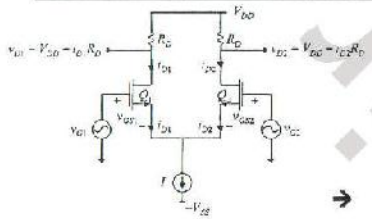
نکاتی در طراحی مدارات مجتمع

- داشتن تعداد زیاد مقاومت و خازن‌های بزرگ از لحاظ تکنولوژی ساخت بسیار گران بوده و تقریباً غیرممکن است.
- طراحی تقویت کننده ها معمولاً با استفاده از ترانزیستور که به صورت راحت‌تر و اوزانتر ساخته می‌شوند، نیز می تواند انجام پذیرد.
- به عنوان مزیتی دیگر این ترانزیستورها می‌توانند به نحوی طراحی گردند که خواص یکسانی در مقایسه با یکدیگر داشته باشند.
- در مدارات مجتمع عمدتاً از منبع جریان برای بایاس کردن استفاده می کنند.

تقویت‌کننده‌های تفاضلی MOS



تجزیه و تحلیل DC:
جریان بایاس هر طرف $I/2$ خواهد بود. با استفاده از این جریان بایاس مقادیر ولتاژ V_{GS} و V_{OV} به دست می آید. با استفاده از مقادیر DC مقادیر علامت کوچک را محاسبه می کنیم.

→

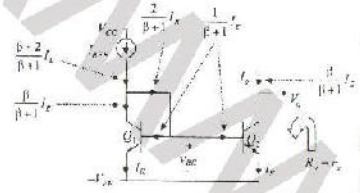
تجزیه و تحلیل AC:
مشابه BJT با استفاده از مقادیر علامت کوچک و مدار نصفه پارامترهای تقویت کننده تفاضلی را محاسبه می کنیم.

آئینه جریان BJT

Current Mirror

از بلوک‌های اساسی در ساخت منابع جریان IC و مدارهای کنترل‌کننده جریان می‌باشد.

Q_1 و Q_2 هر دو به هم منطبق و یکسان باشند.



توجه: ایده اصلی آئینه جریان این است که جریان I_{REF} ولتاژ V_{BE1} را مشخص کرده که این ولتاژ به خاطر موازی بودن با V_{BE2} برابر شده و ولتاژ V_{BE2} جریان خروجی I_o را تقریباً برابر I_{REF} تعیین می کند.

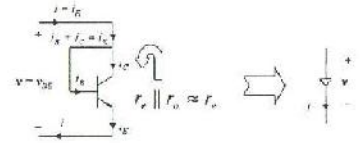
توجه: ولتاژ روشن شدن دیود لزوماً 0.7V نمی باشد و تابع جریان I_C است و از رابطه مقابل به دست می آید:

$$V_{BE\,ON} = V_T \ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right) \approx V_T \ln\left(\frac{I_{REF}}{I_S}\right)$$

با فرض یکسان بودن ولتاژ کلکتور-امیتر ترانزیستورها

$$I_o = \frac{\beta}{\beta+2} I_{REF} = \frac{1}{1+\frac{2}{\beta}} I_{REF} \approx I_{REF}$$

ترانزیستور بسته شده به صورت دیود



مشخصه این نوع اتصال ترانزیستور همانند مشخصه دیود می‌باشد.

توجه داشته باشید که مقاومت دینامیک این نوع بستن ترانزیستور برابر $r_e \| r_o$ می‌باشد.

$$i = i_C = i_C + i_B$$
$$v = v_{BE} = v_{CE}$$
$$r = r_e \| r_o$$

$$i_E = \frac{I_S}{\alpha}\exp\left(\frac{v_{BE}}{V_T}\right) \qquad i = \frac{I_S}{\alpha}\exp\left(\frac{v}{V_T}\right)$$

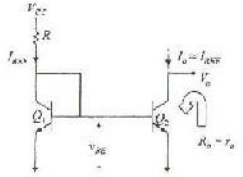
برای به دست آوردن رابطه فوق توجه داشته باشید که با تغییر ولتاژ dv جریان i بر اثر دو پدیده تغییر پیدا می کند یک بار به خاطر تغییر i (i_E) بر اثر تغییر ولتاژ v_{BE} و دیگری به تغییر i (i_C) بر اثر تغییر ولتاژ v_{CE} می شود:

$$\frac{1}{r} = \frac{\partial i}{\partial v}$$

$$\frac{\partial i_E}{\partial v_{BE}} + \frac{\partial i_C}{\partial v_{CE}} = \frac{1}{r_e} + \frac{1}{r_o} \approx \frac{1}{r_e} = \frac{I_E}{V_T}$$

www.ut.ac.ir

منبع جریان ساده

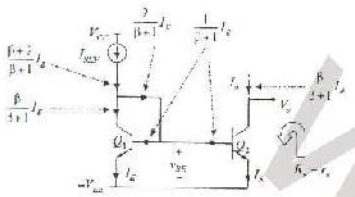


تا زمانی که Q_2 در ناحیه خطی (فعال) بماند رابطه فوق صادق است

$$I_{REF} = \frac{V_{CC} - V_{BE,ON}}{R}$$

$$V_o^{min} = V_{BE,ON}$$

آئینه جریان BJT



$$i_C = I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_t}} \left(1 - \frac{v_{CE}}{V_A}\right)$$

$$V_{BE1} = V_{BE2} = V_{BE} \rightarrow i_{C1} \approx i_{C2}$$

$$v_{CE1} = V_{BE1} = V_{BE}$$

$$v_{CE2} = V_o - (-V_{EE}) = V_o + V_{EE}$$

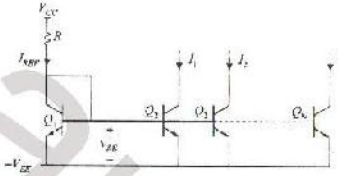
$$I_o = \frac{I_{REF}}{1 + \frac{2}{\beta}} \left(1 + \frac{v_{CE2} - v_{CE1}}{V_A}\right)$$

$$= \frac{I_{REF}}{1 + \frac{2}{\beta}} \left(1 + \frac{V_o + V_{EE} - V_{BE}}{V_A}\right)$$

اختلاف جریان کلکتور دو ترانزیستور BJT که دارای ولتاژ بیس-امیتر یکسان هستند به صورت خطی متناسب با اختلاف دو ولتاژ کلکتور-امیتر آنها است.

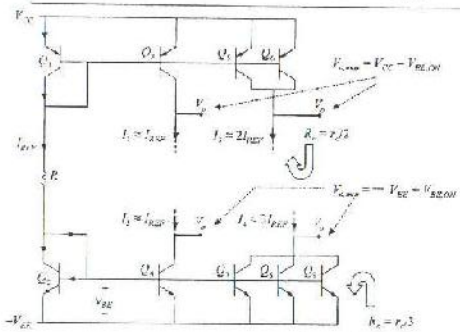
مدارهای کنترل‌کننده جریان

می توان نشان داد با صرف‌نظر از r_o (اختلاف ولتاژهای v_{CE}) ترانزیستورها خواهیم داشت:



$$I_1 = I_2 = \ldots = I_N = \frac{I_{REF}}{1 + \frac{N+1}{\beta}}$$

مدارهای کنترل‌کننده جریان (Current Steering)



با صرف‌نظر از محدود بودن β و تغییرات جریان منبع جریان با ولتاژ v_{CE} و یکسان بودن Q_1 و Q_2 و به شرط فعال بودن ترانزیستورها I_{REF} از رابطه زیر به دست خواهد آمد.

شرط فعال بودن ← در ترانزیستورهای Q_5، Q_3 و Q_6 ولتاژهای کلکتور نباید از $V_{o,max} = V_{CC} - V_{EB,ON}$ تجاوز کند.

در ترانزیستورهای Q_8، Q_7 و Q_4 و Q_9 ولتاژهای کلکتور نباید از $V_{o,min} = -(V_{EE} - V_{BE,ON})$ پائین‌تر بیاید.

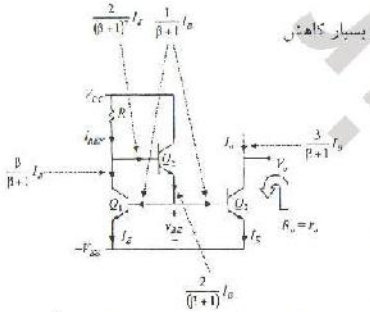
$$I_{REF} = \frac{V_{CC} - V_{EB,ON} - V_{BE,ON} - (-V_{EE})}{R}$$

$$= \frac{V_{CC} + V_{EE} - 2V_{BE,ON}}{R}$$

www.ttnar.ir

مدارات منابع جریان بهبود یافته

۱) آینه جریان با جبران جریان بیس:



توجه: مقاومت دیده شده در بیس Q_3 تقریباً برابر است با مقاومت دیده شده در بیس Q_1 به صورت موازی با (مقاومت r_{o2} به علاوه مقاومت دیده شده از کلکتور Q_1). در میتر ها نیز می تواند مقاومت باشد.

← ویژگی بستگی جریان منبع، 3 محدوده در این مدار بسیار کاهش می یابد:

$$I_{REF} = \frac{V_{CC} - V_{BE,ON} - V_{BE,ON} - (-V_{EE})}{R} = \frac{V_{CC} + V_{EE} - 2V_{BE,ON}}{R}$$

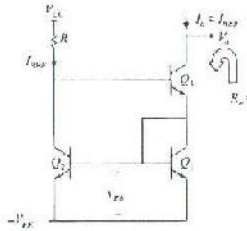
$$I_{REF} = \left[\frac{\beta}{\beta+1} + \frac{2}{(\beta+1)^2}\right] I_E \quad \& \quad I_o = \frac{\beta}{\beta+1} I_E \rightarrow$$

$$I_o = \frac{1}{1+\frac{2}{\beta^2+\beta}} I_{REF} \approx \frac{1}{1+\frac{2}{\beta^2}} I_{REF}$$

مدارات منابع جریان بهبود یافته

۲) Wilson:

مدار دیگری است که هم بستگی جریان را به 3 محدوده و هم بستگی جریان به r_o محدوده را کاهش می‌دهد:



$$I_{REF} = \frac{V_{CC} - V_{BE,ON} - V_{BE,ON} - (-V_{EE})}{R} = \frac{V_{CC} + V_{EE} - 2V_{BE,ON}}{R}$$

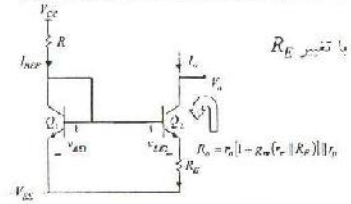
$$I_o \approx \frac{1}{1+\frac{2}{\beta^2}} I_{REF}$$

$$R_o = \beta r_o / 2$$

مدارات منابع جریان بهبود یافته

۳) Widlar:

همانند منبع جریان ساده (آینه جریان) می‌باشد. می‌توان با تغییر R_E مقدار I_o را از رابطه زیر به دست آورد:



$$\left.\begin{aligned} V_{BE1} - V_T \ln\left(\frac{I_{REF}}{I_S}\right) \\ V_{BE2} = V_T \ln\left(\frac{I_o}{I_S}\right) \end{aligned}\right\} \quad (1)$$

$$\left.\begin{aligned} V_{BE1} - V_{BE2} = V_T \ln\left(\frac{I_{REF}}{I_o}\right) \\ V_{BE1} = V_{BE2} + I_o R_E \end{aligned}\right\} \quad (2)$$

(1) & (2) → $I_o R_E = V_T \ln\left(\frac{I_{REF}}{I_o}\right)$ → $I_o = f(R_E)$

توجه:
- منبع جریان Widlar امکان داشتن جریان کم با استفاده از مقاومت‌های کوچک را فراهم می‌کند.
- مزیت دیگر چنین منبع جریانی مقاومت خروجی بالای آن می‌باشد. این مقاومت بالای زیاد ناشی از داشتن R_E می‌باشد.

مدارات منابع جریان بهبود یافته

مثال:

مدار برای منبع جریان $I_o = 10\ \mu A$ طراحی کنید. ترانزیستور:

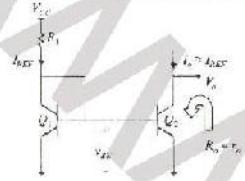
$$V_{BE}\big|_{I_C = 1mA} = V_T \ln\left(\frac{1mA}{I_S}\right) = 0.7V$$

$\beta = 100;\ V_A = 100V$

برای هر حالت، مقاومت خروجی منبع جریان را محاسبه کنید.

حل: به دست آوردن ولتاژ V_{BE} برای جریان $10\ \mu A$

۱) با استفاده از منبع جریان ساده



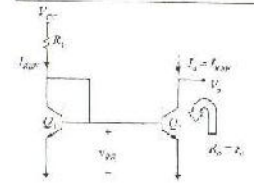
$$V_{BE} = V_T \ln\left(\frac{i_C}{I_S}\right) \rightarrow V_{BE1} = V_{BE2} + V_T \ln\left(\frac{I_{C1}}{I_{C2}}\right)$$

$$V_{BE}\big|_{I_C = 10\mu A} = 0.7V + V_T \ln\left(\frac{10\mu A}{1mA}\right) = 0.58V$$

۲) با استفاده از منبع جریان Widlar

www.ut.ac.ir

مدارات منابع جریان بهبود یافته

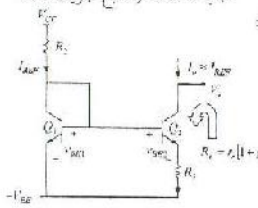


۱) برای طراحی با استفاده از یک منبع جریان ساده خواهیم داشت:

$$R_1 = \frac{10 - 0.58}{10\times10^{-6}} = 942K$$

۱) با استفاده از منبع جریان ساده

۲) برای طراحی با استفاده از یک منبع جریان Widlar خواهیم داشت:



$$R_2 = \frac{10 - 0.7}{1\times10^{-3}} = 9.3K$$

$$10\times10^{-6}R_3 - 0.025\times\ln\left(\frac{1mA}{10\mu A}\right) \rightarrow R_3 = 11.5K$$

۲) با استفاده از منبع جریان Widlar

مدارات منابع جریان بهبود یافته

محاسبه مقاومت های خروجی:

۱) ساده

$$r_o = \frac{V_A}{I_o} = \frac{100V}{10\mu} = 10M\Omega$$

۲) Widlar

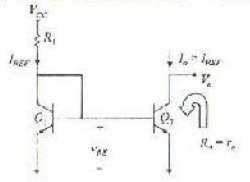
$$g_m = \frac{I_o}{V_T} = \frac{10\mu A}{25mA} = 0.4\frac{mA}{V}$$

$$R_o = r_o\left[1 + g_m\left(r_\pi \| R_3\right)\right] \| r_\mu$$

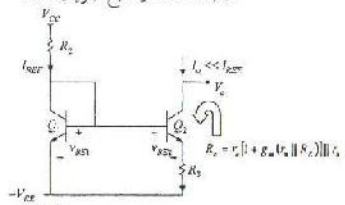
$$\frac{\beta}{g_m} \| R_3 = 250K \| 11.5K \approx 11K$$

$$R_o \approx 10M \times (1 + 0.4 \times 11K) = 54M$$

از r_μ صرف‌نظر کرده‌ایم.



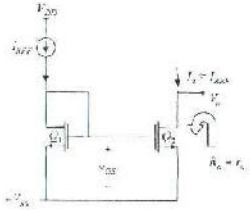
۱) با استفاده از منبع جریان ساده



۲) با استفاده از منبع جریان Widlar

منابع جریان با استفاده از MOS

توجه: از ایده آینه‌های جریان استفاده می شود. ایده اصلی آئینه جریان این است که جریان I_{REF} ولتاژ V_{GS1} را مشخص کرده که این ولتاژ به خاطر سوازی بودن با V_{GS2} برابر شده و ولتاژ V_{GS2} جریان خروجی I_o را تقریباً برابر I_{REF} تعیین می کند.

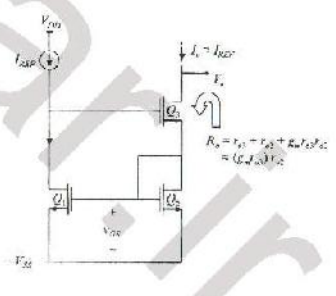


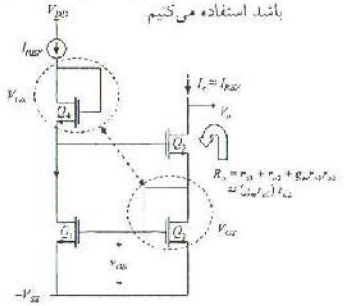
شکل غیرایده‌آل بودن انتقال جریان از R_{REF} به I_o به خاطر محدود بودن β در مورد این منابع جریان وجود ندارد و تنها پارامتر مورد تأثیر گذار مقاومت خروجی این منابع جریان می‌باشد.

منابع جریان با استفاده از MOS

مدار بهبود یافته: مشابه مشکلی که منبع جریان Wilson BJT دارد، وتاژ v_D ترانزیستور Q_1 و Q_2 با یکدیگر برابر نمی‌باشد و در نتیجه جریان‌های آنها با هم برابر نمی‌باشد.

← در نتیجه به منظور کاهش اختلاف از یک ترانزیستور که به صورت دیود وصل شده باشد استفاده می‌کنیم





مقاومت خروجی: $R_o = r_{o3} + r_{o2} + g_{m3}r_{o3}r_{o2} \approx (g_{m3}r_{o3})\,r_{o2}$

www.ttnar.ir

۴۷

تقویت‌کننده تفاضلی با بار فعال

انگیزه:

با توجه به این که مقاومت‌های متوسط و بزرگ سطح زیادی را از سیلیکون در مدارهای مجتمع خواهند گرفت.

از طرف دیگر مقاومت‌هایی در حدود چند ده کیلو اهم را به طور معمول در کلکتور ترانزیستورها نمی‌توان استفاده کرد زیرا در این صورت منابع تغذیه برای بایاس باید بزرگ انتخاب شوند که این هم عملی نمی‌باشد.

مقاومت بسیار بزرگ برای داشتن بهره ولتاژ بالا در کلکتور خواهیم داشت.

به دلایل فوق در مدارهای مجتمع می‌توان از یک ترانزیستور در کلکتور استفاده کرد:

۱) هنگام بایاس (dc) جریان عبوری از ترانزیستور بار می‌تواند به نداره ترانزیستور تقویت‌کننده باشد. ولتاژ منبع تغذیه به طور متعادل (مثلاً مساوی) بین دو ترانزیستور تقسیم شود.

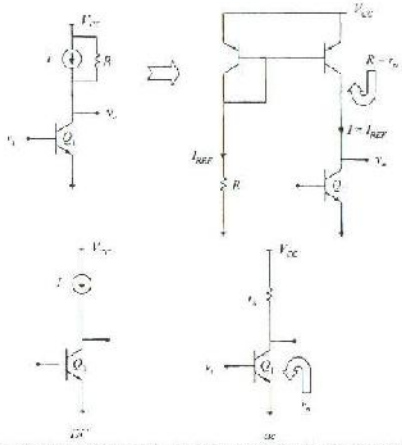
۲) از طرف دیگر، هنگام تحلیل سیگنال ac ترانزیستور بار با مقاومت خروجی آن r_o جایگزین می‌شود.

← در نتیجه هر دو مشکل فوق رفع خواهد شد و یک مقاومت بسیار بزرگ برای داشتن بهره ولتاژ بالا در کلکتور خواهیم داشت.

← استفاده از بار فعال

تقویت‌کننده تفاضلی با بار فعال

امیتر مشترک با بار فعال:



ولتاژ خروجی:

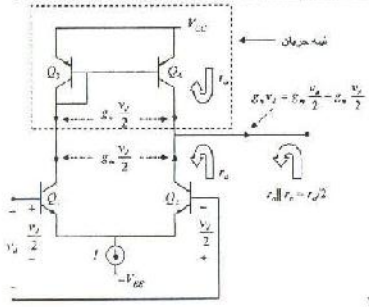
$$v_o = g_m v_i (r_o \| r_o) = g_m \frac{r_o}{2} v_i = \frac{V_A}{2V_T} v_i$$

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{V_A}{2V_T}$$

تقویت‌کننده تفاضلی با بار فعال

تقویت کننده تفاضلی با بار فعال:

با استفاده از همین ایده بار فعال، می‌توان یک تقویت‌کننده تفاضلی با بهره بالا داشت. در شکل مقابل از آن جا که جریان های Q_2 و Q_3 باید برابر باشند، جریان هم از Q_2 و هم از Q_4 وارد خروجی می‌شوند (اختلاف فاز جریان Q_1 و Q_2 سبب می‌شود که هر دو وارد شوند).



خروجی مقاومت r_{o4} و r_{o2} را به طور موازی می‌بیند و چون هر دو مقاومت r_{o2} و r_{o4} برابر هستند ولتاژ خروجی برابر است با:

$$v_o = g_m v_d (r_o \| r_o) = g_m \frac{r_o}{2} v_d = \frac{V_A}{2V_T} v_d$$

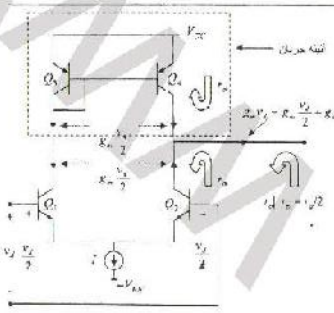
توجه ۱) ولتاژ dc خروجی نیز باید به توسط یک مدار خارجی تعیین شود وگرنه مدار پایدار نخواهد بود.

توجه ۲) جریان امیتر و در نتیجه ولتاژ V_{BE1} را ثابت می‌کند.

← طراحی مدار باید به گونه‌ای باشد که ولتاژ v_i خود از یک طبقه دیگر که ولتاژ dc آن بتواند Float باشد و همچنین بتواند جریان بایس I_{B1} را تأمین کند گرفته شود.

تقویت‌کننده تفاضلی با بار فعال

نکته: اگرچه تقویت‌کننده تفاضلی هنگامی که خروجی آن به صورت تک انتهایی گرفته شود بهره ولتاژ آن نصف حالت مدار امیتر مشترک غیر تفاضلی می‌باشد، در این حالت به خاطر وجود آئینه جریان و منتقل شدن جریان Q_1 نیز به خروجی، ولتاژ خروجی دو برابر شده (مثل این که اصلا جریان تفاضلی گرفته شده است) و بهره ولتاژ با مدار غیرتفاضلی یکسان در می‌آید.

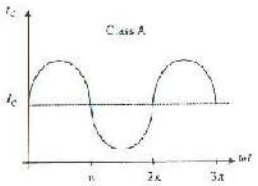


بهره مد مشترک را نیز با استفاده از مدار معادل علامت کوچک کل مدار می‌توان به دست آورد.

Uploaded to www.

طبقه‌بندی طبقات خروجی

تقسیم‌بندی برمبنای جریان کلکتور می‌باشد.
(تعاریف مشابه برای طبقات FET بر مبنای جریان درین وجود دارد.)



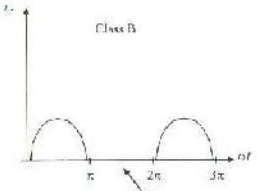
کلاس A:
تقویت‌کننده‌های CE، CB و CC همگی از نوع کلاس A می‌باشند.

در خروجی تقویت‌کننده‌های عملیاتی و تقویت‌کننده‌های صوتی (AF) مورد استفاده قرار می‌گیرند.

© Ali Afzali-Kusha
afzali@ut.ac.ir

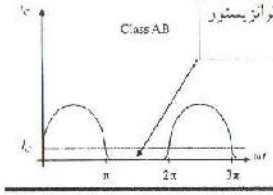
طبقه‌بندی طبقات خروجی

کلاس B:
حول و حوش $v_I = 0$ هر دو ترانزیستور خاموش هستند.



کلاس AB:
حول و حوش $v_I = 0$ هر دو ترانزیستور هدایت می‌کنند.

نصفه دیگر به توسط ترانزیستور دیگر تغذیه می‌شود.

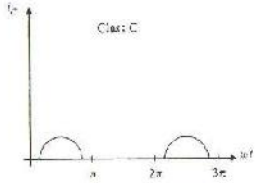


در خروجی تقویت‌کننده‌های عملیاتی و تقویت‌کننده‌های صوتی (AF) مورد استفاده قرار می‌گیرند.

© Ali Afzal-Kusha
afzali@ut.ac.ir

طبقه‌بندی طبقات خروجی

کلاس C:
برای به دست آوردن سیگنال سینوسی از شکل موج خروجی این تقویت‌کننده باید آن را از یک مدار LC موازی تشدید شده برای فرکانس سیگنال ورودی عبور دهیم. مدار LC به عنوان فیلتر میان‌گذر عمل می‌کند.



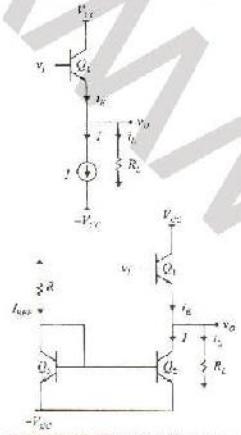
طبقات کلاس C معمولاً در فرکانس‌های رادیویی (RF) مورد استفاده قرار گیرند. (به عنوان مثال در فرستنده‌های رادیو و تلویزیون و دستگاه های Mobile).

همچنین کلاس های D، E و F نیز وجود دارند.

© Ali Afzali-Kusha
afzali@ut.ac.ir

طبقات خروجی کلاس A

در طبقه خروجی یک تقویت‌کننده دنبال‌کننده امیتر (CC) که دارای مقاومت خروجی پائین می‌باشد داریم.
این ترانزیستور با منبع جریان I بایاس شده است.



$v_O > 0 \rightarrow \quad i_L > 0$
$v_O < 0 \rightarrow \quad i_L < 0$

$i_E = I + i_L$

$0 < i_E$ همیشه باید صادق باشد تا ترانزیستورها روشن باشند.

$v_O > 0 \rightarrow i_L > 0 \rightarrow \quad i_E = I + i_L \rightarrow I < i_E$
$v_O < 0 \rightarrow i_L < 0 \rightarrow \quad i_E = I + i_L \rightarrow 0 < i_E < I$

برای v_O مثبت باید

$I > |i_L|$

$v_O = 0 \rightarrow i_L = 0 \rightarrow \quad i_E = I$

تا زمانی که ترانزیستور روشن است:

$v_O = v_I - V_{BE,ON} \rightarrow$ شیب = 1

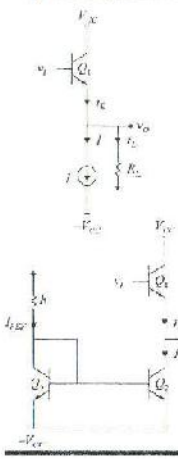
$V_{BE,ON} \approx$ cte.

© Ali Afzali-Kusha
afzali@ut.ac.ir

ut.ac.ir WWW

طبقات خروجی کلاس A

برای $v_I > 0$ همیشه عامل محدود کننده شرط اشباع Q_1 است.



$$v_{O,\max} = V_{CC} - V_{CE1,SAT} \quad \rightarrow \quad i_{E,\max} = I + \frac{V_{CC} - V_{CE1,SAT}}{R_L}$$

برای $v_I < 0$ عامل محدود کننده یا اشباع Q_2 و یا عدم توانایی منبع جریان در جذب جریان بار است. در نتیجه هر کدام که بزرگتر باشد (قدر مطلق کوچکتر) تعیین کننده حداقل ولتاژ خروجی است:

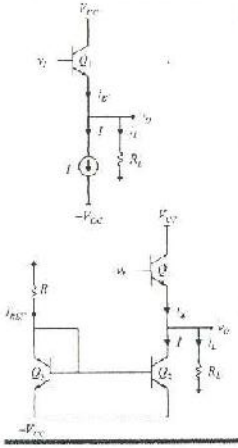
$$v_{O,\min} = \max(-V_{CC} + V_{CE2,SAT}, -IR_L)$$

تعریف مقاومت R_{LO}: مقاومتی ست که هر دو شرط به یک نتیجه منتهی می شوند.

$$-V_{CC} + V_{CE2,SAT} = -IR_{LO} \rightarrow$$

$$R_{LO} = \frac{V_{CC} - V_{CE,SAT}}{I} \quad \& \quad I = \frac{V_{CC} - V_{CE,SAT}}{R_{LO}}$$

طبقات خروجی کلاس A



1) $R_L < R_{LO} \rightarrow v_{O,\min} = -IR_L$

$\rightarrow \quad i_{E,\min} = 0$

حداکثر خروجی متقارن در این حالت برابر است با

$$-v_{O,\max} = v_{O,\min} = -IR_L$$

2) $R_L > R_{LO} \rightarrow v_{O,\min} = -V_{CC} + V_{CE2,SAT} \rightarrow$

حداکثر خروجی متقارن در این حالت برابر است با

$$-v_{O,\max} = v_{O,\min} = -V_{CC} + V_{CE,SAT}$$

$$i_{E,\min} = I + \frac{-V_{CC} + V_{CE2,SAT}}{R_L}$$

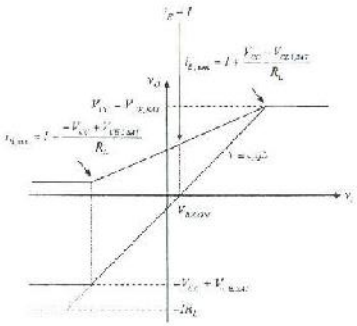
3) $R_L = R_{LO} \rightarrow v_{O,\min} = -V_{CC} - V_{CS2,SAT} = -IR_L$

$\rightarrow \quad i_{E,\min} = 0$

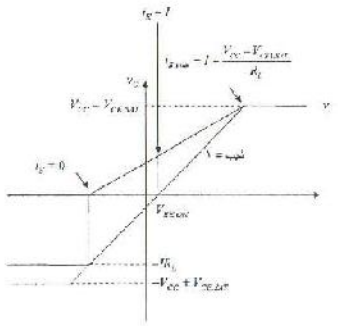
حداکثر خروجی متقارن در این حالت نیز برابر است با

$$v_{O,\max} = -v_{O,\min} = V_{CC} - V_{CE,SAT} = IR_L$$

طبقات خروجی کلاس A

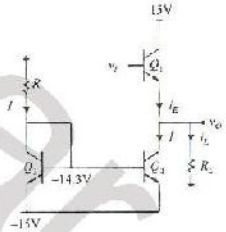


$R_L \geq R_{LO}$



$R_L \leq R_{LO}$

طبقات خروجی کلاس A



مثال: برای مدار فوق مقدار R را به نحوی تعیین کنید که بزرگترین مقدار Swing ولتاژ خروجی برای $R_L = 1\,\text{K}$ داشته باشیم:

$$v_{O,\max} = V_{CC} - V_{CE1,SAT}$$

$$i_{O,\max} = v_{O,\max}/R_L$$

منبع جریانی باید طراحی شود که $i_{O,\max}$ را بتواند تغذیه کند

$V_{CE1,SAT} = 0.2\ \text{V}$

$V_{CC} = 15\ \text{V}$

$-V_{EE} = -15\ \text{V}$

$\beta = \infty$

$R_L = 1\,\text{K} = R_{LO} \rightarrow$ خروجی متقارن

$$I = \frac{V_{CC} - V_{CE,SAT}}{R_{LO}} = \frac{15 - 0.2}{1} = 14.8\text{mA}$$

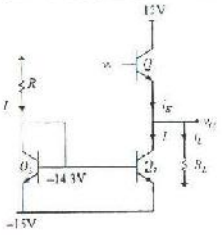
$$V_{B3} = -V_{EE} + V_{BE,ON} = -15 + 0.7 = -14.3\ \text{V}$$

$$R = \frac{0 - (-14.3)}{14.8} = \frac{14.3}{14.8} = 0.97K$$

www.ttnar.ir

طبقات خروجی کلاس A

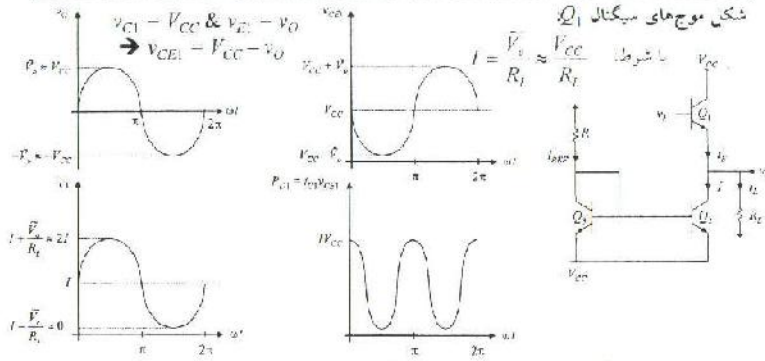
مثال: ...



$$v_{O,max} = V_{CC} - V_{CE1,SAT} = 14.8\ \text{V}$$
$$v_{O,min} = -V_{EE} + V_{CE2,SAT} = -14.8\ \text{V}$$
$$i_{E,max} = I + \frac{V_{CC} - V_{CE1,SAT}}{R_L} = I + I = 2I = 29.6\text{mA}$$
$$i_{E,min} = 0$$

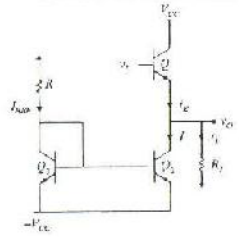
طبقات خروجی کلاس A

شکل موج‌های سیگنال Q_1



طبقات خروجی کلاس A

حالت های حدی برای انتخاب ترانزیستور:



Q_1:

۱) در صورتی که $R_L = \infty$ باشد
← $i_C = I$ خواهد بود
← با تغییر v_I خروجی v_O تغییر پیدا می‌کند و می‌تواند به حداقل خود $v_O = -V_{CC}$ نیز برسد
← در این صورت $v_{CE1} = 2V_{CC}$ و در نتیجه توان تلف شده در ترانزیستور $P_{D,max} = 2V_{CC}I$ خواهد بود.

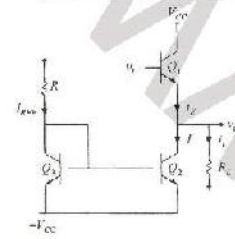
$R_L = \infty \rightarrow i_{C1} = I$ & $v_{E1,min} = -\hat{V}_o \approx -V_{CC}$
$\rightarrow v_{CE1} = v_{CE1,max} \approx 2V_{CC} \rightarrow P_{D1,max} \approx 2IV_{CC}$

ولی با توجه به این که این توان حداکثر همیشه وجود ندارد، انتخاب ترانزیستور نباید این قدر محافظه‌کارانه باشد.

۲) در صورتی که $R_L = 0$ شود
← جریان i_C بسیار زیاد خواهد شد ← Q_1 می‌سوزد.

$R_L = 0 \rightarrow i_C \rightarrow \infty \rightarrow$ سوختن ترانزیستور

طبقات خروجی کلاس A



Q_2:

$v_{E2} = -V_{CC}$ & $v_{C2} = v_O \rightarrow$
$v_{CE2} = v_O - (-V_{CC}) = v_O + V_{CC}$
$v_{CE2,max} \approx 2V_{CC}$ & $v_{CE2,min} \approx 0 \rightarrow v_{CE2,avg} \approx V_{CC}$
$i_{C2} = I_{C2} = I = \text{cte}$

توان تلف شده در ترانزیستور:

$P_{D2,max} \approx 2IV_{CC}$
$P_{D2,avg} \approx IV_{CC}$

ut.ac.ir

طبقات خروجی کلاس A

مثال : فرض کنید:

$V_{CC} = 10\text{V}$ و $R_L = 100\Omega$ ، $I = 100\text{mA}$

اگر دامنه سیگنال سینوسی خروجی 8V باشد، مقادیر زیر را محاسبه کنید.

الف) توان داده شده به بار

ب) توان متوسط کشیده شده از منابع تغذیه

ج) راندمان تبدیل توان

$V_{CC} = 10\text{ V}$

$I = 100\text{ mA}$

$R_L = 100\ \Omega$

$\tilde{V}_o = 8\text{ V}$

$$P_L = \frac{1}{2}\frac{\tilde{V}_o^2}{R_L} = \frac{64}{2\times 100} = 0.32W$$

$$P_S = 2IV_{CC} = 2 \times 10 \times 0.1 = 2\text{ W}$$

$$\eta = \frac{0.32}{2} = 0.16 = 16\%$$

طبقات خروجی کلاس A

راندمان تبدیل توان:

P_L : توان بار P_S : توان منبع

$$\eta = \frac{P_L}{P_S}$$

$$P_D = P_S - P_L$$

توان کشیده شده از منبع تغذیه مثبت (با صرف نظر از توان Q_3) $V_{CC}I$ می‌باشد.

$$P_S = IV_{CC} = \text{cte}$$

متوسط توان کشیده شده از منبع تغذیه مثبت $V_{CC}I$ می‌باشد.

$$P_{S+,\text{avg}} = IV_{CC}$$

$$P_{S\,\text{avg}} = P_{S+,\text{avg}} + P_{S-} = 2IV_{CC}$$

با فرض سینوسی بودن ولتاژ خروجی با دامنه $\tilde{V}_o$ متوسط توان بار برابر است با:

$$P_L = \frac{1}{2}\frac{\tilde{V}_o^2}{R_L}$$

← افزایش یکنواخت توان بار با افزایش دامنه ولتاژ خروجی

←

$$\eta = \frac{1}{4}\frac{\tilde{V}_o^2}{IR_L V_{CC}} = \frac{1}{4}\left(\frac{\tilde{V}_o}{IR_L}\right)\left(\frac{\tilde{V}_o}{V_{CC}}\right)$$

$\tilde{V}_{o,\max} \approx V_{CC} \rightarrow \tilde{V}_{o,\max} \approx IR_L \rightarrow \quad \eta_{\max} = \eta_{\tilde{V}_o=\tilde{V}_{o,\max}} \approx \frac{1}{4}$

۲۵٪ حداکثر راندمانی است که می‌توانیم به دست آوریم ← درکاربردهای توان بالا به ندرت استفاده می‌شود.

طبقات خروجی کلاس B (Push-Pull)

راندمان تبدیل توان:

از آن جا که جریان هر یک از دو ترانزیستور یک **نیم پریود سینوسی** می‌باشد **متوسط** این جریان برابر است با

$$i_{EN,\text{avg}} = i_{EP,\text{avg}} = \frac{\tilde{V}_o}{\pi R_L}$$

$$P_L = \frac{1}{2}\frac{\tilde{V}_o^2}{R_L}$$

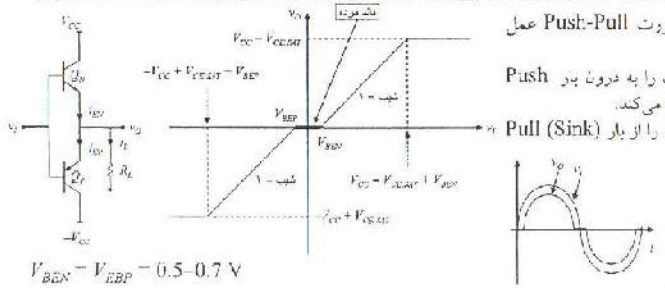
← افزایش یکنواخت توان بار با افزایش دامنه ولتاژ خروجی

$$\left.\begin{aligned} P_{S+,\text{avg}} &= V_{CC}\frac{\tilde{V}_o}{\pi R_L} = P_{S+} \\ P_{S-,\text{avg}} &= V_{CC}\frac{\tilde{V}_o}{\pi R_L} = P_{S-} \end{aligned}\right\} \rightarrow P_S = P_{S-} + P_{S+} = 2V_{CC}\frac{\tilde{V}_o}{\pi R_L}$$

$\tilde{V}_{o,\max} \approx V_{CC} \rightarrow \quad \eta_{\max} = \eta|_{\tilde{V}_o=\tilde{V}_{o,\max}} \approx \frac{\pi}{4} = 0.785 = 78.5\%$

78.5% حداکثر راندمان می‌باشد.

طبقات خروجی کلاس B (Push-Pull)



مدار به صورت Push-Pull عمل می‌کند.

Q_N جریان را به درون بار Push (Source) می‌کند.

Q_P جریان را از بار Pull (Sink) می‌کند.

$V_{BEN} = V_{EBP} = 0.5\text{–}0.7\text{ V}$

ناحیه ۱:

$-V_{EBP} \le v_I \le V_{BEN} \rightarrow Q_N$ & Q_P: OFF $\rightarrow v_O = 0$

ناحیه ۲:

$v_I \ge V_{BEN} \rightarrow Q_N$: ON & Q_P: OFF $\rightarrow v_O = v_I - V_{BE,ON} \rightarrow$ شیب = 1

ناحیه ۳:

$v_I \le -V_{EBP} \rightarrow Q_N$: OFF & Q_P: ON $\rightarrow v_O = v_I + V_{BE,ON} \rightarrow$ شیب = 1

www.ttnar.ir

طبقات خروجی کلاس B (Push-Pull)

توجه:

۱) در کلاس A، حداکثر توان هنگامی که $v_O = 0$ در ترانزیستور تلف می‌شود.

۲) در کلاس B، توان مصرفی در $v_O = 0$ صفر می‌باشد زیرا هیچ یک از ترانزیستورها روشن نمی‌باشند.

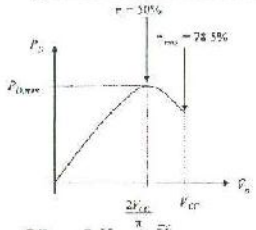
۳) اگر $\tilde{V}_o$ بزرگتر از $2V_{CC}/\pi$ شود توان مصرفی در ترانزیستور کاهش می‌یابد و η افزایش می‌یابد.

← بهبود عملکرد خواهیم داشت

← ولی توجه داشته باشید که اعوجاج به خاطر رفتار غیرخطی ترانزیستور نیز افزایش می‌یابد.

← در کاربردهای THD پائین باید دامنه سیگنال خروجی را کاهش دهیم

طبقات خروجی کلاس B (Push-Pull)



تلفات توان متوسط در ترانزیستورها:

$$P_D = P_S - P_L$$

$$P_L = \frac{1}{2}\frac{\tilde{V}_o^2}{R_L} \qquad P_S = \frac{2}{\pi}\frac{\tilde{V}_o}{R_L}V_{CC}$$

$$P_D = \frac{2}{\pi}\frac{\tilde{V}_o}{R_L}V_{CC} - \frac{1}{2}\frac{\tilde{V}_o^2}{R_L} \qquad P_{DN} = P_{DP} = \frac{1}{2}P_D$$

$$\frac{\partial P_D}{\partial \tilde{V}_o} = \frac{2}{\pi}\frac{V_{CC}}{R_L} - \frac{\tilde{V}_o}{R_L} = 0 \rightarrow \tilde{V}_o\big|_{P_{D,max}} = \frac{2}{\pi}V_{CC} \rightarrow P_{D,max} = \frac{2V_{CC}^2}{\pi^2 R_L} \rightarrow$$

$$P_{DN,max} = P_{DP,max} = \frac{V_{CC}^2}{R_L}\frac{1}{\pi^2} \quad \& \quad \eta = 50\% \rightarrow \text{تلفات توان حداکثر}$$

اگر

$$\tilde{V}_o\big|_{\eta_{max}} = V_{CC} \rightarrow P_D = P_S - P_L = \frac{V_{CC}^2}{R_L}\left(\frac{4-\pi}{2\pi}\right) < P_{D,max} = \frac{2V_{CC}^2}{\pi^2 R_L}$$

$$\& \quad P_{DN} = P_{DP} = \frac{V_{CC}^2}{R_L}\left(\frac{4-\pi}{4\pi}\right) \quad \& \quad \eta_{max} = 78.5\% \rightarrow \text{راندمان حداکثر}$$

طبقات خروجی کلاس B (Push-Pull)

مثال:

حداکثر توانی که دو ترانزیستورها با داشتن اوج ولتاژ 17.9V تلف می‌شود:

$$P_{DN} = P_{DP} = (P_S - P_L)/2 = (32.8 - 20)/2 = 6.4\ \text{W}$$

و حداکثر توانی که با این منبع تغذیه ترانزیستور می‌تواند تلف شود:

$$\tilde{V}_o\big|_{P_{D,max}} = \frac{2}{\pi}V_{CC} = \frac{46}{\pi}$$

برابر است با:

$$P_{DN,max} = P_{DP,max} = \frac{V_{CC}^2}{R_L}\frac{1}{\pi^2} = \frac{23^2}{8\pi^2} = 6.7W$$

طبقات خروجی کلاس B (Push-Pull)

مثال: مدار کلاس B به نحوی طراحی کنید که متوسط توان 20W را به یک بار 8Ω بدهد.
منبع تغذیه به نحوی انتخاب می‌شود که 5V بزرگتر از دوج سیگنال خروجی باشد تا از اشباع ترانزیستور و اعوجاج غیرخطی جلوگیری می‌شود.

محاسبه کنید: ۱) ولتاژ منبع، ۲) حداکثر جریان کشیده شده از هر منبع، ۳) توان منبع کل، ۴) راندمان تبدیل توان ۵) همچنین حداکثر توانی که هر ترانزیستور به طور امن می‌تواند مصرف کند تعیین کنید.

$$P_L = \frac{1}{2}\frac{\tilde{V}_o^2}{R_L} \rightarrow 20 = \frac{1}{2}\frac{\tilde{V}_o^2}{8} \rightarrow \tilde{V}_o = 17.9\ \text{V} \rightarrow V_{CC} = 23\ \text{V}$$

$$\tilde{I} = \frac{\tilde{V}_o}{R_L} = \frac{17.9}{8} = 2.24\text{A} \rightarrow$$

$$P_{S+} = P_{S-} = \frac{1}{\pi}\frac{\tilde{V}_o}{R_L}V_{CC} = \frac{1}{\pi}2.24 \times 23 = 16.4\text{W} \rightarrow P_S = 2P_{S+} = 32.8\ \text{W}$$

$$\eta = \frac{P_L}{P_S} = \frac{20}{32.8} = 0.61 = 61\%$$

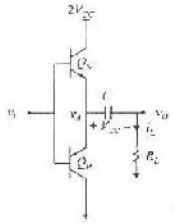
www.ut.ir

طبقات خروجی کلاس B (Push-Pull)

استفاده از یک منبع تغذیه در مدار Push-Pull

به تمامی ولتاژهای مدار باید DC Offset برابر V_{CC} اضافه کنیم.

۱) ولتاژ ورودی
یک منبع تغذیه: $0 \le v_I \le 2V_{CC}$
(دو منبع تغذیه: $(-V_{CC} \le v_I \le +V_{CC}$
۲) $0 \le v_A \le 2V_{CC}$
۳) $-V_{CC} \le v_O \le +V_{CC}$



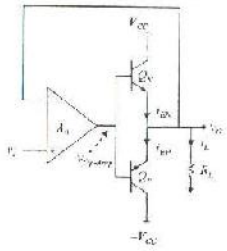
← ولتاژ V_{CC} به توسط خازن C سد می‌شود و یا به عبارت دیگر خازن ولتاژ V_{CC} را در دو سرش ذخیره می‌کند.

← می‌توانند به عنوان یک منبع ولتاژ V_{CC} برای ترانزیستور Q_P عمل کنند.

تمامی معادلاتی که برای مدار با دو منبع $2V_{CC} = V_{CC} - (-V_{CC})$ صادق بود برای این مدار نیز صدق است.

البته مقدار خازن باید به اندازه کافی بزرگ باشد که در زمان هدایت V_{CC} ولتاژ در سرش فقط به طور ناچیز کاهش یابد و Q_P همیشه منبع تغذیه V_{CC} را احساس کند.

طبقات خروجی کلاس B (Push-Pull)



همیشه در صورت شایع نبودن Op-Amp، بهره (v_{Op-Amp}/v_I) بزرگ است.

$$\varepsilon = v_+ - v_- = \frac{v_{Op-Amp}}{A_0} \approx 0$$

اختلاف پتانسیل بین ورودی های مثبت و منفی Op-Amp حداکثر برابر است با ε.

توجه: در صورتی که فیدبک منفی برقرار باشد (یکی از ترانزیستورها روشن باشد) بهره (v_O/v_I) ۱ است. ← ولتاژ خروجی برابر است با ورودی منفی Op-Amp که با ورودی مثبت (v_I) ε اختلاف دارد.

← v_I با v_O حداکثر ε اختلاف دارد.

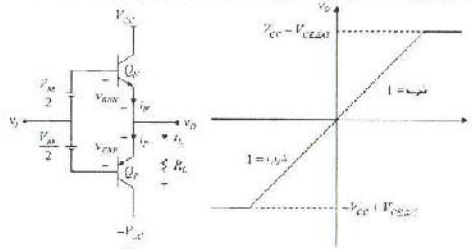
$$\varepsilon = \frac{\pm 0.7\text{V}}{A_0} \approx 0$$

← کاهش باند مرده با استفاده از Op-Amp

ولی محدودیت Slew-Rate که Op-Amp دارد، روشن و خاموش کردن ترانزیستورها را در فرکانس‌های بالا کند می‌کند.

← استفاده از تقویت‌کننده‌های کلاس AB

طبقات خروجی کلاس AB



حذف اعوجاج Cross over تقریبا به طور کامل صورت می‌گیرد.

ترانزیستورهای خروجی در یک جریان کوچک بزرگتر از صفر بایاس می‌شوند.

برای $v_I = 0$ ← قدر مطلق ولتاژهای v_{BE}های هر دو ترانزیستور با یکدیگر برابر بوده و در نتیجه خواهیم داشت:

$$v_I = 0 \rightarrow \quad v_{BEN} = v_{EBP} = \frac{V_{BB}}{2}$$

$$i_N = i_P = I_Q \rightarrow \quad i_L = 0 \;\&\; v_L = 0$$

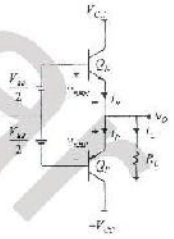
$$I_Q = I_S e^{\frac{V_{BE}}{2V_T}} \quad \rightarrow I_Q \rightarrow V_{BB}$$

شیب = 1

$$v_O = v_I + \frac{V_{BB}}{2} - v_{BEN}$$
$$v_O = v_I - \frac{V_{BB}}{2} + v_{EBP}$$

در نتیجه کلاس AB مشابه کلاس B رفتار می‌کند.

طبقات خروجی کلاس AB



$$V_{BB} = \text{cte} = v_{BEN} + v_{EBP} \rightarrow (v_{BEN}\uparrow \rightarrow v_{EBP}\downarrow)\;\&$$
$$(v_{EBP}\uparrow \rightarrow v_{BEN}\downarrow)\;\&\;\Delta v_{BEN} = -\Delta v_{EBP}$$
$$(v_{BEN}\uparrow \rightarrow i_N\uparrow)\;\&\;(v_{BEN}\downarrow \rightarrow i_N\downarrow)$$
$$(v_{EBP}\uparrow \rightarrow i_P\uparrow)\;\&\;(v_{EBP}\downarrow \rightarrow i_P\downarrow)$$

توجه داشته باشید:

$$v_{BEN} \approx \text{cte} \;\&\; v_{EBP} \approx \text{cte}$$

$$i_L = \frac{v_O}{R_L}$$

$$i_L = i_N - i_P \qquad (1)$$

$(v_I > 0)$: $v_I\uparrow \rightarrow v_O\,(>0)\uparrow \rightarrow i_L(>0)\uparrow \rightarrow i_N\uparrow\ (v_{BEN}\uparrow) \rightarrow i_P\downarrow\ (v_{EBP}\downarrow)$

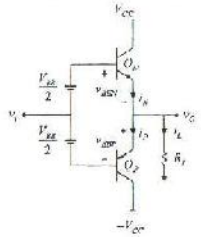
$(v_I < 0)$: $v_I\downarrow \rightarrow v_O\,(<0)\downarrow \rightarrow i_L(<0)\downarrow \rightarrow i_N\downarrow\ (v_{BEN}\downarrow) \rightarrow i_P\uparrow\ (v_{EBP}\uparrow)$

$$I_Q = I_S e^{\frac{V_{BE}}{2V_T}} \rightarrow \frac{V_{BB}}{2} = V_T \ln\frac{I_Q}{I_S} \rightarrow V_{BB} = 2V_T \ln\frac{I_Q}{I_S} = V_T \ln\frac{I_Q^2}{I_S^2}$$

$$V_{EE} = v_{BEN} + v_{EBP}$$

www.ttnet.ir

طبقات خروجی کلاس AB



$$i_L = i_N - i_P \qquad (1)$$

$$v_{BEN} = V_T \ln\frac{i_N}{I_S} \quad \& \quad v_{EBP} = V_T \ln\frac{i_P}{I_S} \rightarrow$$

$$V_{BB} = v_{BEN} + v_{EBP} = V_T \ln\frac{i_N i_P}{I_S^2} = V_T \ln\frac{I_Q^2}{I_S^2}$$

$$\rightarrow I_Q^2 = i_N i_P \qquad (2)$$

حذف i_P

$$(1)\ \&\ (2) \quad i_N^2 = i_N i_P + i_N i_L \rightarrow i_N^2 - i_L i_N - I_Q^2 = 0 \qquad (3)$$

توجه: فقط به شرطی که بایاس به صورت مقابل باشد به طور دقیق صادق است

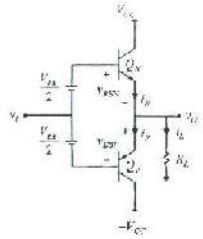
انتخاب I_Q کوچک ← بسیار کوچک ← P_D کوچک

$$v_I = 0 \rightarrow P_{DQ1} = V_{CC} I_Q = P_{DQ2} \rightarrow I_Q \downarrow \rightarrow P_D \downarrow$$

$$\frac{i_{L,max}}{50} < I_Q < \frac{i_{L,max}}{10}$$

توجه: اگر چه می توان مقاومت خروجی علائم کوچک نیز تعریف کرد که برابر با r_e بوده و با جریان زیاد کاهش می یابد، ولی با توجه به این که علائم بزرگ هستند، دقت بالایی نخواهیم داشت و ما معمولاً از آن استفاده نخواهیم کرد.

طبقات خروجی کلاس AB



مثال: یک تقویت‌کننده کلاس AB را در نظر بگیرید.

ولتاژ مورد نیاز V_{BB} را تعیین کنید. فرض کنید که هر دو ترانزیستور یکسان می باشند.

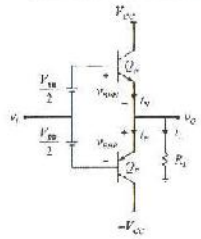
برای ولتاژ خروجی $v_O = 0.2$ V و $v_O = 5$ V مقادیر مختلف مدار را به دست آورید.

$V_{CC} = 15$ V
$I_Q = 2$ mA
$V_{BB} = ?$
$R_L = 100\ \Omega$
$I_S = 10^{-13}$A

$$I_Q = I_S e^{\frac{V_{BB}}{2V_T}} \rightarrow 2\times10^{-3} = 10^{-13} e^{\frac{V_{BB}}{2V_T}} \rightarrow V_{BB} = 1.186\text{ V} \quad \&$$

$$\frac{V_{BB}}{2} = 0.593V$$

طبقات خروجی کلاس AB

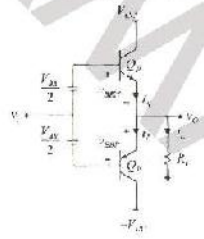


v_O & R_L & $i_L = \frac{v_O}{R_L}$ → i_L

Q_N:
i_L & I_Q & $i_N^2 - i_L i_N - I_Q^2 = 0$ → i_N
i_N & $v_{BEN} = V_T \ln\frac{i_N}{I_S}$ → v_{BEN}
v_{BEN} & V_{BB} & $v_O = v_I + \frac{V_{BB}}{2} - v_{BEN}$ → v_I

Q_P:
i_N & i_L & $i_L = i_N - i_P$ → i_P
V_{BB} & v_{BEN} & $V_{BB} = v_{BEN} + v_{EBP}$ → v_{EBP}

طبقات خروجی کلاس AB

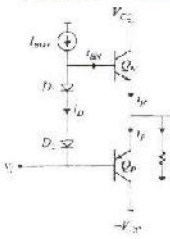


$v_O = 5$ V →
$i_L = 50$ mA
$i_N = 50.08$ mA
$i_P = 0.08$ mA
$v_{BEN} = 0.673$ V
$v_{EBP} = 0.513$ V
$v_I = 5.08$ V
$\frac{v_O}{v_I} = 0.98$

$v_O = 0.2$ V →
$i_L = 2$ mA
$i_N = 3.24$ mA
$i_P = 1.24$ mA
$v_{BEN} = 0.605$ V
$v_{EBP} = 0.581$ V
$v_I = 0.212$ V
$\frac{v_O}{v_I} = 0.94$

ut.ac.ir

طبقات خروجی کلاس AB



توجه:

I_Q خود حدود 1/10 حداکثر جریان بار ($i_{L,max}$) انتخاب می‌شود.

$$i_{L,max} = 10 i_Q$$
$$I_Q = n I_{Bias}$$

$\leftarrow$ $I_{Bias} = i_{L,max}/10n$ (به اسلاید ۳۶ مراجعه شود) خواهد بود.

$\leftarrow$ با توجه به این که I_{Bias} نمی تواند خیلی کوچک انتخاب شود، n نمی‌تواند خیلی بزرگ شود.

با افزایش جریان i_L، جریان عبوری از D_1 (Q_1) و D_2 (Q_2) کاهش می‌یابد $\leftarrow$ ولتاژ V_{EBP} و v_{BEN} تحت تأثیر قرار می‌گیرد (تغییرات بسیار زیاد نمی‌باشد).

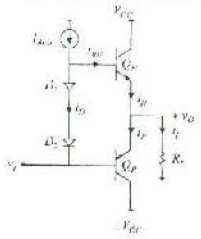
مزیت عمدهٔ این گونه بایاس کردن

پایداری حرارتی می‌باشد. زیرا با قرار دادن D_1 و D_2 نزدیک به پیوند Q_N و Q_P، افزایش حرارتی Q_N و Q_P باعث افزایش درجه حرارت D_1 و D_2 نیز می‌شود.

در نتیجه جریان این دیودها نیز افزایش می‌یابد که سبب کاهش ولتاژ V_{BB} با فرض ثابت ماندن جریان دیودها خواهد شد.

در مدارهای مجتمع هنگام طراحی Layout، ترانزیستورها مجاور یکدیگر می‌سازند و در مدارات مجزا ترانزیستورها را جهت قرار ترانزیستورهای Q_N و Q_P قرار می‌دهند.

طبقات خروجی کلاس AB



بایاس کردن مدار کلاس AB با استفاده از دیود:

ساخت عملی با دو باتری $V_{BB}/2$ امکان‌پذیر نمی‌باشد. از مدار مقابل می‌توانیم استفاده کنیم. مساحت Q_N و Q_P که ترانزیستورهای خروجی می‌باشند معمولاً بسیار (n برابر) بزرگتر از ترانزیستورهای به صورت دیود بسته شده می‌باشد تا جریان این دیودها زیاد نشود.

با صرف نظر از i_{BN}

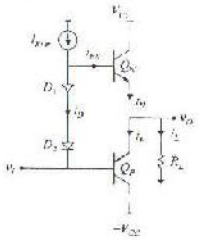
$$I_Q = n I_{Bias}$$
$$v_{D1} = v_{D2} = V_T \ln \frac{i_D}{I_{S1}} \rightarrow v_{D1} = v_{D2} \approx \frac{V_{BB}}{2} = cte \rightarrow I_Q^2 \approx i_N i_P$$

i_S: (Q_N و Q_P)
i_{S1}: (D_1 و D_2) $\rightarrow$ $V_{BBQ} = V_{D1Q} + V_{D2Q} = 2V_T \ln \frac{I_{DQ}}{I_S}$

در حالت کلی:

$$V_{BB} = v_{D1} + v_{D2} = 2V_T \ln \frac{i_D}{I_{S1}}$$
$$V_{BB,min} = v_{D1,min} + v_{D2,min} = 2V_T \ln \frac{i_{D,min}}{I_{S1}}$$
$$V_{BB,max} = v_{D1,max} + v_{D2,max} = 2V_T \ln \frac{i_{D,max}}{I_S}$$

طبقات خروجی کلاس AB



$$v_I = v_O - v_{D2} - v_{D1} + v_{BEN}$$
$$v_I = v_O - v_{EBP}$$
$$i_{BN} = \frac{i_N}{\beta+1} - \frac{i_P + i_L}{\beta-1} \approx \frac{i_P + i_L}{\beta}$$

$v_O = 0$ & $i_L = 0 \rightarrow i_N = i_P = I_Q$: کوچک $\rightarrow I_{BNQ} = \frac{I_Q}{\beta-1} \approx 0$

$v_I \uparrow \rightarrow v_O(>0) \uparrow \rightarrow i_L(>0) \uparrow \rightarrow (i_N \uparrow$ & $i_P \downarrow 0)$

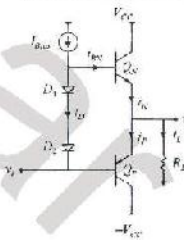
$\rightarrow i_{BN} \approx \frac{i_L}{\beta}$ $\rightarrow i_{BN,max} \approx \frac{i_{L,max}}{\beta}$

$v_O = 0 \rightarrow i_L = 0 \rightarrow i_P = i_N = I_Q$
$\rightarrow i_{BN} \approx 0 - i_{BN,min}$
$\rightarrow i_D = i_{D,max} = I_{DQ} \approx I_{Bias}$

$v_I \downarrow \rightarrow v_O(<0) \downarrow \rightarrow i_L(<0) \downarrow \rightarrow (i_P \uparrow$ & $i_N \rightarrow 0)$
$\rightarrow i_D = i_{D,max} - I_{DQ} \approx I_{Bias}$

توجه:
برای این که جریان دو دیود یکسان باشد، v_I باید به صورت فوق وصل شود.
v_I باید دارای dc برابر با $(-V_{BB}/2)$ باشد.

طبقات خروجی کلاس AB



$I_{Biat} = i_{BN} + i_D = cte \rightarrow (i_L(>0) \uparrow \rightarrow i_{BN} \uparrow \rightarrow i_D \downarrow)$
& $\Delta i_{BN} = -\Delta i_D$

$I_{Bias} \geq i_{BN,max} + i_{D,min}$

نشان دادن درستی رابطه $i_{L,max} = 10 n I_{Bias}$

فرض: $I_Q = \frac{i_{L,max}}{10}$ (1)

$v_O = 0 \rightarrow i_L = 0$ & $i_D = I_{Bias} - i_{BN} \approx I_{Bias}$ (2)

$nA_D = A_Q$

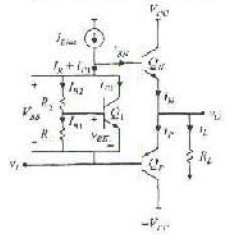
برای ولتاژ دیودی (بیس-امیتر) یکسان، جریان ترانزیستور n برابر جریان دیود است.

$v_{D1} + v_{D2} = v_{BEN} + v_{EBP}$
$I_Q = n I_{Bias}$ (3)

(1)-(3) $\rightarrow$ $i_{L,max} = 10 n I_{Biat}$

www.ttnar.ir

طبقات خروجی کلاس AB



$$V_{BE1Q} = V_T \ln\frac{I_{C1Q}}{I_{S1}}$$

$$V_{BEQ} = 2V_T \ln\frac{I_Q}{I_S}$$

$$i_{BN} = \frac{i_N}{\beta+1} = \frac{i_P + i_L}{\beta+1} \approx \frac{i_P + i_L}{\beta}$$

$$(i_{C1} + I_R)_{max} \approx i_{C1,max} + I_R \quad \&$$

$$(i_{C1} + I_R)_{min} \approx i_{C1,min} + I_R$$

$$I_{Bmax} = i_{C1} - I_R + i_{BN} = cte \rightarrow \begin{cases} I_{Bmax} = (i_{C1} + I_R)_{max} + i_{BN,min} \\ I_{Bmin} = (i_{C1} + I_R)_{min} + i_{BN,max} \end{cases}$$

$v_I \uparrow \rightarrow v_O(>0) \uparrow \rightarrow i_L(>0) \uparrow \rightarrow (i_N \uparrow \ \& \ i_P \rightarrow 0) \rightarrow \ t_{BN} \approx \frac{i_L}{\beta} \rightarrow i_{BN,max} \approx \frac{i_{L,max}}{\beta}$

$\rightarrow I_{Bmax} = (i_{C1} + I_R)_{min} + i_{BN,max} \approx i_{C1,min} + I_R + i_{BN,max}$

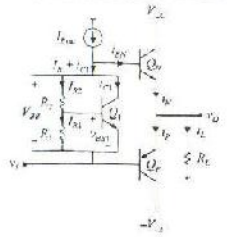
طبقات خروجی کلاس AB

بایاس کردن مدار کلاس AB با استفاده از ضرب‌کننده V_{BE}

Q_N & Q_P: I_S

Q_1: I_{S1}

به صرف‌نظر از جریان بیس Q_1 خواهیم داشت:



$$I_R = \frac{v_{BE1}}{R_1} \ \& \ v_{BE1} \approx cte = V_{BE1Q} \rightarrow I_R \approx \frac{V_{BE1Q}}{R_1} = cte$$

$I_{R1} = I_R$

$I_{R2} = I_R + i_{B1} \approx I_R \rightarrow \quad V_{BB} \approx V_{BEQ} \approx I_R(R_1 - R_2) = V_{BE1Q}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$

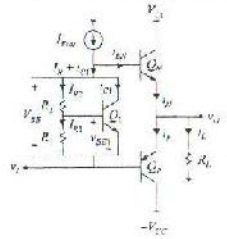
با توجه به ثابت بودن تقریبی I_R و V_{BB} تقریباً ثابت می‌ماند ← مقاومت دینامیکی معادل (r_d) آن ناچیز است.

در مدارهای مجزا برای تنظیم نسبت دو مقاومت از یک پتانسیومتر می‌توانیم استفاده کنیم.

در حالت کلی:

$$v_{BE} = V_T \ln\frac{i_{C1}}{I_{S1}} \qquad v_{BE,min} = V_T \ln\frac{i_{C1,min}}{I_{S1}} \qquad v_{BE,max} = V_T \ln\frac{i_{C1,max}}{I_{S1}}$$

طبقات خروجی کلاس AB



$v_O = 0 \rightarrow i_L = 0 \rightarrow i_P = i_N = I_Q$

$\rightarrow i_{BN} = I_{BNQ} \approx 0 = i_{BN,min}$

با صرف‌نظر از جریان بیس Q_N خواهیم داشت:

$$I_{Bmax} = (i_{C1} + I_R)_{max} + i_{BN,min} \approx (i_{C1} + I_R)_{max} \approx i_{C1,max} + I_R$$

$$\& \ i_{C1} = I_{C1Q} \approx i_{C1,max}$$

$v_I \downarrow \rightarrow v_O(<0) \downarrow \rightarrow i_L(<0) \downarrow \qquad \rightarrow (i_P \uparrow \ \& \ i_N \rightarrow 0) \rightarrow$

$i_{BN} \approx 0 = i_{BN,min}$

با صرف‌نظر از جریان بیس Q_N خواهیم داشت:

$$\rightarrow I_{Bmin} = (i_{C1} + I_R)_{min} + i_{BN,min} \approx (i_{C1} - I_R)_{max} \approx i_{C1,max} + I_R$$

$$\& \ i_{C1} = i_{C1,max} \approx I_{C1Q}$$

طبقات خروجی کلاس AB

توجه:

۱) در طراحی به عنوان یک انتخاب می‌توان داشته باشیم:

$I_R = i_{C1,min}$

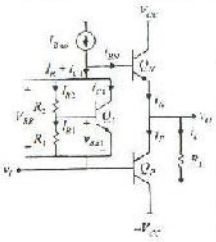
۲) پایداری حرارتی مثل سابق وجود دارد به خصوص هنگامی که $R_1 = R_2$ باشد.

۳) در جریان‌های خروجی بالا بار (v_O مثبت بزرگ) جریان بیس قابل صرف‌نظر کردن نمی‌باشد.

ولی با توجه به این که ولتاژ v_{BE} تابع قوی جریان نمی‌باشد مهم نمی‌باشد و v_{BE} کم و بیش ثابت می‌ماند.

www.ttnar.ir

طبقات خروجی کلاس AB

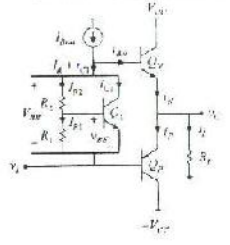


مثال: مثال قبلی را با استفاده از یک ضرب‌کننده V_{BE} دوباره طراحی کنید.
فرض کنید مساحت پیوند Q_1 کوچک بوده و در نتیجه $I_{S1} = 10^{-14}$A است و $I_Q = 2$ mA باشد.

$10A_{Q1} = A_{QN} = A_{QP}$ → $n = 10$ (3 (مثال قبلی)
$V_{CC} = 15$ V
$R_L = 100\ \Omega$
$V_o = 10$ V
Q_N & Q_P: $I_S = 10^{-13}$A
Q_1: $I_{S1} = 10^{-14}$A
$I_Q = 2$ mA (9mA (مثال قبلی) → $V_{BB} = 1.19$V
$\beta = 50$
$i_{L,max} = 100$ mA → $i_{BN,max} = 2$ mA
$(i_{C1} + I_R)_{min} = 1mA$

مثال قبلی:

طبقات خروجی کلاس AB



حال باید تصمیم بگیریم چگونه این جریان حداقل بین Q_1 و مقاومت‌ها تقسیم شود. دو بدترین شرایط:

در این مراحی: → $I_R = i_{C1,min} = 0.5$ mA

$I_{Bias} = (i_{C1} + I_R)_{min} + i_{BN,max}$ →
$I_{Bias} = 1$ mA + 2 mA = 3 mA →
$v_O = 0$ & $i_L = 0$ & $i_N = i_P = I_Q = 2$ mA →
$I_{BNQ} = \frac{I_Q}{\beta+1}$ → $I_{BNQ} = \frac{2}{50} = 0.04mA \approx 0$

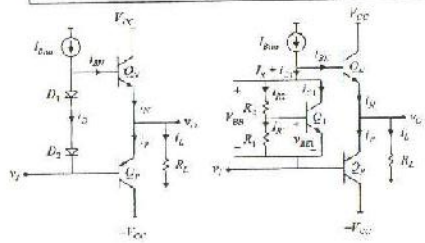
I_R & $I_{Bias} \approx i_{C1,max} + I_R$ → $i_{C1,max} = I_{C1Q} = 2.5$ mA

$i_{C1,max}$ & $V_{BE1Q} = V_T \ln\frac{I_{C1Q}}{I_{S1}}$ → $V_{BE1Q} = V_T \ln\frac{2.5\times10^{-3}}{10^{-14}} \approx 0.65V$

I_R & V_{BE1Q} & $I_R \simeq \frac{V_{BE1Q}}{R_1} = cte$ → $R_1 \approx \frac{0.66}{0.5} = 1.32K$

I_R & V_{BB} & $V_{BB} \approx I_R(R_1 + R_2)$ → $1.19 \approx 0.5(1.32 + R_2)$ → $R_2 = 1.06$K

طبقات خروجی کلاس AB



توجه:
در حل مسائل توجه داشته باشید پدیده های زیر نقش تعیین کننده در $v_{O,max}$ دارند:
۱) اشباع ترانزیستورهای Q_N و Q_P
۲) اشباع ترانزیستورهای طبقه قبل Q_N و Q_P
۳) کمبود جریان I_{Bias} برای تامین جریان i_D یا $i_R + i_{C1}$

همچنین توجه داشته باشید:
۱) موارد مشابهی برای $v_{O,min}$ می توان مطرح کرد.
۲) در صورتی که در مسئله I_S و حداقل جریان برای دیودها و ترانزیستورها داده نشده باشد، باید ولتاژ دیودها (و دیود BE) را ثابت و برابر با ولتاژ روشن شدن دیودها (0.6V-0.7V) در تمامی جریان ها در نظر گرفت.
۳) برای محاسبات پایاس (DC) می توان D_1 و D_2 و همچنین ضرب کننده v_{BE} را با یک باتری مدل کرد.
۴) برای محاسبات علائم کوچک می توان D_1 و D_2 و همچنین ضرب کننده v_{BE} را با مقاومت های دینامیک (کوچک) مدل کرد.

مقاومت دینامیک ضرب کننده V_{BE}

با صرف نظر از r_o:

$i_b = i_e + \frac{v_{be}}{R_1}$
$v_{be} = r_e \times i_e$
$i = i_e + \frac{i_e \times r_e}{R_1} = i_e\left(1 + \frac{r_e}{R_1}\right)$
$v \approx v_{be}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$
$r = \frac{v}{i} = r_e\frac{R_1 + R_2}{R_1 + r_e}$

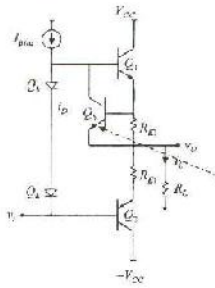
با در نظر گرفتن r_o

$r = \frac{v}{i} = \left(r_e\frac{R_1 + R_2}{R_1 + r_e}\right)\|r_o$

Ut.WWW

طبقات خروجی کلاس AB

توصیف نحوه کار مدار:



Q_1:

$v_I + v_{DQ3} + v_{DQ4} = v_{BE1} + R_{E1} i_L + v_O$

$\rightarrow v_I - v_O + v_{DQ3} + v_{DQ4} = v_{BE1} + R_{E1} i_L$

اگر $v_O - v_I \simeq$ cte و چون $v_{BE} \simeq$ cte $\rightarrow$

$i_L \uparrow$ $\rightarrow R_{E1} i_L \uparrow$ $\rightarrow (v_{DQ3} + v_{DQ4})_{\uparrow} (\simeq$ cte$)$

$\rightarrow v_{BE1} \downarrow$ $\rightarrow i_L \downarrow \simeq$ cte

توجه: برای بهتر خاموش کردن از ترانزیستور Q_5 استفاده می کنیم.

$i_L \uparrow \rightarrow R_E i_L \uparrow \rightarrow v_{BE5} \uparrow \rightarrow i_{B1} \downarrow \rightarrow i_{N1} \downarrow \rightarrow i_L \downarrow$

Q_2:

$v_O - v_I = v_{EB2} - R_{E2} |i_L| \simeq$ cte

$|i_L| \uparrow \rightarrow R_{E2} |i_L| \uparrow \rightarrow v_{EB2} \downarrow \rightarrow |i_L| \downarrow$

طبقات خروجی کلاس AB

محافظت در مقابل اتصال کوتاه:

هنگامی که ولتاژ خروجی مثبت باشد و خروجی اتصال کوتاه شود، افت جریان دوسر R_{E1} به اندازه کافی بزرگ خواهد بود که Q_5 را روشن کند.

پس از آن کلکتور Q_5 جریان بایاس Q_1 را از بین Q_1 می‌دهد و ترانزیستور Q_1 بیش از اندازه جریان از خود عبور نخواهد داد.

عیب: در شرایط کار معمولی حدود 0.5V دوسر هر R_E خواهد افتاد که Swing ولتاژ خروجی را به همین اندازه کاهش می‌دهد.

مزیت: از طرف دیگر استفاده از مقاومت‌های R_E ترانزیستور را در مقابل Run away حرارتی محافظت می‌کند.

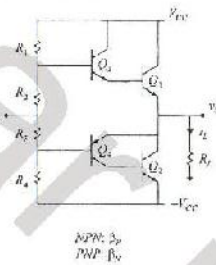
توجه: با توجه به عدم تأمین جریان بیس Q_2 توسط I_{Bias} می توان نشان داد که ترانزیستوری مشابه Q_5 برای Q_2 مورد نیاز نمی باشد.

طبقات خروجی کلاس AB

شکل دیگر طبقه خروجی AB و B:

اگر Q_2 نیز pnp بود مدار مقابل همانند مدار معمولی کلاس AB برد با این تفاوت که به جای استفاده از یک ترانزیستور از دو ترانزیستور که به صورت زوج دارلینگتون بسته شده‌اند استفاده کرده‌ایم. در این صورت می‌توانستیم آنها را با دو ترانزیستور که دارای $\beta_n \simeq \beta_{n2}\beta_{n4}$ و $\beta_p \simeq \beta_{p2}\beta_{p4}$ باشند جایگزین کنیم.

از آن جا که سرعت ترانزیستورهای pnp بسیار پائین‌تر می‌باشد، Q_2 را ترانزیستور npn انتخاب می‌کنیم ولی نمی‌توانیم Q_4 را (تأمین کننده جریان بیس Q_2) نیز npn انتخاب کنیم زیرا در این صورت باید ولتاژ ورودی را به دو ولتاژ با اختلاف ۱۸۰ درجه تبدیل کرده به هر یک از بیس‌ها اعمال کرد ←



بدین منظور می‌توان از یک تقویت‌کننده امیتر مشترک استفاده نمود که دارای بهره یک می‌باشد و خروجی هم از امیتر و هم از کلکتور آن گرفته شده استفاده کرد. مقاومت منبع هنگامی که خروجی از کلکتور گرفته می‌شود بسیار بالاتر است که می‌توان از یک تقویت‌کننده کلکتور مشترک که دارای بهره یک می‌باشد به طور سری با این خروجی استفاده نمود تا هر دو فاز ولتاژ ورودی دارای مقاومت منبع یکسان باشد.

توجه: روش بایاس کردن فوق چون دارای تعداد زیادی مقاومت می‌باشد مناسب برای مدارهای مجزا می‌باشد و برای مدارهای مجتمع از دو دیود و یا ضرب کننده v_{BE} استفاده می‌کنیم.

طبقات خروجی کلاس AB

مدار Shut down حرارتی:

علاوه بر حفاظت در مقابل اتصال کوتاه، بیشتر Chip‌های قدرت دارای یک مداری می‌باشند که درجه حرارت Chip را تست می‌کند و در صورتی که از یک مقدار امن از قبل تعیین شده بیشتر شود یک ترانزیستور را روشن کند.

این ترانزیستور جریان بایاس تقویت‌کننده را جذب کرده به نحوی که تقویت‌کننده قدرت را خاموش می‌کند، در مدار مقابل Q_3 به طور معمول خاموش می‌باشد.

با توجه به این که ضریب حرارتی مثبتی دیود زنر دارد و ضریب حرارتی ولتاژ v_{BE} منفی می‌باشد، ولتاژ امیتر Q_{11} افزایش می‌یابد.

افزایش این ولتاژ سبب افزایش ولتاژ بیس Q_{12} شده و این ترانزیستور را روشن می‌کند.

← جریان بایاس تقویت‌کننده قدرت رهبرد می‌شود.

← ولتاژ دیودهای Q_3 و Q_4 کاهش می‌یابد.

← جریان عبوری از ترانزیستورهای قدرت کاهش می‌یابد

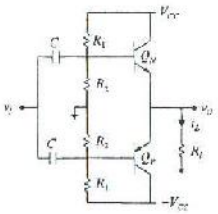
www.ttnar.ir

طبقات خروجی کلاس AB

شکل دیگر مدار تقویت‌کننده Push-Pull

نحوه دیگر بایاس کردن به صورت مقابل می‌باشد.

دوباره مشکلات مدار فوق از دیدگاه استفاده آن در مدارات مجتمع، نیاز به مقاومت‌های بایاس R_1 و R_2 و همچنین خازن‌های C_1 و C_2 می‌باشد.



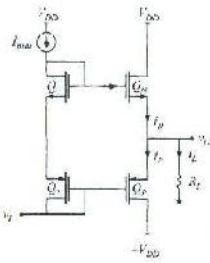
طبقات خروجی کلاس AB

طبقه خروجی با استفاده از MOSFET

تغییرات v_{GS} با جریان i_D زیاد است و نمی توان گفت که تقریباً ثابت است.

از طرف دیگر جریان I_{Bias} کاملاً از ترانزیستورهای Q_1 و Q_2 عبور کرده و تابع ولتاژ خروجی نمی باشد. ←

جریان ثابت سبب ولتاژ v_{GS1} و v_{SG2} ثابت می شود ←



$v_{GS1} + v_{SG2} = v_{GSN} + v_{SGP}$

$v_I \uparrow \rightarrow v_G(>0) \uparrow \rightarrow i_L(>0) \uparrow \rightarrow (i_N \uparrow \ \& \ i_P \rightarrow 0)$

$\rightarrow (v_{GS1} >> V_{THN} \ \& \ v_{GS2} \rightarrow V_{THP})$

$v_I \downarrow \rightarrow v_G(<0) \downarrow \rightarrow i_L(<0) \downarrow \rightarrow (i_N \rightarrow 0 \ \& \ i_P \uparrow)$

$\rightarrow (v_{GS1} \rightarrow V_{THN} \ \& \ v_{GS2} << V_{THP})$

تعیین $v_{O,max}$ (بحث برای ورودی ولتاژ مثبت)

$v_{DS} = V_{DD} - v_O$

مرز ناحیه اشباع

$v_{O,max} \rightarrow v_{DS,min} = V_{DD} - v_{O,max} = v_{GS} - V_{TH}$

$\rightarrow v_{O,max} = V_{DD} - (v_{GS} - V_{TH})$

محدوده ناحیه اشباع افزایش می یابد (خیلی خوبست) $v_{O,max} \uparrow \rightarrow (v_{GS} - V_{TH}) \downarrow \rightarrow v_{GS} \rightarrow V_{THN} \rightarrow$

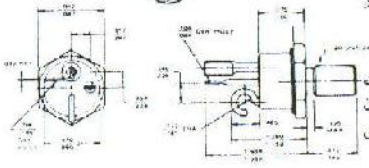
محدوده ناحیه اشباع کاهش می یابد ولی چون خروجی کوچک است مهم نیست. $v_{O,max} \downarrow \rightarrow (v_{GS} - V_{TH}) \uparrow \rightarrow v_{GS} >> V_{THN} \rightarrow$

ترانزیستورهای قدرت

این ترانزیستورها دارای جریان در محدوده آمپر می‌باشند و بیند توان در محدوده وات و دهها وات را تحمل کنند.

در نتیجه دارای ساختار فیزیکی متفاوتی می‌باشند و بسته‌بندی آنها (Packaging) متفاوت می‌باشد.

کاربردهای توان بالا شامل مدارات کنترل موتور و مبدل (Inverter) های توان می‌باشد در درس‌های الکترونیک صنعتی و قدرت مورد بررسی قرار می‌گیرند.



Casc‌های مخصوص برای ترانزیستورهای قدرت مورد استفاده قرار می‌دهند تا سطح فلزی را بتوان با پیچ بر بدنه شاسی (بدنه) مدار و یا سطح فلزی بزرگ که به Heat sink معروف می‌باشد بست.

ترانزیستورهای قدرت

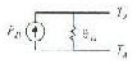
درجه حرارت پیوند:

توان در پیوند بیس – کلکتور تلف می‌شود ← درجه حرارت پیوند بالا می‌رود. درجه حرارت پیوند T_J نباید از $T_{J,max}$ بالاتر رود ← حداکثر توان مصرفی تعیین می شود

$T_{J,max} = 150°C$ -200°C

مدل مورد استفاده برای ربط دادن P به T

ترانزیستور را در هوا درنظر بگیرید.



$\Delta T \propto P_D \rightarrow T_J - T_A = \theta_{JA} P_D$

مقاومت حرارتی: $\theta_{JA} : {}^{\circ}C/W$

مقاومت حرارتی:

مطلوبست که θ_{JA} به حداقل خود برسد.

در حالتی که ترانزیستور در هوای آزاد می‌باشد، θ_{JA} به توسط جعبه (Case) ترانزیستور مشخص می‌شود.

حداکثر قدرت توان برحسب درجه حرارت:

معمولاً $P_{D,max}$ را در درجه حرارت ۲۵ درجه سانتی گراد می‌دهند. در این درجه حرارت و یا درجه حرارت‌های کوچکتر، حداکثر توان مصرفی مجاز ترانزیستور را با $P_{DC} = P_{D,max}$ مشخص می‌کنیم.

sharif.edu/~www

ترانزیستورهای قدرت

مثال: برای یک ترانزیستور BJT، $P_{D0} = 2\text{W}$ مشخص شده است (دوجه حرارت 25°C).
همچنین برای این ترانزیستور $T_{J,\max} = 150°\text{C}$ می‌باشد. مقادیر زیر را به دست آورید:

(a) θ_{JA}

(b) حداکثر توان که می‌تواند با امنیت در درجه حرارت 50°C مورد استفاده قرار گیرد.

(c) درجه حرارت پیوند اگر درجه حرارت T_A=25°C و توان مصرفی 1W باشد.

$P_{D0} = 2\text{ W}$

$T_{A0} = 25°\text{C}$

$T_{J,\max} = 150°\text{C}$

$$\theta_{JA} = \frac{T_{J,\max} - T_{A0}}{P_{D0}} = \frac{150-25}{2} = 62.5\,{}^{°\text{C}}/_{\text{W}}$$

$$P_{D,\max} = \frac{T_{J,\max} - T_A}{\theta_{JA}} = \frac{150-50}{62.5} = 1.6\text{W}$$

$$T_J = T_A + \theta_{JA}P_D = 25 + 62.5 \times 1 = 87.5°\text{C}$$

ترانزیستورهای قدرت

$$T_J - T_A = \theta_{JA}P_D$$

در یک محیط مشخص است.

$T_{J\max}$ & T_A & θ_{JA} → $P_{D,\max}$ ← برای یک ترانزیستور مشخص است.

پسته به این که گرماخور داریم یا نداریم تعیین می شود.

هنگامی که درجه حرارت محیط بالا رود، $P_{D,\max}$ ضمن رابطه زیر کاهش می‌یابد:

$$T_{J\max} - T_A = \theta_{JA}P_{D,\max}$$

$$\rightarrow -\Delta T_A = \theta_{JA}\Delta P_{D,\max}$$

$$\Delta P_{D,\max} = -\frac{1}{\theta_{JA}}\Delta T_A$$

توجه: θ_{JA} شامل مقاومت حرارتی از پیوند (Junction) به جعبه (Case) و از جعبه به محیط (Ambient) است.

$$\theta_{JA} = \theta_{JC} + \theta_{CA}$$

معمولاً θ_{JC} کوچک و θ_{CA} بدون گرماخور بزرگ است.

ترانزیستورهای قدرت

مثال: یک BJT با مشخصات زیر داده شده است:

$T_{J,\max} = 150°\text{C}$

$P_{DC} = 2\text{ W}$ @$T_{A0} = 25°\text{C}$

$P_{DC} = 40\text{ W}$ @$T_{C0} = 25°\text{C}$

مشخصات گرما خور:

$$\theta_{SA} = 4\,{}^{°\text{C}}/_{\text{W}}$$

$$\theta_{CS} = 0.5\,{}^{°\text{C}}/_{\text{W}}$$

مقادیر زیر را به دست آورید:

۱) حداکثر توانی که می‌تواند به طور مطمئن مصرف شود هنگامی که درجه حرارت محیط $T_A = 50°\text{C}$ می‌باشد و از گرماخور استفاده نمی شود.

۲) حداکثر توانی که می‌تواند به طور مطمئن مصرف شود هنگامی که درجه حرارت محیط $T_A = 50°\text{C}$ و از گرماخور استفاده شود درجه حرارت جعبه و گرماخور را به دست آورید.

۳) حداکثر توانی که می‌تواند به طور مطمئن مصرف شود هنگامی که گرماخور بی‌نهایت استفاده شود و $T_A = 50°\text{C}$ باشد.

ترانزیستورهای قدرت

جعبه ترانزیستور و Heatsink:

با روش گرما خور می‌توان θ_{CA} را بسیار پایین آورد. در این صورت

$$\theta_{CA} = \theta_{CS} + \theta_{SA}$$

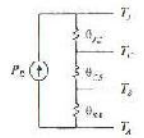
$$\rightarrow \quad T_C = T_A + \theta_{CA}P_D$$

$$\theta_{JA} = \theta_{JC} + \theta_{CS} + \theta_{SA}$$

$$\rightarrow \quad T_J = T_A + (\theta_{JC} + \theta_{CS} + \theta_{SA})P_D$$

www.ttnar.ir

ترانزیستورهای قدرت

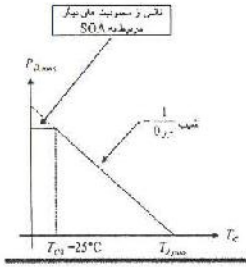


حل: محاسبه مقاومت های حرارتی

$$P_{D0} = 2\,W \qquad @T_{A0} = 25°C \rightarrow$$

$$\theta_{JA} = \frac{T_{J,max} - T_{A0}}{P_{D0}} = \frac{150-25}{2} = 62.5\,^{°C}/_{W}$$

$$\theta_{JA} = 62.5\,^{°C}/_{W}$$



$$P_{D0} = 40\,W \qquad @T_{C0} = 25°C \rightarrow$$

$$\theta_{JC} = \frac{T_{J,max} - T_{C0}}{P_{D0}} = \frac{150-25}{40} = 3.125\,^{°C}/_{W}$$

$$\theta_{JC} = 3.12\,^{°C}/_{W}$$

$$\theta_{CA} = 59.38\,^{°C}/_{W}$$

بدون گرماخور:

$$\theta_{CA} = \theta_{CS} + \theta_{SA} \rightarrow \theta_{CA} = 4.5\,^{°C}/_{W}$$

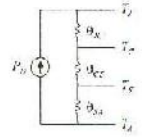
با گرماخور:

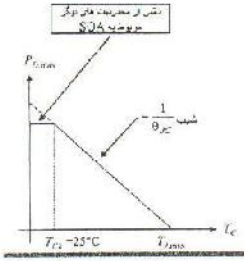
ترانزیستورهای قدرت

۳) گرماخور بی‌نهایت در واقع وجود نخواهد داشت.
زیرا $\theta_{CA} = 0$ در عمل نمی‌تواند ساخته شود، ولی از لحاظ تئوری می‌تواند مورد بررسی قرار گیرد.
اگر این امکان‌پذیر شود در آن صورت خواهیم داشت:

$$\theta_{CA} = 0$$

$$T_C = T_A$$



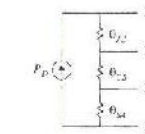


$$P_{D,max} = \frac{T_{J,max} - T_A}{\theta_{JC}} = \frac{150-50}{3.12} = 32W$$

$$P_{D,max} = \frac{T_{J,max} - T_A}{\theta_{JC}} = \frac{150-25}{3.12} = 40W$$

ترانزیستور فوق ترانزیستور 40W نامیده می‌شود.
ولی در عمل زمانی می‌توانیم از این توان استفاده کنیم که گرماخور بی‌نهایت داشته باشیم و $T_A \le 25°C$ باشد.

ترانزیستورهای قدرت



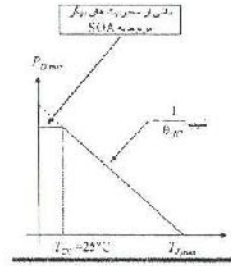
۱) (مثال قبلی)

$$P_{D,max} = \frac{T_{J,max} - T_A}{\theta_{JA}} = \frac{150-50}{62.5} = 1.6W$$

۲)

$$\theta_{JA} = \theta_{JC} + \theta_{CS} + \theta_{SA} \rightarrow \theta_{JA} = 7.62\,^{°C}/_{W}$$

$$\rightarrow P_{D,max} = \frac{T_{J,max} - T_A}{\theta_{JA}} = \frac{150-50}{7.62} = 13.1W$$



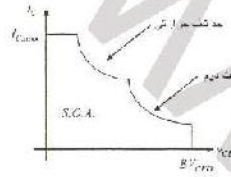
دقت: برای محاسبه درجه حرارت جعبه و گرماخور خواهیم داشت:

$$T_S = T_A + \theta_{SA} P_D = 102.4°C$$
$$T_C = T_S + \theta_{CS} P_D = 109°C$$
$$T_J = T_C + \theta_{JC} P_D = 150°C$$

ترانزیستورهای قدرت

ناحیه عمل بدون حضر

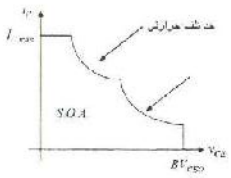
Safe Operating Area (SOA)



1) جریان بیش از $I_{C,max}$ می‌تواند سبب ذوب شدن سیم‌ها و اتصالات افزاره به ترمینال‌های جعبه بسته‌بندی (Package) شود.
۲) حد تلف حرارتی مربوط به نقاطی است که در $i_C v_{CE} = P_{D,max} @ T_{C0}$ صدق می‌کند.
۳) حد شکست دوم، جریان امیتر در کارهای پیوند بزرگتر است و در نتیجه درجه حرارت در این نواحی بالاتر خواهد رفت و نقطه های داغ خواهیم داشت و در نتیجه درجه حرارت در یک فیدبک مثبت (زیرا جریان در آن نواحی به طور فیدبک مثبت بالا می‌رود) بالا می‌رود وسبب سوختن پیوند خواهد شد شلوغی امیتر Emitter Crowding نیز نامیده می‌شود.
۴) ولتاژ شکست کلکتور به امیتر BV_{CEO} می‌باشد که ولتاژ v_{CE} حتی لحظه‌ای نیز نباید بیش از این جریان شود زیرا شکست بهمنی بین کلکتور و امیتر اتفاق می‌افتد.

www.ut.ac.ir

ترانزیستورهای قدرت



مقادیر پارامترهای ترانزیستورهای قدرت ناشی از ساختار فیزیکی آنها:

۱- در جریان‌های بالا فاکتور بهره‌آل بودن $\eta = 2$ خواهد بود

$$i_C = I_S \exp\left(\frac{v_{BE}}{\eta V_T}\right)$$

۲- β کوچک است (حتی 5).

۳- R_B بسیار کوچک می‌شود و مقاومت اتصال بیس تا پیوند R_J مهم می‌شود.

۴- I_{CBO} بزرگ می‌باشد (چند ده μA).

۵- BV_{CEO} حدود 50V-100V می‌باشد (حتی 500V).

۶- $I_{C,max}$ در محدوده، آمپر می‌باشد (حتی 100A).

© Ali Afzali-Kusha
afzali@ut.ac.ir

www.ttnar.ir

۴۲

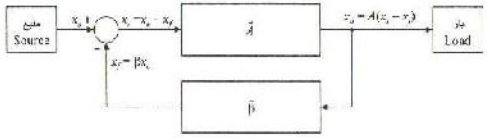
مطالب این بخش

هدف: آشنایی با مفهوم فیدبک در مدارات الکترونیکی، انواع فیدبک سری-موازی، موازی-سری، موازی-موازی، و سری-سری و استفاده از تکنیک فیدبک برای حل مسائل فیدبک دار.

۱- مقدمه
۲- ساختارهای فیدبک
۳- مزایای فیدبک
۴- راهنمایی برای تشخیص منفی بودن فیدبک
۵- انواع (توپولوژی های) فیدبک در مدارات الکترونیکی
۵- نکات کلی در مورد فیدبک در مدارات الکترونیکی
۶- فیدبک سری-موازی
۷- فیدبک سری-سری
۸- فیدبک موازی-موازی
۹- فیدبک موازی-سری

مقدمه

مدار بدون فیدبک (حلقه باز)



مدار با فیدبک (حلقه بسته)

مقدمه

به توسط مهندسین الکترونیک در سال ۱۹۲۸ در شرکت Western Electric ایجاد شد.
آنها به دنبال راهی برای طراحی یک تقویت‌کننده با بهره پایدار بودند تا بتوانند در تکرارکننده‌های خطوط تلفن مورد استفاده قرار دهند.
امروزه در تمامی مدارات الکترونیکی به صورت صریح و یا ضمنی شکل‌های مختلف فیدبک مورد استفاده قرار می‌گیرد.

فیدبک به دو دسته تقسیم می‌شود:
۱) منفی (Degenerative)
فیدبک منفی سیگنالی که در ورودی تقویت‌کننده اولیه را ظاهر می‌شود را کاهش می‌دهد.

۲) مثبت (Regenarative)
فیدبک مثبت سیگنالی که در ورودی تقویت‌کننده اولیه را ظاهر می‌شود را افزایش می‌دهد.

فیدبک مثبت:
۱) در بعضی شرایط منتهی به ناپایداری مدار می‌شود.
۲) همچنین در طراحی فیلترهای فعال مورد استفاده قرار می‌گیرد.

مقدمه

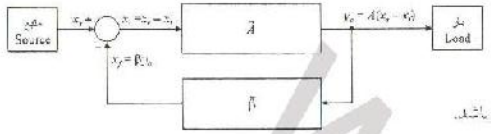
فیدبک منفی برای یک یا چند اثر زیر مورد استفاده قرار می‌گیرد:
۱) کاهش حساسیت بهره به المان‌های مدار و همچنین تغییرات درجه حرارت
۲) کاهش اعوجاج غیرخطی
۳) کاهش اثر نویز که به توسط المان‌های مدار و تداخل‌های خارجی ایجاد می‌شود.
۴) کنترل امپدانس ورودی و خروجی – افزایش یا کاهش دادن این امپدانس‌ها با استفاده از شکل فیدبک مناسب
۵) افزایش پهنای باند تقویت‌کننده

توجه: تمامی مزایای بالا به قیمت کاهش بهره به دست می‌آید.
ضریب کاهش بهره که "مقدار فیدبک" نامیده می‌شود، همان ضریبی است که به اندازه آن
۱. امپدانس مدار افزایش یا کاهش می‌یابد،
۲. پهنای باند افزایش می‌یابد،
۳. حساسیت مدار کاهش می‌یابد،
۴. ...

توجه: در **مسائل گاهی از فیدبک مثبت به همراه فیدبک منفی استفاده می شود. هر فیدبکی که ضریب** آن بزرگتر باشد، آن فیدبک غالب خواهد بود.

www.ut.ac.ir

ساختارهای فیدبک



x_i و x_f می‌توانند ولتاژ یا جریان باشند.

$\bar{A}$ بهره حلقه باز می‌باشد.

β ضریب پس‌خورد می‌باشد.

فیدبک منفی سیگنالی که در ورودی تقویت‌کننده اولیه را ظاهر می‌شود را کاهش می‌دهد

$$x_i = x_s - x_f$$

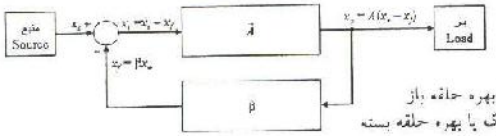
← فیدبک منفی می‌باشد.

توجه:

۱) آنچه باید به آن توجه کرد این است که در **مدل فوق**، فیدبک، منبع، بار، و بهره تقویت‌کننده را تحت تأثیر قرار نمی‌دهند. در عمل این هیچ‌گاه اتفاق نمی‌افتد.

۲) شکل فوق به طور ضمنی بیان می‌دارد که **انتقال مستقیم** به خروجی فقط از طریق تقویت‌کننده، اولیه صورت می پذیرد و **انتقال معکوس** از طریق شبکه فیدبک صورت می‌پذیرد.

ساختارهای فیدبک



$A\beta$ بهره حلقه

A ضریب بهره تقویت‌کننده اولیه یا بهره حلقه باز

A_f ضریب بهره تقویت‌کننده با فیدبک یا بهره حلقه بسته

$1+A\beta$ "مقدار فیدبک" نامیده می‌شود.

توجه: "بهره تقویت‌کننده با فیدبک به توسط فیدبک تعیین می‌شود"

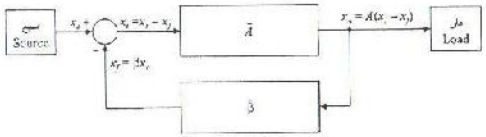
از آن جا که شبکه فیدبک عموماً از المان‌های غیرفعال (مگر در مدارات آموزشی که گاه از المان فعال نیز در مسیر فیدبک نیز استفاده می شود) تشکیل می‌شود، می توانند به دقت مورد نیاز انتخاب شوند. ← بهره قابل پیش‌بینی خواهد بود.

$$x_o = Ax_i$$
$$x_o = A(x_s - x_f)$$
$$x_f = \beta x_o$$

بعضی وقات سیگنال "خطا" نامیده می‌شود.

$$x_i = x_s - x_f$$

ساختارهای فیدبک



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

$$\rightarrow A \gg A_f \quad \&$$

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

$$\& \quad x_f = \frac{A\beta}{1+A\beta} x_s$$

$A\beta > 0$ → $(A < 0, \beta < 0)$ or $(A > 0, \beta > 0)$

توجه: دیمانسیون A همیشه عکس دیمانسیون β است.

$$A\beta \gg 1 \ \& \quad A_f \equiv \frac{x_o}{x_s} = \frac{A}{1+A\beta} \rightarrow A_f \approx \frac{1}{\beta} \rightarrow A_f \not\approx f(A)$$

← تغییرات غیر خطی بهره با دامنه ولتاژ ورودی روی بهره اثر نمی‌گذارد و مدار خطی عمل می کند.

توجه: دومسائل تستی و هر جا که **بخواهیم بهره را سریع حساب کنیم**، از رابطه $A_f = 1/\beta$ استفاده کنیم.

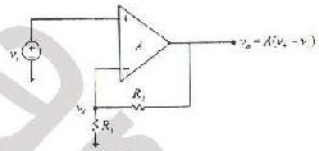
$$A\beta \gg 1 \ \& \quad x_f = \frac{A\beta}{1+A\beta} x_s \rightarrow x_f \approx x_s$$

ساختارهای فیدبک

مثال: ساخت تقویت‌کننده با فیدبک با استفاده از Op-Amp

نشان داده شده است.

Op-Amp ایده‌آل می‌باشد.



$$v_o = A(v_- - v_-)$$
$$R_i = \infty \ \& \ R_o = 0$$
$$v_+ = v_s$$
$$v_- = v_f$$
$$v_i = v_+ - v_-$$
$$v_o = Av_i = A(v_+ - v_-) = A(v_s - v_f) \rightarrow$$

$$v_i = v_s - v_f = \frac{v_o}{A}$$

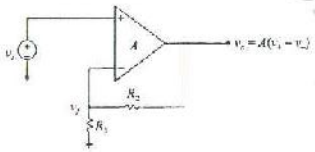
$$A_f = \frac{v_o}{v_s} = \frac{A}{1+A\beta} \quad \&$$

$$\beta = \frac{v_f}{v_o} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

توجه: در واقع علت کاهش در حالت فیدبک اینست که با استفاده از سیگنال ورودی تقویت کننده را حداقل می کنیم نه این که بهره ذاتی تقویت کننده را کاهش دهیم.

www.ttnar.ir

ساختارهای فیدبک



$$R_1 = \frac{1}{9}R_2 \rightarrow \beta = \frac{v_f}{v_o} = \frac{R_1}{R_1+R_2} = \frac{1}{10}$$

$$A = 10^4 \rightarrow A_f = \frac{10^4}{1+10^4\times\frac{1}{10}} = \frac{10000}{1001} < 10 (\approx 10) = \frac{1}{\beta}$$

$v_s = 1\ V$ & $v_o \approx 10\ V$ & $v_i = v_s - v_f = \frac{v_o}{A} \rightarrow v_i = \frac{10}{10^4} = 0.001V$

$\rightarrow v_f = 0.999\ V$

$$A = 10^4 \rightarrow 0.8A = 8000 = A' \rightarrow A'_f = \frac{8000}{1+8000\times\frac{1}{10}} = \frac{8000}{801} < 10 (\approx 10) = \frac{1}{\beta}$$

$$\frac{A_f - A'_f}{A_f} = 0.0002 = 0.02\% \rightarrow A_f \approx \text{cte}$$

مزایای فیدبک

عدم حساسیت بهره Gain Desensitivity

مقدار فیدبک همچنین ضریب عدم حساسیت نیز نامیده می‌شود.

$\beta = \text{cte}$ & $A_f = \frac{A}{1+A\beta}$

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

$$\rightarrow \frac{dA_f}{A_f} = \frac{1}{1+A\beta}\frac{dA}{A}$$ و به صورت نسبی

مزایای فیدبک

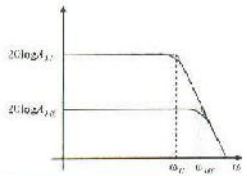
بسط پهنای باند

$$A_f(s) = \frac{A(s)}{1+A(s)\beta}$$

فرض کنید یک تقویت‌کننده با فرکانس قطع بالا دارای تابع انتقال به صورت مقابل باشد:

$$A(s) = \frac{A_M}{1+\frac{s}{\omega_H}} \quad \& \quad A_f(s) = \frac{A_M/1+\frac{s}{\omega_H}}{1-\beta A_M/1+\frac{s}{\omega_H}} \rightarrow A_f(s) = \frac{A_M/1+A_M\beta}{1+s/\omega_H(1+\beta A_M)}$$

$$\rightarrow A_{Mf} = \frac{A_M}{1+A_M\beta} \quad \& \ \omega_{Hf} = \omega_H(1+A_M\beta) \rightarrow G.BW = A_{Mf}\omega_{Hf} = A_M\omega_H = \text{cte}$$

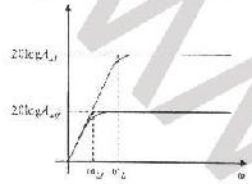


G: Gain بهره

BW: BandWidth پهنای باند

مزایای فیدبک

مشابهاً برای تقویت‌کننده دارای فرکانس قطع پائین می‌توان نشان داد:



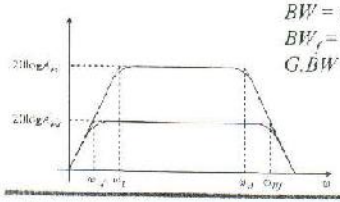
$$A_{Mf} = \frac{A_M}{1+A_M\beta} \quad \& \quad \omega_{Lf} = \frac{\omega_L}{1+A_M\beta}$$

در حالتی که هم فرکانس قطع پائین و هم فرکانس قطع بالا داشته باشیم، به طور تقریبی رابطه فوق برقرار است:

$BW = \omega_H - \omega_L$ & $\omega_H >> \omega_L \rightarrow BW \approx \omega_H$

$BW_f = \omega_{Hf} - \omega_{Lf}$ & $\omega_{Hf} >> \omega_{Lf} \rightarrow BW \approx \omega_{Hf}$

$G.BW \approx A_M\omega_{Hf} = A_M\omega_H = \text{cte}$



www.ut.ac.ir

انواع (توپولوژی های) فیدبک در مدارات الکترونیکی

چهار توپولوژی فیدبک پایه:
بسته به این که چه سیگنالی، جریان یا ولتاژ، تقویت می‌شود و شکل سیگنال خروجی، جریان یا ولتاژ، تقویت‌کننده‌های فیدبک به چهار دسته تقسیم می‌شوند:

۱) تقویت‌کننده‌های ولتاژ
۲) تقویت‌کننده‌های جریان
۳) تقویت‌کننده هدایت انتقالی
۴) تقویت‌کننده مقاومت انتقالی

راهنمایی برای تشخیص منفی بودن فیدبک

توجه (مورد استفاده برای تشخیص فیدبک منفی):

برای BJT

۱) در صورت ثابت بودن ولتاژ B ،C یا E همفاز است: $v_b\uparrow(\downarrow) \rightarrow v_c\uparrow(\downarrow)$
۲) در صورت ثابت بودن ولتاژ B ،E یا C اختلاف فاز 180° دارند: $v_e\uparrow(\downarrow) \rightarrow v_c\downarrow(\uparrow)$
۳) در صورت ثابت بودن ولتاژ B ،C یا E همفاز است: $v_e\uparrow(\downarrow) \rightarrow v_c\uparrow(\downarrow)$
۴) در صورت ثابت بودن ولتاژ E $v_b\uparrow(\downarrow) \rightarrow i_c\uparrow(\downarrow)$
۵) در صورت ثابت بودن ولتاژ B $v_e\uparrow(\downarrow) \rightarrow i_c\downarrow(\uparrow)$

برای FET

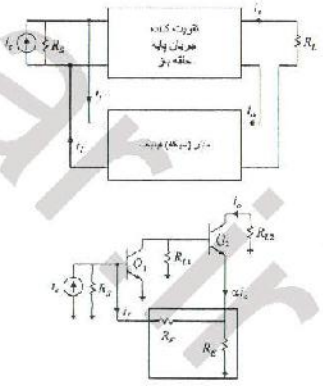
۱) در صورت ثابت بودن ولتاژ D ،G یا S همفاز است: $v_g\uparrow(\downarrow) \rightarrow v_s\uparrow(\downarrow)$
۲) در صورت ثابت بودن ولتاژ S ،G یا D اختلاف فاز 180° دارند: $v_g\uparrow(\downarrow) \rightarrow v_d\downarrow(\uparrow)$
۳) در صورت ثابت بودن ولتاژ G ،D یا S همفاز است: $v_s\uparrow(\downarrow) \rightarrow v_d\uparrow(\downarrow)$
۴) در صورت ثابت بودن ولتاژ S $v_g\uparrow(\downarrow) \rightarrow i_d\uparrow(\downarrow)$
۵) در صورت ثابت بودن ولتاژ G $v_s\uparrow(\downarrow) \rightarrow i_d\downarrow(\uparrow)$

برای تفاضلی و Op-Amp:

۱) در صورت ثابت بودن ولتاژ v_- $v_-\uparrow(\downarrow) \rightarrow v_o\uparrow(\downarrow)$
۲) در صورت ثابت بودن ولتاژ v_+ $v_-\uparrow(\downarrow) \rightarrow v_o\downarrow(\uparrow)$

انواع (توپولوژی های) فیدبک در مدارات الکترونیکی

تقویت‌کننده‌های جریان:

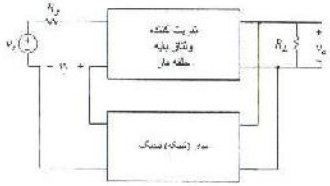


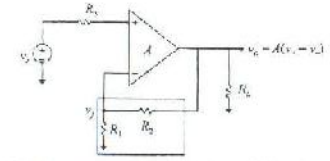
۱) این تقویت‌کننده به منظور تقویت سیگنال جریان می‌باشد و سیگنال خروجی نیز جریان می‌باشد.
۲) شبکه فیدبک باید از جریان خروجی نمونه‌برداری کند و سیگنال فیدبک باید به شکل جریان باشد.
۳) به خاطر جریان بودن سیگنال ورودی سیگنال نمونه‌برداری شده باید یا منبع به طور موازی قرار گیرد.
۴) امپدانس ورودی پائین و امپدانس خروجی بالا می‌باشد.
۵) نمونه‌برداری جریان مخلوط کردن موازی (فیدبک موازی – سری)

Current-sampling Shunt-mixing (shunt-series feedback)

انواع (توپولوژی های) فیدبک در مدارات الکترونیکی

تقویت‌کننده‌های ولتاژ:





۱) این تقویت‌کننده‌ها به منظور تقویت سیگنال ولتاژ می‌باشند و سیگنال خروجی آنها نیز ولتاژ می‌باشد.
۲) امپدانس ورودی آن باید بالا باشد و امپدانس خروجی آن باید پایین باشد.
۳) به خاطر ولتاژ بودن سیگنال ورودی سیگنال نمونه‌برداری شده باید با منبع به طور سری قرار گیرد.
۴) نمایش سیگنال ورودی به صورت منبع ولتاژ راحت‌تر می‌باشد.
۵) نمونه‌برداری ولتاژ – مخلوط کردن سری (فیدبک سری – موازی)

Voltage-sampling Series-mixing (series-shunt feedback)

www.ittnar.ir

انواع (توپولوژی های) فیدبک در مدارات الکترونیکی

تقویت‌کننده‌های هدایت انتقالی:

۱) سیگنال ورودی که تقویت می‌شود ولتاژ می‌باشد و سیگنال خروجی جریان می‌باشد.

۲) امپدانس ورودی بالا و امپدانس خروجی بالا می‌باشد.

۳) شبکه فیدبک باید از جریان خروجی نمونه‌برداری کند و سیگنال فیدبک باید به شکل ولتاژ باشد.

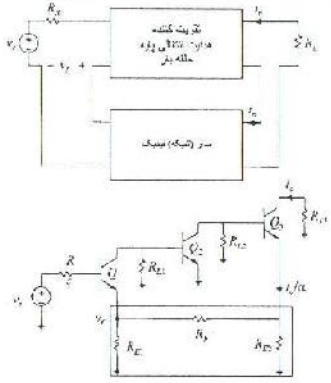
۴) به خاطر ولتاژ بودن سیگنال ورودی، سیگنال نمونه‌برداری شده باید با منبع به طور سری قرار گیرد

۵) نمونه‌برداری جریان مخلوط کردن سری (فیدبک سری – سری):

در مثال نشان داده شده (جریان کلکتور به عنوان جریان خروجی در نظر گرفته شده است.)

مخلوط کردن سری در ورودی از طریق امیتر صورت می‌پذیرد و به طور مستقیم نمی‌باشد.

از دیدگاه عملی، طراحی این گونه آسانتر می‌باشد



Current-sampling Series-mixing
(series-series feedback)

انواع (توپولوژی های) فیدبک در مدارات الکترونیکی

(جریان میر به عنوان جریان خروجی در نظر گرفته شده است.) جریانی که نمونه‌برداری شده متناسب با جریان خروجی نمی‌باشد ولی متناسب با $1/\alpha$ آن می‌باشد که برای راحتی طراحی این کار را انجام می‌دهیم.

می‌توان نشان داد که در این مثال (بایاس نشان داده نشده است) فیدبک منفی می‌باشد:

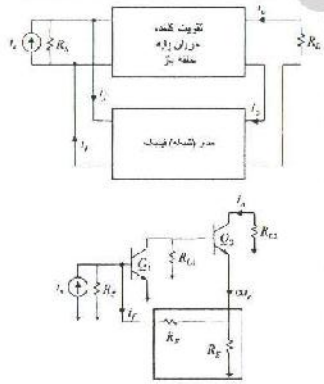
اگر i_s افزایش یابد، جریان بیس Q_1 نیز افزایش می‌یابد و در نتیجه جریان کلکتور آن افزایش می‌یابد.

این سبب کاهش ولتاژ کلکتور Q_1 خواهد شد و در نتیجه جریان کلکتور Q_2 کاهش می‌یابد و در نتیجه جریان امیتر Q_2 کاهش می‌یابد.

اگر جریان امیتر Q_2 کاهش یابد، i_f افزایش خواهد یافت و این افزایش سبب کاهش جریان بیس Q_1 که تفاضل i_s و i_f (تقریباً) می‌باشد می‌شود.

← فیدبک منفی می‌باشد

$$i_s\uparrow \rightarrow i_{b1}\uparrow \rightarrow i_{c1}\uparrow \rightarrow v_{c1}\downarrow \rightarrow i_{e2}\downarrow \rightarrow i_f\uparrow \rightarrow i_{b1}\downarrow$$



نکات کلی در مورد فیدبک در مدارات الکترونیکی

نوع فیدبک:

تشخیص نوع مخلوط کردن در ورودی

۱) اگر سیگنال ورودی به بیس (گیت) اعمال شود و سیگنال نمونه برداری شده به امیتر (سورس) اعمال شود، مخلوط کردن **سری** است.

۲) اگر سیگنال ورودی به امیتر (سورس) اعمال شود و سیگنال نمونه برداری شده به بیس (گیت) اعمال شود، مخلوط کردن **سری** است.

۳) اگر سیگنال ورودی به بیس (گیت) اعمال شود و سیگنال نمونه برداری شده نیز به بیس (گیت) اعمال شود، مخلوط کردن **موازی** است.

۴) اگر سیگنال ورودی به امیتر (سورس) اعمال شود و سیگنال نمونه برداری شده نیز به امیتر (سورس) اعمال شود، مخلوط کردن **موازی** است.

۵) اگر سیگنال ورودی به یک ورودی تقویت کننده تفاضلی اعمال شود و سیگنال نمونه برداری شده به ورودی دیگر تقویت کننده تفاضلی اعمال شود، مخلوط کردن سری است.

انواع (توپولوژی های) فیدبک در مدارات الکترونیکی

تقویت‌کننده‌های مقاومت انتقالی:

۱) سیگنال ورودی که تقویت می‌شود جریان می‌باشد و سیگنال خروجی ولتاژ است.

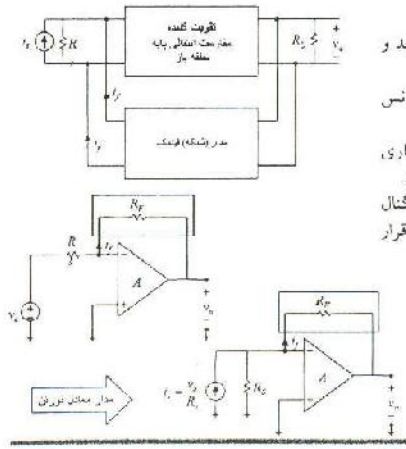
۲) مطلوبست که امپدانس ورودی پائین و امپدانس خروجی پائین باشد.

۳) شبکه فیدبک باید از ولتاژ خروجی نمونه‌برداری کند و سیگنال فیدبک باید به شکل جریان باشد

۴) به خاطر جریان بودن سیگنال ورودی سیگنال نمونه‌برداری شده باید با منبع به طور موازی قرار گیرد.

۵) نمونه‌برداری ولتاژ مخلوط کردن موازی

مثال در شکل مقابل نشان داده شده است.



Voltage-sampling shunt-mixing
(Shunt-shunt feedback)

www.ut.ac.ir

نکات کلی در مورد فیدبک در مدارات الکترونیکی

۶) اگر سیگنال ورودی به یک ورودی تقویت کننده تفاضلی اعمال شود و سیگنال نمونه برداری شده نیز به همان ورودی تقویت کننده تفاضلی اعمال شود، مخلوط کردن موازی است.

۷) اگر سیگنال ورودی به $-v_s$ تقویت کننده عملیاتی (Op-Amp) اعمال شود و سیگنال نمونه برداری شده نیز به همان ورودی تقویت کننده عملیاتی (Op-Amp) اعمال شود، مخلوط کردن موازی است.

۸) اگر سیگنال ورودی به $+v_s$ تقویت کننده عملیاتی (Op-Amp) اعمال شود و سیگنال نمونه برداری شده نیز به $-v_s$ تقویت کننده عملیاتی (Op-Amp) اعمال شود، مخلوط کردن سری است.

توجه:
آن چه تعیین کننده نوع مخلوط کردن در ورودی است، نحوه مخلوط شدن سیگنال است و نه شکل ظاهری منبع سیگنال که منبع ولتاژ یا منبع جریان باشد. در صورتی که منبع سیگنال متفاوت با آن چیزی که باید باشد می‌توان با استفاده از مدار معادل تونن یا نورتن آن را به منبع مورد نظر تبدیل کرد.

تشخیص نوع نمونه برداری در خروجی
معمولاً خسته به این که قبل محاسبه چه پارامتری هستیم، می‌توانیم نوع نمونه برداری در خروجی را تعیین کنیم.

نکات کلی در مورد فیدبک در مدارات الکترونیکی

روش فیدبک برای به دست آوردن پارامترهای علائم کوچک مدار بدون استفاده از KVL و KCL:

۱) روابط مقاومت ورودی، مقاومت خروجی، و بهره را برای یک توپولوژی فیدبک ایده آل (بدون مقاومت منبع، مقاومت بار، و اثر بارگذاری شبکه فیدبک) به دست می آوریم.

شبکه فیدبک را بسته به نوع فیدبک، یا یک شبکه دوقطبی (Y، Z، G، و H) مدل می کنیم.
بهره ای که می تواند از روابط تقریبی فیدبک به دست آورد:

تقویت کننده ولتاژ:	v_o/v_s
تقویت کننده جریان:	i_o/i_s
تقویت کننده هدایت انتقالی:	i_o/v_s
تقویت کننده مقاومت انتقالی:	v_o/i_s

۲) اثرات مقاومت بار، مقاومت منبع، و بارگذاری شبکه فیدبک را درون تقویت کننده پایه شامل می کنیم و به عنوان تقویت کننده پایه جدید در نظر می گیریم.

۳) روابط به دست آمده در ۱) را برای این تقویت کننده استفاده می کنیم.

نکات کلی در مورد فیدبک در مدارات الکترونیکی

دستورالعمل تبدیل تقویت کننده پایه ایده-آل اولیه به تقویت کننده پایه در بردارنده اثرات بارگذاری:

توجه: برای شبکه فیدبک بدون اثر بارگذاری، فقط h_{12} (یا y_{12} یا z_{12} یا g_{12}) از پارامترهای دو قطبی باید مخالف صفر باشد.

نکته: نسبت به حالت ایده آل، باید اثرات بارگذاری شبکه فیدبک و مقاومت های منبع و بار را لحاظ کرد:
۱) R_S و h_{11} (یا y_{11} یا z_{11} یا g_{11}) در ورودی تقویت کننده اولیه در نظر می‌گیریم.
۲) R_L و h_{22} (یا y_{22} یا z_{22} یا g_{22}) در خروجی تقویت کننده اولیه در نظر می‌گیریم.

توجه: مدارت با فیدبک را می‌توان با استفاده از روش‌های مستقیم مداری (استفاده از KVL و KCL) حل کرد. ولی استفاده از فیدبک این محاسبات را ساده‌تر می‌سازد.

نکته: برای استفاده از روابط فیدبک، باید شباهت هر مدار مورد تجزیه و تحلیل، مشابه یکی از مدارات فیدبک ایده-آل شود.
← در این صورت با استفاده از فیدبک فقط R_{of} و R_{if} و A_f مربوط به آن مدار را می توان با روش فیدبک به دست آورد.

نکات کلی در مورد فیدبک در مدارات الکترونیکی

تشخیص نوع پارامتر مورد استفاده برای مدل کردن شبکه فیدبک:

مخلوط کردن (پورت ورودی)	نمونه برداری (پورت خروجی)	پارامترهای مورد استفاده برای شبکه فیدبک
موازی	موازی	y ورودی: $y_{11}, y_{12} = \beta$ خروجی: $y_{21} \approx 0, y_{22}$
سری	سری	z: ورودی: $z_{11}, z_{12} = \beta$ خروجی: $z_{21} \approx 0, z_{22}$
موازی	سری	g ورودی: $g_{11}, g_{12} = \beta$ خروجی: $g_{21} \approx 0, g_{22}$
سری	موازی	h ورودی: $h_{11}, h_{12} = \beta$ خروجی: $h_{21} \approx 0, h_{22}$

www.ttnar.ir

نکات کلی در مورد فیدبک در مدارات الکترونیکی

توجه: دلیل صرف نظر از z_{21}, y_{21}, g_{21} و h_{21} در شبکه فیدبک:

- غیر فعال بودن عنصر شبکه فیدبک
- بزرگ بودن سیگنال پورت خروجی تقویت کننده پایه
- کوچک بودن سیگنال پورت ورودی شبکه فیدبک

شبکه فیدبک $|z_{21}|,|y_{21}|,|h_{21}|,|g_{21}|$ << تقویت کننده پایه $|z_{21}|,|y_{21}|,|h_{21}|,|g_{21}|$

$\rightarrow$ $|z_{21}|,|y_{21}|,|h_{21}|,|g_{21}|_{\text{شبکه فیدبک}} \approx 0$

همین طور برای تقویت کننده پایه یکطرفه داریم:

$|z_{12}|,|y_{12}|,|h_{12}|,|g_{12}|_{\text{تقویت کننده پایه یکطرفه}} = 0$

نکته: اگر روابط برای به دست آوردن پارامترهای شبکه فیدبک را فراموش کنیم، برای پیدا کردن پارامتر مورد نظر (مقاومت دیده شده) در یک پورت، باید پورت دیگر را اگر موازی باشد اتصال کوتاه کرد و اگر سری باشد مدار باز کرد.

نکات کلی در مورد فیدبک در مدارات الکترونیکی

توجه:

۱) مقاومت دیده شده قبل از مقاومت R_L، یعنی R'_{of} یا داشتن R_{of} که شامل R_L است، از رابطه زیر به دست می آید:

$$R'_{of} = \frac{R_{of}}{1 - R_{of}/R_L} \quad \leftarrow \quad R_{of} = R'_{of} \parallel R_L \text{ در صورتی که فیدبک در خروجی موازی باشد،}$$

$$R'_{of} = R_{of} - R_L \quad \leftarrow \quad R_{of} = R'_{of} + R_L \text{ در صورتی که فیدبک در خروجی سری باشد،}$$

۲) مقاومت دیده شده قبل از مقاومت R_S، یعنی R'_{if} یا داشتن R_{if} که شامل R_S است، از رابطه زیر به دست می آید:

$$R'_{if} = \frac{R_{if}}{1 - R_{if}/R_S} \quad \leftarrow \quad R_{if} = R'_{if} \parallel R_S \text{ در صورتی که فیدبک در ورودی موازی باشد،}$$

$$R'_{if} = R_{if} - R_S \quad \leftarrow \quad R_{if} = R'_{if} + R_S \text{ در صورتی که فیدبک در ورودی سری باشد،}$$

نکات کلی در مورد فیدبک در مدارات الکترونیکی

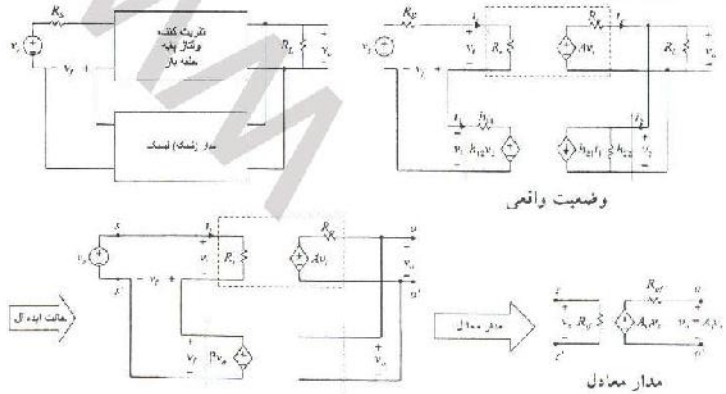
توجه:

۱) روابط به دست آمده برای مقاومت‌های ورودی و خروجی با فرض یک طرفه بودن تقویت کننده پایه است که ممکن است همیشه درست نباشد.

۲) از تکنیک فیدبک فقط برای به دست آوردن R_{if}، R_{of} و A_f در صورتی که مدار ما دقیقاً شبیه یکی از انواع فیدبک شده باشد می توانیم استفاده کنیم.

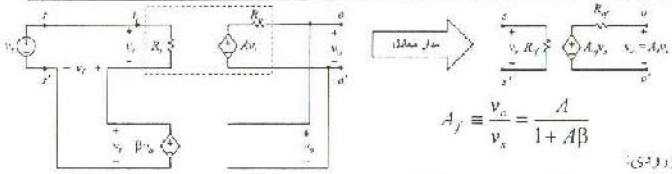
۳) برای به دست آوردن پارامترهایی غیر از پارامترهای ذکر شده در ۲)، باید از رابطه آن پارامتر مورد علاقه با یکی از پارامترهای بند ۲) استفاده کنیم.

فیدبک سری- موازی



www.ut.ac.ir

فیدبک سری- موازی



بهره:

$$A_f \equiv \frac{v_o}{v_s} = \frac{A}{1+A\beta}$$

مقاومت ورودی:

$$R_{if} \equiv \frac{v_s}{i_i} = \frac{v_s}{v_i/R_i} = R_i\frac{v_s}{v_i} = R_i\frac{v_i+v_f}{v_i} = R_i\frac{v_i-\beta v_o}{v_i} = R_i\frac{v_i+\beta A v_i}{v_i} = R_i(1-\beta A)$$

$$\rightarrow \quad R_{if} = R_i(1-\beta A)$$

عمومی‌تر کردن نتیجه به دست آمده ←

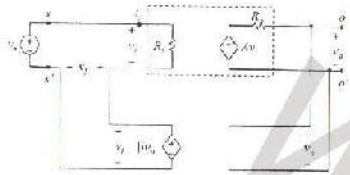
$$Z_{if}(s) = Z_i(s)[1+A(s)\beta(s)]$$

این نتیجه قابل پیش‌بینی بود زیرا که به خاطر این که ولتاژ ورودی v_i حاصل تفاضل v_s و v_f می‌باشد، این ولتاژ کاهش می‌یابد و در نتیجه i_i کاهش می‌یابد و یا توجه به این که مقاومت ورودی نسبت v_i به i_i تعریف کرده‌ایم، مقاومت ورودی نیز افزایش می‌یابد.

توجه: برای هر پورتی که سری باشد، مقاومت دیده شده از آن پورت $[1+A(s)\beta(s)]$ برابر خواهد شد.

فیدبک سری- موازی

وضعیت ایده‌آل:



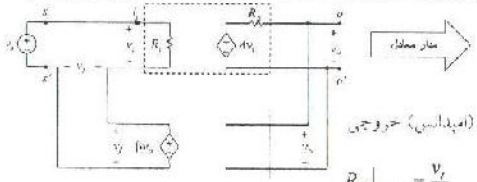
از یک تقویت‌کننده یک طرفه (Unilateral) برای مدار تقویت‌کننده مدار باز استفاده شده است (مدار A).

توجه داشته باشید که مدار β مدار Load را A نمی‌کند ($h_{11}=1/h_{22}=0$).

به راحتی می‌توان R_S ،R_L ،h_{11} و h_{22} را در این مدل ایده آل شامل کرد.

همچنین می‌توان فرض نمود که درون مدار A شامل شده‌اند.

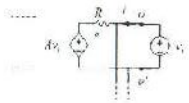
فیدبک سری- موازی



مقاومت خروجی:

متناسباً می‌توانیم نشان دهیم که مقاومت (امپدانس) خروجی به اندازه مقدار فیدبک کاهش می‌یابد

$$R_{of}\big|_{v_s=0} = \frac{v_t}{i}$$



$$i = \frac{v_t - Av_f}{R_o} = \frac{v_t + Av_f}{R_o} = \frac{v_t + A\beta v_o}{R_o} = \frac{v_t + A\beta v_t}{R_o} = \frac{(1+\beta A)v_t}{R_o}$$

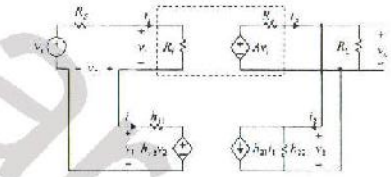
$$\rightarrow \quad R_{of} = \frac{R_o}{(1+\beta A)} \quad \rightarrow \quad Z_{of}(s) = \frac{Z_o(s)}{1-\beta(s)A(s)}$$

این نتیجه نیز قابل پیش‌بینی بود زیرا مقاومت خروجی را نسبت v_t به i تعریف کردیم و از آن جا که مدار فیدبک v_t را نمونه‌برداری می‌کند و منفی می‌باشد، ولتاژ منبع کنترل شده برابر با $\beta A v_t$ به ولتاژ v_t افزوده می‌شود و در نتیجه جریان i افزایش می‌یابد و مقاومت خروجی را کوچکتر نشان می‌دهد.

توجه: برای هر پورتی که موازی باشد، مقاومت دیده شده از آن پورت تقسیم بر $[1+A(s)\beta(s)]$ خواهد شد.

فیدبک سری- موازی

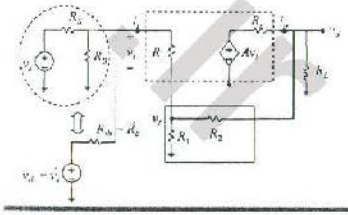
وضعیت عملی:



در حالت ایده‌آل مدار فیدبک "منبع ولتاژ کنترل شده با ولتاژ" ایده‌آل نمی‌باشد بلکه شبکه‌ای غیرفعال (Passive) می‌باشد.

← بر روی تقویت‌کننده پایه اثر بارگذاری (Loading) دارد. برای پیدا کردن مدارهای عملی مراحل شرح داده شده در اسلایدهای بعدی باید طی شود.

توجه: (قابل تعمیم به آرایش های دیگر فیدبک)



قبل از شرح این مراحل باید به این نکته توجه کرد که نتایج این مراحل فقط قابل ارائه به آرایشی است که منبع از طریق یک مقاومت سری به ورودی تقویت کننده وصل بوده، مقاومت بار به طور موازی به خروجی تقویت کننده وصل باشد و در غیر این صورت با استفاده از تبدیل تونن‌نورتن باید آرایش تقویت کننده را بدین صورت درآورد.

www.ttnar.ir

فیدبک سری- موازی

مرحله اول:

مقاومت‌های R_S و R_L را باید با تقویت‌کننده پایه Lump کنیم.

انتخاب پارامترهای h برای شبکه فیدبک به خاطر آن است که تنها پارامتر شبکه است که در آن مدار فیدبک در ورودی به صورت سری و در خروجی به صورت موازی می‌باشد است.

h_{21} نشانگر انتقال مستقیم شبکه فیدبک می‌باشد. در مدارهای فعال این پارامتر بزرگ می‌باشد و در مدارهای غیرفعال (passive) این پارامتر کوچک می‌باشد.

$|h_{21}|_{\text{شبکه فیدبک}} \ll |h_{21}|_{\text{تقویت کننده پایه}}$

برای تقویت‌کننده‌های یک طرفه خواهیم داشت:

$|h_{12}|_{\text{شبکه فیدبک}} \ll |h_{12}|_{\text{تقویت کننده پایه}}$

در نتیجه منبع جریان وابسته را برای شبکه فیدبک به طور کل حذف می‌کنیم.

فیدبک سری-موازی

همان‌گونه که از شکل مقابل دیده می‌شود اثر بارگذاری شبکه فیدبک و همچنین R_S و R_L در مدار A شامل شده‌اند.

اثر بارگذاری فیدبک در ورودی از طریق h_{11} و در خروجی از طریق h_{22} در مدار A شامل شده است.

← پس از محاسبه A جدید، کلیه روابط قبلی می‌تواند مورد استفاده قرار گیرد.

← قدم بعدی محاسبه پارامترهای شبکه فیدبک

فیدبک سری- موازی

با توجه به تعریف h_{11} مشاهده می‌شود برای یافتن اثر بارگذاری در ورودی باید خروجی را اتصال کوتاه کنیم و این اتصال کوتاه کردن یعنی از بین بردن اثر فیدبک.

$$h_{11} = \left.\frac{v_1}{i_1}\right|_{v_2=0}$$

برای یافتن اثر بارگذاری در خروجی با توجه به تعریف h_{22} باید ورودی را مدار باز کنیم که معادل است با از بین بردن اثر فیدبک.

$$h_{22} = \left.\frac{i_2}{v_2}\right|_{i_1=0}$$

$$\beta = h_{12} = \left.\frac{v_1}{v_2}\right|_{i_1=0}$$

توجه: برای یافتن اثر بارگذاری در هر Port باید در Port موردنظر شبکه فیدبک نگاه کنیم در حالی که اثر فیدبک را در Port دیگر از بین می‌بریم.

فیدبک سری- موازی

خلاصه قوانین برای به دست آوردن مدارهای A و β:

WWW.IRCUT.IR

فیدبک سری- موازی

توجه (دنباله) ...

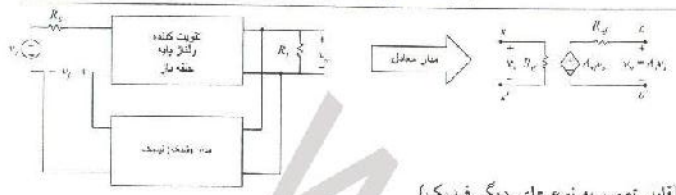
۳) در این حالت، A_{vf} است که دوبرد(نده اثرات هر دو R_{if} و R_L است!

۴) در صورتی که از یک حلقه فیدبک درون یک حلقه فیدبک دیگر استفاده شود، آن گاه تعریف مقاومت های ورودی (R_{if}) و خروجی (R_{of}) معنا خواهد داشت.

نکته:

در صورتی که از یک حلقه فیدبک درون یک حلقه فیدبک دیگر استفاده شود، آن گاه ابتدا فیدبک داخلی با روش فیدبک آنالیز شده، و سپس با یکی از مدل های عمومی تقویت کننده آن را جایگزین می کنیم. این روش در صورتی معتبر خواهد بود که مدار فیدبک داخلی هیچ اثری بر روی مدار فیدبک خروجی نگذارد.

فیدبک سری- موازی



توجه: (قابل تعمیم به نوع های دیگر فیدبک)

با توجه به این که v_1 و R_S مدار معادل طبقه قبلی است و R_L مدل طبقه بعدی است، مزیت مدار معادل در اینجا چه می‌باشد؟

۱) وجود R_{if} چه فایده‌ای دارد؟ مقاومت ورودی معادل زمانی ارزش دارد که R_S وجود داشته باشد و با استفاده از مقاومت ورودی، توانیم به عنوان مثال با تقسیم مقاومتی مقدار ولتاژ ورودی را تعیین کنیم. در این حالت، مقاومت ورودی خود درون R_{if} شامل شده‌است! البته برای محاسبه توان و جریان ورودی از آن می توان استفاده کرد.

۲) وجود R_{of} چه فایده‌ای دارد؟ مقاومت خروجی معادل زمانی ارزش دارد که R_L وجود داشته باشد و با استفاده از مقاومت خروجی بتوانیم به عنوان مثال با تقسیم مقاومتی مقدار ولتاژ خروجی را تعیین کنیم. در این حالت، مقاومت بار خود درون R_{of} شامل شده‌است !

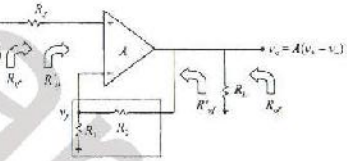
فیدبک سری- موازی

مثال: ...

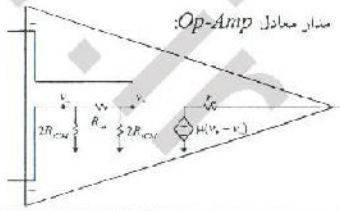
توجیه مدار معادل *Op-Amp*:

۱) اگر $v_{i1} = v_{i2} = v_{CM}$ مقاومت R_{id} از مدار حذف می‌شود.

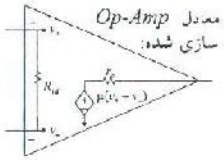
۲) اگر جریان ورودی مشکل از جریان‌های مقاومت‌های R_{id} و R_{ICM} می‌شود، از آن جا که جریان مقاومت‌های R_{ICM} بسیار کوچکتر است، از این مقاومت‌ها می‌توانیم صرف‌نظر کنیم و آنها را بی نهایت فرض کنیم.



مدار معادل *Op-Amp*:



مدار معادل *Op-Amp* ساده سازی شده:



فیدبک سری-موازی

مثال:

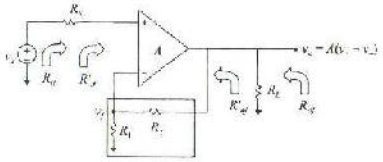
حساباتی برای A ،β ،$A_f = v_o/v_s$ ،R'_{if} و R'_{of} به دست آورید.

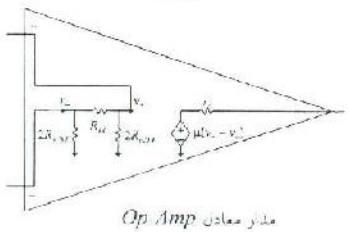
همچنین مقادیر این عبارات را به ازای

$R_{ICM} = 10\ \text{M}$
$R_{id} = 100\ \text{K}$
$R_o = 1\ \text{K}$
$R_S = 10\ \text{K}$
$R_L = 2\ \text{K}$
$R_1 = 1\ \text{K}$
$R_2 = 1\ \text{M}$
$\mu = 10^4$

به دست آورید.

تقویت‌کننده‌های عملیاتی همگی دارای ورودی تفاضلی می‌باشند. در نتیجه ورودی آنها را به صورت مقابل نشان می‌دهیم





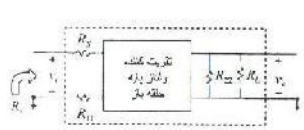
مدار معادل *Op Amp*

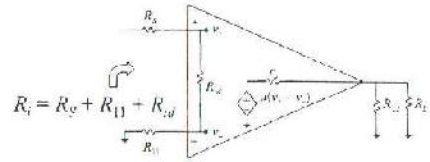
www.ttnar.ir

فیدبک سری- موازی

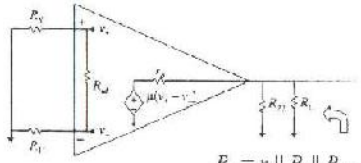
مثال: ...

تعیین پارامترهای تقویت کننده پایه جدید





$$R_i = R_g + R_{11} + R_{id}$$



$$R_o = r_o \| R_L \| R_{22}$$

فیدبک سری- موازی

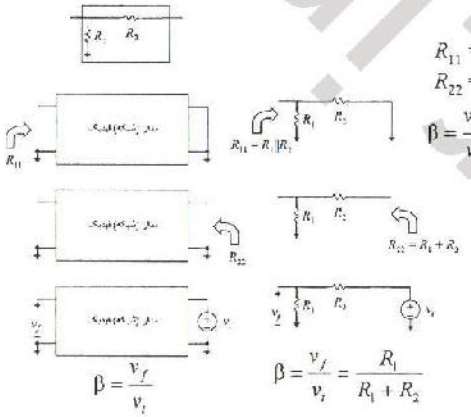
مثال: ...

تعیین پارامترهای شبکه فیدبک.

$$R_{11} = R_1 | R_2 \rightarrow R_{11} \approx 1\ \text{K}$$

$$R_{22} = R_1 + R_2 \rightarrow R_{22} \approx 1\ \text{M}$$

$$\beta = \frac{v_f}{v_t} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \rightarrow \beta \approx 10^{-3}$$



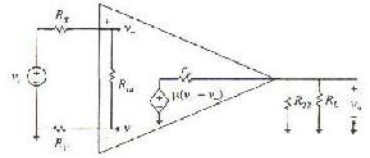
$$\beta = \frac{v_f}{v_t}$$

$$\beta = \frac{v_f}{v_t} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

فیدبک سری- موازی

مثال: ...

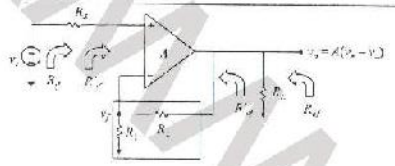
تعیین پارامترهای تقویت کننده ...



$$A = \frac{v_o}{v_i} = \mu \frac{R_{id}}{R_{id} + R_g + R_{11}} \times \frac{R_{22} \| R_L}{R_{22} \| R_L + r_o}$$

فیدبک سری-موازی

مثال: ...



$$R_i = R_g + R_{11} + R_{id} \rightarrow R_i \approx 111\ \text{K}$$

$$R_o = r_o \| R_L \| R_{22} \rightarrow R_o \approx 667$$

$$A = \frac{v_o}{v_i} = \mu \frac{R_{id}}{R_{id} + R_g + R_1} \times \frac{R_{22} \| R_L}{R_{22} \| R_L - r_o} \rightarrow A \approx 6000 \rightarrow (1+\beta A) = 7$$

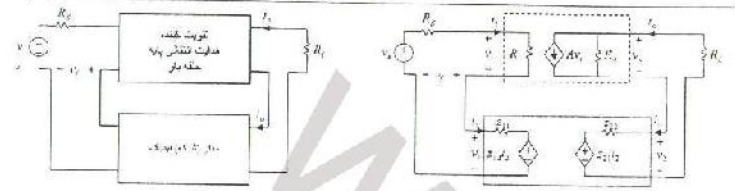
$$A_f = \frac{v_o}{v_s} = \frac{A}{1 + A\beta} \rightarrow A_f \approx 857$$

$$R_{if} = R_i(1+\beta A) \rightarrow R_{if} \approx 777\ \text{K} \rightarrow R'_{if} = R_{if} - R_g = 767\ \text{K}$$

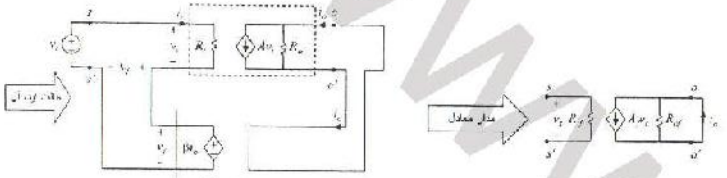
$$R_{of} = \frac{R_o}{(1+\beta A)} \rightarrow R_{of} \approx 95.3 \rightarrow R_{of} = R'_{of} \| R_L \rightarrow R'_{of} \approx 100$$

www.ut.ac.ir

فیدبک سری- سری



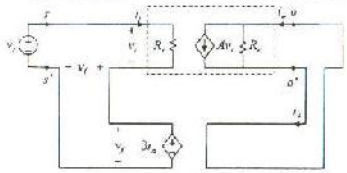
وضعیت واقعی



وضعیت ایده‌آل

مدار معادل

فیدبک سری- سری



وضعیت ایده‌آل:

همانند حالت قبل، می توانیم فرض کنیم که مدار A دربردارنده R_S و R_L می‌باشد و مدار β مدار A را بارگذاری نمی‌کند.

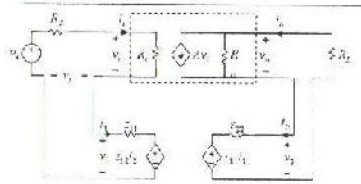
مشابه حالت قبل می توان نشان داد که:

$$R_{if} = R_i(1+\beta A)$$

$$R_{of} = R_o(1+\beta A)$$

$$A_f = \frac{i_o}{v_s} = \frac{A}{1-A\beta}$$

فیدبک سری- سری



وضعیت واقعی:

پارامترهای z تنها مداری است که هم در خروجی و هم در ورودی به طور سری می‌باشد. در نتیجه برای شبکه فیدبک از این پارامترها استفاده می کنیم.

در مدارهای فیدبک که غیرمعمول می‌باشند، انتقال مستقیم بسیار کوچک است:

$|z_{21}|_{\text{شبکه فیدبک}} >> |z_{21}|_{\text{تقویت کننده پایه}}$

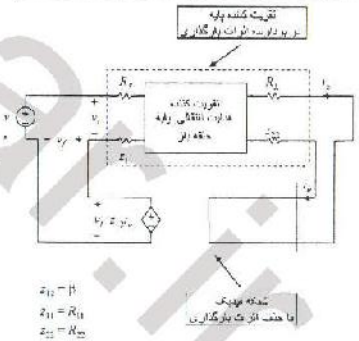
برای تقویت‌کننده‌های یک طرفه خواهیم داشت :

$|z_{12}|_{\text{شبکه فیدبک}} << |z_{12}|_{\text{تقویت کننده پایه}}$

$$z_{11} = \left.\frac{v_1}{i_1}\right|_{i_2=0} \quad z_{22} = \left.\frac{v_2}{i_2}\right|_{i_1=0} \quad \beta - z_{12} - \left.\frac{v_1}{i_2}\right|_{i_1=0}$$

توجه: برای یافتن اثر بارگذاری در ورودی با توجه به تعریف z_{11} باید خروجی را مدار باز کنیم و این مدار باز کردن یعنی از بین بردن اثر فیدبک. برای یافتن اثر بارگذاری در خروجی با توجه به تعریف z_{22} باید ورودی را مدار باز کنیم که معادل است با از بین بردن اثر فیدبک.

فیدبک سری- سری



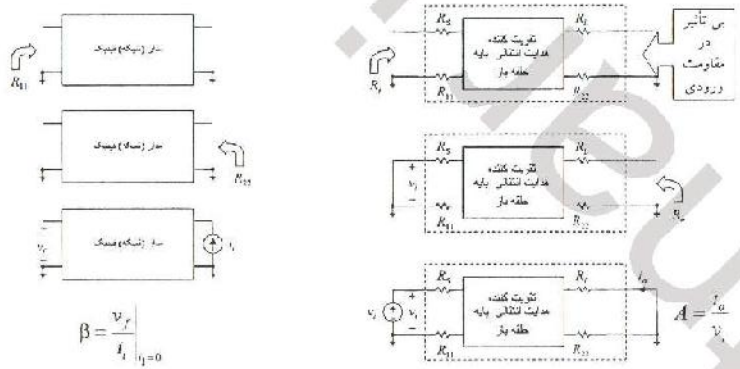
با شامل کردن z_{11} و z_{22} در مدار تقویت‌کننده پایه و همچنین شامل کردن R_S و R_L در همین تقویت‌کننده پایه، مدار تقویت‌کننده به مدار ساده شبیه مدار فیدبک وضعیت ایده‌آل تبدیل می‌شود.

توجه داشته باشید که i_o جریان ورودی به درگاه (Port) خروجی تقویت کننده تعریف می شود.

www.ttnai.ir

فیدبک سری- سری

خلاصه قوانین برای به دست آوردن مدارهای A و β:



$$\beta = \left.\frac{v_f}{i_1}\right|_{i_2=0} \qquad A = \frac{i_o}{v_i}$$

فیدبک سری- سری

مثال

قسمتی از مدار تقویت‌کننده‌های با پهنای باند وسیع MC1553 (Broadband Amplifier) در شکل صفحه بعد نشان داده شده است. این تقویت‌کننده با استفاده از فیدبک منفی پهنای باندشان افزایش می‌یابد. این مدار "فیدبک سه‌گانه" (Feedback Triple) نامیده می‌شود.

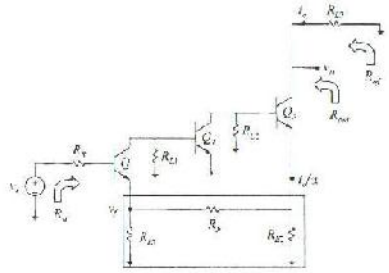
شبکه فیدبک از مقاومت‌های R_F ،R_{E1} و R_{E2} تشکیل شده است. (مدار بایاس نشان داده شده است) مقادیر بایاس

$I_{C1} = 0.6\ \text{mA}\quad I_{C2} = 1\ \text{mA}\quad I_{C3} = 4\ \text{mA}$

فرض کنید:

$\beta = h_{fe} = 100,\ r_o = \infty$

مقادیر بهره حلقه باز A، فاکتور فیدبک β، بهره حلقه بسته A_f، بهره ولتاژ v_o/v_s و مقاومت ورودی R_{if} را به دست آورید.



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

فیدبک سری- سری

مثال ...

همان‌گونه که دیده می‌شود شبکه فیدبک از ولتاژ خروجی گرفته نشده است بلکه از جریان خروجی گرفته شده است ← نمونه‌برداری سری

$I_{C1} = 0.6\ \text{mA} \rightarrow r_{e1} = 41.7$

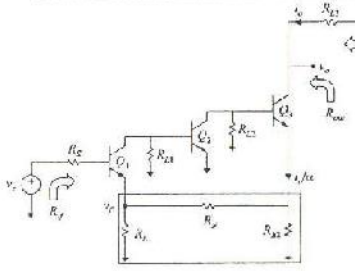
$I_{C2} = 1\ \text{mA} \rightarrow r_{e2} = 25 \rightarrow r_{\pi 2} = 2.5\ \text{K}$

$I_{C3} = 4\ \text{mA} \rightarrow r_{e3} = 6.25$

$R_S = 0$

$R_{L1} = 9\ \text{K}\quad R_{L2} = 5\ \text{K}\quad R_{L3} = 600$

$R_{E1} = 100\quad R_{E2} = 100\quad R_F = 640$

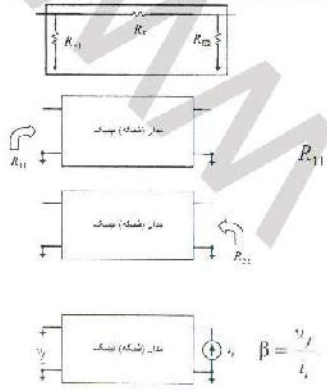


$$A_f = \frac{i_o}{v_s}$$

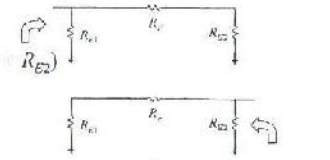
فیدبک سری- سری

مثال ...

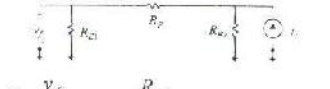
تعیین پارامترهای شبکه فیدبک.



$$R_{11} = R_{E1} \| (R_F + R_{E2})$$



$$R_{22} = R_{E2} \| (R_F + R_{E1})$$



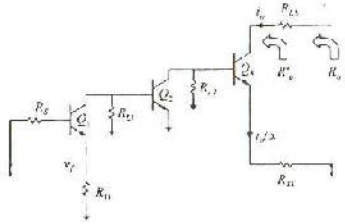
$$\beta = \frac{v_f}{i_f} = \frac{R_{E2}}{R_{E2} + R_F + R_{E1}} \times R_{E1} = 11.9$$

ut.ac.ir

فیدبک سری- سری

مثال ...

تعیین پارامترهای تقویت کننده ...



$$R_o = R_{L3} + R'_o$$

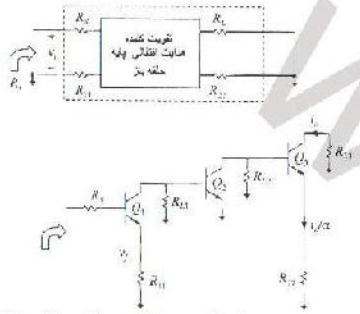
$$R'_o = r_{o3}\left(1+\frac{g_{m3}R_{L2}}{1+(r_{o2}\,\|\,R_{C2})/r_{\pi3}}\right) \rightarrow R'_o = r_{o3}\left(1+\frac{g_{m3}R_{L2}}{1+R_{L2}/r_{\pi3}}\right)$$

فیدبک سری- سری

مثال ...

تعیین پارامترهای تقویت کننده پایه جدید:

$$R_i = R_S + (h_{fe}+1)(r_{e1}+R_{11}) = (h_{fe}+1)(r_{e1}+R_{11}) = 13.65\ \text{K}$$



$$R_i = R_S + (h_{fe}+1)(r_{e1}+R_{11})$$

فیدبک سری- سری

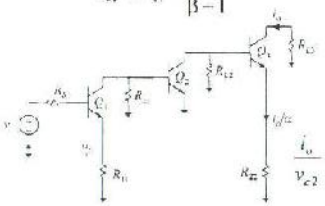
مثال ...

تعیین پارامترهای تقویت کننده ...

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

$$\frac{v_{e1}}{v_i} = -\frac{\alpha(R_{L3}\,\|\,r_{\pi2})}{r_{e1}+R_{11}-\dfrac{R_S}{\beta-1}} \quad R_S = 0 \rightarrow \frac{v_{e1}}{v_i} = \frac{v_{e1}}{v_{b1}} = -\frac{\alpha(R_{L3}\,\|\,r_{\pi2})}{r_{e1}+R_{11}} \rightarrow \frac{v_{e1}}{v_i} = -14.92$$

$$\frac{v_{e2}}{v_{e1}} = \frac{v_{e2}}{v_{b2}} = -\frac{\alpha\left[R_{L3}\,\|\,\left(r_{\pi2}+(h_{fe}+1)(r_{e2}+R_{22})\right)\right]}{r_{e2}} \rightarrow \frac{v_{e2}}{v_{e1}} = -131.2$$

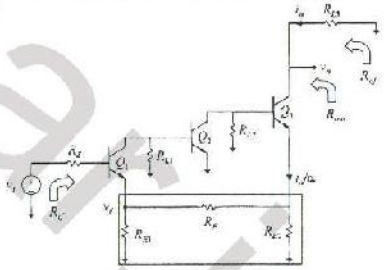


$$\frac{i_o}{v_{e2}} = \frac{\alpha i_{e2}}{v_{e2}} = \frac{\alpha}{v_{b3}/i_{e3}} = \frac{\alpha}{r_{e3}+R_{22}} \rightarrow \frac{i_o}{v_{e2}} = 10.49\,\frac{\text{mA}}{\text{V}}$$

$$A = \frac{i_o}{v_i} = \frac{i_o}{v_{e2}} \times \frac{v_{e2}}{v_{e1}} \times \frac{v_{e1}}{v_i} \rightarrow A = 20.5\,\frac{\text{A}}{\text{V}}$$

فیدبک سری- سری

مثال ...



$$R_{if} = R_i(1+\beta A) \rightarrow R_{if} \approx 3.34\ \text{M}$$

$$A_f = \frac{i_o}{v_s} = \frac{A}{1+A\beta} \rightarrow A_f = 83.7\,\frac{\text{mA}}{\text{V}}$$

توجه: در این مثال با توجه به نوع فیدبک نمی‌توان مستقیماً v_o/v_s و R_{out} را محاسبه کرد. ولی v_o/v_i و غیر مستقیم می توانیم به دست آوریم:

$$\frac{v_o}{v_s} = -\frac{i_o R_{L3}}{v_s} = -\frac{i_o}{v_s}R_{L3} = -A_f R_{L3} \rightarrow \frac{v_o}{v_i} = -50.2$$

$$R_{out} = (R_{of} - R_{L3})\|R_{L3}$$

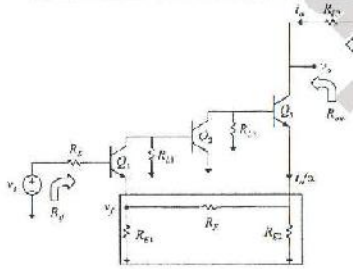
$$R_{of} = R_o(1+\beta A)$$

از آن جا که R_{of} به خاطر فیدبک باید خیلی بزرگ باشد، خواهیم داشت:

$R_{out} = R_{L3} \rightarrow$ خطای R_{of} مهم نیست

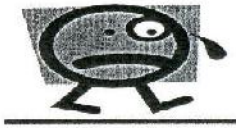
www.ttnafir

فیدبک سری- سری



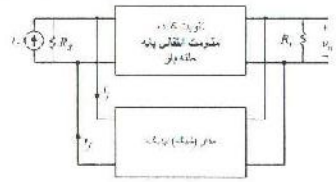
توجه: در تقویت کننده‌ای که در امیتر (سورس) دارای مقاومت است، یک فیدبک در مدار وجود دارد و در صورتی که مدار دارای فیدبک دیگری نیز باشد، در این صورت مدار دارای بیش از یک فیدبک است و روابط به دست آمده در فوق برای مقاومت های ورودی، خروجی، و حتی بهره ممکن است معتبر نباشند. در این مثال، طبقه سوم نیز دارای یک فیدبک سری است.

در این مثال، توجه داشته باشید که این فیدبک اضافی **هم در مسیر مقاومت خروجی و هم در مسیر بهره** وجود دارد.

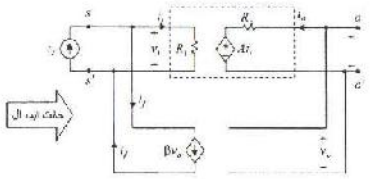


در صورتی، که روابط مقاومت های ورودی و خروجی با لحاظ کردن این فیدبک ها به دست آیند، آن گاه روابط فیدبک ممکن است معتبر باشند.
با توجه به بحث قبلی ما، مقادیر مقاومت های ورودی و خروجی مورد استفاده نخواهد بود و در نتیجه درستی و یا نادرستی مقادیر محاسبه شده آنها تاثیری در رابطه بهره نخواهد داشت.

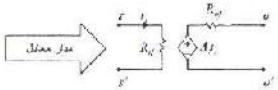
فیدبک موازی- موازی



وضعیت واقعی



وضعیت ایده‌آل



مدار معادل

فیدبک موازی- موازی

وضعیت ایده‌آل:

همانند حالت قبلی، می توانیم فرض کنیم که مدار A دربردارنده R_o و R_i می‌باشد و مدار β، مدار A را بارگذاری نمی‌کند.
مشابه حالت قبل می توان نشان داد که:

$$R_{if} = \frac{R_i}{1+A\beta}$$

$$R_{of} = \frac{R_o}{1+A\beta}$$

$$A_f = \frac{v_2}{i_1} = \frac{A}{1-A\beta}$$

فیدبک موازی- موازی

وضعیت واقعی:

پارامترهای مدار مورد نیاز باید در ورودی و خروجی به صورت موازی باشند که تنها پارامترهای y دارای این ویژگی می‌باشند.
در مدارهای فیدبک که ظبرفعال می‌باشند، انتقال مستقیم بسیار کوچک است:

$|y_{21}|$ سمت فیدبک $\gg$ $|y_{21}|$ سمت تقویت‌کننده پایه

برای تقویت‌کننده‌های یک طرفه خواهیم داشت:

$|y_{12}|$ سمت فیدبک $\ll$ $|y_{12}|$ سمت تقویت‌کننده پایه

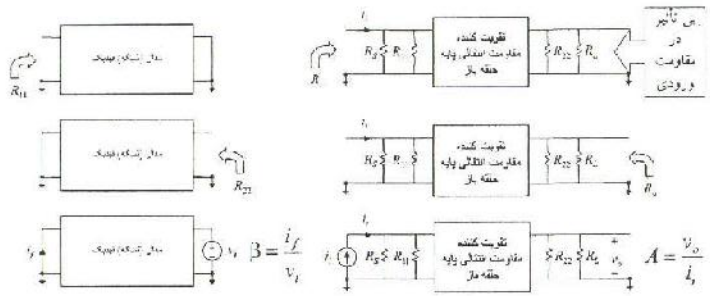
$$y_{11} = \left.\frac{i_1}{v_1}\right|_{v_2=0} \qquad \beta = y_{12} = \left.\frac{i_1}{v_2}\right|_{v_1=0} \qquad y_{22} = \left.\frac{i_2}{v_2}\right|_{v_1=0}$$

توجه: برای یافتن اثر بارگذاری در ورودی با توجه به تعریف y_{11} باید خروجی را اتصال کوتاه کنیم و این اتصال کوتاه کردن یعنی از بین بردن اثر فیدبک. برای یافتن اثر بارگذاری در خروجی با توجه به تعریف y_{22} باید ورودی را اتصال کوتاه کنیم که معادل است با از بین بردن اثر فیدبک

ut.ac.ir

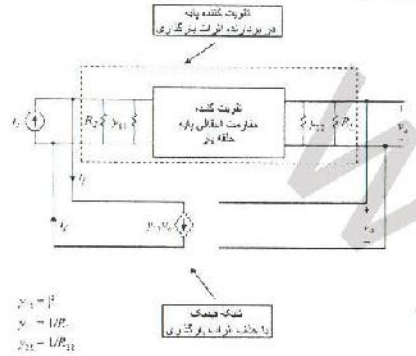
فیدبک موازی- موازی

خلاصه قوانین برای به دست آوردن مدارهای A و β:



فیدبک موازی- موازی

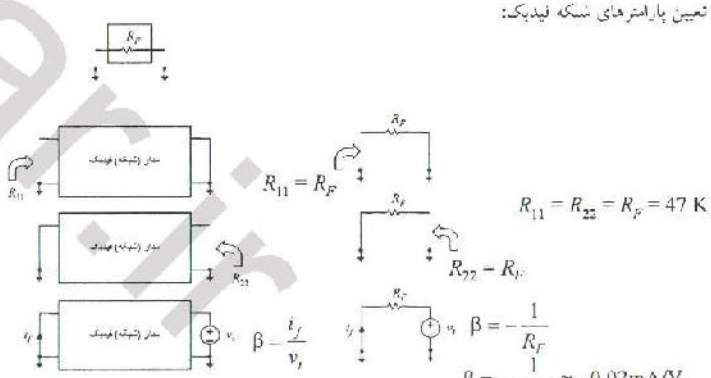
با شامل کردن y_{11} و y_{22} در مدار تقویت‌کننده پایه و همچنین شامل کردن R_S و R_L در همین تقویت‌کننده پایه، مدار تقویت‌کننده به مداری شبیه مدار فیدبک رضعیت ایده‌آل تبدیل می‌شود.



فیدبک موازی- موازی

مثال ...

تعیین پارامترهای شبکه فیدبک:



$$R_{11} = R_{22} = R_F = 47\ \text{K}$$

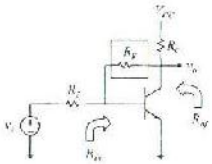
$$\beta = -\frac{1}{47\text{K}} \approx -0.02\text{mA/V}$$

فیدبک موازی- موازی

مثال:

بهره ولتاژ علائم کوچک $A_v = v_o/v_s$، مقاومت ورودی R'_{if} (R_{in}) و مقاومت خروجی R_{of} را محاسبه کنید ($\beta = 100$).

توجه: R_S در بایاس دیود BE استفاده می شود.



$V_{CC} = 12\ \text{V}$ $V_{BE,ON} = 0.7\ \text{V}$

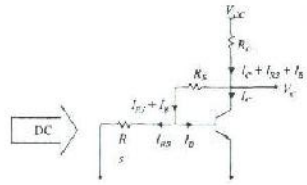
$R_S = 10\ \text{K}$ $R_F = 47\ \text{K}$ $R_C = 4.7\ \text{K}$

DC:

KVL: $V_C = V_{BE,ON} + (I_B + I_{RS})R_F$ (1)

KCL: $\frac{V_{CC} - V_C}{R_C} = \beta I_B + (I_B - I_{RS})$ (2)

$I_{RS} = \frac{V_{BE,ON}}{R_S}$ (3)



$\beta = h_{fe} = 100$ $r_o = \infty$

$I_{RS} = 0.07\ \text{mA}$ $I_B \approx 0.015\ \text{mA}$ $V_C \approx 4.7\ \text{V}$

$I_C \approx 1.5\ \text{mA} \rightarrow g_m = 60\ \text{mA/V}$

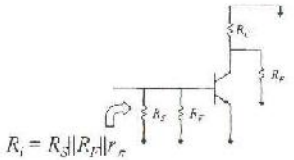
g_m انتقال مستقیم از ورودی به خروجی

www.ttnar.ir

فیدبک موازی- موازی

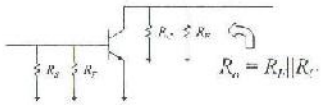
مثال ...

تعیین پارامترهای تقویت کننده پایه جدید:



$R_i = R_S \| R_F \| r_\pi$

$R_i = (R_S \| R_F \| r_\pi) \rightarrow R_i = 1.4\ \text{K}$



$R_o = R_F \| R_C$

$R_o = (R_C \| R_F) \rightarrow R_o = 4.27\ \text{K}$

فیدبک موازی- موازی

مثال ...

AC:

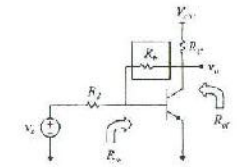
برای به دست آوردن احساسی از کوچک بودن انتقال مستقیم شبکه فیدبک به پارامترهای زیر توجه کنید:

برای تقویت کننده پایه:

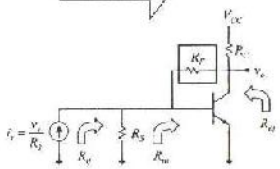
$g_m = 60\ \text{mA/V}$

برای شبکه فیدبک:

$y_{21} = y_{12} = \beta = -\frac{1}{47\text{K}} \approx -0.02\text{mA/V}$



منبع سیگنال مستقیم برای این فیدبک

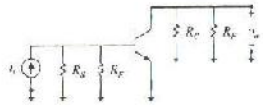


فیدبک موازی- موازی

مثال ...

تعیین پارامترهای تقویت کننده ...

$A = \frac{v_o}{i_i}$



$v_b = v_\pi = (R_S \| R_F \| r_\pi) i_i$

$i_c - i_o - g_m v_\pi = g_m (R_S \| R_F \| r_\pi) i_i$

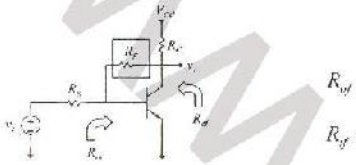
$v_c - v_o = -(R_C \| R_F) i_o = -(R_C \| R_F) g_m (R_S \| R_F \| r_\pi) i_i$

$A = \frac{v_o}{i_i} = -g_m (R_F \| R_S \| r_\pi)(R_F \| R_C)$

$\rightarrow A = -358.7\ \text{K}\Omega$

فیدبک موازی- موازی

مثال ...

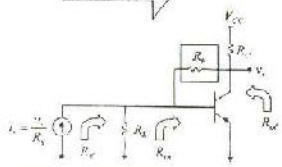


$R_{inf} = \frac{R_i}{1 - A\beta}$ $\rightarrow R_{inf} = 495$

$R_{if} = \frac{R_i}{1 + A\beta}$ $\rightarrow R_{if} = 162.2$

$A_f \equiv \frac{v_o}{i_i} = \frac{A}{1 + A\beta}$ $\rightarrow A_f = -41.6\ \text{K}$

منبع سیگنال مستقیم برای این فیدبک



توجه: در این مثال با توجه به نوع فیدبک نمی‌توان مستقیماً R_{ix} را محاسبه کرد ولی غیر مستقیم خواهیم داشت:

$\frac{v_o}{v_s} = \frac{v_o}{i_i R_S} = \frac{v_o}{i_i R_S} = -\frac{A_f}{R_S}$ $\rightarrow \frac{v_o}{v_s} = -4.16$

$R_{in} = R'_{if} = \frac{R_{if}}{1 - R_{if}/R_S}$ $\rightarrow R_{in} = 165$

www.ut.ac.ir

فیدبک موازی- سری

مثال:

شکل مقابل مدار فیدبک موازی – سری را نشان می‌دهد. فرض کنید:

$r_d = 100\ \text{K}\ \Omega$ و $\beta = 100$

$V_{CC} = 12\ \text{V}$ $V_{BE,ON} = 0.7\ \text{V}$

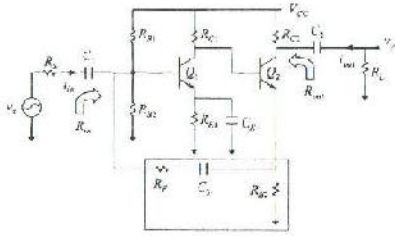
$R_S = 10\ \text{K}\ \Omega$ $R_{B1} = 100\ \text{K}\ \Omega$

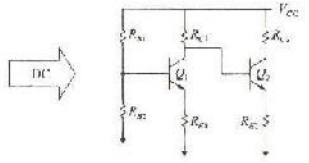
$R_{B2} = 15\ \text{K}\ \Omega$ $R_{C1} = 10\ \text{K}\ \Omega$

$R_{E1} = 870\ \Omega$ $R_{C2} = 8\ \text{K}\ \Omega$

$R_{E1} = 1.3\ \text{K}\ \Omega$ $R_L = 1\ \text{K}\ \Omega$

$R_F = 10\ \text{K}\ \Omega$





محاسبات DC

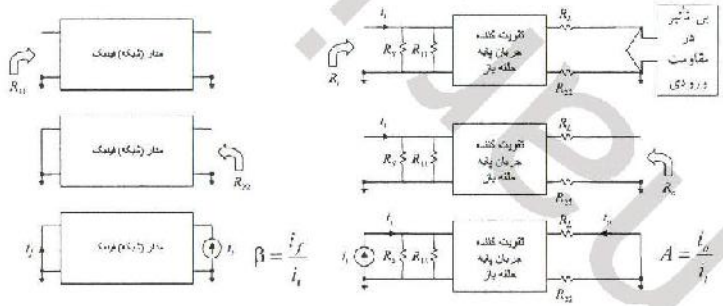
$$V_{B1} = \frac{15}{15-100} \times 12 = 1.57\text{V}$$

$\rightarrow V_{E1} = 0.87\ \text{V}$ $\rightarrow I_{E1} = 1\ \text{mA}$ $\rightarrow V_{C1} = 2\ \text{V}$

$\rightarrow V_{E2} = 1.3\ \text{V}$ $\rightarrow I_{E2} = 1\ \text{mA}$ $\rightarrow V_{C2} = 4\ \text{V}$

فیدبک موازی- سری

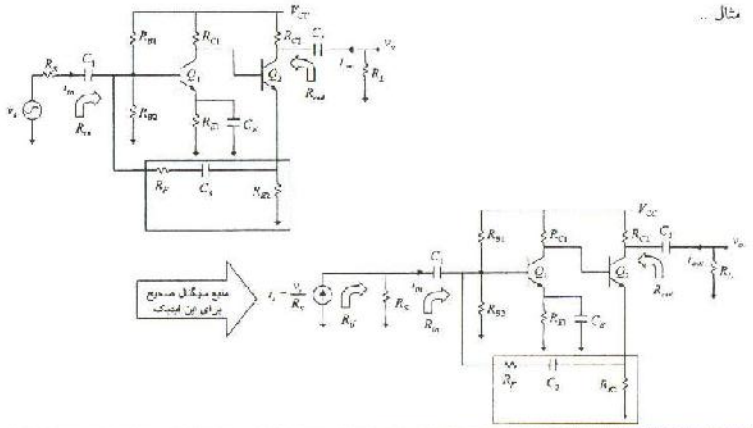
خلاصه قوانین برای به دست آوردن مدارهای A و β:



$$\beta = \frac{i_f}{i_1} \qquad A = \frac{i_o}{i_1}$$

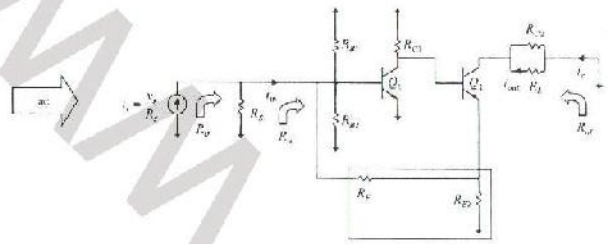
فیدبک موازی- سری

مثال ...



فیدبک موازی- سری

مثال ...



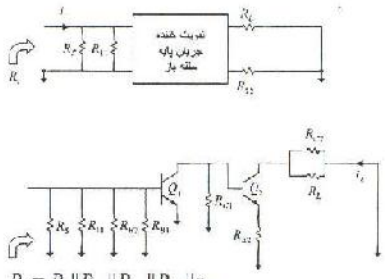
توجه داشته باشید که i_o جریان ورودی به درگاه (Port) خروجی تقویت کننده تعریف شده است و نه جریان عبوری از R_L

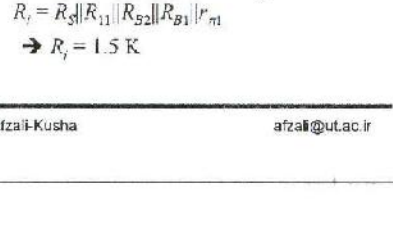
www.ut.ac.ir

فیدبک موازی- سری

مثال ...

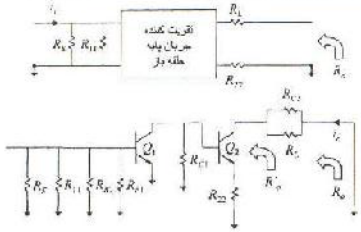
تعیین پارامترهای تقویت کننده پایه جدید:





$R_i = R_S \| R_{11} \| R_{S2} \| R_{B1} \| r_{\pi 1}$

$\rightarrow R_i = 1.5\ \text{K}$



$R_o = R_L \| R_{C2} + R'_o$

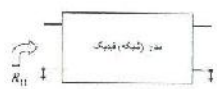
$\& \quad R'_o = r_{o2}\left[1+\frac{g_{m2}R_{22}}{1+(r_{o1}\| R_{C1})/r_{\pi 2}}\right]$

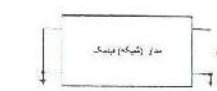
$R_o = 1.09\ \text{M}$

فیدبک موازی- سری

مثال ...

تعیین پارامترهای شبکه فیدبک:





$R_{11} = R_F + R_{E2}$

$R_{22} = R_F \| R_{E2}$

$\beta = \frac{i_f}{i_l} = -\frac{R_{E2}}{R_{E2}+R_F}$

$R_{11} = \ldots$

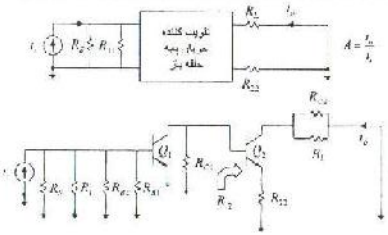
$R_{22} = \ldots$

$\beta = -0.115$

فیدبک موازی- سری

مثال ...

تعیین پارامترهای تقویت کننده ...



$A = \frac{i_o}{i_i}$ (1)

$v_{\pi 1} = i_i(R_S \| R_{11} \| R_{B2} \| R_{B1} \| r_{\pi 1})$ (2)

$v_{o1} = -i_{o1}(r_{o1} \| R_{C1}) \| R_{i2}$

$R_{i2} = r_{\pi 2} + (h_{fe}+1)R_{22}$

$v_{b2} = v_{o1} = -g_{m1}v_{\pi 1}(r_{o1} \| R_{C1}) \| R_{i2}$ (3)

$v_{\pi 2} - v_{b2}\frac{r_{\pi 2}}{r_{\pi 2}+(h_{fe}+1)R_{22}} = v_{b2}\frac{r_{e2}}{r_{e2}+R_{22}}$ (4)

$i_o = i_{c2} = g_{m2}v_{\pi 2}$ (5)

(1)-(5) $\rightarrow A = -426.9 \rightarrow$

فیدبک موازی- سری

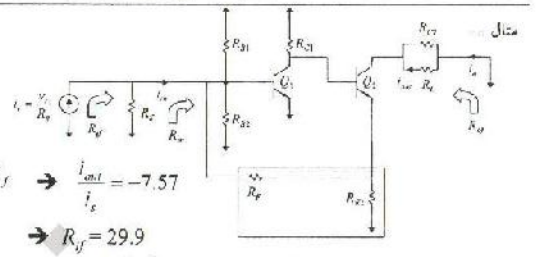
$A_f = \frac{i_o}{i_s} = \frac{A}{1+A\beta}$

$\frac{i_{out}}{i_o} = \frac{R_{C2}}{R_{C2}+R_L}$

$\rightarrow \frac{i_{out}}{i_s} = \frac{R_{C2}}{R_{C2}+R_L}A_f \rightarrow \frac{i_{out}}{i_s} = -7.57$

$R_{if} = \frac{R_i}{1+A\beta} \rightarrow R_{if} = 29.9$

مثال ...



توجه: در این مثال با توجه به نوع فیدبک نمی‌توان مستقیماً R_{in} را محاسبه کرد ولی غیر مستقیم خواهیم داشت:

$R_{in} = R'_{if} = \frac{R_{if}}{1-R_{if}/R_S} \rightarrow R_{in} = 30$

$R_{of} = R_o(1+\beta A)$

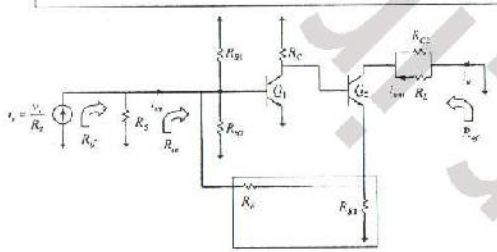
$R_{out} = [R_{of} - (R_o \| R_{C2})] \| R_{C2}$

از آن جا که R_{of} به خاطر فیدبک باید خیلی بزرگ باشد، خواهیم داشت:

$R_{out} \cong R_{C2} \rightarrow$ خطای R_{of} مهم نیست!

www.ttnet.ir

فیدبک موازی- سری



توجه: در تقویت کننده‌ای که در امیتر (سورس) دارای مقاومت است، یک فیدبک در مدار وجود دارد و در صورتی که مدار دارای فیدبک دیگری نیز باشد، در این صورت مدار دارای بیش از یک فیدبک است و روابط به دست آمده در فوق برای مقاومت های ورودی و خروجی ممکن ست معتبر نباشد.

توجه داشته باشید که این فیدبک اضافی در مسیر مقاومت خروجی وجود دارد. در صورتی که رابطه مقاومت خروجی با لحاظ کردن این فیدبک ها به دست آمد، آن گاه روابط فیدبک ممکن است معتبر باشند.

با توجه به بحث قبلی ما، مقادیر مقاومت های ورودی و خروجی مورد استفاده نخواهند بود و در نتیجه درستی و یا نادرستی مقادیر محاسبه شده آنها تاثیری در رابطه بهره نخواهد داشت.

© Ali Afzali-Kusha
afzali@ut.ac.ir

www.tabarestan.info

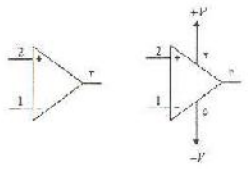
مطالب این بخش

هدف: آشنایی با تقویت کننده های عملیاتی و کاربردهای آن

۱- مقدمه
۲- آرایش معکوس‌کننده
۳- آرایش نامعکوس‌کننده
۴- تقویت‌کننده تفاضلی با استفاده از *Op-Amp*
۵- مدل امپدانس منفی
۶- مشکلات DC تقویت‌کننده‌های عملیاتی (اثرات غیرایده‌آل)
۷- کاربردهای تقویت کننده های عملیاتی

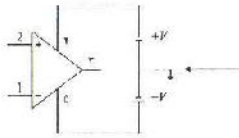
مقدمه

Operational Amplifier: Op-Amp



کاربردهای اولیه آنها در زمینه محاسبات آنالوگ و ابزار دقیق (*Instrumentation*) بوده است.

به صورت مجزا ساخته می‌شده‌اند و از لامپ‌های خلاء نیز برای ساخت آنها استفاده می شده است.

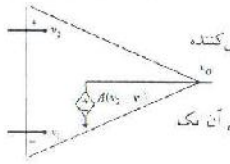


در اواسط دهه ۱۹۶۰ اولیه مدار مجتمع تقویت‌کننده عملیاتی ساخته شد. (*MA709* بود، که از بسیاری ترانزیستور و مقاومت ساخته شده بود.)

Op-Amp برای کار خود احتیاج به دو منبع تغذیه دارند. معمولاً منابع تغذیه *DC* نشان داده نمی‌شوند.

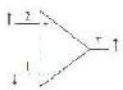
مقدمه

مدل **Op-Amp** ایده‌آل:

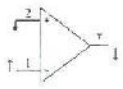


ترمینال ۱، ۱۸۰ درجه اختلاف فاز با خروجی می‌باشد ← ترمینال معکوس‌کننده
ترمینال ۲، همفاز با خروجی می‌باشد ← ترمینال غیرمعکوس‌کننده

گرچه ورودی *Op-Amp* به صورت تفاضلی اعمال می‌شود ولی خروجی آن تک می‌باشد. *Differential-Input, Single-Ended-Output*



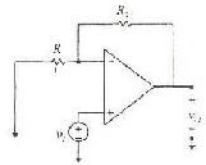
A بهره تفاضلی نامیده می‌شود که بهره مدار باز می‌باشد.
یکی از مشخصه‌های مهم *Op-Amp*ها کوپل کردن مستقیم سیگنال به آنها می باشد
در نتیجه به آنها *Direct-Coupled Amp.* یا *DC Amp.* می‌گوییم.



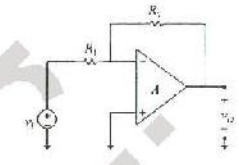
- ✓ پهنای باند *Op-Amp* ایده‌آل بی‌نهایت می‌باشد.
- ✓ بهره ولتاژ *A* نیز برای *Op-Amp* ایده‌آل بی‌نهایت می‌باشد.
- ✓ *Op-Amp*ها به طور معمول در آرایش حلقه باز مورد استفاده قرار نمی‌گیرند. مگر در مقایسه‌کننده‌ها
- ✓ **در آرایش حلقه بسته، برای مدارهای پایدار به طور معمول سیگنال فیدبک از خروجی به "ورودی −" می آید.**

مقدمه

آرایش‌های معکوس و نامعکوس‌کننده بیشترین آرایش مدار حلقه بسته *Op-Amp*ها می‌باشند.



آرایش نامعکوس کننده



آرایش معکوس کننده

www.ttnar.ir

مقدمه

خاصیت مهم:

$A = \infty$

در مدار مقابل با توجه به این که بهره ولتاژ *Op-Amp* ایده‌آل بی‌نهایت می‌باشد، و با توجه به این که ولتاژ خروجی محدود می‌باشد، در صورتی که *Op-Amp* قطع یا اشباع نشده باشد:

$$A = \frac{v_O}{v_2 - v_1} \rightarrow v_2 - v_1 = \frac{v_O}{A}$$

$$A \rightarrow \infty \rightarrow v_2 - v_1 \approx 0 \rightarrow v_2 \approx v_1$$

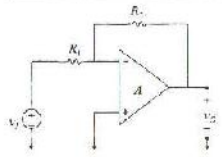
اختلاف بین ولتاژهای ورودی تقریباً صفر می‌شود

→ اتصال کوتاه مجازی

آرایش معکوس کننده (Inverting)

مدار حلقه بسته – فیدبک منفی می‌باشد.

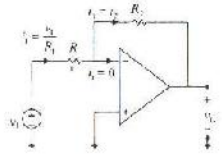
حالت اول:



$$Z_{in} = \infty \quad Z_{out} = 0 \quad A = \infty$$

$$A = \infty \rightarrow v_+ = v_- = 0$$

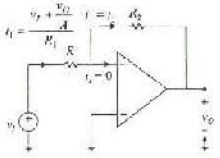
← v_- زمین مجازی



$$v_O = 0 - \frac{v_I}{R_1} R_2 = -\frac{v_I}{R_1} R_2 \rightarrow \frac{v_O}{v_I} = -\frac{R_2}{R_1}$$

آرایش معکوس کننده (Inverting)

حالت دوم:



$$Z_{in} = \infty \quad Z_{out} = 0 \quad A < \infty$$

$$v_O = A(v_2 - v_1) = -Av_1 \rightarrow$$

$$v_- = -\frac{v_O}{A} \qquad i_1 = \frac{v_I - \left(-\frac{v_O}{A}\right)}{R_1} = \frac{v_I + \frac{v_O}{A}}{R_1}$$

$$v_O = -\frac{v_O}{A} - i_1 R_2 = -\frac{v_O}{A} - \left(\frac{v_I + \frac{v_O}{A}}{R_1}\right) R_2$$

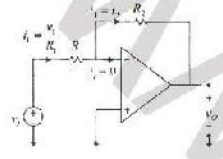
$$\frac{v_O}{v_I} = \frac{-R_2/R_1}{1 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)/A}$$

توجه: برای این که تقریب بی‌نهایت بودن A قابل استفاده باشد باید:

$$\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) << A \rightarrow \frac{v_O}{v_I} \approx -\frac{R_2}{R_1}$$

آرایش معکوس کننده (Inverting)

مقاومت ورودی تقویت‌کننده:



$$R_{in} = \frac{v_I}{i_I} = \frac{v_I}{\frac{v_I}{R_1}} \rightarrow R_{in} = R_1$$

در نتیجه برای داشتن مقاومت ورودی بالا باید R_1 خیلی بزرگ باشد که عملی نمی‌باشد.

← این تقویت‌کننده دارای مقاومت ورودی خیلی بالا نمی‌تواند باشد.

مقاومت خروجی تقویت‌کننده:

با توجه به این که خروجی از ترمینال خروجی *Op-Amp* گرفته شده است، با استفاده از مدار معادل *Op Amp* می توان نشان داد که مقاومت خروجی صفر می‌باشد.

$R_{out} = 0$

در نتیجه مقاومت R_2 در بهره ولتاژ اثر نخواهد گذاشت.

www.ut.ac.ir