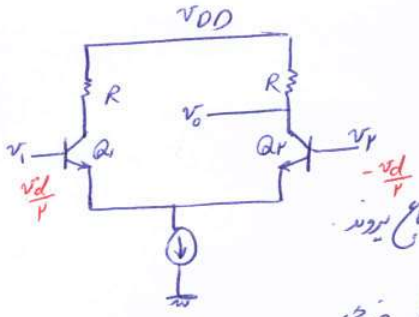
* بار فعال :

برای اینکه در این مدار گین را زیاد کنیم یعنی بهره‌ی تفاضلی را زیاد کنیم

چه باید بکنیم ؟

$$A_d = \frac{R \parallel r_o}{2r_e}$$



۱) افزایش R ← ↓ V_{CE} ← Head room ↓ ← ممکن است ترانزیستور اشباع برود.

بزرگی ظاهری R ↑

۲) کم کردن r_e ← ↓ r_e ← ↓ V_{CE} ← Head room ↓ ← شکل اشباع و کم شدن سوییگ خروجی

I_C ↑

مشکل Head room :

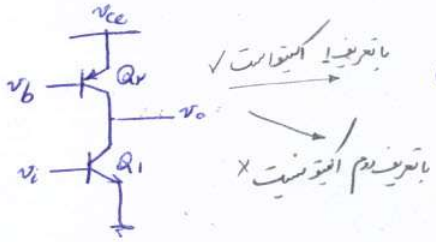
چون خروجی را تک طرفه گرفته‌ایم پس گین ما نصف شده است

این مشکلات سبب به وجود آمدن ایده‌ی بار فعال شکل گرفت

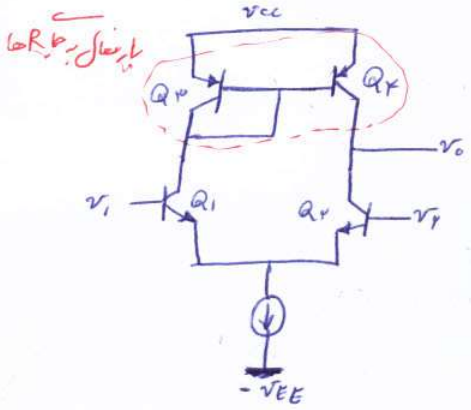
active load - تعریف ۱) از عناصر اکتیو ساخته شده باشد. (دیود و ترانزیستور)

تعریف ۲) جای که هم سیگنال را انتقال دهد و هم تقویت کند.

باتعریف ۱ اکتیو است ✓ ، باتعریف ۲ اکتیو نیست ×



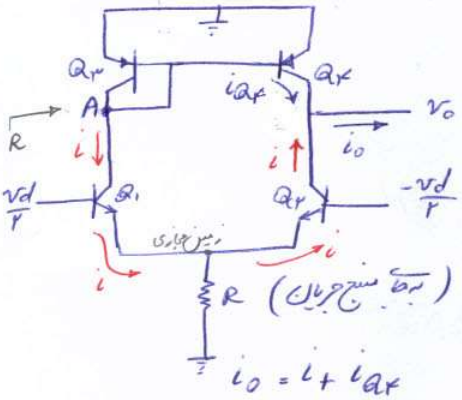
باتعریف دوم بار فعال هم load است و هم Source



ولی این مدار نسبت به مدار اول یک مشکل بزرگ دارد و آن وجود offset ناشی از مدار است که در خروجی ظاهر می‌شود و مطلوب نیست.

تنها راه تقویت کننده‌ی تفاضلی است که offset به وجود می‌آید (مقدار DC در خروجی) که می‌تواند سبب تغییر نقاط کار طبقه‌های بعدی و مشکلات دیگری در مدار شود پس offset ناشی از تقویت کننده‌ی تفاضلی باید به گونه‌ای حذف شود.

- محاسبه‌ی بهره‌ی تفاضلی مدار فوق :



برای بدست آوردن جریان Q4 باید ابتدا دنبال نقطه‌ی A بگردیم.

مقاومت‌های دیده شده از A = $R = r_{o1} \parallel r_{o3} \parallel r_{\pi 4} \parallel r_{e3}$

$$v_A = -R \times i$$

$$i_{Q4} = \frac{0 - v_A}{r_{e4}} = + \frac{(r_{o1} \parallel r_{o3} \parallel r_{\pi 4} \parallel r_{e3})\, i}{r_{e4}}$$

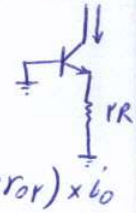
$$v_{out} = (r_{o2} \parallel r_{o4})\, i_o$$

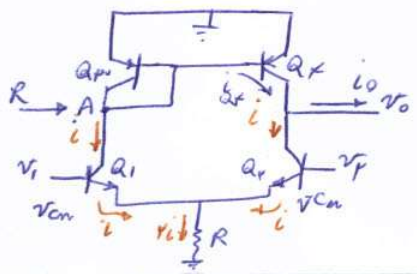
$$v_d = 2 r_e i$$

اگر $r_{\pi 4}$ و r_{o3} و r_{o1} خیلی بزرگتر از r_{e3} باشند $r_{e3} = r_{e4}$ باشد ← $i_{Q4} = i$ ← $i_o = 2i$

$$\beta r_o \Leftarrow r_o \left[1 + \frac{\beta (2R)}{2R + r_\pi}\right]$$

$R \gg 1$





$$R = (r_{o2} \parallel r_{e3} \parallel r_{\pi 4} \parallel \beta r_{o1})$$

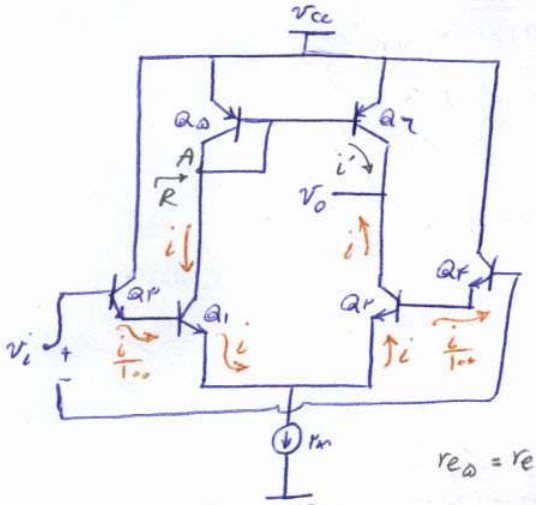
$$v_A = -R \times i$$

$$i' = i_{Q4} = \frac{0 - v_A}{r_{e4}}$$

$$i_o = i' - i$$

$$v_o = R_{out} \times i_o = (r_{o4} \parallel \beta r_{o2}) \times i_o$$

$v_{cm} = re \times i + R \times 2i \simeq 2Ri$



$\beta_{npn} > \beta_{pnp}$ ، $V_{A_{npn}} > V_{A_{pnp}}$

$V_A\ (NPN) = 120$

$V_A\ (PNP) = 40$

$\beta_{NPN} = 100$ ، $\beta_{PNP} = 90$

$V_T = 25\ mV$

$\frac{v_o}{v_i} = ?$

$I_{C1} = I_{C2} = 1mA$ $\qquad I_{C3} = I_{C4} = 0.1\ mA$

$re_3 = re_2$ به دلیل یکسان بودن I_C ها $\longrightarrow i' = i$

$v_o = (120\,k\Omega \parallel 40\,k\Omega) \times 2i$ $\qquad v_i = 100\,\Omega \times i = 0.1\,k\Omega \times i$ $\longrightarrow \frac{v_o}{v_i} = 200$

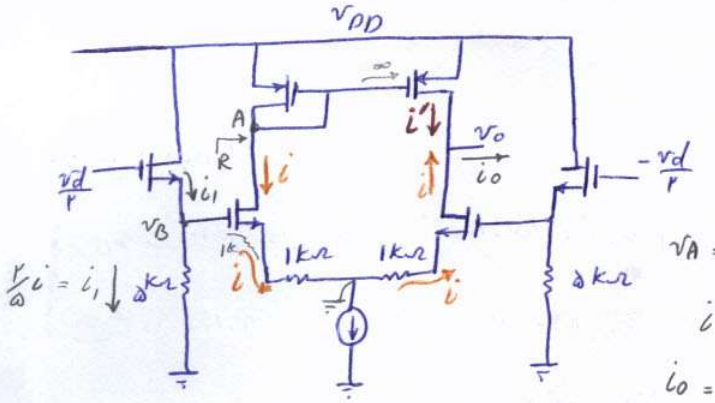
$i = \frac{r_{o4}}{r_{e4}} \times \frac{i}{100} + \frac{r_{o3}}{re_3} \times i + \frac{r_{o2}}{re_2} \times i + \frac{r_{o1}}{re_1} \times \frac{i}{100}$

$R = (r_{o1} \parallel r_{o3} \parallel re_3 \parallel r_{o4}) \simeq 25\,\Omega$

$\underset{120\,k}{r_{o1}} \parallel \underset{5\,k}{r_{o3}} \parallel \underset{25\,\Omega}{re_3} \parallel \underset{90 \times 25\,\Omega}{r_{o4}}$

$v_A = -25\,i$

$i' = \frac{0 - v_A}{25} = \frac{+25\,i}{25} = i$



$g_m = 1mS$ ، $r_o = 8k\Omega$

از نقطه مقاومت ∞ می‌بینیم.

$R = 8\,k \parallel 1\,k \parallel \underbrace{\left[8\,k\left(1 + 1mS \times 1\,k\right)\right]}_{12\,k} \simeq 0.8\,k\Omega$

$v_A = -0.8\,k \times i$

$i' = 0.8\,i$

$i_o = (1 + 0.8)\,i = 1.8\,i$

$v_o = (8\,k \parallel 12\,k) \times i_o = 4.8\,k\,i$

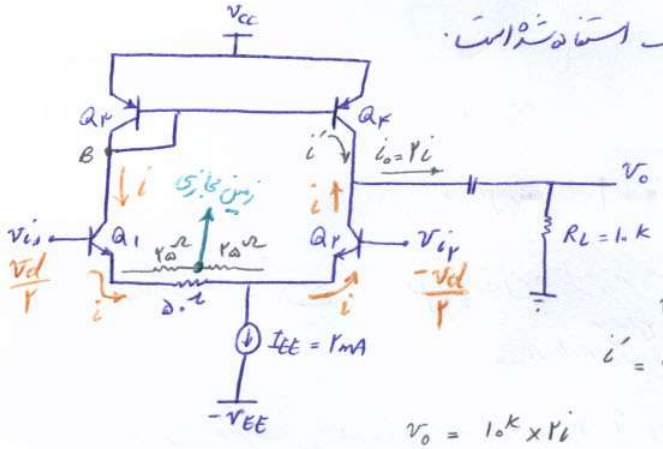
$v_B = \underbrace{2\,k\Omega}_{(1k+1k)} \times i$ $\qquad i_1 = \frac{v_B}{5\,k} = \frac{2}{5}i$

$\frac{v_d}{2} - 1k \times \frac{2}{5}i - 2k\,i = 0 \longrightarrow v_d = \frac{3.6}{5}k\,i$ $\longrightarrow \frac{v_o}{v_d} = \frac{4.8\,k\,i}{3.6\,k\,i} \simeq 2$

مقاومت $50\,k\Omega$ برای جبران عدم تطابق دو طرف استفاده شده است.

عدم انطباق می‌تواند شامل تفاوت در I_Sها باشد.

مقاومت $50\,k\Omega$ سبب می‌شود که جریان DC دو طرف یکسان باشد.



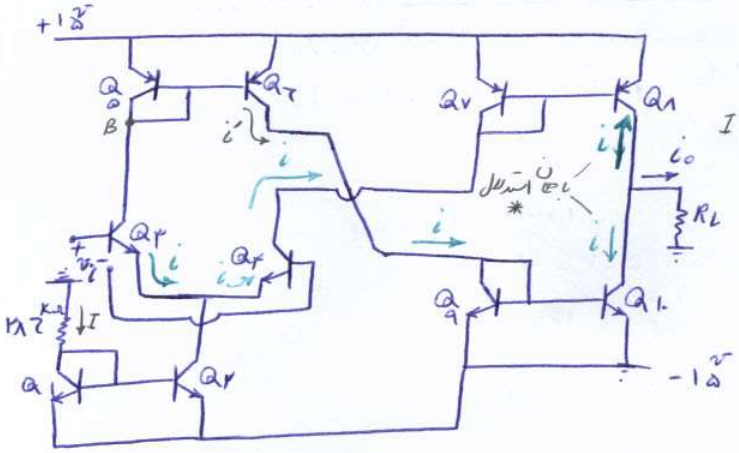
$V_A \to \infty \Rightarrow r_o \to \infty$

$V_B = -25\,k\Omega \cdot i$

$i' = \frac{0 - V_B}{25\,k\Omega} = i \longrightarrow i_o = 2i$

$V_o = 10\,k \times 2i$

$\frac{V_d}{2} - 25\,k\Omega \times 2i - 50\,k\Omega \times i + \frac{V_d}{2} = 0 \longrightarrow V_d = 100\,k\Omega \cdot i = 0.1\,k\,i$



برای حل DC ابتدا با پیدا جریان Q_2 شروع می‌کنیم.

$I = \frac{12.4 - 0.7}{23.2\,k\Omega} = 0.5\,mA$

$I_{C_4} = 25\,\mu A$

$I_{C_3} = I_{C_4} = 11.5\,\mu A$

$I_{C_5} = \dots = I_{C_{10}} = 11.5\,\mu A$

$V_B = -re\,i$

$* \; i = \frac{0 - V_B}{re} = \frac{-(-re\,i)}{re} = i$

$R_L = 0$

سطح مقطع Q_1 دو برابر Q_2 است. $\longrightarrow I_{C_1} = 2I_{C_2}$

$V_{BE} = 0.7\,V$

$h_{fe} = 100\,V$

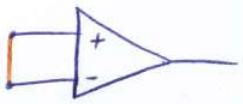
$\frac{i_o}{v_i} = ?$

$i_o = -2i$

$v_i = 2re\,i$

$\Big\} \longrightarrow \frac{i_o}{v_i} = \frac{-1}{re} = \frac{-1}{\frac{25\,mV}{12.5\,mA}} = -\frac{1}{2}\left(\frac{mA}{V}\right)$

★ آمپ‌ها در تفاضلی :



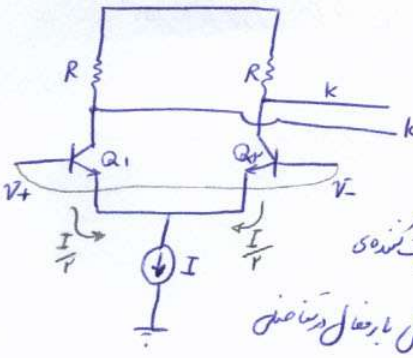
$v_d = A(v_+ - v_-)$

وقتی $+v_i$ و $-v_i$ را به هم وصل می‌کنیم باید خروجی صفر باشد ولی این اتفاق به علت وجود offset نمی‌افتد یعنی با وجود تفاوت در ورودی خروجی DC داریم و مقدار DC خروجی صفر نیست.

در حد $1\,mV$ تا $2\,mV$

از مقدار DC در خروجی به علت وجود تقویت‌کننده‌ی تفاضلی در طبقه‌ی اول آپ امپ است، چون ورودی آپ امپ از بیرون است برای از بین بردن نویز ورودی در طبقه‌ی اول از تقویت‌کننده تفاضلی استفاده می‌کنیم.

به علت عدم انطباق در دو طرف تقویت‌کننده‌ی تفاضلی مقدار DC خروجی صفر نمی‌شود. این عدم انطباق می‌تواند به علت ساختار مدار تقویت‌کننده‌ی تفاضلی و یا به علت تفاوت در ساخت ترانزیستورهای استفاده شده به وجود آید.



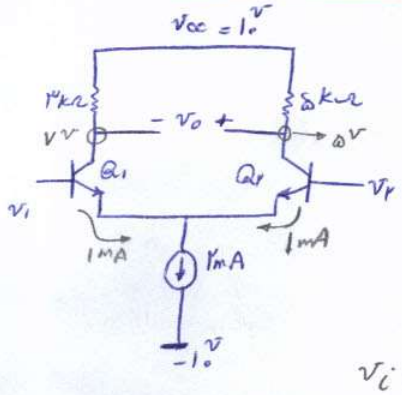
با وجود آفست : $V_k \neq V_{k'}$

آفست
- رندوم : به دلیل تغییرات اتفاقی هادر ضمن ساخت
- سیستماتیک : به دلیل عدم تقارن در طراحی مدار تقویت کننده‌ی تفاضلی (به دلت خود مدار بوجود می‌آورد) قبل یا بعد از تفاضلی

به علت عدم انطباق بین دو طرف $I_{C1} \neq I_{C2}$ پس در نتیجه $V_k \neq V_{k'}$ ← آفست خروجی $V_k - V_{k'}$

$A = \frac{V_o}{V_i} \rightarrow V_i = \frac{V_o}{A}$ = آفست ورودی

- میزان ولتاژی که در ورودی قرار می‌دهیم تا offset خروجی را برطرف کند و صفر شود



$V_A \rightarrow \infty$ ، Q_2 و Q_1 مشابه‌اند

V_{OS} (خروجی) = ?

V_{OS} (ورودی) = ?

محاسبه‌ی offset خروجی :

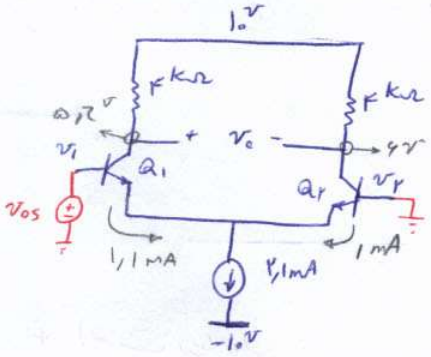
چون $V_A \rightarrow \infty$ ⟸ $I_{C1} = I_{C2} = 1\,mA$

$V_o = 5 - V = -2\,V$

$A_V = \frac{8\,k\Omega}{5\,\Omega} = 160$

آفست خروجی ناشی از عدم انطباق در خروجی است.

$V_i = \frac{V_o}{A_V} = \frac{-2000\,mV}{160} = -12.5\,mV$



$I_{S1} = 1.1\, I_{S2}$ ، $V_A \rightarrow \infty$ ، $V_{OS}(in) = ?$ ، $V_{OS}(out) = ?$

$I_{C1} = I_{S1} e^{\frac{V_{BE1}}{V_T}}$

$I_{C2} = I_{S2} e^{\frac{V_{BE2}}{V_T}}$

$\rightarrow \frac{I_{C1}}{I_{C2}} = \frac{I_{S1}}{I_{S2}} = 1.1$

$I_{C1} = 1.1\, I_{C2}$

$I_{C1} + I_{C2} = 2.1\,mA \rightarrow I_{C2} = 1\,mA$

$\searrow I_{C1} = 1.1\,mA$

V_{OS} (خروجی) $= 5.2 - 6 = -0.4\,V$

$A_V = \frac{8\,k\Omega}{\frac{25\,mV}{1\,mA} + \frac{25\,mV}{1.1\,mA}} = 167.64$

$\rightarrow V_{OS}$ (ورودی) $= \frac{-400\,mV}{167.64} = -2.38\,mV$

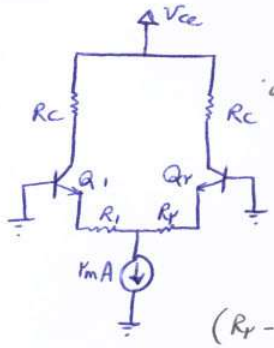
$V_{OS}(in) = \frac{V_{OS}(out)}{A_V}$ (1 ← آفست خروجی به دلیل عدم انطباق در ورودی بود، در راه حل برای یافتن V_{OS} (ورودی) داریم :

(2 ← در ورودی $8\,k\Omega$

$V_{OS} - V_{BE1} + V_{BE2} = 0 \rightarrow V_{OS} = V_{BE1} - V_{BE2} = V_T \ln\left(\frac{I_{C1}}{I_{C2}} \times \frac{I_{S2}}{I_{S1}}\right) = -2.38\,mV$

$\frac{I_{C1}}{I_{C2}} = 1$ ، $\frac{I_{S2}}{I_{S1}} = \frac{1}{1.1}$

زیرا با قرار دادن offset در ورودی عدم انطباق I_Cها از بین رفته است.



$I_{S_1} = 4 I_{S_2}$ ، $I_{EQ_1} = I_{EQ_2}$ ⟶ $min(R_1) = ?$ ، $Min(R_2) = ?$

دو ترانزیستور Q_1 و Q_2 متفاوت اند برای شبیه دو طرف از مقاومتهای R_1 و R_2 استفاده شده است.

$I_{C_1} = I_{C_2} = 1mA$ سپس جریان هر کدام از شاخه ها $1mA$ می شود.

$KVL)\ 0 - V_{BE_1} - R_1(1mA) - R_2(1mA) + V_{BE_2} = 0$

$V_{BE_1} \neq V_{BE_2}$ سپس $I_{C_1} = I_{C_2}$ است ولی چون سطح مقطع هایشان متفاوت است

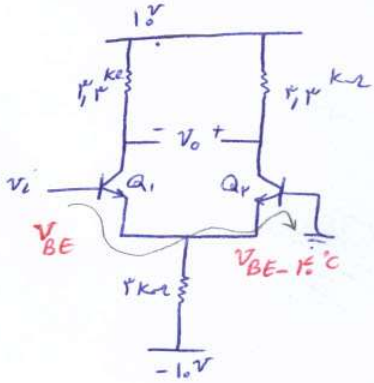
$(R_2 - R_1)(1mA) = V_{BE_1} - V_{BE_2} = V_T \ln\left(\frac{I_{C_1}}{I_{C_2}}\right)\left(\frac{I_{S_2}}{I_{S_1}}\right) = -26^{mV} \ln 4 = -36\,\Omega$

$R_1 - R_2 = 36\,\Omega \longrightarrow min(R_2) = 0$

$\longrightarrow Min(R_1) = 36\,\Omega$

مسلماً چون $I_{S_1} > I_{S_2}$ است پس برای جبران آن باید $R_1 > R_2$ باشد و درنتیجه $I_{C_1} > I_{C_2}$ می شود.

$V_T = 26^{mV} \longrightarrow V_T \ln x \simeq 60^{mV} \log x$



Q_1 در دمای $25^\circ C$ و Q_2 در دمای $45^\circ C$ در نظر می گیریم.

برای چه مقداری از V_i، V_o صفر می شود.

$\frac{\Delta V_{BE}}{\Delta T} = -2\frac{mV}{K^\circ}$ عدم تطابق دمای Q_1 و Q_2 سبب عدم برابری جریانهای I_{C_1} و I_{C_2} می شود.

$KVL)\ V_i - V_{BE} + (V_{BE} - 40^{mV}) = 0 \longrightarrow V_i = 40\,mV$ (اختلاف ورودی)

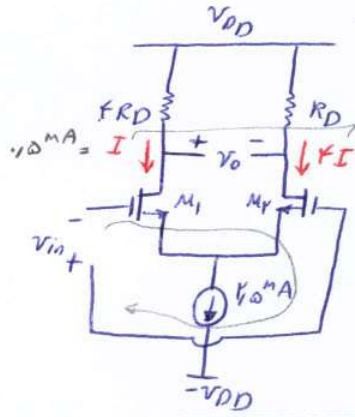
(به ازای هر یک درجه اختلاف دما، 2^{mV} اختلاف ولتاژ داریم (گفته است.))

M_1 و M_2 در ناحیه ی اشباع بایاس شده اند به ازای چه مقدار از ورودی V_i، خروجی V_o صفر است؟

اگر ما V_{in} را اعمال بگنیم چون M_1 و M_2 مشابه اند پس جریان های I_{D_1} و I_{D_2} برابر می شوند

سپس ولتاژ V_o صفر می شود، درواقع ما با اعمال V_{in} کاری می کنیم تا جریان ها برابر شوند

و ولتاژ دو طرف برابر شود.



$\mu_n C_{ox}\left(\frac{W}{L}\right)_{1,2} = 100\frac{mA}{V^2}$ برای اینکه V_o صفر شود باید

$I_{D_1} = \frac{1}{4} I_{D_2}$

$\Sigma I = 2.5 \longrightarrow I = 0.5\,mA$

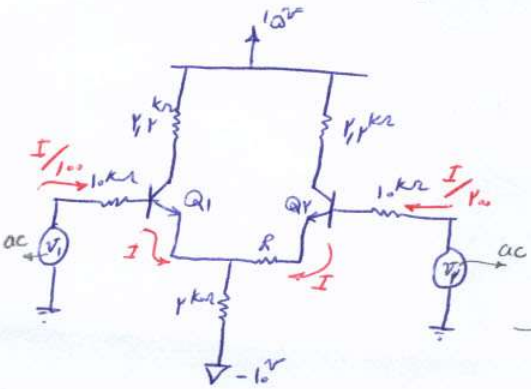
$V_{in} - V_{GS_2} + V_{GS_1} = 0 \longrightarrow V_{in} = V_{GS_2} - V_{GS_1}$

$\longrightarrow V_{in} = \left(\sqrt{\frac{2I_{D_2}}{\mu_n C_{ox}\left(\frac{W}{L}\right)_2}} + V_{tn}\right) - \sqrt{\frac{2I_{D_1}}{\mu_n C_{ox}\left(\frac{W}{L}\right)_1}} + V_{tn}\Big) = \sqrt{\frac{2\times 2}{100}} - \sqrt{\frac{2\times\frac{1}{2}}{100}} = \frac{2}{10} - \frac{1}{10} = 0.1$

$V_{in} = 0.1\ V$

مقدار R را طوری بیابید که جریان نقطه ی کار ترانزیستورهای Q_1 و Q_2 هم برابر باشد.

V_1 و V_2 را در حالت DC صفر در نظر می گیریم.



$\beta_1 = 100$ ، $\beta_2 = 200$ ، $R = ?$

$0 - 10^{k\Omega} \times \frac{I}{100} - V_{BE_1} + RI + V_{BE_2} + 10^{k} \times \frac{I}{200} = 0$

$I_{S_1} = I_{S_2}$ ، $I_{C_1} = I_{C_2}$ ← زیرا $V_{BE_2} = V_{BE_1}$

$\longrightarrow RI = \left(\frac{10^{k\Omega}}{100} - \frac{10^{k\Omega}}{200}\right) I \longrightarrow R = 50\,\Omega$

* فیدبک :

از خروجی مدار سیگنالی را به عنوان نمونه انتخاب کنیم و با ورودی مقایسه کنیم ، این مقایسه با ورودی می تواند سبب پایدار کردن و یا ناپایدار کردن مدار شود.

هم فیدبک مثبت و هم فیدبک منفی می توانند سبب پایداری و یا ناپایداری مدار تحت شرایط خاص شوند.

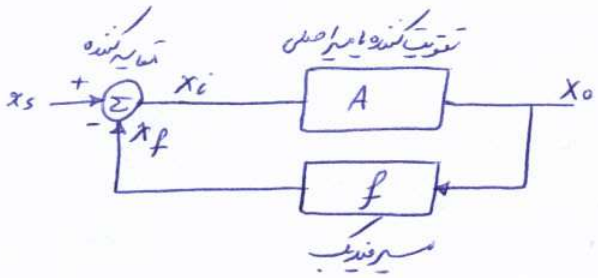
- مراحل حل مسایل فیدبک :

۱) جایگاه فیدبک : وقتی مداری داریم تشخیص دهیم که فیدبک آن در کجای مدار و تقویت کننده قرار دارد.

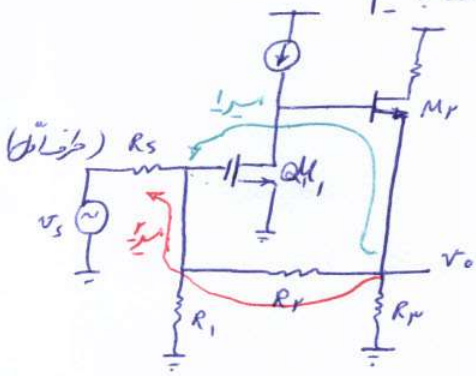
۲) مسیر و علامت فیدبک :

✓ هر مدار فیدبکی شامل سه قسمت است

۱) مسیر اصلی
۲) مسیر فیدبک
۳) مقایسه کننده



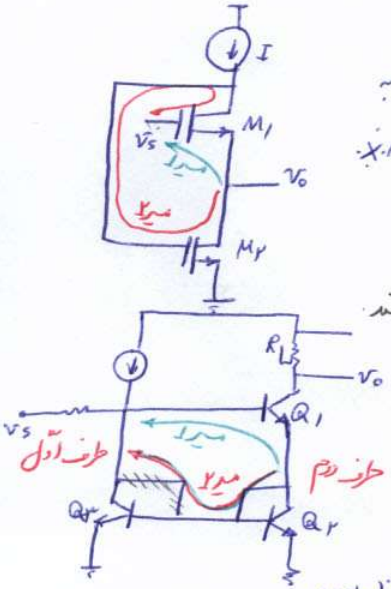
* مسیر فیدبکی : مسیری است که ما بتوانیم در آن حرکت کنیم و از خروجی به ورودی برسیم.



✓ از مسیر ۱ نمی توانیم حرکت کنیم زیرا سیگنال نمی تواند از درین M_1 وارد گیت آن شود.

توجه * به طور کلی از کلکتور یا درین نمی توانیم وارد شویم

حتی به امیتر ؟



چون از خروجی به سمت ورودی مسیر داریم پس حتماً فیدبک داریم.

مسیر ۱ مسیر فیدبک است زیرا در مسیر ۲ باید از درین M_1 به سمت گیت آن حرکت کنیم که نمی توانیم . و یا از درین به گیت M_2.

تعریف کامل تر :

✓ مسیر فیدبک : مسیری که بتوان در آن از طرف دوم به سمت طرف اول حرکت کرد.

برروی مسیر اصلی : طرف اول سمت ورودی
طرف دوم سمت خروجی

طرف اول و دوم باید در حلقه (loop) باشند.

در مسایلی که چند مسیر برای رفتن از طرف دوم به طرف اول داریم پس باید مسیر اصلی را تشخیص دهیم.

مسیر اصلی مسیری است که در آن بتوانیم از طرف اول به سمت طرف دوم برویم (به احتمال)

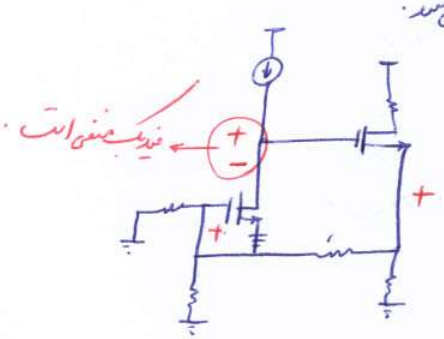
پس مسیر ۱ مسیر اصلی است و مسیر ۲ به احتمال مسیر فیدبکی ما می باشد.

- یک نقطه لحظه فیدبک محسوب می‌شود زیرا :

- هر loop برای خودش جهتی دارد یا ساعتگرد است و یا پادساعتگرد .

۲) تشخیص علامت فیدبک :

* فقط امیتر مشترک و سورس مشترک اند که علامت سیگنال را عوض می‌کنند.

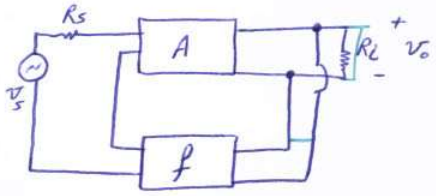


تغییر جهت { B → C ، G → D

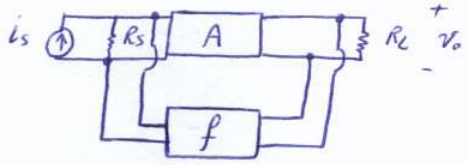
۳) تشخیص نوع فیدبک : ۴ نوع فیدبک داریم ← ولتاژ سری یا ولتاژ ولتاژ
← ولتاژ موازی یا جریان ولتاژ
← جریان سری یا ولتاژ جریان
← جریان موازی یا جریان جریان

این نام‌گذاری بر اساس نوع نمونه برداری و نوع مقایسه صورت می‌گیرد.

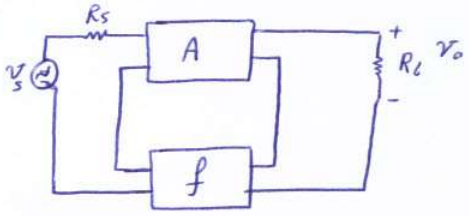
برای تشخیص نوع فیدبک ← تشخیص نوع نمونه برداری
← تشخیص نوع مقایسه



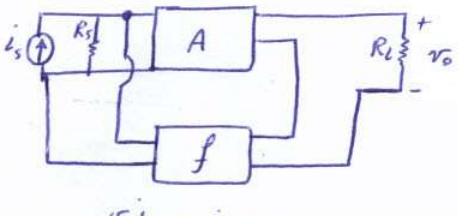
ولتاژ - سری نوع مقایسه
نوع نمونه برداری



ولتاژ - موازی



جریان - سری

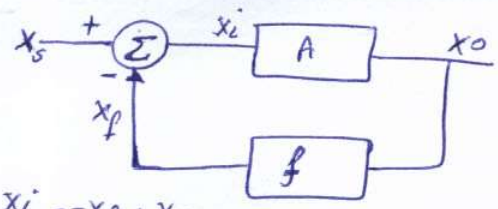


جریان - موازی

✓ از ولتاژ به صورت موازی و از جریان به صورت سری نمونه برداری می‌کنیم .

* وقتی دو سر خروجی را به هم وصل می‌کنیم اگر دو سر فیدبک هم وصل شد نوع نمونه برداری ولتاژ است .
و یا فیدبک متاثر شد و طرف دومش زمین شد .

توجه !! ما زمین کردن V_o ← اگر طرف دوم فیدبک زمین شد ← ولتاژی



x_s : ورودی اصلی مدار

x_f : سیگنال فیدبک شده

x_i : ورودی تقویت کننده‌ی اصلی

x_o : خروجی مدار

$$x_i = -x_f + x_s$$

$$x_i = x_s - x_f$$

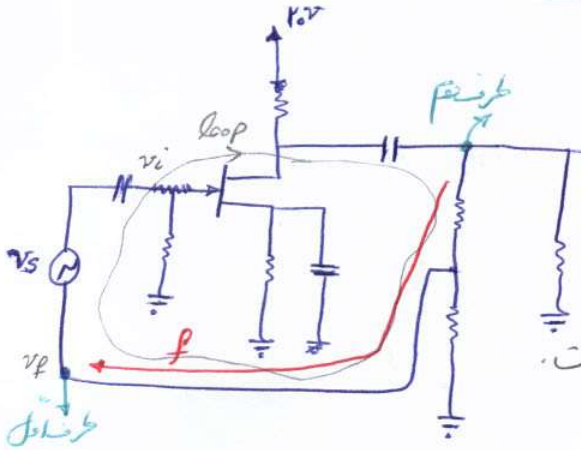
- برای تشخیص نوع مقایسه:

* هرگاه توانستیم بین x_i و x_f و x_s، kvl بنویسیم سری

" " " kcl " موازی

هروقت خواستیم از طرف اول به ورودی برسیم اگر با kvl رسیدیم سری است.

" " " kcl رسیدیم موازی



نمونه برداری : ولتاژ

* v_s ورودی اصلی مدار است پس نباید جزء فیدبک باشد.

پس طرف اول زیر v_s قرار می‌گیرد.

نوع مقایسه : سری kvl

رابطه‌ی بین v_f و v_s و v_i kvl است.

---

۱۴) اثر بارگذاری

طرف دوم — طرف اول — بهتر (تقویت کننده‌ی اصلی و فیدبک سری‌اند)

موازی ← ولتاژ - سری ← سری

موازی ← ولتاژ - موازی ← موازی

سری ← جریان - سری ← سری

سری ← جریان - موازی ← موازی

✓ برای بررسی اثر بارگذاری شبکه‌ی فیدبک ما برمی‌داریم و جای آن بین طرف اول تا زمین یک مقاومت می‌گذاریم و یک مقاومت بین طرف دوم تا زمین می‌گذاریم.

R_1 : اثر فیدبک در سمت طرف اول

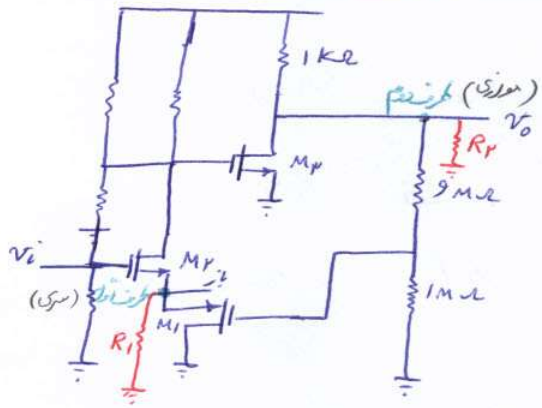
R_2 : " " " دوم

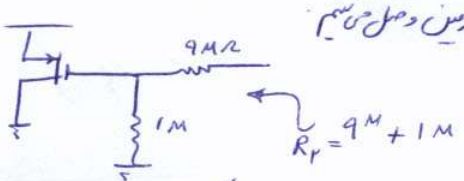
وقتی می‌خواهیم R_2 را محاسبه کنیم به طرف اول نگاه می‌کنیم

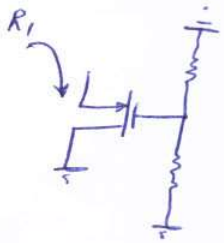
اگر سری بود بین تقویت کننده‌ی اصلی و فیدبک ما باز می‌کنیم

اگر موازی بود به زمین وصل می‌کنیم

(مثال ۱)



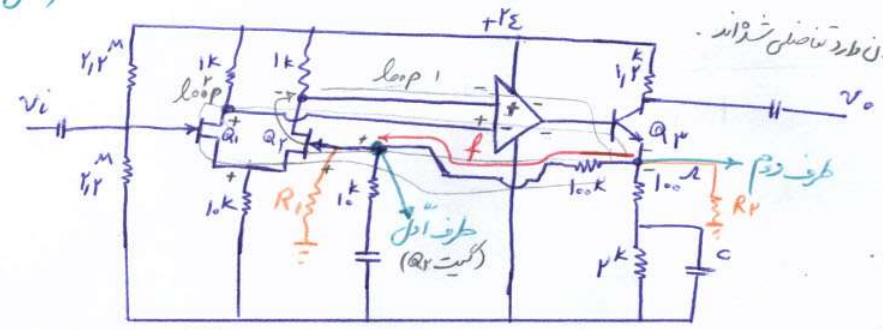




برای محاسبه‌ی R_1 ← طرف دوم نگاه می‌کنیم باز اگر موازی بود به زمین وصل می‌کنیم.

$$R_1 = \frac{R_D + r_o}{1 + g_m r_o} = \frac{1}{g_m}$$

(مثال ۲)



در واقع هر دو تا loop یک loop هستند. چون وارد تفاضلی شده‌اند.

اگر هر دو تا loop با منفی نباشند

ولی فیدبک مثبت بود درگیری منفی بود

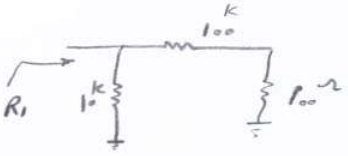
اگر فیدبک منفی قوی‌تر بود در نهایت منفی است.

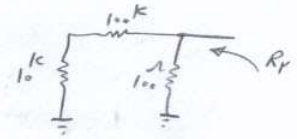
فیدبک : جریان - سری

$A \times f$ حلقه ثابت است

ولی می‌توانیم فیدبک بلاه بود شرط‌های مختلفی بگذاریم. *

سورس Q_2 می‌تواند طرف اول باشد چون Q_1 و Q_2 هم تقویت کننده‌ی تفاضلی‌اند.

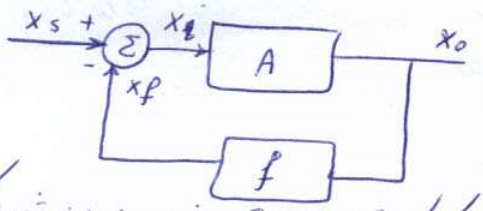




* همین هم می‌تواند طرف اول باشد چون از همین سلفال دودی منتقل می‌شود.

گیت Q_1 هم می‌تواند طرف اول باشد زیرا در این صورت دودی تقویت کننده‌ی اصلی X_i و X_f یکی می‌شوند پس فیدبک چه می‌شود X_f.

چون Ap Amp ما ایده‌آل است پس $A \to \infty$ ← A_f بزرگ است.



$$A_f = \frac{x_o}{x_s} = \frac{A}{1 + Af}$$

Af: Loop Gain

(حاصلضرب A و f همان است تکتک متفاوت به دست بیایند ولی حاصلضربشان یکی می‌شود)

* حاصلضرب Af همواره ثابت است.

- جنس A را فیدبک به ما تحمیل می‌کند و نوع فیدبک است که جنس A را تعیین می‌کند. چطوری؟

انواع فیدبک:

$A = \frac{\text{ولتاژ}}{\text{ولتاژ}}$ ← ولتاژ - سری (خروجی: ولتاژ، ورودی: سری)

$A = \frac{\text{ولتاژ}}{\text{جریان}}$ ← ولتاژ - موازی

$A = \frac{\text{جریان}}{\text{ولتاژ}}$ ← جریان - سری

$A = \frac{\text{جریان}}{\text{جریان}}$ ← جریان - موازی

Af واحد ندارد و یک عدد است پس A و f جنسشان برعکس هم است.

$A = \frac{\text{ولتاژ}}{\text{جریان}} \rightarrow f = \frac{\text{جریان}}{\text{ولتاژ}}$

جنس Af، A یکی است.

* $Af > 0$ ← فیدبک منفی
* $Af < 0$ ← فیدبک مثبت

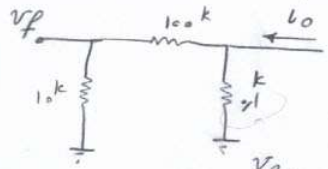
(بدست آوردن گین فیدبک مثال ۲)

✓ محاسبه‌ی f: (گین فیدبک)

ما خودمان $\frac{v_o}{v_s}$ را می‌سنجیم.

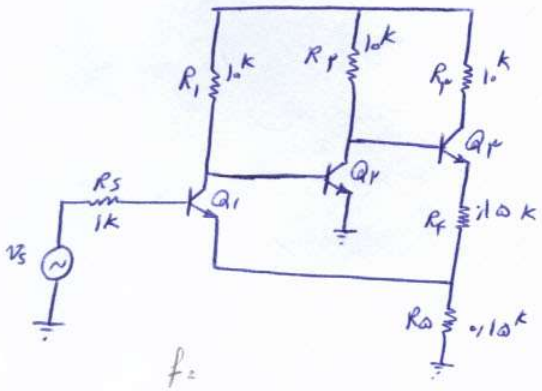
$$A_f = \frac{i_o}{v_s}$$

$$f = \frac{v_f}{i_o}$$



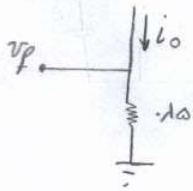
$$f = \frac{v_f}{i_o} = \frac{0.1\,k}{11.0\,k + 0.1\,k} \times 1.0\,k\Omega$$

$$\frac{v_o}{v_s} = \frac{-1.2\,k\, i_o}{v_s} = -1.2 \times Af \xrightarrow{Af_{max} = 11} \frac{v_o}{v_s} = -1.2 \times 11$$



فیدبک جریان - سری است ← $f = \frac{v_o}{i_f}$

جریان تقویت کننده‌ی اصلی که از آن نمونه‌برداری کرده‌ایم: i_o



$$f = \frac{v_o}{i_f} = 0.15\,k$$

$f =$

$\frac{1}{f} = Af \approx 10$

$$A_f = \frac{A}{1 + Af}$$

★ نکات مهم دیگر :

۱) اگر در یک تقویت کننده Af خیلی بزرگ باشد آنگاه کل تقویت کننده $\frac{1}{f}$ می شود.

$$Af \text{ خیلی بزرگ} \longrightarrow A_f = \frac{1}{f}$$

پس ملاک Af اهمیت دارد.

منظور از بزرگی نسبت به ۱ است یعنی $Af \geq 10$ باشد.

↓

ما فرض میکنیم که ما می توانیم از یک تقویت کننده ی با فیدبک بگیریم $\frac{1}{f}$ می باشد.

درس فیدبک

(۱)

۴- مقدار بهره $\frac{V_o}{V_i}$ کدام است؟ ($g_m = ۴\frac{mA}{V}$ ها)

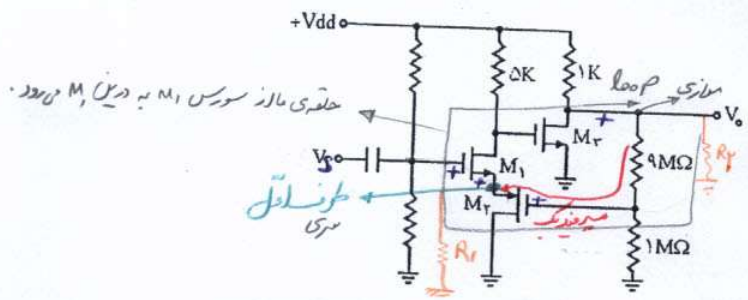
(مهندسی برق ۸۷)

۱) ۱۰

۲) ۹

۳) ۸

۴) ۷



R_1 و R_2 جزو loop اند.

مقاومت R_1 اصم جزئی از فیدبک است.

* طرف اول و طرف دوم هر دو جزء loop هستند طرف دوم سمت خروجی و طرف اول سمت ورودی است.

گیت M_1 طرف اول نیست زیرا جزئی از loop نیست.

از دین نمی‌توانیم بیاییم.

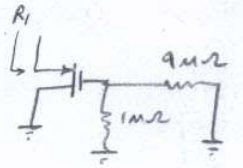
جهت حرکت loop ساعتگرد است و ما برای تشخیص علامت فیدبک در جهت ساعتگرد باید حرکت کنیم.

فیدبک منفی است.

نوع فیدبک: نوع نمونه برداری: ولتاژ

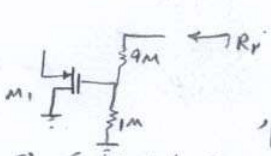
نوع مقایسه: سری

$$\frac{V_o}{V_s} = A = \frac{\text{ولتاژ}}{\text{ولتاژ}} \longleftarrow$$



$R_1 = \frac{1}{g_m}$

$R_2 = ۹M + ۱M$

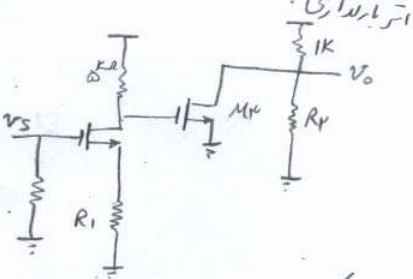


مدار بعد از اثر بارگذاری

شبکه‌ی فیدبک را این‌جوری داریم.

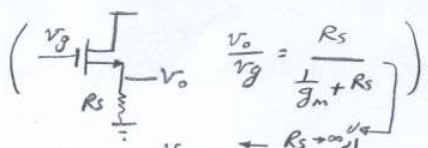
به جای آن R_2 در طرف دوم و R_1 در طرف اول را قرار می‌دهیم.

اثر بارگذاری:



ورودی فیدبک: ولتاژ V_o است.

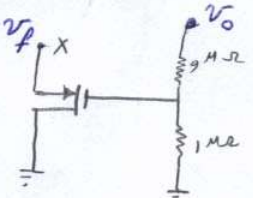
(چون سری بود باز کردیم).



$\frac{V_o}{V_g} = \frac{R_S}{\frac{1}{g_m} + R_S}$

اگر $R_S \to \infty$

$\frac{V_o}{V_g} = 1$



$f = \frac{V_f}{V_o} = \frac{V_f}{V_g} \times \frac{V_g}{V_o} = \frac{1}{10}$

(1) (1/10)

X چون سورس باز است پس هیچ جریانی نداریم یعنی $V_f = V_g$.

$A_f = \frac{V_o}{V_i}$ $\frac{1}{f} = 10$ همگی گزینه‌ها صادق‌اند.

۵ـ در شکل روبه‌رو نوع فیدبک و مقدار تقریبی بهره ولتاژ $A_{vs}=\frac{V_o}{V_s}$ عبارت است از: (مهندسی برق ۸۷)

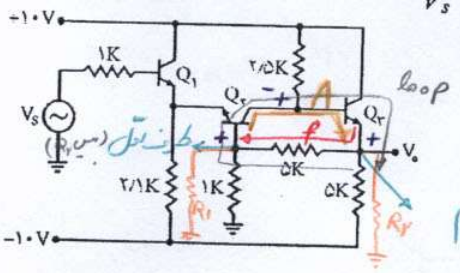
($\beta = ۱۰۰$, $V_{BE} = ۰/۷\ V$)

۱) ولتاژ ـ سری ۵/۵

۲) ولتاژ ـ سری ۷/۵

۳) جریان ـ سری ۶

۴) ولتاژ ـ موازی ۱/۲



R_1 بین بیس Q_2 تا زمین

R_2 بین امیتر Q_3 تا زمین

طرف اول (ورودی)

طرف دوم

۵^k و ۱^k اجزاء فیدبک اند.

✓ برای تشکیل loop منابع DC را صفر می‌کنیم پس بنابراین نمی‌شود که منابع DC مثلاً V_{CC} بدون loop باشد زیرا در این صورت حلقه باز می‌شود.

پس مسیری که در آن V_{CC} است loop نیست.

loop ساعتگرد است. ← فیدبک منفی است

اگر V_o را زمین کنیم فیدبک متأثر می‌شود و طرف دوم فیدبک زمین می‌شود

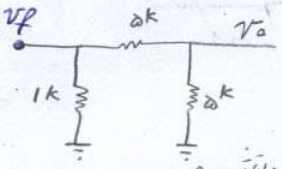
↓

نوع نمونه‌برداری : ولتاژ

نوع مقایسه : سری

$R_1 = ۱^k \parallel ۵^k$

$R_2 (۱^k + ۵^k) \parallel ۵^k$



$f = \frac{V_f}{V_o} = \frac{۱}{۶}$

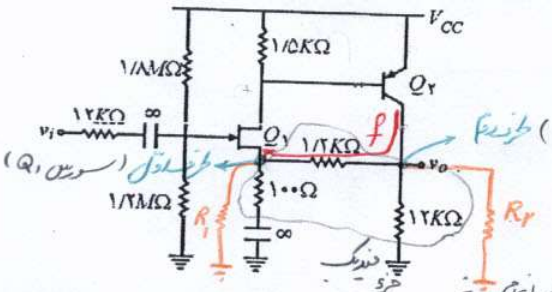
$A_f = \frac{\text{ولتاژ}}{\text{ولتاژ}} \rightarrow \frac{۱}{f} = ۶$ ← گزینه ۱ صحیح است

(3)

۱ـ در شکل روبه‌رو، مقدار بهره ولتاژ $A_{V_S} = \frac{V_o}{V_s}$ چقدر است؟ (مهندسی برق ۸۹)

$$\beta = ۵۰ \quad , \quad I_c = ۱mA \quad , \quad V_p = -۳V \quad , \quad g_{m_{FET}} = ۲\frac{mA}{V} \quad , \quad r_{ds} = ۵۰\,k\Omega$$

(از اثر خازن‌ها در فرکانس‌های میانی صرف‌نظر شود.)



۱) $|A_{V_s}| \approx ۱۰/۳$

۲) $|A_{V_s}| \approx ۲۰/۶$

۳) $|A_{V_s}| \approx ۱۵/۲$

۴) $|A_{V_s}| \approx ۵۰$

طرف اول (سورس Q_1) — طرف دوم (کلکتور Q_2)

نوع نمونه برداری در طرف دوم و نوع مقایسه در طرف اول انجام می‌شود.

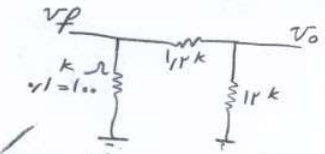
$R_1 = ۱/۲^k \,\|\, ۱۰۰^\Omega$

$R_2 = \left(۱/۲^k + ۰/۱^k\right) \,\|\, ۱۲^k\Omega$

$A = \frac{\text{ولتاژ}}{\text{ولتاژ}}$ ← نوع نمونه برداری: ولتاژ ، نوع مقایسه: سری

$A_f = \frac{v_o}{v_s}$

$f = \frac{v_f}{v_o} = \frac{۱}{۱۳}$



$\frac{1}{f}$ بزرگترین عددی است که از یک بیشتر گرفته با فیدبک می‌توانیم بگیریم.

$\frac{1}{f} = ۱۳$ ← پس گزینه‌هایی که بیشتر از این هستند غلط‌اند.

فقط گزینه‌ی ۱ درست است.

(مهندسی برق ۸۶)

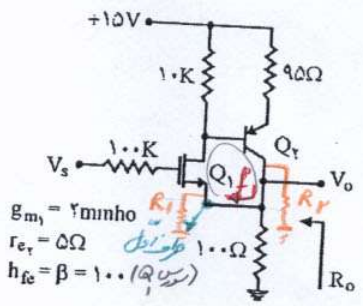
۷ـ برای مدار مقابل بهره ولتاژ و مقاومت خروجی تقریباً برابر است با:

۱) ۰/۹+ , ۹۰Ω

۲) ۰/۹+ , ۹Ω

۳) ۱/۱+ , ۱۰۰Ω

۴) ۱ , ۱۰۰Ω



(خانه‌ی ۱)

(خانه‌ی ۲) کلکتور Q_2

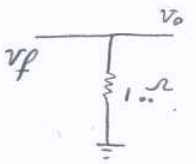
$A = \frac{\text{ولتاژ}}{\text{ولتاژ}}$ ← { نوع نمونه‌برداری : ولتاژ ، نوع مقایسه : سری }

$R_1 = 0$

$R_2 = 100\Omega$

$A_f = \frac{V_o}{V_s}$ $\xrightarrow{\frac{1}{f} = 1}$ گزینه‌ی ۳ غلط

$f = \frac{V_f}{V_o} = 1$

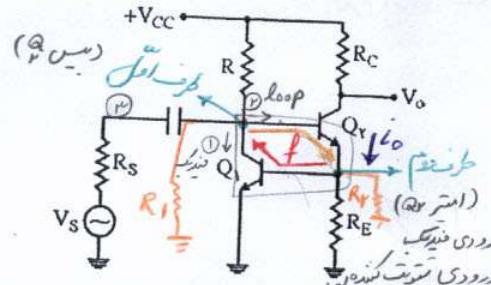


* طرف اول : نقطه مشترک بین فیدبک و تقویت‌کننده‌ی اصلی در سمت ورودی
طرف دوم : " " " " " خروجی

(مهندسی برق ۸۶)

۸ـ نوع فیدبک را در مدار زیر، مشخص کنید.

۱) فیدبک مثبت از نوع جریان ـ ولتاژ
۲) فیدبک مثبت از نوع جریان ـ جریان
۳) فیدبک منفی از نوع جریان ـ ولتاژ
۴) فیدبک منفی از نوع جریان ـ جریان



① ورودی فیدبک
② ورودی تقویت‌کننده‌ی اصلی
③ ورودی اصلی
→ نوع مقایسه موازی → رابطه‌شان kcl

طرف اول و دوم باید نقطه‌ای جزء تقویت‌کننده‌ی اصلی باشند مثلاً الآن طرف اول را می‌گوییم بیس Q2 و طرف دوم را می‌گوییم امیتر Q2 نه بیس Q2.

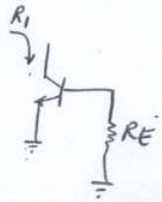
نوع نمونه‌برداری : جریان
نوع مقایسه : موازی

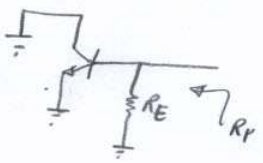
$A = \frac{\text{جریان}}{\text{جریان}}$ ← { kcl ← ③ و ② و ① رابطه‌ی بین

kcl روی یک گره
kvl روی یک شاخه

$R_1 = r_{o1}$

اگر r_{o1} بی‌نهایت باشد R_1 مدار باز می‌شود.



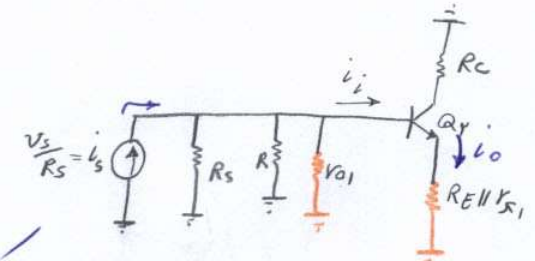


$R_f = r_{\pi 1} \parallel R_E$

* دقت: در حالتی که ورودی موازی بود (طرف اول موازی بود) باید معادل نورتن سلف‌های Rs و Vs را حساب کنیم.

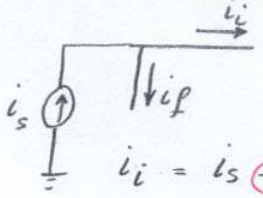
$A = \frac{i_o}{i_s}$

مدار را با خاموش کردن اثر باتری‌ها:



* توجه!! i_o در دو طرف ورودی فیدبک است.
پس می‌توانیم آن را تغییر دهیم.
ورودی را می‌توانیم تغییر دهیم.

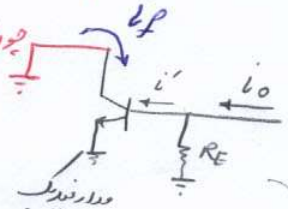
اگر موازی بود باز می‌کنیم و یک i_f در نظر می‌گیریم.



$i_i = i_s - i_f$

چون فیدبک منفی است.

چون موازی بود باز می‌شد. i_f

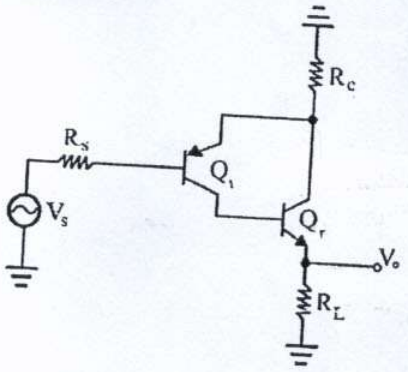


(با توجه به جهت i_f پاسی جهت i_o نامیده شد پاسیو باشد)

$i' = \frac{R_E i_o}{R_E + r_\pi} \rightarrow i_f = \beta i'$

$f = \frac{i_f}{i_o} = \frac{\beta R_E}{R_E + r_\pi}$

۱۴ـ توپولوژی پسخورد (فیدبک) موجود در مدار زیر را تشخیص دهید و بر مبنای آن β شبکه پسخورد را مشخص کنید. (فقط مدار ac رسم شده است) (مهندسی برق ۸۰)



۱) $-R_C$

۲) $-\frac{1}{R_C}$

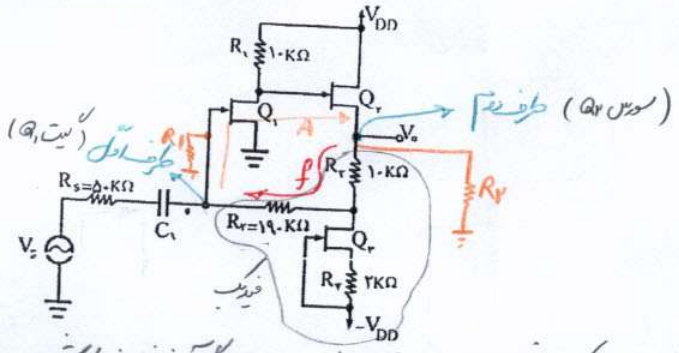
۳) $-\frac{R_C}{R_L}$

۴) $-\frac{R_C}{R_C+R_L}$

۱۹- با فرض $g_m = 1mA/V, r_d = \infty$ برای $JFET$های مدار درجه تقویت $\left|\frac{V_o}{I_S}\right|$ مدار برابر است با:

(مهندسی برق ۷۷)

$(I_S \triangleq \frac{V_S}{R_S})$



۱) ۱۳۳

۲) ۲۸۵

۳) ۱۵۲۰

۴) ۶۴۶۰

- اگر مقاومتی یا ترانزیستوری یک طرفش جزء loop باشد و طرف دیگرآن زمین باشد جزء فیدبک اند.

$r_d \to \infty$

$R_1 = 10^k + 190^k = 200^k$

$R_2 = 10^k + 190^k = 200^k$

نمونه برداری: ولتاژ ← $A = \frac{\text{ولتاژ}}{\text{جریان}}$

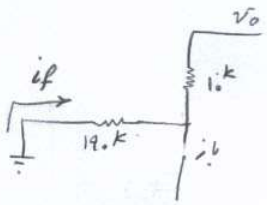
نوع مقایسه: موازی

$A_f = \frac{v_o}{i_s}$

$f = \frac{i_f}{v_o} = \frac{-1}{200}$

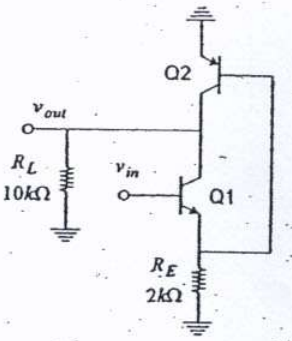
$\frac{1}{f} = 200$

قطع گذرنده‌ی ۱ درست است.



(8)

۱۲۱- شکل زیر مدار معادل ac یک تقویت‌کننده را نشان می‌دهد. بهره ولتاژ $A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}}$ آن برابر است با:



$I_{C1} = I_{C2} = 0.5mA$
$\beta = 100$
$V_A = \infty$
$V_T = 25mV$

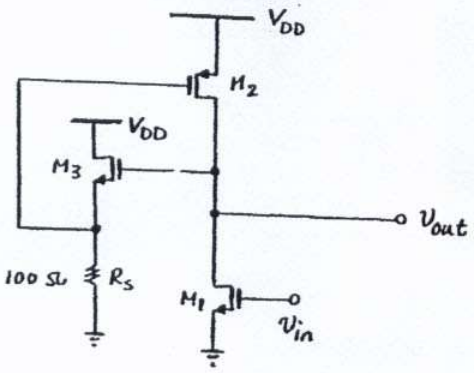
۱) $A_v = -50 \frac{V}{V}$

۲) $A_v = -100 \frac{V}{V}$

۳) $A_v = -200 \frac{V}{V}$

۴) $A_v = -400 \frac{V}{V}$

۱۲۵- در مدار شکل زیر همه ترانزیستورها در ناحیه فعال بایاس شده‌اند. مقدار بهره ولتاژ $A_v = \frac{out}{v_{in}}$ چقدر است؟



$$\begin{cases} g_m = 10 \frac{mA}{V} \\ V_A = \infty \end{cases}$$

۱) ۱
۲) ۲
۳) ۳
۴) ۴

۱۲۲- در مدار مقابل جریان بایاس ترانزیستور به صورت زیر هستند.

$I_{D_1} = 1\ mA$, $I_{D_2} = 4\ mA$, $I_{D_3} = 2\ mA$. جریان ترانزیستورها با رابطه $I_D = k(V_{GS} - V_T)^2$ تطبیق دارد.

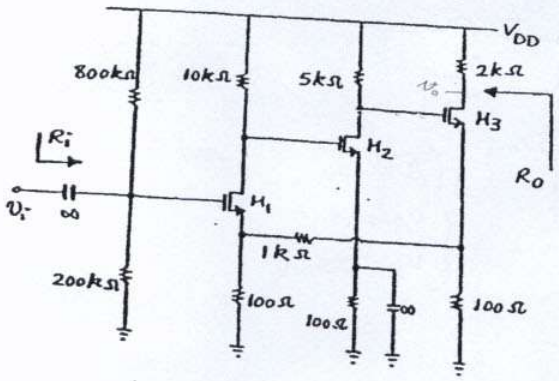
مقادیر R_o و R_i به کدام گزینه زیر نزدیکتر می‌باشند؟

۱) $R_i = 160\ k\Omega$ ، $R_o = 2\ k\Omega$

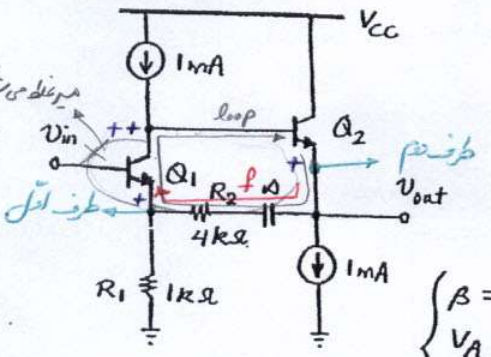
۲) $R_i = 4800\ k\Omega$ ، $R_o = 2\ k\Omega$

۳) $R_i = 160\ k\Omega$ ، $R_o = 60\ k\Omega$

۴) $R_i = 4800\ k\Omega$ ، $R_o = 60\ k\Omega$



۱۲۸- در مدار شکل مقابل ترانزیستورهای Q_1 و Q_2 در ناحیه فعال بایاس شده‌اند. نوع فیدبک آن به کدام صورت است؟



۱) فیدبک منفی ولتاژ - سری
۲) فیدبک منفی ولتاژ - موازی
۳) فیدبک آن مثبت بوده و ناپایدار است.
۴) فیدبک آن مثبت بوده ولی پایدار است.

$$\begin{cases} \beta = 100 \\ V_A = \infty \\ V_T = 25mV \end{cases}$$

فیدبک مثبت است.

نوع نمونه برداری : ولتاژ

نوع مقایسه : سری

$R_f = R_1 + R_f$

$R_1 = R_1 \| R_f$

(12)

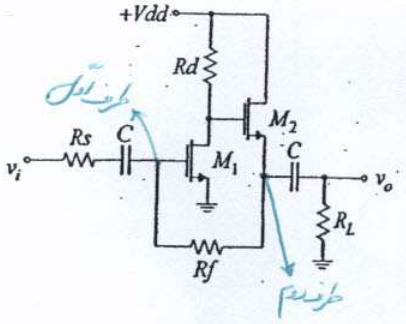
۱۱- نوع فیدبک در مدار شکل زیر برابر با کدام گزینه است؟

۱) ولتاژ ـ موازی

۲) ولتاژ ـ سری

۳) جریان ـ موازی

۴) جریان ـ سری



نمونه برداری : ولتاژ

مقایسه : موازی

$R_i = R_f$

$R_i = R_f$

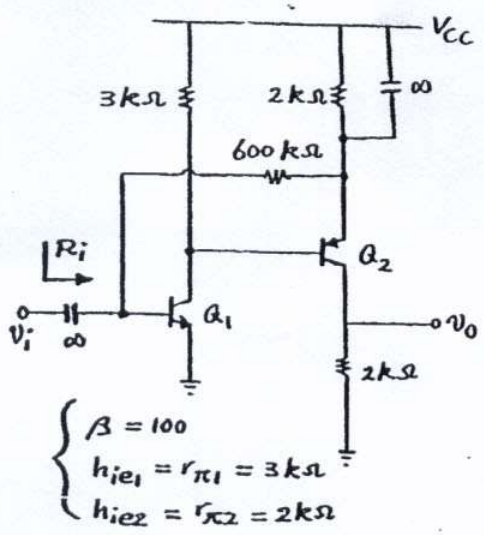
۱۲- در تقویت کننده داده شده مقاومت ورودی R_i (بر حسب کیلو اهم) و بهرهٔ ولتاژ $A_v = \frac{v_o}{v_i}$ به ترتیب از راست به چپ چقدر می‌باشند؟

۱) ۳ ، ۴۰۰۰+

۲) ۳ ، ۶۰۰۰+

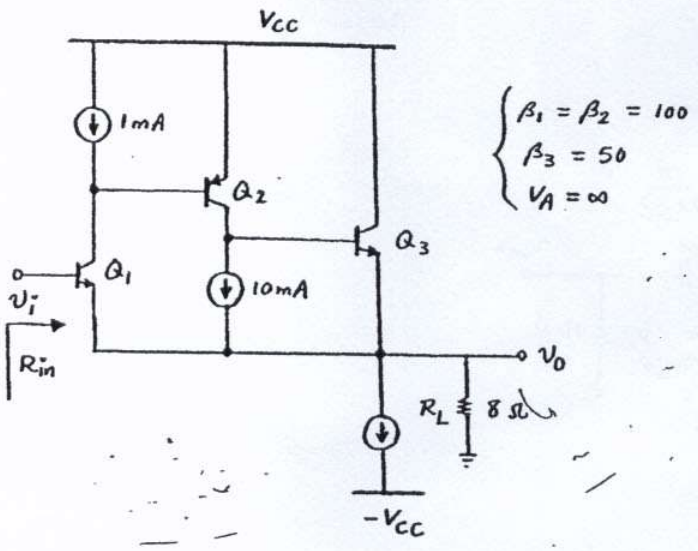
۳) ۰٫۶ ، ۴۰۰۰+

۴) ۰٫۶ ، ۶۰۰۰+



$$\begin{cases} \beta = 100 \\ h_{ie_1} = r_{\pi 1} = 3k\Omega \\ h_{ie_2} = r_{\pi 2} = 2k\Omega \end{cases}$$

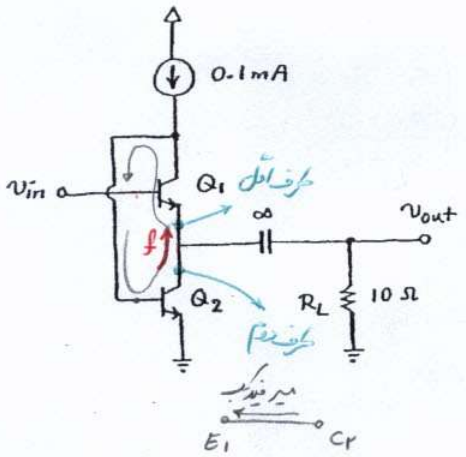
۱۲۷- مدار شکل مقابل طبقهٔ خروجی یک تقویت کننده را نشان می‌دهد. منابع جریان ایده‌آل هستند. امپدانس ورودی این مدار تقریباً چند کیلو اهم $(k\Omega)$ است؟



۱) ۴۰
۲) ۸۰
۳) ۲۰۰۰
۴) ۴۰۰۰

۱۴۷- در مدار شکل زیر ترانزیستورهای Q_1 و Q_2 در ناحیه فعال بایاس شده‌اند. مقدار بهره ولتاژ $A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}}$ آن تقریباً برابر است با:

$\beta = ۱۰۰ , V_T = ۲۵mV , V_A = \infty$



۱) $A_v = ۱/۰ \frac{V}{V}$

۲) $A_v = ۰/۴ \frac{V}{V}$

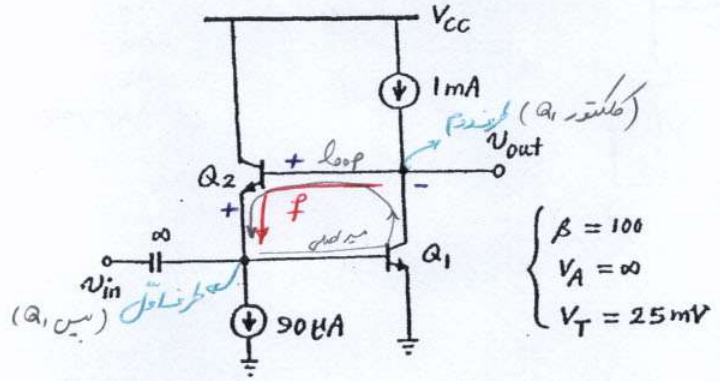
۳) $A_v = ۰/۶ \frac{V}{V}$

۴) $A_v = ۰/۸ \frac{V}{V}$

(16)

۱۲۱- در مدار شکل مقابل ترانزیستورهای Q_1 و Q_2 در ناحیه فعال بایاس شده‌اند. مقدار بهره ولتاژ $A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}}$ آن تقریباً کدام است؟

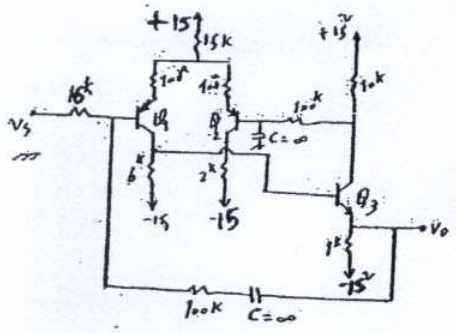
۱) ۱۰۰۰-
۲) ۵۰۰-
۳) ۲۰-
۴) ۱۰-



فیدبک منفی است.

نوع نمونه برداری : ولتاژ چون اگر خروجی را زمین کنیم طرف دوم فیدبک زمین می‌شود.

۱۴۸- ترانزیستورها مشابه و $\beta = ۲۰۰$ است بهره ولتاژ $\frac{v_o}{v_s}$ به کدام گزینه نزدیکتر است؟



$hie_۱ = hie_۲ = ۱۰\ k\Omega$

$hie_۳ = ۲ k\Omega$

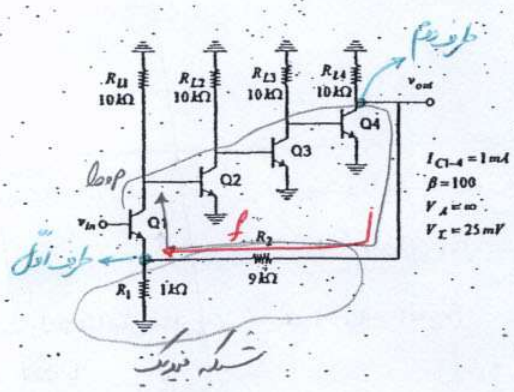
۱) $A_{vf} = -۲/۲$

۲) $A_{vf} = -۴$

۳) $A_{vf} = -۷/۴$

۴) $A_{vf} = -۵۲/۲$

۱۲۷- شکل زیر مدار معادل ac یک تقویت‌کننده را نشان می‌دهد. بهره ولتاژ $A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}}$ آن تقریباً برابر است با:



۱) $A_V = ۸\frac{V}{V}$

۲) $A_V = ۹\frac{V}{V}$

۳) $A_V = ۱۰\frac{V}{V}$

۴) $A_V = ۱۱\frac{V}{V}$

در اینجا تمام R ها جزو loop هستند

نمونه برداری : ولتاژ

۲۲ـ در مدار نشان داده شده در شکل زیر ترانزیستورها یکسان بوده و دارای مشخصات زیر هستند: (مهندسی برق ۷۴)

$$V_{BE}=۰/۷V, \beta=h_{fe}=۲۰۰, h_{oe}=۰$$

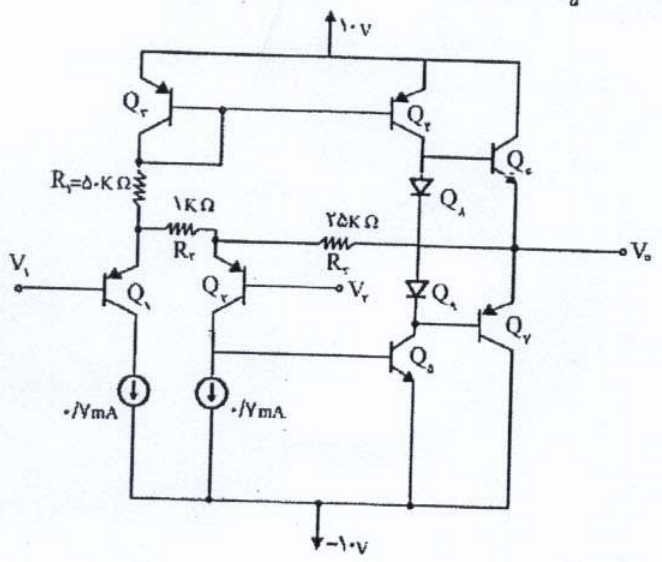
درجه تقویت ولتاژ تفاضلی مدار یعنی $A_d \triangleq \frac{V_o}{V_d} (V_d=V_۱-V_۲)$ تقریباً برابر است با:

۱) ۲۵

۲) ۵۰

۳) ۱۰۰

۴) ۵۰۰۰

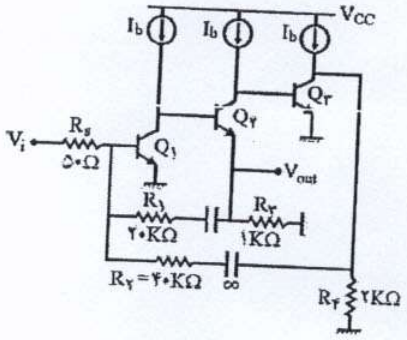


(2d)

۳ـ در مدار شکل زیر همه ترانزیستورهای مدار در ناحیه فعال بایاس شده‌اندو منابع جریان I_b ایده‌آل هستند.

بهره ولتاژ $A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}}$ آن تقریباً برابر است با: $(V_A = \infty\ ,\ V_T = ۲۵mV\ ,\ \beta = ۱۰۰\ ,\ I_b = ۱\ mA)$

(مهندسی برق ۸۸)



۱) $|A_v| \simeq ۳/۰ \frac{V}{V}$

۲) $|A_v| \simeq ۴/۰ \frac{V}{V}$

۳) $|A_v| \simeq ۵/۰ \frac{V}{V}$

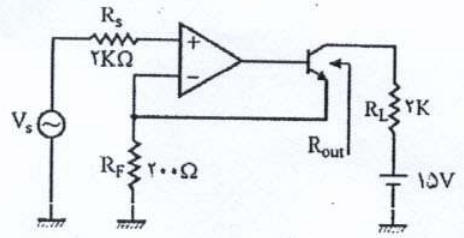
۴) $|A_v| \simeq ۶/۰ \frac{V}{V}$

(21)

۱۰ـ در شکل مقابل مشخصات *Op-Amp* عبارتست از: $A_V = ۱۰^۵ \frac{V}{V}$ ، $R_o = ۵۰\ \Omega$ و $R_i = ۲M\Omega$

همچنین مشخصات ترانزیستور عبارتست از: $r_\mu = \infty$ ، $r_o = ۵۰k\Omega$ ، $r_\pi = ۲۵۰\ \Omega$ و $h_{fe} = ۱۰۰$.

مقدار R_{out} به کدام یک از مقادیر زیر نزدیک‌تر می‌باشد؟ (مهندسی برق ۸۵)



۱) $۵M\Omega$

۲) $۴۰M\Omega$

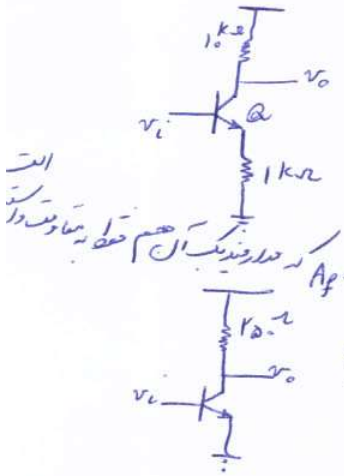
۳) $۱۸/۴G\Omega$

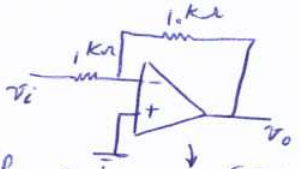
۴) $۴۰G\Omega$

* تقویت کننده‌ی عملیاتی :

فلسفه‌ی اختراع op.Amp
- مدارهای خطی ← ایده‌آل
- مدارهای غیرخطی ← غیر ایده‌آل

- فلسفه‌ی اختراع op.Amp : چه نیازی به تقویت کننده‌ا داریم که گین آن بسیار زیاد باشد؟





چون بهره‌ی opAmp زیاد است پس A_f آن زیاد است پس $A_f = \frac{1}{\beta}$ که در مدار فیدبک فقط به مقاومت وابسته است

$\frac{v_o}{v_i} = -10$ ← در ایدئال فقط به مقاومت وابسته است که عنصری پسیو است.

بهره در این مدار به تقریبی کار خود ترانزیستور وابسته است که ترانزیستور عنصری اکتیو است.

" وابستگی عناصر اکتیو به دما بسیار "

" بیشتر از وابستگی عناصر پسیو است "

پس گین زیاد opAmp در مدارهای فیدبکی مهم است زیرا سبب وابسته بودن گین کل مدار به مدار فیدبک می‌شود : $A_f = \frac{1}{\beta}$ که در مدار فیدبک قرار دهیم تنها از مقاومت استفاده کنیم.

• کاربردهای خطی ← op.Amp ایده‌آل

- شرایط op.Amp ایده‌آل :
1) بهره‌ی بی نهایت
2) مقاومت ورودی بی نهایت
3) مقاومت خروجی صفر
4) پهنای باند بی نهایت
5) نویز ورودی صفر 6) نرخ چرخش بی نهایت

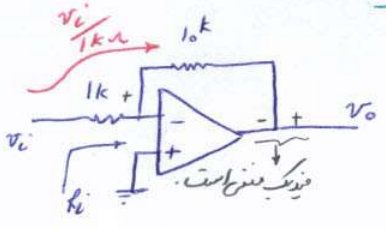
توجه !! * برای بودن دو تقریب بالا op.Amp باید ایده‌آل باشد (1)
در فیدبک منفی قرار داشته باشد (2)

(ولی v_o در فیدبک مثبت مقدار نامحدودی دارد) v_o در فیدبک منفی مقداری محدود است.

$v_o = A(v_+ - v_-) \rightarrow v_+ - v_- = \frac{v_o}{A} \rightarrow v_+ = v_-$ ($A \to \infty$)

نرخ چرخش یعنی چه؟

مثال : op.Amp زیر ایده‌آل است، $\frac{v_o}{v_i} = ?$ و $R_i = ?$ بیابید.

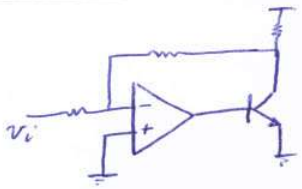


این opAmp ایده‌آل است و در فیدبک منفی قرار دارد ← $v_+ = v_-$

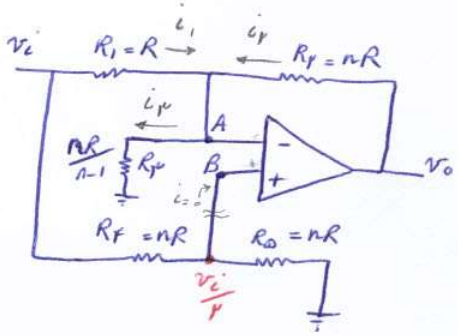
$v_- = 0$ ولت

$v_o = 0 - 10^k \times \frac{v_i}{1k\Omega} = -10 v_i \rightarrow \frac{v_o}{v_i} = -10$

$R_i \to \infty$



→ فیدبک مثبت است.



آپ امپ ایده آل است و در فیدبک منفی قرار دارد

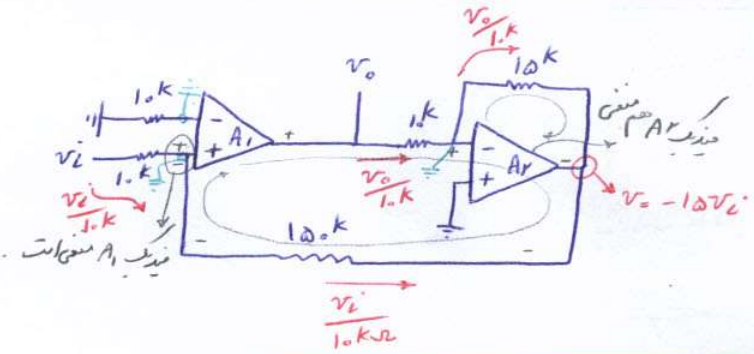
$A_V = ?$

$\hookrightarrow V_+ = V_-$

$V_B = V_+ = V_A = V_- = \frac{V_i}{2}$

$i_1 + i_2 = i_3$ (در یاپه منفی KCL)

$$\frac{V_i - \frac{V_i}{2}}{R} + \frac{V_o - \frac{V_i}{2}}{nR} = \frac{\frac{V_i}{2}}{\frac{nR}{n-1}} \rightarrow V_o = 0 \rightarrow A = 0$$

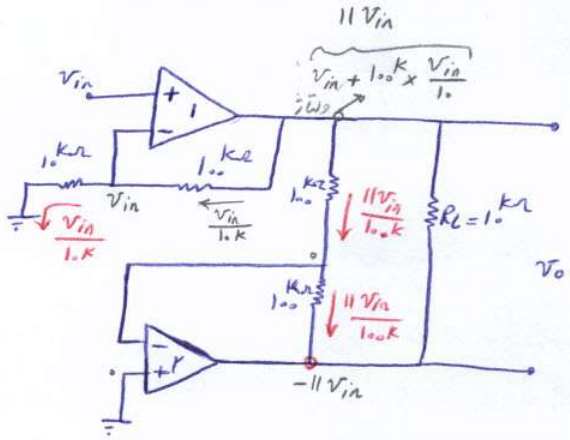


$\frac{V_o}{V_i} = ?$

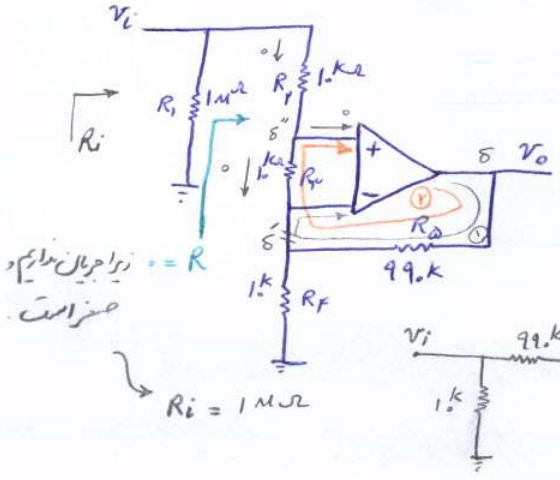
* در آپ امپ ایده آل هیچگاه در خروجی KCL نمی زنیم:

$$0 - 15^k \times \frac{V_o}{10^k} = -15 V_i$$

$$\rightarrow \frac{V_o}{V_i} = 10$$



$V_{out} = 22 V_{in}$



این آپ امپ دو تا فیدبک دارد ① ← فیدبک منفی

② ← فیدبک مثبت

فیدبک منفی در اینجا قوی تر است زیرا "کمیتی از سیگنال δ است که کمتر از آن می باشد" پس سیگنال برگشتی به پایه ی مثبت کمتر است از سیگنال برگشتی به پایه ی منفی پس فیدبک منفی قوی تر است.

$\hookrightarrow V_+ = V_-$ ← مقاومت R_3 جریان ندارد.

$V_+ = V_- = V_i$

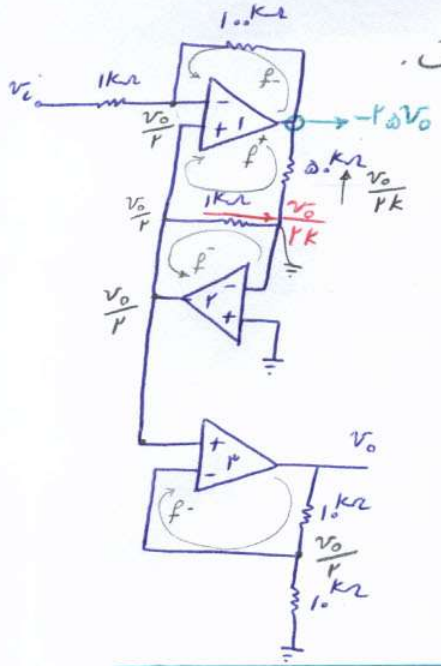
$$V_i = \frac{10}{10 + 990} V_o$$

$R = 0$ زیرا جریان نداریم در صفر است.

$R_i = 1\,M\Omega$

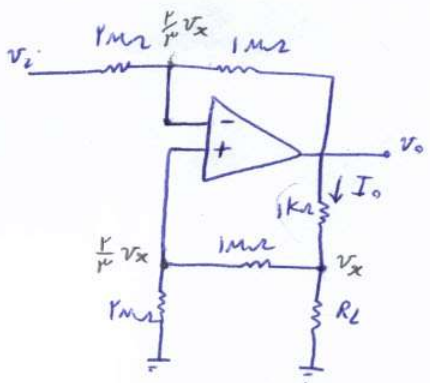
دقت خروجی مدار برای ورودی $V_i = 10^{mV}$ چقدر باید؟

فیدبک منفی قوی تر است.



$$\frac{V_i - \frac{V_o}{2}}{1k\Omega} = \frac{\frac{V_o}{2} - (-25V_o)}{10k\Omega} \longrightarrow 100V_i \simeq 25V_o$$

$$\frac{V_o}{V_i} \simeq \frac{100}{25} \xrightarrow{V_i = 10^{mV}} V_o \simeq 40\ mV$$



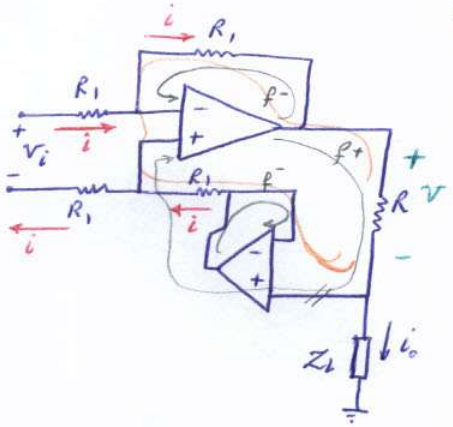
رابطه‌ی بین I_o و V_i برحسب $\frac{mA}{V}$ باید.

در اینجا فیدبک منفی قوی تر از فیدبک مثبت است.

$$\frac{V_i - \frac{2}{3}V_x}{2M} = \frac{\frac{2}{3}V_x - V_o}{1M} \longrightarrow \frac{V_i}{2} - \frac{V_x}{3} - \frac{2}{3}V_x = -V_o$$

$$V_o = -\frac{V_i}{2} + V_x$$

$$I_o = \frac{V_o - V_x}{1k} \Bigg\} \longrightarrow \frac{I_o}{V_i} = -\frac{1}{2k}$$



$\frac{i_o}{V_i} = ?$ $\quad f^- > f^+ \longrightarrow V_+ = V_-$

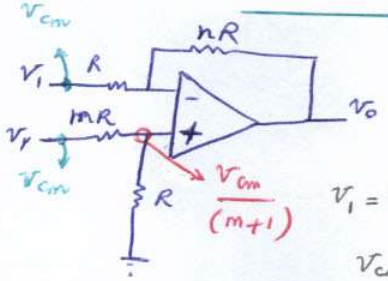
این ورودی تفاضلی است ولی اگر ما پایه‌ی مثبت را زمین نکنیم و به پایه‌ی منفی V_i بدهیم در این صورت هم ورودی commonmode داریم و هم ورودی تفاضلی.

KVL) $\quad V_+ + R_1 i + R_1 i = 0$

$$V_- = -2R_1 i = i_o R \longrightarrow i_o = \frac{-2R_1}{R} \times i = \frac{-2R_1}{R} \times \frac{V_i}{2R_1}$$

$$V_i - R_1 i - R_1 i = 0 \longrightarrow i = \frac{V_i}{2R_1}$$

$$\longrightarrow i_o = -\frac{V_i}{R}$$



چه رابطه‌ای بین m و n برقرار باشد تا تقویت کننده تفاضلی باشد:

↓

کمین کامان باید صفر باشد.

به جای V_1 و V_2 سیگنال comonmode قرار می‌دهیم و کمین را می‌یابیم.

$$V_1 = V_2 = V_{cm} \quad , \quad \frac{V_o}{V_{cm}} = 0$$

$$\frac{V_{cm} - \frac{V_{cm}}{m+1}}{R} = \frac{\frac{V_{cm}}{m+1} - V_o}{nR} \longrightarrow nV_{cm} - \frac{n}{m+1}V_{cm} = \frac{V_{cm}}{m+1} - V_o$$

$$V_o = V_{cm}\left[\frac{1}{m+1} - n + \frac{n}{m+1}\right] \longrightarrow \frac{1}{m+1} - n + \frac{n}{m+1} = 0 \longrightarrow 1 - n(m+1) + n = 0$$

$$\longrightarrow mn = 0$$

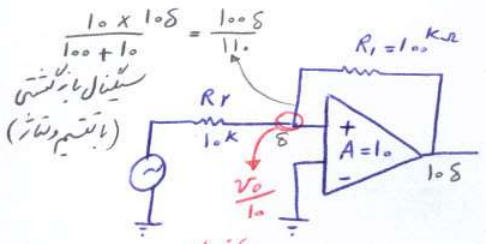
در این مسئله آپ امپ ایده آل نیست زیرا گین آن ۱۰ است.

در این مسئله آپ امپ با فیدبک مثبت داریم ولی ناپایدار نیست زیرا $Af < 1$ است

مدار پایدار است ← $Af = \frac{10}{11} < 1$

$V_o = A \times (V_+ - V_-) \quad 10 \times (\delta - 0) = 10\delta$

← آپ امپ اشباع نیست.

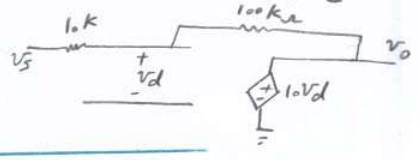


چرا؟ $10(V_+ - V_-) = V_o$

$V_+ = \frac{V_o}{10}$

$\frac{V_S - \frac{V_o}{10}}{1.0\,K\Omega} = \frac{\frac{V_o}{10} - V_o}{100\,K\Omega}$

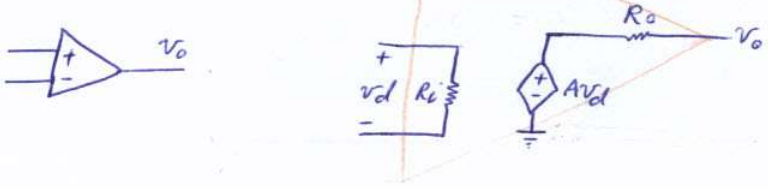
$\frac{V_o}{V_S} = 100$



---

* کاربردهای خطی : op. Amp غیر ایده آل

هرگاه آپ امپ غیر ایده آل بود در حل مسئله از مدار معادل آن استفاده می کنیم :



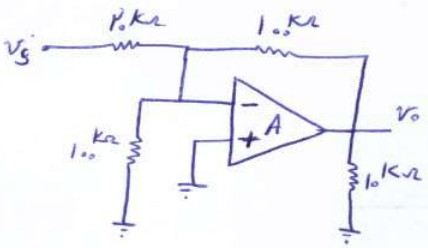
همواره می توان از این مدار معادل استفاده کرد ولی حل op.Amp ایده آل با روش خطی ساده تر است.

✓ توجه!! فیدبک مثبت زمانی ناپایداری می شود که $Af > 1$ باشد. پس فیدبک مثبت لزوماً ناپایدار نیست.

* وقتی آپ امپ اشباع می شود ناپایدار است یعنی دیگر نمی توانیم از آن خروجی سیگنال ac بگیریم و فقط خروجی DC داریم. یعنی در حالت اشباع آپ امپ تقویت سیگنال ندارد.

$\frac{V_o}{V_S} = ?$

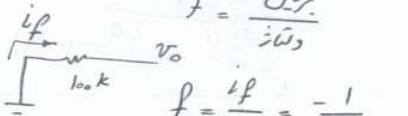
$R_i \to \infty \quad , \quad R_o = 0 \quad , \quad A = 100$



در این مسئله آپ امپ با فیدبک منفی و گین محدود می باشد. $V_+ \neq V_-$

فیدبک از نوع ولتاژ - موازی است.

$f = \frac{\text{جریان}}{\text{ولتاژ}}$



$f = \frac{i_f}{V_o} = \frac{-1}{100\,K\Omega}$

حل از طریق فیدبک :

ماکزیمم بهره $\left(\frac{V_o}{i_S}\right)_{Max} = \frac{1}{f} = -100\,K\Omega$

چون ورودی موازی است معادل نورتن آن را قرار می دهیم :

ماکزیمم بهره $\frac{V_o}{V_S} = \frac{-100\,K\Omega}{2.0\,K\Omega \| 100\,K\Omega}$

حل از طریق آپ امپ :

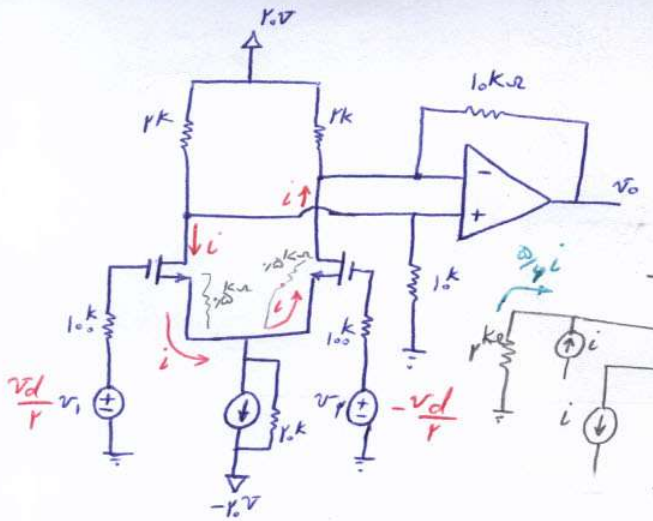
$100(V_+ - V_-) = V_o \longrightarrow V_- = \frac{-V_o}{100}$

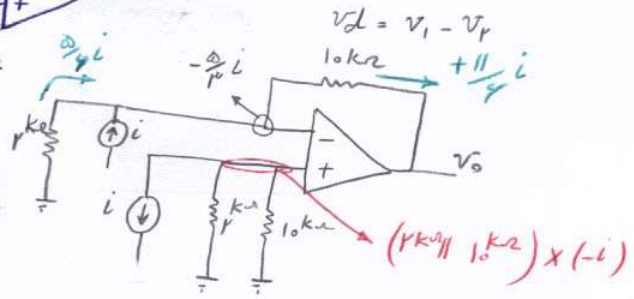
KCL در پایه ی منفی $\frac{V_i - \left(\frac{-V_o}{100}\right)}{2.0\,K\Omega} + \frac{V_o - \left(\frac{-V_o}{100}\right)}{100\,K\Omega} + \frac{V_o}{100\,K\Omega}$

آپ امپ ایده‌آل

$g_m = 2\,mA/V$

✓ بین اینورتینگ A_{dm} را بیابید.





$$v_o = -\frac{5}{2}i - 10k \times \frac{11}{2}i = \frac{-120i}{2} = -20i$$

$$\frac{v_d}{2} - 0.5k\,i - 0.5k\,i = -\frac{v_d}{2} \longrightarrow v_d = 1k\,i$$

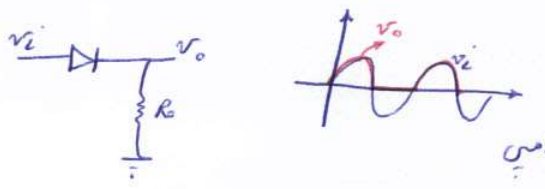
$$\longrightarrow \frac{v_o}{v_d} = -20$$

---

* کاربردهای غیرخطی op.Amp :

✓ ضرورت استفاده از آپ امپ در کاربردهای غیرخطی چیست؟

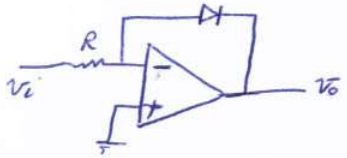
مثلاً استفاده از آپ امپ به عنوان یکسوساز نیم موج یا تمام موج



این دیود ولتاژهای کمتر از ۰٫۷ ولت را از خود عبور نمی‌دهد

و این مشکل استفاده از این مدار دیود است ولی مدار یکسوساز آپ امپی

این مشکل را ندارد و سیگنال خروجی یکسو شده داریم.



هر ولتاژی را می‌توانیم به عنوان ورودی بدهیم

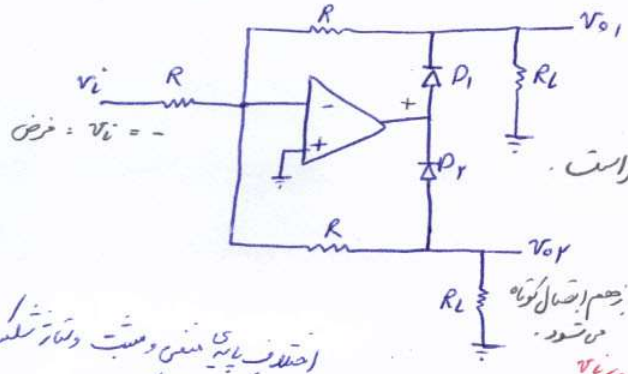
$$\frac{\text{ولتاژ آستانه‌ای دیود}}{A \to \infty} \simeq 0$$

✓ روش حل مسایل غیرخطی آپ امپ :

$R_L = 1k\Omega$

$R = 5k\Omega$

در مدار زیر $\frac{v_{o1}}{v_i}$ و $\frac{v_{o2}}{v_i}$ را بیابید.



ابتدا دیودها را باز می‌کنیم ← آپ امپ فیدبک ندارد.

چون پایه‌ی مثبت به زمین وصل است پس نقطه‌ی شکست ماقبلاً صفر است.

مقایسه با نقطه‌ی شکست

اگر $v_i < 0 \longrightarrow v_+ > v_- \longrightarrow$ خروجی اشباع + $\longrightarrow$ D_1 : on, D_2 : off

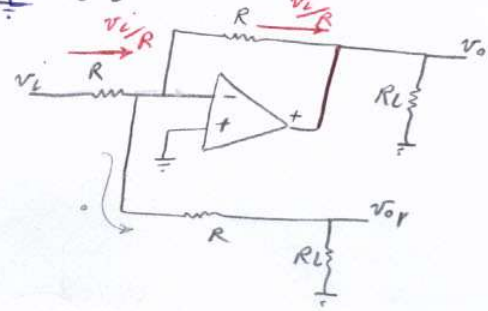
اگر دیود D_1 ایده‌آل نباشد باز هم چون تقسیم بر ضریب loop gain می‌شود باز هم اتصال کوتاه می‌شود.

اختلاف پایه‌ی مثبت و منفی ولتاژ شکست را تعیین می‌کند مثلاً اگر $v_- = 1 - v_i$

$v_+ = 0$

$\longrightarrow v_- = v_+ \longrightarrow 1 - v_i = 0$

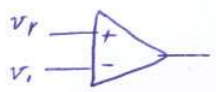
$v_i = 1$



$v_{o2} = 0$

$v_{o1} = 0 - R \times \frac{v_i}{R} = -v_i$

* در آپ امپ بدون فیدبک :



$v_+ > v_- \longrightarrow$ خروجی اشباع +

$v_+ < v_- \longrightarrow$ خروجی اشباع -

$v_+ = v_- \longrightarrow$ اشباع- < v_o < اشباع+

حل مدار با $v_i < 0$

نمودار $\frac{v_o}{v_i}$ را رسم نمایید :

ابتدا دیودها را باز می کنیم :

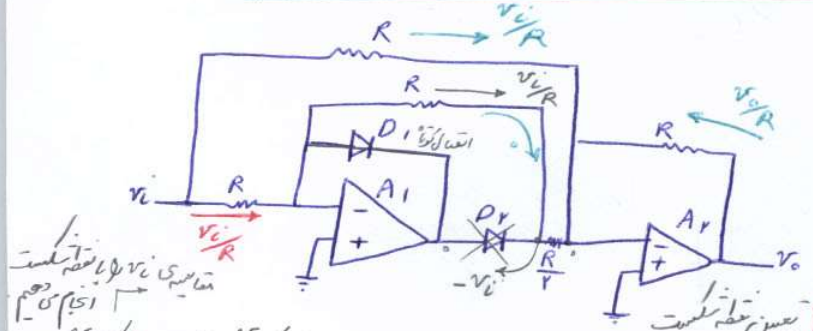
A_1 فیدبک ندارد ولی A_2 فیدبک دارد.

اگر فیدبک نداشته باشیم در A_1 :

$v_- = k v_i \;,\; k > 0$

$v_+ = 0$

$v_- = v_+ \longrightarrow v_i = 0$ نقطه شکست



تعیین نقطه شکست

$v_i < 0 \longrightarrow v_- < 0$

$v_+ = 0$

$\longrightarrow v_+ > v_- \longrightarrow$ اشباع + $\longrightarrow \begin{cases} D_1 : off \\ D_2 : on \end{cases}$

$$\frac{v_i - 0}{R} + \frac{v_o - 0}{R} = \frac{0 - (-v_i)}{\frac{R}{2}}$$

$$v_i + v_o = 2 v_i \longrightarrow v_o = v_i$$

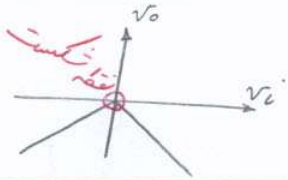
$v_i > 0 \longrightarrow v_- > 0$

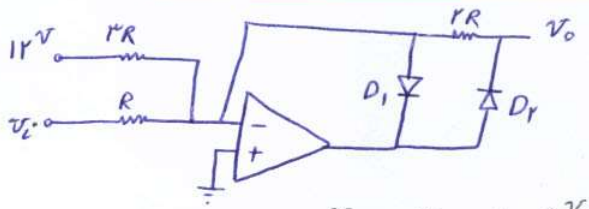
$v_+ = 0$

$\longrightarrow v_- > v_+ \longrightarrow$ خروجی اشباع - $\longrightarrow \begin{cases} D_1 : on \\ D_2 : off \end{cases} \longrightarrow$ فیدبک منفی دارد $\longrightarrow$ op. Amp ⊥

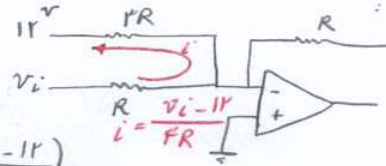
$v_{+1} = v_{-1}$

$$\frac{v_i}{R} + \frac{v_o}{R} = 0 \longrightarrow v_o = -v_i$$





ابتدا دیودها را باز می کنیم :



$$v_- = v_i - R \times \left(\frac{v_i - 12}{4R}\right)$$

$$v_- = \frac{3}{4} v_i + 3$$

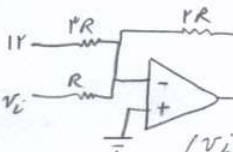
$v_+ = 0$

$\xrightarrow{v_+ = v_-} \frac{3}{4} v_i + 3 = 0 \longrightarrow v_i = -4$ نقطه شکست

$v_i < -4$

$v_i > -4$

$\longrightarrow v_+ > v_- \longrightarrow$ خروجی اشباع + $\longrightarrow \begin{cases} D_2 : off \\ D_1 : on \end{cases} \longrightarrow$



فیدبک منفی $\longrightarrow v_+ = v_-$

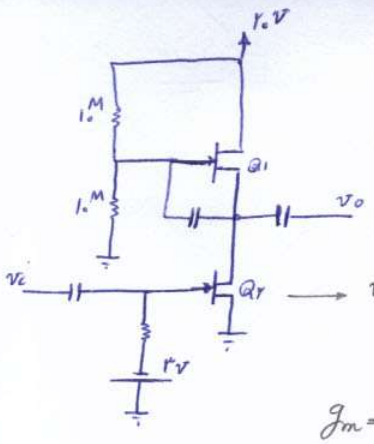
$$\left(\frac{v_i - 0}{R} + \frac{12 - 0}{4R} + \frac{v_o - 0}{4R} = 0\right) \times 4R$$

$0 > \frac{3}{4} v_i + 3 \longrightarrow v_i < -4$

$$v_o = -4 v_i - 8$$

مسئله ۸ کتاب مسئله ۲۹ کتاب

- حل دو مسئله‌ی ماخذ از MosFET و JFET :



محاسبه‌ی نقطه‌ی کار:

$$I_D = \frac{I_{DSS}}{10\,mA}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

$$\rightarrow I_D = -10\left(1 - \frac{-2}{-5}\right)^2 = 1.6\,mA$$

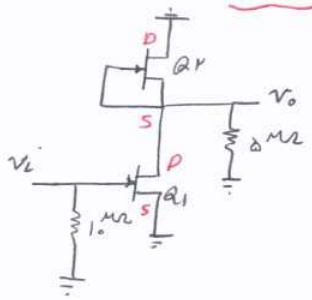
$Q_2 \rightarrow V_G = -2,\ V_S = 0 \rightarrow V_{GS} = -2$

$$r_d = \frac{V_A}{I_D} = \frac{50}{1.6\,mA} = 31.25\,k\Omega$$

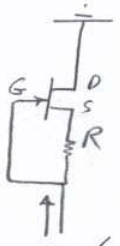
$$g_m = \frac{2}{|V_P|}\sqrt{I_D I_{DSS}} = \frac{2}{5}\sqrt{10 \times 1.6} = \frac{4}{5} = 1.6\,ms$$

✓ حل مدار در حالت ac (نه سیگنال کوچک چون خازن داریم بهره‌ی DC ما صفر است.)

مدار در حالت ac :



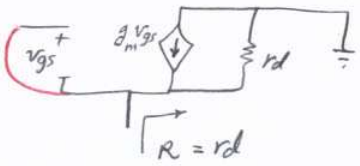
Q_2 : load , Q_1 : Source

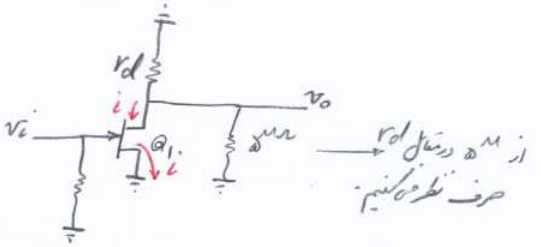


در حالت کلی داریم :

$$r_d(1 + g_m R) + R$$

مدار معادل Q_2 :



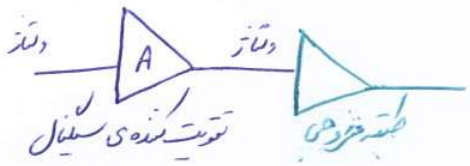


از ۵kΩ در مقابل r_d صرف نظر می‌کنیم.

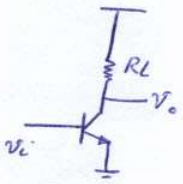
$$\frac{v_o}{v_i} = -g_m(r_d \parallel r_d) \leftarrow \begin{cases} v_o = -(r_d \parallel r_d) \times i \\ v_i = \frac{1}{g_m} \times i \end{cases}$$

* تقویت کننده توان (طبقه خروجی)

- تقویت کننده ← سیگنال (انتظار پایین داریم)
  توان ← (انتظار R_o کمی داریم.)



تقویت کننده ی ولتاژ ایده آل: $A \gg 0$, $R_L \gg 0$, $R_o \to 0$



$R_o = R_L \parallel r_o$

اگر بخواهیم مقاومت خروجی را کم کنیم توان کم می شود.

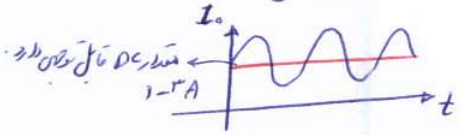
پس ما نمی توانیم مقاومت خروجی تقویت کننده ی سیگنال را کم کنیم.

طبقه ی خروجی طبقه ای است که پس از تقویت کننده ی سیگنال قرار می گیرد تا مقاومت خروجی آنرا کاهش دهیم (ها از تقویت کننده ی خروجی انتظار پایین بالایی نداریم زیرا وظیفه ی آن ایجاد R_o کم است.) در ضمن این طبقه ی خروجی باید قدرت جریان دهی بالایی داشته باشد، از ترانزیستورهایی که جریان دهی بالایی دارند در طبقه ی تقویت کننده ی سیگنال نمی توانیم استفاده کنیم زیرا β کمی دارند مثلاً $\beta = 10-12$ پس قدرت تقویت کنندگی کمی دارند.

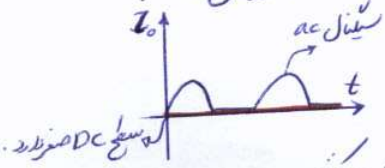
✓ دسته بندی تقویت کننده ی توان (طبقه ی خروجی)

جریان DC خروجی آن در حد mA است چون پس کلاس B, A نزدیک به کلاس B است

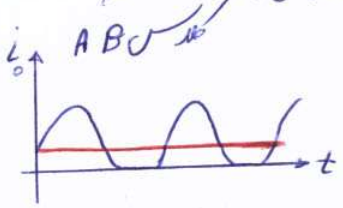
کلاس A



کلاس B

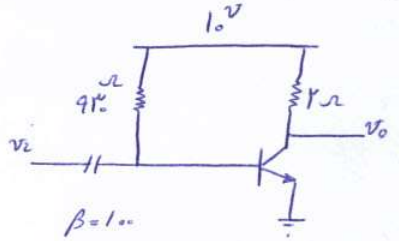


کلاس A B



معمولاً از روی جریان های خروجی کلاس ها را تعیین می کنند.

● کلاس A:



$V_{BE(on)} = 0.7\ V$

$V_{ce(sat)} = 0.2\ V$

✓ پارامترهای قابل محاسبه و با اهمیت در تقویت کننده ی توان (ملاک برتری یک تقویت کننده توان)

۱) η راندمان: $\eta = \frac{P_o}{P_s} \times 100$

۲) P_o توان خروجی: توانی است که به بار منتقل می شود.

۳) P_s توان ورودی: توانی که از منبع تغذیه می گیریم.

و هدف از حل مسائل تقویت کننده ی توان محاسبه ی η است.

گفتیم که در تقویت کننده ی سیگنال تعریف می کردیم به اندازه ی سیگنال ورودی (که سیگنال کوچک) باشد و به خرکاس سیگنال ورودی وابسته است. همچنین راندمان هم در تقویت کننده ی توان به سیگنال ورودی وابسته است. زیرا P_o و P_s به سیگنال ورودی وابسته اند.

سیگنال سینوسی: $P_o = \left(\frac{V_o}{\sqrt{2}}\right) \times \frac{I_o}{\sqrt{2}} = \frac{V_o^2}{2R_L}$

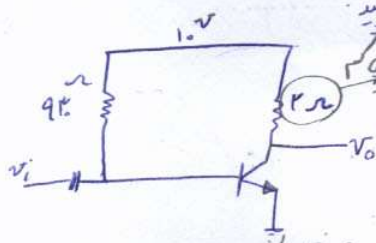
$V_{rms} = V_{effective}$ متوسط

P_s بسته به اینکه در چه کلاسی هستیم رابطه ی متفاوتی دارد:

در کلاس A: $P_s = V_{cc} I_c$

Rail to Rail = (پیک تو پیک)

در تقویت کننده‌ی توان کلاس A زیر P_{omax} و P_S و η_{max} را بیابید



مقاومت خروجی کم

فرض مثال: ورودی سینوسی است:

$P_o = \frac{V_o^2}{2R_L}$ ← برای اینکه P_o ماکزیمم شود باید V_o ماکزیمم شود

پس باید ماکزیمم سوئینگ را بیابیم:

محاسبه‌ی نقطه‌ی کار: $I_B = \frac{10 - 0.7}{940} = 10mA \longrightarrow I_C = 100 \times 10^{-3} A = 1A$

$V_{CE} = 10 - 2 \times 1 = 8$ ولت

سوئینگ خروجی: $V_o = R_L I_C = 2 \times 1 = 2$ ولت

$V_o = \frac{V_{CE} - V_{CE(sat)}}{R_{ac}} \times R_L = \frac{8 - 0.2}{2\Omega} \times 2\Omega = 7.8$ ولت

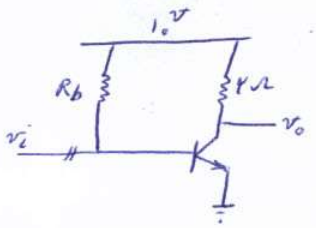
$\longrightarrow V_o = 2$ ولت

$P_{omax} = \frac{V_{omax}^2}{2R_L} = \frac{2^2}{2 \times 2} = 1w$

$P_S = 10V \times 1A = 10w = V_{cc} I_C$

$\longrightarrow \eta_{max} = \frac{1}{10} \times 100 = 10\%$

R_b را طوری طراحی کنید که بیشترین راندمان را از تقویت کننده بگیریم:



رابطه‌ی ماکزیمم سوئینگ: $I_C = \frac{V_{cc} - V_{CE(sat)}}{R_{ac} + R_{DC}}$

$I_C = \frac{10 - 0.2}{2 + 2} = \frac{9.8}{5} = 2.45\ A$

$V_o = R_L I_C = \frac{V_{CE} - V_{CE(sat)}}{R_{ac}} \times R_L = 2\Omega \times 2.45A = 4.9\ V$

$P_o = \frac{V_o^2}{2R_L} = \frac{(4.9)^2}{2 \times 2\Omega} = 6.005\ w$

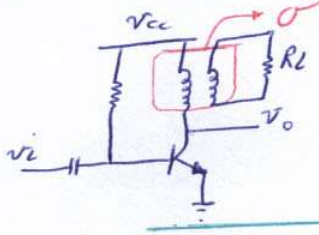
$P_S = V_{cc} I_C = 10 \times 2.45 = 24.5\ w$

$\longrightarrow \eta = \frac{6.005}{24.5} = 24.5\%$

توجه!! بهترین راندمانی که از یک تقویت کننده‌ی کلاس A می‌توانیم بگیریم ۲۵٪ است.

مقاومت 2Ω کم است می‌شود که دقتاً V_{CE} افزایش مناسبی نداشته باشد در نتیجه سبب کاهش راندمان می‌شود پس باید به گونه‌ای این بار را حذف کنیم تا V_{CE} را افزایش دهیم و راندمان افزایش یابد یک راه حل این مشکل استفاده از ترانس است

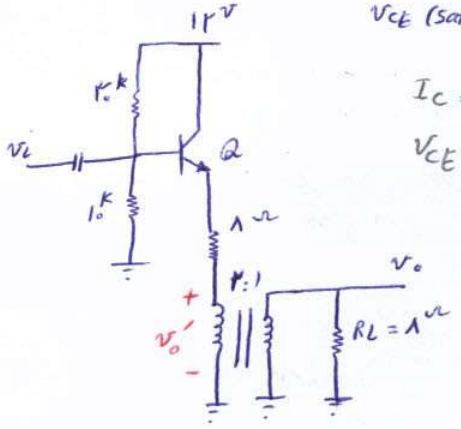
ترانس در حالت DC اتصال کوتاه می‌شود پس V_{CE} افزایش می‌یابد.



- حداکثر راندمان تقویت کننده‌ی توان کلاس A با ترانس ۵۰٪ می‌باشد.

افزایش راندمان با افزایش I_C مقدور نیست زیرا: $I_C \uparrow \longrightarrow V_{CE} \downarrow$ ✗

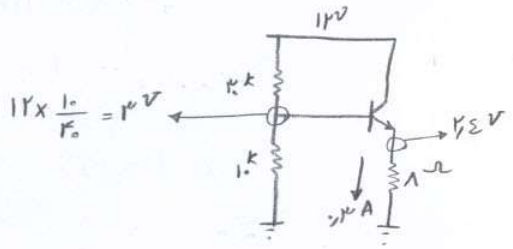
ورودی سینوسی ، ترانس ایده‌آل $V_{CE(sat)} = 0$ ، $V_{BE} = 0.7$ ، β زیاد



محاسبه‌ی نقطه‌ی کار:

در حالت DC ، ترانس اتصال کوتاه می‌شود.

مدار در حال DC :



$I_C = 0.3\ A$

$V_{CE} = 9.6\ V$

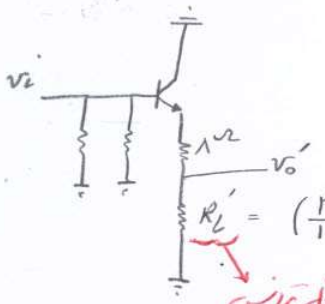
$V_o' = R_L' I_C = 32\Omega \times 0.3\ A = 9.6\ V$

$V_o' = \frac{V_{CE} - V_{CE(sat)}}{Rac} \times R_L' = \frac{9.6 - 0}{40\Omega} \times 32\Omega = 7.68$ ولت

$V_o = \frac{V_o'}{2} = \frac{7.68}{2} = 3.84$ ولت

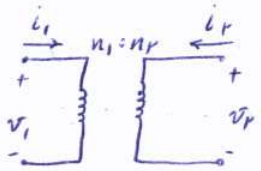
$P_o = \frac{V_o^2}{2R_L} = \frac{(3.84)^2}{2 \times 8} = 0.92\ W$

مدار معادل ac :



$R_L' = \left(\frac{2}{1}\right)^2 \times 8\Omega = 32\Omega$

معادل R_L در طرف اولیه ترانس



$$\begin{cases} \frac{i_1}{i_2} = -\frac{n_2}{n_1} \\ \frac{V_2}{V_1} = \frac{n_2}{n_1} \end{cases}$$

(به دلیل اینکه ترانس تلفات ندارد $n_1 i_1 + n_2 i_2 = 0$)

چون ترانس ایده‌آل است $P_1 = P_2$ است.

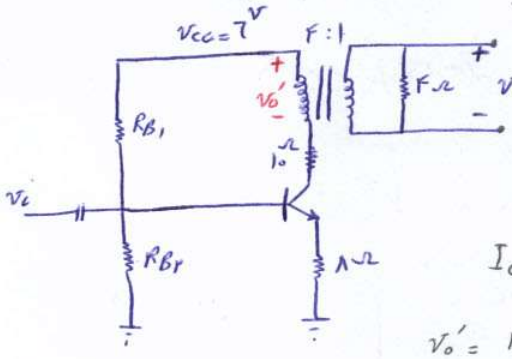
راه دیگر:

$P_o' = \frac{(V_o')^2}{2R_L'} = \frac{(7.68)^2}{2 \times 32} = 0.92\ W$

R_{B1} و R_{B2} را به گونه‌ای بیابید تا حداکثر توان خروجی بدست آید.

مسئله در واقع طراحی نقطه‌ی کار است به شرط اینکه توان حداکثر شود.

پس از رابطه‌ی حداکثر سوئینگ می‌رویم:

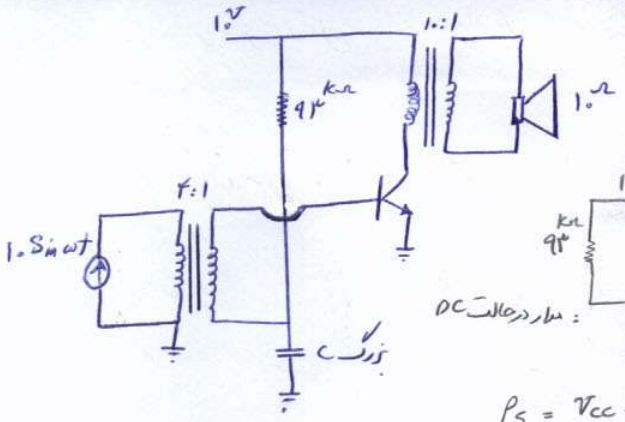


$I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{Rac + R_{DC}}$

$I_C = \frac{7 - 0}{8\Omega + 12\Omega} = \frac{7}{100} = 0.07\ A$

$V_o' = R_L' \times I_C = 24\Omega \times 0.07\ A = 1.68$ ولت

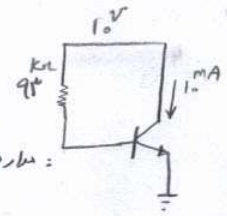
$P_o' = \frac{(V_o')^2}{2R_L'} = \frac{(1.68)^2}{2 \times 24} = 0.11\ W$



$V_{BE} = 0.7\ V$ ، $\beta = 100$

ولتاژ دو سر رو راندمان تبدیل قدرت چه قدر است؟

* در حالت DC { خازن = مدار باز / سلف = اتصال کوتاه

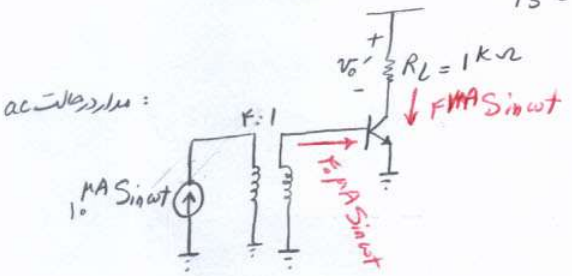


مدار در حالت DC :

$I_B = \frac{10 - 0.7}{93K} = 0.1\ mA$

$I_C = 10\ mA$

$P_S = V_{CC} I_C = 10^V \times 10^{mA} = 100\ mW$



$v_o' = 1K\Omega \times (4^{mA}) \sin\omega t = 4^V \sin\omega t$

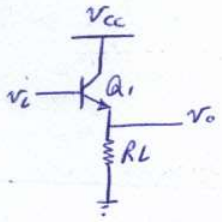
$P_o' = \frac{(v_o')^2}{2R_L'} = \frac{4^2}{2 \times 1K\Omega} = 8\ mW$

$\eta = \frac{P_o'}{P_S} \times 100 =$

---

* مشکل تقویت کننده‌ی توان کلاس A این است که حتی بدون دادن سیگنال به آن مقدار DC در خروجی داریم پس حتی بدون دادن سیگنال در ورودی، توان مصرف می‌کند پس راندمان کمی داریم.

اما کلاس B تا زمانی که به آن سیگنال ندهیم توان از تغذیه نمی‌کشد زیرا مقدار DC خروجی آن صفر است. کلاس B نیم سیکل را از خود عبور می‌دهد.

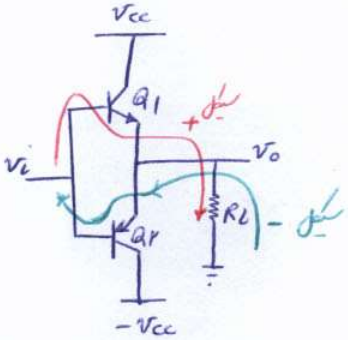


یک تقویت کننده‌ی توان کلاس B :

که تنها نیم سیکل را از خود عبور می‌دهد.

- برای حل این مشکل (انتقال نیم سیکل) از مدار push - pull استفاده می‌کنیم :

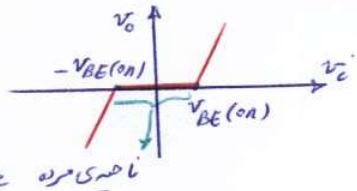
push - pull :



- در نیم سیکل مثبت { Q_1 روشن ← انتقال سیگنال / Q_2 خاموش

- در نیم سیکل منفی { Q_1 خاموش / Q_2 روشن ← انتقال سیگنال

مشکل این مدار این است که سیگنال کمتر از ۰.۷ ولت را نمی‌تواند به خروجی انتقال دهد :



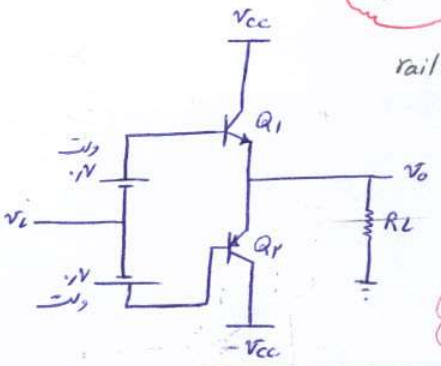
Dead Zone ناحیه‌ی مرده

پس باید مدار فوق را اصلاح کنیم به وسیله‌ی قرار دادن دیتا ۰.۷ ولت در پس Q_1 و Q_2 این کار را انجام می‌دهیم تا Q_1 و Q_2 در آستانه‌ی روشن شدن قرار گیرند :

* توان ورودی کلاس B و AB : $P_S = V_{CC} \times \frac{V_o}{\pi R_L}$ ورودی سینوسی

Rail to rail

* تقویت‌کننده‌ی توان کلاس AB : (توان ورودی کلاس B و AB به خروجی وابسته است!)



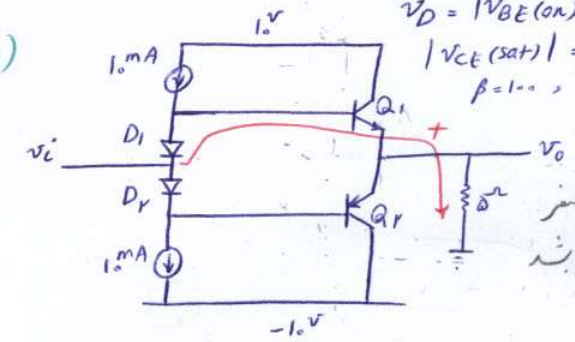
ولتاژ ۰/۷ ولت یا ولتاژ $V_{BE(on)}$ ترانزیستورها را به وسیله‌ی دیود تأمین می‌کنیم زیرا در این صورت از منبع ولتاژ کمتری در مدار استفاده کرده‌ایم مطلوب‌تر است.

η_{max} (کلاس AB) = ۷۸/۵٪

مثال) منبع جریان ایده‌آل

$V_D = |V_{BE(on)}| = 0.7V$ ، $|V_{CE(sat)}| = 0.3V$ ، $\beta = 100$ ، $I_{Dmin} = 0$

$\eta_{max} = ?$ $P_S = ?$ $P_{o\,max} = ?$



① قدم اول در حل مسایل کلاس AB تعیین مقدار DC خروجی است.

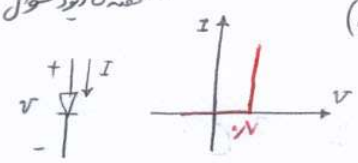
که در اینجا چون سمت بالا و پایین شبیه‌هم هستند مقدار DC خروجی تقریباً صفر است (چون pnp و npn متقارن‌اند.) اگر مقدار DC خروجی صفر نباشد باید چاره‌ای بیندیشیم.

② مسیر حرکت سیگنال را در نیم سیکل مثبت و منفی تعیین کنیم.

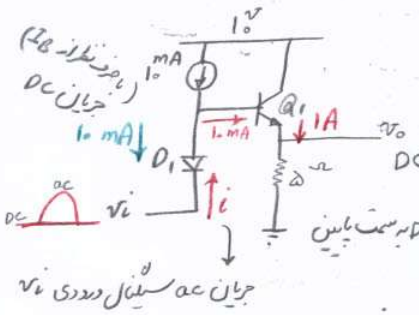
③ آیا مسیر حرکت نیم سیکل مثبت و منفی شبیه‌هم هستند؟ (المان‌های مشابه دارند.) اگر شبیه‌هم بودند در این صورت فقط کافی است مانند نیم سیکل را تحلیل کنیم و فقط در علامت متفاوت‌اند که علامت در سوئیچ اهمیتی ندارد.

اگر دو تا نیم سیکل شبیه‌هم نبودند باید هردو را بررسی کنیم. (هم نیم سیکل مثبت و هم نیم سیکل منفی)

مشخصه‌ی دیود سوال:



چون مدار را در نیم سیکل مثبت بررسی می‌کنیم پس حتماً I_C رو به پایین داریم پس محدودیت قطع Q_1 نمی‌تواند تأثیرگذار باشد و عامل محدود کننده اشباع Q است و محدودیت دوم به وسیله‌ی دیود است که اگر قطع باشد V_i وارد Q_1 نمی‌شود.



عوامل محدود کننده در حل مسئله:
- ۱- اشباع شدن Q_1 : $V_o = 10 - 0 - 0.5 = 9.5V$ ، DC = ۰
- ۲- قطع شدن D_1 : زمانی که مقدار جریان ac به سمت بالا با جریان DC به سمت پایین برابر شود دیود قطع می‌شود.

$i_{max} = 10mA$

$V_o = 5\Omega \times 1A = 5V$ ✓

- سیگنال ac است که خروجی را می‌سازد.

$$P_o = \frac{V_o^2}{2R_L} = \frac{5^2}{2\times 5} = 2.5\ W$$

$$P_S = V_{CC} \times \frac{V_o}{\pi R_L} = 20 \times \frac{5}{\pi \times 5} = 6.36\ W$$

$$\rightarrow \eta = \frac{P_o}{P_S} \times 100 = \frac{2.5}{6.36} \times 100 = 39.4\%$$

---

* مراحل حل مسائل تقویت‌کننده‌ی توان کلاس AB :

۱) تعیین مقدار DC خروجی

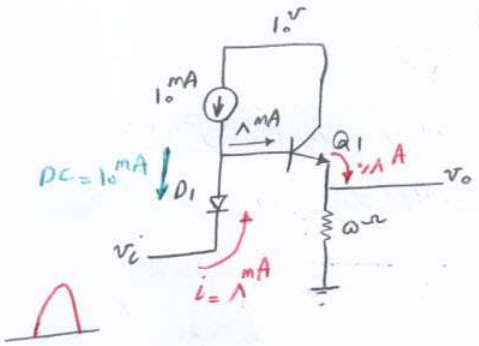
۲) تعیین مسیر حرکت سیگنال در نیم سیکل مثبت و منفی

۳) آیا مسیر حرکت + و - شبیه‌اند یا نه اگر شبیه بودند بررسی نیم سیکل و اگر شبیه نبودند بررسی هردو سیکل از نظر محدودیت خروجی

مسئله‌ی قبل را با فرض اینکه جریان مینیمم دیود $I_{Dmin} = 2mA$ باشد، حل کنید.

۱) محاسبه‌ی DC خروجی : صفر ولت

۲) تعیین مسیر نیم سیکل مثبت و منفی (بسته اند) ← حل نیم سیکل مثبت



عوامل محدودیت خروجی :

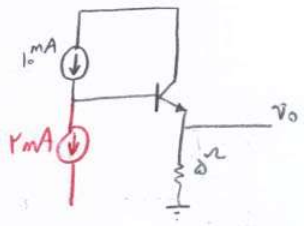
۱- اشباع شدن Q_1 :

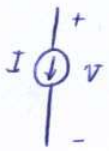
$v_o = 10 - 0 - 0.5 = 9.5V$

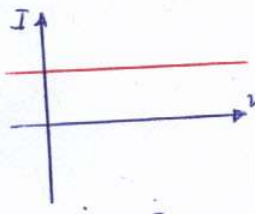
۲- قطع شدن D_1 :

$v_o = 5\Omega \times 0.8A - 0 = 4V$

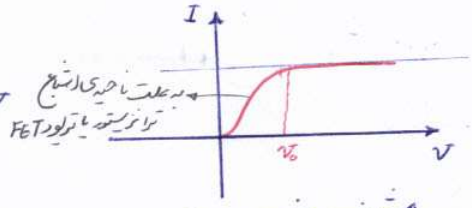
مقدار DC خروجی



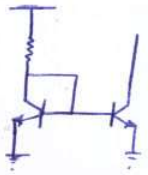




مشخصه‌ی منبع جریان ایده‌آل

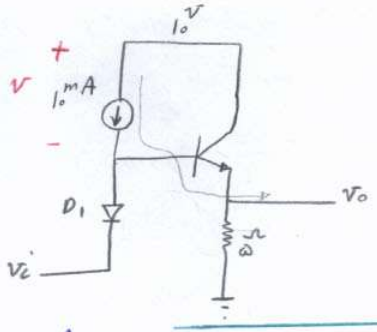


مشخصه‌ی منبع جریان واقعی



منبع جریان

مسئله‌ی فوق را با فرض اینکه v_o منبع جریان ۱ ولت باشد، حل کنید.



عوامل محدودیت :

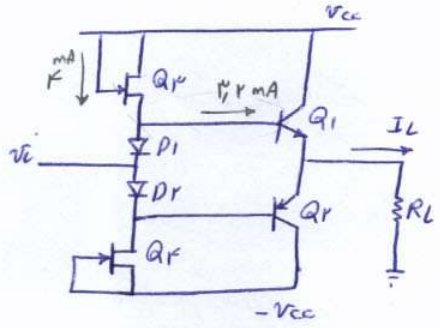
۱) اشباع شدن Q_1 : $9.5V$

۲) قطع شدن D_1 : $4V$

۳) قطع شدن منبع جریان :

$v_o = 10 - 1^V - 0.7 = 8.3$ ولت

اگر ترانزیستورها و دیودها مشابه باشند و $\beta_1 = \beta_2 = 20$ و $I_{DSS} = 4mA$ و مینیمم جریان لازم برای بایاس دیودها $I_{Dmin} = 0.8^{mA}$



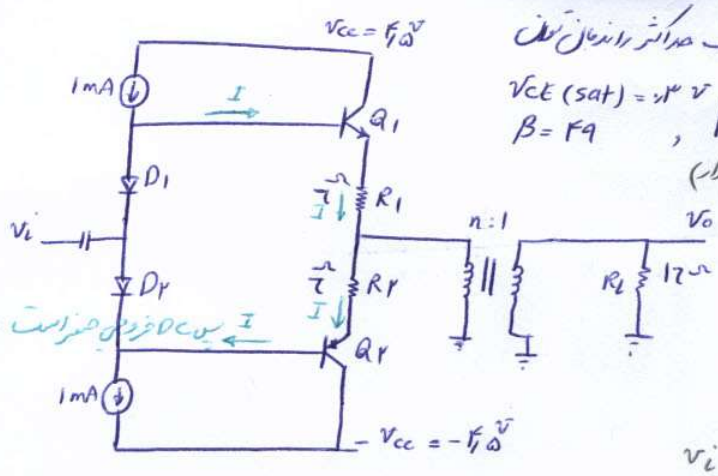
عامل محدودیت در اینجا تنها I_{Dmin} دیودها است زیرا

V_{CC} ثابت داده شده است.

$I_L = 3.2^{mA} \times 20 = 64mA$

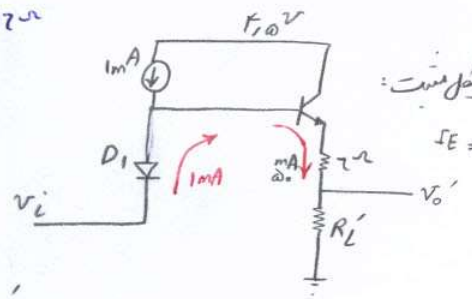
حداقل افت ولتاژ دو سر منبع جریان ۰٫۳ ولت است حداکثر دامنه‌ی سیگنال چند درصد است؟

$V_{CE(sat)} = 0.3\ V$ ، $\beta = 49$ ، $|V_{BE(on)}| = 0.7\ V$



جریان DC خروجی = صفر ولت (به علت تقارن به بالا و پایین مدار)

مدار در نیم سیکل مثبت:



$I_E = 1mA(1+\beta) = 50\ mA$

عوامل محدودکننده: ۱) اشباع Q_1: $V_o' = 4.2\ V \times \frac{R_L'}{R_L' + 2\Omega}$ $(5 - 0.3)$

۲) قطع منبع جریان: $(5 - 0.3 - 0.7) \times \frac{R_L'}{R_L' + 2\Omega} = 5 \times \frac{R_L'}{R_L' + 2\Omega}$

بین ۱ و ۲ کمترین است.

۳) قطع شدن D_1: $R_L \times 50mA$

$R_L' \times 50mA = 5 \times \frac{R_L'}{R_L' + 2\Omega} \longrightarrow R_L' = 2\Omega \longrightarrow V_o' = 2\Omega \times 50mA = 4.2\ V$

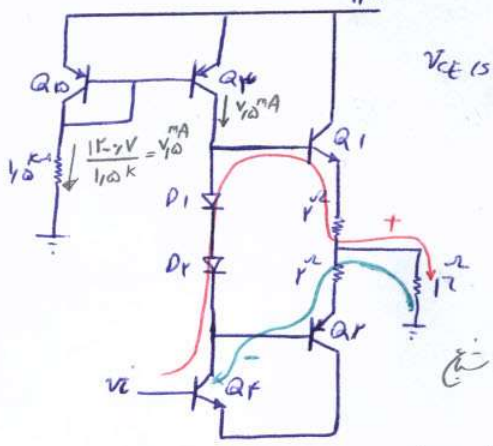
$P_o' = \frac{V_o'^2}{2R_L'} = \frac{(4.2)^2}{2 \times 2\Omega} =$

$P_S = V_{cc} \times \frac{V_o'}{\pi R_L'} = 9 \times \frac{4.2}{\pi \times 2\Omega} =$

$\longrightarrow \eta = \frac{P_o'}{P_S} \times 100 =$

$\beta_1 = \beta_2 = 50$ ، $\beta_3 = \beta_4 = \beta_5 = 200$

اندازه حداکثر نوسان مثبت و منفی: $V_{CE(sat)} = 0.5$ ، $V_{BE(on)} = 0.7$



توجه!! منظور از سیگنال مثبت و منفی در خروجی است.

سیگنال +: قطع دیود و اشباع Q_1 و اشباع Q_3

سیگنال −: اشباع Q_2 و Q_4

اشباع Q_1: $(12 - 0.5) \times \frac{12}{2+12} = 10.22\ V$

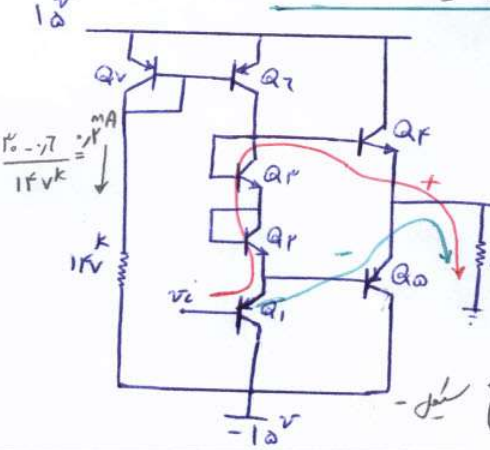
اشباع Q_4: $(12 - 0.5 - 0.7) \times \frac{12}{2+12} = 9.6\ V$ ✓ نیم سیکل منفی

قطع دیود: $0.5mA \times 50 \times 12 = 6.14\ V$ ✓ نیم سیکل مثبت

عامل محدودکنندگی Q_2 شبیه Q_1 و Q_4 شبیه Q_3 می‌باشد پس محاسبه‌ی آن لازم نیست.

$|V_{CE(sat)}| = 0.2\ V$ ، $|V_{BE(on)}| = 0.7$ ، $\beta = 100$

I_S برای ترانزیستورها اهمیت دارد.



سیگنال +: اشباع Q_4 و Q_6 و قطع دیودها Q_2 و Q_3

Q_4: $15 - 0.2 = 14.8\ V$

Q_6: $15 - 0.2 - 0.7 = 14.2\ V$

قطع دیودها: دیودها قطع شوند $0.2mA$ جریان از بین Q_2 می‌گذرد.

$0.5k \times 2.0mA = 1.0\ V$

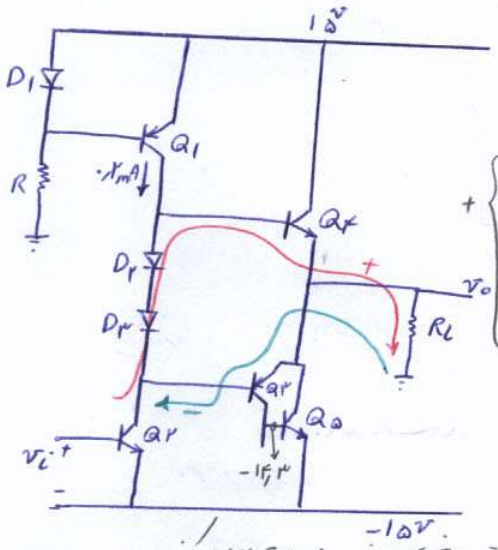
سیگنال −: اشباع Q_5 و Q_1

سیگنال −: Q_5: $-14.8\ V$ ، Q_1: $-14.2\ V$

$$P_o = \frac{V_o^2}{2R_L} = \frac{10^2}{2 \times 0.5\,k} = 100\ mW$$

$$P_S = V_{cc} \times \frac{V_o}{\pi R_L} = 30 \times \frac{10}{\pi \times 0.5\,k} =$$

$$\eta = \frac{P_o}{P_S} \times 100 =$$



$V_{BE(on)} = 0.7$ ، $V_{CE(sat)} = 0.3$ ، $\beta = 100$ (NPN)

$\beta = 20$ (PNP)

سیکل + : قطع دیودها و اشباع Q_4 و Q_1 :

+ { اشباع Q_1 : $15 - 0.3 - 0.7 = 14\ V$

اشباع Q_4 : $15 - 0.3 = 14.7\ V$

قطع دیودها : $0.2\,mA \times 100 \times R_L$ }

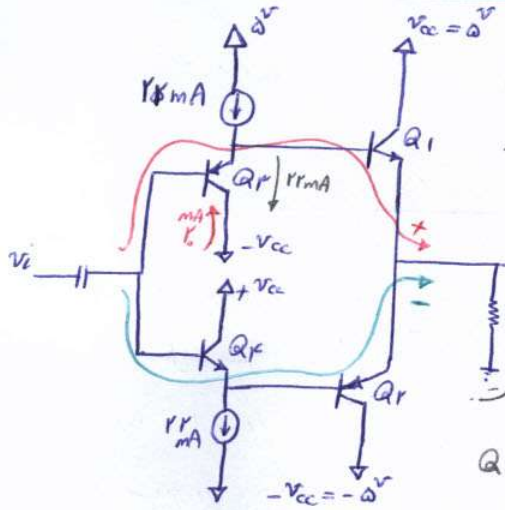
$\rightarrow 0.2\,m \times 100 \times R_L = 14$

$R_L = 700\ \Omega$

- { اشباع Q_3 : $-14.3 + 0.3 = -14$

اشباع Q_2 : $-15 + 0.3 + 0.7 = -14$ }

اشباع Q_5 را در نظر نمی گیریم زیرا Q_5 و Q_3 زوج دارلینگتون هستند پس Q_3 همواره زودتر اشباع می شود و محدودیت ایجاد می کند.



$\beta = 50$ ، $|V_{BE(on)}| = 0.7\ V$ $|V_{CE(sat)}| = 0.3\ V$

حداقل افت ولتاژ دو سر منبع جریان 0.3 ولت است.

حداقل جریان لازم برای بایاس کلکتور دیودهای Q_2 و Q_4 $2\,mA$ است.

$R_L = ?$

سیکل + : اشباع Q_1 ، قطع Q_2 (Q_2 مانند دیود عمل می کند.) ، منبع جریان

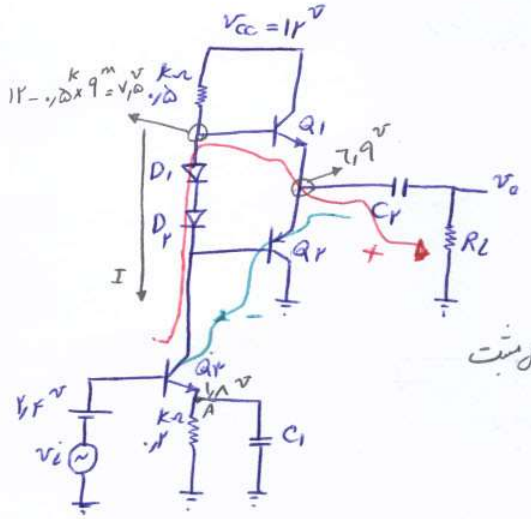
اشباع Q_3 را بررسی نمی کنیم چون در نیم سیکل + هستیم پس V_{CE} همواره بزرگتر از 0.3 است.

اشباع Q_1 : ولت $5 - 0.3 = 4.7\ V$

قطع Q_2 : $20\,mA \times 50 \times 2\,k\Omega = 2\ V$ ✓

منبع جریان : $5 - 0.3 - 0.7 = 4\ V$

$$P_o = \frac{V_o^2}{2R_L} = 1\ mW$$



$|V_{BE}| = 0.7\,V$ ، $|V_{CE(sat)}| = 0.2\,V$ ، $\beta = 49$

$V_D = 0.7\,V$

برای چه مقداری از R_L حداکثر دامنه‌ی خروجی را داریم؟

حداکثر سوئینگ DC خروجی:

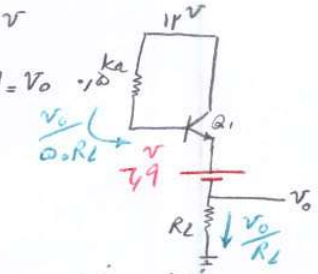
$V_A = 1.8\,V \longrightarrow I = 9\,mA$ (با صرف نظر کردن از جریان بیس)

مقدار DC خروجی = 7.9 ولت

نیم سیکل مثبت:

$$\begin{cases} \text{اشباع } Q_1: & 12 - 0.3 - 7.9 = 4.8\ V \\ \text{قطع دیودها}: & 12 - 0.5\,k\Omega \times \dfrac{V_o}{0.5R_L} - 0.7 - 7.9 = V_o \end{cases}$$

$$V_o = \frac{4.5}{\frac{1}{R_L} + 1}$$



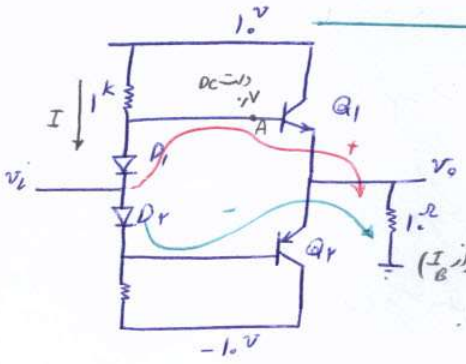
نیم سیکل منفی:

$$\begin{cases} \text{اشباع } Q_1: & 7.9 - 0.3 = 7.6\ V \\ \text{اشباع } Q_2: & 7.9 - 0.2 - 0.3 - 1.8 = 4.8\ V \end{cases}$$

وقتی دیودها قطع باشند:

رابطه‌ای که در آن R_L است را با کمترین مقدار از میان سه مقدار دیگر مساوی قرار می‌دهیم:

$$\frac{4.5}{\frac{1}{R_L} + 1} = 4.2 \longrightarrow R_L = 140\,\Omega$$



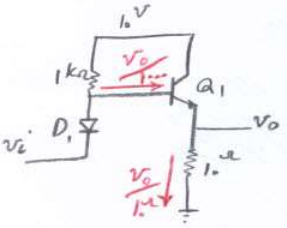
$|V_{BE}| = 0.7\,V$ ، $|V_{CE(sat)}| = 0.2\,V$ ، $\beta = 100$

$I = \frac{2.0 - 1.4}{2\,K\Omega} = 9.3\,mA \longrightarrow V_A = 0.7\,V \longrightarrow V_o(DC) = 0$ ولت

با اینکه گذاشتیم میانگین منابع و ولتاژ ما صفر است پس سطح DC خروجی صفر ولت است.

بررسی محدودیت‌های مدار برای یافتن ماکزیمم سوئینگ:

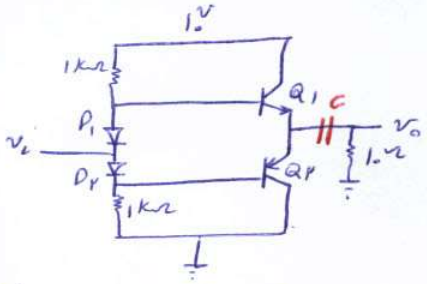
مدار در نیم سیکل مثبت =

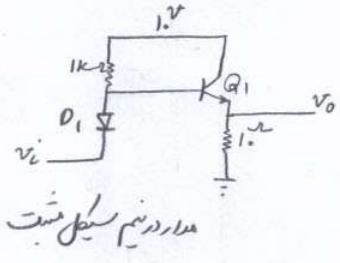


۱) اشباع Q_1: $V_o = 10 - 0.2 = 9.8\ V$

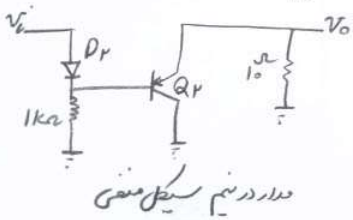
۲) D_1 قطع شدن: $V_o = 10 - 1\,k\Omega \times \frac{V_o}{1\,k\Omega} - 0.7 = \frac{9.3}{2} = 4.65\ V$ ✓

اینکه ما دو تا منبع تغذیه در مدار داشته باشیم خیلی به صرفه و مطلوب نیست، پس بهتر است در بسیاری از موارد از مدارهایی با یک منبع تغذیه استفاده کنیم مانند مدار زیر:





مدار در نیم سیکل مثبت

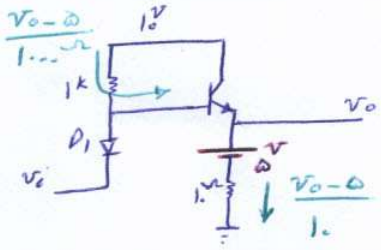


مدار در نیم سیکل منفی

مدار در نیم سیکل منفی تغذیه ندارد پس برای حل این مشکل از یک خازن در خروجی استفاده می‌شود. این خازن در نیم سیکل مثبت شارژ شده و در نیم سیکل منفی نقش منبع تغذیه را ایفا می‌کند. ثابت زمانی خازن باید از فرکانس ورودی خیلی بزرگتر باشد. مدار را در حالت پایدار بررسی می‌کنیم پس در حالت پایدار خازن شارژ شده و ولتاژی در دو سر خود دارد.

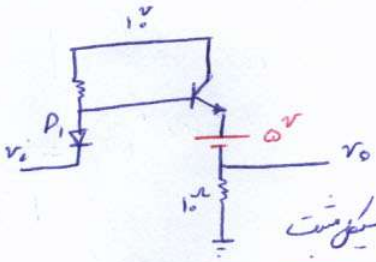
$V_C = 5^V$

مقدار ولتاژ دو سر خازن را می‌توان به دو صورت زیر مقدار گذاشت کرد:

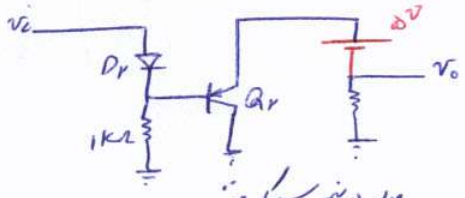


اشعاع Q_1: $10 - 0.7 - 5^V = 4.3^V$

$10 - 1k \times \frac{V_o - 5}{1k\Omega} - 0.7 = V_o \longrightarrow V_o = 2.15^V$



مدار در نیم سیکل مثبت

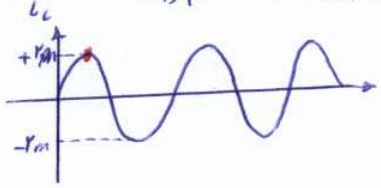


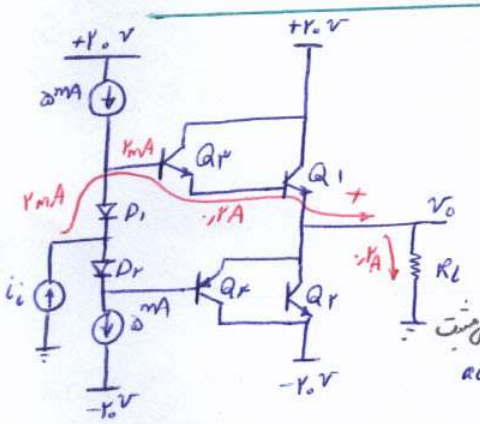
مدار در نیم سیکل منفی

$\beta_{1,2} = 10$ ، $\beta_{3,4} = 100$ ، $R_L = 6\Omega$

$i_i = 2mA \sin \omega t$

حداکثر مقدار توان بار را بیابید.





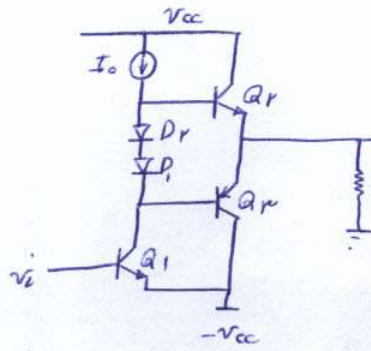
نقطه‌ای که $i_i = 2mA$ است $\Rightarrow V_o = R_L \times 0.2A = 12\ V$

ما در اینجا سیگنال بزرگ را بررسی می‌کنیم نه سیگنال کوچک پس در حالت ac هم منبع جریان را داریم.

(دیود D_1 قطع نمیشه زیرا جریانی که از آن می‌گذرد $3mA$ به سمت پایین است.)

(چیزی که خروجی را می‌سازد ورودی و سیگنال ورودی است، منبع جریان $5mA$ خروجی را نمی‌سازد بلکه مدار DC خروجی را تأمین می‌کند.)

$P_L = \frac{V_o^2}{2R_L} = 12\ (W)$



دامنه سیگنال ورودی V_i به مدار تقویت کننده کلاس B زیر طوری است که سبب بیشترین تلف توان در کلکتور ترانزیستورها می‌شود. اگر در این حالت تلف توان هر ترانزیستور $2W$ باشد، توان تحویل شده به بار کدام گزینه است؟

توان مصرفی Q_1 و دیودها کم است در حد mW به همین دلیل از آنها صرف نظر می‌کنیم.

توانی که از تغذیه می‌گیریم $P_S = 2 V_{cc} \times \frac{V_o}{\pi R_L}$

$P_o = \frac{V_o^2}{2R_L}$

توان تلف شده در هر ترانزیستور $2P_D = P_S - P_o = 2 V_{cc} \times \frac{V_o}{\pi R_L} - \frac{V_o^2}{2R_L} \longrightarrow P_D = \frac{V_{cc} V_o}{\pi R_L} - \frac{V_o^2}{4R_L}$

$\frac{\partial P_D}{\partial V_o} = \frac{V_{cc}}{\pi R_L} - \frac{V_o}{2R_L} = 0 \longrightarrow V_o = \frac{2 V_{cc}}{\pi}$ *

Q_2 در نیم سیکل مثبت 2 وات مصرف می‌کند

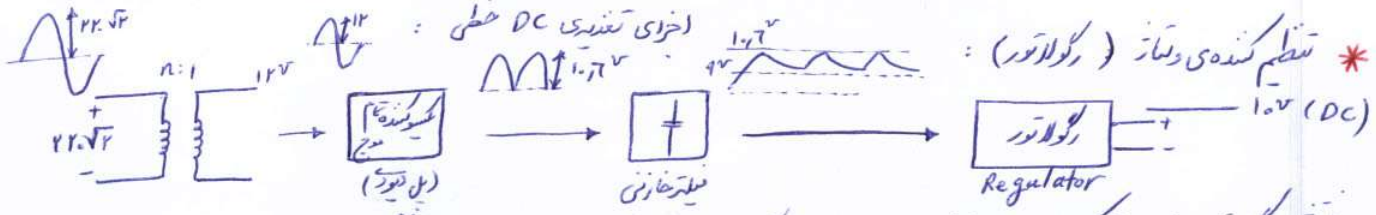
Q_3 در نیم سیکل منفی 2 وات مصرف می‌کند.

$P_D = V_{cc} \times \frac{2V_{cc}}{\pi^2 R_L} - \frac{4V_{cc}^2}{4\pi^2 R_L} = \frac{V_{cc}^2}{\pi^2 R_L} = 2(W)$

توانی که از تغذیه می‌گیریم مقداری از آن در R_L تلف می‌شود و مقداری در ترانزیستورهای Q_2 و Q_3.

$P_o = \frac{V_o^2}{2R_L} \overset{*}{\longrightarrow} P_o = \frac{4V_{cc}^2}{4\pi^2 R_L} = \frac{2 V_{cc}^2}{\pi^2 R_L} = 2 \times 2\ (W) = 4\ (W)$

* تنظیم کننده‌ی ولتاژ (رگولاتور) :



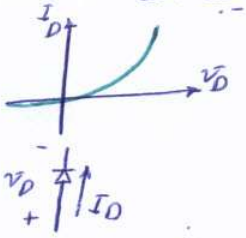
اجزای تغذیه‌ی DC خطی :

نقش رگولاتور این است که ریپل ها را از بین می برد و سیگنال DC بدون اعوجاج می دهد.
تنها عنصری که می توان از آن برای از بین بردن ریپل ها استفاده کرد دیود زنر است.

پل دیودی = هرگاه سیگنال AC با دیود رو به رو می شود.

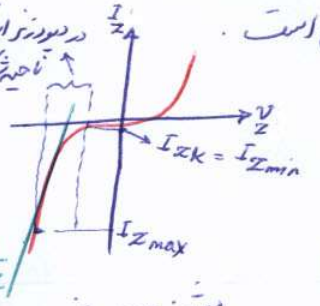
• دیود زنر :

تنها تفاوت دیود زنر با دیود معمولی در بایاس معکوس است.



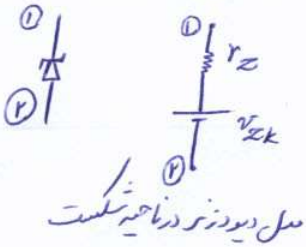
مشخصه‌ی دیود معمولی

در دیود زنر ایده آل این شیب ∞ است.



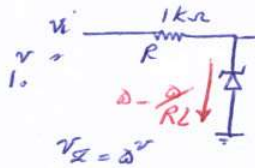
مشخصه‌ی دیود زنر

$P_{Z max} = V_Z \times I_{Z max}$



مدل دیود زنر در ناحیه شکست

- مدارهای رگولاتور :



$\frac{۱۰-۵}{1k} = ۵^{mA}$

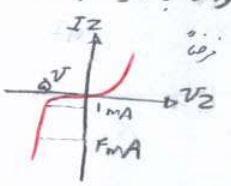
این مدار قدرت جریان دهی بالایی ندارد.

اگر $R_L \to \infty$ باشد ← جریان دیود زنر ۵mA می شود ولی غلط است چون ما گفتیم جریان دیود زنر ۴mA است پس R_L نمی تواند بی نهایت باشد.

و $R_L = ۰$ هم نمی تواند باشد زیرا V_o صفر می شود.

$۱mA < I_Z < ۴mA$

محدوده‌ی R_L را بیابید.



$$۱mA < \underbrace{۵ - \frac{۵}{R_L}}_{②} < ۴mA$$

①

① : $۵ - \frac{۵}{R_L} > ۱mA \longrightarrow R_L > ۱٫۲۵ k\Omega$

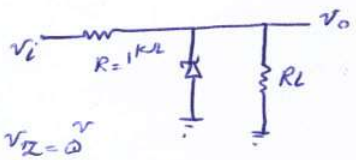
② : $۵ - \frac{۵}{R_L} < ۴mA \longrightarrow R_L < ۵ k\Omega$

$R_{L min} = ?$

$R_L \downarrow \longrightarrow \frac{۵}{R_L} \uparrow \longrightarrow$ جریان دیود زنر $\downarrow \rightsquigarrow R_{L min}$ را به ازای $I_{Z min}$ داریم.

روش تقلیلی دیگر : $۵^{mA} = ۱^{mA} + \frac{۵}{R_{L min}} \longrightarrow R_{L min} = ۱٫۲۵ k\Omega$

$R_{L max} = ?$ $\quad ۵^{mA} = ۴mA + \frac{۵}{R_{L max}} \longrightarrow R_{L max} = ۵ k\Omega$



$V_Z = ۵^V$

$۱^{mA} < I_Z < ۷^{mA}$

R_L محدوده‌ی = ?

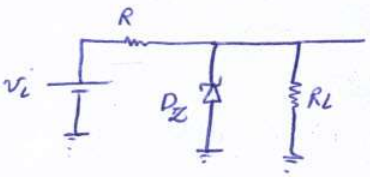
$R_{L min} = ۱٫۲۵ k\Omega$

$R_{L max} = ?$ $\quad ۵^{mA} = ۷^{mA} + \frac{۵}{R_{L max}} \longrightarrow R_{L max} = \ominus ۵ k\Omega$

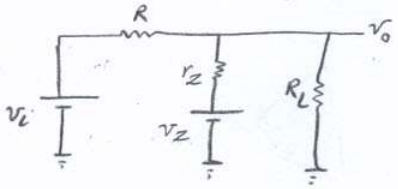
یعنی محدودیتی از نظر ماکزیمم مقدار R_L نداریم و R_L می تواند تا بی نهایت هم بزرگ شود.

رگولاتور زیر به ازای تغییرات ورودی ۱۴-۱۲ ولت، دارای تغییرات خروجی در محدوده‌ی ۹٫۹-۱۰٫۱ ولت می‌باشد

D_Z { $V_Z = 9.8\ V$, $r_Z = 10\ \Omega$



مدار رگولاتوری ←



R_L چند کیلو اهم است؟

kcl) $\frac{V_i - V_o}{R} = \frac{V_o}{R_L} + \frac{V_o - V_Z}{r_Z}$

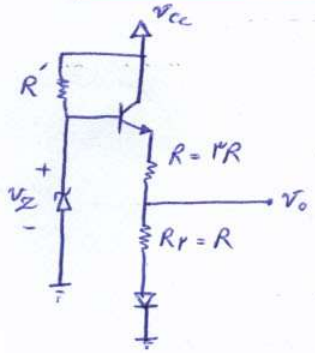
$V_i = 12\ V \longrightarrow V_o = 9.9\ V$

$\frac{12 - 9.9}{R} = \frac{9.9}{R_L} + \frac{9.9 - 9.8}{10\ \Omega}$

$V_i = 14\ V \longrightarrow V_o = 10.1\ V$

$\frac{14 - 10.1}{R} = \frac{10.1}{R_L} + \frac{10.1 - 9.8}{10\ \Omega}$

} ← از حل دو معادله مقدار R_L بدست می‌آید



گستره‌ی V_o را بیابید ← $V_D = V_{BE} = 0.7\ V$, $7\ V < V_Z \leq 9\ V$

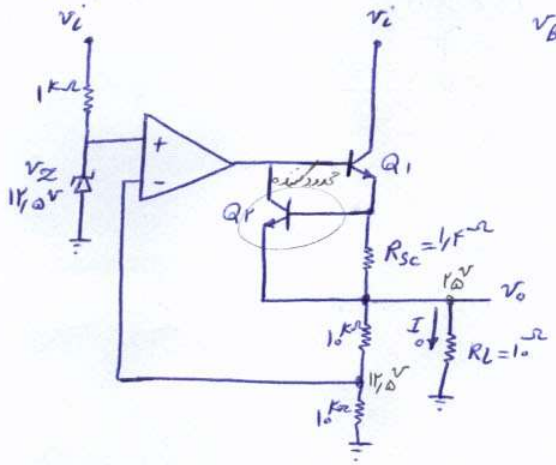
اگر: $V_Z = 7\ V \longrightarrow V_E = 6.3\ V \longrightarrow I_C = \frac{6.3 - 0.7}{2R}$

$V_o = 0.7 + R \times \frac{6.3 - 0.7}{2R} = 3.5\ V$

اگر: $V_Z = 9\ V \longrightarrow V_E = 8.3\ V \longrightarrow I_C = \frac{8.3 - 0.7}{2R}$

$V_o = 0.7 + R \times \frac{8.3 - 0.7}{2R} = 4.5\ V$

$3.5\ V \leq V_o \leq 4.5\ V$



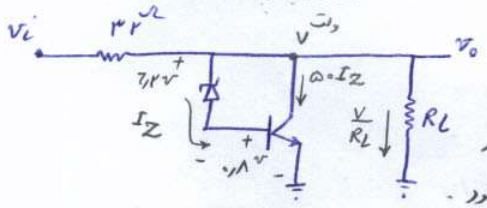
$V_{BE(on)} = 0.7\ V$, $\beta = 100$, $I_o = ?$

$I_{Lmax} = \frac{V_{BE2}}{1.2\ \Omega} = \frac{0.7\ V}{1.2\ \Omega} = 0.5\ A$

$I_o = \frac{25\ V}{10\ \Omega} = 2.5\ A \longrightarrow$ محدود کننده شروع به کار می‌کند $\longrightarrow I_o = 0.5\ A$

$R_{L\,min} = \frac{25\ V}{0.5\ A} = 50\ \Omega$

برای R_Lهای کمتر از $50\ \Omega$ مدار محدود کننده شروع به کار می‌کند و خروجی محدود می‌شود.



$V_{BE(on)} = 0.7\ V$, $\beta = 50$, $V_i = 15\ V$, $V_Z = 7.2\ V$

$P_{Z(max)} = 25\ mW$, $I_{ZK} = 0.5\ mA$, محدوده‌ی R_L = ؟

برای اینکه رگولاتور درست کار کند باید I_Z مابین max و min مقدار خود قرار گیرد در این صورت دیود زنر به درستی کار می‌کند و دیتا خروجی تثبیت می‌شود.

$I_Z + 50 I_Z + \frac{V}{R_L} = \frac{8}{2.2\ \Omega} = 250\ mA \longrightarrow I_Z = \left(250\ mA - \frac{V}{R_L}\right) \times \frac{1}{51}$

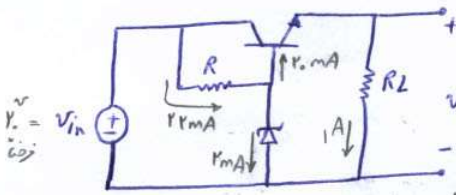
$0.5\ mA < I_Z < \frac{25\ mW}{7.2\ V} \longrightarrow 21\ \Omega < R_L < 158\ \Omega$

$I_{Zmin} = 4mA$, $12^V \leq V_{in} \leq 17^V$

$I_{Lmax} = 1A$, $V_{out} = 8^V$

$\beta = 49$

مقادیر R و $I_{Zmax}\Big|_{Rmax}$ بیابید.



در این مسئله از ترانزیستور برای رساندن جریان به R_L استفاده شده است، مقاومت R جریان دیود زنر را تأمین می‌کند به گونه‌ای که دیود زنر در ناحیه‌ی شکست قرار گیرد.

با R به گونه‌ای طراحی کنیم که $R_L \to \infty \Rightarrow I_E \simeq 0 \Rightarrow I_B \simeq 0 \Rightarrow$ همه‌ی جریان از R می‌گذرد $\Rightarrow I_Z < I_{Zmax}$ باشد.

R_L را آنقدر زیاد کرده‌ایم تا ترانزیستور در حوزه‌ی روشن خاموش باقی بماند.

فرضاً $I_{Zmax} = 10^{mA}$

$$I_Z = \frac{20 - 8/7}{R} = \frac{11/3}{R}$$

$$I_Z < 10^{mA} \Rightarrow \frac{11/3}{R} < 10^{mA}$$

محدوده‌ی R را می‌یابیم.

ولی R_L را نمی‌توانیم مدار باز کنیم.

حل مسئله:

★ روابط:
- R_{Lmax} , I_{Zmax} , V_{imax}
- R_{Lmin} , I_{Zmin} , V_{imin}

$I_{Lmax} \to R_{Lmin} \to I_{Zmin} \to V_{imin}$

$$\frac{V_i - V_Z}{R} \geq 22mA \Rightarrow \frac{12 - 8/7}{R} = 22mA$$

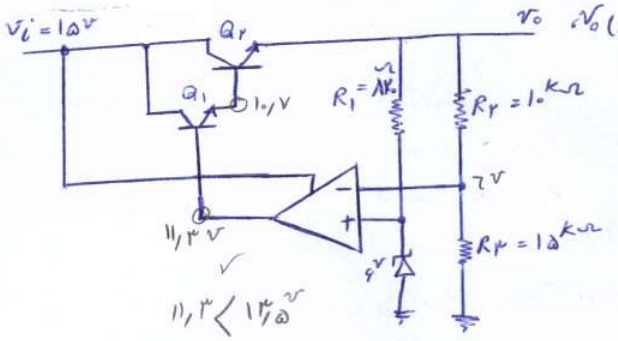
$$\Rightarrow R \leq 150\,\Omega$$

$$I_{Zmax}\Big|_{Rmax} = \frac{V_i - 8/7}{150} = \frac{12 - 8/7}{150\,\Omega} =$$

دیود دارای ولتاژ شکست 7^V است و $V_{BE} = 0/7^V$ ، $V_{CE(sat)Q_1} = 0/2^V$

Q_2 : $V_{BE} = 0/7^V$ ، $V_{CE(sat)} = 2^V$

V_o : $V_o(max) = 11/5^V$ برای op-Amp ، $V_o(min) = 1/5^V$ است ، ولتاژ خروجی را بیابید.

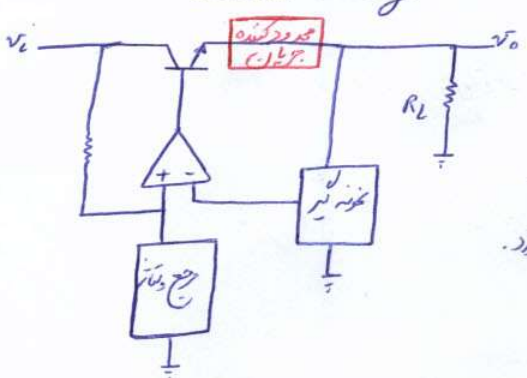


$$7 = \frac{15\,k\Omega}{15\,k\Omega + 10\,k\Omega} \times V_o \Rightarrow V_o = 7 \times \frac{25}{15} = 10^V$$

$11/3 < 11/5^V$ ✓

---

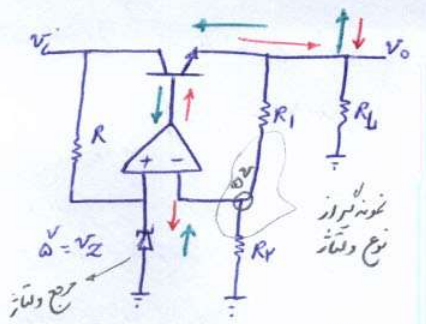
current limiting



★ آپ‌امپ‌های پیشرفته:

ساختار دیفرانسیل خروجی را اصلاح می‌کند.

- مدار محدود کننده سبب می‌شود تا جریان از حدی بیشتر نشود زیرا اگر محدود نشود به ازای R_L کم ترانزیستور می‌سوزد.



ایده‌آل op-Amp ، $v_o = 15^V$

$I_{Zmin} = 2mA$ ، $20^V < v_i < 25^V$

R, R_1, R_2 را بیابید.

* $v_o \downarrow \rightarrow$ op-Amp باید جریان بدهد

$v_o \uparrow \rightarrow$ op-Amp باید جریان بگیرد

$$5^V = \frac{R_2}{R_1+R_2} \times v_o = \frac{R_2}{R_1+R_2} \times 15^V \longrightarrow R_1+R_2 = 3R_2$$

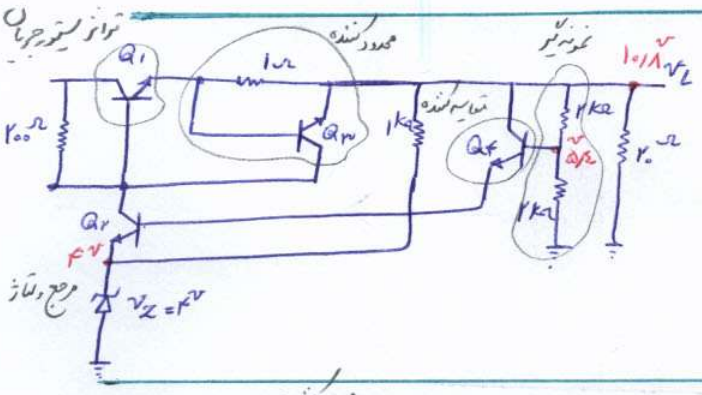
$$R_1 = 2R_2$$

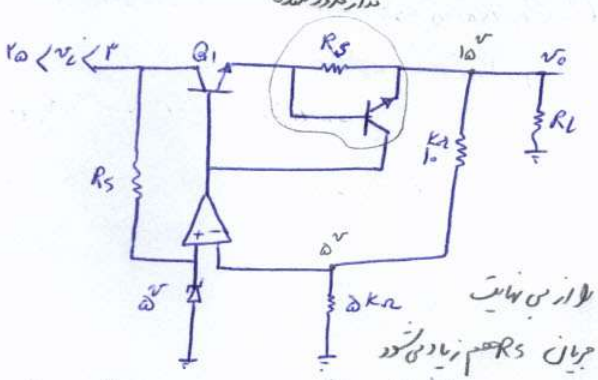
$R_2 = 10k\Omega$ ؛ فرض

$R_1 = 20k\Omega$

$$R = \frac{v_i - 5}{I_{Zmin}} = \frac{20-5}{2mA} = 7.5\,k\Omega \longrightarrow R \leq 7.5\,k\Omega$$

اگر R کمتر از $7.5k\Omega$ باشد I_{Zmin} را تأمین می‌کند.





بررسی ترانزیستور یا محدودکننده :

R_S را طوری طراحی کنید تا $I_{L\,max} = 1A$

$v_{BE(on)} = 0.7V$.

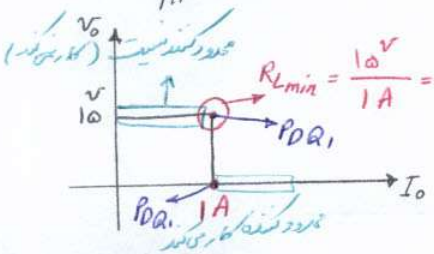
$R_L = 20\Omega \longrightarrow v_o = ?$

$R_L = 10\Omega \longrightarrow v_o = ?$

وقتی R بی‌نهایت است جریان آن صفر است وقتی R_L را از بی‌نهایت شروع به کم کردن می‌کنیم جریان آن افزایش می‌یابد پس جریان R_S هم زیاد می‌شود تا جایی که دیتاشیت دو سر R_S به $0.7V$ برسد در این صورت جریان R_S ثابت می‌ماند.

وقتی جریان R_S بیشتر از $1A$ باشد مدار محدودکننده شروع به کار می‌کند.

$$R_S = \frac{0.7V}{1A} = 0.7\Omega$$

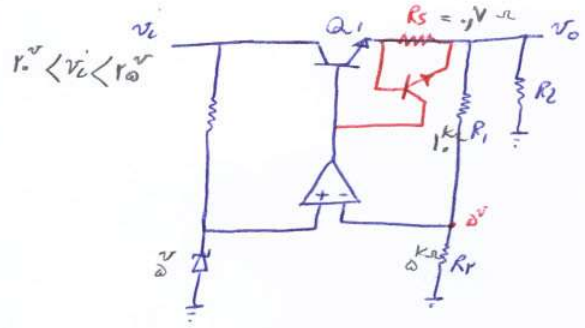


$R_L = 30\Omega \longrightarrow I_o = \frac{15^V}{30\Omega} = 0.5^A \longrightarrow$ مدار محدودکننده کار نمی‌کند $\longrightarrow v_o = 15^V$

$R_L = 10\Omega \longrightarrow I_o = \frac{15}{10} = 1.5^A \longrightarrow$ مدار محدودکننده کار می‌کند $\longrightarrow v_o = 1^A \times 10^\Omega = 10^V$

نکته : * تا وقتی که مدار محدودکننده کار نمی‌کند دیتاشیت خروجی ثابت است و وقتی مدار محدودکننده کار می‌کند جریان خروجی ثابت می‌شود.

$P = v_{CE} I_C = P_{DQ}$ توان مصرفی ترانزیستور

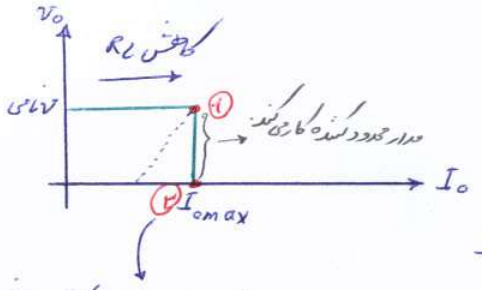


Q : ترانزیستور قدرت که وظیفه‌ی جریان‌دهی به بار را بر عهده دارد.

برای محافظت از ترانزیستور Q در مقابل جریان‌های بالا (که به علت کوچکی بار R_L به وجود می‌آید) از محدودکننده‌ی جریان استفاده می‌کنیم.

وقتی جریان لحظه‌ای سری افزایش می‌یابد ولتاژ دوسر R_S افزایش یافته و سبب روشن شدن Q_2 می‌شود. این ولتاژ دوسر R_S برای ولتاژ بین امیتر Q_2 ثابت باقی می‌ماند.

با کاهش R_L از مقداری بزرگ جریان افزایش می‌یابد اما جریان لحظه‌ای سری از 1A نمی‌تواند بیشتر شود.



$$I_{omax} = \frac{V_{BE}}{R_S} = \frac{0.7^V}{0.7\,\Omega} = 1A$$

$$R_{L\,min} = \frac{V_o}{I_{omax}} = \frac{15^V}{1A} = 15\,\Omega$$

$R_L > 15\,\Omega$ ← مدار محدودکننده جریان کار نمی‌کند ← ولتاژ خروجی ثابت است

$R_L < 15\,\Omega$ ← مدار محدودکننده جریان شروع به کار می‌کند ← جریان خروجی ثابت می‌ماند ← ولتاژ افت می‌کند.

$R_L = 20\,\Omega \longrightarrow V_o = 15^V$

$R_L = 10\,\Omega \longrightarrow V_o = 10\,\Omega \times 1A = 10^V$

در نقاط مهم که ① و ② هستند توان تلف شده را می‌خواهیم محاسبه کنیم:

- محاسبه‌ی توان تلف شده‌ی Q_1 در نقطه‌ی ①:

① $P_{D_{max}} = V_{CE} \times I_C = (25 - 15{,}7) \times 1A = 9{,}3\ W$

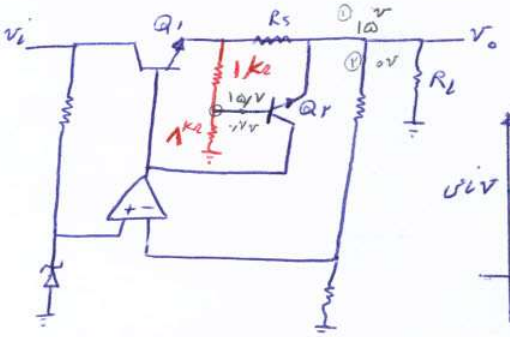
↳ ماکزیمم توان در حالت رگولاتوری

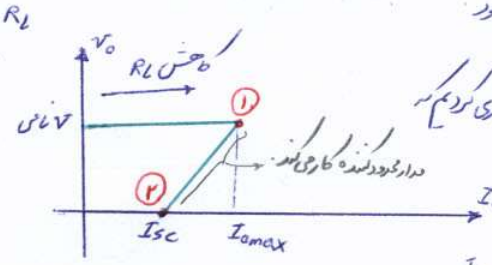
باید $V_{CE\,max}$ را بیابیم که به ازای V_{Cmax} به دست می‌آید:

② $P_{Dsc} = (25 - 0.7) \times 1A = 24{,}3\ W$

محاسبه‌ی توان تلف شده‌ی Q_1 در نقطه‌ی ②:

مشکل این مدار این است که توان در حالت short current آن خیلی بیشتر از ماکزیمم توان در حالت رگولاتوری است که مطلوب نمی‌باشد زیرا ممکن است سبب سوختن ترانزیستور شود، برای حل این مشکل از مدار Fold back استفاده می‌کنند تا توان short current تقریباً برابر توان ماکزیمم رگولاتوری شود.





با این مدار با وجود Fold back ای که کردیم که جریان I_{sc} کمتر از I_{omax} شود

$$I_{omax} = \frac{17{,}22 - 15}{0.7\,\Omega} = 3{,}1\ A$$

$I_{sc} < I_{omax}$

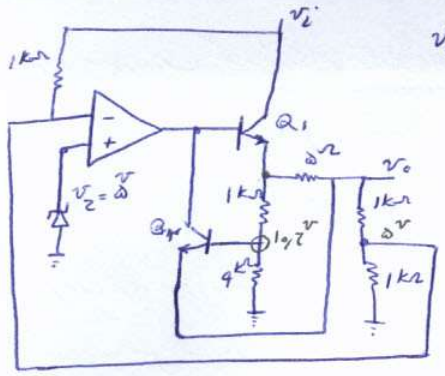
$I_{sc} = 1{,}11\ A$

ناحیه‌ی Q_2 با صرف‌نظر کردن از جریان‌ها: $V_{E_1} \times \frac{1\,k\Omega}{1k + 8k} = V_{B_2} \longrightarrow V_{E_1} = \frac{9}{8} \times 15{,}7 = 17{,}22^V$

① $P_D = V_{CE} \times I_C = (25 - 17{,}22) \times 3{,}1A = 27{,}19\ W$

② $V_{B_2} = 0.7^V \longrightarrow V_{E_1} = \frac{9}{8} \times 0.7 = 0.78^V$

$P_{sc} = (25 - 0.78) \times \frac{0 - 0.78}{0.7\,\Omega} = 26{,}95\ W$



$V_{BE} = 0.7\ V$

مدار fold back است $\leftarrow I_{sc} < I_{omax}$

محاسبه‌ی جریان در حالت رگولاتوری:

نامی $V_o = V_o$ و مدار محافظ جریان کار می‌کند:

$V_o = 10\ V$

$V_{E1} = \frac{10}{9} \times 10.7\ V$

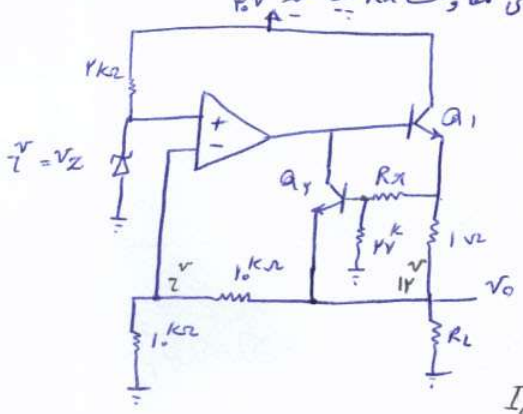
$I_{reg} = \frac{\frac{10}{9} \times 10.7 - 10}{5\ \Omega} \simeq 490\ mA = I_{omax}$ ماکزیمم جریان حالت رگولاتوری

محاسبه‌ی جریان در حالت short curcet:

$I_{sc} = \frac{\frac{10}{9} \times 0.7 - 0}{5\ \Omega} \simeq 120\ mA$

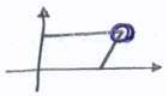
چون در fold back دوسر باید $I_{sc} < I_{omax}$ باشد.

اگر بخواهیم حداکثر جریان بار R_L برابر با ۲ آمپر باشد، مقاومت مناسبی برای R_x پیدا کنید.



$|V_{BE(on)}| = 0.7\ V$

منظور در حالت رگولاتوری است.

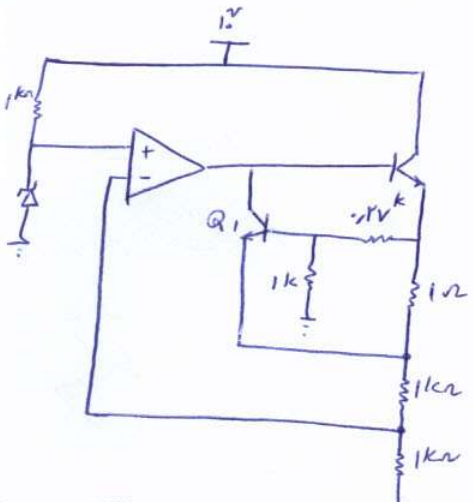


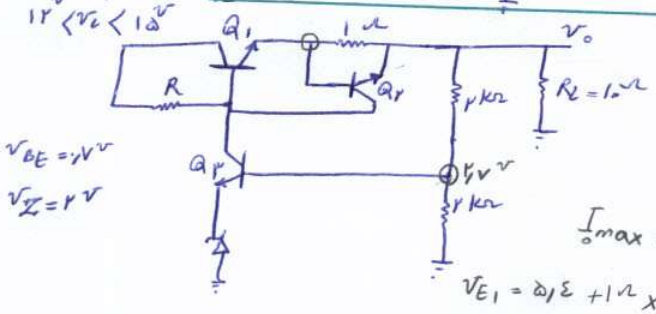
$V_o =$ نامی V_o ، I_{omax}

$V_{B1} = 12.7\ V$

$V_{E1} = \frac{R_x + 27\ k\Omega}{27\ k\Omega} \times 12.7$

$I_{omax} = \frac{\frac{R_x + 27}{27} \times 12.7 - 12}{1\ \Omega}$





در این مدار حداکثر توان مصرفی Q_1 را بیابید.

$V_o =$ نامی $V_o = 5.4\ V$

مدار محدود کننده کار می‌کند $\leftarrow \frac{5.4}{10} = 0.54\ A$

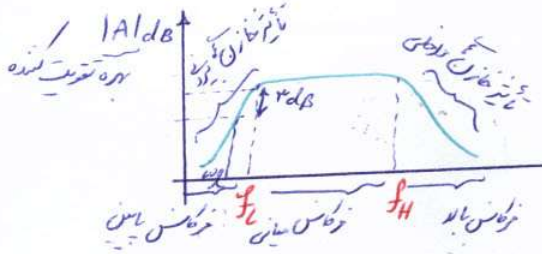
$I_{omax} = \frac{0.7}{1\ \Omega} = 0.7\ A$

$V_{E1} = 0.54 \times 1\ \Omega + 5.4$

$P_{Dmax} = (15 - 5.4 - 0.54) \times 0.54 = 4.9\ W$

* پاسخ فرکانسی :

علاوه بر اینکه بهره‌ی یک تقویت کننده به راهنمای سیگنال ورودی وابسته است (که سیگنال کوچک باشد) به فرکانس سیگنال ورودی هم وابسته است.



هدف از پاسخ فرکانسی این است که درباره‌ی باند پایین و بالا صحبت کرده و f_H و f_L را بیابیم.

این شیب در نمودار بهره به علت وجود خازن‌ها در مدار است و اثر خازن‌هاست.

$$A(s) = A_L(s) \times A_m \times A_H(s)$$

- انواع خازن‌ها در مدار: خازن بیرونی (خارجی) ↔ خازن داخلی
  - خازن بیرونی: μF
  - خازن داخلی: fF ، pF

در باند میانی $\frac{1}{\omega C} = Z_C \simeq 0$ امپدانس خازن بیرونی

در باند میانی:
- خازن بیرونی: اتصال کوتاه
- خازن داخلی: مدار باز

در باند فرکانس پایین شیب به علت وجود خازن‌های بیرونی است و در باند فرکانس بالا شیب به علت وجود و تأثیر خازن‌های داخلی است.
(خازن‌های بیرونی: اتصال کوتاه)
(خازن‌های داخلی: مدار باز)

- بررسی خازن‌های بیرونی:
  - کوپلاژ: نقش انتقال سیگنال
  - بای پس: یا از سطح یا سی واسطه (مستقیماً) به زمین وصل است.

$$A(s) = A_L(s)\, A_m\, A_H(s) \rightarrow \frac{\left(1+\frac{s}{\omega_{Zh_1}}\right)\left(1+\frac{s}{\omega_{Zh_2}}\right)\cdots\left(1+\frac{s}{\omega_{Zh_n}}\right)}{\left(1+\frac{s}{\omega_{ph_1}}\right)\left(1+\frac{s}{\omega_{ph_2}}\right)\cdots\left(1+\frac{s}{\omega_{ph_n}}\right)}$$

صفر فرکانس بالا — قطب فرکانس بالا — قطب کوچکتر غالب تر است

$$\frac{(s+\omega_{zL_1})(s+\omega_{zL_2})\cdots(s+\omega_{zL_m})}{(s+\omega_{pL_1})(s+\omega_{pL_2})\cdots(s+\omega_{pL_m})}$$

صفر فرکانس پایین — قطب بزرگتر غالب تر است. — قطب فرکانس پایین

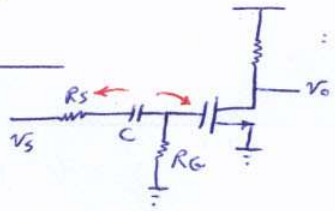
* بررسی قطب‌ها و صفرهای خازن کوپلاژ:

$\omega_Z = 0$ (یک صفر در صفر داریم.)

هر خازن کوپلاژ یک صفر ایجاد می‌کند و یک قطب:

$$\omega_P = \frac{1}{\text{مقدار خازن} \times \text{مجموع مقاومت‌های دیده شده از دو سر خازن}}$$

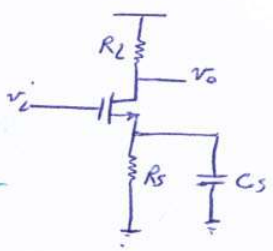
مجموع مقاومت‌های دیده شده از دو سر خازن $\rightarrow R_S + R_G$

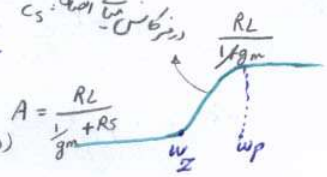


* بررسی صفر و قطب خازن بای پس:

$$\omega_Z = \frac{1}{\text{مقدار مقاومت هموازی شده با آن} \times \text{مقدار خازن}}$$

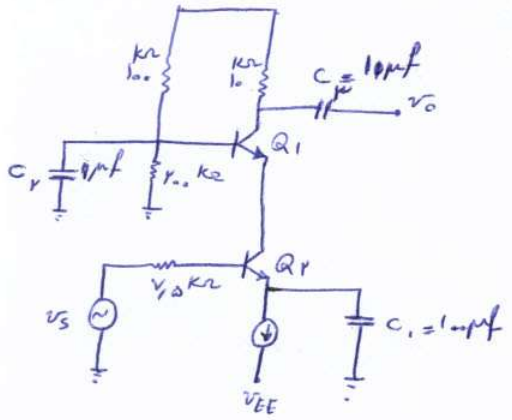
$$\omega_P = \frac{1}{\text{مقدار مقاومت دیده شده از دو سر خازن} \times \text{مقدار خازن}}$$





توجه!! در مرحله‌ی پایین برای بررسی اثر یک خازن تغییری خازن‌ها را اتصال کوتاه می‌کنیم. (چون فرض بر این است که بقیه‌ی خازن‌ها خاطر دارند میانی شده‌اند)

توجه!! در مرحله‌ی بالا برای بررسی اثر یک خازن تغییری خازن‌ها را مدار باز فرض می‌کنیم.



خازن بای پس : C_1

$$w_{z_1} = \frac{1}{C_1 \times \infty} = 0$$

چون منبع جریان ایده‌آل است.

$$w_{p_1} = \frac{1}{100\mu f \times \left(\underbrace{25\Omega}_{r_e} + \frac{7500}{100}\right)} = \frac{10^6}{10^4} = 100 \ \frac{rad}{s}$$

خازن بای پس : C_2

$$\begin{cases} w_{z_2} = \dfrac{1}{1\mu f \times (100^k \parallel 200^k)} \\ w_{p_2} = \dfrac{1}{1\mu f \times (100^k \parallel 200^k)} \end{cases} \longrightarrow w_{z_2} = w_{p_2}$$

پس این خازن اثر صفر و قطبش با هم خنثی می‌شود و تأثیری در تعیین فرکانس ندارد.

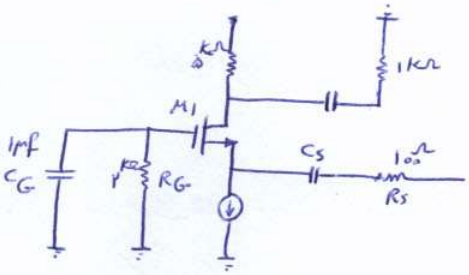
$r_o \to \infty \longleftarrow \beta r_o \to \infty$ از دیدبیس

خازن C_3 : خازن کلکتور

$$w_{z_3} = 0$$

$$w_{p_3} = \frac{1}{10\mu f \times (10^k + \infty)} = 0 \longrightarrow$$ این خازن هم در تعیین فرکانس تأثیر ندارد.

$$A = A_0 \times \frac{s}{s+100}$$



محاسبه‌ی فرکانس قطع 3dB پایین (ω_L) :

$$|A_{dB}|_{\omega_L} = |A_0|_{dB} - 3dB \longrightarrow |A|_{\omega_L} = \frac{|A_0|}{\sqrt{2}}$$

$$A_L(s) = A_0 \frac{(s+w_{zl_1})(s+w_{zl_2})}{(s+w_{pl_1})(s+w_{pl_2})}$$

$$|A_L(j\omega_L)| = \frac{A_0}{\sqrt{2}} \longrightarrow \omega_L = \sqrt{w_{pl_1}^2 + w_{pl_2}^2 - 2\left(w_{zl_1}^2 + w_{zl_2}^2\right)}$$

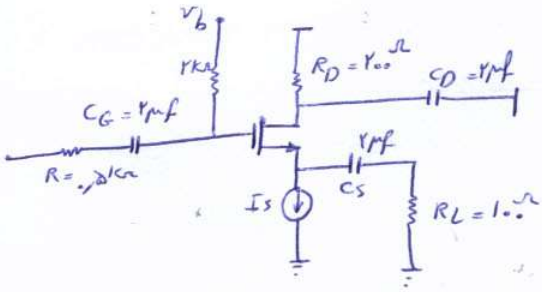
$$\omega_l = \sqrt{\sum_{i=1}^{m} w_{pli}^2 - 2\sum_{i=1}^{m} w_{zli}^2}$$

اگر $w_z \ll w_p$:

$$\longrightarrow \omega_l \simeq w_{pl_1} + w_{pl_2} + \dots + w_{pl_m}$$

در مدار شکل زیر M_1 در ناحیه‌ی اشباع بایاس شده است. فرکانس $-3dB$ پایین‌گذر و دقیق را برحسب $\frac{krad}{s}$ بیابید.

$g_m = 10\ \frac{mA}{V}$, $r_o = \infty$



C_{G_1} : $\omega_{z_1} = 0$

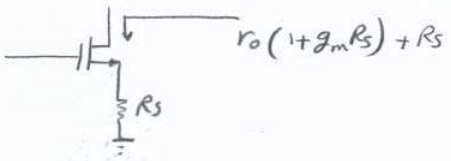
$$\omega_{p_1} = \frac{1}{2\mu F \times (0.1k\Omega + 2k\Omega)} = 0.2\ \frac{krad}{s}$$

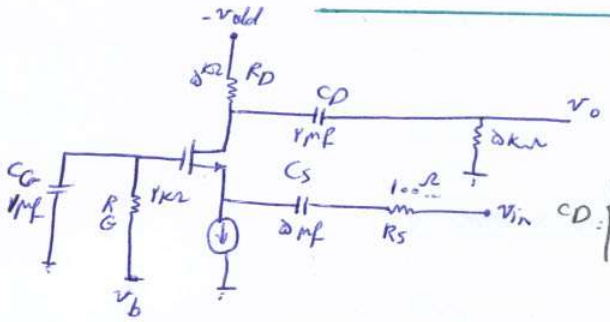
C_S : $\omega_{z_2} = 0$

$$\omega_{p_2} = \frac{1}{2\mu F \times (100\Omega + 100\Omega)} = 2.5\ \frac{krad}{s}$$

C_D : $\omega_{p_3} = \frac{1}{2\mu F \times 200\Omega}$, $\omega_{z_3} = \frac{1}{2\mu F \times 200\Omega}$

$$\omega_l = \omega_{p_1} + \omega_{p_2} = 2.7\ \frac{krad}{s}$$





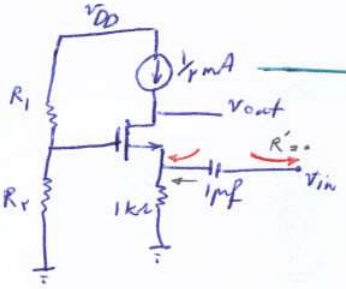
$g_m = 10\ \frac{mA}{V}$, $r_d = \infty$

C_G تاثیرگذار نیست زیرا $\omega_z = \omega_p$.

C_D :
$\omega_{z_1} = 0$
$\omega_{p_1} = \frac{1}{2\mu F \times 10k\Omega} = 50\ \frac{rad}{s}$

$\rightarrow \omega_l = \omega_{p_1} + \omega_{p_2} = 1.05$

C_S :
$\omega_{z_2} = 0$
$\omega_{p_2} = \frac{1}{5\mu F \times 200\Omega} = 1000\ \frac{rad}{s}$
(چون R_D کوچک است.) $\frac{1}{g_m}$

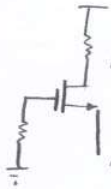


$k = \frac{1}{2}\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} = 1.2\ mA$, $V_T = 1V$, $V_A = 10V$

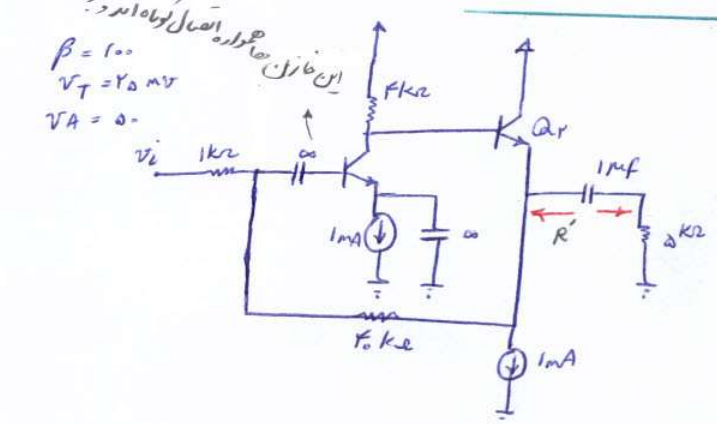
$\omega_z = 0$

$$\omega_p = \frac{1}{1\mu F \times 1k\Omega} = 1000\ \frac{rad}{s}$$

$R \rightarrow \infty \Leftarrow R_D \rightarrow \infty$

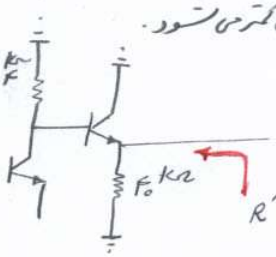


$\frac{R_D + r_o}{1 + g_m r_o}$



$$\omega_p = \frac{1}{1\mu F \times [5k\Omega + \frac{?}{?}]} = 200\ \frac{rad}{s}$$

مقدار R' در مقایسه با $5k\Omega$ خیلی کوچک می‌شود.



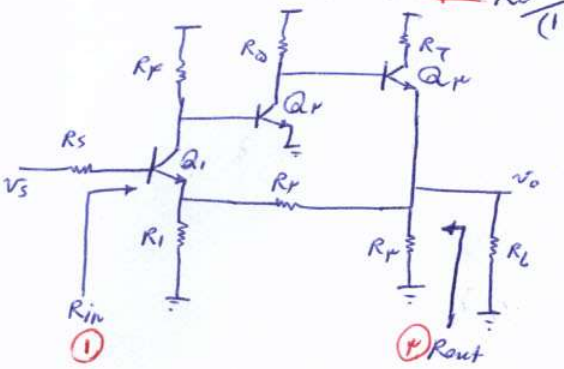
* مقاومت ورودی و خروجی در بحث فیدبک :

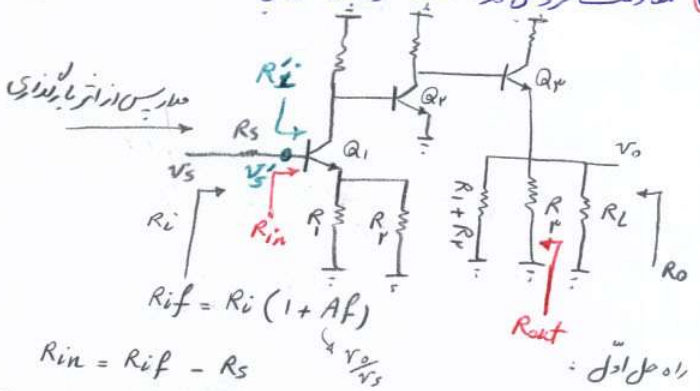
① مقاومت ورودی در حالت سری در ورودی ← $R_i(1+Af)$ ← مقاومت دیده شده در ورودی بعد از اثر بارگذاری

② مقاومت ورودی در حالت موازی در ورودی ← $R_i/(1+Af)$

③ مقاومت خروجی در حالت موازی در خروجی ← $R_o/(1+Af)$ ← مقاومت دیده شده در خروجی بعد از اثر بارگذاری

④ مقاومت خروجی در حالت سری در خروجی





$R_{if} = R_i(1+Af)$

$R_{in} = R_{if} - R_S$

راه حل اول :

راه حل دوم : ورودی را V'_S گرفتیم و از اول A' را به صورت V_o/V_s بدست آوردیم در این صورت :

$R_{in} = R_i'(1+A'f)$

$A' = V_o/V_s'$

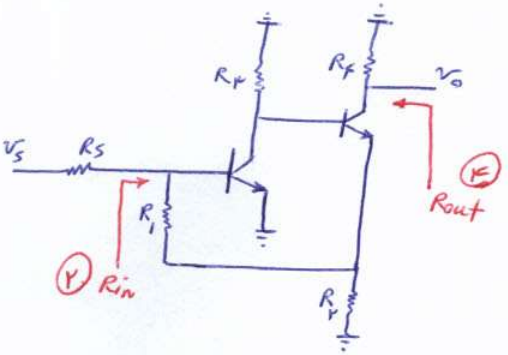
$R_{of} = \dfrac{R_o}{1+Af}$ ، $R_{of} = R_{out} \parallel R_L$

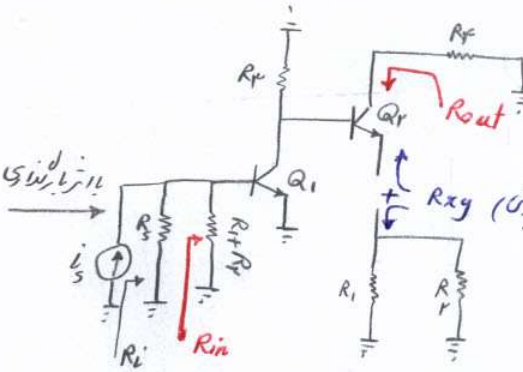
$R_{out} = R_{of} \parallel -R_L$

راه حل اول :

$R_{out} = \dfrac{R_o'}{1+A'f}$ (R_L وجود ندارد، A' را محاسبه می‌کنیم)

راه حل دوم : R_L را برمی‌داریم، A را محاسبه می‌کنیم (در محاسبه‌ی A' ، R_L وجود ندارد.)





این تقویت کننده اصلی و فیدبک را در طرف دوم بار می‌کنیم.

$R_{if} = \dfrac{R_i}{1+Af}$

$R_S \parallel R_{in} = R_{if} \longrightarrow R_{in} = R_{if} \parallel -R_S$

$R_{xyf} = R_{xy}(1+Af)$ ، $A = \dfrac{i_o}{i_S}$

$$r_o\left[1+\frac{\beta(R_E)}{(R_E)+R_B+r_\pi}\right]$$

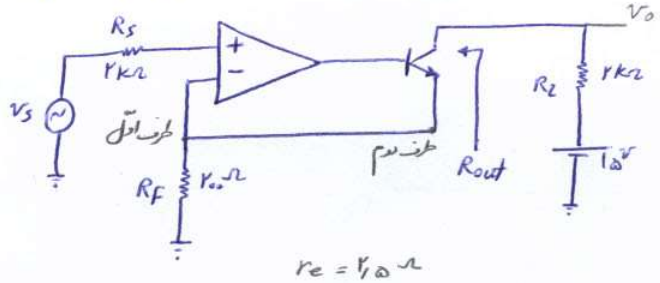
$R_E \rightarrow R_{xyf}$

R_{xyf}

$r_\mu = \infty$, $h_{fe} = 100$, $r_x = 250\,\Omega$, $r_o = 50\,k\Omega$, $R_i = 2\,M\Omega$, $R_o = 50\,\Omega$, $A_V = 10^5$

مقدار R_{out} کدام است؟

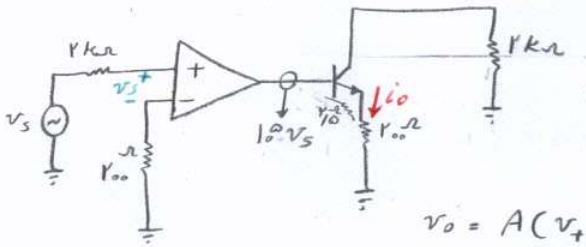
مدیک از نوع جریان - سری است.

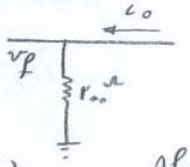


$r_e = 25\,\Omega$

$$A = \frac{i_o}{v_S} = \frac{10^5 v_S}{25\,\Omega + 200\,\Omega} \times \frac{1}{v_S} \simeq \frac{10^5}{200\,\Omega}$$

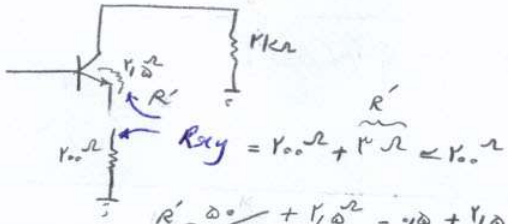
= بعد از اثر بارگذاری





$$f = \frac{v_f}{i_o} = 200\,\Omega$$

$v_o = A(v_+ - v_-)$ $\quad Af = 10^5$



$R_{xy} = 200\,\Omega + 3\,\Omega \simeq 200\,\Omega$

$R' = \frac{50}{100} + 25\,\Omega = 0.5 + 25 = 3\,\Omega$

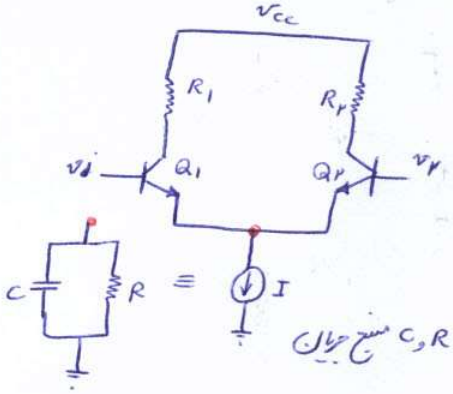
$R_{xyf} = R_{xy}(1+Af) = 200\,\Omega \times 10^5 = 20\,M\Omega \longrightarrow R_{out} = r_o\left[1 + \frac{\beta R_{xyf}}{R_{xyf} + R_B + r_x}\right] \simeq \beta r_o$

$\longrightarrow R_{out} = 100 \times 50\,k = 5\,M\Omega$

---

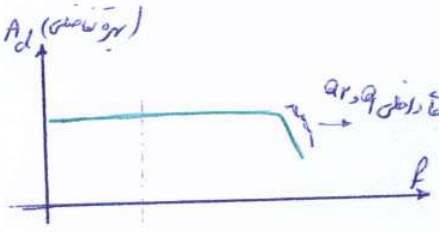
* پاسخ فرکانسی تقویت کننده‌ی تفاضلی :

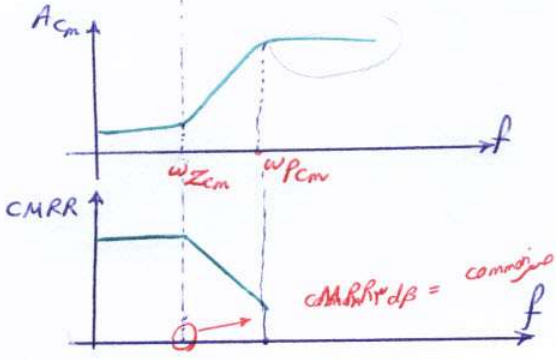
هر تقویت کننده (ترانزیستور) در تقویت کننده‌ی تفاضلی خازن‌های داخلی دارد.



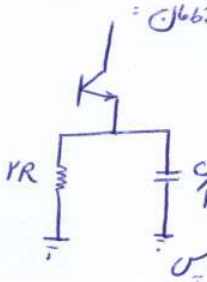
امّا این خازن‌ها در پاسخ فرکانسی مؤثر نیستند و فقط منبع جریان مؤثر است، و R و C منبع جریان اهمیت دارد زیرا R بسیار بزرگ است.

در حالت تفاضلی چون زمین مجازی داریم پس R و C تأثیری در پاسخ فرکانسی ندارند.





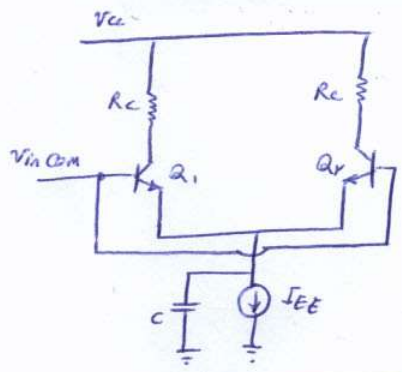
تقریب در حالت کلی :



$$\omega_Z = \frac{1}{2R \times C_\pi} = \frac{1}{RC}$$

$$\omega_P = \frac{1}{\frac{C_\pi}{2} \times (2R \parallel 2r_e)}$$

common mode تضخیم = CMRR یعنی ۲dB *



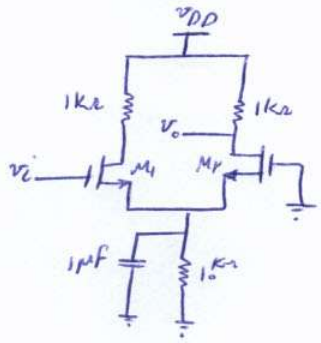
$g_{m1} = g_{m2} = 1\,mA/V$

$C = (5/\pi)\ \mu f$

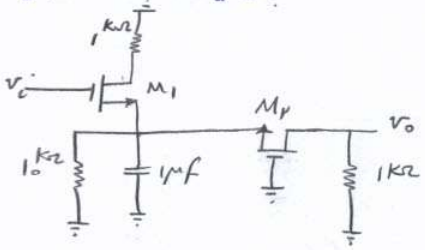
$Rc = 5\ k\Omega$

$$CMRR^{2dB} = \omega_{P(cm)} = \frac{1}{\frac{C}{2} \times (2R \| r_e)} = \frac{1}{\frac{5}{2\pi} \times (\infty \| 1k\Omega)} = \frac{2\pi}{5} \times 10^{+9}$$

$f = 200\ MHz$

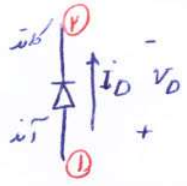


$g_m = 1ms$, $\omega_L = ?$



بزرگی $2dB$ ، $\frac{V_o}{V_i}$ را بیابید.

با فرض: A_{cm} ، A_d را بیابید و سپس ω_L را بیابید.

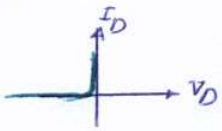


* مبحث دیود :

۱) مدل ایده‌آل : (اتصال کوتاه)

$V_D > 0$: دیود روشن است.

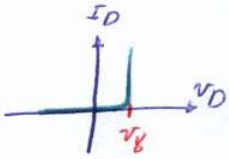
$V_D < 0$: دیود خاموش است. (مدار باز)



۲) مدل $\frac{1}{4}R$ (Real) :

$V_D > V_\gamma$: دیود روشن

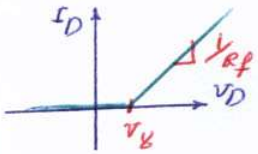
$V_D < V_\gamma$: دیود خاموش



۳) مدل $\frac{3}{4}R$:

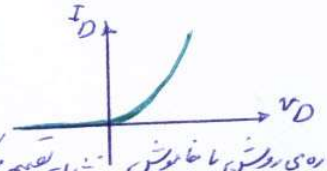
$V_D > V_\gamma$: دیود روشن

$V_D < V_\gamma$: دیود خاموش



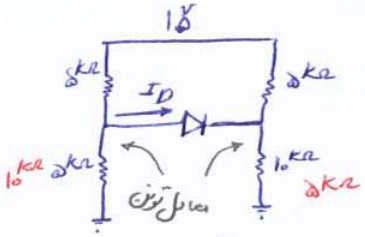
۴) مدل R (حقیقی) :

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



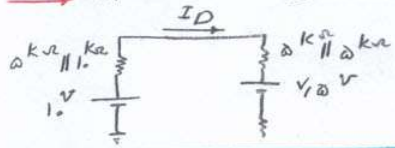
در حل مسایل دیود ابتدا دیودها را باز می‌کنیم و سپس با تعیین ولتاژ کاتد و آند آنها درباره‌ی روشن یا خاموش بودنشان تصمیم می‌گیریم.

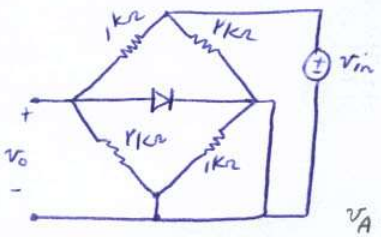
دیود ایده‌آل است، I_D را بیابید.

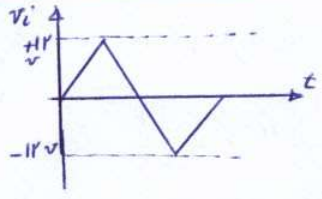


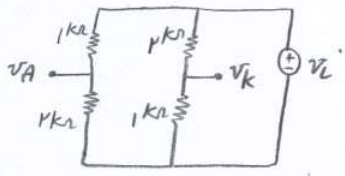
$V_A = 7/5$ ولت ، $V_k = 10^V$ ⟶ $V_A < V_k$ ⟶ دیود خاموش ⟶ $I_D = 0$

$V_A = 10^V$ ، $V_k = 7/5^V$ ⟶ دیود روشن



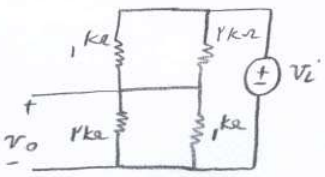




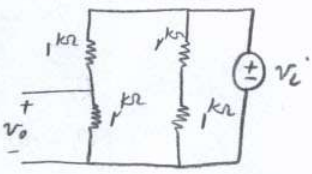


$V_A = \frac{2}{3}V_i$ ⟶ $V_A - V_k = \frac{V_i}{3} > 0$ ⟶ $V_i > 0$ ① روشن

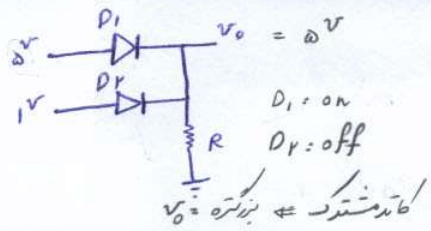
$V_k = \frac{1}{3}V_i$ ⟶ $V_A - V_k = \frac{V_i}{3} < 0$ ⟶ $V_i < 0$ ② خاموش

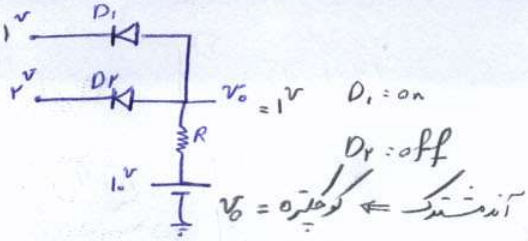


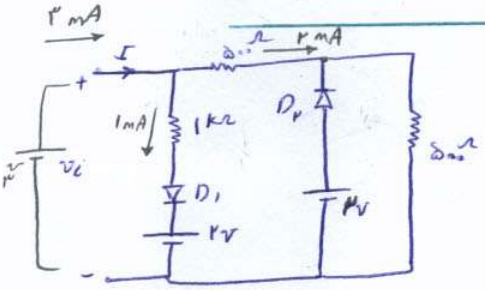
$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{2} \longrightarrow V_o = \frac{V_i}{2}$



$\frac{V_o}{V_i} = \frac{2}{3} \longrightarrow V_o = \frac{2}{3}V_i$





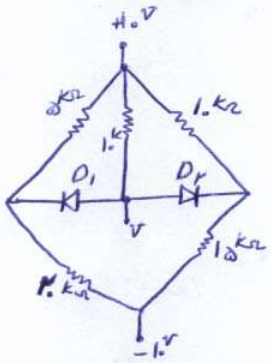


به ازای $V_i = 3^V$ جریان I در مدار را بیابید.

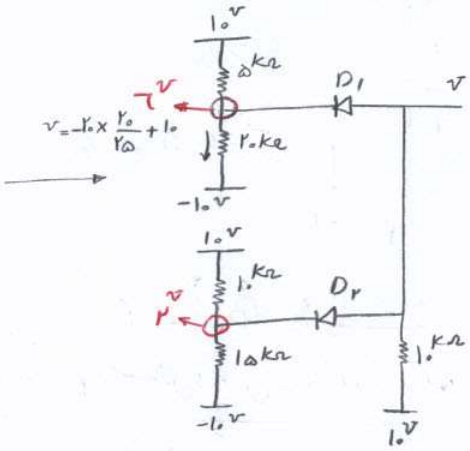
D_1 : $V_A = 3^V$, $V_K = 2^V$ ⟶ on

D_2 : $V_A : 3^V$, $V_K = 1.5^V$ ⟶ on

$\frac{3-2}{500} = 2\,mA$ ⟶ $I = 3\,mA$



ولتاژ V را بیابید.



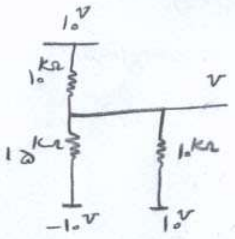
حالت آند مشترک است

↓

دیودی روشن است که ولتاژ کاتدآن کمتر باشد.

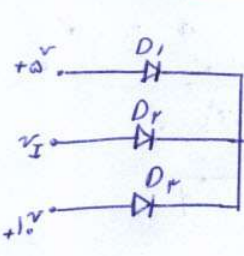
↓

D_2 : on , D_1 : off



$\frac{10-V}{10k\Omega} = \frac{V-10}{10k} + \frac{V+10}{15k\Omega}$ ⟶ $V = 5^V$

چون دیود در دو حالت on و off تغییر حالت می دهد نمی توانیم از جمع آثار بروم.

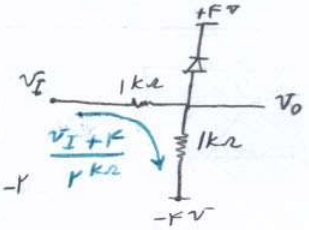


$12 > V > 12$ ⟶ $V_o = ?$

با توجه به اینکه دیودها کاتد مشترک اند ← دیودی که ولتاژ آندآن از همه بیشتر است روشن است.

↓

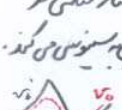
فقط D_2 از بین سه دیود روشن است

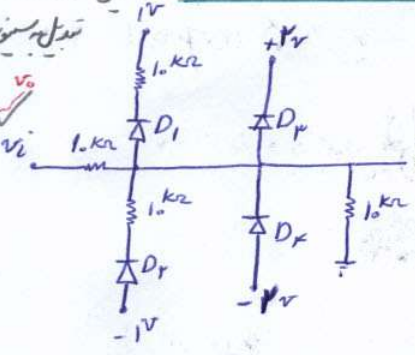


$V_o = V_I - 1k\Omega \times \frac{V_I+4}{2k\Omega} = \frac{V_I}{2} - 2$

$V_o = \frac{V_I}{2} - 2 \xrightarrow[\text{با توجه به بازه ی } V_I]{4 > V_o > 2}$ D_2 : on ⟶ $V_o = +4^V$

این مدار ولتاژ ثابتی را تبدیل به سینوسی می کند.

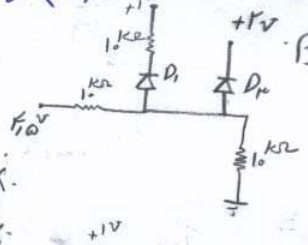




$-4.5^V < V_i < 4.5^V$ ⟶ $V_o = ?$

چون مدار متقارن است ما تنها یک بازه ی V_i را در نظر می گیریم.

$V_i = 4.5^V$ ⟶



D_2 : off , D_1 : on

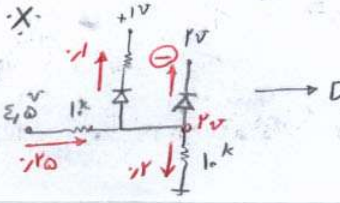
D_2 : on , D_1 : off ✗

D_2 : off , D_1 : off ✗

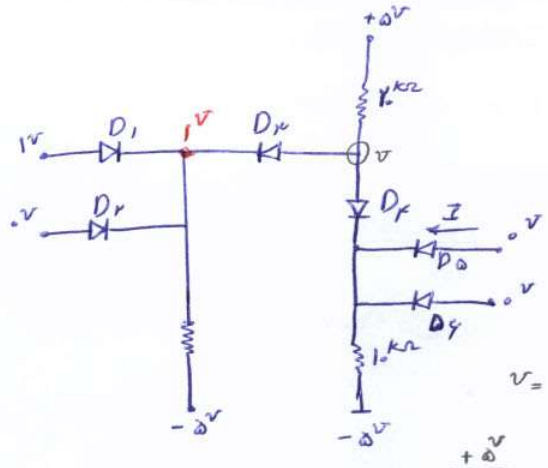
D_2 : on , D_1 : on

$\frac{4.5 - V_o}{10k\Omega} = \frac{V_o}{10k\Omega} + \frac{V_o - 1}{10k\Omega}$ ⟶ $V_o = 1.83^V$

D_2 : off , D_1 : on ✓



⟶ D_2 : on , D_1 : on ✗



D_1 بین D_4 ، $D_1 : on$ ، $D_4 : off$

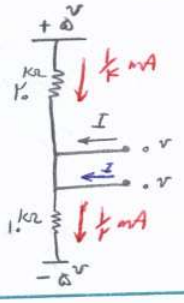
D_2 ، D_3 وضعیت یکسانی دارند چون یک دیود هستند.

در تمامی حالتهای بررسی on و off بین D_3 و D_2 ، D_4 ← $D_4 : on$

پس D_4 در تمامی شرایط on است.

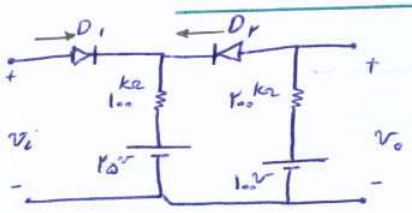
حال برای تعیین حالت D_4 ، D_3 ، D_2 ، آنها را از مدار باز کرده و ولتاژ کاتد و آند آنها را می‌یابیم.

$$v = 5 - \frac{10}{30\,k\Omega} \times 20\,k\Omega = -1.22\,V \longrightarrow D_4 : off \;,\; D_3, D_2 : on$$



$$2I + \frac{1}{4}\,mA = \frac{1}{4}\,mA$$

$$I = \frac{1}{8}\,mA$$



چه مقدار v_i مستعدی استقال مدار برای ما خواهد بود.

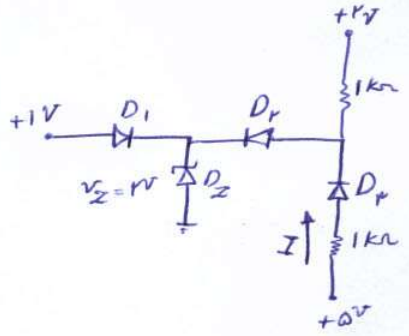
$v_i = 150 \sin \omega t$

$$I_{D_2} = \frac{100 - v_i}{200\,k\Omega} \qquad v_o = v_i$$

$$I_{D_1} + \frac{100 - v_i}{200\,k\Omega} = \frac{v_i - 25}{100\,k\Omega}$$

$$I_{D_1} = \frac{2v_i - 50 - 100 + v_i}{200\,k\Omega} = \frac{3v_i - 150}{200\,k\Omega}$$

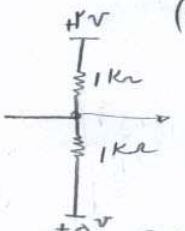
$50 < v_i < 100$ $\qquad v_i < 100$ ، $v_i > 50$



$I = ?$

$D_4 : on$ ← $D_1 : off$

$D_4 : on$ ← $D_1 : on$ (چون افت ولتاژ داریم.)

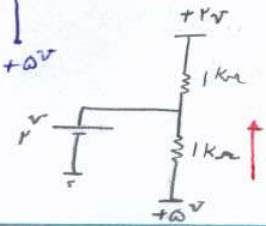


کاتد مشترک D_1, D_4 ↓

$$5 - \frac{3}{2\,k\Omega} \times 1 = 3.5\,V \longrightarrow D_4 : on$$

D_2 وارد ناحیه‌ی شکست می‌شود.

چون ولتاژی که دو سرش افتاده بزرگتر از v_Z است.



$I = 3\,mA$

دیود سیلیکن

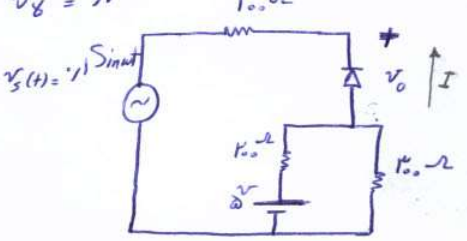
$R_f = 20\,\Omega$ $\qquad r_B = 2\,\Omega$

$V_\gamma = 0.7\,V$

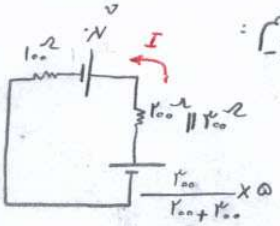
$v_D < 250\,mV$

در حالت سیگنال کوچک به جای دیود مقاومت r_d قرار می‌گیرد: $r_d = \frac{nV_T}{I_D}$

$v_o = ?$

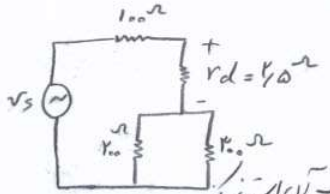


ابتدا منبع ac را صفر می‌کنیم و I_D را می‌یابیم:



$$I = \frac{3 - 0.7}{100\,\Omega + 200\,\Omega \parallel 300\,\Omega} \simeq 10\,mA$$

$$r_d = \frac{250\,mV}{10\,mA} = 2.5\,\Omega$$



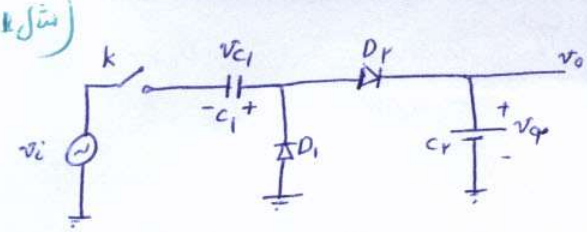
$$\frac{v_o}{v_s} = \frac{2.5\,\Omega}{100\,\Omega + 2.5\,\Omega + 200\,\Omega \parallel 300\,\Omega}$$

$$v_o = \frac{2.5\,\Omega}{100\,\Omega + 2.5\,\Omega + 200\,\Omega \parallel 300\,\Omega} \times 100\,mV \sin \omega t$$

توجه!! چون ولتاژی که دو سر دیود می‌افتد خیلی کوچکتر از $100\,mV$ است پس می‌توانیم از مدل سیگنال کوچک آن استفاده کنیم.

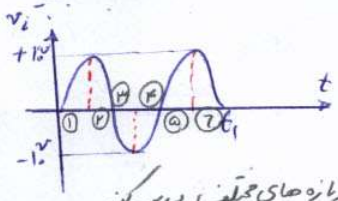
$v_D < 25\,mV$

مثال ۱

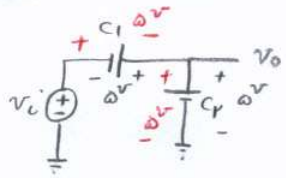


$(C_1 = C_2 = C)$ ولتاژ اولیه‌ی C_1 و C_2 = 5^V

در $t=0$ کلید بسته می‌شود در t_1 ولتاژ خروجی را بیابید.



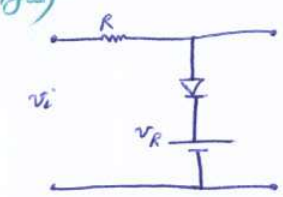
① بازه‌ی : $0 < v_i < 10 \longrightarrow 5^V < v_{k1} < 15^V \longrightarrow \begin{cases} D_1 : off \\ D_2 : on \end{cases}$



در چنین مسایلی باید ورودی را در بازه‌های مختلف بررسی کنیم :

وقتی $v_i = 10^V$ ← C_1 و C_2 سهم برابری از 10^V را دارند.

مثال ۲



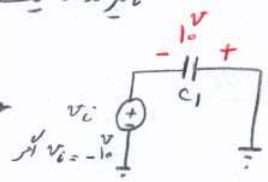
در صورتی که ورودی یک موج سینوسی با دامنه‌ی بزرگتر از v_R باشد کدام یک از مدارها می‌تواند خروجی زیر را بسازد؟

سؤال ناقص است در کتاب کامل آن می‌باشد.

ادامه‌ی حل مثال ۱ :

② $10 < v_i < 0 \longrightarrow \begin{cases} D_1 : off \\ D_2 : off \end{cases} \longrightarrow$ تأثیر ندارد

③ $0 < v_i < -10 \longrightarrow \begin{cases} D_1 : on \\ D_2 : off \end{cases} \longrightarrow$

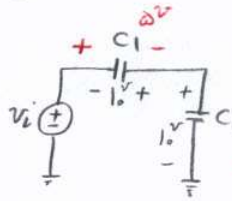


$v_{C1} = 10^V$

$v_{C2} = 10^V$

④ $-10 < v_i < 0 \longrightarrow 0 < v_{k1} < 10 \longrightarrow \begin{cases} D_1 : off \\ D_2 : off \end{cases}$ ولتاژ خازن‌ها تغییر نمی‌کند $\longrightarrow \begin{cases} v_{C1} = 10^V \\ v_{C2} = 10^V \end{cases}$

⑤ $0 < v_i < 10 \longrightarrow \begin{cases} D_1 : off \\ D_2 : on \end{cases}$



در انتهای بازه $v_i = 10^V$

جریانی در مدار داریم که از بلد ریته‌ی C_1 می‌گذرد و به بلد ریته‌ی C_2 می‌افزاید.

$\longrightarrow \begin{cases} v_{C1} = 5^V \\ v_{C2} = 15^V \end{cases}$

⑥ $10 < v_i < 0 \longrightarrow \begin{cases} D_1 : off \\ D_2 : off \end{cases} \longrightarrow \begin{cases} v_{C1} = 5^V \\ v_{C2} = 15^V \end{cases} \longrightarrow v_o \text{ (در لحظه‌ی } t_1) = 15^V$