بسمه تعالی

جزوه

الکترونیک ۲

دانشگاه

علم و صنعت

استاد

دکتر ابریشمی فر

Subject:
Year. Month. Date. ( )

الکترونیک ۲

مباحث درس :

۱- مروری سریع بر روابط اساسی مدارهای شامل Mos , FET , BjT

۲- بررسی تقویت کننده های چند طبقه (از دید Gane و پهنای باند)

۳- پاسخ فرکانسی تقویت کننده ها (f_L)

۴- فیدبک ← تحلیل مدارات ← روش های جبران سازی ← ایده آل سازی مدیلن ← ریاضی محض ← Gray ← ۱۲ ترکیبی

استفاده از فیدبک

۵- تقویت کننده های قدرت (توان) ← جریان و ولتاژ زیاد ← ترانزیستور دارد ناحیه غیر خطی می شود ملزما

۶- تقویت کننده های تفاضلی ← آثار مراحل ورودی را حذف می کند

۸- op-amp تقویت کننده های عملیاتی (قادر به انجام عملیات ریاضی)

۸- کاربرد op-amp

۹- تثبیت کننده های ولتاژ

تقسیم بندی :

۱- کوئیز ها ٪10

۲- نکالیف ٪15 (حداقل 10 تا) ← جواب آخر هم

۳- امتحان میان ترم ٪15 (یکشنبه اول آذر ۱۳۸۹) ← وقت کم، راه حل هم

۴- پروژه ٪20-30

۵- پایان ترم ٪30-40

مراجع

1, Analysis and Design of Analog Integrated circuits Gray

2, Micro electronic Circuit Sedra ← تقویت کننده های قدرت ← خوب است

3, Application of operational Amp. سری Burr-Brown ⇒ کاربردهاست ← یک نگاه جلی BB

۴- جزوه الکترونیک ۲ دانشگاه شریف : در انتهای هر فصل مسائل حلی دارد

۵- حل مسائل در الکترونیک ۲ : مهندس نقی شفیعی

۶- رهیافت حل مسأله در الکترونیک ۲ ، محمود دیانی

۷- آزمون کارشناسی ارشد خودش ← تقویت کننده های توان مشکل دارد

P4PCO

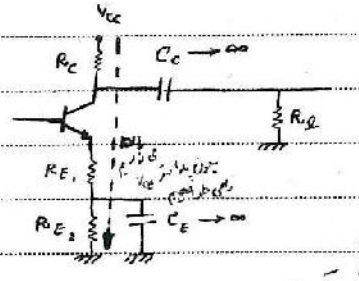
Subject.

Year. Month Date. ( )

یادآوری الکترونیک I:

۱. تعیین بهترین نقطه کار: معادلات در دو حالت — الف) ایده‌آل — ب) واقعی

(NPN) BJT

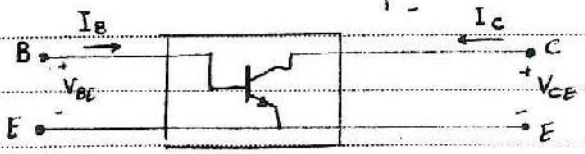


آرایش امیتر مشترک (CE): بود برای بهترین بایاس R_1, R_2 ...

را بدست آورد (غیر ایده‌ال) ضرورت

ابتدا باید نمودار ترانزیستور را رسم

کنیم و سپس بهترین نقطه کار را بدست آوریم

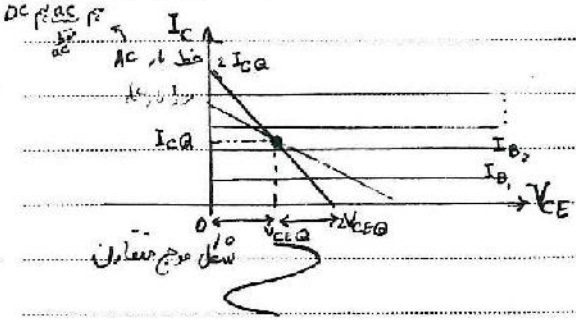


$$I_C = f(V_{BE})\Big|_{I_B = ctc}$$

$$V_{ce} = ctc$$

باهم باشند یکی را راحت‌تر است انتخاب می‌کنیم.

ترانزیستور ایده‌آل



در حالت واقعی تمام جریان‌های بیس قابل

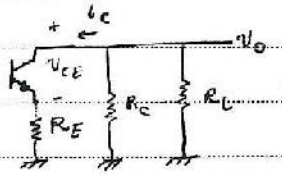
اغماض نیست چون توان

تلفاتی محدودیت دارد

$$I_{CQ} \simeq I_{EQ}$$

KVL: $V_{cc} = (R_c + R_{E_1} + R_{E_2}) I_{CQ} + V_{CEQ}$ خط بار DC

برای یافتن خط بار AC از مدار معادل آن استفاده می‌کنیم:



$$ac: v_{ce} = -i_c (R_c \parallel R_\ell) + (-i_c) R_E$$

$AC = ?$

$ac + dc$

PqPCO

Subject :
Year . Month . Date . ( )

$$v_{CE} = V_{CEQ} + v_{ce}$$
$$i_C = I_{CQ} + i_c$$
$$\Rightarrow AC = V_{CE} - V_{CEQ} = -(i_C - I_{CQ})(R_{E_1} + R_C \parallel R_L)$$

خطوط AC در نهایت خط مواری می باشند که خط بار DC را در نقاط مختلف قطع می کند که فقط یکی از این نقاط بهترین نقطه کار است ⇐

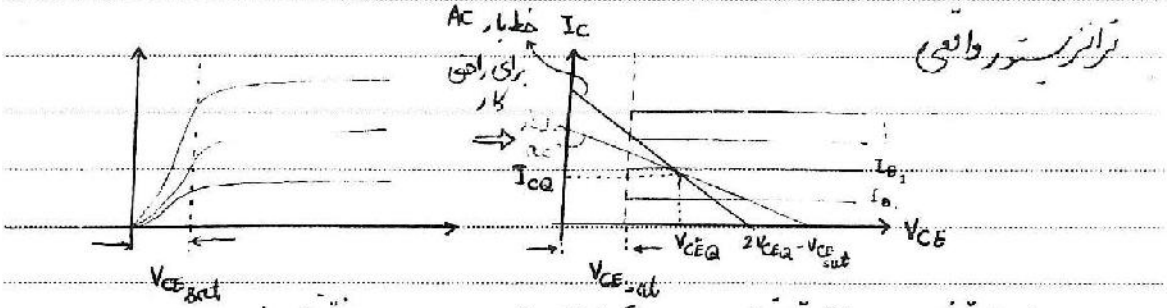
$$0 - V_{CEQ} = -(2I_{CQ} - I_{CQ})(R_{E_1} + R_C \parallel R_L)$$

$$V_{CEQ_{opt}} = I_{CQ_{opt}}(R_{E_1} + R_C \parallel R_L)$$

$$\begin{cases} V_{CC} = (R_C + R_{E_1} + R_{E_2}) I_{CQ} + V_{CEQ} \\ V_{CEQ} = I_{CQ}(R_{E_1} + R_C \parallel R_L) \end{cases}$$

$$\Rightarrow \begin{cases} I_{CQ} = \dfrac{V_{CC}}{R_{E_2} + R_C + R_{E_1} + R_C \parallel R_L + R_{E_1}} \\ V_{CEQ} = \dots \end{cases}$$

ترانزیستور واقعی



برای استفاده از معادلات قبل باید مبدأ را از صفر به $V_{CE\,sat}$ انتقال داد.
یعنی به جای V_{CE} از $V_{CE} - V_{CE_{sat}}$ استفاده کنیم.

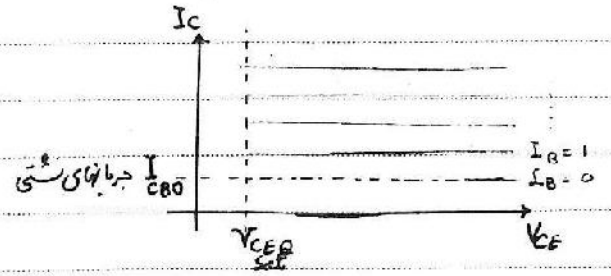
$$\Rightarrow \begin{cases} V_{CEQ} = (R_C \parallel R_L + R_{E_1}) I_{CQ} + V_{CE\,sat} \\ V_{CC} = (R_C + R_{E_1} + R_{E_2}) I_{CQ} + V_{CEQ} \end{cases}$$

با حل این دو معادله دو مجهول بهترین نقطه کار بدست می آید

Subject:

Year. Month. Date. ( )

ترانزیستور واقعی تر



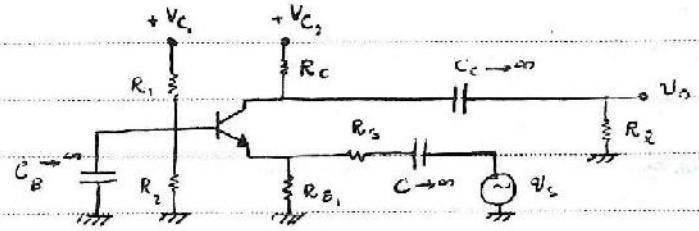
معمولاً همیشه این نوع ترانزیستور
مخصوصاً در ترانزیستورهای قدرت
ممکن است جریان نشتی زیاد داشته باشیم

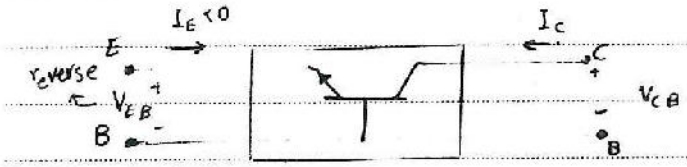
با توجه به معادلات قبل داریم:

$$(V_{CEQ} - V_{CE_{sat}}) = (R_C \| R_\ell + R_{E_1})(I_{CQ} - I_{CBO})$$

آنالیز مدار مشترک (CB):

(NPN)

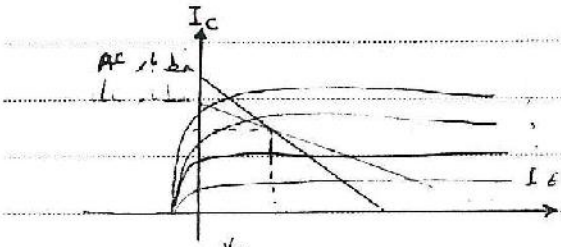




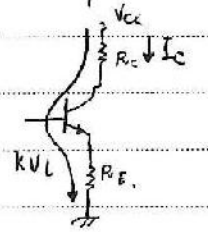
$$I_C = f(V_{CB}) \Big|_{I_E = cte}^{V_{EB} = cte}$$

ساده‌تر

ترانزیستور واقعی:



همانند یک ترانزیستور ایده‌آل است
البته اثر I_{CBO} آنقدر هم بد نیست.



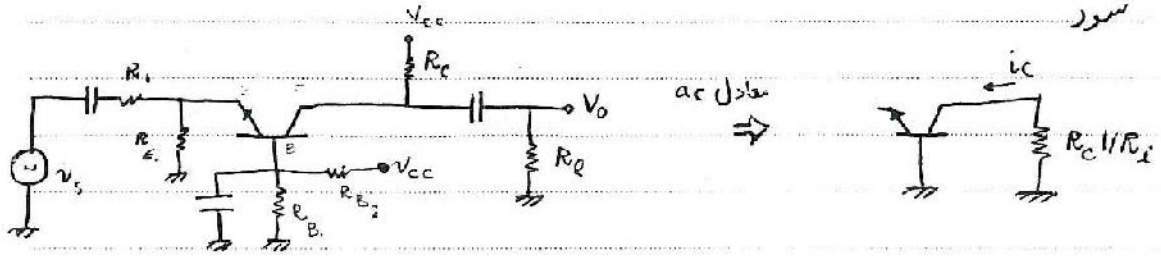
چون ابتدا باید بهترین نقطه کار را بدست آورد بعد R_1, R_2
را از روی R_1 و R_2 عبور می‌دهیم

$$KVL: V_{CC} = (R_C + R_{E_1}) I_{CQ} + V_{CBQ} + V_{BEQ}$$

PdPCO

Subject:
Year: Month: Date:

پارامترهای منبع باید در معادلات ظاهر شود یعنی در معادلات پارامترهای خروجی I_c و V_{CB} باید ظاهر شود

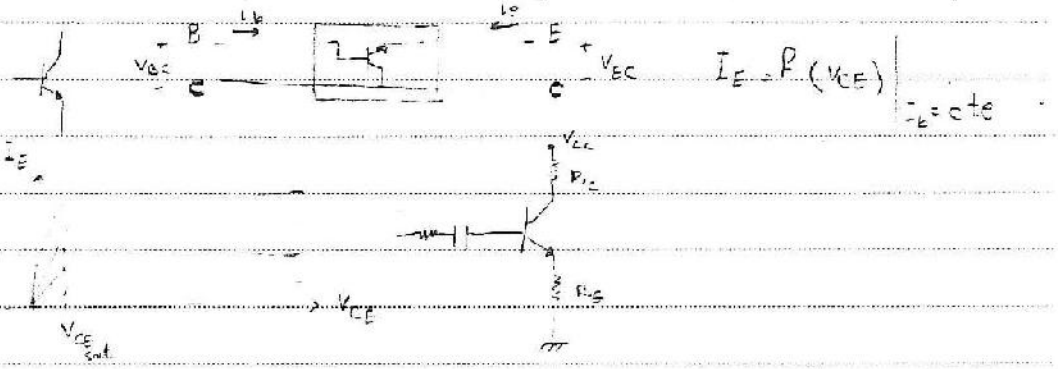


$$(ac)\quad v_{cb} = -i_c (R_c \| R_l)$$

$$(AC)\quad (V_{cb} - V_{CBQ}) = -(i_c - I_{CQ})(R_c \| R_l)$$

$$0 - V_{CBQ_{opt}} = -(2I_{CQ_{opt}} - I_{CQ_{opt}})(R_c \| R_l)$$

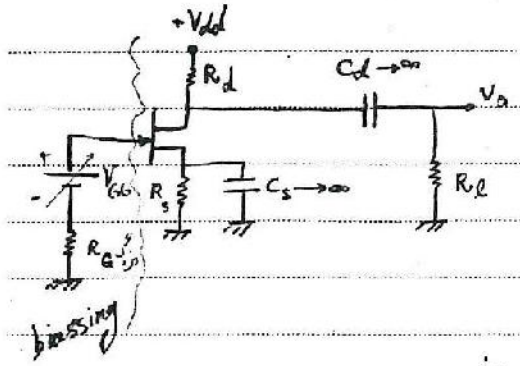
تمرین: معادلات بهره‌ی نقطه کار در آرایش کلکتور مشترک را بدست آورید ← معادلات CE



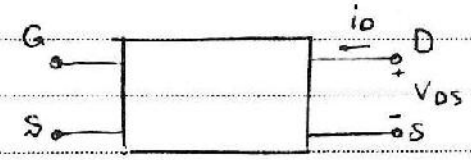
Subject:

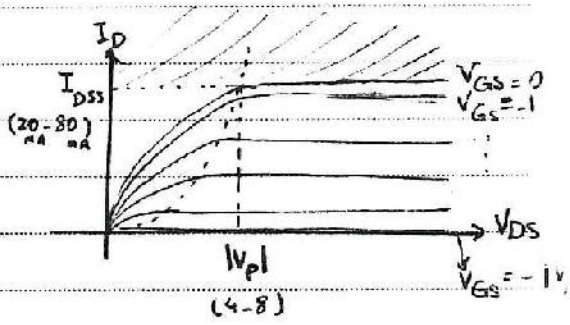
Year. Month. Date. ( )

: JFET



برای biassing همیشه R_s تعیین شده نسبت ظاهری به V_{GG} نیاز است که بسته به آن R_s تغییر می کند



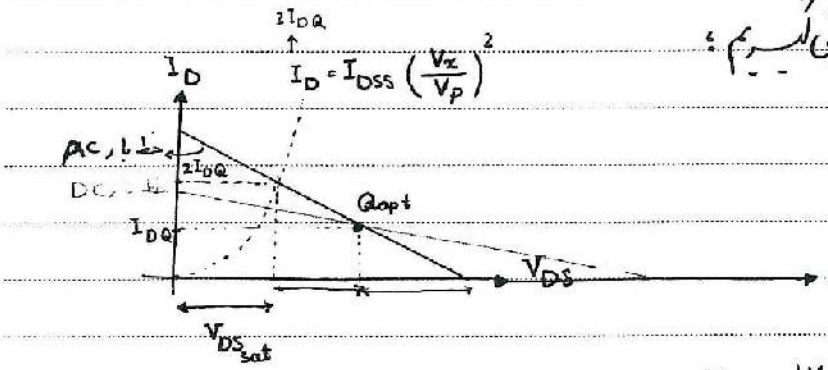


$$i_D = F(V_{DS})\Big|_{V_{GS}=cte}$$

محدودیت: ابتدا از بدست آوردن I_{DQ} باید تست کرد که آیا $2I_{DQ} > I_{DSS}$ یا نه اگر بود باید $I_{DQ} = \frac{1}{2} I_{DSS}$ قرار داده شود.

۲. ولتاژ قبل V_p باشی توان از دست داد و باید دید خط بار ac کجا مخرج را قطع می کند

ابتدا محدودیت اول را به طریق می آوریم:



$$V_{DS_{sat}} = |V_P| \ll I_{DQ} = \frac{1}{2} I_{DSS}$$ اگر

$$V_{DS_{sat}} = V_x = |V_P| \sqrt{\frac{2 I_{DQ}}{I_{DSS}}}$$

در ترانزیستور این مقدار مستقل از نقطه کار بود ولی اینجا تابع نقطه کار است

Subject:
Year. Month. Date. ( )

$$(DC): V_{dd} = (R_d + R_s) I_{DQ} + V_{DSQ}$$

$$(ac): v_{ds} = -i_d (R_d \| R_\ell)$$

$$(Ac): V_{DS} - V_{DSQ} = -(i_D - I_{DQ})(R_d \| R_\ell)$$

$$|V_P| \sqrt{\frac{2 I_{DQ}}{I_{DSS}}} - V_{DSQ} = -I_{DQ} (R_d \| R_\ell)$$

$$V_{DSQ} = (R_d \| R_\ell) I_{DQ} + |V_P| \sqrt{\frac{2 I_{DQ}}{I_{DSS}}}$$

با توجه غیر خطی بودن معادلات فوق برای حل آن باید از روش تکرار استفاده کرد.

اگر $|2 I_{DQ_{opt}}| \leq I_{DSS}$ جواب درست است

$|2 I_{DQ_{opt}}| > I_{DSS} \longrightarrow$

تمرین: بهترین نقطه کار ترانزیستور MOSFET را در آرایش CS بدست آورید.

Subject:

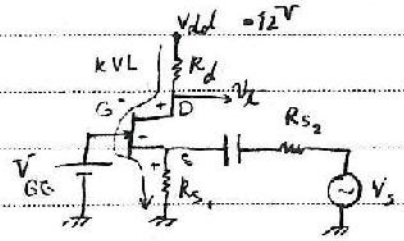
Year: Month: Date: ( )

مثال: مدار شکل زیر را طوری طراحی کنید که V_{GG} حداقل باشد تا مدار در بهترین نقطه کار قرار گیرد.

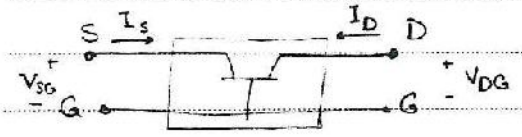
$I_{DSS} = 4^{mA}$, $V_P = -4$

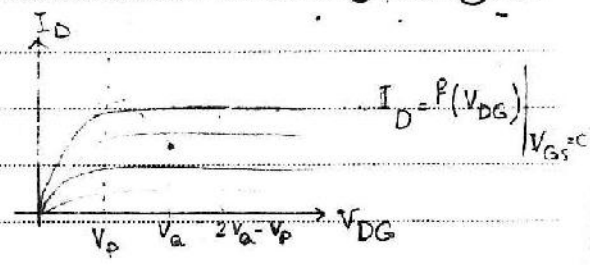
$R_d = R_{S_1} = R_{S_2} = 1\ k\Omega$

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

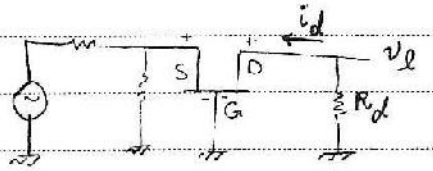


آرایش CG می باشد.





$12 = (R_d + R_{S_1})I_D + V_{DG} - V_{GS} = 2I_D + V_{DG} - V_{GS}$



$v_{dg} = -R_d i_d = -i_d$

$\rightarrow v_{DG} - V_{DG} = -(i_D - I_D)$

$|V_P| - V_{DG} = -(2I_{DQ} - I_{DQ}) = -I_{DQ}$

$$\begin{cases} 12 = 2I_D + V_{DG} - V_{GS} \\ V_{DG} = |V_P| + I_{DQ} = 4 + I_{DQ} \\ I_D = 4\left(1 - \frac{V_{GS}}{-4}\right)^2 = 4\left(1 + \frac{V_{GS}^2}{16} + \frac{V_{GS}}{2}\right) = 4 + \frac{V_{GS}^2}{4} + 2V_{GS} \end{cases}$$

$$\begin{cases} 12 = 2(V_{DG} - 4) + V_{DG} - V_{GS} = 3V_{DG} - 8 - V_{GS} \\ \Rightarrow V_{DG} = \frac{20 + V_{GS}}{3} \Rightarrow I_{DQ} = \frac{20 + V_{GS}}{3} - 4 = \frac{8 + V_{GS}}{3} \end{cases}$$

PAPCO

Subject:
Year. Month. Date. ( )

$$\Rightarrow 8 + V_{GS} = 12 + \frac{3}{4} V_{GS}^2 + 6 V_{GS}$$

$$\frac{3}{4} V_{GS}^2 + 5 V_{GS} + 4 = 0 \quad \Rightarrow V_{GS} = \frac{-5 \pm \sqrt{25 - 12}}{3/2}$$

$$\Rightarrow V_{GS} = \begin{cases} -0.93\ V & \Rightarrow I_D = 2.36 \longrightarrow 2 I_D > I_{DSS} \\ -5.74\ V & \Rightarrow I_D = 0.75 \end{cases}$$

$\Downarrow$ غير ممكن

$|V_{GS}| > |V_P| \Rightarrow V_{GS}$ غير ممكن

$$\Rightarrow I_{DQ} = \frac{1}{2} I_{DSS} \Rightarrow I_{DQ} = 2$$

$$I_{DQ} = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GSQ}}{V_P}\right)^2$$

$$2 = 4 \left(1 - \frac{V_{GSQ}}{-4}\right)^2 \Rightarrow V_{GSQ} = \begin{cases} -6.83 & \text{غير ممكن} \leftarrow |V_{GS}| > |V_P| \\ -1.2 \end{cases}$$

$$\pm 0.7 = 1 + \frac{V_{GSQ}}{4}$$

$$V_{GG} = I_D R_{S_2} - V_{GS} = 2 + 1.2 = 3.2\ V$$

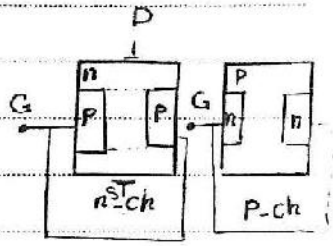
Subject:

Year Month Date ( )

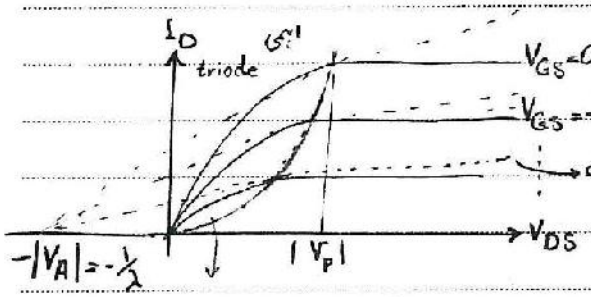
یادآوری JFET (معادلات، مدار معادل)

Bi-polar — دوقطبی

uni-polar — JFET → یک حامل برای انتقال جریان دارد



معادلات: $i_D = I_{DSS}\left[2\left(1-\frac{V_{GS}}{-V_P}\right)\left(\frac{-V_{DS}}{V_P}\right)-\left(\frac{V_{DS}}{V_P}\right)^2\right]$

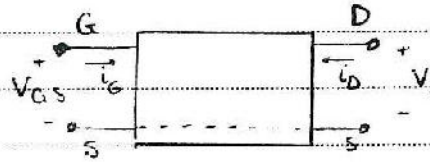


ناحیه اهمی برای کنترل مقاومت با ولتاژ استفاده می‌شود.

در اثر تغییر ولتاژ طول کانال تغییر کرده و مقاومت کاهش می‌یابد

$|V_{DS}| = |V_{GS} - V_P|$

در ناحیه اشباع: $i_D = I_{DSS}\left[1-\frac{V_{GS}}{V_P}\right]^2(1+\lambda V_{DS})$



$i_G = 0 = f(V_{GS}, V_{DS})$

$i_D = g(V_{GS}, V_{DS}) = I_{DSS}\left[1-\frac{V_{GS}}{-V_P}\right]^2(1+\lambda V_{DS})$

$$\Delta i_G = \left.\frac{\partial f}{\partial V_{GS}}\right|_{V_{DS}=cte}\Delta V_{GS} + \left.\frac{\partial f}{\partial V_{DS}}\right|_{V_{GS}=cte}\Delta V_{DS} = 0$$

$$\Delta i_D = \left.\frac{\partial g}{\partial V_{GS}}\right|_{V_{DS}=cte}\Delta V_{GS} + \left.\frac{\partial g}{V_{DS}}\right|_{V_{GS}=cte}\Delta V_{DS} = 0$$

$$\begin{cases} i_g = 0 \\ i_D = g_m V_{gs} + \frac{1}{r_{ds}} \times V_{DS} \end{cases}$$

جمع اثر جریان‌ها ← عناصر موازی‌اند

g_m: رابطه بین جریان و ولتاژ دیگر — منبع جریان

r_{ds}: رابطه بین ولتاژ و جریان دیگر — مقاومت

PdPCO

Subject:
Year. Month. Date. ( )

$$g_m = \frac{\partial i_D}{\partial V_{GS}}\Big|_{V_{DS}=cte} = \frac{-2I_{DSS}}{V_P}\left(1-\frac{V_{GSQ}}{-V_P}\right)(1+\lambda V_{DSQ})$$

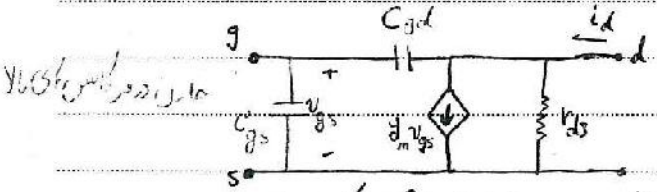
$$\frac{1}{r_{ds}} = \frac{\partial i_D}{\partial V_{DS}}\Big|_{V_{GS}=cte} = \lambda I_{DSS}\left(1-\frac{V_{GSQ}}{-V_P}\right)^2 = \frac{\lambda I_{DQ}}{1+\lambda V_{DSQ}}$$

100 V حدود ، 7-8 V حداقل

$$\Rightarrow r_{ds} = \frac{1+\lambda V_{DSQ}}{\lambda I_{DQ}} = \frac{\frac{1}{\lambda}+V_{DSQ}}{I_{DQ}} \simeq \frac{1}{\lambda I_{DQ}}$$

از روی شیب خط قابل بدست آوردن بود

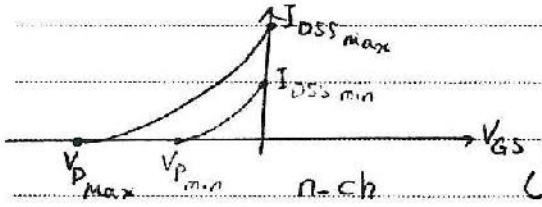
مدار معادل JFET :



حاوی دو پارامتر V_{GS} و I_{DQ}

در ترانزیستور Bjt فقط هر تغییرات مناسب با شرایط داشتیم که با مقاومت R_E و ... می شد کنترلش کرد ولی اینجا byassing مشکلات بیشتری دارد V_P ، I_{DSS} تغییرات شدید دارد که به صورت قبل قابل کنترل نیست.

⇐ برای JFET ها معمولاً مشخصه انتقالی به صورت زیر تعریف می کنند.

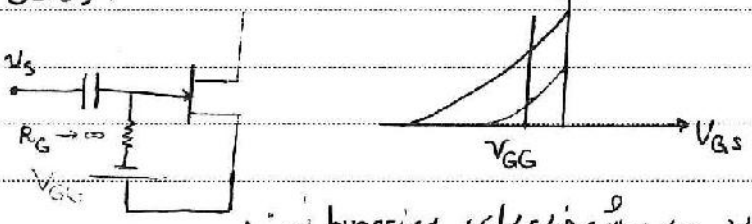


با وجود بدی فوق این خوبی نیز وجود دارد
که هر دو با هم بزرگ یا کوچک می شوند

⇐ اگر I_{DSS} بیشینه باشد V_P نیز بیشینه است

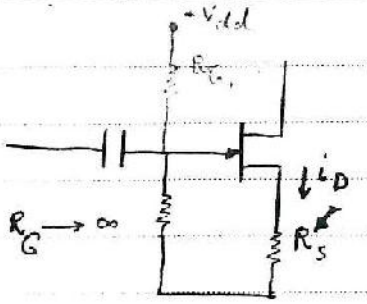
بایاس بهینه مدار :

۱. راه اول :

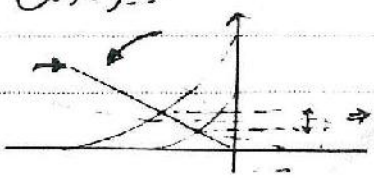


⇐ تغییرات زیاد ⇐ روش خوبی برای byassing نیست

۲. روش دوم :



با تغییر مقاومت



حساسیت بهتر ⇐ تغییرات کمتر

$$V_{GS_Q} = -R_S I_{DQ} + V$$

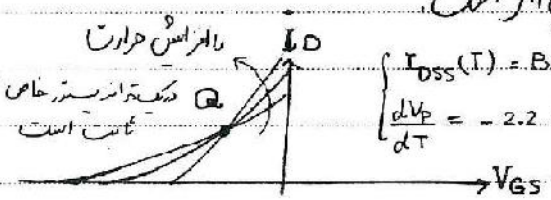
با افزودن R_{G_1} و R_{G_2} نقطه کار ثابت می‌شود

یعنی به سمت راست حرکت کرده و تغییرات کمتری می‌شود

⇐ در تقویت کننده های چند طبقه استفاده نمی کنند مگر در ورودی (چون مقاومت ورودی بی نهایت است)

اگر در وسط قرار گیرد کنترل تغییراتش راحت نمی شود ⇐ در عمل همیشه به عنوان ورودی است

تغییر حرارت محیط روی پارامترهای JFET بی اثر است.



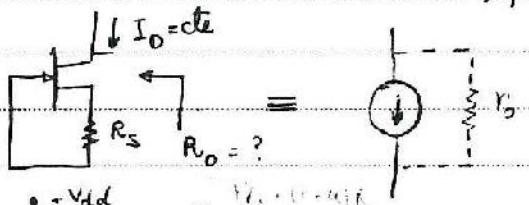
$$\begin{cases} I_{DSS}(T) = B V_p^2(T)\, T^{-2} \\ \frac{dV_p}{dT} = -2.2 \frac{mV}{^\circ C} \end{cases} \qquad Q_{ZTC}: V_{GSQ} = V_P + 0.66$$

ZTC - OP

Zero Temprature Coefficient

از این نقطه می توان برای ساخت منبع جریان استفاده کرد.

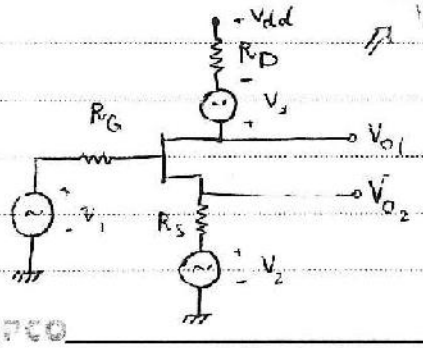
$$\rightarrow |V_{GS_2} - V_P| = 0.66 \text{ Volt} \quad (T = 300k)$$



روابط حاکم بر JFET :

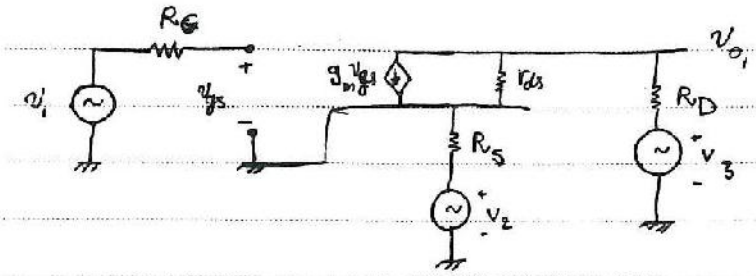
۱. تابش انعکاس امپدانس (JFET)

فرض کنید در ناحیه فعال بوده و دارای چندین منبع باشد.



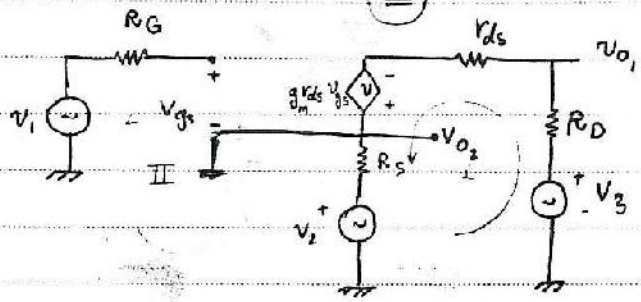
Subject:
Year Month Date ( )

مدار معادل ac :



$\mu \triangleq g_m r_{ds}$

$\equiv$



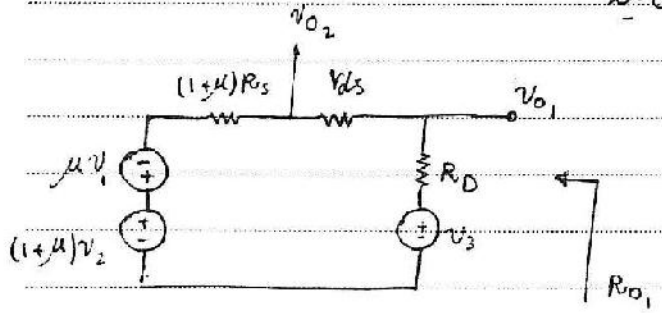
$v_i = v_{gs} + R_S i_d + v_2$

$* \quad v_{gs} = v_i - R_S i_d - v_2$

$v_3 = \mu v_{gs} - v_2 = i_d (R_D + r_{ds} + R_S)$

$* \rightarrow i_d = \dfrac{v_3 + \mu v_{gs} - v_2}{R_D + r_{ds} + R_S} \rightarrow i_d = \dfrac{v_3 + \mu v_i - (1+\mu) v_2}{r_{ds} + R_D + (1+\mu) R_S}$

مدار معادل دیگر بدست می آید



ازدید درین :

۱. المان های درین بدون تغییر (مثل r_{ds})

۲. المان های سورس در $(\mu+1)$ ضرب می شود

۳. مقاومت گیت حذف می شود ۴. منبع ولتاژ گیت در μ ضرب می شود.

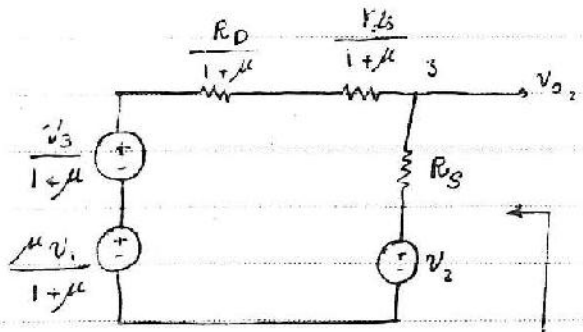
Subject:

Year. Month. Date. ( )

از معادله قبل به سادگی می آوریم:

$$i_d = \frac{\frac{v_3}{1+\mu} - v_2 + \frac{\mu}{1+\mu} v_1}{\frac{r_{ds} + R_D}{1+\mu} + R_S}$$

=> مدار معادل از دید سورس به سادگی می آید



از دید سورس:

۱. المان های سورس بی تغییر

۲. المان های درین بر $(\mu+1)$ تقسیم می شود

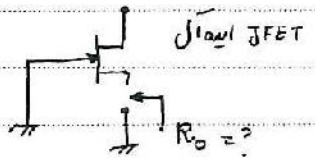
۳. مقاومت گیت تأثیر ندارد

۴. منبع ولتاژ روی گیت در $\frac{\mu}{1+\mu}$ ضرب می شود

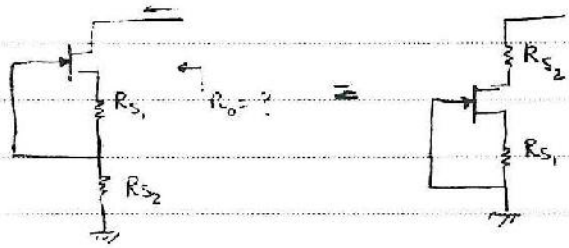
$$R_{o_2} = R_S \parallel \frac{r_{ds} + R_D}{1+\mu}$$

مدل JFET $\Rightarrow \lambda = 0 \quad (|V_A| = \infty) \longrightarrow \mu = g_m r_{ds} \longrightarrow \infty$

$$r_{ds} = \frac{1}{\lambda I_{DQ}} \longrightarrow \infty$$



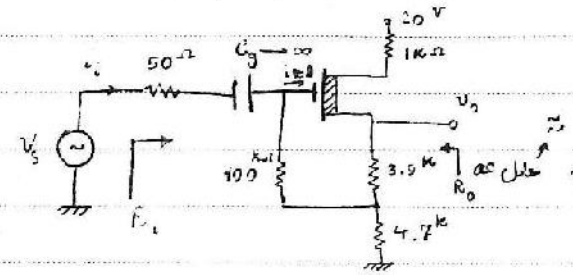
$$R_o = \frac{r_{ds}}{1+\mu} = \frac{r_{ds}}{1+g_m r_{ds}} = \frac{1}{g_m}$$



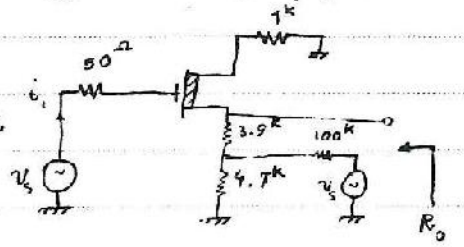
$$R_o = R_{S_2} + r_{ds} + (1+\mu) R_{S_1}$$

PARCO

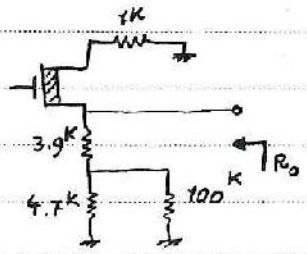
مثال - در مدار شکل زیر با فرض $g_m = 3.5\ ms$ و $r_{ds} = 100\ k\Omega$ مطلوبست محاسبه R_o



معادل ac



2SK793
ترانزیستور FET



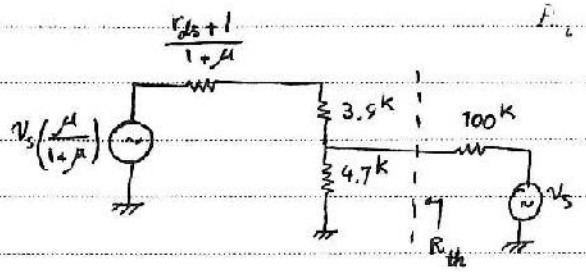
$$R_o = \left(3.9 + 4.7^{K} \| 100^{K}\right) \| \left(\frac{1^{K} + r_{ds}}{1+\mu}\right)$$

$$\mu = g_m r_{ds} = 3.5 \times 100 = 350$$

$$R_o \approx 300\ \Omega$$

R_i مطلوبست محاسبه

$$R_i = \frac{v_i}{i_i}$$



$$v_{th} = \frac{4.7}{4.7 + 3.9 + 0.3} \cdot v_s \times \left(\frac{350}{351}\right)$$

$$R_{th} = 4.7^{K} \| \left(3.9^{K} + 0.3^{K}\right)$$

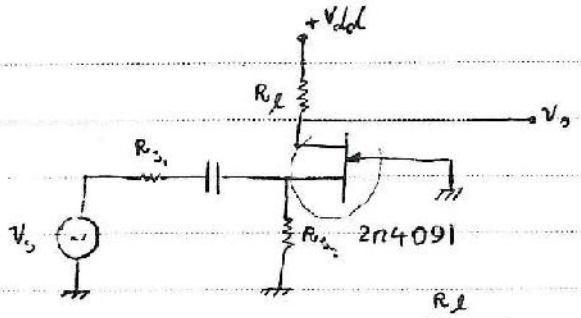
$$i_i = \frac{v_s - 0.5\, v_s}{100^{K} + 2.2^{K}}$$

$$R_i = \frac{v_s}{0.5\, v_s / 102.2} = \frac{102.2}{0.5} = 204.4$$

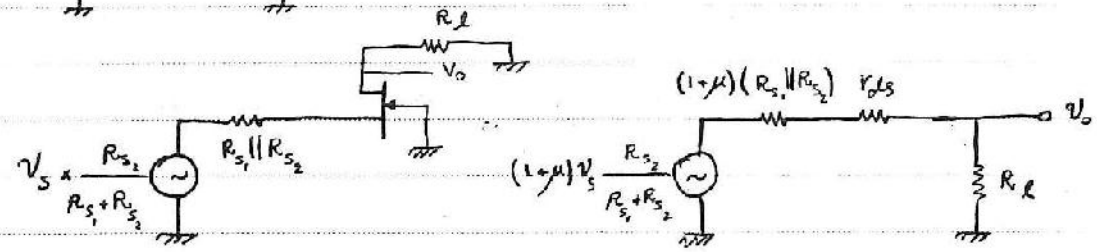
Subject:

Year. Month. Date. ( )

تقویت کننده گیت مشترک:

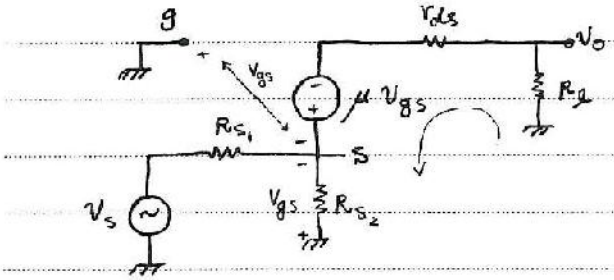


$$A_{V_S} = \frac{V_o}{V_S}$$



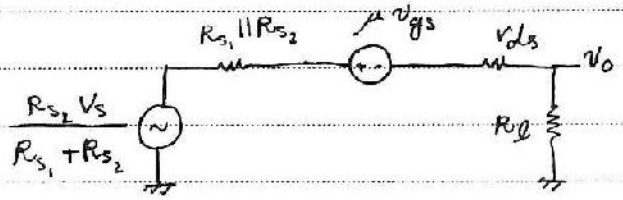
$$A_{V_S} = (1+\mu)\frac{R_{S_2}}{R_{S_1}+R_{S_2}} \cdot \frac{R_D}{R_D + r_{ds} + (1+\mu)(R_{S_1}\|R_{S_2})}$$

محاسبه A_{V_S} از روش مدار معادل ac



$$\frac{-V_{gs} - \mu V_{gs}}{R_D + r_{ds}} \cdot R_D = V_o$$

$$\Rightarrow V_{gs} = -\frac{R_D + r_{ds}}{(1+\mu)R_D} V_o$$



$$\frac{\frac{R_{S_2}V_S}{R_{S_1}+R_{S_2}} - \mu V_{gs}}{R_{S_1}\|R_{S_2} + r_{ds} + R_D} \cdot R_D = V_o$$

$$\frac{R_{S_2}}{R_{S_1}+R_{S_2}} \cdot \frac{V_S}{R_{S_1}\|R_{S_2} + r_{ds} + R_D} \cdot R_D + \frac{\mu(R_D + r_{ds})V_o}{(1+\mu)\left[R_{S_1}\|R_{S_2} + r_{ds} + r_D\right]} \cdot \frac{1}{1+\mu} = V_o$$

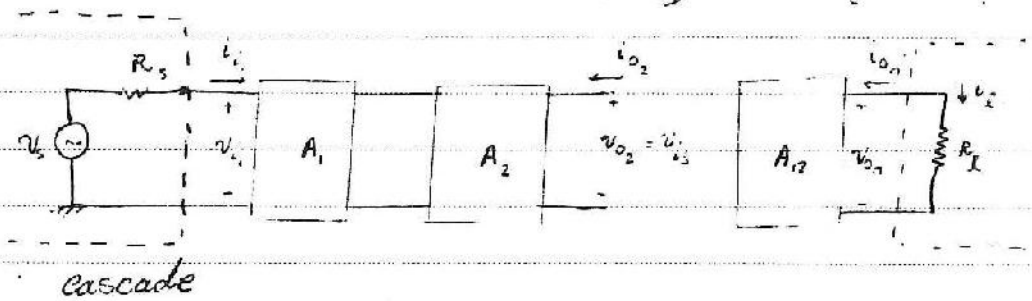
PAPCO

Subject:
Year. Month. Date. ( )

$$\Rightarrow \frac{V_o}{V_s} = \left(\frac{R_{S_2}}{R_{S_1}+R_{S_2}} \quad \frac{R_L}{R_{S_1}\|R_{S_2}+r_{ds}+R_L}\right) \Big/ \left(\frac{(1+\mu)(R_{S_1}\|R_{S_2})+r_{ds}+R_L}{(1+\mu)(R_{S_1}\|R_{S_2}+r_{ds}+R_L)}\right)$$

با ساده سازی رابطه فوق به جواب قبل می رسیم.

بررسی تقویت کننده های چند طبقه:



$$A_{v_i} = \frac{V_o}{v_i} = \frac{V_o}{V_{on}} \cdot \frac{V_{on}}{V_{in}} \cdots \frac{V_{i_1}}{v_i} = A_1 A_2 \cdots A_n$$

طبقات دنباله هم می باشند. gane ها A_i فواصل gane ها ⊥ است

$$A_i = \text{بهره جریان} = \frac{i_o}{i_i} = \frac{i_o}{i_{on}} \cdot \frac{i_{on}}{i_{in}} \cdot \frac{i_{in}}{i_{o(n-1)}} \cdots \frac{i_{o_1}}{i_{i_1}} \cdot \frac{i_{i_1}}{i_i} = (-1)^{n-1} A_{i_1} A_{i_2} \cdots A_{i_n}$$

طبقات با وجود دیگر طبقات است (یعنی اثر انسان روی هم باید حساب شود) gane ها A_{ij}

فواصل gane (−1) است و $\frac{i_{i_1}}{i_i}$ مساوی ⊥ است.

تحلیل تقویت کننده های چند طبقه: از آخر به اول انجام می دهیم.

مقاومت آخری = مقاومت خروجی مقاومت اولی = مقاومت ورودی

$$R_i = \frac{v_i}{i_i} = \frac{v_{i_1}}{i_{i_1}} = R_{i_1} \qquad R_o = R_{on}$$

PAPCO

Subject:

Year. Month. Date.

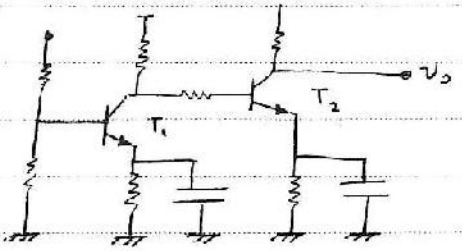
نحوه اتصال یا کوپلینگ :

۱. مستقیم (اتصال dc)

۲. با خازن کوپلاژ (اتصال ac)

۳. با ترانس (کوپلاژ ترانس)

۱. کوپلاژ مستقیم :



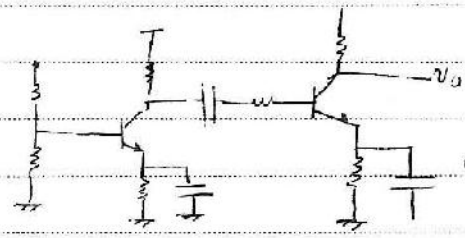
تجزیه تحلیل با زاز انتها به ابتدا است

زیرا جریان B دومی ممکن است باعث شود اولی به ناحیه قطع برود

یک اعوجاج یا یک اختلال در یک قسمت مدار (مخصوصاً تغییرات حرارتی و یا جابجایی در ترانزیستور در اثر سرمایش) باعث می شود پایدار کردن مدار را بسیار تغییر می کند) بسیار سخت است.

مزیت : فرکانس عی حول صفر هم تقویت می کند ← برای ما که فرکانس پائین است.

۲. با خازن کوپلاژ

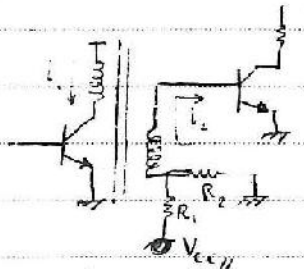


تجزیه تحلیل هر طبقه جدا ممکن است چون روی هم اثر DC ندارند ولی برای تحلیل (مثل P_i) بهتر است از آخر به اول تحلیل کنیم.

مقدار خازن تابعی از فرکانس کار و مقاومت های اطرافش است

در فرکانس عی بالا استفاده از خازن باعث می شود حجم بزرگی داشته باشد که عملا ممکن نیست و از روش قبل باید استفاده کنیم

۳. با ترانس (مجیم)



ترانس نیز مقادیر DC را منتقل نمی کند (برای ترانزیستور قدرت)

هسته برای انتقال جریان ac مورد نیاز است

که هسته مشخصه B-H دارد اگر جریان DC از ترانس بگذرد بعد از مدتی اشباع می شود ← $n_1 i_1 = n_2 i_2$ اگر باشد بعدی هیچگاه اشباع نمی شود

← گاهی باید gap یا شکاف هوایی زد ← ارتباط DC را هم

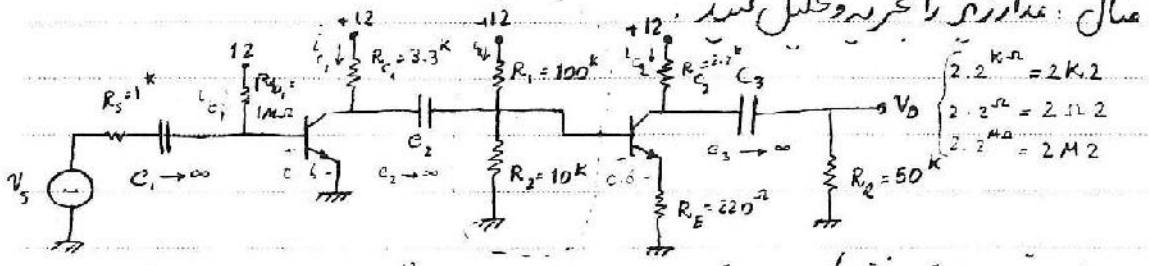
تا مشخصه طوری شود که حجم نمی شود ابعاد تابعی از توان انتقالی و جریان DC است

که در قدرت بالا ابعاد بزرگی می طلبد که مقرون به صرفه نیست

$n_1 i_1 \neq n_2 i_2$ باشد

Subject :
Year . Month Date :

مثال : مدار زیر را تجزیه و تحلیل کنید :



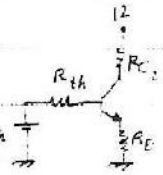
تحلیل dc : تعیین بهترین نقطه کار ⇐ تعیین مدل h

(کوپلاژ خازنی) طبقه دوم :

$\beta = h_{fe} = 100$

$V_{BEQ} = 0.6$

$V_T = 52\ mV$



$V_{th} = R_{th} i_{b_2} + 0.6 + 220^\Omega \times 101\, i_{b_2}$

$i_{C_2} = \beta i_{b_2} = 1.57\ mA \Rightarrow V_{CEQ} = 8.2^{Volt}$ ⇒ ترانزیستور فعال است

طبقه اول :

$i_{b_1} = \frac{12 - 0.6}{1000} = \frac{11.4}{10^3} = 1.14 \times 10^{-2} \longrightarrow i_{C_1} = 100 \times 1.14 \times 10^{-2} = 1.14^{mA}$

$V_{CEQ_1} = 12 - R_{C_1} \times I_{CQ} = 8.24^V$ ⇓

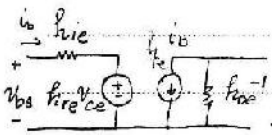
بهترین نقطه ترانزیستور در ناحیه فعال است

	BE	BC
فعال	F	R
اشباع	F	F
قطع	R	x

کار است برای طبقه اول

$h_{ie_1} = \frac{\eta V_t}{I_{C_1}} = \frac{52 \times 10^{-3} \times 100}{1.14^{mA}} \approx 4.6^{K\Omega}$

اصلاً این بحث مربوط به ۳ پینها



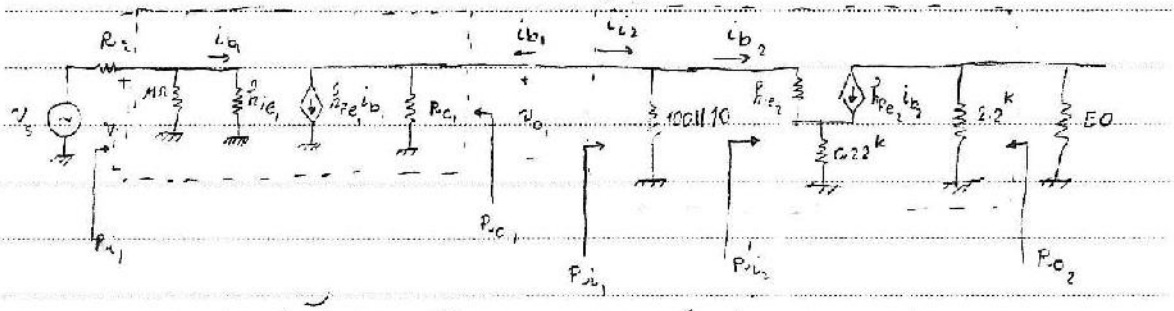
$h_{ie_2} = \frac{\eta V_t}{I_{C_2}} \cong 3.3^{K\Omega}$

$h_{oe}^{-1} = \frac{V_A}{I_{CQ}} = \infty$ ، $h_{re} < h_{oe}^{-1}$ ⇓ $h_{re} = 0$

هیچگاه در بهترین نقطه کار باشد V_{CEQ} باید حدود $\frac{12}{2}$ باشد

تحلیل ac : همیشه قطع از انتها به ابتدا

$R_i = 10 \| 100 \| (\beta \times 2.2 \times 10^3)$



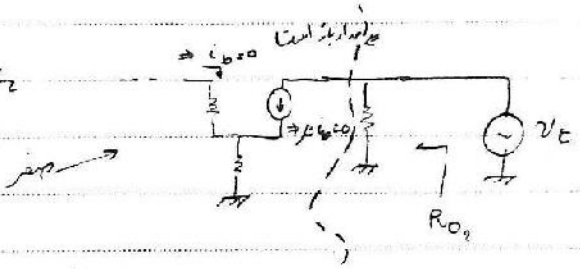
راحت ترین راه حل با این مقاومت ها برنامه استاد از رابطه آنها با است

Subject :

Year . Month . Date . ( )

$$A_{v_2} = \frac{v_{o_2}}{v_{i_2}} = \frac{-h_{fe} i_{b_2} (R_{C_2} \| R_L)}{h_{ie_2} i_{b_2} + (1+h_{fe}) R_E i_{b_2}} \simeq -8.3$$

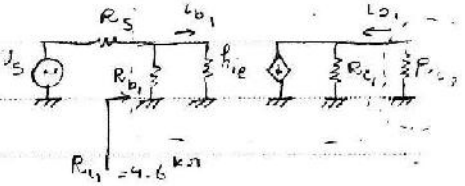
$R_{C_2} = R_{C_2}$ — مدار باز است $\Rightarrow i_b = 0$



$$R_{i_2} = \frac{v_{i_2}}{i_{i_2}} = R'_{i_2} \| (R_1 \| R_2)$$

$$R'_{i_2} = \frac{v_{i_2}}{i_{b_2}} = \frac{h_{ie_2} i_{b_2} + (1+h_{fe}) i_{b_2} R_E}{i_{b_2}} = h_{ie} + (1+h_{fe}) R_E$$

$$\Rightarrow R_{i_2} = \left(h_{ie} + (1+h_{fe}) R_E \right) \| R_1 \| R_2 \cong 6.7\ k\Omega$$



$$A_{v_1} = \frac{v_{o_1}}{v_{i_1}} = \frac{(-h_{fe} i_{b_1})(R_{C_1} \| R_{i_2})}{i_{b_1} \cdot h_{ie}} \simeq -48$$

$$A_{v_t} = \frac{v_{o_2}}{v_{o_1}} = A_{v_1} \times A_{v_2} = 48 \times 8.3$$

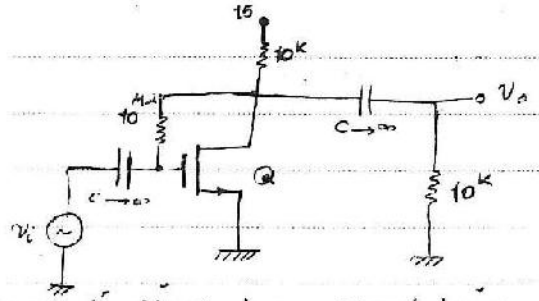
$$A_{v_S} = \frac{v_{o_2}}{v_S} = \frac{v_{o_2}}{v_i} \times \frac{R_{i_1}}{R_{i_1} + R_S} = A_{v_L} \times \frac{R_{i_1}}{R_{i_1} + R_S}$$

$$v_{i_1} = v_S \frac{R_{i_1}}{R_{i_1} + R_S}$$

البته آخر بهتر است در بهترین نقطه کار قرار گیرد ولی برای طبقه اول این موضوع اهمیتی ندارد.

در بهترین نقطه کار $V_{CEQ} \simeq \frac{V_{CC}}{2}$ ← باید حدالی 6 V باشد

مثال: مدار شکل زیر را تجزیه تحلیل کنید



MOS Enhancement

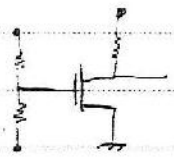
$\lambda = 0.02\ volt^{-1}$ $\lambda^{-1} \approx V_A$

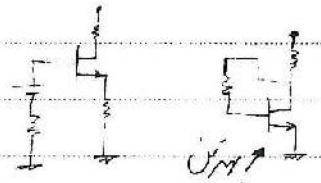
$k = 0.1\ mA/V^2$

$V_T = 1.5\ volt$

بهترین نوع بایاس: چون برای تمامی مقاومت ها ولتاژهای بزرگتر از ولتاژ آستانه ترانزیستور در ناحیه فعال قرار می گیرد

روش های دیگر biassing:



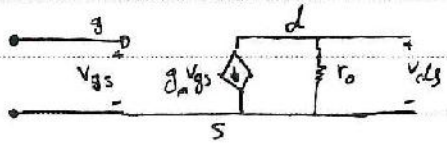


در ناحیه فعال: $I_D = k(V_{GS} - V_T)^2 (1 + \lambda V_{DS})$

$Max = 0.02 \times 15 = 0.3$

در مقابل $V_{DS} = 7^V$ قابل صرفنظر است

اگر $V_{DS} = 0.5^V$ شود باید دوباره از اول حل کرد



$r_o \cong \frac{1}{\lambda I_{DQ}}$ $I_{DQ} = k_n (V_{GSQ} - V_T)^2$ $\begin{cases} V_{DSQ} = V_{GSQ} \\ V_{DSQ} = 15 - 10 I_{DQ} = V_{GSQ} \end{cases}$ (ادامه حل)

تمرین: ثابت کنید مدار فوق همواره در ناحیه فعال است.

Subject :

Year . Month . Date .

روابط قبل $\Rightarrow I_{DQ} = k(15 - 10 I_{DQ} - 1.5)^2 \Rightarrow$ $I_{DQ} = 1.77^{mA} \rightarrow V_{DS} <$ ، $I_{DQ} = 1.029$

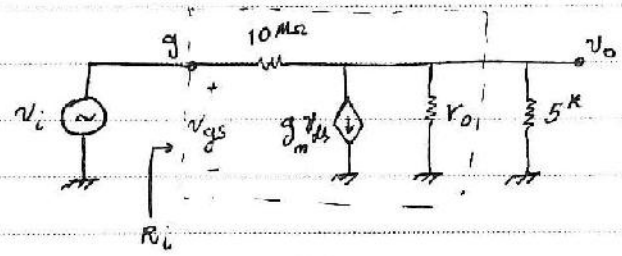
$I_{DQ} = 1.029^{mA} \longrightarrow V_{DSQ} = V_{GSQ} = 4.708$ volt

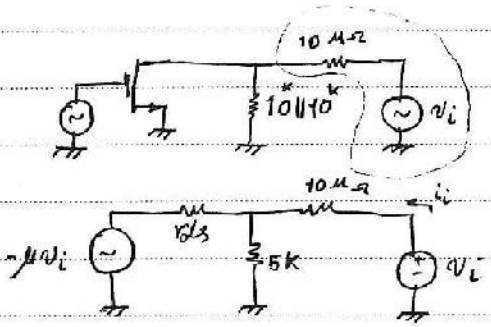
$$|V_{DSQ}| \geq |V_{GSQ} - V_T|$$

$$g_m \triangleq \left.\frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}}\right|_Q = 2k(V_{GSQ} - V_T)(1 + \lambda V_{DSQ}) \qquad g_m = 0.702^{ms}$$

$$r_o = \frac{1}{\lambda I_{DQ}} = 53^{k\Omega}$$

$\Leftarrow$ مدار معادل ac قابل ترسیم است :



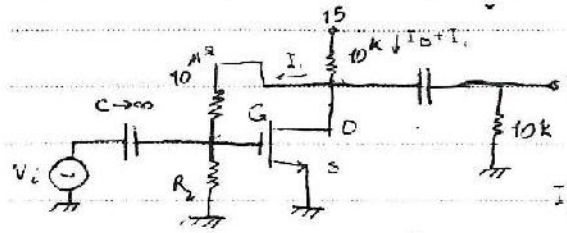


مقاومت $10^{M\Omega}$ بزرگ در حد $2.387^{M\Omega}$ دیده می‌شود

تمرین : A_v را بدست آورید

Subject:
Year. Month. Date.

تمرین: مدار شکل زیر مقاومت R_2 را به گونه‌ای تعیین کنید که مدار در بهترین نقطه کار خود باشد

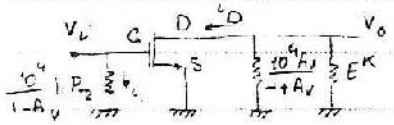


$V_{GD} = 10^4 I_1$

$V_{GS} = R_2 I_1$

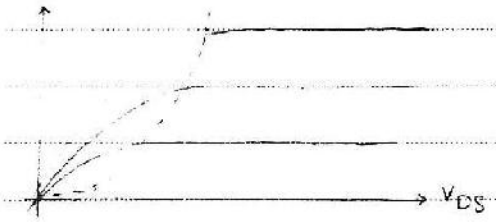
$I_D = 0.1 (R_2 I_1 - 1.5)^2$

DC حلقه: $15 - 10(I_D + I_1) = V_{DS}$



$v_o = \left[5 \parallel \left(\frac{10^4 A_V}{A_V - 1}\right)\right] i_D = V_{DS}$

$v_i = V_{GS}$



Subject:

Year. Munth. Date. ( )

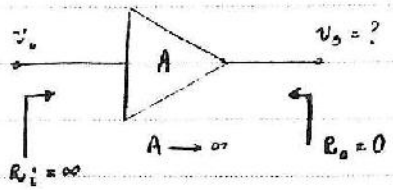
پاسخ فرکانسی تقویت کننده ها

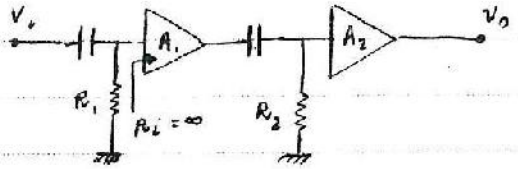
هدف تعیین فرکانس f_{L3dB}

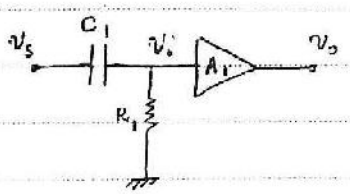
هدف جانبی: تعیین مقدار مناسب خازن ها

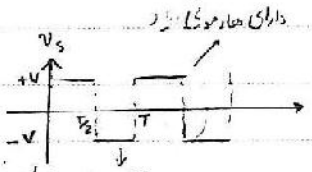
کوپلاژ و بای پس

۱. خازن کوپلاژ

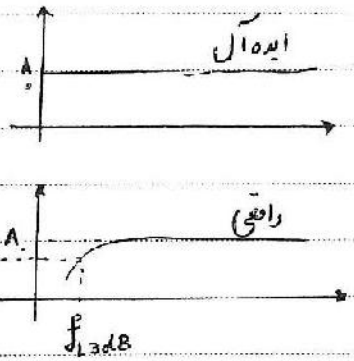








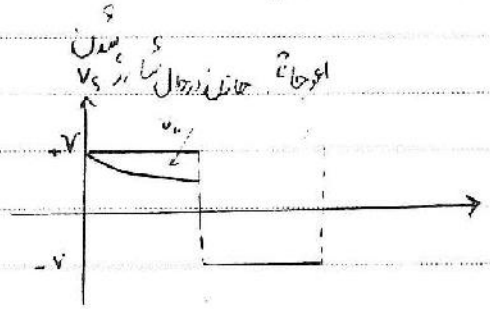
دارای هارمونیک های فرکانسی کم



فرکانس های پائین باعث می شود مقاومت خازن زیاد شود و سیگنال کوچکتری به مقاومت R_1 برای تقویت می رسد.

از آنجائی که تغییرات احساس انسان log است پاسخ فرکانسی را به صورت log در نظر می گیرند

$-3dB = 20 \log \frac{1}{\sqrt{2}}$



$v_i(t) = V e^{-t/R_1C_1} \quad 0 < t < T/2$

PdPCO

Subject:
Year Month Date

$$\% tilt - sag = \frac{V - V'}{V} \times 100 = \frac{V - Ve^{-t/R_1C_1}}{V} \times 100 = 1 - e^{-t/R_1C_1}$$

$$= 1 - \exp\left(-\frac{T}{2R_1C_1}\right) \approx \frac{T}{2R_1C_1} = \frac{1}{2fR_1C_1} = \frac{\pi}{2R_1C_1 f} = \frac{\pi f_{L3dB}}{f}$$

$$f_i \gg f_{L3dB} \longrightarrow f_i \gg f_{L3dB}$$

برای بدون افت‌وخیز

راه حل دوم استفاده از تابع تبدیل :

$$H(S) = \frac{V_o}{V_S}(S) = A_1 \times \frac{R_1}{R_1 + \frac{1}{SC_1}} = \frac{A_1 S C_1 R_1}{1 + S C_1 R_1}$$

$$H(j\omega) = \frac{A_1 C_1 R_1 j\omega}{1 + j\omega R_1 C_1} \longrightarrow |H(j\omega)| = \frac{A_1 C_1 R_1 \omega}{\sqrt{1 + \omega^2 C_1^2 R_1^2}}$$

$$A_\infty = \lim_{\omega \to \infty} |H(j\omega)| = A_1 \qquad \frac{A_1}{\sqrt{2}} = \frac{A_1 C_1 R_1 \omega_{3dB}}{\sqrt{1 + \omega_{3dB}^2 C_1^2 R_1^2}}$$

$$\Rightarrow 2C_1^2 R_1^2 \omega_{3dB}^2 = 1 + \omega_{3dB}^2 C_1^2 R_1^2 \Rightarrow \omega_{3dB} = \frac{1}{R_1 C_1} \Rightarrow f_{L_{3dB}} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

به مقاومت eq از دیدخازن

$$H(S) = \frac{k(S + S_Z)}{1 + S/S_P} = \frac{k'(1 + S/S_Z)}{1 + S/S_P}$$

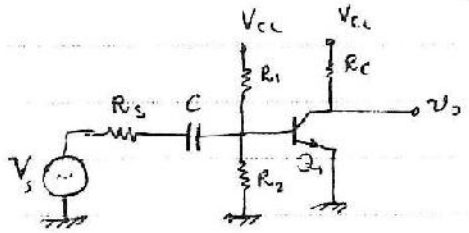
در توابع تبدیل درست شده : $S_Z = 0$ ، $S_P = \frac{1}{R_1 C_1}$ ← قطب تابع تبدیل

$\Rightarrow f_{3dB} = \frac{S_{P_1}}{2\pi}$ برای توابع تبدیل با یک صفر و یک قطب

Subject:

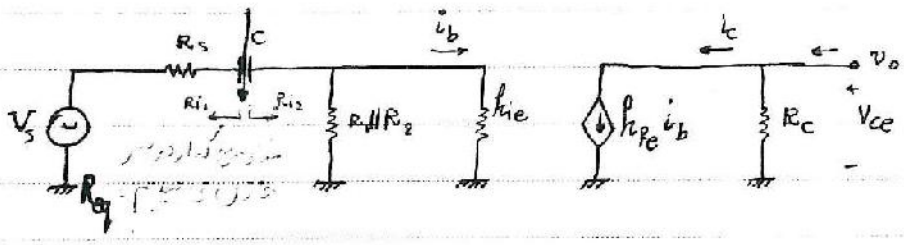
Year. Month. Date. ( )

نمونه تقویت کننده امیتر مشترک با خازن کوپلاژ بیس



خازن نسبت به DC مدار باز است ⇐ gain=0

⇐ مدار در مکانیس صفر یک صفر دارد و یک قطب نیز دارد که نمی دانیم کجاست.



$$v_o = -h_{fe} i_b R_c = -h_{fe} R_c \cdot \frac{V_s}{R_s + R_1 \| R_2 \| h_{ie} + \frac{1}{Cs}} \times \frac{R_1 \| R_2}{R_1 \| R_2 + h_{ie}}$$

$$i_b = \frac{V_s}{R_s + \frac{1}{Cs} + R_1 \| R_2 \| h_{ie}} \times \frac{R_1 \| R_2}{R_1 \| R_2 + h_{ie}}$$

$$\Rightarrow \quad H(s) = \frac{V_o}{V_s} = \frac{-h_{fe} R_c (R_1 \| R_2)}{(R_1 \| R_2 + h_{ie})(R_s + R_1 \| R_2 \| h_{ie} + \frac{1}{Cs})}$$

$$A_\circ = \underset{s \to \infty}{|H(s)|} = \frac{-h_{fe} R_c (R_1 \| R_2)}{(R_1 \| R_2 + h_{ie})(R_s + R_1 \| R_2 \| h_{ie})}$$

$$\frac{|A_\circ|}{\sqrt{2}} = |H(j\omega)|_{\omega = \omega_{3dB}} \quad \Rightarrow \quad \begin{cases} S_z = 0 \\ S_p = \dfrac{1}{(R_s + R_1 \| R_2 \| h_{ie}) C} \end{cases}$$

$R_{eq} = R_{i2} + R_{i1}$

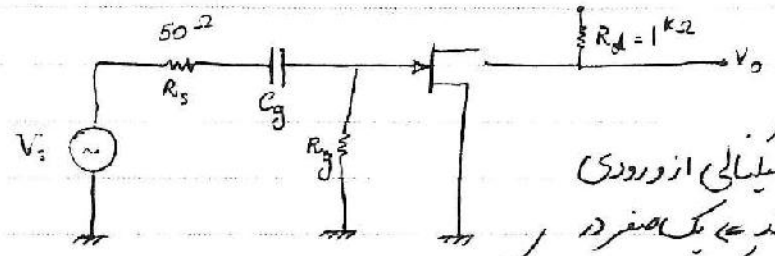
$$\frac{1}{\sqrt{2}(R_{eq} + R_1 \| R_2 \| h_{ie})} = \frac{\omega^2}{R_{eq}^2 \omega^2 + \frac{1}{C^2}} = \frac{1}{2 R_{eq}^2} \Rightarrow 2 R_{eq}^2 \omega^2 = R_{eq}^2 \omega^2 + \frac{1}{C^2}$$

$$\Rightarrow R_{eq}^2 \omega^2 = \frac{1}{C} \Rightarrow \omega = \frac{1}{R_{eq} C} = S_p$$

PaPCO

Subject:
Year. Month. Date.

مثال: در مدار شکل زیر خازن C_g را چنان تعیین کنید که $f_{L3dB} < 100^{Hz}$ باشد.



در حالت DC هیچ سیگنالی از ورودی به خروجی نمی فرستد ← یک صفر در مبدأ داریم و هر خازن یک قطب ایجاد می کند

$$\rightarrow f_{L3dB} = \frac{S_{P_1}}{2\pi}$$

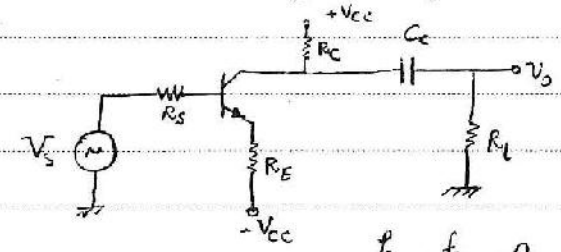
$$S_{P_1} = \frac{1}{R_{eq} \cdot C_g}$$

$$R_{eq} = R_{i_1} + R_{i_2} = 50^{\Omega} + 100^{k\Omega} \rightarrow C_g \geq \frac{1}{2\pi \times (100^{k} + 50^{\Omega}) \times 100} = 16^{nF}$$

$$\xrightarrow{\text{استاندارد}} C_g \cong 22\,nF$$

آنجایی که خازن های عدسی ۱۰/ تلورانس دارند باید آنها را نیز در نظر گرفت

مثال: در مدار شکل زیر تابع انتقالی و f_L را تعیین کنید.

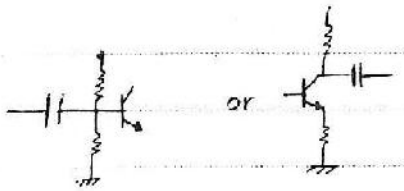


$h_{oe} = h_{re} = 0$

$$H(S) = \frac{A' S}{S + \Sigma P} \qquad S_P = \frac{1}{C R_{eq}} \qquad R_{eq} = R_{oL} + R_C$$

Subject:

Year. Month. Date.

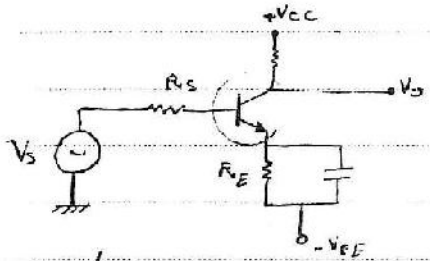


or

$S_z = 0$

$\Rightarrow S_p \rightarrow \omega_{c\,3dB}$ $\qquad S_p = \frac{1}{R_{eq} C}$

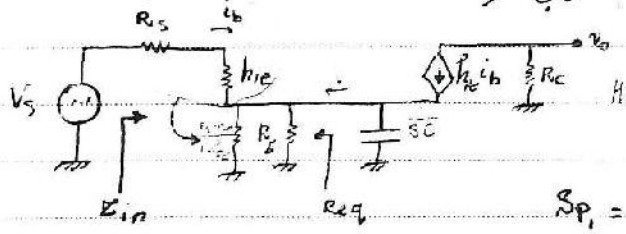
۲. خازن Bypass



$$H(S) = \frac{V_o}{V_s}(S) = A_0 \frac{S + S_{z_1}}{S + S_p}$$

بدست آوردن S_p مانند قبل با نگاه از دو سر خازن

بدست آوردن مقاومت معادل بدست می آید ولی برای S_2 باید نقطه ای را یافت که در کاهش حاصله باعث شود هیچ سیگنالی از ورودی به خروجی نرسد.



$$H(S) = \frac{h_{fe} R_C \left(R_S + \frac{1}{SC_1}\right)}{R_S + h_{ie} + (1+h_{fe})\left(R_E + \frac{1}{SC}\right)}$$

$$S_{p_1} = \frac{1}{R_{eq} C_1}$$

S_{p_1} : $R_{eq} = R_E \,//\, \frac{R_S + h_{ie}}{1 + h_{fe}}$ $\qquad S \longrightarrow \infty$ $\qquad \begin{cases} V_s = (R_S + h_{ie}) i_b \\ V_o = -R_C h_{fe} i_b \end{cases}$

$$S = S_{z_1} \Rightarrow H(S)\Big|_{S=-S_{z_1}} = \frac{V_o(S)}{V_s(S)} = 0 \Rightarrow V_o(S)\Big|_{S=-S_{z_1}} = 0$$

$$-h_{fe} R_C i_b(S)\Big|_{S=-S_{z_1}} = 0 \Rightarrow i_b(S=-S_{z_1}) = 0$$

$$Z_{in}(S) = \frac{V_s(S)}{i_b(S)}\Big|_{S=-S_{z_1}} = \infty$$

PAPEC

Subject:
Year: Month: Date: ( )

$$Z_{in}(S) = R_S + h_{ie} + (1+h_{fe})\underbrace{\left(R_E \parallel \frac{1}{SC_E}\right)}_{\frac{R_E}{1+SC_E R_E}}\Bigg|_{S=-S_{z_1}} = \infty$$

$$Z_{in}(S) = R_S + h_{ie} + (1+h_{fe})\left(\frac{R_E}{1+SC_E R_E}\right)\Bigg|_{S=-S_{z_1}} = \infty$$

$$1+SC_E R_E\Big|_{S=-S_{z_1}} = 0 \Rightarrow S_{z_1} = \frac{1}{R_E C_E}$$

$$H(S) = \frac{-h_{fe}R_C}{h_{ie}+R_S} \cdot \frac{S+\frac{1}{R_E C_E}}{S+\frac{1}{C_E\left[R_E \parallel \left(\frac{R_S+h_{ie}}{1+h_{fe}}\right)\right]}} = A_0 \cdot \frac{S+S_z}{S+S_p}$$

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{A_0^2}{2}$$

$$\Rightarrow A_0^2 \times \frac{\omega_{L3dB}^2 + S_{z_1}^2}{\omega_{L3dB}^2 + S_p^2} = \frac{A_0^2}{2} \Rightarrow 2\omega_{L3dB}^2 + 2S_{z_1}^2 = \omega_{L3dB}^2 + S_{p_1}^2$$

$$\Rightarrow \omega_{L3dB}^2 = S_{p_1}^2 - 2S_{z_1}^2 \qquad \omega_{L3dB} = \sqrt{S_{p_1}^2 - 2S_{z_1}^2}$$

زیر رادیکال باید ⊕ باشد ← شرط ایجاد فرکانس 3dB

همیشه ایجاد فرکانس 3dB نمی کند

$$\therefore S_{p_1} \geq \sqrt{2}\, S_{z_1}$$

$$\frac{1}{C_E\left(R_E \parallel \frac{R_S+h_{ie}}{1+h_{fe}}\right)} \overset{?}{\geq} \frac{\sqrt{2}}{R_E C_E} \xrightarrow{\text{تبدیل کوچک به بزرگ}} R_E \geq \sqrt{2}\,\frac{R_E\left(\frac{R_S+h_{ie}}{1+h_{fe}}\right)}{R_E + \frac{R_S+h_{ie}}{1+h_{fe}}}$$

$$R_E + \frac{R_S+h_{ie}}{1+h_{fe}} \geq \sqrt{2}\left(\frac{R_S+h_{ie}}{1+h_{fe}}\right) \qquad R_E \geq (\sqrt{2}-1)\frac{R_S+h_{ie}}{1+h_{fe}}$$

Subject:

Year. Month. Date.

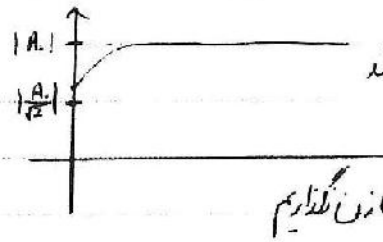
$R_S = 1^{K\Omega}$

$h_{ie} = 1^{K\Omega}$

$h_{fe} = 200$

$R_E = 100^{\Omega}$

$\Rightarrow \quad 100^{\Omega} \gg (\sqrt{2}-1)\dfrac{1^K + 1^K}{1+200} \longrightarrow 100^{\Omega} \gg 4^{\Omega}$

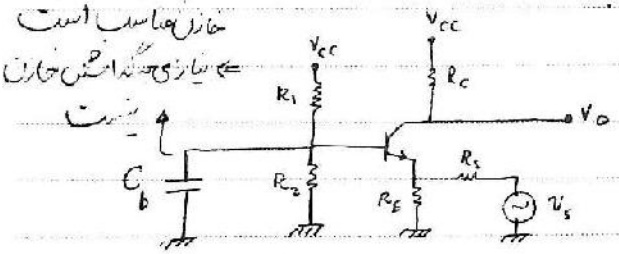


اگر شرط برقرار نباشد ⇐ هرجازی را می توان قرارداد

⇐ اقتضای آن است که خازن بگذاریم

مثال: آیا وارنیر ایجاد فرکانس 3dB می کند؟

طراح هر مقداری را این خازن مناسب است ⇐ بیایی چگونگی انتخاب خازن بیشتر



$$f_L = \frac{\sqrt{S_{P_1}^2 - 2S_{Z_1}^2}}{2\pi}$$

$$S_{P_1} = \frac{1}{Req\, C_b}$$

$R_1 \| R_2 = 10^{K\Omega}$

$h_{fe} = 100$

$R_E = R_S = 2^{K\Omega}$

$h_{ie} = 1^{K\Omega}$

$C_b = 1^{\mu F}$

$$Req = R_1 \| R_2 \| \left(h_{ie} + (1+h_{fe})(R_E \| R_S)\right)$$

$$Req = 10 \| (1 + 101 \times 1) \cong 9.1^{k\Omega}$$

$$\Rightarrow S_{P_1} = \frac{1}{9.1 \times 1^{\mu}} = 109.8\ \frac{rad}{s}$$

برای تعیین S_{Z_1} باید در حوزه S امپدانس ورودی را محاسبه نمود.

$$S_{Z_1} = \frac{1}{(R_1 \| R_2) C_b} = \frac{1}{10^K \times 10^{-6}} = 100\ \frac{rad}{sec}$$

مقاومت طاهری اطراف خازن

$$S_{P_1} \geq \sqrt{2}\, S_{Z_1}$$

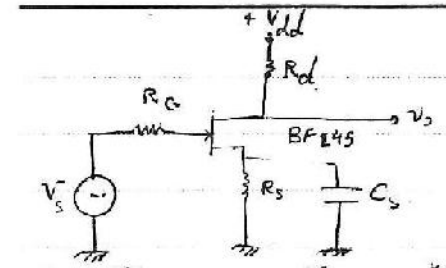
$$109.8 \overset{?}{\geq} (1.4) \times 100 \qquad ?: \text{خیر}$$

⇐ فرکانس 3dB تولید می کند

تمرین: با منبع جریانی دائمه دار امتحان کنید

FaFeD

Subject :
Year Month Date



$$H(S) = A_o \frac{S + S_{z_1}}{S + S_{P_1}}$$

$$S_{P_1} = \frac{1}{R_{eq} \cdot C_s} \qquad R_{eq} = R_s \,||\, \frac{r_{ds} + R_d}{1+\mu}$$

$g_m = 10^{-3}$ $\quad C_s = 10^{\mu F}$ $\quad R_d = 1^{k\Omega}$

$r_{ds} = 100^{k\Omega}$ $\quad R_s = 1^{k\Omega}$ $\quad R_G = 10^{k\Omega}$

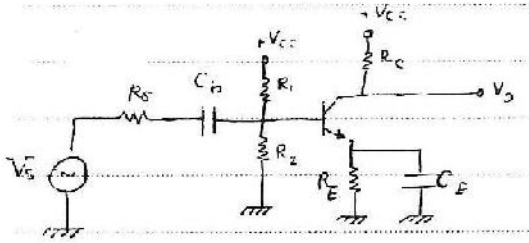
$$\mu = g_m r_{ds} = 10 \times 10^{-3} \times 100 \times 10^3 = 10^3$$

$$\Rightarrow R_{eq} = 1 \,||\, \frac{100+1}{1001} = 0.0917^{k\Omega}$$

$$S_{P_1} = 1091.1 \qquad S_{z_1} = \frac{1}{R_s C_s} = \frac{1}{10^3 \times 10 \times 10^{-6}} = 100^{rad/sec}$$

$$f_{L3dB} \approx \frac{S_{P_1}}{2\pi} = \frac{1091.1}{2\pi} = 174^{Hz}$$

٣. سافل مردود حازن :



فرض $H(S) = A_o \dfrac{(S+S_{z_1})(S+S_{z_2})}{(S+S_{P_1})(S+S_{P_2})}$ صراحت

$$|H(j\omega_1)|_{\omega \to \infty} = A_o \qquad |H(j\omega^2)| = \left(\frac{A_o}{\sqrt{2}}\right)^2$$

$$A_o^2 \frac{(\omega_{L3dB}^2 + S_{z_1}^2)(\omega_{L3dB}^2 + S_{z_2}^2)}{(\omega_{L3dB}^2 + S_{P_1}^2)(\omega_{L3dB}^2 + S_{P_2}^2)} = \frac{A_o^2}{2}$$

طرفين مربعين

$$\frac{1 + \frac{1}{\omega_{L3dB}^2}(S_{z_1}^2 + S_{z_2}^2) + \frac{1}{\omega_{L3dB}^4} S_{z_1}^2 \cdot S_{z_2}^2}{1 + \frac{1}{\omega_{L3dB}^2}(S_{P_1}^2 + S_{P_2}^2) + \frac{1}{\omega_{L3dB}^4} S_{P_1}^2 \cdot S_{P_2}^2} = \frac{1}{2}$$

PAPCO

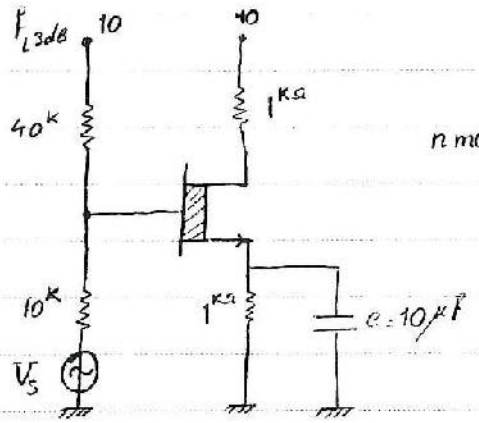
Subject :

Year . Month Date .

با قریب خوب $\Rightarrow$ $\dfrac{1+\frac{1}{\omega_{L3dB}^2}\left(S_{Z_1}^2+S_{Z_2}^2\right)}{1+\frac{1}{\omega_{L3dB}^2}\left(S_{P_1}^2+S_{P_2}^2\right)}=\dfrac{1}{2}$

$$\omega_{L3dB}=\sqrt{S_{P_1}^2+S_{P_2}^2-2S_{Z_1}^2-2S_{Z_2}^2}$$

پس S_Z ها آسان است چون فقط ظاهراً هرچه با خازن موازی است
ولی S_P ها بسیار مشکل است.



نوع کلیدزنی n mos از نوع Depletion

$|V_t|=2V \quad \lambda=0 \quad K_n=0.5\ mA/V^2$

$$I_{DQ}=K_n\left(V_{GS}-V_t\right)^2\left(1+\lambda V_{DS}\right)$$

۴. دیاگرام حل خازن

در این موارد حتماً باید تابع تبدیل معلوم باشد

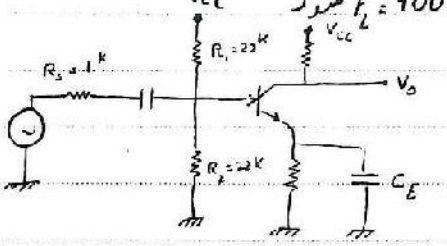
مثال

$$\frac{S(S+1)}{(S+100)(S+25)} \approx \frac{S}{S+100}\Big|_{S=\omega_0}$$ در اطراف فرکانس مطلوب قرینه

تابع را ≜ می‌کنیم

$$\sqrt{S_{P_1}^2 + S_{P_2}^2 - 2S_{Z_1}^2} = \sqrt{100^2+25^2-2^2} \approx 100$$

مثال: در مدار روبرو روند تعیین خازن‌ها چگونه باشد تا $f_L = 100^{Hz}$ شود



هر خازن یک قطب ایجاد می‌کند و چون می‌خواهیم تابع را مرتبه ۱ کنیم فرض می‌کنیم یکی از خازن‌ها مسئول تولید فرکانس 3dB باشد در نتیجه بقیه خازن‌ها اتصال کوتاه باشند

$h_{ie} = 0.5^K$, $h_{fe} = 80$

۱. در ابتدا فرض می‌کنیم خازن C_b مسئول اصلی f_{L3dB} باشد [خازن C_E اتصال کوتاه]
۲. فرض می‌کنیم خازن C_E مسئول اصلی f_{L3dB} باشد [خازن C_b اتصال کوتاه]

این روش درست نبوده بعداً اصلاح می‌شود

۱. $$f_{L3dB} = \frac{1}{2\pi R_{ib} C_b} \qquad R_{ib} = R_S + R_1 \| R_2 \| h_{ie} \approx 1.48^{K\Omega}$$

$$C_b > \frac{1}{2\pi R_{ib} f_{L3dB}} \rightarrow C_b > \frac{1}{2\pi \times 1.48^K \times 100} \Rightarrow C_b \gtrsim 1.07^{\mu F}$$

۲. $$f_{L3dB} = \frac{1}{2\pi R_{iE} C_E} \qquad R_{iE} = R_E \| \frac{R_S \| R_1 \| R_2 + h_{ie}}{1+h_{fe}} \approx 16.6^{\Omega}$$

با دیدن این کوچکتر کردن خازن کوچکتر قطب حاصل از این خازن را به $\frac{100}{10}$ می‌فرستیم که در مقابل قطب 100 قابل صرفنظر است (خازن کوچک را به علل اقتصادی بودن انتخاب می‌کنیم)

$$C_E \gtrsim \frac{1}{2\pi \times 16.6^{\Omega} \times 100} \Rightarrow C_E \gtrsim 95.8^{\mu F}$$

$$\Rightarrow C_E = 100\mu f \quad C_b = 10\mu F \rightarrow \quad 80 < f_{L3dB} < 120$$

اگر f_{L3dB} را تأکید خواهیم از 100 بیشتر باشد $\Leftarrow C_E = 220^{\mu F}$

Subject :

Year Month Date ( )

طراحی با مدار شامل سه خازن

۱. برای هر خازن، با فرض خازن های دیگر اتصال کوتاه رابطه f_L را نوشته مقدار خازن را تعیین می کنیم.

۲. بزرگترین خازن را کنار می گذاریم.

۳. کوچکترین خازن را $\frac{100}{}$ برابر می کنیم.

۴. خازن بعدی را $\frac{10}{}$ برابر می کنیم.

$$f_{L3dB} = \frac{1}{2\pi} \sum_{i=1}^{n} \frac{1}{R_{is} C_i} = \frac{1}{2\pi} \times \frac{1}{R_{js} C_j}$$

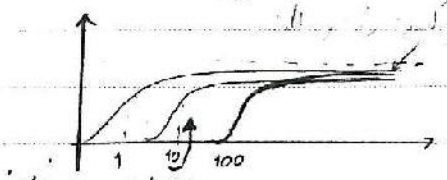
در صورتی غالب شدن یک قطب

در مدارات الکترونیکی صفر غالب نداریم

⇐ از تقریب فوق می توان استفاده کرد

مقاومتی که خازن C_E می بیند $\frac{1}{1+h_{fe}}$ برابر مقاومتی است که خازن C_b می بیند و در نتیجه فرکانس 3dB خازن C_E بزرگ تر است.

⇐ وقتی مسأله قبل را حساب می کردیم باید خازن C_E را مدار باز می کردیم



در این محدوده خازن C_E مدار باز است

$$f_{L3dB} = \frac{1}{2\pi R_{Lb} C_b}$$

$$R_{Lb} = R_s + R_1 \| R_2 \| [h_{ie} + (1+h_{fe}) R_E] \approx 8.8$$

$$C_b \geq \frac{1}{2\pi R_{Lb} f_{L3dB}} = \frac{1}{2\pi \times 8.8 \times \frac{100}{10}} \Rightarrow C_b \geq 0.18^{\mu F}$$

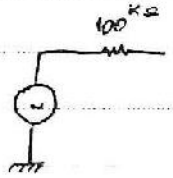
$$\Rightarrow C_b \geq 1.8^{\mu F}$$

$$\rightarrow C_b \simeq 2.2^{\mu F}$$

⇐ خازن کوچکتر هزینه کمتر

ایراد دوم: اینکه قطب های غالب نباید در نزدیکی صفری که حذف می کنیم باشد.

Subject :
Year . Mouth . Date .



$$S_{P_1} = \frac{1}{(100^K + 100^K)\,1\times10^{-6}} = 5$$

$$S_{Z_1} = \frac{1}{(2^K + 0.1^K)\,C_S} = \frac{1}{2.1C_S}$$

$$S_{P_2} = \frac{1}{(2^K \| 1^K - 0.1^K)\,C_S} = \frac{1}{0.7^K C_S}$$

$$f_{tsdB} = \frac{1}{2\pi}\sqrt{2\left(\frac{1}{0.7^2 C_S^2} - \frac{2}{2.1^2 C_S}\right)} = 100^{Hz} \rightarrow \begin{matrix} C_S \geq 1.8^{\mu F} \\ C_S \simeq 2.2^{\mu F} \end{matrix}$$

باید ثابت کنیم C_S

PAPCO

Subject:
Year. Month. Date.

فیدبک (Feedback)

برای ایجاد پایداری و خطی سازی المان الکترونیکی الزامی است.
به معنی برگشت سیگنال خروجی و تأثیر در سیگنال ورودی است.
هدف: تغییر مشخصات به صورت مطلوب

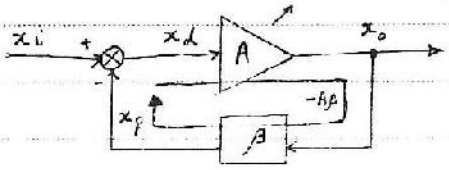
قطبیت (Polarite) :

مثبت	منفی
بعد از تأثیر در ورودی دامنه ورودی افزایش یابد. (چون روبه افزایش است ناپایدار است)، در مواردی که نیاز به نوسان و ناپایداری است از آن بهره می گیریم	بعد از تأثیر ورودی از دامنه ورودی بکاهد. به دو مسأله باید توجه داشت ۱- خواص فیدبک ۲- چگونگی حل مدار

اگر فیدبک مورد استفاده در الکترونیک ۲

خواص فیدبک:
۱. تغییر بهره [شاخص]
۲. افزایش پهنای باند { کاهش زمان خیز t_{rise} } ← نابرابر چهار نوع فیدبک
۳. اعوجاج ورودی - خروجی (مدار را به شکل دلخواه تغییر می دهد) ← موجود است.
۴. کاهش اعوجاج { خطی سازی } ← اعوجاج در مدارات با دامنه بزرگ اعوجاج پیش می آید
۵. هیچ تأثیری بر ورودی نویز ندارد (نویز را افزایش می دهد)

قدم اول: تشخیص نوع فیدبک — چهار نوع تقویت کننده داریم ⇒ ممکن است A, A_g, A_v, A_i باشد



$$\Rightarrow \begin{cases} x_o = A x_d \\ x_d = x_i - x_f \\ x_f = \beta x_o \end{cases}$$

مدار معادل سیستم های فیدبک

ابتدا x ها و سپس A را حساب کرده سپس بهره مسأله را حساب

دقت می کنیم: شبکه β نباید اثر بارگذاری داشته باشد
یعنی نباید در مقدار A تأثیری داشته باشد

$$\begin{cases} x_o = A x_d \\ x_d = x_i - x_f \\ x_f = \beta x_o \end{cases} \Rightarrow x_o = A(x_i - \beta x_o) \Rightarrow x_o(1 + A\beta) = A x_i$$

$$A_f = \left.\frac{x_o}{x_i}\right|_f = \frac{A}{1 + A\beta}$$ ← کاهش بهره

معایب :
۱. بهره کم می‌شود
۲. احتمال ناپایدارشدن هست

شبکهٔ β عموماً از مقاومت تشکیل شده زیرا نیاز به شبکهٔ passive و خطی برای خطی سازی است $0 < \beta < 1$ ← تقویت کننده نیاز نداشته باشیم

روش حل :

۱* ابتدا قطبیت را تعیین می‌کنیم → فیدبک منفی $A\beta > 0$ ، فیدبک مثبت $A\beta < 0$

بهرهٔ حلقه برای بعد: $(-A\beta)$ ⇒ (بهرهٔ بازگشتی)

loop gain _ return ratio

۲ : تعیین نوع فیدبک .
۳ . حذف اثر بارگذاری .
۴ . تعیین A' و β ← بهره با حذف اثر بارگذاری
۵ : حل با استفاده از $A_f = \frac{A'}{1 + A'\beta}$

خواص فیدبک :

۱. تثبیت بهره :

$$A_f = \frac{A}{1 + A\beta} \quad |A\beta| \gg 1 \longrightarrow A_f = \frac{1}{\beta}$$

$$A = \frac{R_C}{r_e} = \frac{R_C I_{CQ}}{V_t = KT/q}$$: بایاس بازدهی است ⇒

$1000 < A < 10{,}000$

$\beta = 0.1$

$$\Rightarrow \begin{cases} A_f|_{A_{min}} = \dfrac{1000}{1 + 0.1 \times 1000} = \dfrac{1000}{101} \approx 9.9 \\ A_f|_{A_{max}} = \dfrac{10{,}000}{1 + 0.1 \times 10{,}000} = \dfrac{10000}{1001} \approx 9.9 \end{cases}$$

Subject :
Year Month Date

برای اثبات مسأله فوق می‌توان از A_f نسبت به A مشتق گرفت

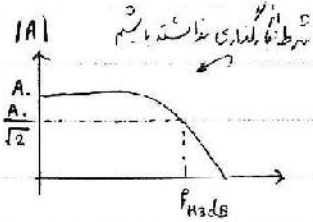
$$dA_f = \frac{dA(1+A\beta) - \beta A\, dA}{(1+A\beta)^2} = \frac{dA}{(1+A\beta)^2} = \frac{dA}{A}\cdot\frac{A}{(1+A\beta)}\cdot\frac{1}{(1+A\beta)}$$

$$\Rightarrow \frac{dA_f}{A_f} = \frac{1}{1+A\beta}\cdot\frac{dA}{A} \quad ; \quad 1+A\beta = \text{Desensivity}$$

فیدبک تمامی عوامل شبکه را با همین ضریب d انجام می‌دهد.

هدف رساندن d به سمت بی‌نهایت است فرضاً تغییرات شدید روی A پدید آید ولی مقادیر A_f بسیار بزرگ باشد با توجه به $1>\beta>0$ برای بزرگ کردن d، A را باید بزرگ کرد.

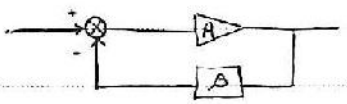
۲ـ۱ فرآیند نهایی باند.
ـ یک سیستم تک قطبی.



(شرط ۱)

$$A(j\omega) = \frac{A_0}{1+j\,\omega/\omega_H}$$

$$A(jf) = \frac{A_0}{1+jf/f_H} \xrightarrow{f=f_H} |A(jf_H)| = \frac{A_0}{\sqrt{2}}$$



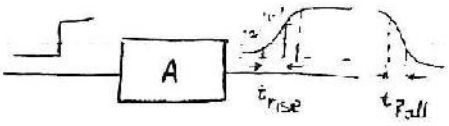
$$A_f(jf) = \frac{A(jf)}{1+\beta A(jf)} = \frac{\frac{A_0}{1+jf/f_H}}{1+\beta\frac{A_0}{1+jf/f_H}}$$

$$\Rightarrow A_f(jf) = \frac{A_0}{1+j\frac{f}{f_H}+\beta A_0} = \frac{\frac{A_0}{1+\beta A_0}}{\frac{1+\beta A_0+jf/f_H}{1+\beta A_0}} = \frac{A_{f_0}}{1+j\frac{f}{f_H(1+\beta A_0)}}$$

$$\Rightarrow f_{H_f} = f_H D$$

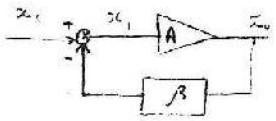
در سیستم تک قطبی هرچند فیدبک بگذاریم سیستم تک قطبی ⇒ پایداری باند درحالیکه در سیستم‌های چند قطبی چنین نیست

Subject:
Year. Month. Date.



$$t_{rise} \approx \frac{0.35}{f_{H3dB}}$$

تمرین: ثابت با استفاده از فیدبک



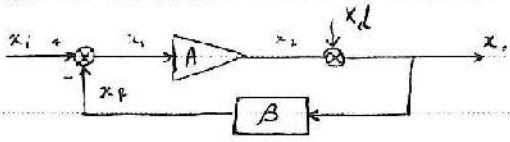
$$x_o = \frac{A}{1+A\beta} x_i$$

$$x_o = A x_1$$

کاهش اعوجاج

اعوجاج سیگنالی است که به طور ناخواسته در خروجی ظاهر می شود، به دلیل وجود دامنه بزرگ سیگنال ورودی

تمرین: نشان دهید اعوجاج نهایی سیستم D برابر کاهش می یابد.



بدون فیدبک: $x_o = x_d + A x_i$

$$\begin{cases} x_2 = A x_1 \\ x_o = x_2 + x_d \\ x = x_i - x_f \end{cases} \quad , \quad x_f = \beta x_o$$

با فیدبک: $\Rightarrow x_o = A(x_i - \beta x_o) + x_d \Rightarrow (1+A\beta)\, x_o = A x_i + x_d$

$$\Rightarrow x_o = \frac{A}{1+A\beta} x_i + \frac{1}{1+A\beta} x_d$$

اعوجاج نهایی D برابر کاهش یافته

Subject:
Year. Month. Date

تعیین امپدانس ورودی-خروجی

برای تعیین تقویت کننده مناسب باید مقدار مقاومت منبع و مقاومت Load را بدانیم.

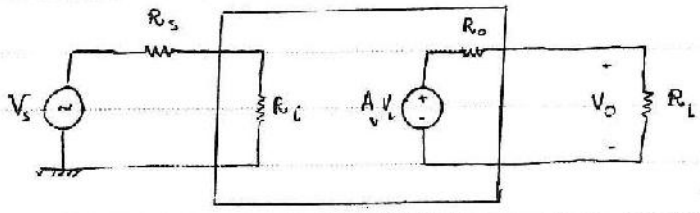
مقاومت خروجی	مقاومت ورودی	امپدانس بار	امپدانس منبع	نوع تقویت کننده
کم	زیاد	زیاد*	کم*	$A_V = \frac{V_o}{V_i}$
زیاد	کم	کم	زیاد	$A_i = \frac{i_o}{i_i}$
زیاد	زیاد	کم	کم	$G_m = \frac{i_o}{V_i}$
کم	کم	زیاد	زیاد	$R_m = \frac{V_o}{i_i}$

* مقادیر قابل تغییر است

G_m : هدایت انتقالی Transconductance

R_m : مقاومت انتقالی Transresistance

تقویت ولتاژ:

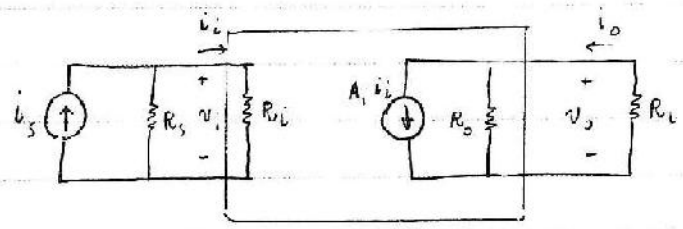


الف: $R_L = \infty$, $R_s = 0$

$$\Rightarrow A_v = \frac{V_o}{V_s} = A_V$$

$$\frac{V_o}{V_s} = A_V \cdot \frac{R_L}{R_L + R_o} \cdot \frac{R_i}{R_i + R_s}$$

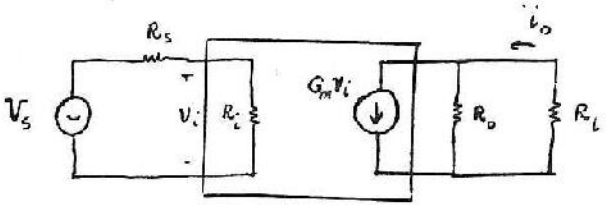
تقویت جریان:



الف: $R_L = 0$, $R_o = \infty$

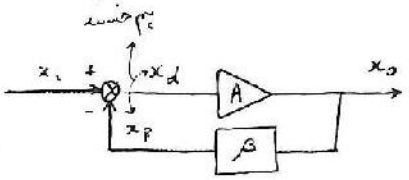
$$\Rightarrow \frac{i_o}{i_i} = A_i$$

Subject:
Year Month Date



اگر: $R_o = \infty$, $R_i = \infty$

$\Rightarrow \frac{i_o}{V_s} = G_m$



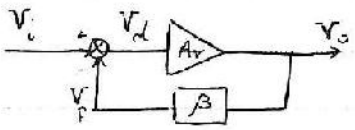
با توجه به جنس x ها می توان نوع فیدبک را تعیین کرد.

انواع فیدبک ۱- ولتاژ - سری ← از ولتاژ نمونه برداری می کند / نمونه از ولتاژ حلقه ورودی نیز از ولتاژ است

۲- جریان - موازی

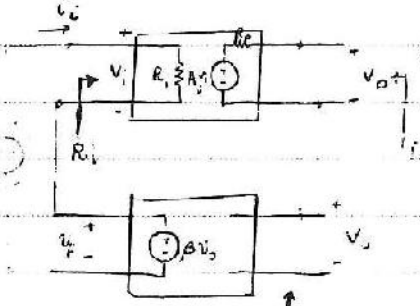
۳- جریان - سری

۴- ولتاژ - موازی



- فیدبک ولتاژ - سری

بهره ساختص: A_V



شبکه فیدبک ایده آل

شبکه β باید منبع وابسته

اگر مدار باز شود ولتاژ مخالف ولتاژ اعمال می کند و بهره ولتاژ A_V می شود

اثر بارگذاری ندارد یا مدار باز

ابتدا شبکه فیدبک را ایده آل می گیریم که روی مدار اثر بارگذاری نداشته باشد

رابطه فیدبک ایده آل صادق است

$$\Rightarrow \left.\frac{V_o}{V_s}\right|_f = A_{V_f} = \frac{A_V}{1+\beta A_V} = \frac{A_V}{D}$$

بهره ساختص بهره ولتاژ است

این رابطه برای A_V برقرار است $D = 1+\beta A_V$

Subject:
Year. Month. Date.

مقاومت ورودی بدون فیدبک $= R_i$

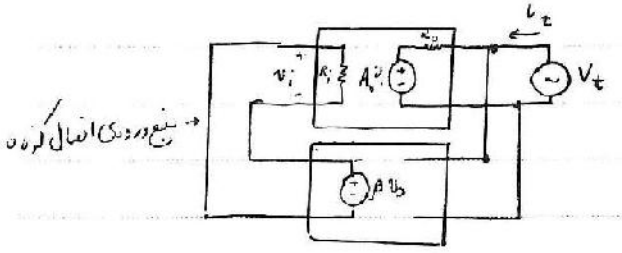
مقاومت ورودی با فیدبک $= R_{if} = \left.\frac{v_s}{i_i}\right|_f = \left.\frac{v_s}{v_i/R_i}\right|_f = R_i \left.\frac{v_s}{v_i}\right|_f = R_i \cdot \left.\frac{\left(\frac{v_o}{v_i}\right)}{\left(\frac{v_o}{v_s}\right)}\right|_f$

$$\Rightarrow R_{if}\Big|_f = R_i \cdot \frac{A_V}{A_V/D} = R_i D$$

اگر فیدبک سری باشد، پارامترهای ورودی D برابر می‌شود.

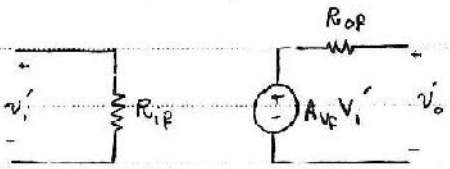
مقاومت خروجی بدون فیدبک $= R_o$

مقاومت خروجی با فیدبک $= R_{of} = \left.\frac{V_t}{i_t}\right|_f$! $i_t = \frac{v_t - A_V v_i}{R_o}$



$$v_i = -v_f = -\beta v_o = -\beta v_t$$

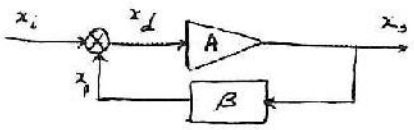
$$R_g = \frac{v_t}{\frac{v_t(1+\beta A_V)}{R_o}} = \frac{R_o}{D}$$

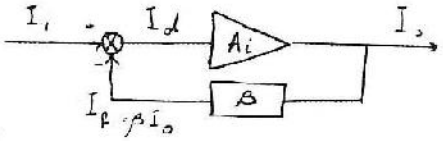


پارامترهای موازی در فیدبک سری، $\frac{1}{D}$ برابر می‌شود.

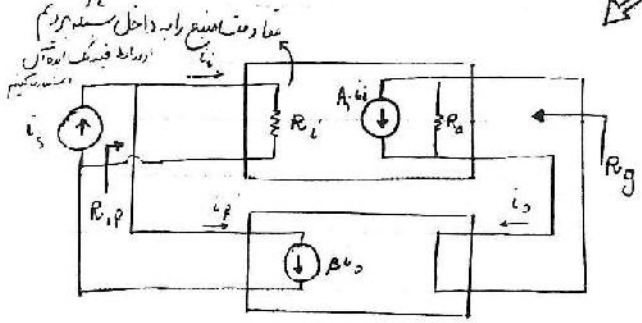
Subject:
Year. Month. Date.

- فیدبک جریان-موازی



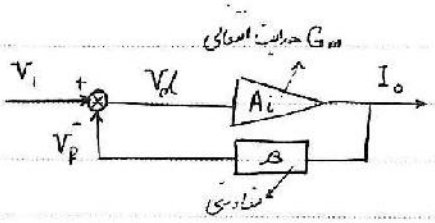


فیدبک ایده آل



فیدبک، مقاومت ایده آل دارد $\Rightarrow$ $A_{if} = \left.\frac{i_o}{i_s}\right|_f = \frac{A_i}{D}$ $\quad D = 1 + \beta A_I$

- فیدبک جریان-سری

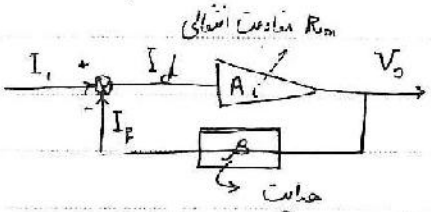


بهره هدایت انتقالی

$$G_{mf} = \left.\frac{I_o}{V_i}\right|_f = \frac{G_m}{1 + \beta G_m}$$

$$R_{if} = R_i D$$

- فیدبک ولتاژ-موازی



$$R_{mf} = \frac{R_m}{1 + \beta R_m}$$

روابط فوق تماماً برای فیدبک ایده آل است

Subject :

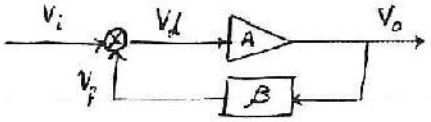
Year . Month . Date .

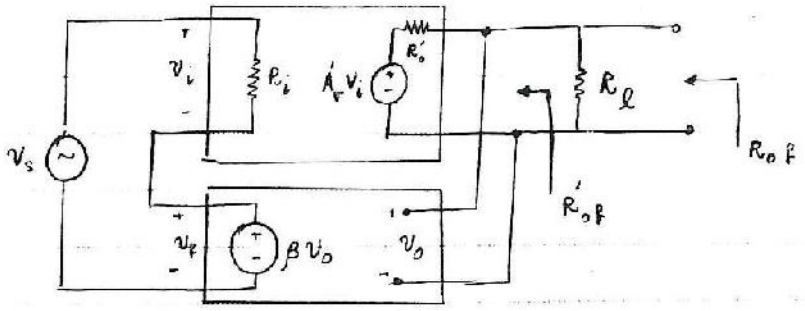
حالت واقعی تری برای فیدبک

- فیدبک ولتاژ - سری

مشروط به بدست آوردن D بدست مقاومت R_l

برای توان به داخل شبکه برد





$$R_{of} = R'_{of} \parallel R_l = \frac{R_o \text{ قبلی}}{D \text{ قبلی}}$$

R_{of} قبلاً بدست آوردیم — R'_{of} بدست بیاوریم

$$R_o \text{ سبله قبلیه} = R'_o \parallel R_l \qquad A_v \text{ قبل} = A'_{v\circ} \times \frac{R_l}{R_l + R'_o}$$

$$D \text{ قبل} = 1 + \beta A_{v \text{ قبلی}}$$

R_l بدون فیدبک ایده آل $R'_{of} = \dfrac{R'_o}{1+\beta A'_v}$ $\qquad R_{of} = \dfrac{R'_o}{1+\beta A'_v} \parallel R_l$

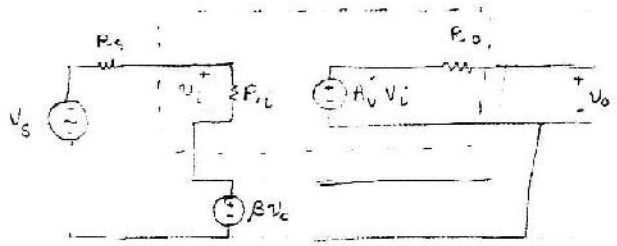
$$\Rightarrow R_{of} = \frac{\frac{R'_o R_l}{1+\beta A'_v}}{R_l + \frac{R'_o}{1+\beta A'_v}} = \frac{R'_o R_l}{R'_o + R_l + \beta A'_v R_l} = \frac{\frac{R'_o R_l}{R'_o + R_l}}{1 + \beta \left(A'_v \times \frac{R_l}{R_l + R'_o}\right)} = \frac{R_o \text{ قبل}}{1+\beta A_{v \text{ قبل}}}$$

R_o سبله قبل

A_v قبل

جمع تری می کند که R_l با مقاومت منبع داخل سبله باشد یا خارج آن ← همیشه داخل در نظر می گیریم

تمرین: رابطه فیدبک ایده‌آل در تعیین مقاومت ورودی را بدون قرار دادن مقاومت منبع در شبکه را با حالت قبلی مقایسه کنید.



$$V_i = (V_s - \beta V_o) \times \frac{R_i}{R_i + R_s} \quad ; \quad V_o = A'_v V_i$$

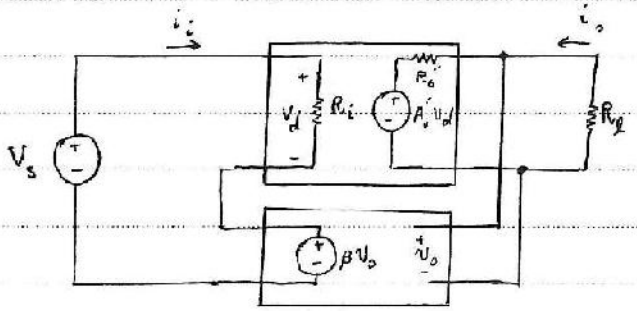
$$\Rightarrow \left(\frac{R_i + R_s}{R_i}\right) V_i = V_s - \beta (A'_v V_i) \Rightarrow V_s = V_i \left(\frac{R_i + R_s}{R_i} + \beta A'_v\right)$$

$$A_v = \frac{V_o}{V_s} = \frac{A'_v}{\frac{R_i + R_s}{R_i} + \beta A'_v} = \frac{A'_v \times \frac{R_i}{R_i + R_s}}{1 + \beta A'_v \times \frac{R_i}{R_i + R_s}} = \frac{A_{v_f}}{1 + \beta A_{v_f}}$$

(A_{v_f} قبل)

$\Rightarrow$ رابطه فیدبک ایده‌آل برقرار است

(A_v قبل)



$$A_i\Big| = \frac{i_o}{i_i}\Big| = \frac{-V_o/R_L}{V_s/R_i} = -\frac{R_i}{R_L} \cdot A_v$$

بدون فیدبک — بدون فیدبک

$$\Rightarrow A_i\Big| = \frac{R_i}{R_L} \cdot A'_v \cdot \frac{R_L}{R_L + R'_o}$$

بدون فیدبک

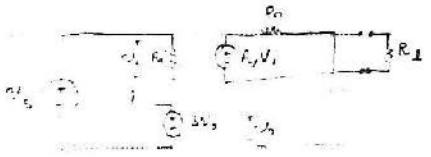
$$A_{if} = \frac{i_o}{i_i}\Big|_f = \frac{-V_o/R_L}{V_d/R_i}\Big|_f = -\frac{R_i}{R_L}\frac{V_o}{V_d}\Big|_f = -\frac{R_i}{R_L} \times A'_v \times \frac{R_L}{R_L + R'_o}$$

$\times D \times \frac{1}{D} = 1$

$\frac{i_o}{i_i} = \frac{i_{o_f}}{i_{i_f}} \times \frac{i_o}{i_{o_f}} \Rightarrow$ فیدبک ولتاژ سری هیچگونه تأثیری روی بهره جریان ندارد

Subject :
Year . Month . Date . ( )

تمرین: تاثیر فیدبک ولتاژ - سری بر روی بهره R_m ، G_m چگونه است



$$G_m = \frac{i_o}{v_s} = \frac{v_o}{v_s} \times \frac{i_o}{v_o} = \frac{1}{F_{vi}} \times A_{V_c}$$

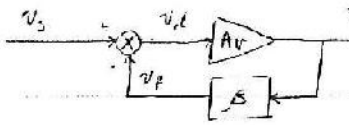
$\frac{1}{D}$ جداری شود $\Leftarrow$ G_m ، $\frac{1}{D}$ برابر می شود

$$R_{im} = \frac{v_i}{i_i} = R_i \times \frac{v_o}{v_i} \Rightarrow$$ جداری شود $\Leftarrow$ R_{im} ، D برابر می شود

تقسیم می کند

حالت واقعی

فیدبک ولتاژ - سری (حالت واقعی)



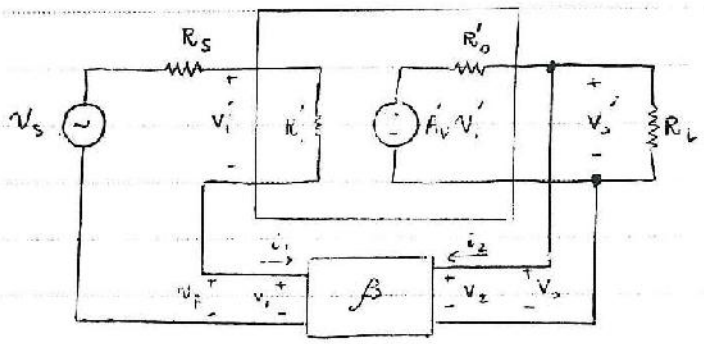
رابطه فیدبک ایده‌آل : $\left.\frac{v_o}{v_s}\right|_f = \frac{A_V}{1+\beta A_V} = \frac{A_V}{D}$

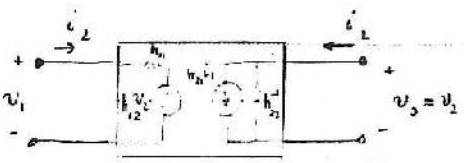
۱. Load را باید در نظر گرفت

۲. اثر loading β را باید در نظر گیریم

۳. هر یک شبکه مقاومتی است و ممکن است Feed Forward یعنی از ورودی به خروجی داریم

برای صرف نظر از این اثر باید gain بزرگ باشد تا اگر مقداری از v_s در v_o آمد قابل صرف نظر باشد.





هرجا در حالت سری داشت از مقاومت و منبع ولتاژ و
" " " موازی " " " جریان
استفاده می کنیم.

$$h_{11} = \left.\frac{v_1}{i_1}\right|_{v_2=0} \quad , \quad h_{12} = \left.\frac{v_1}{v_2}\right|_{i_1=0} \quad , \quad h_{22}^{-1} = \left.\frac{v_2}{i_2}\right|_{i_1=0} \quad , \quad h_{21} = \left.\frac{i_2}{i_1}\right|_{v_2=0}$$

β

h_{21} اثر فید فوروارد است که قرار است اثرش در نظر گرفته نمی شود

$\beta = h_{12}$ ⟵ اثر مستقیم فیدبک

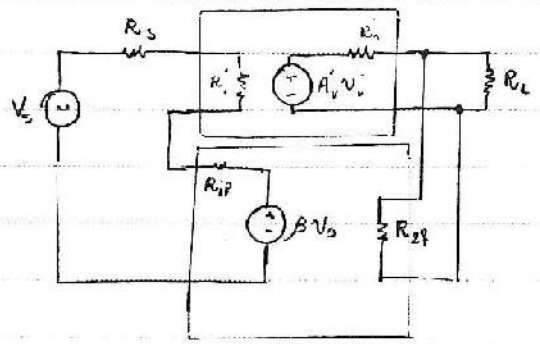
h_{22} : اثر loading شبکه‌ی β در خروجی و h_{11} اثر loading شبکه‌ی β در ورودی است

$R_{1f} = h_{11}$, $R_{2f} = h_{22}$

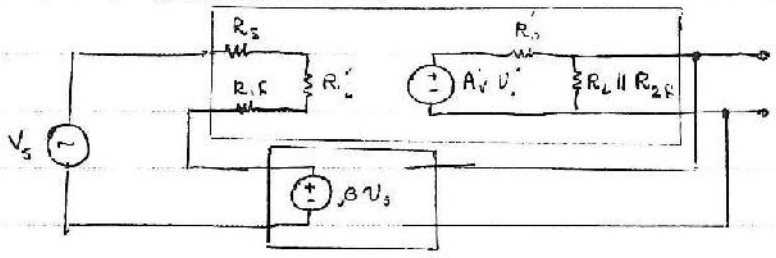
برای بدست آوردن مقاومت ورودی h_{11} باید اثر v_2 و یا v_o را نابود کرد ⟸ باید دو سر منبع ⟸ دو سر v_o را اتصال کوتاه کنیم

اگر مدار به صورت سری بود باید مدار باز می کردیم ⟸ مثلاً برای حذف اثر i_1

برای پیدا کردن اثر فیدبک:



شبکه‌ی فیدبک را ایده آل می گیریم
⇓
مقاومت ها را به داخل شبکه می بریم
(ترسیم مدار کمکی)



این مدار هنوز کاملاً ایده آل نیست

Subject:

Year. Month. Date. ( )

برای اینکه فیدبک کاملاً حالت ایده آل بگیرد تعاریف زیر را می کنیم

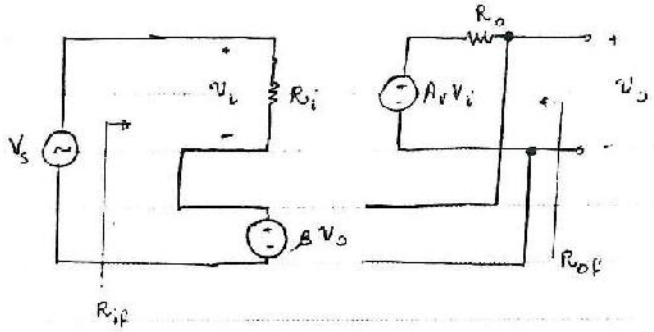
$$R_i = R_S + R_i' + R_{if}$$

$$R_O = R_o' \parallel R_L \parallel R_{2f}$$

$$A_{Vf} = A_V' \cdot \frac{R_L \parallel R_{2f}}{R_o' + R_L \parallel R_{2f}} \times \frac{R_i'}{R_i} = \frac{v_o'}{v_i}$$

$$\frac{v_o'}{v_i'} \qquad \times \frac{v_i'}{v_i}$$

⇐ مدار به صورت زیر در می آید:

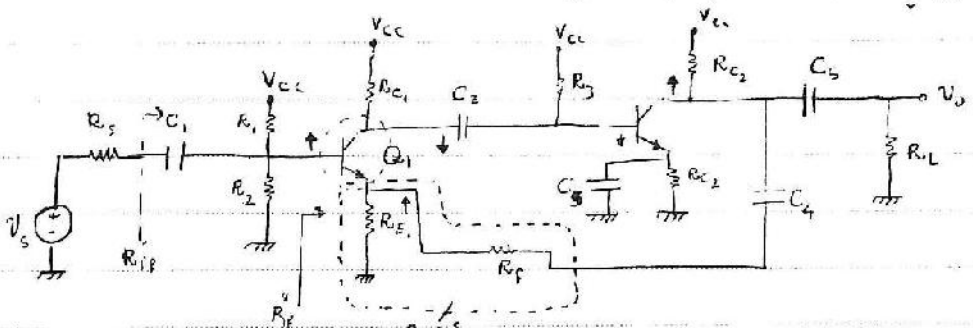


$$A_{Vf} = \frac{v_o}{v_s}\bigg|_f = \frac{A_V}{D}$$

$$R_{if} = R_i \times D$$

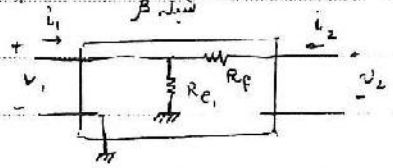
$$R_{of} = \frac{R_o}{D}$$

مثال: در مدار شکل زیر مطلوبست محاسبه A_{Vf} و R_{if}'



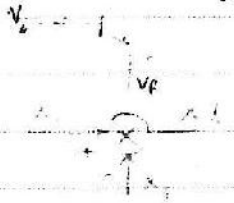
۱. نوع فیدبک

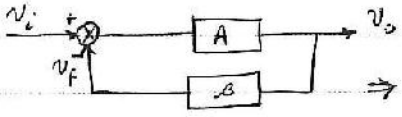
شبکه β



V_d'

توجه می کنیم ورودی هر به صورت سری قرار دارد ⇐ پارامترها ولتاژ هستند





⇒ فیدبک ولتاژ سری

Subject.
Year. Month. Date.

۲. مثبت یا منفی

اگر با افزایش v_i ، v_p افزایش یابد ⇐ فیدبک منفی است
" " کاهش " درنتیجه تفاضل آن‌ها زیاد شده فیدبک مثبت است

↑ : با افزایش v_i ، v_p افزایش یافته ⇐ فیدبک منفی است

۳. تعیین β و R_{if} ، R_{if}

برای رسیدن به شبکه فیدبک ایده‌آل می خواهیم از دو سر ورودی فقط منبع v_s را ببینیم و نیز در خروجی نیز R_β را می خواهیم ⇐ مدار معادل تونن را بدست آورده و سپس به داخل تقویت کننده می فرستیم

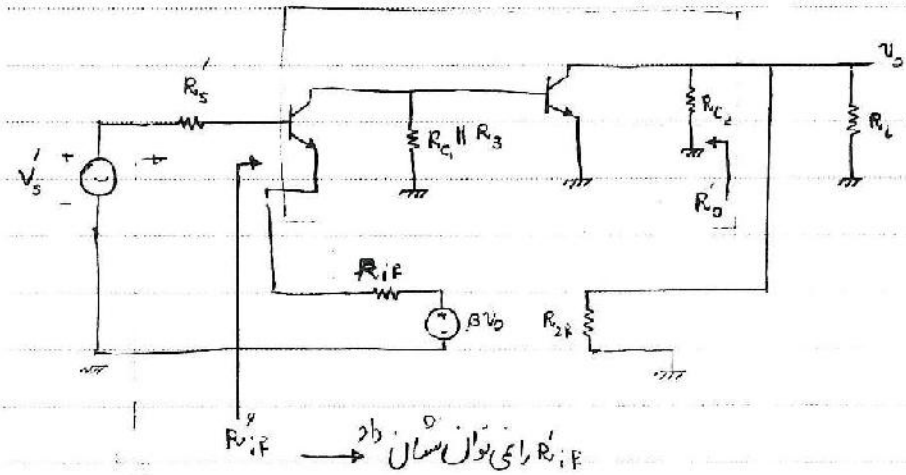
شبکه β :

$$R_{1f} = \left.\frac{v_1}{i_1}\right|_{v_2=0} = R_{e_1} \parallel R_f$$

$$R_{2f} = \left.\frac{v_2}{i_2}\right|_{i_1=0} = R_{e_1} + R_f$$

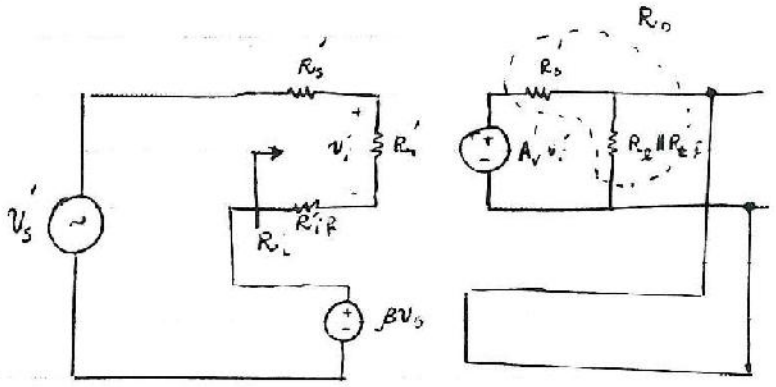
$$\beta = \left.\frac{v_1}{v_2}\right|_{i_1=0} = \frac{R_{e_1}}{R_{e_1} + R_f}$$

شبکه اصلی :



Subject:

Year Month Date.



$$R_o = R_{C_2} \| R_L \| R_{2f}$$

$$R_i = R_s' + R_{if}' + h_{ie_1}$$

$$A_v = \frac{h_{ie_1}}{h_{ie_1} + R_s' + R_{if}'} \times \frac{1}{h_{ie_1}} \times h_{fe_1} \times \frac{R_{C_1} \| R_3}{R_L \| R_3 + h_{ie_2}} \times$$

$$R_{if}' = R_{if}(1+\beta) \qquad \times h_{fe_2} \times (R_L \| R_{C_2} \| R_{2f})$$

$$A_{vs'f} = \frac{v_o}{v_s'}\Big|_f = \frac{A_v}{1+\beta A_v}$$

$$A_{vsf} = \frac{V_o}{V_s}\Big|_f = \frac{V_o}{v_s'}\Big|_f \times \frac{v_s'}{v_s} = A_{vs'f} \times \frac{R_1 \| R_2}{R_s + R_1 \| R_2}$$

$$\begin{cases} v_s' = \dfrac{R_1 \| R_2}{R_1 \| R_2 + R_s} \\ R_s' = R_1 \| R_2 \| R_s \end{cases}$$

$$\begin{cases} R_{if} = R_i \times D \\ R_{if}'' = R_{if} - R_s' \\ R_{if}' = R_{if}'' \| R_1 \| R_2 \end{cases}$$

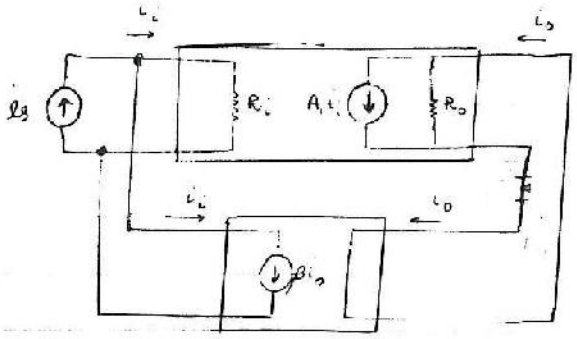
R_i

⇐ خیلی شبیه (S24) با این اولیه تا اینجا دارد

Subject :
Year . Month . Date .

بلوک دیاگرام ـ موازی :

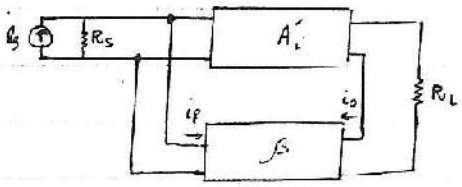
حالت ایده‌آل :

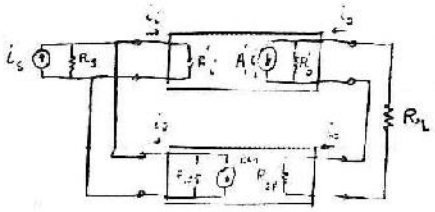


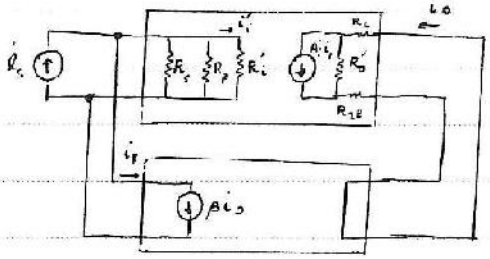
$$A_{isF} = \frac{A_i}{1+\beta A_i} \quad , \quad D = 1+\beta A_i$$

$$R_{oF} = R_o \times D \quad , \quad R_{iF} = \frac{R_i}{D}$$

حالت واقعی :



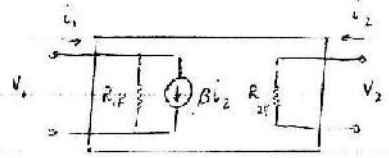




$$R_i = R_S \parallel R_F \parallel R_i' \qquad R_{iF} = \frac{R_i}{D}$$

$$R_o = R_L + R_o' + R_{2F} \qquad R_{oF} = R_o D$$

$$A_i = \frac{R_S \parallel R_F}{R_i' + R_S \parallel R_F} \times A_i' \times \frac{R_o'}{R_o' + (R_{2F} + R_L)} \quad ; \quad D = 1 + \beta A_i$$



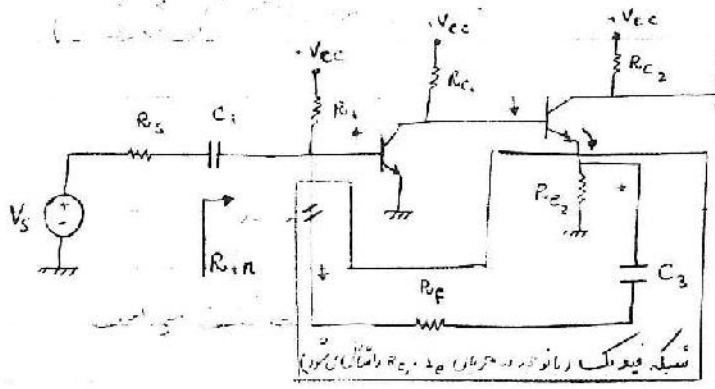
$$\beta = \left.\frac{i_1}{i_2}\right|_{v_1=0} \quad ; \quad R_{2F} = \left.\frac{v_2}{i_2}\right|_{v_1=0}$$

$$R_{1F} = \left.\frac{v_1}{i_1}\right|_{i_2=0}$$

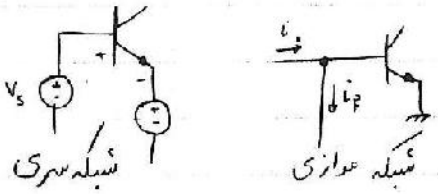
Subject :

Year Month . Date .

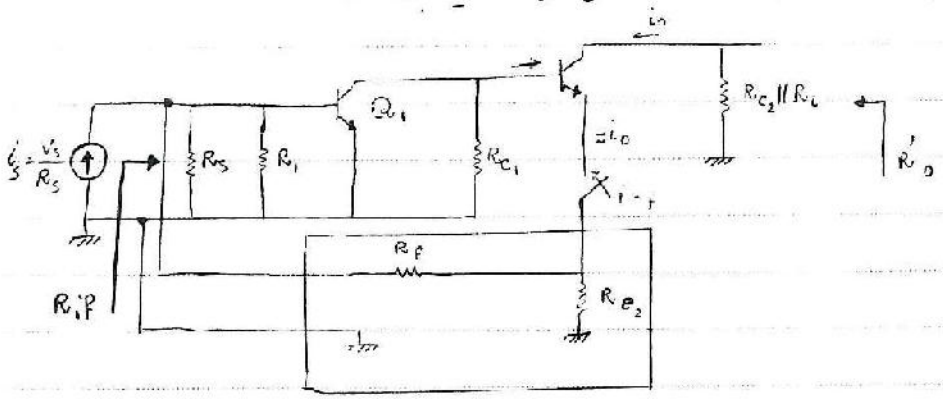
مثال : مطلوبست تعیین مقاومت ورودی و مقاومت خروجی



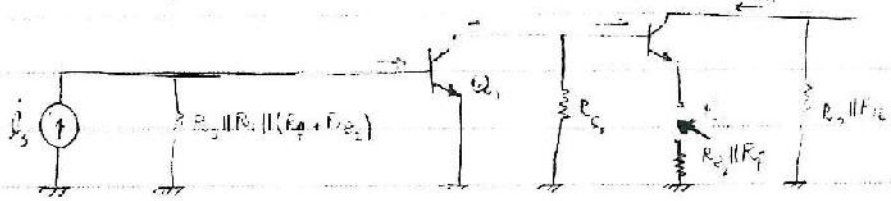
چون V_o روی کلکتور است
هیچگاه از ولتاژ می توان نمونه گرفت
و از آنجا که $I_E \approx I_C$ از جریان نمونه می گیریم



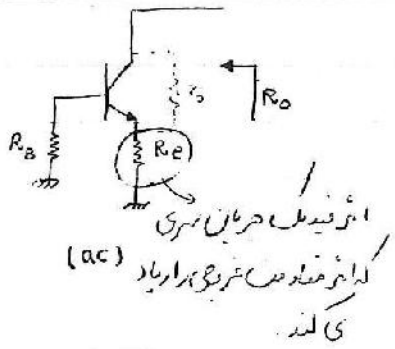
اگر فیدبک از نوع ولتاژ (سری) باشد اگر
ولتاژ دوسر R_L را مساوی صفر قرار دهیم
شبکه فیدبک حذف می شود
← از آنجا که در اینجا با حذف R_L شبکه فیدبک حذف می شود ← فیدبک سری است



$$R_{1F} = \left.\frac{v_1}{i_1}\right|_{i_2=0} = R_F + R_{e_2} \qquad R_{2F} = \left.\frac{v_2}{i_2}\right|_{v_1=0} = R_F \| R_{e_2} \qquad \beta = \left.\frac{i_1}{i_2}\right|_{v_1=0} = -\frac{R_{e_2}}{R_{e_2}+R_F}$$



Subject:
Year. Month. Date. ( )



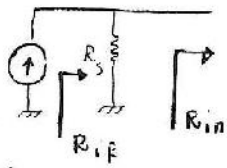
اثر فیدبک جریان سری
(ac) کاهش مقاومت خروجی را زیاد می کند

$$R_o \simeq r_o\left[1+\frac{h_{fe}R_e}{R_B+R_e+h_{ie}}\right] \simeq r_o h_{fe}$$
$$\left(\frac{h_{fe}R_e}{R_B+R_e+h_{ie}} \simeq h_{fe}+1\right)$$

$$A_i=\frac{i_o}{i_s} \simeq \frac{R_s \| R_1 \| (R_f+R_{e_2})}{R_s \| R_1 \| (R_f+R_{e_2})+h_{ie_1}} \times h_{fe_1} \times \frac{-r_{o_1} \| R_{C_1}}{(r_{o_1} \| R_{C_1})+\left[h_{ie_2}+(1+h_{fe_2})(R_{e_2} \| R_f)\right]} \times h_{fe_2}$$

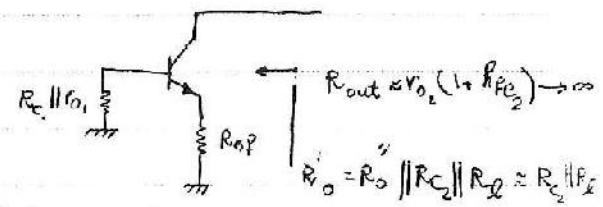
$$A_{if}=\left.\frac{i_o}{i_s}\right|_f=\frac{A_i}{1+\beta A_i} \quad / \quad R_{if}=\frac{R_i}{D}=\frac{R_s \| R_1 \| (R_f+R_{e_2}) \| h_{ie_1}}{D} \quad / \quad R_{in} \| R_s = R_{if}$$

دقت می کنیم که ورودی باید به صورت منبع جریان باشد



محاسبهٔ R_o : دقت می کنیم فیدبک جریان سری مقاومت خروجی را D برابری کند و تقریباً بی نهایت است
$\Leftarrow$ R_o را همان $R_1 \| R_{e_2}$ حدس می زنیم :

$$\begin{cases} R_o = R_{e_2} \| R_f + \dfrac{r_{o_1} \| R_{C_1} + h_{ie_2}}{1+h_{fe}} \\ R_{of} = R_o \times D \longrightarrow \infty \end{cases}$$



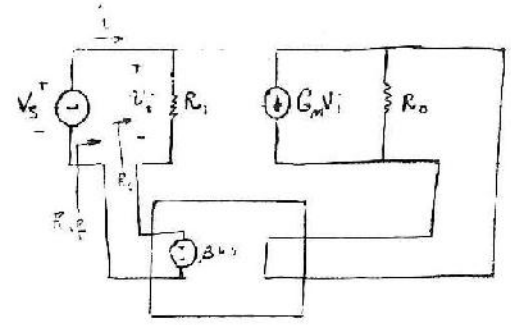
$$R''_o = R_{out} \simeq r_{o_2}\left[1+\frac{h_{fe_2} \times R_{of}}{R_{of}+r_{o_1} \| R_{C_1}+h_{ie_2}}\right]$$

Subject :

Year . Month . Date .

12-13 ورودی الوده حل سوال

تبدیل جریان - جریان

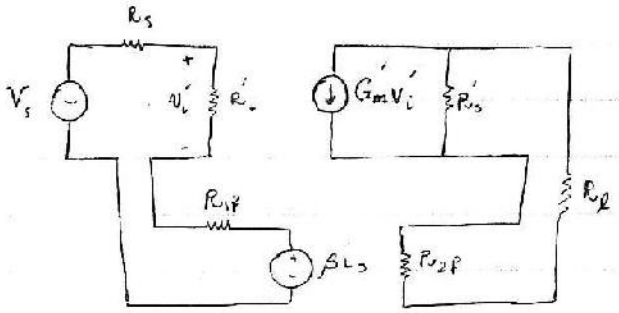


$$G_{mf} = \left.\frac{i_o}{v_s}\right|_f = \frac{G_m}{1+\beta G_m} \qquad D = 1+\beta G_m$$

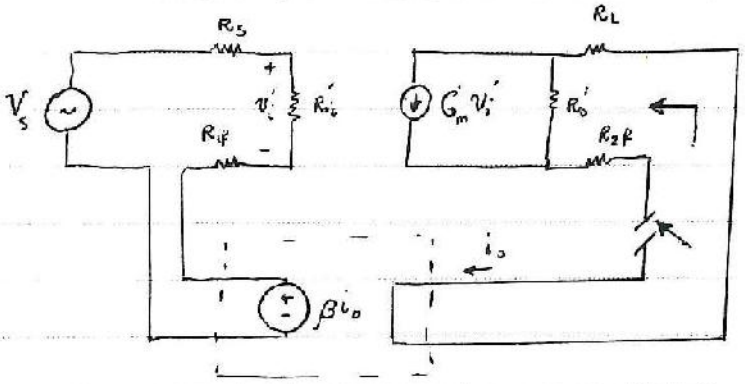
$$R_{if} = R_i \times D \quad ; \quad R_{of} = R_o \cdot D$$

حالت ایده آل

حالت واقعی



تبدیل به حالت ایده آل ⇐ می کنیم

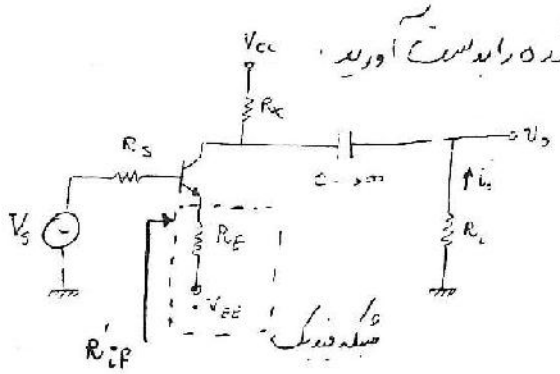


$$G_m = G'_m \frac{R'_i}{R'_i + R_S + R_{if}} \times \frac{R'_o}{R'_o + (R_L + R_{2f})} \qquad \left.\frac{i_o}{v_s}\right|_f = \frac{G_m}{1+\beta G_m}$$

$$R_{if} = R_i \cdot D = (R_S + R'_L + R_{if}) \times D$$

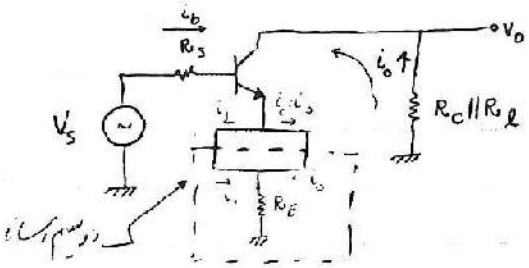
$$R_{of} = (R_L + R_{2f} + R'_o) \times D$$

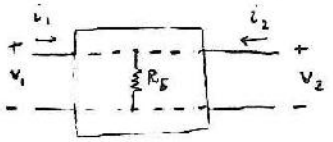
مثال: مدار شکل زیر پارامترهای خواسته شده را بدست آورید.



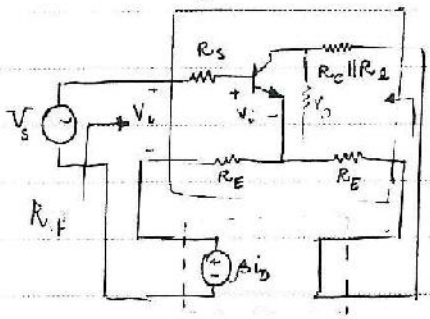
$\left.\frac{i_o}{V_s}\right|_f = ?$

۱. جریان سری
۲. فیدبک منفی





$$R_{1f} = \left.\frac{v_1}{i_1}\right|_{i_2=0} = R_E \qquad R_{2f} = \left.\frac{v_2}{i_2}\right|_{i_1=0} = R_E \qquad \beta = \left.\frac{v_1}{i_2}\right|_{i_1=0} = R_E$$



$$G_m = \frac{i_o}{v_i} = \frac{h_{ie}}{R_S + R_E + h_{ie}} \times \frac{1}{h_{ie}} \times h_{fe} \times \frac{r_o}{r_o + (R_C \| R_L + R_E)}$$

بدون بار گذاری فیدبک و منبع

$$\cong \frac{h_{fe}}{R_S + R_E + h_{ie}}$$

$$G_{mf} = \frac{G_m}{1 + \beta G_m} = \frac{\frac{h_{fe}}{R_S + R_E + h_{ie}}}{1 + \frac{R_E (h_{fe})}{R_S + R_E + h_{ie}}} = \frac{h_{fe}}{R_S + h_{ie} + (1 + h_{fe}) R_E}$$

$$\left.\frac{i_o}{v_s}\right|_f = \left.\frac{i_o}{v_s}\right|_f \times \frac{R_C}{R_C + R_L} \quad ; \quad R'_{if} = R_{if} - R_S \quad ; \quad R_{if} = R_i \times D$$

r_o را صرفنظر از $R_i = R_S + R_E + h_{ie}$

از این R_C عبور نمی کند i_b

Subject:

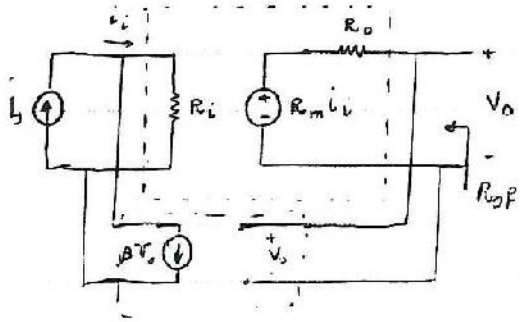
Year: Month: Date: ( )

$$R_{if} = \left[1 + \frac{h_{fe} R_E}{R_s + h_{ie} + R_E}\right](R_s + h_{ie} + R_E) = R_s + h_{ie} + (1 + h_{fe}) R_E$$

g'_m هدایت انتقال مستقر $= \frac{i}{r_m + R_E} = \frac{1}{r_e + R_E} = \frac{1}{\frac{\eta V_T}{I_C} + R_E} \approx \frac{1}{R_E}$

فیدبک ولتاژ - موازی ورودی جریان ، خروجی ولتاژ $\Rightarrow A = \frac{V}{I}$

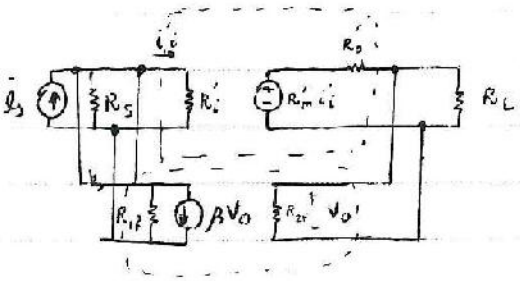
حالت ایده آل:



$$R_{mf} = \frac{v_o}{i_s}\Big|_f = \frac{R_m}{1 + \beta R_m}$$

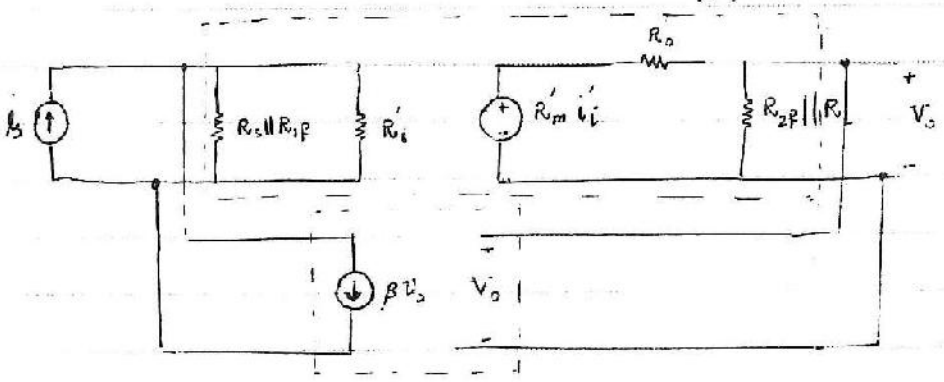
$$R_{of} = \frac{R_o}{D} \quad , \quad R_{if} = \frac{R_i}{D}$$

حالت واقعی:



$$R_{1f} = \frac{v_1}{i_1}\Big|_{v_2 = 0} \quad , \quad \beta = \frac{i_f}{v_o}\Big|_{v_1 = 0}$$

$$R_{2f} = \frac{v_2}{i_2}\Big|_{v_1 = 0}$$

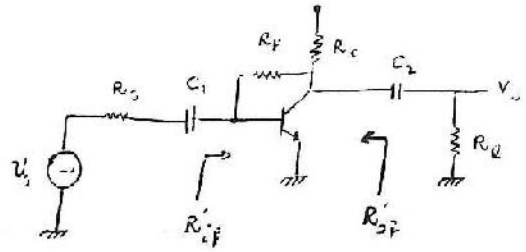


$$R_m = \frac{R_S \parallel R_{1F}}{R_S \parallel R_{1F} + R'_i} \times \beta'_m \times \frac{R_{2F} \parallel R_L}{R_{2F} \parallel R_L + R'_o}$$

$$R_i = R'_i \parallel R_{1F} \parallel R_S$$

$$R_o = R'_o \parallel R_L \parallel R_{2F}$$

مثال : در مدار شکل زیر تعیین کنید $\frac{R'_{1F}}{R'_S}$ چه قدر است؟



مراحل :

۱. نوع فیدبک
۲. قطبیت فیدبک
۳. شبکه فیدبک و استخراج β ، R_{1F} ، R_{2F}
۴. ترسیم شبکه کمکی (تعیین کننده شاخص با اثر بارگذاری شبکه فیدبک و منبع و بار)
۵. تعیین بهره شاخص شبکه کمکی
۶. تعیین ضریب D

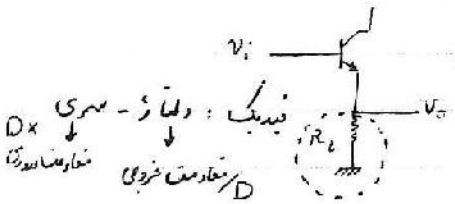
Subject :
Year : Month : Date : ( )

تقویت کننده های قدرت یا توان Power Amp

اگر منظور افزایش توان باشد تمامی ترانزیستورها را شامل می شود ولی ما اینجا با توانهای خیلی بزرگ و در نتیجه سیگنال بزرگ کار می کنیم ⇐ دچار اعوجاج می شویم ← برای رفع این مشکل باید از فیدبک مناسب استفاده کرد و یا اینکه از مدارها و یا آرایش هایی استفاده کنیم که ذاتاً دارای فیدبک منفی هستند

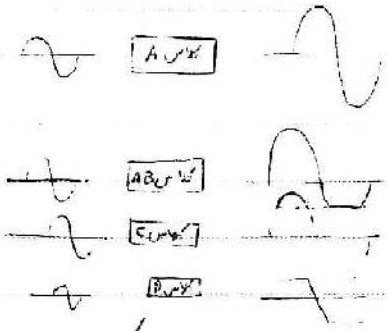
۱. مقاومت خروجی کم
۲. بهره توانی $A_p = A_v A_i$ مناسب.
۳. اعوجاج کم
۴. پهنای باند زیاد

آرایش مناسب CC :



کلاس های تقویت توان

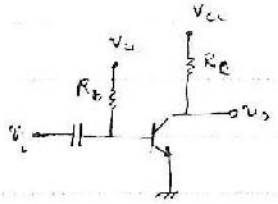
۱. کلاس A
۲. کلاس B
۳. کلاس AB
۴. کلاس C ← دیود (ناپری (در کلاس بالا)
۵. کلاس D ← مربوط به صدا های دیجیتال



کلاس A : کل سیگنال را انتقال می دهد ⇐ در توانهای پایین از کلاس A استفاده می کنیم .

۱. CE : راندمان بسیار بد (یعنی برای ارسال 100W ، 300W تلف می کند ← ابعاد بزرگ ← حرارت زیاد مقاومت زیادی
۲. CB : A_i ← (دارد را ضرب می کند و ترانزیستور هم حرارت می کند) بهترین (به علت فیدبک ذاتی)
۳. CC ← $A_v \approx 1$

CE : می خواهیم با فرض خطی بودن ترانزیستور (اگرچه به علت سیگنال بزرگ بودن در عمل نیست) توان را در بخش های مختلف بدست آوریم ← در بهترین نقطه کار.



AC : $V_{CEQ} = R_\ell I_{CQ} + V_{CE\,sat}$ $\qquad V_{CEQ} = \frac{V_{CC} + V_{CE\,sat}}{2}$, $I_{CQ} = \frac{V_{CC} - V_{CE\,sat}}{2R_\ell}$

DC : $V_{CEQ} + R_\ell I_{CQ} = V_{CC}$ $\qquad i_C(t) = I_{CQ} + i_c(t) = I_{CQ} + I_\ell \sin \omega t$

$v_{CE}(t) = V_{CEQ} + v_{ce}(t) = V_{CEQ} - V_\ell \sin \omega t$ $\qquad ; V_\ell = R_L I_L$

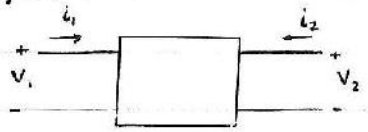
$P_{Lac} = \frac{1}{2} R_\ell I_\ell^2 \longrightarrow R_{L\,ac\,max} = \frac{1}{2} R_\ell \cdot (I_{CQ})^2 = \frac{(V_{CC} - V_{CE\,sat})^2}{8 R_\ell}$

$P_{L_{tot}}(t) = R_\ell \cdot i_C^2(t) \longrightarrow P_L = R_\ell \left(I_{CQ}^2 + 2 I_{CQ} \cdot i_\ell \sin \omega t + I_\ell^2 \sin^2 \omega t \right)$

انتگرال این حول یک دوره تناوب صفر می‌شود

$\overline{P_L(t)} = \frac{1}{T} \int_0^T P_L(t)\, dt = \underbrace{R_\ell I_{CQ}^2}_{\text{توان DC عبوری}} + \underbrace{\frac{1}{2} R_\ell I_\ell^2}_{\text{توان ac مفید}}$

$P_d(t) = ?$



$P_d(t) = V_{BE}(t) \cdot i_B(t) + V_{CE}(t) \cdot i_C(t) \cong V_{CE}(t) \cdot i_C(t)$

$\overline{P_d(t)} = \frac{1}{T} \int_0^T P_d(t)\, dt = \frac{1}{T} \int_0^T (V_{CEQ} - V_\ell \sin \omega t)(I_{CQ} + I_\ell \sin \omega t)\, dt$ $\qquad R_L I_L$

$\Rightarrow \overline{P_d(t)} = V_{CEQ} I_{CQ} - \frac{1}{2} V_\ell I_\ell$

در کلاس A بیشترین نقطه از نظر تلفات دیتا روی نقطه کار است / در اکثر با صرفی کمتر است یا راندمان ⇐ تلفات کمتر

⇐ برای اینکه ترانزیستور داغ نکند و توان کمتری داشته باشد (در کلاس A) حتماً باید سیگنال داد

$P_{d\,Max} = V_{CEQ} \cdot I_{CQ}$ ⇐ ماکزیمم وقتی سیگنال داده نمی‌شود (در حال نصب ترانزیستور نباید بزنیم)

$P_s(t) \cong V_{CC} \cdot i_C(t)$ $\qquad \overline{P_s(t)} = \frac{1}{T} \int_0^T P_s(t)\, dt = V_{CC} I_{CQ}$ $\qquad \overline{P_s} = V_{CC} I_{CQ}$
supply

Subject:

Year. Month. Date.

$$\%\eta = \frac{\text{توان مفید}}{\text{توان دریافت}} \times 100 = \frac{\frac{1}{2} R_L I_L^2}{V_{CC} I_{CQ}} = \frac{V_L I_L}{2 V_{CC} I_{CQ}} \qquad \eta = \frac{V_L I_L}{2 V_{CC} I_{CQ}}$$

$$\eta_{max} = \frac{R_L (I_{CQ})^2}{2 V_{CC} I_{CQ}} = \frac{R_L I_{CQ}}{2 V_{CC}} = \frac{\frac{V_{CC} - V_{CE_{sat}}}{4}}{2 V_{CC}}$$

$$\%\eta_{max} = \left(\frac{1}{4} - \frac{V_{CE\,sat}}{4 V_{CC}}\right) \times 100 \xrightarrow{max} \frac{100}{4} = 25\%$$

بازده بسیار پایین

حداکثر 1 watt می‌توان انتقال داد

صدای تلفن، انسان حدود $100\,mW$ ، رادیو حدود $2-2.5\,mW$ و

ضبط دستی $25\,W$ ← بلند کردن صدا توان تلفاتی بیشتری می‌شود

$7.5\,W$ باید تلف شود و 6-8 باتری سری می‌خواهیم

یک ساعت 0.5 A کشیم ← 0.5A/h

6 تا باتری 1A/h فقط برای یک ساعت کار می‌کند.

FM = Figure of Merit : میزان شایستگی $= \frac{P_{L\,max}}{P_{T\,max}}$ ← اصولاً در طرح سؤال معلوم می‌شود

$$FM = \frac{V_{CEQ} \cdot I_{CQ}}{\frac{1}{2} R_L I_{CQ}^2} = \frac{2 V_{CEQ}}{R_L I_{CQ}} \cong 2 \frac{V_{CC} + V_{CE\,sat}}{V_{CC} - V_{CE\,sat}} \cong 2$$

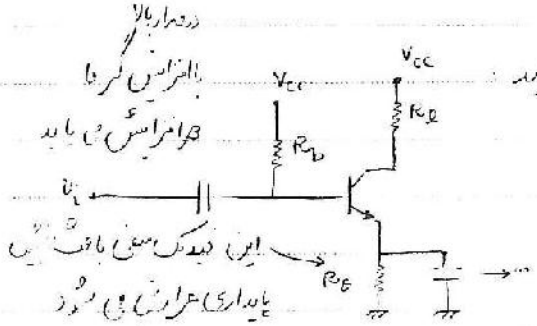
منطقی بد

I برای آخیه به load می‌دهیم ترانزیستور تلف می‌شود.

تمرین: طبقه‌ی کلکتور مشترک را برای تداوم برای خود بدهید.

دیوار بالا بالانس کردن V_{CC} هزینه‌اش می‌باید

این قسمت مثل بافت بین پایداری حرارتی می‌شود

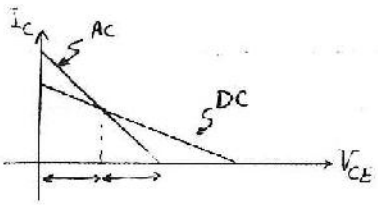


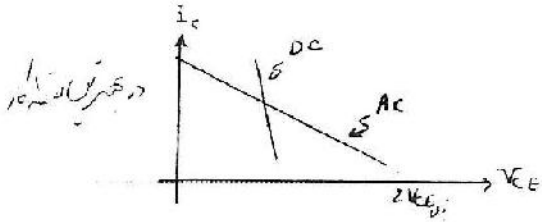
دیوار روی شرایط بدتر شده ← حدود 10-15% است که اصلاً معقول به صرفه نیست

تا با تغییر حرارت تقویت کار مستقل از حرارت باشد.

دو نوع دیگر CC و CB نیز دارای مشکلات فنی می‌باشند

باید در ساختار C E تغییر حاصل شود.





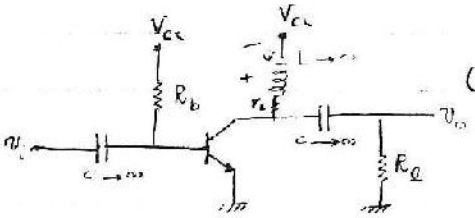
در بهترین حالت

می خواهیم Max تغییرات سیگنال را افزایش دهیم ⇐ می خواهیم خط بارها به صورت روبرو تغییر کند ⇐ سلف می گذاریم

۱. تقویت کلاس A با سلف خروجی :

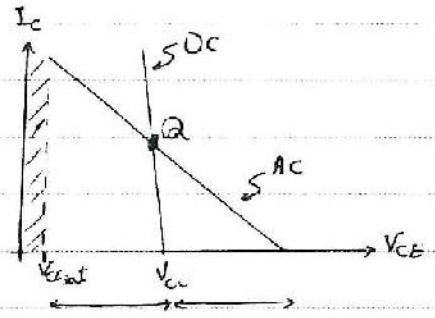
۲ مزیت دارد : ۱- جریان DC عبوری کند (R_L)

۲- η افزایش می یابد



$r_L \longrightarrow 0$

$$\begin{cases} V_{cc} = V_{CEQ} + r_L \cdot I_{CQ} & : DC \\ V_{CEQ} = R_L \cdot I_{CQ} + V_{CE\,sat} & : AC \end{cases}$$



ولتاژ سلف با تغییرات جریان متناسب است باکم شدن جریان، ولتاژ منفی دو سر سلف می افتد و در نتیجه ≅ برابر V_{cc} دو سر R_L می افتد

$$V_{CEQ} = V_{cc}$$

$$P_{Lac\,max} = \frac{1}{2} R_L I_{L\,max}^2 = \frac{(V_{cc} - V_{CE\,sat})^2}{2R_L}$$

$$\overline{P_L} = V_{CEQ} \cdot I_{CQ} \doteq \frac{1}{2} R_L I_L^2 \quad \Rightarrow \overline{P_L}_{Max} = V_{CEQ} \cdot I_{CQ} = \frac{V_{cc}(V_{cc} - V_{CE\,sat})}{R_L}$$

$$\overline{P_S} = V_{cc} \cdot \frac{V_{cc} - V_{CEQ}}{R_L} \qquad \eta = \frac{P_{L\,ac}}{P_S}$$

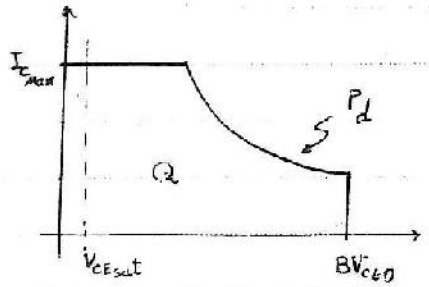
Subject :

Year . Month . Date .

$$\eta_{max} = \frac{(V_{CC} - V_{CE_{sat}})I_{CQ}}{2 V_{CC} \cdot I_{CQ}} \times 100 = \frac{1}{2}\left(1 - \frac{V_{CE_{sat}}}{V_{CC}}\right) \times 100 = 50\% \rightarrow$$ حداکثر بازده کلاس A

$$F.M = \frac{P_{L\,max}}{P_{L\,max}} = \frac{V_{CEQ} \cdot I_{CQ}}{\frac{1}{2} R_L I_{CQ}^2} = \frac{2 V_{CC}}{V_{CC} - V_{CE_{sat}}} \simeq 2$$

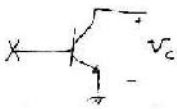
این قضیه گفته شده چون به جای اینکه R_{opt} بدانیم داشتیم با ترانزیستور داریم ← یعنی فقط یک شیب داریم



محدودیت ترانزیستورها

۱. $I_{C\,Max}$ ← EC107 100 mA

۲. BV_{CEO} Break Down



۳. $P_d = V_{CE} \cdot I_C \leq P_T$

روابط تحلیلی

① $2 I_{CQ} \leq I_{C\,Max}$ ← شرط ②

② $\simeq 2 V_{CEQ} \simeq (2 V_{CEQ} - V_{CE_{sat}}) \leq BV_{CEO}$ ← ③ — $2V_{CEQ} = 24$ ← دیتاشیت BV_{CEO}

③ $V_{CEQ} \cdot I_{CQ} \leq P_T$ ← محدودترین شرط ①

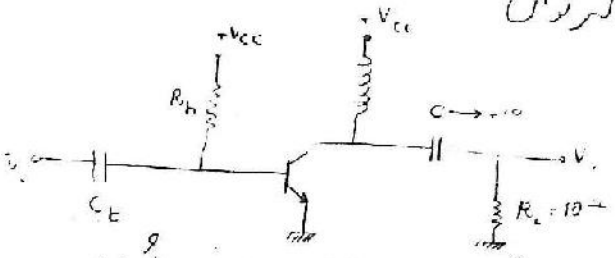
از مقدار Max باید 20٪ کمتر باشد (Max ، 5 ماه زیر دائم کار کرد)

تا ویژگی های خودش را حفظ کند و عمرش بالا برود

مثلا اگر 40٪ از Max کمتر باشد 6 سال عمر می‌کند (اگر بیاد 4 سال عمر می‌کرد) (reliable)

اصولاً باید اعداد را بدست آورد سپس ترانزیستور مورد نظر را انتخاب می‌کنیم ولی عموماً در کار ترانزیستور داریم حال باید راه کاری برای تلفیق با پارامترهای فوق بیابیم.

مثال: بایس ساده ترانزیستور برای استفاده حداکثر توان



$P_{T_{max}} = 4W$ $I_{Cmax} = 2A$
$BV_{CEO} = 40V$ $V_{CEsat} = 0$

در عمل یک ضریب reliability هم باید ضرب شود.

اگر بخواهیم از ماکزیمم توان استفاده کنیم باید $V_{CEQ} I_{CQ} = P_{T_{max}}$ یا ۱ معادله، مثل که داشتیم ۳ معادله ۲ مجهول داریم ⇐ ابتدا V_{cc} را مجهول می‌گیریم تا ۳ معادله ۳ مجهول داشته باشیم.

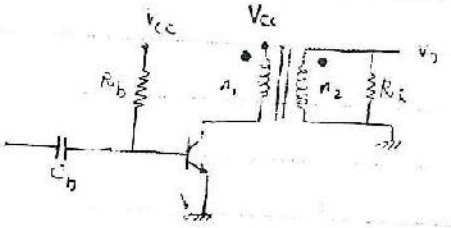
$$I_{CQ} = \frac{V_{cc} - V_{CEsat}}{R_L} = \frac{V_{cc}}{10}$$

$$V_{CEQ} = V_{cc} \qquad I_{CQ} \cdot V_{CEQ} = P_T \qquad \frac{V_{cc}}{10} \times V_{cc} = 4 \rightarrow V_{cc} = \sqrt{40} \times 6.3 \text{ Volt}$$

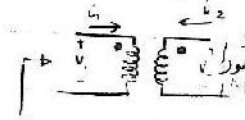
همچنین باتری نداریم ⇐ مجبوریم با باتری کادمی به کار بریم

$$I_{CQ} = 0.63A \longrightarrow V_{CEQ} = 6.3 \text{ Volt} \qquad P_L = \frac{1}{2} R_L I_L^2 = \frac{1}{2} \times 10 \times (0.63)^2 = 2W$$

با توجه به اینکه $P_{L_{max}} = 2^W$ ⇐ است و $P_{T_{max}} = 4^W$ است و FM ±2 MHz به بار متصل می‌شود



بررسی تقریب گشته: تراس در هرزی.



R'_i $\frac{V_1}{V_2} = \frac{n_1}{n_2}$ و $\frac{i_1}{i_2} = -\frac{n_2}{n_1}$ و $R_i = \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 \cdot R_L$

$$V_{CEQ} = V_{cc} \quad , \quad I_{CQ} = \frac{V_{cc} - V_{CEsat}}{N^2 R_L}$$

$$P_{Lac} = \frac{1}{2} R_L I_L^2 \quad , \quad \overline{P}_{dMax} = V_{CEQ} \cdot I_{CQ} = \frac{V_{cc}(V_{cc} - V_{CEsat})}{N^2 R_L}$$

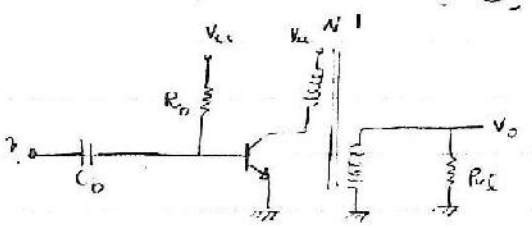
Subject :

Year : Month : Date : ( )

$$P_S = V_{cc} I_{CQ} = \frac{V_{cc}(V_{cc} - V_{CEsat})}{N^2 R_L}$$

$$\eta_{max} = \frac{1}{2}\left(1 - \frac{V_{CEsat}}{V_{cc}}\right) \times 100 = \%50 \qquad FM = 2$$

مثال: در مدار شکل زیر نقطهٔ کار را و سپس مدار را چنان تعیین کنید که حداکثر توان به بار منتقل شود



$V_{cc} = 12.6^V \quad R_L = 10^\Omega$

$P_{Tmax} = 4^W, \quad BV_{CEO} = 40^V$

$I_{CM} = 2^A \quad V_{CEsat} = 0$

$$V_{CEQ} = V_{cc} = 12.6 \qquad V_{CEQ} \cdot I_{CQ} = P_T = 4^W \rightarrow I_{CQ} = 0.317^A$$

$$I_{CQ} = \frac{V_{cc} - V_{CEsat}}{N^2 R_L} \Rightarrow N^2 = 4 \Rightarrow N = 2$$

$$\begin{cases} 2I_{CQ} \le I_M \\ 2V_{CE} \le BV_{CEQ} \end{cases}$$ قیود محدودیتی ⇒ شرایط زیاده

مدار مستقل می‌شود

مثال: مدار را برای $V_{cc} = 6.3^V$ و $I_{CM} = 1^A$ حل کنید

$$V_{CEQ} = V_{cc} = 6.3 \qquad V_{CEQ} \cdot I_{CQ} = P_T$$

$$I_{CQ} = \frac{4}{6.3} = 0.63^A \sim 2 \times I_{CQ} = 1.26^A > 1$$ ← محدودیت ② ایجاد کرد

⇐ ابتدا $I_{CQ} = \frac{I_{CM}}{2}$ در نظر می‌گیریم ← محدودیت دیگر از طرف توان ثبت

$$\Rightarrow I_{CQ} = \frac{1}{2} = 0.5^A \longrightarrow V_{CEQ} = N^2 R_L I_{CQ} + V_{CEsat} = V_{cc} = 6.3$$

$$\Rightarrow N^2 = \frac{6.3 - 0}{0.5 \times 10} = 1.26 \longrightarrow N = 1.122$$

$$P_{Lmax} = \frac{1}{2} R_L I_{C_{max}}^2 = \frac{1}{2} \times V_L' I_L' = \frac{1}{2} \times 6.3^V \times 0.5^A = 1.575^W$$