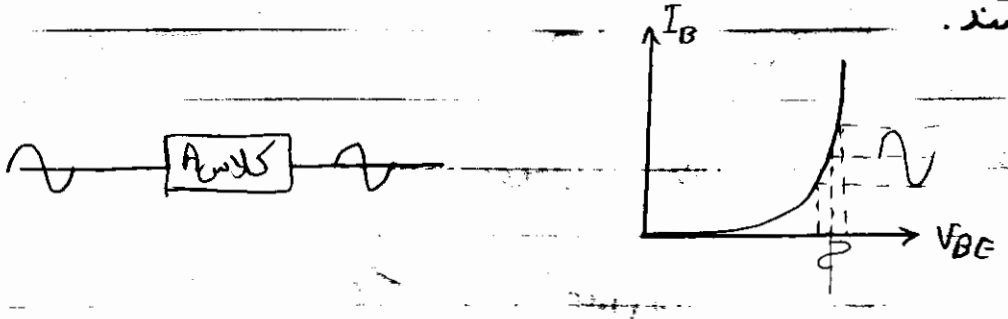
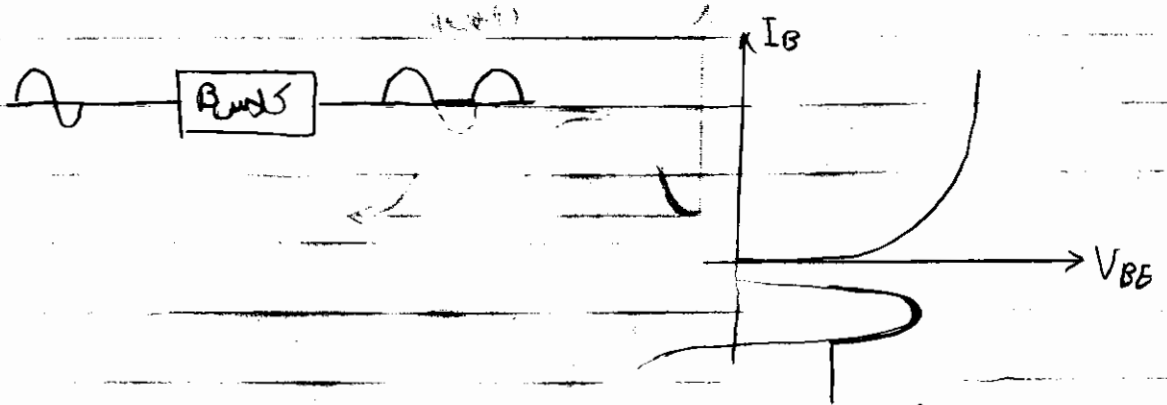
بخش ۳ :

تقویت کنندهٔ قدرت

تقویت کنندهٔ کلاس A به تقویت کنندهٔ ای گفته می شود که اگر در ورودی سینوس داشته باشیم در خروجی هم یک سیگنال سینوسی داشته باشیم. کلیهٔ تقویت کننده هایی که تا بحال دیدیم از این نوع بوده اند. اشکال این نوع تقویت کننده این است که توان آنها بالا است یعنی کلیهٔ المان های مدار همواره روشن هستند.



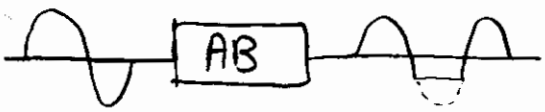
در تقویت کنندهٔ کلاس B تقویت کننده فقط یک آلترناس از ورودی را تقویت می کند. حسن این تقویت کننده در این است که وقتی سیگنال نداریم تقویت کننده خاموش است درحالی که در کلاس A روشن خواهد بود.

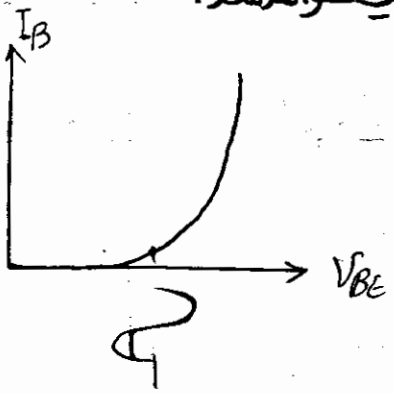


در این حالت نقطهٔ کار در صفر است.

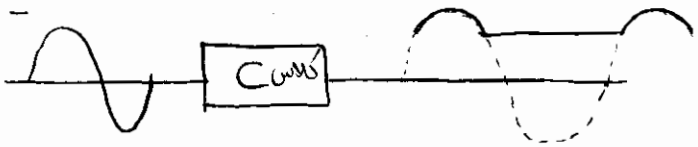
در تقویت کننده کلاس AB نقطه کار را کمی جلوتر می بریم در نتیجه مقدار بیشتری از کلاس

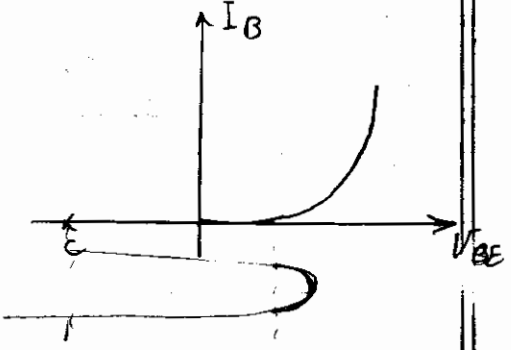
B تقویت خواهد شد.



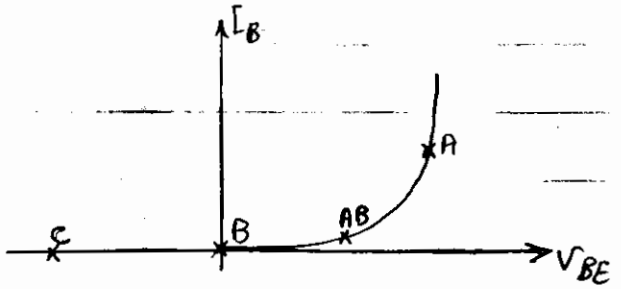


در تقویت کننده کلاس C نه تنها اینکه بایاس مثبت نیست بلکه منفی است و نقطهٔ کار در طرف دیگر منحنی V_{BE} خواهد بود. در نتیجه فقط pick سیگنال ورودی تقویت می‌شود و تلفات در تقویت کننده از همهٔ کلاس‌های دیگر کمتر خواهد بود.



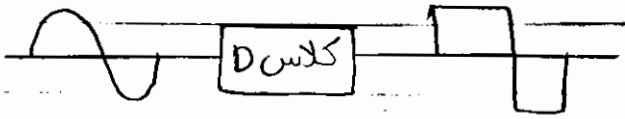


نقاط کار کلاس‌های متفاوت در شکل زیر نمایش داده شده است.

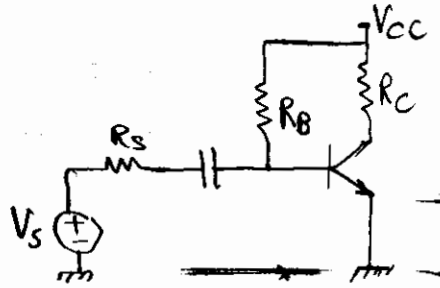


کاربرد کلاس C در تقویت کننده‌های مناسب آن است که برای کم کردن توان مصرفی است.

در تقویت کنندهٔ کلاس D در ورودی سینوسی و در خروجی مربعی خواهد بود که برای دیجیتال کردن سیگنال به کار می‌رود. در این کلاس نقطهٔ کار را تعیین نمی‌کنیم چون اهمیتی ندارد و دلخواه خواهد بود. آنچه که مهم است این است که سیگنال طوری باشد که تقویت کننده به طور بی‌نقص به ناحیهٔ قطع و اشباع وارد شود تا موج مربعی درست شود.



تقویت کنندهٔ ترانزیستوری کلاس A:



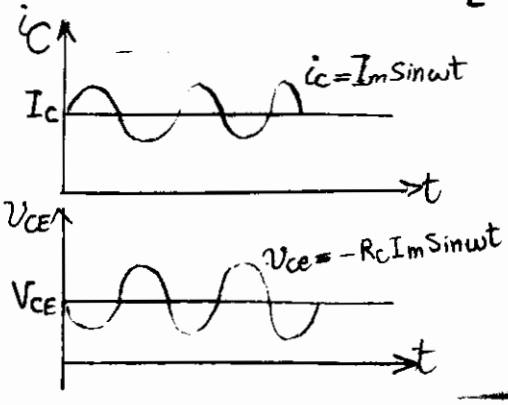
تمام شرایط را ایده‌آل می‌گیریم و راندمان این تقویت کننده را محاسبه می‌کنیم. بدین معنی که از R_1 و R_2 و R_L صرفنظر می‌کنیم و به جای R_1 و R_2 از R_B و به جای R_L از R_C استفاده می‌کنیم. (R_E برای بایاری حرارتی بود)

شرط یک تقویت کنندهٔ توان این است که

۱- افزایش توان ← $P_o > P_i$ ← ۲- توان قابل ملاحظه در خروجی

۳- راندمان بالا باشد. $\eta = \frac{\text{توان مفید دریافتی}}{\text{توان مصرفی}}$

P_d=توان تلفاتی P_{R_L}=توان دریافتی P_S=توان مصرفی



$i_C = i_c + I_C$

$v_{CE} = V_{CE} + v_{ce}$

توان تلفاتی لحظه‌ای $P_d = i_B \times v_{BE} + i_C \times V_{CE}$

$\longrightarrow P_d = (i_c + I_C)(V_{CE} + v_{ce}) = (I_m \sin\omega t + I_C)(V_{CE} - R_C I_m \sin\omega t)$

$\longrightarrow P_d = I_m V_{CE} \sin\omega t - R_C I_m^2 \sin^2\omega t + V_{CE} I_C - R_C I_C I_m \sin\omega t$

$\longrightarrow$ متوسط $P_d = V_{CE} I_C - \frac{R_C I_m^2}{T} \int_0^T \sin^2\omega t\, dt = V_{CE} I_C - \frac{1}{2} R_C I_m^2$

$\longrightarrow$ متوسط $P_d = V_{CE} I_C - \frac{1}{2} R_C I_m^2$

وقتی که سیگنال ورودی صفر است: $P_{d_{max}} = V_{CE} \cdot I_C$

$P_{R_L} = R_C i_C^2 = R_C (I_m \sin\omega t + I_C)^2 = R_C I_C^2 + R_C I_m^2 \sin^2\omega t + 2R_C I_C I_m \sin\omega t$

$\longrightarrow$ متوسط توان دریافتی $P_{R_L} = R_C I_C^2 + \frac{R_C I_m^2}{2}$ $\longrightarrow$ توان دریافتی $P_{R_L} = \frac{R_C I_m^2}{2}$

$P_S = i_C \times V_{CC} \xrightarrow{P_S =} P_{R_L} + P_d = R_C I_C^2 + \frac{R_C I_m^2}{2} + V_{CE} I_C - \frac{R_C I_m^2}{2}$

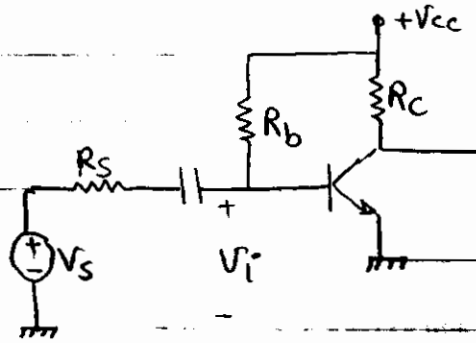
$P_S = I_C (R_C I_C + V_{CE}) = I_C V_{CC} \longrightarrow P_S = I_C \cdot V_{CC}$

راندمان $\eta = \frac{P_o}{P_s} = \frac{R_C I_{m/2}^2}{V_{CC} \cdot I_C}$

$\eta_{max} = \frac{R_C I_{C/2}^{2}}{V_{CC} I_C} = \frac{R_C I_C / 2}{V_{CC}} = \frac{1}{F}$ ($V_{CC}/2$)

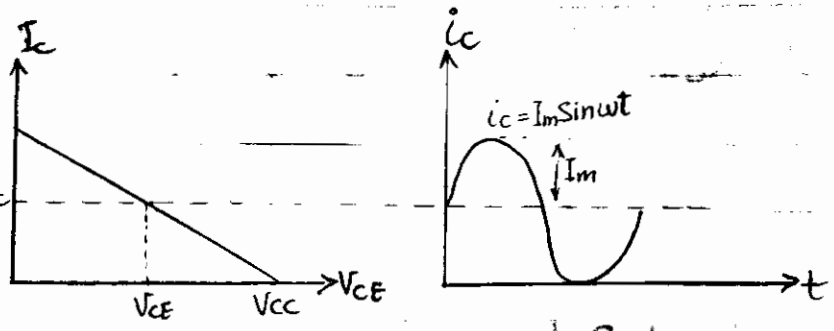
$\longrightarrow \eta_{max} = \frac{1}{F}$

تقویت کنندهٔ توان:



کلاس A $\longrightarrow \eta = \frac{\frac{1}{2} R_C I_m^2}{V_{CC} \cdot I_C}$

۱ـ نقطهٔ کار وسط خط بار:



$\begin{cases} V_{CE} = \frac{V_{CC}}{2} \\ I_m = I_C \end{cases}$

$P_{d\,max} = V_{CE} \cdot I_c = \frac{V_{CC}}{2} \cdot I_C = \frac{P_t}{2} = V_{CE} \times \frac{V_{CE}}{R_C} = \frac{V_{CE}^2}{R_C} = \frac{V_{CC}^2}{4R_C}$

$\longrightarrow P_{d\,max} = \frac{V_{CC}^2}{4R_C}$

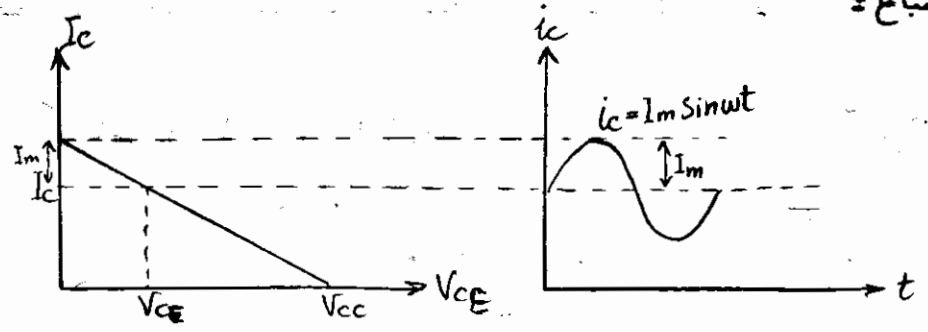
توان متبدد سر $P_{ac} = \frac{1}{2} R_C I_m^2 = \frac{1}{2} R_C I_C^2 = \frac{1}{2} R_C \cdot \left(\frac{V_{CE}}{R_C}\right)^2 = \frac{V_{CE}^2}{2R_C} = \frac{V_{CC}^2}{8R_C}$

$\longrightarrow P_{ac} = \frac{V_{CC}^2}{8R_C}$

$P_t = V_{CC} \cdot I_C = V_{CC} \cdot \frac{V_{CE}}{R_C} = \frac{V_{CC}^2}{2R_C} \longrightarrow P_t = \frac{V_{CC}^2}{2R_C}$

$\eta_{max} = \frac{P_{ac\,max}}{P_t} = \frac{\frac{V_{CC}^2}{8R_C}}{\frac{V_{CC}^2}{2R_C}} = \%25$

۲- نقطهٔ کار نزدیک ناحیهٔ اشباع :



$$V_{CE} < \frac{V_{cc}}{2}$$

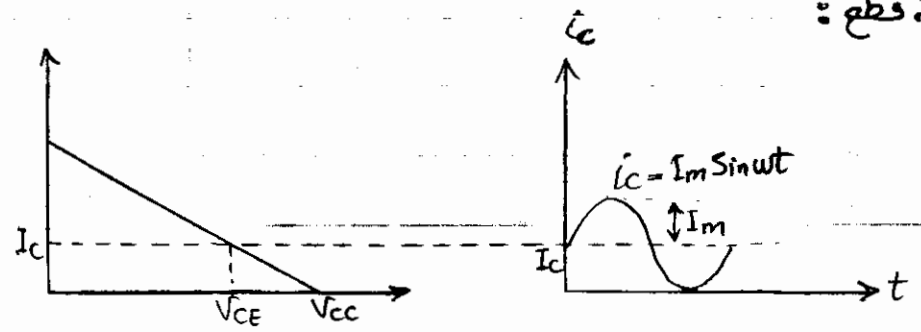
$$P_{d_{max}} = V_{CE} \cdot I_c < \frac{V_{cc}}{2} \cdot I_c = \frac{P_t}{2}$$

$$P_{ac} = \frac{1}{2} R_c I_m^2 = \frac{1}{2} R_c \left(\frac{V_{CE}}{R_c}\right)^2 = \frac{V_{CE}^2}{2R_c} < \frac{V_{cc}^2}{8R_c} = \frac{P_t}{4}$$

$$P_t = V_{cc} \cdot I_c = V_{cc}\left(\frac{V_{cc} - V_{CE}}{R_c}\right) > V_{cc} \cdot \frac{\frac{V_{cc}}{2}}{R_c} = \frac{V_{cc}^2}{2R_c}$$

$$\longrightarrow \eta_{max} = \frac{P_{ac}}{P_t} < \frac{1}{4}$$

۳- نقطهٔ کار نزدیک ناحیهٔ قطع :



$$\begin{cases} V_{CE} > \frac{V_{cc}}{2} \\ I_m = I_c \end{cases}$$

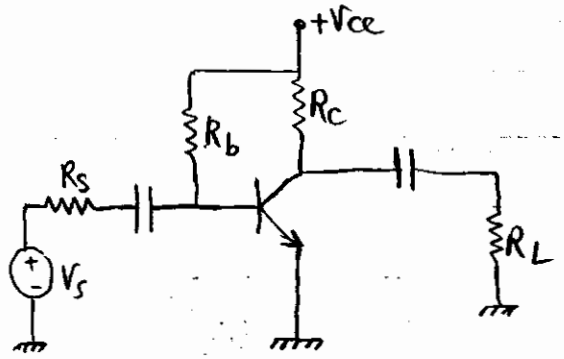
$$P_{d_{max}} = V_{CE} I_c > \frac{V_{cc}}{2} \cdot I_c = \frac{P_t}{2}$$

$$P_{ac} = \frac{1}{2} R_c I_m^2 = \frac{1}{2} R_c I_c^2 = \frac{1}{2} R_c \left(\frac{V_{cc} - V_{CE}}{R_c}\right)^2 = \frac{(V_{cc} - V_{CE})^2}{2R_c} < \frac{\left(\frac{V_{cc}}{2}\right)^2}{2R_c} = \frac{V_{cc}^2}{8R_c}$$

$$P_t = V_{cc} \cdot I_c = V_{cc} \cdot \left(\frac{V_{cc} - V_{CE}}{R_c}\right) < V_{cc} \cdot \frac{V_{cc}}{2R_c} = \frac{V_{cc}^2}{2R_c}$$

$$\eta_{max} = \frac{P_{ac}}{P_t} = \frac{\frac{(V_{cc} - V_{CE})^2}{2R_c}}{\frac{V_{cc}(V_{cc} - V_{CE})}{R_c}} = \frac{V_{cc} - V_{CE}}{2V_{cc}} < \frac{V_{cc}}{2 \times 2V_{cc}} = \frac{1}{4}$$

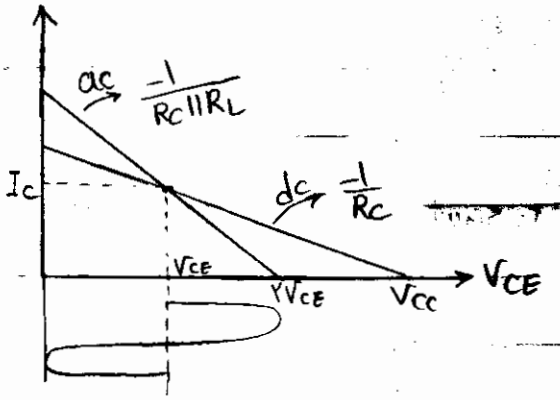
در محاسبات بالا ناحیهٔ قطع و اشباع را برای ترانزیستور در نظر نگرفتیم. اگر ترانزیستور واقعی بوده و نواحی قطع و اشباع داشته باشد، بسته به این نواحی راندمان از ۲۵٪ نیز کاهش می‌یابد. همچنین وجود مقاومت R_E نیز باعث کاهش راندمان خواهد شد.



تأثیر R_L بر راندمان:

با فرض اینکه نقطهٔ کار وسط خط بار ac است محاسبات را انجام می‌دهیم:

کلاس A $\longrightarrow \eta = \frac{\frac{1}{2} R_C I_m^2}{V_{CC} \cdot I_C}$



$V_{CE} < \frac{V_{CC}}{2}$

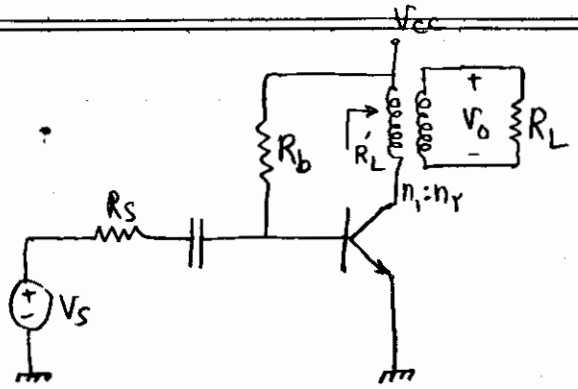
$P_{d\,max} = V_{CE} I_C < \frac{P_t}{2}$

$P_{ac} = \frac{1}{2} R_C I_m^2 = \frac{V_{CE}^2}{2R_L} < \frac{V_{CE}^2}{2(R_C \| R_L)}$

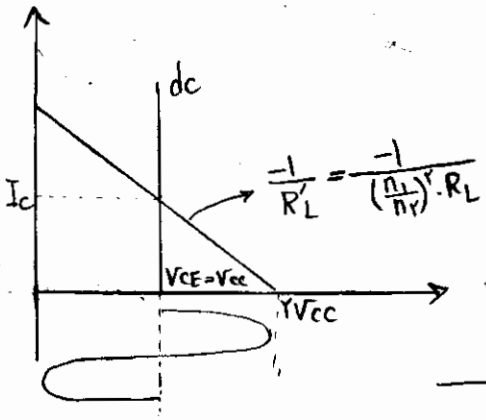
$P_t = V_{CC} \cdot I_C > 2V_{CE} \cdot I_C = 2V_{CE} \cdot \frac{V_{CE}}{R_C \| R_L} = \frac{2V_{CE}^2}{R_C \| R_L}$

توان تلفاتی

$\longrightarrow \eta_{max} = \frac{P_{ac}}{P_t} < \frac{1}{4}$



با فرض ترانس ایده ال



$$P_{dmax} = V_{CE} I_C = V_{CC} I_C = P_t$$

$$P_{ac} = \frac{V_{om}^2}{2R_L} = \frac{\left(\frac{n_2}{n_1} \cdot V_{CE}\right)^2}{2R_L} = \frac{V_{CC}^2}{2\left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 R_L}$$

$$P_t = V_{CC} \cdot I_C = V_{CC} \cdot \frac{V_{CC}}{R'_L} = \frac{V_{CC}^2}{\left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 R_L}$$

$$\longrightarrow \eta_{max} = \frac{1}{2} = 50\%$$

در حالت ترانس واقعی : $\eta_{max} = \eta_{T_{\text{ترانس}}} \cdot (2c)$

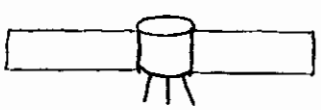
در این حالت نیز وجود نواحی قطع و اشباع و یا قراردادن مقاومتهای R_E , R_1 , R_2 باعث کاهش راندمان خواهد شد.

معمولا محاسبات فوق در دمای ثابت $T=25^\circ$ انجام می گیرد. سه روش برای تبادل حرارتی ترانزیستور با محیط وجود دارد :

تلفات حرارتی در ترانزیستور :

۱) Conduction — هدایت { از پیوند به بدنه / از بدنه به پیوند }

۲) radiation — قراردادن رادیاتور heat sink



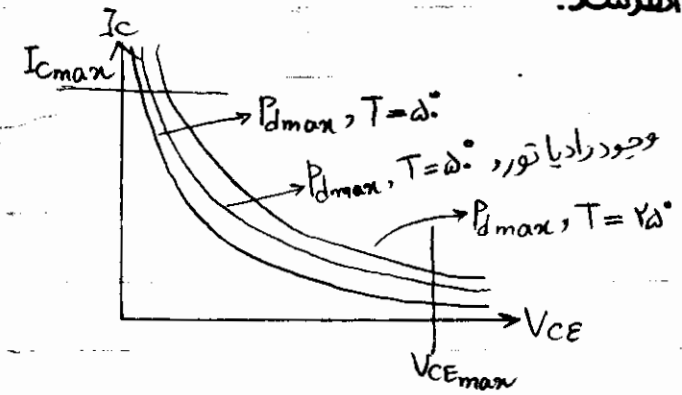
بین رادیاتور و ترانزیستور از خمیر سیلیکون استفاده می کنند که تبادل حرارتی با محیط را تقریبا تا ٪۷۰ بالا می برد.

۳) Convection استفاده از

$$P_{d\,max} = \frac{\Delta T}{R_{th}} = \frac{T_{j\,max} - T_A}{R_{th}}$$

ماکزیمم دمای تحملی پیوند — دمای محیط — توان تلفاتی — مقاومت گرمایی ویژه — °C/W یا °C/mW

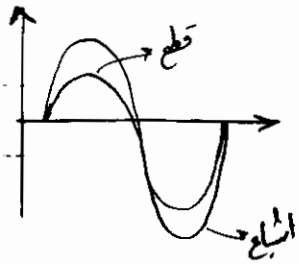
قرار دادن رادیاتور باعث افزایش R_{th} خواهد شد.



مثال: در ترانزیستور BC۱۰۷ پارامترهای مقابل را داریم:

$$T_{j\,max} = 175^\circ C \quad , \quad \begin{cases} R_{th\,j-c} = 0.2 \ ^\circ C/mW \\ R_{th\,j-a} = 0.5 \ ^\circ C/mW \end{cases}$$

اثر لبه‌ها بر کاهش راندمان:



$$V_o = V_1 \sin\omega t + V_2 \sin 2\omega t + V_3 \sin 3\omega t + \dots + V_n \sin n\omega t$$

$$P = \frac{V_o^2}{R_L} = \frac{1}{R_L}\left(V_1 \sin\omega t + V_2 \sin 2\omega t + \dots + V_n \sin n\omega t\right)^2$$

$$= \frac{1}{R_L}\left(V_1^2 \underbrace{\sin^2\omega t}_{\frac{1-\cos 2\omega t}{2}} + V_2^2 \sin^2 2\omega t + \dots + V_n^2 \sin^2 n\omega t + 2V_1V_2 \sin\omega t \sin 2\omega t + \dots\right)$$

$V_1V_2\cos\omega t - V_1V_2\cos 3\omega t$

$$\longrightarrow P_{ac} = \frac{1}{R_L}\left(\frac{V_1^2}{2} + \frac{V_2^2}{2} + \cdots + \frac{V_n^2}{2}\right)$$

$$= \frac{V_1^2}{2R_L}\left(1 + \frac{V_2^2}{V_1^2} + \cdots + \frac{V_n^2}{V_1^2}\right)$$

if $\frac{V_2}{V_1} = D_2$, $\frac{V_3}{V_1} = D_3$, ...

$\begin{cases} \frac{V_1^2}{2R_L} & \text{توان هارمونیک اول} \\ \frac{V_2^2}{2R_L} & \text{توان هارمونیک دوم} \end{cases}$

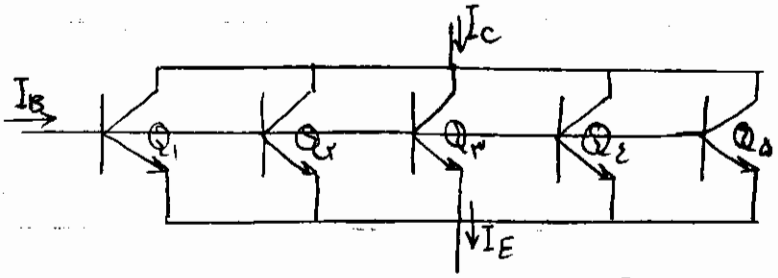
$$\longrightarrow P_{ac} = \frac{V_1^2}{2R_L}\left(1 + D_2^2 + D_3^2 + \cdots + D_n^2\right) = \frac{V_1^2}{2R_L}\left(1 + D^2\right)$$

$$\text{total} \swarrow \quad THD = D = \sqrt{D_2^2 + D_3^2 + \cdots + D_n^2}$$

harmonic distortion

$$, \quad P_{ac} = \frac{V_1^2}{2R_L}\left(1 + D^2\right)$$

تکنیک موازی کردن ترانزیستورهای کم‌وات و استفاده کردن مجموعه به‌جای یک ترانزیستور پرقدرت:



$$I_B = I_{B_1} + I_{B_2} + I_{B_3} + I_{B_4} + I_{B_5}$$

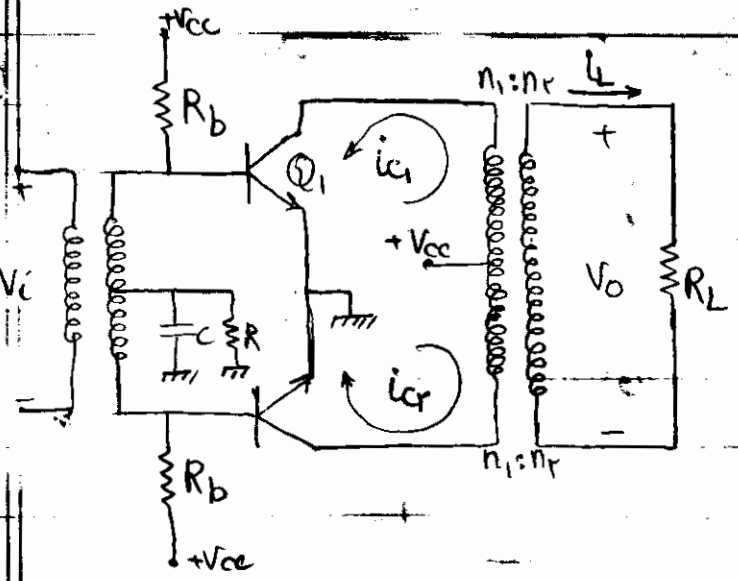
$$V_{BE_1} = V_{BE_2} = V_{BE_3} = V_{BE_4} = V_{BE_5}$$

با توجه به اینکه جریان I_C مقدار زیادی دارد (به عنوان مثال 9A) استفاده از تعداد ترانزیستور بیشتر اطمینان مدار را زیاد می‌کند و از سوختن ترانزیستورها جلوگیری می‌کند. به عنوان مثال اگر از ۳ ترانزیستور ۳A استفاده می‌کردیم چون پارامترهای هر سه ممکن است با هم برابر نباشد

درنتیجه جریان به صورت مساوی تقسیم نمی شود و ممکن است یکی از ترانزیستورها بیشتر از $\frac{3}{4}$ جریان بکشد و بسوزد. ولی استفاده از ۵ ترانزیستور این اشکال را رفع می کند.

این نوع بستن ترانزیستورها مقرون به صرفه تر از استفاده از یک ترانزیستور پر وات است.

تقویت کننده توش پول کلاس A : (Push Pull A)



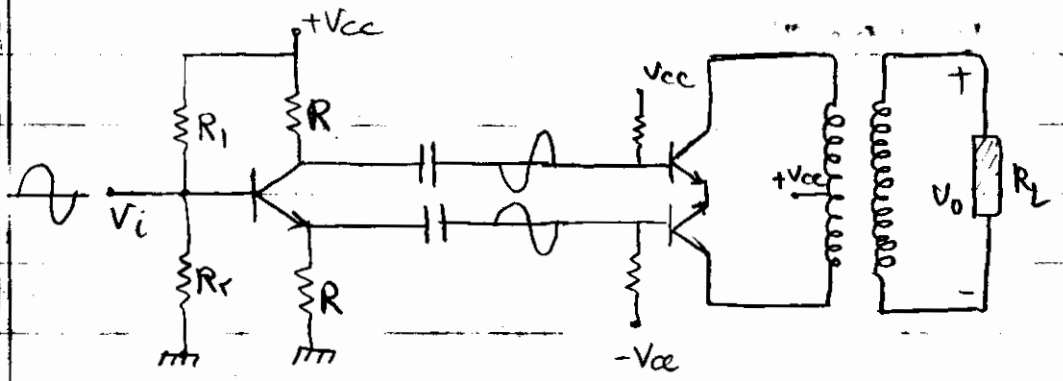
$$V_o = i_L \times R_L$$

$$V_o = (i_{c_1} - i_{cr}) \frac{n_2}{n_1} \times R_L$$

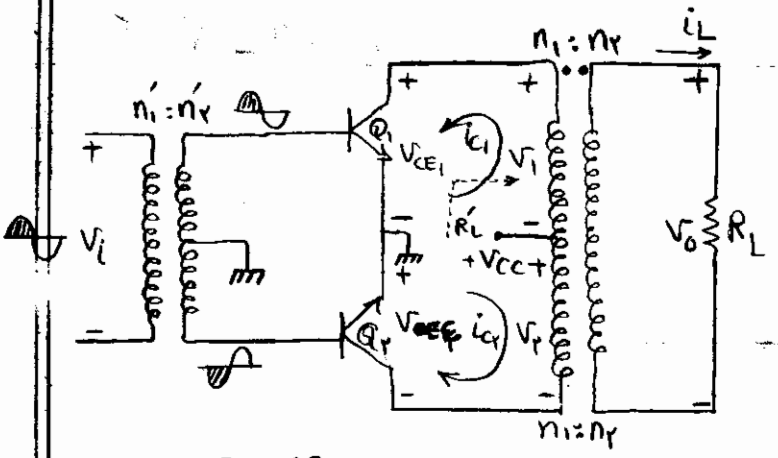
$$V_o = h_{fe}(i_{b_1} - i_{br}) \frac{n_2}{n_1} \times R_L$$

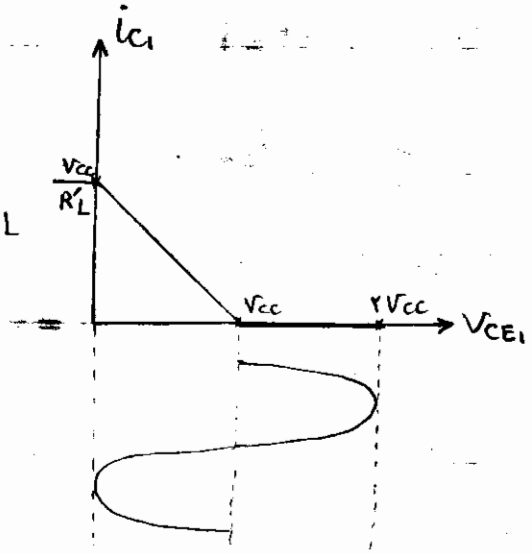
$$V_o = \frac{h_{fe}}{h_{ie}} (V_{i_1} - V_{i_r}) \frac{n_2}{n_1} \times R_L$$

در این تکنیک دامنهٔ ولتاژ خروجی افزایش می یابد اما اندمان از ۵۰٪ تغییری نمی کند لذا از این نوع موازی کردن کمتر استفاده می شود (در مصارف کم وات از این نوع استفاده می کنیم)



تقویت‌کننده پوش پول کلاس B :

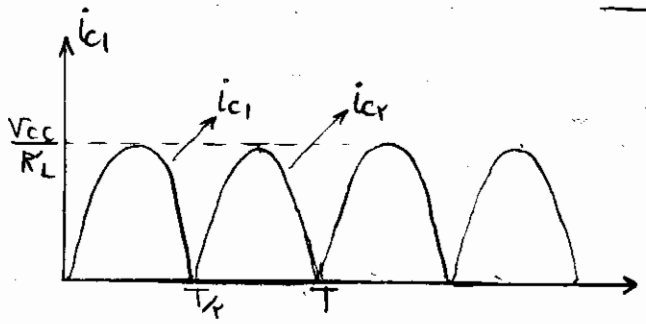




$$\begin{cases} V_{CE_1} = V_1 + V_{CC} \\ V_{CE_2} = V_{CC} - V_2 \end{cases}$$

در پیک منفی سیگنال ورودی $\longrightarrow$ $V_{CE_2} = 0 \longrightarrow V_2 = V_{CC} \xrightarrow{\text{القا}} V_1 = V_{CC}$

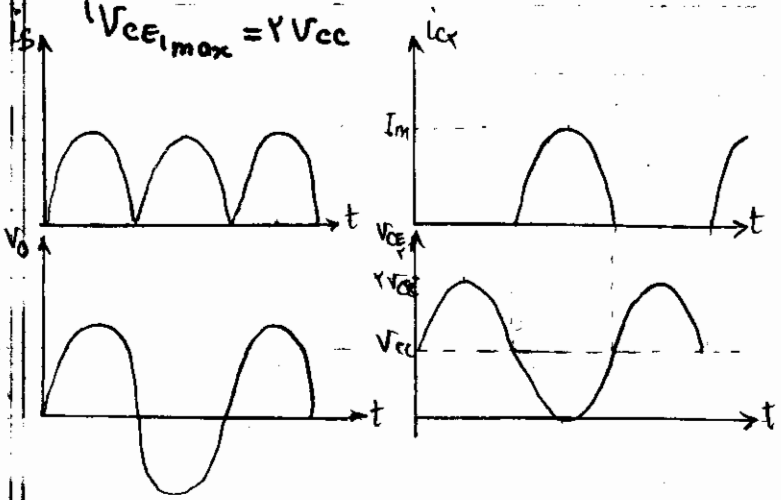
$\longrightarrow V_{CE_1} = 2V_{CC}$

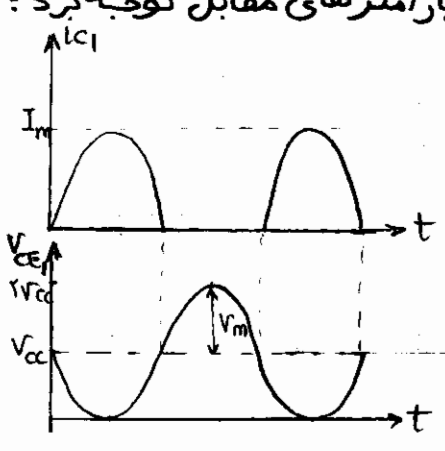


با توجه به نمودارهای بالا باید در انتخاب ترانزیستور Q_1 —

$$\begin{cases} I_{C_{1av}} = \frac{I_m}{\pi} = \frac{V_{CC}}{R'_L \cdot \pi} \\ I_{C_1 P} = \frac{V_{CC}}{R'_L} \\ V_{CE_{1max}} = 2V_{CC} \end{cases}$$

به پارامترهای مقابل توجه کرد :





$$P_{L_{max}} = V_{L_{eff}} \cdot I_{L_{eff}} = \frac{V_{Lm}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{Lm}}{\sqrt{2}} = \frac{V_{Lm} \cdot I_{Lm}}{2} = \frac{V_m \cdot \frac{n_2}{n_1} \cdot I_m \cdot \frac{n_1}{n_2}}{2} = \frac{V_m I_m}{2}$$

$$P_S = \frac{1}{T}\int_0^T i_S \cdot V_{cc}\, dt = \frac{2V_{cc}}{T}\int_0^{\frac{T}{2}} I_m \sin\omega t\, dt = \frac{2V_{cc} \cdot I_m}{T} \cdot \frac{-1}{\omega}\cos\omega t\Big|_0^{\frac{T}{2}} = \frac{2V_{cc} \cdot I_m}{\pi}$$

$$\longrightarrow \eta_{max} = \frac{P_{L\,max}}{P_{S\,max}} = \frac{\frac{V_m I_m}{2}}{\frac{2V_{cc} \cdot I_m}{\pi}} = \frac{\pi}{4} = \%78.5 \longrightarrow \eta_{max} = \%78.5$$

توان تلفاتی

$$P_Q = \frac{1}{T}\int_0^T i_{C_1} \cdot v_{CE_1}\, dt = \frac{1}{T}\int_0^{\frac{T}{2}} (I_m \sin\omega t)(V_{cc} - V_m \sin\omega t)\, dt$$

$$= \frac{I_m}{T}\int_0^{\frac{T}{2}} \left(V_{cc}\sin\omega t - V_m\left(\frac{1-\cos 2\omega t}{2}\right)\right) dt = \frac{V_{cc} \cdot I_m}{\pi} - \frac{V_m I_m}{4}$$

$$\longrightarrow P_Q = \frac{V_{cc} I_m}{\pi} - \frac{V_m I_m}{4} \xrightarrow{V_m = V_{cc}} P_Q = \frac{V_{cc} I_m}{\pi} - \frac{V_{cc} I_m}{4} = V_{cc} I_m\left(\frac{1}{\pi} - \frac{1}{4}\right)$$

$$\longrightarrow P_Q = \%11\, P_{S_{max}} = \%18\, P_{L_{max}}\ ,\ V_m = V_{cc}$$

$$P_Q = \frac{V_{cc} I_m}{\pi} - \frac{V_m I_m}{4}\ ,\ I_m = \frac{V_m}{R'_L} = \frac{V_m}{\left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 R_L}\ ,\ \frac{\partial P_Q}{\partial V_m} = 0$$

$$\longrightarrow P_Q = I_m\left(\frac{V_{cc}}{\pi} - \frac{V_m}{4}\right) = \frac{V_m}{R'_L}\left(\frac{V_{cc}}{\pi} - \frac{V_m}{4}\right)$$

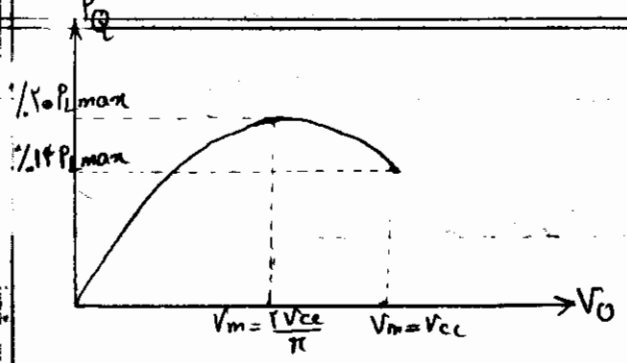
$$\longrightarrow \frac{\partial P_Q}{\partial V_m} = \frac{1}{R'_L}\left(\frac{V_{cc}}{\pi} - \frac{V_m}{4}\right) - \frac{1}{4}\frac{V_m}{R'_L} = 0 \longrightarrow V_m = \frac{2V_{cc}}{\pi}$$

$$\longrightarrow P_{Q_{max}} = \frac{2V_{cc}}{\pi \cdot R'_L}\left(\frac{V_{cc}}{\pi} - \frac{V_{cc}}{2\pi}\right) = \frac{V_{cc}^2}{\pi^2 R'_L} \longrightarrow P_{Q_{max}} = \frac{V_{cc}^2}{\pi^2 R'_L}$$

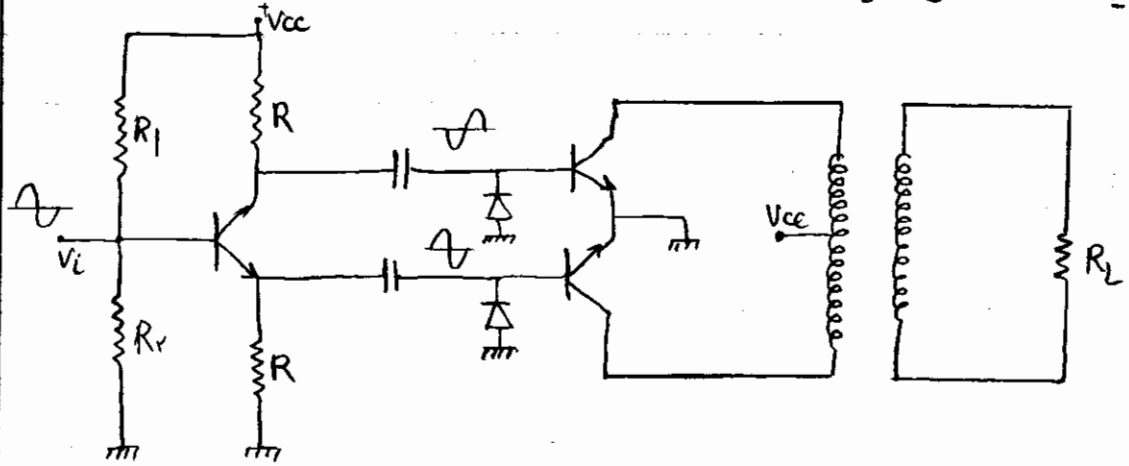
$$V_m = \frac{2V_{cc}}{\pi} \longrightarrow \begin{cases} P_{Q_{max}} = \dfrac{V_{cc}^2}{\pi^2 \cdot R'_L} \\ P_L = \dfrac{2}{\pi^2} \cdot \dfrac{V_{cc}^2}{R'_L} \\ P_S = \dfrac{4}{\pi^2} \cdot \dfrac{V_{cc}^2}{R'_L} \end{cases} \longrightarrow \eta = 50\%$$

$$\longrightarrow P_{Q_{max}} = \%20\, P_{L_{max}} = \%10\, P_{S_{max}}$$

(برازای) $V_m = V_{cc}$

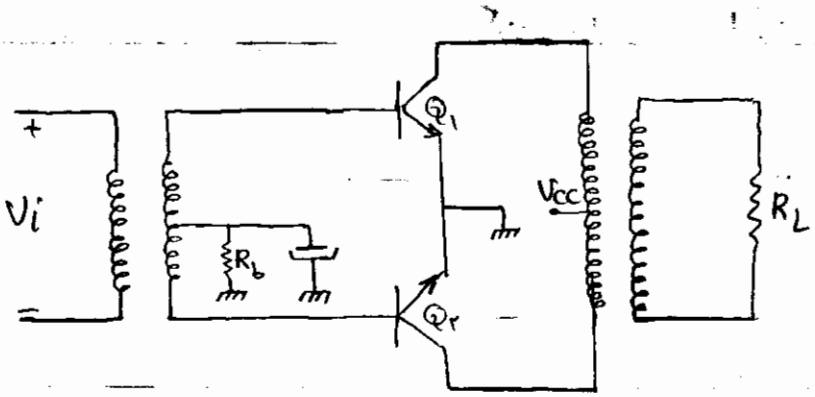


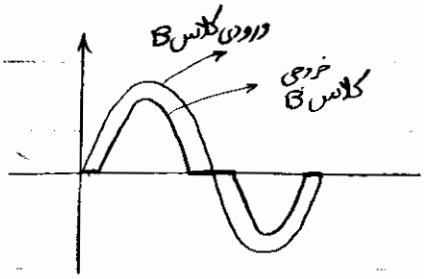
با یاس تقویت کننده کلاس B :



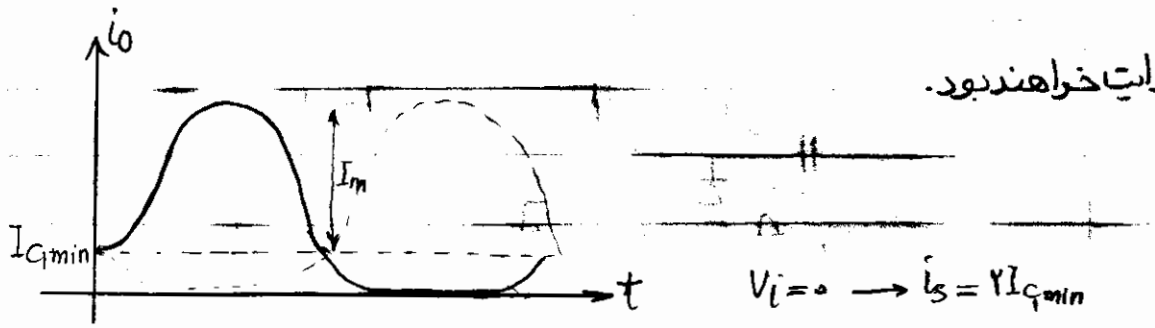
درحالتی که دیودها در مدار بالا وجود ندارند مدار پس از چند آلترناتس خاموش می شود چون مسیری برای دشارژ شدن خازن ها وجود ندارد. لذا برای رفع این مشکل از دو دیود به شکل بالا استفاده می شود تا مسیر دشارژ خازنها فراهم شود.

تقویت کننده پوش پول کلاس AB :

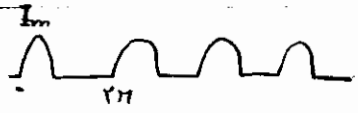




در تقویت کننده کلاس B مقداری از سیگنال ورودی صرف روشن کردن ترانزیستورها می‌شد برای رفع این اشکال از کلاس AB استفاده می‌کنیم. در این کلاس ترانزیستورها را کمی بایاس می کنیم و در نتیجه در آستانه هدایت خواهند بود.



$$i_{C_1} = I_m\left(\frac{1}{\pi} + \frac{1}{2}\sin\omega t - \frac{2}{\pi}\left(\frac{\cos 2\omega t}{1\times 3} + \frac{\cos 4\omega t}{3\times 5} + \dots\right)\right)$$

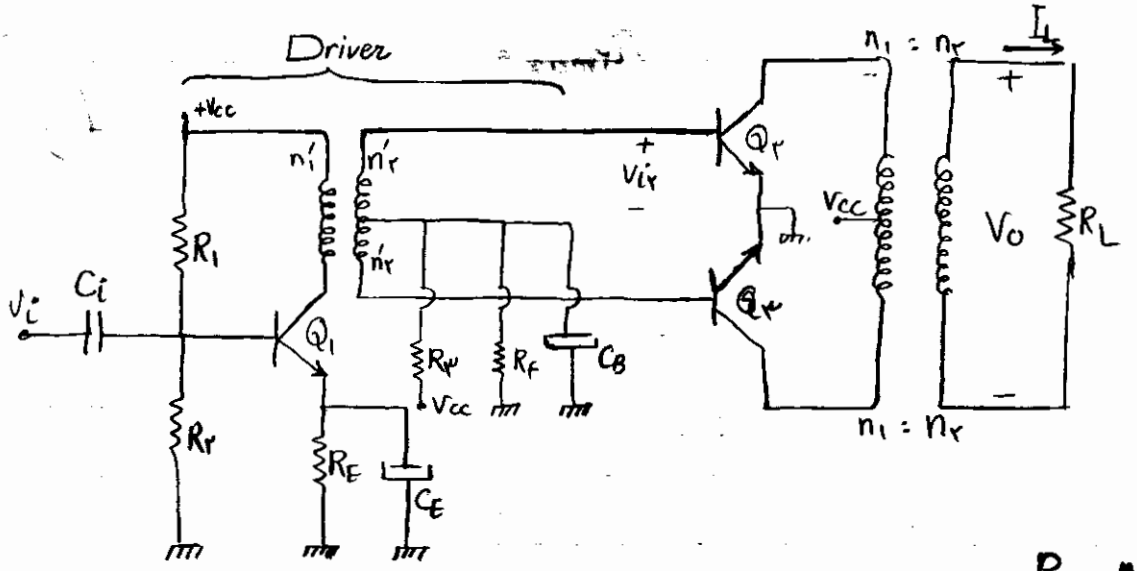


$$i_{C_2} = I_m\left(\frac{1}{\pi} - \frac{1}{2}\sin\omega t - \frac{2}{\pi}\left(\frac{\cos 2\omega t}{1\times 3} + \frac{\cos 4\omega t}{3\times 5} - \dots\right)\right)$$

$$\rightarrow i_L = \frac{n_1}{n_2}(i_{C_1} - i_{C_2}) = \frac{n_1}{n_2}(I_m \sin\omega t)$$

از مزایای کلاس B و AB تقویت کنندهٔ پوش پول غیر از راندمان بالا این است که بوسیله کوپلاژ ترانسفورماتوری مانند یک فیلتر عمل می‌کند و هارمونیک های زوج را در جریان خروجی حذف می کند.

مثال:



$R_L = 8\,\Omega$

$\beta_1 = h_{fe_1} = 100$, $h_{fe_2} = h_{fe_3} = \beta_2 = \beta_3 = 50$, $V_{CC} = 20$

$V_{CE_{sat}} = 1\,V$, $V_{BE(cut\,in)} = 0.5\,V$, $V_{BE_{max}} = 0.7\,V$

الف) $P_{L_{max}} = 10\,W \longrightarrow \frac{n_1}{n_2} = ?$ ب) طراحی Driver.

پ) $P_{Q_{max}}$, η_{max} , $P_{\sim_{max}}$ ت) $f_L = 20\,Hz$ و فرکانس قطع پائین ترانسفورماتور

10Hz می باشد (بدین معنی که باید از آنها صرفنظر کنیم).

$\frac{n_1}{n_2} = \frac{V'_m}{V_{om}}$, $P_{L_{max}} = \frac{V_{om}^2}{2R_L} \longrightarrow V_{om} = 12.9\,V$

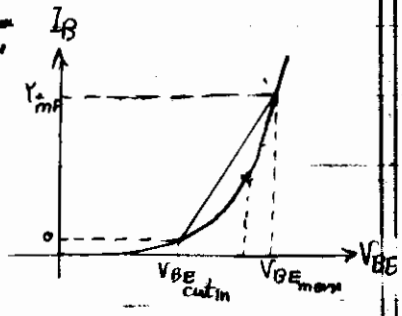
$V'_m = V_{CC} - V_{CE_2 sat} = 20 - 1 = 19\,V \longrightarrow \frac{n_1}{n_2} = \frac{19}{12.6} = 1.5$

$V_{B_2} = V_{BE(cut\,in)} = \frac{R_F}{R_3 + R_F} V_{CC} = 0.5 \longrightarrow \frac{R_3}{R_F} = 39$

if $\boxed{R_F = 1\,k\Omega} \longrightarrow \boxed{R_3 = 39\,k\Omega}$

$I_{L_{max}} = \frac{V_{om}}{R_L} = \frac{12.4}{8} = 1.55\,A$, $I_{C_{max}} = \frac{n_2}{n_1} I_{L_{max}} = 1.03\,A$

$I_{B_{2max}} = \frac{I_{C_2}}{B_2} = ۲۰\ mA$ ، $V_{ir_{max}} = \frac{V'_m}{A_{V_2}}$



$|A_{V_2}| = \frac{h_{fe}\cdot R'_L}{h_{ie_2}}$ ، $h_{ie_{av}} = \frac{V_{BE_{max}} - V_{BE_{cutin}}}{I_{B_{max}} - I_{B_{min}}}$

$= \frac{۰/۸ - ۰/۵}{۲۰ - ۰} = ۱۵\ \Omega$

$\longrightarrow |A_{V_2}| = \frac{h_{fe_2}\left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 R_L}{h_{ie\,av}} = ۵۸$

$\longrightarrow V_{ir_{max}} = \frac{V'_m}{A_{V_2}} = \frac{۱۹}{۵۸} \simeq ۰/۳۳۷ = \Delta V_{BE}$. $\frac{n'_1}{n'_2} = ۱۰$

باید : $I_{C_{1max}} \geqslant I_{B_{2max}} \cdot \frac{n'_2}{n'_1} = ۲\ mA$

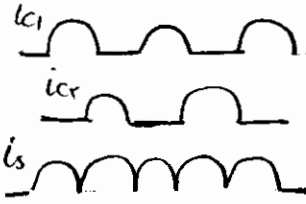
$V_{CE_1} \geqslant \frac{n_1}{n_2} \cdot V_{ir_{max}} = ۳,۳\ V$

if $V_{CE_1} = ۱۰\ V \longrightarrow R_E I_C = ۱۰V$, $I_C = ۴mA \longrightarrow R_E = ۲,۱\Omega$ K

استاندارد $R_E = ۲,۷$ K

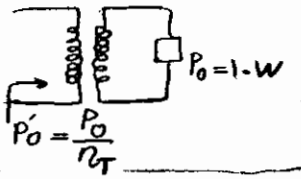
$V_{B_1} = ۱۰V$, $R_1 = R_2 = ۱۰$ K $\longrightarrow V_E = ۹,۴\ V \longrightarrow I_C = \frac{۹,۴}{۲,۷} =$

(ب) $i_S = ۱,۰۵\ A$



$P_{t_{max}} = \frac{۲I_{C_{max}}}{\pi} \cdot V_{CC} = ۱۲,۴\ W$

$\eta_{max} = \frac{P_{O\,max}}{P_{t\,max}} = \frac{۱۰}{۱۲,۴\,W} =$

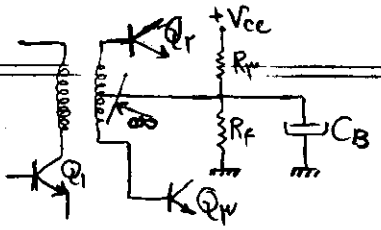


$P_{Q_{max}} = \%20\ P_{L_{max}} = ۲\ W$

مشخصات ترانزیستور انتخابی:

$\begin{cases} V_{CE_{max}} = ۲\ V_{CC} = ۴۰\ V \\ I_{C_{1av}} = \frac{I_{C_{max}}}{\pi} = ۲۲۴\ mA \\ P_Q = ۲\ W \end{cases}$

(ت) $R_{C_E} = R_E \,||\, \left(\frac{R_1 || R_2 || R_S + h_{ie}}{۱ + h_{fe}}\right) \simeq \frac{h_{ie_1}}{h_{fe_1}} = ۱۲\ \Omega$



$R_{C_B} = R_3 \| R_4 \simeq 1\,K$

$R_{Ci} = (R_1 \| R_2 \| h_{ie}) + R_S \simeq 101\,K\Omega$

با استفاده از روش قطب مسلط:

$f_{C_E} = 18\,Hz$

$f_{C_B} \cdot f_{Ci} \simeq 1\,Hz$

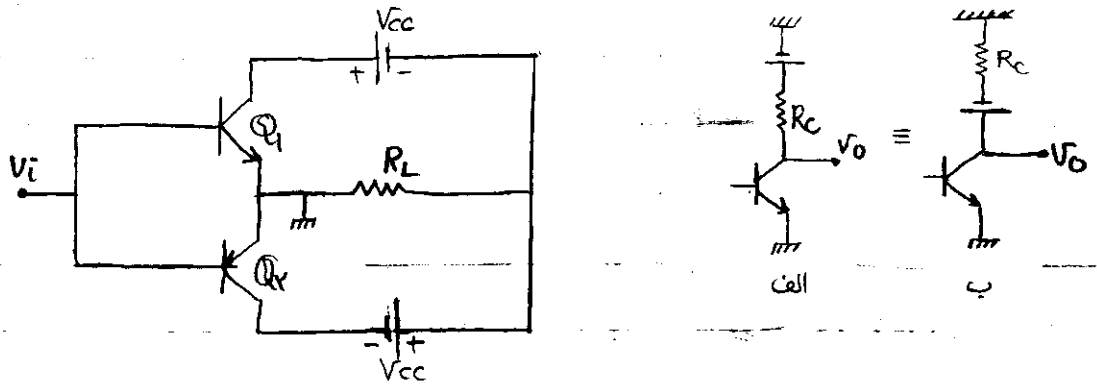
$\longrightarrow \frac{1}{2\pi R_{C_E} \cdot C_E} = 18\,Hz \longrightarrow C_E = 980\,\mu F$

$1\,Hz = \frac{f'_L}{\sqrt{2^{1/4}-1}} \longrightarrow f'_L = 1.74\,Hz$

$C_i = \frac{1}{2\pi R_{Ci} \cdot f'_L} = 226\,\mu F$

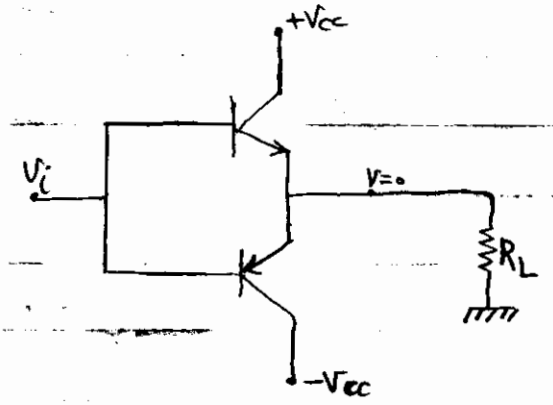
$C_B = \frac{1}{2\pi R_{C_B} \cdot f'_L} = 250\,\mu F$

$\longrightarrow C_i = C_B = 220\,\mu F$

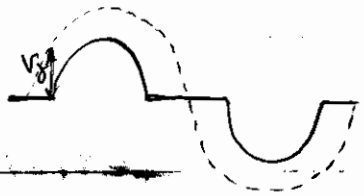


در این حالت چون منبع تغذیه dc Float است اگر نویزی در دوسر آن ظاهر شود از بین نخواهد رفت.

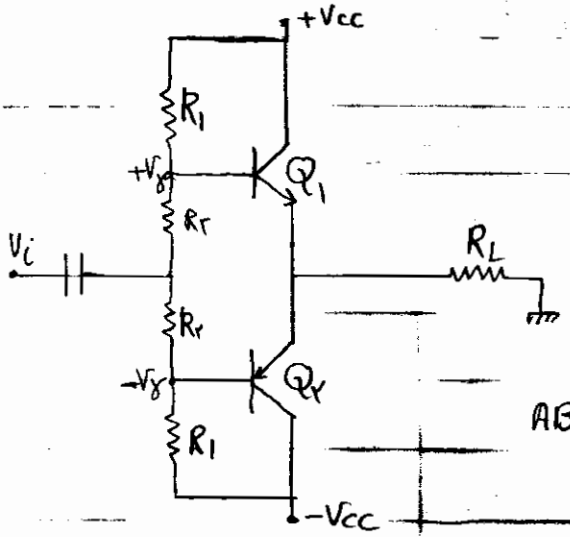
در شکل ب هم منبع تغذیه همین حالت را دارد ولی در حالت الف اگر نویز در دوسر منبع ظاهر شود چون مقاومت داخلی منبع کم است نویز از بین رفته و به زمین منتقل می شود. لذا حالت بالا برای تقویت کننده مناسب نیست و باید آن را اصلاح کنیم.



برای رفع مشکل distortion cross over در تقویت‌کننده بالا

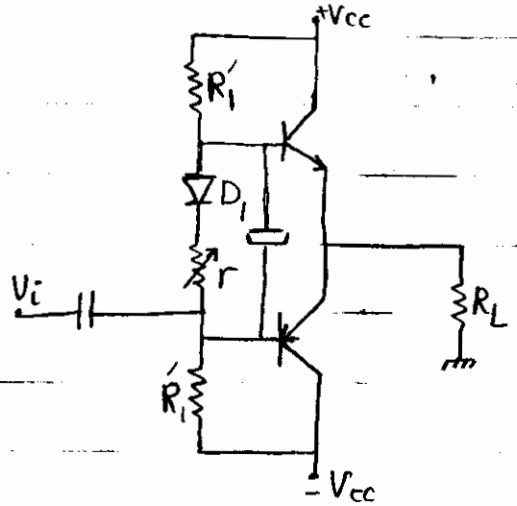


آن را به شکل زیر می بندیم :



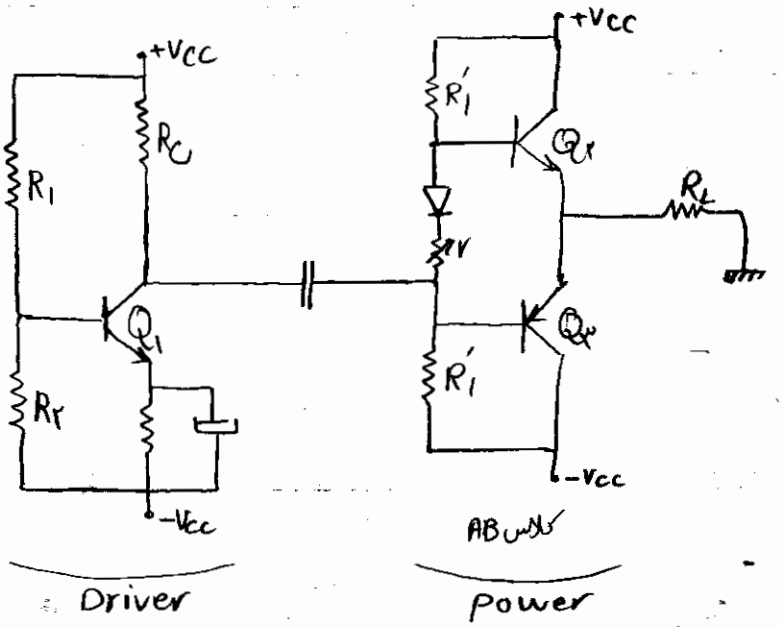
کلاس AB

برای رفع مشکل تغییر جریان در مدار بالا (تغییر جریان باعث تغییر ولتاژ می‌شود) می توان به جای R_2 ها از دو دیود D استفاده کرد. اما چون $V_D > V_\gamma$ است لذا تقویت‌کننده به سمت کلاس A و روشن بودن بیشتر میل می‌کند. این مشکل را

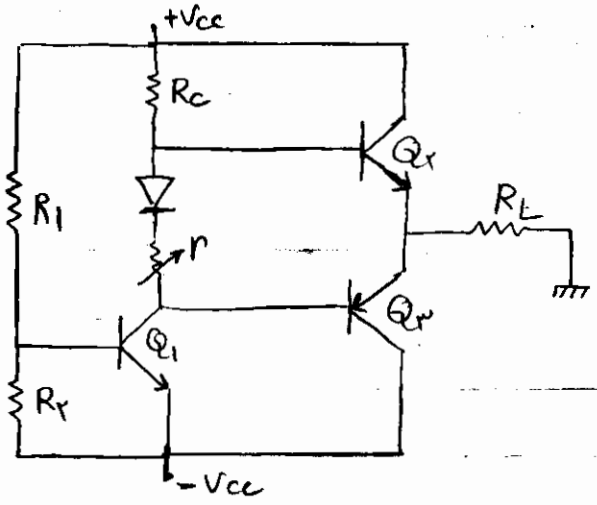


به صورت زیر حل می‌کنیم :

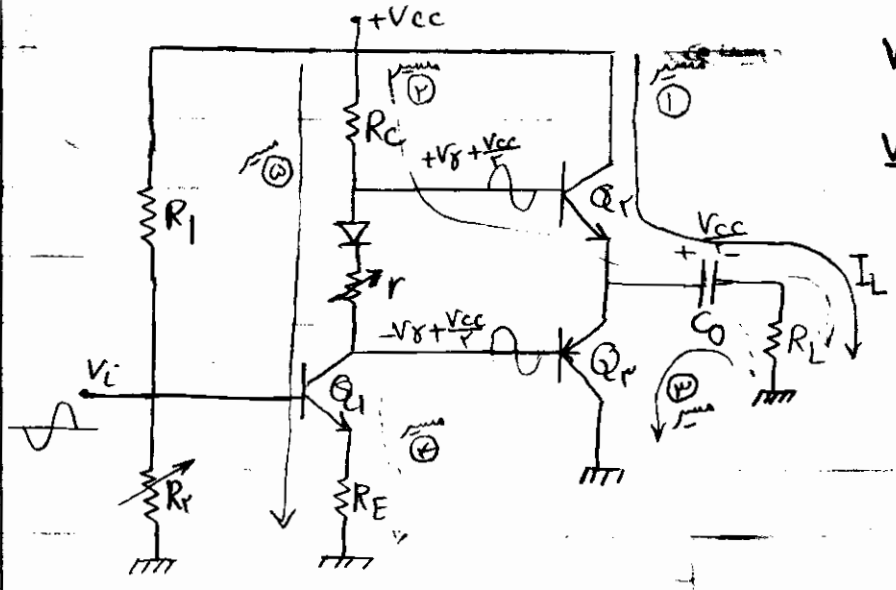
اگر مجموع مقاومتهای ۲ و دیود باعث تغییر سگنال در دو بیس ترانزیستورها شود از خازنی که در شکل نشان داده شده است استفاده می کنیم.



برای جلوگیری از استفادهٔ المان زیاد :



اغلب چون در مدارها از یک منبع تغذیهٔ Vcc استفاده می شود برای حذف منبع Vcc- به شکل زیر عمل می کنیم :



$$V_{cc} = V_{CE_2} + V_{C_O} + R_L I_L$$

$$\frac{V_{cc}}{2} = V_{CE_2} + R_L I_L$$

وجود خازن C_O :

۱- به عنوان کوپلاژ در مدار به کار می‌رود و ۲- مثل منبع تغذیه را برای Q_3 بازی می‌کند.

مقاومت متغیر R_2 برای بوجود آوردن سوئینگ متقارن در خروجی به کار می‌رود و با تغییر مقاومت متغیر r ، Crossover را در خروجی تعیین می‌کنیم. یعنی مثلاً می‌توانیم کاری کنیم که در لحظه‌ی ۰ ترانزیستورها روشن شوند.

$$V_{B_1} = \frac{R_2}{R_1+R_2} V_{cc} \quad , \quad I_{C_1} \simeq I_{E_1} = \frac{V_{E_1}}{R_E} = \frac{V_{B_1} - V_{BE_1}}{R_E}$$

$$V_{B_2} = V_{cc} - R_C I_{C_1}$$

$$V_{B_3} = V_{cc} - (R_C I_{C_1} + V_D + r I_{C_1})$$

$$\longrightarrow V_{B_2} - V_{B_3} = V_D + r I_{C_1} = 2V_\gamma$$

$$V_{E_2} = V_{E_3} = V_{B_2} - V_\gamma = \frac{V_{cc}}{2} = V_{C_O}$$

در پیک مثبت خروجی ⟵ $V_{CC} \overset{(۲)}{=} R_C\left(I_{B_{۲max}} + I_{C_{۱min}}\right) + V_{BE_{۲max}} + \frac{V_{CO}}{\frac{V_{CC}}{۲}} + R_L I_{L_{max}}$, $I_{B_{۲max}} = \frac{I_{L_{max}}}{\beta_۲}$

$Q_۲$ روشن و $Q_۳$ خاموش و به سمت اشباع

$I_{C_{۱min}}$ را صفر در نظر نمی‌گیریم تا ترانزیستورها به طور کامل خاموش نشوند.

$$V_{CC} \overset{(۱)}{=} V_{CE_{۲min}} + \frac{V_{CO}}{\frac{V_{CC}}{۲}} + R_L I_{L_{max}}$$

در هنگام طراحی P_L و R_L را به ما می‌دهند در نتیجه به صورت زیر عمل می‌کنیم:

$$P_L = \frac{V_{om}^۲}{۲R_L} \longrightarrow \overset{\text{معلوم}}{V_{om}} = R_L I_{L_{max}} \longrightarrow I_{L_{max}} \text{ معلوم}$$

و اگر $V_{CE_{۲min}}$ معلوم باشد می‌توان مقدار تغذیه مورد نظر (V_{CC}) را تعیین کرد. با معلوم بودن V_{CC} در رابطه ① چون $V_{BE_{۲max}}$ جزو اطلاعات ورودی است و چون $I_{C_{۱min}}$ را خود طراح معلوم می‌کند لذا فقط R_C مجهول خواهد بود و به این ترتیب R_C معلوم می‌شود. اما چون مقدار مشخص شده عدد استاندارد نیست (اگر تست کنکور نبود) در حالت طراحی فرض می‌کنیم $I_{C_{۱min}}$ صفر باشد.

سپس R_C را تعیین می‌کنیم. بعد آن را به سمت مقاومت استاندارد کمتر می‌بریم به این ترتیب خود به خود $I_{C_{۱min}}$ در نظر گرفته می‌شود.

if $V_i = ۰$ ⟵
$$\begin{cases} V_{R_C} = V_{CC} - \left(\frac{V_{CC}}{۲} + V_\gamma\right) = R_C I_{C_۱} \longrightarrow I_{C_۱} \text{ معلوم} \\ V_{B_۲} - V_{B_۳} = ۲V_\gamma = V_{D_۱} + ۲I_{C_۱} \longrightarrow ۲ \text{ حدود آن را می‌یابیم.} \end{cases}$$

در پیک منفی خروجی ⟵ $\frac{V_{CC}}{۲} \overset{(۳)}{=} \left|V_{CE_{۳}}\right|_{\substack{min \\ \text{اشباع}}} + R_L \boxed{I_{C_۳}} \longrightarrow I_{L_{max}}$, $I_{C_۳} = I_{L_{max}}$ خازن

$Q_۲$ خاموش و $Q_۳$ روشن و به سمت اشباع

و $Q_۱$ به سمت اشباع

با دقت در رابطهٔ بالا می‌بینیم که همه‌چیز محاسبه شده است فقط چک می‌کنیم که $|V_{CE_{Q_3min}}|$ که از رابطهٔ بالا پیدا می‌شود از $V_{CE_{sat}}$ بزرگتر باشد. در غیر این صورت طراحی را از اول تکرار می‌کنیم.

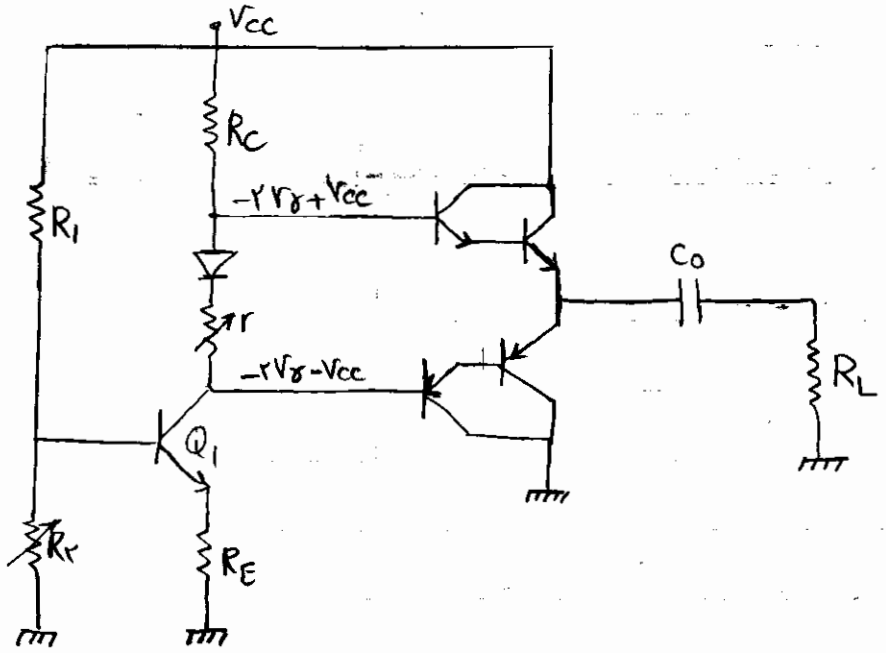
$$\begin{cases} \frac{V_{CC}}{2} \overset{(۴)}{=} R_L I_{C_{2max}} + |V_{BE_{2max}}| + V_{CE_{sat}} + \overset{\text{مجهول}}{R_E}\left[I_{B_{2max}} + I_{C_{1max}}^{\text{مجهول}}\right] \\ V_{CC} \overset{(۵)}{=} R_C I_{C_{1max}} + V_D + 2I_{C_{1max}} + V_{CE_{1sat}} + R_E\left[I_{B_{2max}} + I_{C_{1max}}\right] \end{cases}$$

* در این تقویت کننده ضریب پایداری را خیلی بزرگ (۱۰-۹) انتخاب نمی‌کنیم چون R_1 و R_2 کوچک می‌شوند و امپدانس ورودی کم می‌شود و اگر قرار باشد طبقهٔ دیگری قبل از Driver قرار گیرد طراحی آن مشکل می‌شود. لذا ضریب پایداری حرارتی را در حدود ۴-۳ انتخاب می‌کنیم.

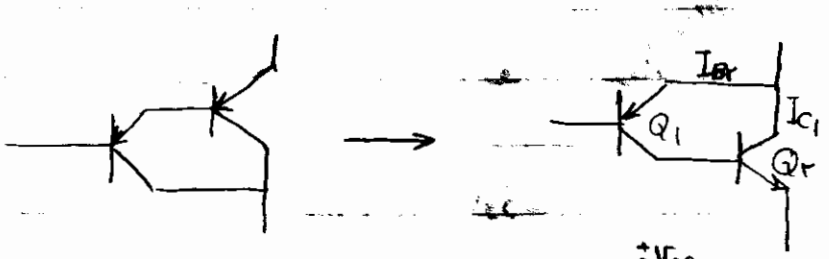
اگر مقاومت R_E را با خازن C_E بای‌پاس کنیم:

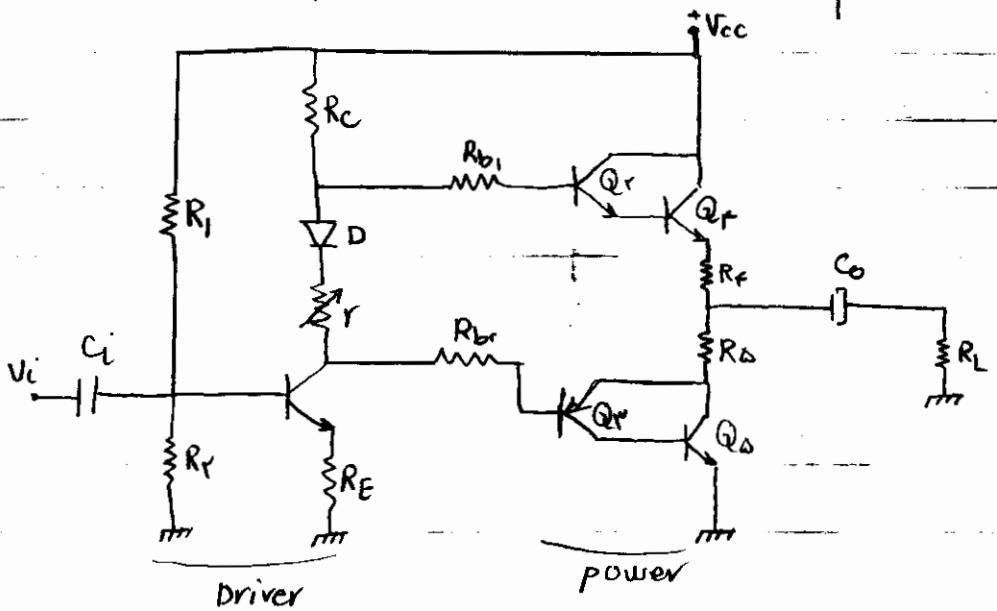
در رابطهٔ (۴) به جای $\left[I_{B_{2max}} + I_{C_{1max}}\right]$ مقدار I_{C_1} را قرار می‌دهیم و احتیاجی به رابطهٔ (۵) نخواهیم داشت ولی در صورت نوشتن (۵) باید به جای $I_{C_{1max}}$ از I_{C_1} استفاده کنیم که در این صورت ترم $V_D + 2I_{C_{1max}}$ برابر $2V_\gamma$ خواهد شد.

برای افزایش توان در خروجی می‌توان به جای Q_2 و Q_3 از زوج دارلینگتون استفاده می‌کنیم:



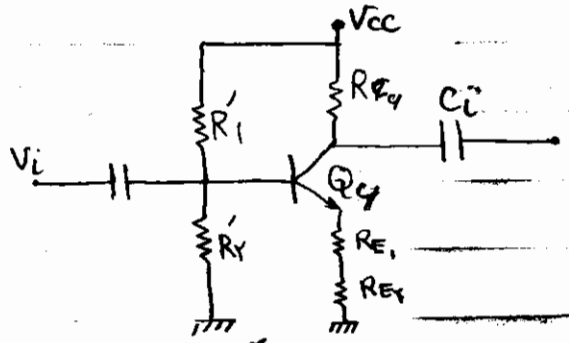
اماچون ضرایب تقویت ترانزیستورهای npn با pnp برابر نیست لذا باعث می شود که β تقویت درست انجام نشود و مدار از حالت تقارن خارج شود. لذا به جای یکی از زوج‌های دارلینگتون از زوج زیر استفاده می‌کنیم :



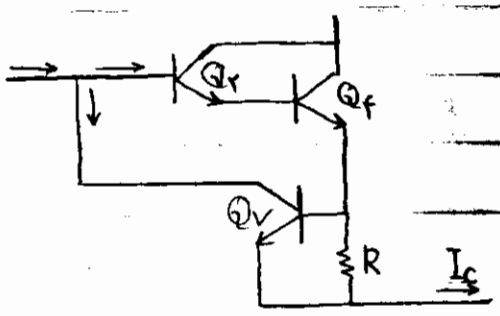


در شکل بالا مقاومتهای R_4 ، R_5 مقاومتهای محافظی هستند که اگر بار R_L اتصال کوتاه شود چون جریان زیادی از مدار می گذرد و باعث سوختن ترانزیستورها خواهد شد، لذا این مقاومتها را قرار می دهیم که مقدار کوچکی دارند تا هم توان تلف نشود و هم به محض عبور جریان زیاد این مقاومتها بسوزند. (سوختن مقاومتها به صرفه تر از سوختن ترانزیستور است).

در تقویت کنندهٔ فوق چون سیگنال ورودی باید به اندازهٔ کافی بزرگ باشد لذا در ورودی از یک Pre Amp. استفاده می کنیم که به شکل زیر است:



در مدارهای مجتمع I.C. معمولاً برای حفاظت جریانی از روشی که در بالا گفته شد استفاده نمی کنند بلکه مقدار مقاومتها را طوری انتخاب می کنند که جریان محدود شود. لذا از ترکیبی به فرم زیر استفاده می کنند:

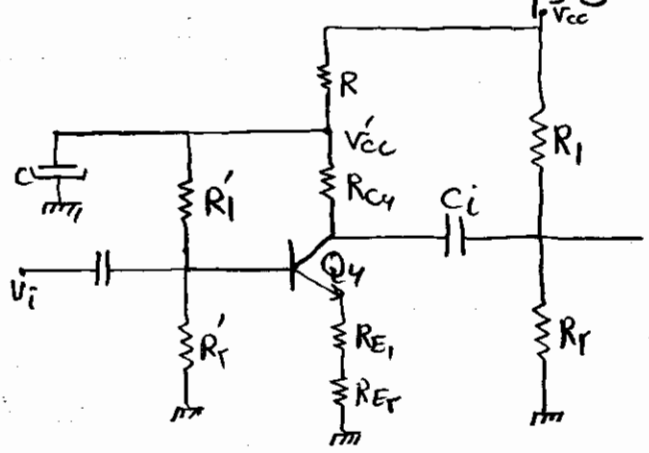


طرح یک محدود کنندهٔ جریان

$V_{BE_{V_{ON}}}$ را طوری انتخاب می کنیم که : $V_{BE_{V_{ON}}} = R I_{L_{max}}$

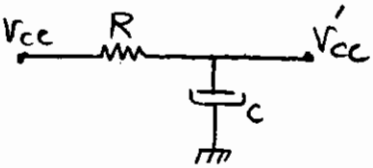
در مدار محدود کننده فوق به محض اینکه I_c زیاد شود RI_c زیاد شده و به $V_{BE_{ON}}$ می رسد و Q_1 روشن شده جریان را از بیس Q_2 کشیده و آن را محدود می کند.

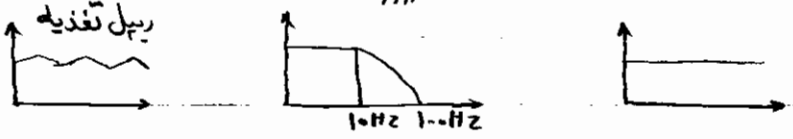
برای اینکه در ترکیب pre Amp. از منبع تغذیه پائین استفاده کرده و تلفات این ترکیب را پائین آوریم از ترکیبی به فرم زیر استفاده می کنیم:



$V'_{cc} < V_{cc}$

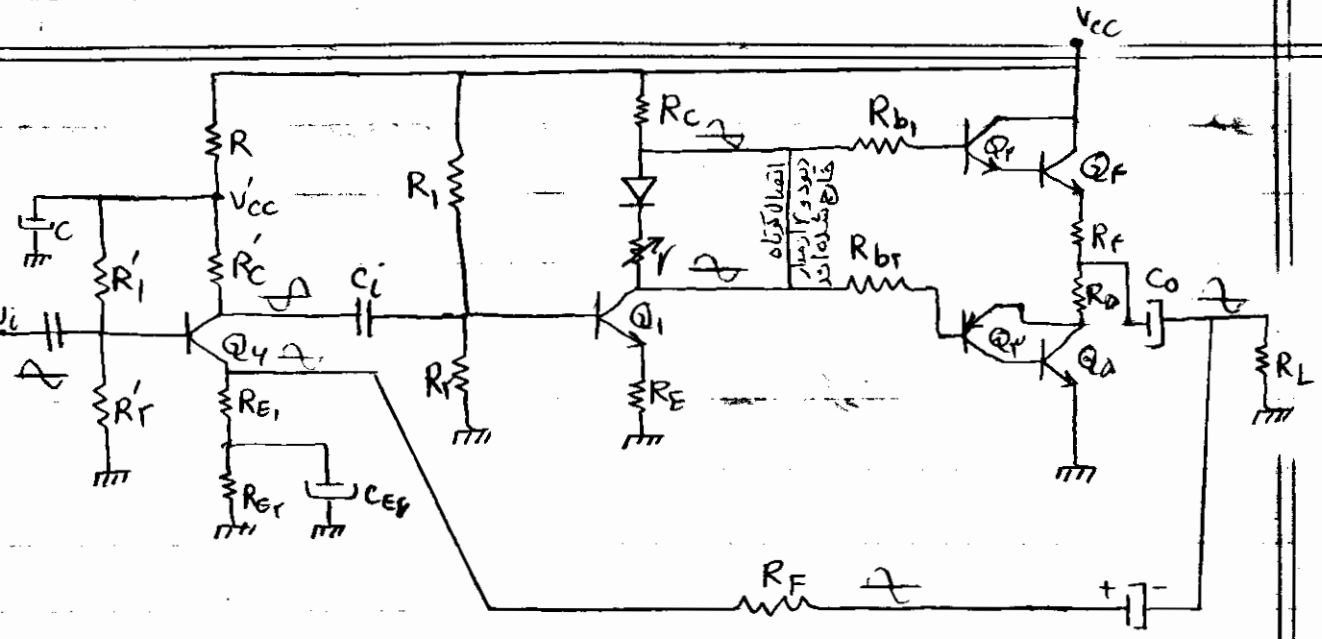
حسن دیگر ترکیب بالا فیلتر کردن منبع تغذیه است چون تغییرات منبع تغذیه باعث تغییرات خروجی خواهد شد:





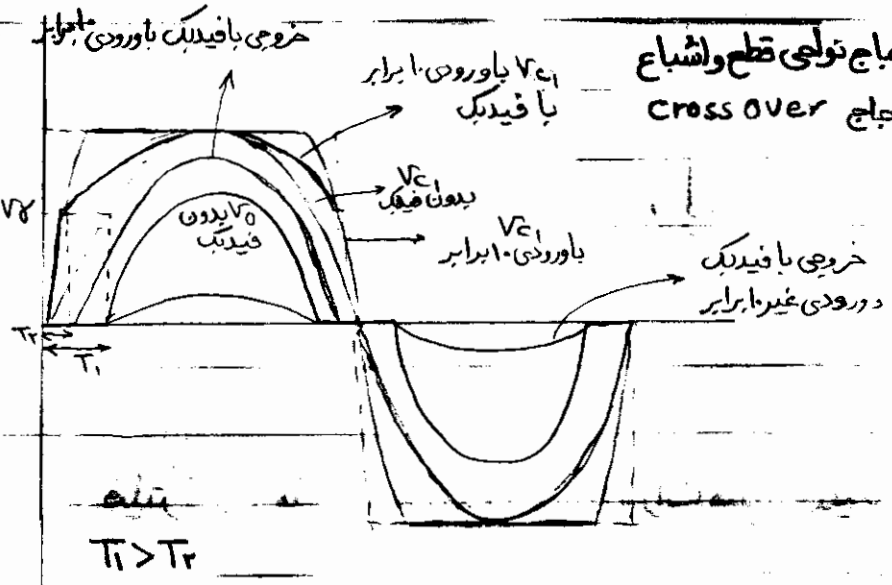
برای اینکه در تقویت کننده فوق هم حسن را نداشته باشیم از یک ترکیب فیدبک استفاده می کنیم:

شمایی از یک تقویت کننده پوش پول کلاس AB :



۱- کاهش اعوجاج نولی قطع و اشباع

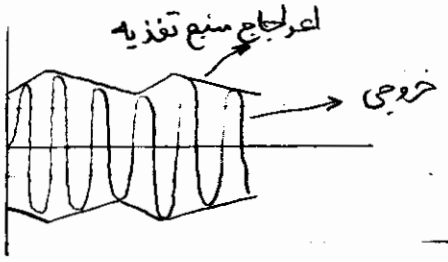
۲- کاهش اعوجاج cross over



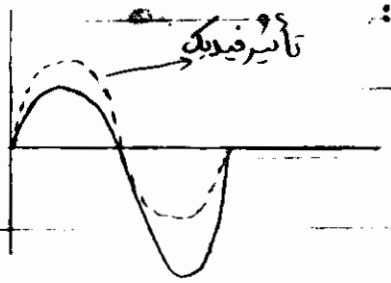
شکل

$T_1 > T_2$

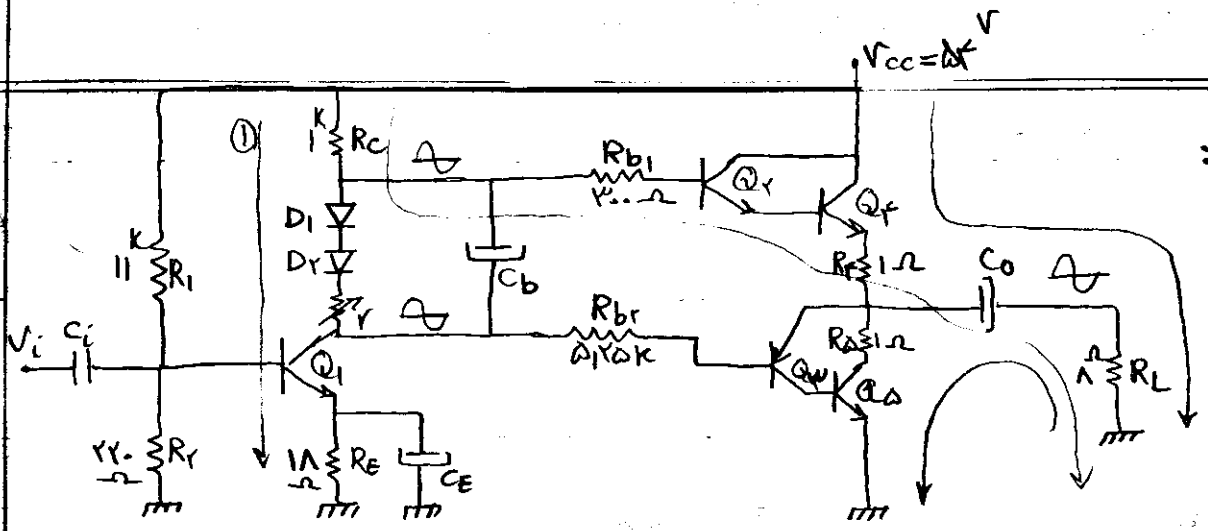
همچنین شبکه فیدبک باعث حذف ریپل منبع تغذیه شده و از تغییرات خروجی جلوگیری می‌کند.



نحوه کاهش اعوجاج نولی قطع و اشباع :



مثال:



$Q_۱$: $V_{BE}=۰/۷$, $\beta=h_{fe}=۱۰۰$, $V_{CEsat}^{min}=۰/۲V$

$Q_۲, Q_۳$: $|V_{BE_{cut-in}}|=۰/۵$, $|V_{BE_{max}}|=۰/۷$, $\beta=h_{fe}=۹۰$

$Q_۴, Q_۵$: $V_{BE_{cut-in}}=۰/۵$, $V_{BE_{max}}=۰/۸$, $\beta=h_{fe}=۵۰$

$D_۱, D_۲$: $V_D=۰/۷$

محاسبه کنید:

الف) نقطه کار $Q_۱$ $\quad$ $V_i=۰$ باشد $P_{S_o}=?$

ب) $P_{Q_{max}}$ ، $I_{C_{max}}$ ، $P_{L_{max}}$ ← $A_P=\frac{P_{O_{max}}}{P_{i_{max}}}$ ، η_{max} ، $P_{R_{F,S}}$

ت) $f_L=۲۰Hz$. $C=?$

با فرض بازبودن بین $Q_۲, Q_۳$:

$$V_{B_۱}=V_{CC}\cdot\frac{R_۲}{R_۱+R_۲}=۱/۰۶$$

$$I_{C_۱}\simeq I_{E_۱}=\frac{V_{E_۱}}{R_E}=۲۵/۵\,mA$$

$$V_{CE_۱}=V_{C_۱}-V_{E_۱}=\left[V_{CC}-(R_C I_{C_۱}+۲V_D+۲I_{C_۱})\right]-R_E I_{C_۱}$$

$$V_{B_۲}=V_{CC}-R_C I_{C_۱}=۲۸/۴\,V \qquad V_{CE_۱}=۲۴/۴V$$

$$V_{B_۳}=V_{B_۲}-(۲V_D+۲I_{C_۱})=۲۴/۹\,V$$

$$\longrightarrow \boxed{V_{B_۲}-V_{B_۳}=۱/۵V}$$: پوش پول کلاس AB

پس تقویت کننده پوش پول کلاس AB است و وصل کردن بیس Q_2 و Q_3 تأثیری در نقاط کار نخواهد داشت چون جریان کمی از آنها می‌گذرد. پس بیس‌ها را وصل می‌کنیم.

$$V_{CO} = V_{B_2} - 2V_{BE_{cutin}} = 2V_{,}4\ V$$

$$P_{S_0} = V_{CC}(I_{C_1} + I_{R_1,R_2}) = 1,95\ W$$ تلفات در ایور بدون ورودی

$$KVL:\ V_{CC} = R_C\left(\underline{I_{C_1 min}} + \overbrace{I_{B_2 max}}^{\frac{I_{C_4 max}}{\beta_2 \beta_4}}\right) + V_{BE_3 max} + V_{BE_4 max} + R_4 I_{C_4 max}$$

$$+ V_{CO} + R_L I_{C_4 max} + R_{b_1} I_{b_2 max}$$

برای اینکه Q_1 در ناحیهٔ قطع کاملاً خاموش نشود فرض می‌کنیم که در طراحی $I_{C_1 min}$ برابر $1\ mA$ در نظر گرفته شده است.

$$\longrightarrow I_{C_4 max} = 2,9\ A \quad . \quad I_{C_2 max} = \frac{I_{C_4}}{\beta_4} = 52\ mA$$

$$\longrightarrow V_{O_{max}} = R_L \cdot I_{C_4 max} = \boxed{20,8}\ V$$ در پیک آلترناس مثبت

تحت شرایط بالا V_{CE_4} را محاسبه می‌کنیم:

در پیک آلترناس مثبت: $KVL: V_{CC} = V_{CE_4} + R_4 I_{C_4 max} + V_{CO} + R_L I_{C_4 max}$

$$\longrightarrow V_{CE_4} = 3,2\ V$$ پس Q_4 به اشباع نرسیده است و محاسبات درست بود

$$V_{CE_2} + V_{BE_4 max} = V_{CE_4} \longrightarrow V_{CE_2} = 2,4$$ با توجه به روش حل لینکوتن معلوم بود که Q_2 به اشباع نمی‌رود.

در پیک آلترناس منفی: $\frac{I_{C_5 max}}{\beta_2 \beta_5}$

I_{E_5} صرفنظر کردیم:

$$V_{CO} = R_L \cdot I_{C_5 max} + |V_{BE_3 max}| + R_{b_2}\overbrace{I_{B_2 max}} + V_{CE_1 min} + R_E I_{C_1}$$

$$\longrightarrow I_{C_5 max} = 2,98\ A \longrightarrow I_{C_2 max} = \frac{I_{C_5}}{\beta_5} = 53,4\ mA$$

$$\longrightarrow V_{O_{max}} = R_L \cdot I_{C_5 max} = \boxed{21,44}\ V$$ در پیک آلترناس منفی

با توجه به $V_{O_{max}}$ منفی و مثبت

$$\longrightarrow I_{C_{max}} = I_{C_{f max}} = ۲,۴\ A$$

$$\longrightarrow V_{CO} = R_L I_{L_{max}} + R_۵ I_{L_{max}} + V_{CE_۵} \longrightarrow V_{CE_۵} = ۳,۲۸\ V$$

$$V_{EC_۳} + V_{BE_۵} = R_۵ I_{L_{max}} + \tfrac{1}{2} V_{CE_۵} \longrightarrow |V_{CE_۲}| = ۵,۰۸^{V}$$

$$P_{L_{max}} = \frac{R_L . I_{L_{max}}^{۲}}{۲} = ۲۷\ W$$

$$P_{Q_{f_{b_۵}}}^{max} = \underbrace{\left(\frac{1}{۵}\right)}_{۲۰\%} \cdot \left[\frac{R_L . I_{L_{max}}^{۲}}{۲} + \frac{R_f . I_{L_{max}}^{۲}}{۲}\right] = ۴,۰۸\ W$$

$$P_{Q_{۲,۳}} = \frac{P_{Q_f}}{\beta_f} \simeq ۱۲۲\ mW$$ با فرض برابری V_{CE} برای $Q_۲$ و $Q_۳$

$$P_{Q_{۱\,max}}^{\text{کلاس A}} = V_{CE} . I_C = ۴۸۰\ mW \quad , \quad I_{C_{۱ max}} = ۲\underbrace{(I_{C_۱})}_{\text{نقطه کار}}$$ ماکزیمم جریان

مسیر ① پیک آلترناتی منفی

$$KVL : V_{CC} = R_C I_{C_{۱ max}} + ۲V_{BE_{cut in}} + V_{CE_{۱ sat}} + R_E I_{C_۱}$$

$$P_{i_{max}} = \frac{V_{i_{max}}^{۲}}{۲R_i}$$

$$A_V = A_{V_{Driver}} \times A_{V_{pushpull}}$$

$$A_{V_{D_۱}} = A_{V_۱} = \frac{-h_{fe}}{h_{ic=۲۰۰\Omega}} . R'_L$$

در پیک مثبت : $R'_L = R_{C_۱} \parallel \left[R_{b_۱} + \cancel{h_{ie_۲}} + \cancel{(۱+h_{fe_۲})} h_{ie_۴} + (R_f + R_L)(\beta_۲ \beta_f)\right] \simeq ۱k$ با تقریب صفر

$$\longrightarrow A_{V_۱}^{+} = ۵۰۰$$

در پیک منفی : $R'_L = R_{C_۱} \parallel \left[R_{b_۲} + \cancel{h_{ie_۲}}^{۰} + R_L \beta_۲ \beta_۵ \parallel (R_۵ \cancel{\star} \overset{\infty}{r_{oe_۵}})\right] = R_{C_۱}$

$$R_O^+ = R_{E4} + \frac{R_{b1}}{\beta_4 \beta_3} = 1{,}1\ \Omega \rightarrow A_{V_{pushpull}}^{+} = \frac{R_L}{R_L + R_O^+} =$$

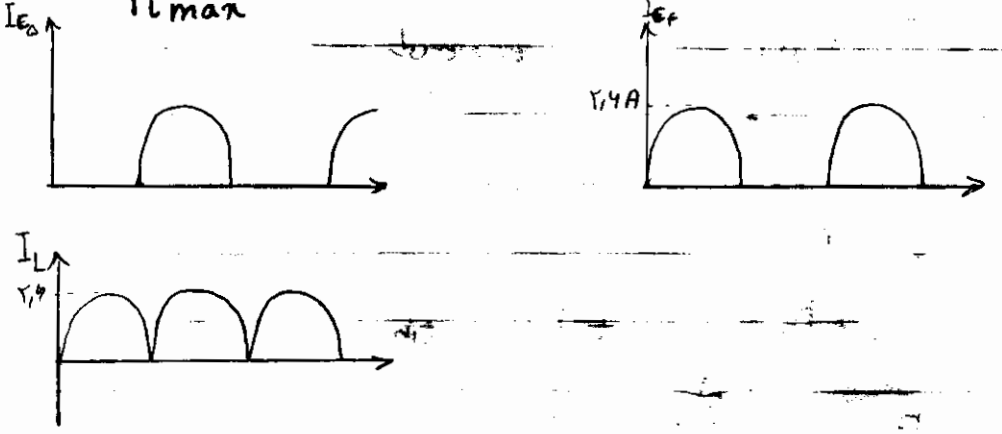
$$R_O^- = \frac{R_{b3} + h_{ie3}}{\beta_3 \beta_5} = 1{,}15\ \Omega \rightarrow A_{V_{pushpull}}^{-} = \frac{R_L}{R_L + R_O^-} =$$

$$\rightarrow |A_V|^+ = A_{V_D}^+ \cdot A_{V_P}^+ = 439$$

$$|A_V|^- = A_{V_D}^- \cdot A_{V_P}^- = 410$$

$$\rightarrow V_{i_{max}} = \frac{V_{O\,max}}{A_{V\,min}} = 50\ mV \rightarrow P_{i_{max}} = 12{,}5\ \mu W$$

$$\rightarrow A_P = \frac{P_{L\,max}}{P_{i\,max}} = 2 \times 10^4 \quad \text{یا} \quad 10 \log A_P = 43\ dB$$



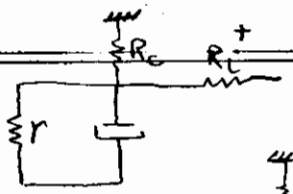
$$P_{R_4} = \left(\frac{I_m^2}{2R_4}\right) \times \frac{1}{2} = 1{,}54\ W$$

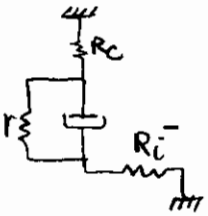
$$R_{Ci} = R_1 \,||\, R_2 \,||\, h_{ie_1} + R_S = 100\ \Omega$$

$$R_{CE} = R_E \,||\, \left[\frac{1}{h_{fe}+1}(h_{ie})\right] \simeq \frac{h_{ie_1}}{h_{fe_1}} = 1{,}8\ \Omega$$

چون b و c در هر آلترناتس یک مقاومت برای بیند لذا در هر آلترناتس مقاومت را حساب می کنیم

و مقاومت کمتر را که فرکانس قطع بالا تولیدی کند انتخاب می کنیم:





در آلترناتس مثبت : $R_{C_b}^{+} = r$

در آلترناتس منفی : $R_{C_b}^{-} = r \,\|\, [R_C + R_i^-] \simeq r$

$\longrightarrow \quad R_{C_b} = r$

مراحل بالا را برای خازن C_o نیز انجام می‌دهیم :

$$R_{C_o}^{+} = \left(R_o^{+} + \frac{R_C}{\beta_2 \beta_4}\right) + R_L$$

$$R_{C_o}^{-} = \left(R_o^{-} + \frac{R_C}{\beta_3 \beta_5}\right) + R_L$$

با انتخاب مقاومت کمتر $\longrightarrow \quad R_{C_o} \simeq 10\ \Omega$

$$f_L = \frac{f'_L}{\sqrt{2^{1/4} - 1}} \longrightarrow f'_L = 10\ Hz \longrightarrow$$

$C_E = 4700\ \mu F$
$C_i = 140\ \mu F$
$C_b = 1300\ \mu F$
$C_o = 1900\ \mu F$

تقویت‌کنندهٔ اختلاف :

در حالت ایده‌آل : $V_0 = A_d \cdot (V_{i1} - V_{i2})$

در حالت واقعی : $V_0 = A_d (V_{i1} - V_{i2}) + A_c \left(\frac{V_{i1} + V_{i2}}{2}\right)$

با قرار دادن یک دیود زنر در ورودی که حساس به دما است به طوری که با زیاد شدن دما V_0 مثبت شده و با کم شدن آن V_0 منفی است و به عنوان ترموستات می‌توان از آن استفاده کرد.

با توجه به این که این تقویت‌کننده باید هر دو سیگنال را تقویت کند لذا اغلب باید