

مقدمه

امروزه باتوجه به پیشرفت صنعت نفت سیستمهای کنترل قدیمی جای خود را به سیستمهای کنترل جدید مانند PLC,DCS و فیلد باس داده اند لذا لازم است کارمندان نسبت به ساختمان الکترونیکی داخلی آنها اطلاعات کامل پیدا نمایند به همین دلیل اقدام به گردآوری این جزوه نموده ایم در این نوشته ابتدا مقدمه ای بر فیزیک الکترونیک نیمه هادی ها پرداخته شده سپس دیود که از اتصال دو نیمه هادی P و N تشکیل شده است را توضیح داده و در انتهای این قسمت انواع مدارات دیودی 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 حالتیهای مختلف بستن ترانزیستور در مدارات ، خط بار ac و dc ، معرفی خازن های کوپلاژ و بای پس در مدارات و در انتها به تقویت کننده های ترانزیستوری پرداخته ایم .

امید وارم در یادگیری مدارات دیودی و استفاده از این اطلاعات در ادوات و ابزار دقیق به شما کمک نماید.

فصل اول

مقدمه ای بر فیزیک الکترونیک

اهداف آموزشی

- ۱- معرفی اجسام از نظر هدایت الکتریکی
- ۲- معرفی ساختمان داخلی سیلیکن (Si) و ژرمانیم (Ge)
- ۳- روشهای 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 باندها را تراز انرژی گویند. در صورتی که اتم تحریک نگردد آخرین باندهای که حاوی الکترون باشد را باند ظرفیت گویند.

باند هدایت: باندهای 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 6ev)

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

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

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

- ۱- تحریک نوری
 - ۲- افزایش دما
 - ۳- تغییر میزان ناخالصی
- هدایت الکتریکی در نیمه هادی ها توسط الکترونیهای آزاد و حفره ها صورت می گیرد .

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

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

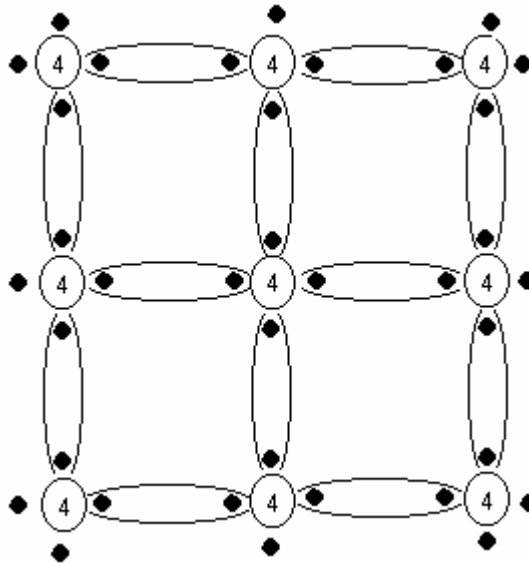
قدیمی ترین و متداول ترین عناصری که در الکترونیک می توان بعنوان نیمه هادی نام برد سیلیکن Si و ژرمانیم Ge می باشد .

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

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

$$1\text{ev}=1.6*10^{-19}\text{j}$$

این عناصر چهار ظرفیتی بوده، دارای شبکه بلورین و در دمای صفر مطلق عایق کامل می باشند . ساختمان آن بصورت شکل (۱-۱) است :



شکل (۱-۱): ساختمان نیمه هادی

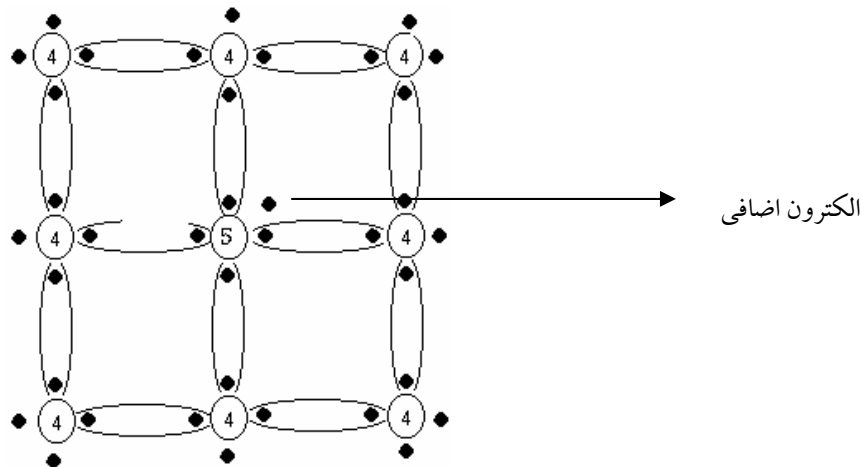
در دمای صفر مطلق پیوندهای کووالانسی شکسته نمی شود ولی در دمای معمولی (دمای اتاق) تعدادی از پیوند های شکسته شده و تعدادی از الکترونها آزاد شده و از باند ظرفیت به باند هدایت انتقال می یابد پس می توان گفت نیمه هادی ها در دمای معمولی از خود رسانائی محدودی نشان داده و رفتاری مانند یک مقاومت دارند. حفره ها نیز می توانند مانند الکترونیهای آزاد نقش هدایت الکتریکی را داشته باشند ولی جریان سازی آنها کمتر از الکترونها می باشد. برای افزایش 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 بهترین روش برای افزایش هدایت نیمه هادی ها است که به توضیح آنها می پردازیم.

۱-۲- اضافه نمودن ناخالصی به نیمه هادی ها

اگر به شبکه بلورین عنصر ۵ ظرفیتی مانند فسفر (P) آنتی مو آن (Sb) و آرسنیک (As) اضافه کنیم همانطور که در شکل (۱-۲) می بینید هر اتم ۵ ظرفیتی ۴ 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^۱ گویند. اتفاقاتی که انجام شده بصورت زیر است:

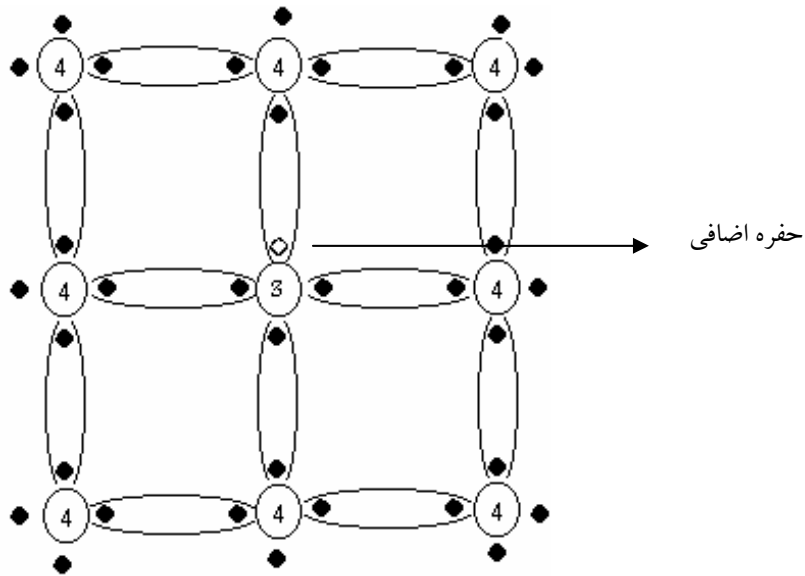
- ۱- افزایش تعداد الکترونها
- ۲- کاهش تعداد حفره ها
- ۳- یون مثبت باقی می ماند



شکل (۱-۲): 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) می بینید تعداد حفره ها نسبت به نیمه هادی خالص افزایش یافته و تراکم الکترونها کاهش می یابد در این حالت نیمه هادی ایجاد شده را نیمه هادی نوع p یا ناخالصی پذیرنده^۱ گویند. سه اتفاق صورت می گیرد:

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



اشکال (۳-۱) : ساختمان نیمه هادی در نوع P

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

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

نیمه هادی خالص : $n = p = n_i$

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

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

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

قانون جسم خنثی : مجموع بارها مثبت و منفی برابر است

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

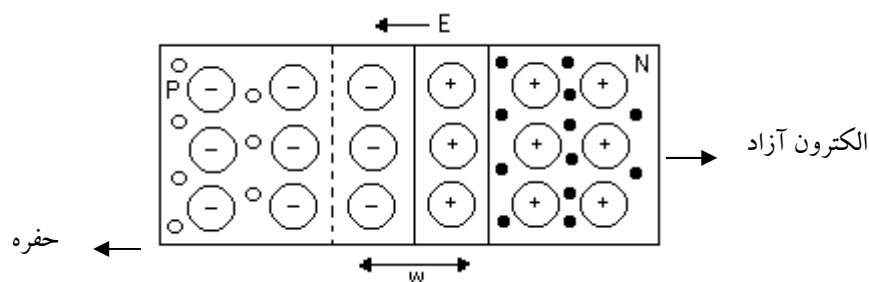
$$P + N_D = n + N_A$$

N_A : چگالی حفرها

N_D : چگالی الکترونهای آزاد

۱-۳- اتصال P-N

اگر یک 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.

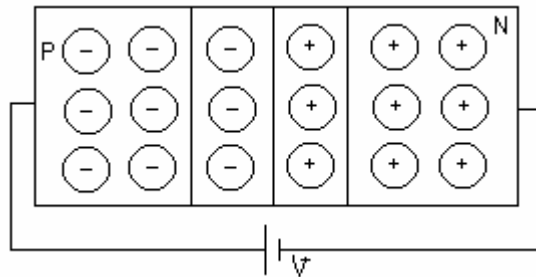


شکل (۱-۴): نحوه تشکیل ناحیه تهی در پیوند P-N

ناحیه تهی : فضائی است نزدیک پیوند بین P و N 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) اگر یک 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 (۵-۱) به منبع وصل نمائیم نیمه هادی را بایاس مستقیم نموده ایم، که در بایاس مستقیم مراحل زیر رخ می دهد:

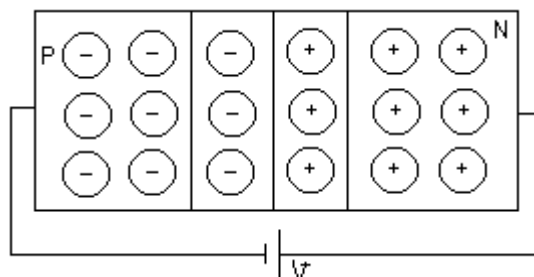


شکل (۵-۱): بایاس مستقیم اتصال P-N

- ۱- هجوم الکترونهاى آزاد از قطب منفى به مرز
- ۲- هجوم حفره ها از قطب مثبت به مرز
- ۳- افزایش عمل ترکیب مجدد در مرز و کاهش عرض ناحیه تهی
- ۴- کاهش اختلاف پتانسیل داخلی V_j به اندازه $V_j = V_0 - V$
- V_0 : ولتاژ داخلی پیوند
- ۵- کاهش سد پتانسیل و در نتیجه افزایش جریان ناشی از حاملهای اکثریت و در صورتیکه مقدار V به V_0 نزدیک شود حاملهای اکثریت 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

۵-۱- بایاس معکوس

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



شکل (۶-۱): بایاس معکوس اتصال P-N

- ۱- جذب الکترونهاى آزاد N از طرف قطب مثبت و فرار از مرز
- ۲- جذب حفره هاى P بسمت قطب منفى و فرار از مرز
- ۳- کاهش عمل ترکیب مجدد درمرز افزایش عرض ناحیه تپی
- ۴- افزایش اختلاف پتانسیل داخلی V_j به اندازه V $V_j=V_0+V$
- ۵- افزایش سد پتانسیل داخلی و در نتیجه عدم وجود جریان ناشی از حاملهاى اکثریت
- ۶- قرار گرفتن حاملهاى اقلیت در سرایشی پتانسیل و در نتیجه بوجود آمدن جریان ناشی از حاملهاى 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 تپی را تعریف نمایید؟
- ۶- مفهوم بایاس مستقیم را بیان نمایید؟
- ۷- مفهوم بایاس معکوس را بیان نمایید؟

فصل دوم

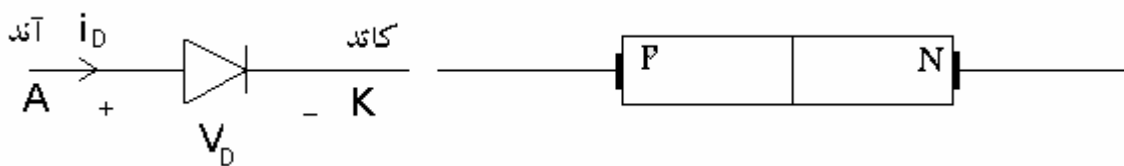
دیود پیوندی و انواع آن

اهداف آموزشی

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

۲-۱- بایاسینگ دیود

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

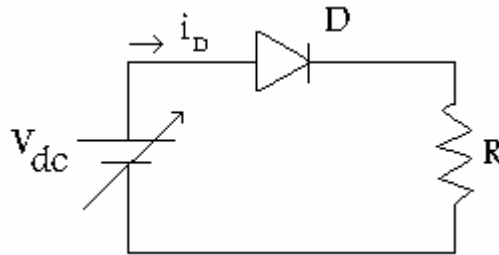


شکل (۲-۱): شکل مداری دیود

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 مقاومتری درآورد . یک دیود را به دو صورت می توان در مدار قرار داد :

۲-۱-۱- بایاسینگ مستقیم

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



شکل (۲-۲) مدار بایاسینگ مستقیم دیود

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

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

η : ثابت که بستگی به جنس نیمه رسانا دارد و $1 < \eta < 2$ ، $\eta_{Si} = 1.4$ ، $\eta_{Ge} = 1$

I_S : جریان اشباع معکوس $V_T \approx 26mv$

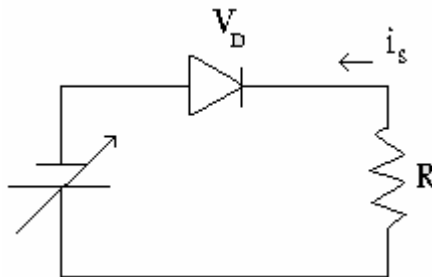
V_D : ولتاژ دوسر دیود

I_D : جریان عبوری از دیود

در حالت بایاس مستقیم ولتاژ را بتدریج از صفر افزایش می دهیم جریان کمی از دیود می گذرد همین که ولتاژ دوسر دیود از مقدار معینی (ولتاژ آستانه) افزایش یابد جریان زیادی از دیود می گذرد. ولتاژ آستانه (V_γ) برای دیود ژرمانیم حدود $0.2v$ و برای دیود سیلیکونی حدود $0.6v$ می باشد.

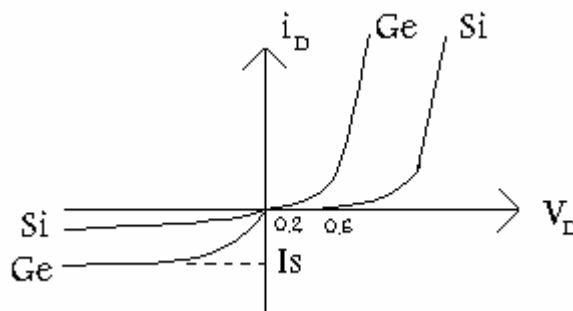
۲-۱-۲- بایاسینگ معکوس

در این حالت کاتد به قطب مثبت و آند به قطب منفی منبع وصل می نمائیم 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 می کند 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 سیلیکونی حدود چند نانوآمپر می باشد.



شکل (۴-۲): منحنی مشخصه ولتاژ دیود

جریان اشباع معکوس به ازای افزایش هر ده درجه حرارت تقریباً دو برابر می شود و از رابطه زیر محاسبه می گردد

$$I_{S_2} = I_{S_1} 2^{\frac{T_2 - T_1}{10}} \quad (۲-۲)$$

T_1 : جریان اشباع معکوس در دمای

T_2 : جریان اشباع معکوس در دمای

رابطه ولتاژ_جریان دیود (۱-۲) را می توان در بایاس معکوس و مستقیم بصورت زیر تقریب زد

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

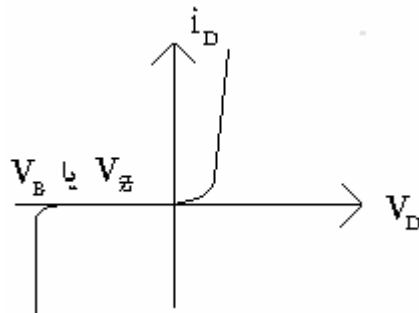
$$|V_D| \gg V_T \Rightarrow I_D = I_S \quad \text{در بایاس معکوس} \quad \text{b.}$$

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 عبارتند از:

الف: پدیده ضرب بهمنی

ب: پدیده زنر



V_B : ولتاژ شکست معکوس

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

۲-۲-۱- پدیده ضرب بهمنی

در بایاسینگ معکوس در اثر افزایش ولتاژ معکوس عرض ناحیه تپی 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 تپی (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 سیلیکونی که ولتاژ شکست آنها بیش از ۶ ولت است بیشتر می باشد در حالی که شکست زنر بصورت پدیده، غالباً، تنها در دیود های با ولتاژ شکست کمتر از ۶ ولت یافت می شود.

۲-۳- مقاومت‌های دیود

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

$$R_S = \left. \frac{V_D}{i_D} \right|_Q = \frac{V_{DQ}}{I_{DQ}} \quad (5-2)$$

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 P-N 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 نمایید $\mu = 2$

حل الف:

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

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

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

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

حل ب:

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

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

۲-۴- مشخصات و محدودیت‌های دیود

هر دیودی دارای سه مشخصه زیر می باشد :

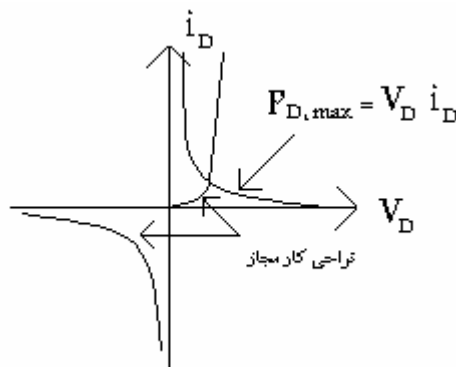
۱. حداکثر جریان و ولتاژ دیود
۲. حداکثر توان اتلافی دیود
۳. زمان قطع و وصل دیود

۲-۴-۱- حداکثر جریان و ولتاژ دیود

حداکثر جریانی که دیود می تواند از خود عبور دهد بستگی به جنس و سطح مقطع دیود دارد که معمولا کارخانه سازنده حداکثر جریان مستقیم و معکوس دیود را مشخص می کند همچنین حداکثر ولتاژ مستقیم و معکوس دیود نیز توسط سازنده در دمای 25° داده می شود.

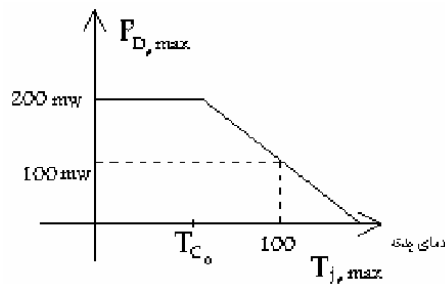
۲-۴-۲- حداکثر توان اتلافی دیود

یکی دیگر از عواملی که باعث 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 μ, ρ, \dots می شود یا به علت یکنواخت نبودن ضریب انبساط حرارتی تغییرات مکانیکی در ساختمان آن بوجود آورد. دیودهای ژرمانیم حداکثر 75° تا 100° و دیودهای سیلیکن تا حدود 200 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 $V_D i_D \leq P_D \max$ صدق نماید $P_D \max$ توسط شرکت سازنده برای دمای 25° داده می شود که نواحی مجاز در شکل (۲-۶) رسم شده است.



شکل (۲-۶): 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 .

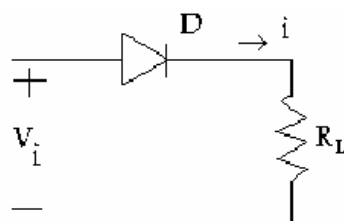


شکل (۷-۲): منحنی توان اتلافی دیود بر حسب دمای بدنه

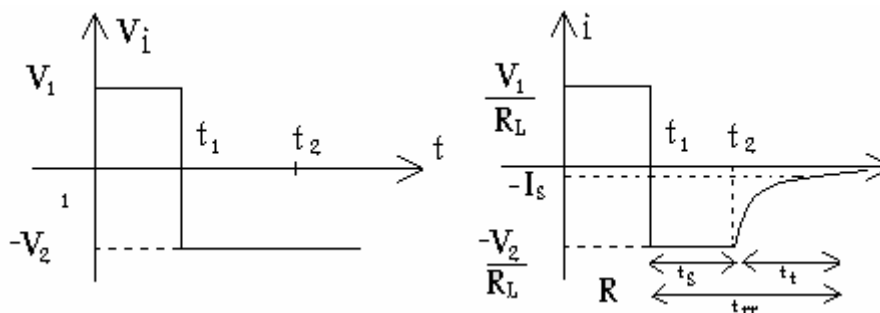
همانطورکه ملاحظه می شود در صورتیکه دمای بدنه دیود به 100°C برسد حداکثر توان دیود از 200mw به 100mw کاهش خواهد یافت. در این شکل T_{C0} دمای بدنه است که از آن پس کاهش توان شروع می شود و $T_{j,max}$ حداکثر دمای قابل تحمل پیوند می باشد .

۲-۴-۳- سرعت قطع و وصل دیود

سرعت قطع و وصل دیود در مدارات سوئیچینگ خیلی موثر است اگر به مدار شکل (۸-۲) ولتاژ ورودی بدهیم 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

می باشد. در فاصله زمانی t_s یعنی وقتی بایاسینگ معکوس می شود ابتدا باید حفره هایی که از P به N انتقال 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 انتقال ناحیه تهی بزرگتر شده و جریان حاملهای اقلیت برقرار شده و به سطح اشباع معکوس I_s - می رسد.

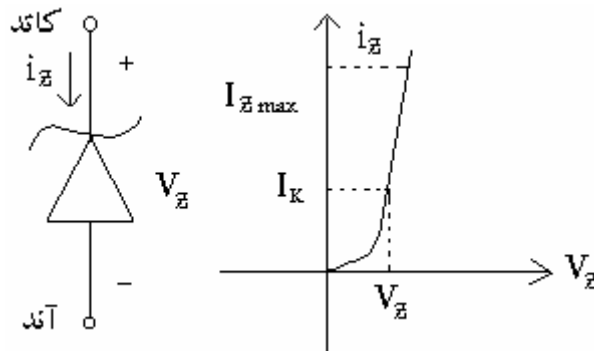
tt : مدت زمان رسیدن جریان معکوس زیاد ایجاد شده به جریان اشباع معکوس را گویند .

tr+tS=trr : زمان بازبایی معکوس (زمانی که دیود از وصل به قطع می رود) می باشد.

۲-۵- 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 (۲-۱۰) 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 تثبیت ولتاژ می باشد.



شکل (۲-۱۰): منحنی مشخصه دیود زنر

۲- دیود خازنی^۱ : هرگاه یک پیوند P-N 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 P-N را می توان بصورت خازن مدلسازی شود که در آن نواحی خنثی دو جوشن خازن ناحیه تهی مانند دی الکتریک را در میان گرفته است که ظرفیت خازن بصورت زیر است:

$$C_T = \epsilon \cdot \frac{A}{w} \quad (۲-۸)$$

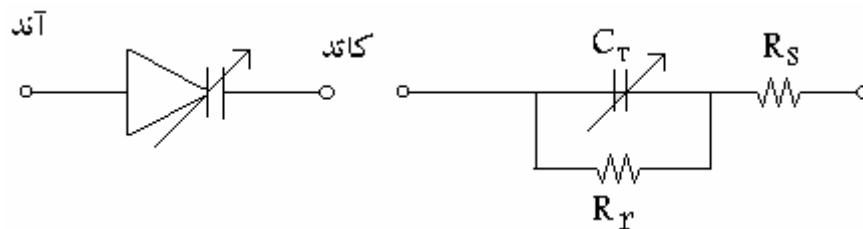
A: سطح مقطع پیوند

W: عرض ناحیه تهی

C_T : ظرفیت خازن

ϵ_0 : ضریب دی الکتریک

دیود خازنی معمولا از جنس سیلیکن و برای ظرفیتهای نامی تا 2500Pf ساخته می شوند 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 : مقاومت‌های بخش‌های خنثای بلور

C_T : ظرفیت خازنی

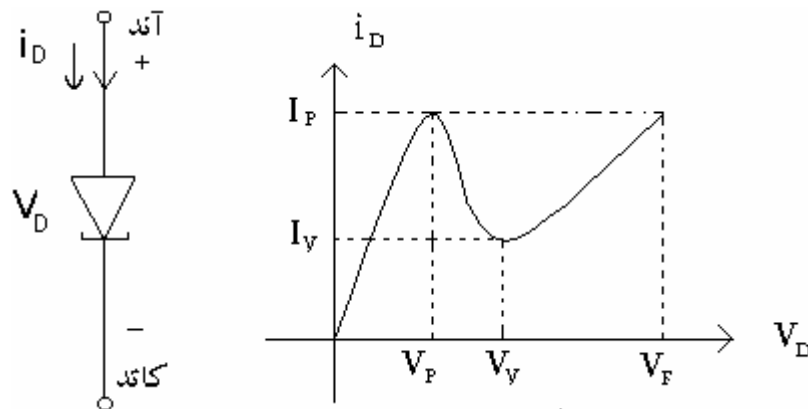
R_P : مقاومت معکوس دیود

۳- **دیود تونلی**^۱: 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 می تواند باشد (در دیود تونلی عرض ناحیه تهی حدود 0.01 دیود معمولی می باشد)

ویژگی های دیود تونلی :

الف) در بایاس معکوس نیز جریان زیادی مشاهده می شود (چون حاملهای اکثریت نیز می تواند 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_V 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 :

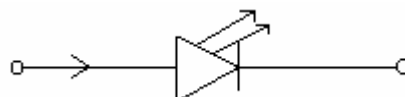
۱. قیمت ارزان
۲. اغتشاش کم
۳. سرعت زیاد
۴. توان مصرفی کم

۴- دیود نورانی^۱ : 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_{γ} 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

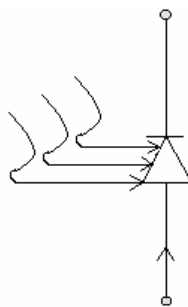
داده شده است



شکل (۱۳-۲): مدل مداری دیود نورانی

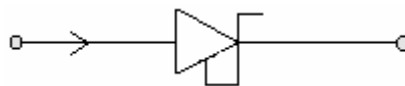
۴- **دیود نوری**^۱: در این دیود شدت جریان معکوس تقریباً متناسب با شدت نور تابش شده به سطح آن می باشد این نوع دیود در حقیقت یک پیوند P-N معمولی است که در داخل یک پوشش پلاستیکی که یک طرف آن شفاف می باشد قرار گرفته است. (این دیود بصورت بایاس معکوس در مدار قرار می گیرد)

کاربرد دیود نوری عبارتند از: خواندن اطلاعات کارتهای سوراخ شده کامپیوتری، شمردن اشیاء در خط تولید، کلیدهای نوری و نیز در مخابرات فیبر نوری می باشد.



شکل (۲-۱۴): مدل مداری دیود نوری

۵- **دیود شاتکی**: از طریق اتصال یک فلز به یک نیمه هادی ساخته می شود این دیود در فرکانسهای خیلی بالا می تواند سوئیچ نماید. در این دیود حاملهای اقلیت وقتی از بایاس مستقیم به معکوس می رویم خیلی خیلی کمتر می شود. مدل مداری دیود شاتکی در شکل (۲-۱۵) نشان داده شده است.



شکل (۲-۱۵): 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 می کند و در یکسو کننده هایی که حجم آنها زیاد است استفاده می شود.

۲-۶- روشهای تشخیص پایه های دیود

- ۱- اگر مولتی متر دیجیتال در اختیار دارید سلکتور را روی علامت دیود قرار 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 سیلیکونی 0.7 و برای دیود های ژرمانیم 0.2 را نشان می دهد (پروب قرمز در V/Ω 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 مثبت آند دیود و منفی کاتد دیود می باشد (پروب قرمز در V/Ω و پروب مشکی در COM)

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



شکل (۲-۱۶): مدل عملی دیود

پرسشهای فصل دوم

- ۷- پدیده شکست معکوس دیود ها را تعریف کنید؟
- ۸- پدیده ضرب بهمی را تعریف کنید؟
- ۹- پدیده زنر را تعریف نمایید؟
- ۱۰- مقاومت های 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 (جابه جا کننده)
- ۴- بررسی یکسو کننده و مدارهای صافی (فیلتر ها)
- ۵- تحلیل و بررسی رگولاتور های و لتاژ

۳-۱- 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 I_d (مقاومت دینامیکی) با استفاده از مدل‌های دیود (از تقریب زدن منحنی دیود استفاده می شود)

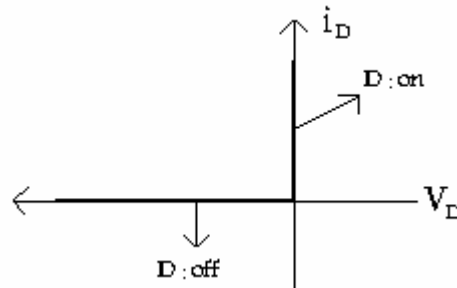
سه روش اول کاربرد محدودی دارد ولی جواب دقیق می دهد ولی روش آخر کاربرد بیشتری دارد. ولی جوابهای آن تقریبی می باشد ، در این قسمت بیشتر از روش چهارم برای بحث استفاده می نمایم

۳-۲- استفاده از مدل‌های دیود

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

مدل ایده آل

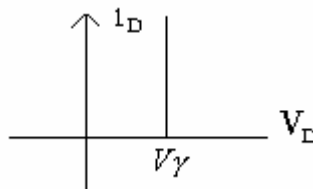
باپاس مستقیم $\Rightarrow D: ON \Rightarrow$ اتصال کوتاه $\text{---} \text{---} \text{---}$ $V_\gamma, r_d = 0$
 باپاس معکوس $\Rightarrow D: OFF \Rightarrow$ اتصال باز $\text{---} \text{---} \text{---}$ $I_s = 0, I_D = 0$



مدل ایده آل (۱-۳)

مدل تقریبی

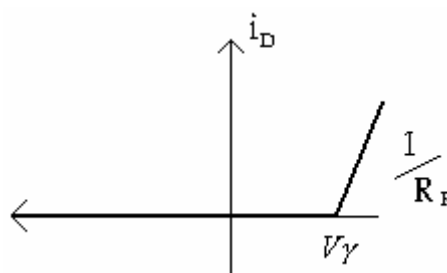
باپاس مستقیم $\Rightarrow D: ON \Rightarrow$ $\text{---} \text{---} \text{---}$ V_γ
 باپاس معکوس $\Rightarrow D: OFF \Rightarrow$ اتصال باز $\text{---} \text{---} \text{---}$ $I_s = 0, I_D = 0$



مدل تقریبی دیود (۲-۳)

مدل دقیقتر

$D: ON \Rightarrow$ $\text{---} \text{---} \text{---}$ R_F V_γ
 $D: OFF \Rightarrow$ $\text{---} \text{---} \text{---}$ $V_D = V_\gamma + R_F i_D$

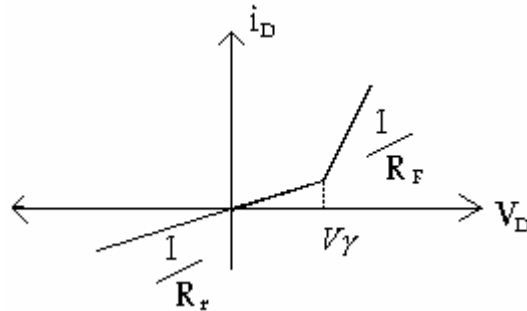


شکل (۳-۳): مدل تقریبی تر دیود

مدل خطی - پاره ای

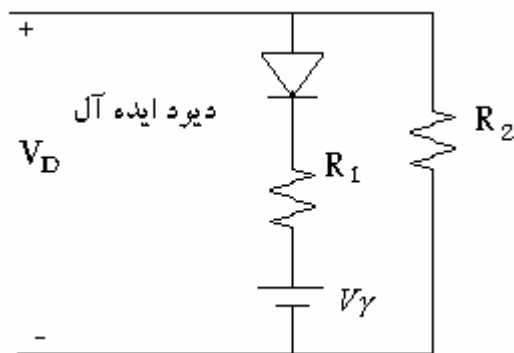
$$D : ON \Rightarrow \begin{array}{c} R_F \\ \text{---} \\ V_\gamma \end{array} \quad V_{AK} > V_\gamma$$

$$D : OFF \Rightarrow \begin{array}{c} R_r \\ \text{---} \end{array} \quad V_{AK} < V_\gamma \quad R_r \text{ مقاومت خیلی بزرگ}$$



شکل (۳-۴): مدل واقعی دیود

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



$$R_1 = R_f$$

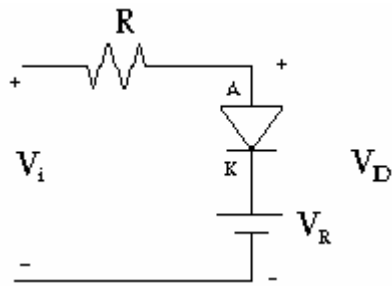
$$R_2 = R_r$$

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 سیگنال که بالاتر یا پایین تر از مقدار معینی باشد بکار می روند در زیر چند نمونه از مدار برش معرفی شده است.

فرض دیود ایده آل

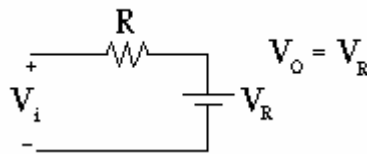


$V_D > 0 \Rightarrow$ دیود وصل

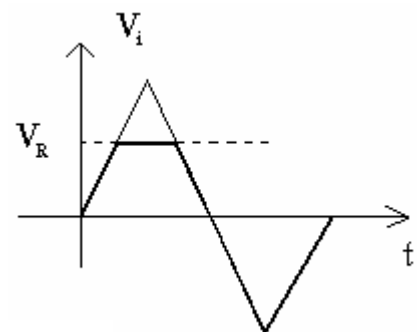
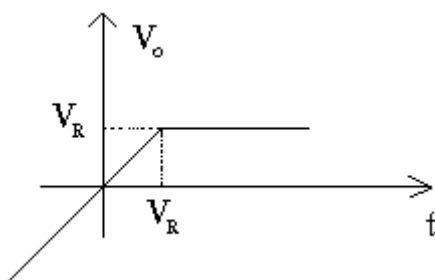
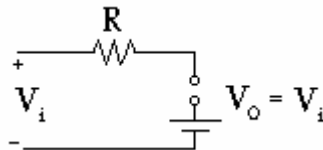
$$V_A - V_K > 0 \Rightarrow V_A > V_K \Rightarrow V_i - V_R > 0$$

شکل (۶-۳): مدار برش ایده آل

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

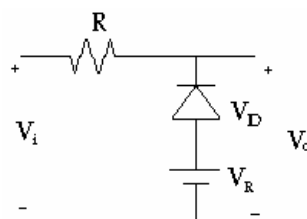


$V_i < V_R \Rightarrow D: OFF \Rightarrow$



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

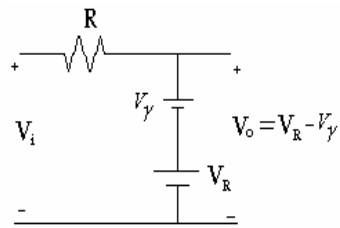
مثال: فرض دیود $V_\gamma = 0.7$



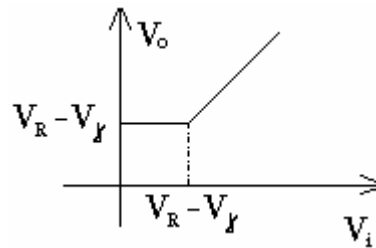
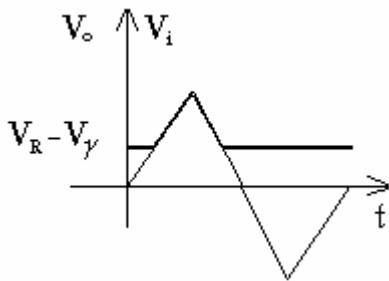
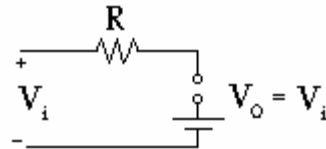
شکل (۸-۳): مدار برش در حالت تقریبی

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

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

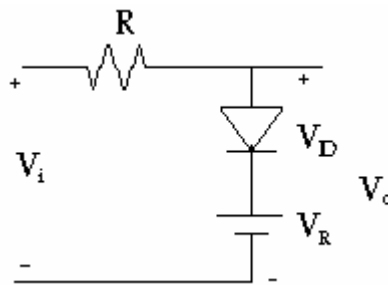


$$V_i > V_R - V_\gamma \Rightarrow D : OFF$$



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

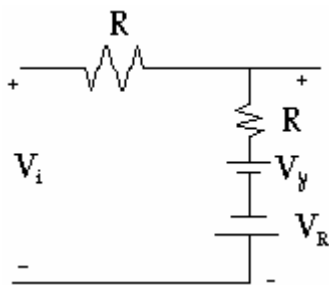
مثال : فرض دیود واقعی



شکل (۱۰-۳): مدار برش در حالت واقعی

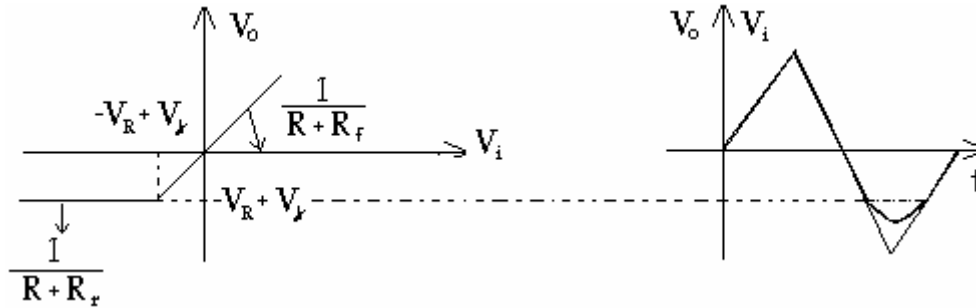
$$V_D > V_\gamma \Rightarrow D : ON \Rightarrow V_i - (V_R) > V_\gamma$$

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



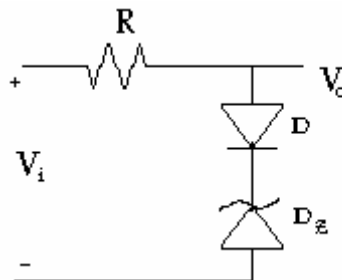
$$V_o = \frac{V_i}{R + R_f} \times R_f + \frac{-V_R + V_\gamma}{R + R_f} R \quad (1-3)$$

$$V_i < V_R + V_\gamma \Rightarrow D : OFF \Rightarrow \begin{array}{c} R \\ + \\ V_i \\ - \end{array} \begin{array}{c} R_r \\ V_R \end{array} \quad V_o = \frac{V_i}{R + R_r} \times R_r + \frac{-V_R}{R + R_r} R \quad (۲-۳)$$



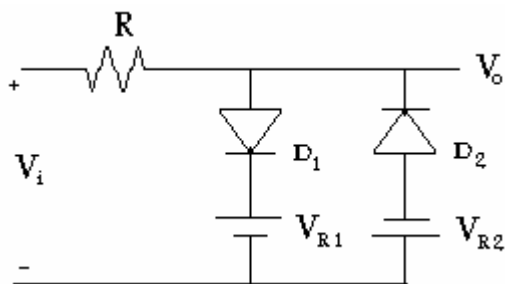
شکل (۳-۱۱): منحنی مشخصه انتقالی و خروجی مدار

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



شکل (۳-۱۳): مدار برش با استفاده از دیود زبر

۳-۳-۱- مدار دو سطح برش

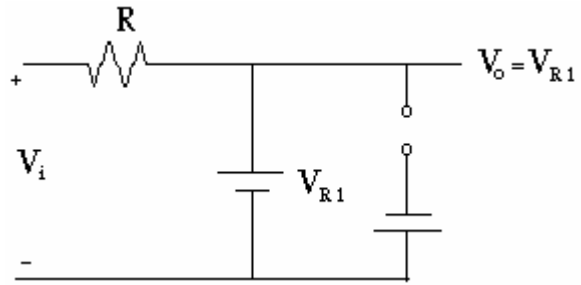


شکل (۳-۱۳): مدار دو سطح برش

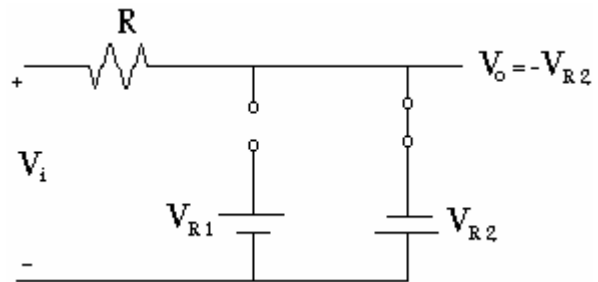
به ازای هر دیود در صفحه مشخصه انتقالی یک شکست وجود دارد و منحنی مشخصه خروجی را نیز در دو سطح برش می دهد. مانند شکل (۳-۱۳)

دیود ایده آل

$$V_i > V_{R1} \Rightarrow D_1 : ON \Rightarrow D_2 : OFF$$

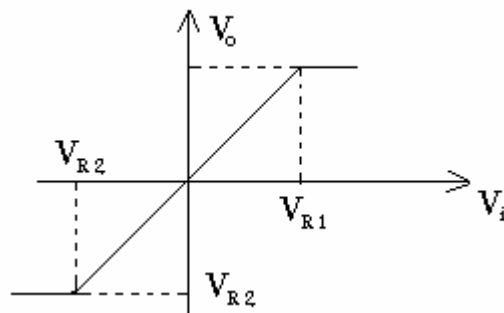
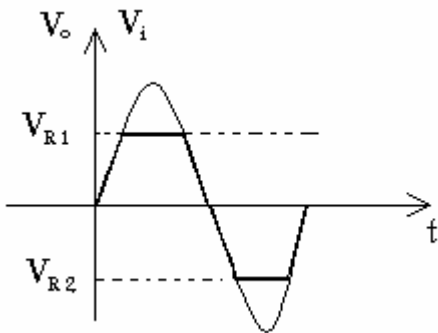
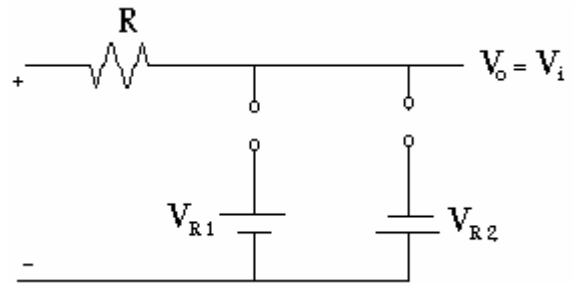


$$\Rightarrow V_i < -V_{R2} \Rightarrow D_1 : OFF D_2 : ON$$



$$-V_{R2} < V_i < V_{R1} \Rightarrow D_1 : OFF D_2 : OFF$$

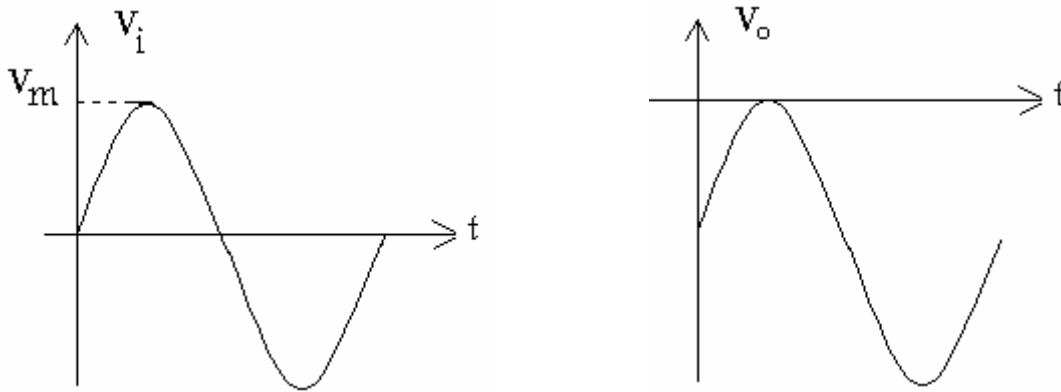
⇒



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

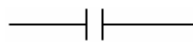
۳-۴- مدار کلمپ clamp (جابه جا کننده)

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

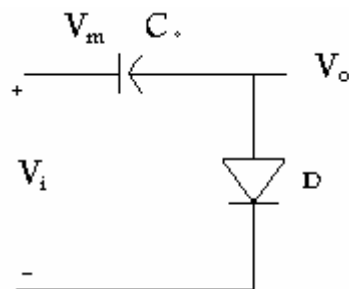


۳-۴-۱- مدار کلمپ در سطح صفر

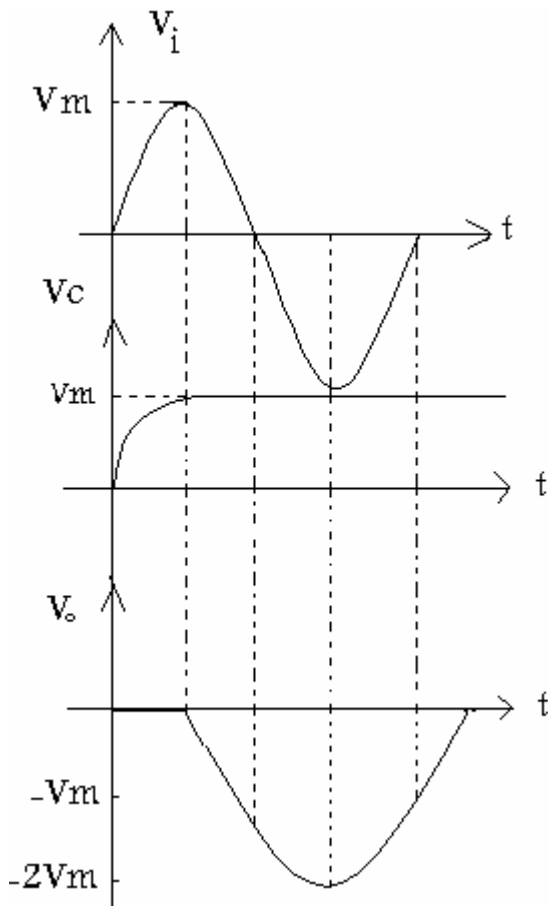
فرض: دیود ایده آل
 هر خازن تشکیل شده از دو صفحه بنام جوشن و دی الکتریک اگر خازن را به یک منبع متصل نمائیم خازن در لحظات اولیه اتصال کوتاه شده سپس شارژ می گردد و به اندازه V_m جوشن خازن شارژ می شود. اگر هر جوشن به یک منبع متصل باشد خازن به اندازه اختلاف بین دو جوشن شارژ می شود.



$$V_c = V_+ - V_-$$



شکل (۳-۱۵): مدار کلمپ در سطح صفر



فرض : دیود ایده آل و بدون ولتاژ اولیه

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

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

$$V_o = V_i - V_m$$

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

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

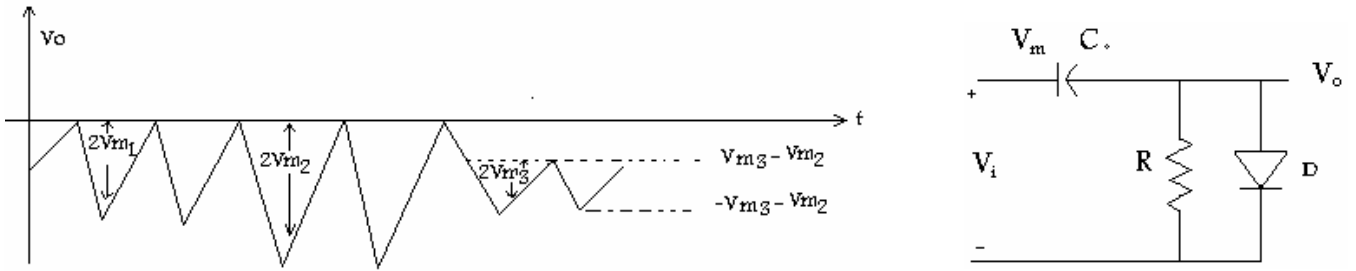
شکل (۳-۱۶): منحنی مشخصه خروجی و ولتاژ دو سر خازن

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 بصورت \triangle باشد سیگنال به سمت بالا حرکت می کند.

اگر ولتاژ را از V_{m1} به V_{m2} ($V_{m2} > V_{m1}$) افزایش دهیم سطح کلمپ در صفر باقی می ماند ولی اگر ولتاژ از V_{m2} کاهش یافته و به مقدار کوچکتر V_{m2} برسد حداکثر 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 (۳-۱۷) نشان داده شده است.

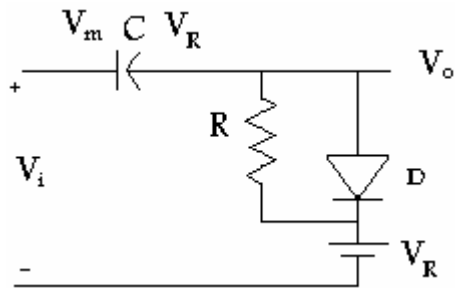


شکل (۳-۱۷): منحنی مشخصه به ازاء تغییرات ورودی

۳-۴-۲ - 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



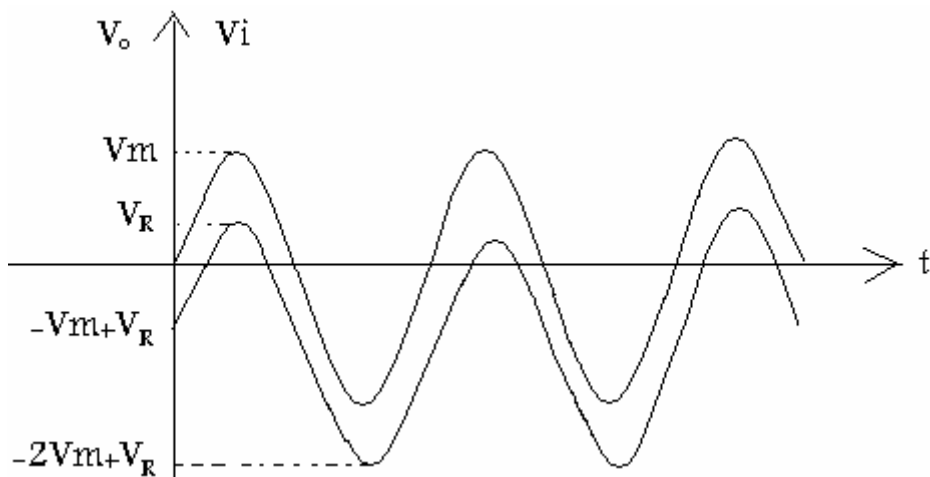
$$0 \rightarrow \pi \Rightarrow D : ON \Rightarrow Vc = Vm - V_R$$

$$-Vi + Vc + Vo = 0 \rightarrow Vo = Vi - Vc = Vi - Vm + V_R$$

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

$$Vi + Vc + Vo = 0 \rightarrow Vo = -Vi - Vc = -Vi - Vm + V_R$$

شکل (۳-۱۸): کلمپ در سطح غیر صفر

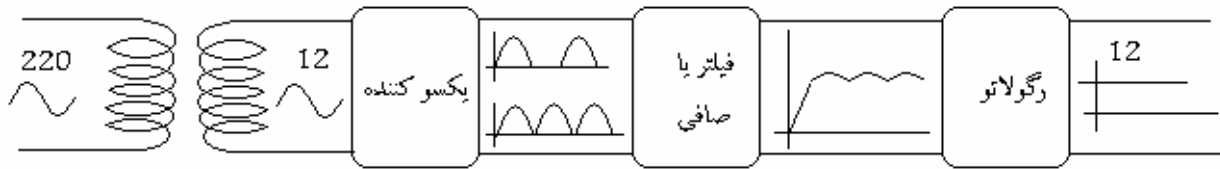


شکل (۳-۱۹): منحنی مشخصه خروجی

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

۳-۵- یکسو کننده ها

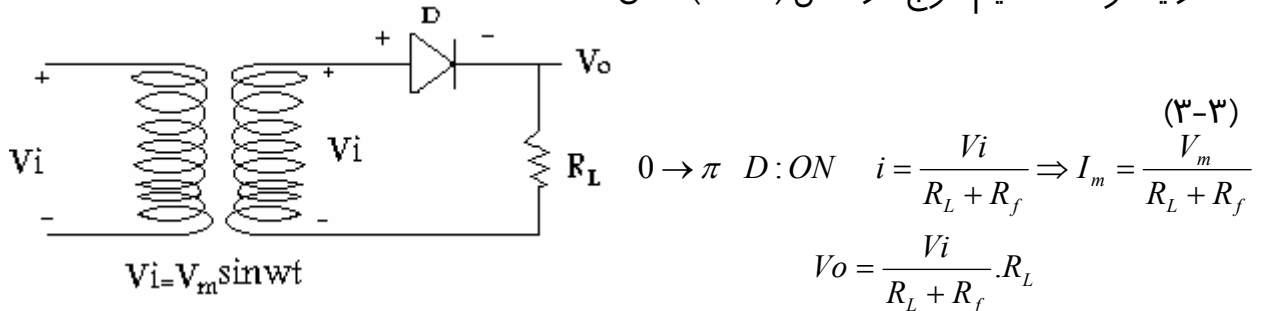
برای تبدیل سیگنال ac به dc باید مراحل زیر را طی نمود



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

۳-۵-۱- یکسو کننده نیم موج

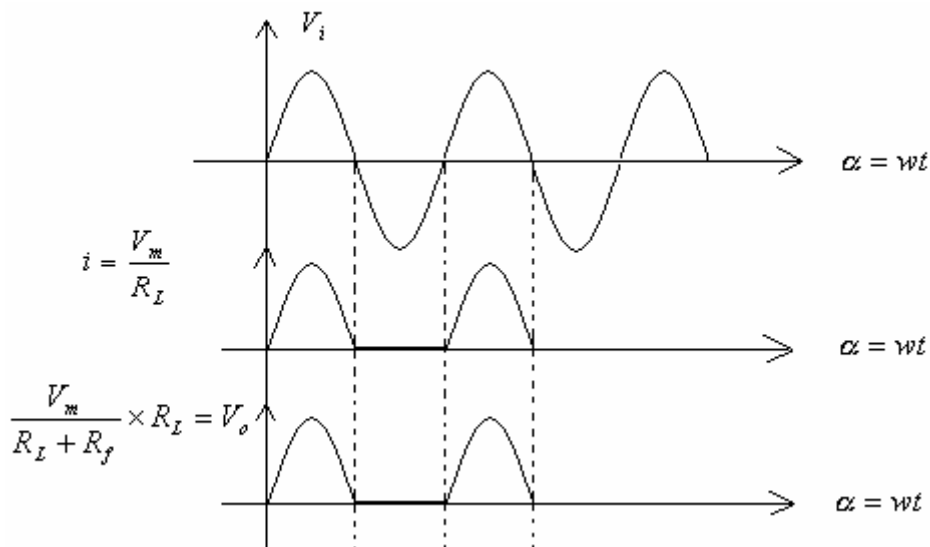
مدار یکسو کننده نیم موج در شکل (۳-۲۰) نشان داده شده است



شکل (۳-۲۰) یکسو کننده نیم موج

$$\pi \rightarrow 2\pi \quad D: OFF \Rightarrow R_f \gg R_L \quad (3-4)$$

$$V_o \approx 0$$



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

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

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

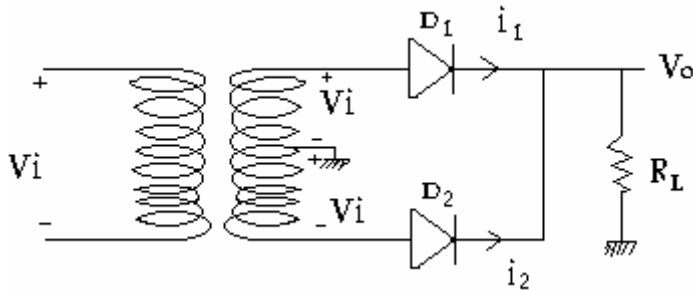
$$I_{rms} = \left[\frac{1}{T} \int_0^{\pi} i^2(t) dt \right]^{\frac{1}{2}} = \frac{I_m}{2} \quad (7-3)$$

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

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

۳-۵-۲- یکسو کننده تمام موج دو دیودی

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



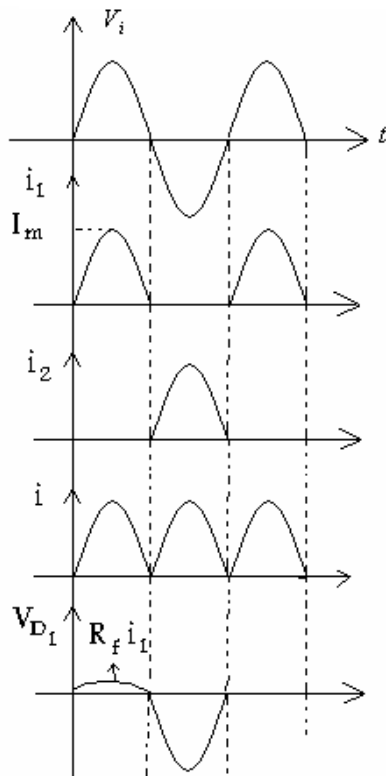
$$0 \rightarrow \pi \rightarrow D_1 : ON$$

$$D_2 : OFF$$

$$\pi \rightarrow 2\pi \rightarrow D_2 : ON$$

$$D_1 : OFF$$

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



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

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

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

شکل (۳-۲۳) 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

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

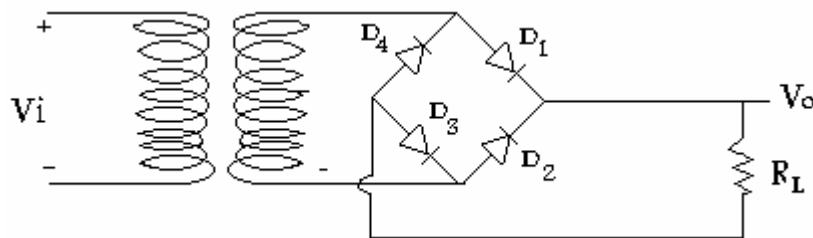
$$V_i - R_L i_2 \approx 2V_m$$

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

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

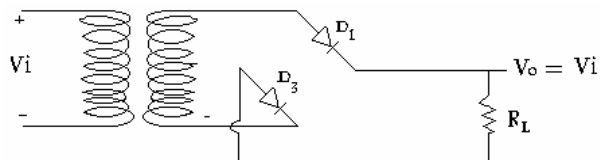
۳-۵-۳- یکسو کننده تمام موج پل (چهار دیودی)

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

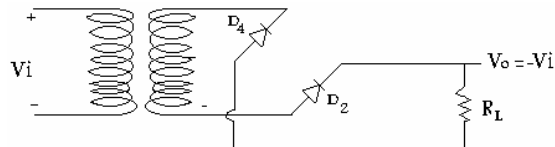


شکل (۲۴-۳): یکسو کننده تمام موج پل

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



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



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

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

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

$$I_m = \frac{V_m}{R_L + R_F} \quad (19-3) \text{ یکسو کننده با ترانس سر وسط دار}$$

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

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

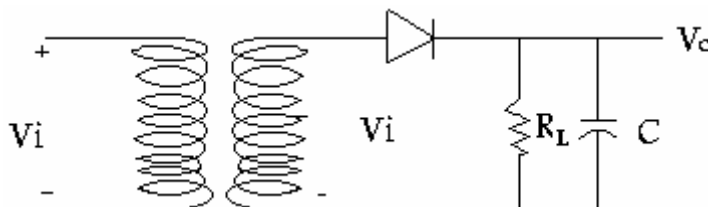
$$\text{ضریب تنظیم بار} = \frac{\text{بار } (V_{dc}) - \text{بی بار } (V_{dc})}{\text{بار } (V_{dc})} \quad (20-3)$$

اگر منبع ایده آل باشد ضریب تنظیم بار صفر است

۳-۶- فیلترهای خازنی

اگر مانند شکل (۳-۲۵) در خروجی یکسو کننده ها خازنی اضافه نمائیم یک فیلتر خازنی به مدار

اضافه کرده و تغییرات منحنی مشخصه خروجی بصورت شکل (۳-۲۶) است

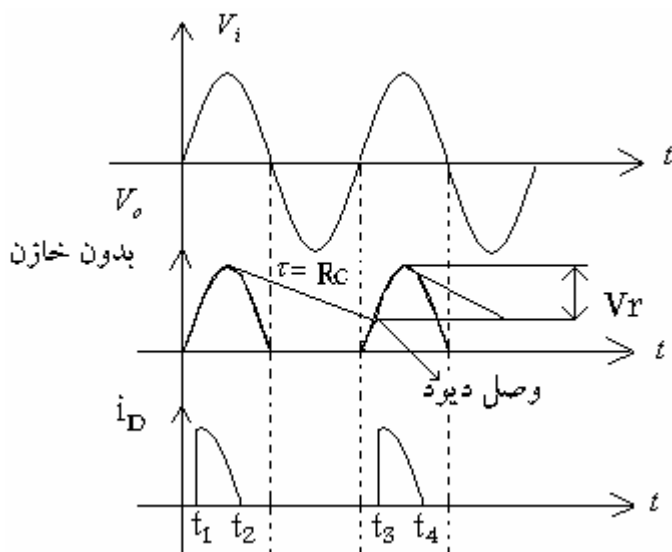


شکل (۳-۲۵) فیلتر خازنی

با توجه به شکل (۳-۲۶) در مدار یکسو کننده همراه با فیلتر خازنی از $\frac{\pi}{2} \rightarrow 0$ خازن به اندازه V_m

شارژ شده و 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 دقیقا روی منحنی مشخص شده است .

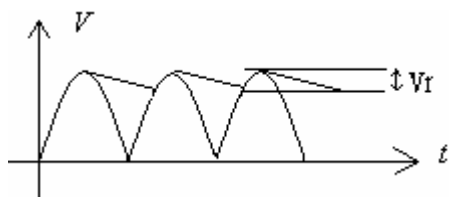


$$V_r = \frac{V_{dc}}{RC} = \frac{I_{dc}}{C} \quad (21-3)$$

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

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

در یکسو کننده تمام موج منحنی خروجی به صورت زیر است



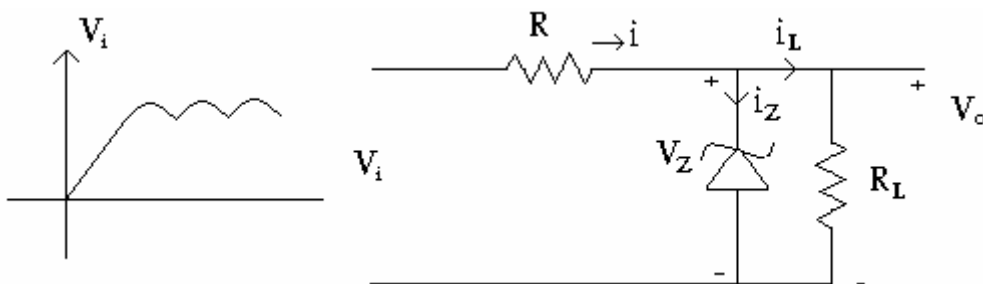
$$V_r = \frac{V_r \text{ نیم موج}}{2} \quad \text{تمام موج} \quad (23-3)$$

$$V_r = \frac{I_{dc}}{2FC} = \frac{V_{dc}}{2RC}$$

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

۳-۷- رگولاتور ولتاژ (تثیت کننده ولتاژ)

رگولاتور ولتاژ قادر است علیرغم تغییرات محدود R_L یا V_i ولتاژ خروجی V_o را ثابت نگهدارد برای اینکه مطمئن شویم ولتاژ دو سر دیود زener تقریباً برابر V_z باقی می ماند باید تغییرات جریان I_z در فاصله I_k تا I_{zmax} قرار گیرد همانطور که در شکل (۲۷-۳) نشان داده شده است.



شکل (۲۷-۳) رگولاتور ولتاژ

در مدار شکل فوق برای تثبیت ولتاژ خروجی I_L نیز متغیر خواهد بود

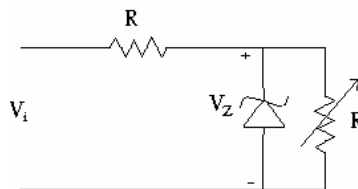
$$i = \frac{V_i - V_z}{R}$$

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

$$i_{z \max} = \frac{V_{i \max} - V_z}{R} - i_{L \min} \quad (25-3) \quad R_{L \max} = \frac{V_z}{I_{L \min}} \quad (27-3)$$

$$i_k = \frac{V_{i \min} - V_z}{R} - i_{L \max} \quad (26-3) \quad R_{L \min} = \frac{V_z}{I_{L \max}} \quad (28-3)$$

مثال : در مدار شکل مقابل با فرض مقادیر $R_{L \min} = 1k\Omega$ و $I_{z \max} = 10mA$ و $I_k = 0.2mA$ و $V_z = 6.8v$ و $11 < V_i < 13$ مقدار مقاومت R و $R_{L \max}$ را محاسبه کنید .



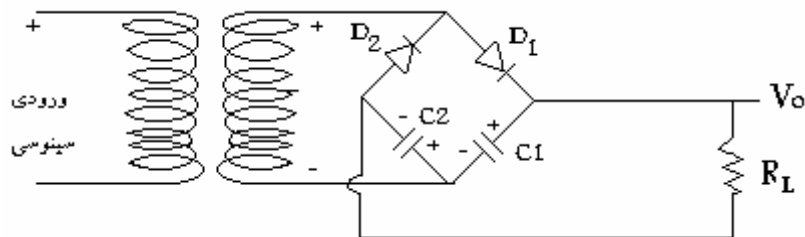
$$R_{L \min} = \frac{V_z}{I_{L \max}} = \frac{6.8}{I_{L \max}} = 1 \rightarrow I_{L \max} = 6.8mA$$

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

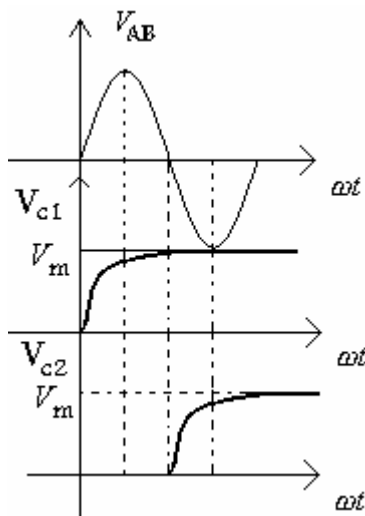
$$I_{z \max} = \frac{V_{i \max} - V_z}{R} - I_{L \min} \Rightarrow 10 = \frac{13 - 6.8}{0.6} - I_{L \min} \rightarrow I_{L \min} = 10.3 - 10 \Rightarrow I_{L \min} = 0.3mA$$

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

۳-۸ - مدار دو برابر کننده ولتاژ

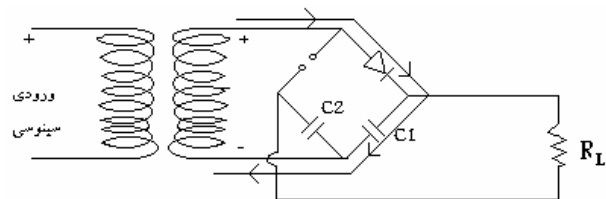


شکل (۲۸-۳) : مدار دو برابر کننده

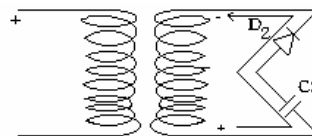


$$V_o = V_{C1} + V_{C2} = 2V_m$$

در نیم سیکل اول $0 \rightarrow \pi$



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



شکل (۳-۲۹) منحنی های ولتاژ دو سر خازن

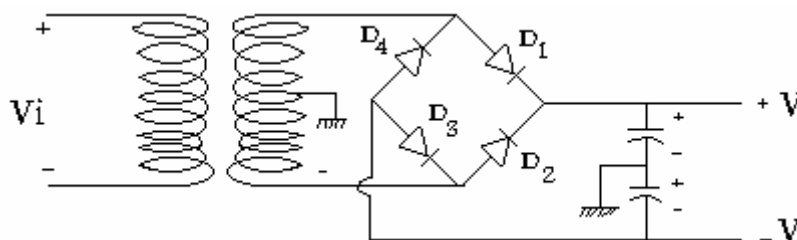
با توجه به شکل (۳-۲۹) در نیم سیکل اول C_1 به اندازه V_m شارژ شده از مسیری که نشان داده شده و در نیم سیکل دوم C_2 به اندازه V_m و در کل V_o برابر $2V_m$ خواهد شد

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

۳-۹- مدار ها عملی دیود

۳-۹-۱- منبع تغذیه دوپل

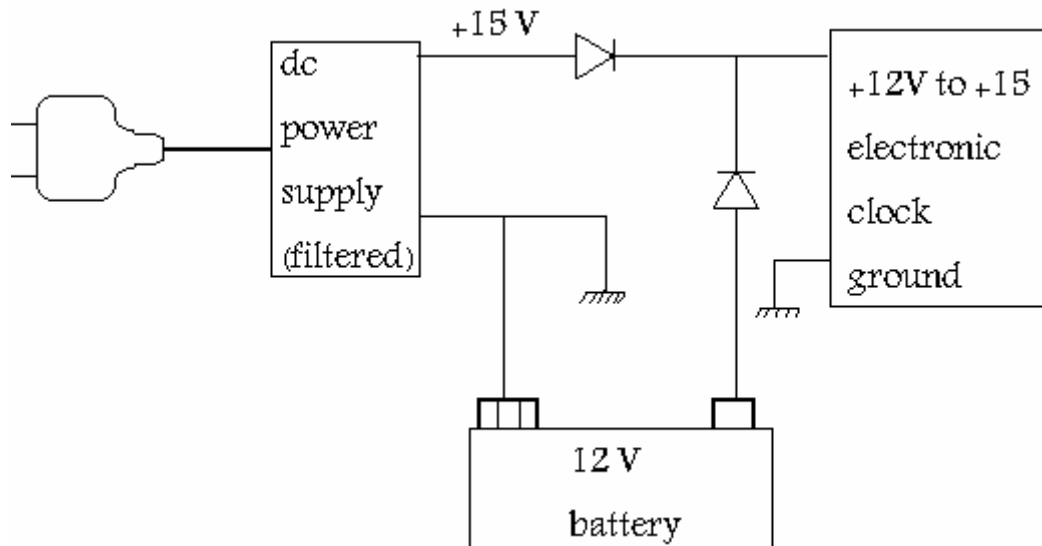
یک نوع متداول مدار تمام موج با سر وسط دار در شکل (۳-۳۰) نشان داده شده است این مدار دو تغذیه (ولتاژهای مثبت و منفی معادل) که خیلی از مدارات به آن نیاز دارند را می دهد.



شکل (۳-۳۰): منبع تغذیه دوپل

۳-۹-۲- باطری ذخیره

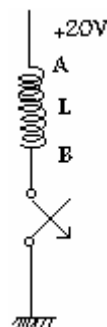
کاربرد دیگر دیود ها عبور دو ولتاژ بدون تاثیر ولتاژ پایین تر می باشد یک مثال خوب باطری ذخیره است که روشی است برای حفظ اطلاعات وقتی که برق قطع می شود شکل (۳-۳۱) مدار می باشد که این کار را انجام می دهد باطری تا لحظه قطع برق هیچ کاری انجام نمی دهد ، سپس بدون وقفه کار دنبال می شود .



شکل (۳-۳۱) : باطری ذخیره

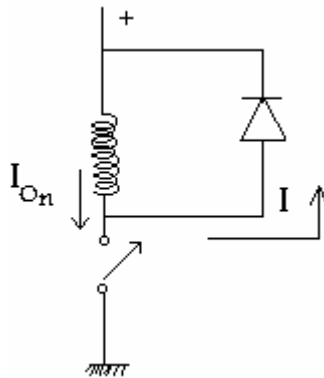
۳-۹-۳- بارهای سلفی و حفاظت دیودی

در مدار شکل (۳-۳۲) 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 ببینند .



شکل (۳-۳۲) ضربه سلفی (جرقه)

در مدار شکل (۳-۳۲) 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 (۳-۳۳) 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 (۳-۳۳): جلوگیری از ضربه سلفی

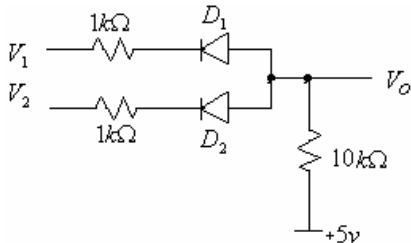
پرسشهای فصل سوم

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

الف : $V_1=V_2=5v$

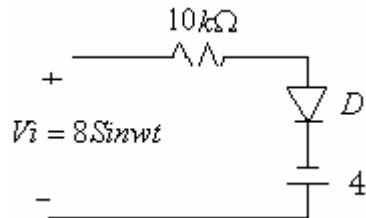
ب : $V_1=5v, V_2=0$

ج : $V_1=V_2=0v$



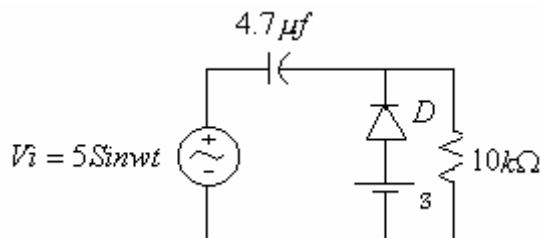
در مدار شکل مقابل مطلوب است منحنی

خروجی را رسم نمائید



در مدار شکل مقابل منحنی مشخصه

خروجی را رسم نمائید.



در مدار یکسو کننده تمام موج پل با فیلتر خازنی و $C = 40\mu f$ و $R_L = 5K\Omega$ را در نظر بگیرید در صورتیکه ولتاژ سر ثانویه و زمین بصورت $V_i = V_m \sin 2\pi 50t$ با $V_m = 100v$ باشد مطلوب است :

الف : ولتاژ ریپل

ب : V_{dc}

ج : I_{dc}

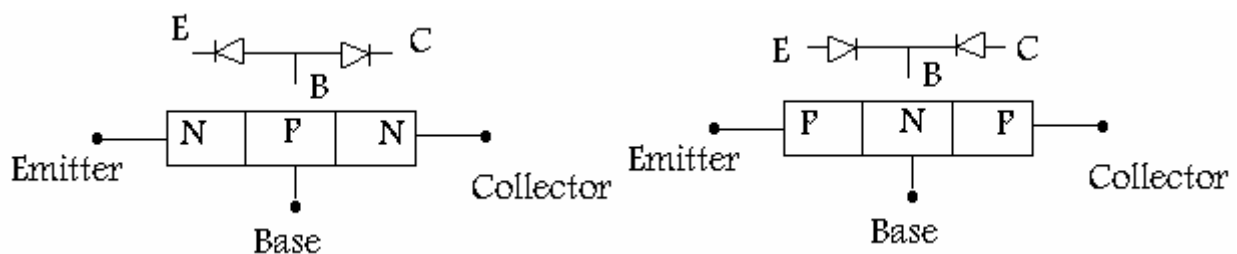
فصل چهارم
ترانزیستور پیوندی دو قطبی
BJT

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

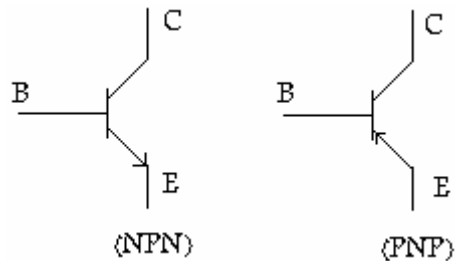
۴-۱- ساختمان ترانزیستور

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 اکثریت در ایجاد جریان دخالت دارند. ترانزیستورها BJT به دو نوع NPN و PNP تقسیم می شوند که در شکل (۴-۱) می بینید.



شکل (۴-۱) 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

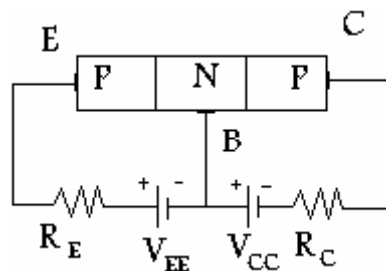
در کاربرد خطی و بویژه تقویت کننده ها معمولاً ترانزیستورها در ناحیه فعال بایاس می شوند ولی در دیجیتال در دو ناحیه قطع و وصل قرار می گیرند.

با توجه به دو پیوند P-N 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

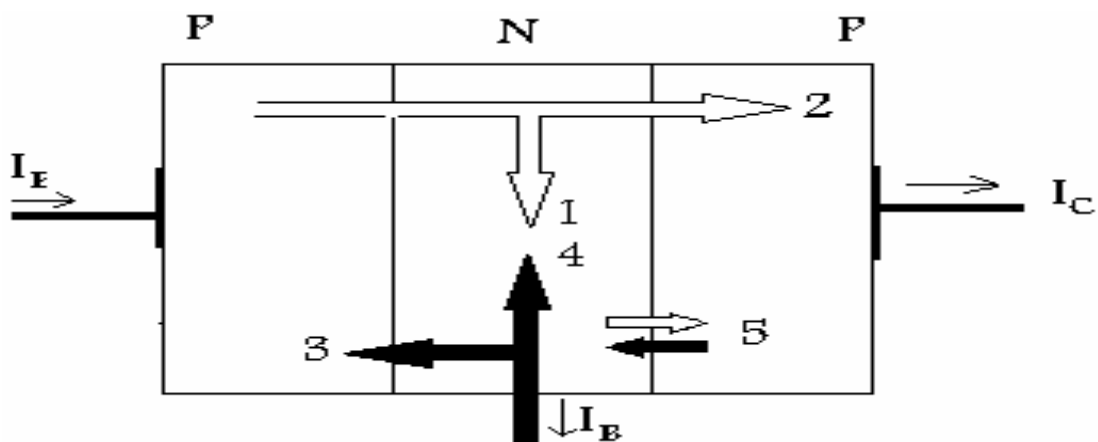
همانطور که می دانید در ناحیه فعال پیوند کلکتور- بیس (CB) بصورت معکوس و پیوند امیتریس (EB) بصورت مستقیم بایاس می شوند. ابتدا بایاس معکوس پیوند کلکتور بیس را در نظر گرفته و پیوند امیتر- بیس را باز در نظر می گیریم.

جریان اشباع معکوس یک پیوند P-N 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 P-N در حالت بایاس مستقیم است در چنین پیوندی اگر چگالی ناخالصی ها طرف P خیلی زیادتر از طرف N باشد ($N_A \gg N_D$) 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.

۳-۴ - مؤلفه های جریان در ترانزیستور

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

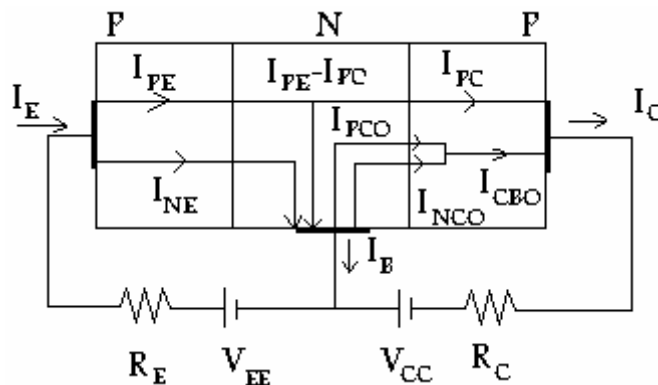


شکل (۴-۴) مؤلفه های جریان در ترانزیستور

پیکانهای رنگی نمایش حرکت الکترون ها و بدون رنگ حرکت حفره ها می باشد. پیکان ها بترتیب مراحل زیر را انجام می دهد.

- ۱- حفره های تزریقی از امیتر که در بیس با الکترونهای آزاد بیس ترکیب می شوند.
- ۲- حفره های تزریقی از امیتر که نهایتاً به کلکتور می رسند.
- ۳- الکترونهای آزاد تزریقی از بیس با امیتر در محل پیوند ، در حالت هدایت پیوند امیتر-بیس
- ۴- الکترون های آزادی که توسط بیس جهت ترکیب با حفره های تزریقی از امیتر تأمین می شوند.

- ۵- حاملهای اقلیت که جریان اشباع معکوس پیوند کلکتور-بیس را تشکیل می دهند. می توان مولفه های جریان فوق را در شکل (۴-۵) در ناحیه فعال نشان داد.



شکل (۴-۵) مؤلفه های جریان در حالت فعال

با توجه به روابط مداری می توان روابط زیر را بدست آورد.

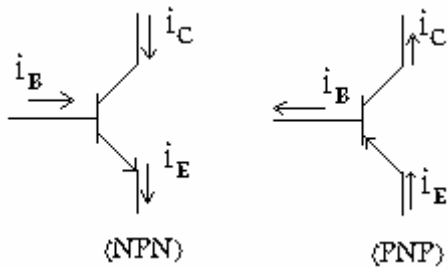
$$I_C = \alpha I_E + I_{CBO} \approx \alpha I_E \quad (1-4)$$

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

معمولاً $0.99 < \alpha < 0.995$ می باشد.

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

β بهره جریان ترکیب امیتر مشترک می باشد.



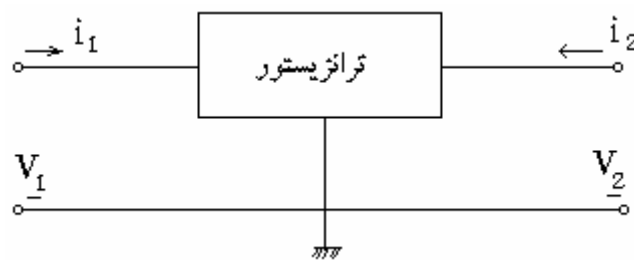
$$I_E = I_C + I_B \quad (۴-۴)$$

$$V_{CE} = V_{CB} + V_{BE}$$

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

۴-۴ ترکیب های مختلف ترانزیستور

هر تقویت کننده چهار سر دارد که بدو سر آن سیگنال ورودی وارد و از دو سر دیگرش 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 (۴-۶): مدل ترانزیستور

۱- حالت بیس مشترک (Common Base) CB امیتر: ورودی - کلکتور: خروجی

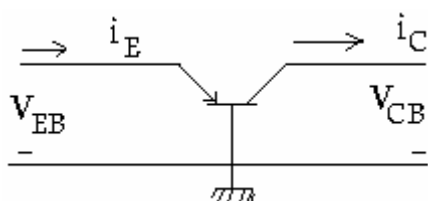
۲- حالت امیتر مشترک (Common emitter) CE بیس: ورودی - کلکتور: خروجی

۳- حالت کلکتور مشترک (Common collector) CC بیس: ورودی - امیتر: خروجی

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



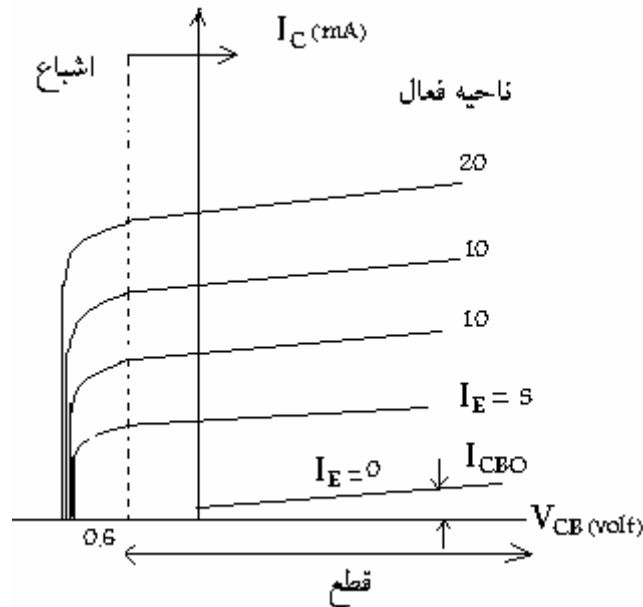
شکل (۷-۴): مدار بیس مشترک

۴-۴-۱- 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 امیتر بیس و کلکتور بیس بایاس معکوس هستند. پس

$$I_E = 0 \Rightarrow I_C = I_{CBO} \Rightarrow I_B = -I_{CBO} \quad (۴-۵)$$

ناحیه فعال:

$$\begin{aligned} D_{EB}: ON \text{ مستقیم} & \Rightarrow I_C = \alpha I_E \Rightarrow \text{ثابت نیست} \\ D_{CB}: OFF \text{ معکوس} & \text{کاملاً} \\ & \text{کاملاً ثابت نیست} \\ & 0.99 < \alpha < 0.995 \end{aligned}$$

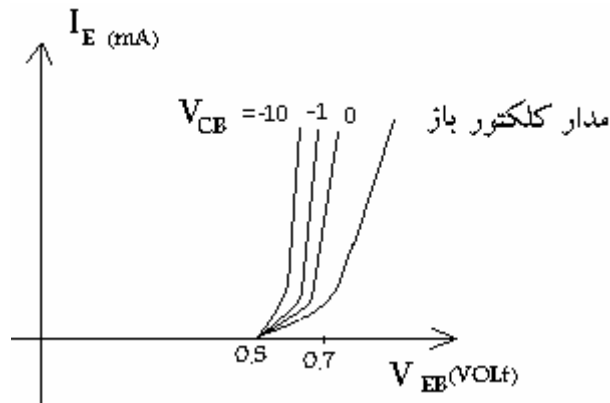
علت این تغییر آنست که با افزایش ولتاژ معکوس V_{CB} ، عرض موثر ناحیه بیس کاهش یافته و باعث افزایش I_C می شود.

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

ناحیه اشباع: در این حالت هر دو دیود بایاسینگ مستقیم شده اند و در این حالت $V_{CE}(\text{sat})$ Saturation (اشباع) برابر 0.2 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

$$\text{if : } V_{EB} < 0.5V \Rightarrow I_E = 0 \quad (۶-۴)$$

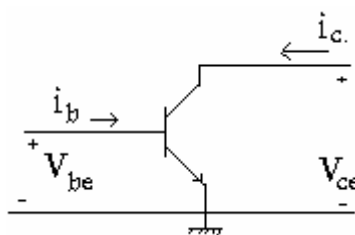
با توجه به رابطه فوق در می یابیم که ولتاژ 0.5 ولت در واقع ولتاژ آستانه هدایت پیوند امیتر بیس است که در ترانزیستورهای ژرمانیم حدود 0.1 V است.

در این حالت با افزایش ولتاژ معکوس کلکتور بیس نه تنها باعث کاهش عرض موثر بیس می شود بلکه گرادیان چگالی حفره ها را نیز افزایش می دهد، که این خود موجب افزایش I_E می شود.

نکته: از ترانزیستور در ترکیب بیس مشترک می توان برای تقویت ولتاژ استفاده نمود.

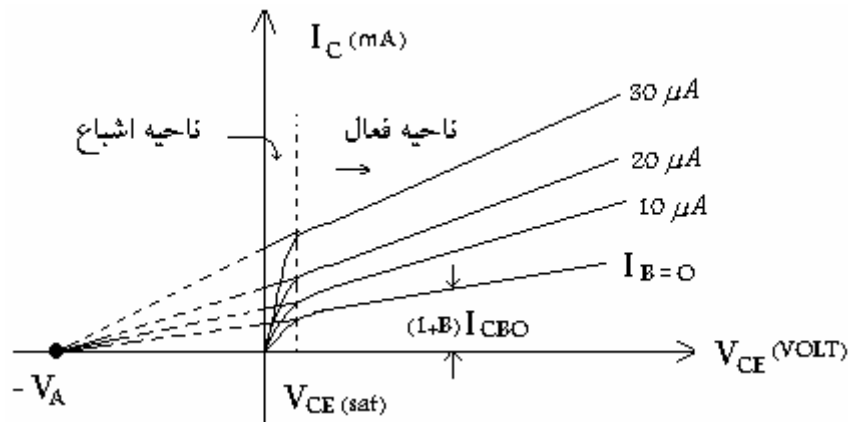
۴-۴-۲- ترکیب امیتر مشترک

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

مشخصه خروجی $i_C = f(i_B, V_{CE})$



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 β متغیر می باشد و شدیداً وابسته به α بوده $\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$ و نیز با ازدیاد V_{CE} ، β 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 $I_C = (\beta + 1) I_{CBO}$ به مراتب بزرگتر از I_{CBO} حالت بیس مشترک است.

جهت تحلیل ریاضی حالت فعال باید

$$\begin{aligned} V_{BE} &= 0.7 \\ I_C &= \beta I_B \end{aligned} \Rightarrow \text{در ورودی و خروجی } KVL \Rightarrow V_{CE} > 0.2$$

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

$$\begin{aligned} V_{BE} &= 0.7 \\ V_{BC} &\approx 0.5 \end{aligned} \rightarrow V_{CE} = V_{CB} + V_{BE} = -0.5 + 0.7 = 0.2$$

در صورتی که دیود ژرمانیم باشد حدود 0.1 خواهد شد.

سیلیکن

شرط برقراری اشباع $I_C < \beta I_B$ (اشباع) $\Rightarrow I_C$ در خروجی $KVL \Rightarrow$ (۷-۴)

ناحیه قطع: هر دو دیود بایاس معکوس شده اند.

$$I_E = 0 \Rightarrow I_C = I_{CBO}, I_B = -I_{CBO} \quad (۸-۴)$$

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

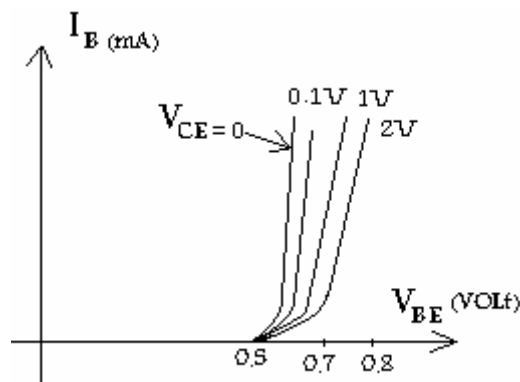
نکته: جریان اشباع معکوس ترانزیستور نسبت به تغییرات دما شدیداً حساس است بطوری که به ازای هر ده درجه افزایش دما مقدار آن دو برابر می شود.

(۹-۴)

$$I_{CBO} = I_{CBO} 2^{\Delta T/10}$$

مشخصه ورودی

دسته منحنی $i_B = f(V_{CE}, V_{BE})$ را گویند و در شکل (۱۲-۴) نمایش داده می شود.



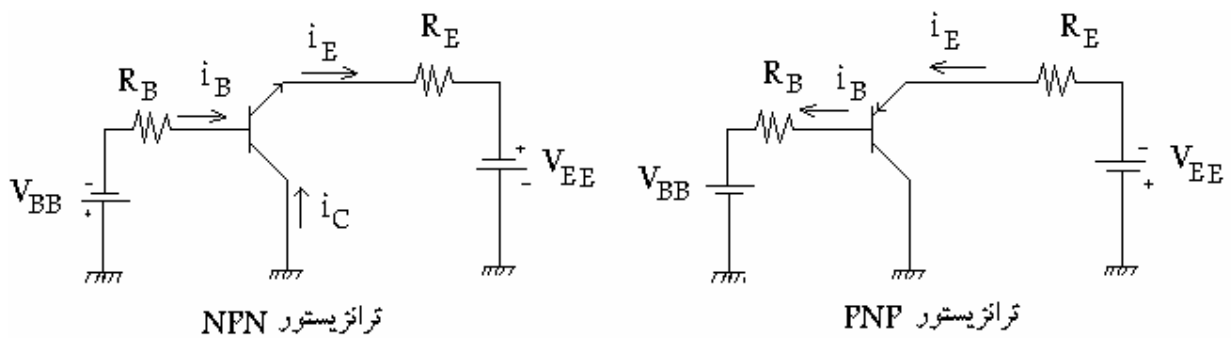
شکل (۱۲-۴): مشخصه ورودی

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.

۴-۳-۴ ترکیب کلکتور مشترک

با توجه به شکل (۴-۱۳) 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 امپدانس 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.



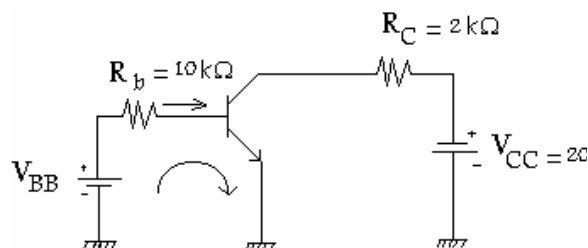
شکل (۴-۱۳): ترکیب کلکتور مشترک

مثال: در مدار شکل زیر مطلوبست

الف: ترانزیستور به ازای $V_{BB} = 1.2\text{ V}$ در چه ناحیه ای قرار دارد $V_{BE(\text{ON})} = 0.7$

ب: ترانزیستور به ازای $V_{BB} = 2.7$ در چه ناحیه ای قرار دارد $\beta = 100$

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

$$10 = V_{CE} > 0.2 \Rightarrow \text{فرض فعال صحیح است}$$

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.

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

$$\text{فرض اشباع صحیح} \Rightarrow I_C \text{ فعال} = 9.9 < 20$$

ج: در مرز فعال و اشباع داریم $I_c(\text{sat}) \leq \beta I_{B\text{min}}$ پس می توان نوشت.

$$V_{BE}(\text{sat}) = 0.8$$

$$I_C(\text{sat}) = \beta I_{B\text{min}}$$

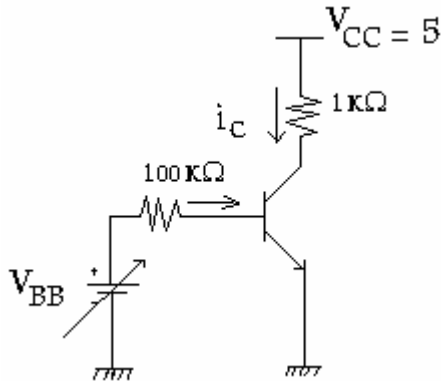
$$I_{B\text{min}} = \frac{9.9}{100} = 0.099 \approx 0.1mA$$

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

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

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

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.



الف: $V_{CE}(\text{sat}) = 0.2$

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

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

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

$$\beta = 200 \Rightarrow I_B = \frac{2.8}{200} = 14 \mu\text{A} \Rightarrow 14 \mu\text{A} < 48 \mu\text{A}$$

پس ترانزیستور در حالت اشباع باقی می ماند.

ب: قطع

$$V_{BE}(\text{cut}) = 0 \Rightarrow -V_{BB} + R_b I_b + V_{BE} = 0$$

$$I_C = I_{CBO} \Rightarrow V_{BB} = -R_b I_{CBO} + V_{BE}(\text{cut})$$

$$= -100 \times 10^{-4} + 0 = -0.01 \text{V}$$

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 کمیت های مربوطه به ترانزیستور از مقادیر مجاز آنها بعمل آوریم از جمله مقادیر نامی که در این منابع مشخص می شوند. $P_{C \text{ MAX}}$ ، $I_{C \text{ MAX}}$ ، BV_{EBO} و BV_{CBO} را می توان نام برد.

۴-۵-۱- 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 می شود و جریان کلکتور نباید از آن تجاوز نماید.

۴-۵-۲- حداکثر توان کلکتور (PCMAX)

توان قابل تلف توسط کلکتور نیز دارای حد مجاری است که برای هر ترانزیستور از رابطه زیر محاسبه می شود.

$$P_C = V_{CE} \cdot I_C \quad (۴-۱۰)$$

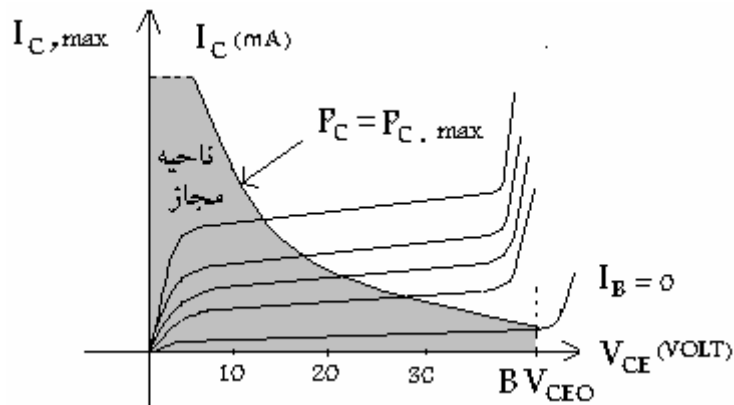
ناحیه مجاز در شکل (۴-۱۴) مشخص شده است.

۴-۵-۳- حداکثر ولتاژ خروجی (BVCEO و BV_CBO)^۱

BV_{CEO}: حداکثر ولتاژی را که می توان 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 می شود.

معمولاً $BV_{CEO} < BV_{CBO}$ 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 می گیرد. با رسیدن ناحیه تهی به امیتر می توان تصور نمود که کلکتور و امیتر ترانزیستور بهم رسیده اند. در این صورت در پیوند امیتر - بیس سد پتانسیل $V_O - |V_{EB}|$ 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 می نماید. 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.



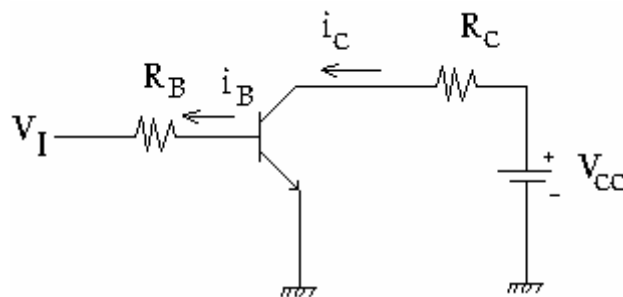
شکل (۴-۱۴) ناحیه مجاز توان کلکتور در ترانزیستور

۴-۵-۴ - حداکثر ولتاژ ورودی (BVEBO)

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

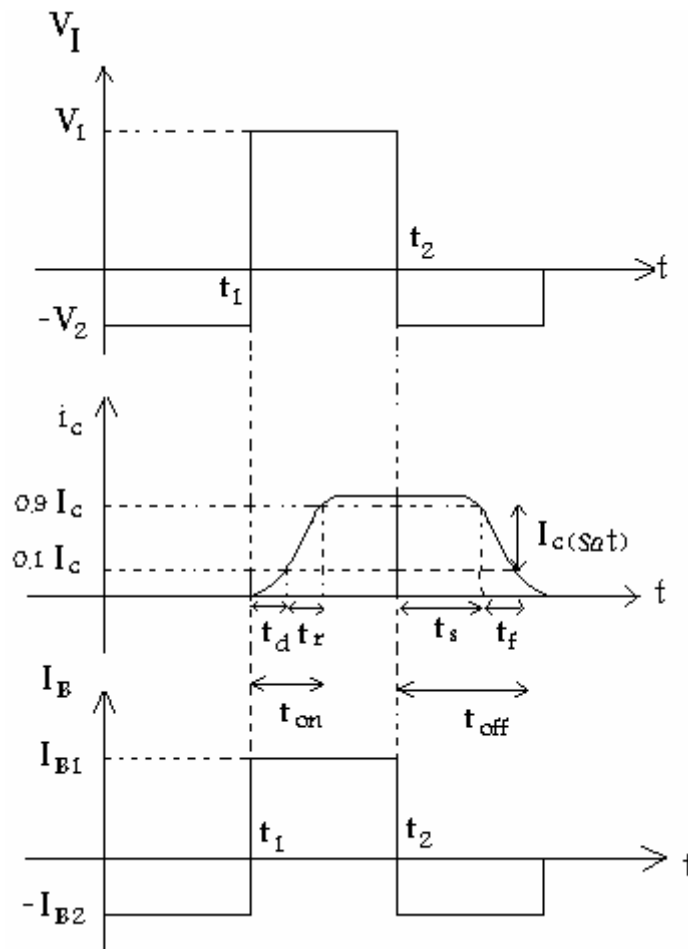
۴-۶-۴ - زمانهای قطع و وصل ترانزیستور

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



شکل (۴-۱۵): مدار سوئیچینگ

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



شکل (۴-۱۶): 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 (t_d)

زمان صعود (t_r)

زمان وصل

زمان تأخیر: مدت زمان لازم برای شارژ خازن پیوند بیس امیتر به اندازه 0.7 ولت و در حقیقت

تغییر وضعیت ترانزیستور از حالت قطع به حالت فعال را زمان تأخیر می نامند.

tr زمان صعود: زمان لازم برای اینکه جریان کلکتور از $0.1 I_c$ (sat) به $0.9 I_c$ برسد را زمان

صعود گویند.

زمان قطع }
 زمان ذخیره (t_s)
 زمان نزول (t_f)

زمان ذخیره (t_s): مدت زمان لازم برای تخلیه حاملها تا اینکه از اشباع به فعال برسد را زمان ذخیره می نامند.

زمان نزول (t_f): 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 می کند.

۴-۷- مفهوم خط بار DC

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

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

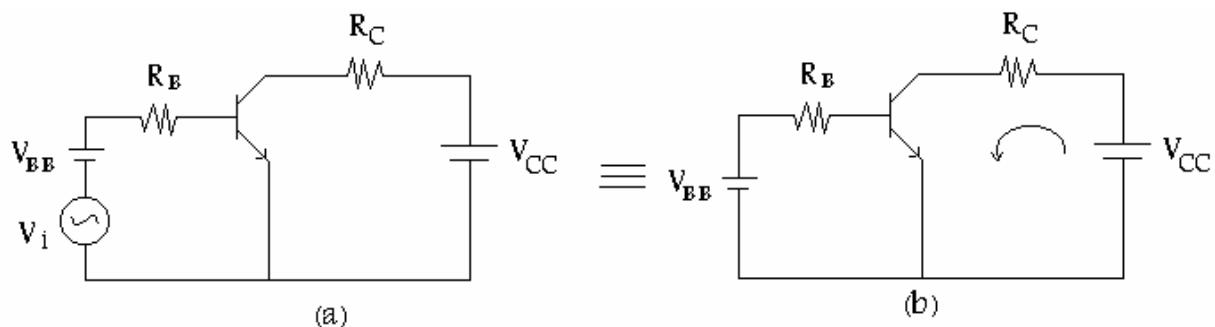
۲- کلیه خازنهای کوپلاژ و بای پس اتصال باز

۳- KVL در حلقه خروجی (بدست آوردن رابطه بین V_{CE} و I_C)

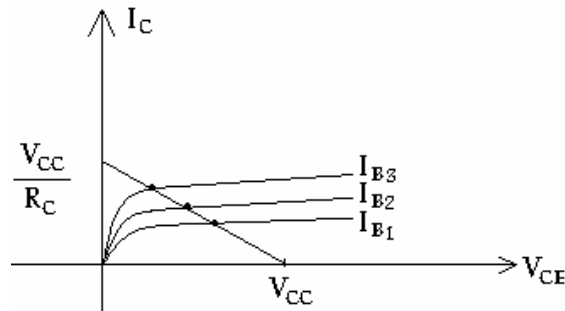
$$\text{KVL ورودی} \quad -V_{BB} + R_b i_b + V_{BE} = 0$$

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

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

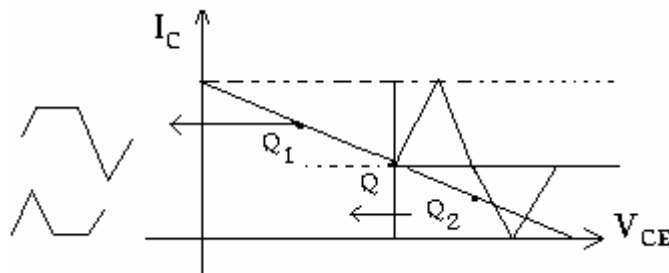


شکل (۴-۱۷): مدار ac و dc آمیتر مشترک ، (b) مدل dc



شکل (۴-۱۸) منحنی مشخصه خط بار DC

باتوجه به شکل (۴-۱۸) برای اینکه جریان کلکتور، بیشترین دامنه نوسانات متقارن ac را در طرفین نقطه کار DC داشته باشد و ضمناً از ناحیه خطی 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



شکل (۴-۱۹) نشان داده شده است

شکل (۴-۱۹): منحنی تغییرات جریان کلکتور

۴-۸- خط بار ac

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

۱- کلیه منابع ac خاموش (۱. منابع ولتاژ اتصال کوتاه، ۲. منابع جریان اتصال باز)

۲- کلیه خازنهای کوپلاژ و بای پس اتصال کوتاه

۳- KVL خروجی (بدست آوردن V_{CC} بر حسب i_c)

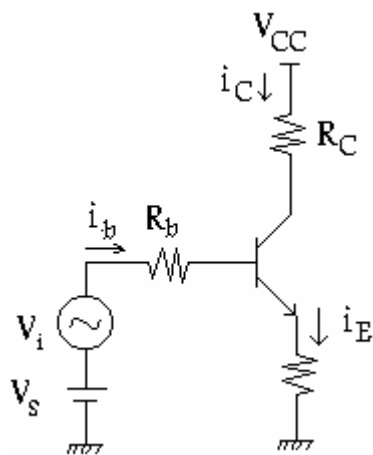
برای اینکه دامنه نوسانات متقارن خروجی ماکزیمم شود لازم است که نقطه کار وسط خط بار

ac انتخاب شود. می توان از روابط زیر بهترین نقطه کار را بدست آورد.

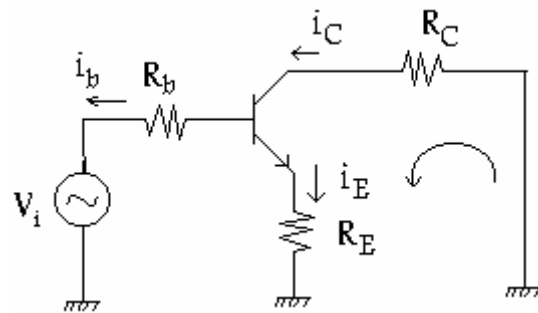
$$V_{CE} = -(R_C + R_E) i_c$$

R_{ac} کلیه مقاومتهای حلقه خروجی در مدار معادل ac

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



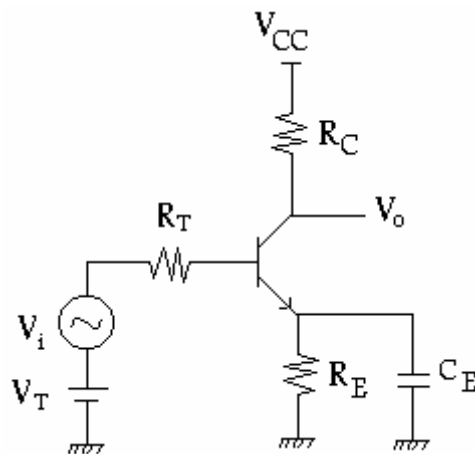
شکل (۴-۲۱): مدار ac و dc ترانزیستوری



شکل (۴-۲۰): مدل ac مدار ترانزیستوری

۹-۴ - خازن بای پس

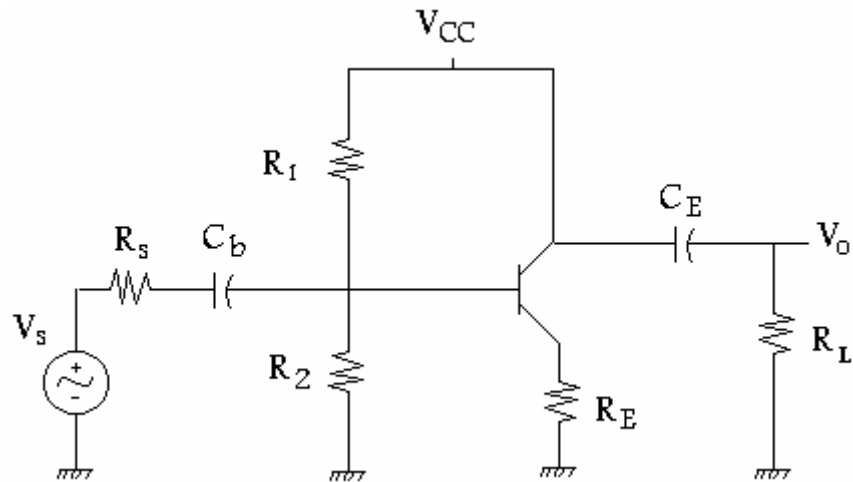
در مدار شکل (۴-۲۱) مقابل چون مقاومت امیتر به پایداری نقطه کار کمک می کند اما از نظر سیگنال باعث کاهش بهره ولتاژ مدار می شود بنابراین باید در بحث ac کاری کنیم که آن حذف گردد و می توان توسط خازن بای پس آن را حذف نمود.



شکل (۴-۲۲): 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 کوپلاژ

در شکل (۴-۲۳) C_b جلوگیری کننده از اعمال DC بر روی V_S و C_E از انتقال DC به مقاومت بار جلوگیری می کند.

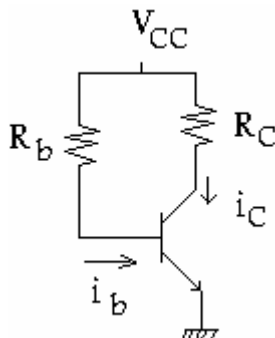
ظرفیت خازن های کوپلاژ را به اندازه کافی بزرگ انتخاب می نمایند بطوریکه خازن برای سیگنال کوچک اتصال کوتاه و برای DC مدار باز در نظر گرفته می شود، خازنهای کوپلاژ معمولاً در مدارات چند طبقه بعنوان جدا کننده طبقات از نقطه نظر DC و مستقل بودن مدار بایاس هر طبقه در نظر گرفته می شود.

۴-۱۱- طراحی مدارهای بایاس ترانزیستور

در این قسمت روشهای تثبیت نقطه کار ترانزیستور در ناحیه فعال مشخصه و طراحی مدارهای بایاسینگ می پردازیم از آنجا که پارامترهای ترانزیستور (V_{BE} ، I_{CBO} ، β) تابع دما می باشند، تغییر دما می تواند نقطه کار را جابجا نموده و حتی ممکن است آن را به نواحی غیر خطی مشخصه نیز منتقل نماید.

۴-۱۱-۱- بایاس مدار امیتر مشترک

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



شکل (۴-۲۴): مدار بایاس امیتر مشترک

مدار فوق دارای دو عیب می باشد.

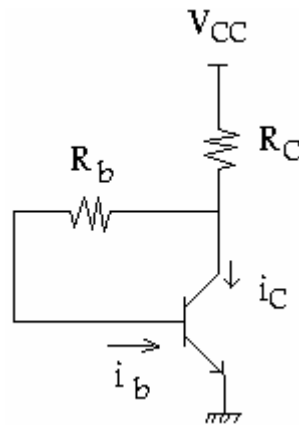
۱- جریان کلکتور (جریان نقطه کار) به پارامترهای ترانزیستور، از جمله β بستگی دارد (β)

ترانزیستورهای از یک نوع نیز ممکن است متفاوت باشد).

۲- پدیده رانش حرارتی صورت می گیرد.

اگر دمای محیط افزایش یابد I_{CBO} افزایش یافته پس می توان گفت جریان کلکتور افزایش می یابد. در نتیجه افزایش I_c 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 (۲۵-۴) می باشد.



شکل (۲۵-۴): مدار بایاس ترانزیستور

در این مدار در اثر افزایش دما I_{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.

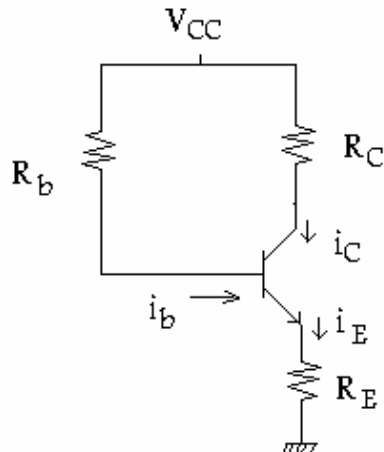
و با توجه به رابطه $I_B = \frac{V_C - V_{BE}}{R_b}$ پس I_B کاهش پیدا می کند. و $I_c = \beta I_B$ در انتها می بینیم I_c

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

$$KVL \text{ خروجی} \quad -V_{CC} + R_C (I_c + I_b) + V_{CE} = 0 \quad (۱۱-۴)$$

$$KVL \text{ ورودی} \quad -V_{CC} + R_C (I_c + I_b) + R_b I_b + V_{BE} = 0 \quad (۱۲-۴)$$

سومین مداری که می توان بعنوان مدار بایاس استفاده نمود مدار شکل (۲۶-۴) 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 امیتر یعنی V_E نیز افزایش می یابد.

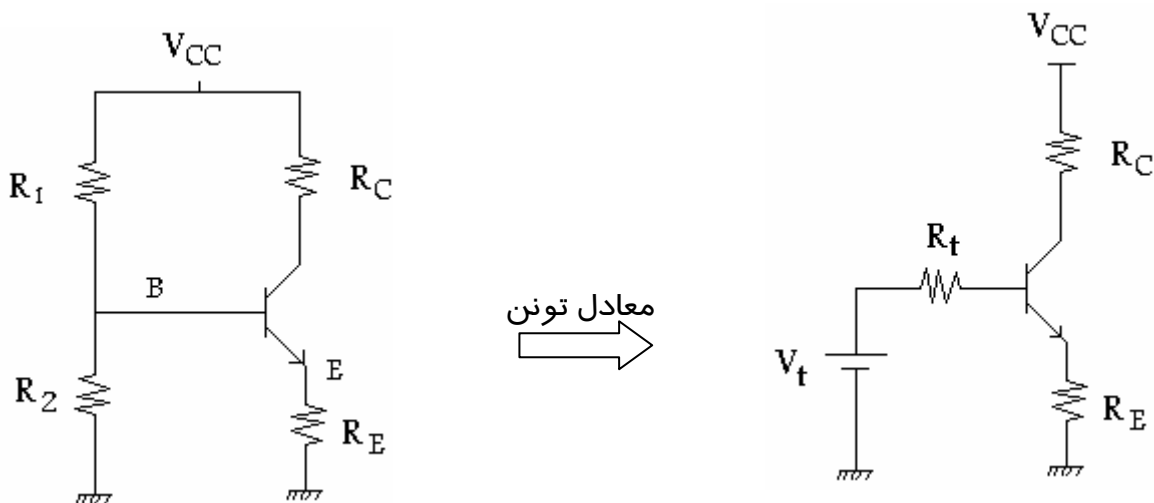
کاهش می یابد. V_B ، $V_B = V_E + V_{BE}$ افزایش می یابد. و $I_b = \frac{V_{CC} - V_B}{R_b}$ ، I_b کاهش یافته پس می توان گفت I_C کاهش می یابد.

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

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

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

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.

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

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

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

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

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

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

در رابطه فوق I_C به β وابستگی ندارد.

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

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

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

$$5 = 10 - 10 \times (R_E + 0.4)$$

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

$$R_T = \frac{\beta_{\min} R_E}{10} = \frac{40 \times 0.1}{10} = 400 \Omega$$

$$V_E = R_E I_E = 0.1 \times 10 = 1V$$

$$V_B = V_E + V_{BE} = 1 + 0.7 = 1.7$$

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

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

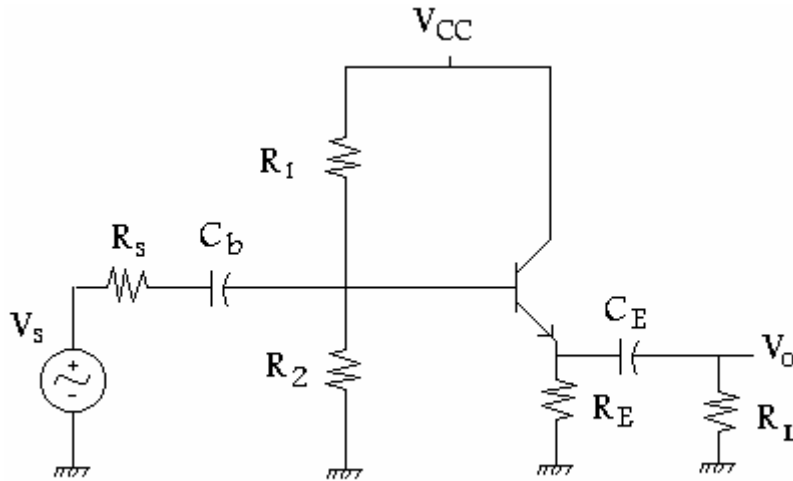
$$R_2 = 482\Omega$$

مقاومت استاندارد $R_1 = 2.2K\Omega$

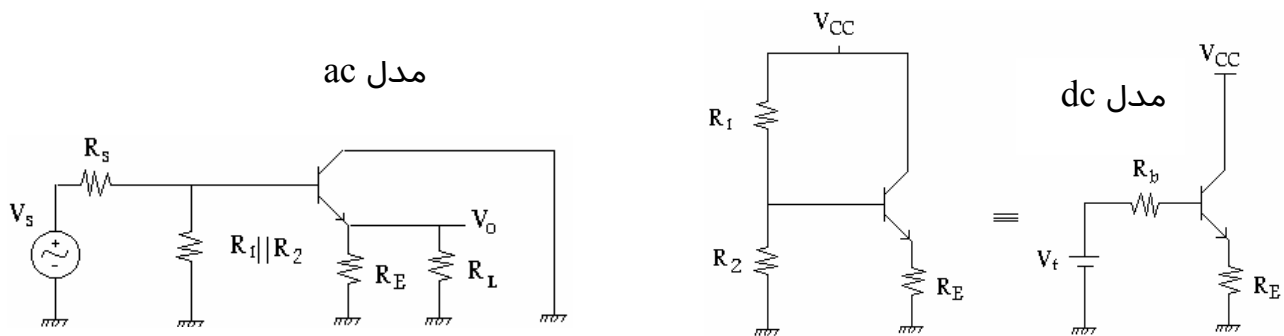
$$R_2 = 480\Omega$$

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 $R_L = 1K\Omega$ ، $R_E = 1.5K\Omega$ ، مقاومت‌های R_1 و R_2 را طوری تعیین نمایید که دامنه نوسان متقارن خروجی حداکثر شود.

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

حل:

$$R_{ac} = R_E \parallel R_L = 1.5 \parallel 1K\Omega \Rightarrow I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{R_{ac} + R_{dc}} = \frac{21}{1.5 + 1.5 \parallel 1} = 10mA$$

$$R_{dc} = R_E = 1.5K\Omega$$

$$V_{CEQ} = R_{ac} I_{CQ} = 10 * 1.5 \parallel 1 = 6V$$

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

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

$$V_T = \frac{V_{CC} R_2}{R_1 + R_2} \Rightarrow R_b = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

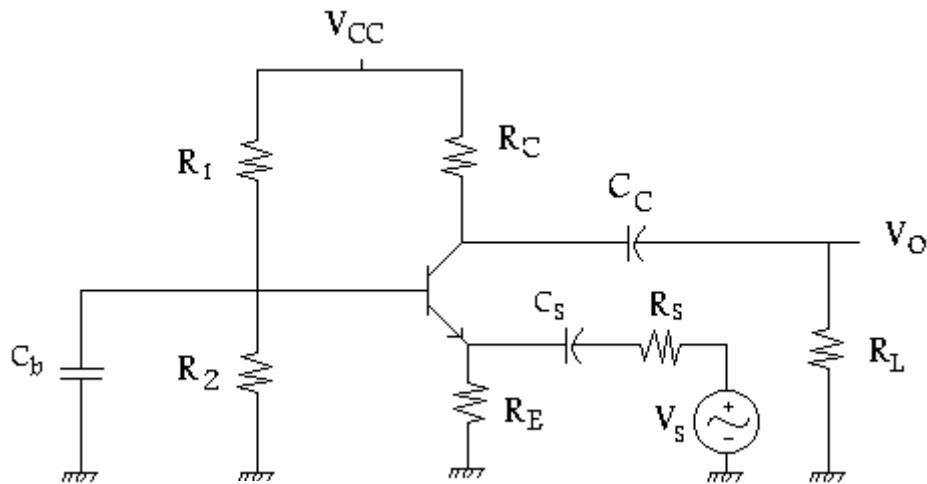
$$V_T = \frac{V_{CC} R_T}{R_1} \rightarrow$$

$$R_1 = 18.63$$

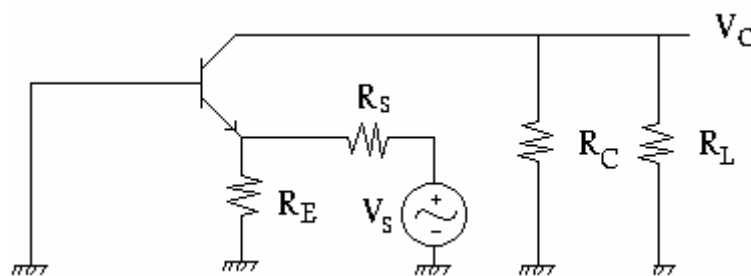
$$R_2 = 76.8 \approx 821 K\Omega$$

۴-۱۱-۳- بایاسینگ مدار بیس مشترک

مدار بیس مشترک بصورت شکل (۴-۳۰) است



شکل (۴-۳۰): مدار بیس مشترک



شکل (۴-۳۱): مدل ac بیس مشترک

$$V_{cb} = -(R_C \parallel R_L) i_c \text{ خط بار ac}$$

۴-۱۲- پایداری نقطه کار

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

۱- تغییر جریان اشباع معکوس I_{CBO} ترانزیستور با افزایش دما

۲- تغییر ولتاژ بیس امیتر با تغییر دما

۳- تغییر بهره جریان β در اثر تغییر دما

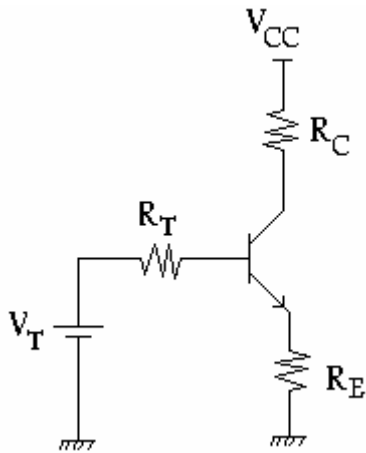
۴- تغییر ولتاژ منبع تغذیه به علت تنظیم نبودن ولتاژ

۵- تغییر مقادیر مقاومت‌های 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.

۴-۱۳ - ضرایب پایداری

در مدار شکل (۴-۳۲) داریم



شکل (۴-۳۲): مدل مدار ترانزیستوری

$$S_I = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CBO}} \approx 1 + \frac{R_T}{R_E} \quad (۴-۲۲)$$

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

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

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

$$S_{R_E} = \frac{\Delta I_C}{\Delta R_E} \quad S_{V_{CC}} = \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{CC}} \quad (۴-۲۳)$$

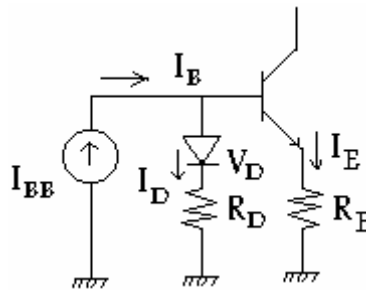
موثرترین عامل انحراف حرارتی نقطه کار تغییر V_{BE} می باشد. روش جبران سازی تغییرات V_{BE} را در این قسمت توضیح می دهیم.

۴-۱۴ - جبران تغییرات حرارتی

۴-۱۴-۱ - جبران تغییرات حرارتی V_{BE}

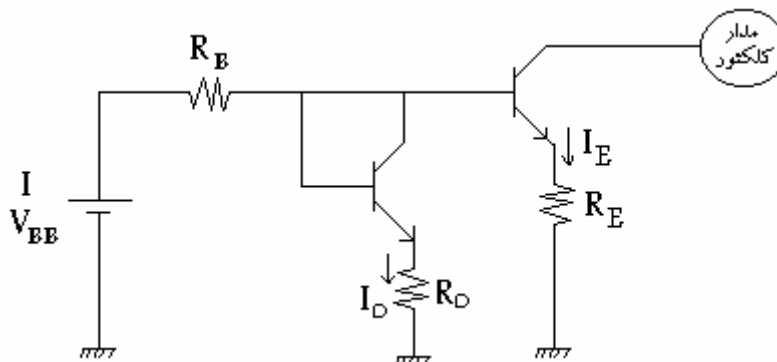
چنانچه رابطه ضریب پایداری S_V را در نظر بگیریم، چنین نتیجه می شود که ساده ترین راه برای کاهش حساسیت جریان کلکتور نسبت به تغییر V_{BE} افزایش R_E است اما از آنجا که این افزایش، کاهش جریان نقطه کار را نیز به دنبال دارد، نمی توان R_E را خیلی بزرگ انتخاب نمود. بنابراین از این طریق نمی توان اثر تغییرات حرارتی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

یکی 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

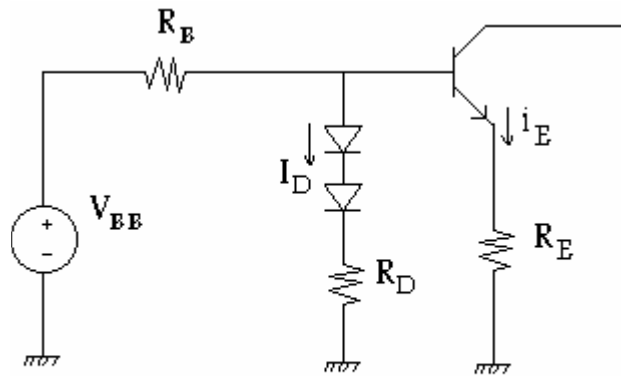
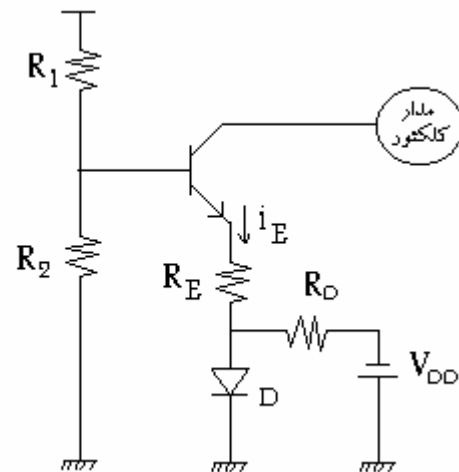
در این مدار از یک منبع جریان ثابت I_{BB} برای تغذیه بیس استفاده شده است. چنانچه تغییرات حرارتی ولتاژ دیود (V_D) مشابه تغییرات حرارتی ولتاژ بیس-امیتر ترانزیستور باشد یعنی در این صورت وابستگی جریان امیتر ترانزیستور به T منتفی می شود. در عمل پیدا

$$\frac{\Delta V_D}{\Delta T} = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta T}$$


شکل (۳۴-۴): مدل ترانزیستوری جبران ساز حرارتی

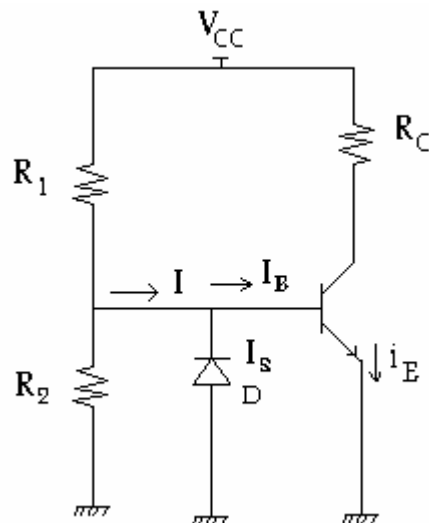
نمودن دیودی که شرط فوق را برآورده سازد آسان نیست. به همین جهت معمولاً بجای دیود از یک ترانزیستور که پیوند کلکتور-بیس آن را اتصال کوتاه کرده اند استفاده می شود چون می توان در شکل (۳۴-۴) این ترانزیستور را مشابه ترانزیستور اصلی انتخاب نمود. مسأله یکسان بودن تغییرات حرارتی تا حدود زیادی حل خواهد شد.

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}

۴-۱۴-۲- جبران تغییرات حرارتی ICBO

خنثی نمودن تغییرات حرارتی I_{CBO} معمولاً در مورد ترانزیستورهای ژرمانیم مطرح می شود. زیرا در این ترانزیستور ها این تغییرات می تواند تأثیر قابل ملاحظه ای در جابجائی نقطه کار داشته باشد یکی از روشهای جبران نمودن استفاده از مدار زیر است.



شکل (۴-۳۷): مدار جبران ساز تغییرات حرارتی ICBO

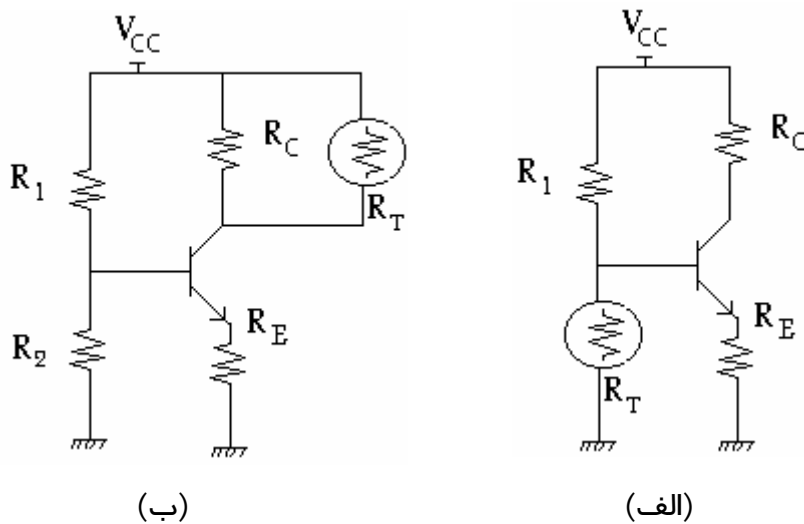
$$I_c = \beta(I - I_s) + (\beta + 1)I_{CBO} \quad (۴-۲۵)$$

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

در صورتی $\frac{\Delta I_{CBO}}{\Delta T} = \frac{\Delta I_s}{\Delta T}$ باشد $\frac{\Delta I_c}{\Delta T} = 0$ 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 (ع-۳۸) مدارهای آن نشان داده شده است. ترمیستور یک عنصر حرارتی است که مقاومت الکتریکی آن با افزایش دما کاهش می یابد 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 می یابد.



شکل (ع-۳۷): مدار جبران ساز اثر دما

الف: با زیاد شدن دما، R_T کاهش یافته و ولتاژ بیس کم می شود که باعث کاهش جریان کلکتور می شود.

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

۴-۱۵- تشخیص پایه های ترانزیستور

اگر شما از اهم متر آنالوگ استفاده می کنید باید بصورت زیر عمل کنید:
برای پیدا کردن Base پایه ای 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 $R \times 1$ 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 مقاومت های بین بیس و امیتر و همچنین بیس و کلکتور را چک کنید. هر کدام مقاومت بیشتری نشان داد آن را پایه امیتر و دیگری که مقاومت کمتری دارد پایه کلکتور 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.

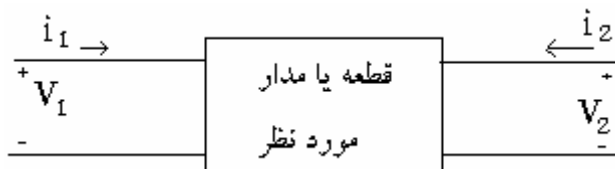
فصل پنجم

تقویت کننده های ترانزیستوری در فرکانسهای پایین

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.

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

$$V_1 = h_{11}i_1 + h_{12}v_2 \quad (1-5)$$

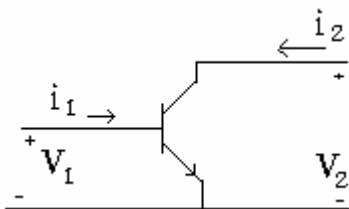
$$i_2 = h_{21}i_1 + h_{22}V_2$$

شکل (۱-۵): دو قطبی

مدل هیبرید ترانزیستور

$$i_2 = f(i_1, v_2) \quad \text{مشخصه خروجی}$$

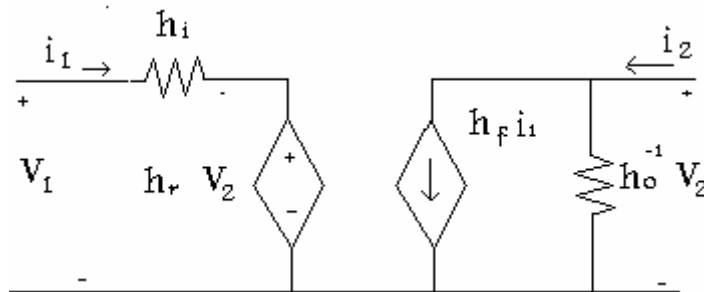
$$v_1 = f(i_1, v_2) \quad \text{مشخصه ورودی}$$



شکل (۲-۵) ترانزیستور امیتر مشترک

$$(۲-۵) \left\{ \begin{array}{ll} h_i = h_{11} = \frac{V_1}{I_1} \Big|_{V_2=0} = 0 & \text{مقاومت ورودی به ازای خروجی اتصال کوتاه} \\ h_r = h_{12} = \frac{V_1}{V_2} \Big|_{i_1=0} = 0 & \text{عکس بهره ولتاژ به ازای ورودی مدار باز} \\ h_f = h_{21} = \frac{I_2}{I_1} \Big|_{V_2=0} = 0 & \text{بهره جریان به ازای خروجی اتصال کوتاه} \\ h_o^{-1} = h_{22} = \frac{I_2}{V_2} \Big|_{i_1=0} = 0 & \text{رسانائی خروجی به ازای ورودی مدار باز} \end{array} \right.$$

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 $h_{fc}, h_{rc}, h_{oc}^{-1}, h_{ic}$

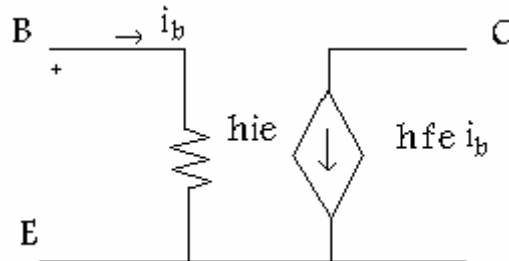
در تقویت کننده پارامتری h_o^{-1} و h_r دو پارامتری است که زیاد تأثیر شدیدی در مدار ندارد و می توان آنها را در مدل هیبرید حذف نمود.

۵-۲- تقویت کننده امیتر مشترک

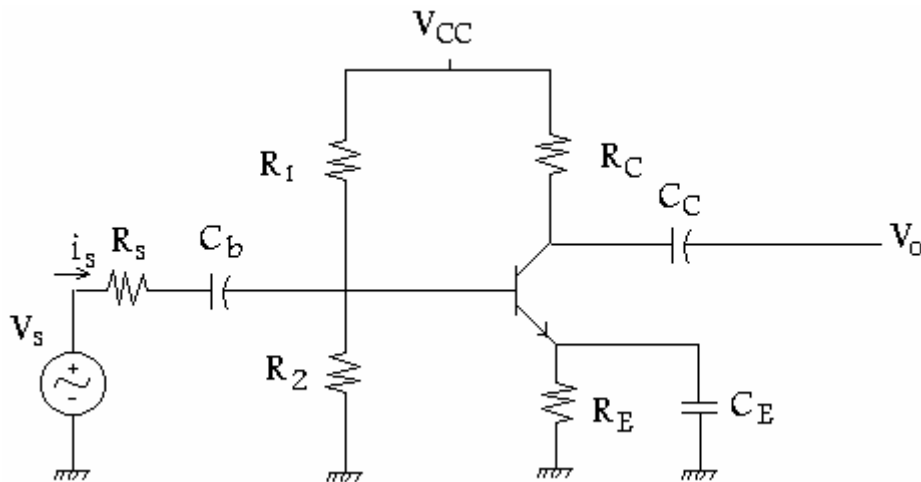
در تجزیه تحلیل سیگنال کوچک یک تقویت کننده مشخصاتی چون A_V بهره ولتاژ، A_I بهره جریان، مقاومت ورودی R_i و مقاومت خروجی R_o . برای محاسبه باید مدل ac تقویت کننده را بدست آورد سپس مدل سیگنال کوچک هر ترانزیستور را رسم کرده و مقادیر مختلف فوق را بدست آوریم.

۵-۲-۱- مدل تقریبی ترانزیستور

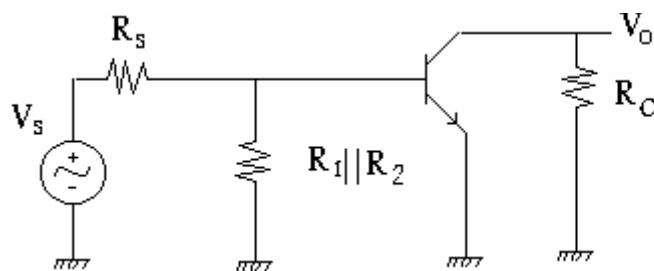
در مدل ترانزیستور h_{re} خیلی کوچک است و h_{oe}^{-1} در مقایسه با مقاومت بار مدار خیلی بزرگ می باشد و حاصل تواری آنها تقریباً مقاومت بار می شود. پس می توان از آنها صرف نظر کنیم و مدار معادل زیر را در نظر بگیریم.



شکل (۵-۵): مدل تقریبی ترانزیستور

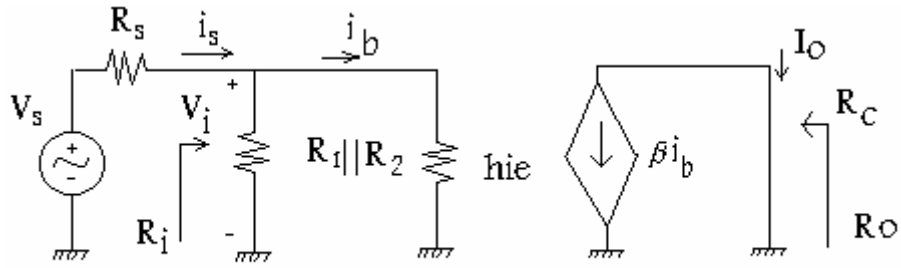


شکل (۵-۵) تقویت کننده امیتر مشترک



شکل (۶-۵): مدل ac مدار

مدل سیگنال کوچک -۲-۲-۵



شکل (۷-۵): مدل سیگنال کوچک

محاسبه A_V

$$A_V = \frac{V_o}{V_i} \quad \begin{aligned} V_o &= R_c i_o \\ i_o &= -\beta i_b \\ i_b &= \frac{V_i}{h_{ie}} \end{aligned} \quad \Rightarrow \quad V_o = \frac{-\beta R_c}{h_{ie}} V_i \rightarrow A_V = \frac{V_o}{V_i} = \frac{-\beta R_c}{h_{ie}}$$

محاسبه A_I

$$I_o = -\beta i_b \quad \Rightarrow \quad A_I = \frac{I_o}{I_s} = \frac{-\beta R_1 \parallel R_2}{R_1 \parallel R_2 + h_{ie}}$$

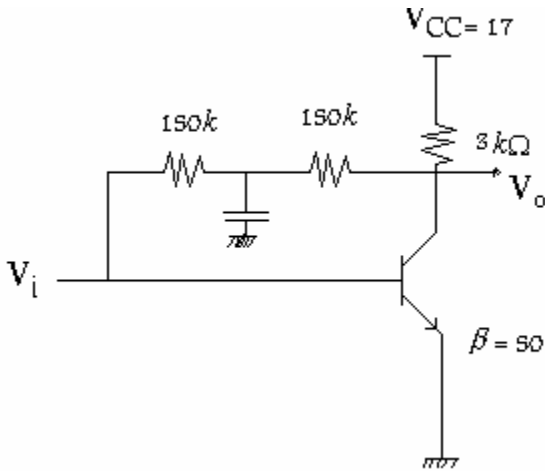
$$i_b = \frac{i_s}{R_1 \parallel R_2 + h_{ie}} \times R_1 \parallel R_2$$

$$R_i = R_1 \parallel R_2 \parallel h_{ie}$$

$$R_o = R_c$$

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

مثال: در مدار شکل زیر مقابل مطلوبست R_o, R_i, A_I, A_V

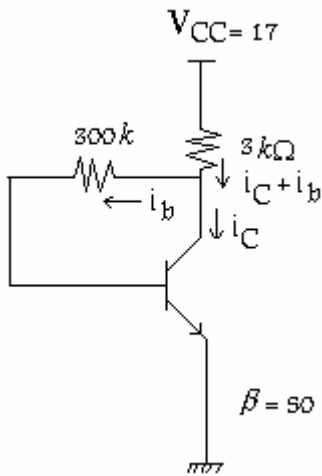


حل: بدلیل ندادن h_{ie} باید آن را محاسبه نمود

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

محاسبه شود.

بحث dc:



$$-V_{CC} + 3(i_c + i_b) + V_{CE} = 0$$

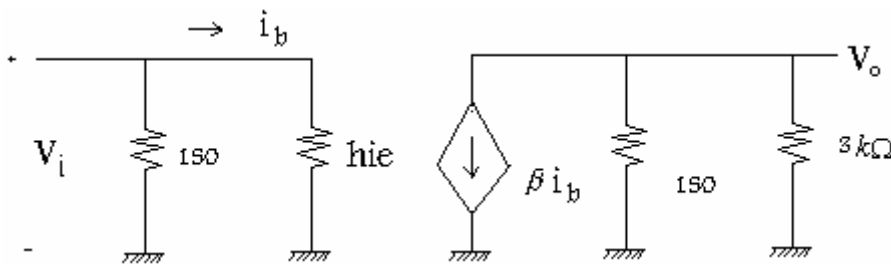
$$-V_{CC} + 3(i_c + i_b) + 300i_b + V_{BE} = 0$$

$$453 i_b = 16.3 \rightarrow i_b = 0.036 \text{ mA}$$

$$I_C = \beta i_b = 50 \times 0.036 = 1.8 \text{ mA}$$

$$h_{ie} = \frac{1.4 \times 50 \times 25 \text{ mv}}{1.8} \approx 1 \text{ K}\Omega$$

بحث ac



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

$$i_b = \frac{V_i}{h_{ie}} = V_i$$

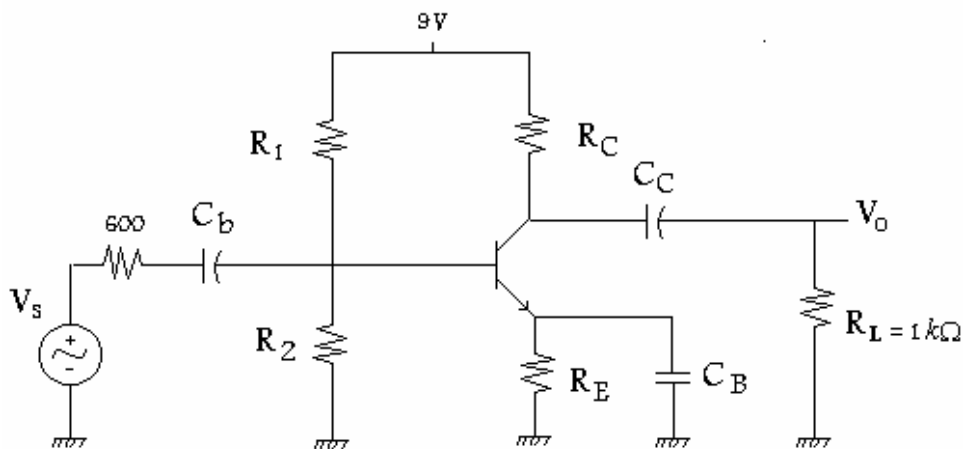
$$R_i = 150 \parallel 1 = \frac{150}{151} = 990 \Omega$$

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

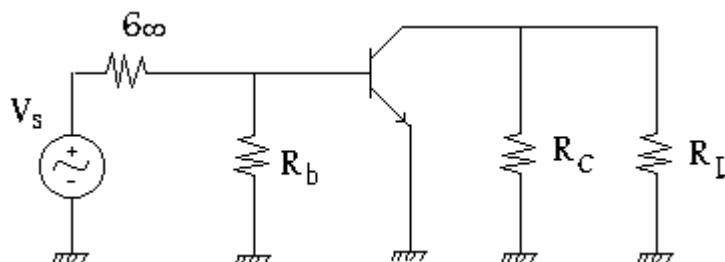
$$i_b = \frac{I_s}{150+1} \times 150$$

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

مثال: در تقویت کننده شکل زیر $V_{CE(sat)} = 0.2$, $h_{fe} = 200$, $R_L = 1k\Omega$ است مقادیر مقاومتهای مدار را طوری محاسبه نمائید. که شرایط زیر برقرار باشد.
 بهره جریان بیشتر از ۱۲۰ باشد
 مقاومت ورودی R_L از $2k\Omega$ بزرگتر باشد
 حداقل دامنه نوسان ولتاژ خروجی یک ولت باشد.



مدل ac



$$I_O = -\beta i_b (R_C \parallel R_L)$$

$$i_b = \frac{I_S}{R_b + h_{ie}} \times R_b \Rightarrow \frac{I_O}{I_S} = \frac{-\beta(R_C \parallel 1K\Omega)}{R_b + h_{ie}} \cdot R_b$$

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

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

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

$$h_{ie} = \frac{\eta\beta VT}{I_{CQ}} \geq 2000\Omega \Rightarrow I_{CQ} \leq \frac{200 \times 26}{200} \Rightarrow I_{CQ} \leq 2.6 mA$$

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.

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

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

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

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

$$R_E = 1K\Omega$$

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

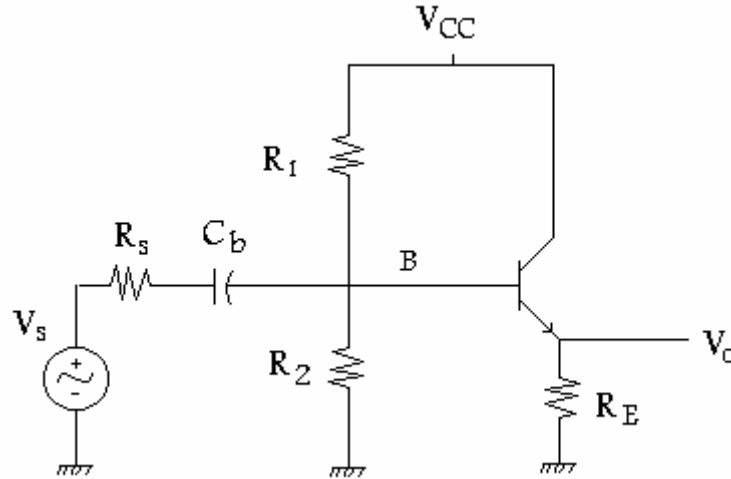
$$\text{در حالت DC } R_T = R_B = R_1 \parallel R_2 \rightarrow R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

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

$$V_T = \frac{V_{CC}}{R_1 + R_2} \times R_2 \rightarrow \begin{cases} R_1 = 62.1 K\Omega \\ R_2 = 29.5 K\Omega \end{cases}$$

۵-۳- تقویت کننده کلکتور مشترک

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



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

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

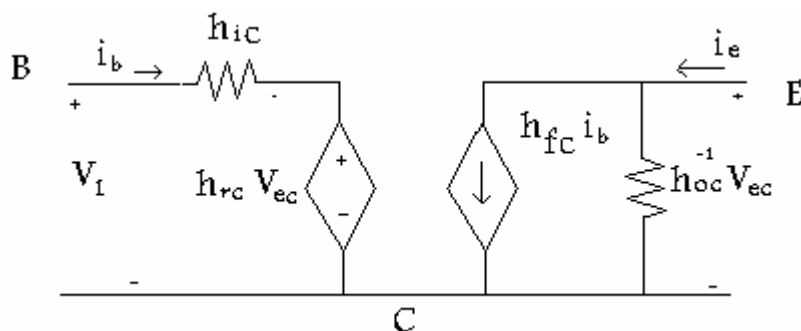
۴-۱- پارامترهای CC را داده باشند.

۴-۲- 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 (۵-۹) است.



شکل (۵-۹): مدار معادل سیگنال کوچک

$$V_{bc} = h_{ic} i_b + h_{rc} V_{ec}$$

$$i_e = h_{fc} i_b + h_{oc} V_{ec}$$

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.

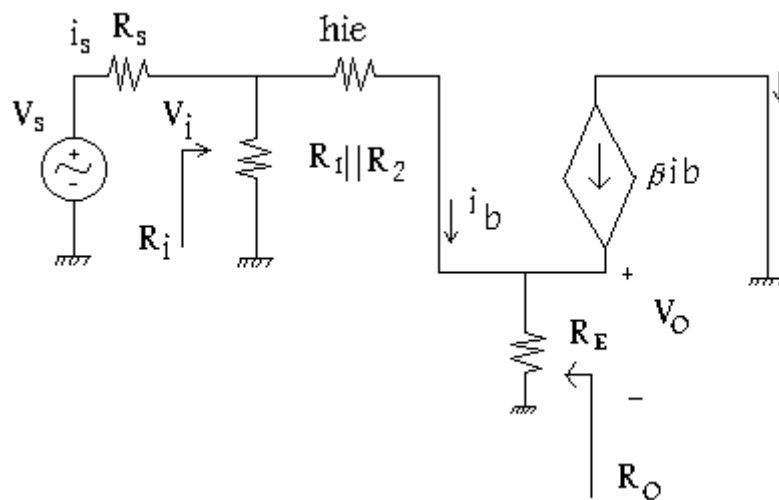
الف: با توجه به روابط زیر می توان پارامترهای کلکتور مشترک را از روی امیتر مشترک محاسبه نمود.

$$h_{ic} = h_{ie} \qquad h_{rc} = 1 - h_{re} \qquad (۳-۵)$$

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

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

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



شکل (۵-۱۰): 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 $(1 + \beta)$ ضرب می شود.

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

محاسبه AV

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

محاسبه AI

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

محاسبه R_o

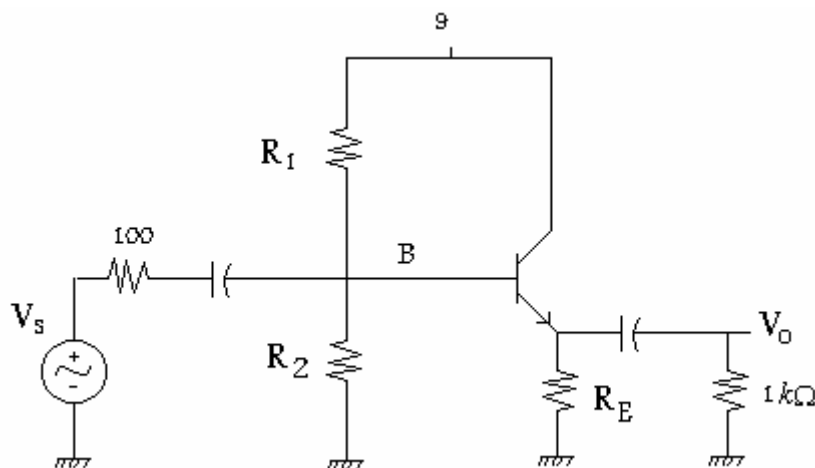
باید کلیه ولتاژ اتصال کوتاه و منابع جریان اتصال باز شود.

$$R_O = R_E \parallel \frac{R_S \parallel R_1 \parallel R_2 + h_{ie}}{1 + \beta}$$

محاسبه Ri

$$R_i = (R_1 \parallel R_2) \parallel (h_{ie} + R_E(1 + \beta))$$

مثال: مدار تقویت کننده زیر را طوری طراحی کنید که $AV_s > 0.98$, $R_i > 15K\Omega$ حداقل دامنه نوسان ولتاژ ورودی برابر ۲ ولت و $V_{CEmin} = 1V$ باشد. برای ترانزیستور مدار $120 < \beta < 200$ است.



$$R'_E = R_E \parallel 1K\Omega$$

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

$$h_{ie} = \frac{(1 + h_{fe})V_t}{I_{EQ}}$$

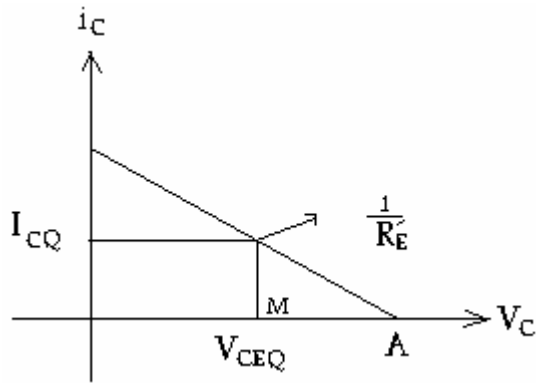
$$\Rightarrow \frac{R'_E}{R'_E + \frac{V_t}{I_{EQ}}} > 0.98 \rightarrow R'_E > \frac{1.274}{I_{EQ}}$$

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

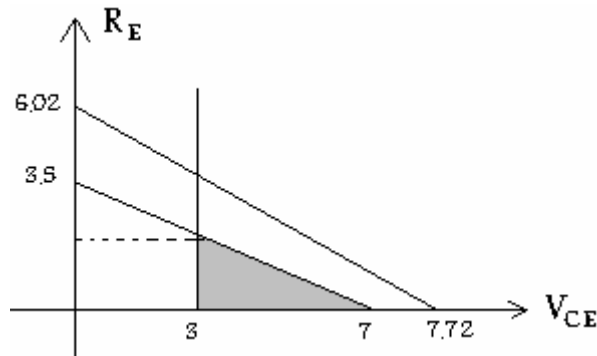
خط بار DC $-9 + V_{CEQ} + R_E i_{EQ} = 0 \rightarrow I_{EQ} = \frac{9 - V_{CEQ}}{R_E} \quad (2)$

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

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 ۲ ولت از V_{CEQ} فاصله داشته باشد.



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.

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

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

$$R_i = R_B \parallel [h_{ie} + (1 + \beta)R'_E] = R_B \parallel 73.45 > 15K\Omega \Rightarrow R_B > 18.83 K\Omega$$

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

$R_B = 19K\Omega$ انتخاب می نمایم.

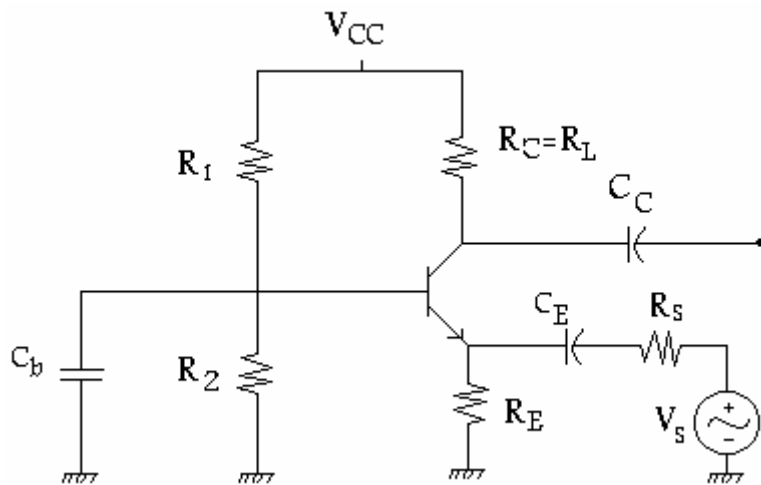
$$\text{DC در حالت ورودی KVL} \Rightarrow V_T = R_B \frac{I_E}{\beta_{AV}} + V_{BE} + R_E I_R = 19 \cdot \frac{3.67}{160} + 0.7 + 1.5 \times 3.367 = 6.64V$$

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

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

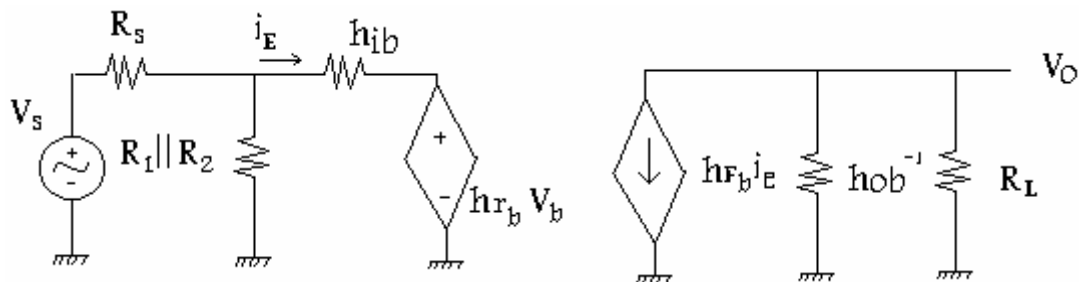
۵-۴- تقویت کننده بیس مشترک

در شکل (۵-۱۱) تقویت کننده بیس



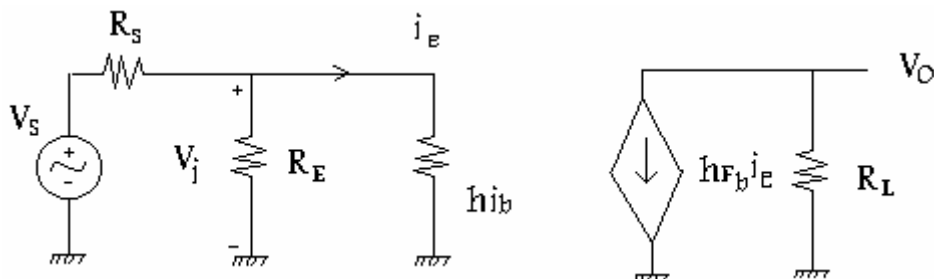
شکل (۵-۱۱): تقویت کننده بیس مشترک

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



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

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



شکل (۵-۱۳): مدل تقریبی مدار بیس مشترک

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

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

$$I_o = -h_{fb} i_e$$

$$i_e = \frac{is}{R_E + h_{ib}} \Rightarrow \frac{I_o}{I_s} = \frac{-h_{fb}}{R_E + h_{ib}} R_E$$

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

$$R_o = R_L$$

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

(۵-۴)

$$h_{fb} = \frac{-h_{fe}}{1 + h_{fe}}$$

$$h_{ib} = \frac{h_{ie}}{1 + h_{fe}}$$

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

$$h_{rb} = \frac{h_{ie} h_{oe}}{1 + h_{fe}} - h_{re}$$

۵-۵ - مقایسه ای بین سه تقویت کننده

مدار امیتر مشترک A_I, A_V متوسط و نسبتاً بزرگ
 R_o, 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_o کوچک

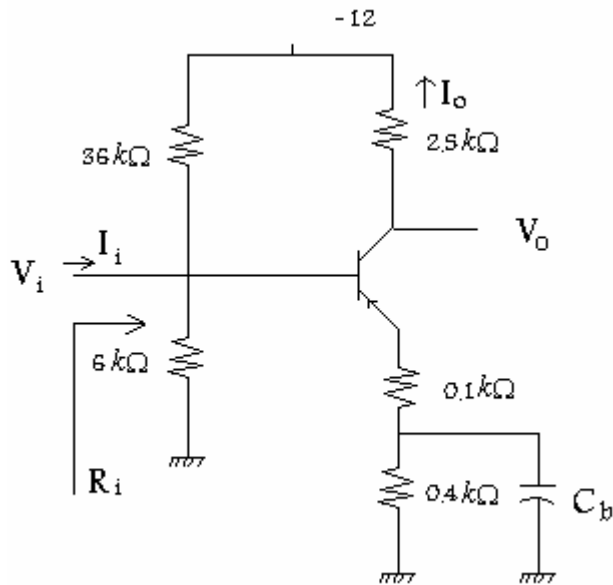
مدار بیس مشترک A_V متوسط و نسبتاً بزرگ

$A_I < 1$ نزدیک به یک

R_i کوچک

R_o بزرگ

پرسشهای فصل پنجم



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

الف) بهره جریان

ب) بهره ولتاژ

ج) مقاومت ورودی

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

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

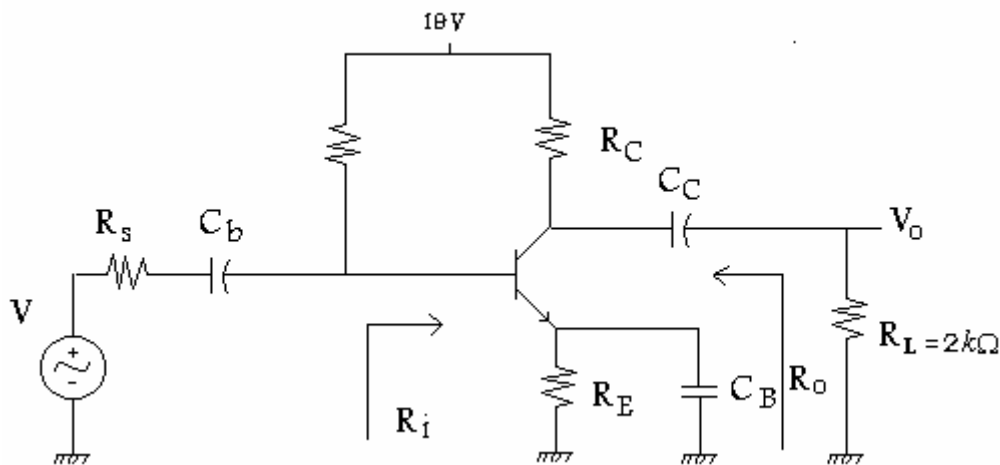
ب) اگر خازن بای پس C_B را برداریم مقادیر جدید R_i و R_o چقدر خواهد بود

$$R_S = 1 \text{ k}\Omega$$

$$R_1 = 470 \text{ k}\Omega$$

$$R_C = 8 \text{ k}\Omega$$

$$R_E = 1 \text{ k}\Omega$$



مراجع

۱. مبانی الکترونیک تألیف : سید علی میر عشقی
۲. تحلیل و طراحی مدارهای الکترونی تألیف : 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 Belove
5. The Art of Electronics by : Winfield Hill and paul Horowitz