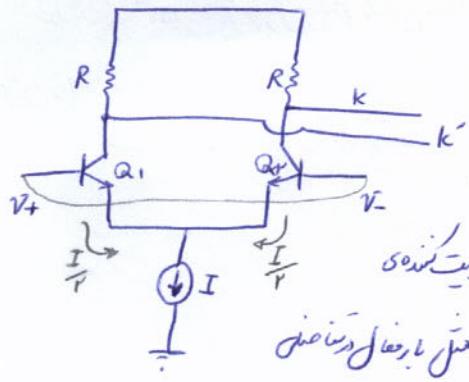


$V_k \neq V_{k'}$: به وجود آمدن

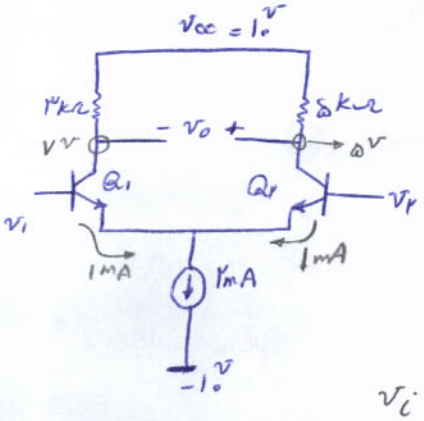
آفست * : رندوم : به دلیل تغییرات اتفاقی هادر ضمن ساخت

سیستماتیک : به دلیل عدم تقارن در طراحی مدار تقویت کننده‌ی تفاضلی (به دلت خود مدار بوجود می‌آورد) مثل بارهای فعال در تفاضلی

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

$A = \frac{V_o}{V_i} \rightarrow V_i = \frac{V_o}{A}$ ← اُفست ورودی

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



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

V_{OS} (خروجی) = ?

V_{OS} (ورودی) = ?

برای محاسبه‌ی offset خروجی :

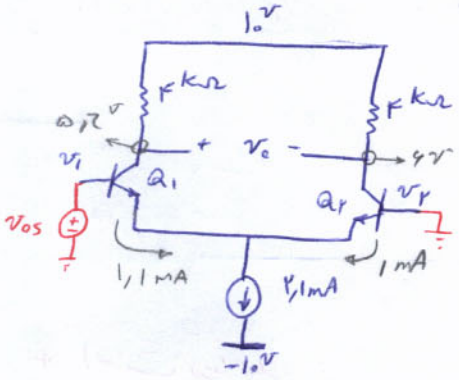
$I_{C1} = I_{C2} = 1\,mA$ ⇐ چون $V_A \rightarrow \infty$

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

$A_V = \frac{8\,k\Omega}{50\,\Omega} = 160$

$V_i = \frac{V_o}{A_V} = \frac{-2000\,mV}{160} = -12{,}5\,mV$

اُفست خروجی ناشی از عدم انطباق در خروجی الت.



$I_{S1} = 1{,}1\, I_{S2}$ ، $V_A \rightarrow \infty$ $V_{OS}(in) = ?$ $V_{OS}(out) = ?$

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

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

$\rightarrow \frac{I_{C1}}{I_{C2}} = \frac{I_{S1}}{I_{S2}} = 1{,}1$

$I_{C1} = 1{,}1\, I_{C2}$

$I_{C1} + I_{C2} = 2{,}1\,mA \rightarrow I_{C2} = 1\,mA$

$\searrow I_{C1} = 1{,}1\,mA$

V_{OS} (خروجی) $= 5{,}7 - 6 = -0{,}3\,V$

$A_V = \frac{8\,k\Omega}{\frac{25\,mV}{1\,mA} + \frac{25\,mV}{1{,}1\,mA}} = 174{,}64$

$\rightarrow V_{OS}$ (ورودی) $= \frac{-300\,mV}{174{,}64} = -2{,}38\,mV$

$V_{OS}(in) = \frac{V_{OS}(out)}{A_V}$ (1 ← : V_{OS} (ورودی) را می‌خواهیم

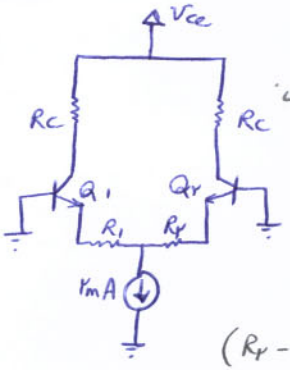
2 ← $8\,k\Omega$ در ورودی

اُفست خروجی به دلیل عدم انطباق در ورودی بود، دو راه حل برای یافتن V_{OS} (ورودی) داریم

$V_{OS} - V_{BE1} + V_{BE2} = 0 \rightarrow V_{OS} = V_{BE1} - V_{BE2} = V_T \ln\left(\frac{I_{C1}}{I_{C2}} \times \frac{I_{S2}}{I_{S1}}\right) = -2{,}38\,mV$

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

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



$I_{S_1} = 4 I_{S_2}$ ، $I_{E_1}^Q = I_{E_2}^Q$ ⟵ $min(R_1) = ?$ ، $Min(R_2) = ?$

دو واقع 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 هرکدام از شاخه‌ها $1mA$ می‌شود.

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

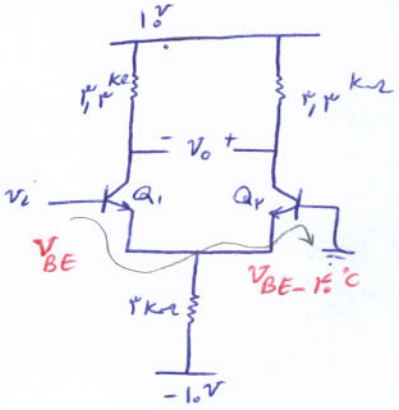
$V_{BE_1} \neq V_{BE_2}$ است ولی چون سطح مقطع‌هایشان متفاوت است پس $I_{C_1} = I_{C_2}$

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

$R_1 - R_2 = 36\,\Omega$ ⟶ $min(R_2) = \circ$ ⟶ $Min(R_1) = 36\,\Omega$

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

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



Q_1 در دمای $25^\circ C$ و Q_2 در دمای $29^\circ C$ می‌باشند.

برای چه مقداری از V_i، V_o صفر می‌شود.

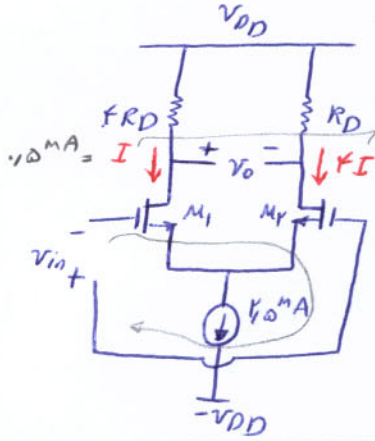
$\frac{\Delta V_{BE}}{\Delta T} = -2\,\frac{mV}{K^\circ}$ عدم تطابق دمای Q_1 و Q_2 سبب عدم برابری جریانهای I_{C_1} و I_{C_2} می‌شود.

$KVL) \quad V_i - V_{BE} + (V_{BE} - 4^{mV}) = \circ \longrightarrow V_i = 4^{mV}$ (اختلاف ورودی)

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

M_1 و M_2 در ناحیه‌ی اشباع بایاس شده‌اند به ازای چه مقدار از ورودی V_{in}، خروجی V_o صفر است؟

اگر ما V_{in} را اعمال نکنیم چون M_1 و M_2 مشابه‌اند پس جریان‌های I_{D_1} و I_{D_2} برابر می‌شوند و ولتاژ دو طرف برابر شود. سپس ولتاژ V_o صفر می‌شود، درواقع ما با اعمال V_{in} کاری می‌کنیم تا جریان‌ها برابر شوند



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

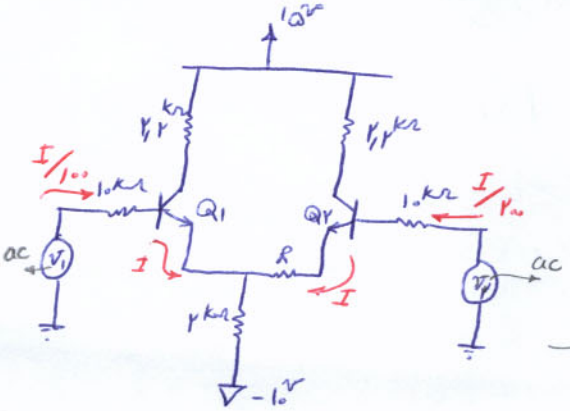
$I_{D_1} = \frac{1}{4} I_{D_2}$ ، $5I = 2.5 \longrightarrow I = 0.5mA$

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

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

$V_{in} = 0.1\,V$

مقدار R را طوری بیابید که جریان خطای کار ترانزیستورهای Q_1 و Q_2 باهم برابر باشد.



V_1 و V_2 را در حالت DC صفر در نظر می‌گیریم.

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

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

$I_{S_1} = I_{S_2}$ ، $I_{C_1} = I_{C_2}$ ⟵ 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 :

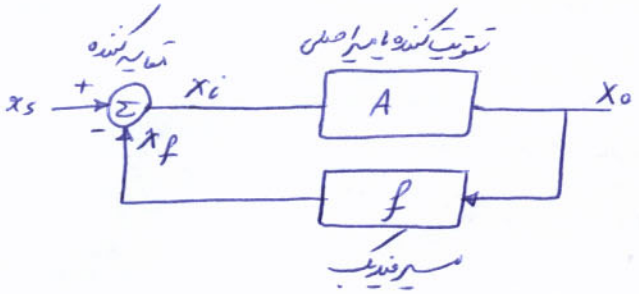
از خروجی مدار سیگنالی را به عنوان نمونه انتخاب کنیم و با ورودی مقایسه کنیم ، این مقایسه با ورودی می تواند سبب پایدار کردن و یا ناپایدار کردن مدار شود.

هم فیدبک مثبت و هم فیدبک منفی می تواند سبب پایداری و یا ناپایداری مدار تحت شرایط خاص شود.

- مراحل حل مسایل فیدبک :

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

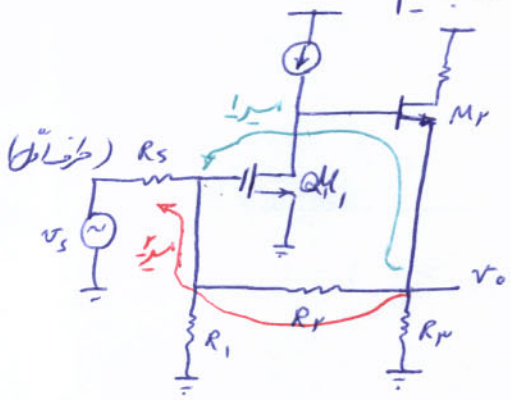
۲) معادلات فیدبک :



✓ 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.

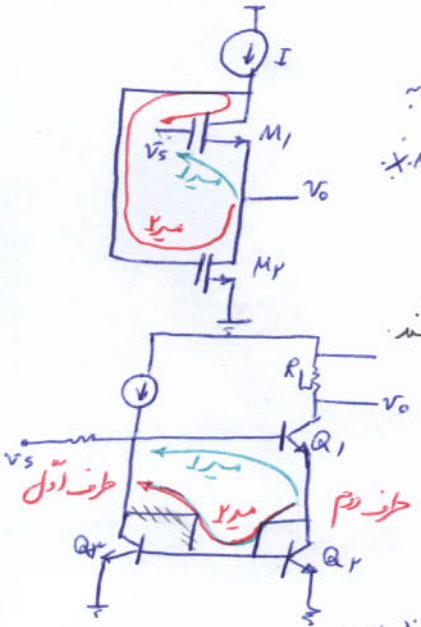


از مسیر ۱ نمی توانیم حرکت کنیم زیرا سیگنال نمی تواند از درین M_1 وارد گیت آن شود.

✓

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.

✓

ورودی 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 نتوانیم از طرف اول به سمت طرف دوم برویم (به اجبار)

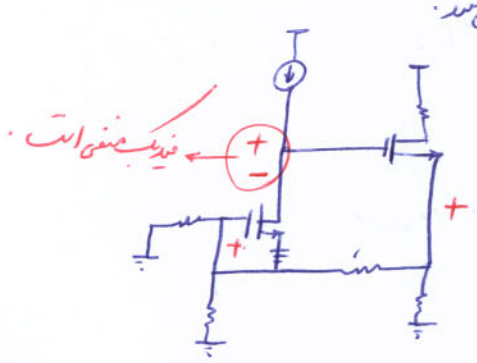
پس مسیر ۱ مسیر اصلی است و مسیر ۲ به اجبار مسیر فیدبکی ما می باشد.

- یک نقطه تقسیم 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.



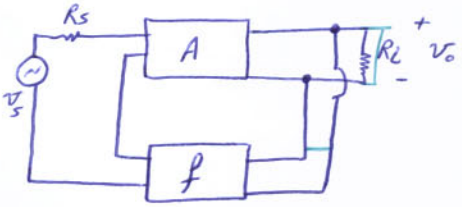
فیدبک منفی است.

تغییر جهت { B → C ، G → D

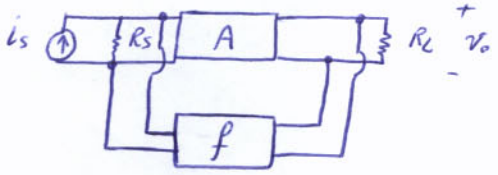
۳) تشخیص نوع فیدبک : ۴ نوع فیدبک داریم ← ولتاژ سری یا ولتاژ ولتاژ ، ولتاژ موازی یا جریان ولتاژ ، جریان سری یا ولتاژ جریان ، جریان موازی یا جریان جریان

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

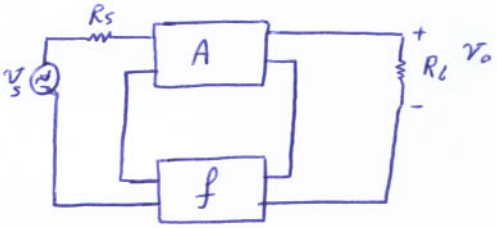
برای تشخیص نوع فیدبک ← تشخیص نوع نمونه برداری ، تشخیص نوع مقایسه



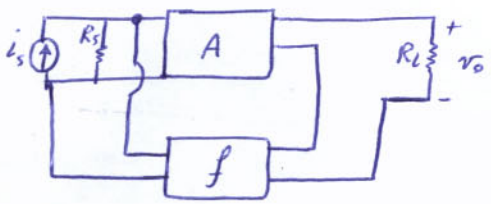
ولتاژ - سری نوع مقایسه
نوع نمونه برداری



ولتاژ - موازی



جریان - سری

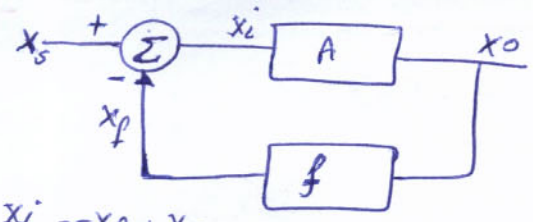


جریان - موازی

✓ 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 دیگرش زمین شد.

توجه!! تا زمین نگردن Vo ← اگر طرف دوم فیدبک زمین شد ← ولتاژی



X_s : ورودی اصلی مدار

X_f : سیگنال فیدبک شده

X_i : ورودی تقویت کننده ی اصلی

X_o : خروجی مدار

$X_i = -X_f + X_s$

$X_i = X_s - X_f$

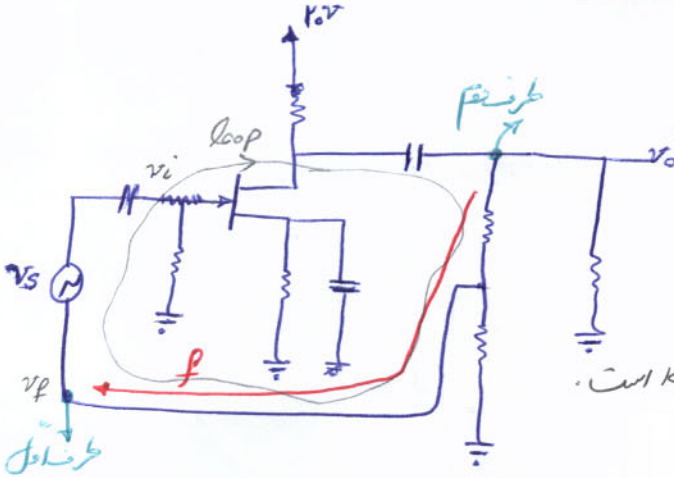
- برای تشخیص نوع مقایسه :

* هرگاه توا سیم بین X_i و X_f و X_s ، kvl ببندیم سری

" " " kcl " موازی

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

" " " kcl رسیدیم موازی



نمونه برداری : ولتاژ

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

بین طرف اول زیر v_s قرار می گیرد .

نوع مقایسه : سری kvl

رابطه ی بین v_f و v_s و v_i kvl است .

---

۱۴) اثر بارگذاری

طرف دوم — طرف اول — بین (تقویت کننده‌ی اصلی و فیدبک بری اند)

موازی ← ولتاژ - سری ← سری

موازی ← ولتاژ - موازی ← موازی

سری ← جریان - سری ← سری

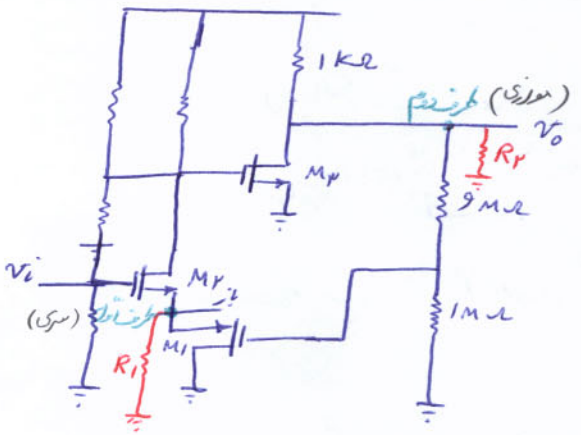
سری ← جریان - موازی ← موازی

R_2 R_1

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

تقویت کننده‌ی اصلی

مثال ۱)



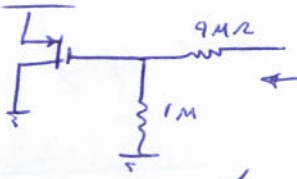
R_1 : اثر فیدبک در سمت طرف اول

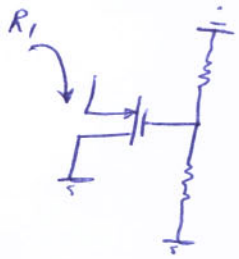
R_2 : " " " دوم

وقتی می‌خواهیم R_2 را محاسبه کنیم به طرف اول نگاه می‌کنیم.

اگر سری بود بین تقویت کننده‌ی اصلی و فیدبک بارگیری می‌کنیم.

اگر موازی بود به زمین وصل می‌کنیم.

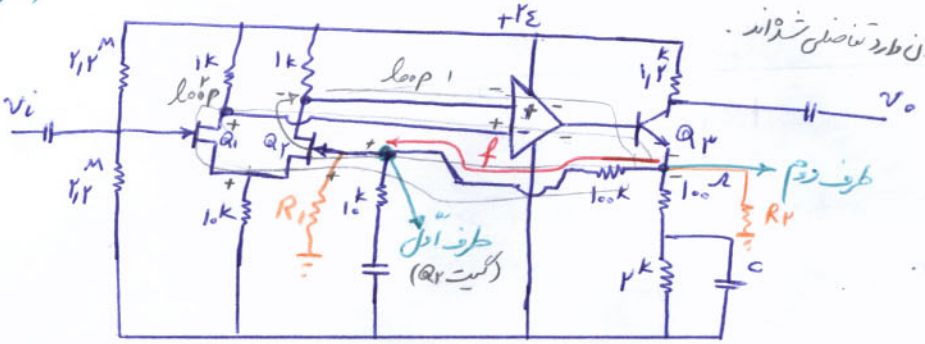




برای محاسبه‌ی R_1 به طرف دوم نگاه می‌کنیم باز اگر موازی بود به زمین وصل می‌کنیم.

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

مثال ۲)



دو راه هر دو تا loop یک loop هستند. چون وارد تفاضلی شده‌اند.

اگر هر دو تا loop ما منفی نباشند

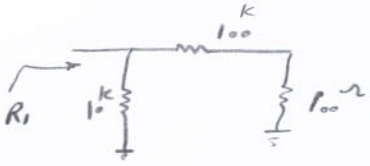
ولی یکی فیدبک مثبت بود و دیگری منفی بود

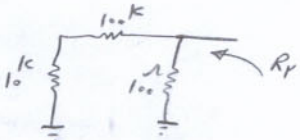
اگر فیدبک منفی قوی تر بود در نهایت منفی است.

فیدبک : جریان - سری

$A \times f$ حلقه ثابت است * ولی می‌توانیم فیدبک بلاک دیاگرام محاسبه کنیم.

سورس Q_2 می‌تواند طرف اول باشد چون Q_1 و Q_2 با هم تقویت کننده‌ی تفاضلی اند.

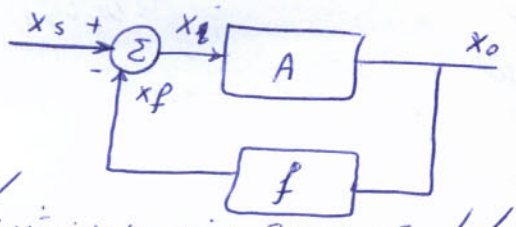




* درین هم می‌توان طرف اول باشد چون از درین سیگنال ورودی منتقل می‌شود.

گیت Q_1 هم می‌تواند طرف اول باشد زیرا درین صورت ورودی تقویت کننده‌ی اصلی X_i و X_s یکی می‌شوند پس فیدبک چه می‌شود X_f.

چون Ap Amp ما ایده آل 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 هکن است تکتک متفاوت و یا بیشتری حاصلضربشان یکی می شود)

* حاصلضرب Af همواره ثابت است.

– جنس A را فیدبک به ما تحمیل می کند و نوع فیدبک است که جنس A را تعیین می کند. چطوری؟

انواع فیدبک:

$$A = \frac{\text{ولتاژ خروجی}}{\text{ولتاژ ورودی}} \leftarrow \text{ولتاژ ـ سری}$$

$$A = \frac{\text{ولتاژ}}{\text{جریان}} \leftarrow \text{ولتاژ ـ موازی}$$

$$A = \frac{\text{جریان}}{\text{ولتاژ}} \leftarrow \text{جریان ـ سری}$$

$$A = \frac{\text{جریان}}{\text{جریان}} \leftarrow \text{جریان ـ موازی}$$

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

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

جنس Af و A یکی است.

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

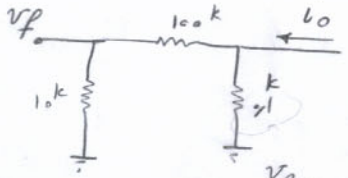
(بدست آوردن گین فیدبک مثال ۲)

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

محاسبه‌ی f: (گین فیدبک) ✓

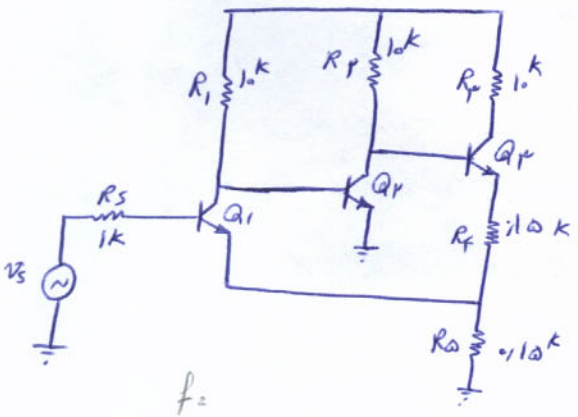
ما می خواهیم $\frac{v_o}{v_s}$ را محاسبه کنیم.

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



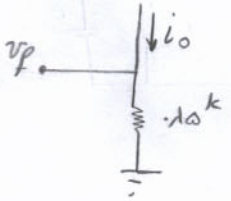
$$f = \frac{v_f}{i_o} = \frac{0.1\ k}{11.0\ k + 0.1\ k} \times 1.0\ k\Omega$$

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



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

جریان تقویت کننده‌ی اصلی که از آن نمونه برداری کرده‌ایم: i_o



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

$f =$

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

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

* 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 سعی میکنیم که حاصل توان از یک تقویت کننده ای با فیدبک بگیریم $\frac{1}{f}$ می باشد.

درس فیدبک

(۱)

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

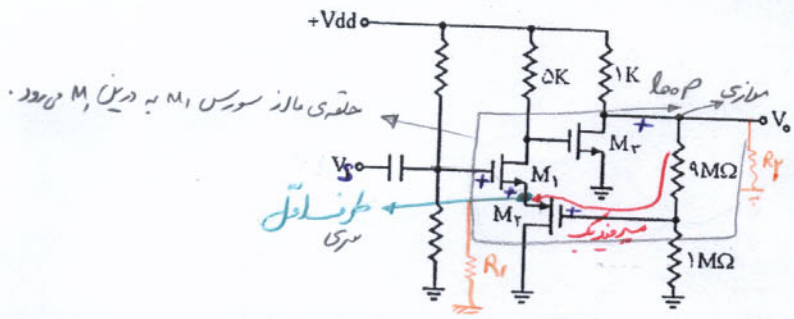
۱) ۱۰

۲) ۹

۳) ۸

۴) ۷

(مهندسی برق ۸۷)



حلقه‌ی مارز سورس $M_۱$ به درین $M_۱$ می‌رود.

۵K و ۱K جزء loop اند.

مقاومت $R_{s_۱}$ اهم 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 $M_۱$ طرف اول نیست زیرا جزئی از loop نیست.

از دین به گیت نمی‌توانیم بیاییم.

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

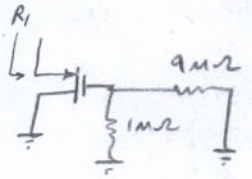
فیدبک منفی است.

نوع فیدبک: نوع نمونه برداری: ولتاژ

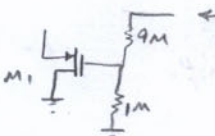
نوع مقایسه: سری

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

$R_۱ = \frac{۱}{g_m}$



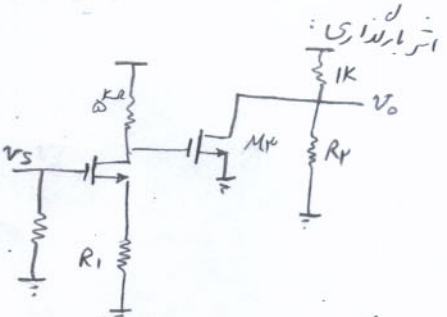
$R_۲ = ۹M + ۱M$



مدار بعد از اثر بارگذاری

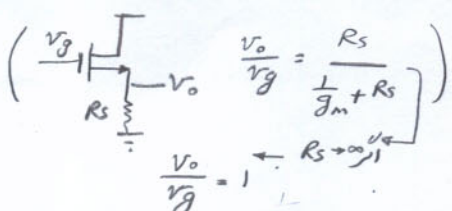
شبکه‌ی فیدبک را بی‌بار می‌داریم و به جای آن $R_۲$ در طرف دوم و $R_۱$ در طرف اول را قرار می‌دهیم.

اثر بارگذاری:



ورودی فیدبک: ولتاژ V_o است.

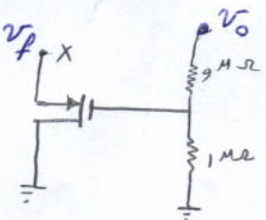
(چون سری بود باز کردیم).



$$\frac{V_o}{V_g} = \frac{R_s}{\frac{۱}{g_m} + R_s}$$

اگر $R_s \to \infty$

$$\frac{V_o}{V_g} = ۱$$



$$f = \frac{V_f}{V_o} = \frac{V_f}{V_g} \times \frac{V_g}{V_o} = \frac{۱}{۱۰}$$

($\frac{V_f}{V_g} = ۱$، $\frac{V_g}{V_o} = \frac{۱}{۱۰}$)

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

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

$\frac{۱}{f} = ۱۰$ همه 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)

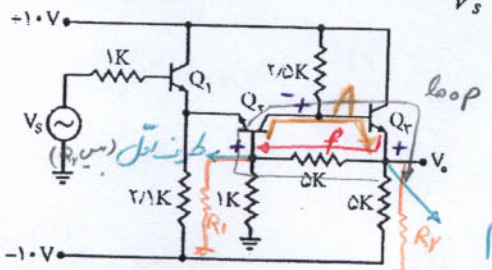
$(\beta = ۱۰۰ \quad , \quad V_{BE} = ۰/۷\ V)$

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

۵^k و ۱^k اجزء 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 ساختگی است. ← فیدبک منفی است

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

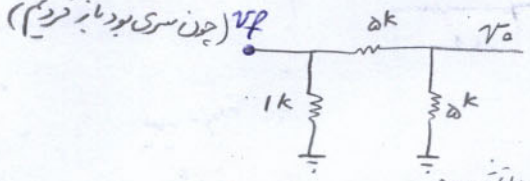
↓

نوع نمونه برداری : 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

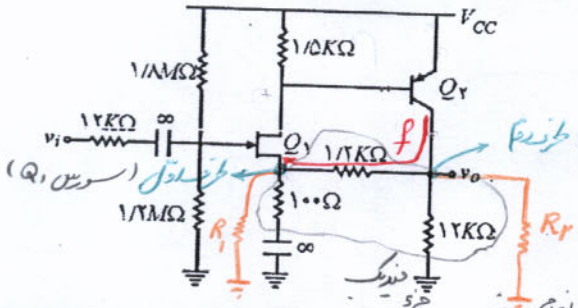
(3)

(مهندسی برق ۸۹)

۱ـ در شکل روبه‌رو مقدار بهره ولتاژ $A_{V_S} = \frac{V_o}{V_s}$ چقدر است؟

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

(از اثر خازن‌ها در فرکانس‌های میانی صرف‌نظر شود.)



طرف خروجی (کلکتور Q_2)

طرف ورودی (سورس Q_1)

۱) $|A_{V_s}| \approx ۱۰/۳$

۲) $|A_{V_s}| \approx ۲۰/۶$

۳) $|A_{V_s}| \approx ۱۵/۲$

۴) $|A_{V_s}| \approx ۵۰$

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

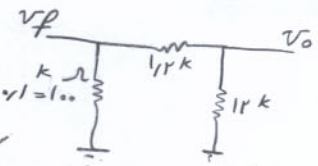
$R_1 = ۱/۲^k \Omega \,\|\, ۱۰۰\Omega$

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

$A = \frac{\text{ولتاژ}}{\text{ولتاژ}}$ ← 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 گینی است که از یک تقویت کننده با فیدبک می‌توانیم بگیریم.

$۱۳ = \frac{۱}{f}$ ← پس گزینه‌هایی که بیشتر از این هستند غلط‌اند.

فقط گزینه‌ی ۱ درست است.

(مهندسی برق ۸۶)

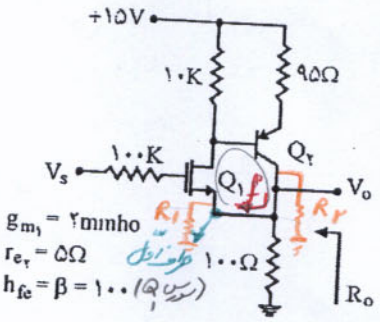
۷- برای مدار مقابل بهره ولتاژ و مقاومت خروجی تقریباً برابر است با:

۱) ۰/۹+ , ۹۰Ω

۲) ۰/۹+ , ۹Ω

۳) ۱/۱+ , ۱۰۰Ω

۴) ۱ , ۱۰۰Ω



طبقه دوم (کلکتور Q_2)

طبقه اول

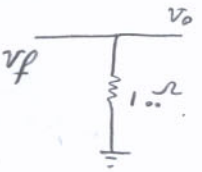
$R_1 = ۰$

$R_2 = ۱۰۰\Omega$

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

$A_f = \frac{V_o}{V_s}$ → $\frac{1}{f} = 1$ → تقریبی ۳ غلط

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

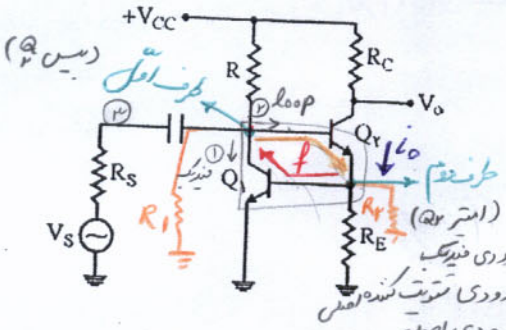


* طرف اوّل : نقطه مشترک بین فیدبک و تقویت‌کننده‌ی اصلی در سمت ورودی
طرف دوم : " " " " " در سمت خروجی

(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



(بیس Q_2) طرف اوّل — طرف دوم (امیتر Q_2)

① ورودی فیدبک
② ورودی تقویت‌کننده‌ی اصلی
③ ورودی اصلی

نوع مقایسه موازی ← رابطشان KCL

طرف اوّل و دوم باید نقطه‌ای جزء تقویت‌کننده‌ی اصلی باشند مثلاً الآن طرف اوّل سراغ بیس Q_2 و طرف دوم سراغ امیتر Q_2 نه بیس Q_1.

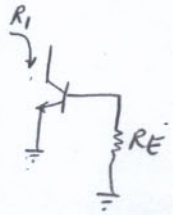
نوع نمونه‌برداری : جریان
نوع مقایسه : موازی

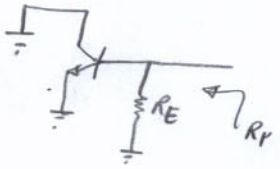
$A = \frac{\text{جریان}}{\text{جریان}}$ ← KCL ← رابطه‌ی بین ① و ② و ③

KCL روی گیت
KVL روی یک شاخه

$R_1 = r_{o1}$

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



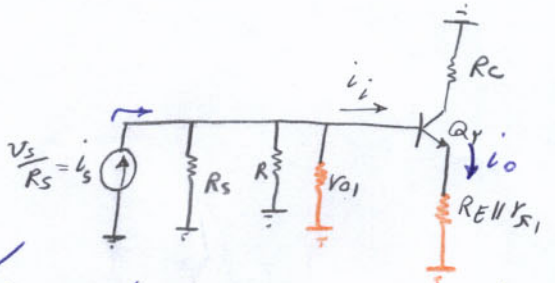


$R_2 = r_{\pi 1} \parallel R_E$

* دقت: در حالتی که ورودی موازی بود (طرف اوّل موازی بود) باید معادل نورتن سرِ جای R_S و V_S قرار دهیم.

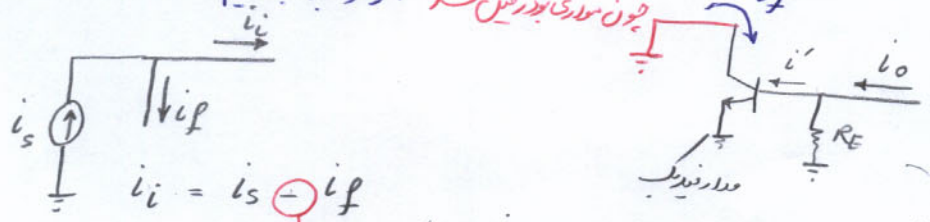
$A = \frac{i_o}{i_s}$

مدار با لحاظ کردن اثر بارگذاری :



* توجه!! i_o در مدار ورودی فیدبک است.
پس نمی‌توانیم آن را تغییر دهیم.
ورودی را نمی‌توانیم تغییر دهیم.

چون موازی بود زمین شد. اگر سری بود باز می‌کنیم و یک V_x در نظر می‌گیریم.



$i_i = i_s - i_f$

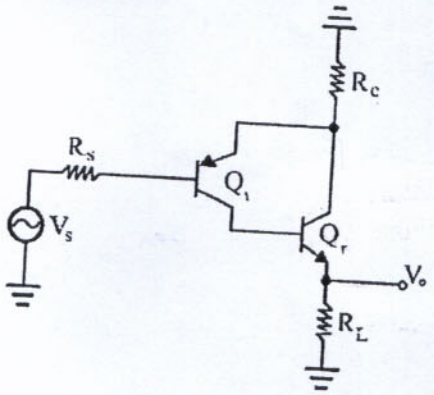
چون فیدبک منفی است.

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

(با توجه به جهت i_f پس جهت β باید این‌طور باشد.)

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

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) $-\frac{1}{R_C}$

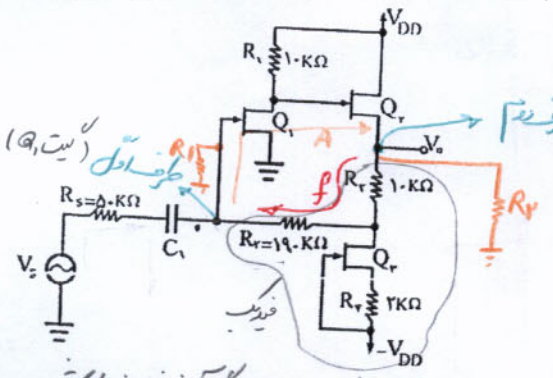
۳) $-\frac{R_C}{R_L}$

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

نوع مقایسه: موازی

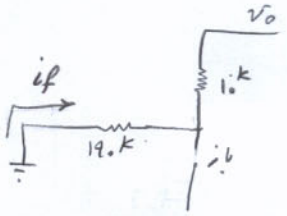
$A = \frac{\text{ولتاژ}}{\text{جریان}}$ ←

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

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

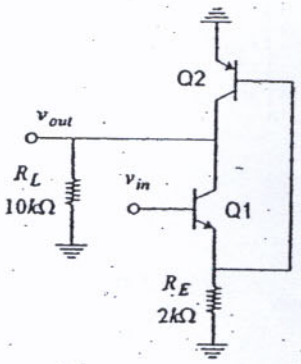
$\frac{1}{f} = 200$

فقط علامتش 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:



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

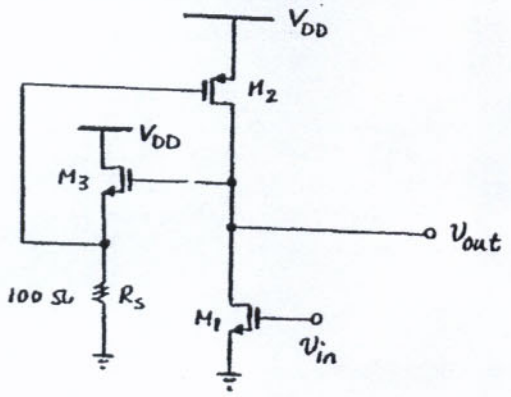
۱) $A_v = -50 \frac{V}{V}$

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؟



$$\begin{cases} g_m = ۱۰ \frac{mA}{V} \\ V_A = \infty \end{cases}$$

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.

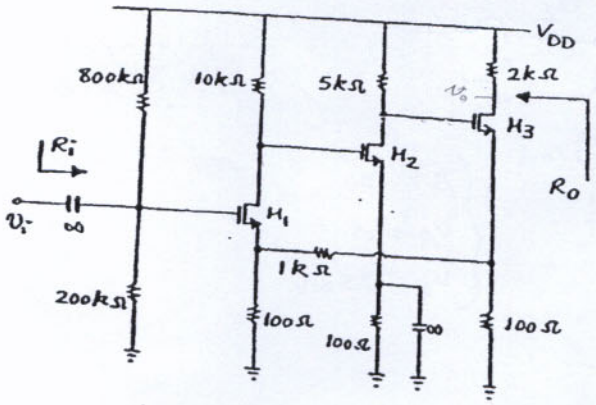
مقادیر R_o و R_i به کدام گزینه زیر نزدیکتر می‌باشند؟

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

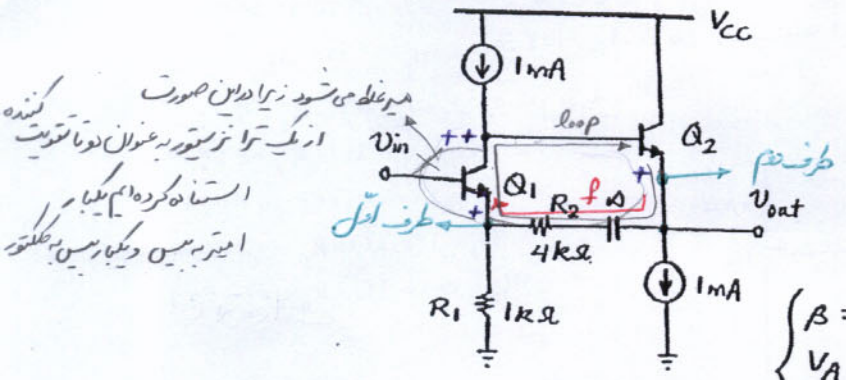
۲) $R_i = 4800\ k\Omega$ ، $R_o = 2\ k\Omega$

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؟

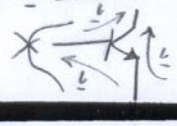


$$\begin{cases} \beta = 100 \\ V_A = \infty \\ V_T = 25mV \end{cases}$$

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.

میرغلط می‌شود زیرا در این صورت از یک ترانزیستور به عنوان دو تا تقویت کننده استفاده کرده‌ایم یکبار امیتر به بیس و یکبار بیس به کلکتور

از هرکدام از جفت سرهای ترانزیستور فقط یک بار می‌توانیم عبور کنیم.



فیدبک مثبت است.

نوع نمونه برداری : ولتاژ

نوع مقایسه : سری

$R_f = R_1 + R_2$

$R_1 = R_1 \| R_2$

(12)

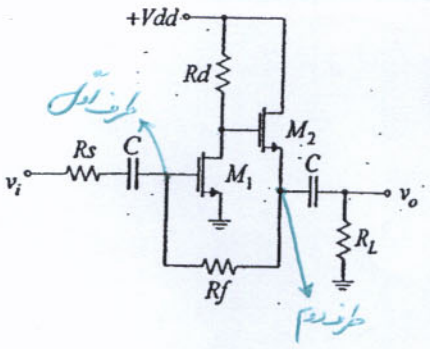
۱۱- نوع فیدبک در مدار شکل زیر برابر با کدام گزینه است؟

۱) ولتاژ - موازی

۲) ولتاژ - سری

۳) جریان - موازی

۴) جریان - سری



نمونه برداری : ولتاژ

مقایسه : موازی

$R_f = R_f$

$R_1 = R_f$

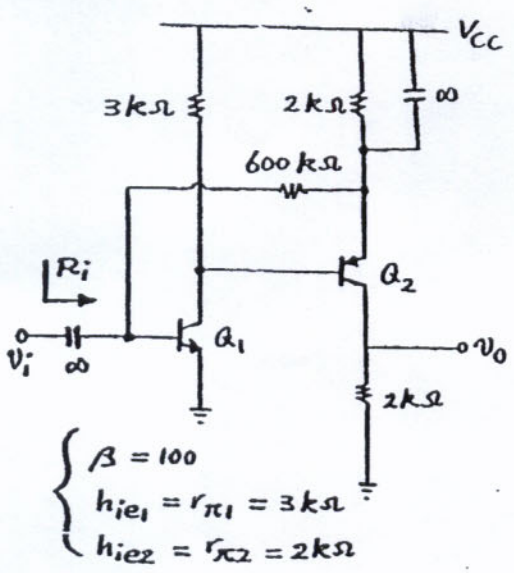
۱۲- در تقویت کننده داده شده مقاومت ورودی R_i (بر حسب کیلو اهم) و بهرهٔ ولتاژ $A_v = \frac{v_o}{v_i}$ به ترتیب از راست به چپ چقدر می‌باشند؟

۱) ۳ ، ۴۰۰۰+

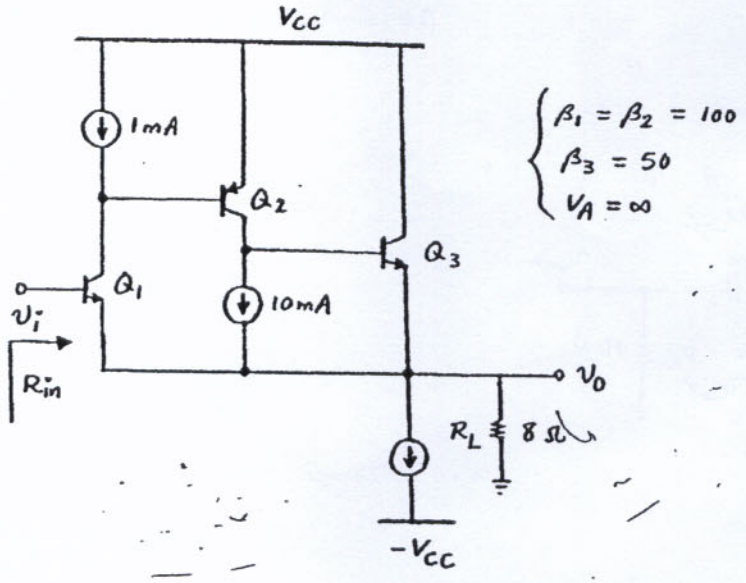
۲) ۳ ، ۶۰۰۰+

۳) ۰/۶۰۰ ، ۴۰۰۰+

۴) ۰/۶۰۰ ، ۶۰۰۰+



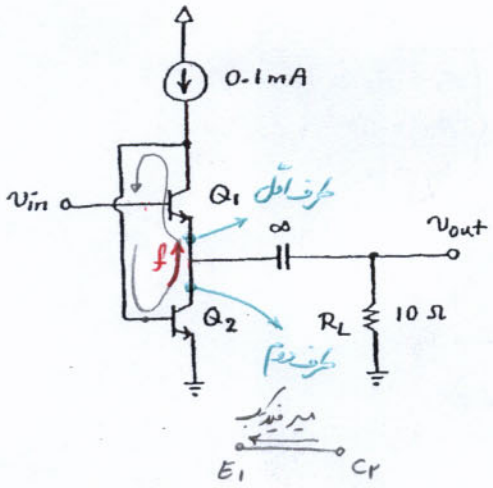
۱۲۷- مدار شکل مقابل طبقهٔ خروجی یک تقویت کننده را نشان می‌دهد. منابع جریان ایده‌آل هستند. امپدانس ورودی این مدار تقریباً چند کیلو اهم $(k\Omega)$ است؟



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) $A_v = ۱/۰ \frac{V}{V}$

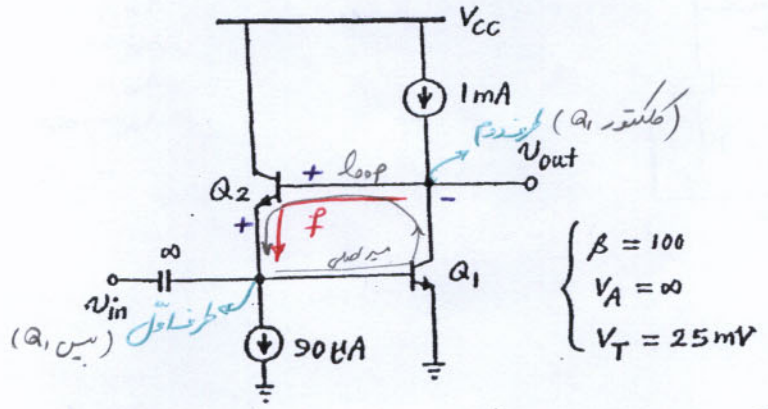
۲) $A_v = ۰/۴ \frac{V}{V}$

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؟

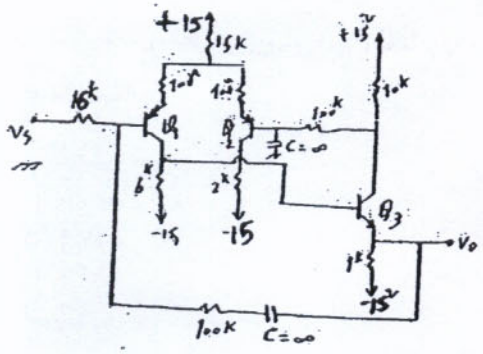


۱) -۱۰۰۰
۲) -۵۰۰
۳) -۲۰
۴) -۱۰

فیدبک منفی است.

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

۱۲۸- ترانزیستورها مشابه و $\beta = ۲۰۰$ است بهره ولتاژ $\frac{V_o}{V_s}$ به کدام گزینه نزدیکتر است؟



$hie_۱ = hie_۲ = ۱۰\ k\Omega$

$hie_۳ = ۲ k\Omega$

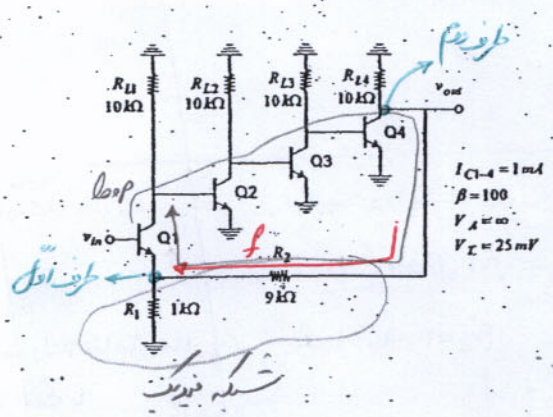
۱) $A_{vf} = -۲/۲$

۲) $A_{vf} = -۲$

۳) $A_{vf} = -۷/۲$

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 این حلقه 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)

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

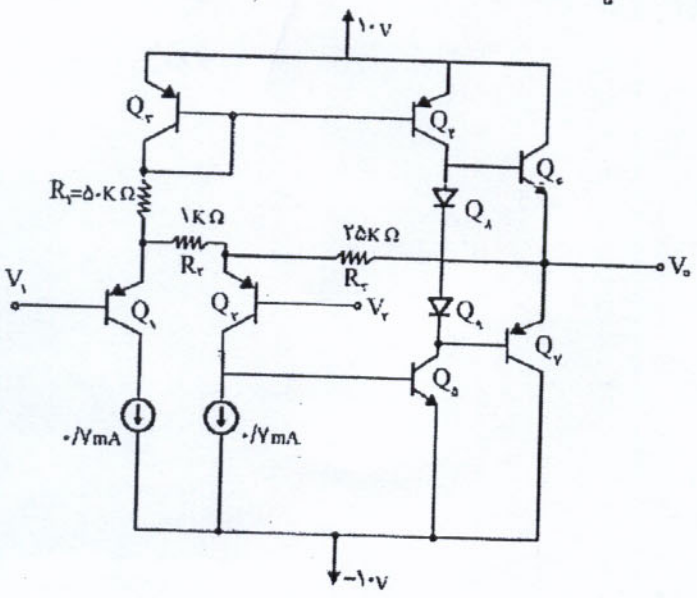
درجه تقویت ولتاژ تفاضلی مدار یعنی $A_d \triangleq \frac{V_o}{V_d} (V_d=V_۱-V_۲)$ تقریباً برابر است با:

۱) ۲۵

۲) ۵۰

۳) ۱۰۰

۴) ۵۰۰۰

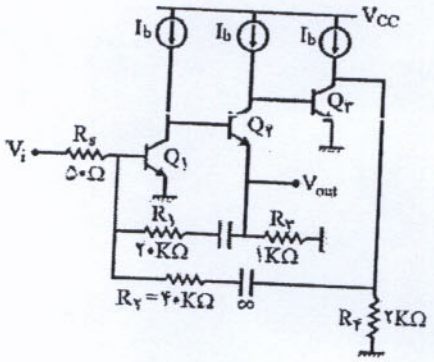


2d

۳ـ در مدار شکل زیر همه ترانزیستورهای مدار در ناحیه فعال بایاس شده‌اند و 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) $|A_v| \simeq ۵/۰ \frac{V}{V}$

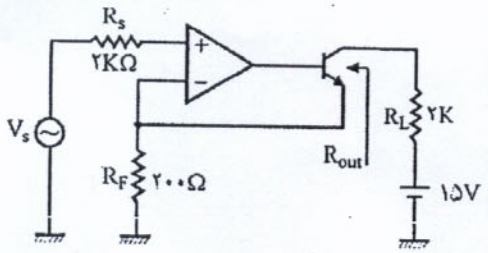
۴) $|A_v| \simeq ۶/۰ \frac{V}{V}$

(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 نزدیک تر می‌باشد؟ (مهندسی برق ۸۵)



۱) $۵M\Omega$

۲) $۴۰M\Omega$

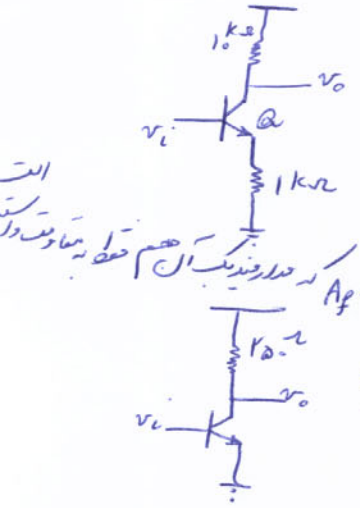
۳) $۱۸/۴G\Omega$

۴) $۴۰G\Omega$

* تقویت کننده‌ی عملیاتی :

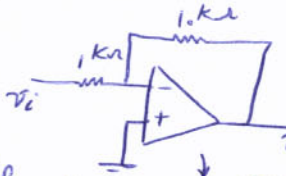
فلسفه‌ی اختراع op.Amp
- مدارهای خطی ← ایده‌آل / غیر ایده‌آل
- مدارهای غیرخطی

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



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

$A_f = \frac{1}{\beta}$ آن زیاد است پس A_f چون بهره‌ی opAmp زیاد است



$\frac{V_o}{V_i} = -10$ ← در این گین فقط به مقاومت‌ها بستگی دارد

است که عنصری پسیو است.

$\frac{V_o}{V_i} = -10$ ← بهره در این مدار به نقطه‌ی 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 فیدبکی می‌شود : $A_f = \frac{1}{\beta}$ که در مدار فیدبک قرار دهیم تنها از مقاومت استفاده کنیم.

• کاربردهای خطی ← op.Amp ایده‌آل

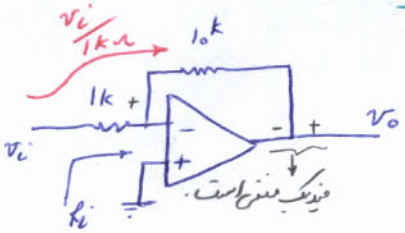
— شرایط op.Amp ایده‌آل :
1) بهره‌ی بی نهایت
2) مقاومت ورودی بی نهایت
3) مقاومت خروجی صفر
4) پهنای باند بی نهایت
5) نویز ورودی صفر 6) نرخ چرخش بی نهایت

* توجه!! برابر بودن ولتاژ پایه‌های مثبت و منفی در op.Amp دو شرط دارد
1) op.Amp ایده‌آل باشد
2) در فیدبک منفی قرار داشته باشد.

(ولی V_o در فیدبک مثبت مقادیر نامحدودی دارد) V_o در فیدبک منفی مقداری محدود است.

$V_o = A(V_+ - V_-) \rightarrow V_+ - V_- = \frac{V_o}{A} \xrightarrow{A \to \infty} 0 \rightarrow V_+ = V_-$

فرض می‌کنیم op.Amp زیر ایده‌آل است، $\frac{V_o}{V_i} = ?$ و $R_i = ?$ طبیعی است.

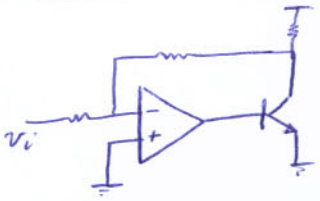


این opAmp ایده‌آل است و در فیدبک منفی قرار دارد ← $V_+ = V_-$

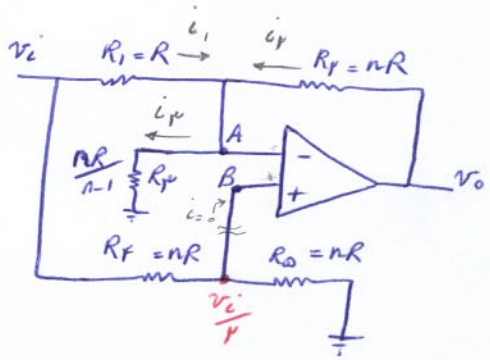
ولت $V_- = 0$

$V_o = 0 - 10^k \times \frac{V_i}{1k\Omega} = -10V_i \rightarrow \frac{V_o}{V_i} = -10$

$R_i \to \infty$



فیدبک مثبت است.



$A_V = ?$

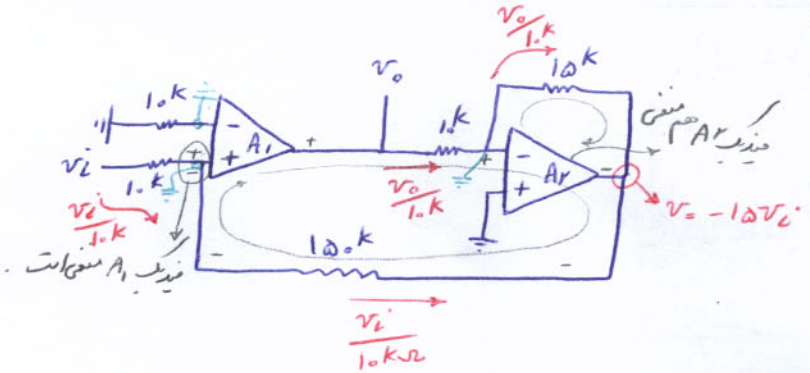
آپ امپ ایده آل است و در فیدبک منفی توان دارد

$\rightarrow V_+ = V_-$

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

(در یاد منفی KCL) $i_1 + i_2 = i_3$

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



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

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

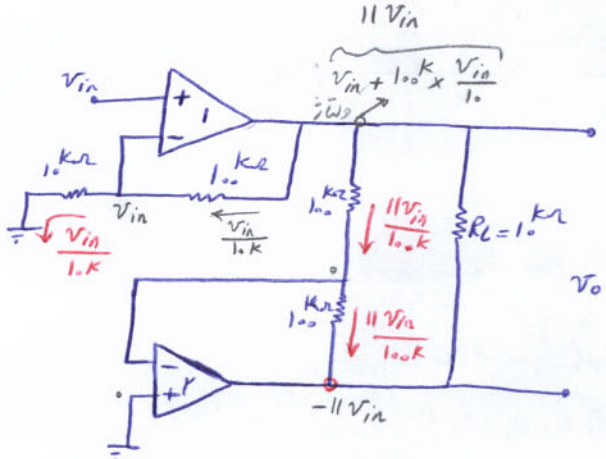
فیدبک A_2 هم منفی

$V_- = -15 V_i$

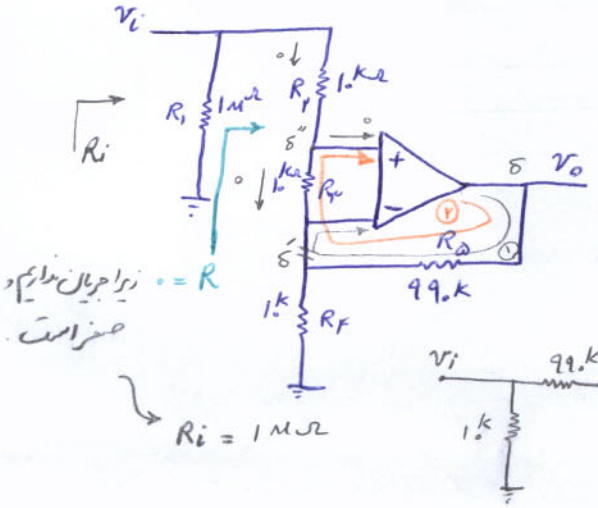
$$0 - 15^K \times \frac{V_o}{10^K} = -15 V_i$$

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

فیدبک A_1 منفی است.



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



این آپ امپ دو تا فیدبک دارد ① ← فیدبک منفی

② ← فیدبک مثبت

فیدبک منفی در اینجا قوی تر است زیرا "ه یک بری از سیگنال ه 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.

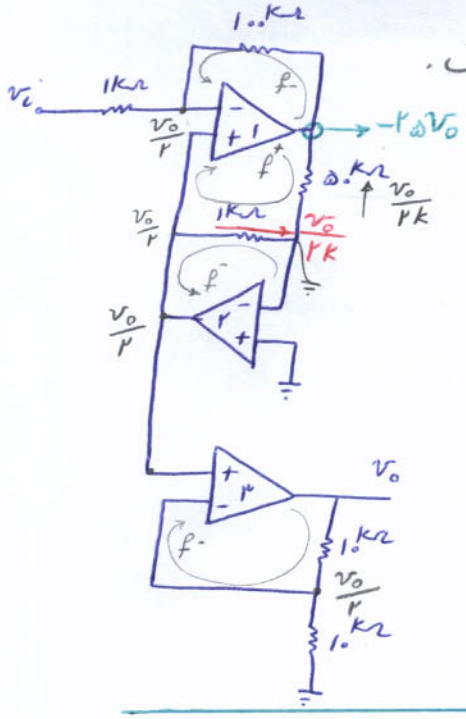
$\rightarrow V_+ = V_-$ ← مقاومت R_2 جریان ندارد.

$V_+ = V_- = V_i$

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

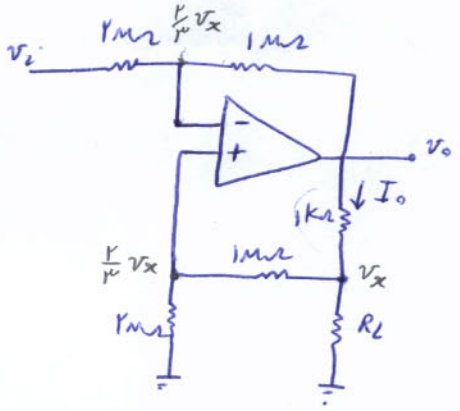
$R = 0$ زیرا جریان ندارد و صفر است.

$R_i = 1 M\Omega$



$$\frac{v_i - \frac{v_o}{2}}{1k\Omega} = \frac{\frac{v_o}{2} - (-25v_o)}{100k\Omega} \longrightarrow 100v_i \simeq 50v_o$$

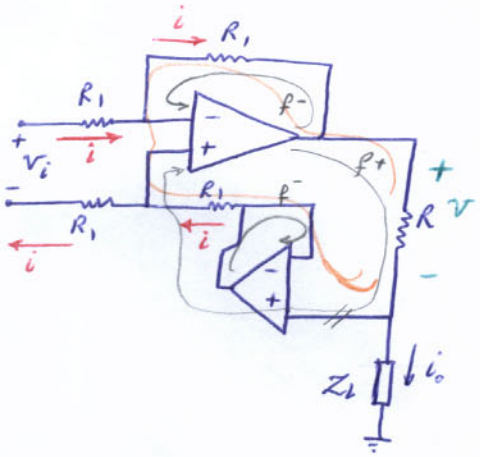
$$\frac{v_o}{v_i} \simeq \frac{100}{50} \xrightarrow{v_i = 10mV} v_o \simeq 12\ mV$$



$$\frac{v_i - \frac{2}{3}v_x}{2M} = \frac{\frac{2}{3}v_x - v_o}{1M} \longrightarrow \frac{v_i}{2} - \frac{v_x}{3} - \frac{2}{3}v_x = -v_o$$

$$v_o = -\frac{v_i}{2} + v_x$$

$$I_o = \frac{v_o - v_x}{1k} \Bigg\} \longrightarrow \frac{I_o}{v_i} = -\frac{1}{2k}$$



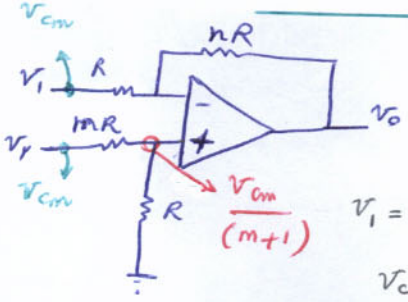
$$\frac{i_o}{v_i} = ? \qquad f^- > f^+ \longrightarrow v_+ = v_-$$

$$KVL)\quad v_+ - R_1 i + R_1 i = 0$$

$$v_- = -2R_1 i = i_o R \longrightarrow i_o = \frac{-2R_1}{R} \times i = \frac{-2R_1}{R} \times \frac{v_i}{2R_1}$$

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

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



$$v_1 = v_2 = v_{cm}, \qquad \frac{v_o}{v_{cm}} = 0$$

$$\frac{v_{cm} - \frac{v_{cm}}{m+1}}{R} = \frac{\frac{v_{cm}}{m+1} - v_o}{nR} \longrightarrow nv_{cm} - \frac{n}{m+1}v_{cm} = \frac{v_{cm}}{m+1} - v_o$$

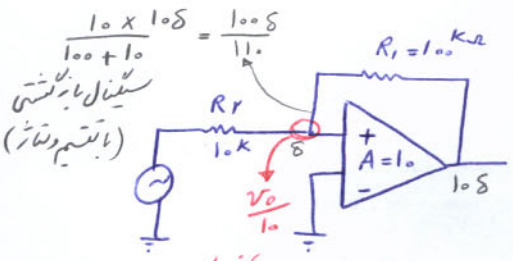
$$v_o = v_{cm}\left[\frac{1}{m+1} - n + \frac{n}{m+1}\right] \longrightarrow \frac{1}{m+1} - n + \frac{n}{m+1} = 0 \longrightarrow 1 - n(m+1) + n = 0$$

$$\longrightarrow mn = 0$$

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

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

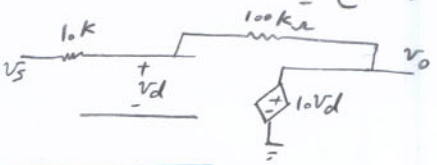
$R_i \to \infty$



$v_o = A \times (v_+ - v_-)$

$10 \times (\delta - 0) = 10\delta \longrightarrow Af = \frac{10}{11} < 1$ ← مدار پایدار است

← آپ امپ اشباع نیست.



$10(v_+ - v_-) = v_o$ ← زیرا

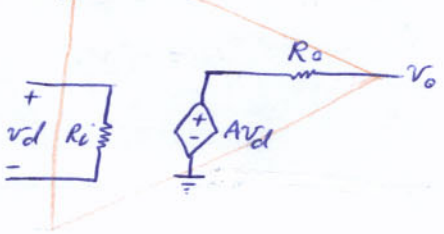
$v_+ = \frac{v_o}{10}$

$\frac{v_s - \frac{v_o}{10}}{1.1\,k\Omega} = \frac{\frac{v_o}{10} - v_o}{100\,k\Omega}$

$\frac{v_o}{v_s} = 100$

✱ کاربردهای خطی : op. Amp غیر ایده آل

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

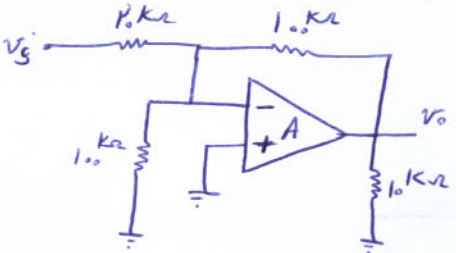


همواره می‌توان از این مدار معادل استفاده کرد ولی حل op. Amp ایده آل با بدست آوردن مدلی ساده‌تر است.

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

✱ وقتی آپ امپ اشباع می‌شود ناپایدار است یعنی دیگر نمی‌توانیم از آن خروجی سیگنال ac بگیریم و فقط خروجی DC داریم. یعنی در حالت اشباع آپ امپ تقویت سیگنال ندارد.

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

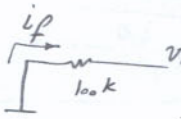


$R_i \to \infty$, $R_o = 0$, $A = 100$

در این مسئله آپ امپ با فیدبک منفی وگین محدود می‌باشد. $v_+ \neq v_-$

فیدبک از نوع ولتاژ - موازی است.

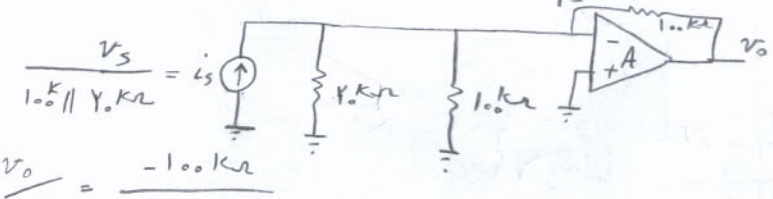
$f = \frac{\text{جریان}}{\text{ولتاژ}}$



$f = \frac{i_f}{v_o} = \frac{-1}{100\,k\Omega}$

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 می‌دهیم :



ماکزیمم بهره $\frac{v_o}{v_s} = \frac{-100\,k\Omega}{20\,k\Omega \| 100\,k\Omega}$

حل از طریق آپ امپ :

$100(v_+ - v_-) = v_o \longrightarrow v_- = \frac{-v_o}{100}$

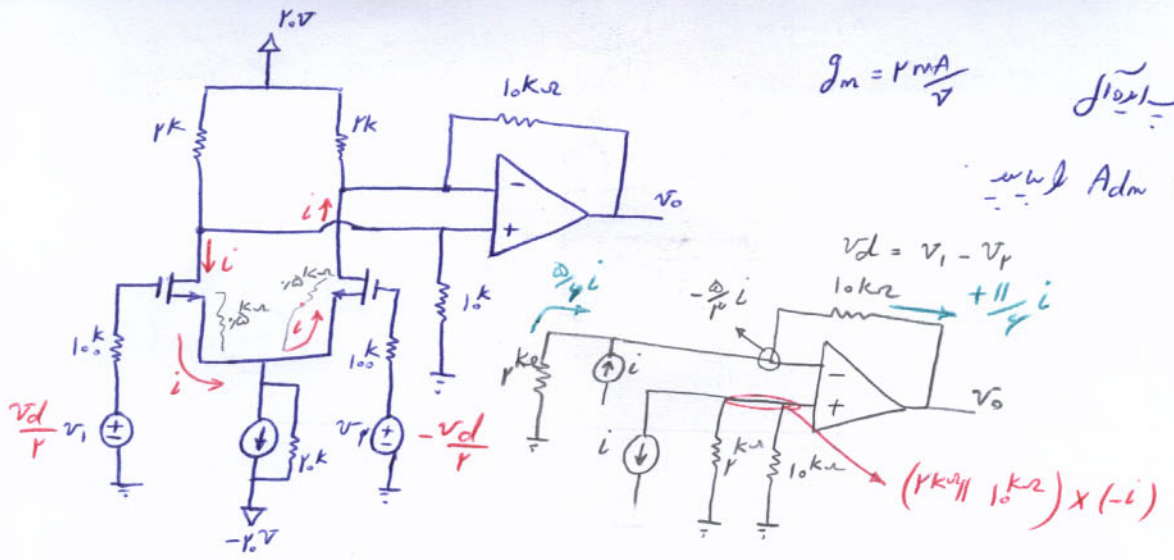
KCL در پایه‌ی منفی)

$$\frac{v_i - \left(\frac{-v_o}{100}\right)}{20\,k\Omega} + \frac{v_o - \left(\frac{-v_o}{100}\right)}{100\,k\Omega} + \frac{\frac{v_o}{100}}{100\,k\Omega}$$

آپ امپ ایده‌آل

$g_m = 2\,mA/V$

✓ بین ترانسکانس A_{dm} را بیابید.



$$v_o = -\frac{5}{3}i - 10^k \times \frac{11}{2}i = \frac{-120\,i}{2} = -20\,i$$

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

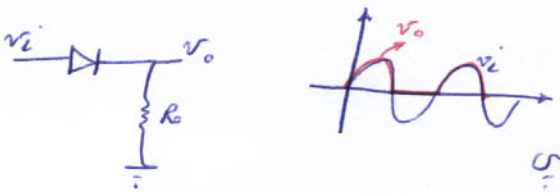
$$\longrightarrow \frac{v_o}{v_d} = -20$$

---

* کاربردهای غیرخطی op.Amp :

✓ ضرورت استفاده از آپ امپ در کاربردهای غیرخطی چیست؟

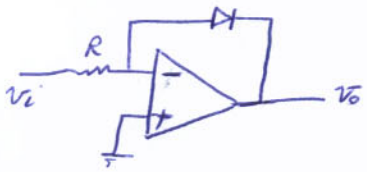
مثلاً استفاده از آپ امپ به عنوان کلیپر یا سازنیم موج یکسو کننده



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

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

این مشکل را ندارد و به ازای هر ورودی خروجی یکسو شده داریم.



هر ولتاژی را می‌توانیم به عنوان ورودی بدهیم.

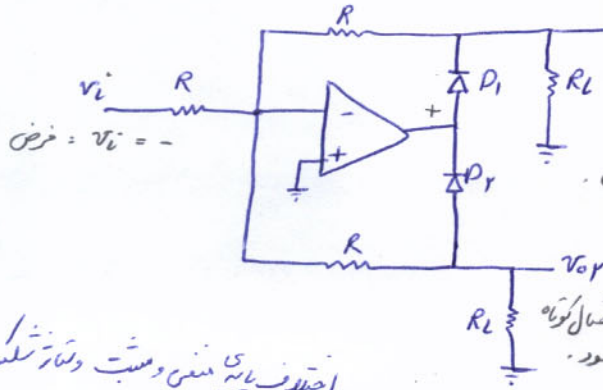
$$\frac{\text{ولتاژ آستانه‌ی دیود}}{A \to \infty} \simeq 0$$

✓ 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 ماقبل صفر است.

نسبت به 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 loop gain می‌شود باز هم اتصال کوتاه می‌شود.

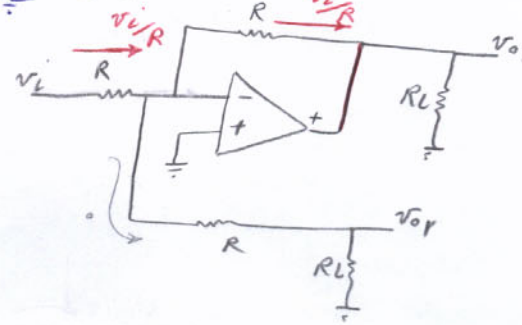
اختلاف پایه‌ی منفی و مثبت ولتاژ شکست را تعیین می‌کند مثلاً اگر

$v_- = 1 - v_i$

$v_+ = 0$

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

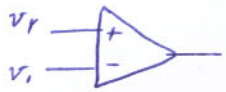
$v_i = 1$



$v_{o2} = 0$

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

* در آپ امپ بدون فیدبک :



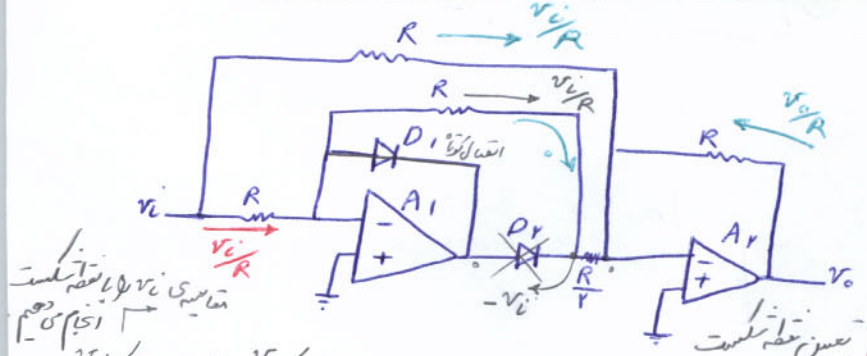
$v_+ > v_- \longrightarrow$ خروجی اشباع +

$v_+ < v_- \longrightarrow$ 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 بازمی کنیم :

A_1 فیدبک ندارد ولی A_2 فیدبک دارد.

اگر فیدبک نداشته باشیم در A_1 :

$v_- = kv_i \quad , \quad k > 0$

$v_+ = 0$

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

بعین نقطه شکست

$v_i < 0 \longrightarrow v_- < 0$

$v_+ = 0$

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

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

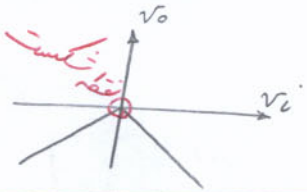
$$v_i + v_o = 2v_i \longrightarrow v_o = v_i$$

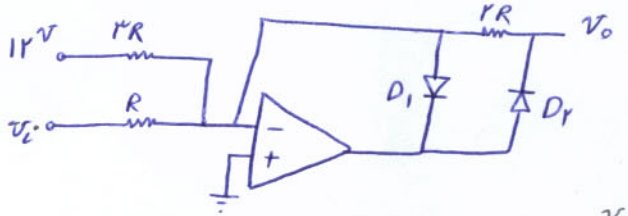
$v_i > 0 \longrightarrow v_- > 0 \longrightarrow v_- > v_+ \longrightarrow$ خروجی اشباع - $\longrightarrow \begin{cases} D_1 : on \\ D_2 : off \end{cases}$

$v_+ = 0$

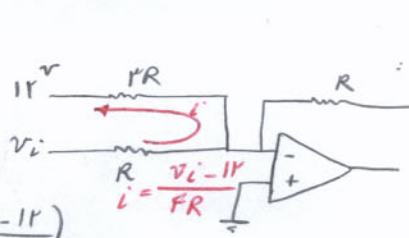
$\longrightarrow$ فیدبک منفی دارد op.Amp ⊥ $\longrightarrow v_{+1} = v_{-1}$

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





ابتدا دیودها را بازمی کنیم :



$$v_- = v_i - Rx\left(\frac{v_i - 12}{2R}\right)$$

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

$$v_+ = 0$$

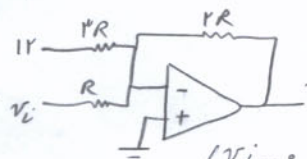
$\xrightarrow{v_+ = v_-} \frac{3}{4}v_i + 3 = 0 \longrightarrow v_i = -4$ نقطه شکست

$v_i < -4$

$v_i > -4$

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

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



فیدبک منفی $\longrightarrow v_+ = v_-$

$$\left(\frac{v_i - 0}{R} + \frac{12 - 0}{3R} + \frac{v_o - 0}{2R} = 0\right) \times 2R$$

$$v_o = -2v_i - 8$$

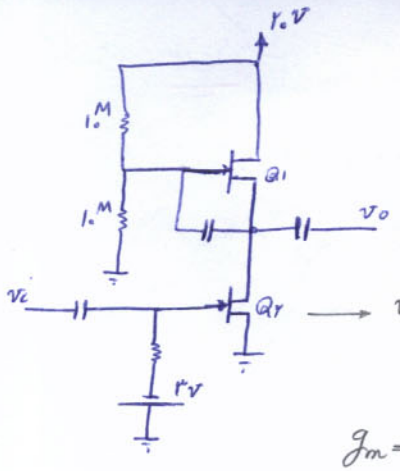
مسئله ۸ کتاب مسئله ۲۹ کتاب

- حل دو مسئله‌ی باقیمانده از JFET و MOSFET :

محاسبه‌ی نقطه‌ی کار:

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

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



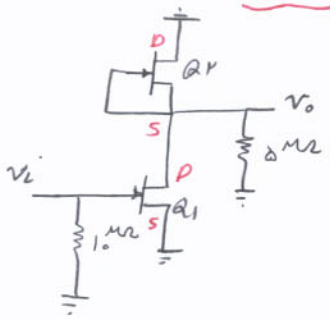
$Q_2 \longrightarrow V_G = -2,\ V_S = 0 \longrightarrow V_{GS} = -2$

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

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

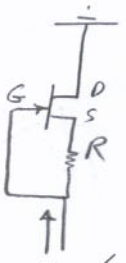
✓ حل مدار در حالت ac (نه سینال کوچک چون خازن داریم بهره‌ی DC ما صفر است.)

مدار در حالت :



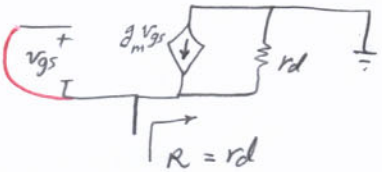
Q_2 : load , Q_1 : Source

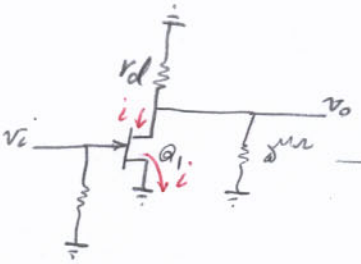
در حالت کلی داریم :



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

مدار معادل Q_2 :





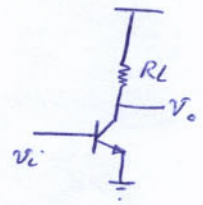
از $5M\Omega$ در مقابل r_d صرف نظر می‌کنیم.

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

* تقویت کننده توان (طبقه خروجی)

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

تقویت کننده ی دیتاتر ایده آل: $A \gg 0$, $R_i \gg 0$, $R_o \to 0$



$R_o = R_L \parallel r_o$

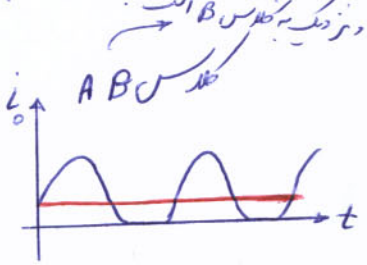
اگر بخواهیم مقاومت خروجی را کم کنیم این کم می شود.

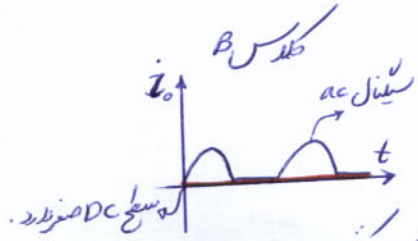
پس ما نمی توانیم مقاومت خروجی تقویت کننده ی سیگنال را کم کنیم.

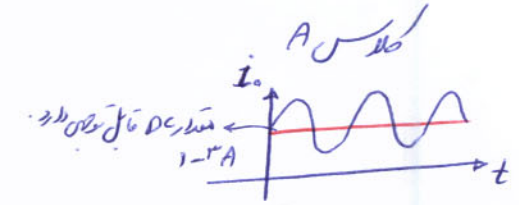
طبقه ی خروجی طبقه ای است که پس از تقویت کننده ی سیگنال قرار می گیرد تا مقاومت خروجی آنرا کاهش دهیم (ها از تقویت کننده ی خروجی انتظار پایین بالایی نداریم زیرا وظیفه ی آن ایجاد R_o کم است.) در ضمن این طبقه ی خروجی باید قدرت جریان دهی بالایی داشته باشد، از ترانزیستورهایی که جریان دهی بالایی دارند در طبقه ی تقویت کننده ی سیگنال نمی توانیم استفاده کنیم زیرا β کمی دارند مثلاً ۱۲-۱۰ = β پس قدرت تقویت کنندگی کمی دارند.

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

جریان DC خروجی آن در حد mA است چیزی بین کلاس A و B
و نزدیک به کلاس B است







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

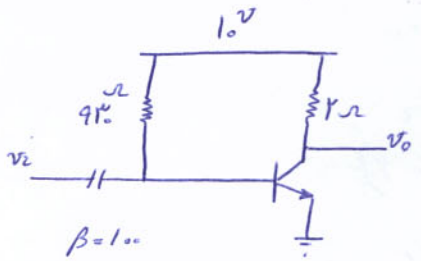
● کلاس A:

✓ پارامترهای قابل محاسبه و با اهمیت در تقویت کننده ی توان (معیاری برای 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.



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

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

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

کمی که در تقویت کننده ی سیگنال تعریف می کردیم به اندازه ی سیگنال ورودی (که سیگنال کوچک) باشد و به مرکاس سیگنال ورودی وابسته است. زیرا P_o و P_s به سیگنال ورودی وابسته اند.

همچنین راندمان هم در تقویت کننده ی توان به سیگنال ورودی وابسته است.

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

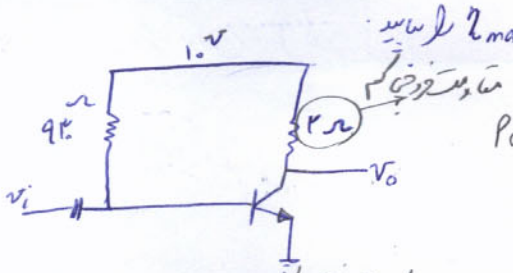
$V_{rms} = V_{effective}$ متوسط

P_s نسبت 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_S ، P_{omax} و η_{max} را بیابید.



مقاومت خروجی کم

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: $I_B = \frac{10 - 0.7}{920} = 10mA \longrightarrow I_C = 100 \times 10^{mA} = 1A$

$v_{CE} = 10 - 2\times1 = 8$ ولت

سوئینگ خروجی:

$v_o = R_L I_C = 2\times1 = 2$ ولت

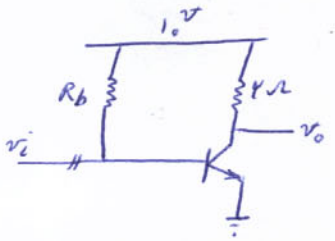
$v_o = \frac{v_{CE} - v_{CE(sat)}}{R_{ac}} \times R_L = \frac{8 - 0.2}{2^{\Omega}} \times 2^{\Omega} = 7.8$ ولت

$\left.\begin{array}{l}\\\\\end{array}\right\} \longrightarrow v_o = 2$ ولت

$\longrightarrow P_{omax} = \frac{v_{omax}^2}{2R_L} = \frac{2^2}{2\times2} = 1w$

$P_S = 10^V \times 1A = 10w = V_{cc} I_C$ $\left.\begin{array}{l}\\\end{array}\right\} \longrightarrow \eta_{max} = \frac{1}{10} \times 100 = 10\%$

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



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

$I_C = \frac{10 - 0.2}{2+2} = \frac{9.8}{4} = 2.45\ A$

$v_o = R_L I_C = \frac{v_{CE} - v_{CE(sat)}}{R_{ac}} \times R_L = 2^{\Omega} \times 2.45^{A} = 4.9\ v$

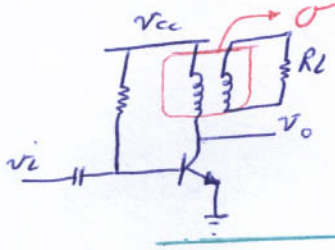
$P_o = \frac{v_o^2}{2R_L} = \frac{(4.9)^2}{2\times2^{\Omega}} = 6.025\ w$

$P_S = V_{cc} I_C = 10 \times 2.45 = 24.5\ w$ $\left.\begin{array}{l}\\\end{array}\right\} \longrightarrow \eta = \frac{6.025}{24.5} = 24.5\%$

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

مقاومت 2^{Ω} سبب می‌شود که دینامیک 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.

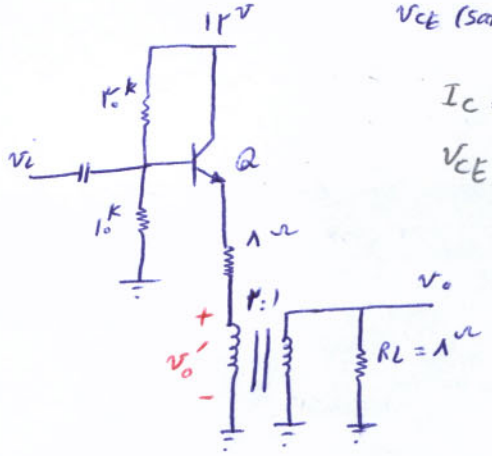
ترانس در حالت DC اتصال کوتاه می‌شود پس v_{CE} افزایش می‌یابد.



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

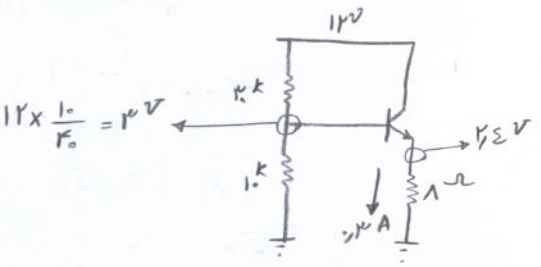
افزایش راندمان با افزایش I_C مقدور نیست زیرا: $I_C \uparrow \longrightarrow v_{CE} \downarrow$ ✗

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



محاسبه‌ی نقطه‌ی کار:

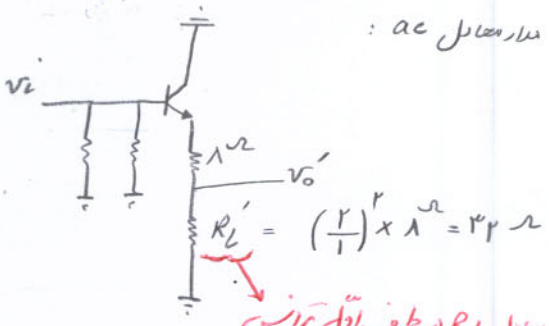
در حالت DC ، ترانس اتصال کوتاه می‌شود.



مدار در حال DC :

$I_C = 0.3\ A$

$V_{CE} = 9.6\ V$



مدار معادل ac :

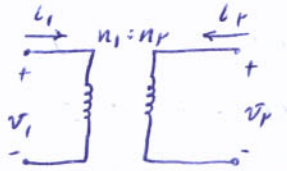
معادل R_L در طرف اول ترانس

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

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

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

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



$$\begin{cases} \frac{i_1}{i_2} = -\frac{n_2}{n_1} \\ \frac{v_2}{v_1} = \frac{n_2}{n_1} \end{cases}$$

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

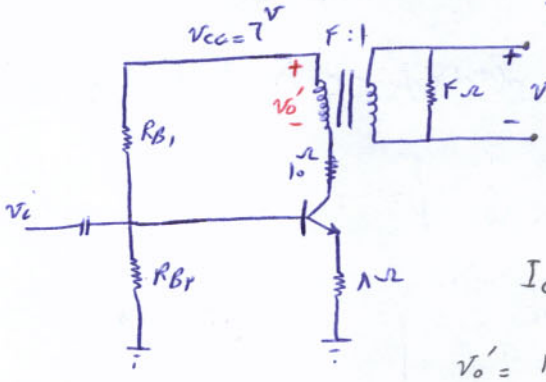
چون ترانس ایده‌آل است $P_1 = P_2$.

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 سوال خروجی طراحی شده باشیم.

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



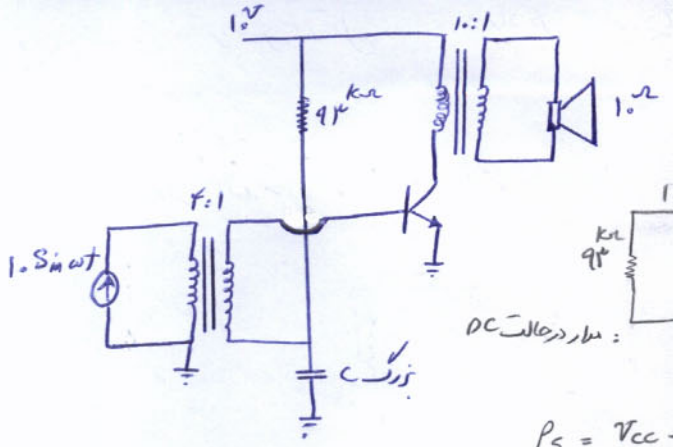
سپس از رابطه‌ی حداکثر سوئینگ می‌رویم:

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

$I_C = \frac{7 - 0}{8\Omega + 1\Omega} = \frac{7}{100} = 0.07\ A$

$V_o' = R_L' \times I_C = 24\Omega \times 0.07\ A = 3.84$ ولت

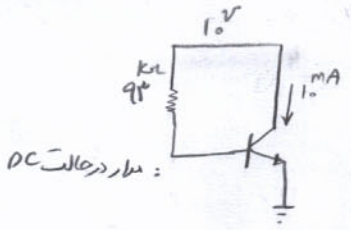
$P_o' = \frac{(V_o')^2}{2R_L'} = \frac{(3.84)^2}{2 \times 24} = 0.11\ W$



$V_{BE} = 0.7\,V$ ، $\beta = 100$

در مدار روبرو راندمان تبدیل قدرت چه قدر است؟

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

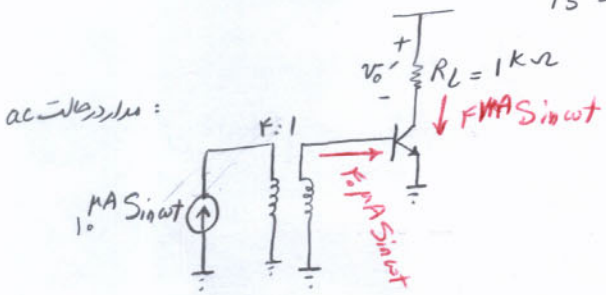


مدار در حالت DC :

$I_B = \frac{10 - 0.7}{92\,K} = 0.1\,mA$

$I_C = 10\,mA$

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



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

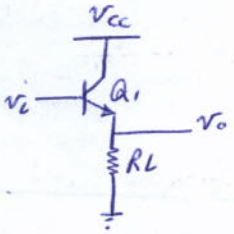
$P_o' = \frac{(v_o')^2}{2R_L'} = \frac{4^2}{2 \times 1K\Omega} = 8\,mW$

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

---

* 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.

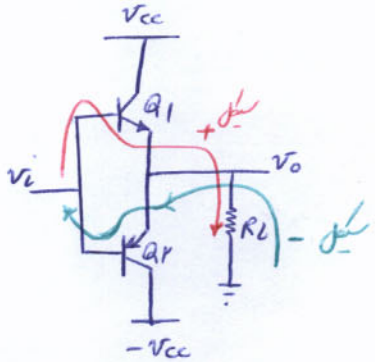
اما کلاس B تا زمانی که به آن سیگنال ندهیم توان از تغذیه نمی‌کشد زیرا مقدار DC خروجی آن صفر است. کلاس B نیم سیکل را از خود عبور می‌دهد.



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 :

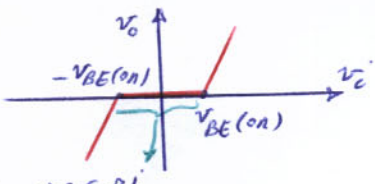
push - pull :



- 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 سیگنال‌های کمتر از 0.7 V را منتقل نمی‌توانند به خروجی انتقال دهند :



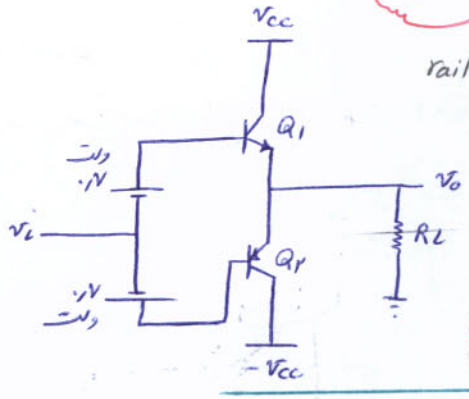
Dead Zone ناحیه‌ی مرده

پس باید مدار فوق را اصلاح کنیم به وسیله‌ی قرار دادن دیودها در مسیر 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 : $P_S = V_{CC} \times \frac{V_o}{\pi R_L}$ توان ورودی سیگنال سینوسی

rail to rail

* تقویت کننده‌ی 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 کنترل‌کننده در مدار استفاده کرده‌ایم که مطلوب‌تر است.

η_{max} (کلاس AB) = ۷۸/۵٪

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

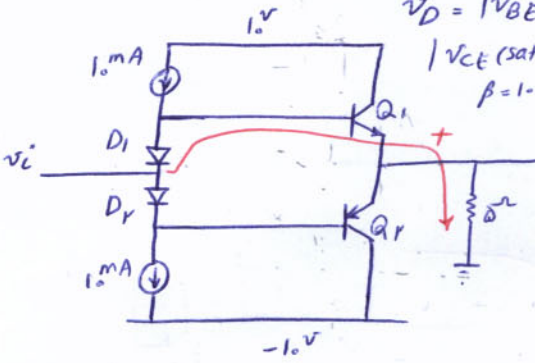
$|V_{CE(sat)}| = 0.3V$

$\beta = 100$, $I_{Dmin} = 0$

منبع جریان ایده‌آل

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

مثال)



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

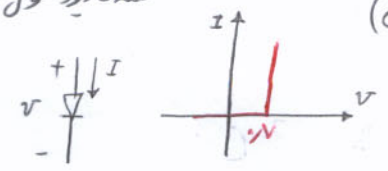
که در اینجا چون سمت بالا و پایین شبیه‌هم هستند مقدار DC خروجی تقریباً صفر است (چون pnp و npn متقارن‌اند.) اگر مقدار DC خروجی صفر نباشد باید به بهتری داریم.

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

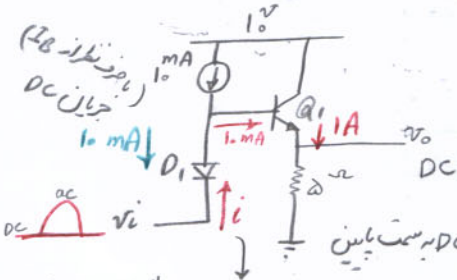
③ آیا مسیر حرکت نیم سیکل مثبت و منفی شبیه‌هم هستند؟ (المان‌های مشابهی دارند.) اگر شبیه‌هم بودند در این صورت فقط کافی است فایک نیم سیکل را تحلیل کنیم و فقط در علامت متفاوت‌اند که علامت در سوئینگ اهمیتی ندارد.

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

مشخصه‌ی دیود سؤال:



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



(با حذف نمادهای DC جریان I_B)

عوامل محدودکننده در حل مسئله:

۱- اشباع شدن Q_1 : $V_o = 10 - 0 - 0.5 = 9.5V$ (DC = 0)

۲- قطع شدن D_1 : زمانی که مقدار جریان ac به سمت بالا با جریان DC به سمت پایین برابر شود دیود قطع می‌شود

جریان ac سیگنال ورودی v_i

- سیگنال ac است که خروجی را می‌سازد.

$i_{max} = 10mA$

$V_o = 5\Omega \times 1A = 5V$ ✓

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

$P_S = V_{CC} \times \frac{V_o}{\pi R_L} = 20 \times \frac{5}{\pi \times 5} = 7.36\ W$

$\rightarrow \eta = \frac{P_o}{P_S} \times 100 = \frac{2.5}{7.36} \times 100 = 34.4\%$

---

* مراحل حل مسائل تقویت کننده‌ی توان کلاس AB :

۱) تعیین مقدار DC خروجی

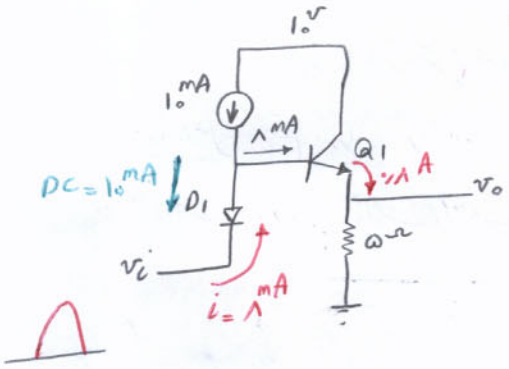
۲) تعیین مسیر حرکت سیگنال در نیم سیکل مثبت و منفی

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



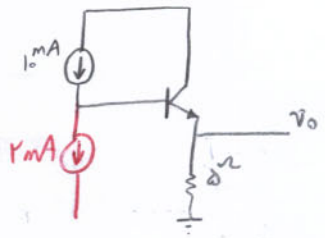
عوامل محدودیت خروجی :

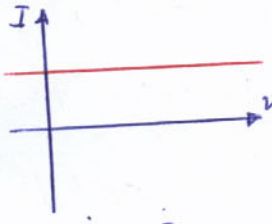
۱- اشباع شدن Q_1 :

$v_o = 10 - 0 - 0.7 = 9.3^V$

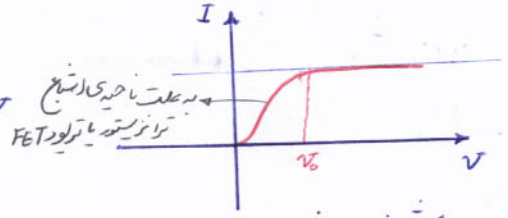
۲- قطع شدن D_1 :

$v_o = 5\Omega \times 0.8A - 0 = 4^V$ ← مقدار DC خروجی

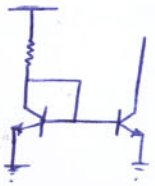




مشخصه‌ی منبع جریان ایده‌آل

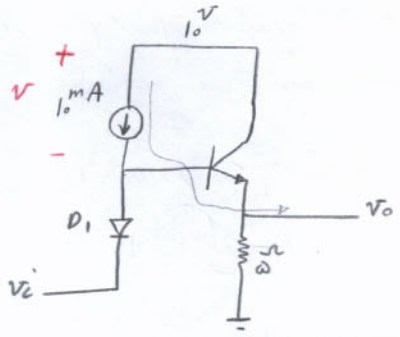


مشخصه‌ی منبع جریان واقعی



منبع جریان

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



عوامل محدودیت :

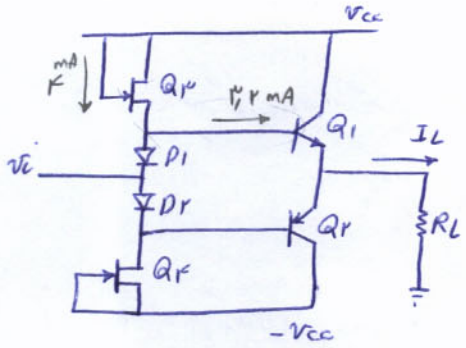
۱) اشباع شدن Q_1 : 9.5^V

۲) قطع شدن D_1 : 4^V

۳) قطع شدن منبع جریان :

$v_o = 10 - 1^V - 0.7 = 8.3$ ولت

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



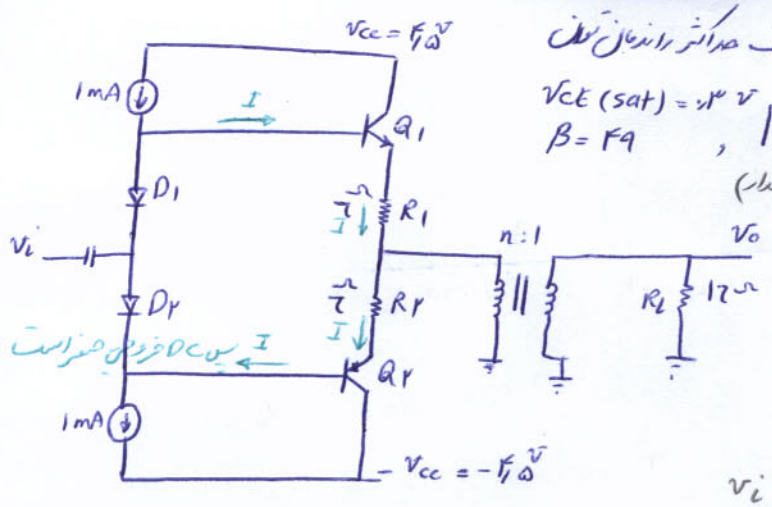
عامل محدودیت در اینجا تنها I_{Dmin} دیودهاست زیرا V_{CC} ثابت نگه داشته شده است.

$I_L = 3.2mA \times 20 = 64mA$

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

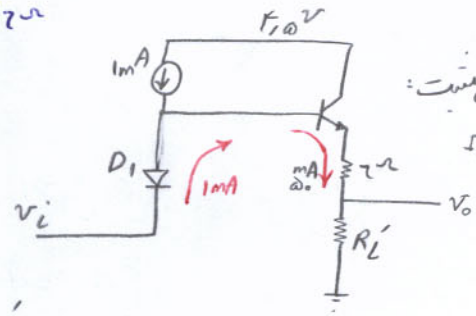
$V_{CE(sat)} = 0.3\ V$

$\beta = 49$, $|V_{BE(on)}| = 0.7\ V$



مقدار DC خروجی = صفر ولت (به علت تشابه بالا و پایین مدار)

جهت DC خروجی صفر است.



مدار در نیم سیکل مثبت:

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

عوامل محدود کننده: ۱) اشباع Q_1: $V_o' = 4.2\ V \times \frac{R_L'}{R_L' + 6\Omega}$ $(4.5 - 0.3)$

۲) قطع منبع جریان: $(4.5 - 0.3 - 0.7) \times \frac{R_L'}{R_L' + 6\Omega} = 4.5 \times \frac{R_L'}{R_L' + 6\Omega}$

بین ۱ و ۲ کمترین است.

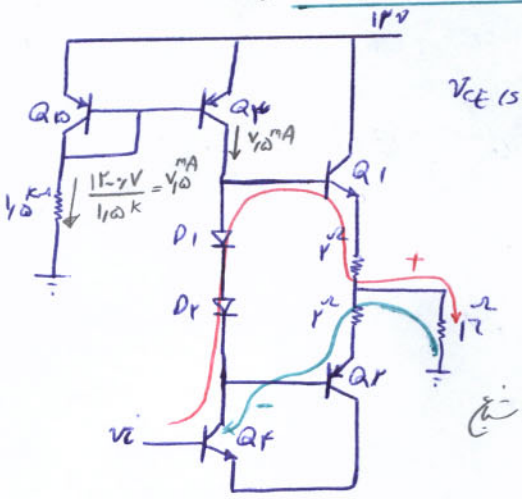
۳) قطع شدن D_1: $R_L \times 50mA$

$R_L' \times 50mA = 4.5 \times \frac{R_L'}{R_L' + 6\Omega} \longrightarrow R_L' = 6\Omega \longrightarrow V_o' = 6\Omega \times 50mA = 3.2\ V$

$P_o' = \frac{V_o'^2}{2R_L'} = \frac{(3.2)^2}{2 \times 6\Omega} =$

$P_S = V_{cc} \times \frac{V_o'}{\pi R_L'} = 9 \times \frac{3.2}{\pi \times 6} =$

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



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

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

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

سیکل + : قطع دیود و اشباع Q_1 و اشباع Q_3

سیکل − : اشباع Q_2 و Q_4

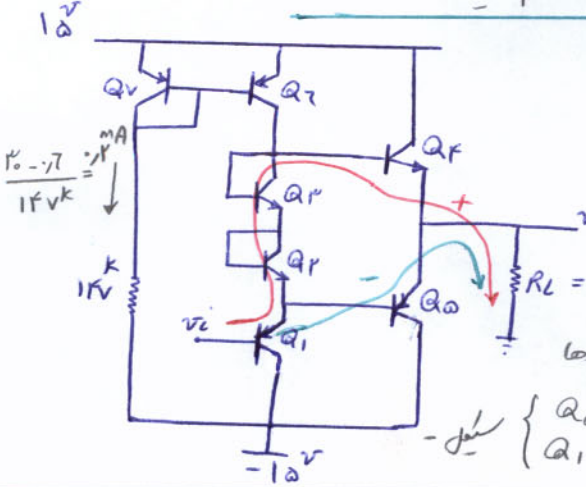
Q_1: $(12 - 0.5) \times \frac{12}{2 + 12} = 10.22\ V$

اشباع

Q_4: $(12 - 0.5 - 0.7) \times \frac{12}{2 + 12} = 9.72\ V$ ✓ نیم سیکل منفی

قطع دیود: $7.5mA \times 50 \times 12 = 7.14\ V$ ✓ نیم سیکل مثبت

عامل محدود کنندگی Q_2 شبیه Q_1 و Q_4 شبیه Q_3 می‌باشد پس مجاسبه‌ی آن لازم نیست.



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

I_S از تمام ستون‌ها با هم برابرند.

سیکل + : اشباع Q_5 و Q_6 و قطع دیودهای Q_3 و Q_4

Q_5: $15 - 0.2 = 14.8\ V$

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

دقت دیودها قطع شوند $0.2mA$ جریان از بین Q_4 می‌گذرد.

قطع دیودها: $0.5k \times 2.0\ mA = 1.0\ V$

سیکل − : اشباع Q_8 و Q_1

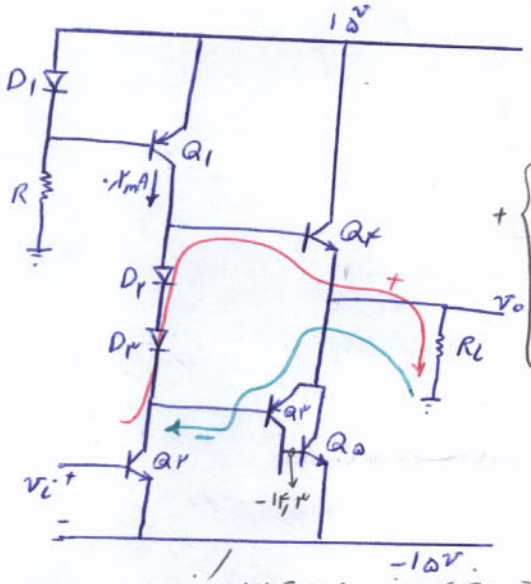
Q_8: $-14.8\ V$

Q_1: $-14.2\ V$

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

$$P_S = V_{CC} \times \frac{V_o}{\pi R_L} = 20 \times \frac{10}{\pi \times 0.5\,k} =$$

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



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

$\beta = 20$ (PNP)

سیکل + : قطع دیودها و اشباع Q_1 و Q_4 :

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

اشباع Q_4 : $15 - 0.3 = 14.7$ V

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

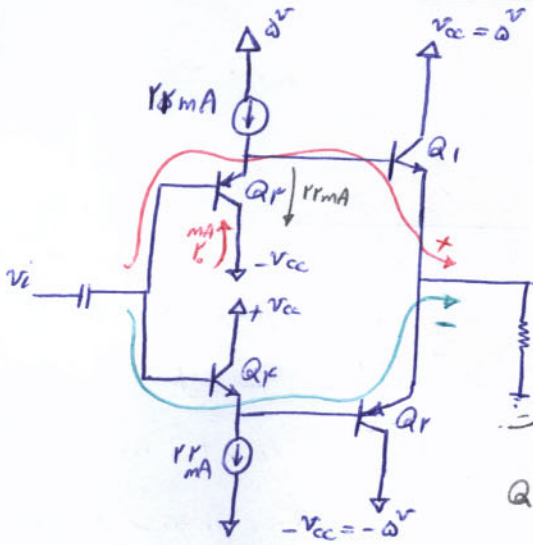
$\rightarrow 0.2\,m \times 100 \times R_L = 14$

$R_L = 700\ \Omega$

- { 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 تقویت کننده های Q_3 و Q_4 $2\,mA$ است. $R_L = ?$

سیکل + : اشباع Q_1 ، قطع Q_3 (Q_3 مانند دیود عمل می کند.) و منبع جریان V_o همواره بزرگتر است.

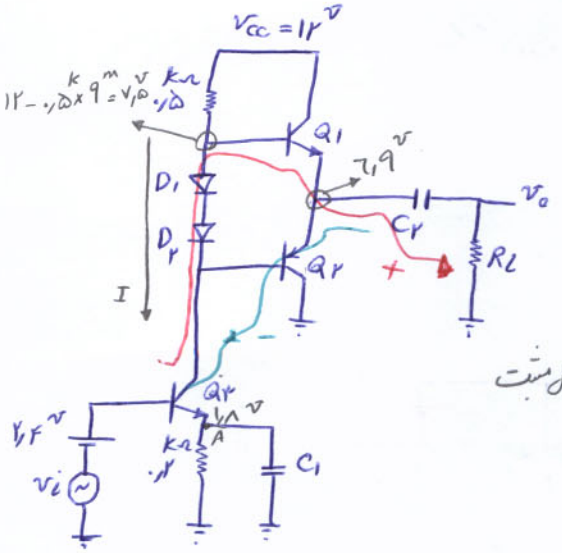
اشباع Q_4 را بررسی نمی کنیم چون در نیم سیکل + هستیم پس V_{CE} همواره بزرگتر است.

اشباع Q_1 : ولت $5 - 0.3 = 4.7$ V

قطع Q_3 : $2\,mA \times 50 \times 2\,k\Omega = 2$ V ✓

منبع جریان : $5 - 0.3 - 0.7 = 4$ V

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



$|V_{BE}|=0.9^V$ ، $|V_{CE(sat)}|=0.3^V$ ، $\beta=49$

$V_D=0.7^V$

برای چه مقداری از R_L همه‌ی دیودها خاموش خواهند شد؟

حالت بی‌باری DC خروجی:

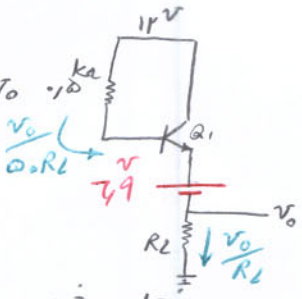
$V_A=1.8^V \longrightarrow I=9\,mA$ (با صرف نظر کردن از جریان بیس)

مقدار DC خروجی = 7.9 ولت

نیم سیکل مثبت:

$$\begin{cases} \text{اشباع } Q_1: & 12-0.3-7.9=4.8^V \\ \text{قطع دیودها}: & 12-5.0\,k\Omega\times\frac{V_o}{5.0R_L}-0.7-7.9=V_o \end{cases}$$

$$V_o=\frac{4.5}{\frac{1.0}{R_L}+1}$$



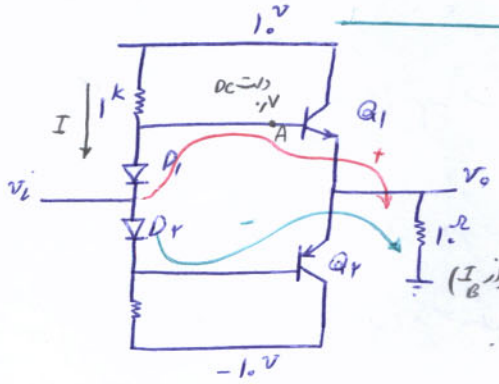
وقتی دیودها قطع باشند:

نیم سیکل منفی:

$$\begin{cases} \text{اشباع } Q_1: & 7.9-0.3=7.2^V \\ \text{اشباع } Q_2: & 7.9-0.6-0.3-1.8=4.2^V \end{cases}$$

برای این که در آن R_L است تا با کمترین مقدار از میان سه مقدار دیگر مساوی قرار می‌دهیم:

$$\frac{4.5}{\frac{1.0}{R_L}+1}=4.2 \longrightarrow R_L=140\,\Omega$$



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

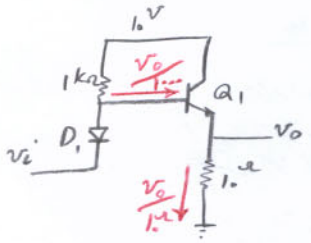
$$I=\frac{20-1.4}{2\,k\Omega}=9.3\,mA \longrightarrow V_A=0.7^V \longrightarrow V_o(DC)=0 \text{ ولت}$$

(با صرف نظر از I_B)

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

بررسی محدودیت‌های مدار برای یافتن ماکزیمم سوئینگ:

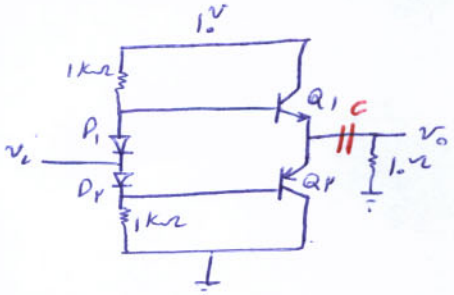
مدار در نیم سیکل مثبت =

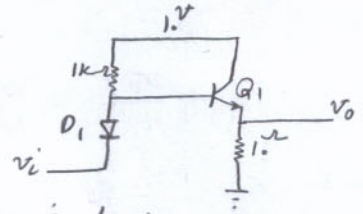


۱) اشباع Q_1: $V_o=10-0.2=9.8^V$

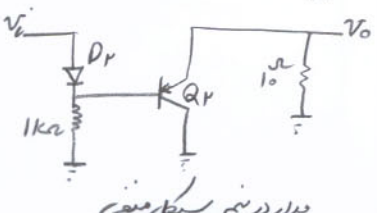
۲) قطع شدن D_1: $V_o=10-1\,k\Omega\times\frac{V_o}{1\,k\Omega}-0.7 \longrightarrow \frac{9.3}{2}=4.65^V$ ✓

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

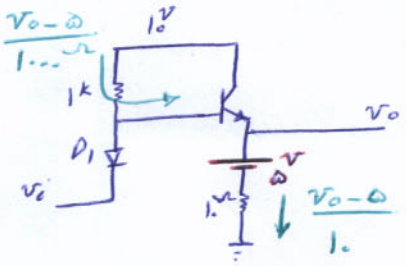


مدار در نیم سیکل منفی

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 پایه خیلی بزرگتر باشد. مدار را در حالت پایدار بررسی می‌کنیم پس در حالت پایدار خازن شارژ شده و ولتاژی در دو سر خود دارد.

$v_C = 5^V$

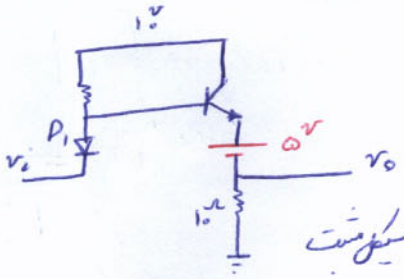
مقدار ولتاژ دو سر خازن را می‌توان به دو صورت در مدار لحاظ کرد:



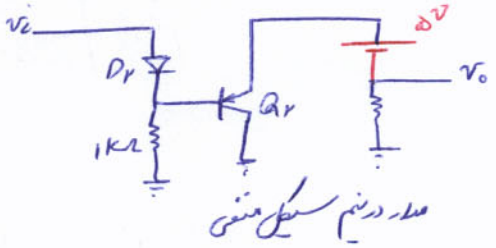
اشباع Q_1:

$10 - 0.2 - 5^V = 4.8^V$

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



مدار در نیم سیکل مثبت

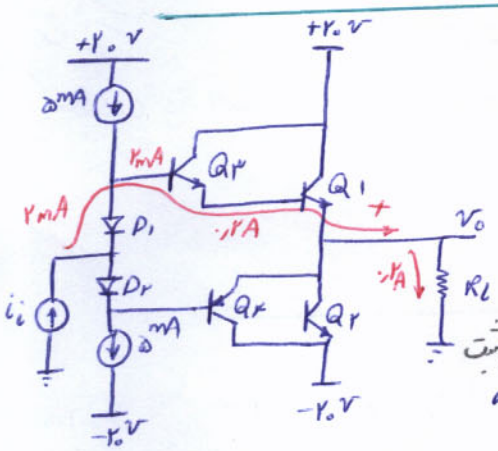


مدار در نیم سیکل منفی

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

$i_i = 2mA \sin \omega t$

حداکثر مقدار توان بار را بیابید.



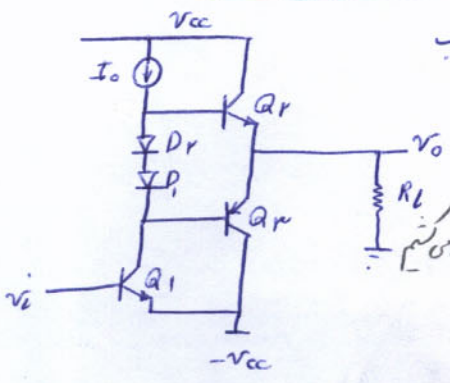
نقطه‌ای که $i_i = 2mA$ است $\Rightarrow v_o = R_L \times 0.2A = 12^V$

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

(دیود D_1 قطع نیست زیرا جریانی که از آن می‌گذرد $2mA$ به سمت پایین است.)

(چیزی که خروجی را می‌سازد ورودی و سیگنال ورودی است، منبع جریان 5^{mA} 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.

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

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

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

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

Q_2 در نیم سیکل مثبت 2 وات مصرف می‌کند

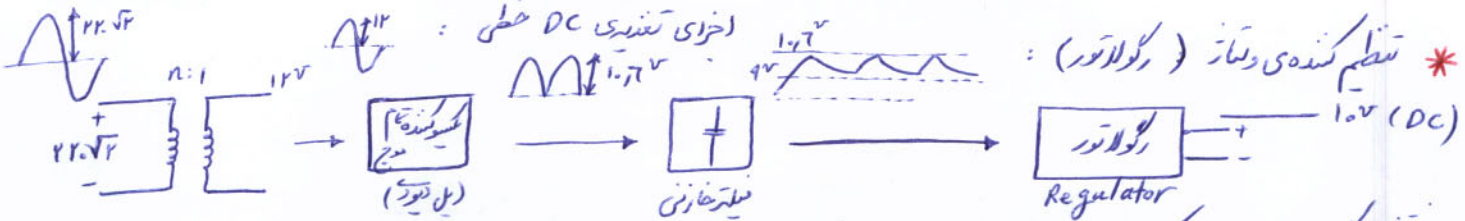
Q_3 در نیم سیکل منفی 2 وات مصرف می‌کند.

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

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

$P_o = \frac{v_o^2}{2R_L} \xrightarrow{*} P_o = \frac{4V_{cc}^2}{4\pi^2 R_L} = \frac{2V_{cc}^2}{\pi^2 R_L} = 2 \times 2\ (W) = 4\ (W)$

* تنظیم کننده‌ی ولتاژ (رگولاتور) :

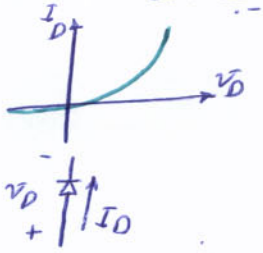


نقش رگولاتور این است که ریپل ها را از بین می برد و سیگنال DC بدون اعوجاج می دهد.
تنها عنصری که می توان از آن برای از بین بردن ریپل ها استفاده کرد دیود زنر است.

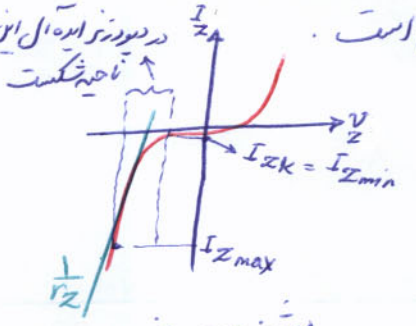
پل دیودی = چهار سیگنال ۲ تا دیود روشن می شود.

• دیود زنر :

تنها تفاوت دیود زنر با دیود معمولی در بایاس معکوس است. در دیود زنر ابتدا آن این شیب ∞ است.

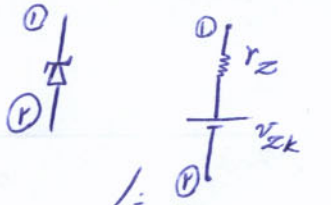


مشخصه‌ی دیود معمولی



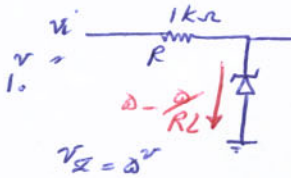
مشخصه‌ی دیود زنر

$P_{Zmax} = V_Z \times I_{Zmax}$



مدل دیود زنر در ناحیه شکست

- مدارهای رگولاتور :

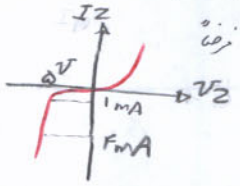


محدوده‌ی R_L را بیابید.

این مدار قدرت جریان زیادی را تامین نمی‌کند.

اگر $R_L \to \infty$ باشد ← جریان دیود زنر ۵mA می‌شود ولی غلط است چون ماکزیمم جریان دیود زنر ۴mA است پس R_L نمی‌تواند بی نهایت باشد.

و $R_L = ۰$ هم نمی‌تواند باشد زیرا V_o صفر می‌شود.



ناحیه

$۱^{mA} < I_Z < ۴^{mA}$

$۱^{mA} < ۵ - \frac{۵}{R_L} < ۴^{mA}$ (② ، ①)

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

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

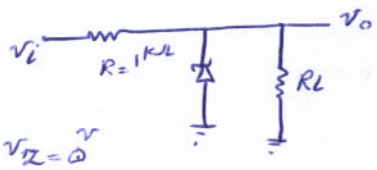
$R_{Lmin} = ?$

$R_L \downarrow \longrightarrow \frac{۵}{R_L} \uparrow \longrightarrow$ جریان دیود زنر $\downarrow \rightsquigarrow R_{Lmin}$

را به ازای I_{Zmin} داریم.

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

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



R_L محدوده‌ی = ?

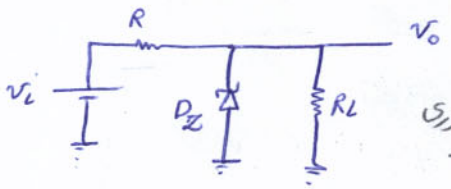
$R_{Lmin} = ۱٫۲۵^{k\Omega}$

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

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

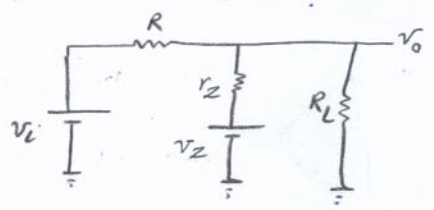
رگولاتور زیر به ازای تغییرات ورودی ۱۴-۱۲ ولت، دارای تغییرات خروجی در محدوده‌ی ۹٫۹-۱۰٫۱ ولت می‌باشد

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



R_L چند کیلو اهم است؟

مدار رگولاتوری ⟶



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

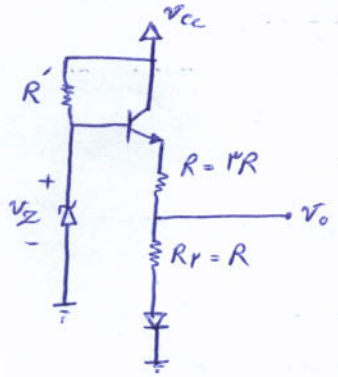
$V_i = 12\ V \longrightarrow V_o = 9.9\ V$

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

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

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

⟵ از حل دو معادله مقدار R_L بدست می‌آید



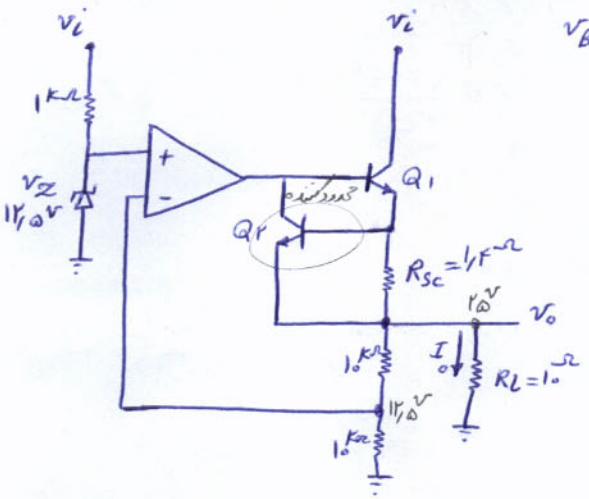
$V_D = V_{BE} = 0.7\ V$, $7\ V < V_Z < 9\ V$ ⟵ محدوده‌ی V_o را بیابید

اگر: $V_Z = 7\ V \longrightarrow V_E = 6.4\ V \longrightarrow I_C = \frac{6.4 - 0.7}{4R}$

$V_o = 0.7 + R \times \frac{6.4 - 0.7}{4R} = 1.8\ V$

اگر: $V_Z = 9\ V \longrightarrow V_E = 8.4\ V \longrightarrow I_C = \frac{8.4 - 0.7}{4R}$

$V_o = 0.7 + R \times \frac{8.4 - 0.7}{4R} = 2.5\ V$ $\qquad 1.8\ V < V_o < 2.5\ V$



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

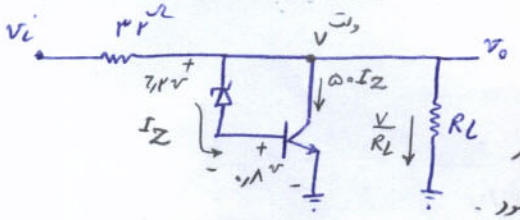
$I_{Lmax} = \frac{V_{BE2}}{1.4\ \Omega} = \frac{0.7\ V}{1.4\ \Omega} = 0.5\ A$

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

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

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

$\frac{15 - 7}{32\ \Omega}$



$V_{BE(on)} = 0.8\ V$, $\beta = 50$, $V_i = 15\ V$, $V_Z = 7.2\ V$

$P_{Z(max)} = 250\ mW$, $I_{Zk} = 50\ mA$ ؟ = محدوده‌ی R_L

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

$I_Z + 50 I_Z + \frac{V}{R_L} = \frac{8}{32} = 250\ mA \longrightarrow I_Z = \left(250\ mA - \frac{V}{R_L}\right) \times \frac{1}{51}$

$0.5\ mA < I_Z < \frac{250\ mW}{7.2\ V}$

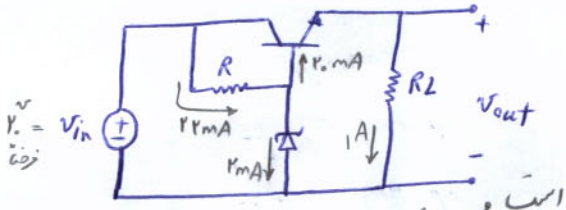
$\longrightarrow 31\ \Omega < R_L < 158\ \Omega$

$I_{Zmin} = ۴mA$ ، $۱۲^V \leqslant V_{in} \leqslant ۱۷^V$

$I_{Lmax} = 1A$ ، $V_{out} = ۸^V$

$\beta = ۴۹$

مقادیر R و $I_{Zmax}\Big|_{R_{max}}$ 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.

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

فرض: $I_{Zmax} = ۱۰^{mA}$

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

$$I_Z = \frac{۲۰ - ۸/۷}{R} = \frac{۱۱/۳}{R}$$

$$I_Z < ۱۰^{mA} \longrightarrow \frac{۱۱/۳}{R} < ۱۰^{mA} \longrightarrow$$

محدوده‌ی R را می‌یابیم.

ولی R_L را نمی‌توانیم همواره باز کنیم:

حل مسئله:

دو رابطه ★
- R_{Lmax} ، I_{Zmax} ، V_{imax}
- R_{Lmin} ، I_{Zmin} ، V_{imin}

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

$$\frac{V_i - V_Z}{R} \geqslant ۲۲mA \longrightarrow \frac{۱۲ - ۸/۷}{R} = ۲۲mA$$

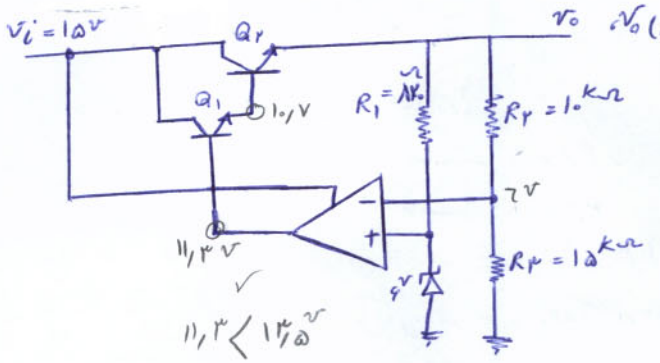
$$\longrightarrow R \leqslant ۱۵۰\Omega$$

$$I_{Zmax}\Big|_{R_{max}} = \frac{V_i - ۸/۷}{۱۵۰} = \frac{۱۲ - ۸/۷}{۱۵۰\Omega} =$$

دیود دارای ولتاژ شکست ۷^V است و $V_{CE(sat)Q_1} = ۰^V$ ، $V_{BE} = ۰/۷^V$: Q_2

V_o : $V_o(max) = ۱۳/۵^V$ برای op-Amp ، $V_{CE(sat)} = ۲^V$

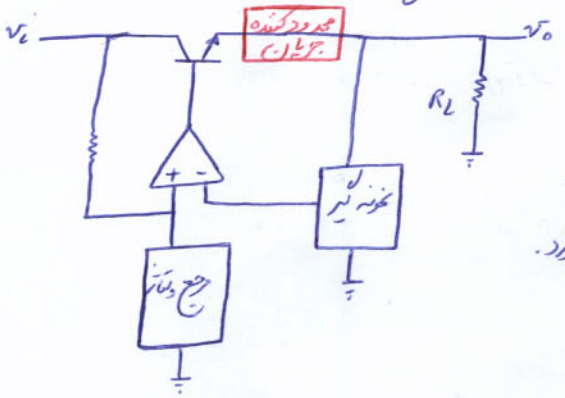
$V_o(min) = ۱/۵^V$ است ، ولتاژ خروجی را بیابید.



$$۷ = \frac{۱۵\ k\Omega}{۱۵\ k\Omega + ۱۰\ k\Omega} \times V_o \longrightarrow V_o = ۷ \times \frac{۲۵}{۱۵} = ۱۰^V$$

---

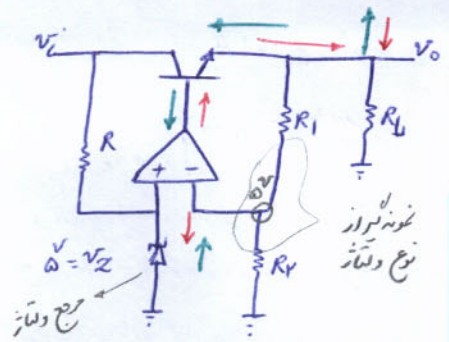
current limiting



★ رگولاتورهای پیشرفته:

ساختار فیدبک خروجی را اصلاح می‌کند.

- مدار محدودکننده 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_1, R_2, R را بیابید.

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

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

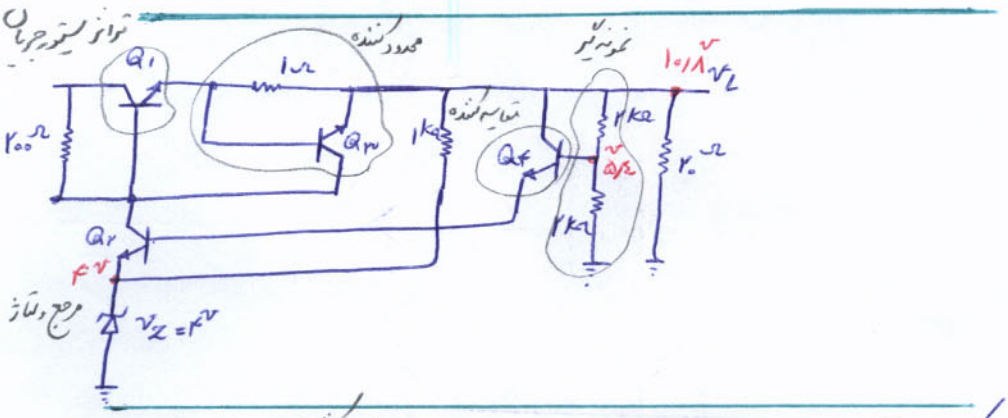
$$5^V = \frac{R_2}{R_1+R_2} \times v_o = \frac{R_2}{R_1+R_2} \times 15^V \longrightarrow R_1 + R_2 = 3R_2$$

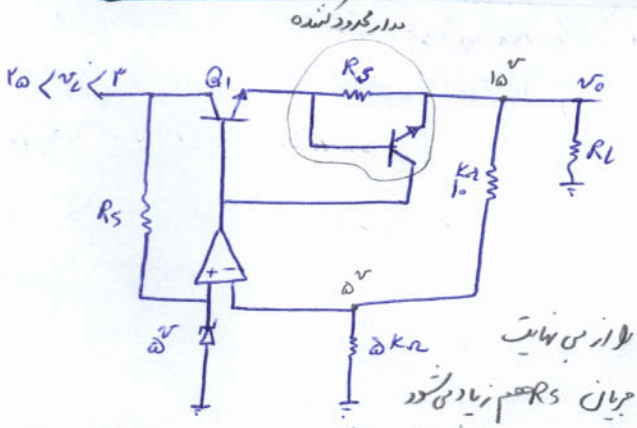
$$R_1 = 2R_2$$

فرض: $R_2 = 10k\Omega$ ، $R_1 = 20k\Omega$

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

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





برسی رگولاتور با محدود کننده:

$I_{Lmax} = 1^A$ را طوری طراحی کنید تا R_S

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

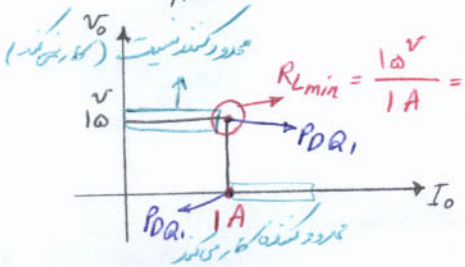
$R_L = 20\Omega \longrightarrow v_o = ?$

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

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 ولتاژ دو سر R_S به 0.7^V برسد در این صورت جریان R_S ثابت می‌ماند.

وقتی جریان R_S بیشتر از 1^A باشد مدار محدود کننده شروع به کار می‌کند.

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



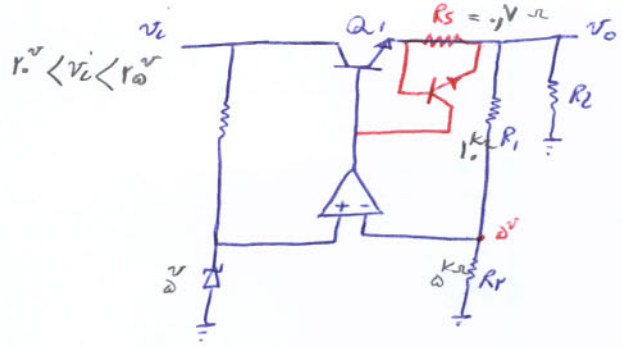
$R_L = 30\Omega \longrightarrow I_o = \frac{15^V}{30\Omega} = 0.5^A \longrightarrow$ مدار محدود کننده کار نمی‌کند $\longrightarrow v_o = 15^V$

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

نکته: $v_o = 10^V$

* تا وقتی که مدار محدود کننده کار نمی‌کند ولتاژ خروجی ثابت است و وقتی مدار محدود کننده کار می‌کند جریان خروجی ثابت می‌شود.

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

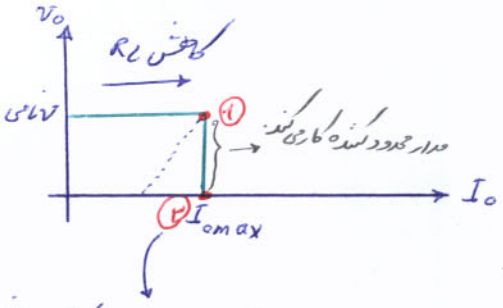


$20^V < V_i < 30^V$

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

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

وقتی جریان لحظه‌ای سری از افزایش می‌یابد ولتاژ دوسر R_S افزایش یافته و سبب روشن شدن Q_2 می‌شود. سپس ولتاژ دوسر R_S برابر ولتاژ بین امیتر Q_2 و 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 می‌کند ← ولتاژ خروجی ثابت است.

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

$R_{L\,min}$

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

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

در نقاط هم‌کد ① و ② هستند توان تلف‌شده را می‌خواهیم محاسبه کنیم:

- محاسبه‌ی توان تلف‌شده‌ی 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 $V_{C\,max}$ به دست می‌آید:

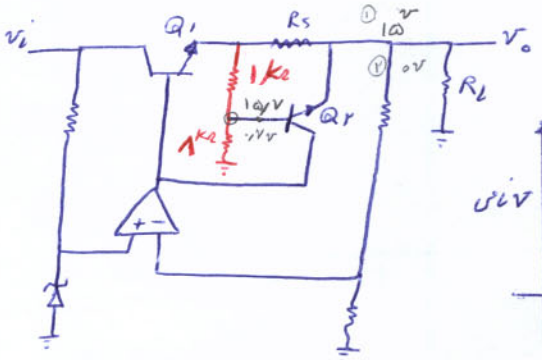
② $P_{Dsc} = (25 - 0.7) \times 1A = 24.3\ W$

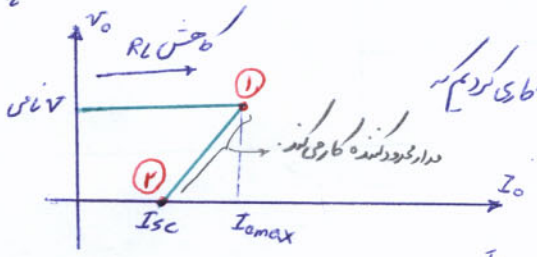
محاسبه‌ی توان تلف‌شده‌ی Q_1 در نقطه‌ی ②:

مشکل این مدار این است که توان در حالت short current آن خیلی بیشتر از ماکزیمم توان در حالت رگولاتوری است که مطلوب نمی‌باشد.

برای حل این مشکل از مدار Fold back استفاده می‌کنند تا توان short current را کم کند.

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.





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

$$I_{omax} = \frac{17.22 - 15}{0.7\Omega} = 3.1\ A$$

$I_{sc} < I_{omax}$

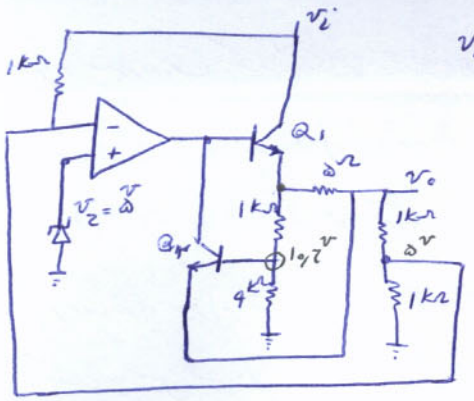
$I_{sc} = 1.11\ A$

با حرف نگرفتن از ترانزیستور Q_2: $V_{E_1} \times \frac{1k\Omega}{1k + 8k} = V_{B_2} \longrightarrow V_{E_1} = \frac{9}{8} \times 15.7 = 17.22^V$

① $P_D = V_{CE} \times I_C = (25 - 17.22) \times 3.1A = 27.19\ W$

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

$P_{sc} = (25 - 0.78) \times \frac{0 - 0.78}{0.7\Omega} = 27.98\ W$



$V_{BE} = 0.7^V$

مدار fold back است ← $I_{sc} < I_{omax}$

محاسبه‌ی جریان در حالت رگولاتوری:

نامی V_o = V_o ← مدار محافظ جریان کار می‌کند:

$V_o = 10^V$

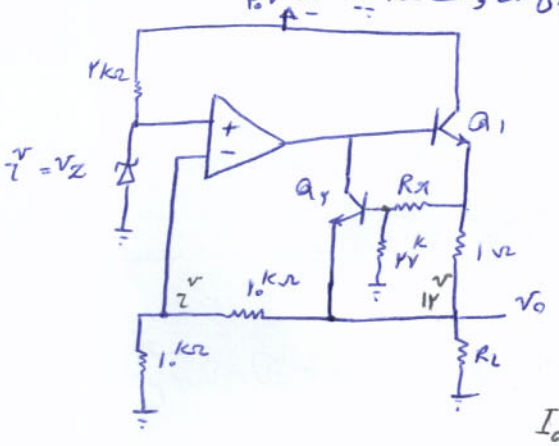
$V_{E1} = \frac{10}{9} \times 10.7^V$

$I_{reg} = \frac{10/9 \times 10.7 - 10}{5\Omega} \simeq 390\ mA = I_{omax}$ ماکزیمم جریان حالت رگولاتوری

محاسبه‌ی جریان در حالت short current: $I_{sc} = \frac{10/9 \times 0.7 - 0}{5\Omega} \simeq 120\ mA$

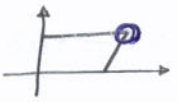
چون مدار fold back در پیش باید $I_{sc} < I_{omax}$ باشد.

اگر بخواهیم حداکثر جریان بار R_L برابر با ۲ آمپر باشد، مقدار مناسبی برای مقاومت R_x پیدا کنید. 20^V



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

منظور در حالت رگولاتوری است.

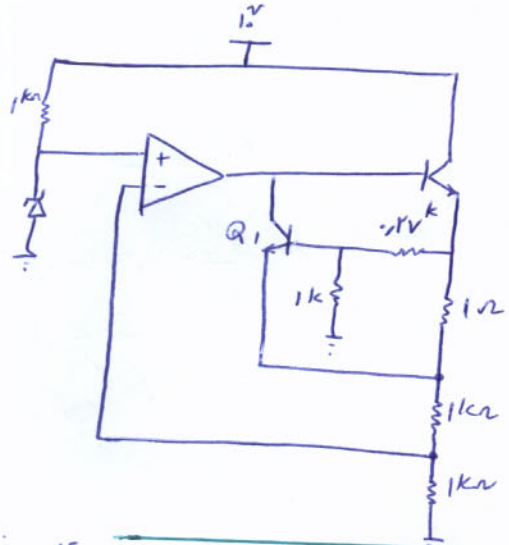


V_o = نامی V_o ، I_{omax}

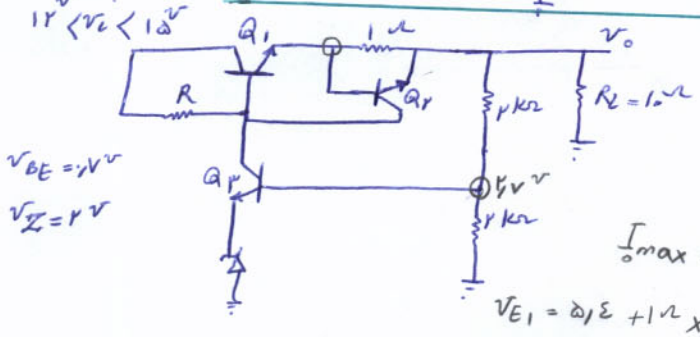
$V_{B2} = 12.7^V$

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

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



$12^V < V_i < 15^V$



در این مدار حداکثر توان مصرفی Q_1 را بیابید.

V_o = نامی $= 5.4^V$

$\frac{5.4}{10\Omega} = 0.54\ A$

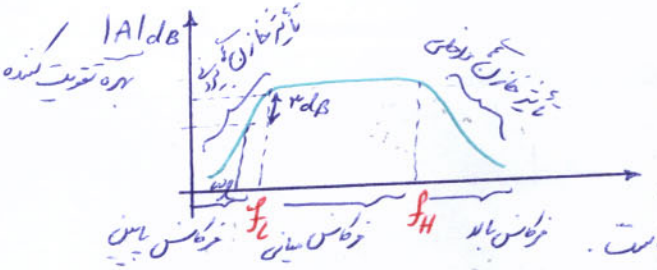
$I_{omax} = \frac{0.7^V}{1\Omega} = 0.7\ A$ ← مدار محدود کننده کار می‌کند.

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

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

* پاسخ فرکانسی :

علاوه بر اینکه بهره ی یک تقویت کننده به دامنه ی سیگنال ورودی وابسته است (که سیگنال کوچک باشد) به فرکانس سیگنال ورودی هم وابسته است.



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

این شیب در نمودار بهره به علت وجود خازن ها در مدار است و اثر خازن هاست.

$$A_{(S)} = A_{L(S)} \times A_m \times A_{H(S)}$$

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

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

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

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

● بررسی خازن های بیرونی : کوپلاژ : نقش انتقال سیگنال
بای پس : به واسطه یا بی واسطه (مستقیماً) به زمین وصل است.

$$A(S) = A_L(S)\, A_m\, A_{H(S)} \rightarrow \frac{\left(1+\frac{S}{\omega_{Zh_1}}\right)\left(1+\frac{S}{\omega_{Zh_2}}\right)\cdots\left(1+\frac{S}{\omega_{Zh_n}}\right)}{\left(1+\frac{S}{\omega_{Ph_1}}\right)\left(1+\frac{S}{\omega_{Ph_2}}\right)\cdots\left(1+\frac{S}{\omega_{Ph_n}}\right)} \times \frac{(S+\omega_{ZL_1})(S+\omega_{ZL_2})\cdots(S+\omega_{ZL_m})}{(S+\omega_{PL_1})(S+\omega_{PL_2})\cdots(S+\omega_{PL_m})}$$

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

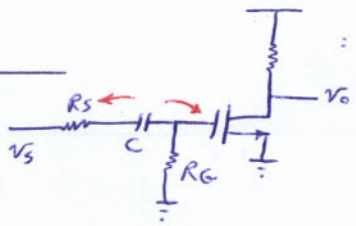
* بررسی قطب ها و صفرهای خازن کوپلاژ :

$\omega_Z = 0$ (یک صفر در صفر داریم.)

هر خازن کوپلاژ یک صفر ایجاد می کند و یک قطب :

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

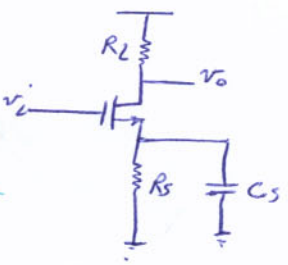
↓ $R_S + R_G$

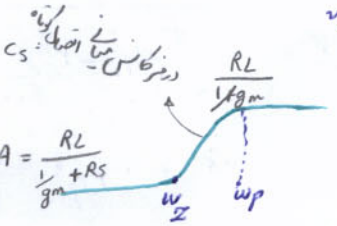


* بررسی صفر و قطب خازن بای پس :

$$\omega_Z = \frac{1}{\text{مقدار مقاومت دیده شده از آن} \times \text{مقدار خازن}}$$

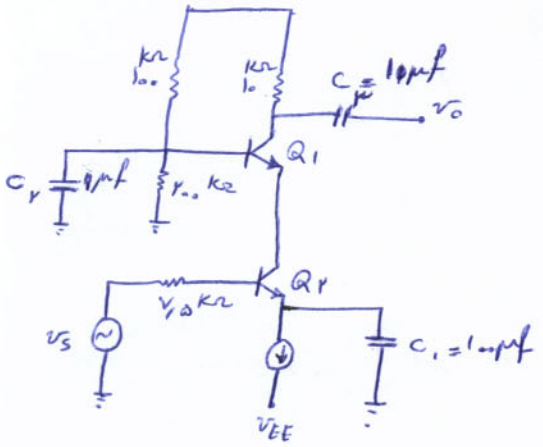
$$\omega_P = \frac{1}{\text{مقدار مقاومت دیده شده از دو سر خازن} \times \text{مقدار خازن}}$$





توجه!! در فرکانس پایین برای بررسی اثر یک خازن تغییری خازن‌ها را اتصال کوتاه می‌کنیم. (چون فرض بر این است که تغییری خازن حاظر باید میانی شده‌اند.)

توجه!! در فرکانس 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.

$$w_{p_1} = \frac{1}{100\mu f \times \left(\frac{25\Omega}{r_e} + \frac{750}{100}\right)} = \frac{10^6}{10^4} = 100 \ \frac{rad}{s}$$

خازن بای پس : C_2

$$w_{z_2} = \frac{1}{1\mu f \times (100^k \parallel 200^k)}$$

$$w_{p_2} = \frac{1}{1\mu f \times (100^k \parallel 200^k)}$$

$w_{z_2} = w_{p_2}$ ← پس این خازن اثر صفر و قطبش با هم خنثی می‌شود و تأثیری در تعیین فرکانس ندارد.

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

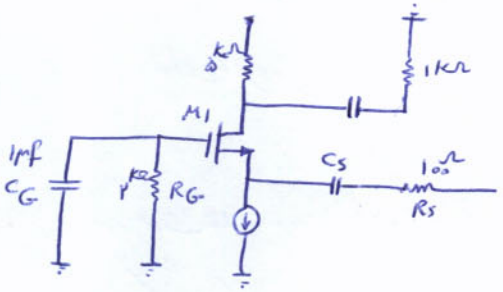
خازن C_3 : خازن کوپلاژ

$$w_{z_3} = 0$$

$$w_{p_3} = \frac{1}{10\mu f \times (1^k + \infty)} = 0$$

→ این خازن هم در تعیین فرکانس تأثیر ندارد.

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



$$|A_{dB}|_{\omega_L} = |A_0|_{dB} - 3dB \rightarrow |A|_{\omega_L} = \frac{|A_0|}{\sqrt{2}}$$: (ω_L) پایین - 3dB محاسبه‌ی فرکانس

$$A_L(S) = A_0 \frac{(S + \omega_{zl_1})(S + \omega_{zl_2})}{(S + \omega_{pl_1})(S + \omega_{pl_2})}$$

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

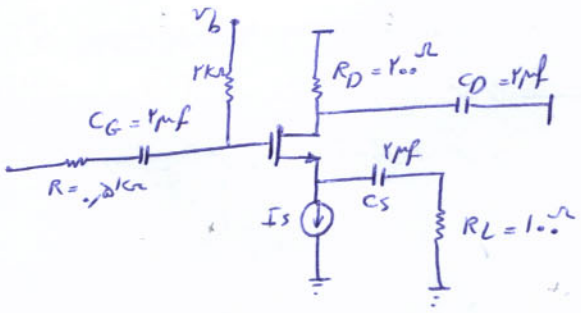
$$\omega_l = \sqrt{\sum_{i=1}^{m} \omega_{pli}^2 - 2\sum_{i=1}^{m} \omega_{zli}^2}$$

اگر $\omega_z \ll \omega_p$:

$$\omega_l \simeq \omega_{pl_1} + \omega_{pl_2} + \dots + \omega_{pl_m}$$

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

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



C_{G_1} :

$\omega_{z_1} = 0$

$\omega_{p_1} = \frac{1}{2\mu f \times (0.5k\Omega + 2k\Omega)} = 0.2\ \frac{krad}{s}$

C_S :

$\omega_{z_2} = 0$

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

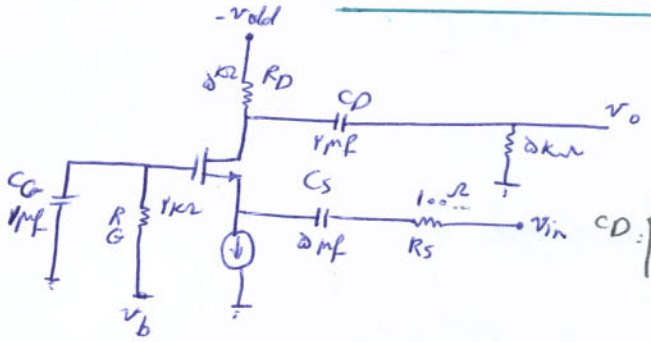
C_D :

$\omega_{p_3} = \frac{1}{2\mu F \times 20\Omega}$, $\omega_{z_3} = \frac{1}{2\mu F \times 20\Omega}$

$r_o(1+g_mR_S) + R_S$

R_S

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



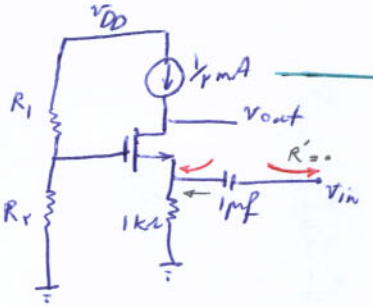
$g_m = 10\ \frac{mA}{V}$, $r_d = \infty$

خازن CG تاثیر ندارد زیرا $\omega_z = \omega_p$.

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

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

$\rightarrow \omega_l = \omega_{p_1} + \omega_{p_2} = 1050\ \frac{rad}{s}$

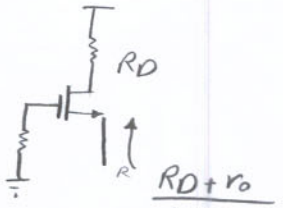


$k = \frac{1}{2}\mu_n C_{ox}\frac{W}{L} = 1.5\ mA$, $V_T = 1V$, $V_A = 10V$

$\omega_z = 0$

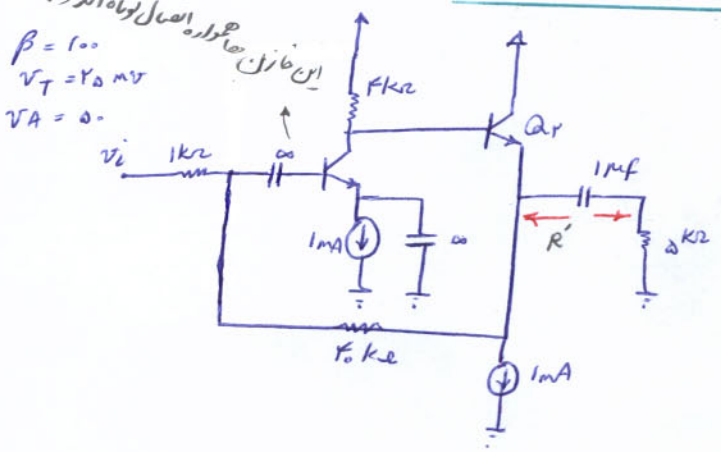
$\omega_p = \frac{1}{1\mu F \times 1k\Omega} = 1000\ \frac{rad}{s}$

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



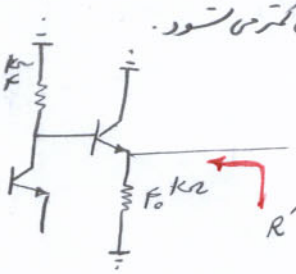
این تقویت‌کننده عملکرد امیتر مشترک دارد و بهره ولتاژ آن تقریباً برابر است با:

$\beta = 100$
$V_T = 25mV$
$V_A = 50$



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

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



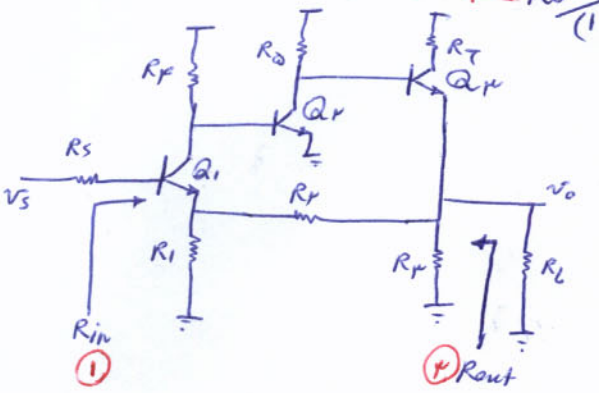
* مقاومت ورودی و خروجی در بحث فیدبک :

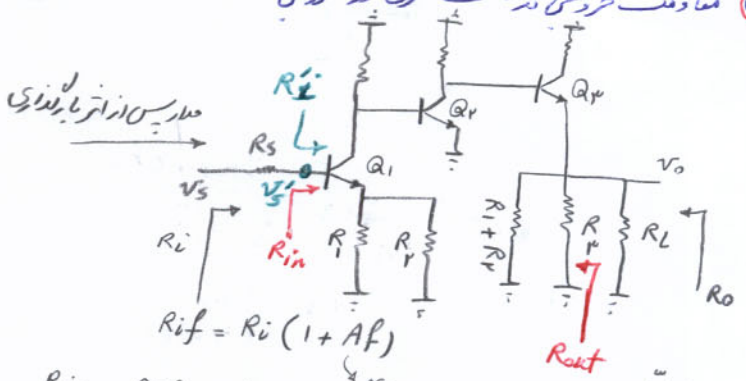
① مقاومت ورودی در حالت سری در ورودی ← $R_i(1+Af)$ ← مقاومت دیده شده در ورودی بعد از اثر بارگذاری

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





راه حل اول :

راه حل دوم : ورودی را V_S' بگیریم و از اول A' را به صورت V_o/V_S' بیابیم در این صورت

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

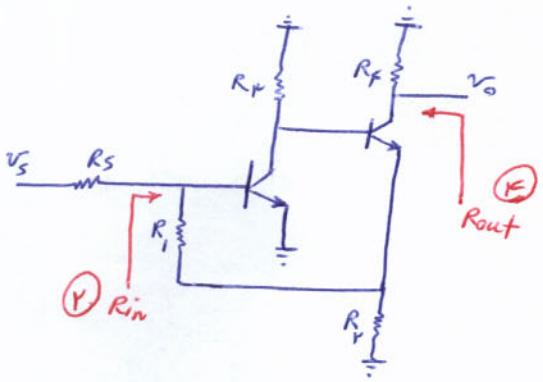
$A' = V_o/V_S'$

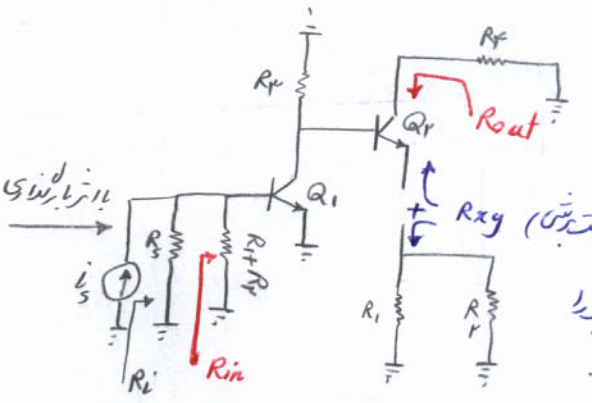
$R_{of} = \dfrac{R_o}{1+Af}$ ، $R_{of} = R_{out} \parallel R_L$ ، $R_{out} = R_{of} \parallel -R_L$

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





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

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

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

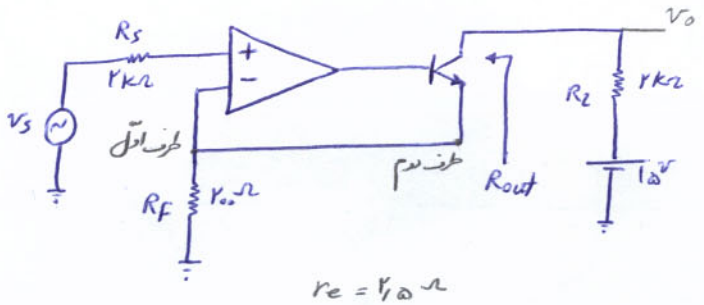
$R_{xyf} = R_{xy}(1+Af)$ ، $A = \dfrac{i_o}{i_S}$

$r_o \left[1 + \dfrac{\beta R_E}{R_E + R_B + r_\pi}\right]$ ($R_E \to R_{xyf}$ ، 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؟

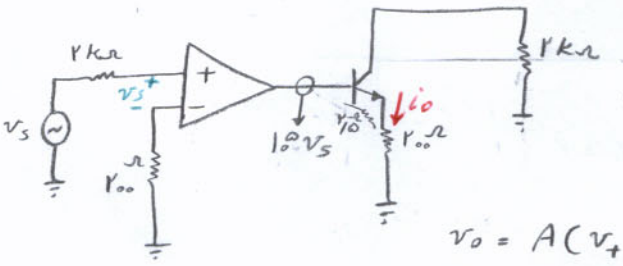
فیدبک از نوع جریان - سری است.

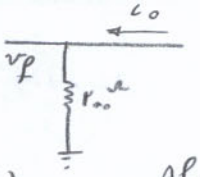


$r_e = 25\,\Omega$

بعد از اثر بارگذاری:

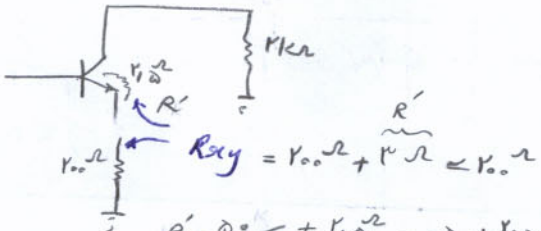
$$A = \frac{i_o}{v_S} = \frac{10^5 v_S}{25\,\Omega + 200\,\Omega} \times \frac{1}{v_S} \simeq \frac{10^5}{200\,\Omega}$$





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

$v_o = A(v_+ - v_-)$ $\qquad$ $A_f = 10^5$



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

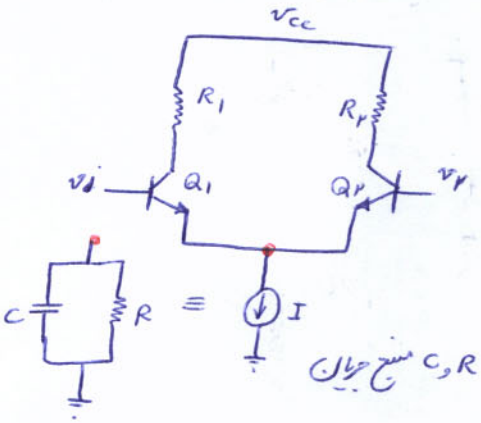
$R_{xyf} = R_{xy}(1 + Af) = 200\,\Omega \times 10^5 = 20\,M\Omega$ $\longrightarrow$ $R_{out} = r_o\left[1 + \frac{\beta R_{xyf}}{R_{xyf} + R_B + r_x}\right] \simeq \beta r_o$

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

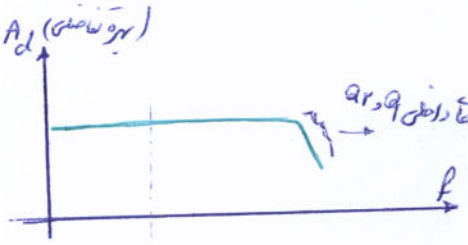
---

* پاسخ فرکانسی تقویت کننده‌ی تفاضلی:

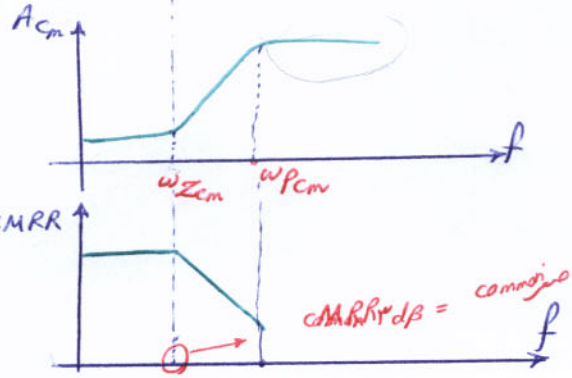
هر تقویت کننده (ترانزیستور) در تقویت کننده‌ی تفاضلی خازن‌های داخلی دارد.



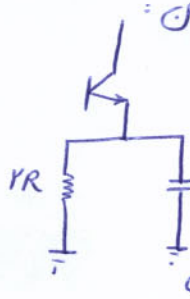
اما این خازن‌ها در پاسخ فرکانسی مؤثر نیستند و فقط منبع جریان مؤثر است و C و R منبع جریان اهمیت دارد زیرا R بسیار بزرگ است.



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



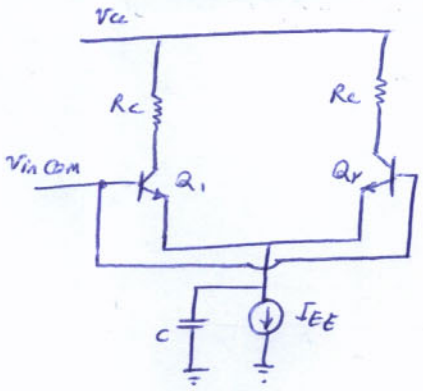
نیم مدار در حالت کامل:



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

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

common mode تضعیف = CMRR یعنی ۲dB *



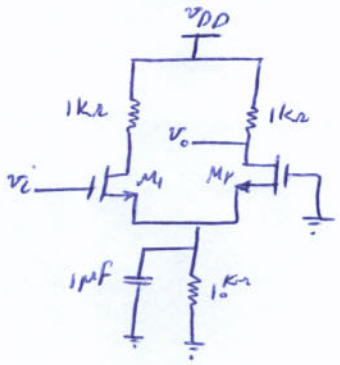
$g_{m1} = g_{m2} = 1\,\frac{mA}{V}$

$C = (\frac{\Delta}{2})\ \mu f$

$Rc = 5\ k\Omega$

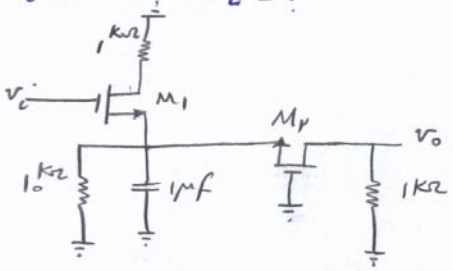
$$CMRR^{2dB} = \omega_{p(cm)} = \frac{1}{\frac{C}{2} \times (2R \| r_e)} = \frac{1}{\frac{\Delta}{2} \times (\infty \| 1k\Omega)} = \frac{2}{5} \times 10^{+9}$$

$f = 200\ MHz$

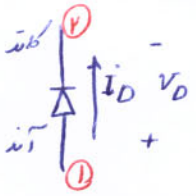


$g_m = 1ms$, $\omega_L = ?$

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



راهنمایی: A_d ، A_{cm} را بیابید و با استفاده از آن ω_L را بیابید.

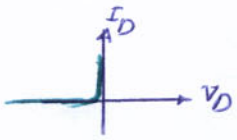


* مبحث دیود :

۱) مدل ایده‌آل : (اتصال کوتاه)

$V_D > 0$: دیود روشن است.

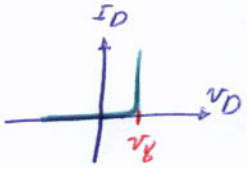
$V_D < 0$: دیود خاموش است. (مدار باز)



۲) مدل $\frac{1}{2}R$ (Real) :

$V_D > V_\gamma$: دیود روشن

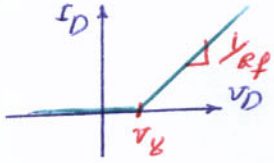
$V_D < V_\gamma$: دیود خاموش



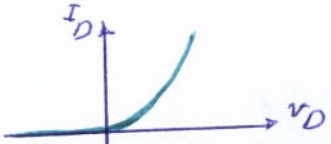
۳) مدل $\frac{3}{4}R$:

$V_D > V_\gamma$: دیود روشن

$V_D < V_\gamma$: دیود خاموش

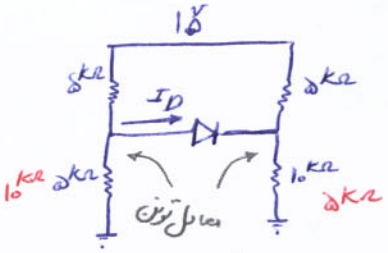


۴) مدل R (حقیقی) : $I_D = I_S\left(e^{\frac{V_D}{\eta V_T}} - 1\right)$



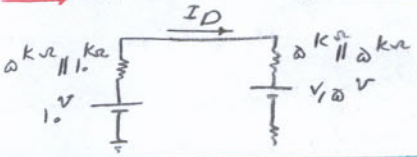
در حل مسایل دیود ابتدا دیودها را باز می‌کنیم و سپس با تعیین ولتاژ کاتد و آند آنها درباره‌ی روشن یا خاموش بودن آنها تصمیم می‌گیریم.

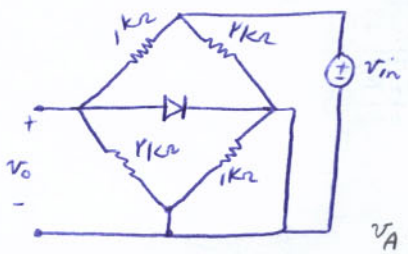
دیود ایده‌آل است، I_D را بیابید.

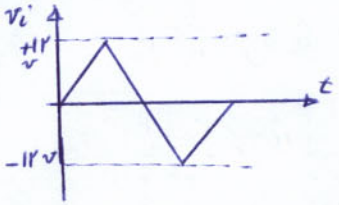


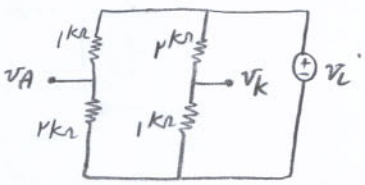
$V_A = ۷/۵$ ولت ، $V_k = ۱۰^V$ ⟶ $V_A < V_k$ ⟶ دیود خاموش ⟶ $I_D = 0$

⟶ $V_A = ۱۰^V$ ، $V_k = ۷/۵^V$ ⟶ دیود روشن



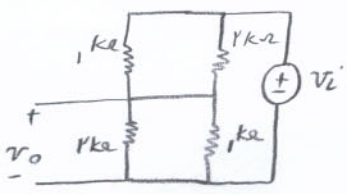




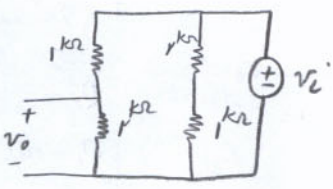


$V_A = \frac{۲}{۳}V_i$ ⟶ $V_A - V_k = \frac{V_i}{۳} > 0$ ⟶ $V_i > 0$ ① روشن

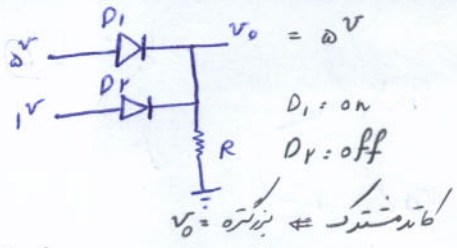
$V_k = \frac{۱}{۳}V_i$ ⟶ $V_A - V_k = \frac{V_i}{۳} < 0$ ⟶ $V_i < 0$ ② خاموش

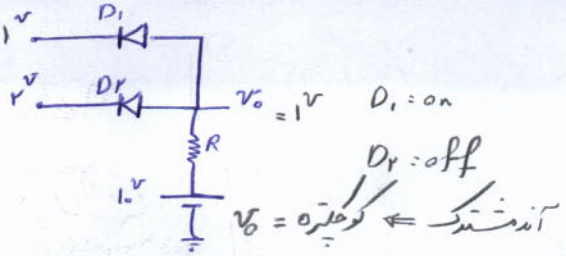


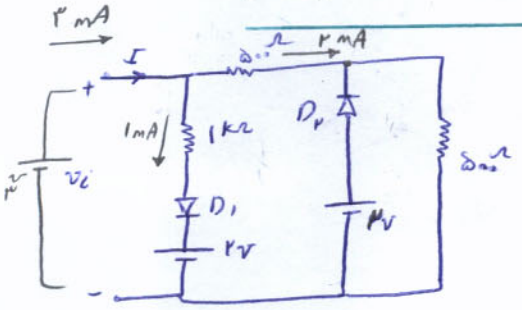
$\frac{V_o}{V_i} = \frac{۱}{۲}$ ⟶ $V_o = \frac{V_i}{۲}$



$\frac{V_o}{V_i} = \frac{۲}{۳}$ ⟶ $V_o = \frac{۲}{۳}V_i$







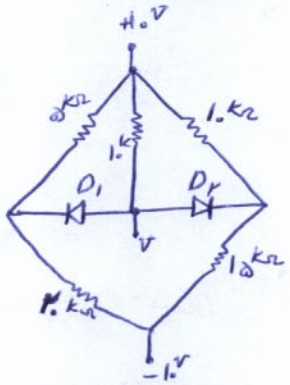
به ازای $V_i = 3^V$ جریان I در مدار را بیابید.

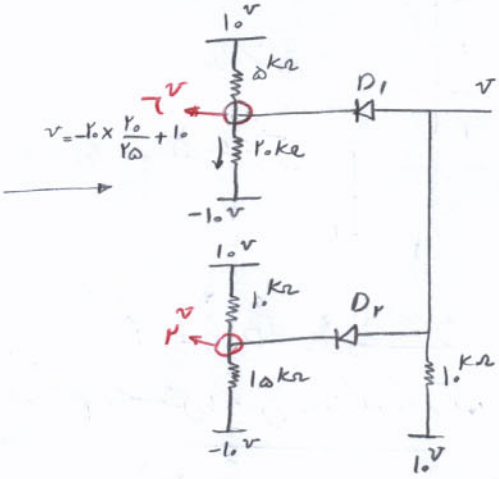
D_1 : $V_A = 3^V$, $V_K = 2^V$ ⟶ on

D_2 : $V_A = 3^V$, $V_K = 1.5^V$ ⟶ on

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

ولتاژ V را بیابید.





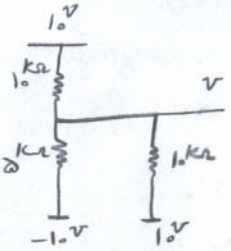
حالت آند مشترک است

↓

دیودی روشن است که ولتاژ کاتدآن کمتر باشد.

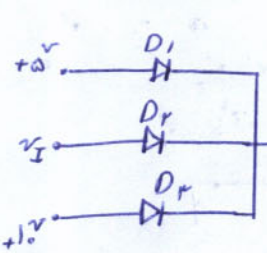
↓

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.

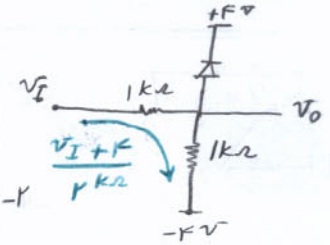


$12 < V < 17$ ⟶ $V_o = ?$

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

↓

فقط D_4 از بین سه دیود روشن است.

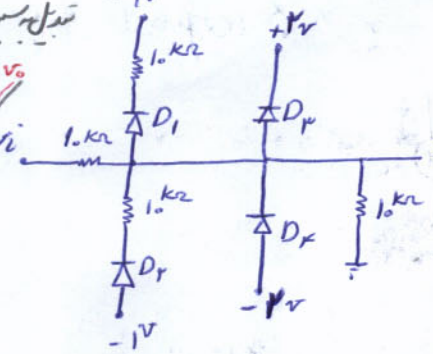


$V_o = V_I - 1k\Omega \times \frac{V_I+4}{2k\Omega} = \frac{V_I}{2} - 2$

$V_o = \frac{V_I}{2} - 2 \xrightarrow{4 < V_o < 7} D_4$: on ⟶ $V_o = +4^V$

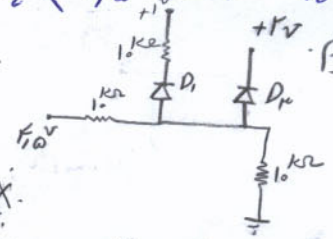
با توجه به بازه ی V_I

این مدار ولتاژ متناوبی را تبدیل به مستطیلی می کند.



$-4.5^V < V_i < 4.5^V$ ⟶ $V_o = ?$

$V_i = 4.5^V$ ⟶



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

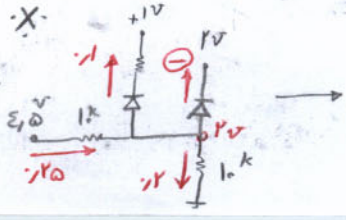
D_2 : off , D_1 : on

D_2 : on , D_1 : off ✗

D_2 : off , D_1 : off ✗

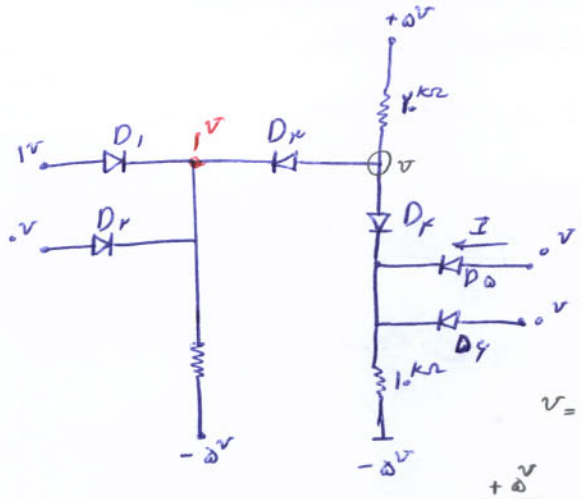
D_2 : on , D_1 : on

D_2 : off , D_1 : on ✓



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_1 بین D_2 ، D_1 : on ⟵ D_2 : off

D_3 و D_5 وضعیت یکسانی دارند چون یک دیود هستند.

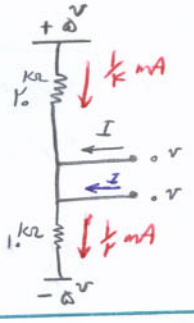
در تمامی حالتهای بررسی on و off بین D_5 و D_2 و D_3 ⟵ D_4 : on

پس D_4 در تمامی شرایط on است.

حال برای تعیین حالت D_3 و D_5 و D_2 ، آنها را از مدار باز کرده و ولتاژ کاتد و آند آنها را می‌یابیم.

$$V = 5 - \frac{10}{30\,k\Omega} \times 20\,k\Omega = -1.22\,V$$

⟵ D_3 : off ، D_5 و D_2 : on

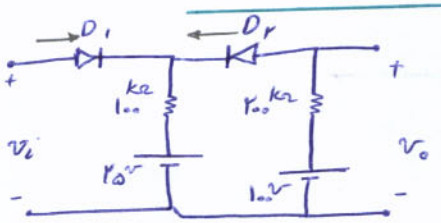


$$2I + \frac{1}{4}\,mA = \frac{1}{2}\,mA$$

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

$V_i = 150\sin\omega t$

چه مقدار V_i مشخصه‌ی انتقال مدار برای آن خواهد بود.



$V_o = V_i$

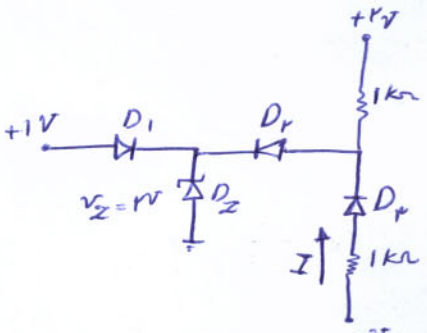
$$I_{D_2} = \frac{100 - V_i}{200\,k\Omega}$$

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

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

$50 < V_i < 100$ $\quad V_i < 100$ ، $V_i > 50$

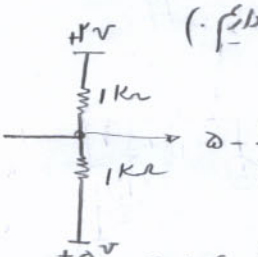
$I = ?$



D_1 : off ⟵ D_2 : off

D_3 : on ⟵ D_2 : on (چون افت ولتاژ داریم.)

کاتد مشترک D_1 ، D_2

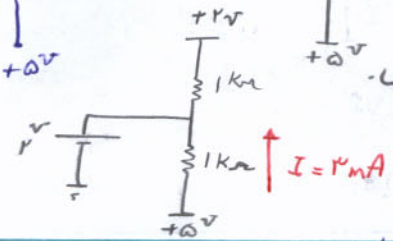


$$5 - \frac{3}{2\,k\Omega} \times 1 = 3.5\,V$$

⟵ D_2 : on

D_Z وارد ناحیه‌ی شکست می‌شود.

چون ولتاژی که دو سرش افتاده بزرگتر از $2\,V$ است.



$I = 2\,mA$

دیود سیلیکن

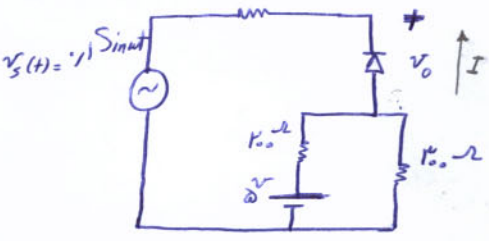
$R_f = 20\,\Omega$ $\quad r_B = 2\,\Omega$ $\quad V_\gamma = 0.7\,V$

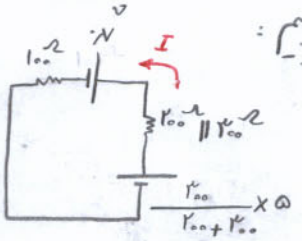
$V_o = ?$ $\quad r_d = \frac{nV_T}{I_D}$: r_d تقریب می‌گیرد

در حالت سیگنال کوچک به جای دیود مقاومت

$V_D < 25\,mV$

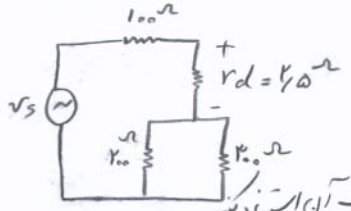
ابتدا منبع ac را صفر می‌کنیم و I_D را می‌یابیم:





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

$$r_d = \frac{25\,mV}{10\,mA} = 2.5\,\Omega$$

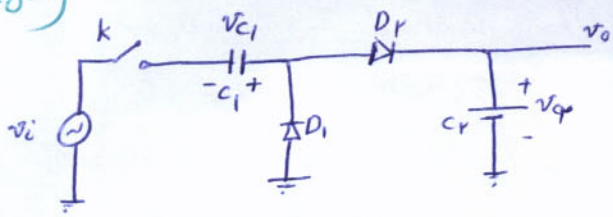


$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{2.5\,\Omega}{100\,\Omega + 2.5\,\Omega + 200\,\Omega \parallel 300\,\Omega} \longrightarrow V_o = \frac{2.5\,\Omega}{100\,\Omega + 2.5\,\Omega + 200\,\Omega \parallel 300\,\Omega} \times 100\,mV \sin\omega t$$

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

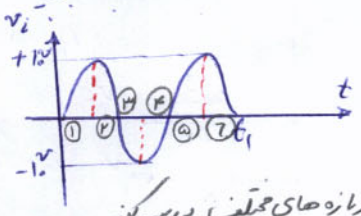
$V_D < 25\,mV$

مثال ۱



$(C_1 = C_2 = C)$ ولتاژ اولیه‌ی C_1 و C_2 = ۵ ولت

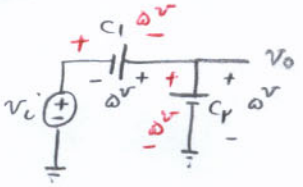
در $t=0$ کلید بسته می‌شود در t_1 ولتاژ خروجی را بیابید.



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

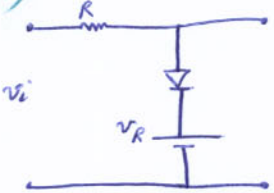
① بازه‌ی $0 < v_i < 10$ ⟵ وقتی $v_i = 10$ V ⟵ C_1 و C_2 سهم برابری از ۱۰ ولت دارند.

$\longrightarrow 5 < v_{k_1} < 15 \longrightarrow \begin{cases} D_1 : off \\ D_2 : on \end{cases}$



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؟

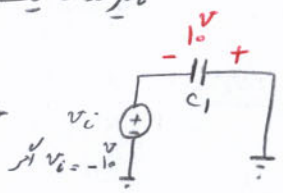


سؤال ناقص است در کتاب کامل آن می‌باشد.

ادامه‌ی حل مثال ۱:

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

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

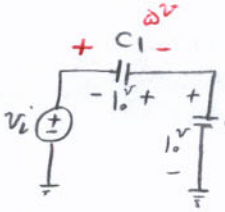


$v_{C_1} = 10$ V

$v_{C_2} = 10$ V

④ $-10 < v_i < 0 \longrightarrow 0 < v_{k_1} < 10 \longrightarrow \begin{cases} D_1 : off \\ D_2 : off \end{cases}$ ⟵ ولتاژ خازن‌ها تغییر نمی‌کند ⟵ $\begin{cases} v_{C_1} = 10 \text{ V} \\ v_{C_2} = 10 \text{ V} \end{cases}$

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 پلاریته‌ی C_1 می‌گذرد و به پلاریته‌ی C_2 می‌افزاید.

⟵ $\begin{cases} v_{C_1} = 5 \text{ V} \\ v_{C_2} = 15 \text{ V} \end{cases}$

⑥ $10 < v_i < 0 \longrightarrow \begin{cases} D_1 : off \\ D_2 : off \end{cases} \longrightarrow \begin{cases} v_{C_1} = 5 \text{ V} \\ v_{C_2} = 15 \text{ V} \end{cases} \longrightarrow v_o \text{ (در لحظه‌ی } t_1) = 15 \text{ V}$