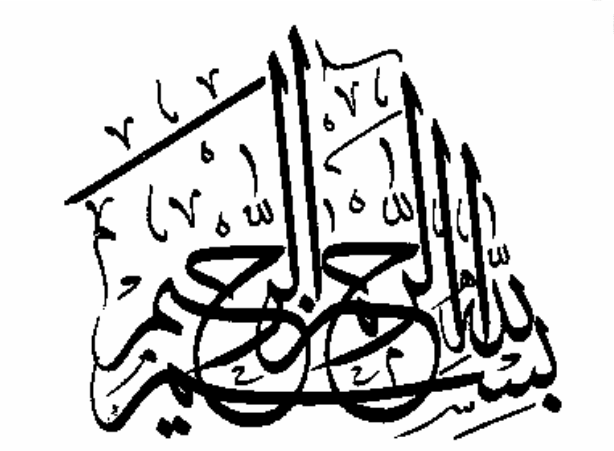


www.ir-micro.com

"" جزوه الکترونیک 1 – بخش اول ""

تهیه کننده : حامد مظاهری
Hamed.Mazaher@Gmail.com

شما هم میتوانید مقالات خود را به ما ارسال کنید تا با نام شما در سایت قرار داده شود
Hamed.Mazaher@Gmail.com

الکترونیک ۱

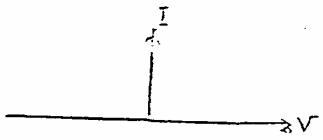
استاد درس: مهندس کاشی

www.ir-micro.com

۱

مدارهای دیودی: از انواع مدارهای دیودی که بررسی می‌کنیم می‌توان مدارهای برشگر (limiter - clipper)، مدارهای بکسرکننده، مدارهای چندبرابرکننده و مدارهای تثبیت کننده ولتاژ را نام برد.

نمایش دیود ایده‌آل:

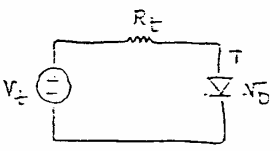


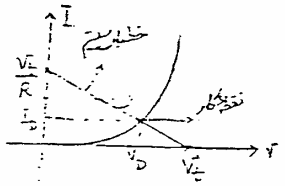
دو نوع تحلیل داریم: ۱- مدل تریسی

۲- مدل خطی پاره‌ای

مدل تریسی:

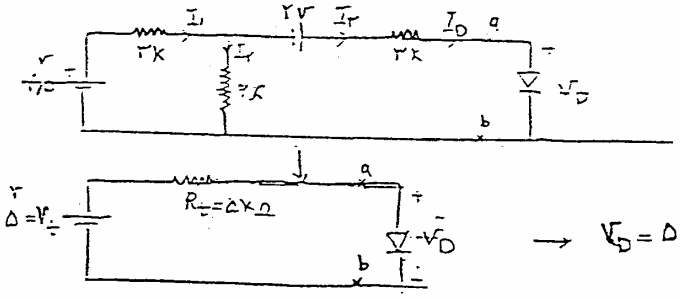
مثال:





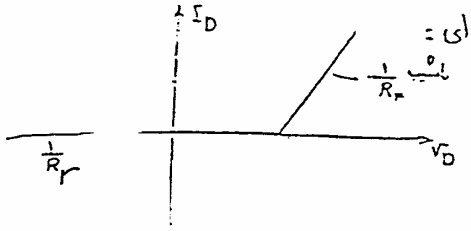
$\rightarrow V_t = R_t I_D + V_D \rightarrow \boxed{V_D = V_t - R_t I_D}$ معادله خط بار

مثال:



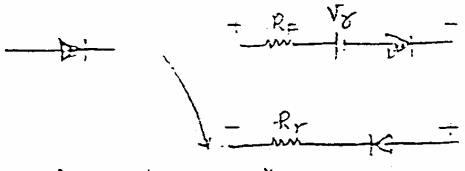
$\rightarrow V_D = 5 - 5I_D$

مدل خطی پاره‌ای:



www.ir-micro.com

نمایش دیود در گرایش مستقیم :

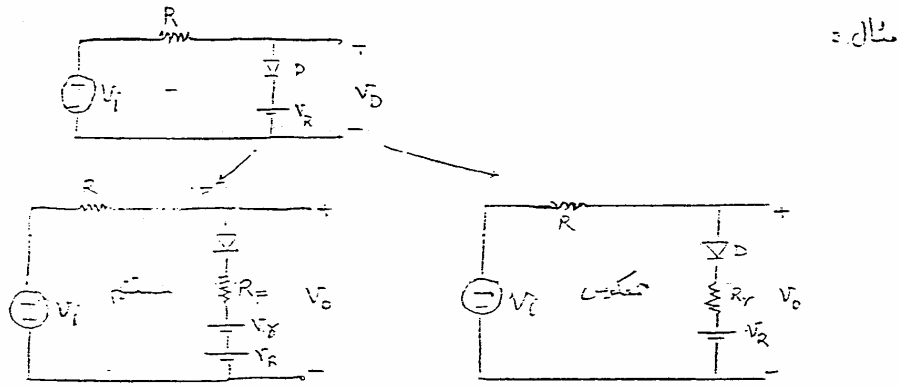


نمایش دیود در گرایش معکوس :

جایگزینی به طریقه تقریبی مدار باز می شود.

R_F .. ۱۰ ~ ۳۰ Ω R_r : ۱۰۰ KΩ حدود

مثال :



گرایش مستقیم :

$$V_o = V_{RF} + V_o + V_R$$

$$V_o = \left[V_i - (V_\gamma + V_R)\right]\frac{R_F}{R_F + R} + V_\gamma + V_R$$

$$\longrightarrow V_o = \frac{R_F}{R_F + R} V_i + (V_\gamma + V_R)\left(\frac{R}{R_F + R}\right)$$

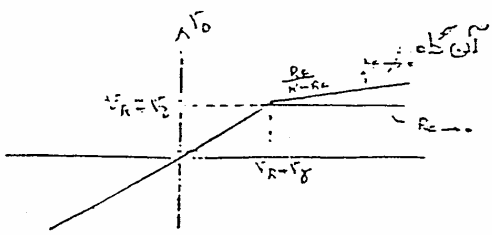
گرایش معکوس :

$$V_o = V_{R_r} + V_R$$

$$V_o = (V_i - V_R)\frac{R}{R_r + R} + V_R$$

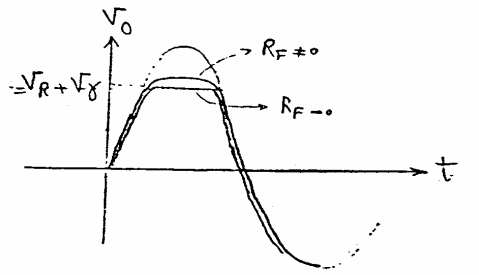
$$V_o = V_i$$

اگر فرض کنیم $R \ll R_r$ ، $R_F \ll R$ آنگاه

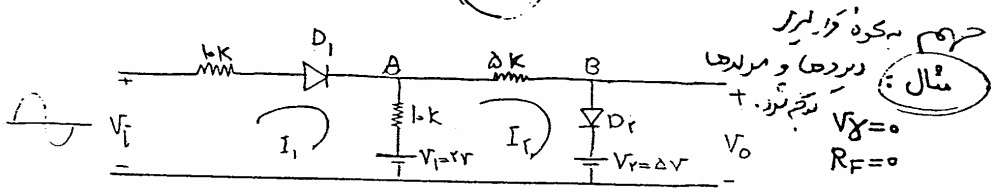


درگرایش مستقیم :

3



درگراسیش معکوس:



مثال: به کره توجه کنید دیودها و مولدها برعکس شده اند. $V_\gamma = 0$ $R_F = 0$

اگر $V_i = 0 \longrightarrow$ D_2 خاموش

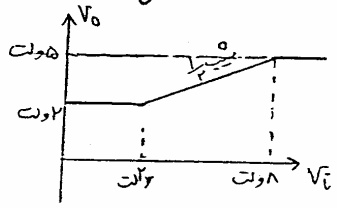
، $V_A = V_B = 2\ V$

$\longrightarrow V_i < 2^V \longrightarrow V_o = 2\ V$

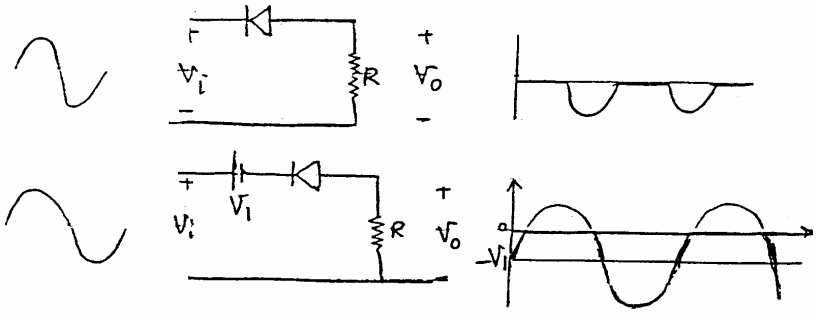
اگر $V_i > 2^V$: $V_A = V_{R_{1K}} + V_1 = (V_i - V_1) \times \frac{10}{10+10} + V_1$

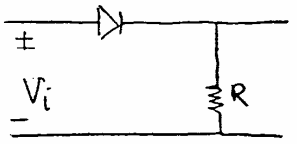
$V_A = 5 \longrightarrow V_i = 8^V$

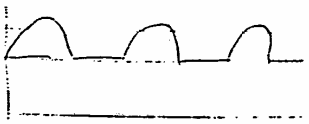
$\longrightarrow V_i > 8^V \longrightarrow V_o = 5\ V$

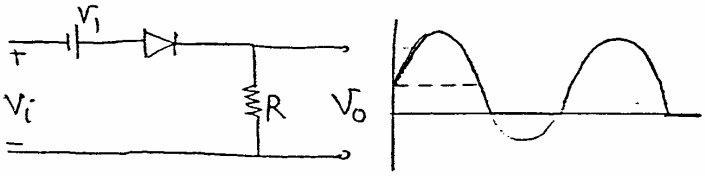


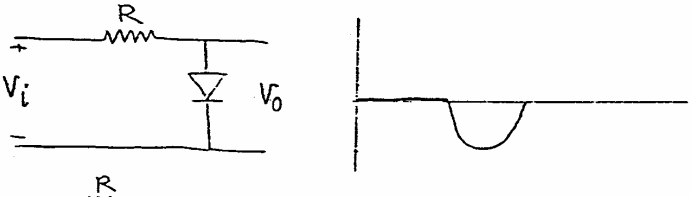
مدارهای برشگر:

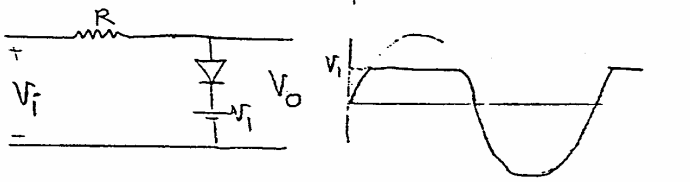


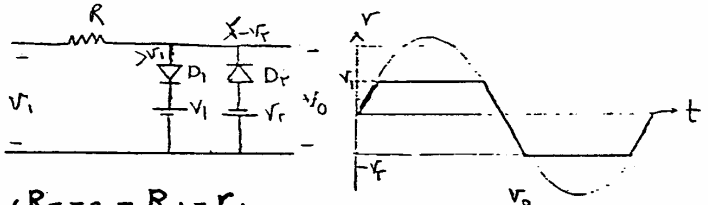






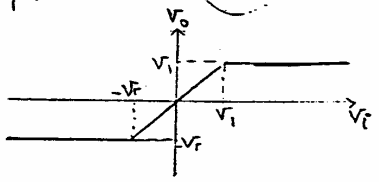


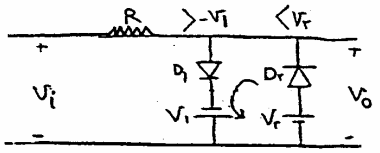




$$\begin{cases} R_F = 0 = R_\alpha = r_\alpha \\ V_\gamma = 0 \\ R_r = \infty \end{cases}$$

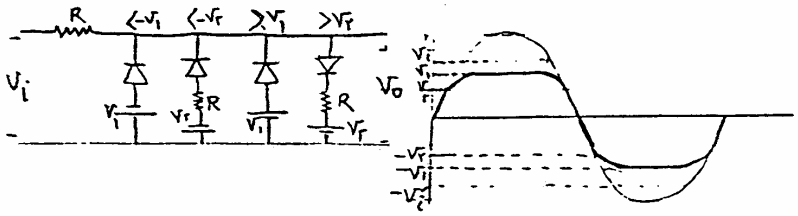
دیود ایده آل





در مدار با الا بعد از گذشت زمان یکی از دو شاخه و یا هر دو هم زمان می سوزند

$V_1 > V_2$

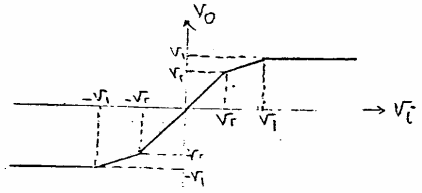


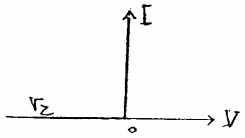
5

$0 < V_i < V_2 \longrightarrow V_o = V_i$

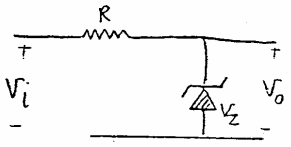
$V_2 < V_i \longrightarrow V_o = V_R + V_2 = \frac{(V_i - V_2)}{R+R} R + V_2 = \frac{V_i + V_2}{2}$

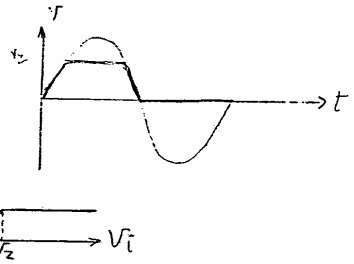
if $V_o = V_1 \longrightarrow V_i' = 2V_1 - V_2$

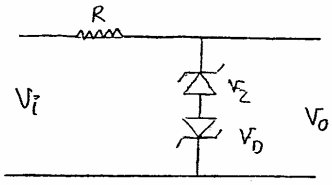




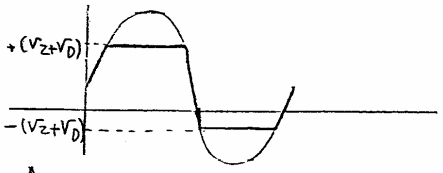
دیود زنر ایده آل :

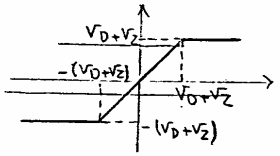






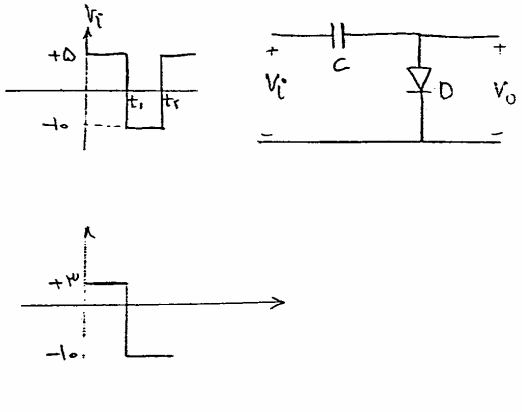
V_o



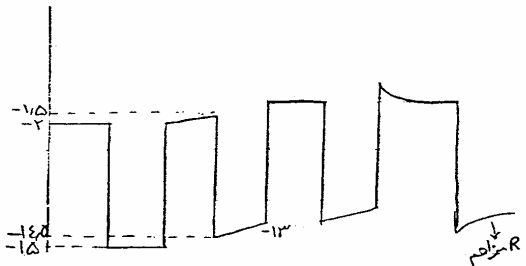


۲ـ مدارهای کلمپ :

دیود ایده‌آل

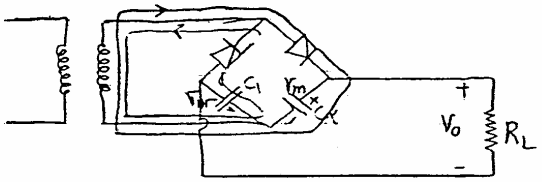


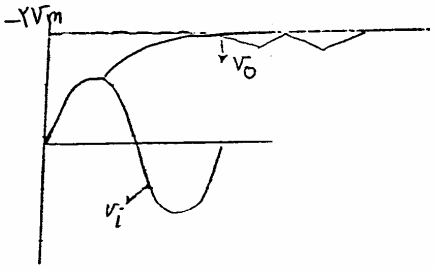
با موازی کردن یک مقاومت با دیود فرصت لازم برای دشارژ کردن خازن بوجود می آید.



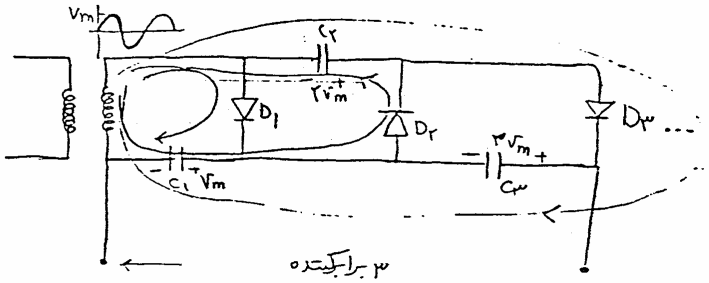
۳ـ مدارهای چند برابر کنندهٔ ولتاژ :

دوبرابر کننده :

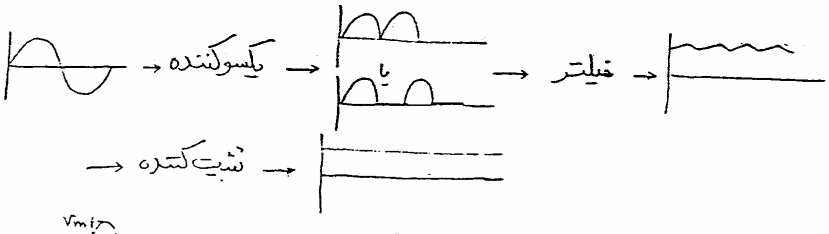


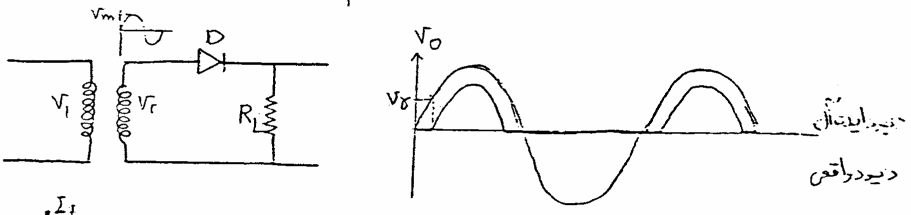


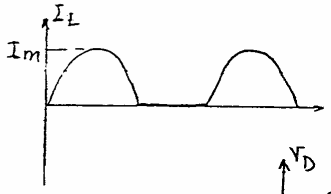
۶



۴ـ مدارهای یکسوکننده :

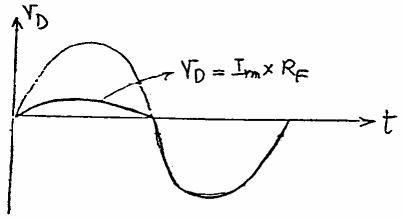






$$I_m = \frac{V_m}{R_L + R_F} \quad , \quad V_o = I_m \times R_L$$

$$V_D = I_m \times R_F$$



$R_F \neq 0$

$V_i = V_m \sin \omega t$

$$\begin{cases} V_D = I_m \times R_F & \rightarrow \quad 0 < \omega t < \pi \\ V_D = V_i & \quad \pi < \omega t < 2\pi \end{cases}$$

$$V_{dc_{RL}} = \frac{1}{T}\int_{\frac{T}{2}}^{T} V_D(t)\,dt = \quad , \quad V_{dc_{RL}} = \frac{1}{T}\int_{0}^{\frac{T}{2}} R_L I_m \sin \omega t\,dt = \frac{R_L I_m}{\pi}$$

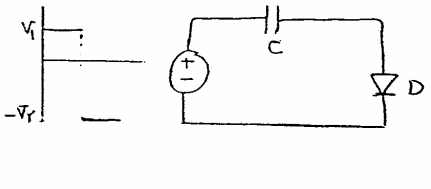
$$V_D = \frac{1}{T}\int_{0}^{\frac{T}{2}} V_D\,dt = \frac{1}{T}\left[\int_{0}^{\frac{T}{2}} I_m \sin\omega t \cdot R_F\,dt + \int_{\frac{T}{2}}^{T} V_m \sin\omega t\,dt\right]$$

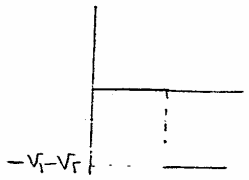
$$\longrightarrow \quad V_D = \frac{I_m}{\pi} R_L$$

www.ir-micro.com

۹

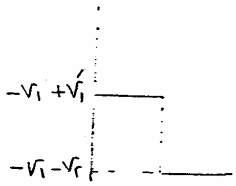
مدار کلمپ ایده آل





با تغییر ناگهانی V_1 به V_1' که کمتر از V_1 است خازن میل رسیدن به ولتاژ V_1' را خواهد داشت اما

چون نمی تواند



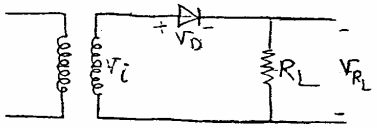
اگر مقاومت R را با دیود موازی کنیم خازن در هر آلترناتس کمی دشارژ می شود تا نهایتاً بعد از

چند آلترناتس ولتاژ $-V_1+V_1'$ به صفر می رسد بعد از آن مدار کلمپ به مدار کلمپ ایده آل تبدیل

می شود. در این حالت مقاومت مزاحم خواهد بود به شرط اینکه مقدار آن بسیار بزرگ باشد تا فرصت

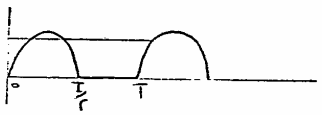
دشارژ شدن به خازن را ندهد. نمونه اش این مبحث در جلسه قبل کشیده شده است.

راندمان یکسوساز = نسبت توان DC تحویلی به بار را به توان متوسط ورودی گوئیم.



$R_F = R_\gamma$

$V_i = V_m \sin\omega t$,

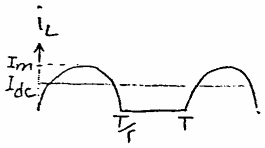


$$i = \frac{V_i}{R_L+R_F} = \frac{V_m}{R_L+R_F}\sin\omega t$$

$$(P_i)_{av} = \frac{1}{T}\int_0^{\frac{T}{2}} (V_i \times i)\,dt = \frac{1}{T}\int_0^{\frac{T}{2}} (V_m \sin\omega t)\left(\frac{V_m}{R_L+R_F}\sin\omega t\right)dt$$

$$\xrightarrow[\text{توان متوسط ورودی}]{} P_{i_{av}} = \frac{V_m^2}{4(R_L+R_F)}$$

$$P_{o_{dc}} = (I_{dc})^2 R_L$$

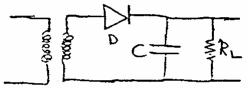


$$, I_{dc} = \frac{1}{T}\int_0^{\frac{T}{2}} i\,dt = \frac{1}{T}\int_0^{\frac{T}{2}} I_m \sin\omega t\,dt \longrightarrow I_{dc} = \frac{I_m}{\pi}$$

$$P_{o_{dc}} = \frac{I_m^2}{\pi^2} R_L = \frac{\left(\frac{V_m}{R_L + R_F}\right)^2}{\pi^2} R_L$$

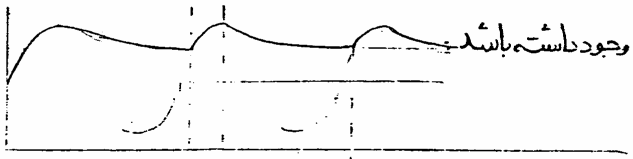
$$\longrightarrow \text{راندمان یکسوساز} = \frac{4R_L}{\pi^2(R_F + R_L)} \times 100$$

$$if \quad R_F \ll R_L \longrightarrow \text{راندمان} = \%\ 40.5$$



اگر در مدار قبل دیود ایده آل باشد آن گاه :

R_L نباشد



اگر مصرف کننده R_L وجود داشته باشد :

اگر $\tau = R_L C$ بسیار بزرگتر از T باشد مقدار دشارژ خازن کمتر خواهد بود و تقریباً جریان ثابتی

راخواهیم داشت.

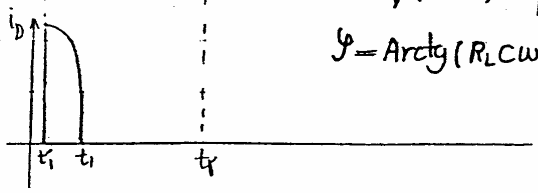
$$i_D = i_C + i_L = C\frac{dV_o}{dt} + \frac{V_o}{R_L}$$

دیود ایده آل

$$\longrightarrow i_D = C\frac{dV_i}{dt} + \frac{V_o}{R_L} = C\omega V_m \cos\omega t + \frac{V_m \sin\omega t}{R_L}$$

$$\longrightarrow i_D = I_m \sin(\omega t + \varphi) \quad , \quad I_m = \sqrt{(C\omega V_m)^2 + \frac{V_m^2}{R_L^2}}$$

$$\varphi = Arctg(R_L C\omega)$$

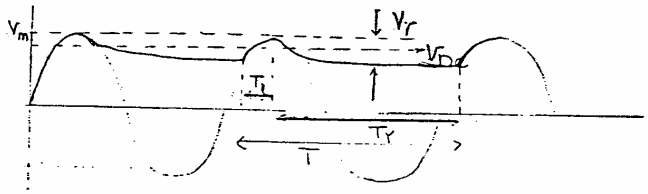


۱۱

$t = t_1 \longrightarrow V_{O_{t_1}} = V_m \sin \omega t_1$, $V_C = (V_i - V_f) e^{-t/\tau} + V_f$

$t > t_1 \longrightarrow V_{O_{t_1}} = (V_m \sin \omega t_1)\, e^{\frac{(t-t_1)}{R_L C}}$

$t = t_2 \longrightarrow V_{O_{t_2}} = (V_m \sin \omega t_1)\, e^{\frac{(t_2-t_1)}{R_L C}} = V_m \sin \omega t_2$



$V_{DC} \triangleq V_m - \frac{V_r}{2}$

if $T \gg T_1 \longrightarrow T_2 \simeq T$

$V_r = \frac{1}{C}\int i dt = \frac{I_{DC} \times T}{C} \longrightarrow V_r = \frac{I_{DC} \times T}{C}$

$Q = C V_r \longrightarrow Q = I_{DC} T$

برای اینکه V_r را به حداقل برسانیم می‌توان C را با الابرد یا اینکه تغییراتی در خازن داد.

اگر R_L در مدار نباشد (بدترین شرایط) برای یافتن اینکه دیود ولتاژ معکوس تا چه حدی می‌تواند برود تا شکست پیدا کند.

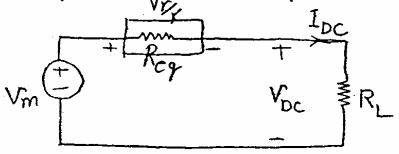
$\begin{cases} V_R \Rightarrow 2V_m \quad (\text{PIV}) \\ I_{av} \\ I_P \\ P = \frac{1}{T}\int_0^T i_D \times v_D \, dt \end{cases}$ مشخصات موجود در کاتالوگ دیود.

www.ir-micro.com

در مدار یکسوساز نیم موج (مدار قبل) دیدیم که :

$$V_{DC} = V_m - \frac{V_r}{2}$$

$$V_{DC} = V_m - \frac{I_{DC}}{2fC}$$



$\longrightarrow$

مقاومت معادل یکسوساز نیم موج $R_{eq} = \frac{1}{2fC}$

در حالت غیر ایده آل به جای V_m از V'_m استفاده می کنیم : $V'_m = V_m - V_\gamma$

مثال : $V_m = 10\,V$, $C = 200\,\mu F$, $R_L = 200\,\Omega$, $f = 50\,Hz$

$V_\gamma = 0$, $I_{DC} = ?$, $V_{DC} = ?$, $V_r = ?$

$\longrightarrow$ $R_{eq} = \frac{1}{2fC} = 50\,\Omega$ $\longrightarrow$ $I_{DC} = \frac{V_m}{R_L + R_{eq}} = \frac{10}{200+50} = 40\,mA$

$\longrightarrow$ $V_{DC} = R_L \cdot I_{DC} = 200 \times 40\,mA = 12\,V$

$\longrightarrow$ $V_r = 2V_m - 2V_{DC} = 30 - 24 = 6\,V$

علت بزرگ بودن V_r به علت کم بودن C است و این مناسب نیست.

تعریف : $V.R$ رگولاسیون $= \frac{V_{NL} - V_{FL}}{V_{FL}}$ (زمان بدون بار، زمان همراه با)

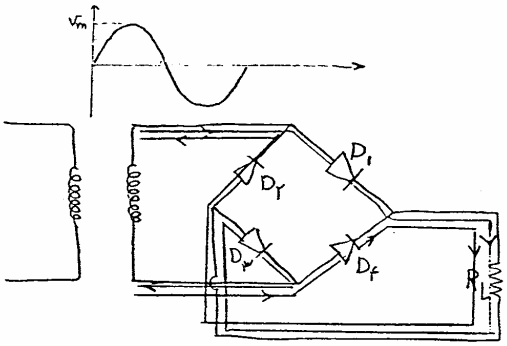
در مثال قبل : رگولاسیون $= \frac{15-12}{12} = \frac{1}{4} = 25\%$

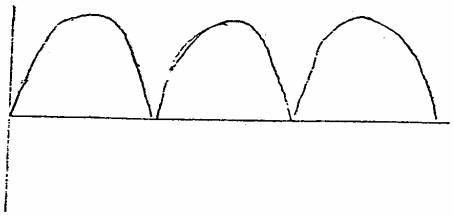
هرچه رگولاسیون کمتر باشد بهتر است. برای کم کردن رگولاسیون دو روش داریم :

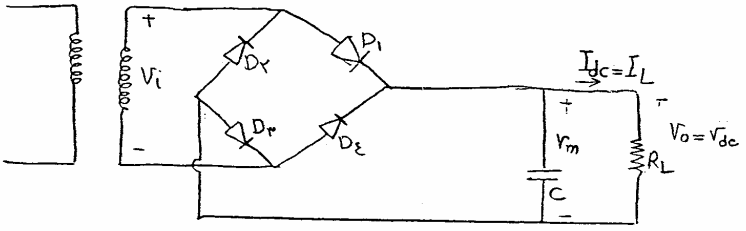
۱۳

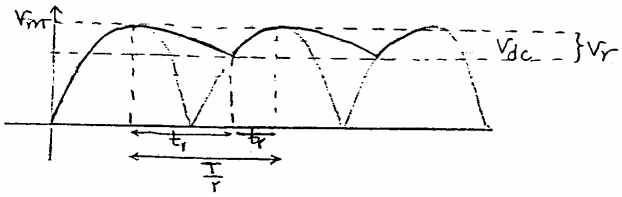
یکسوسازی تمام موج :

۱- روش چهار دیودی (پل دیود)

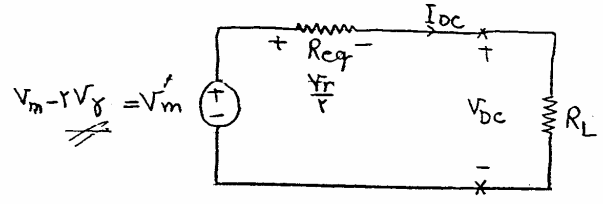








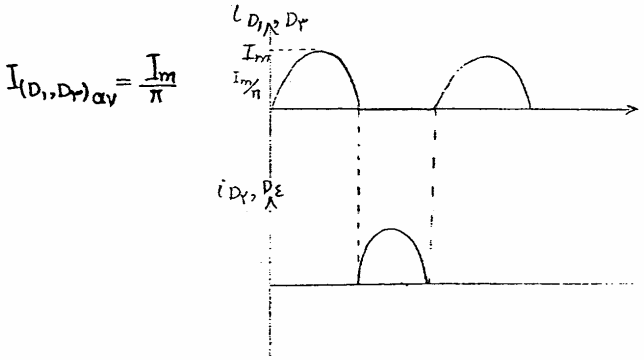
$$V_{dc} = V_m - \frac{V_r}{2} \quad , \quad \frac{V_r}{2} = R_{eq} \times I_{DC}$$



if $t_1 \gg t_2$: $\quad t_1 \simeq \frac{T}{2}$

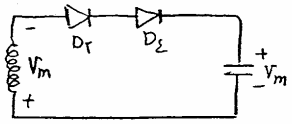
$$Q = C \times V_r = I_{DC} \times \frac{T}{2}$$

$$\longrightarrow V_r = \frac{I_{DC} \times \frac{T}{2}}{C} = \frac{I_{DC}}{2fC} \quad , \quad R_{eq} = \frac{1}{4fC}$$



$$I_{(D_1,D_3)av} = \frac{I_m}{\pi}$$

برای یافتن ماکزیمم ولتاژ معکوس دیودها مدار معادل را رسم می‌کنیم.



$$V_{R_{D_3,D_4}} = V_m$$

برای یافتن توان هم مانند یکسوسازی نیم موج عمل می‌کنیم.

مثال :

$V_m = 15\,V \qquad C = 200\,\mu F \qquad R_L = 2000\,\Omega$

چون V_Z داده نشده است پس دیودها ایده‌آل بوده و V'_m برابر V_m است

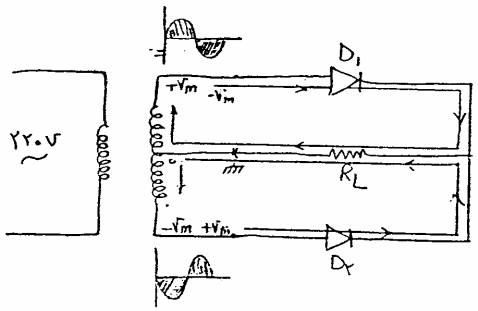
$$R_{eq} = \frac{1}{4fC} = \frac{1}{4 \times 50 \times 2000 \times 10^{-6}} = 25\,\Omega \qquad \longrightarrow I_{DC} = \frac{V_m}{R_L + R_{eq}} = 27\,mA$$

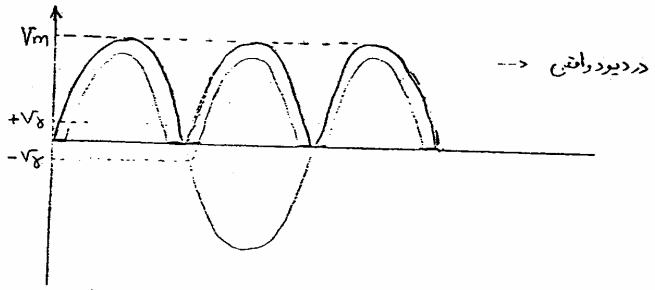
$$V_{DC} = R_L \cdot I_{DC} = 13{,}4\,V \quad , \quad \left.\begin{array}{l} V_r = 2(V_m - V_{DC}) \\ V_r = \frac{I_{DC}}{2fC} \end{array}\right\} \longrightarrow V_r = 3{,}35\,V_{PP}$$

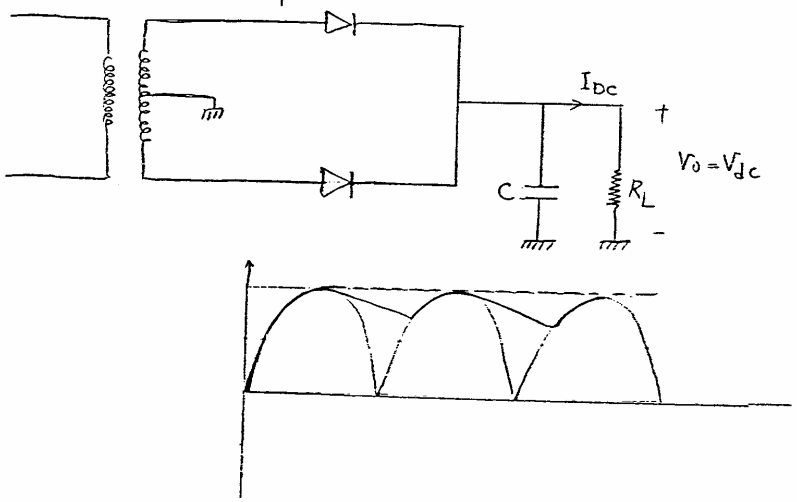
pick to pick

www.ir-micro.com

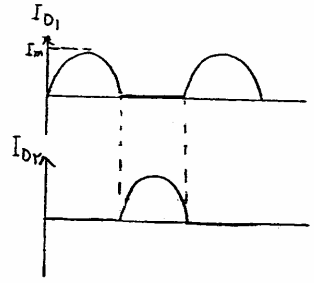
۲- ترانس سروسط (سه سر)







اگر فقط خازن باشد V_o طبق نقطه چین خواهد بود با اضافه شدن R_L ، V_o به صورت بالا تغییر می کند.



بحثهای مربوط به V_2 در این روش مانند روش قبلی است. $I_{av} = \frac{I_m}{\pi}$

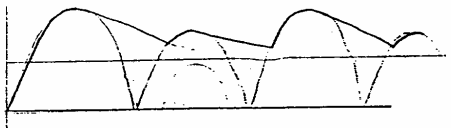
توان نیز مانند روش قبلی محاسبه می شود.

www.ir-micro.com

در این روش : $PIV = 2V_m$

با اینکه ثانویه ترانس در این روش دو برابر دورها در روش پل دیودی است ولی حجم دو ترانس در هر دو حالت برابر است دلیل این است که چون در این روش نصف ثانویه در یک آلترناتس خاموش است لذا سیم نازکتری نیاز داریم اما در پل دیودی تمام ترانس همواره روشن است و باید سیم کلفت تری داشته باشیم .

در یکسوسازی تمام موج با ترانس سر وسط Pick ها در repel باهم اختلاف دارند و یکدیگر میان زیاد و کم می شوند . دلیل به خطر دست انتخاب نشدن سر وسط ثانویه است . لذا pick آلترناتس حسب ممکن است متفاوت با Pick آلترناتس منفی باشد .



گاهی اوقات ممکن است pick آلترناتس منفی آن قدر پائین باشد که مانند یکسوسازی نیم موج شود که در شکل با خط چین نمایش داده شده است .

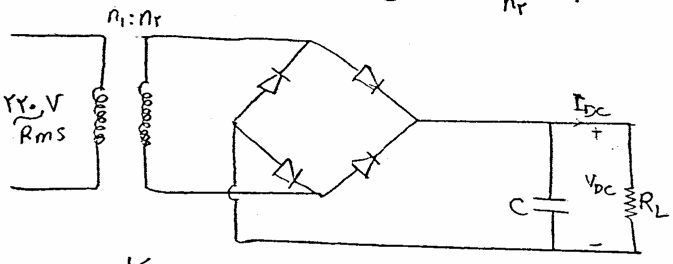
مثال :

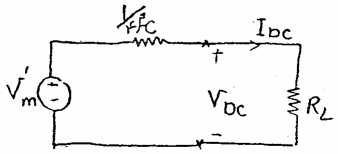
در مدار یکسوساز شکل زیر ولتاژ DC بدون بار برابر ۱۰ ولت و با بار ۵۰ برابر ۵ ولت است . با فرض اینکه ولتاژ مستقیم دیودها ۰٫۷ و مقاومت دینامیک آنها ناچیز باشد با ۵۰ = f مطلوبست .

www.ir-micro.com

۱۲

الف- V_m طرف ثانویه ب- $\frac{n_1}{n_2}$ ج- $C=?$





$V_{DC_{NL}} = ۶\,V$

$R_L = ۵۰ \longrightarrow V_{DC_{FL}} = ۵\,V$

$V_\gamma = ۰/۷\,V$ ، $r_d = ۰$

$V'_m = V_m - ۲V_\gamma = \longrightarrow V_m = V'_m + ۲V_\gamma$

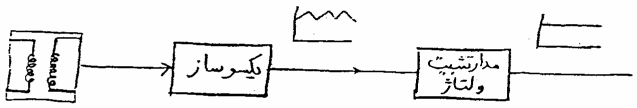
$V'_m = V_{DC_{NL}} = ۶\,V \longrightarrow V_m = ۶/۲\,V$

$\frac{n_1}{n_2} = \frac{V_1}{V_2}$

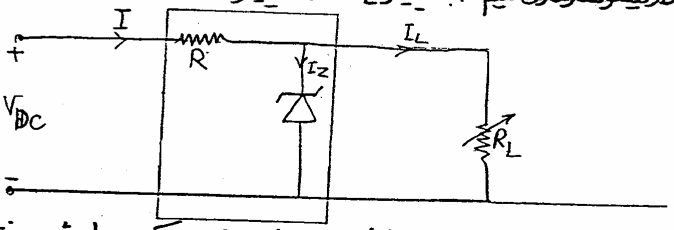
$V_2 = \frac{V_m}{\sqrt{2}}$ $\longrightarrow$ $\frac{n_1}{n_2} = \frac{۲۲۰}{۶/۲ / \sqrt{2}} \simeq ۴۳/۲$

$I_{DC} = \frac{V_{DC}}{R_L} = ۰/۱A$ ، $V_{DC_{FL}} = V'_m - I_{DC} \cdot R_{eq} \longrightarrow R_{eq} = \frac{۱}{f C}$

$V_{DC} = V_{DC_{بدون بار}} - I_{DC} \cdot R_{eq}$ ، $C = ۵۰۰\,\mu F$



می خواهیم در مدار دیکوساز کاری کنیم که با تغییر R_L ، V_o تغییر نکند



مقاومت R را به این دلیل قرار می دهیم تا ولتاژ بیش از حد تغییر نکند و باعث سوختن دیود زنر نشود

حال شرایط بحرانی را در نظر می‌گیریم. در این حالت R_L قطع شده است و جریان تا بینهایت بالا می‌رود در این صورت حد پائین R را محاسبه می‌کنیم. اگر R از این حد پائین تر باشد I_Z بیش از حد بالا می‌رود و زنر می‌سوزد. از طرفی حد بالای R را طوری انتخاب می‌کنیم که زنر تثبیت کنندگی خود را داشته باشد.

$$P_{Z_{max}} = V_Z \cdot I_{Z_{max}} \quad , \quad I_{Z_{min}} < I_Z < I_{Z_{max}}$$
$$I_{ZK}$$

$$R_{min} = \frac{V_{DC} - V_{ZK}}{I_{Z_{max}}} \qquad R_{max} = \frac{V_{DC} - V_{ZK}}{I_{Z_{min}} + I_{L_{max}}}$$

چون در عمل I_L تقریباً ثابت است لذا می‌توانیم V_{DC} را ثابت فرض کنیم مگر اینکه در مسأله بیان شود. اگر $V_{i\,min} < V_{DC} < V_{i\,max}$ آن گاه:

$$R_{min} = \frac{(V_{DC})^{V_{i_{max}}} - V_{ZK}}{I_{Z_{max}}} \qquad R_{max} = \frac{(V_{DC})^{V_{i_{min}}} - V_{ZK}}{I_{Z_{min}} + I_{L_{max}}}$$

اگر زنر ایده آل نباشد و مقاومت دینامیکی داشته باشد یک مقاومت r_Z با زنر سری می‌شود در این صورت در روابط به جای V_{ZK} از V_Z استفاده می‌کنیم که: $V_Z = V_{ZK} + r_Z \cdot I_Z$

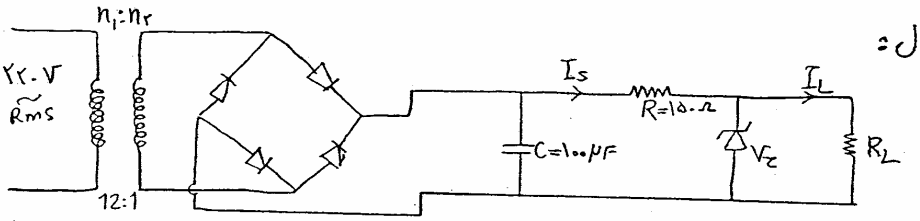
اگر بار را در نظر داریم:

$$\text{ولتاژ ریپل زنر } (V_{r_Z}) = \text{ولتاژ ریپل ورودی } (V_r) \times \frac{r_Z}{r_Z + R}$$

اگر بار هم وجود داشته باشد این ولتاژ ریپل تغییری نمی‌کند یعنی با تغییر R ولتاژ ریپل تقریباً ثابت خواهد بود.

www.ir-micro.com

مثال :



در مدار زنری تنظیم کننده شکل، با دیودها ایده‌آل بوده و

$V_{Zk} = 9\ V$,

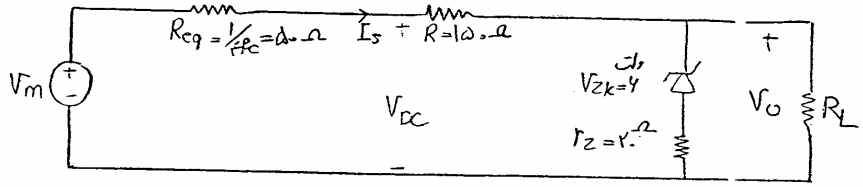
$I_{Z max} = 40\ mA$

$I_{Z min} = 5\ mA$

$r_Z = 20\ \Omega$

مطلوبست محاسبه حدود بار R_L در صورتیکه :

$180^V < V_e < 240^V$



$V_{e_{min}} = 180^V \longrightarrow \frac{V_2}{V_1} = \frac{V_{e2}}{180} = \frac{1}{12}$

$\longrightarrow V_m = \sqrt{2}\, V_{e2} = 21{,}21$ ولت

بدون بار : $I_S = \frac{V_m - V_Z}{R_{eq} + R + r_Z} = 49{,}15\ mA$

$I_{L max} = I_S - I_{Z min} = 44{,}15\ mA$

$R_{L min} = \frac{V_o}{I_{L max}} = \frac{V_{Zk} + r_Z \times I_{Z min}}{I_{L max}} = 99{,}9\ \Omega$

$V_{e max} = 240 \longrightarrow V_{e2} \longrightarrow V_m = 281{,}28$ ولت

بدون بار : $I_S = \frac{V_m - V_{Zk}}{R_{eq} + R + r_Z} = 101{,}29\ mA$

$\longrightarrow I_{L min} = I_S - I_{Z max} = 41{,}29\ mA$

$\longrightarrow R_{L max} = \frac{V_o}{I_{L min}} = \frac{V_{Zk} + r_Z \cdot I_{Z max}}{I_{L min}} = 174{,}38\ \Omega$

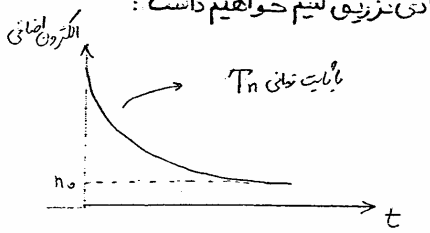
ترانزیستور :

طول عمر ناقل ، طول عمر الکترون آزاد :

می دانیم که در یک نیمه هادی از نوع P :

$$P = P_0 \simeq N_a$$
$$n = n_0 = \frac{n_i^2}{N_a}$$

اگر یک دسته الکترون به این نیمه هادی تزریق کنیم خواهیم داشت :



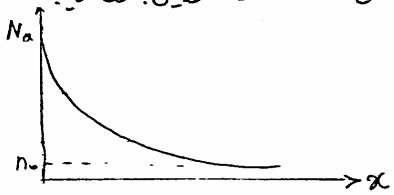
الکترون های اضافی تزریق شده با حفره ها ترکیب می شوند. این ترکیب در زمانهای اول زیاد و رفته رفته طبق نمودار بالا کاهش می یابد. زمان لازم برای ترکیب شدن این الکترون های آزاد را طول عمر الکترون آزاد گوئیم.

در نیمه های نوع n

$$N = N_0 = N_d$$
$$p = p_0 = \frac{n_i^2}{N_d}$$

T_n در نیمه هادی های مختلف در حدود میکروثانیه است.

طول نفوذ منظور از طول نفوذ فاصله ای است که الکترون تزریقی بدون ترکیب شدن در نیمه هادی (L_n) پیش رفته است.

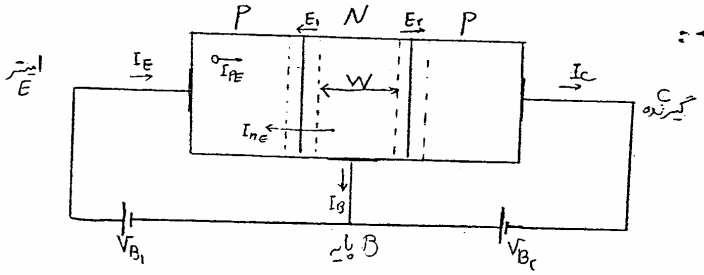


www.ir-micro.com

طول نفوذ در نیمه‌هادی‌های مختلف در حدود ۲۰ الی ۲۰۰ میکرون است.

با توجه به مفاهیم بالا به تعریف ترانزیستوری پردازیم :

ترانزیستور : PNP



اگر سیم سوم نباشد I_B و I_E برابر خواهند بود.

با وجود سیم سوم اگر حفره‌ای که از P به N وارد شده است پیش برود به میدان موانع E_2 می‌رسد و به جای اینکه از I_B برود به ناحیهٔ P رفته و I_C را تولید می‌کند. این به شرطی است که ناحیهٔ N باریک باشد و میدان E_2 قوی‌تر باشد. برای زیاد کردن E_2 باید ناحیهٔ تخلیه افزایش یابد لذا باطری V_{B_2} را در اتصال سوم قرار می‌دهیم. در این صورت هم E_2 قوی‌تر می‌شود و هم ناحیهٔ تخلیه بزرگتر می‌شود. عریض‌تر شدن ناحیهٔ تخلیه همان باریک شدن ناحیهٔ N خواهد بود.

به پایه‌ای که حفره را تزریق می‌کند (I_E) امیتر گوئیم. به پایه‌ای که جمع‌کننده الکترون است (I_C)، کلکتور یا گیرنده گوئیم و به پایه سوم (I_B)، پایه یا Base گوئیم.

جگالی الکترون در بیس ≪ جگالی حفره در امیتر

www.ir-micro.com

ناخالصی دهنده در بیس $\gg$ ناخالصی گیرنده در امیتر (حفره)

$$(N_a)_E \gg (N_d)_B$$

ضریب مقاومت بیس $\ll$ ضریب مقاومت امیتر

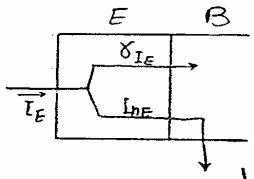
$$\rho_E \ll \rho_B$$

γ (راندمان امیتر) :

$$I_E = I_{PE} + I_{nE}$$

$$\gamma = \frac{I_{PE}}{I_{PE} + I_{nE}} \quad , \quad \gamma = 1 - \frac{W}{L_{nE}} \times \frac{\rho_E}{\rho_B}$$

(W: طول غیرفعال بایس)



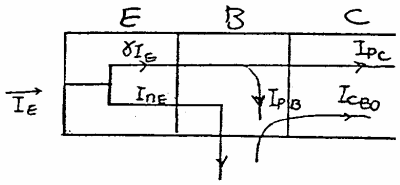
I_{nE} در پدیدهٔ ترانزیستوری هیچ دخالتی ندارد.

مثال عددی :

$$W = 1\mu \ , \quad L_{nE} = 5\mu$$
$$(N_d)_B = 10^{14}/cm^3 \ , \ (N_a)_E = 10^{19}/cm^3 \longrightarrow \gamma = 0.95$$

α^* فاکتور انتقال در Base :

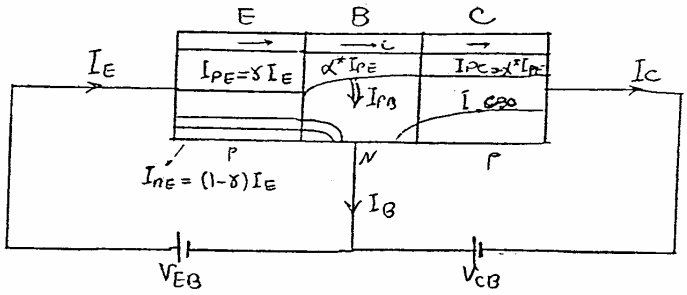
$$\alpha^* = \frac{\text{جریان حفره‌ای در انتهای Base}}{\text{جریان حفره‌ای در ابتدای Base}} = \frac{I_{PC}}{I_{PE}}$$



$$\alpha^* \simeq 1 - \frac{1}{2}\left(\frac{W}{L_{PB}}\right)^2$$

I_{CBO} ⟶ Si : nA
Ge : μA

www.ir-micro.com



$$I_E = I_B + I_C$$

$$I_E = I_{PE} + I_{nE}$$

$$I_{PE} = \gamma I_E$$

$$\begin{cases} I_{PC} = \alpha^* I_{PE} = \alpha^* \gamma I_E \\ I_{CBO} \end{cases} \longrightarrow \begin{cases} I_C = I_{PC} + I_{CBO} = \alpha^* \gamma I_E + I_{CBO} \end{cases}$$

$$I_B = I_{nE} + I_{PB} - I_{CBO}$$

$$\longrightarrow I_B = (1-\gamma) I_E + (\gamma I_E - \alpha^* I_{PE}) - I_{CBO}$$

$$\longrightarrow I_B = (1-\underbrace{\alpha^*\gamma}_{\alpha}) I_E - I_{CBO} \quad , \quad \alpha = \alpha^* \gamma$$

در هر ترانزیستور:

$$\begin{cases} I_E \\ I_C = \alpha I_E + I_{CBO} \simeq \alpha I_E \simeq I_E \\ I_B = (1-\alpha) I_E - I_{CBO} \simeq (1-\alpha) I_E \end{cases}$$

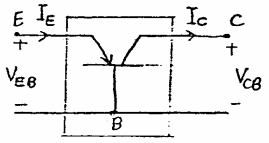
پدیدهٔ ارلی یا پدیدهٔ مدولاسیون پهنای بیس: با زیادشدن V_{CB} پهنای بیس (W) کم می‌شود

با کم شدن W، α^* زیاد شده و در نتیجه I_C بالا می‌رود. پدیدهٔ افزایش I_C را با افزایش V_{CB} پدیدهٔ

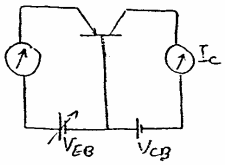
ارلی گوئیم.

www.ir-micro.com

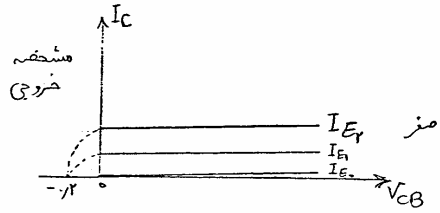
نمایش ترانزیستور :



می خواهیم ببینیم در I_E ثابت با تغییر V_{CB} ، I_C چگونه تغییری کند. به همین منظور مدار زیر را ترتیب داده و آزمایش می کنیم.



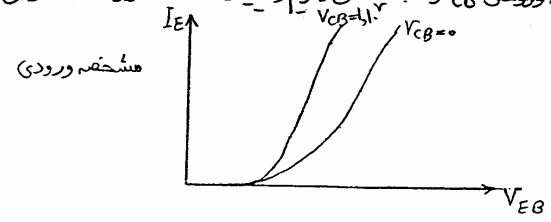
پس از آزمایش به نتیجهٔ زیر می رسیم :



با شیب تقریبا صفر

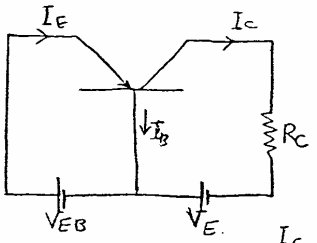
اگر جهت باطری V_{CB} را عوض کنیم در حول و حوش ولتاژ V_γ سد ان E_2 بین B و C تقریباً خنثی می شود و جریان صفر خواهد بود.

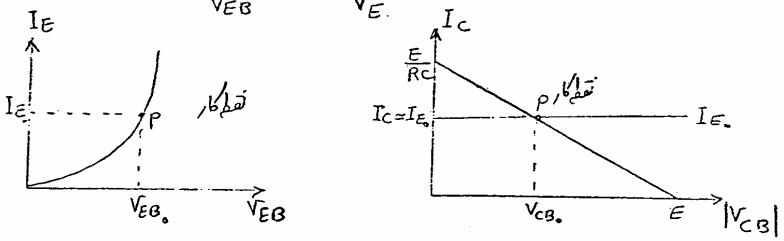
برای بررسی مشخصهٔ ورودی، V_{CB} را ثابت نگه می داریم و تغییرات I_E و V_{EB} را بررسی می کنیم.



www.ir-micro.com

برای بررسی اصول تقویت کنندگی در ترانزیستور مدار زیر را تشکیل می‌دهیم :

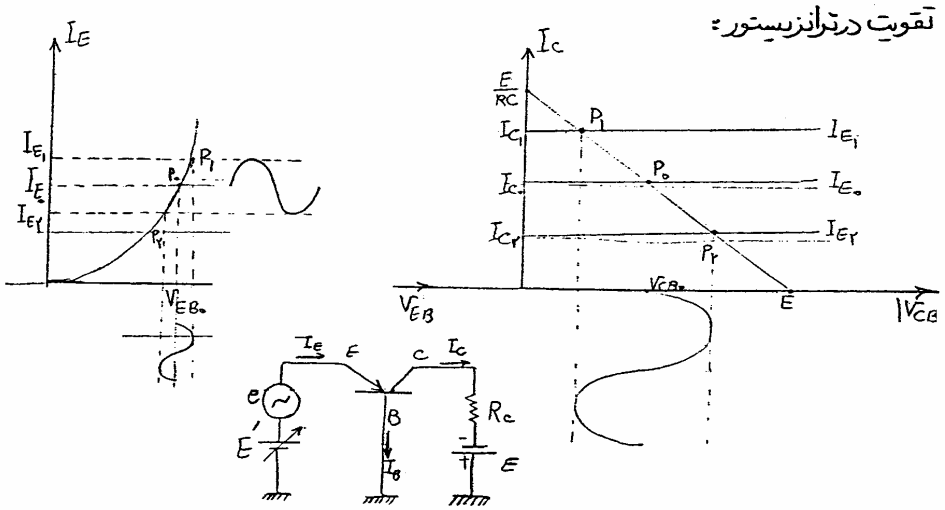




$$E = R_C I_{C_0} + V_{CB_0} \quad , \quad I_{C_0} \simeq I_{E_0}$$

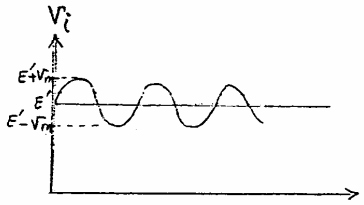
معادله خط بار

تقویت در ترانزیستور :



$$I_{C_0} \simeq I_{E_0}$$

- $E = R_C I_{C_0} - V_{CB}$

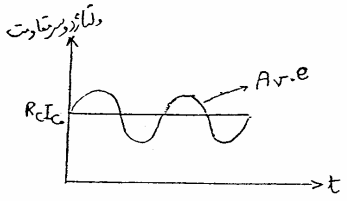


if $e \ll V_{EB_0}$

, $e = V_m \sin \omega t$

$$\Delta I_C = I_{C_1} - I_{C_2} = i_C$$
$$\Delta I_E = I_{E_1} - I_{E_2} = i_e$$

$$\longrightarrow V_C = R_C i_C$$



$$\begin{cases} I_B = (1-\alpha) I_E - I_{CBO} \\ I_C = \alpha I_E + I_{CBO} \end{cases}$$

$$\Delta I_C = \alpha \Delta I_E$$
$$i_C = \alpha i_e \longrightarrow i_C \simeq i_e$$

$$\frac{e}{r_d} = i_e$$
$$\left.\begin{array}{l} V_0 = V_C = R_C i_C \\ i_C = \alpha i_e \end{array}\right\} \longrightarrow V_0 = R_C \alpha \frac{e}{r_d}$$

$$A_V = \frac{V_0}{e} = \frac{R_C}{r_d} \cdot \alpha \simeq \frac{R_C}{r_d}$$

$$r_d = \frac{\frac{mKT}{q}}{I} = \frac{\eta V_T}{I_E}$$

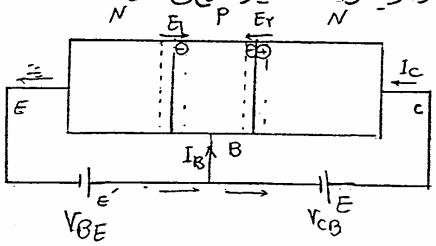
مثال عددی:

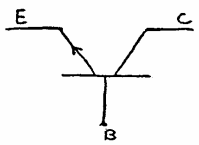
$V_{E'} = V_{EB} = 0.7$, $I_{E_2} = 2\,mA$, $E = 10\,V$

$R_C = 2.1\,k\Omega$, $I_C = 1.9\,mA$, $\beta = 50$

$$\longrightarrow r_d = \frac{2 \times 26}{2} = 26\,\Omega \quad , \quad A_V = \frac{R_C}{r_d} = \frac{2.1\,k\Omega}{26} \simeq 81$$

تمام توجیهات بالا در مورد ترانزیستور NPN نیز مطرح می‌شود.





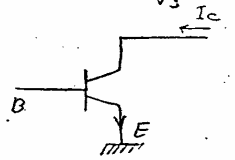
$$I_E = I_B + I_C$$
$$I_C = \alpha I_E + I_{CBO}$$

www.ir-micro.com

با توجه به اینکه ناقلهای الکتریک در این ترانزیستور الکترون ها هستند در نتیجه سرعت این ترانزیستور بیشتر از ترانزیستور PNP است.

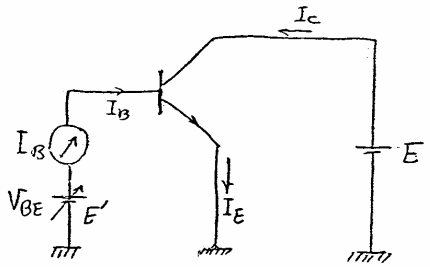
از لحاظ تقویت کنندگی، تقویت کننده های Base مشترک و امیتر مشترک کاملاً شبیه هم هستند.

فقط تقویت کنندهٔ امیتر مشترک مزایایی نسبت به Base مشترک دارد.



تقویت کنندهٔ امیتر مشترک

تقویت کنندهٔ امیتر مشترک :

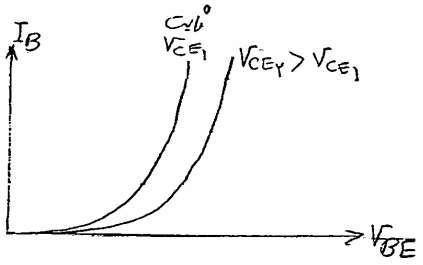


$E' < E$

$E - E' = V_{CB}$

$I_C + I_B = I_E$

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



$V_{CB} = V_{CE} \; V_{BE}$

$$I_C = \frac{\alpha}{1-\alpha} I_B + \frac{I_{CBO}}{1-\alpha} + I_{CBO} \qquad , \qquad \frac{\alpha}{1-\alpha} \triangleq \beta$$

if $\alpha \to 1 \longrightarrow I_C = \beta I_B + \beta I_{CBO}$

$\longrightarrow I_C \simeq \beta I_B$

www.ir-micro.com

$$\beta I_{CBO} \triangleq I_{CEO}$$

مثال عددی : $\alpha = 0.99$ ، $I_{CBO} = 0.01\ \mu A$ $\longrightarrow$ $\beta = 99$

پارامتر β را با h_{FE} نیز نمایش می‌دهند.

از روابط بالا برای آنکه حسن تقویت کننده امیتر مشترک این است که در این حالت جریان نیز تقویت می‌شود

$$r_{d_B} = \frac{\Delta V_{EB}}{\Delta I_E}$$ مقاومت دینامیکی بیس مشترک

$$r_{d_E} = (1+\beta)\, r_{d_B}$$

$$r_{d_E}' = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B} \longrightarrow h_{ie} = (1+\beta) h_{ib}$$

امپدانس ورودی بیس مشترک — امپدانس ورودی امیتر مشترک

از طرفی : $I_C \simeq I_E$

$I_C = I_C = \beta I_B$

$\Delta I_E = \beta \Delta I_B$

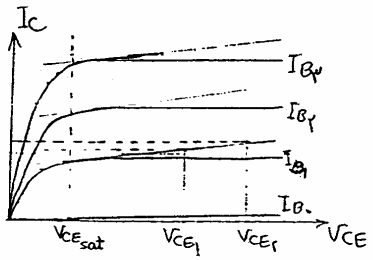
$$\longrightarrow r_{d_E} = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_E} \times \beta$$

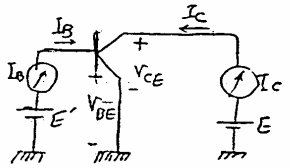
$$\downarrow$$

$$r_{d_E} = \frac{\eta V_T}{I_C} \cdot \beta$$

r_{d_E} را با پارامترهای h_{ie} ، h_{11e} نیز نمایش می‌دهند.

مشخصهٔ خروجی :





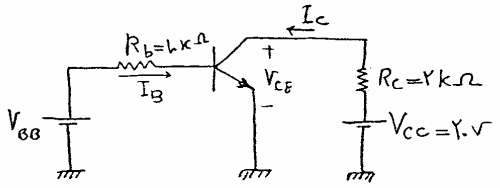
$$V_{CB} = V_{CE} - V_{BE}$$

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

$$r_{o_B} = \frac{\Delta V_{CB}}{\Delta I_C} \quad , \quad r_{o_E} = \frac{\Delta V_{CE}}{I_C}$$

www.ir-micro.com

مثال:



$\beta=100$

$V_{BE(on)}=0.7\ V$, $V_{BE\,sat}=0.8\ V$, $V_{CE\,sat}=0.2\ V$

الف) اگر $V_{BB}=1.2\ V$ آنگاه بیابید: I_C ، V_{CE} ب) اگر $V_{BB}=2.7\ V$ بیابید I_C ، V_{CE} را

ج) $V_{BB_{min}}$ را بیابید.

الف) $V_{BB}=R_b I_B+V_{BE(on)} \longrightarrow I_B=50\mu A$

$\longrightarrow \begin{cases} I_C=\beta I_B=5\ mA \\ V_{CE}=10\ V \end{cases}$

$V_{CC}=R_C I_C+V_{CE}$

ب) $V_{BB}=2.7\ V \longrightarrow I_B=\dfrac{V_{BB}-V_{BE(on)}}{R_b}=200\mu A$

$I_C=\beta I_B=20\ mA$

$V_{CE}=V_{CC}-R_C I_C=-20\ V$

درنتیجه فرض اولیه ما نادرست است و ترانزیستور در ناحیهٔ فعال نیست فرض می‌کنیم در ناحیهٔ اشباع هستیم

$\longrightarrow I_{C\,max}=I_{C\,sat}=\dfrac{V_{CC}-V_{CE\,sat}}{R_C}=9.9\ mA$

$\longrightarrow \begin{cases} I_C=9.9\ mA \\ V_{CE}=0.2 \end{cases}$

$I_{B_{sat}}=\dfrac{V_{BB}-V_{BE\,sat}}{R_b}=$

$\dfrac{I_C}{I_{B\,sat}} < \beta$

www.ir-micro.com

ج) $I_C = 9,9\ mA = I_{Csat}$

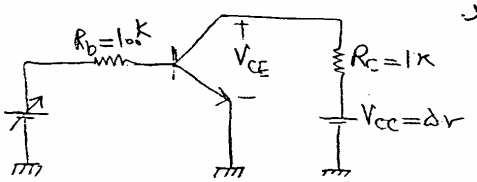
$$I_{Bmin} = \frac{I_{Csat}}{\beta} = \frac{9,9\ mA}{100} = 99\ \mu A$$

یعنی جریانی مدل قبل با اندازهٔ $99\ \mu A$ در ورودی می خواهیم تا ترانزیستور به حالت اشباع برود.

$$V_{BB_{min}} = I_{B_{min}} \times R_b + V_{BE\,sat} \longrightarrow V_{BB_{min}} = 1,8\ V$$

مثال برای حالت سوئیچینگ :

مدار شکل زیر کلید ترانزیستوری را نشان می دهد.



الف) I_{B_1} تا ترانزیستور به اشباع برود.

ب) $V_{BB_{max}}$ تا ترانزیستور قطع بماند.

$100 < \beta < 200$

$V_{CEsat} = 0,2\ V$

$I_{CBO} = 0,1\ \mu A$

الف) $V_{CC} = R_C I_C + V_{CE} \longrightarrow I_{Csat} = \frac{V_{CC} - V_{CEsat}}{R_C} = 4,8\ mA$

$$I_B = \frac{I_{Csat}}{\beta_{min}} = 48\ \mu A$$

$\beta_{100} \longrightarrow I_B = 48\ \mu A$

$\beta_{200} \longrightarrow I_B = 24\ \mu A$

ب) $I_E = 0 \;,\; I_C = I_{CBO} \;,\; V_{BE} = 0$

$$V_{BB} = -R_b I_{CBO} + V_{BE}^{\circ} \longrightarrow V_{BB_{max}} = -1\ V$$

www.ir-micro.com

ناحیه‌ای که بالای I_{B_0} و درسمت راست $V_{CE_{sat}}$ قرار دارد را ناحیهٔ فعال (active) ترانزیستور گوئیم.

ناحیهٔ سمت چپ $V_{CE_{sat}}$ را ناحیهٔ اشباع گوئیم. دراین ناحیه $I_C < \beta I_B$ است.

$V_{CE_{sat}}$ درحدود ۰٫۱ الی ۰٫۲ ولت است.

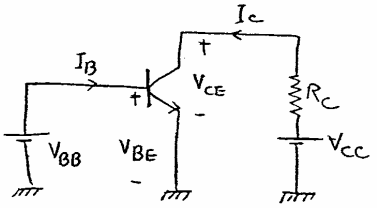
$$\text{if } I_B = 0 \longrightarrow I_C = \overbrace{I_{CEO}}^{(1+\beta)I_{CBO}}$$ اگر Base را باز کنیم ترانزیستور قطع نمی‌شود

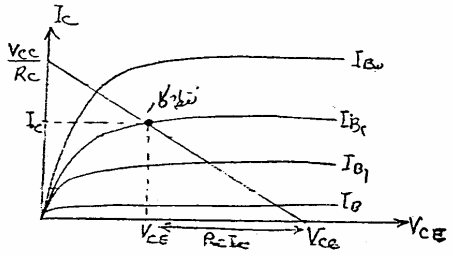
ناحیهٔ قطع ناحیه‌ای است که در آن $I_E = 0$, $I_C = I_{CBO}$. لذا برای اینکه ترانزیستور قطع شود

باید $V_{BE} = 0$ بکنیم. این ناحیه زیر I_{B_0} (رمنفی) قرار دارد.

بغیر از اینکه از ناحیهٔ فعال به عنوان تقویت کننده استفاده می‌کنیم، از ناحیهٔ اشباع و ناحیهٔ قطع نیز

در کاربرد سوئیچی ترانزیستور نیز استفاده می‌شود.



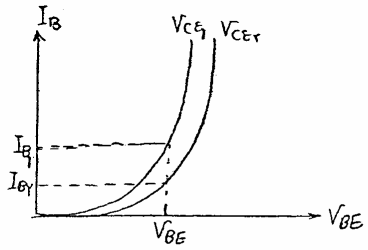


$$V_{CE} = V_{CB} + V_{BE}$$
$$V_{CE} = V_{BE} - V_{BC}$$

$$V_{CC} = R_C I_C + V_{CE}$$
معادلهٔ خط بار

$$I_{C_{max}} = I_{C_{sat}} = \frac{V_{CC} - V_{CE\,sat}}{R_C}$$

در مشخصه ورودی با تغییر V_{CE} ، I_B تغییری کند (در یک V_{BE} ثابت).

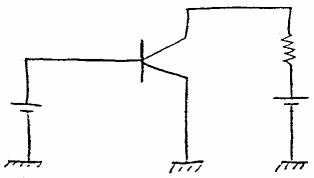


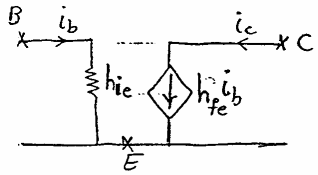
تفاوت دیود بیس- امیتر با دیود معمولی این است که محدوده جریان در دیود بیس- امیتر بسیار کوچکتر از محدوده μA

محدوده جریان در دیود معمولی است. mA

$$h_{ib} \times i_e = V_{io} \longrightarrow V_o = R_c \times i_c \quad , \quad A_{V_b} = \frac{V_o}{V_{ib}}$$

$$h_{ie} \times i_b = V_{ie} \longrightarrow V_o = R_c \times i_c \quad , \quad A_{V_e} = \frac{V_o}{V_{ie}}$$





$$\frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \frac{i_c}{i_\beta} = h_{fe}$$

$$I_C \simeq \beta I_B + I_{CBO}$$

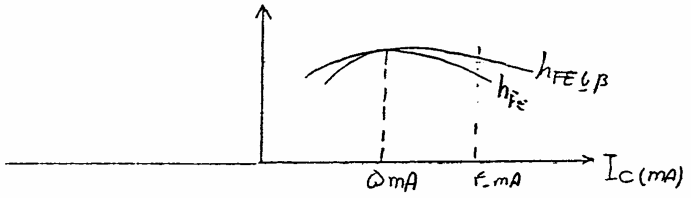
$$\Delta I_C = \Delta\beta I_B + \beta \Delta I_B + \Delta I_{CBO}$$

ضریب تقویت جریان دینامیک

$$h_{fe} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \beta + \Delta\beta \frac{I_B}{\Delta I_B}$$

ضریب تقویت استاتیک

$$h_{FE} = \beta$$

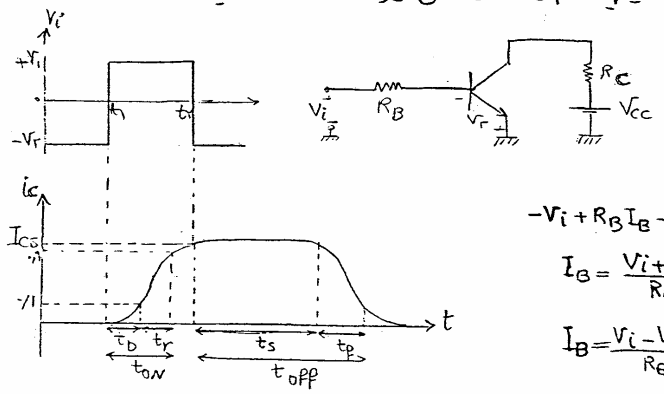


www.ir-micro.com

در ترانزیستورهای خرکاس بالا مشخصات خاص دیگری وجود دارد که عبارتند از :

f_T C_{be} ، C_{bc}

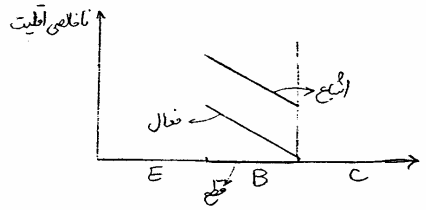
در ترانزیستورهای سوئیچینگ پارامترهای خاصی نیز وجود دارد که در زیر آمده است :



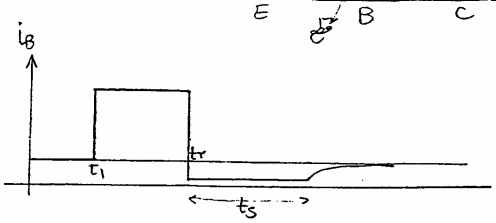
$-V_i + R_B I_B - V_2 = 0$

$I_B = \frac{V_i + V_2}{R_B}$

$I_B = \frac{V_i - V_{BE}}{R_B}$



t_s : زمان رسیدن از ناحیه اشباع به فعال

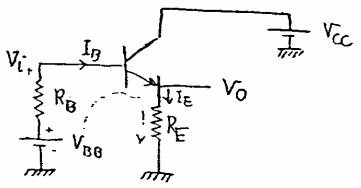


بعنوان مثال

t_{ON} { $t_D = 10$ ns ، $t_r = 25$ ns }

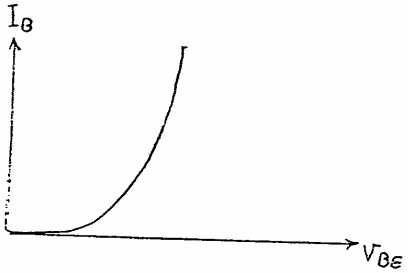
t_{off} { $t_s = 225$ ns ، $t_f = 40$ ns }

مدار کلکتور مشترک:



$$-V_{BB} + R_B I_B + V_{BE} + R_E I_E = 0$$

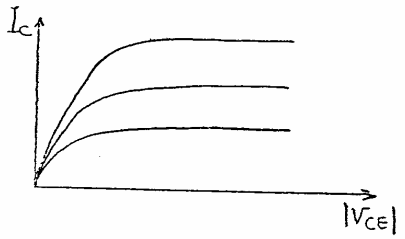
$$I_E \simeq (1+\beta) I_B$$



$$I_C \simeq I_E$$

$$-V_{CC} + V_{CE} + R_E I_C = 0$$

$$-V_{CE} \longrightarrow V_{EC}$$



امپدانس ورودی کلکتور مشترک بیشتر از امپدانس ورودی امیتر مشترک (که در امیتر دارای مقاومت دنسیت) است. مزیت این شیوه این است که افت سیگنال در خروجی نداریم. چون در امیتر مشترک با گذاشتن بار در خروجی سیگنال افت پیدا می‌کند. اما در کلکتور مشترک امپدانس خروجی چه با بار و چه بدون بار سیگنال افت ندارد. مدار کلکتور مشترک در مدارها به عنوان تطبیق امپدانس‌ها به کار می‌رود چون امپدانس ورودی بالا و امپدانس خروجی کم دارد.

gain جریانی در کلکتور مشترک تقریباً با gain جریانی امیتر مشترک مشابه است.

$$\begin{cases} A_{i_b} = \dfrac{i_c}{i_e} \simeq 1 \\ A_{V_b} > \end{cases} \quad , \quad \begin{cases} A_{i_e} = \dfrac{i_c}{i_b} \simeq h_{fe} \\ A_{V_e} > \end{cases} \quad , \quad \begin{cases} A_{i_c} = \dfrac{i_e}{i_b} \simeq 1 + h_{fe} \\ A_{V_c} \simeq 1 \end{cases}$$

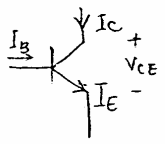
www.ir-micro.com

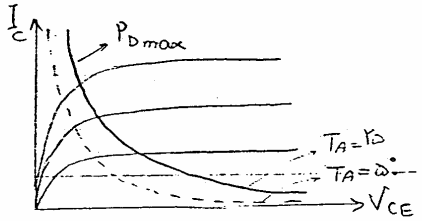
مشخصات اصلی یک ترانزیستور:

۱- $I_{C_{max}}$ متوسط dc

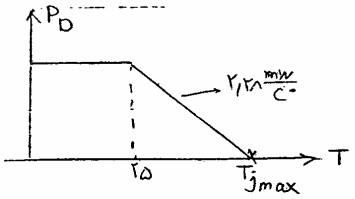
۲ $P_{D_{max}}$ یا $P_{C_{max}}$ ماکزیمم توان ورودی

$P_D = I_C \cdot V_{CE} + I_B V_{BE}$





۳- Derating ضریب

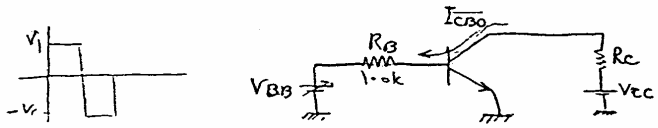


۴- BV_{CE_0} ($V_{CE_{sat}}$) حداکثر ولتاژ و جریان که شکست پیدا نکند.

۵- BV_{CE_0} حداکثر ولتاژ ورودی که بین کلکتور بیس دیود شکست رخ ندهد.

۶- BV_{EB_0} حداکثر ولتاژ ورودی که بین امیتر تا بیس شکست رخ ندهد.

در مدار شکل زیر ولتاژ باطری چقدر باشد تا ترانزیستور عمل سوئیچینگ را انجام دهد.



$V_{BB} - R_B I_{CBO} + V_{BE} = 0$

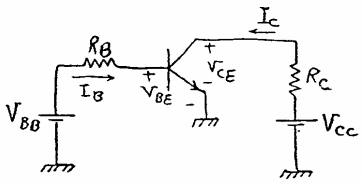
$V_{BB} = ۱۰$

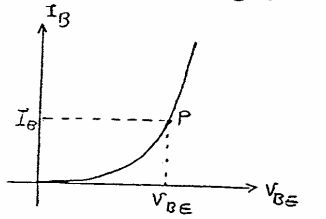
$I_{CBO} = ۰٫۱ \mu A$ (در بدترین حالت)

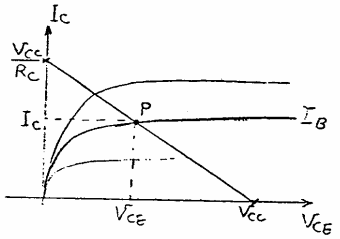
$\longrightarrow V_{BE} = -۹٫۹ = -۱۰ V$

www.ir-micro.com

مدارهای بایاس :







$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B}$$

$$I_C \simeq \beta I_B$$

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

$$\longrightarrow \boxed{V_{CE} = V_{CC} - R_C I_C}$$

شیب خط بار $\frac{1}{R_C}$ است که با انتخاب نامناسب R_C (بزرگ بودن آن) و با فرض ثابت بودن I_C ، V_{CE} کم می‌شود و نقطهٔ کار P به ناحیهٔ اشباع نزدیک می‌شود. همچنین تغییرات منبع تغذیهٔ DC (V_{CC}) (کم شدن آن) باعث می‌شود که نقطهٔ کار به ناحیهٔ اشباع نزدیک شود.

مثال : $V_{CC} = 10\ V$ ، $R_C = 2K\Omega$ ، $V_{BB} = 1.3\ V$

$\beta = 120$ ، $V_{BE(on)} = 0.7\ V$ ، $V_{CE(sat)} = 0.2\ V$

الف) R_B را طوری پیدا کنید که نقطهٔ کار وسط خط بار DC شود. ب) اگر $V_{BB} = 0.7\ V$ شود نقطهٔ کار جدید را بیابید.

معادلهٔ خط بار $V_{CE} = V_{CC} - R_C I_C \longrightarrow \boxed{V_{CE} = 10 - 2I_C}$

نقطهٔ کار وسط $\longrightarrow \begin{cases} I_C = 2.5\ mA \\ V_{CE} = 5\ V \end{cases}$

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

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} \longrightarrow R_B = 240\ K\Omega$$

www.ir-micro.com

اگر بخواهیم R_B را به صورت تقریبی قرار دهیم باید بیشتر از $30\ k\Omega$ قرار دهیم. چون با توجه به اینکه $V_{CE(sat)}$ برابر $0.2\ V$ است. نقطهٔ کار وسط دارای ولتاژ بیشتری از 5 است (حدود $5\ V$)، در نتیجه R_B بیشتر از $30\ k\Omega$ است.

$V_{BB}=4.1\ V \longrightarrow I_B=\frac{V_{BB}-V_{BE}}{R_B}=200\ \mu A$

$I_C=125\times 0.2\ mA=25\ mA$

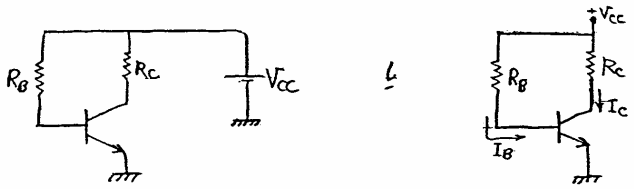
$I_C > I_{C(sat)} \longrightarrow I_C=I_{C(sat)}$

$I_{C(sat)}=\frac{V_{CC}-V_{CE(sat)}}{R_C}=4.9\ mA \longrightarrow I_C=4.9\ mA$

ترانزیستور در ناحیهٔ اشباع است.

$\longrightarrow V_{BB}=4.1\ V$ ، نقطهٔ کار $\begin{cases} I_C=4.9\ mA \\ V_{CE}=0.2\ V \end{cases}$

معمولاً مدار را طوری طراحی می‌کنند که از یک باطری استفاده شود، یعنی به جای V_{BB} از V_{CC} استفاده می‌کنند و R_B را طوری انتخاب می‌کنند که I_B با حالت قبل تفاوت نکند.



$I_B=\frac{V_{CC}-V_{BE}}{R_B}$ ، $I_C=\beta I_B$

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

www.ir-micro.com

در این نوع مدار:

۱- با فرض ثابت بودن I_B با توجه به اینکه دامنه تغییرات β زیاد است در خروجی تغییرات I_c را خواهیم داشت و نقطه کار تغییر می‌کند. در نتیجه β نقطه کار را تغییر می‌دهد....

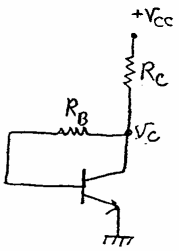
۲- با افزایش دما، I_{CEO} افزایش می‌یابد و افزایش I_c باعث افزایش توان تلفاتی است. تغییرات I_c همراه خواهد بود با تغییرات نقطه کار.

$$I_c = \beta I_B + I_{CEO}$$

$$T \uparrow \Rightarrow I_{CEO} \uparrow \Rightarrow I_c \uparrow$$

برای کم کردن افزایش دمایی و رسیدن به پایداری حرارتی از طرح زیر استفاده می‌کنیم:

(فیدبک ولتاژ - شنت):



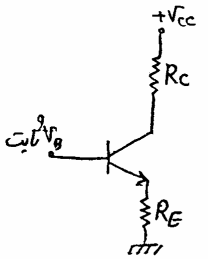
$$V_c = V_{cc} - I_c R_c \quad (I_c + I_B \text{ با تقریب خوب})$$

$$I_B = \frac{V_c - V_{BE}}{R_B}$$

$$T \uparrow \Rightarrow I_c \uparrow \Rightarrow V_c \downarrow \Rightarrow I_B \downarrow \Rightarrow I_c \downarrow$$

بدین ترتیب مشکل دما تا حدی توسط مدار بالا حل می‌شود.

طرح دیگر (فیدبک جریان - سری): اگر بتوانیم V_B را ثابت نگه داریم:



$$V_E = I_E R_E \simeq I_c R_E$$

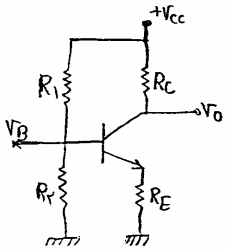
$$V_{BE} = V_B - V_E$$

$$T \uparrow \Rightarrow I_c \uparrow \rightarrow V_E \uparrow \Rightarrow V_{BE} \downarrow \Rightarrow I_B \downarrow \Rightarrow I_c \downarrow$$

www.ir-micro.com

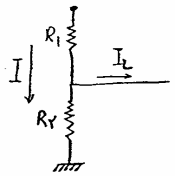
همچنین در این طرح مشکل β نیز حل می‌شود چون در رابطهٔ زیر وابستگی به β حذف شده است.

$$I_C \simeq I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{V_B - V_{BE}}{R_E}$$

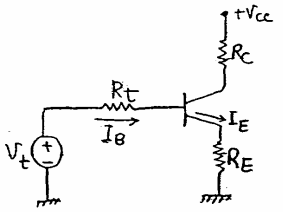


با گذاشتن دو مقاومت R_1 و R_2 وضعیت بهتری از نظر پایداری دمایی و استقلال از β بوجود می‌آید. (مدار خودبایاس (self Bias) و تنها مشکل ثابت نگه داشتن V_B است.

نکته: در مدار زیر با ثابت بودن V_{cc} اگر بخواهیم با تغییرات I_L، V_i ثابت بماند باید نسبت $\frac{I}{I_L}$ بسیار بزرگ باشد.

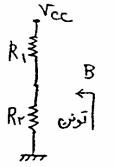


حال مدار معادل تونن را از بیس به بعد می‌گیریم:



$$R_t = R_1 \| R_2$$

$$V_t = V_{cc} \times \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$



$$-V_t + R_t I_B + V_{BE} + R_E I_E = 0$$

$$I_C = \beta I_B$$

$$I_E = I_B + I_C$$

$$\Rightarrow I_B = \frac{I_E}{1+\beta}$$

$$\Rightarrow I_E = \frac{V_t - V_{BE}}{R_E + \frac{R_t}{1+\beta}}$$

اگر $R_E \gg \frac{R_t}{1+\beta}$ باشد آن‌گاه I_E مستقل از β خواهد بود و ترم $\frac{R_t}{1+\beta}$ را حذف می‌کنیم

www.ir-micro.com

با توجه به اینکه β نیز تغییرات دارد درنتیجه دقیق‌ترین شرط به صورت زیر است:

$$R_E \gg \frac{R_t}{1+\beta_{min}} \longrightarrow R_t = \frac{R_E \times \beta_{min}}{10}$$ معمولاً ۱۰ برابر بزرگتر را می‌گیریم

$$\longrightarrow I_C \simeq I_E = \frac{V_B - V_{BE}}{R_E}$$

مثال: یک تقویت کننده خود بایاس به صورت مقابل است:

$V_{CC} = 10^V$ ، $R_C = 4^{K\Omega}$

$V_{BE} = 0.7^V$ ، $40 \leqslant \beta \leqslant 120$

مقادیر R_1 و R_2 و R_E را طوری پیدا کنید که نقطهٔ کار نقطهٔ Q $\begin{cases} I_C = 1.0^{mA} \\ V_{CE} = 5^V \end{cases}$ باشد.

$$\xrightarrow{KVL} V_{CC} = R_C I_C + V_{CE} + R_E \overbrace{(I_E)}^{\simeq I_C}$$

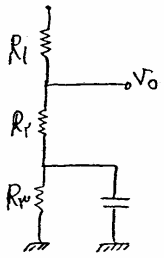
$$\xrightarrow{I_C = I_E} R_E = 100\,\Omega \longrightarrow R_t = \frac{100 \times 40}{10} = 400\,\Omega$$

$$\begin{cases} R_1 = R_t \left(\frac{V_{CC}}{V_t}\right) \\ R_2 = \frac{R_t}{1 - \frac{V_t}{V_C}} \end{cases} \qquad I_E = \frac{V_t - V_{BE}}{R_E}$$

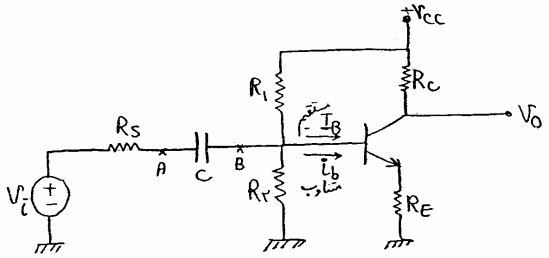
$$\longrightarrow V_t = 1.7^V$$

$$\longrightarrow R_1 = 2.4\,K\Omega$$
$$R_2 = 482\,\Omega$$

خط بار ac: در مدار زیر از لحاظ dc، V_0 یک تقسیم ولتاژ بین R_1، R_2 و R_3 است. از لحاظ ac اگر خازن c نباشد خط بار مانند dc است ولی با وجود خازن، اگر مقدار c طوری باشد که امپدانس آن خیلی کوچکتر از R_3 باشد، V_0 یک تقسیم ولتاژ دیگر خواهد بود.



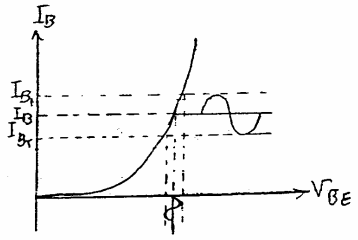
با قرار دادن یک خازن به صورت موازی با R_E در تقویت کننده، مدل خط بار ac آن با خط بار dc آن تفاوت می‌کند.



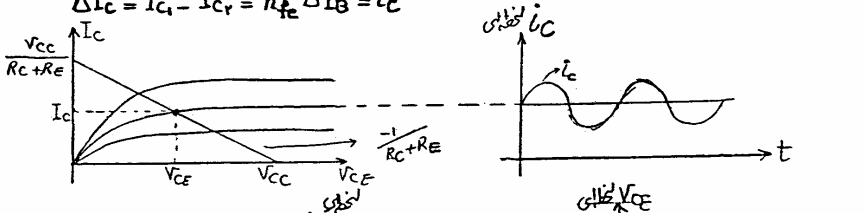
$$V_{CE}^{(dc)} = V_{CC} - (R_C + R_E)\, I_C$$

$$i_B = \overset{\text{متناوب}}{i_b} + \overset{\text{ثابت}}{I_B} \quad \text{لحظه‌ای}$$

$$i_C = \overset{\text{ثابت}}{I_C} + \overset{\text{متناوب}}{i_c} \quad \text{لحظه‌ای}$$

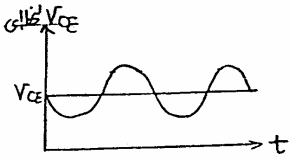


$$\Delta I_C = I_{C_1} - I_{C_2} = h_{fe}\, \Delta I_B = i_c$$



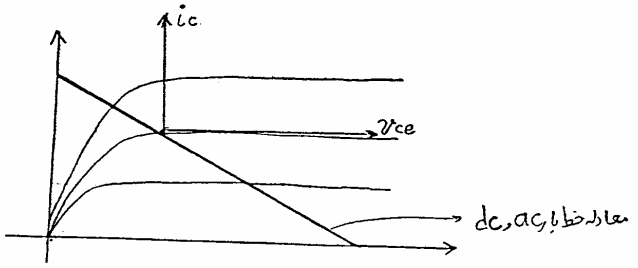
$$v_{CE} = V_{CC} - (R_C + R_E)\, \overset{\text{لحظه‌ای}}{i_C}$$

$$v_{CE} = \underbrace{V_{CC} - (R_C + R_E) I_C}_{V_{CE}} \underbrace{- (R_C + R_E) i_c}_{v_{ce}}$$



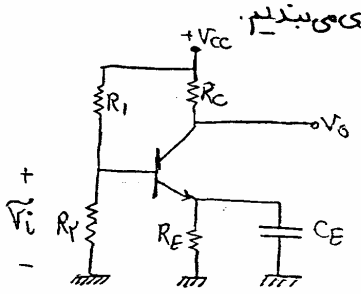
www.ir-micro.com

$\longrightarrow v_{ce} = -(R_c + R_E)\, i_c$ معادله خط بار ac



با توجه به شکل مدار علت قرار دادن خازن c این است که اتصال ac بین دو نقطه A, B برقرار شود و اتصال dc این دو نقطه قطع شود تا ولتاژ dc نقطه B مستقل از ولتاژ dc نقطه A (که صفر است) باشد. اگر خازن نبود و منبع ولتاژ ac را با مقاومت درونی R_s مستقیماً به B وصل می‌کردیم برای پیدا کردن نقطه کار باید منابع ac را اتصال کوتاه کنیم و نقطه کار را با منابع dc بیابیم. در این صورت مقاومت R_s در پیدا کردن نقطه کار دخالت خواهد داشت.

حال خازن C_E را با مقاومت R_E به طوری موازی می‌بندیم.



در این حالت امپدانس C_E برابر $\frac{1}{jC_E\omega}$ است که در فرکانسهای میانی اگر C_E طوری انتخاب شود که این امپدانس بسیار کوچکتر از R_E باشد در نتیجه در حالت ac این خازن اتصال کوتاه

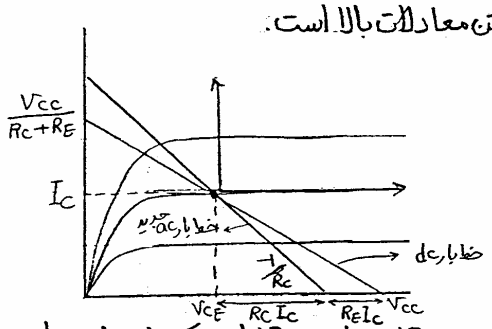
خواهد بود و تمامی ولتاژ V_i بر روی دیود BE خواهد افتاد. از لحاظ dc همان حالت قبل خواهد بود و هیچ تغییری نخواهیم داشت.. به خازن C_E، خازن بایپاس Bypass گوییم.

برای یافتن معادلهٔ خط بار ac به طریق زیر عمل می‌کنیم:

$$V_{CE} = \underbrace{V_{CC} - (R_C + R_E) I_C}_{V_{CE}} - \underbrace{(R_C)\, i_C}_{v_{ce}}$$

$$\longrightarrow \boxed{v_{ce} = -R_C i_C}$$

با توجه به اینکه $R_E \parallel C_E$ (امپدانس) برابر صفر است در نتیجه از نظر ac افت ولتاژ در دو سر R_E نخواهیم داشت و این دلیل بر نوشتن معادلات بالا است.



در هر دو حالت خروجی ما یعنی V_o همان V_{R_C} است که برابر $R_C i_C$ است.

$$\begin{cases} V_{CE} = V_{CC} - (R_C + R_E) I_C \\ V_{CE} = R_C I_C \circledast \end{cases} \longrightarrow I_C = \frac{V_{CC}}{2R_C + R_E}$$

$$V_{CE} = \frac{V_{CC}}{2R_C + R_E} \times R_C$$

مفهوم معادلهٔ $\circledast$ این است که اگر بخواهیم ما کزیمم تغییرات دامنه را در ولتاژ V_{CE} داشته باشیم.

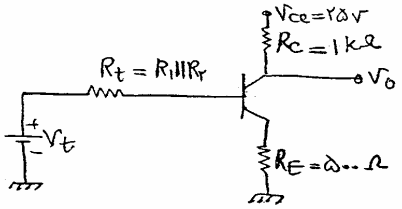
www.ir-micro.com

باید نقطهٔ کار در وسط قرار داشته باشد و با توجه به نمودار صفحهٔ قبل برای اینکه نقطهٔ کار وسط باشد باید V_{CE} برابر $R_C I_C$ باشد. در این صورت دامنهٔ خروجی نیز بیشترین تغییرات را خواهد داشت.

مثال: تقویت کنندهٔ امیتر مشترکی را طراحی کنید که $\beta_{min}=100$ و $\beta_{max}=200$ و $V_{BE}=0.7\,V$ و $R_C=1\,k\Omega$, $R_E=500\,\Omega$, $V_{CC}=25\,V$ و سوئینگ (تغییرات) خروجی ماکزیمم و پایداری نقطهٔ کار را داشته باشیم مقادیر R_1 و R_2 را

$$I_C=\frac{25}{2+0.5}=10\,mA \quad \text{نقطهٔ کار} \longrightarrow V_{CE}=R_C I_C=10\,V$$

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



چون از اثر خازن در بحث dc صرف نظر می‌کنیم می‌توانیم خازن C_E را حذف کنیم.

$$R_t=\frac{\beta_{min}\cdot R_E}{10}=5\,k\Omega$$

$$R_1=R_t\frac{V_{CC}}{V_t}$$

$$R_2=R_t\Big/\left(1-\frac{V_t}{V_{CC}}\right)$$

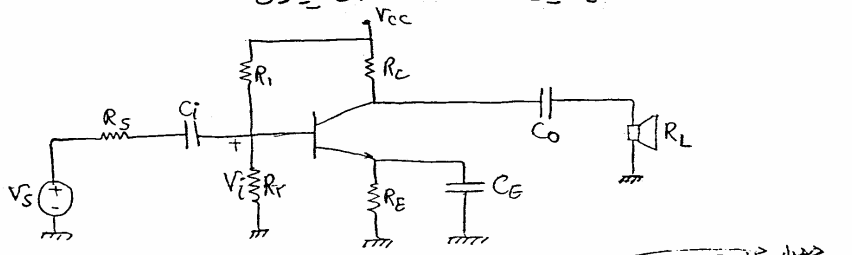
$$-V_t+R_t\frac{I_B}{\beta}+V_{BE}+R_E\cdot I_E=0 \quad \text{(اگر } R_E \text{ را با تقریب } R_E=R_t \text{ بگیریم)}$$

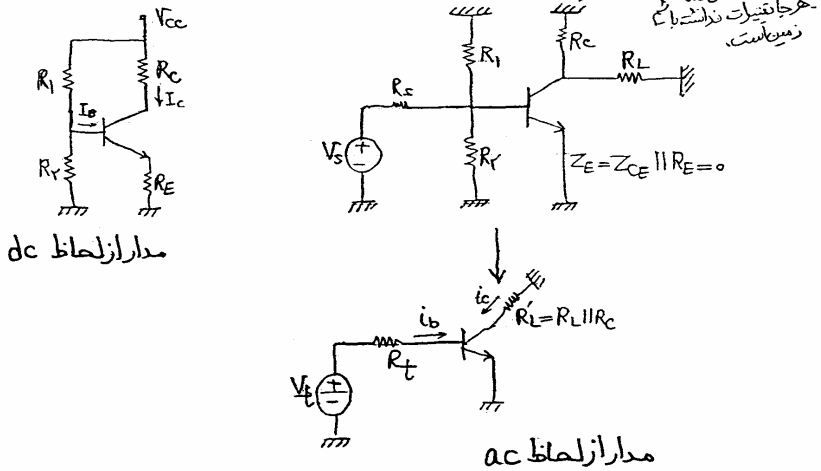
$$\longrightarrow V_t=V_{BE}+R_E\cdot I_E=5.7\,V$$

$$R_1=21.9\,k\Omega\simeq 22\,k\Omega$$

$$R_2=9.125\,k\Omega\simeq 9.1\,k\Omega$$

درعمل در این نوع تقویت کننده ها خروجی ما به طور مستقیم R_C نیست بلکه خازن C_o را همراه با مقاومت بار R_L در خروجی قرار می دهیم تا I_{dc} به مقاومت بار وارد نشود و فقط خروجی از نظر ac تغذیه شود. (به عنوان مثال جریان dc در بلندگو فقط باعث گرم شدن آن می شود). در نتیجه با این تغییرات معادله خط بار تغییر می کند.





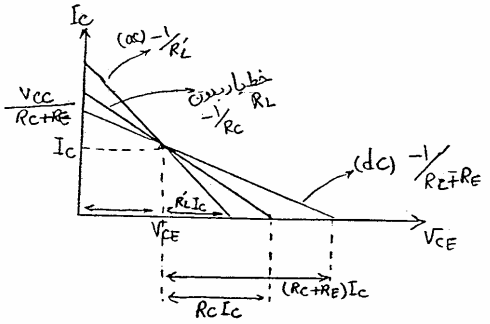
$$V_o = v_{ce} = -i_c (R'_L)$$

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

(مستقیم)

$$\longrightarrow \quad v_{CE} = \underbrace{V_{cc} - R_C I_C - R_E I_C}_{V_{CE}\ \text{مستقیم}} \underbrace{- R'_L i_c}_{v_{ce}\ \text{متناوب}}$$

www.ir-micro.com



*در هر حالت ماکزیمم سوئینگ وقتی است که نقطهٔ کار وسط خط بار ac باشد.

$$\begin{cases} R'_L I_C = V_{CE} \\ V_{CC} - (R_C+R_E) I_C = V_{CE} \end{cases}$$

$$\longrightarrow \quad I_C = \frac{V_{CC}}{R_C + R_E + (R_C \| R_L)}$$

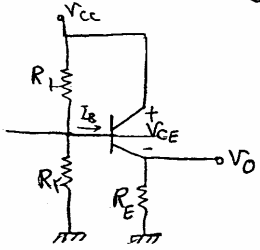
$$V_{CE} = \frac{V_{CC}}{R_C + R_E + (R_C \| R_L)} \times R'_L$$

اگر خازن C_o وجود نداشته باشد خط بار ac تفاوتی نخواهد کرد ولی نقطهٔ کار به حسهی خورد.

تقویت کنندهٔ کلکتور مشترک:

از نظر تعادل حرارتی و استقلال نقطهٔ کار از β این تقویت کننده با امیتر مشترک هیچ تفاوتی ندارد

در کلکتور می توان از R_C استفاده کرد و یا نکرد اما گاهی اوقات از R_C استفاده می کنیم و آن



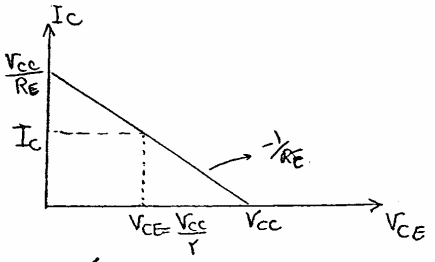
وقتی است که I_C زیاد است. چون

در رابطهٔ $P_d = V_{CE} \cdot I_C$ توان تلفاتی

ترانزیستور با V_{CE} نسبت مستقیم دارد و با قرار دادن R_C، V_{CE} کاهش می‌یابد.

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

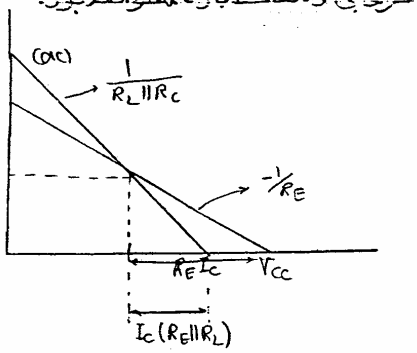
$$V_{CE} = R_E I_C$$



در این حالت نیز اگر $R_E I_C = V_{CE}$ باشد ما کزیمم سوئینگ خروجی را خواهیم داشت.

اگر خازن C_C و R_L را قرار دهیم خط بار ac متمایز از خط بار dc خواهد بود و به طبع سوئینگ ماکزیمم خروجی وسط خط بار ac خواهد بود.

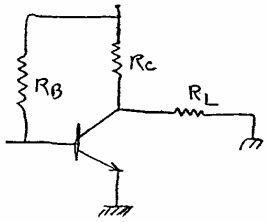
$$(R_E \parallel R_L)\, I_C = V_{CE}$$

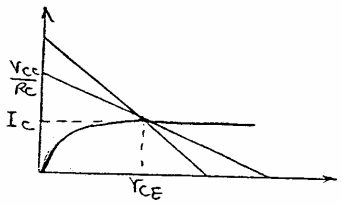


www.ir-micro.com

بایاس در تقویت کننده :

+ تقویت کننده امیتر مشترک :

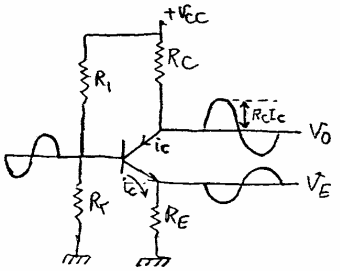


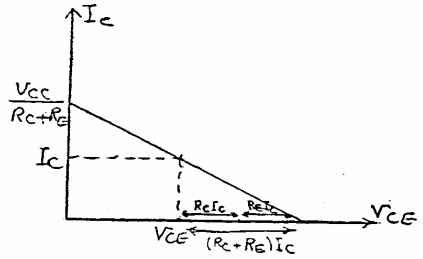


$$V_{CE} = V_{CC} - R_C I_C$$

$R_C I_C = V_{CE}$ سوئینگ ماکزیمم

$(R_C \| R_L) I_C = V_{CE}$ سوئینگ ماکزیمم





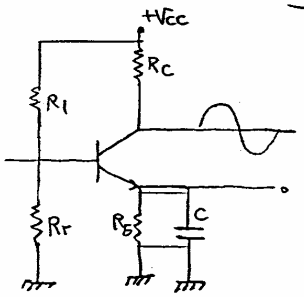
$V_0 = -R_C i_C$

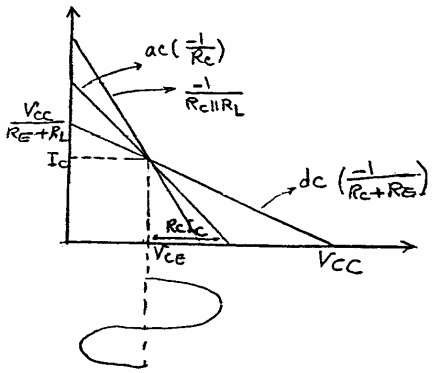
$V_E = R_E i_C$

$V_{CE} = R_E I_x + R_C I_x$

$V_0^+ = V_0^- \longrightarrow R_C I_C = R_C I_x$

$\longrightarrow V_{CE} = R_E I_C + R_C I_C$ سوئینگ ماکزیمم



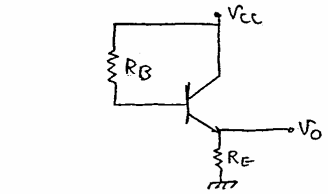


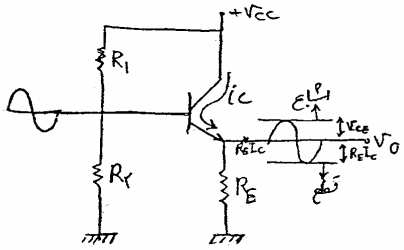
www.ir-micro.com

سوئینگ ماکزیمم بدون بار $V_{CE} = R_C I_C$

سوئینگ ماکزیمم با بار $V_{CE} = (R_C \| R_L) I_C$

۲- تقویت‌کننده کلکتور مشترک:





$V_E = R_E (I_C + i_C)$

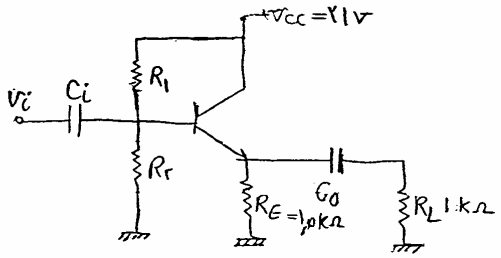
سوئینگ ماکزیمم:

بدون بار $V_{CE} = R_E I_C$

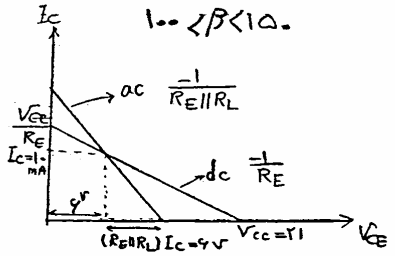
با بار $V_{CE} = (R_E \| R_L) I_C$

مثال: R_1، R_2 را طوری پیدا کنید که

سوئینگ متقارن داشته باشیم:



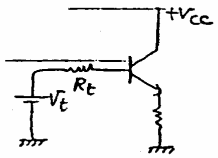
$100 < \beta < 150$



$V_{CE} = V_{CC} - R_E I_C$ خط بار DC

$V_{ce} = -(R_E \| R_L) i_e$ خط بار ac

$$\begin{cases} V_{CE} = V_{CC} - R_E I_C \\ V_{CE} = (R_E \| R_L) I_C \end{cases} \longrightarrow I_C = 10\,mA \longrightarrow V_{CE} = 9\,V$$



$R_t = \frac{\beta_{min} \times R_E}{10} = 15\,k\Omega$

$V_t = R_t I_B + V_{BE} + R_E I_E$

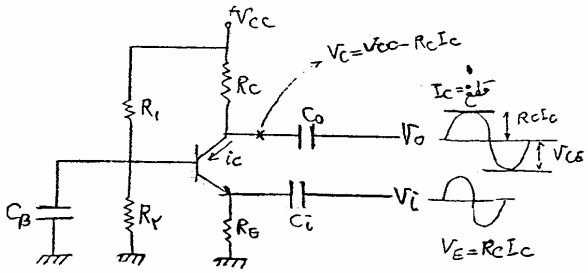
$R_1 = R_t \frac{V_{CC}}{V_t} \Rightarrow 74{,}8\,k\Omega$ ، $R_2 = \frac{R_t}{1 - \frac{V_t}{V_{CC}}} = 18{,}9\,k\Omega$

www.ir-micro.com

اگر در تقویت کنندهٔ کلکتور مشترک مقاومت R_c در کلکتور را شته باشیم V_c و V_o به اندازهٔ ۱۸۰° اختلاف فاز خواهند داشت و برای تعیین سوئینگ ماکزیمم در این حالت مانند تقویت کنندهٔ امیتر مشترک عمل می کنیم.

همچنین برای اینکه سیگنال V_c (ولتاژ ac) را حذف کنیم (به صفر برسانیم) می توانیم از خازن بایپس در کلکتور استفاده کنیم.

۳- تقویت کنندهٔ بیس مشترک:



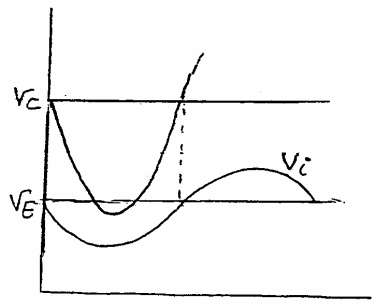
وجود خازن C_B برای افزایش تقویت کنندگی ترانزیستور است

خازن C_B نقش خازن C_E در امیتر تقویت کنندهٔ امیتر مشترک را دارد.

$$R_c i_c = V_{cb}$$

$$\begin{cases} V_{CC} = V_{CE} + (R_E + R_C) I_C \\ V_{CE} = V_{CB} + V_{BE} \end{cases}$$

$$\rightarrow V_{CB} = (V_{CC} - V_{BE}) - (R_E + R_C)\ I_C$$



پایداری نقطهٔ کار:

۱- I_{CBO} ۲ برابر افزایش ⟵ $10^{\circ}C$ ↗

۲- V_{BE} ۲٫۱۵V ↘ ⟵ $1^{\circ}C$ ↗

۳- β

۴- ΔV_{CC}

۵- تلورانس المان‌های جانبی (اغلب مقاومت‌ها)