶) بایاس معکوس اتصال P-N

- ۱- جذب الکترونهای آزاد N از طرف قطب مثبت و فرار از مرز
  - ۲- جذب حفره های P بسمت قطب منفی و فرار از مرز
  - ۳- کاهش عمل ترکیب مجدد در مرز افزایش عرض ناحیه تهی
- ۴- افزایش اختلاف پتانسیل داخلی  $V_j = V_0 + V$  به اندازه  $V$
- ۵- افزایش سد پتانسیل داخلی و در نتیجه عدم وجود جریان ناشی از حاملهای اکثربیت
- ۶- قرار گرفتن حاملهای اقلیت در سراشیبی پتانسیل و در نتیجه بوجود آمدن جریان ناشی از حاملهای اقلیت از N به P که جریان کمی می باشد.

## پرسش‌های فصل اول

- ۱- اجسام از نظر هدایت الکتریکی به چند دسته تقسیم می شوند ؟
- ۲- روش‌های افزایش هدایت نیمه هادی ها را نام ببرید ؟
- ۳- نیمه هادی نوع P را توضیح دهید ؟
- ۴- نیمه هادی نوع N را توضیح دهید ؟
- ۵- ناحیه تهی را تعریف نمایید ؟
- ۶- مفهوم بایاس مستقیم را بیان نمایید ؟
- ۷- مفهوم بایاس معکوس را بیان نمایید ؟

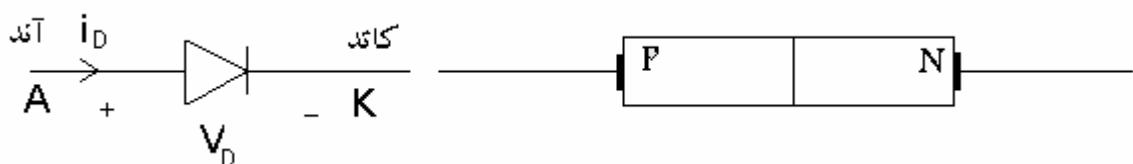


## اهداف آموزشی

- ۱- معرفی دیود پیوندی
- ۲- بیان مفهوم بایاسینگ مستقیم و معکوس دیودها
- ۳- معرفی پدیده شکست در دیود ها
- ۴- مشخصات و محدودیتهای دیود
- ۵- انواع دیود
- ۶- روشیای تشخیص پایه های دیود به طور عملی

### ۱-۲ - بایاسینگ دیود

دیود پیوندی یک اتصال P-N است که دو سر آن دو قطعه فلزی جهت اتصال به مدار خارجی تعییه گردیده و مجموعه داخل یک پوشش مناسب قرار داده شده است.

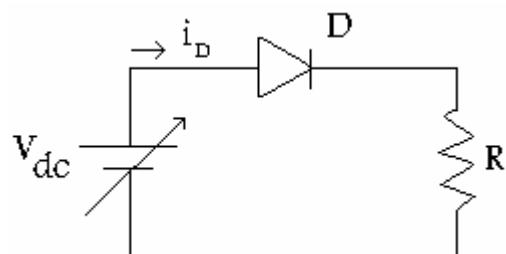


شکل (۱-۲): شکل مداری دیود

همانطور که می دانید پیوند دو بلور P و N دارای دو خاصیت یکسو کنندگی جریان است. در محل اتصال فلز بلور نیز ممکن است خاصیت یکسو کنندگی بوجود آید پس سازنده باید ساختمان دیود را طوری طراحی نماید که سیستم را بصورت یک اتصال مقاومتی درآورد. یک دیود را به دو صورت می توان در مدار قرار داد :

## ۱-۱-۲- بایاسینگ مستقیم

در این حالت آند به قطب مثبت و کاتد به قطب منفی منبع متصل می نمائیم



شکل (۲-۲) مدار بایاسینگ مستقیم دیود

رابطه جریان و ولتاژ برای یک دیود پیوندی بصورت زیر بدست می آید :

$$I_D = I_S \left( e^{\frac{V_D}{\eta V_T}} - 1 \right) \quad (1-2)$$

$$\eta : \text{ثابت که بستگی به جنس نیمه رسانا دارد و } 1 < \eta < 3$$

$$V_T \approx 26mV \quad I_S$$

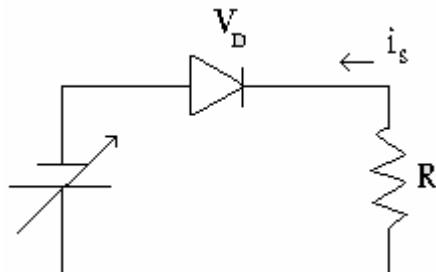
$$V_D : \text{ولتاژ دوسر دیود}$$

$$I_D : \text{جریان عبوری از دیود}$$

در حالت بایاس مستقیم ولتاژ را بتدریج از صفر افزایش می دهیم جریان کمی از دیودمی گذرد همین که ولتاژ دوسر دیود از مقدار معینی (ولتاژ آستانه) افزایش یابد جریان زیادی از دیود می گذرد. ولتاژ آستانه ( $V_\gamma$ ) برای دیود ژرمانیم حدود ۰.۲V و برای دیود سیلیکنی حدود ۰.۶V می باشد.

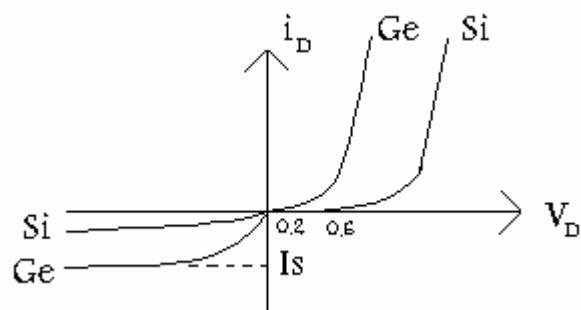
## ۲-۱-۲ - بایاسینگ معکوس

در این حالت کاتد به قطب مثبت و آند به قطب منفی منبع وصل می‌نمائیم همانطور که در شکل (۳-۲) نشان داده شده است.



شکل (۳-۲) : بایاسینگ معکوس دیود

در این حالت با افزایش ولتاژ معکوس حاملهای اقلیت بیشتری شروع به حرکت می‌کند و جریان افزایش یافته تا به اشباع برسد( $I_S$ ) تا مدتی این جریان ثابت است که آنرا جریان اشباع معکوس گویند که در دیود های ژرمانیم حدود میکرو آمپر و در دیود های سیلیکنی حدود چند نانوآمپر می‌باشد.



شکل (۴-۲) : منحنی مشخصه ولتاژ دیود

جریان اشباع معکوس به ازای افزایش هر ده درجه حرارت تقریباً دو برابر می‌شود و از رابطه زیر محاسبه می‌گردد

$$I_{S_2} = I_{S_1} \cdot 2^{\frac{T_2 - T_1}{10}} \quad (2-2)$$

$I_{S_1}$  : جریان اشباع معکوس در دمای  $T_1$

$I_{S_2}$  : جریان اشباع معکوس در دمای  $T_2$

رابطه ولتاژ\_جریان دیود (۱-۲) را می‌توان در بایاس معکوس و مستقیم بصورت زیر تقریب زد

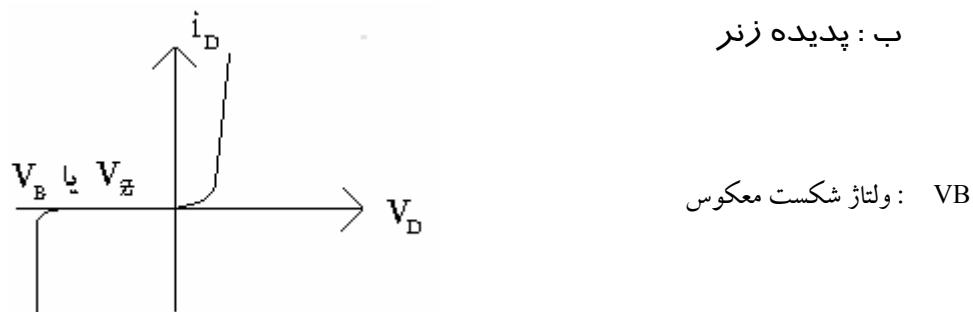
$$V_D \gg V_T \Rightarrow I_D = I_S e^{\frac{V_D}{\eta V_T}} \quad \text{در بایاس مستقیم} \quad .a$$

$$|V_D| \gg V_T \Rightarrow I_D = I_S \quad \text{در بایاس معکوس} \quad .b$$

## ۲-۲- پدیده شکست معکوس در منحنی دیود

در اثر افزایش ولتاژ معکوس جریان اشباع معکوس تغییری نمی کند تا اینکه به نقطه ای می رسد که به طور ناگهانی جریان شروع به افزایش می نماید و پدیده ای رخ می دهد که اصطلاحاً پدیده شکست و ولتاژی که این پدیده رخ می دهد را ولتاژ شکست معکوس گویند.  
در ولتاژ شکست دو پدیده رخ می دهد که عبارتنداز :

الف : پدیده ضرب بهمنی



شکل (۵-۲) : منحنی مشخصه ولتاژ جریان دیود

## ۲-۲-۱- پدیده ضرب بهمنی

در بایاسینگ معکوس در اثر افزایش ولتاژ معکوس عرض ناحیه تهی افزایش یافته در نتیجه شدت میدان الکتریکی افزایش می یابد در این حالت حاملهای اقلیت به ناحیه P وارد شده و انرژی این حفره ها به اندازه ای می شود که قادر به شکستن پیوند و تولید جفت الکترون آزاد و حفره جدید می شود یک مرتبه تعداد حاملهای اقلیت افزایش یافته و باعث ازدیاد سریع جریان می شود این پدیده را پدیده ضرب بهمنی گویند.

## ۲-۲-۲- پدیده شکست زنر

در اثر افزایش میدان داخلی ناحیه تهی (در اثر افزایش بایاس معکوس) (ممکن است خود میدان ایجاد شده پیوند های کووالانسی را شکسته و الکترون آزاد و حفره جدید تولید کند این پدیده نیز می تواند منجر به شکست در منحنی دیود شود که آنرا پدیده شکست زنر گویند.  
احتمال وقوع پدیده ضرب بهمنی در دیود های سیلیکنی که ولتاژ شکست آنها بیش از ۶ ولت است بیشتر می باشد در حالی که شکست زنر بصورت پدیده غالب ، تنها در دیود های با ولتاژ شکست کمتر از ۶ ولت یافت می شود.

## ۳-۲ مقاومت‌های دیود

بدلیل غیر خطی بودن مشخصه دیود دونوع مقاومت در دیود وجود دارد  
**مقاومت استاتیکی**: نسبت ولتاژ دوسر دیود به جریان دیود در هر لحظه از زمان را گویند.

$$R_s = \frac{V_D}{i_D} \Big|_Q = \frac{V_{DQ}}{I_{DQ}} \quad (5-2)$$

**مقاومت دینامیکی**: نسبت تغییرات ولتاژ دو سر دیود به تغییرات جریان آن را گویند.

$$r_d \cong \frac{\Delta V_D}{\Delta i_D} \cong \frac{\eta V_T}{I_{DQ}} \quad (6-2)$$

در بایاس معکوس

$$I_D = -I_S \Rightarrow r_d = \infty \quad (7-2)$$

مثال:

برای یک پیوند N-P ایده آل در دمای  $125^0$  جریان اشباع معکوس برابر  $0.1\mu A$  می باشد

الف: در دمای  $105^0$  مقاومت دینامیکی را در ولتاژ مستقیم  $0.8V$  بدست آورید

ب: در همان دما مقاومت دینامیکی را در ولتاژ معکوس  $0.8V$  محاسبه نماید

حل الف:

$$I_{S125} = 0.1\mu A$$

$$I_{S105} = I_{S125} \times 2^{\frac{T_2 - T_1}{10}} = 0.1 \times 2^{\frac{-20}{10}} = 0.025\mu A$$

$$I_D = 0.025 \times 10^{-6} (e^{\frac{800mw}{2 \times 25}} - 1) = 0.22A$$

$$r_d = \frac{\eta VT}{I_D} = \frac{2 \times 0.025}{0.22A} = .23\Omega$$

حل ب:

$$I_D = 0.025 (e^{\frac{-800}{2 \times 25}} - 1) = -0.025\mu A$$

$$r_d = \frac{\eta VT}{I_D} = \frac{2 \times 0.025}{0.025\mu A} = 2M\Omega$$

مشخصات و محدودیتهای دیود -۴-۲

هر دیویدی دارای سه مشخصه زیر می‌باشد:

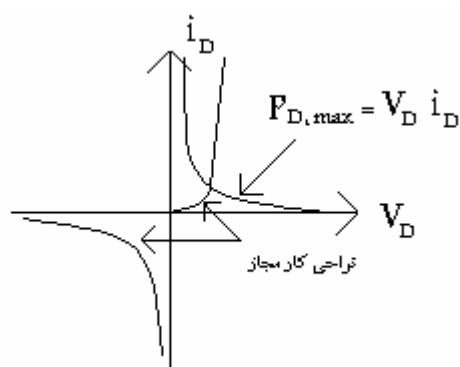
١. حداکثر جریان و ولتاژ دیود
  ٢. حداکثر توان اتلافی دیود
  ٣. زمان قطع و وصل دیود

۲-۴-۱- حداکثر جریان و ولتاژ دیود

حداکثر جریانی که دیود می‌تواند از خود عبور دهد بستگی به جنس و سطح مقطع دیود دارد که معمولاً کارخانه سازنده حداکثر جریان مستقیم و معکوس دیود را مشخص می‌کند همچنین حداکثر ولتاژ مستقیم و معکوس دیود نیز توسط سازنده در دمای  $25^{\circ}\text{C}$  داده می‌شود.

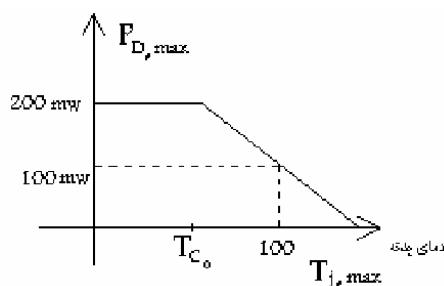
حداکثر توان اقلافی دبود -۴-۲

یکی دیگر از عواملی که با عث خرابی قطعات الکترونی می شود با لارفتن دما می باشد هرچه تبادل حرارتی با محیط بیشتر باشد این مشکل حل می شود. در دیودها هرچه توان نامی بیشتر باشد اندازه فیزیکی دیود بزرگتر می شود. افزایش دما باعث تغییر خواص بلور از قبیل  $p, \mu, ni$  می شود یا به علت یکنواخت نبودن ضریب ابساط حرارتی تغییرات مکانیکی در ساختمان آن بوجود آورد. دیود های ژرمانیم حداکثر  $100^{\circ}\text{C}$  تا  $75^{\circ}\text{C}$  و دیود های سیلیکن تا حدود  $200^{\circ}\text{C}$  را می تواند تحمل نماید. برای افزایش قابلیت انتقال حرارت می توان از عواملی چون هیدسینگ، عبور مایعات و عبور جریان هوا توسط پنکه استفاده نمود. ولتاژ و جریان مجاز دیود باید در رابطه  $V_{D,i_D} \leq P_D \max^{P_D \max}$  توسط شرکت سازنده برای دمای  $25^{\circ}\text{C}$  داده می شود که نواحی مجاز در شکل (۶-۲) رسم شده است.



<sup>۶-۲</sup>: منحنی نمایش نواحی مجاز ولتاژ جریان دیود

هرچه دما افزایش می یابد توان قابل تلف نیز کاهش یافته بصورتیکه در منحنی شکل (۷-۲) نشان داده شده است.

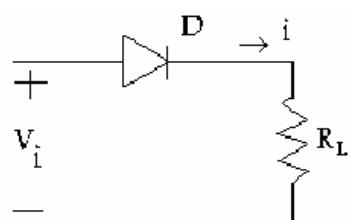


شکل (۷-۲) : منحنی توان اتلافی دیود بر حسب دمای بدن

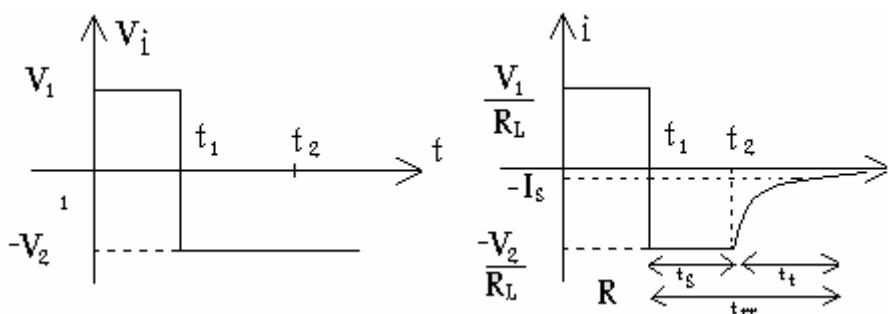
همانطورکه ملاحظه می شود در صورتیکه دمای بدن دیود به  $100^\circ\text{C}$  برسد حداقل توان دیود از  $200\text{mw}$  به  $100\text{mw}$  کاهش خواهد یافت. در این شکل  $T_{C_0}$  دمای بدن است که از آن پس کاهش توان شروع می شود و  $T_{j,\max}$  حداقل دمای قابل تحمل پیوند می باشد.

### -۳-۴-۲ سرعت قطع و وصل دیود

سرعت قطع و وصل دیود در مدارات سوئیچینگ خیلی موثر است اگر به مدار شکل (۸-۲) ولتاژ ورودی بدھیم منحنی جریان دیود در شکل (۹-۲) نشان داده شده است.



شکل (۸-۲) : مدار دیودی



ب- منحنی جریان دیود

شکل (۹-۲) : الف- منحنی ولتاژ ورودی مدار

$i = \frac{V_1}{R_L}$  مدت زمانی است که دیود در حالت بایاس مستقیم بوده و جریان عبوری برابر  $0 \rightarrow t_1$  می باشد. در فاصله زمانی  $t_1 \rightarrow t_2$  یعنی وقتی بایاسینگ معکوس می شود ابتدا باید حفره هایی که از P به N منتقل یافته اند در حالت بایاس مستقیم به ناحیه خود برگردند به همین دلیل در مدت زمان بین  $t_1$  و  $t_2$  به جریان اشباع معکوس نمی رسد. پس از منتقل ناحیه تهی بزرگتر شده و جریان حاملهای اقلیت برقرار شده و به سطح اشباع معکوس  $I_s$  - می رسد.

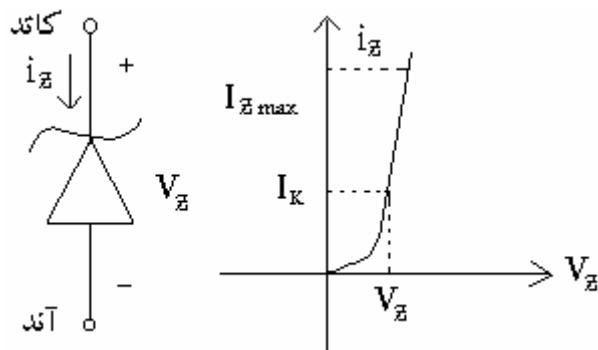
$t_1$  : مدت زمان رسیدن جریان معکوس زیاد ایجاد شده به جریان اشباع معکوس را گویند.

$t_2$  : زمان بازیابی معکوس (زمانی که دیود از وصل به قطع می رود) می باشد.

## ۵-۲ انواع دیود

۱- دیود زنر : دیودی است که در ناحیه شکست معکوس استفاده می شود (در این دیود نیز هر دو پدیده ضرب بهمنی و زنر رخ می دهد)

ولتاژ شکست که با  $V_Z$  در شکل (۱۰-۲) نشان داده شده در دیود زنر به میزان چگالی ناخالص بستگی دارد. افزایش چگالی ناخالصی باعث کاهش ولتاژ شکست دیود می شود در حالت بایاس مستقیم مشخصه دیود مشابه دیودهای معمولی بوده و یکی از موارد کاربرد دیود زنر جهت ثبیت ولتاژ می باشد.



شکل (۱۰-۲) : منحنی مشخصه دیود زنر

۲- دیود خازنی<sup>۱</sup> : هرگاه یک پیوند N-P بصورت معکوس بایاس شود در نزدیکی ناحیه تهی در طرف N بارهای ساکن مثبت و در طرف P بارهای ساکن منفی بوجود می آید که این پیوند N-P را می توان بصورت خازن مدلسازی شود که در آن نواحی خنثی دو جوش خازن ناحیه تهی مانند دی الکتریک را در میان گرفته است که ظرفیت خازن بصورت زیر است:

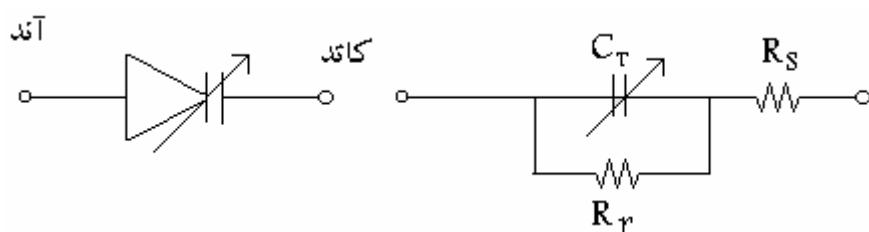
$$C_T = \epsilon \cdot \frac{A}{w} \quad (10-2)$$

A: سطح مقطع پیوند

W: عرض ناحیه تهی

 $C_T$ : ظرفیت خازن $\mu_0$ : ضریب دی الکتریک

دیود خازنی معمولاً از جنس سیلیکن و برای ظرفیتهای نامی تا  $2500\text{ Pf}$  ساخته می‌شوند از دیود خازنی برای تنظیم ولتاژ مداری تشدید LC در نوسانسازها و نیز در مدارهای مدولاسیون فرکانس استفاده می‌شود. مدل مداری و مدار معادل دیود خازنی در شکل (۱۱-۲) نشان داده شده است.



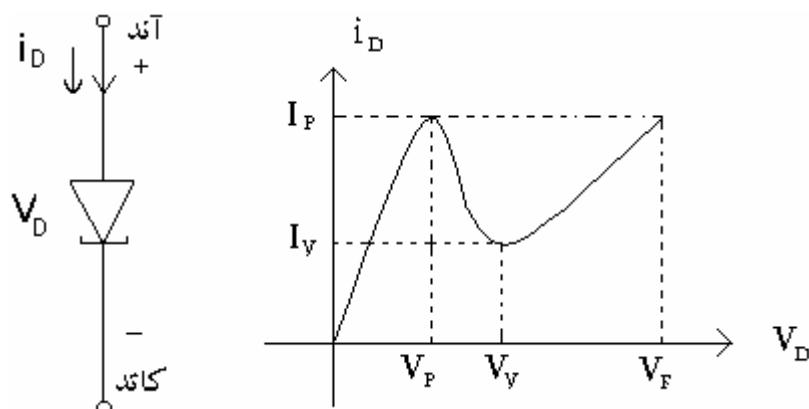
شکل (۱۱-۲): مدل مداری و معادل دیود خازنی

 $R_S$ : مقاومتهاي بخشهاي خنثاي بلور $C_T$ : ظرفیت خازنی $R_T$ : مقاومت معکوس دیود

۳- دیود تونلی<sup>۱</sup> : در این نوع دیود چگالی ناخالصی ( $N_A, N_D$ ) بسیار زیادتر از حد معمول بوده عرض ناحیه تهی کم شده و در اثر پدیده تونل زدن احتمال وجود حفره در ناحیه N می‌تواند باشد (در دیود تونلی عرض ناحیه تهی حدود ۰.۰۱ دیود معمولی می‌باشد)

### ویژگی های دیود تونلی :

- الف) در بایاس معکوس نیز جریان زیادی مشاهده می‌شود (چون حاملهای اکثربیت نیز می‌توانند دخالت کنند)
- ب) داشتن مقاومت منفی در بخشی از مشخصه آن



شکل (۱۲-۲) : منحنی ولتاژ جریان و مدل مداری دیود تونلی

باتوجه به شکل ولتاژهای بین  $V_P$  و  $V_F$  مشخصه دارای مقاومت منفی است  $\frac{dv_D}{di_D} < 0$  از این ویژگی دیود تونلی در طراحی نوسانسازی فرکانس بالا استفاده می شود .

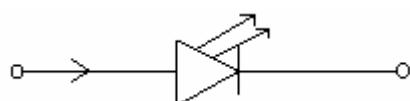
**مزایای دیود تونلی :**

۱. قیمت ارزان
۲. اغتشاش کم
۳. سرعت زیاد
۴. توان مصرفی کم

**۴- دیود نورانی<sup>۱</sup> :** جنس ماده اولیه آن بجای سیلیکن یا ژرمانیم از گالیم - آرسنیک یا گالیم - فسفات استفاده شده است که دارای سه ویژگی مهم است

- ۱- احتمال ترکیب مجدد بیشتر نسبت به دیود های معمولی
- ۲- آزاد شدن انرژی ناشی از ترکیب مجدد بصورت انرژی نورانی
- ۳-  $V_7^{\gamma}$  در این نوع دیود بیشتر از دیود های معمولی است

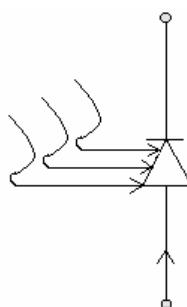
کاربرد دیود LED مخابرات فیبرنوری می باشد. مدل مداری دیود نورانی در شکل (۱۳-۲) نشان داده شده است



شکل (۱۳-۲) : مدل مداری دیود نورانی

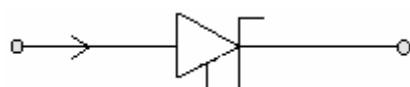
۴- دیود نوری<sup>۱</sup>: در این دیود شدت جریان معکوس تقریباً متناسب با شدت نور تابش شده به سطح آن می‌باشد. این نوع دیود در حقیقت یک پیوند P-N معمولی است که در داخلیک پوشش پلاستیکی که یک طرف آن شفاف می‌باشد قرار گرفته است. (این دیود بصورت بایاس معکوس در مدار قرار می‌گیرد)

کاربرد دیود نوری عبارتنداز: خواندن اطلاعات کارتیای سوراخ شده کامپیوترا، شمردن اشیاء در خط تولید، کلید‌های نوری و نیز در مخابرات فیبر نوری می‌باشد.



شکل (۱۴-۲): مدل مداری دیود نوری

۵- دیود شاتکی: از طریق اتصال یک فلز به یک نیمه‌هادی ساخته می‌شود. این دیود در فرکانس‌های خیلی بالا می‌تواند سوئیچ نماید. در این دیود حاملهای اقلیت وقتی از بایاس مستقیم به معکوس می‌رویم خیلی کمتر می‌شود. مدل مداری دیود شاتکی در شکل (۱۵-۲) نشان داده شده است.



شکل (۱۵-۲): مدل مداری دیود شاتکی

۶- دیود قدرت: تنها تفاوت آن با دیود معمولی این است که بدون آسیب دیدن آن جریان زیادی از آن عبور می‌کند و در یکسو کننده‌هایی که حجم آنها زیاد استفاده می‌شود.

## ۶-۲ روشهای تشخیص پایه های دیود

- ۱- اگر مولتی متر دیجیتال در اختیار دارید سلکتور را روی علامت دیودقرار داده با توجه به اینکه  $V_{\gamma}$  ولتاژ آستانه دیود می باشد اگر پایه های مولتی متر را درست روی آند و کاتد قرار دهید برای دیود های سیلیکنی ۰.۷ و برای دیود های ژرمانیم ۰.۲ را نشان می دهد (پروب قرمز در  $\Omega/V$  و پروب مشکی در COM)
- ۲- در صورتی که مولتی متر دیجیتال در اختیار ندارید دوسر مولتی متر آنالوگ را روی دیود قرار دهید در صورتی که درست باشد مقاومت کمی از خود نشان می دهد و در صورتیکه بایاس معکوس باشد مقاومت زیادی را نشان می دهد . در صورت درست بودن پروب ثابت آند دیود و منفی کاتد دیود می باشد (پروب قرمز در  $\Omega/V$  و پروب مشکی در COM)

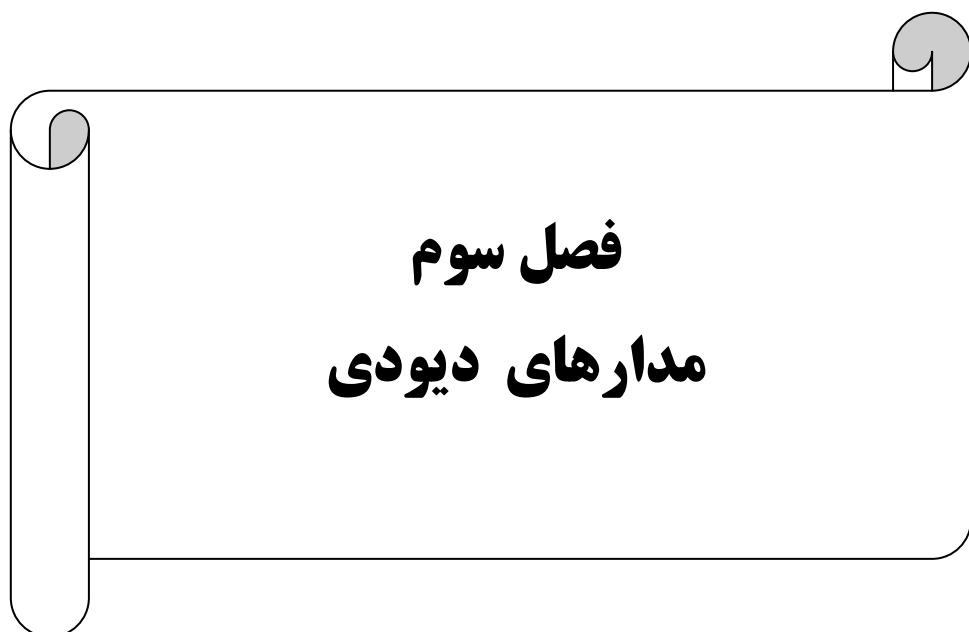
۳- روی هر دیود یک نوار رنگی می باشد که دهنده کاتد دیود می باشد



شکل (۱۶-۲) : مدل عملی دیود

## پرسش‌های فصل دوم

- ۷- پدیده شکست معکوس دیود ها را تعریف کنید؟
- ۸- پدیده ضرب بهمنی را تعریف کنید؟
- ۹- پدیده زنر را تعریف نمایید؟
- ۱۰- مقاومتهای دیود را نام ببرید؟
- ۱۱- مشخصات و محدودیتهای دیود را نام ببرید؟
- ۱۲- دیود زنر را تعریف کنید؟
- ۱۳- مزایای دیود تونلی را نام ببرید؟
- ۱۴- ویژگی های دیود نورانی را نام ببرید؟
- ۱۵- روشهای عملی تشخیص پایه های دیود را توضیح دهید؟



## فصل سوم

## مدارهای دیودی

## اهداف آموزشی

- ۱- بررسی مدل ایده آل و مدل خطی پاره ای دیود
- ۲- بررسی مدارهای برش (محدود کننده)
- ۳- تحلیل مدارهای Clamp (جا به جا کننده)
- ۴- بررسی یکسو کننده و مدارهای صافی (فیلتر ها)
- ۵- تحلیل و بررسی رگولاتور های و لتاژ

### ۱-۳ مدارهای دیودی

برای حل مدارات دیودی روش‌های مختلفی وجود دارد که عبارتند از روش ترسیمی(از منحنی دیود استفاده می شود) روش تحلیلی(از معادلات دیود استفاده می شود) استفاده از<sup>۲</sup>( مقاومت دینامیکی) با استفاده از مدل‌های دیود(از تقریب زدن منحنی دیود استفاده می شود)

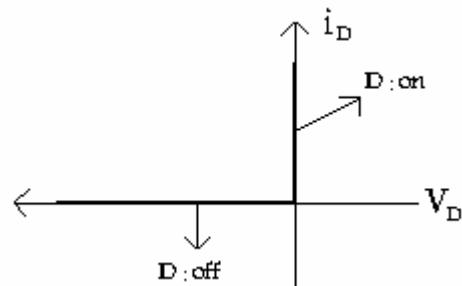
سه روش اول کاربرد محدودی دارد ولی جواب دقیق می دهد ولی روش آخر کاربرد بیشتری دارد . ولی جوابهای آن تقریبی می باشد ، در این قسمت بیشتر از روش چهارم برای بحث استفاده می نماییم

### ۲-۳ استفاده از مدل‌های دیود

در این روش یک مدل خطی مناسب جایگزین مدل غیر خطی دیود در نظر می گیریم همانطور که در شکلهای (۱-۳) تا (۳-۴) نشان داده شده است

### مدل ایده آل

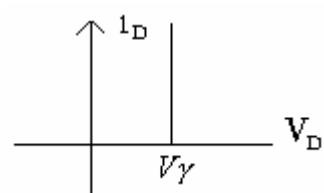
بایاس مستقیم  $\Rightarrow D:ON \Rightarrow$  اتصال کوتاه —————○————  $V_\gamma, r_d = 0$   
 بایاس معکوس  $\Rightarrow D:OFF \Rightarrow$  اتصال باز —————○————  $I_s = 0, I_D = 0$



(۱-۳) : مدل ایده آل

### مدل تقریبی

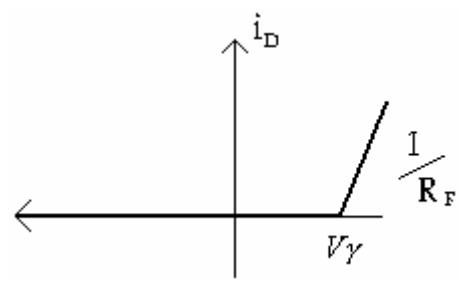
بایاس مستقیم  $\Rightarrow D:ON \Rightarrow$   $V_\gamma$   
 بایاس معکوس  $\Rightarrow D:OFF \Rightarrow$  اتصال باز —————○————  $I_s = 0, I_D = 0$



(۲-۳) : مدل تقریبی دیود

### مدل دقیقتر

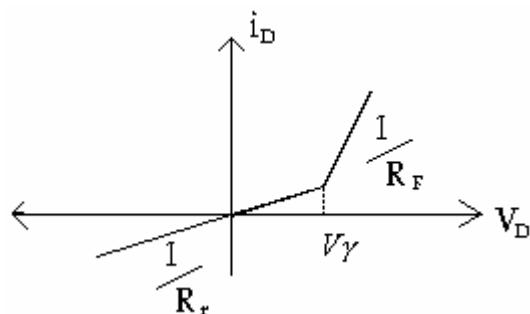
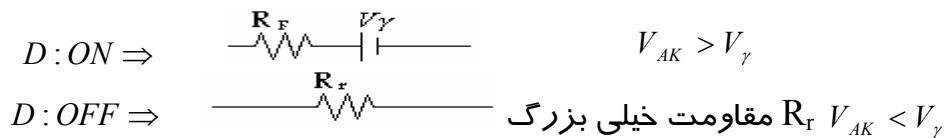
$D:ON \Rightarrow$    
 $D:OFF \Rightarrow$  —————○————  $V_D = V_\gamma + R_f i_D$



POWEREN.IR

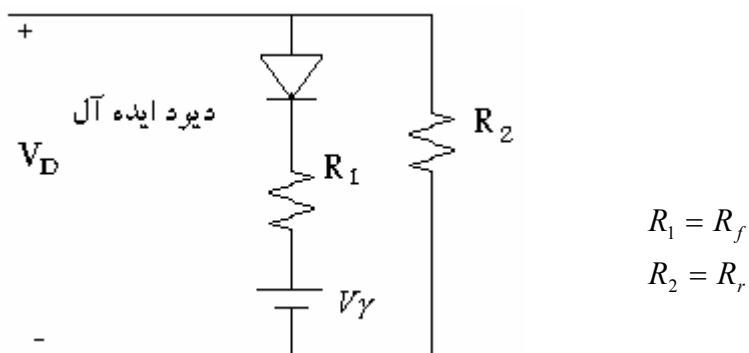
شکل (۳-۳) : مدل تقریبی تر دیود

## مدل خطی-پاره ای



۴) مدل واقعی دیود

مدار معادل خطی پاره ای دیود در شکل (۳-۵) نشان داده شده است.



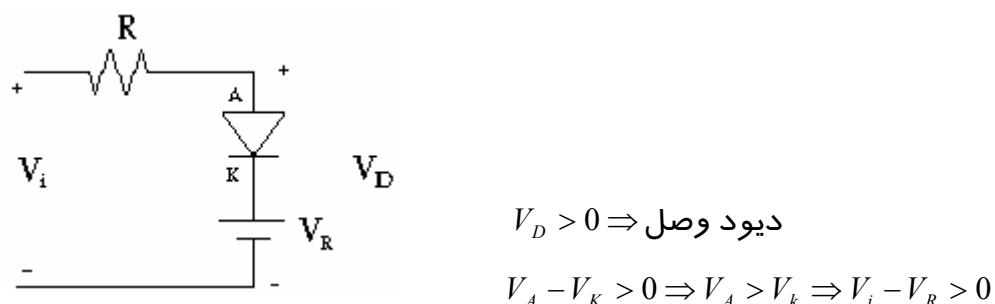
شکل (۳-۵) مدار معادل خطی پاره ای دیود

## -۳-۳ مدار برش Clip

مدار برش را مداری محدود کننده نیز می نامند ، این مدارها برای انتخاب بخشی از یک سیگнал که بالاتر و یا پایین تر از مقدار معینی باشد بکار می روند در زیر چند نمونه از مدار برش معرفی شده است.

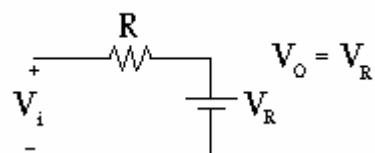


فرض دیود ایده آل

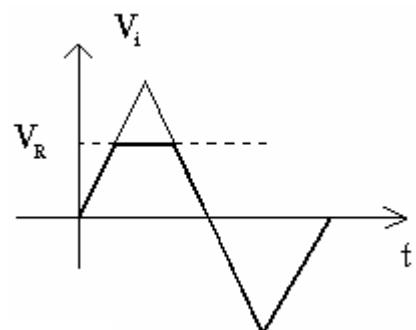
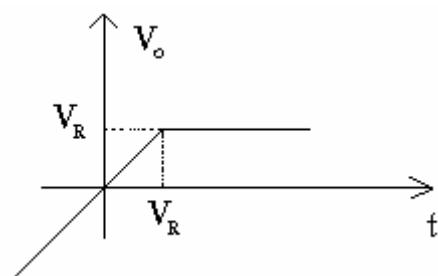
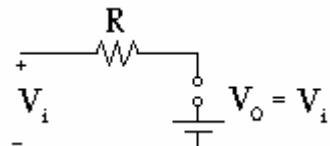


شکل (۶-۳) : مدار برش ایده آل

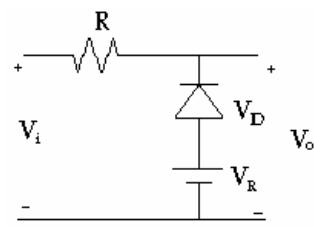
$$V_i > V_R \Rightarrow D : ON \Rightarrow$$



$$V_i < V_R \Rightarrow D : OFF \Rightarrow$$



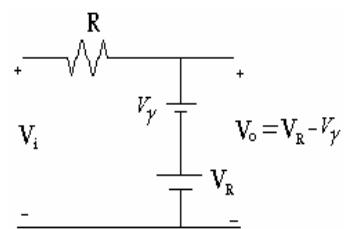
شکل (۷-۳) : منحنی مشخصه انتقالی و خروجی مدار برش

 مثال : فرض دیود  $V_\gamma = 0.7$ 


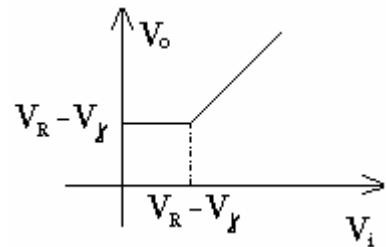
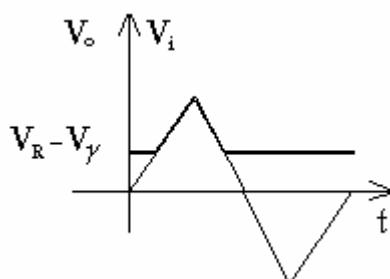
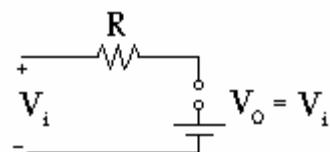
شکل (۸-۳) : مدار برش در حالت تقریبی

$$V_D > V_\gamma \Rightarrow V_A - V_K > V_\gamma \rightarrow V_R - V_i > V_\gamma$$

$$V_i < V_R - V_\gamma \quad D : ON \Rightarrow$$

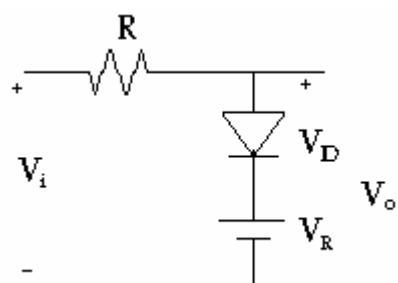


$$V_i > V_R - V_\gamma \Rightarrow D : OFF$$



شکل (۹-۳) : منحنی مشخصه خروجی و انتقالی مدار

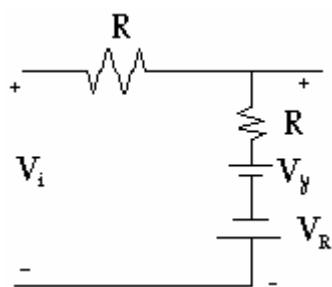
**مثال : فرض دیود واقعی**



شکل (۱۰-۳) : مدار برش در حالت واقعی

$$V_D > V_\gamma \Rightarrow D : ON \Rightarrow V_i - (V_R) > V_\gamma$$

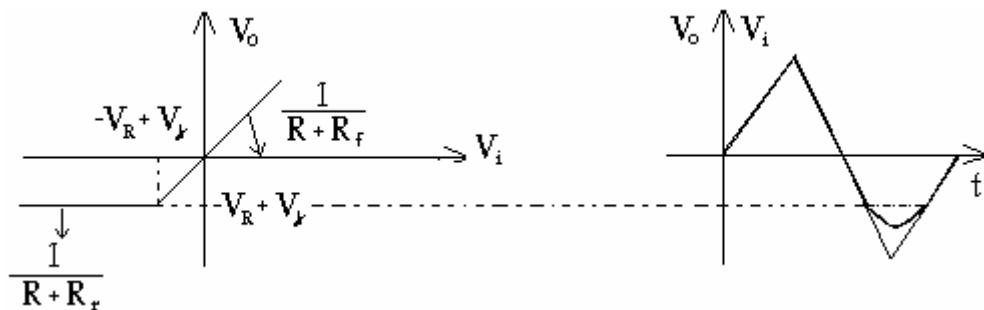
$$V_i > +V_\gamma + V_R \Rightarrow$$



$$V_o = \frac{V_i}{R + R_f} \times R_f + \frac{-V_R + V_\gamma}{R + R_f} R \quad (1-۴)$$

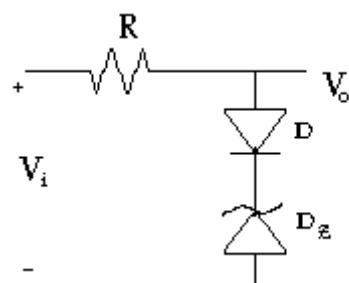
$$V_i < V_R + V_\gamma \Rightarrow D : OFF \Rightarrow \quad \text{Circuit Diagram} \quad V_o = \frac{V_i}{R + R_r} \times R_r + \frac{-V_R}{R + R_r} R \quad (2-3)$$

The circuit diagram shows an inverting operational amplifier configuration. The non-inverting input is connected to ground through a resistor labeled  $R$ . The inverting input is connected to the output  $V_o$  through a resistor labeled  $R_r$ . The input voltage  $V_i$  is connected to the inverting input. The output voltage  $V_o$  is given by the equation above.



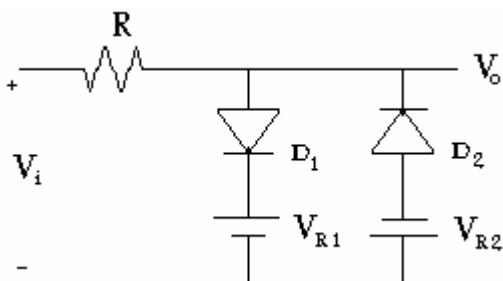
شکل (۱۱-۳) : منحنی مشخصه انتقالی و خروجی مدار

در مدارات برش می توان بجای منابع DC از دیود زنر استفاده نمود ولی باید چک شود که دقیقاً کار منابع DC را انجام می دهد یا خیر؟



شکل (۱۲-۳) : مدار برش با استفاده از دیود زنر

### ۱-۳-۳ - مدار دو سطح برش



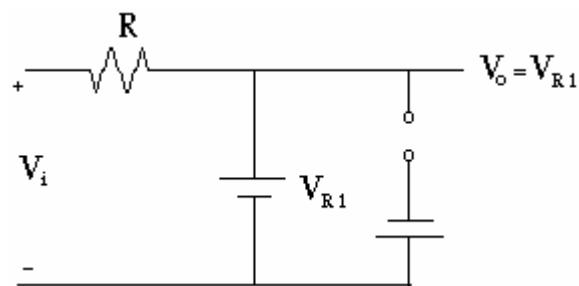
به ازای هر دیود در صفحه مشخصه انتقالی یک شکست وجود دارد و منحنی مشخصه خروجی را نیز در دو سطح برش می دهد. مانند شکل (۱۳-۳).

شکل (۱۳-۳) : مدار دو سطح برش

## دیود ایده آل

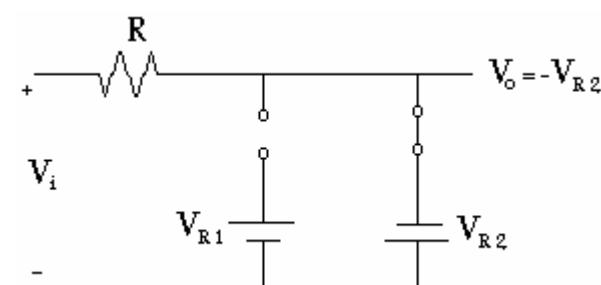
$$V_i > V_{R1} \Rightarrow D_1 : ON \Rightarrow$$

$D_2 : OFF$



$$\Rightarrow V_i < -V_{R2} \Rightarrow D_1 : OFF$$

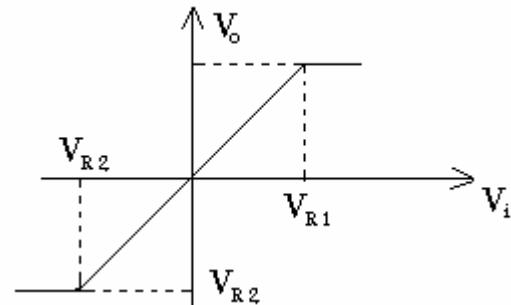
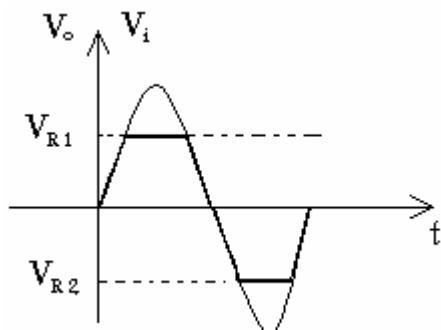
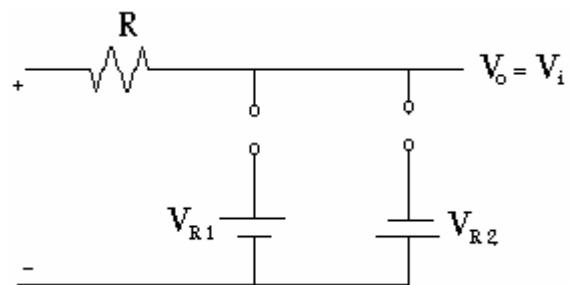
$D_2 : ON$



$$-V_{R2} < V_i < V_{R1} \Rightarrow D_1 : OFF$$

$\Rightarrow$

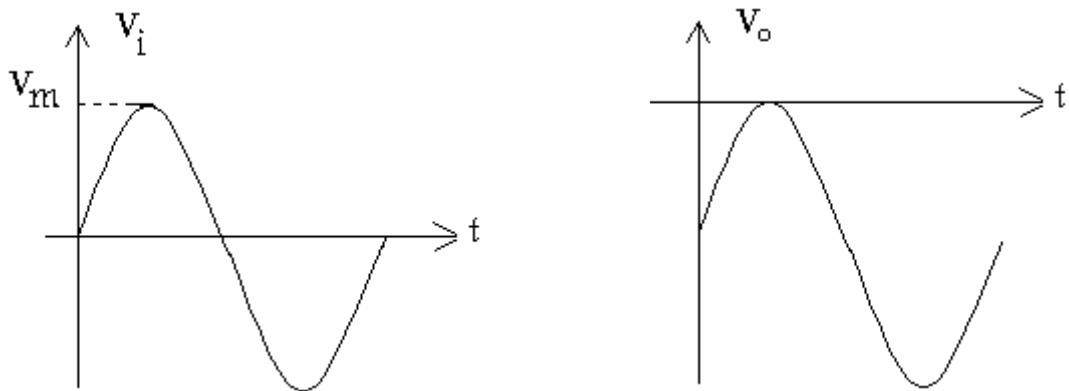
$D_2 : OFF$



شکل (۱۴-۳) : منحنی مشخصه انقلالی و خروجی مدار

### ۴-۳- مدار کلمپ (clamp) (جابه جا کننده)

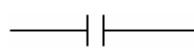
مدار کلمپ سطح DC سیگنال را تغییر می دهد و یا به عبارت دیگر مقداری DC به سیگنال اضافه یا کم می کند



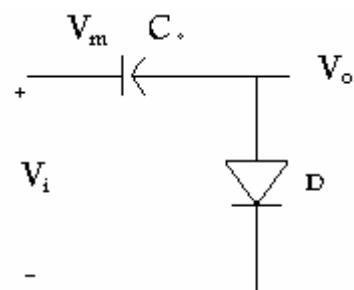
### ۴-۱- مدار کلمپ در سطح صفر

فرض: دیود ایده آل

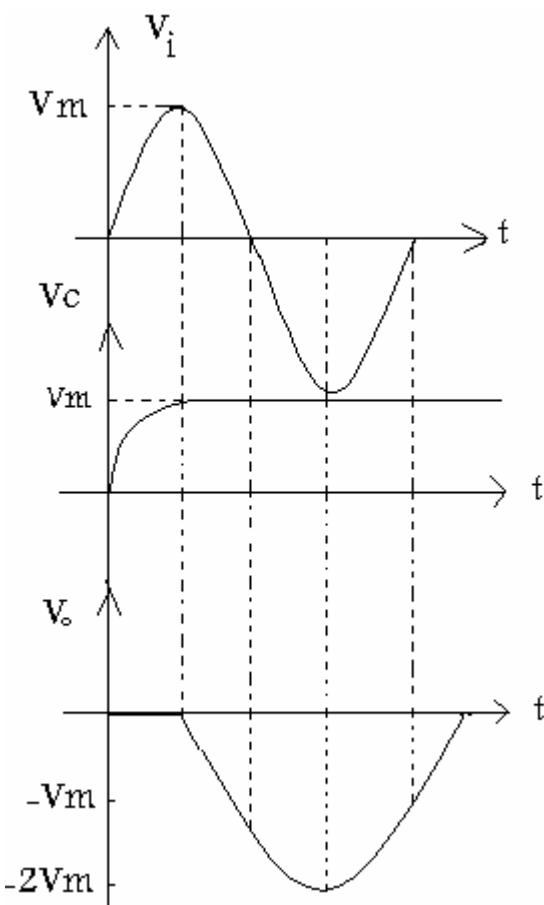
هر خازن تشکیل شده از دو صفحه بنام جوشن و دی الکتریک اگر خازن را به یک منبع متصل نمائیم خازن در لحظات اولیه اتصال کوتاه شده سپس شارژ می گردد و به اندازه  $V_m$  جوشن خازن شارژ می شود. اگر هر جوشن به یک منبع متصل باشد خازن به اندازه اختلاف بین دو جوشن شارژ می شود.



$$V_c = V_+ - V_-$$



شکل (۱۵-۳): مدار کلمپ در سطح صفر



فرض: دیود ایده آل و بدون ولتاژ اولیه

$$V_i = V_m \sin \omega t$$

$$0 \rightarrow \pi \quad D: ON \quad V_c = V_m - 0$$

$$V_o = V_i - V_m$$

$$\pi \rightarrow 2\pi \quad D: OFF \Rightarrow +V_i + V_c + V_o = 0$$

$$V_o = -V_i - V_c = -V_i - V_m$$

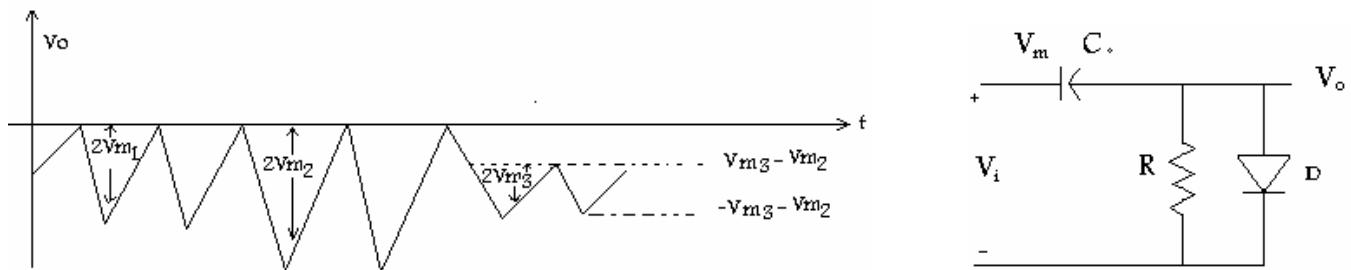
شکل (۱۶-۳): منحنی مشخصه خروجی و ولتاژ دو سر خازن

برای بررسی مدار کلمپ دو نکته زیر را باید مد نظر داشت

۱- در مدار کلمپ ابتدا از نیم سیلکی باید شروع کرد که دیود هدایت می نماید(در مدار فوق نیم سیکل اول)

۲- در صورتی که دیود بصورت در مدار باشد سیگنال به سمت پائین حرکت می کند و اگر به صورت باشد سیگنال به سمت بالا حرکت می کند.

اگر ولتاژ را از  $V_{m1}$  به  $V_{m2} > V_{m1}$  (افزایش دهیم سطح کلمپ در صفر باقی می ماند ولی اگر ولتاژ از  $V_{m2}$  کاهش یافته و به مقدار کوچکتر  $V_{m2}$  برسد حداقل ولتاژ خروجی برابر  $V_{m3} - V_{m2}$  که همیشه مقداری منفی است و هرگز به صفر نمی رسد برای رفع این اشکال یک مقاومت بزرگ بصورت موازی با دیود قرار می دهند این مقاومت در اصل راهی برای تخلیه خازن C و رساندن سطح کلمپ به صفر می باشد همانطور که در شکل (۱۷-۳) نشان داده شده است.

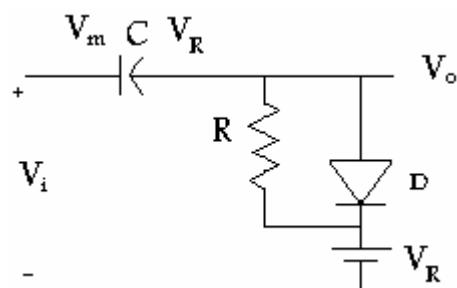


شکل (۱۷-۳): منحنی مشخصه به ازاء تغیرات ورودی

### ۲-۴-۳ - کلمپ در سطح غیر صفر

برای اینکه کلمپ در سطح غیر صفر صورت گیرد باید از منابع dc کمک گرفت مانند مدار زیر

فرض دیود ایده آل

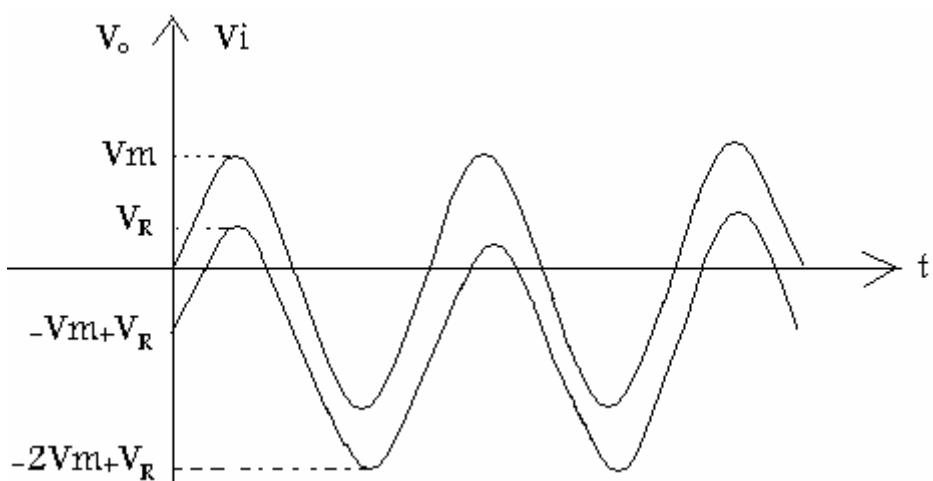


$$0 \rightarrow \pi \Rightarrow D : ON \Rightarrow V_c = V_m - V_R \\ -V_i + V_c + V_o = 0 \rightarrow V_o = V_i - V_c = V_i - V_m + V_R$$

$$\pi \rightarrow 2\pi \quad D : OFF$$

$$V_i + V_c + V_o = 0 \rightarrow V_o = -V_i - V_c = -V_i - V_m + V_R$$

شکل (۱۸-۳) : کلمپ در سطح غیر صفر

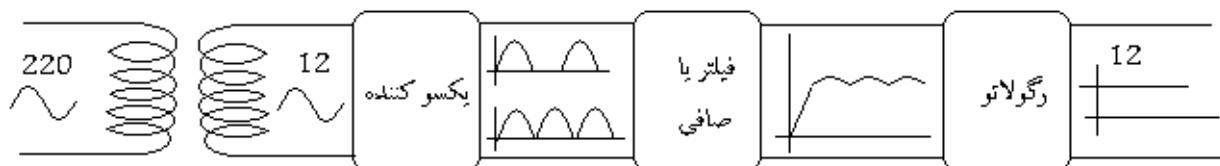


شکل (۱۹-۳) : منحنی مشخصه خروجی

برای تخلیه سریع خازن باید مقاومتی را موازی با دیود قرار دهیم

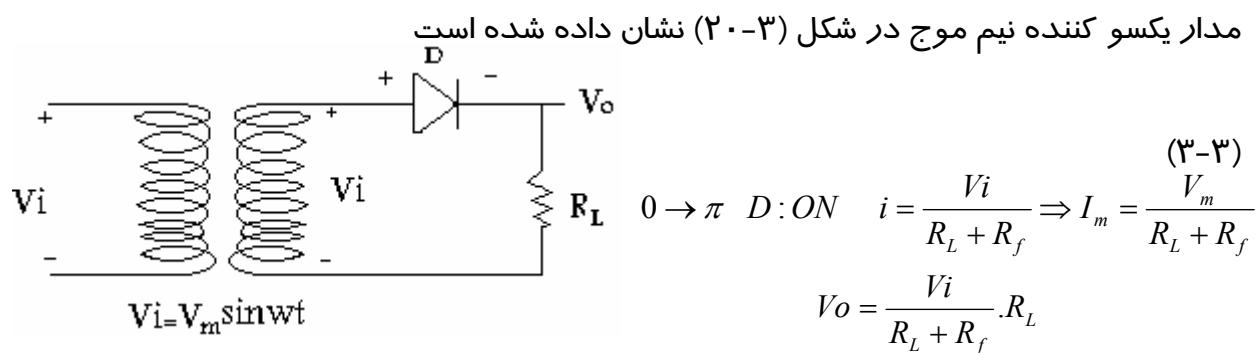
### ۵-۳- یکسو کننده ها

برای تبدیل سیگنال ac به dc باید مراحل زیر را طی نمود



دو دیودی (ترانس سروسط دار)      نیم موج  
 چهار دیودی (پل)      تمام موج  
 یکسو کننده

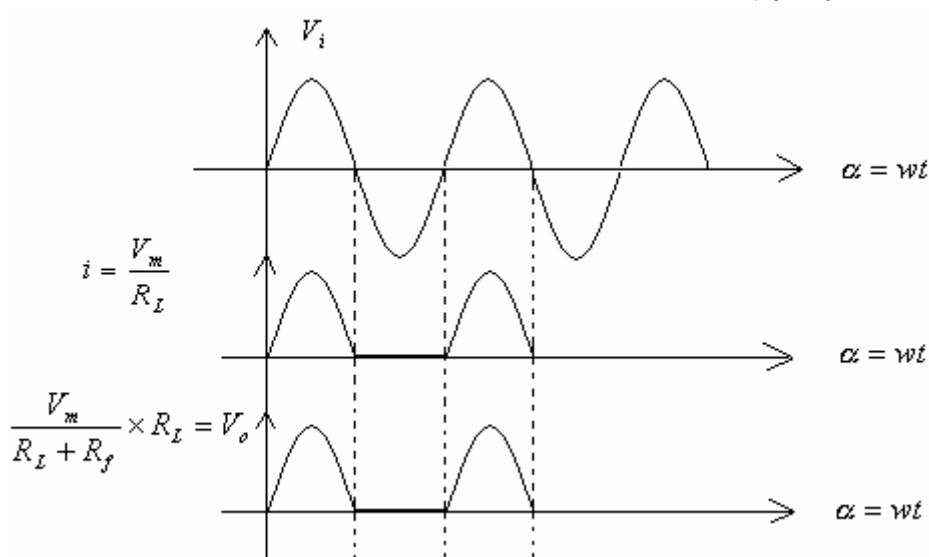
### ۱-۵-۳- یکسو کننده نیم موج



شکل (۲۰-۳) یکسو کننده نیم موج

$$\pi \rightarrow 2\pi \quad D : OFF \Rightarrow R_r \gg R_L \quad (۱-۴)$$

$$VO \approx 0$$



شکل (۲۱-۳) : منحنی خروجی و جریان عبوری از دیود

$$I_{dc} = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_m \sin \alpha d\alpha = \frac{I_m}{\pi} \quad (5-3)$$

$$V_{dc} = R_L I_{dc} = \frac{R_L I_m}{\pi} \quad (6-3)$$

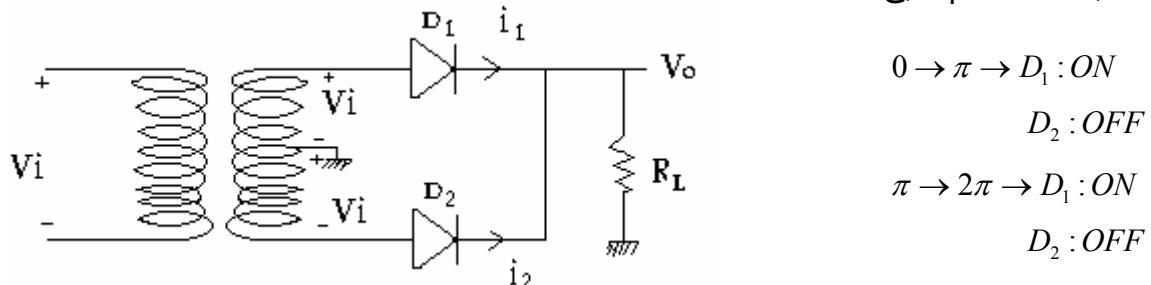
$$I_{rms} = \left[ \frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt \right]^{\frac{1}{2}} = \frac{I_m}{2} \quad (7-3)$$

$$V_{rms} = R_L I_{ms} = \frac{1}{2} R_L I_m \quad (8-3)$$

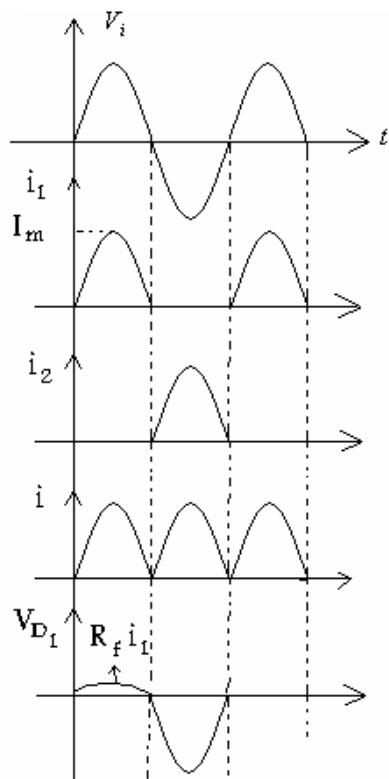
$$\eta = \frac{(P_{out})dc}{(Pin)av} = \frac{V_{dc} I_{dc}}{\frac{1}{T} \int_0^T V_i i dt} \approx 40.5\%0 \quad (9-3)$$

### ۲-۵-۳- یکسو کننده تمام موج دو دیودی

مدار یکسو کننده تمام موج با ترانس سر وسط دار در شکل (۲۲-۳) نشان داده شده است.



شکل (۲۲-۳) : یکسو کننده تمام موج دو دیودی



$$i_1 = \begin{cases} \frac{V_i}{R_f + R_L} & 0 < wt < \pi \\ 0 & \pi \leq w < 2\pi \end{cases} \quad (10-3)$$

$$i_2 = \begin{cases} 0 & 0 < w < \pi \\ \frac{-V_i}{R_f + R_L} & \pi < w < 2\pi \end{cases} \quad (11-3)$$

$$V_{D1} = \begin{cases} R_f i_1 & 0 \leq wt \leq \pi \\ V_i - R_L i_2 & \pi \leq wt \leq 2\pi \end{cases} \quad (12-3)$$

شکل (۲۳-۳) منحنی مشخصه های جریان های دیود و ولتاژ دوسر آن

یکی از مؤلفه های مهم در دیود ها ماکزیمم ولتاژ معکوس دیود می باشد، که در این یکسو ساز مقدار این پارامتر برابر  $2V_m$  می باشد

$$V_i - \left( \frac{-R_L V_i}{R_F + R_L} \right) = V_m + \frac{V_m R_L}{R_F + R_L} \approx 2V_m \quad (13-3)$$

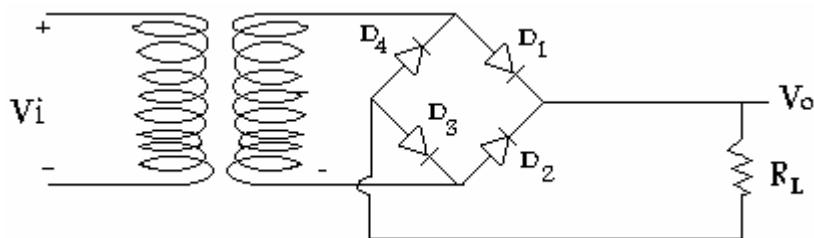
$$V_i - R_L i_2 \approx 2V_m$$

$$I_{dc} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I_m \sin \alpha d\alpha = \frac{2I_m}{\pi} = \frac{2V_m}{R_L + R_f} \quad (14-3)$$

$$V_{dc} = R_L I_{dc} = \frac{2V_m R_L}{\pi(R_f + R_L)} \quad (15-3)$$

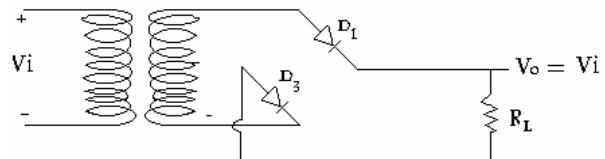
### ۳-۵-۳- یکسو کننده تمام موج پل (چهار دیودی)

مدار یکسو کننده تمام موج پل (چهار دیودی) در شکل (۲۵-۳) نشان داده شده است.

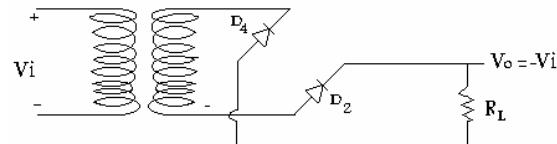


شکل (۲۴-۳) : یکسو کننده تمام موج پل

$0 \rightarrow \pi$        $D_1, D_3$  ON  
                 $D_2, D_4$  OFF



$\pi \rightarrow 2\pi$   $D_1, D_3$  OFF  
                 $D_2, D_4$  ON



$$I_{dc} = \frac{2I_m}{\pi} \quad (16-3)$$

$$I_m = \frac{V_m}{R_L + 2R_f} \quad (18-3)$$

یکسو کننده پل

$$I_{rms} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} \quad (17-3)$$

$$I_m = \frac{V_m}{R_L + R_F} \quad (19-3)$$

$$\eta = \frac{(Po)dc}{(Pi)av} = \%81$$

### مزایای مدار پل نسبت به حالت سر وسط دار

- ۱- ترانسفورما تور مورد نیاز معمولی است و احتیاج به ثانویه سه سر ندارد
- ۲- حداکثر ولتاژ معکوس هر دیود برابر  $V_m$  خواهد بود

### ضریب تنظیم بار

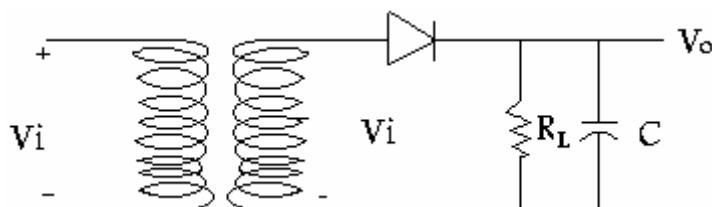
میزان تاثیر مقاومت بار بر روی ولتاژ  $dC$  دو سر آن با ضریبی به نام ضریب تنظیم بار نشان می دهند گویند

$$\text{ضریب تنظیم بار} = \frac{\text{بار} (V_{dc}) - \text{بار} (V_{dc})}{\text{بار} (V_{dc})} \quad (20-3)$$

اگر منبع ایده آل باشد ضریب تنظیم بار صفر است

### ۶-۳- فیلترهای خازنی

اگر مانند شکل (۲۵-۳) در خروجی یکسو کننده ها خازنی اضافه نمائیم یک فیلتر خازنی به مدار اضافه کرده و تغییرات منحنی مشخصه خروجی بصورت شکل (۲۶-۳) است

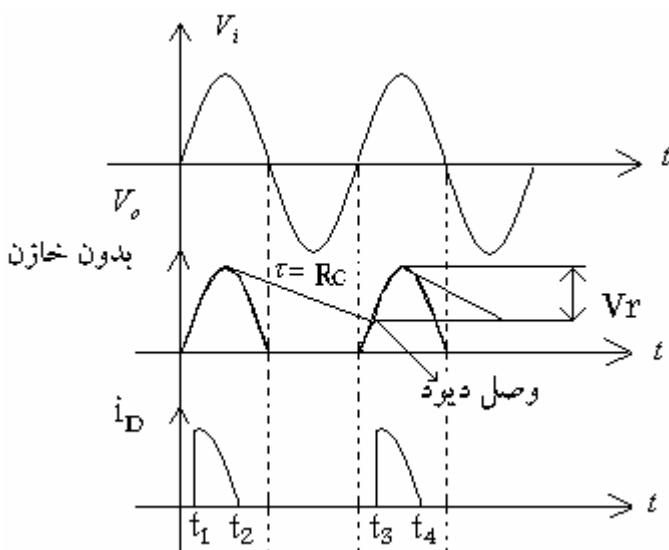


شکل (۲۵-۳) فیلتر خازنی

با توجه به شکل (۲۶-۳) در مدار یکسو کننده همراه با فیلتر خازنی از  $\frac{\pi}{2}$  خازن به اندازه  $V_m$

شارژ شده دیود هدایت می نماید از  $\frac{\pi}{2}$  به بعد ورودی کاهش یافته و دیود قطع می گردد  
ولتاژی که روی خازن ذخیره شده در مقاومت  $R_L$  که یک مقاومت بزرگ است با ثابت زمانی  
 $C = R_L C$  تخلیه می شود

وقتی به نیم سیکل بعدی می رسد دوباره دیود هدایت نموده و خازن شارژ می گردد مدت زمانی که دیود هدایت می کند دقیقاً روی منحنی مشخص شده است .

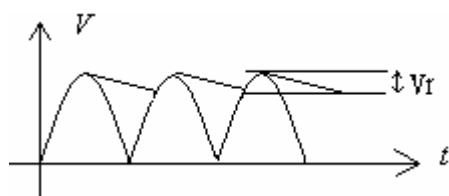


$$V_r = \frac{V_{dc}}{RFc} = \frac{I_{dc}}{Fc} \quad (21-3)$$

$$V_{dc} = V_m - \frac{V_r}{2} = V_m - \frac{V_{dc}}{2RFc} \quad (22-3)$$

شکل (۲۶-۳) : منحنی مشخصه های ولتاژ خروجی ، منحنی مشخصه هدایت دیود

در یکسو کننده تمام موج منحنی خروجی به صورت زیر است



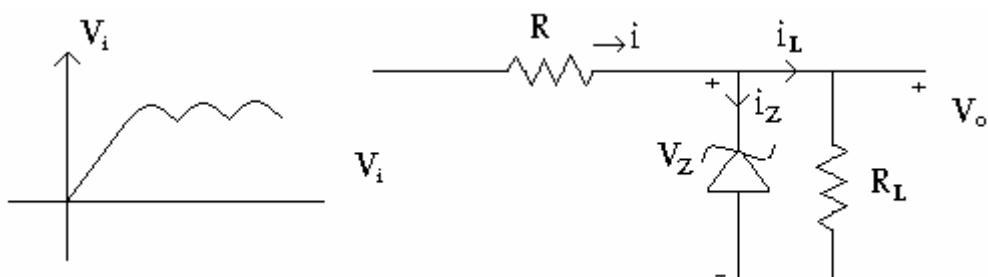
$$V_r = \frac{\text{نیم موج } V_r}{2} \quad (23-3)$$

$$V_r = \frac{I_{dc}}{2Fc} = \frac{V_{dc}}{2RFc}$$

$$V_{dc} = V_m - \frac{V_r}{2} = V_m - \frac{I_{dc}}{4FC} = V_m - \frac{V_{dc}}{4RFC} \quad (24-3)$$

### ۷-۳ - رگولاتور ولتاژ (ثبت کننده ولتاژ)

رگولاتور ولتاژ قادر است علیرغم تغییرات محدود دارد ولتاژ خروجی  $V_o$  ثابت نگهداشد برای اینکه مطمئن شویم ولتاژ دو سر دیود زنر تقریباً برابر  $V_z$  باقی می‌ماند باید تغییرات جریان  $i_z$  در فاصله  $I_{zmax}$  تا  $I_k$  قرار گیرد همانطور که در شکل (۲۷-۳) نشان داده شده است.



شکل (۲۷-۳) رگولاتور ولتاژ

در مدار شکل فوق برای ثبیت ولتاژ خروجی  $V_o$  نیز متغیر خواهد بود

$$i = \frac{V_i - V_z}{R}$$

$$i = i_z + i_L \rightarrow i_z = i - i_L = \frac{V_i - V_z}{R} - i_L$$

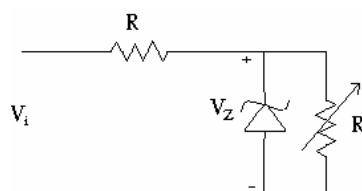
$$i_{z\max} = \frac{V_{i\max} - V_z}{R} - i_{L\min} \quad (25-3)$$

$$R_{L\max} = \frac{V_z}{I_{L\min}} \quad (27-3)$$

$$i_k = \frac{V_{i\min} - V_z}{R} - i_{L\max} \quad (26-3)$$

$$R_{L\min} = \frac{V_z}{I_{L\max}} \quad (28-3)$$

**مثال :** در مدار شکل مقابل با فرض مقادیر  $I_k=0.2mA$  و  $I_{z\max}=10mA$  و  $R_{L\min}=1k\Omega$  و  $R_{L\max}=11k\Omega$  مقدار مقاومت  $R$  و  $V_z=6.8v$  را محاسبه کنید.



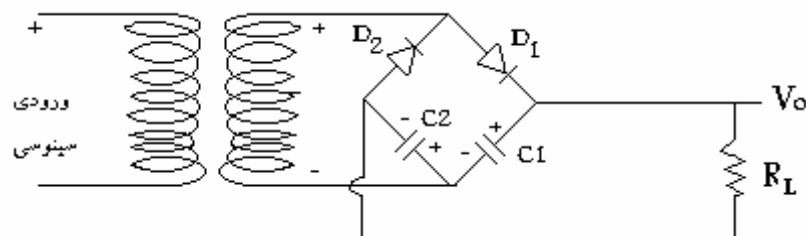
$$R_{L\min} = \frac{V_z}{I_{L\max}} = \frac{6.8}{10} = 0.68k\Omega$$

$$I_k = \frac{V_{i\min} - V_z}{R} - I_{L\max} \Rightarrow 0.2 = \frac{11 - 6.8}{R} - 10 \Rightarrow R = \frac{4.2}{7} = 0.6k\Omega$$

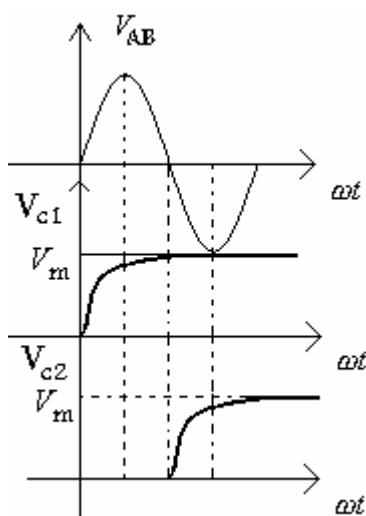
$$I_{z\max} = \frac{V_{i\max} - V_z}{R} - I_{L\min} \Rightarrow 10 = \frac{13 - 6.8}{0.6} - I_{L\min} \Rightarrow I_{L\min} = 10.3 - 10 \Rightarrow I_{L\min} = 0.3mA$$

$$R_{L\max} = \frac{6.8}{0.3} = 22.66k\Omega$$

### ۲۸-۳ - مدار دو برابر کننده ولتاژ

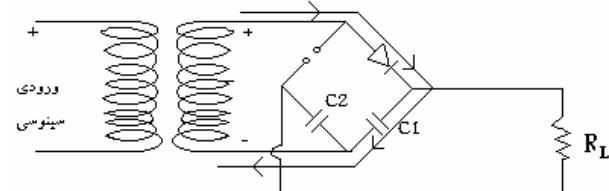


شکل (۲۸-۳) : مدار دو برابر کننده



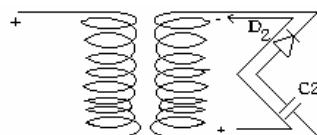
$$V_o = V_{C1} + V_{C2} = 2vm$$

## در $\pi \rightarrow 0$ نیم سیکل اول



### شکل (۲۹-۳) منحنی های ولتاژ دو سر خازن

در نیم سیکل دوم  $\pi \rightarrow 2\pi$



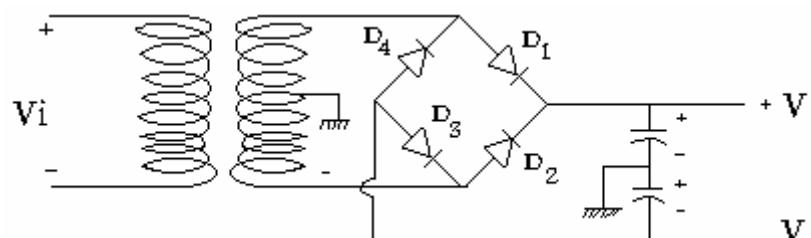
با توجه به شکل (۳-۲۹) در نیم سیکل اول  $C_1$  به اندازه  $V_m$  شارژ شده از مسیری که نشان داده شده و در نیم سیکل دوم  $C_2$  به اندازه  $V_m$  و در کل  $V_m$  برابر  $2V_m$  خواهد شد

$$V_O = V_C1 + V_C2 = 2V_m$$

-۹-۳ مدادرها عملی دبود

۱-۹-۳ منبع تغذیه دوبل

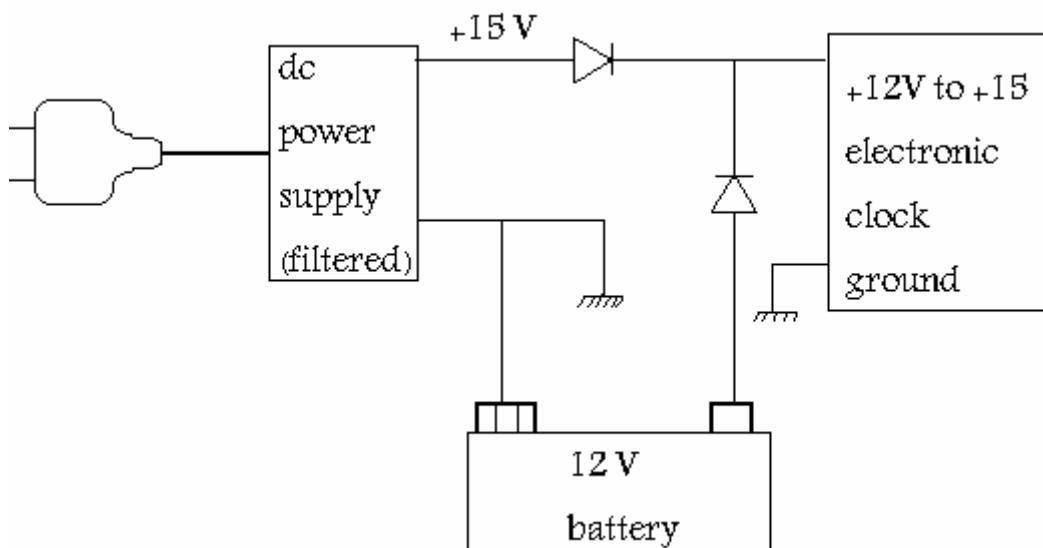
یک نوع متدائل مدار تمام موج با سر وسط دار در شکل ( ۳۰-۳ ) نشان داده شده است این مدار دو تغذیه ( ولتاژهای مثبت و منفی معادل ) که خیلی از مدارات به آن نیاز دارند را می دهد.



### شكل (٣٠-٣) : منبع تغذیه دوبل

### ۲-۹-۳- باطربا ذخیره

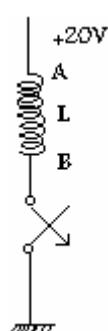
کاربرد دیگر دیود ها عبور دو ولتاژ بدون تاثیر ولتاژ پایین تر می باشد یک مثال خوب باطربا ذخیره است که روشی است برای حفظ اطلاعات وقتی که برق قطع می شود شکل (۳۱-۳) مداری است که این کار را انجام می دهد با طری تا لحظه قطع برق هیچ کاری انجام نمی دهد، سپس بدون وقفه کار دنبال می شود.



شکل (۳۱-۳) : باطربا ذخیره

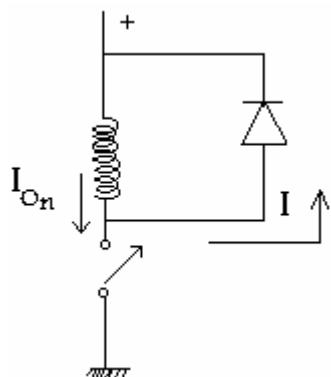
### ۳-۹-۳- بارهای سلفی و حفاظت دیودی

در مدار شکل (۳۲-۳) بعلت اینکه سلفها دارای خاصیت  $V = \frac{dI}{dt}$  هستند قطع کردن جریان بطور ناگهانی امکان پذیر نیست چرا که ولتاژ بی نهایت دو سر سلف بوجود می آید. ولتاژ دو سر سلف ناگهان بالا می آید و به بالا رفتن ادامه می دهد تا اینکه جریان را وادار به عبور نماید. در این صورت ادوات الکترونیکی کنترل بارهای القائی می توانند به راحتی صدمه بینند.



شکل (۳۲-۳) ضربه سلفی (جرقه)

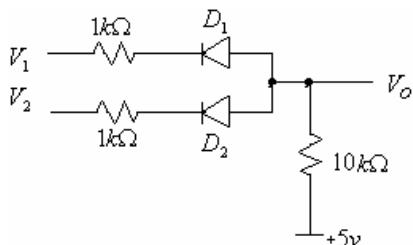
در مدار شکل (۳۲-۳) کلید ابتدا بسته است و جریان از طریق سلف در حال عبور است وقتی که کلید باز می شود سلف سعی در حفظ جریان عبوری از A به B را دارد. این بدان معنی است که پایه B نسبت به A مثبت می شود در چنین مواردی ممکن است به ۱۰۰۰ ولت برسد این وضعیت عمر کلید را کاهش داده و تداخل ضربه ای (جرقه) تولید می نماید که ممکن است روی مدارات نزدیک اثر گذارد و اگر کلید ترانزیستور باشد آنرا می سوزاند بهترین راه حل قرار دادن یک دیود دوسر سلف مطابق مطابق شکل (۳۳-۳) است وقتی که کلید روشن است دیود بایاس معکوس است. وقتی کلید خاموش می شود دیود هدایت می کند و در دوسر کلید ولتاژی به اندازه ولتاژ تغذیه باضافه افت یک دیود قرار می گیرد دیود باید قادر به تحمل جریان ابتدائی که معادل جریان پایدار در حال عبور از سلف است باشد دیود IN4004 می تواند برای این کار مناسب باشد.



شکل (۳۳-۳) : جلوگیری از ضربه سلفی

### پرسش‌های فصل سوم

در مدار شکل مقابل دیود های ایده آل هستند  
مطلوب است ولتاژ خروجی  $V_O$  برای حالت‌های زیر:

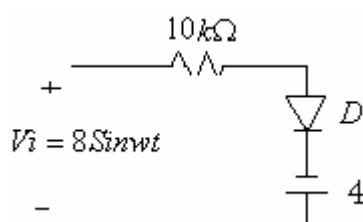


الف :  $V_1=V_2=5v$

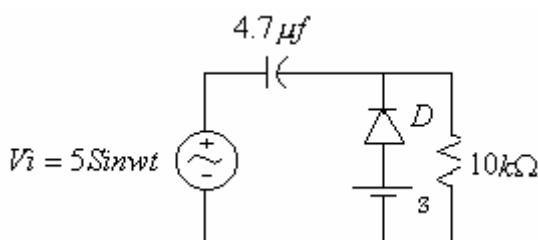
ب :  $V_1=5v, V_2=0$

ج :  $V_1=V_2=0v$

در مدار شکل مقابل مطلوب است منحنی  
خروجی را رسم نماید



در مدار شکل مقابل منحنی مشخصه  
خروجی را رسم نماید.



در مدار یکسو کننده تمام موج پل با فیلتر خازنی و  $R_L = 5K\Omega$  و  $C = 40\mu f$  را در نظر بگیرید در صورتیکه ولتاژ سر ثانویه و زمین بصورت  $V_m = 100v$  با  $V_i = V_m Sin2\pi 50t$  باشد مطلوب است :

الف : ولتاژ ریپل

$V_{dc}$  :

$I_{dc}$  :



## فصل چهارم

### ترانزیستور پیوندی دوقطبی

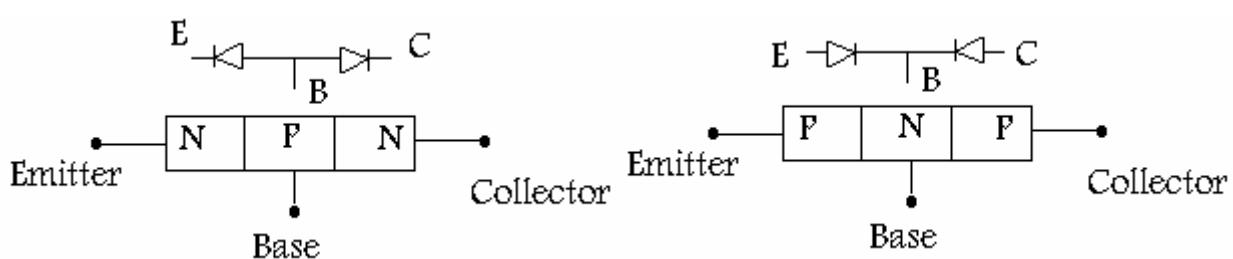
### BJT

## اهداف آموزشی

- ۱- معرفی ساختمان داخلی ترانزیستور
- ۲- مشخصه های ترانزیستور
- ۳- مقادیر نامی ترانزیستور
- ۴- مفهوم خط با  $Dc$  و  $ac$
- ۵- مدارهای بایاس مدار امیتر مشترک
- ۶- پایداری نقطه کار

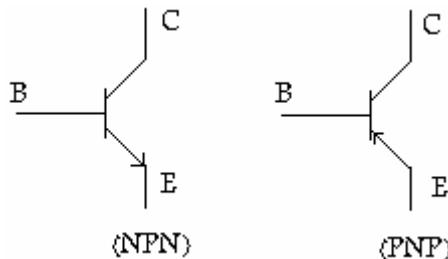
### ۱-۴ ساختمان ترانزیستور

ترانزیستورها دسته بسیار وسیع و مهم دیگری از قطعات الکترونیکی هستند که با توجه به ساختمان و نوع عملکرد فیزیکی آنها به انواع مختلفی تقسیم می شوند در این قسمت به معرفی یکی از انواع مهم ترانزیستورها یعنی ترانزیستور پیوندی دو قطبی می پردازیم. در حقیقت ترانزیستورها بصورت یک منبع جریان کنترل شونده با جریان عمل می کنند و هم حاملهای اقلیت و هم حاملهای اکثربیت در ایجاد جریان دخالت دارند. ترانزیستورها BJT به دو نوع NPN و PNP تقسیم می شوند که در شکل (۱-۴) می بینید.



شکل (۱-۴) مدل ترانزیستور NPN و PNP

میزان ناخالصی در لایه امیتر بیش از دو لایه دیگر می باشد و همچنین عرض لایه بیس کمتر و عرض لایه کلکتور بیشتر از لایه های دیگر می باشد. علائم مداری ترانزیستورها در شکل (۲-۴) نشان داده شده است.



شکل (۲-۴) : علائم مداری ترانزیستور

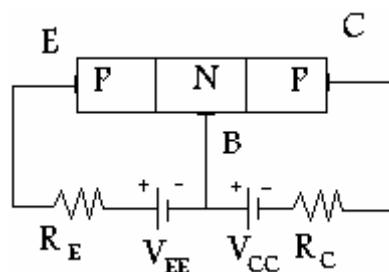
در کاربرد خطی و بویژه تقویت کننده ها معمولاً ترانزیستورها در ناحیه فعال بایاس می شوند ولی در دیجیتال در دو ناحیه قطع و وصل قرار می گیرند.

با توجه به دو پیوند N-P چهار حالت مختلف برای بایاس ترانزیستور در نظر می گیرند.

- (۱) حالت فعال:  $D_{BE}$  بایاس مستقیم و  $D_{BC}$  بایاس معکوس
  - (۲) حالت قطع:  $D_{BE}$  بایاس معکوس و  $D_{BC}$  بایاس معکوس
  - (۳) حالت اشباع:  $D_{BE}$  بایاس مستقیم و  $D_{BC}$  بایاس مستقیم
  - (۴) حالت فعال معکوس:  $D_{BE}$  بایاس معکوس و  $D_{BC}$  بایاس مستقیم
- حالت چهارم کاربرد ندارد.

## ۲-۴ - اصول کار ترانزیستور در ناحیه فعال

در ابتدای بحث گفتیم ترانزیستور مانند یک منبع جریان کنترل شده با جریان می باشد برای بیان بهتر مطلب می توان مانند شکل (۳-۴) ترانزیستور را در ناحیه فعال بایاس نمود.



شکل (۳-۴) : بایاس ترانزیستور PNP در حالت فعال

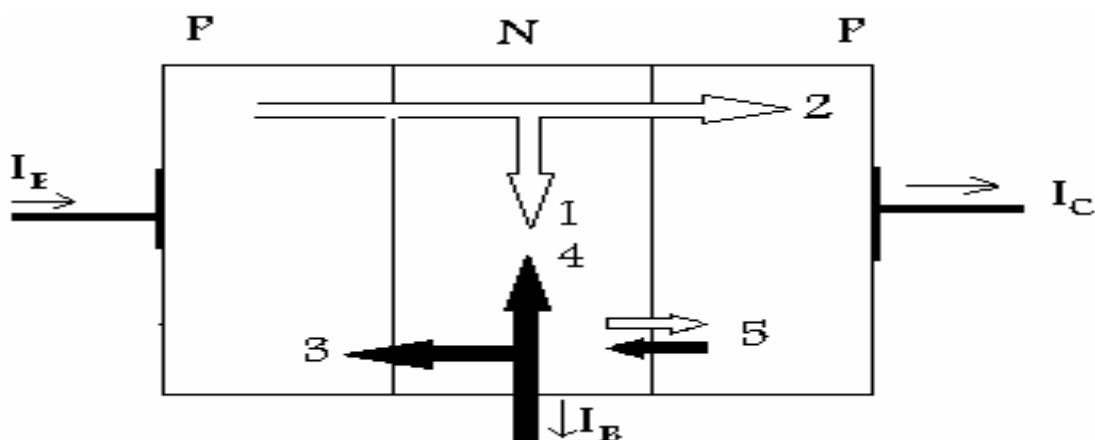
همانطور که می دانید در ناحیه فعال پیوند کلکتور- بیس (CB) بصورت معکوس و پیوند امیتر بیس (EB) بصورت مستقیم بایاس می شوند. ابتدا بایاس معکوس پیوند کلکتور بیس را در نظر گرفته و پیوند امیتر- بیس را باز در نظر می گیریم.

جريان اشباع معکوس یک پیوند N-P تقریباً ثابت و مستقل از ولتاژ خارجی دو سر پیوند است و برای افزایش این جریان باید حاملهای اقلیت را بالا برد. یک وسیله مناسب جهت تزریق حفره یک پیوند N-P در حالت بایاس مستقیم است در چنین پیوندی اگر چگالی ناخالصی ها طرف P خیلی زیادتر از طرف N باشد ( $N_A > N_D$ ) می توان گفت جریان ناشی از تزریق حفره از طرف P به N است. در ترانزیستورها چون لایه امیتر ناخالصی بیشتری نسبت به بیس دارد می توان گفت امیتر تزریق کننده یا پخش کننده می باشد و چون لایه بیس نازکتر از دو لایه دیگر و درصد ناخالصی کمتری نسبت به لایه های دیگر دارد با ناخالصی های تزریق شده ترکیب مجدد انجام نمی دهد و حفره تحت تأثیر ولتاژ منفی کلکتور به سرعت از بیس عبور نموده و فقط در صد کمی از آنها در بیس با الکترونهای آزاد ترکیب مجدد می نمایند. بهمین دلیل نام کلکتور (جمع کننده) را برای این پایه انتخاب نموده اند.

با توجه به مطالب فوق در ترانزیستور، جریان کلکتور در ناحیه فعال تقریباً از ولتاژ معکوس کلکتور- بیس مستقل بوده و توسط جریان امیتر کنترل می شود.

### ۴-۳- مولفه های جریان در ترانزیستور

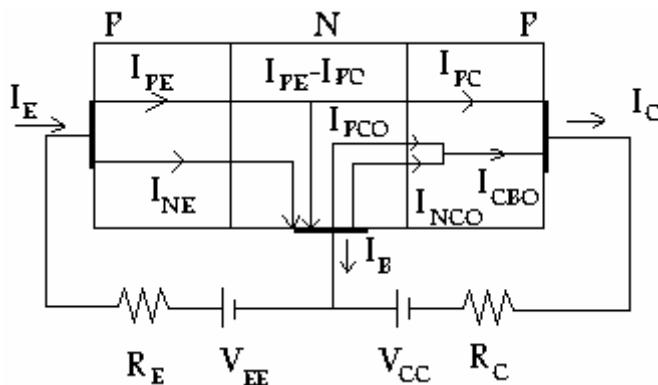
در شکل (۴-۴) نحوه جایی الکتریکی را در ترانزیستور نشان داده شده است که بترتیب زیر می باشد.



شکل (۴-۴) مؤلفه های جریان در ترانزیستور

پیکانهای رنگی نمایش حرکت الکترون‌ها و بدون رنگ حرکت حفره‌ها می‌باشد. پیکان‌ها بترتیب مراحل زیر را انجام می‌دهد.

- ۱- حفره‌های تزریقی از امیتر که در بیس با الکترونهای آزاد بیس ترکیب می‌شوند.
  - ۲- حفره‌های تزریقی از امیتر که نهایتاً به کلکتور می‌رسند.
  - ۳- الکترونهای آزاد تزریقی از بیس با امیتر در محل پیوند، در حالت هدایت پیوند امیتر-بیس
  - ۴- الکترون‌های آزادی که توسط بیس جهت ترکیب با حفره‌های تزریقی از امیتر تأمین می‌شوند.
  - ۵- حاملهای اقلیت که جریان اشباع معکوس پیوند کلکتور-بیس را تشکیل می‌دهند.
- می‌توان مؤلفه‌های جریان فوق را در شکل(۴-۵) در ناحیه فعال نشان داد.



(۴) مؤلفه‌های جریان در حالت فعال

با توجه به روابط مداری می‌توان روابط زیر را بدست آورد.

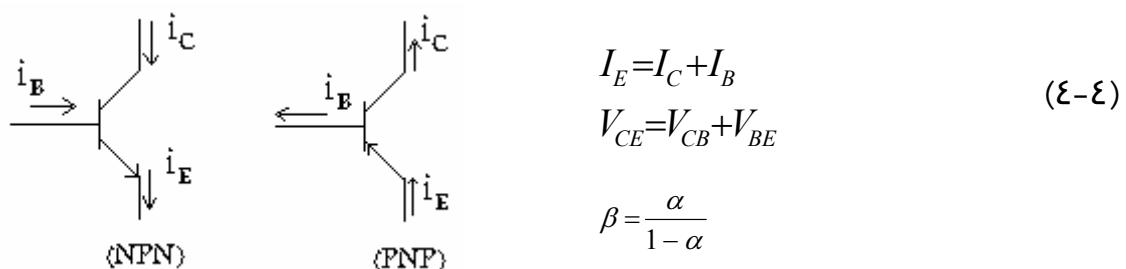
$$I_C = \alpha I_E + I_{CBO} \cong \alpha I_E \quad (1-4)$$

$$\alpha = \frac{I_{PC}}{I_E} \quad (2-4)$$

معمولًا  $0.99 < \alpha < 0.995$  می‌باشد.

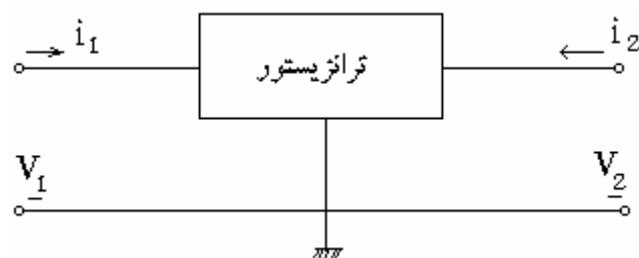
$$I_C = \beta I_B + (1 + \beta) I_{CBO} \cong \beta I_B \quad (3-4)$$

$\beta$  بهره جریان ترکیب امیتر مشترک می‌باشد.



#### ۴-۴- ترکیب های مختلف ترانزیستور

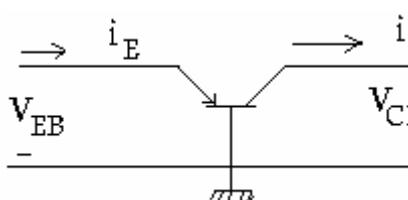
هر تقویت کننده چهار سر دارد که بدو سر آن سیگنال ورودی وارد و از دو سر دیگر شش سیگنال خروجی برداشته می شود اگر بخواهیم از ترانزیستور بعنوان تقویت کننده (آمپلی فایر) استفاده کنیم با توجه به شکل (۴-۶) باید یک پایه آن بین ورودی و خروجی مشترک باشد که با این شرط سه حالت پیش می آید.



شکل (۶-۴) : مدل ترانزیستور

- ۱- حالت بیس مشترک CB (Common Base)
  - ۲- حالت امیتر مشترک CE (Common emitter)
  - ۳- حالت کلکتور مشترک CC (Common collector)
- مشخصه خروجی: منحنی تغییرات جریان خروجی بر حسب ولتاژ خروجی به ازای مقادیر مختلف جریان های ورودی

مشخصه ورودی: منحنی تغییرات جریان ورودی بر حسب ولتاژ ورودی به ازای مقادیر مختلف ولتاژهای خروجی



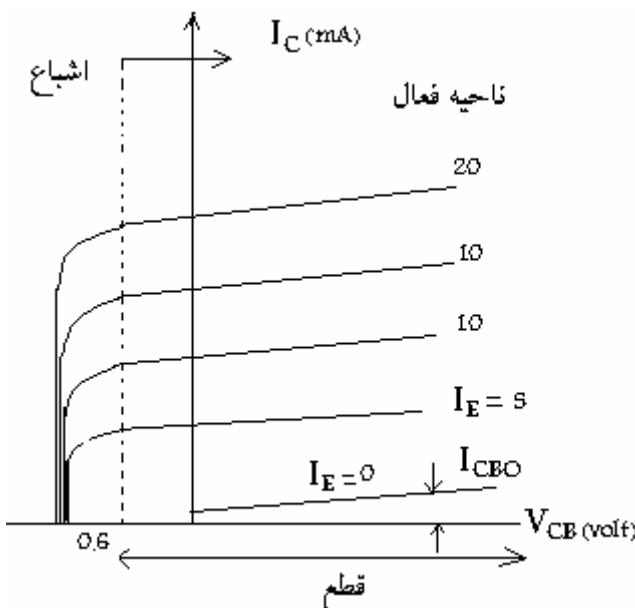
شکل (۷-۴) : مدار بیس مشترک

## -۱-۴-۴ مشخصه های مدار بیس مشترک

ترکیب بیس مشترک بصورت شکل (۴-۷) می باشد.

$$i_c = f(i_E, V_{CB})$$

منحنی مشخصه خروجی بصورت شکل (۴-۸) است.



شکل (۴-۸) : منحنی مشخصه خروجی

ناحیه قطع: هر دو پیوند امیتربیس و کلکتور بیس بایاس معکوس هستند. پس

$$I_E = 0 \Rightarrow I_C = I_{CBO} \Rightarrow I_B = -I_{CBO} \quad (5-4)$$

ناحیه فعال:

$$\begin{array}{lll} D_{EB}: ON & \text{مستقیم} & \\ D_{CB}: OFF & \text{معکوس} & \end{array} \Rightarrow I_C = \alpha I_E \Rightarrow \text{ثابت} \quad \text{نیست} \quad \text{کاملاً} \quad I_C$$

$$0.99 < \alpha < 0.995$$

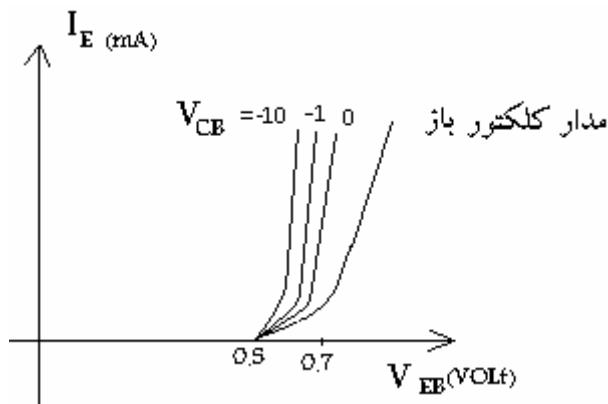
علت این تغییر آنست که با افزایش ولتاژ معکوس  $V_{CB}$  ، عرض موثر ناحیه بیس کاهش یافته و باعث افزایش  $I_C$  می شود.

در حالت فعال مواردی که جهت محاسبات و طراحی ها بعنوان معلومات مسئله می باشد  $V_{CE}(ON)=0.2$  و برای اینکه در ناحیه فعال باشد باید  $V_{BE} < 0.7$ .

ناحیه اشباع: در این حالت هر دو دیود بایاسینگ مستقیم شده اند و در این حالت  $V_{CE}(\text{sat})$  (sat) برابر ۰.۲ بوده برای اینکه ترانزیستور در حالت اشباع بماند باید  $I_C$  در این حالت کمتر از  $I_C$  در حالت فعال باشد تا این فرض صحیح باشد.

### منحنی مشخصه ورودی

در این حالت منحنی  $i_E = g(V_{CB}, V_{EB})$  در شکل (۹-۴) نشان داده شده است.



شکل (۹-۴) منحنی مشخصه ورودی

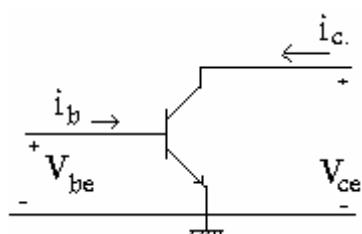
$$\text{if: } V_{EB} < 0.5V \Rightarrow I_E = 0 \quad (9-4)$$

با توجه به رابطه فوق در می‌باییم که ولتاژ ۰.۵ ولت در واقع ولتاژ آستانه هدایت پیوند امیتر بیس است که در ترانزیستورهای ژرمانیم حدود ۰.۱ V است.

در این حالت با افزایش ولتاژ معکوس کلکتور بیس نه تنها باعث کاهش عرض موثر بیس می‌شود بلکه گرادیان چگالی حفره‌ها را نیز افزایش می‌دهد، که این خود موجب افزایش  $I_E$  می‌شود. نکته: از ترانزیستور در ترکیب بیس مشترک می‌توان برای تقویت ولتاژ استفاده نمود.

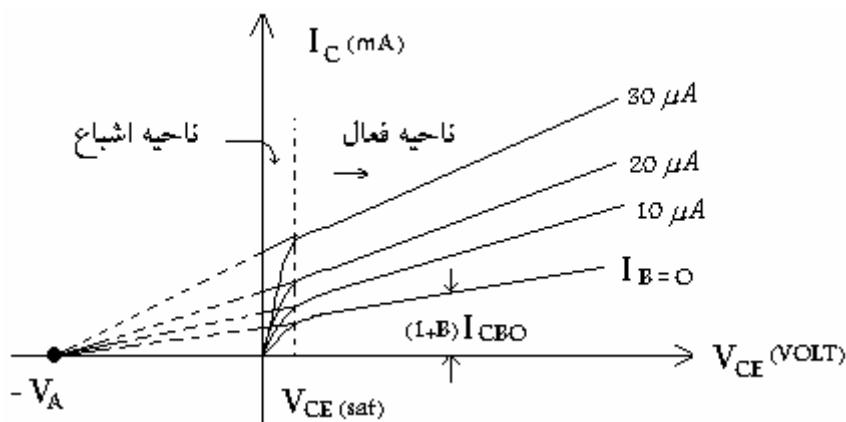
### -۴-۴ ترکیب امیتر مشترک

در این حالت بیس بعنوان ورودی و کلکتور بعنوان خروجی در نظر گرفته شود بصورت شکل (۱۰-۴) است



شکل (۱۰-۴): ترکیب امیتر مشترک

$$i_C = f(i_B, V_{CE})$$



شکل (۱۱-۴) مشخصه خروجی

همانطور که در شکل (۱۱-۴) می بینید جریان کلکتور حساسیت زیادی نسبت به تغییرات  $V_{CE}$  نشان نمی دهد. اما به هر حال شیب منحنی ها در مقایسه با مشخصه بیس مشترک افزایش قابل توجهی یافته است و جریان بیس به مراتب کوچکتر از جریان امیتر است.

**ناحیه فعال:** در ناحیه فعال با توجه به شکل شیب منحنی نسبت به بیس مشترک بیشتر است چون  $I_C = \beta I_B + (1+\beta)I_{CBO}$  در این رابطه  $\beta$  متغیر می باشد و شدیداً وابسته به  $\alpha$  بوده  $\alpha = \frac{\beta}{1-\beta}$  و نیز با ازدیاد  $V_{CE}$  افزایش می یابد به همین دلیل شیب منحنی از حالت خطی مدار بیس مشترک بیشتر می باشد. اگر  $I_B = 0$  در نظر گرفته شود  $I_C = (1+\beta)I_{CBO}$  به مراتب بزرگتر از  $I_{CBO}$  حالت بیس مشترک است.

جهت تحلیل ریاضی حالت فعال باید

$$V_{BE} = 0.7 \quad \Rightarrow \quad \text{در} \quad KVL \Rightarrow V_{CE} > 0.2$$

$$I_C = \beta I_B$$

**ناحیه اشباع:** هر دو پیوند بایاس مستقیم می شود. داریم

$$V_{BE} = 0.7 \quad \rightarrow V_{CE} = V_{CB} + V_{BE} = -0.5 + 0.7 = 0.2$$

$$V_{BC} \approx 0.5$$

سیلیکن

در صورتی که دیود ژرمانیم باشد حدود ۰.۱ خواهد شد.

$$KVL \Rightarrow I_C < (\text{اشباع}) \beta I_B \quad (7-4) \quad \text{شرط برقراری اشباع}$$

ناحیه قطع: هر دو دیود بایاس معکوس شده اند.

$$I_E = 0 \Rightarrow I_C = I_{CBO} \quad I_B = -I_{CB} \quad (8-4)$$

$$V_{BE}(\text{cut}) = \begin{cases} -0.1 & \text{ترانزیستور ژرمانیم NPN} \\ 0 & \text{ترانزیستور سیلیکن} \end{cases}$$

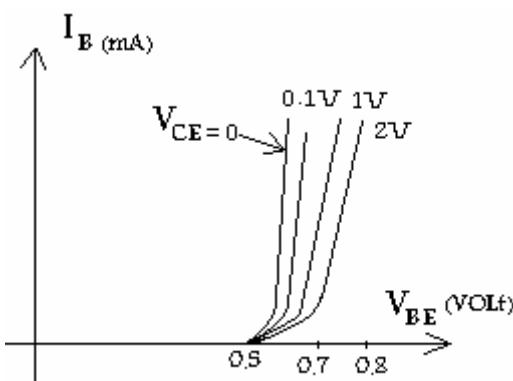
نکته: جریان اشباع معکوس ترانزیستور نسبت به تغییرات دما شدیداً حساس است بطوری که به ازای هر ده درجه افزایش دما مقدار آن دو برابر می شود.

(9-4)

$$I_{CBQ} = I_{CBO} \cdot 2^{\frac{\Delta T}{10}}$$

مشخصه ورودی

دسته منحنی  $i_B = f(V_{CE}, V_{BE})$  را گویند و در شکل (12-4) نمایش داده می شود.



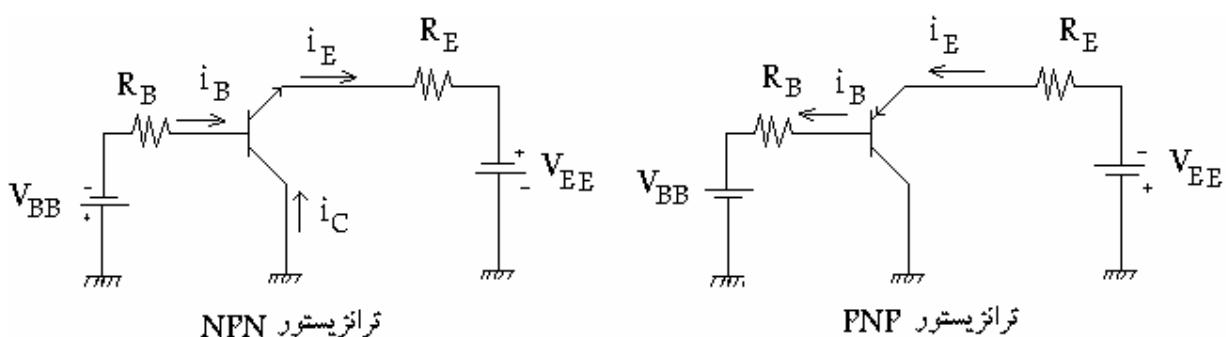
شکل (12-4) : مشخصه ورودی

با توجه به شکل به ازای یک  $V_{BE}$  ثابت، افزایش  $V_{CE}$  باعث ازدیاد  $V_{CB}$  و در نتیجه کاهش عرض موثر بیس می شود میزان ترکیب مجدد در بیس کاهش یافته و بنابراین جریان بیس تقلیل می یابد.

معمولاً برای ترانزیستورهای سیلیکن در حالت اشباع  $V_{BE}(\text{Sat}) = 0.8 \text{ V}$  و برای ژرمانیم  $V_{BE}(\text{sat}) = 0.3 \text{ V}$  در نظر گرفته می شود.

## -۳-۴-۴ ترکیب کلکتور مشترک

با توجه به شکل (۱۳-۴) ترکیب کلکتور مشترک ورودی به بیس داده شده و خروجی از امیتر گرفته خواهد شد، و کلکتور زمین می شود. خصوصیات مدار کلکتور مشترک داشتن امپدانس ورودی زیاد و امپدانس خروجی کم به همین دلیل در تطبیق امپدانسی طبقات متوالی می توان از آن استفاده نمود برای طراحی مدار کلکتور مشترک می توان از مشخصه خروجی امیتر مشترک استفاده نمود. و بجای مشخصه های ورودی کلکتور مشترک نیز می توان مشخصه های ورودی امیتر مشترک را مورد استفاده قرار داد.



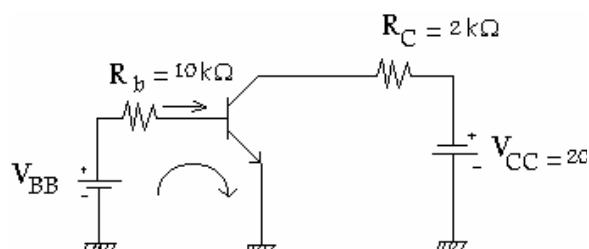
شکل (۱۳-۴) : ترکیب کلکتور مشترک

مثال : در مدار شکل زیر مطلوبست

الف: ترانزیستور به ازای  $V_{BE}(\text{ON}) = 0.7 \text{ V}$  در چه ناحیه ای قرار دارد

ب: ترانزیستور به ازای  $V_{BB} = 2.7 \text{ V}$  در چه ناحیه ای قرار دارد

ج: به ازای چه مقدار  $V_{BB}$  ترانزیستور از فعال وارد اشباع می شود.



## حل

الف: ابتدا باید فرض نمود ترانزیستور در حالت فعال است.

ورودی

$$KVL: -V_{BB} + R_b I_b + V_{BE} = 0 \Rightarrow -1.2 + 10I_b + 0.7 = 0 \Rightarrow I_b = 0.05mA$$

$$I_c = \beta I_b \Rightarrow 100 \times 0.05 = 5mA \Rightarrow I_c = 5mA$$

خروجی

$$KVL: -V_{CC} + R_C I_C + V_{CE} = 0 \Rightarrow V_{CE} = 20 - 2 \times 5 = 10$$

فرض فعال صحیح است  $V_{CE} > 0.2$

ب: فرض ترانزیستور فعال

$$-2.7 + 10I_b + V_{BE} = 0 \rightarrow I_b = \frac{2}{10} = 0.2V$$

$$I_c = \beta I_b = 0.2 \times 100 = 20$$

$$-20 + 2 \times 20 + V_{CE} = 0 \Rightarrow V_{CE} = -20 < 0.2$$

فرض فعال غلط می باشد.

فرض می کنیم ترانزیستور اشباع است.

 خروجی KCL:  $-20 + 2I_c + 0.2 = 0 \rightarrow I_c = 9.9mA$ 

فرض اشباع صحیح  $I_c = 9.9 < 20$  فعال  $I_C$

ج: در مرز فعال و اشباع داریم  $I_c(sat) \leq \beta I_B$  پس می توان نوشت.

$$I_c(sat) = \beta I_{Bmin}$$

$$I_{Bmin} = \frac{9.9}{100} = 0.099 \approx 0.1mA$$

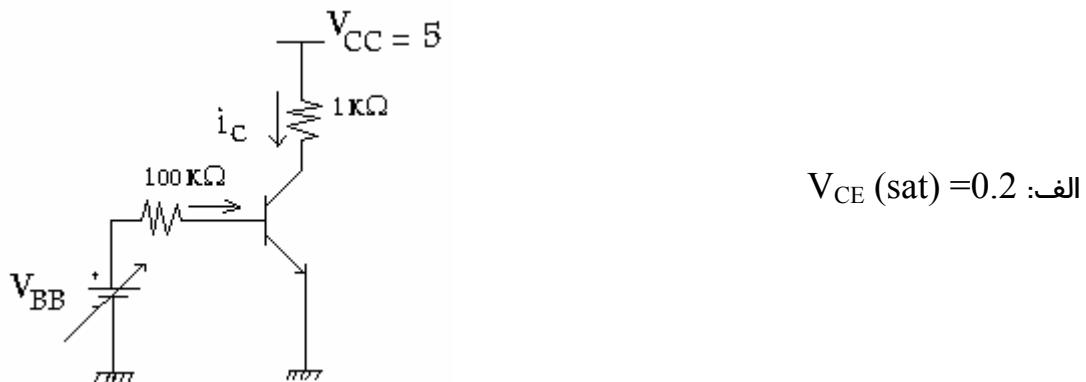
 ورودی KVL  $-V_{BB} + R_b I_b + V_{BE}(sat) = 0 \Rightarrow V_{BB} = 10 \times 0.1 + 0.8$ 

$$V_{BB} = 1.8 \text{ (Volt)}$$

مثال: شکل زیر یک سوئیچ ترانزیستوری را نشان می دهد. برای ترانزیستور بکار رفته  $I_{CBO}=0.1mA$  و  $100<\beta<200$ .

الف: حداقل جریان  $I_B$  که ترانزیستور را به اشباع می برد چقدر است.

ب: حداکثر ولتاژ  $V_{BB}$  که به ازای آن ترانزیستور در حالت قطع خواهد رفت چقدر است.



$$-V_{CC} + R_c I_c + V_{CE(sat)} = 0$$

$$-5 + I_c + 0.2 = 0 \rightarrow I_c = 4.8mA$$

$$I_{B\min} = \frac{I_c}{\beta_{\min}} = \frac{4.8mA}{100} = 48mA$$

$$\beta = 200 \Rightarrow I_B = \frac{2.8}{200} = 24mA \Rightarrow 24mA < 48mA$$

پس ترانزیستور در حالت اشباع باقی می ماند.

ب: قطع

$$\begin{aligned} V_{BE(cat)} &= 0 \Rightarrow -V_{BB} + R_b I_b + V_{BE} = 0 \\ I_c &= I_{CBO} \Rightarrow V_{BB} = -R_b I_{CBO} + V_{BE(cut)} \\ &= -100 \times 10^{-4} + 0 = -0.01V \end{aligned}$$

#### ۴-۵ مقادیر نامی ترانزیستور

برای طراحی مدارهای ترانزیستوری ضرورتاً باید از پارامترها و مقادیر نامی ترانزیستورهای مورد استفاده آگاهی داشته باشیم تا بتوانیم محاسبات خود را بر مبنای آنها انجام داده و ضمناً پیش بینی های لازم را برای جلوگیری از تجاوز کمیتهای مربوطه به ترانزیستور از مقادیر مجاز آنها بعمل آوریم از جمله مقادیر نامی که در این منابع مشخص می شوند.  $P_{CMAX}$ ,  $I_{CMAX}$ ,  $BV_{EBO}$  و  $BV_{CBO}$  را می توان نام برد.

**۱-۵-۴ حداکثر جریان کلکتور (ICMAX)**

حداکثر جریان کلکتور بستگی به سطح مشترک کلکتور بیس و نیز تحمل لحیم پیوند داخلی سرهای ترانزیستور دارد. این مقادیر توسط کارخانه سازنده مشخص می‌شود و جریان کلکتور نباید از آن تجاوز نماید.

**۲-۵-۴ حداکثر توان کلکتور (PCMAX)**

توان قابل تلف توسط کلکتور نیز دارای حد مجاز است که برای هر ترانزیستور از رابطه زیر محاسبه می‌شود.

$$P_C = V_{CE} \cdot I_C \quad (4-1)$$

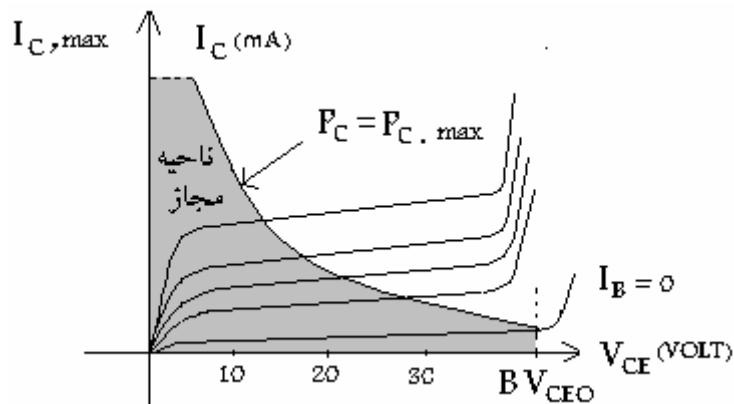
ناحیه مجاز در شکل (۱۴-۴) مشخص شده است.

**۳-۵-۴ حداکثر ولتاژ خروجی (BVCEO و BVCEO<sup>1</sup>)**

$BV_{CEO}$ : حداکثر ولتاژ را که می‌توان به کلکتور و امیتریک ترانزیستور با بیس مدار باز ( $I_B = 0$ ) اعمال نمود را  $BV_{CEO}$  گویند.

$BV_{CBO}$ : حداکثر ولتاژ معکوس قابل تحمل کلکتور - بیس را وقتی که امیتر مدار باز باشد با  $BV_{CBO}$  مشخص می‌شود.

معمولًا  $BV_{CEO} < BV_{CBO}$  است. در حقیقت  $BV_{CBO}$  نمایانگر ولتاژ شکست پیوند کلکتور بیس ناشی از بروز پدیده ضرب بهمنی در ناحیه تهی این پیوند است اما در مورد  $BV_{CEO}$  ممکن است پدیده دیگری موسوم به از "میان رسیدن" تعیین کننده باشد. این پدیده با ازدیاد ولتاژ معکوس پیوند کلکتور بیس شکل می‌گیرد. با رسیدن ناحیه تهی به امیتر می‌توان تصور نمود که کلکتور و امیتر ترانزیستور بهم رسیده اند. در این صورت در پیوند امیتر - بیس سد پتانسیل  $|V_{EO} - V_{EB}|$  کاهش یافته و ممکن است به ایجاد جریان امیتر قابل ملاحظه ای منجر شود. غیر قابل تحمل شدن این جریان حد بالایی را برای ولتاژ  $V_{CE}$  تعیین می‌نماید. در صورتی که برای یک ترانزیستور ولتاژ شکست پیوند کلکتور - بیس بزرگتر از بالاترین حد مجاز  $V_{CE}$  از نقطه نظر پدیده از میان رسیدن باشد. برای آن ترانزیستور  $BV_{CBO}$  از  $BV_{CEO}$  بزرگتر خواهد بود.



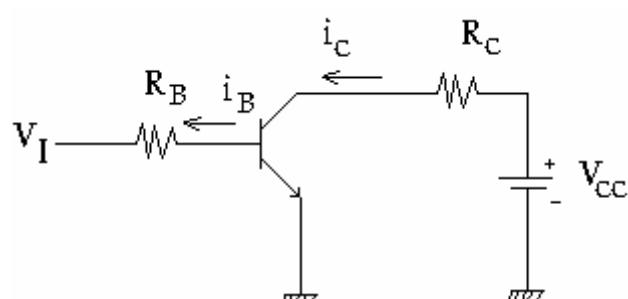
شکل (۱۴-۴) ناحیه مجاز توان کلکتور در ترانزیستور

#### ۴-۵-۴ حداکثر ولتاژ ورودی (BVEBO)

پیوند N-P مربوط به امیتر-بیس یک ترانزیستور نیز ممکن است در اثر اعمال ولتاژ معکوس زیاد دچار شکست شود. حداکثر ولتاژ معکوسی را که امیتر-بیس یک ترانزیستور با کلکتور مدار باز ( $I_C=0$ ) می‌تواند تحمل کند با  $BV_{EBO}$  نشان میدهدن ولتاژ  $BV_{EBO}$  ترانزیستور، خصوصاً در طراحی سوئیچهای ترانزیستوری مورد توجه قرار می‌گیرد.

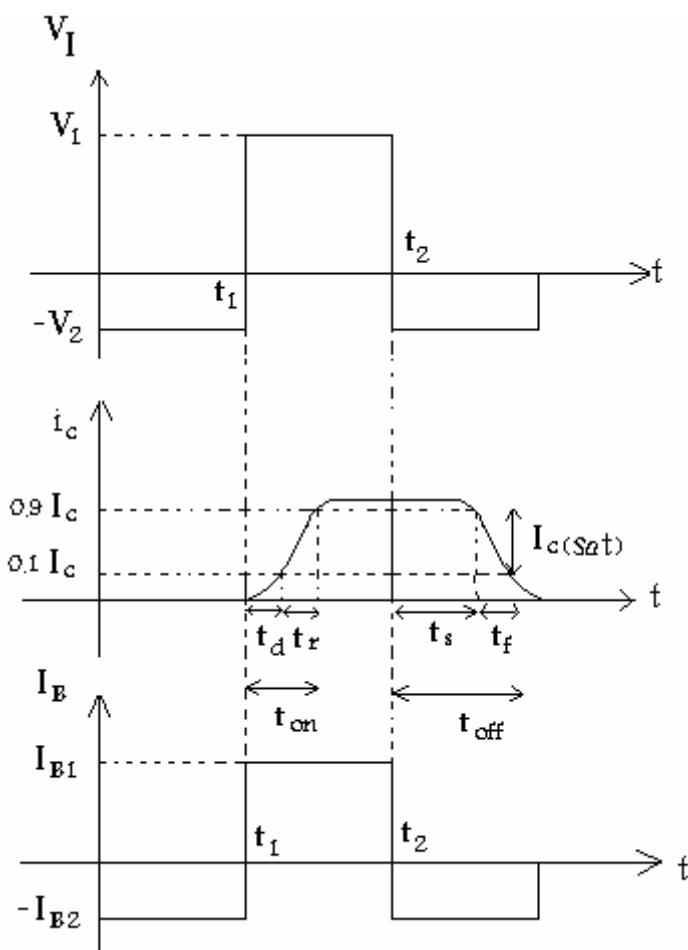
#### ۶-۴ زمانهای قطع و وصل ترانزیستور

از موارد کاربرد ترانزیستور علاوه بر تقویت کننده‌ها، مدارهای سوئیچینگ را می‌توان نام برد در این مدارها با اعمال یک پالس ورودی به مدار شکل (۱۵-۴) می‌توان ترانزیستور را از حالت قطع به اشباع و یا بالعکس برد.



شکل (۱۵-۴) : مدار سوئیچینگ

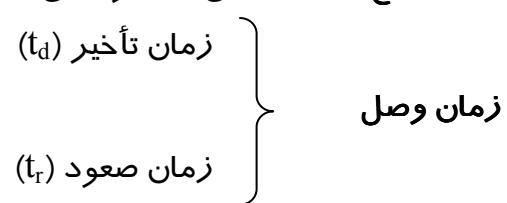
با اعمال ورودی  $V_I$  شکل موج  $i_C$  و  $i_B$  بصورت شکل (۱۶-۴) می شود.



شکل (۱۶-۴) : ولتاژ ورودی مدار سوئیچینگ ، جریان کلکتور مدار سوئیچینگ ، جریان بیس مدار سوئیچینگ

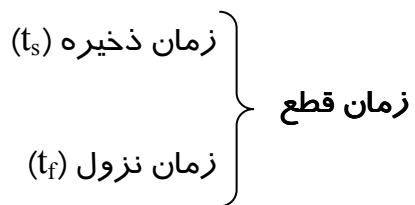
**زمان وصل:** مدت زمانی که طول می کشد تا ترانزیستور از حالت قطع به اشباع برود.  $T_{on}$

**زمان قطع:** مدت زمانی که طول می کشد تا ترانزیستور از حالت اشباع به قطع برود.  $T_{off}$ .



**زمان تأخیر:** مدت زمان لازم برای شارژ خازن پیوند بیس امیتر به اندازه ۰.۷ ولت و در حقیقت تغییر وضعیت ترانزیستور از حالت قطع به حالت فعال را زمان تأخیر می نامند.

**زمان صعود:** زمان لازم برای اینکه جریان کلکتور از  $0.1I_C$  به  $0.9I_C$  (sat) برسد را زمان صعود گویند.



**زمان ذخیره (t<sub>s</sub>)**: مدت زمان لازم برای تخلیه حاملها تا اینکه از اشباع به فعال برسد را زمان ذخیره می‌نامند.

**زمان نزول (t<sub>f</sub>)**: در این فاصله زمانی، ترانزیستور در حال تغییر وضعیت از حالت فعال به حالت قطع است و جریانهای کلکتور و بیس بصورت نمائی بسمت صفر میل می‌کند.

#### ۷-۴ مفهوم خط بار DC

برای نوشتمن خط بار DC مراحل زیر را باید انجام داد :

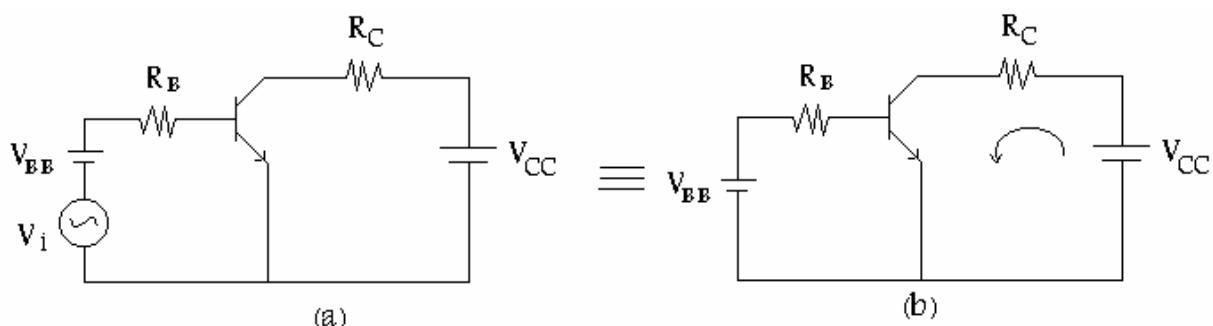
- الف) منابع ولتاژ اتصال کوتاه
- ب) منابع جریان اتصال باز
- } ۱- کلیه منابع ac خاموش

- ۲- کلیه خازنهای کوپلر و بای پس اتصال باز
- ۳- در حلقه خروجی (بدست آوردن رابطه بین  $I_C$  و  $V_{CE}$ ) KVL

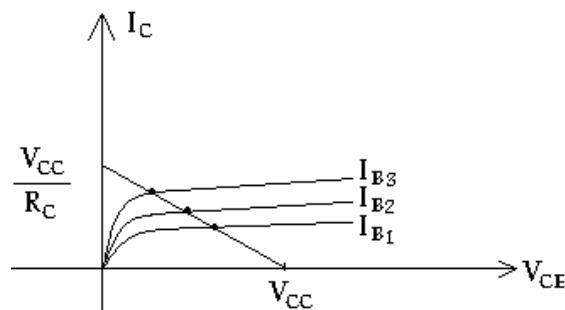
$$\text{KVL ورودی} \quad -V_{BB} + R_b i_b + V_{BE} = 0$$

$$\text{معادله خط بار DC} \quad -V_{BB} + R_b i_b + V_{BE} = 0$$

کلیه مقاومتهای حلقه خروجی در مدار معادل dc:  $R_{DC}$

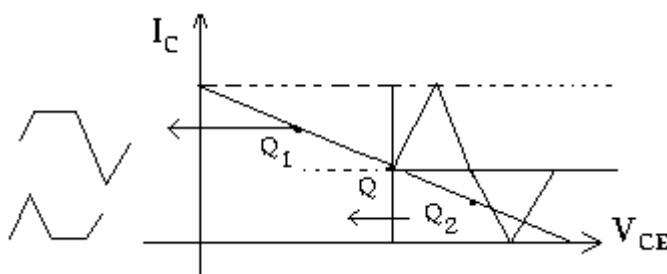


شکل (۱۷-۴): (a) مدار ac و dc امیتر مشترک ، (b) مدل dc



شکل (۱۸-۴) منحنی مشخصه خط بار DC

باتوجه به شکل (۱۸-۴) برای اینکه جریان کلکتور، بیشترین دامنه نوسانات متقارن ac را در طرفین نقطه کار DC داشته باشد و ضمناً از ناحیه خطي خارج نشود باید حتی الامکان نقطه کار Q را وسط خط بار انتخاب نمائیم و اگر نقطه کار در نزدیکی مرز قطع و اشباع قرار گیرد ممکن است با تغییر کوچک جریان کلکتور، ترانزیستور وارد ناحیه غیر خطی شود. همانطور که در شکل (۱۹-۴) نشان داده شده است



شکل (۱۹-۴) : منحنی تغییرات جریان کلکتور

#### -۱۹-۴ خط بار ac

برای بدست آوردن معادله خط بار ac در شکل (۲۰-۴) باید مراحل زیر را دنبال نمود.

- ۱ - کلیه منابع ac خاموش (۱. منابع ولتاژ اتصال کوتاه، ۲. منابع جریان اتصال باز)
- ۲ - کلیه خازنهای کوپلазر و بای پس اتصال کوتاه
- ۳ - KVL خروجی (بدست آوردن  $V_{CE}$  بر حسب  $i_c$ )

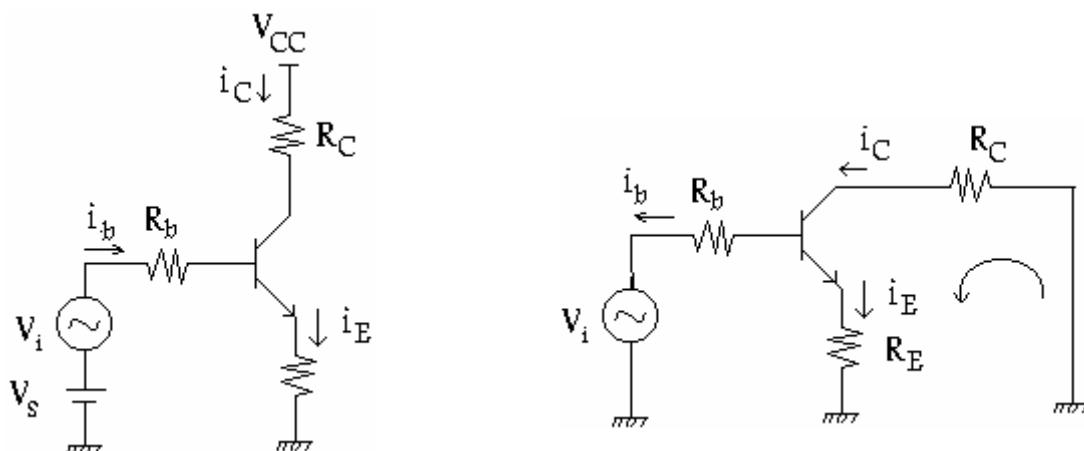
برای اینکه دامنه نوسانات متقارن خروجی ماکزیمم شود لازم است که نقطه کار وسط خط بار ac انتخاب شود. می توان از روابط زیر بیترین نقطه کار را بدست آورد.

$$V_{CE} = -(R_C + R_E)i_C$$

↓

کلیه مقاومتهای حلقه خروجی در مدار معادل ac

$$I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{R_{ac} + R_{dc}} \quad V_{CEQ} = R_{ac} I_{CQ} \quad (۲۱-۴)$$

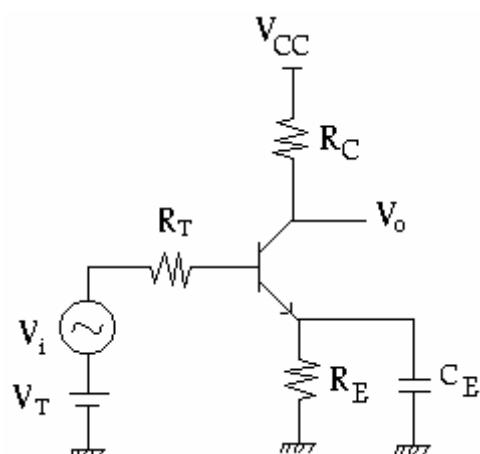


شکل (۲۰-۴) : مدل ac ترانزیستوری

شکل (۲۱-۴) : مدار ac و dc ترانزیستوری

#### ۹-۴ - خازن بای پس

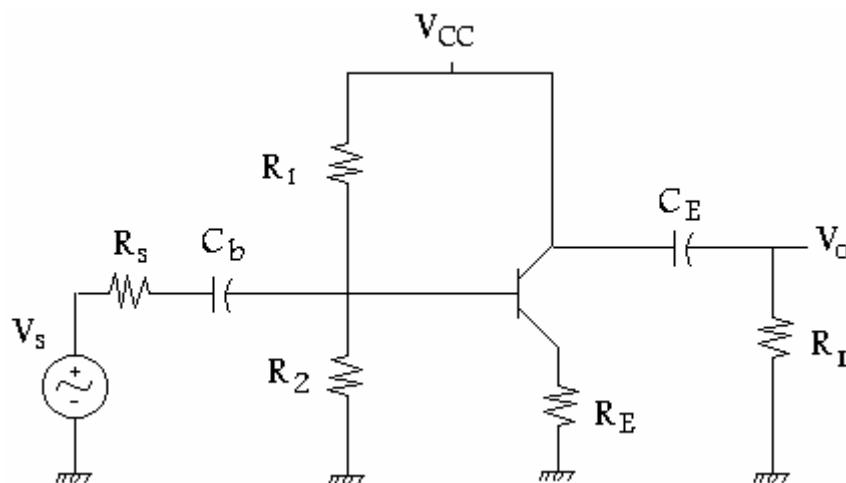
در مدار شکل (۲۱-۴) مقابله چون مقاومت امیتر به پایداری نقطه کار کمک می کند اما از نظر سیگنال باعث کاهش بیله ولتاژ مدار می شود بنابراین باید در بحث ac کاری کنیم که آن حذف گردد و می توان توسط خازن بای پس آن را حذف نمود.



شکل (۲۲-۴) : مدار امیتر مشترک

#### ۱۰-۴ - خازن کوپلاژ

در طراحی تقویت کننده ها لازم است منبع سیگنال ورودی و مقاومت بار از نظر DC بر روی مدار بایاس تقویت کننده بی تأثیر باشند برای این منظور از خازنهای کوپلاژ استفاده می شود.



شکل (۴-۲۳) : مدار خود بایاس همراه با خازنهای کوپلاز

در شکل (۴-۲۳) جلوگیری کننده از اعمال DC بر روی  $V_s$  و  $C_E$  از انتقال DC به مقاومت بار جلوگیری می‌کند.

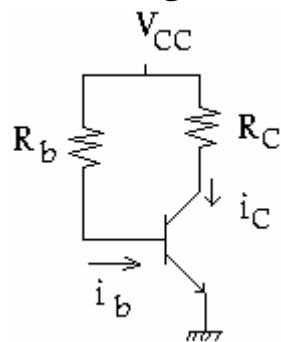
ظرفیت خازن‌های کوپلاز را به اندازه کافی بزرگ انتخاب می‌نمایند بطوریکه خازن برای سیگنال کوچک اتصال کوتاه و برای DC مدار باز در نظر گرفته می‌شود، خازن‌های کوپلاز معمولاً در مدارات چند طبقه بعنوان جدا کننده طبقات از نقطه نظر DC و مستقل بودن مدار بایاس هر طبقه در نظر گرفته می‌شود.

#### ۱۱-۴ طراحی مدارهای بایاس ترانزیستور

در این قسمت روش‌های ثبیت نقطه کار ترانزیستور در ناحیه فعال مشخصه و طراحی مدارهای بایاسینگ می‌پردازیم از آنجا که پارامترهای ترانزیستور ( $V_{BE}$  ،  $I_{CBO}$  ،  $\beta$ ) تابع دما می‌باشند. تغییر دما می‌تواند نقطه کار را جابجا نموده و حتی ممکن است آن را به نواحی غیر خطی مشخصه نیز منتقل نماید.

#### ۱۱-۴-۱ بایاس مدار امیتر مشترک

طرحی که در مدار شکل (۴-۱۷) بکار رفته از لحاظ عملی قابل استفاده نمی‌باشد چون از دو منبع متفاوت استفاده شده است مدار (۴-۲۴) یک نوع از مدارات بایاس امیتر مشترک می‌باشد.



شکل (۴-۲۴) : مدار بایاس امیتر مشترک

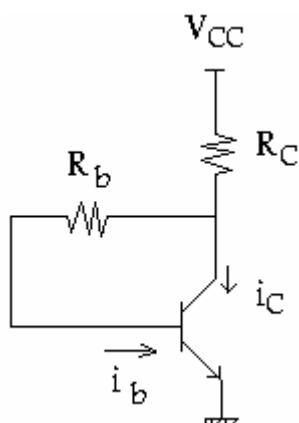
مدار فوق دارای دو عیب می باشد.

۱- جریان کلکتور (جریان نقطه کار) به پارامترهای ترانزیستور، از جمله  $\beta$  بستگی دارد ( $\beta$  ترانزیستورهای از یک نوع نیز ممکن است متفاوت باشد).

۲- پدیده رانش حرارتی صورت می گیرد.

اگر دمای محیط افزایش یابد  $T_{CBO}$  افزایش یافته پس می توان گفت جریان کلکتور افزایش می یابد. در نتیجه افزایش  $T$  باعث زیاد شدن دمای قطعه شده که در نهایت ناپایداری سیستم را در پی دارد.

برای پیشگیری از رانش حرارتی در ترانزیستور باید کاری کرد که هر افزایش جریان کلکتور بتواند زمینه را برای کاهش بعدی آن فراهم سازد. یکی از راه های جلوگیری از رانش حرارتی استفاده از مدار (۴-۲۵) می باشد.



شکل (۴-۲۵) : مدار بایاس ترانزیستور

در این مدار در اثر افزایش دما  $T_{CBO}$  افزایش یافته در نتیجه  $i_c$  افزایش می یابد. با توجه به رابطه  $V_C = V_{CC} - R_C i_C$  پس  $V_C$  کاهش پیدا می کند.

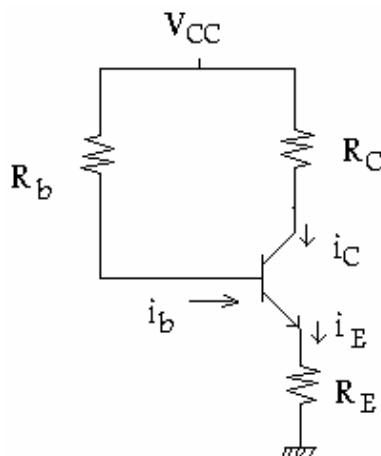
و با توجه به رابطه  $I_B = \frac{V_C - V_{BE}}{R_b}$  پس  $I_B$  کاهش پیدا می کند. و  $I_C = \beta I_B$  در انتهای می بینیم  $i_c$

کاهش می یابد پس می بینیم به ازای افزایش  $i_c$  خود مدار باعث کاهش مجدد آن می شود.

$$KVL \quad -V_{CC} + R_C (I_c + I_b) + V_{CE} = 0 \quad (11-4)$$

$$KVL \quad -V_{CC} + R_C (I_c + I_b) + R_b I_b + V_{BE} = 0 \quad (12-4)$$

سومین مداری که می توان بعنوان مدار بایاس استفاده نمود مدار شکل (۴-۲۶) می باشد.



شکل (۴-۲۶) مدار بایاس ترانزیستور

در این مدار افزایش دما باعث افزایش  $I_{CBO}$  و  $I_C$  می شود در نتیجه  $I_E$  نیز افزایش می یابد در اثر افزایش  $I_E$  ولتاژ امیر  $V_E$  نیز افزایش می یابد.

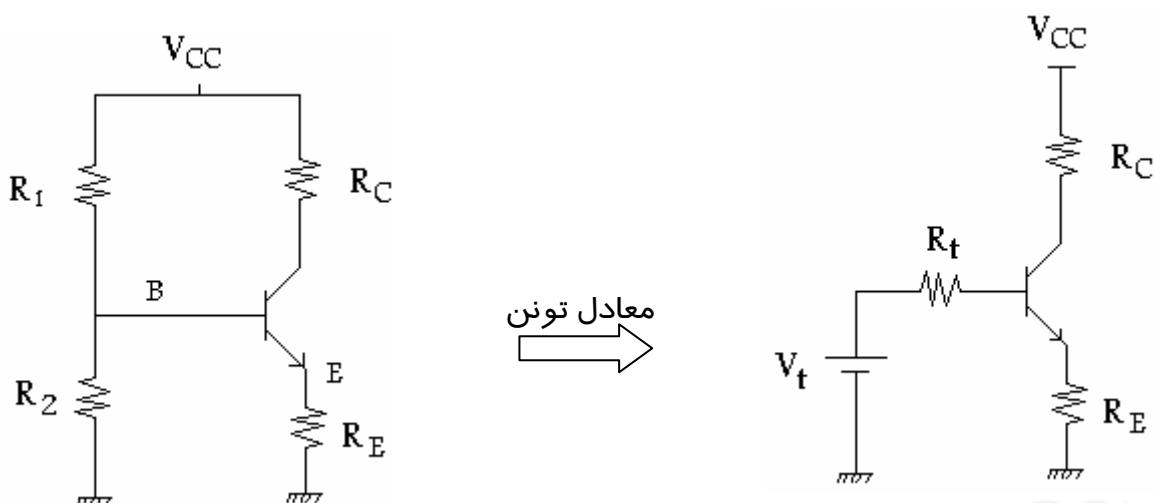
$I_C = \frac{V_{CC} - V_B}{R_b}$  کاهش یافته پس می توان گفت  $V_B = V_E + V_{BE}$  افزایش می یابد. و کاهش می یابد.

$$\text{افزایش دما} \implies I_{CBO} \uparrow \implies I_C \uparrow \implies I_E \uparrow \implies V_E \uparrow \implies I_b \downarrow \implies I_C \downarrow$$

خروجی  $KVL - V_{CC} + R_C I_C + V_{CE} + R_E I_E = 0$  (۱۳-۴)

ورودی  $KVL: -V_{CC} + R_C I_B + V_{BE} + R_E I_E = 0$  (۱۴-۴)

شکل (۴-۲۷) چهارمین مداری که می توان بعنوان مدار بایاس استفاده نمودرا نشان می دهد اصطلاحاً مدار خود بایاس نام دارد.



شکل (۴-۲۷) : مدار خود بایاس و مدار معادل تونن

$$V_t = \frac{V_{CC}}{R_1 + R_2} \times R_2 \quad R_t = R_1 \quad R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (15-4)$$

در مدار خود بایاس پایداری حرارتی ایجاد شده صرفاً ناشی از وجود مقاومت  $R_E$  است. در این مدار افزایش ناشی از رانش حرارتی  $I_C$  باعث افزایش  $I_E$  و در نتیجه بالا رفتن ولتاژ نقطه E می‌شود. در این صورت با فرض ثابت بودن ولتاژ نقطه B،  $V_{BE}$  ترانزیستور کاهش یافته و باعث تقلیل  $I_E$  و بالاخره کاهش  $I_C$  می‌شود.

$$\text{KVL: } -V_t + R_t I_b + V_{BE} + R_E I_E = 0 \quad (16-4)$$

$$\text{خروجی ورودی: } -V_{CC} + R_c I_c + V_{CE} + R_E I_E = 0 \quad (17-4)$$

$$\text{KVL ورودی: } I_E = (\beta + 1) I_B \quad I_E = \frac{V_t - V_{BE}}{\frac{R_t}{1 + \beta} + R_E} \quad (18-4)$$

برای اینکه  $I_E$  حتی المقدور به  $\beta$  وابسته نباشد باید  $R_t \ll (1 + \beta)_{\min} R_E$  در نظر گرفته شود. یک تقریب خوب برابر است با

$$R_t \approx \frac{\beta_{\min} R_E}{10} \quad (19-4)$$

$$I_C \approx I_E = \frac{V_t - V_{BE}}{R_E} \quad (20-4)$$

در رابطه فوق  $I_C$  به  $\beta$  وابستگی ندارد.

مثال: در مدار خود بایاس اگر  $40 < \beta < 120$  ،  $R_C = 400\Omega$  ،  $V_{CC} = 10V$  مطلوبست مقادیر مقاومتهای  $R_1$  ،  $R_2$  و  $R_E$  در صورتی که  $I_C = 10mA$  و  $V_{CE} = 5V$  باشد.

$$\text{خروجی} \quad KVL \quad I_C = I_E \quad -V_{CC} + R_c I_c + V_{CE} + R_E I_E = 0$$

$$V_{CE} = V_{CC} + (R_E + R_C) I_c$$

$$5 = 10 - 10 \times (R_E + 0.4) \Rightarrow R_T = \frac{\beta_{\min} R_E}{10} = \frac{40 \times 0.1}{10} = 400\Omega$$

$$10 \quad R_E = 1 \quad \Rightarrow \quad R_E = 0.1K \quad \Omega = 100 \quad \Omega$$

$$V_E = R_E I_E = 0.1 \times 10 = 1V \quad V_B = V_E + V_{BE} = 1 + 0.7 = 1.7$$

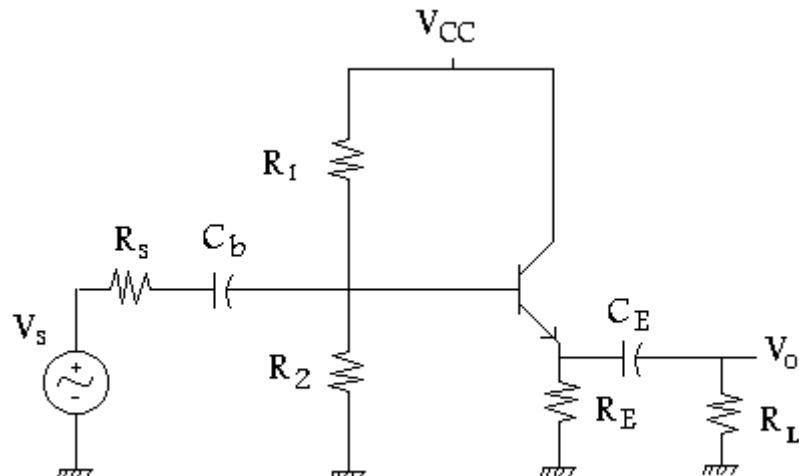
$$V_T = \frac{V_{CC} R_2}{R_1 + R_2} \rightarrow \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{1.7}{10} = 0.17$$

$$R_T = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \rightarrow 0.4 = R_1 \times 0.17 \rightarrow R_1 = \frac{0.4}{0.17} = 2.4K\Omega$$

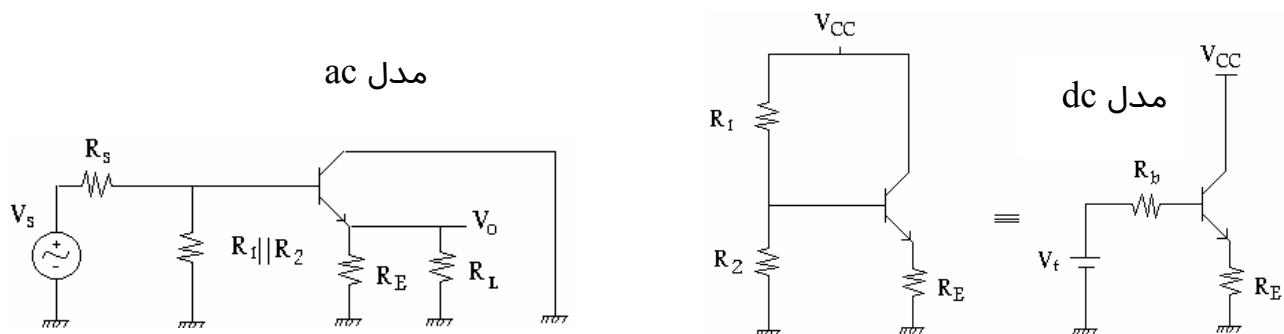
$$R_2 = 482\Omega$$

$$\begin{aligned} R_1 &= 2.2 K\Omega \\ \text{مقاومت استاندارد} \quad R_2 &= 480\Omega \end{aligned}$$

۴-۱۱-۲ - بایاسینگ مدار کلکتور مشترک (emitter follower) در مدار شکل (۲۸-۴) مدار کلکتور مشترک را می بینید.



شکل (۲۸-۴) : مدار کلکتور مشترک



شکل (۲۹-۴) : مدل ac کلکتور مشترک ، مدل dc کلکتور مشترک

$$V_{CE} = -(R_E \parallel R_L) i_C$$

$$V_{CE} = V_{CC} - R_E I_C$$

مثال: در مدار کلکتور مشترک فوق با فرض  $R_2 = 1.5 K\Omega$  ،  $R_E = 1 K\Omega$  و مقاومت های  $R_1 = 100 < \beta < 150$  را طوری تعیین نمایید که دامنه نوسان متقارن خروجی حداکثر شود.

$$V_{CC} = 21V \quad , \quad 100 < \beta < 150$$

حل:

$$\begin{aligned} R_{ac} &= R_E \parallel R_L = 1.5 \parallel 1K\Omega \Rightarrow I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{R_{ac} + R_{dc}} = \frac{21}{1.5 + 1.5 \parallel 1} = 10mA \\ R_{dc} &= R_E = 1.5 \quad V_{CEO} = R_{ac} I_{CQ} = 10 * 1.5 \parallel 1 = 6V \end{aligned}$$

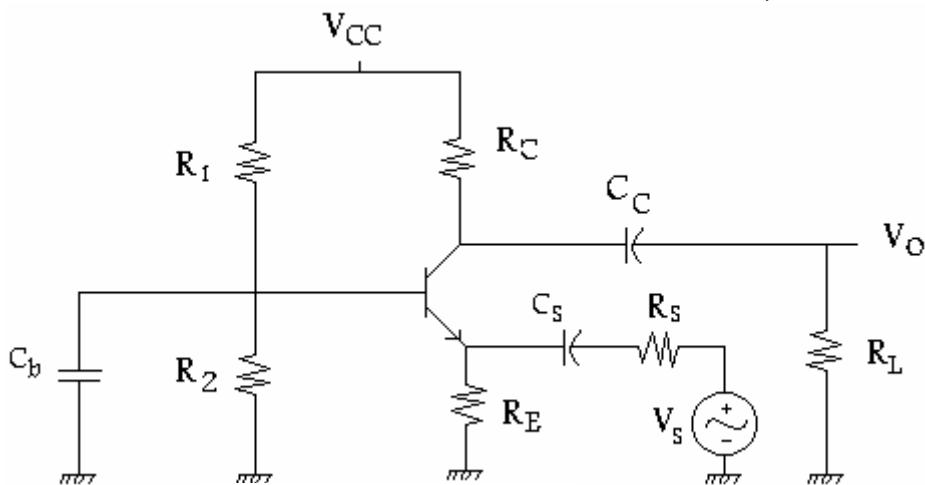
$$R_T = \frac{\beta \min R_E}{10} = \frac{100 \times 1.5}{10} = 15 K\Omega$$

$$-V_T + R_b I_b + V_{BE} + R_E I_c = 0 \rightarrow V_t = 16.9$$

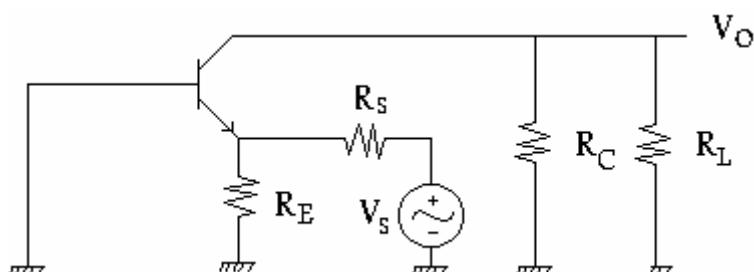
$$\begin{aligned} V_T &= \frac{V_{CC} R_2}{R_1 + R_2} \Rightarrow V_T = \frac{V_{CC} R_T}{R_1} \rightarrow R_1 &= 18.63 \\ R_b &= \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad R_2 &= 76.8 \approx 821 K\Omega \end{aligned}$$

### -۳-۱۱-۴ بایاسینگ مدار بیس مشترک

مدار بیس مشترک بصورت شکل (۳۰-۴) است



شکل (۳۰-۴) : مدار بیس مشترک



شکل (۳۱-۴) : مدل ac بیس مشترک

$$V_{Cb} = -(R_C \parallel R_L) i_C$$

### -۱۲-۴ پایداری نقطه کار

مواردی که باعث تغییر نقطه کار در ترانزیستورها می شود بشرح زیر است:

۱- تغییر جریان اشباع معکوس  $I_{CBO}$

۲- تغییر ولتاژ بیس امیتر با تغییر دما

۳- تغییر بهره جریان  $\beta$  در اثر تغییر دما

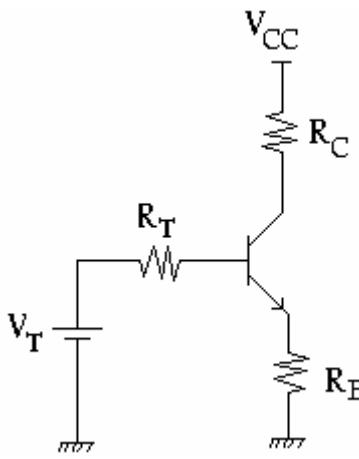
۴- تغییر ولتاژ منبع تغذیه به علت تنظیم نبودن ولتاژ

۵- تغییر مقادیر مقاومتی بکار رفته

افزایش دما باعث افزایش  $I_{CBO}$  و در نتیجه افزایش  $I_C$  و باعث کاهش ولتاژ  $V_{BE}$  و باعث جابجا شدن نقطه کار ترانزیستور می شود.

### ۱۳-۴ - ضرایب پایداری

در مدار شکل (۳۲-۴) داریم



$$S_I = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CBO}} \approx 1 + \frac{R_T}{R_E} \quad (32-4)$$

$$S_V = \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{BE}} \approx \frac{1}{R_E}$$

$$S_\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta \beta} \approx \frac{S_I S_{IC}}{\beta(\beta+1)}$$

شکل (۴) : مدل dc مدار ترانزیستوری

ضرائب فوق وقتی صحت دارد که  $R_T << (1+\beta)R_E$  برقرار باشد.

$$SR_E = \frac{\Delta I_C}{\Delta R_E} \quad S_{V_{CC}} = \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{CC}} \quad (33-4)$$

موثرترین عامل انحراف حرارتی نقطه کار تغییر  $V_{BE}$  می باشد. روش جبران سازی تغییرات  $V_{BE}$  را در این قسمت توضیح می دهیم.

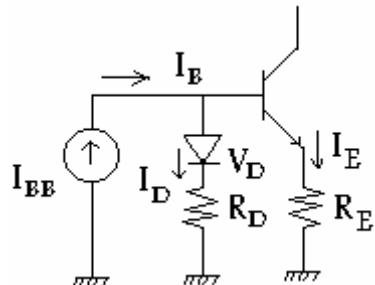
### ۱۴-۴ - جبران تغییرات حرارتی

#### ۱-۱۴-۴ - جبران تغییرات حرارتی $V_{BE}$

چنانچه رابطه ضریب پایداری  $S_V$  را در نظر بگیریم، چنین نتیجه می شود که ساده ترین راه برای کاهش حساسیت جریان کلکتور نسبت به تغییر  $V_{BE}$  افزایش  $R_E$  است اما از آنجا که این افزایش، کاهش جریان نقطه کار را نیز به دنبال دارد، نمی توان  $R_E$  را خیلی بزرگ انتخاب نمود. بنابراین از این طریق نمی توان اثر تغییرات حرارتی  $V_{BE}$  را کاملاً جریان نمود.

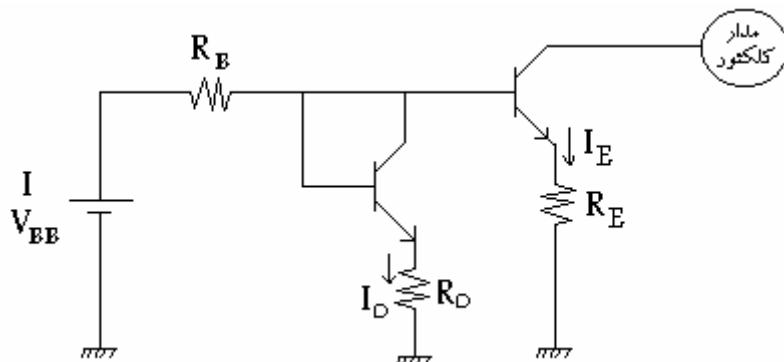


یک دیگر از راه های جبران نمودن تغییر حرارتی  $V_{BE}$  استفاده از یک دیود به صورت شکل (۳۳-۴) می باشد.



شکل (۳۳-۴) : مدل دیودی جبران ساز حرارتی

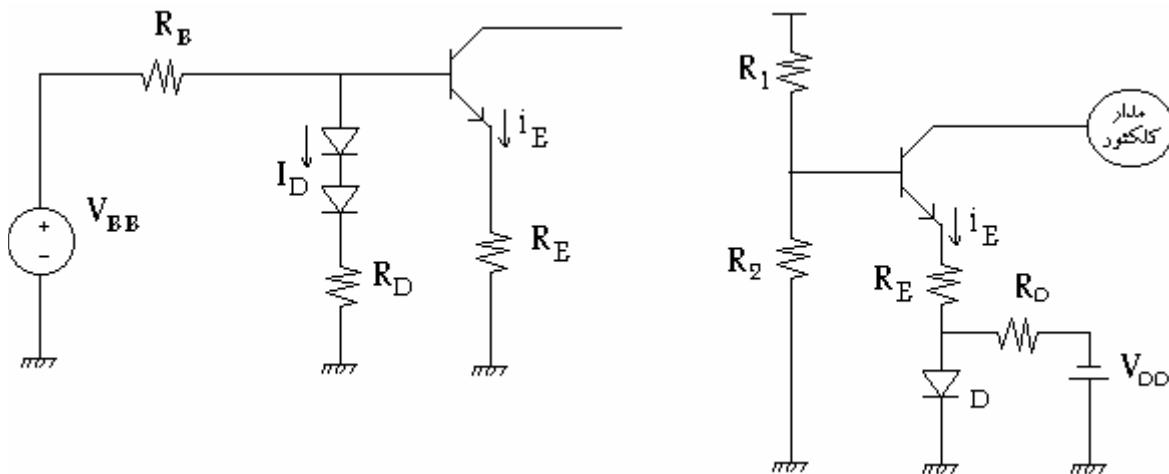
در این مدار از یک منبع جریان ثابت  $I_{BB}$  برای تغذیه بیس استفاده شده است. چنانچه تغییرات حرارتی ولتاژ دیود ( $V_D$ ) مشابه تغییرات حرارتی ولتاژ بیس - امیتر ترانزیستور باشد یعنی  $\frac{\Delta V_D}{\Delta T} = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta T}$  در این صورت وابستگی جریان امیتر ترانزیستور به  $T$  منتفی می شود. در عمل پیدا



شکل (۳۴-۴) : مدل ترانزیستوری جبرانساز حرارتی

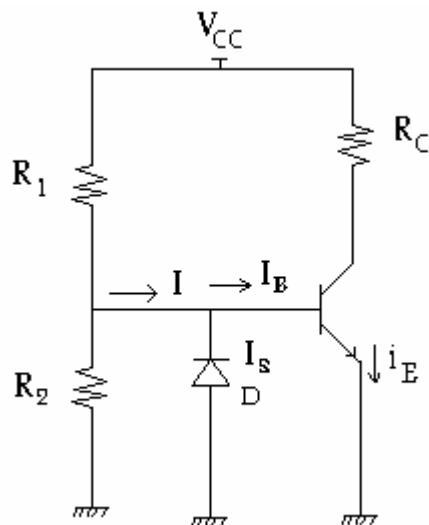
نمودن دیودی که شرط فوق را برآورده سازد آسان نیست. به همین جهت معمولاً بجای دیود از یک ترانزیستور که پیوند کلکتور - بیس آن را اتصال کوتاه کرده اند استفاده می شود چون می توان در شکل (۳۴-۴) این ترانزیستور را مشابه ترانزیستور اصلی انتخاب نمود. مسئله یکسان بودن تغییرات حرارتی تا حدود زیادی حل خواهد شد.

در شکل های (۳۵-۴) و (۳۶-۴) دو نوع دیگر از مداراتی که عمل جبران تغییرات حرارتی  $V_{BE}$  ترانزیستور نشان داده شده است.

شکل (۴-۳۵) : جبران ساز تغییرات حرارتی  $V_{BE}$ شکل (۴-۳۶) : جبران ساز تغییرات حرارتی  $V_{BE}$ 

#### ۴-۱۴-۴ جبران تغییرات حرارتی ICBO

خنثی نمودن تغییرات حرارتی  $I_{CBO}$  معمولاً در مورد ترانزیستورهای ژرمانیم مطرح می‌شود. زیرا در این ترانزیستورها این تغییرات می‌توانند تأثیر قابل ملاحظه‌ای در جابجایی نقطه کار داشته باشد یکی از روش‌های جبران نمودن استفاده از مدار زیر است.

شکل (۴-۳۷) : مدار جبران‌ساز تغییرات حرارتی  $I_{CBO}$ 

$$I_c = \beta(I - I_s) + (\beta + 1)I_{CBO} \quad (4-14)$$

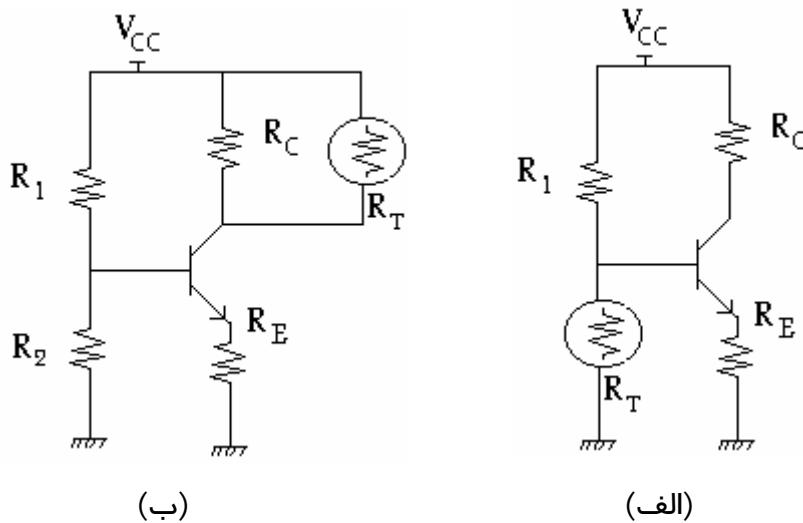
$$\frac{\Delta I_c}{\Delta T} \approx \beta \left[ \frac{\Delta I_{CBO}}{\Delta T} - \frac{\Delta I_s}{\Delta T} \right]$$

در صورتی  $\frac{\Delta I_c}{\Delta T} = 0$  باشد. در نتیجه چنانچه تغییرات حرارتی جریان اشباع

معکوس برای دیود و ترانزیستور یکسان باشد مدار از پایداری حرارتی لازم برخوردار خواهد

بود. روش دیگر برای جبران نمودن اثر تغییر دما بر  $I_{CBO}$  ترانزیستور استفاده از ترمیستور یا سینیستور است. که در شکل (۴-۳۸) مدارهای آن نشان داده شده است.

ترمیستور یک عنصر حرارتی است که مقاومت الکتریکی آن با افزایش دما کاهش می‌یابد بعبارت دیگر این قطعه دارای ضریب حرارتی منفی است. لیکن سینیستور دارای ضریب حرارتی مثبت است یعنی مقاومت الکتریکی آن با اضافه شدن دما افزایش می‌یابد.



شکل (۴-۳۷) : مدار جبران‌ساز اثر دما

الف: با زیاد شدن دما،  $R_T$  کاهش یافته و ولتاژ بیس کم می‌شود که باعث کاهش جریان گلکتور می‌شود.

ب: افزایش دما موجب کم شدن  $R_T$  و در نتیجه جریان بیشتری را به مقاومت  $R_E$  می‌دهد. از دیاد جریان در  $R_E$  ولتاژ E را افزایش داده و باعث کاهش  $V_{BE}$  و در نهایت تقلیل  $I_C$  می‌شود. اگر بخواهیم از سینیستور استفاده کنیم باید آن را موازی با  $R_E$  یا  $R_1$  یا  $R_2$  بجای آنها قرار دهیم.

#### ۱۵-۴- تشخیص پایه‌های ترانزیستور

اگر شما از اهم متر آنالوگ استفاده می‌کنید باید بصورت زیر عمل کنید:

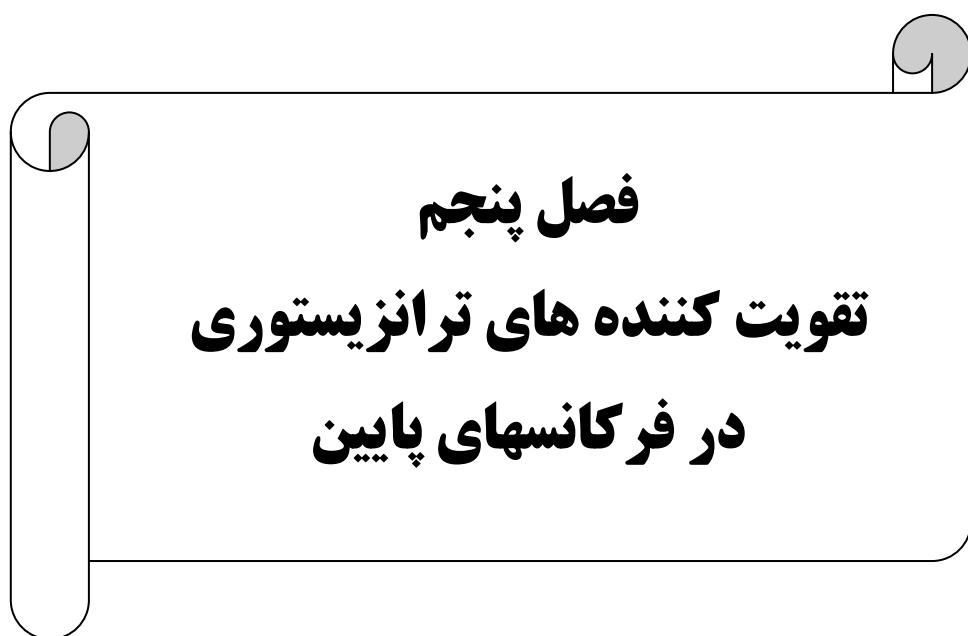
برای پیدا کردن Base پایه‌ای را پیدا کنید که از یک طرف به دو پایه دیگر راه دهد و از طرف دیگر راه ندهد برای این کار اهم متر را روی  $1 \times R$  قرار دهید.

دقت کنید که کدام قطب اهم متر به پایه بیس ترانزیستور متصل است اگر منفی متصل است ترانزیستور NPN و اگر مثبت متصل بود ترانزیستور PNP است.

حال باید مقاومت‌های بین بیس و امیتر و همچنین بیس و گلکتور را چک کنید. هر کدام مقاومت بیشتری نشان داد آن را پایه امیتر و دیگری که مقاومت کمتری دارد پایه گلکتور نامند.

اگر شما از اهم متر دیجیتال استفاده می کنید، باید بصورت زیر عمل کنید.

برای پیدا کردن پایه های ترانزیستورهای BJT توسط اهم متر دیجیتال، ابتدا باید اهم متر را روی علامت دیود گذاشته و سپس دو پایه ای را پیدا کنید که از هیچ طرف بهم راه ندهند (روی اهم متر علامت ۱ دیده می شود) این دو پایه یکی امیتر و دیگری کلکتور است پس به این ترتیب پایه باقیمانده بیس خواهد بود حال شما باید یک بار سیم مثبت اهم متر را روی بیس قرار دهید و سیم منفی اهم متر را به یکی از دو پایه اهم متر متصل کنید اگر عددی را بر روی اهم متر مشاهده نمودید یعنی ترانزیستور شما NPN است در غیر این صورت ترانزیستور شما PNP است بنابراین اگر چنین بود سیم منفی را به پایه بیس وصل کنید حال می خواهیم پایه های کلکتور و امیتر ترانزیستور را پیدا کنیم برای این کار سیم مثبت (اگر ترانزیستور PNP بود سیم منفی) را به بیس ترانزیستور وصل کنید و حال ولتاژ آستانه دیود را بین هر دو پایه مشاهده کنید (عددی که اهم متر روی علامت دیود نشان میدهد) هر کدام که ولتاژ آستانه بیشتری داشت امیتر خواهد بود و دیگری نیز کلکتور است بدین ترتیب شما هم نوع ترانزیستور و هم پایه های آن را مشخص نموده اید.

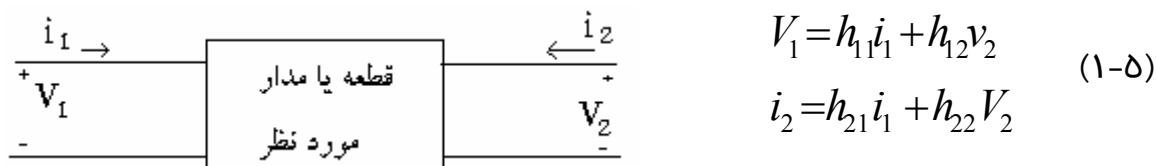


## اهداف آموزشی

- ۱- معرفی پارامترهای جدید هیبرید  $h$  ترانزیستور
- ۲- تقویت کننده امیتر مشترک
- ۳- تقویت کننده کلکتور مشترک
- ۴- تقویت کننده بیس مشترک

در این قسمت مدل هیبرید  $h$  را معرفی نموده و با استفاده از آن تقویت کننده های ترانزیستوری را مورد بحث قرار می دهیم.

### ۱-۵ معرفی پارامترهای هیبرید $h$ برای دو قطبی ها

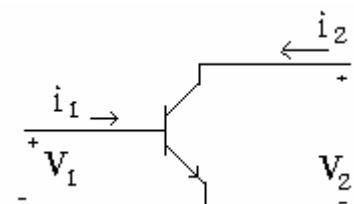


شکل (۱-۵) : دو قطبی

مدل هیبرید ترانزیستور

$$i_2 = f(i_1, v_2)$$

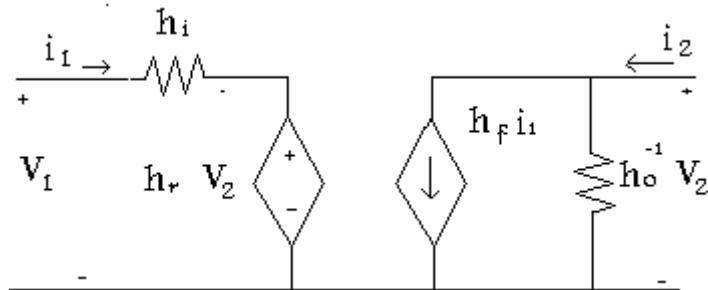
$$v_1 = f(i_1, v_2)$$



شکل (۲-۵) ترانزیستور امیتر مشترک

$$(3-5) \quad \left\{ \begin{array}{l} h_i = h_{11} = \frac{V_1}{I_1} \Big|_{V_2=0} = 0 \quad \text{ مقاومت ورودی به ازای خروجی اتصال کوتاه } h_i \\ h_r = h_{12} = \frac{V_1}{V_2} \Big|_{i_1=0} = 0 \quad \text{ عکس بهره ولتاژ به ازای ورودی مدار باز } h_r \\ h_f = h_{21} = \frac{I_2}{I_1} \Big|_{V_2=0} = 0 \quad \text{ بهره جریان به ازای خروجی اتصال کوتاه } h_f \\ h_{o^{-1}} = h_{22} = \frac{I_2}{V_2} \Big|_{i_1=0} = 0 \quad \text{ رسانائی خروجی به ازای ورودی مدار باز } h_{o^{-1}} \end{array} \right.$$

مدل هیبرید ترانزیستور بصورت شکل (۳-۵) می باشد.



شکل (۳-۵) مدل هیبرید ترانزیستور

اگر امیتر مشترک باشد  $h_{fe}$ ,  $h_{re}$ ,  $h_{oe}^{-1}$ ,  $h_{ie}$

اگر بیس مشترک باشد  $h_{fb}$ ,  $h_{rb}$ ,  $h_{ob}^{-1}$ ,  $h_{ib}$

اگر کلکتور مشترک باشد  $h_{fc}$ ,  $h_{re}$ ,  $h_{oc}^{-1}$ ,  $h_{ic}$

در تقویت کننده پارامتری  $h_o^{-1}$  و  $h_r$  دو پارامتری است که زیاد تأثیر شدیدی در مدار ندارد و می توان آنها را در مدل هیبرید حذف نمود.

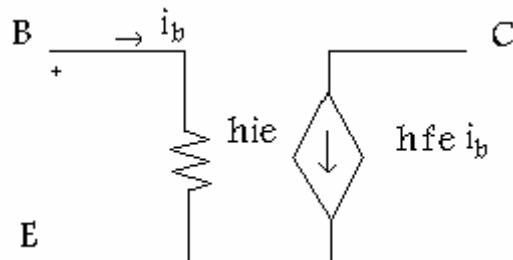
## ۲-۵ - تقویت کننده امیتر مشترک

در تجزیه تحلیل سیگنال کوچک یک تقویت کننده مشخصاتی چون  $A_V$  بهره  $A_I$ ، بهره جریان، مقاومت ورودی  $R_i$  و مقاومت خروجی  $R_o$ .

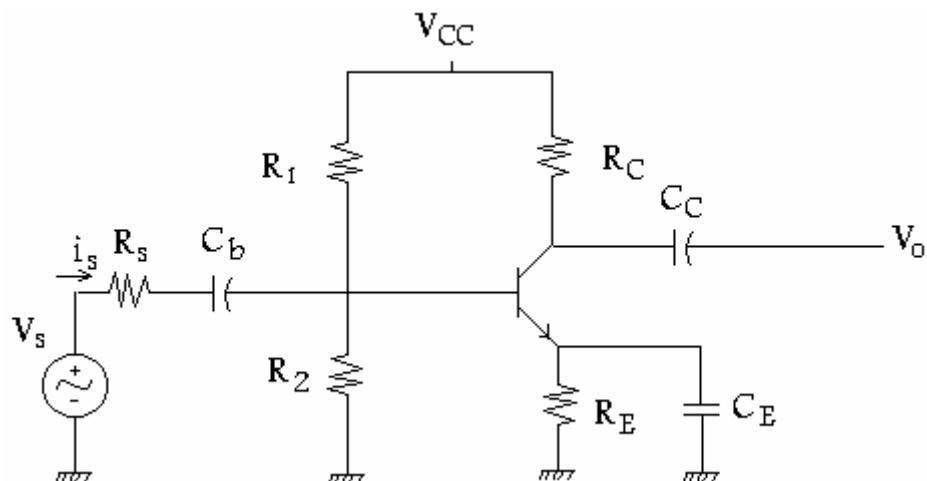
برای محاسبه باید مدل ac تقویت کننده را بدست آورد سپس مدل سیگنال کوچک هر ترانزیستور را رسم کرده و مقادیر مختلف فوق را بدست آوریم.

### ۱-۲-۵ - مدل تقریبی ترانزیستور

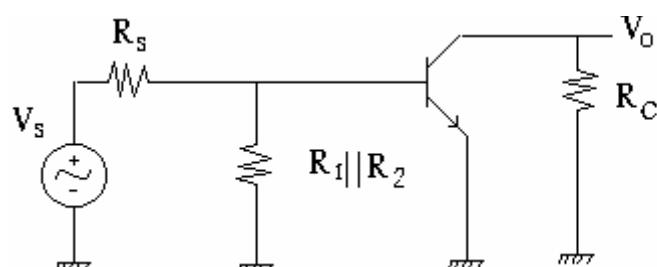
در مدل ترانزیستور hre خیلی کوچک است و  $h_{oe}^{-1}$  در مقایسه با مقاومت بار مدار خیلی بزرگ می باشد و حاصل توازنی آنها تقریباً مقاومت بار می شود. پس می توان از آنها صرفنظر کنیم و مدار معادل زیر را در نظر بگیریم.



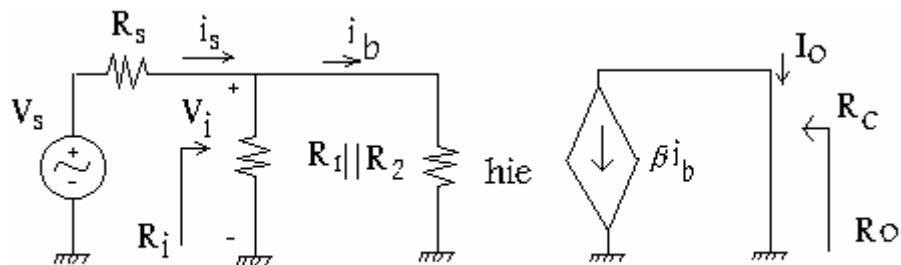
شکل (۴-۵) : مدل تقریبی ترانزیستور



شکل (۵) تقویت کننده امپیتر مشترک



شکل (۶-۵) : مدل ac مدار

**مدل سیگنال کوچک**


شکل (۷-۵) : مدل سیگنال کوچک

**A<sub>V</sub> محاسبه**

$$A_V = \frac{V_o}{V_i} \quad V_o = R_c i_o \quad i_o = -\beta i_b \quad \Rightarrow \quad V_o = \frac{-\beta R_c}{hie} V_i \rightarrow A_V = \frac{V_o}{V_i} = \frac{-\beta R_c}{hie}$$

$$i_b = \frac{V_i}{hie}$$

**A<sub>I</sub> محاسبه**

$$I_o = -\beta i_b$$

$$i_b = \frac{i_s}{R_1 \parallel R_2 + hie} \times R_1 \parallel R_2$$

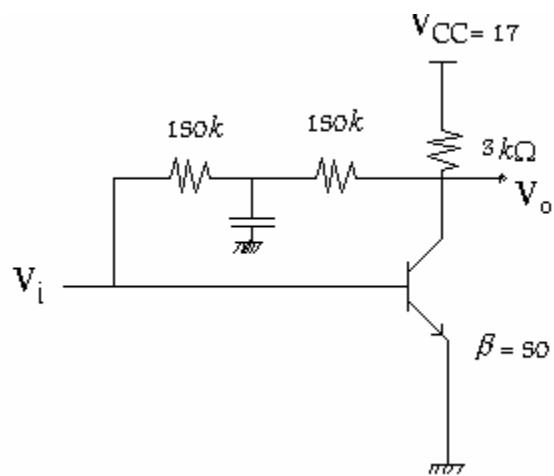
$$\Rightarrow A_I = \frac{I_o}{I_s} = \frac{-\beta R_1 \parallel R_2}{R_1 \parallel R_2 + hie}$$

$$R_i = R_1 \parallel R_2 \parallel hie$$

$$R_o = R_c$$

$$A_{VS} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{V_o}{V_i} - \frac{V_i}{V_s} \Rightarrow A_{VS} = A_V \cdot \frac{R_i}{R_S + R_i}$$

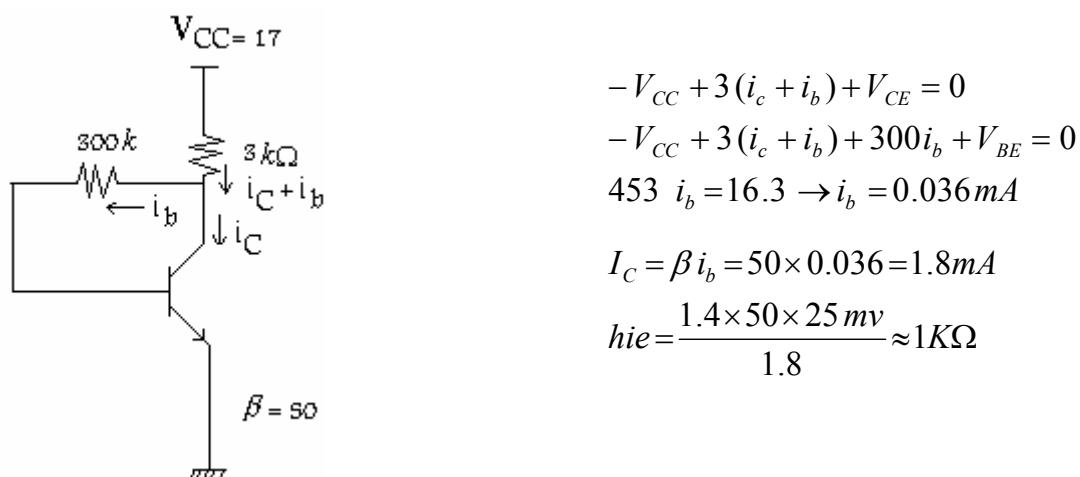
مثال: در مدار شکل زیر مقابله مطلوبست  $V_o$



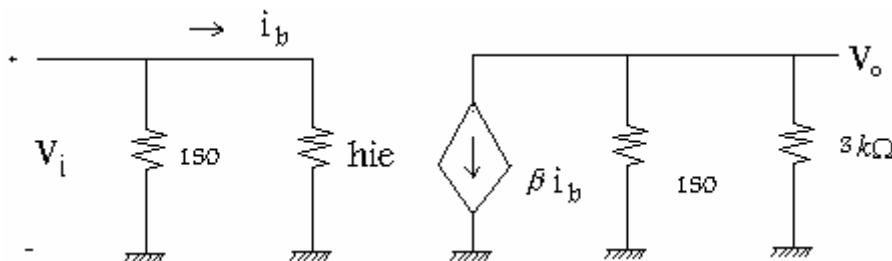
حل: بدليل ندادن  $h_{ie}$  باید آن را محاسبه نمود

که بر اساس رابطه  $h_{ie} = \frac{\eta\beta V_T}{I_{CQ}}$  باید جریان dc محاسبه شود.

:dc بحث



ac بحث



$$V_o = -\beta i_b (150 \parallel 3) = -50 \times (150 \parallel 3) i_b \Rightarrow \frac{V_o}{V_i} = -50 (150 \parallel 3) = -147$$

$$i_b = \frac{V_i}{hie} = V_i$$

$$R_i = 150 \parallel 1 = \frac{150}{151} = 990 \Omega$$

$$A_I = \frac{I_o}{I_s} \quad I_o = -\beta i_b \Rightarrow \frac{I_o}{I_i} = -48.7$$

$$i_b = \frac{i_s}{150 + 1} \times 150$$

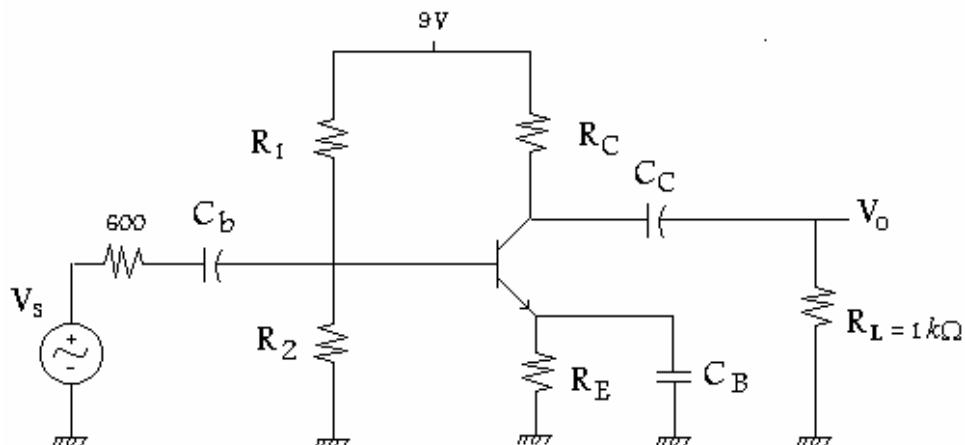
$$R_o = 150 \parallel 3 \approx 2.94$$

مثال: در تقویت کننده شکل زیر  $V_{CE(sat)} = 0.2$ ,  $hfe = 200$ ,  $R_L = 1K\Omega$  است مقادیر مقاومتهای مدار را طوری محاسبه نمایید. که شرایط زیر برقرار باشد.

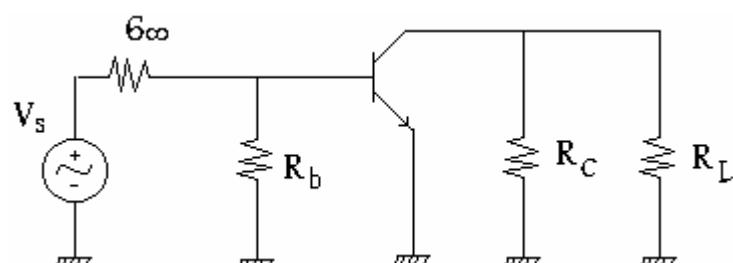
بهره جریان بیشتر از  $120$  باشد

مقاومت ورودی  $R_L$  از  $2K\Omega$  بزرگتر باشد

حداقل دامنه نوسان ولتاژ خروجی یک ولت باشد.



مدل ac



$$I_o = -\beta i_b (R_C \parallel R_L) \\ i_b = \frac{I_s}{R_b + hie} \times R_b \Rightarrow \frac{I_o}{I_s} = \frac{-\beta (R_C \parallel 1k\Omega)}{R_b + hie} \cdot R_b$$

در طراحی ها  $R_B \gg h_{ie}$  در نظر گرفته می شود.

$$A_I = -\beta (R_C \parallel 1k\Omega) > 120 \Rightarrow \frac{R_C}{1 + R_C} > 0.6 \Rightarrow 0.6 + 0.6 R_C < R_C$$

$$Ri = h_{ie} \parallel R_B \geq 2K\Omega \Rightarrow \text{چون } R_B \gg h_{ie} \Rightarrow h_{ie} \geq 2K\Omega$$

$$hie = \frac{\eta \beta V T}{I_{CQ}} \geq 2000\Omega \Rightarrow I_{CQ} \leq \frac{200 \times 26}{200} \Rightarrow I_{CQ} \leq 2.6mA$$

برای اینکه حداقل دامنه نوسانات خروجی یک ولت باشد بایستی دو شرط زیر بطور همزمان برقرار باشد.

۱) برای اینکه فاصله ولتاژ نقطه کار از ناحیه اشباع حداقل یک ولت باشد لازم است.

$$V_{CEQ} = V_{CC} - (R_C + R_E) I_{CQ} = 9 - (2.7 + R_E) I_{CQ} \geq 1.2 \quad ۲۰\% \text{ تلرانس}$$

۲) برای اینکه فاصله ولتاژ نقطه کار تا ناحیه قطع، حداقل یک ولت باشد لازم است.

$$(R_C \parallel R_L) I_{CQ} = (2.7 \parallel 1) I_{CQ} = 0.73 I_{CQ} > 1$$

$$I_{CQ} > \frac{1}{0.73} = 1.36 \rightarrow I_{CQ} = 2mA$$

$$R_E = 1K\Omega$$

$$R_B = \frac{\beta R_E}{10} = \frac{200 \times 1}{10} = 20K\Omega$$

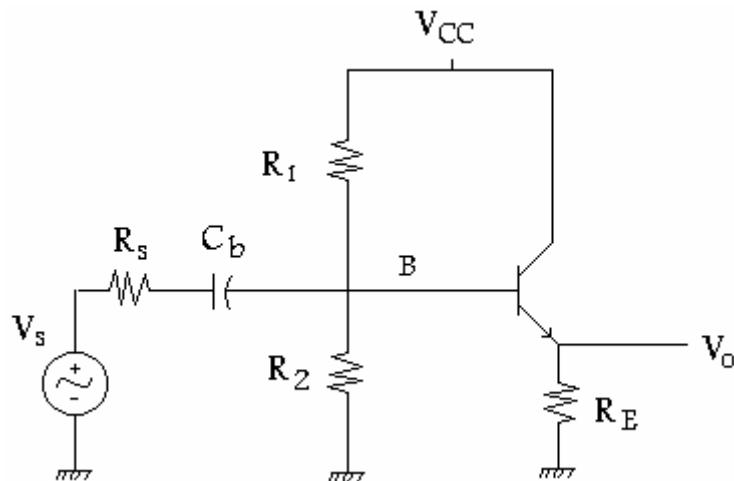
$$\text{DC در حالت} \quad R_T = R_B = R_1 \parallel R_2 \rightarrow R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

$$\text{KVL ورودی} \quad -V_T + R_T I_B + V_{BE} + R_E I_{CQ} = 0 \rightarrow V_T = 2.9$$

$$V_T = \frac{V_{CC}}{R_1 + R_2} \times R_2 \rightarrow \frac{R_1}{R_2} = \frac{62.1}{29.5} = 2.1$$

### ۳-۵ تقویت کننده کلکتور مشترک

مدار کلکتور مشترک شکل(۸-۵) را در نظر بگیرید.



شکل (۸-۵) : مدار تقویت کننده کلکتور مشترک

برای حل مدار شکل (۸-۵) روش‌های مختلف وجود دارد که عبارتند از:

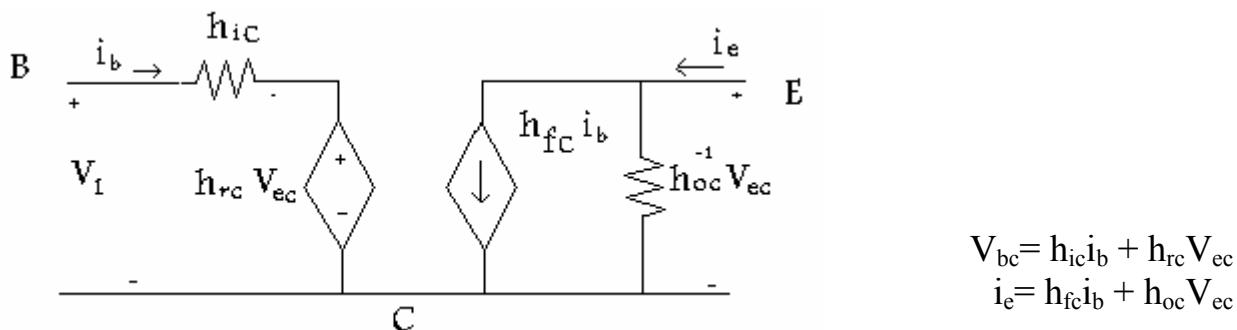
۴-۱-۱ - پارامترهای CC را داده باشند.

۴-۲-۲ - پارامترهای CE را داده باشند.

**الف:** محاسبه پارامترهای cc از روی CE

**ب :** بررسی مدار از روی مدل CE

مدار معادل سیگنال کوچک کلکتور مشترک بصورت شکل(۹-۵) است.



شکل (۹-۵) : مدار معادل سیگنال کوچک

حالت اول مانند امیتر مشترک پس از جایگذاری محاسبه می گردد. معمولاً در مدارات مشخصات امیتر مشترک را می دهند که باید از روش دوم مدار را حل نمود.

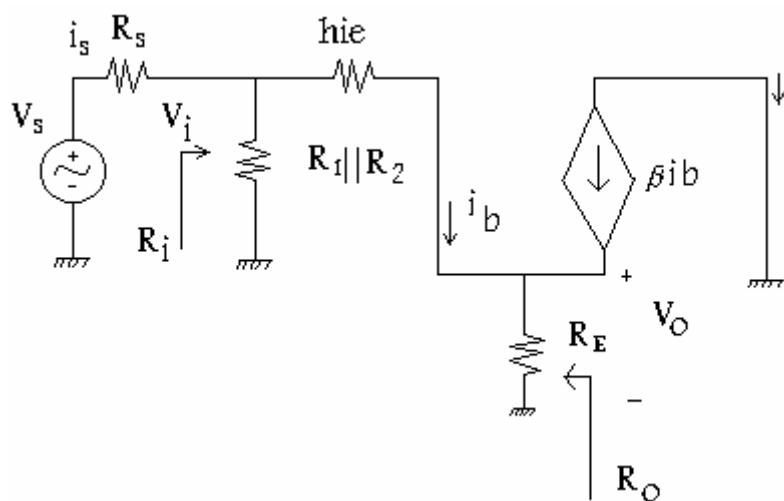
الف: با توجه به روابط زیر می‌توان پارامترهای کلکتور مشترک را از روی امیتر مشترک محاسبه نمود.

$$h_{ic} = h_{ie} \quad h_{rc} = 1 - h_{re} \quad (3-5)$$

$$h_{fc} = -(1 + h_{fe}) \quad h_{oc} = h_{oe}$$

پس از جایگذاری در معادله هیبرید می‌توان مانند مدار امیتر مشترک آن را محاسبه نمود.

ب: مدار معادل کلکتور مشترک در شکل (۱۰-۵) نشان داده شده است.



شکل (۱۰-۵): مدار معادل سیگنال کوچک کلکتور مشترک

در تقویت کننده کلکتور مشترک دو نکته مهم وجود دارد که عبارتند از:

الف: مقاومت‌های امیتر از دید بیس در  $(\beta + 1)$  ضرب می‌شود.

ب: مقاومت‌های بیس از دید امیتر بر  $(\beta + 1)$  تقسیم می‌شود.

محاسبه AV

$$V_o = R_E (1 + \beta) i_b \quad i_b = \frac{V_i}{h_{ie} + R_E (1 + \beta)} \Rightarrow \frac{V_o}{V_i} = \frac{R_E (1 + \beta)}{h_{ie} + (1 + \beta) R_E}$$

محاسبه AI

$$I_o = (1 + \beta) i_b \quad i_b = \frac{I_s}{R_b + (h_{ie} + (1 + \beta) R_E)} \times R_b \Rightarrow \frac{I_o}{I_s} = \frac{(1 + \beta) R_b}{R_b (h_{ie} + (1 + \beta) R_E)}$$

محاسبه Ro

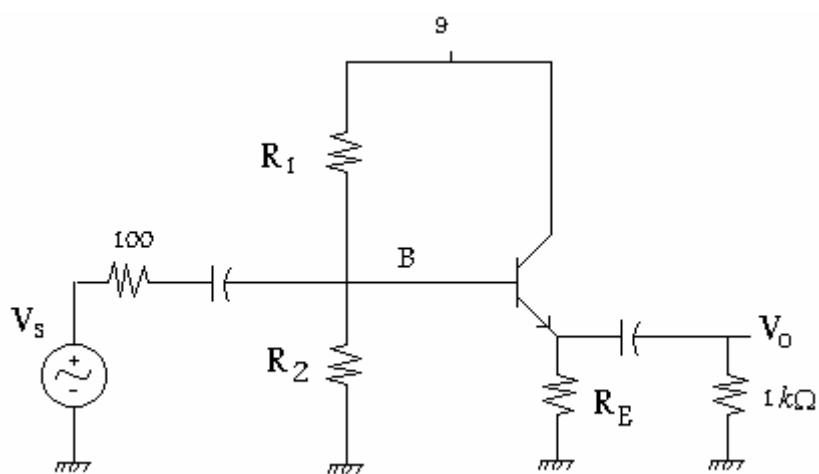
باید کلیه ولتاژ اتصال کوتاه و منابع جریان اتصال باز شود.

$$R_o = R_E \parallel \frac{R_s \parallel R_1 \parallel R_2 + hie}{1 + \beta}$$

محاسبه Ri

$$R_i = (R_1 \parallel R_2) \parallel (hie + R_E(1 + \beta))$$

مثال: مدار تقویت کننده زیر را طوری طراحی کنید که حداقل دامنه نوسان ولتاژ ورودی برابر ۲ ولت و  $V_{CEmin} = 1V$  باشد. برای ترانزیستور مدار است.



$$R_E = R_E \parallel 1K\Omega$$

$$AV_s \approx Av = \frac{V_o}{V_i} = \frac{(1 + \beta)R'_E}{hie + (1 + \beta)R'_E} > 0.98$$

$$hie = \frac{(1 + hfe)V_t}{I_{EQ}}$$

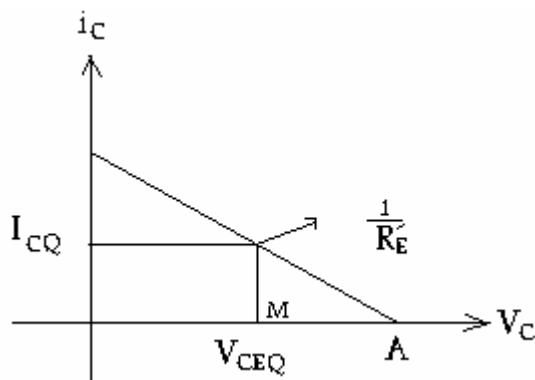
$$\Rightarrow \frac{R'_E}{R'_E + \frac{V_t}{I_{EQ}}} > 0.98 \rightarrow R'_E > \frac{1.274}{I_{EQ}}$$

$$R'_E = R_E \parallel R_L = \frac{R_E}{1 + R_E} \rightarrow 1 + \frac{1}{R_E} < 0.78 I_{EQ} \quad (1)$$

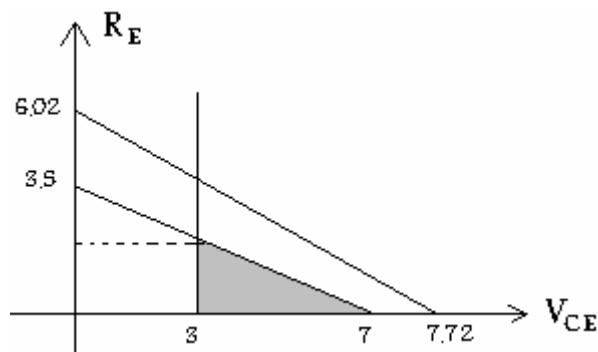
$$DC \text{ خط بار} \quad -9 + V_{CEQ} + R_E i_{EQ} = 0 \rightarrow I_{EQ} = \frac{9 - V_{CEQ}}{R_E} \quad (2)$$

$$(2) \text{ و (1)} \Rightarrow R_E + 0.78 V_{CEQ} < 6.02$$

چون می خواهیم حداقل دامنه نوسان ولتاژ ۲ ولت باشد پس باید  $V_{CEQ} \geq 3V$  از طرف دیگر برای اینکه دامنه نوسان  $V_{CC}$  بتواند به ۲ ولت برسد. نقطه A در معادله خط ac باید حداقل به اندازه  $V_{CEQ}$  فاصله داشته باشد. ۲ ولت از



منطقه هاشور خورده منطقه مناسب می باشد.



حداکثر مقدار مجاز  $R_E$  برابر  $2K\Omega$  می باشد مقدار  $R_E = 1.5K\Omega$  در نظر گرفته می شود.

$$I_{CQ} = I_{EQ} = \frac{9 - 3.5}{1.5} = 3.67mA$$

$$h_{ie\min} = \frac{120 \times 26}{3.67} = 850\Omega$$

$$R_i = R_B \parallel [hie + (1 + \beta)R'_E] = R_B \parallel 73.45 > 15K\Omega \quad \Rightarrow \quad R_B > 18.83 K\Omega$$

$$R_T = R_B = \frac{\beta_{\min} R_E}{10} \approx 18 K\Omega$$

انتخاب می نمائیم.  $R_B = 19K\Omega$

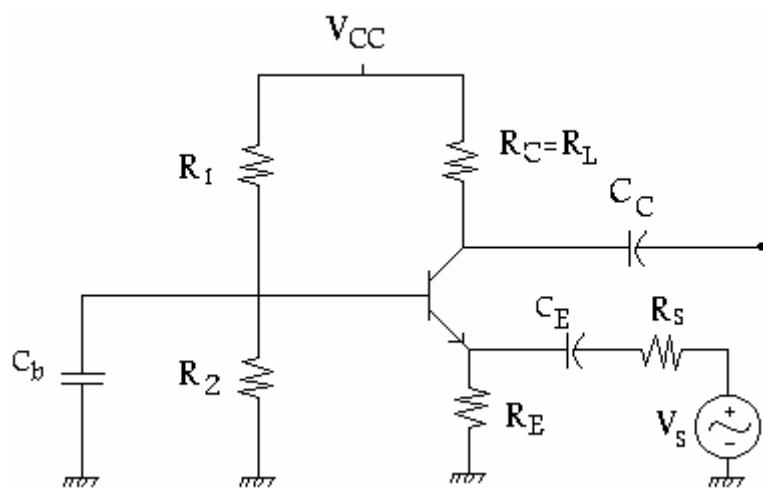
$$\text{DC KVL} \iff V_T = R_B \frac{I_E}{\beta_{AV}} + V_{BE} + R_E I_R = 19 \cdot \frac{3.67}{160} + 0.7 + 1.5 \times 3.367 = 6.64V$$

$$R_1 = 25.75 \approx 27K\Omega$$

$$R_2 = 72.45 \approx 68K\Omega$$

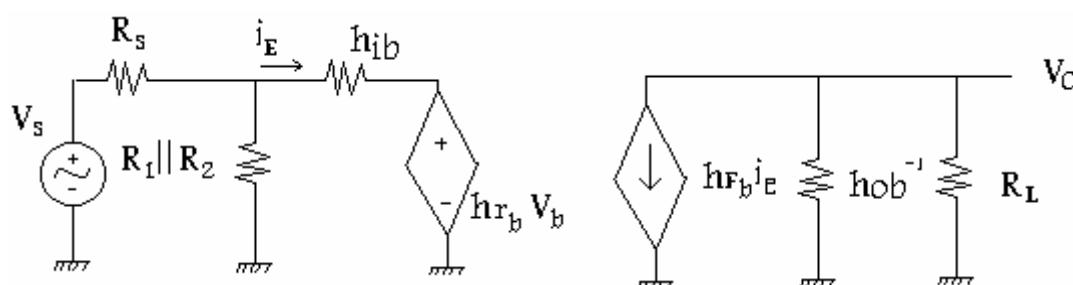
## ۴-۵ - تقویت کننده بیس مشترک

در شکل (۱۱-۵) تقویت کننده بیس



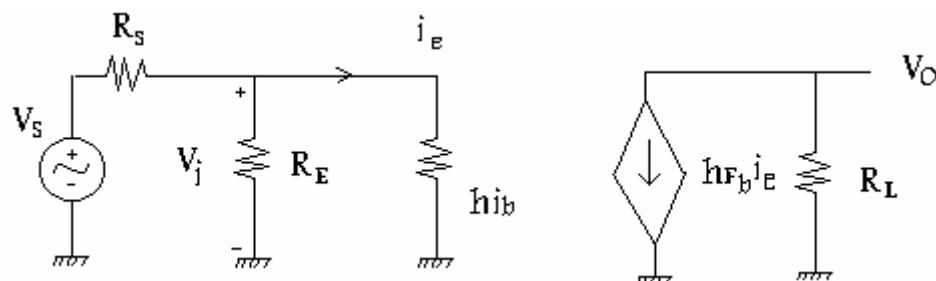
شکل (۱۱-۵) : تقویت کننده بیس مشترک

برای حل مدار بیس مشترک بهترین روش آنست که معادل هیبرید بیس مشترک را جایگزین نمود.



شکل (۱۲-۵) : مدل هیبرید تقویت کننده بیس مشترک

در این مدار مقدار  $h_{rb}^{-1}$  و  $h_{ob}^{-1}$  قابل صرفنظر کردن می باشد پس مدار بصورت شکل (۱۳-۵) تغییر می کند.



شکل (۱۳-۵) : مدل تقریبی مدار بیس مشترک

$$V_o = -R_L(h_{fb} i_b)$$

$$i_e = \frac{v_i}{R_E} \Rightarrow \frac{v_o}{v_i} = \frac{-R_L(h_{fb})}{R_E}$$

$$I_o = -h_{fb} ie \quad \Rightarrow \frac{I_o}{I_s} = \frac{-h_{fb}}{R_E + h_{ib}} R_E$$

$$i_e = \frac{is}{R_E + h_{ib}}$$

$$R_i = R_E \parallel h_{ib}$$

$$R_o = R_L$$

در صورتی که پارامترهای هیبرید امیتر مشترک را داده باشند با استفاده از روابط (۴-۵) می توان بیس مشترک را بدست آورد.

$$h_{fb} = \frac{-h_{fe}}{1 + h_{fe}} \quad h_{ib} = \frac{h_{ie}}{1 + h_{fe}} \quad (4-5)$$

$$h_{ob} = \frac{h_{oe}}{1 + h_{fe}}$$

$$hrb = \frac{h_{ie} h_{oe}}{1 + h_f e} - h_{re}$$

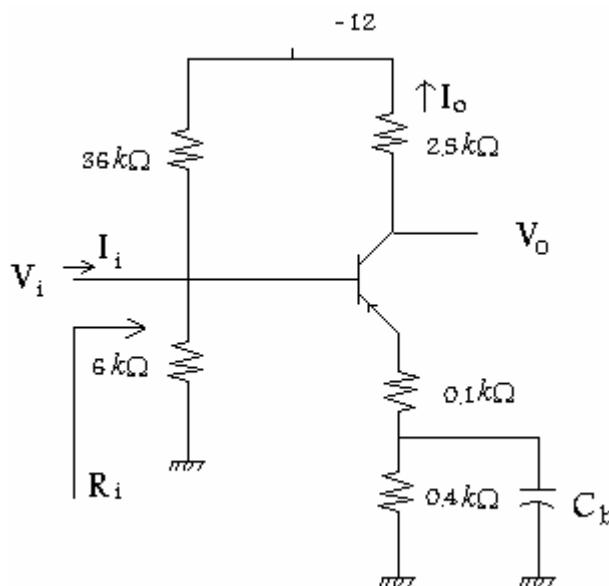
### -۵-۵ مقایسه ای بین سه تقویت گنده

مدار امیتر مشترک  $A_I$ ,  $A_V$  متوسط و نسبتاً بزرگ  
 مدار کلکتور مشترک  $R_0$ ,  $R_i$  متوسط و نسبتاً بزرگ

مدار کلکتور مشترک  
 $A_V < 1$  نزدیک به یک  
 $A_I$  متوسط و نسبتاً بزرگ  
 $R_i$  بزرگ  
 $R_0$  کوچک

مدار بیس مشترک  
 $A_V$  متوسط و نسبتاً بزرگ  
 $A_I < 1$  نزدیک به یک  
 $R_i$  کوچک  
 $R_0$  بزرگ

## پرسش‌های فصل پنجم



۱- در مدار تقویت کننده شکل مقابل با فرض  $h_{OE}=h_{RE}=0$ ،  $h_{FE}=100$  مطلوب

است :

الف) بهره جریان

ب) بهره ولتاژ

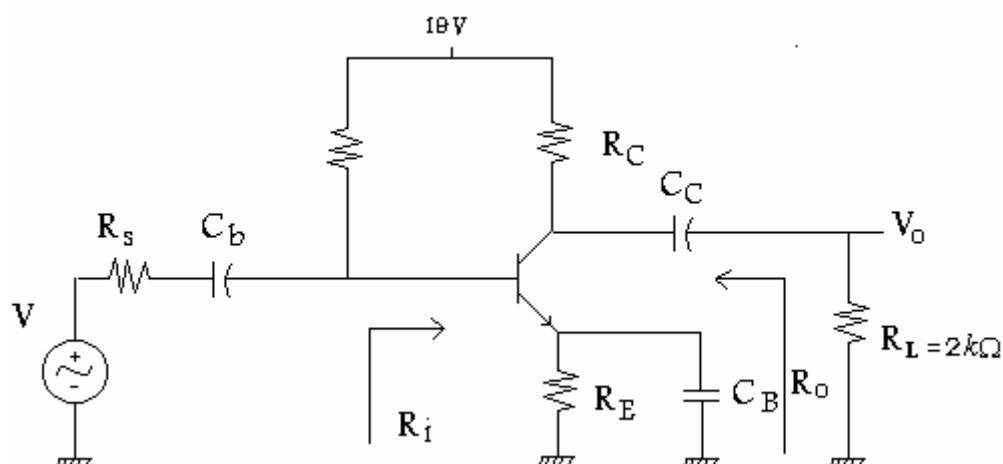
ج) مقاومت ورودی

۲- در مدار تقویت کننده شکل زیر با فرض  $h_{OE}=h_{RE}=0$ ،  $h_{FE}=20$  مطلوب است؟

الف) کمیت های  $A_i$ ،  $A_v$ ،  $R_o$ ،  $R_i$  را محاسبه کنید

ب) اگر خازن بای پس  $C_B$  را بر داریم مقادیر جدید  $R_o$  و  $R_i$  چقدر خواهد بود

$$\begin{aligned} R_S &= 1 \text{ k}\Omega \\ R_I &= 470 \text{ k}\Omega \\ R_C &= 8 \text{ k}\Omega \\ R_E &= 1 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$



## مراجع

۱. مبانی الکترونیک تالیف : سید علی میر عشقی
۲. تحلیل و طراحی مدارهای الکترونی تالیف : مهندس تقی شفیعی
3. Electronic devices and circuit theory by : Robert Boy lestad and Louic Nashelsky
4. Electronic circuits : Discrete and Integrated by : Donald L Schilling&Charles Belowe
5. The Art of Electronics by : Winfield Hill and paul Horowitz

