موضوع: ال - ۲۴

طراحی الکترونیک

تألیف: استاد علوی

کتاب : طراحی الکترونیک

تألیف : استاد علوی

خطّاط : مهدی پژوه

رسّام : محمّد بهرامی

این کتاب در تاریخ دوم بهمن ماه ۱۳۶۱

به اتمام رسیده و کلیه حقوق برای مؤسسه

فنی تهران محفوظ است

مقدمه

بسم الله الرحمن الرحیم

تقاضای مکرر علاقمندان الکترونیک، اینجانب را بر آن داشت بنا به درخواست مؤسسه فنی تهران، کتاب حاضر را که تألیفی از جزوات و کتابهای متفرقه الکترونیک می‌باشد به رشته تحریر درآورم. از آنجائیکه پایه و اساس مدارهای الکترونیکی (مدارهای آنالوگ) مدار تقویت کننده می‌باشد، در این کتاب سعی شده است اصول تقویت کننده‌های فرکانس پائین به نحوی حتی‌الامکان ساده و جامع با اثبات روابط تجزیه، تحلیل و طراحی شوند. لازم به تذکر است که برای درک مطالب و استفاده کافی از این کتاب احتیاج به دانستن "اصول الکترونیک" و "تئوری شبکه و مدارها" می‌باشد. بنابراین به افرادی که در این زمینه‌ها کمبود دارند، توصیه می‌شود ابتدا کتب نظیر مبانی الکترونیک مؤسسه فنی تهران را مطالعه نموده، سپس هر فصل را یکبار و لو بطور سطحی مطالعه نمایند و بعد با دقت بیشتر آن فصل و فصول قبل را تکرار کنند.

بدیهی است کتاب حاضر خالی از نقص و اشتباه نمی‌باشد. از خوانندگان خواهشمند است با راهنمائیهای خود ما را یاری نمایند.

از مؤسسه فنی تهران که امکانات تکثیر این کتاب را فراهم آورده، تشکر کرده و توفیق علاقمندان الکترونیک را در راه خدمت به وطن از خداوند متعال خواهانم.

علوی

دی ماه ۱۳۶۱

فهرست مطالب

	صفحه
تقویت کنندهٔ یک طبقه ترانزیستوری	۱
تقویت کنندهٔ علائم کوچک	۱
تجزیه و تحلیل مدار امیتر مشترک	۲
مدار کلکتور فیدبک	۶
طرح مدار کلکتور فیدبک	۱۲
مدار مقسّم ولتاژ	۱۵
طرح مدار مقسّم ولتاژ	۲۱
بوت استرپ	۳۷
طرح مدار کلکتور مشترک	۴۲
طرح مدار بیس مشترک	۴۹
طرح مدار با FET	۵۱
خلاصه	۶۱
تقویت کننده چند طبقه	۶۴
محاسبه مشخصات تقویت کنندهٔ چند طبقه	۶۴
کوپلاژ AC و DC	۶۹
فیدبک	۸۸
بررسی سیستم های با فیدبک	۸۹
فیدبک منفی و مثبت	۹۰
خواص فیدبک منفی	۹۰
انواع فیدبک منفی	۹۶
محاسبه مدارهای فیدبک شده	۹۹
محاسبه تقریبی مدارهای فیدبک دار	۱۱۸

صفحه

طرح تقویت کننده های فیدبک دار	۱۲۴
تقویت کنندهٔ تفاضلی	۱۲۷
تجزیه و تحلیل یک طبقه تفاضلی	۱۳۱
طرح یک طبقه تفاضلی	۱۳۶
بررسی طبقه تفاضلی درحالت واقعی	۱۴۴
تقویت کننده چند طبقه تفاضلی	۱۴۷
تقویت کنندهٔ عملیاتی	۱۵۴
انواع تقویت کننده عملیاتی	۱۵۵
مشخصات تقویت کننده های عملیاتی	۱۶۱
پایداری وجبران فرکانسی	۱۶۸
استفاده از تقویت کننده عملیاتی	۱۷۱
تقویت کنندهٔ معکوس	۱۷۱
تقویت کنندهٔ غیر معکوس	۱۷۳
تقویت کنندهٔ تفاضلی	۱۷۵
تقویت کنندهٔ قدرتی	۱۷۸
تقویت کنندهٔ کلاس A	۱۷۹
تقویت کنندهٔ امیتر مشترک	۱۷۹
بررسی مشخصات تقویت کننده	۱۸۳
تقویت کننده کلکتور مشترک	۱۸۷
تقویت کننده با منبع جریان	۱۸۸
تقویت کنندهٔ کلاس A با ترانس خروجی	۱۹۱
تقویت کننده کلاس B	۱۹۵
پوشپول کلاس B با ترانس	۱۹۵
پوشپول کلاس B بدون ترانس خروجی	۲۰۰

تقویت کننده پوشپول با ترانزیستورهای مکمل ۲۰۱
مدار اصلی ۲۰۱
بایاسینگ مدار ۲۰۳

تقویت کننده ها

۱- تقویت کننده یک طبقه ترانزیستوری

همانطورکه قبلاً اشاره شده است درصورتیکه دامنهٔ علائم نسبت به مقادیر نقطهٔ کار کم باشد، تقویت علائم کوچک ① مطرح است. درغیراینصورت تقویت کنندهٔ علائم بزرگ ② ویا تقویت کنندهٔ قدرتی ③ نامیده می شود. تقویت کننده های قدرتی، بسته به نوع مدار، به کلاس A ، B ، C ، ... دسته بندی شده اند. (تقویت کننده علائم کوچک درکلاس A است)

۱-۱- تقویت کننده علائم کوچک

این تقویت کننده معمولاً درطبقات اوّل یا میانی مدارات، مورد استفاده قرار می گیرد. برای طراحی این مدار، مانند طرح سایر مدارات، باید یک سری مفروضات دراختیار باشند تا به کمک آنها، مدار را طرح کرده، مقادیر المانها را محاسبه نمود. مهمترین مفروضات عبارتند از:

ولتاژ تغذیه (V_{cc})، ضریب تقویت ولتاژ (A_V)، دامنهٔ ولتاژ خروجی (V_{op})، مقاومت ورودی (R_i) مقاومت خروجی (R_o) وگاهی پهنای باند (f_h, f_l).

دراغلب موارد، به علت اینکه مدار امیتر مشترک دارای ضریب تقویت ولتاژ وجریان زیاد، مقاومت ورودی نسبتاً زیاد ومقاومت خروجی متوسط می باشد، بکار می رود. هنگامیکه مقاومت ورودی کم، مقاومت خروجی زیاد، ضریب تقویت ولتاژ و پهنای باند زیاد مطلوب باشد، از بیس مشترک وزمانیکه مقاومت ورودی خیلی زیاد ومقاومت خروجی خیلی کم مطلوب باشد، از کلکتور مشترک استفاده می شود.

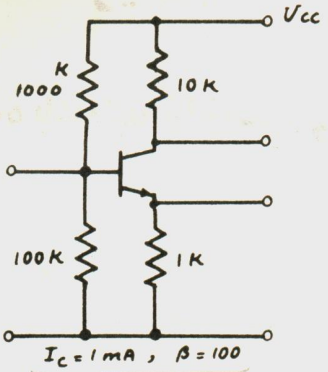
۱- Small - Signal Amplifiers

۲- Large - Signal Amplifiers

۳- Power - Amplifiers

مثال ۱- :

در شکل «۱-» اگر ورودی سیگنال بیس وخروجی کلکتور باشد وامیتر زمین شود (مقاومت یک کیلو اتصال کوتاه) مدار امیتر مشترک است. دراین حالت :



«شکل ۱»

$A_V = 400$, $A_I = 100$

$R_i = 2.5K$, $R_o = 10K$

اگر ورودی بیس وخروجی امیتر وکلکتور زمین شود (مقاومت 10 K اتصال کوتاه) مدار کلکتور مشترک بوده :

$A_V = 1$, $A_I = 101$, $R_i = 50K$, $R_o = 25\ \Omega$

وبالاخره اگر ورودی امیتر، خروجی کلکتور وبیس زمین شود (مقاومت 100 کیلو اتصال کوتاه) مدار بیس مشترک بوده :

$A_V = 400$, $A_I = 1$, $R_i = 25\ \Omega$, $R_o = 10\ K$

تذکر : اعمال ورودی وخروجی توسط خازنهای کوپلاژ ① واتصال کوتاه کردن توسط خازنهای بای پس ② انجام می‌شود.

۱-۱-۱- تجزیه و تحلیل مدار امیتر مشترک

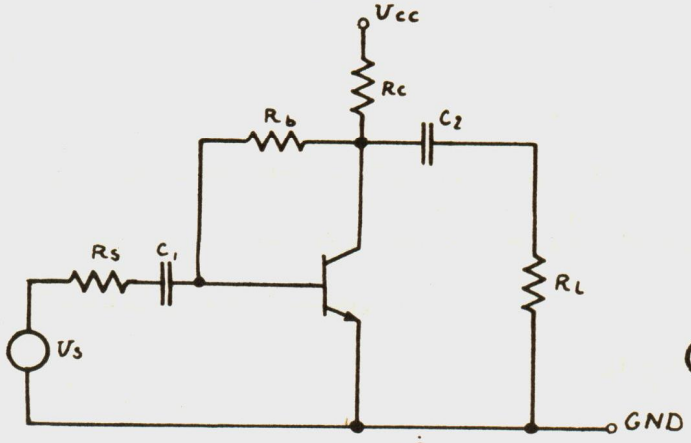
یادآوری : چون درطرح مدار، مقادیر المانها نامشخص بوده وباید محاسبه شوند، بنابراین بایاسینگ ومشخصات ac مدار باید توأماً درنظر گرفته شوند. مدار امیتر مشترک برای اینکه دارای پایداری حرارتی کافی باشد، باید از خاصیت فیدبک استفاده کرده. شکل «۲» مدار کلکتور فیدبک ③ وشکل «۳» ، مدار کلی مقسم ولتاژ ④ را نمایش می‌دهد.

۱- Coupling Capacitors

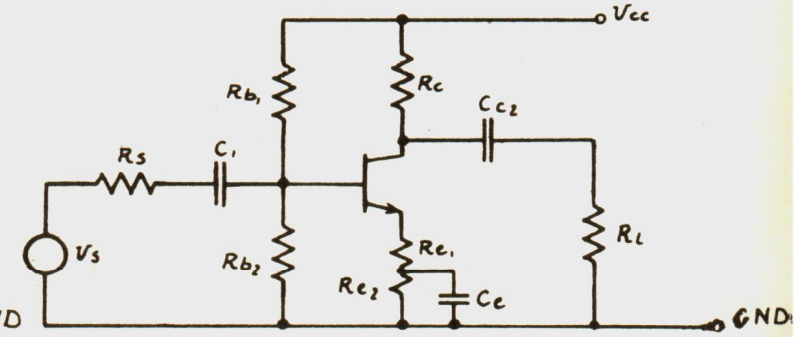
۲- Bypass Capacitors

۳) Collector - Feedback Bias

٤) Voltage - Divider Bias



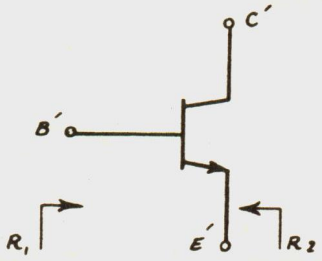
شکل (۲)



شکل (۳)

مدار شکل (۲) ساده تر و درعوض دارای پایداری حرارتی و مقاومت ورودی و مقاومت خروجی کمتری نسبت به مدار شکل (۳) می باشد. (کمتر بودن مقاومت خروجی معمولاً حسن است)

محاسبه مدارها



شکل (۴)

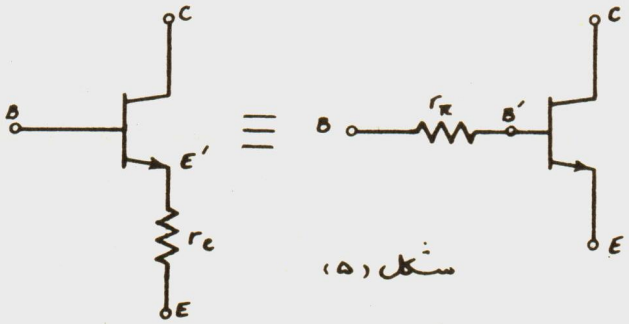
یادآوری: یک ترانزیستور ایده آل را می توان بصورت شکل «۴» نمایش داد که در آن مقاومتی که از بیس دیده می شود. β برابر مقاومتی است که از امیتر دیده می شود و بالعکس. (رابطه های «۱-» و «۱- الف»)

در این روابط β ضریب تقویت جریان است که گاهی با h_{fe} نیز نمایش داده می شود.

۱- $R_1 \simeq \beta R_2$

۱- الف $R_2 \simeq \frac{1}{\beta} R_1$

یک ترانزیستور واقعی دارای یک مقاومت دینامیکی درامیتر است (r_e) که مقدار آن بستگی به جریان نقطه کار دارد (شکل ۵).



شکل (۵)

مقدار r_e از رابطه « ۲ » بدست می آید. گاهی اوقات طبق رابطه (۱) اثر این مقاومت را از طرف بین در نظر می گیرند. این مقاومت را با r_π و گاهی h_{ie} نمایش می دهند.

-۲) $$r_e \simeq \frac{V_T}{I_C} \simeq \frac{25\,mV}{I_C}$$

-۳) $$r_\pi = \beta r_e$$

برای مثال به ازاء $I_C = 1\,mA$ و $\beta = 100$ و $r_e \simeq 25\,\Omega$ و $r_\pi \simeq 2.5\,K\Omega$ خواهد بود.

در بعضی موارد رابطه بین جریان خروجی و ولتاژ ورودی ترانزیستور مطلوبست. نسبت این دو کمیّت به "شیب ترانزیستور" مشهور است. (٤)

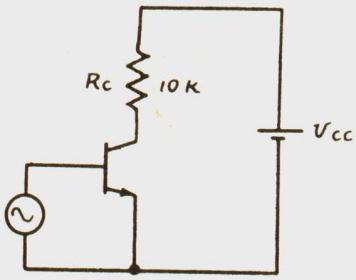
-٤) $$g_m = \frac{di_c}{dV_{BE}} \approx \frac{i_c}{V_{be}} \simeq \frac{1}{r_e} = \frac{1}{25\,mV} \cdot I_C = 40/V\ I_C$$

در مثال فوق شیب ترانزیستور $g_m = 40\,mA/V$ می باشد. بنابراین در یک تقویت کننده امیتر مشترک بدون فیدبک:

-۵) $$A_V = -g_m R_C = -\frac{R_C}{r_e}$$

-٦) $$R_i = r_\pi = \frac{\beta}{g_m} \simeq \beta \cdot r_e$$

-۷) $$R_o = r_c \parallel R_C \simeq R_C$$



شکل (۶)

مثال ۲- : اگر در شکل « ۶ » $I_C = 0.5\,mA$ و $\beta = 100$ باشد مطلوبست محاسبه ضریب تقویت ولتاژ ضریب تقویت جریان. مقاومت ورودی و مقاومت خروجی.

حل : از رابطه (٤-) : $g_m = 40/V\ I_C = 20\ mA/V$

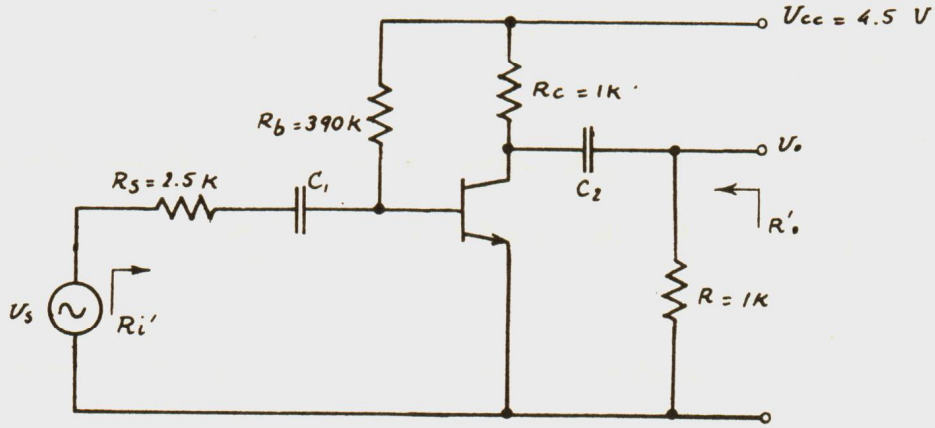
از رابطه (-۵) : $A_V = -g_m R_C = -20\ mA/V \cdot 10\,K\Omega = -200$

$A_I = \beta = 100$

از رابطه (-٦) : $R_i = \frac{\beta}{g_m} = \frac{100}{20}\,K\Omega = 5\,K\Omega$

از رابطه (-۷) : $R_o = R_C = 10\,K\Omega$

مثال ۳ : درصورتیکه در مدار شکل (۷) $\beta = 250$ و $V_{BE} = 0.6\,V$ فرض شوند مطلوبست محاسبه A'_V ، A'_I ، R'_i و R'_o



شکل (۷)

حلّ : C_1 و C_2 خازنهای کوپلاژ بوده ، برای جلوگیری از بهم زدن بایاسینگ مداری باشند. مقدار آنها باندازهٔ کافی بزرگ انتخاب می شود. بطوریکه در فرکانس های کار تقویت کننده بتوان آنها را اتصال کوتاه فرض کرد.

برای بدست آوردن مقادیر مطلوب ابتدا باید نقطه کار را محاسبه کرد. طبق قضیه جلقه کیرشهف :

$$V_{CC} - I_b R_b - V_{BE} = 0$$

$$I_b = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_b} = \frac{4.5\,V - 0.6\,V}{390\,K\Omega} = 10\ \mu A$$

در نتیجه :

$$I_C = \beta I_B = 250 \cdot 10\,\mu A = 2.5\ mA$$

از رابطه (٤) :

$$g_m = \frac{40}{V} I_C = 100\ \frac{mA}{V}$$

برای محاسبهٔ A_V باید درنظر گرفت که A_V مدار (که آنرا A'_V می نامیم) با A_V تقویت کننده (که آنرا A_V می نامیم) فرق می کند. زیرا هم در ورودی وهم درخروجی تقسیم ولتاژ شده است. بنابراین از رابطه (۵-۱) داریم:

$$A_V = -g_m R_C = -100\ \frac{mA}{V} \cdot 1\ K\Omega = -100$$

برای محاسبه تقسیم ولتاژ باید ابتدا مقاومت ورودی تقویت کننده را محاسبه کنیم :

$$R_i = \frac{\beta}{g_m} = \frac{250}{100}\,K\Omega = 2.5\ K\Omega$$

$$A'_V = A_V \frac{R_i \parallel R_b}{(R_i \parallel R_b) + R_s} \cdot \frac{R}{R + R_C} \simeq -100\ \frac{2.5}{2.5 + 2.5} \cdot \frac{1}{1+1} = -25$$

برای محاسبه A_I ، $i_s \simeq i_b$ و i_c بین R و R_c تقسیم می‌شود. در نتیجه :

$$\boxed{A'_I = A_I \frac{R}{R+R_c} \simeq \beta \frac{R}{R+R_c}} = 250 \frac{1}{1+1} = 125$$

برای محاسبهٔ R'_i باید در نظر داشت که R_i و R_s سری شده‌اند. بنابراین :

$$\boxed{R'_i = R_s + (R_b \parallel R_i) \simeq R_s + R_i} = 2.5K + 2.5K = 5K$$

و بالاخره اگر از خروجی به مدار نگاه کنیم R و R_c موازی شده‌اند. بنابراین :

$$\boxed{R'_o = R \parallel R_c} = 1K \parallel 1K = 500\,\Omega$$

با کمی دقت می‌توان دریافت که اگر معادل مقاومت‌هایی را که به کلکتور اعمال می‌شوند، R_L بنامیم

در این صورت $R_o = R_L = R \parallel R_c$ خواهد بود.

۲.۱.۱ مدار کلکتور فیدبک

حال برگردیم به مدار شکل (۲-) . در این مدار از مقاومت R_b برای بایاسینگ استفاده شده است که

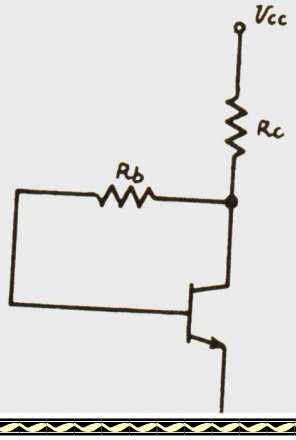
در عین حال چون از خروجی به ورودی اعمال شده است، به عنوان مقاومت فیدبک نیز مورد استفاده قرار

می‌گیرد. R_b هم ایجاد فیدبک DC می‌کند (پایداری مدار) هم فیدبک AC (کم کردن مقاومت خروجی)

و هم باعث کاهش اعوجاج می‌شود. بنابراین مدار را از دو دید بررسی می‌کنیم.

الف - بایاسینگ

شکل (۸) مدار معادل DC شکل (۲) را نمایش می‌دهد. در این مدار طبق روابط کیرشهف می‌توان



نوشت :

$$V_{CC} - \left[(I_C + I_B) R_C + I_B R_b + V_{BE} \right] = 0$$

از طرف دیگر :

$$\boxed{I_C = \beta I_B} \quad \boxed{I_C = \alpha I_E}$$

$$\boxed{I_E = \gamma I_B}$$

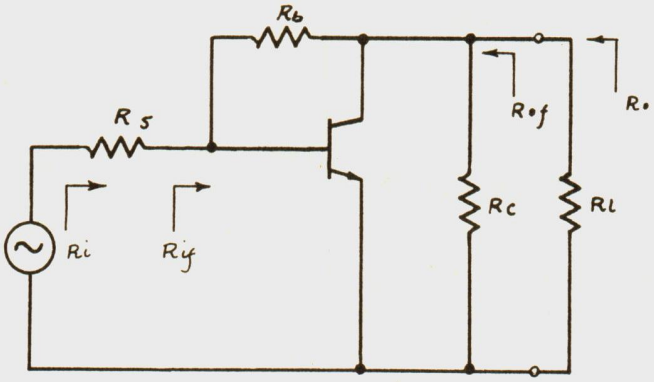
$$\alpha = \frac{\beta}{\ }$$

از حل روابط فوق نتیجه می‌شود :

$$I_C = \frac{\beta (V_{CC} - V_{BE})}{(\beta+1) R_C + R_B} \qquad (۸)$$

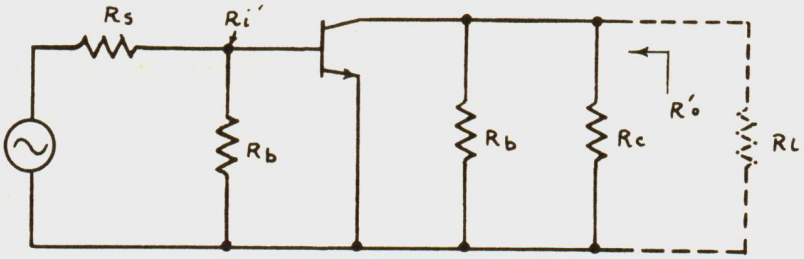
ب - تقویت سیگنال

شکل « ۹ » مدار معادل AC شکل « ۲ » را نمایش می‌دهد . در این مدار بخاطر اثر فیدبک ، مقاومت - ورودی ، مقاومت خروجی ، ضریب تقویت و اعوجاج کم می‌شود . (فیدبک موازی - موازی ① (ولتاژ موازی))



شکل (۹)

اگر خاصیت فیدبک R_b را در نظر نگیریم و آنرا فقط به عنوان مقاومت بار در ورودی و در خروجی در نظر بگیریم (شکل ۱۰) مدار بدون فیدبک با ضریب تقویت حلقه باز ② A_{V_0} خواهد بود . (چون R_L یک مقاومت خارجی است و ربطی به مدار ندارد ، فعلاً آنرا در نظر نمیگیریم و پس از محاسبه مدار آنرا هم حساب می‌کنیم)



شکل « ۱۰ »

۱- parallel - Parallel Feedback

۲- Open Loop Gain

ضریب تقویت مدار را با در نظر گرفتن اثر فیدبک، بهرهٔ حلقهٔ بسته ① A_{vf} می گویند.

نسبت ضریب تقویت بدون فیدبک را به با فیدبک، ضریب فیدبک گویند. (۹-۱)

$$K = \frac{A_{vo}}{A_{vf}} + 1 \qquad -9)$$

در این مدار، مقاومت ورودی و خروجی با اندازه K کم می شوند که در این روابط R'_i و R'_o مقاومت معادل ورودی و خروجی مدار شکل «۱۰» می باشند.

$$R_{if} = \frac{R'_i}{K} \qquad -10)$$

$$R_{of} = \frac{R'_o}{K} \qquad -11)$$

$$R'_i = R_s \parallel R_b \parallel r_\pi \qquad -12)$$

$$R'_o = R_c \parallel R_b \parallel r_{CE} \qquad -13)$$

برای محاسبه دقیق می توان با استفاده از روابط کیرشهف و قضیه میلر در مدار معادل به روابط زیر رسید:

$$|A_{vo}| = \alpha \cdot \frac{R_b \parallel r_\pi}{R_s + (R_b \parallel r_\pi)} \qquad -14)$$

$$|A_{vf}| = \alpha \cdot \frac{R_b \parallel \alpha r_\pi}{(R_b \parallel \alpha r_\pi) + \alpha R_s} \qquad -15)$$

$$K = \frac{R_b r_\pi + R_b R_s + \alpha \cdot r_\pi R_s}{R_b r_\pi + R_b R_s + r_\pi R_s} \qquad -16)$$

(الف) $\alpha = g_m (R_b \parallel R_c)$ -۱۵

به علت اینکه اثبات روابط بالا طولانی و محتاج تئوری های شبکه و مدار می باشند از ذکر راه حل در اینجا خودداری شده است.

در صورتیکه $A_{vo} \gg A_{vf}$ باشد، در مدار شکل «۹»

$$|A_{vf}| \simeq \frac{R_b}{R_s} \qquad -17)$$

$$R_i \simeq R_s \qquad -18)$$

مثال ٤ :

اگر در شکل «۹» $R_s = 10K$ و $R_b = 100K$ و $R_c = 10K$ و $R_L = 10K$ و $I_c = 2mA$ و $\beta = 200$ باشد مطلوب است محاسبه مقدار دقیق و مقدار تقریبی A_{vf}.

حل : طبق رابطه «۱۵» مقدار دقیق ضریب تقویت :

$$g_m = 40\ I_c/V = 40 \times 2\ mA/V = 80\ mA/V$$

$$r_\pi = \frac{\beta}{g_m} = \frac{200}{80}\ K\Omega = 2.5\ K\Omega$$

1- Closed loop Gain

$\alpha = 80 \ mA/V \quad (100K \parallel 10K) = 720$

$$|A_{vf}| = 720 \frac{100K \parallel 720 \times 2.5K}{(100K \parallel 720 \cdot 2.5K) + 720 \cdot 10K} = 9.347$$

طبق رابطه « ۱۲ » مقدار تقریبی ضریب تقویت :

$$|A_{vf}| \simeq \frac{R_b}{R_s} = \frac{100K}{10K} = 10$$

از مثال فوق نتیجه می گیریم با تقریب نسبتاً خوب می توان از رابطه ساده (۱۲) بجای محاسبه نسبتاً مفصل (۱۵) استفاده کرد .

<u>مثال ۵</u> : مطلوبست محاسبه سایر مشخصات مدار مثال قبل .

حل - از مسئله قبل : $\alpha = 720 \quad , \quad r_\pi = 2.5 \ K\Omega$

از (۱۴) :

$$K = \frac{100K \times 2.5K + 100K \times 10K + 720 \times 2.5K \times 10K}{100K \times 2.5K + 100K \times 10K + 2.5K \times 10K} = 15$$

از (۱۲) : $R'_i = 10K \parallel 100K \parallel 2.5K = 1.96K$

از (۱۰) $R_{if} = \frac{1.96K}{15} = 0.13K$

طبق شکل (۹) $R_i = R_s + R_{if} = 10K + 0.13K = 10.13K$

از (۱۳) $R'_o = 10K \parallel 100K \parallel \infty \simeq 9K$

از (۱۱) $R_{of} = \frac{9K}{15} = 0.6K$

طبق شکل (۹) $R_o = R_{of} \parallel R_L = 0.6K \parallel 10K = 566 \ \Omega$

برای محاسبه مدار از راه حل تقریبی از مسئله قبل : $A_{vf} = 10$

از (۱۴)

$$A_{vo} = 720 \frac{100K \parallel 2.5K}{10K + 100K \parallel 2.5K} = 140$$

از (۹)

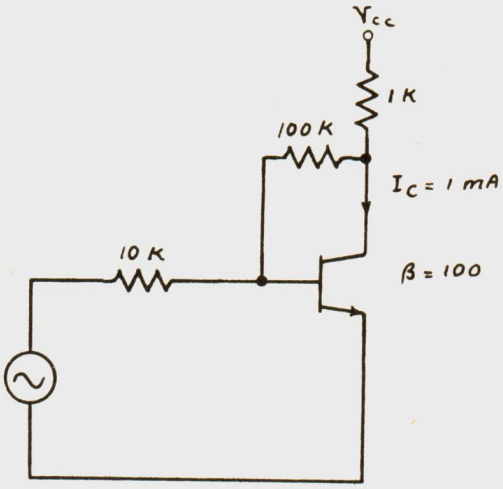
$$K = \frac{A_{vo}}{A_{vf}} + 1 = \frac{140}{10} + 1 = 15$$

با معلوم بودن K ، R_i ، R_o طبق راه حل قبلی بدست می آید . درصورتیکه $A_{vo} \gg A_{vf}$ نباشد ، برای محاسبهٔ تقریبی باید تصحیحی به عمل آورد .

$$\frac{A'_{vf} - A_{vf}}{A'_{vf}} = \frac{1}{K} \qquad (۱۹)$$

که در فرمول فوق A_{vf} مقدار دقیق و A'_{vf} مقدار تقریبی ضریب تقویت است . درنتیجه رابطهٔ فوق بصورت رابطه (۱۹ - الف) درمیاید .

از (۱۶) A_{vf} (دقیق) $= \frac{K-1}{K} A'_{vf}$ (تقریبی) (۱۹ - الف



شکل (۱۱)

مثال ٦ : در شکل (۱۱) مطلوبست محاسبهٔ -

R_o ، R_i ، A_{vf}

حل :

$g_m = 40 \frac{mA}{V}$ و $r_\pi = 2.5\,K$

$\alpha = g_m \cdot R_L \simeq 40$

$A_{vo} \simeq \alpha \frac{r_\pi}{R_s + r_\pi} = 40 \cdot \frac{2.5}{10 + 2.5} = 8$

$A'_{vf} = \frac{R_b}{R_s} = \frac{100\,K}{10\,K} = 10$

توجه : $A_{vo} < A'_{vf}$ و این خلاف فرض $A_{vf} \gg A_{vo}$ می باشد درنتیجه برای بدست آوردن مقدار واقعی باید آنرا تصحیح کرد:

$K = \frac{A_{vo}}{A'_{vf}} + 1 = \frac{8}{10} + 1 = 1.8$

$A_{vf} = \frac{K-1}{K} \cdot A'_{vf} = \frac{1.8-1}{1.8} \cdot 10 = 4.44$

برای امتحان صحت این امر می توان مقدار دقیق A_{vf} را از رابطه (۱۵) محاسبه کرد :

$A_{vf} = 40 \frac{100\,K \parallel 40 \times 2.5\,K}{(100\,K \parallel 40 \times 2.5\,K) + 40 \times 10\,K} = 4.44$

به همین ترتیب از (۱۶) :

$K = \frac{100 \times 2.5 + 100 \times 10 + 40 \times 2.5 \times 10}{100 \times 2.5 + 100 \times 10 + 2.5 \times 10} = 1.76$

از مسئله قبل :

$R''_i = 1.96\,K$

از (۱۰)

$R_{if} = \frac{1.96\,K}{1.8} \simeq 1.1\,K$

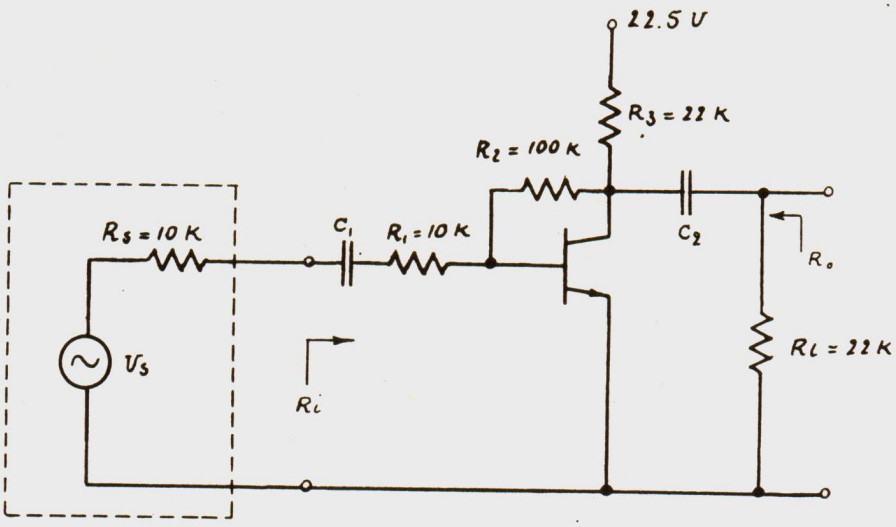
$R_i = 10\,K + 1.1\,K = 11.1\,K$

از (۱۳)

$R'_o = 1\,K \parallel 100\,K \parallel \infty \simeq 1\,K$

$R_o = R_{of} = \frac{1\,K}{1.8} \simeq 550\,\Omega$

مثال (۷): مطلوبست محاسبهٔ A_V ، R_i و A_o در مدار شکل (۱۲) درصورتیکه $\beta=500$ و $V_{BE}=0.5V$ فرض شود.



شکل (۱۲)

حلّ: برای محاسبه مدار ابتدا باید نقطه کار را مشخص کرد. از آنجائیکه $I_C \gg I_B$ می‌توان $I_{RC} \simeq I_C$ در نظر گرفته طبق قضیه کیرشهف:

$$22.5\,V - 22\,K \times I_C - 100K \times \frac{I_C}{500} - 0.5\,V = 0$$

$$22.2K \times I_C = 22\,V \longrightarrow I_C \simeq 1\,mA$$

ضریب تقویت بدون فیدبک:

$$A_{V_o} \simeq \alpha \frac{r_\pi \parallel R_2}{R_1 + R_S + (r_\pi \parallel R_2)}$$

$$\alpha = g_m (R_3 \parallel R_2 \parallel R_L) \simeq 40\ mA/V \times (22K \parallel 22K \parallel 100K) = 400$$

$$r_\pi = \frac{\beta}{g_m} = \frac{500}{40}\frac{V}{mA} = 12.5\ K\Omega$$

$$A_{V_o} \simeq 400 \frac{12.5 \parallel 100}{10 + 10 + (12.5 \parallel 100)} \simeq 145$$

ضریب تقویت با فیدبک:

$$A_{Vf} \simeq \frac{R_2}{R_S + R_1} = \frac{100}{10+10} = 5$$

$$K \simeq 1 + \frac{A_o}{A_f} = 1 + \frac{145}{5} \simeq 30$$

مقاومت ورودی تقویت کننده:

$$R_i \simeq R_1 \simeq 10\,K$$

مقاومت خروجی مدار :

$$R_o = \frac{R_2 \parallel R_3 \parallel R_L}{k} \simeq \frac{10k}{30} \simeq 333\ \Omega$$

۳-۱-۱- طرح مدار کلکتور فیدبک

همانطور که گفته شد برای طرح مدار باید هم مسئله بایاسینگ و هم مسئله سیگنال در نظر گرفته شود. می توان اثبات کرد که هرقدر V_{Rb} کمتر باشد، پایداری مدار بیشتر خواهد بود. در عوض مقاومت ورودی و ضریب تقویت مدار هم کمتر خواهد شد. در نتیجه اگر عملاً $V_{Rb} \simeq \frac{1}{10} V_{BE}$ انتخاب شود، معمولاً مدار دارای شرایط مساعدی خواهد شد.

پس :

$$I_B \cdot R_b = \frac{1}{10} V_{BE} \qquad (۲۰)$$

به عبارت دیگر :

$$V_o = V_{CE} \simeq V_B \simeq 0.6\ V \qquad (۲۱)$$

از طرفی V_{CE} در حالت اشباع حدود 0.2 ولت می باشد. پس ماکزیمم دامنه ولتاژ :

$$V_{o_{max}} = V_{CE} - V_{CE_{sat}} \simeq 0.4\ V_p \simeq 0.3\ V_{eff}$$

در طراحی مدار با در نظر گرفتن روابطی که در تجزیه و تحلیل مدار گفته شد و به کمک مفروضات مسئله مقادیر المانها را محاسبه می نمایند.

<u>مثال ۸</u> :

برفرض اینکه $V_{cc} = 6\ V$ و $I_c = 1mA$ و $\beta_{min} = 100$ و $A_{vf} = 5$ باشد، مدار شکل (۲) را محاسبه نمایید.

<u>حل</u> :

$$R_c = \frac{V_{RC}}{I_c} = \frac{(6-0.6)V}{1\ mA} = 5.4\ k\Omega \longrightarrow R_c = 5.6\ k\Omega$$

$$I_B = \frac{I_c}{\beta} = \frac{1mA}{100} = 10\ \mu A$$

از (۲۰)

$$I_B \cdot R_b \simeq 0.1\ V_{BE} \simeq 60\ mV$$

$$R_b = \frac{60\ mV}{10\ \mu A} = 6\ k\Omega \longrightarrow R_b = 6.2\ k\Omega$$

$$A_{vf} \simeq \frac{R_b}{R_s} \longrightarrow R_s = \frac{6.2k}{5} \longrightarrow R_s = 1.2\ k\Omega$$

مقادیر مقاومتها محاسبه شد. با استفاده از روابط زیر می‌توان سایر مشخصات مدار را محاسبه نمود:

$g_m = 40 \ mA/V$ (۴)

$r_\pi = \frac{100}{40} K\Omega = 2.5 K\Omega$ (۶)

$\alpha = 40 \ (6.2 \parallel 5.6) \simeq 116$ (۵ - الف)

$|A_{vo}| = 116 \frac{6.2 \parallel 2.5}{1.2 + (6.2 \parallel 2.5)} \simeq 70$ (۱۲)

$K = \frac{A_{vo}}{A_{vf}} + 1 = \frac{70}{5} + 1 = 15$ (۹)

$R_i \simeq R_s = 1.2 K$ (۱۸)

$R'_o = 5.6K \parallel 6.2K \simeq 2.9 K$ (۱۳)

$R_{of} = \frac{2.9K}{15} \simeq 190 \ \Omega$ (۱۱)

محاسبهٔ دقیق‌تر R_i : $R_i' = 1.2K \parallel 6.2K \parallel 2.5K = 700 \Omega$ (۱۲)

$R_{if} = \frac{700\Omega}{15} = 47 \ \Omega$ (۱۰)

$R_i = R_s + R_{if} = 1247 \ \Omega$ (مقایسه با $1200 \ \Omega$!)

<u>مثال ۹</u> : در صورتیکه بخواهیم $A_{vf} \simeq 10$ ، $R_i \simeq 5K$ و $V_{cc} = 24 V$ باشد به ازاء $V_{BE} = 0.6 V$ و $\beta = 250$ مدار شکل (۲) را محاسبه کنید.

<u>حل</u>:

تذکر: در این مدار مقاومت ورودی مفروض بوده است. بنابراین، ابتدا باید جریان نقطه کار را که جزء مجهولات است، محاسبه کنیم.

از روابط: (۱۸) $R_i \simeq R_s = 5 K\Omega \longrightarrow R_s = 4.7 K\Omega$

(۱۲) $A_{vf} \simeq \frac{R_b}{R_s} = 10 \longrightarrow R_b = 47 K\Omega$

(۲۰) $V_{CB} \simeq 0.1 V_{BE} \simeq 60 mV$

$I_B = \frac{V_{CB}}{R_b} = \frac{60 mV}{47 K\Omega} \longrightarrow I_B \simeq 1.27 \mu A$

$I_C = \beta I_B = 250 \times 1.27 \mu A \longrightarrow I_C \simeq 320 \mu A$

$$R_C = \frac{V_{RC}}{I_C} = \frac{24V - 0.6V}{0.32\ mA} \simeq 73\ K\Omega \longrightarrow R_C = 68\ K\Omega$$

برای محاسبه مشخصات مدار :

$$g_m = 40 \times 0.32\ mA/V = 12.8\ mA/V \qquad (٤)$$

$$\alpha = 12.8\ mA\ (47K \parallel 68K) \simeq 350 \qquad (٥-الف)$$

$$r_\pi = \frac{250}{12.8}\ K\Omega \simeq 20\ K\Omega \qquad (٦)$$

$$A_{Vo} = 350\ \frac{47K \parallel 20K}{4.7K + (47 \parallel 20)K} \simeq 260 \qquad (١٤)$$

$$K = \frac{260}{10} + 1 = 27 \qquad (٩)$$

$$R'_o = 68K \parallel 47K \simeq 27.8\ 1K \qquad (١٣)$$

$$R_{of} = \frac{27.8}{27} \simeq 1K\Omega \qquad (١١)$$

تذکر : در طرح مدار چون در ابتدا یک سری مطالب فرض می شود ، بعد از محاسبه مدار باید مشخصات خواسته شده دوباره محاسبه و با مقادیر خواسته شده مقایسه شود. در صورتیکه جواب در محدوده قابل قبول بود ، مسئله درست حل شده است. در غیر اینصورت باید این مفروضات را عوض کرد.

$$R'_i = 4.7K \parallel 47K \parallel 20K \simeq 3.51\ K \qquad (١٢)$$

$$R_{if} = \frac{3.5K}{27} = 130\ \Omega \qquad (١٠)$$

$$R_i = R_s + R_{if} = 4.7K + 0.13K = 4.83K \simeq 5K$$

$$|A_{Vf}| = 350\ \frac{47 \parallel 350.20}{(47 \parallel 350.20) + 350 \times 4.7} = 9.66 \simeq 10$$

پس طراحی مدار درست انجام شده است.

محاسبه خازنهای مدار

در عمل برای اینکه به ازاء تمام فرکانسها ، مقادیر محاسبه شده صدق کند ، باید خازنها اتصال کوتاه حساب شوند . یعنی تمام خازنها بسیار بزرگ باشند که این مسئله عملی نیست . در صورتیکه می خواهیم فرکانسی که باید توسط مدار تقویت شود f_o باشد ، کافی است به ازاء این فرکانس ، خازن مقاومتی کمتر از مقاومت مدار از خود نشان دهد .

بطور کلی باید :

$$C_2 > \frac{1}{2\pi f R_o} \quad , \quad C_1 > \frac{1}{2\pi f R_i} \quad , \quad C > \frac{1}{2\pi f R} \qquad (۱-۲۲)$$

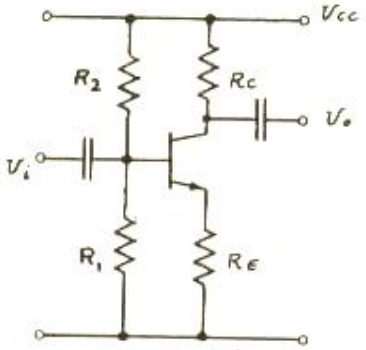
که اگر برای فرکانس صوتی $f > 30\ Hz$ فرض شود :

$$C_1 > \frac{1}{200.5\ K} \longrightarrow C_1 \simeq 2.2\ \mu / 6.3\ V$$

$$C_2 > \frac{1}{200.1\ K} \longrightarrow C_2 \simeq 10\ \mu / 6.3\ V$$

۴-۱-۱- مدار مقسم ولتاژ

شکل (۱۳) مدار مقسم ولتاژ امیتر مشترک را نمایش می دهد. در این مدار مقاومت R_E مقاومت فیدبک و نوع فیدبک جریان - سری (سری - سری) ① می باشد.

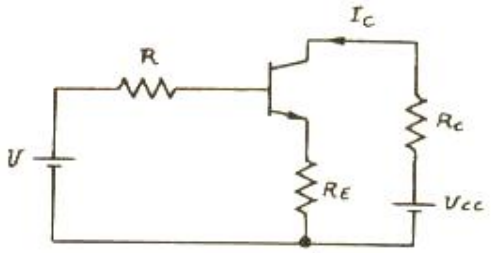


شکل (۱۳)

مقاومت های R_1 و R_2 مقاومت های بایاسینگ بوده، در ضریب تقویت و فیدبک مستقیماً دخالتی ندارد. مقاومت R_c در بایاسینگ (جریان نقطه کار) بی تأثیر است. این مقاومت ضریب تقویت و دامنه خروجی را مشخص می نماید. R_E مهمترین مقاومت مدار بوده و در تعیین تمام مشخصات مدار دخالت دارد.

الف - بایاسینگ مدار

مدار معادل DC شکل (۱۳) در شکل (۱۴) آورده شده است.



شکل (۱۴)

طبق قضیه تونن :

$$R = R_1 \parallel R_2 \qquad V = V_{cc} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

---

① Series - Series Feedback

طبق قضیه کیرشهف :

$$V - I_B R - V_{BE} - (1+\beta) I_B R_E = 0$$

$$I_C = \beta I_B$$

از روابط فوق :

$$(۲۳)\quad I_C = \beta \frac{V - V_{BE}}{R + (1+\beta) R_E} = \beta \frac{V_{CC} \cdot R_2 - V_{BE}(R_1 + R_2)}{R_1 \cdot R_2 + (1+\beta) R_E (R_1 + R_2)}$$

رابطه (۲۳ - ۱) را می توان بصورت زیر نوشت :

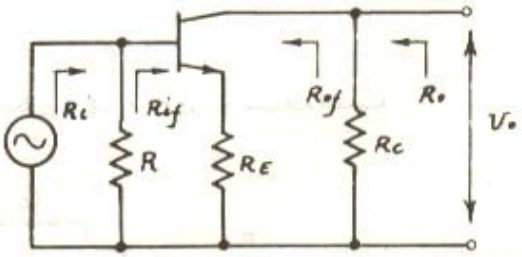
$$(۲۳\text{-الف})\quad I_C = \frac{\beta}{(1+\beta) R_E} \cdot \frac{V - V_{BE}}{\frac{R}{(1+\beta) R_E} + 1}$$

در عمل معمولاً $\beta \gg 1$ و $(1+\beta) R_E \gg R_2$ می باشد. درچنین حالتی می توان رابطهٔ (۲۳-۱) را بصورت مقابل نوشت :

$$(۲۴)\quad I_C \simeq \frac{V - V_{BE}}{R_E}$$

ب- تقویت سیگنال

شکل (۱۵) مدار معادل AC شکل (۱۳) را نمایش می دهد.



شکل (۱۵)

دراین مدار بخاطر اثر فیدبک ، مقاومت ورودی وخروجی (نسبت به امیتر مشترک بدون فیدبک) زیاد می شود.

دراین مدار :

$$(۲۵)\quad |A_{vo}| = g_m (R_C \parallel r_{CE}) = \frac{1}{r_e} (R_C \parallel r_{CE}) \simeq \frac{R_C}{r_e}$$

$$(۲۶)\quad |A_{vf}| \simeq \frac{R_C}{R_E + r_e}$$

۲۷) $K = 1 + \frac{R_E}{r_e}$

۲۸) $R_{if} = R_i' \times K$

۲۹) $R_{of} = R_o' \times K$

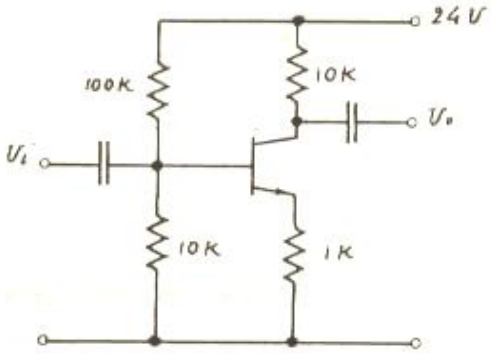
۳۰) $R_i' = r_\pi$

۳۱) $R_o' = r_{ce}$

۳۲) $R_i = R_{if} \parallel R$

۳۳) $R_o = R_{of} \parallel R_c$

مثال ۱۰ : مطلوبست محاسبهٔ A_V ، R_i ، R_o درصورتیکه $\beta = 100$ و $V_{BE} = 0.6\,V$ فرض شوند.



شکل (۱۶)

حل : ابتدا نقطه کار را محاسبه می کنیم :

از رابطه (۲۳) :

$$I_c = 100\,\frac{24 \times 10 - 0.6\,(10 + 100)}{10 \times 100 + (1 + 100) \parallel (10 + 100)}\ mA$$

$$I_c = 1.43\ mA \simeq 1.5\ mA$$

از رابطهٔ (۲۴) :

$$I_c = \frac{\left(\frac{10}{10 + 100} \times 24 - 0.6\right) V}{1K} = 1.58\ mA \simeq 1.5\ mA$$

با معلوم بودن I_c مشخصات ترانزیستور حساب می شوند :

از (۹) :

$$r_e = \frac{25\ mV}{1.5\ mV} \simeq 17\ \Omega$$

$$g_m = 40 \times 1.5 \frac{mA}{V} = 60 \ mA/V$$ از (۴۱)

$$r_\pi = \frac{100}{60} K\Omega \simeq 1.67 \ K\Omega$$ از (۴۶)

مشخصات مدار :

$$|A_{vo}| = 60 \ (10 \parallel \infty) = 600$$ از (۲۵)

$$|A_{vf}| = \frac{10K}{1K + 0.017K} = 9.83$$ (۲۶)

$$K = 1 + \frac{1K}{17\Omega} = 59.8$$ (۲۷)

$$R_i'' = 1.67 \ K$$ (۳۰)

$$R_{if} = 1.67K \times 59.8 = 99.866 \ K$$ (۲۸)

$$R_i = 99.866 K \parallel 10K \parallel 100K = 8.3325 \ K$$ (۳۲)

$$R_o' = r_{ce} \longrightarrow \infty$$ (۳۱)

$$R_{of} = K.\infty \longrightarrow \infty$$ (۲۹)

$$R_o = 10K \parallel \infty \simeq 10K$$ (۳۳)

تذکر : درحالتی که $K \gg 1$ باشد (یعنی $R_E \gg r_e$) واین درصورتی است که $V_{RE} \gg V_T \simeq 25 \ mV$ باشد. (مثلاً $V_{RE} \geq 1V$). دراین صورت می توان مشخصات مدار را بصورت تقریبی وسادهٔ زیر محاسبه کرد. (چرا ؟)

الف - ۲۶) $$|A_{vf}| \approx \frac{R_c}{R_E}$$

الف - ۳۲) $$R_i \simeq R_1 \parallel R_2 \parallel \beta R_E \approx R_1$$

الف - ۳۳) $$R_o \simeq R_c$$

مثال ۱۱ : گاهی اوقات پایداری حرارتی کافی وضریب تقویت زیاد همزمان مورد لزوم است. مدار شکل « ۷ » دارای ضریب تقویت زیاد ولی پایداری کم ومدار شکل « ۱۶ » دارای پایداری حرارتی خوب ولی ضریب تقویت کم می باشد. بنابراین درعمل گاهی این دومدار را درهم ادغام کرده، مدار شکل ۱۷ حاصل می شود. دراین مدار خازن C_b برای سیگنال اتصال کوتاه بوده، فیدبک AC ازبین میرود (خازن بای پس) درنتیجه ضریب تقویت مدار زیاد است (شکل ۷)

$$g_m = 40 \times 1.5 \frac{mA}{V} = 60\ mA/V$$ از (۴۱)

$$r_\pi = \frac{100}{60} K\Omega \simeq 1.67\ K\Omega$$ از (۴۲)

مشخصات مدار :

$$|A_{vo}| = 60\,(10 \parallel \infty) = 600$$ از (۲۵)

$$|A_{vf}| = \frac{10K}{1K + 0.017K} = 9.83$$ (۲۶)

$$K = 1 + \frac{1K}{17\Omega} = 59.8$$ (۲۷)

$$R_i'' = 1.67\ K$$ (۳۰)

$$R_{if} = 1.67K \times 59.8 = 99.866\ K$$ (۲۸)

$$R_i = 99.866\ K \parallel 10K \parallel 100K = 8.3325\ K$$ (۳۲)

$$R_o' = r_{ce} \longrightarrow \infty$$ (۳۱)

$$R_{of} = K.\infty \longrightarrow \infty$$ (۲۹)

$$R_o = 10K \parallel \infty \simeq 10K$$ (۳۳)

تذکر : درحالتی که $K \gg 1$ باشد (یعنی $R_E \gg r_e$) واین درصورتی است که $V_{RE} \gg V_T \simeq 25\ mV$ باشد. (مثلاً $V_{RE} \geqslant 1V$). دراین صورت می توان مشخصات مدار را بصورت تقریبی وساده زیر محاسبه کرد. (چرا ؟)

$$|A_{vf}| \approx \frac{R_c}{R_E}$$ الف - ۲۶)

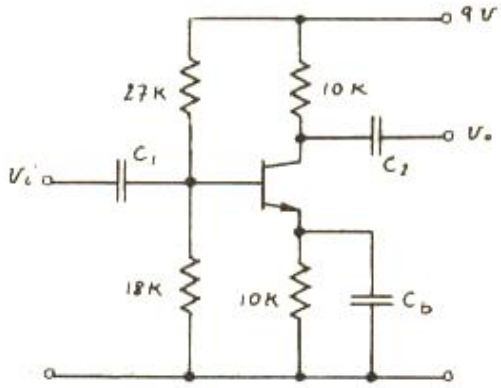
$$R_i \simeq R_1 \parallel R_2 \parallel \beta R_E \approx R_1$$ الف - ۳۲)

$$R_o \simeq R_c$$ الف - ۳۳)

مثال ۱۱ : گاهی اوقات پایداری حرارتی کافی وضریب تقویت زیاد همزمان مورد لزوم است. مدار شکل « ۷ » دارای ضریب تقویت زیاد ولی پایداری کم ومدار شکل « ۱۶ » دارای پایداری حرارتی خوب ولی ضریب تقویت کم می باشد. بنابراین درعمل گاهی این دومدار را درهم ادغام کرده، مدار شکل ۱۷ حاصل می شود. دراین مدار خازن C_b برای سیگنال اتصال کوتاه بوده، فیدبک AC ازبین میرود (خازن پای پس) درنتیجه ضریب تقویت مدار زیاد است (شکل ۷)

امّا برای DC خازن C_b باز بوده R_E پایداری حرارتی مدار را تأمین می‌کند. (ش ۱۶)

می‌خواهیم با فرض $\beta = 100$ و $V_{BE} = 0.6\,V$ مشخصات مدار را حساب کنیم.



شکل (۱۷)

حل:

$$I_C \simeq \frac{\frac{18\,K}{(18+27)K} \cdot 9\,V - 0.6\,V}{10\,K} = 0.3\,mA \qquad (۲۴)$$

$$g_m = 40 \times 0.3\,\frac{mA}{V} = 12\,\frac{mA}{V} \qquad (۴)$$

$$|A_V| = 12\,\frac{mA}{V} \cdot 10\,K = 120 \qquad (۵)$$

از (۳۲) و (۶)

$$R_i = \frac{100}{12}\,K \parallel 18\,K \parallel 27\,K = 4.7\,K$$

از (۷)

$$R_o \simeq R_C = 10\,K$$

برای محاسبه خازنها: از (۲۲-۱) برفرض $f > 30\,Hz$:

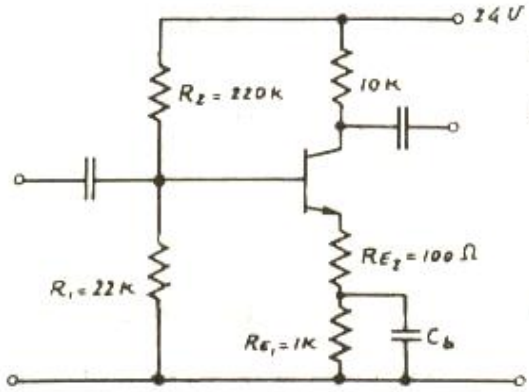
$$C_1 > \frac{1}{2\pi \times 30\,Hz \times 4.7\,K} \longrightarrow C_1 \simeq 2.2\,\mu F / 6.3\,V$$

$$C_2 > \frac{1}{2\pi \times 30\,Hz \times 10\,K} \longrightarrow C_2 \simeq 1\,\mu F / 10\,V$$

$$C_b > \frac{1}{2\pi f r_e} = \frac{1}{2\pi \times 30\,Hz \times \frac{25\,mV}{0.3\,mA}} \longrightarrow C_b \simeq 100\,\mu F / 6.3\,V$$

مثال ۱۲: درصورتیکه در مداری بخواهیم هم پایداری مدار خوب باشد هم ضریب تقویت مدار نسبتاً زیاد باشد و هم بخاطر استفاده از خواص فیدبک (زیاد شدن مقاومت ورودی، کم شدن اعوجاج، زیاد شدن پهنای باند) بخواهیم فیدبک AC داشته باشیم، مقاومت امیتر را دو قسمت کرده، یک قسمت آنرا توسط C_b پای پس می‌کنیم.

(معمولاً $R_{E_1} > R_{E_2}$)



شکل (۱۸)

چنین مداری را در شکل (۱۸) می‌خواهیم با فرض $\beta = 100$ $V_{BE} = 0.6\,V$ محاسبه نمائیم.

حل :

$$I_C \simeq \frac{\frac{22K}{(220+22)K} \times 24V - 0.6V}{1K + 100\,\Omega} \simeq 1\ mA$$

$$r_e \simeq 25\ \Omega$$

برای محاسبه مشخصات AC مدار ، R_{E_1} اتصال کوتاه و بنابراین $R_E = R_{E_2}$ خواهد بود . از آنجائیکه :

$$V_{RE_2} \simeq 100\ mV$$

قابل مقایسه با $V_T \simeq 25\ mV$ می باشد ، نمیتوان از r_e در مقابل R_{E_2} صرفنظر کرد . در نتیجه :

$$|A_{vf}| \simeq \frac{R_C}{r_e + R_{E_2}} = \frac{10K}{(25+100)\,\Omega} = 80$$

$$R_i \simeq R_1 \parallel R_2 \parallel \beta(r_e + R_{E_2}) = 22K \parallel 220K \parallel 100(25+100)\,\Omega \simeq 8\ K\Omega$$

$$R_o \simeq R_C = 10K$$

$$K \simeq 1 + \frac{R_{E_2}}{r_e} = 1 + \frac{100}{25} = 5$$

خلاصه

از مطالب گذشته نتیجه می گیریم مدار امیتر مشترک مقسم ولتاژ بطور کلی بصورت یکی از مدارهای شکل های (۱۶) ، (۱۷) و یا (۱۸) خواهد بود . برای سادگی کار مشخصات تقریبی مدارها را که از روابط کلی نتیجه شده اند ، در جدول (۱) خلاصه کردیم :

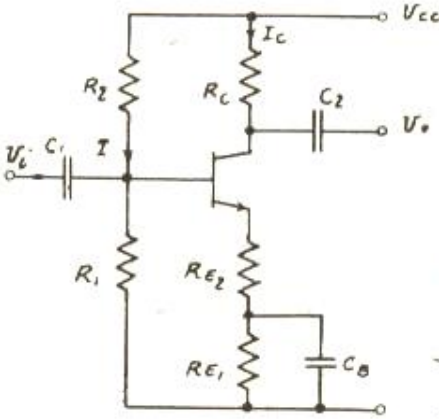
مدار / مشخصات	۱۶	۱۷	۱۸
A_V	$\frac{R_C}{R_E}$	$g_m R_C = \frac{40V}{R_C} = \frac{R_C}{r_e}$	$\frac{R_C}{R_{E_2} + r_e} = \frac{R_C}{R_{E_2} + \frac{1}{g_m}}$
R_i	R_1	$r_\pi = \frac{\beta}{g_m} = \beta r_e$	$R_1 \parallel R_2 \parallel \beta(R_{E_2} + r_e)$
R_o	R_C	R_C	R_C

جدول (۱)

در حقیقت روابط شکلهای (۱۶) و (۱۷) از روابط شکل (۱۸) نتیجه شده اند که در آن به ترتیب یا R_E در مقابل r_e حذف شده و یا r_e در مقابل R_E .

۵-۱-۱- طرح مدار مقسم ولتاژ

از روابط ذکر شده در فصل گذشته براحتی میتوان مدار را طراحی کرد. منتهی بخاطر اینکه معمولاً مجهولات مدار بیشتر از معلومات است. درصورت نبودن شروط خاص برای پایداری کافی، دو رابطه زیر در نظر گرفته می‌شود:



شکل (۱۹)

الف - پایداری حرارتی مدار در مقابل تغییرات V_{BE} توسط R_E تأمین میگردد. در نتیجه هرچه $V_{RE} > V_T$ باشد پایداری حرارتی مدار بهتر است، پس باید $V_{RE} \gg V_T$. در عمل معمولاً $V_{RE} \gtrsim 1V \gg 25\ mV$ انتخاب می‌شود.

ب: پایداری حرارتی مدار در مقابل تغییرات β بیشتر توسط R_1 و R_2 تأمین می‌شود. زیرا هرچه آنها کوچکتر باشند، تغییرات جریان بیس بر اثر تغییرات β بروی V_B کمتر اثر میکند. پس باید $I \gg I_B$ باشد (درحد $I = \beta I_B$). از طرف دیگر هرچه I بزرگتر باشد، مقاومت ورودی مدار کمتر می‌شود. در نتیجه مدار، هنگامی بزرگترین مقاومت ورودی را دارد که $I = I_B$ باشد. از آنجائیکه این دو شرط، دو حد I را مشخص می‌کنند $I_B < I < \beta I_B$ درحالت عادی بهتر است واسطهٔ هندسی دو حد را برای I در نظر گیریم. یعنی: $I = \sqrt{\beta}\ I_B$

از آنجائیکه معمولاً $\beta \simeq 100$ فرض می‌شود، به عنوان شروط پایداری:

۳۴) $V_{RE} \simeq 1\ V$

۳۵) $I \simeq 10\ I_B$

در نظر گرفته می‌شوند.

مثال ۱۳ : مدار شکل (۱۹) را برای $A_V \geq 250$ و $R_o \leq 10\ K$ به ازاء $V_{cc} = 12\ V$ و $\beta_{min} = 100$ و $V_{BE} = 0.6\ V$ محاسبه نمایید.

حل:

از (۳۳): $R_o \approx R_C \longrightarrow R_C = 10\ K\Omega / \frac{1}{4}\ W$

چون A_V باید بزرگ باشد: $R_{E_2} = 0$

از (۵): $A_V = g_m R_C \longrightarrow g_m = \frac{250}{10\ K} = 25\ mA/V$

از (۴): $g_m = 40\ I_C \longrightarrow I_C = \frac{25}{40}\ mA = 625\ \mu A$

از (۱-۳۳) $V_{RE_1} \geqslant 1\,V \longrightarrow R_{E_1} = \frac{1\,V}{625\,\mu A} = 1.6\,K \longrightarrow R_{E_1} = 1.8\,K / \frac{1}{4}\,W$

از (۱-۳۴) $I = 10\,I_B = \frac{1}{10} I_C \simeq 60\,\mu A$

$V_B = I_E R_E + V_{BE} = 0.625\,mA \times 1.8\,K + 0.6\,V \simeq 1.7\,V$

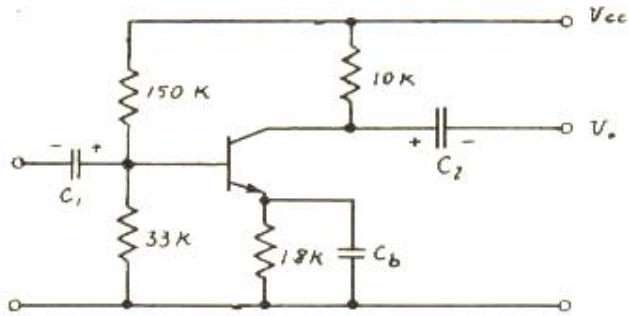
$R_1 \simeq \frac{V_B}{I} = \frac{1.7\,V}{60\,\mu A} = 28.3\,K\Omega \longrightarrow R_1 = 33\,K\Omega / \frac{1}{4}\,w$

$R_2 \simeq \frac{V_{cc} - V_B}{I} = \frac{(12-1.7)V}{60\,\mu A} = 172\,K\Omega \longrightarrow R_2 = 150\,K\Omega / \frac{1}{4}\,w$

تذکر : از آنجائیکه مقادیر محاسبه شده معمولاً غیر استاندارد هستند باید مقادیر استاندارد نزدیک به آنها را انتخاب کرد. این انتخاب باید همواره در جهت بهبود مشخصات باشد مثلاً R_E بجای 1.6 K که محاسبه شده بود 1.8 K انتخاب شد. زیرا بزرگتر بودن R_E باعث پایداری بیشتر مدار خواهد بود. به همین ترتیب R_1 بیشتر و R_2 کمتر از مقادیر محاسبه شده، انتخاب شدند تا بدین ترتیب V_B بیشتر شده خطای ناشی از صرفنظر کردن اثر بارگذاری I_B بروی تقسیم ولتاژ R_1، R_2 خنثی شود و گذشته از آن اگر I_c زیاد شود هم باعث زیادتر شدن پایداری حرارتی مدار (زیادتر شدن V_E) و هم باعث زیادتر شدن ضریب تقویت (بخاطر g_m) خواهد شد. در عمل باید بعد از انتخاب المانهای مدار، مشخصات مدار را محاسبه کرده، مقادیر محاسبه شده را با مقادیر خواسته شده مقایسه کرد. درصورتیکه اختلاف زیاد باشد، باید مقادیر تخمین زده شده را طوری عوض کرد تا شرایط مورد نیاز بدست آید.

واما دنباله مسئله :

مدار محاسبه شده بصورت شکل (۲۰) درآمده است. قبل از انتخاب خازنها باید مطمئن شویم مقاومتها درست انتخاب شده‌اند.



شکل (۲۰)

طبق (۲۳ - الف) و با درنظرگرفتن $\beta + 1 \simeq \beta$:

$$I_c \simeq \frac{\beta(V - V_{BE})}{R + \beta R_E}$$

$$V = 12\,V \cdot \frac{33\,K}{33\,K + 150\,K} = 2.16\,V \qquad R = \frac{33\,K \cdot 150\,K}{33\,K + 150\,K} \simeq 27\,K$$

$$I_C = \frac{100(2.16V - 0.6V)}{27K + 100 \times 1.3K} \simeq 0.75\ mA$$

$$g_m = 40 \times 0.75 \simeq 30\ mA/V$$

$$A_V = g_m \cdot R_L \simeq 380 > 250$$

پس قابل قبول است.

$$R_i = R_1 \parallel R_2 \parallel r_\pi$$

$$r_\pi = \frac{\beta}{g_m} = \frac{100}{30} \simeq 3.3\ K\Omega$$

$$R_i = (150 \parallel 33 \parallel 3.3)\ K\Omega \simeq 3\ K\Omega$$

محاسبه خازنها :

$$C_1 = \frac{1}{200\ R_i} = \frac{1}{200 \cdot 3K} = 1.66\ \mu F \longrightarrow C_1 = 4.7\ \mu F / 6.3\ V$$

$$C_2 = \frac{1}{200\ R_o} = \frac{1}{200 \times 10K} = 0.5\ \mu F \longrightarrow C_2 = 1\ \mu F / 15\ V$$

$$C_b \simeq \frac{1}{200\ r_e} = \frac{I_C}{200 \times 25\ mV} = 140\ \mu F \longrightarrow C_b = 220\ \mu F / 6.3\ V$$

مثال ۱۴ :

مدار شکل (۱۹) را برای $A_V \geq 100$ و $R_i \geq 10\ K$ بدارای $V_{CC} = 12\ V$ و $V_{BE} = 0.6\ V$ و $\beta = 100$ محاسبه کنید. اگر β بین 50 و 250 تغییر کند، تغییرات مشخصات مدار چگونه خواهد بود؟

حل : راه اول :

مانند مثال قبل می‌توانیم از شکل (۲۰) استفاده کنیم:

چون :

$$R_i = R_1 \parallel R_2 \parallel r_\pi \simeq r_\pi$$

باید :

$$r_\pi \geq R_i = 10\ K\Omega$$

باشد. بنابراین مثلاً $r_\pi = 15\ K$ فرض می‌کنیم و پس از انتخاب المانها اگر کم بود آنرا بزرگتر می‌کنیم :

پس:

$$r_\pi = \frac{\beta}{g_m} = 15\ K \longrightarrow g_m = \frac{100}{15\ K} \simeq 6\ mA/V$$

$$A_V = g_m R_C = 100 \longrightarrow R_C = 16.6\ K\Omega \longrightarrow R_C = 18\ K$$

$$I_C = \frac{g_m}{40} = \frac{6\ mA/V}{40} \cdot V = 150\ \mu A$$

$$V_{RE} \geq 1V \longrightarrow R_E = \frac{1V}{150\mu A} = 6.6\ K\Omega \longrightarrow R_E = 6.8\ K\Omega$$

$$V_B = I_E R_E + V_{BE} = 150\ \mu A \times 6.8\ K + 0.6\ V = 1.62\ V$$

$$I_1 = 10 I_B = \frac{1}{10} I_C = 15\ \mu A$$

$$R_1 \simeq \frac{V_B}{I_1} = \frac{1.62\ V}{15\ \mu A} = 108\ K \longrightarrow R_1 = 120\ K$$

$$R_2 = \frac{V_{CC} - V_B}{I_1} = \frac{12V - 1.62V}{15\ \mu A} = 692\ K \longrightarrow R_2 = 680\ K$$

محاسبه مدار :

$$V = 12V \cdot \frac{120\ K}{120K + 680\ K} = 1.8\ V$$

$$R = 120K \parallel 680\ K = 102\ K$$

$$I_E = \frac{V - V_{BE}}{\frac{R}{1+\beta} + R_E} = \frac{1.8V - 0.6V}{\frac{102\ K}{101} + 6.8K} = 0.154\ mA$$

$$g_m = 40 \times 0.154\ mA/V = 6.16\ mA/V$$

$$A_V = g_m \cdot R_C = 6.16\ mA/V \times 18\ K\Omega = 111 > 100$$

$$R_i = R_1 \parallel R_2 \parallel r_\pi = R_1 \parallel R_2 \parallel \frac{\beta}{g_m} = 120\ K \parallel 680\ K \parallel \frac{100}{6.16} K = 14\ K > 10\ K$$

پس هر دو شرط مدار برقرار است. البته اگر بجای $R_2 = 680\ K\Omega$ مثلاً $R_2 = 620\ K$ انتخاب می شد V_B در نتیجه V_E به عبارت دیگر I_C بیشتر می شد که این خود باعث افزایش پایداری حرارتی و ضریب تقویت مدار می گردید. البته مقاومت ورودی مدار نیز کمتر می بود که البته هنوز از $10\ K$ که خواسته مدار بود بیشتر باقی میماند !

حال می خواهیم اثر تغییرات β را بروی مدار بررسی کنیم :

اگر $\beta = 50$ باشد :

$$I_E = \frac{1.8V - 0.6V}{\frac{102K}{51} + 6.8K} = 0.136\ mA$$

$$V_{RE} = I_E \cdot R_E = 0.316\ mA \times 6.8 = 0.92\ V < 1V$$

$$g_m = 40 \times 0.136 \ \frac{mA}{V} = 5.44 \ \frac{mA}{V}$$

$$A_V = 5.44 \ \frac{mA}{V} \times 18 \ K = 97.9 \qquad \underline{< 100}$$

$$R_i = 120 \ K \parallel 680 \ K \parallel \frac{50}{5.44} \ K = 8.43 \ K < 10 \ K$$

پس شروط مسئله بخصوص A_V نقض شده‌اند.

اگر $\beta = 250$ باشد :

$$V_B = \frac{120 \ K \parallel 250 \cdot 6.8 \ K}{(120 \ K \parallel 250 \times 6.8 \ K) + 680 K} \times 12 \ V = 1.7 \ V$$

$$I_E = \frac{1.8 \ V - 0.6 \ V}{\frac{102 \ K}{251} + 6.8 K} = 0.167 \ mA$$

$$V_{RE} = 0.167 \ mA \times 6.8 \ K = 1.14 \ V > 1 \ V$$

$$I_C \simeq \frac{1.1 \ V}{6.8 \ K} = 167 \ \mu A$$

$$g_m = 40 \times 0.167 \ mA/V = 6.68 \ mA/V$$

$$A_V = 6.68 \ mA/V \cdot 18 \ K = 120 > \underline{\underline{100}}$$

$$R_i = 120 \ K \parallel 680 \ K \parallel \frac{250}{6.68} \ K = \underline{27.4 \ K} > 10 \ K$$

می‌بینیم با زیاد شدن β مشخصات مدار بهتر می‌شود. البته اگر ثابت بودن مشخصات مهم می‌باشد ($A_V = 100$ و $R_i = 10 \ K$) باید سعی کنیم مشخصات مدار حتی الامکان مستقل از β باشد که این امر به کمک فیدبک AC میسر می‌شود (استفاده از مدار شکل (۱۹))

<u>راه دوّم</u> : با توجه به مدار شکل (۱۹) :

$$R_i = R_1 \parallel R_2 \parallel (r_\pi + \beta R_{E_2})$$

مانند راه حل قبل :

$$r_\pi + \beta R_{E_2} = \beta \left(\frac{1}{g_m} + R_E\right) = 15 \ K\Omega$$

فرض می‌شود پس :

$$\frac{1}{g_m} + R_{E_2} = 150 \ \Omega$$

از آنجائیکه هرچه g_m بزرگتر باشد A_{V0} به عبارت دیگر K بزرگتر خواهد شد (۲۷) و در نتیجه پایداری A_V و جریان نقطه کار بهتر خواهد بود. اگر مسئله خاصی نباشد (مثلاً صرفه جویی در مصرف باطری مدّنظر نباشد) جریان نقطه کار را حتی الامکان بزرگ انتخاب می‌کنیم. یعنی برای R_{E_2} اولین استاندارد زیر $150 \ \Omega$ انتخاب می‌شود و یا ماکزیمم ولتاژ روی R_C ، هرکدام کوچکتر بود :

$$R_{E2} = 120 \ \Omega$$

ب :

$$\frac{1}{g_m} = (150 - 120)\ \Omega = 30\ \Omega \longrightarrow g_m = \frac{100}{3}\ mA/V$$

$$I)\ I_C = \frac{1}{30 \times 40}\ mA = 833\ \mu A$$

برای اینکه مدار کار خود را درست انجام دهد، حدود ۱V روی R_E و ۱V برای V_{CE} کافی است. ولی با در نظر گرفتن اینکه تغییرات β نسبتاً زیاد است ($50 < \beta < 250$) برای احتیاط

$$V_{CE} = V_{RE} = 2\ V$$

انتخاب می‌شود. پس :

$$V_{RC} \leqslant V_{CC} - V_{CE} - V_{RE} = (12 - 2 - 2)\ V = 8\ V$$

از طرف دیگر چون سری با r_e مقاومت R_{E_2} وجود دارد، مقاومت R_C را کمی بزرگتر از حالت قبل در نظر می‌گیریم. مثلاً :

$$R_C = 22\ k\Omega$$

(پس از حل مسئله اگر کافی نبود مقدار بعدی استاندارد یعنی 27 kΩ را انتخاب می‌کنیم).

$$II)\ I_C = \frac{8\ V}{22\ k\Omega} = 0.364\ mA$$

در نتیجه :

با مقایسه روابط I) و II) نتیجه می‌شود که باید $I_C = 364\ \mu A$ انتخاب شود. برای مقاومت ورودی داریم :

$$R_i = R_1 \parallel R_2 \parallel \beta(r_e + R_{E_2}) \geqslant 10\ k$$

پس مثلاً :

$$\beta(r_e + R_{E_2}) = 15\ k\Omega$$

انتخاب می‌شود. از طرفی :

$$r_e = \frac{25\ mV}{I_C} = \frac{25\ mV}{0.364\ mA} = 68.7\ \Omega$$

$$R_{E_2} + r_e \geqslant \frac{15\ k\Omega}{\beta}$$

$$R_{E_2} \geqslant 150\ \Omega - 68.7\ \Omega \longrightarrow R_{E_2} = 100\ \Omega$$

$$R_E = R_{E_1} + R_{E_2} \geqslant \frac{V_E}{I_C} = \frac{2\ V}{0.364\ mA} = 5.5\ k \longrightarrow R_{E_1} = 5.6\ k$$

$$V_B = I_C \cdot R_E + V_{BE} = 0.364\ mA \times 5.7\ k\Omega + 0.6\ V = 2.675\ V$$

$$I_1 = 10\, I_B = \frac{1}{10} I_C = 34.6\ \mu A$$

$$R_1 \simeq \frac{V_B}{I_1} = \frac{2.675\ V}{34.6\ \mu A} = 77.3\ k\Omega \longrightarrow R_1 = 82\ k\Omega$$

$$R_2 = \frac{V_{CC} - V_B}{I_1} = \frac{12\ V - 2.675\ V}{34.6\ \mu A} = 269.5\ k\Omega \longrightarrow R_2 = 270\ k\Omega$$

و به این ترتیب مقاومت های مدار محاسبه شدند. حال برای امتحان مدار باید مشخصات آنرا محاسبه کرد.

برای $\beta=100$:

$$V = 12V \frac{82K}{82K + 270K} = 2.8V$$

$$R = 82K \parallel 270K = 63K$$

$$I_E = \frac{2.8V - 0.6V}{\frac{63K}{101} + 5.7K} = 0.348\ mA \qquad r_e = 72\ \Omega$$

$$V_E = 0.348 \times 5.7K = 1.98V > 1V$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C (R_C + R_E) = 12\ V - 0.348\ mA\ (22 + 5.7)K = 2.69\ V$$

$$A_V = \frac{R_C}{r_e + R_{E2}} = \frac{22K}{(72 + 100)\Omega} = 128 > 100$$

$$R_i = R_1 \parallel R_2 \parallel \beta (r_e + R_{E2}) = 13.65\ K > 10\ K$$

پس شرایط خواسته شده برقرار می باشند.

به ازاء $\beta=250$:

$$V_E = 2.077\ V, \quad V_{CE} = 1.9\ V, \quad I_C = 0.364\ mA$$

$$R_i = 25\ K\Omega, \quad A_V = 130$$

خواهد بود.

به ازاء $\beta=50$:

$$V_E = 1.96\ V, \quad V_{CE} = 3.79\ V, \quad I_C = 0.297\ mA$$

$$A_V = 119.5, \quad R_i = 8.033\ K < 10\ K$$

خواهد بود که در این حالت شرط مقاومت ورودی نقض شده است. اگر این مسئله مهم باشد میتوان با زیاد کردن $R_{E2} = 150\ \Omega$ و $R_C = 27K$ مقاومت ورودی را در تمام حالات بزرگتر از $10K$ و ضریب تقویت را به ترتیب 120 ، 113 و 115 بدست آورد که البته در این حالت به ازاء $\beta=250$ تقویت کننده در مرز اشباع قرار خواهد داشت ($V_{CE} = 80\ mV$) بنابراین یا باید V_{CC} را بیشتر کرد (مثلاً 15 V) و یا I_C را و بار دیگر مسئله را حل کرد.

از طرح این مسئله بخوبی برمیاید که محاسبه المانها چقدر وقت گیر است و تازه مقادیر محاسبه شده ممکن است شرایط مطلوب را کاملاً ارضاء نکنند. گذشته از آن باید در نظر گرفت که مقدار V_{BE} برای ترانزیستور های مختلف و در درجه حرارت های متفاوت، متغیر است و مقاومت های انتخاب شده نیز دارای تلرانس می باشند. البته ناگفته نماند که در این مثال برای نشاندادن اشکالات ضریب فیدبک ممکنه خیلی کم انتخاب شده است. به عبارت دیگر در این مدار $A_{V0} < 400$ می باشد و $A_V > 100$ انتظار داشتیم. به همین دلیل در عمل معمولاً با یک طبقه حداکثر ضریب تقویت 20 تا 25 انتخاب می شود و برای ضریب تقویت بیشتر

با کیفیت خوب و با مقاومت ورودی زیاد و مقاومت خروجی کم از تقویت کننده های چند طبقه استفاده می کنند که در فصل آینده به شرح آنها می پردازیم : در صورتیکه $V_{cc} > 12\ V$ و $A_V < 25$ باشد با دقت نسبتاً خوب و محاسبه ساده می توان مقادیر مقاومتها را محاسبه نمود . در زیر به ذکر چند مثال می پردازیم :

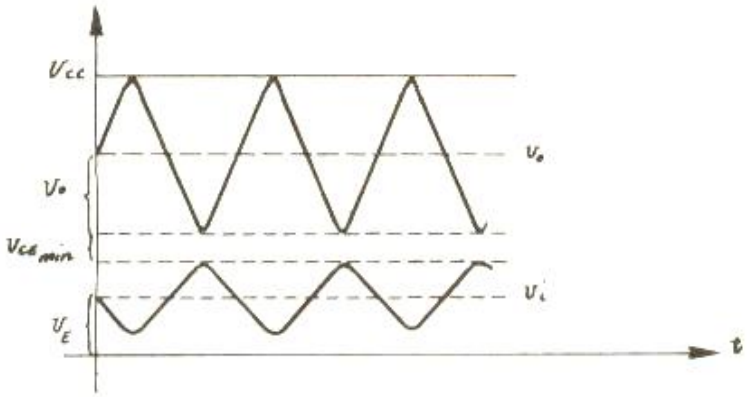
مثال ۱۵

مداری برای مشخصات زیر طرح نمایید : $A_V \geq 5$ ، $V_{o\,max} = 5\ V_{eff}$

($V_{BE} = 0.6V$ و $r_{ce} = 200K$ فرض شوند) $50 < \beta < 500$ ، $R_o \leq 10\ K$

حل :

مدار کلی را در نظر می گیریم (شکل ۱۹) برای انتخاب V_{cc} باید در نظر بگیریم در ماکزیمم دامنه هنوز ترانزیستور نباید اشباع شده باشد .



شکل (۲۱)

از شکل (۲۱) نتیجه می شود : $V_{cc} > V_E + V_{inp} + V_{CE_{min}} + 2\,V_{op}$

از طرف دیگر : $V_E \geq 1\ V$ (شرط پایداری)

و : $V_E > V_{inp}$ برای جلوگیری از قطع شدن ترانزیستور

از آنجائیکه $V_{o_{max}} = 5\,V_{eff} \simeq 7\ V_p$ و $A_V = 5$ نتیجه می شود : $V_E > \frac{7}{5} = 1.4\ V$

اگر $V_{CE_{min}} = 1\ V$ فرض شود پس : $V_{cc} > 1.4\ V + 1.4\ V + 1\ V + 2 \times 7\ V = 17.4\ V$

با در نظر گرفتن تلرانس های موجود در المانها و در احتساب ضریب اطمینان اولین ولتاژ استاندارد $24\ V$ خواهد بود . پس : $V_{cc} = 24\ V$

$R_o \simeq R_c \longrightarrow R_c = 10\ k\Omega$

چون دامنه خروجی به بیش از هفت ولت می رسد برای احتیاط $V_{RC} \geq 7\ V$ مثلاً $V_{RC} = 10\ V$ انتخاب می شود .

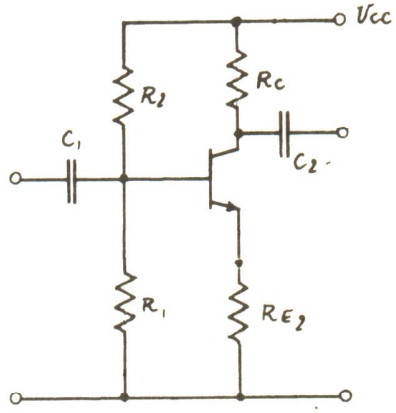
در نتیجه :

$$I_C = \frac{10\,V}{10\,K\Omega} = 1\,mA$$

$$|A_V| = \frac{R_C}{R_{E_2} + r_e} \simeq \frac{R_C}{R_{E_2}} \longrightarrow R_{E_2} = \frac{R_C}{A_V} = \frac{10\,K}{5} = 2\,K \longrightarrow R_{E_2} = 1.8\,K$$

داشتیم $V_{RE} = V_E > 1.4\,V$ وچون $V_{RE_2} = 1.8\,K \times 1\,mA = 1.8\,V$. پس $R_{E_1} = 0$ انتخاب می شود.

(شکل ۲۲)



شکل (۲۲)

برای پایداری خوب :

$$I_1 = \sqrt{\beta_{min}}\, I_B$$

$$I_1 = \sqrt{50} \cdot \frac{1}{50} \times 1\,mA = 0.14\,mA$$

$$R_1 \simeq \frac{V_E + V_{BE}}{I_1} = \frac{1.8\,V + 0.6\,V}{0.14\,mA} = 17.1\,K$$

$$R_1 = 18\,K$$

$$R_2 \simeq \frac{V_{CC} - V_B}{I_1} = \frac{(24 - 2.4)\,V}{0.14\,mA} = 154.3\,K\Omega \longrightarrow R_2 = 150\,K$$

محاسبه تقریبی مشخصات مدار :

$$R_i \simeq R_1 \parallel R_2 \simeq 16\,K$$

$$A_V \simeq \frac{R_C}{R_E} = \frac{10\,K}{1.8\,K} = 5.5$$

(البته بخاطر r_{ce} و r_e ضریب تقویت از این مقدار کمتر و به 5 نزدیک تر است)

محاسبه دقیق مدار :

به ازا ء $\beta = 50$

$$V = 24\,V \frac{18\,K}{18\,K + 150\,K} = 2.57\,V$$

$$R = 18\,K \parallel 150\,K = 16\,K$$

$$I_C = \frac{12.57 - 0.6\,V}{16\,K/50 + 1.8\,K} = 0.91\,mA \quad , \quad V_E = 1.7\,V \quad , \quad V_{CE} = 13.2\,V \quad , \quad V_{RC} = 9.1\,V$$

از V_{RC} و V_E نتیجه می شود که تقویت کننده به حالت قطع نمیرود واز V_{CE} نتیجه می شود که بحالت اشباع نمیرود.

$$r_e = \frac{25\,mV}{0.91\,mA} = 27.5\,\Omega$$

$$A_V \simeq \frac{10\,K \parallel 200\,K}{1.8\,K + 27.5\,\Omega} = 5.221$$

$$R_i = R_1 \parallel R_2 \parallel \beta\,(R_E + r_e) = 13.6\,K\Omega$$

به ازای $\beta = 500$:

$V_B = 2.5\ V$ $\quad V_E = 1.9\ V$ $\quad I_C = 1.05\ mA$

$V_{CE} = 11.6\ V$ $\quad V_{RC} = 10.5\ V$

بنابراین باز تقویت کننده نه قطع است نه اشباع.

$A_V = 5.224$ $\quad R_i = 15.72\ k\Omega$

بنابراین مقادیر تقریب زده شده با مقادیر دقیق بخوبی مطابقت دارد و تغییرات β تأثیری محسوس بروی مشخصات مدار نگذاشته است (با 10 برابر شدن β ، A_V فقط 0.5 درهزار ! R_i 13% و I_C و V_{CE} کمتر از 14% تغییر کرده اند)

مثال ۱۶ : مثال قبل را برای $A_V \simeq 25$ با همان شرایط حل کنید.

حل : به همان دلائل :

$I_C = 1\ mA$ ، $R_C = 10\ K$ ، $V_{CC} = 24\ V$

$$A_V \simeq \frac{R_C}{R_{E2}} = 25 \longrightarrow R_{E2} = \frac{10K}{25} = 400\ \Omega \longrightarrow R_{E2} = 390\ \Omega$$

$$V_E > \frac{7V}{25} = 0.28\ V \quad , \quad V_E > 1V \longrightarrow V_E > 1V$$

$$V_{RE_1} + V_{RE_2} > 1V \longrightarrow V_{RE_1} > 1V - 390\ \Omega \times 1\ mA = 0.61\ V$$

بنابراین در مدار فوق باید $V_{RE_1} > 0.6\ V$ باشد. چون به اندازه کافی ولتاژ زیرو موجود است. برای پایداری بیشتری توان مثلاً $V_{RE_1} = 1.8\ V$ و از آنجا $R_{E_1} = 1.8\ K\Omega$ انتخاب شود.

$$R_1 \simeq \frac{V_E + V_{BE}}{I_1} = \frac{(1.8K + 390\ \Omega)\ 1mA + 0.6\ V}{0.14\ mA} = 19.92K \longrightarrow R_1 = 22K$$

$$R_2 = \frac{V_{CC} - V_B}{I_1} = \frac{(24 - 2.8)\ V}{0.14\ mA} = 151.5\ K\Omega \longrightarrow R_2 = 150K$$

محاسبه تقریبی مشخصات مدار :

$$R_i \simeq R_1 \parallel R_2 = 19.2\ K$$

$$A_V \simeq \frac{R_C}{R_{E2}} = \frac{10K}{390\ \Omega} = 25.64$$

محاسبه دقیق مدار :

به ازای $\beta = 50$:

$$R = R_1 \parallel R_2 = 19.2K \quad , \quad V = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_{CC} = 3.1\ V$$

$$I_C \simeq \frac{V - V_{BE}}{R/\beta + R_E} \simeq 0.97\ mA \qquad V_E = 2.13\ V \qquad V_{CE} = 12.17\ V \qquad V_{RC} = 9.7\ V$$

$$r_e = \frac{25\ mV}{0.92\ mA} = 26\ \Omega$$

$$A_V \simeq \frac{10K \parallel 200K}{390\ \Omega + 26\Omega} = 22.9$$

$$R_i = R_1 \parallel R_2 \parallel \beta\,(R_{E_2} + r_e) = 10\ K\Omega$$

به ازاء $\beta = 500$:

$V_B = 3.0\ V$, $V_E = 2.4\ V$, $I_C = 1.1\ mA$

$V_{CE} = 10.6\ V$, $V_{RC} = 11\ V$, $r_e = 23\ \Omega$

$A_V = 23.1$ $R_i = 17.6\ K\Omega$

چنانچه دیده می‌شود ضریب تقویت بدست آمده حدود 10% کمتر از مقدار مطلوبست (که البته در محدوده تولرانس المانها می‌گنجد) البته اگر ضریب بیشتر از 25 بخواهیم، کافی است بجای 390Ω ، $R_{E_2} = 330\ \Omega$ انتخاب شود. دراین صورت بدون اینکه سایر مشخصات مدار تغییر محسوسی کند $A_V = 26.7$ به ازاء $\beta = 50$ و $A_V = 27.0$ به ازاء $\beta = 500$ بدست خواهد آمد. از این مثال نتیجه میشود که ضریب تقویت و نقطه کار زیاد به β وابسته نیستند ولی مقاومت ورودی شدیداً به آن بستگی دارد.

($\frac{\Delta A_V}{A_V} \simeq 1\%$ $\frac{\Delta I_C}{I_C} \simeq \frac{\Delta V_{CE}}{V_{CE}} \simeq 13\%$ و $\frac{\Delta R_i}{R_i} = 76\%$ به ازاء تغییر $\frac{\Delta \beta}{\beta} = 900\%$!)

دلیل وابسته نبودن مشخصات دراین مدار نسبت به مدار قبل درکمتر بودن ضریب فیدبک است! (بزرگتر بودن A_V).

<u>مثال ۱۷</u> : مداری برای $A_V \simeq 5$ ، $R_i \geq 10K$ ، $R_o \leq 1K$ و دامنه خروجی 10V طرح کنید.

($V_{BE} = 0.6\ V$ ، $r_{CE} \longrightarrow \infty$ فرض شوند.)

<u>حل</u> :

$R_o \leq 1K \longrightarrow R_C = 1K$

$A_V = 5 \longrightarrow R_{E_2} \simeq \frac{1K}{5} = 200\ \Omega \longrightarrow R_{E_2} = 180\ \Omega$

از شکل (۲۱)

$$V_{CC} > 2V_P + V_{CE_{min}} + V_{RE} + \frac{V_P}{A_V}$$

$$V_{CC} > 2 \times 10\ V + 2\ V + 2\ V + \frac{10}{5} = 26\ V$$

پس مثلاً $V_{CC} = 30\ V$ انتخاب می‌شود و :

$V_{RC} > 10\ V \longrightarrow V_{RC} = 12\ V$

درنتیجه : $I_C = \frac{V_{RC}}{R_C} = 12\ mA$ ازطرفی $V_E > \frac{V_P}{A_V} = 2\ V$ باید باشد وچون :

$$V_{RE_2} = 180\ \Omega \times 12\ mA = 2.16\ V$$

میتوان از R_{E_1} صرفنظر کرد.

از طرف دیگر چون باندازه کافی ولتاژ دراختیار داریم :

$$V_E < V_{cc} - 2V_p - V_{CE_{min}} - \frac{V_p}{A_V} = 6\,V$$

میتوانیم برای بهتر شدن کیفیت مدار مثلاً :

$$V_E \simeq 4\,V$$

واز آنجا :

$$R_{E_1} = \frac{V_E - V_{RE_2}}{I_c} = \frac{(4-2.16)\,V}{12\,mA} = 153\,\Omega \longrightarrow R_{E_1} = 150\,\Omega$$

انتخاب شود . (البته خازن بای پس که نسبتاً بزرگ هم خواهد بود قیمت مدار را بالا خواهد برد !)

برای محاسبه R_1 و R_2 باید درنظر بگیریم که چون :

$$R_i \simeq R_1 \parallel R_2 \parallel \beta R_{E_2} \geqslant 10\,K$$

و I_c نیز نسبتاً زیاد است و $R_2 \gg R_1$ بنابراین :

$$R_i \simeq R_1 \parallel \beta R_{E_2}$$

با درنظر گرفتن این مطلب :

$$R_1 \parallel \beta R_{E_2} > R_1$$

وشرط پایداری :

$$I_1 > 10\,I_B$$

و

$$I_1 R_1 \simeq V_B$$

نتیجه می‌شود :

$$\begin{cases} R_1 \parallel \beta \times 180\,\Omega > 10\,K \\ I_1 \times \beta > 120\,mA \\ I_1 R_1 \simeq 4.6\,V \end{cases}$$

باحل دستگاه سه معادله سه مجهول نتیجه می‌شود :

$$R_1 > 12.13\,K \quad , \quad \beta > 340 \quad , \quad I_1 \simeq 0.3\,mA$$

که از آنجا : $R_1 = 15\,K\Omega$ و $\beta_{min} = 400$ انتخاب میشود . (مثلاً BC109)

$$R_2 = \frac{V_{cc} - V_B}{I_1} = 84.6\,K\Omega \longrightarrow R_2 = 82\,K\Omega$$

محاسبه مشخصات مدار :

$$I_c = 11\,mA \quad , \quad V_E = 3.64\,V \quad , \quad V_B = 4.24\,V$$

$$R_o = 1K \quad , \quad R_i = 10.78K \quad , \quad A_V = 5.5 \quad , \quad V_{CE} = 15.36 \quad , \quad V_{RC} = 11\,V$$

بنابراین تقویت کننده ، خواسته های مسئله را ارضا می کند .

درصورتیکه ترانزیستور با β بزرگ در دسترس نباشد و بخواهیم حتماً شرایط مسئله برقرار بماند ، باید V_{cc} را بیشتر کنیم .

مثال ۱۸ : مثال (۱۷) را با شرط $\beta \geq 150$ حل کنید.

حل : مانند مسئله قبل :

$R_{E_2} = 180\ \Omega$ ، $R_C = 1K\Omega$

$R_i \simeq R_1 \parallel R_2 \parallel \beta R_{E_2} \geq 10\ K$

$R_1 \parallel R_2 \parallel 150 \times 180\ \Omega \geq 10\ K$

پس :

$R_1 \parallel R_2 \geq 16\ K$

از طرف دیگر چون دامنه خروجی باید 10 ولت باشد :

$V_{RC} = V_{CE} = 12\ V$

انتخاب می‌شود. پس :

$V_{R_2} = V_{RC} + V_{CE} - V_{BE} = 23.4\ V$

برای پایداری کافی :

$I_1 = 10\, I_B = \dfrac{10\, I_C}{\beta} = \dfrac{10 \times 12\ mA}{150} = 0.8\ mA$

در نتیجه :

$R_2 = \dfrac{V_{R_2}}{I_1} = \dfrac{23.4\ V}{0.8\ mA} = 29.25 \longrightarrow R_2 = 33\ K$

$R_1 \parallel R_2 > 16\ K \longrightarrow R_1 = 33\ K$

و :

$V_{CC} \simeq I_1 (R_1 + R_2) = 0.8\ mA\ (33 + 33)\ K\Omega = 52.8\ V \longrightarrow V_{CC} = 60\ V$

$V_E \simeq V_{CC} \dfrac{R_1}{R_1 + R_2} = 30\ V$ ، $I_E = 12\ mA \longrightarrow R_E = 2.5\ K\Omega \longrightarrow R_{E_1} = 2.2\ K$

محاسبه مشخصات مدار :

$V_B \simeq \dfrac{R_1 \parallel \beta R_E}{(R_1 \parallel \beta R_E) + R_2} \cdot V_{CC} = 28.6\ V$

$V_E = 28\ V$ ، $I_C = 11.8\ mA$ ، $V_{CE} = 20\ V$ ، $V_{RC} = 11.8\ V$

$I_1 = 0.87\ mA$ ، $A_V = 5.5$ ، $R_i = 10.24\ K\Omega$

پس مشخصات خواسته شده بدست میاید. البته درصورتیکه $R_2 = 27\ K$ و در نتیجه $R_1 = 39\ K$ انتخاب میشدند V_{RC} بیشتر و V_{CE} کمتر و در نتیجه ولتاژ خروجی مقاومت تر می‌شد. در این مثال اگر $\beta \geq 200$ فرض میشد V_{CC} به $36\ V$ تقلیل می‌یافت و برای $\beta \geq 100$ باید $V_{CC} = 120\ V$ انتخاب شود !

اشکال دیگر در این است که هرچه β کوچکتر شود V_{CC} باید بزرگتر گردد. (بازاء $\beta = 56$ ، $V_{CC} = \infty$ خواهد شد ! چرا ؟) در نتیجه اتلاف مدار افزایش پیدا خواهد کرد. مثلاً در همین مسئله به ازاء $V_{CC} = 60V$ اتلاف

مدار حدود $P_{TOT} = 60\,V \cdot 13\,mA = 780\,mW$ خواهد بود که از این مقدار حدود :

$P_T = 20\,V \cdot 12\,mA = 240\,mW$

بروی ترانزیستور تلف میشود. بنابراین مشخصات ترانزیستور باید :

$V_{CE} = 60\,V$ ، $I_{C\,max} = 12\,mA$ $P_T \simeq 1\,W$

باشد که این دیگر یک ترانزیستور بیمه قدرتی بحساب میاید ① و معمولاً β این نوع ترانزیستورها پایین است.

مثال ۱۹ :

با وجود مطالب گفته شده میخواهیم مثال (۱۷) را با کمک ترانزیستورهایی با $\beta \simeq 60$ حل کنیم.

حل :

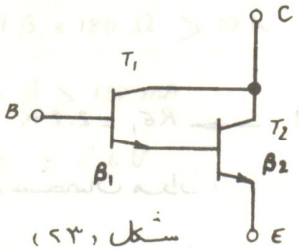
در مثال قبل دیدیم اگر $\beta = 60$ باشد به هیچوجه خواسته های مدار ارضاء نمیشود. برای مثال فقط برای مقاومت ورودی :

$R_i = R_1 \parallel R_2 \parallel \beta R_{E_2} = R_1 \parallel R_2 \parallel 60 \cdot 180\,\Omega$

اگر برفرض $R_1 \parallel R_2 \longrightarrow \infty$ عملی باشد : $R_i = R_1 \parallel R_2 \parallel 10.8\,K < 10\,K$

بنابراین باید به کمک ترانزیستورهایی با $\beta = 60$ ، β مؤثری خیلی بزرگتر از 60 بدست آوریم. مثلاً با ترکیب دو ترانزیستور بصورت دارلینگتن ② (شکل ۲۳) ، β مدار زیاد خواهد شد.

در این مدار : $\beta \simeq \beta_1 \cdot \beta_2$ (۳٦)



شکل (۲۳)

در عمل برای کم کردن جریان نشتی به عبارت دیگر پایداری بهتر مدار بین E_1 و E_2 یک مقاومت قرار میدهند. این مقاومت باعث پایداری مدار ولی کمتر شدن β میگردد. بنابراین مقدار آن با توجه به خواسته های مدار تعیین میشود. (مقاومت R_3 در شکل ۲٤)

بنابراین مدار مسئله بصورت شکل « ۲٤ » خواهد بود :

در این مدار نیز به دلائل مسئله های قبل : $R_E = R_{E_1} + R_{E_2}$ ، $V_{RC} = V_{CE_2} = 12\,V$

$R_C = 1\,K\Omega$ ، $R_{E_2} \simeq \frac{R_C}{A_V} = 180\,\Omega$ ، $I_{C_1} + I_{C_2} = I_{RC} = 12\,mA$

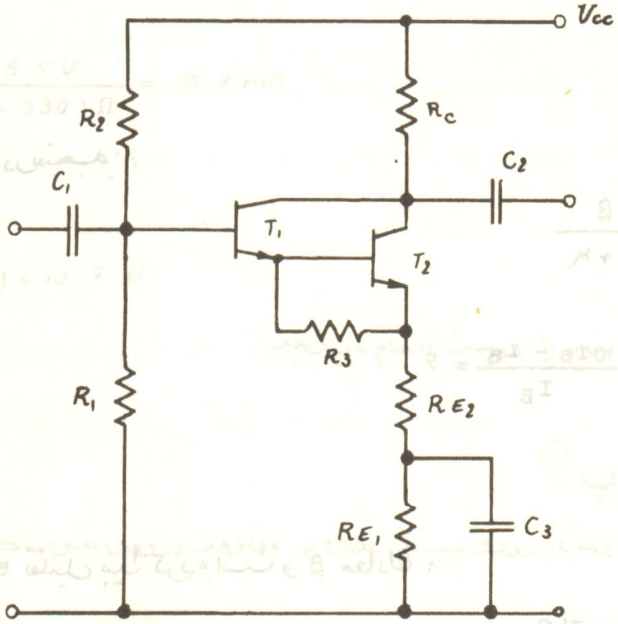
$V_{CC} = V_{RC} + V_{CE_2} + V_{RE} = (12 + 12 + 6)\,V = 30\,V$

$R_{E_1} = \frac{V_{RE}}{I_{RC}} - R_{E_2} = \frac{6\,V}{12\,mA} - 180\,\Omega = 330\,\Omega \longrightarrow R_{E_1} = 330\,\Omega$

---

① مراجعه به فصل تقویت کننده قدرتی

② Darlington



شکل (۲۴)

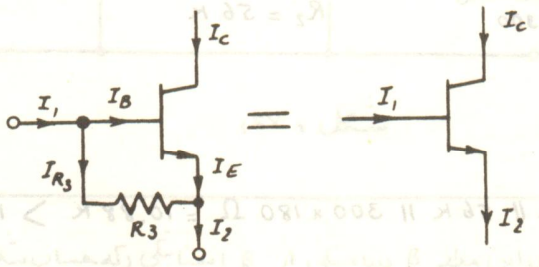
برای پایداری کافی مانند قبل: $I_{E_1} = 10\, I_{B_2}$ انتخاب میشود. پس:

$$I_{C_1} \simeq I_{E_1} = 10\, I_{B_2} = 10\, \frac{I_{C_2}}{\beta} = \frac{1}{5}\, I_{C_2}$$

$$\left.\begin{array}{l} I_{C_1} + I_{C_2} = 12\ mA \\ I_{C_1} = \frac{1}{5}\, I_{C_2} \end{array}\right\} \longrightarrow I_{C_1} = 2\ mA \ , \ I_{C_2} = 10\ mA$$

$$\left.\begin{array}{l} I_{R_3} \simeq 0.9\, I_{C_1} = 1.8\ mA \\ V_{R_3} = V_{BE_2} = 0.6\ V \end{array}\right\} \longrightarrow R_3 = 333\ \Omega \longrightarrow R_3 = 330\ \Omega$$

همانطورکه گفته شد مجموعه T_1 ، T_2 و R_3 را می توانیم به عنوان یک ترانزیستور درنظرگیریم که β معادل حاصلضرب β هاست. منتهی β مؤثر T_2 را قبلاً باید حساب کنیم. درشکل «۲۵» مدار معادل ترانزیستوری شامل R_3 و T_2 نمایش داده شده است:



شکل (۲۵)

برای ترانزیستور معادل :

$$\beta' = \frac{I_C}{I_1}$$

$$I_1 = I_B + I_{R_3}$$

$\frac{I_{R_3}}{I_B} = K$ فرض می شود. درنتیجه :

$$I_{R_3} = K I_B$$

$$\beta' = \frac{I_C}{I_1} = \frac{\beta I_B}{I_B + K I_B} = \frac{\beta}{1+K}$$

بنابراین درمثال بالا :

$$K = \frac{I_{R_3}}{I_B} = \frac{I_{E_1} - I_B}{I_B} = \frac{10 I_B - I_B}{I_B} = 9$$

و :

$$\beta' = \frac{50}{1+9} = 5$$

پس β مؤثر T_2 از 50 به 5 تقلیل پیدا کرده است و β معادل :

$$\beta \simeq \beta_1 \cdot \beta' = 60 \times 6 = 360$$

همانطور که از شکل (۲۳) یا شکل (۲۴) پیداست دراین ترانزیستور معادل :

$$V_{BE} = V_{BE_1} + V_{BE_2} = 1.2\ V$$

است. پس مدار معادل شکل (۲۴) بصورت شکل (۲۶) درمیاید. مانند مثالهای قبل :

$$I_{R_2} = 10\, I_B = \frac{10\, I_C}{\beta} = \frac{10 \times 12\ mA}{360} \simeq 0.34\ mA$$

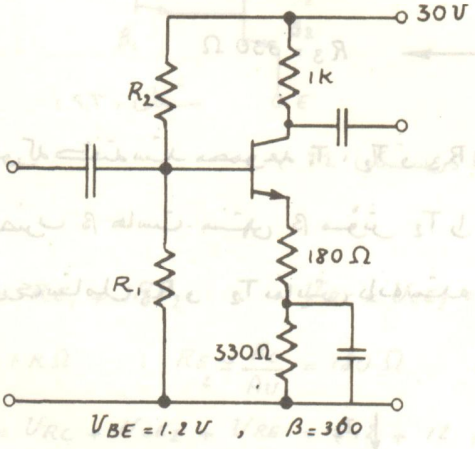
پس مثلاً $I_{R_2} = 0.4\ mA$ انتخاب می شود.

$$R_1 \simeq \frac{V_B}{I_{R_2}} = \frac{12\ mA \cdot (180 + 330)\ \Omega + 1.2\ V}{0.4\ mA} = 18.3\ K$$

$$R_1 = 18\ K$$

$$R_2 = \frac{V_{CC} - V_B}{I_{R_2}} = \frac{30V - 7.3V}{0.4\ mA} = 56.75\ K$$

$$R_2 = 56\ K$$



شکل (۲۶)

محاسبه مشخصات مدار : ①

$$R_i \simeq R_1 \parallel R_2 \parallel \beta R_{E_2} = 18\ K \parallel 56\ K \parallel 300 \times 180\ \Omega = 10.88\ K > 10\ K$$

$$A_V \simeq \frac{R_C}{R_{E_2}} = \frac{1K}{180\ \Omega} \simeq 5.5 > 5$$

① صفحهٔ بعد ←

$$I_C \simeq I_E = V_E / R_E = \frac{5.5\,V}{(180+330)\,\Omega} = 10.8\,mA$$

$$V_{RC} = I_C \cdot R_C = 10.8\ V$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C\,(R_C + R_E) = 13.7\ V$$

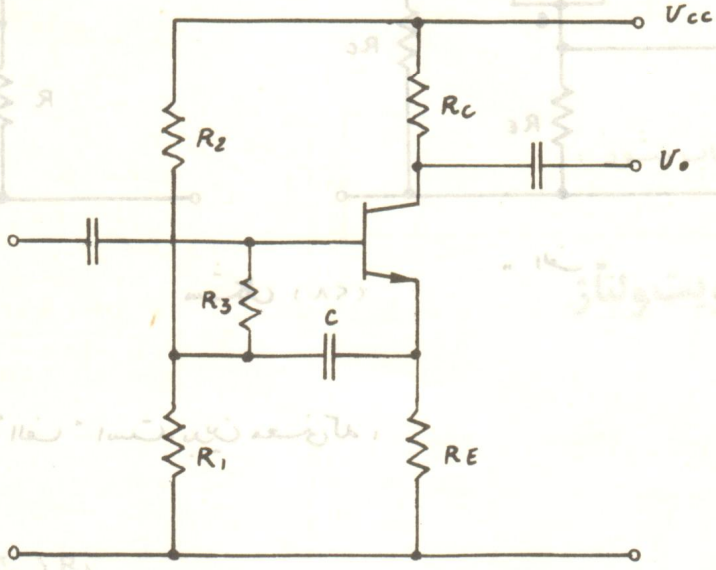
پس تقویت کننده کار خود را درست انجام میدهد.

۶-۱-۱ بوت استرپ ①

درمثالهای قبل دیدیم مقاومت ورودی سیستم علاوه بر مقاومت ورودی تقویت کننده به مقاومتهای بایاسینگ نیز بستگی دارد.

$$R_i \simeq R_1 \parallel R_2 \parallel \beta R_E$$

که دربعضی از مواقع $\beta R_E \gg R_1 \parallel R_2$ ومعمولاً $R_2 \gg R_1$ می باشد بطوریکه $R_i \simeq R_1$ بوده مقاومت ورودی توسط R_1 محدود می شود. درچنین مواردی می توان با افزودن یک خازن ومقاومت مانند شکل (۲۷) به مدار، مقاومت ورودی آنرا زیاد کرده، تقریباً به βR_E رسانید. این عمل را که مقاومت ورودی بصورت دینامیکی وبه کمک فیدبک مثبت افزایش می یابد، بوت استرپ گویند.



شکل (۲۷)

---

① Bootstrap

① ازصفحهٔ قبل: توجه شود که دراین مدار β دینامیکی از β استاتیکی (که حساب شد) خیلی -

$$I_C \simeq I_E = V_E / R_E = \frac{5.5\,V}{(180+330)\,\Omega} = 10.8\,mA$$

$$V_{RC} = I_C \cdot R_C = 10.8\ V$$

$$V_{CE} \doteq V_{CC} - I_C\,(R_C + R_E) = 13.7\ V$$

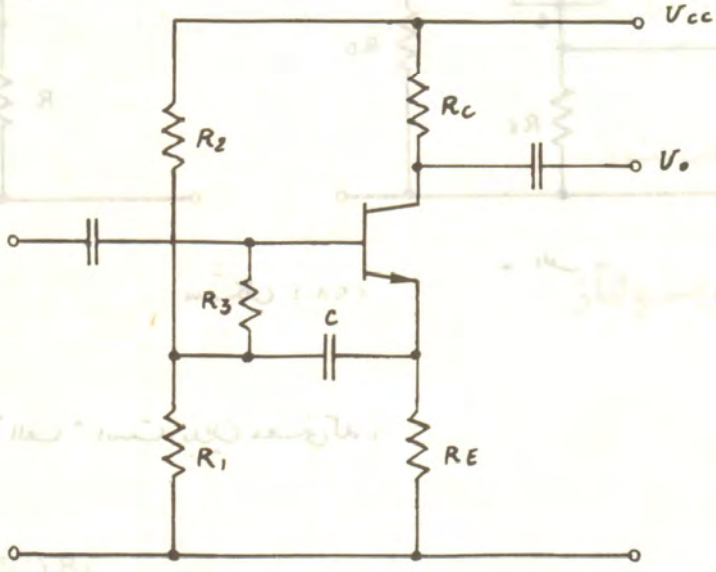
پس تقویت کننده کار خود را درست انجام میدهد.

۶-۱-۱ بوت استرپ ①

درمثالهای قبل دیدیم مقاومت ورودی سیستم علاوه بر مقاومت ورودی تقویت کننده به مقاومتهای بایاسینگ نیز بستگی دارد.

$$R_i \simeq R_1 \parallel R_2 \parallel \beta R_E$$

که دربعضی از مواقع $\beta R_E \gg R_1 \parallel R_2$ ومعمولاً $R_2 \gg R_1$ می باشد بطوریکه $R_i \simeq R_1$ بوده مقاومت ورودی توسط R_1 محدود می شود. درچنین مواردی می توان با افزودن یک خازن ومقاومت مانند شکل (۲۷) به مدار، مقاومت ورودی آنرا زیاد کرده، تقریباً به βR_E رسانید. این عمل را که مقاومت ورودی بصورت دینامیکی وبه کمک فیدبک مثبت افزایش می یابد، بوت استرپ گویند.



شکل (۲۷)

---

① Bootstrap — ① ازصفحهٔ قبل: توجه شود که دراین مدار β دینامیکی از β استاتیکی (که حساب شد) خیلی

اگر : $R_3 \ll R_1 \| R_2$ -۳۷)

باشد این مدار از لحاظ DC (یا باسینگ) با مدارهای معمولی فرق نخواهد داشت. ($V_{R_3} \simeq 0$) ولی از لحاظ - AC (سیگنال) چون یک ولتاژ ثابت بر روی خازن C ساژش شده است ($V_C \simeq V_{BE}$) همواره جریان تقریباً ثابتی از R_3 گذشته : $I_{R_3} = Const.$

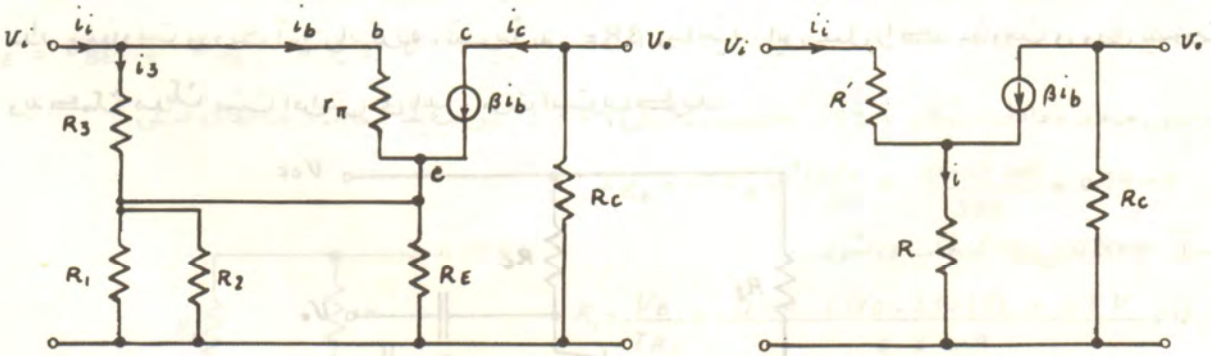
درنتیجه : $i_{R_3} = \frac{dI_{R_3}}{dt} \simeq 0$

درنتیجه مقاومت دینامیکی که از ورودی به سمت R_3 دیده می‌شود : $\frac{\partial V_{R_3}}{\partial i_{R_3}} \longrightarrow \infty$

یعنی بین بیس و R_3 (و R_1 ، R_2 ، C ، R_E ، ...) مانند مدار باز بوده :

$R_i \simeq \beta R_E$ -۳۸)

این رابطه درصورتی صادق است که ترانزیستور ایده‌آل فرض شود. یعنی $r_\pi = 0$ به عبارت دیگر : $A_0 = \infty$ باشد. برای محاسبه مقدار دقیق مقاومت ورودی و ضریب تقویت ولتاژ ، مدار معادل AC (شکل ۲۷) را مانند شکل (۲۸) درنظر می‌گیریم.



" الف " " ب "

شکل (۲۸)

مدار "ب" ساده شده مدار "الف" است. بدین معنی که : $R = R_1 \| R_2 \| R_E$

و : $R' = R_3 \| r_\pi$

بنابه تعریف : $R_i = \frac{V_i}{i_i}$

$V_i = i_i R' + iR$

-۳۹) $R_i = R' + \frac{i}{i_i} R$

از شکل (۲۸ - ب)

$$i = \beta i_b + i_i$$

از شکل (۲۸ - الف) و رابطه تقسیم جریان :

$$i_i = i_b + i_3 = i_b\left(1 + \frac{r_\pi}{R_3}\right)$$

درنتیجه :

$$i = \beta i_b + \left(1 + \frac{r_\pi}{R_3}\right) i_b$$

با جایگزین کردن این رابطه در رابطه (۳۹) :

$$R_i = R' + \frac{\left[\beta + \left(1 + \frac{r_\pi}{R_3}\right)\right] i_b}{\left(1 + \frac{r_\pi}{R_3}\right) i_b} \cdot R$$

به عبارت دیگر :

$$\boxed{R_i = R' + \left(1 + \frac{\beta}{1 + \frac{r_\pi}{R_3}}\right) \cdot R} \quad -۴۰)$$

که در این رابطه : $R = R_1 \parallel R_2 \parallel R_E$ و $R' = R_3 \parallel r_\pi$ می باشد.

درصورتیکه : $R_E \ll R_1 \parallel R_2$ ، $r_\pi \ll \beta R_E$ و $\beta \gg 1$ باشد : $R \simeq R_E$ و $R' \simeq r_\pi \ll \beta R_E$

بوده و :

$$R_i \simeq \frac{\beta}{1 + \frac{r_\pi}{R_3}} \cdot R_E \quad -۴۱)$$

خواهد شد.

اگر $R_3 \gg r_\pi$ انتخاب شود :

$$R_i \simeq \beta R_E \quad -۴۸)$$

محاسبه ضریب تقویت ولتاژ

$$|A_V| = \frac{|V_o|}{|V_i|}$$

$$|V_o| = i_c R_c = \beta i_b R_c$$

$$|V_i| = i_i R_i = i_b\left(1 + \frac{r_\pi}{R_3}\right) R_i$$

از دو رابطه فوق ، با جایگزین کردن R_i از رابطه (۴۱) :

$$A_V = \frac{\beta R_c}{\left(1 + \frac{r_\pi}{R_3}\right) R_i} \simeq \frac{\beta R_c}{\left(1 + \frac{r_\pi}{R_3}\right) \frac{\beta}{1 + \frac{r_\pi}{R_3}} \cdot R_E} = \frac{R_c}{R_E}$$

با درنظرگرفتن جهت جریان و ولتاژ خروجی :

$$A_V \simeq -\frac{R_C}{R_E} \qquad (٤٢-$$

مثال ۲۰ :

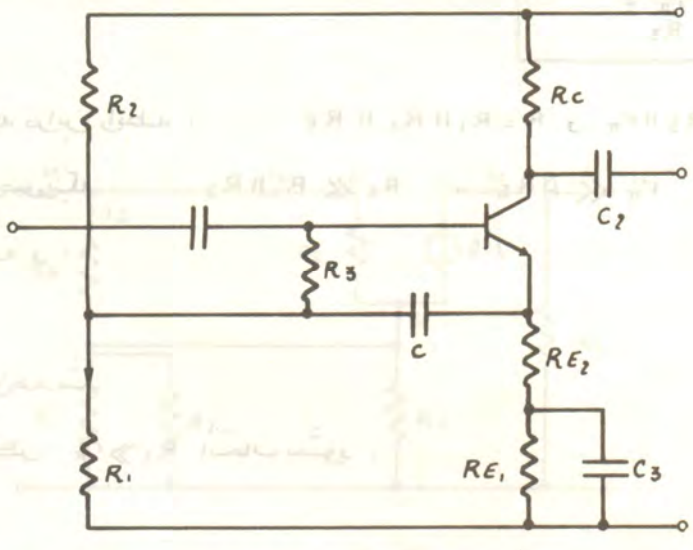
با فرض $\beta = 100$ و $V_{CC} = 30\,V$ ، مثال (۱۷) را فقط با یک ترانزیستور حل کنید.

حل :

در مثال (۱۷) دیدیم که برای $V_{CC} = 30V$ باید $\beta > 340$ باشد. به عبارت دیگر برای $\beta = 100$ نباید:

$V_{CC} \geqslant 160\,V$! (مثال ۱۸)

لیکن به کمک بوت استرپ کردن ، می توان تناقض دو شرط فوق را از میان برداشت . چه ، بوسیله بوت استرپ کردن عملاً اثر R_1 و R_2 در مقاومت ورودی خنثی می شود. شکل (۲۹) مدار را نشان می دهد. این مدار عملاً همان مدار مسئله (۱۷) است که خازن C و مقاومت R_3 به آن افزوده شده اند.



" شکل ۲۹ "

به همان دلائل گفته شده در مثالهای قبل :

$R_{E2} = 180\,\Omega$ ، $R_C = 1\,K\Omega$

$V_E = 6\,V$ ، $I_C = 12\,mA$

$R_{E1} = 330\,\Omega$ ، $V_B = 6.6\,V$

با در نظرگرفتن $I_1 = 10\,I_C$ و $\beta = 100$:

$$I_1 = \frac{10\,I_C}{\beta} = 1.2\,mA$$

$$R_1 \simeq \frac{V_B}{I_1} = \frac{6.6\,V}{1.2\,mA} = 5.5\,K\Omega \longrightarrow \boxed{R_1 = 5.6\,K\Omega}$$

$$R_2 \simeq \frac{V_{CC} - V_B}{I_1} = \frac{(30 - 6.6)\,V}{1.2\,mA} = 19.5\,K \longrightarrow \boxed{R_2 = 18\,K\Omega}$$

$$r_\pi = \beta\, r_e = \beta\,\frac{V_T}{I_C} = 100 \cdot \frac{25\,mV}{12\,mA} \simeq 200\,\Omega$$

$$R_1 \parallel R_2 = 4.27\,K\Omega$$

با درنظرگرفتن انتخاب $R_3 \gg r_\pi$ و $R_3 \ll (R_1 \parallel R_2)$ ، $200\,\Omega \ll R_3 \ll 4.27\,K$ مثلاً $R_3 = 1K\Omega$ انتخاب می شود. درنتیجه :

$$V_{R_3} = I_B\, R_3 = \frac{12\,mA}{100} \cdot 1K\Omega = 120\,mV$$

که نسبت به $V_B = 6.6\ V$ قابل اغماض است. (پایداری مدار)

محاسبه مشخصات مدار :

$$R_i \simeq \beta R_{E_2} = 100 \times 180\ \Omega = 18\ K\Omega$$

$$A_V \simeq \frac{R_C}{R_{E_2}} = \frac{1K}{180\ \Omega} = 5.5$$

درصورتیکه از رابطه (٤١) استفاده کنیم :

$$R_i \simeq \frac{100}{1 + \frac{200\Omega}{1K\Omega}} \cdot 180\ \Omega = 15\ K\Omega > 10\ K$$

محاسبه دقیق مشخصات مدار :

$$V_{R_1} = \frac{R_1 \parallel (R_3 + \beta R_E)}{\left[R_1 \parallel (R_3 + \beta R_E)\right] + R_2} \cdot V_{CC} = \frac{5.6K \parallel (1K + 100 \times 510\ \Omega)}{\left[5.6K \parallel (1K + 100 \times 510\Omega)\right] + 18K} \cdot 30\ V = 6.578V$$

$$V_B = V_{R_1} - I_B R_3 = 6.578\ V - \frac{12\ mA}{100} \times 1K = 6.458\ V$$

$$V_E = V_B - V_{BE} = 5.858\ V$$

$$I_C \simeq I_E = \frac{V_E}{R_E} = 11.486\ mA$$

$$V_{CE} = 12.7\ V \quad , \quad V_{RC} = 11.5\ V$$

$$R = R_1 \parallel R_2 \parallel R_{E_2} = 5.6K \parallel 18K \parallel 180\ \Omega = 172\ \Omega$$

$$R' = R_3 \parallel r_\pi = 1K \parallel 200\ \Omega = 167\ \Omega$$

از رابطهٔ (٤٠)

$$R_i = 167\ \Omega + \left(1 + \frac{100}{1 + \frac{200\Omega}{1K}}\right) 172\ \Omega = 14.672\ K\Omega$$

چنانکه ملاحظه می‌شود این مقدار با مقدار تقریبی محاسبه شده (15 KΩ) بخوبی مطابقت می‌کند. سایر مشخصات مدار هم قابل قبولند. برای مقایسه اگر خازن C را برداریم (مدار معمولی) :

$$R_i \simeq \left[(R_1 \parallel R_2) + R_3\right] \parallel \beta R_{E_2}$$

$$R_i \simeq 4.08\ K\Omega$$

وحتی در مدارهای عادی که $R_3=0$ است : $R_i = R_1 \parallel R_2 \parallel \beta R_{E_2} = 3.45\ K$

برای کامل شدن مسئله خازنها را هم حساب می کنیم . برای این منظور فرض می کنیم تقویت کننده صوتی برای فرکانس های بالای 30 Hz طرح شده است.

در فرکانس حدّ باید : $C \geqslant \frac{1}{2\pi f R} \simeq \frac{1}{200 R}$

باشد . پس :

$$C_1 \geqslant \frac{1}{200 R_i} = \frac{1}{200 \times 15\ K\Omega} = 0.33\ \mu F \longrightarrow C_1 = 0.47\ \mu F / 6.3\ V$$

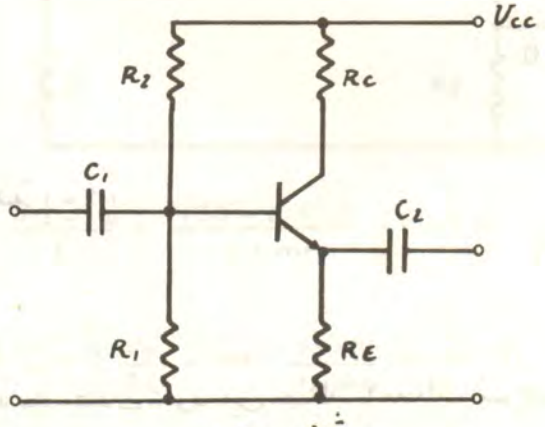
$$C_2 \geqslant \frac{1}{200 R_o} = \frac{1}{200 \times 1\ K\Omega} = 5\ \mu F \longrightarrow C_2 = 10\ \mu F / 35\ V$$

$$C_3 \geqslant \frac{1}{200 (R_{E_1} \parallel R_{E_2})} = \frac{1}{200 (180 \parallel 330)\ \Omega} = 43\ \mu F \longrightarrow C_3 = 47\ \mu F / 6.3\ V$$

$$C \geqslant \frac{1}{200 (R_1 \parallel R_2)} = \frac{1}{200 (5.6\ K \parallel 18\ K)} = 1.17\ \mu F \longrightarrow C = 2.2\ \mu F / 6.3\ V$$

۷-۱-۱ طرح مدار کلکتور مشترک

شکل (۳۰) مدار معمولی کلکتور مشترک را نمایش می دهد. چنانکه مشاهده می شود این مدار کاملاً شبیه مدار امیتر مشترک است. به استثنای اینکه خروجی را بجای اینکه از کلکتور بگیریم از امیتر می گیریم. در نتیجه در این مدار هیچگاه R_E توسط خازن ، بای پس نمیشود. R_C نیز بخاطر اینکه سری با منبع جریان قرار دارد. (مقاومت داخلی ترانزیستور r_{ce} خیلی بزرگ است) از لحاظ سیگنال (AC) تأثیر محسوسی در مدار ندارد. فقط بندرت برای محدود کردن توان مصرفی ترانزیستور، ممکن است مورد استفاده قرار بگیرد. بنابراین در حالت کلّی: $R_C = 0$



شکل (۳۰)

محاسبه مشخصات مدار :

در شکل (۳۱) مدار معادل ترانزیستور در نظر گرفته شده است.

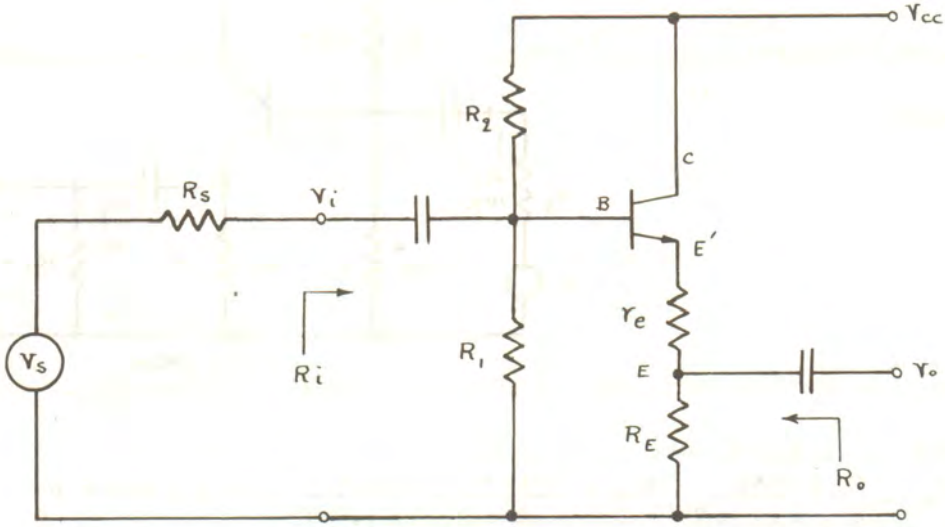
در این مدار : $V_e' = V_b = V_i$

$$V_E = V_o = V_i \cdot \frac{R_E}{R_E + r_e}$$

درنتیجه :

$$A_V = \frac{V_o}{V_i} = \frac{R_E}{R_E + r_e} \qquad -٤٣)$$

$$A_V \simeq 1 \qquad -٤٤)$$



شکل «۳۱»

باید توجه شود که درمدار کلکتور مشترک A_V همیشه کوچکتر از یک است !

$$R_i = R_1 \parallel R_2 \parallel \beta (r_e + R_E) \simeq R_1 \parallel R_2 \parallel \beta R_E \qquad -٤٥)$$

درعمل دراکثر موارد $\beta R_E \gg R_1 \parallel R_2$ بطوریکه :

$$R_i \simeq R_1 \parallel R_2 \qquad -٤٦)$$

$$R_o = \left\{ \left[(R_1 \parallel R_2 \parallel R_S)/\beta \right] + r_e \right\} \parallel R_E \qquad -٤٧)$$

درعمل دراکثر موارد R_E نسبت به قسمت دیگر مقاومت بزرگ است و درصورتیکه $R_S \geqslant R_1 \parallel R_2$ باشد*:

$$R_o \simeq \frac{(R_1 \parallel R_2) + r_\pi}{\beta} \qquad ٤٨ \text{ الف}$$

از نظر باباسیگ نیز مطالب ذکرشده درامپیتر مشترک صادق است. با این تفاوت که چون ولتاژ خروجی روی R_E می افتد. درنتیجه درحالت کلی $V_{RE} \gg 1V$ بوده مدار تا حد زیاد دارای پایداری حرارتی می باشد. گذشته از آن چون ضریب تقویت ولتاژ کم است، تغییرات V_B تأثیر چندانی بروی نقطه کار نمیگذارد. پس درحالت کلی، در نظرگرفتن شرط $I_{R_2} = I_1 \gg I_B$ الزامی نیست. حتی می تواند $I_{R_2} = I_B$ انتخاب شود. البته باز برای اینکه خطای روابط تقریبی از ۱۰٪ کمتر باشد و مدار دارای پایداری حرارتی خوبی باشد، درصورتیکه شرط خاصی نباشد دراینجا نیز $I_{R_2} = 10 I_B$ درنظرگرفته می شود.

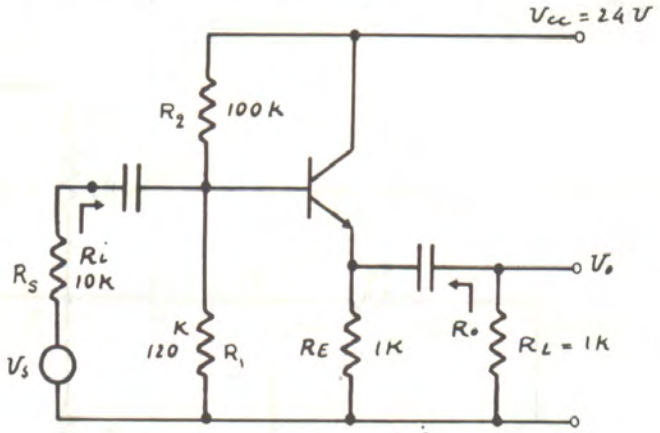
---

* و درصورتیکه $R_S \ll R_1 \parallel R_2$ باشد :

$$R_o \simeq \frac{r_\pi}{\beta} = r_e \qquad ٤٨ \text{ ب}$$

به علت اینکه این مدار دارای مقاومت ورودی زیاد ، مقاومت خروجی کم وضریب تقویت برابر ۱ می باشد، از آن به عنوان بافر[1] استفاده می شود.

مثال ۲۱ : مدار شکل (۳۲) را محاسبه نمایید. $V_{BE} = 0.7\ V$ ، $\beta = 250$ فرض شوند.



شکل (۳۲)

حل :

$$V_B = \frac{R_1 \parallel \beta R_E}{(R_1 \parallel \beta R_E) + R_2} \cdot V_{cc} = \frac{120\,K \parallel 250\,K}{(120\,K \parallel 250\,K) + 100\,K} \cdot 24\ V = 10.75\ V$$

چون استفاده از این رابطه ، از رابطه واقعی ساده تر و خطای ناشی از آن خیلی کم است ، از آن استفاده شده است .

$$V_E = V_B - V_{BE} = 10.75\ V - 0.7\ V \simeq 10\ V$$

$$I_C \simeq I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{10\ V}{1\,K\Omega} = 10\ mA$$

از (٤٣) :

$$A_V = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1K \parallel 1K}{(1K \parallel 1K) + 2.5\Omega} = 0.995 \simeq 1$$

$$R_i = R_1 \parallel R_2 \parallel \beta\,(R_E \parallel R_c) = 120\,K \parallel 100\,K \parallel 250\,(1K \parallel 1K) = 38\,K\Omega$$

$$R_o = \left\{ \left[(R_1 \parallel R_2 \parallel R_s) / \beta \right] + r_e \right\} \parallel R_E = \left\{ \left[(10\,K \parallel 100\,K \parallel 120\,K) / 250 \right] + 25\ \Omega \right\} \parallel 1K = 35\ \Omega$$

$$A_{VS} = \frac{V_o}{V_s} = A_V \cdot \frac{R_i}{R_i + R_s} \simeq 1 \cdot \frac{38\,K}{38\,K + 10\,K} = 0.79$$

مثال (۲۲) :

یک میکروفن کریستالی با مقاومت داخلی $100\,K\Omega$ ونیروی محرکه $100\ mV_{eff}$ باید یک گوینده دینامیکی با مقاومت داخلی $2\,K\Omega$ را تحریک کند. درصورتیکه توان تحریک برای این گوینده $2\ kW$ کافی باشد، مداری برای این منظور طرح نمایید. $V_{cc} = 9\ V$ ، $V_{BE} = 0.5\ V$ فرض شوند.

حل: ماکزیمم توانی که میکروفن میتواند به بار دهد درصورتی است که $R_s = R_i$ باشد. پس:

$$P_{s_{max}} = \frac{V_s^2}{4R_i}$$

$$P_{s_{max}} = \frac{(100\,mV)^2}{4 \times 100\,K} = 25\,nW$$

درصورتیکه توان لازم برای تحریک گوشی $2\,\mu W$ است. پس احتیاج به تقویت‌کننده داریم. ولتاژ لازم برای تحریک گوشی:

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

$$V_o = \sqrt{P_L R_L} = \sqrt{2\mu W \cdot 2K\Omega} \simeq 64\,mV_{eff}$$

پس ولتاژ لازم برای گوشی کمتر از ولتاژ قابل تولید توسط میکروفن است. درنتیجه احتیاج به تقویت ولتاژ نداریم. پس می‌توان از طبقه کلکتور مشترک استفاده کرد. شکل (۳۲)

از آنجائیکه $A_V \simeq 1$ و $A_{V_s} = A_V \frac{R_i}{R_i + R_s} = \frac{V_o}{V_s} \simeq 0.7$ ، باید:

$$\frac{R_i}{R_i + R_s} \geq 0.7 \longrightarrow R_i \geq 2.5\,R_s = 250\,K\Omega$$

باشد. از طرف دیگر چون:

$$R_i = R_1 \parallel R_2 \parallel \beta\,(R_E \parallel R_L)$$

و دو مقاومت که یک جریان از آنها بگذرد و ولتاژ دوسرشان مشخص باشد، موقعی حداکثر مقدار موازی را دارند که با هم مساوی باشند. به عبارت دیگر:

$$R_2 = R_1 \parallel \beta R_E$$

درنتیجه باید:

$$V_B = \frac{V_{cc}}{2} = 4.5\,V$$

و:

$$V_E = V_B - V_{BE} = 4\,V$$

انتخاب شوند. از طرف دیگر برای اینکه $A_V \simeq 1$ باشد باید:

$$r_e \ll R_L \parallel R_E$$

پس اگر مثلاً $I_c = 1\,mA$ انتخاب شود:

$$r_e = 25\,\Omega \ll 2K\Omega \parallel R_L$$

خواهد بود.

از آنجا:

$$R_E = \frac{V_E}{I_c} = \frac{4\,V}{1\,mA} = 4\,K\Omega \longrightarrow \boxed{R_E = 3.9\,K\Omega}$$

از $R_2 = R_1 \parallel \beta R_E = 2R_i$ نتیجه می‌شود : $R_2 = 2.250\,K \longrightarrow R_2 = 560\,K$

پس : $R_1 \parallel 3.9\,K \cdot \beta = 560\,K \longrightarrow R_1 = \dfrac{560 \times 3.9\beta}{3.9\beta - 560}\,K\Omega$

بنابراین باید یک معادله و دو مجهول را حل کنیم . از این معادله نتیجه می‌شود : هرچه β بزرگتر باشد R_1 می‌تواند کوچکتر انتخاب شود (پایداری بهتر) . بالعکس هرچه R_1 بزرگتر انتخاب شود می‌توان با β کوچکتر مدار را ساخت . درعوض حساسیت مدار نسبت به β زیاد می‌شود . (دراین مسئله اهمیت زیادی ندارد !) درهر صورت باید :

$$3.9\beta - 560 > 0 \longrightarrow \beta > 150$$

بررسی امکانات انتخاب R_1 ; β

۱- فرض کنیم همان شرط $I_1 = 10 I_B$ را بخواهیم درنظر بگیریم ،

دراین صورت : $I_1 = \dfrac{V_{R_2}}{R_2} = \dfrac{4.5V}{560K} \simeq 8\,\mu A$

$$R_1 = \frac{V_B}{0.9 I_1} = \frac{4.5V}{7.2\mu A} \simeq 625\,K\Omega \longrightarrow R_1 = 680\,K$$

و :

$$I_1 = 10 I_B = \frac{10 I_C}{\beta} \longrightarrow \beta = \frac{10 I_C}{I_1} = \frac{10\,mA}{8\mu A} = 1250\ !$$

پس باید از ترانزیستور دارلینگتن استفاده کرد .

۲- درحالت مقابل می‌توان $I_1 = I_B$ انتخاب کرد . درنتیجه $R_1 = \infty$ (از مدار حذف می‌شود) . دراین صورت : $I_1 = I_B = \dfrac{I_C}{\beta} \longrightarrow \beta \geqslant 125$

وبخاطر مقاومت ورودی : $\beta (R_L \parallel R_E) \geqslant 560\,K$

$$\beta \geqslant \frac{560K}{1.3K} = 430$$

از دو رابطه فوق نتیجه می‌شود که باید مثلاً :

$$\beta \geqslant 500$$

انتخاب شود . دراین حالت با یک ترانزیستور (با β بالا) شرایط مسئله ارضا می‌شوند ولی پایداری کافی نیست .

۳- یکی از علل احتیاج به β زیاد بزرگ بودن I_C است . اگر برفرض $I_C = 0.2\,mA$ انتخاب شود :

$$R_E = \frac{4V}{0.2mA} = 20K \longrightarrow R_E = 18\,K\Omega$$

با $R_1 = 680\,K$ ، $R_2 = 560\,K$ نتیجه می‌شود :

$$\beta = \frac{10 I_c}{I_1} = \frac{2\,mA}{8\,\mu A} = 250 \quad , \quad I_1 \simeq 8\,\mu A$$

پس هم $\beta \geqslant 300$ مقدار معقولی می‌باشد ، هم پایداری مدار باندازهٔ کافی است .

محاسبه مشخصات مدار :

$$A_V = \frac{R_E \parallel R_L}{(R_E \parallel R_L) + r_e} = \frac{1.8\,K}{1.8\,K + 125\,\Omega} = 0.935$$

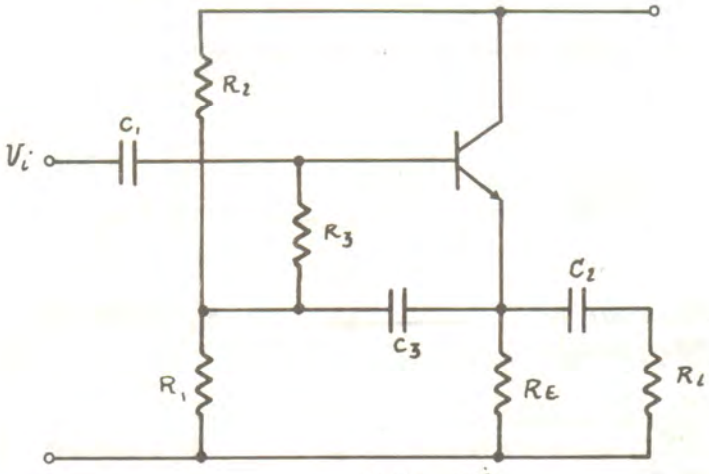
$$R_i = R_1 \parallel R_2 \parallel \beta\,(R_E \parallel R_L) = 560\,K \parallel 680\,K \parallel 300 \times 1.8\,K = 196\,K\Omega$$

$$A_{V_S} = A_V \cdot \frac{R_i}{R_i + R_S} = 0.935 \cdot \frac{196\,K}{196\,K + 100\,K} = 0.66$$

$$V_o = A_{V_S} \cdot V_S = 0.66 \times 100\,mV = 66\,mV > 64\,mV$$

مثال ۲۲ : مثال قبل را با یک ترانزیستور با $\beta \geqslant 200$ حل کنید.

حل : درمسئله قبل دیدیم درهرسه حالت β مقدار بزرگی در می‌آید واز هر ترانزیستور معمولی نمیتوان چنین انتظاری داشت . دراینجا نیز می‌توان از خاصیت بوت استرپ استفاده کرده ، مقاومت ورودی را بالا برد . (شکل ۳۳)



شکل (۳۳)

دراین حالت روابط (۳۸) تا (٤١) صدق می‌کنند. فقط ضریب تقویت ولتاژ :

$$A_V = \frac{R_E \parallel R_L}{(R_E \parallel R_L) + (r_e \parallel \frac{R_3}{\beta})} \qquad (٤٩-$$

که اگر باز $R_3 \gg r_\pi$ انتخاب شود :

$$A_V \simeq \frac{R_E \parallel R_L}{(R_E \parallel R_L) + r_e} \qquad (٥٠-$$

همان رابطه مدار معمولی بدست می آید .

از رابطه (٤١) :

$$R_i = \frac{\beta}{1+\frac{r_\pi}{R_3}} (R_E \parallel R_L)$$

وشرط $R_3 \gg r_\pi$ ، فرضاً $R_3 = 10\, r_\pi$ انتخاب شده :

$$(R_E \parallel R_L) = \frac{R_i\left(1+\frac{r_\pi}{R_3}\right)}{\beta} = \frac{250K \times 1.1}{200} = 1.375\ K$$

$$R_E \parallel 2K = 1.375\ K \longrightarrow R_E = 4.4\ K \longrightarrow R_E = 4.7\ K$$

$$V_B = 4.5\ V \longrightarrow V_E = 4\ V \longrightarrow I_E = \frac{4V}{4.7K} = 0.85\ mA$$

$$r_e = \frac{25\ mV}{I_E} = \frac{25\ mV}{0.85\ mA} = 30\ \Omega$$

$$r_\pi = \beta r_e = 200 \cdot 30\ \Omega = 6\ K$$

$$R_3 = 10\, r_\pi = 60\ K \longrightarrow R_3 = 56\ K\Omega$$

$$I_B \cdot R_3 = \frac{I_c}{\beta} R_3 = \frac{0.85\ mA}{200} \cdot 56\ K = 0.24\ V \ll V_B$$

$$I_1 = 10\, I_B = \frac{10\, I_c}{\beta} = \frac{8.5\ mA}{200} = 42.5\ \mu A$$

$$R_2 = \frac{V_{R_2}}{I_1} = \frac{4.5V}{42.5\ \mu A} = 106\ K \longrightarrow R_2 = 100K\Omega$$

$$R_1 = \frac{V_{R_1}}{0.9 I_1} = \frac{4.5V}{38.25\ \mu A} = 117.5\ K\Omega \longrightarrow R_1 = 120\ K\Omega$$

<u>محاسبه مشخصات مدار :</u>

$$V_B \simeq \frac{R_1 \parallel \beta R_E}{(R_1 \parallel \beta R_E) + R_2} \cdot V_{cc} = \frac{120K \parallel 200 \times 4.7K}{(120K \parallel 200 \times 4.7K) + 100K} \cdot 9V$$

$$V_B \simeq 4.5\ V \quad , \quad I_c = \frac{4V}{4.7K\Omega} = 0.85\ mA \quad , \quad r_e = 30\ \Omega$$

$$A_V = \frac{4.7K \parallel 2K}{(4.7K \parallel 2K) + 30\,\Omega} = 0.979$$

$$R_i \simeq \frac{200}{1 + \frac{6K}{56K}} (4.7K \parallel 2K) = 253\ K\Omega$$

$$A_{V_S} = A_V \frac{R_i}{R_i + R_3} = 0.979 \frac{253K}{253K + 100K} = 0.7$$

$$V_o = A_{V_S} \cdot V_S = 0.7 \times 100\,mV = 70\,mV > 64\,mV$$

پس با اضافه کردن یک خازن و مقاومت حتی با β کمتر، مشخصات بهتری از مدار بدست آمد. ناگفته نماند که با V_{cc} بیشتر می توان باز مشخصات بهتری بدست آورد. ولی در هر صورت باید:

$$\beta > \frac{R_i}{R_L} = \frac{250K}{2K} = 125$$

باشد!

محاسبه خازنها برای فرکانس صوتی:

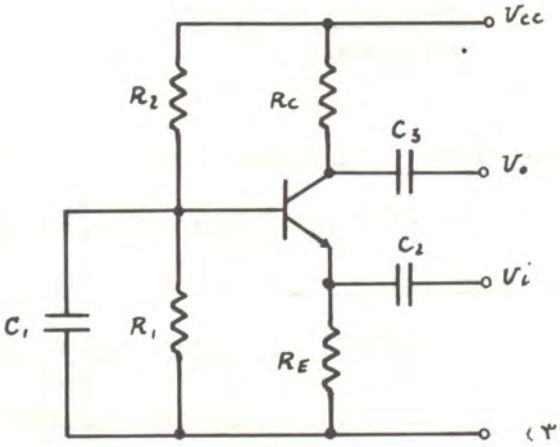
$$C_1 = \frac{1}{200\,R_i} = \frac{1}{200 \cdot 250K} = 20\,nF \longrightarrow C_1 = 47\,nF / 15\,V$$

$$C_2 = \frac{1}{200\,R_L} = \frac{1}{200 \cdot 2K} = 2.5\,\mu F \longrightarrow C_2 = 4.7\,\mu F / 6.3\,V$$

$$C_3 = \frac{1}{200(R_1 \parallel R_2)} = \frac{1}{200(100K \parallel 120K)} = 91.6\,nF \longrightarrow C_3 = 220\,nF / 16\,V$$

۱۱.۸ طرح مدار بیس مشترک

شکل (۳٤) مدار کلی بیس مشترک را نمایش می دهد. چنانکه مشاهده می شود این مدار نیز کاملاً شبیه مدار امیتر مشترک است. باستثنای اینکه ورودی امیتر می باشد و بیس زمین شده است. در نتیجه از لحاظ بایاسینگ (DC) تمام مطالب گفته شده در مورد امیتر مشترک صدق



شکل (۳٤)

می‌کند. مضافاً برایکه چون R_1 و R_2 توسط C_1 برای سیگنال (AC) اتصال کوتاه شده‌اند و در مقاومت ورودی مدار تأثیر ندارند. درنتیجه تازمانیکه توان مصرفی آنها مطرح نباشد، می‌شود آنها را کوچک گرفت. ولی ما باز برای محاسبه همان شرط $I_1 = 10\, I_B$ را درنظر می‌گیریم. از نظر AC نیز مطالب گفته شدهٔ قبل، صادقند. (با توجه به اینکه حالا ورودی E است نه B)

- ۵۱) $A_V = \dfrac{R_C}{r_e}$

- ۵۲) $R_i = r_e \parallel R_E \simeq r_e$

- ۵۳) $R_o = R_C \parallel r_{ce} \simeq R_C$

مثال ۲۳ :

مطلوبست محاسبه V_o درشکل (۳۵) $\beta \geq 250$ ، $V_{BE} = 0.5\,V$ و $V_S = 1\,mV \sin 10^4 t$

حل :

ابتدا نقطه کار را محاسبه می‌کنیم :

$$V_B = \frac{R_1 \parallel \beta R_E}{(R_1 \parallel \beta R_E) + R_2} \cdot V_{CC}$$

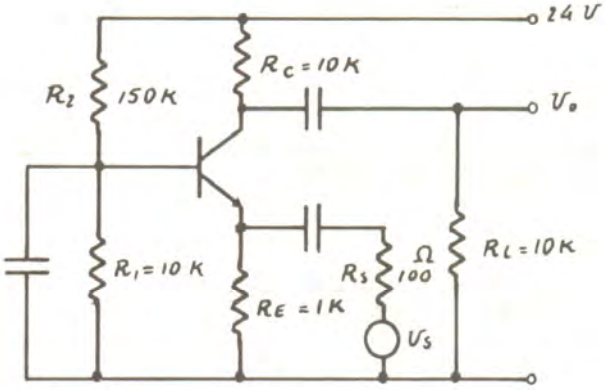
$$V_B = \frac{10K \parallel 250 \times 1K}{(10K \parallel 250 \times 1K) + 150K} \cdot 24\,V = 1.44$$

$$V_E = V_B - V_{BE} = 0.94\,V$$

$$I_C = \frac{V_E}{R_E} = 0.94\,mA$$

$$r_e = \frac{25\,mV}{0.94\,mA} = 26.6\,\Omega$$

$$R_i = r_e \parallel R_E = 27\,\Omega \parallel 1K = 26.2\,\Omega$$



شکل ۳۵

$$R_o = R_C = 10K \quad , \quad A_V = \frac{R_C}{r_e} = 382$$

$$A_{VS} = \frac{V_o}{V_S} = A_V \cdot \frac{R_L}{R_L + R_C} \cdot \frac{R_i}{R_i + R_S} = 382 \cdot \frac{10K}{10K + 10K} \cdot \frac{26.2\,\Omega}{26.2\,\Omega + 100\,\Omega} = 39.7$$

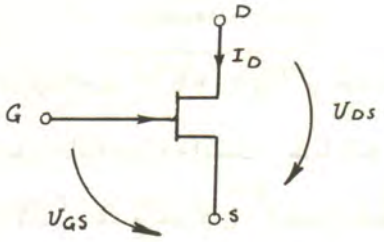
$$V_o = A_{VS} \cdot V_i = 39.7 \times 1\,mV \sin 10^4 t \simeq 40\,mV \sin 10^4 t$$

چنانکه ملاحظه می‌شود ضریب تقویت ولتاژ بیس مشترک با امیتر مشترک یکی است. ولی مقاومت ورودی آن β برابر کمتر است. به عبارت دیگر ضریب تقویت جریان β برابر کمتر از امیتر مشترک است. ($A_{I_{CB}} \simeq 1$) به همین دلیل این مدار در عمل کمتر مورد استفاده قرار می‌گیرد. فقط گاهی برای تطابق امپدانس‌ها بخصوص در فرکانس‌های بالا و درصورتیکه اختلاف فاز بین خروجی و ورودی بخواهیم صفر باشد، بخصوص درگذشته که باند فرکانسی ترانزیستورها کمتر بود، مورد استفاده قرار می‌گرفت.

۱.۱۹ طرح مدار با FET

۱.۱۹.۱ یادآوری

میدانیم که ترانزیستور با اثر میدان ① برخلاف ترانزیستور معمولی بین ورودی (گیت : Gate) و خروجی (درین : Drain) ارتباط جریانی برقرار نیست. به عبارت دیگر درحالت ایده‌آل جریان گیت صفر است. ولی با وجود این از D می‌تواند جریان عبور کند. شکل (۳۶)



شکل (۳۶)

سمبل یک n-ch-J-FET ② را نمایش می‌دهد. الکترود سوم که معمولاً مرجع است (مانند امیتر) سورس Source نام دارد. برخلاف ترانزیستورهای معمولی که I_c تابعی از I_B بود در FET، I_D تابعی از V_{GS} می‌باشد. بنابراین بطور خلاصه مشخصات FET را میتوان بصورت زیر نوشت :

مقایسه با ترانزیستور : $I_G \hat{=} I_B$

$$I_G \simeq 0 \qquad (۵۴)$$

$r_{GS} \hat{=} r_\pi$

$$r_{GS} \longrightarrow \infty \qquad (۵۵)$$

$r_{ds} \hat{=} r_{CE}$

$$r_{ds} \longrightarrow \infty \qquad (۵۶)$$

$$g_m = \frac{\partial I_c}{\partial V_{BE}} \qquad\qquad g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} \qquad (۵۷)$$

برخلاف ترانزیستور npn برای FET n کانال درحالت عادی باید $V_{GS} \leqslant 0$ باشد. اگر $V_{GS} > 0$ شود $I_G > 0$ شده ممکن است باعث معیوب شدن آن گردد. دیگر اینکه V_{BE} برای ترانزیستور سیلیسیم معمولاً بین

---

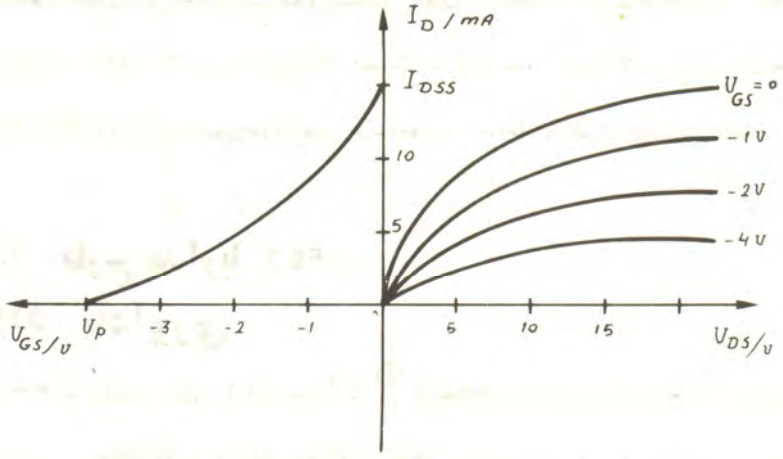
① Field Effect Transistor = FET

② n-Channel Junction FET

۰,۵ V تا ۰,۸ V می باشد درصورتیکه | V_{GS} | ممکنست بین ۱۷ تا ۱۵ V باشد ! (ش ۳۷) منحنی مشخصه یک n-ch-JFET (که از همه نوع FET متداولتر است) را نمایش میدهد .

مشخصه P-ch-JFET مشابه همین است فقط جهت ولتاژ وجریان عکس می شود .

در مورد MOS-FET ها هم فرم شکل همین گونه است فقط مقادیر متفاوت می باشد .



شکل (۳۷)

در (ش ۳۷) درسمت راست مشخصه خروجی FET (I_D برحسب V_{DS}) ودر قسمت سمت چپ مشخصه انتقالی (I_D برحسب V_{GS}) نمایش داده شده است . چنانکه درمنحنی خروجی مشاهده میشود برای اینکه از FET بشود بعنوان یک المان الکتو (منبع جریان) استفاده کرد V_{DS} بایداز یک مقداری (دراین مثال مثلاً از ۵ ولت) بیشتر باشد . از مشخصه انتقالی برمیآید که هرچه | V_{GS} | کمترباشد جریان خروجی (I_D) بیشترمیشود بطوریکه بازاء $V_{GS}=0$ ، $I_D=I_{DSS}$ بزرگترین مقدار خودرا داراست (دراین مثال $I_{DSS}=15\ mA$) I_{DSS} یکی از مشخصات FET بوده که بایدآنرا درمحاسبه مدار دراختیار داشت (از کاتالوگ، جدول، ویا اندازه گیری) این جریان راجریان اشباع ① FET گویند . از طرف دیگر بازیاد شدن | V_{GS} | (منفی تر شدن آن) I_D کم میشود بطوریکه هنگامیکه | V_{GS} | ≥ | V_P | بعبارت دیگر $V_{GS} \leq V_P$ شد، $I_D \simeq 0$ میشود . V_P را ولتاژ قطع ② ترانزیستور گویند . رابطه بین جریان خروجی وولتاژ ورودی تقریباً شبه سهمی است بطوریکه :

$$I_D = I_{DSS}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 \qquad (۵۸-)$$

---

① Saturation Current.

② Pinch off Voltage.

بنابراین با در اختیار داشتن V_P و I_{DSS} می‌توان ارتباط جریان خروجی و ولتاژ ورودی FET را محاسبه کرد. همچنین g_m از رابطه (۵۹) قابل محاسبه است:

$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} = -\frac{2 I_{DSS}}{V_P}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right) = \frac{2 I_{DSS}}{V_P^2}\left(V_{GS} - V_P\right) \qquad (-۵۹)$$

بعبارت دیگر (با جانشین کردن (۵۸)):

$$g_m = \frac{2}{|V_P|}\sqrt{I_D \cdot I_{DSS}} \qquad (-۶۰)$$

مثال ۲۴ : اگر برای یک FET : $V_P = -4V$ و $I_{DSS} = 8mA$ باشد مطلوبست محاسبه جریان خروجی بازاء $V_{GS} = -2V$ و g_m بازاء این نقطه کار:

حل: از رابطه (۵۸) :

$$I_D = 8mA\left(1 - \frac{-2V}{-4V}\right)^2 = 2mA$$

و از (۶۰) :

$$g_m = \frac{2}{4V}\sqrt{2mA \cdot 8mA} = 2\ mA/V$$

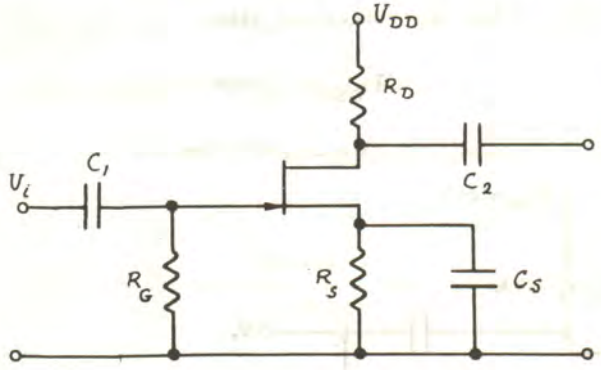
در مقایسه با یک ترانزیستور معمولی:

$$g_m = 40 I_C = 40 \cdot 2\ mA/V = 80\ mA/V$$

از این مثال نتیجه می‌گیریم که در حالت کلی g_m و در نتیجه A_V یک FET از ترانزیستور معمولی خیلی کمتر است (عیب) در عوض مقاومت ورودی و پایداری حرارتی آن خیلی بیشتر است (حُسن).

۲-۹-۱-۱- مدار سورس مشترک ①

این مدار که معادل مدار امیتر مشترک است متداولترین مدار FET می‌باشد. (ش ۳۸) فرم کلی این مدار را نمایش می‌دهد. برای بایاسینگ با در نظر گرفتن اینکه باید $V_{GS} < 0$ باشد باید $V_S > V_G$ انتخاب شود. بنابراین چون $I_G \approx 0$ ، $V_G = I_G \cdot R_G \approx 0$ در نتیجه FET هادی شده



شکل (۳۸)

① Common Source.

$V_S = I_D \cdot R_S > 0$ می باشد . در نتیجه :

$$V_{GS} = -I_D R_S \qquad (-۶۱)$$

پس برای بایاس کردن FET ، برخلاف ترانزیستور معمولی ، فقط مقاومت R_S مسئول است ! برای انتخاب نقطه کار - اگر شرط خاصی برقرار نباشد $V_{GS} = \frac{V_P}{2}$ انتخاب می شود زیرا در این حال هم دامنه ورودی می تواند ماکزیمم باشد و هم پایداری حرارتی مدار بیشترین مقدار را دارد . پس برای طرح بایاسینگ مدار از روابط (۶۱) و (۶۲) استفاده می کنیم با توجه به اینکه :

$$V_{GS} = \frac{V_P}{2} \qquad (-۶۲)$$

$$V_{DD} = V_{DS} + I_D (R_D + R_S) \qquad (-۶۳)$$

و برای کار صحیح (از منحنی خروجی) :

$$|V_{DS}| \geq |V_P| \qquad (-۶۴)$$

مشخصات AC مدار :

$$R_i = R_G \parallel r_{gs} \approx R_G \qquad (-۶۵)$$

$$R_o = R_D \parallel r_{ds} \approx R_D \qquad (-۶۶)$$

$$A_V = -g_m R_L \approx -g_m R_D \qquad (-۶۷)$$

درصورتیکه R_S توسط C_S بای پس نشده باشد :

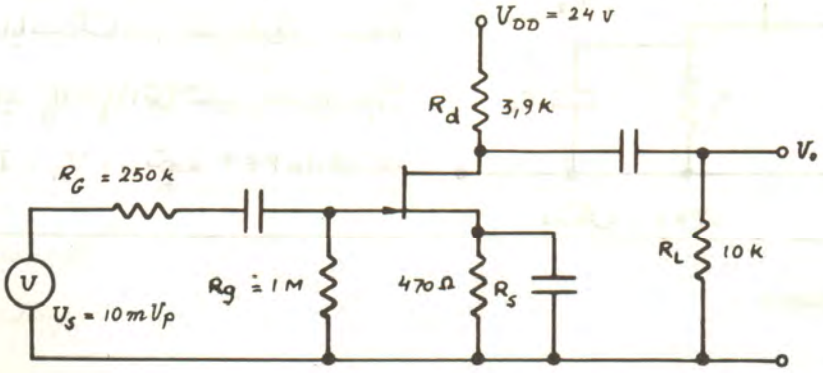
$$A_V = -\frac{R_D}{R_S + \frac{1}{g_m}} \qquad (\text{الف} - ۶۷)$$

(توجه شود که $\frac{1}{g_m}$ معادل r_e در ترانزیستور است !)

<u>مثال ۲۵</u> : مطلوبست محاسبهٔ V_o در (ش ۳۹)

$I_{DSS} = 16\,mA$ ، $V_P = -4\,V$

و $V_S = 10\,mV \sin \omega t$



شکل (۳۹)

حل : برای پیدا کردن نقطه کار از : (۵۸)

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

و (۶۱)

$$V_{GS} = -I_D R_S$$

نتیجه می شود :

$$I_D = I_{DSS}\left(1+\frac{I_D R_S}{V_P}\right)^2$$

بعبارت دیگر :

$$\frac{I_{DSS}\cdot R_S^2}{V_P^2} I_D^2 + \left(2 I_{DSS}\frac{R_S}{V_P} - 1\right) I_D + I_{DSS} = 0$$

با جایگزینی مقادیر :

$$0{,}22\, I_D^2 - 4{,}76\, I_D + 16 = 0$$

با حل معادله :

$$I_D \approx \begin{cases} 16\,mA \ \star \\ 4\,mA \end{cases}$$

جواب $I_D = 16mA$ صحیح نیست چون بازاء آن :

$$|V_{GS}| = 470\,\Omega \cdot 16\,mA > |V_P|$$

پس $I_D = 4mA$ از آنجا :

$$V_{GS} = -470\,\Omega \cdot 4\,mA \approx -2\,V$$

از (۶۰)

$$g_m = \frac{2}{|V_P|}\sqrt{I_D \cdot I_{DSS}} = \frac{2}{4}\sqrt{4mA \cdot 16mA} = 4\ mA/V$$

از (۶۷)

$$|A_V| = g_m R_D = 4\,mA/V \cdot 3{,}9\,K\Omega \approx 16$$

$$|A_{VS}| = |A_V| \cdot \frac{R_i}{R_G+R_i} \cdot \frac{R_L}{R_D+R_L} = 16 \cdot \frac{1M}{250K+1M} \cdot \frac{10K}{(3{,}9+10)K} \approx 9$$

پس :

$$V_o \approx 90\ mV \sin \omega t$$

مثال ۲۶ : یک میکروفن کریستال با مقاومت داخلی $1M\Omega$ و نیروی محرکه $50\,mV_{eff}$ باید به یک گوشی با مشخصات $1\mu W/10K\Omega$ بار بدهد مداری برای این منظور طرح نمائید .

حل : ماکزیمم توان منبع :

$$P_s = \frac{V_s^2}{4R_s} = \frac{(50mV)^2}{4 \cdot 1M\Omega} = 0{,}625\ nW$$

پس احتیاج به تقویت توان حداقل برابر :

$$A_p = \frac{P_L}{P_s} = \frac{1\mu W}{0{,}625 nW} = 1600$$

داریم . ولتاژ خروجی مورد لزوم :

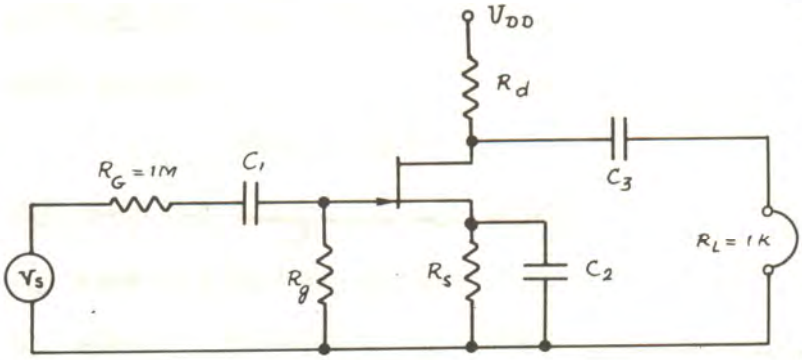
$$V_0 = \sqrt{P_L \cdot R_L} = \sqrt{1\mu W \cdot 10K\Omega} = 100\ mV$$

پس ضریب تقویت مؤثر حداقل :

$$A_V = \frac{V_L}{V_S} = \frac{100\ mV}{50\ mV} = 2$$

لازم است . بنابراین کلکتور مشترک بخاطر ضریب تقویت کم ولتاژ و امیتر مشترک بخاطر مقاومت ورودی کم بتنهائی جوابگو نخواهند بود . پس مسئله را بکمک FET حل می‌کنیم (ش ۴۰)

برای اینکه ماکزیمم ولتاژ منبع به تقویت کننده برسد باید R_g حتی الامکان بزرگ باشد . از طرف دیگر اگر مقاومت خیلی بزرگ باشد کیفیت آن خوب نخواهد بود . به علاوه تهیه آن مشکل است . در طراحیهای خود سعی کنید درصورت امکان مقاومتهای بیشتر از 1M بکار نبرید . بنابراین مثلاً $R_g = 1M\Omega$



شکل (۴۰)

در نتیجه :

$$V_i = V_s \frac{R_g}{R_G + R_g} = 25\ mV_{eff}$$

چون V_{DD} نسبتاً کم است باید FET با V_p کوچک پیدا کنیم : FET های نظیر 2N3819 یا 2SK17 ولتاژ قطعی حدود ۴ ولت دارند . I_{DSS} این ترانزیستورها حدوداً 10 mA است پس مشخصات FET ، $V_p = -4V$ و $I_{DSS} = 10\ mA$ انتخاب می‌شود . در نتیجه نقطه کار :

$$\begin{cases} V_{GS} = \frac{V_P}{2} = -2\ V \\ I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 = 10\left(1 - \frac{1}{2}\right)^2 = 2{,}5\ mA \end{cases}$$

بوده :

$$R_S = -\frac{V_{GS}}{I_D} = -\frac{-2\ V}{2{,}5\ mA} = 800\ \Omega \longrightarrow R_S = 820\ \Omega$$

انتخاب می‌شود .

از (۶۰) :

$$g_m = \frac{2}{4}\sqrt{2{,}5\ mA \cdot 10\ mA} = 2.5\ mA/V$$

داریم

$$A_V = \frac{V_o}{V_i} = g_m (R_L \| R_d)$$

پس :

$$R_L \| R_d = \frac{V_o}{V_i \cdot g_m} = \frac{100\ mV}{25\ mV \cdot 2{,}5\ mA/V} = 1{,}6\ K\Omega$$

$R_L = 10K$ است . پس :

$$R_d = \frac{10K \cdot 1{,}6K}{10K - 1{,}6K} = 1{,}9\ K\Omega \longrightarrow \underline{R_d = 2{,}2\ K}$$

محاسبه V_{DD} :

$$V_{DD} = V_{DS} + I_D (R_d + R_s)$$

برای اینکه ترانزیستور در ناحیه خطی کار کند باید :

$$|V_{DS}| \geq |V_p| + |V_{op}|$$

$$V_{DS} \geq (4 + 0{,}1)\ V$$

$$V_{DD} \geq 4{,}1\ V + 2{,}5\ mA\ (2{,}2K + 0{,}82\ K) = 11{,}65\ V$$

پس $V_{DD} = 12\ V$ انتخاب میشود .

چنانچه از این مثال بر می آید ضریب تقویت FET نسبت به ترانزیستور معمولی کم و ولتاژ کار آن زیاد است (بخاطر $|V_{GS}| \gg V_{BE}$ ، $V_{DS_{min}} \gg V_{CE_{min}}$ و معمولاً $V_S > V_E$) در نتیجه برای منابع تغذیه کم معمولاً از FET استفاده نمی شود (مگر FETهای خاص با V_p کم و I_{DSS} زیاد) .

۳-۹-۱-۱- مدار درین مشترک ①

از آنجائیکه مقاومت ورودی FET زیاد است و در نتیجه مقاومت ورودی مدار سورس مشترک نیز زیاد می باشد . خاصیت مدار درین مشترک در زیاد بودن مقاومت ورودیش نیست بلکه در کم بودن مقاومت خروجیش نسبت به سورس مشترک ولی در هر صورت عملاً از مدار کلکتور مشترک بیشتر از درین مشترک بعنوان بافر ② یا مبدل امپدانس ③ استفاده می شود .

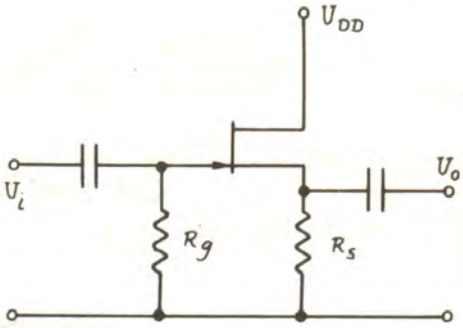
(ش ۴۱) مدار ساده درین مشترک را نشان می دهد . برای بایاسینگ مدار همان ضوابط مدار سورس مشترک در نظر گرفته می شود .

مشخصات دینامیکی مدار :

---

① Common Drain ② Buffer

③ Impedance Converter



شکل (۴۱)

$$R_i = R_g \parallel K r_{gs} \approx R_g \qquad (-۶۸)$$

$$R_o = \left(\frac{1}{g_m} \parallel R_s\right) \qquad (-۶۹)$$

$$A_v = \frac{R_s}{\frac{1}{g_m} + R_s} < 1 \qquad (-۷۰)$$

توجه : دراین مدار، برخلاف کلکتور مشترک، چون $\frac{1}{g_m} \ll R_s$ نیست، R_s نسبت به آن قابل صرفنظر کردن نمی باشد.

مثال ۲۷ : درصورتیکه در (ش ۴۱-۱) $V_p = -4V$ ، $I_{DSS} = 16mA$ ، $r_{ds} \longrightarrow \infty$ ، $R_g = 1M$ و $R_s = 470\,\Omega$ باشد، مطلوبست محاسبه : R_i ، R_o ، A_v ، ماکزیمم دامنه خروجی و مینیمم V_{DD} موردلزوم.

حل : از مسئله ۲۵-۱ : $I_D = 4mA$ ، $g_m = 4\,mA/V$ ، $V_{GS} = -2V$ درنتیجه :

از (۶۸) $\qquad R_i = R_g = 1M\Omega$

از (۶۹) $\qquad R_o = \left(\frac{1}{4\,mA/V} \parallel 470\,\Omega\right) \approx 160\,\Omega$

از (۷۰) $\qquad A_v = \frac{470}{\frac{1}{4\,mA/V} \parallel 470} \approx 0,6$

چون $V_{op} < V_{RS}$ و $V_{RS} = -V_{GS} = 2V$ پس ماکزیمم دامنه خروجی کمتر از 2 ولت است.

ازروی شکل (۴۱) : $\qquad V_{DD} = V_{DS} + V_{RS}$

وچون باید : $\qquad V_{DS} \geqslant V_{op} + |V_p| = 2V + 4V = 6V$

پس : $\qquad V_{DD} \geqslant 6V + 2V = 8V$

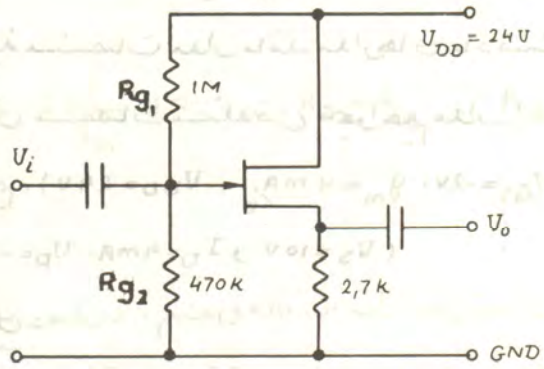
$$\underline{V_{DD} = 9V}$$

انتخاب می شود.

چنانکه مشاهده می شود دامنه خروجی این مدار کم است (2V با اعوجاج خیلی زیاد !) . درصورتیکه دامنه های بزرگتری مطلوب باشد می توان پتانسیل گیت را بجای صفرولتاژ مثبتی انتخاب کرد.

مثال ۲۸ : مشخصات مدار (شکل ۴۲) را با فرض $V_{GS} = -2V$ ، $g_m = 4\,mA/V$ و $V_P = -4V$ محاسبه نمائید.

حل : از رابطه تقسیم ولتاژ :



شکل (۴۲)

$$V_G = V_{DD} \frac{470\,K}{470\,K + 1M} \approx 8\,V$$

$$V_S = V_G - V_{GS} = 8V - (-2V) = 10\,V$$

پس نقطه کار :

$$\begin{cases} I_D = \dfrac{V_S}{R_S} = \dfrac{10V}{2,7K} \approx 4\,mA \\ V_{DS} = V_{DD} - V_S \approx 14\,V \end{cases}$$

ماکزیمم دامنه خروجی ، درصورتیکه اعوجاج درحد مثال قبل قابل قبول باشد .

$$\left.\begin{array}{l} V_{op} \leqslant V_{RS} \\ V_{op} \leqslant V_{DS} - |V_P| \end{array}\right\} \longrightarrow V_{op} \approx 10\,V$$

واگر دامنه 2V کافی باشد اعوجاج این مدار بمراتب کمتر از حالت قبل است . در این مدار :

$$A_V = \frac{V_o}{V_i} = \frac{R_S}{R_S + \frac{1}{g_m}} = \frac{2,7K}{2,7K + 250\,\Omega} \approx 0,9$$

$$R_o = R_S \parallel \frac{1}{g_m} = 2,7K \parallel 250\,\Omega \approx 230\,\Omega$$

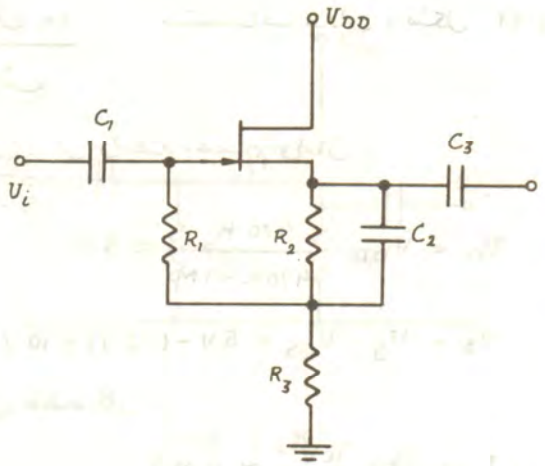
$$R_i = Rg_1 \parallel Rg_2 = 470K \parallel 1M \approx 320\,K$$

پس در این مدار A_V بزرگتر از مدار قبل است (حسن) R_o کمی بیشتر و R_i خیلی کمتری باشد (عیب) کم بودن R_i را می توان با بزرگتر انتخاب کردن Rg_1 و Rg_2 بدست آورد ولی عیب این کار در کمیاب بودن و نامرغوب بودن مقاومتهای بزرگ می باشد (درصورت امکان باید مقاومتهای کمتر از یک مگا اهم را انتخاب کنیم) راه حل دیگر برای بالا بردن مقاومت ورودی استفاده از بوت استراپ کردن است .

مثال ۲۹ : (ش ۴۳) مدار درین مشترک بوت استراپ شده را نمایش می دهد. نظیر مدار ترانزیستوری میشود اثبات کرد که دراین مدار

$R_i \approx (1+g_m R_3) R_1$ (۷۱-)

بقیهٔ مشخصات مدار مانند مدارهای عادیست. با فرض مشخصات مسئله قبل میخواهیم مدار را طرح نمائیم. ($V_{DD}=24V$ ، $g_m = 4\,mA/V$ ، $V_{GS}=-2V$ ، $V_p=-4V$ ، $I_D=4mA$ و $V_S=10V$)



شکل (۴۳)

حل :

$V_{R_2} = -V_{GS} = 2V$, $I_{R_2} = I_D = 4mA$: $R_2 = 500\,\Omega \longrightarrow \underline{R_2 = 470\,\Omega}$

$V_{R_3} = V_S - V_{R_2} = 8V$, $I_{R_3} = I_D = 4mA$: $R_3 = 2K\Omega \longrightarrow \underline{R_3 = 2{,}2\,K}$

و $\underline{R_1 = 1M\Omega}$ انتخاب می شود (بزرگترین مقاومت قابل انتخاب!)

دراین مدار :

$$A_V = \frac{R_3}{R_3 + \frac{1}{g_m}} = \frac{2{,}2K}{2{,}2K + 250\,\Omega} \approx 0{,}9$$

$$R_0 = R_3 \parallel \frac{1}{g_m} = 2{,}2K \parallel 250\,\Omega \approx 225\,\Omega$$

$$R_i \approx (1+g_m R_3) R_1 = (1 + 4\,mA/V \cdot 2{,}2K) \cdot 1M \approx 10\,M\Omega$$

$$V_{0\,max} = V_{R_3} = 8\,V_p$$

پس مشخصات این مدار تقریباً مشابه مشخصات مدار قبل است باستثنای R_i که تقریباً سی برابر شده است!

انتخاب خازنها : اگر باز فرکانس صوتی را در نظر بگیریم :

$$C_1 = \frac{1}{200\,R_i} = \frac{1}{200 \cdot 10M} = 500\,pF \longrightarrow \underline{C_1 = 1\,nF / 25V}$$

$$C_2 = \frac{1}{200\,R_2} = \frac{1}{200 \cdot 470\Omega} = 10\,\mu F \longrightarrow \underline{C_2 = 22\,\mu F / 6{,}3\,V}$$

$$C_3 = \frac{1}{200\,R_o} = \frac{1}{200 \cdot 225\Omega} = 22{,}2\,\mu F \longrightarrow \underline{C_3 = 47\,\mu F / 15\,V}$$

مدار گیت مشترک ①

چون عملاً مورد استفاده قرار نمی گیرد از ذکر آن صرفنظر می کنیم - روابط آن همان روابط FET است که مانند بیس مشترک بکار رود بعبارت دیگر،

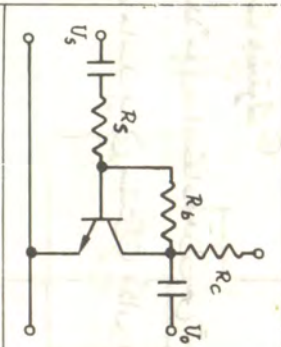
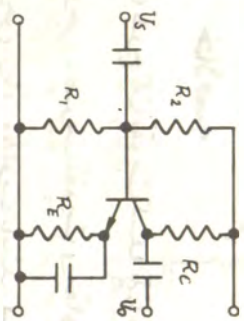
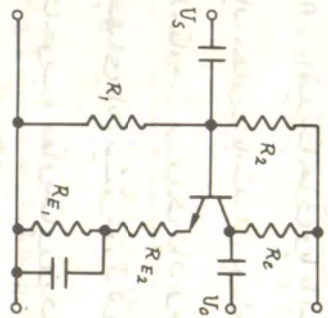
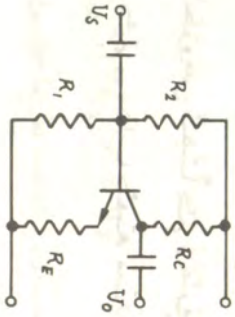
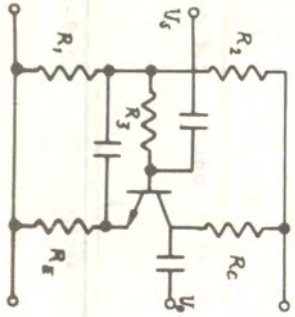
$$R_i = \frac{1}{g_m} \parallel R_s \quad , \quad R_o = R_d \quad , \quad A_v \approx g_m \cdot R_d$$

۱۰-۱-۱- خلاصه

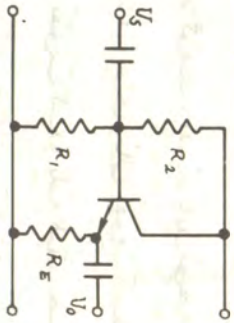
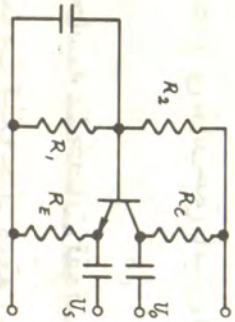
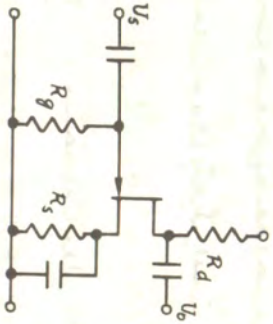
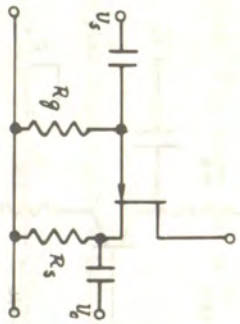
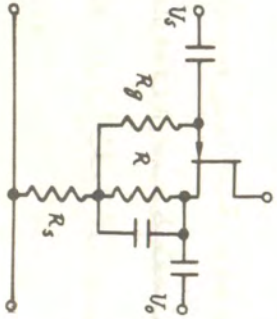
برای طرح یک تقویت کننده یک ترانزیستوری معمولاً از امیتر مشترک استفاده می کنیم. در صورتیکه دامنه خروجی، ضریب تقویت و مقاومت خروجی کم مطلوب باشد از مدار کلکتور فیدبک، در صورتیکه دامنه خروجی زیاد مطلوب باشد بسته به مقدار ضریب تقویت و مقاومت ورودی از مقسم ولتاژ بدون فیدبک AC، با فیدبک جزئی و یا با فیدبک کامل (با ی پس کردن R_E یا نکردن آن)، در صورتیکه مقاومت ورودی زیاد مطلوب باشد از بوت استراپ کمک می گیریم، در صورتیکه ضریب تقویت ولتاژ لزومی نداشته باشد فقط مقاومت ورودی زیاد و مقاومت خروجی خیلی کم مطلوب باشد از مدار کلکتور مشترک و در صورتیکه پهنای باند بیشتر مورد لزوم باشد و مقاومت ورودی کم مسئله ای ایجاد نکند از بیس مشترک برای پایداری خوب، مقاومت ورودی زیاد، اعوجاج کم و سادگی مدار، در صورتیکه ضریب تقویت زیاد لازم نباشد و V_{cc} بزرگ در اختیار باشد از مدار سورس مشترک و برای مقاومت ورودی خیلی زیاد و مقاومت خروجی نسبتاً کم و ضریب تقویت ولتاژ کمتر از یک از مدار درین مشترک و احتمالاً بوت استراپ استفاده می کنیم. مطلب گفته شده در جدول (۲-۱) آورده شده است.

---

① Common Gate

	امیتر مشترک				
مدار					
حدود عملی ضریب تقویت	کمتر از 10	تا بیش از 100	حدود 10 تا 50	کمتر از 20	کمتر از 20
شروط بایاسینگ	$V_{R_b} \approx \frac{1}{10} V_{BE}$	$V_E \geqslant 1V$ ، $I_1 \approx 10 I_B$			$V_{R_3} \ll V_E$
A_V	R_b / R_s	R_c / r_e	$R_c / (R_{E_2} + r_e)$	R_c / R_E	R_c / R_E
R_i	R_s	$\beta . r_e$	$R_1 \parallel R_2 \parallel \beta (R_{E_2} + r_e)$	$R_1 \parallel R_2 \parallel \beta R_E$	$\frac{\beta R_E}{1+(r_\pi / R_3)}$
R_o	R_c / K	R_c			
مشخصه	مقاومت خروجی کم	ضریب تقویت زیاد	مشخصات متوسط	مقاومت ورودی زیاد	مقاومت ورودی خیلی زیاد بوده استرب

جدول (۲)

	کلکتور مشترک	بیس مشترک	سورس مشترک	درین مشترک	
مدار					
حدود عملی ضریب تقویت	0,95 ... 0,99	تا بیش از 100	کمتر از 20	0,5 ... 0,8	0,75 ... 0,95
شروط بایاسینگ	$V_E \approx \frac{V_{cc}}{2}$	$I_1 \geqslant 10 I_B$ ، $V_E \geqslant 1V$	$V_{GS} \approx \frac{V_P}{2}$		
R_r	$R_E / (R_E + r_e)$	R_c / r_e	$g_m R_d$	$\frac{R_s}{R_s + \frac{1}{g_m}}$	
R_i	$R_1 \parallel R_2$	r_e	R_g		$(1 + g_m R_s) R_g$
R_o	r_e	R_c	R_d	$\frac{1}{g_m} \parallel R_s$	
مشخصه	ضریب تقویت ≈ 1 مقاومت خروجی خیلی کم	مقاومت ورودی خیلی کم پهنای باند زیاد	مقاومت ورودی زیاد اعوجاج کم	مقاومت ورودی زیاد ضریب تقویت کمتر از یک	مقاومت ورودی خیلی زیاد دامنه زیاد بوت استرپ

۲- تقویت کننده چند طبقه

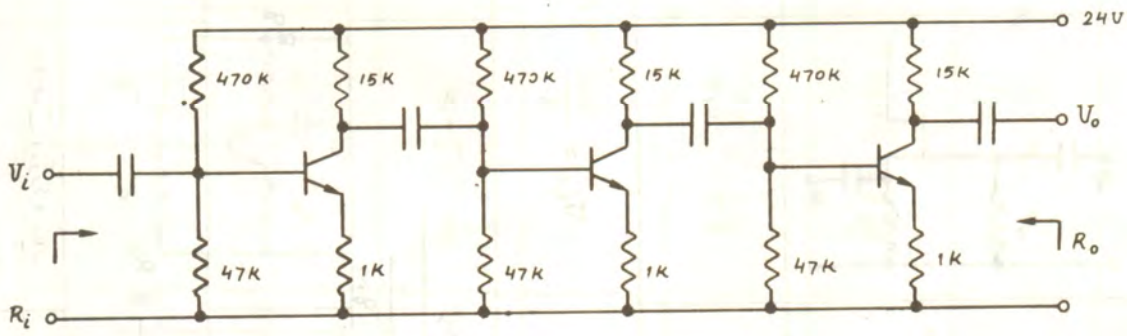
درعمل اکثراً مشخصات تقویت کننده یک طبقه جوابگوی خواسته های مسئله نیست ، روی این اصل باید چند مدار یک طبقه با مشخصات مختلف را دنبال هم بست ، به چنین مداری یک تقویت کننده چند طبقه گویند . البته باید توجه شود که هر طبقه تقویت کننده می تواند شامل یک یا بیشتر ترانزیستور باشد . برای مثال تقویت کننده (مسئله ۱۹) باوجود اینکه شامل دو ترانزیستور بصورت دارلینگتن است ولی تقویت کننده یک طبقه حساب می شود .

یا یک طبقه تقویت کننده تفاضلی (فصل ۳-۱) می تواند شامل سه ترانزیستور باشد یا یک طبقه پوشپول (فصل ۵) می تواند حتی تا بیش از ده ترانزیستور را شامل شود .

۲-۱- محاسبه مشخصات تقویت کننده چند طبقه

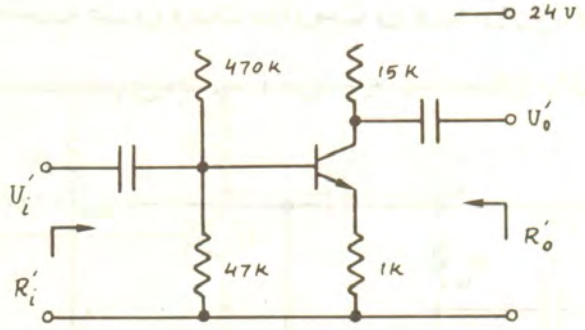
در تقویت کننده چند طبقه ، مقاومت ورودی برابر مقاومت ورودی طبقه اول ، مقاومت خروجی برابر مقاومت خروجی طبقه آخر و ضریب تقویت برابر حاصلضرب ضریب تقویت طبقات با در نظر گرفتن اثر بارگذاری طبقات بروی یکدیگر است .

مثال ۳۰ : مشخصات مدار (ش ٤٤) را حساب کنید ($\beta = 250$ فرض شود) .



شکل " ٤٤ "

حل : مدار فوق از سه طبقه تشکیل شده است (ش ٤٥) . در این مدار $R_E \gg r_e$ بطور یکه :



$$A_V' \approx \frac{R_C}{R_E} = 15$$

$$R_i' = 47K \parallel 470K \parallel 250.1K \approx 42K$$

$$R_o' \approx R_C = 15K$$

شکل (۴۵)

پس برای مدار (ش ۴۴) :

$$R_i = R_i' = 42K$$

$$R_o = R_o' = 15K$$

$$A_V = A'_{V_1} \cdot K_1 \cdot A'_{V_2} \cdot K_2 \cdot A'_{V_3}$$

که $A'_{V_1} = A'_{V_2} = A'_{V_3}$ ضریب تقویت هر طبقه و K_1 اثر تقسیم ولتاژ بین طبقه اول و دوم و K_2 اثر تقسیم ولتاژ بین طبقه دوم و سوم می باشد و :

$$K_1 = K_2 = \frac{R_i'}{R_i' + R_o'} = \frac{42K}{42K + 15K} \approx 0,74$$

پس :

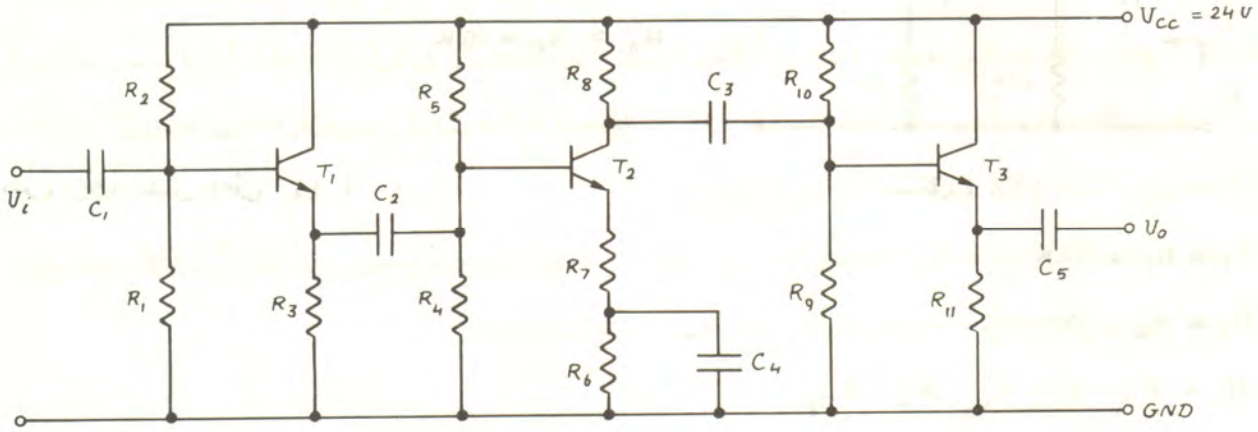
$$A_V = (A_V')^3 \cdot (K)^2 = (15)^3 \cdot (0,74)^2 \approx 1850$$

مثال ۳۱ : مداری برای مشخصات : $A_V = \frac{V_o}{V_i} \geqslant 100$ ، $R_i \geqslant 100K$ ، $R_o \leqslant 100\Omega$ و $V_{cc} = 24V$ به کمک ترانزیستورهائی با مشخصات $\beta_{min} = 250$ ، $V_{BE} = 0,6V$ و $r_{ce} \longrightarrow \infty$ طرح و محاسبه نمائید.

حل : چون ضریب تقویت از یک بیشتر است باید از مدار امیتر مشترک استفاده کنیم و چون مقاومت خروجی کم است اگر مقاومت خروجی را با مقاومت کلکتور برابر بگیریم ، اولاً جریان نقطه کار خیلی زیاد خواهد شد ، ثانیاً مقاومت ورودی خیلی کم . ($R_i < 250\Omega \ll 100K$) چرا؟

در نتیجه بدون در نظر گرفتن مقاومت ورودی و مقاومت خروجی یک تقویت کننده امیتر مشترک طرح می کنیم که باحتمال خیلی زیاد مقاومت ورودی آن خیلی کمتر از مقدار مطلوب و مقاومت خروجی آن خیلی بیشتر از مقدار خواسته شده بدست میآید . برای جبران این نقیصه مثلاً بکمک یک مدار کلکتور -

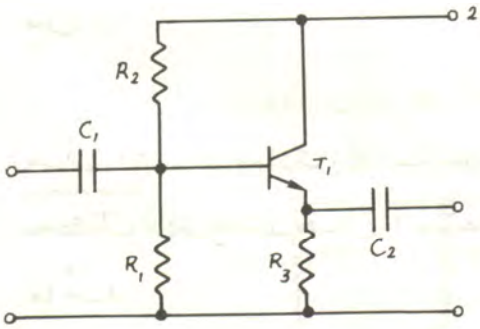
مشترک در ورودی مقاومت ورودی را زیاد و بکمک یک کلکتور مشترک در خروجی، مقاومت خروجی مدار را کم می کنیم. (ش ٤٦) مثالی برای این منظور نمایش میدهد :



شکل " ٤٦ "

در این مثال چون دامنه خروجی مطرح نبوده برای انتخاب نقطه کار آزادی عمل داریم. تقویت کننده شامل سه طبقه است که هر طبقه را بطور مجزا محاسبه می کنیم :

I : برای اینکه مقاومت ورودی حداکثر مقدار خود را داشته باشد : $R_1 \approx R_2$ و چون $\beta R_3 \gg R_1 \parallel R_2$ (چرا؟) :



$$R_i \approx R_1 \parallel R_2 \parallel \beta R_3 \approx R_1 \parallel R_2$$

$$R_i \geqslant 100K \;,\; R_1 \approx R_2 \longrightarrow \underline{R_1 = R_2 = 270\,K}$$

$$V_{R_1} \approx \frac{24}{2}\,V = 12\,V \longrightarrow I_{R_1} = \frac{12\,V}{270K} \approx 45\,\mu A$$

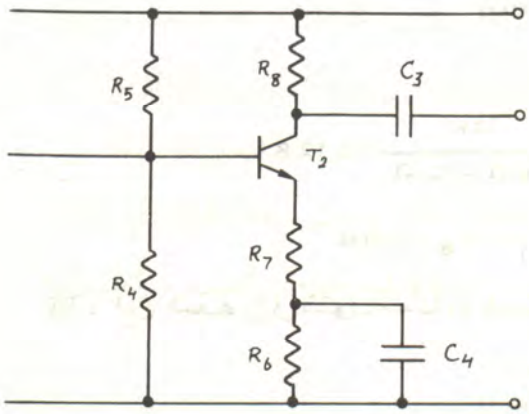
برای پایداری کافی :

$$I_{B_1} = \frac{1}{10}\, I_{R_1} = 4{,}5\,\mu A$$

$$\left.\begin{array}{l} I_{C_1} = \beta\, I_{B_1} = 250 \cdot 4{,}5\,\mu A \approx 1{,}1\,mA \quad (1\,mA) \\ V_E = V_B - V_{BE} \approx 12\,V - 0{,}6\,V \approx 11\,V \end{array}\right\} \underline{R_3 = 10\,K\Omega}$$

$$r_{e_1} \approx 25\,\Omega \ll R_3 \quad , \quad R_{i_1} \approx 270\,K \parallel 270\,K \parallel 250 \cdot 10\,K \approx 128\,K$$

$$R_{o_1} = r_{e_1} \parallel R_3 \approx r_{e_1} \approx 25\,\Omega \quad , \quad A_{v_1} = \frac{R_3}{R_3 + r_{e_1}} \approx 1$$



II : چون شرط خاصی برقرار نیست برای راحتی کار می توانیم طبقه سوم را مشابه طبقه اول انتخاب کنیم در نتیجه برای اینکه طبقه سوم طبقه دوم را زیاد بار نکند :

$$R_{o_2} \ll R_{i_3}$$

بنا براین مثلاً :

$$R_{o_2} = R_8 = 10\,K \ll 130\,K \longrightarrow \underline{R_8 = 10\,K}$$

واگر نقطه کار را حدوداً در وسط انتخاب کنیم :

$$V_{R_8} \approx V_{CE} \;,\; V_{R_8} + V_{CE} + V_E = V_{CC} \longrightarrow V_{R_8} = 10\,V$$

در نتیجه $I_{C_2} = 1\,mA$ و $r_{e_2} = 25\,\Omega$.

چون تقویت ولتاژ بعهده این طبقه است $A_{V_2} > A_V = 100$ باشد بنابراین مثلاً $A_{V_2} = 120$ انتخاب می شود در نتیجه :

$$A_{V_2} = \frac{R_8}{R_7 + r_{e_2}} \longrightarrow R_7 = \frac{R_8}{A_{V_2}} - r_{e_2} = \frac{10\,K}{120} - 25\,\Omega = 58{,}3\,\Omega \longrightarrow \underline{R_7 = 56\,\Omega}$$

از $V_{CC} = 24\,V$ ، $V_{R_8} = V_{CE} = 10\,V$ نتیجه می شود : $V_{E_2} = 4\,V$

پس :

$$R_{E_2} = R_6 + R_7 \approx \frac{V_E}{I_C} = \frac{4\,V}{1\,mA} = 4\,K\Omega \;,\; R_7 = 56\,\Omega \longrightarrow \underline{R_6 = 3{,}9\,K}$$

$$\left.\begin{aligned} V_{B_2} &= V_{E_2} + V_{BE_2} = 4{,}6\,V \\ I_{R_4} &= 10\,I_{B_2} = \frac{10\,I_{C_2}}{\beta_2} = 40\,\mu A \end{aligned}\right\} \quad R_4 = \frac{V_B}{V_{R_4}} = 115\,K \longrightarrow \underline{R_4 = 120\,K}$$

$$R_5 = \frac{V_{CC} - V_B}{11\,I_B} = \frac{(24 - 4{,}6)\,V}{44\,\mu A} = 440\,K \longrightarrow \underline{R_4 = 390\,K}$$

$$(R_4 = 470\,K)$$

مشخصات مدار :

$$V = 24\,V \frac{120\,K}{(120 + 390)\,K} = 5{,}65\,V$$

$$R = R_4 \parallel R_5 = 91\,K$$

$$I_{C_2} = \beta \frac{V - V_{BE}}{R + \beta R_E} = 250 \frac{5{,}65 - 0{,}6}{91 + 250 \cdot 4K} = 1{,}15\ mA$$

$$r_{e_2} \approx \frac{25\,mV}{I_C} \approx 22\,\Omega \quad , \quad A_{V_2} = \frac{R_8}{R_7 + r_{e_2}} = \frac{10K}{56\,\Omega + 22\,\Omega} \approx 128$$

$$R_{i_2} = R_4 \parallel R_5 \parallel \beta_2 (r_{e_2} + R_7) \approx 16K \qquad R_{o_2} = R_8 = 10K$$

III : این طبقه را می‌شود مشابه طبقه I طرح نمود. بنابراین :

$$\underline{R_9 = 270\,K} \quad , \quad \underline{R_{10} = 270\,K} \quad , \quad \underline{R_{11} = 10\,K}$$

و مشخصات مدار :

$$R_{i_3} = 128\,K \quad , \quad R_{o_3} = 25\,\Omega \quad , \quad A_{V_3} \approx 1$$

حال با در نظر گرفتن اثر طبقات بروی یک دیگر ضریب تقویت، مقاومت ورودی و مقاومت خروجی کل را در نظر می‌گیریم :

$$A_V = A_{V_I} \cdot K_1 \cdot A_{V_{II}} \cdot K_2 \cdot A_{V_{III}}$$

$$K_1 = \frac{R_{i_2}}{R_{i_2} + R_{o_1}} = \frac{16K}{16K + 25\,\Omega} = 0{,}998 \approx 1$$

$$K_2 = \frac{R_{i_3}}{R_{i_3} + R_{o_2}} = \frac{128K}{128K + 10K} = 0{,}927 \approx 0{,}92$$

$$\underline{A_V} = 1 \cdot 1 \cdot 128 \cdot 0{,}92 \cdot 1 = 117 > \underline{100}$$

$$R_i = R_1 \parallel R_2 \parallel \beta_1 (r_{e_1} + (R_{i_2} \parallel R_3))$$

$$\underline{R_i} \approx R_{i_1} = 128K > \underline{100\,K}.$$

چون $R_{i_2} \gg R_3$ ،

(مقدار دقیق $R_i = 127{,}6\,K$)

$$R_o = ((R_8 \parallel R_9 \parallel R_{10}) / \beta + r_{e_3}) \parallel R_{11} \approx R_8/\beta + r_{e_3} = 40\,\Omega + 25\,\Omega = 65\,\Omega < 100\,\Omega$$

(مقدار دقیق $61{,}86\,\Omega$)

<u>تذکر</u> : اگر بخواهیم بدلائلی مقاومت خروجی حتماً حدود $100\,\Omega$ باشد بدون تغییر مدار

فقط با کم کردن نقطه کار بعبارت دیگر بزرگ کردن R_{11} مقاومت خروجی را زیاد کرد. مثلاً اگر $R_{11} = 22\,k\Omega$ انتخاب شود $I_{C_3} \approx 0{,}5\,mA$ در نتیجه $r_{e_3} \approx 50\,\Omega$ و $R_0 \approx 90\,\Omega$ بدست میآید.
موضوع دیگر در آزادی انتخاب مدار است مثلاً ممکنست طبقه اول و سوم را متفاوت در نظر گرفت یا اینکه دو طبقه اول و دوم را مدار امیتر مشترک با ضریب تقویت هر طبقه 12 و استفاده از بوت استرپ برای بالا بردن مقاومت ورودی و طبقه سوم کلکتور مشترک مانند مثال ذکر شده (البته این مدار سه مقاومت و دو خازن اضافه خواهد داشت!) و یا اینکه دو طبقه اول و دوم را امیتر مشترک ولی متفاوت گرفت یا ...
ولی در هر صورت امکان اینکه مدار را با مشخصات خواسته شده با این ترکیب با کمتر از سه طبقه بتوان بدست آورد کم است. در ضمن بعلت کم بودن مقاومت خروجی طبقه آخر باید کلکتور مشترک باشد.
محاسبه خازنهای مدار : برای باند صوتی :

$$C_1 = \frac{1}{200\,R_i} \approx \frac{1}{200 \cdot 100k} = 50\ nF \longrightarrow \underline{C_1 = 100\ nF / 15\ V}$$

$$C_2 = \frac{1}{200\,R_{i_2}} \approx \frac{1}{200 \cdot 16k} \approx 0{,}3\ \mu F \longrightarrow \underline{C_2 = 4{,}7\ \mu F / 15\ V}$$

$$C_3 = \frac{1}{200\,R_{o_2}} = \frac{1}{200 \cdot 10k} \approx 0{,}5\ \mu F \longrightarrow \underline{C_3 = 4{,}7\ \mu F / 15\ V}$$

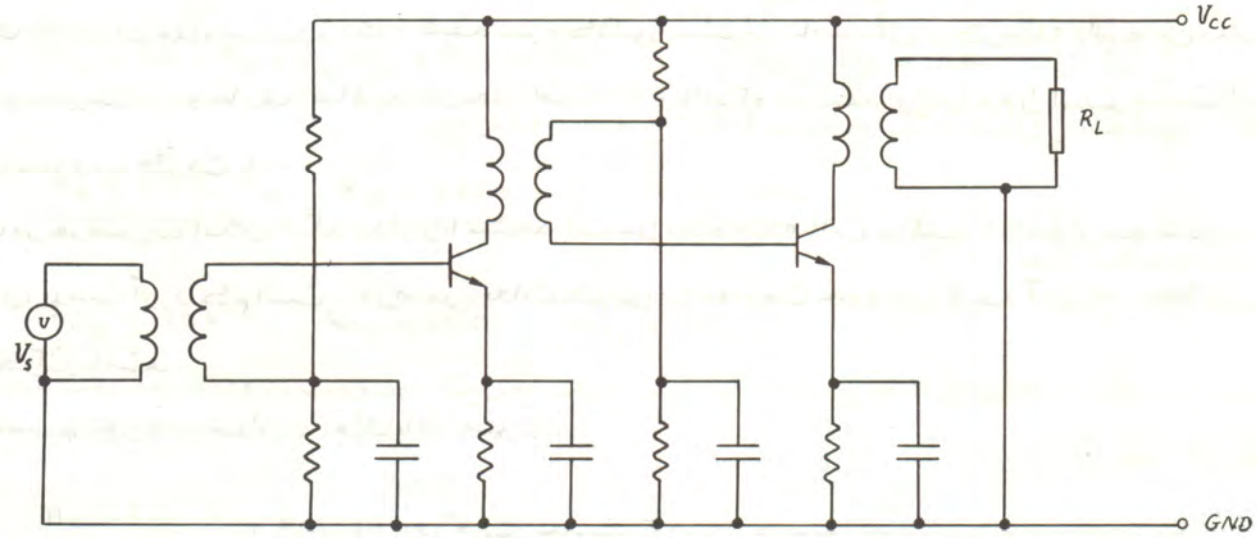
$$C_4 = \frac{1}{200\,(R_7 + r_{e_2})} \approx \frac{1}{200 \cdot 78\,\Omega} \approx 60\ \mu F \longrightarrow \underline{C_4 = 100\ \mu F / 6{,}3\ V}$$

$$C_5 = \frac{1}{200\,R_0} \approx \frac{1}{200 \cdot 60\,\Omega} \approx 80\ \mu F \longrightarrow \underline{C_5 = 100\ \mu F / 25\ V}$$

۲-۲- کوپلاژ DC , AC

مدارهائی نظیر مدارهای (ش ٤٤) و (ش ٤٦) که برای جلوگیری از بهم زدن بایاسینگ طبقات آنها را فقط از لحاظ AC بهم وصل کرده اند، دارای کوپلاژ AC می باشند.

کوپلاژ AC ممکنست مانند مدارهای نامبرده بکمک خازن باشد که به آن کوپلاژ خازنی گویند، ممکنست توسط ترانس انجام شود (ش ۴۷) که به آن کوپلاژ ترانسی گویند. حسن کوپلاژ AC در اینست که طبقات از لحاظ DC از هم مستقل بوده هر طبقه را به تنهائی می توان بررسی کرد. بعبارت دیگر طرح هر طبقه می تواند جداگانه انجام شود.



شکل (۴۷)

عیوب اتصال AC عبارتند از:

۱- حجم وغیراقتصادی بودن: هر طبقه برای بیس احتیاج به مثلاً دومقاومت برای بایاسینگ ویک خازن برای اتصال دوطبقه ویایک خازن برای بای پس کردن ویک ترانس برای اتصال سیگنال بین دوطبقه دارد.

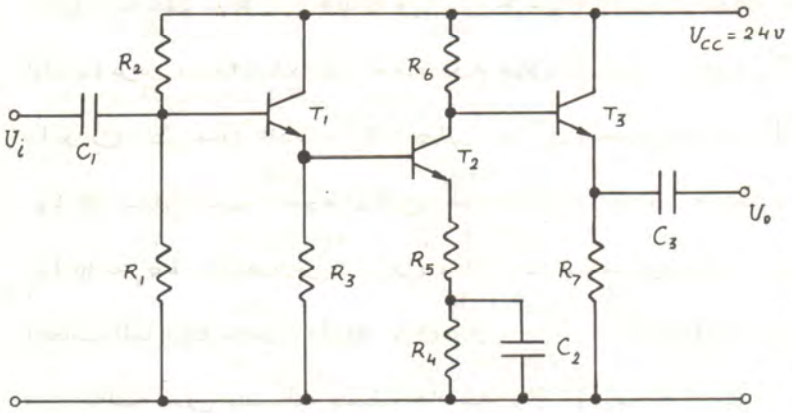
۲- مقاومتهای بایاسینگ چون از لحاظ AC فقط به عنوان یک بارِ مزاحم (کم کردن ضریب تقویت مدار) برای علائم بحساب می آیند، راندمان مدار را کم می کنند (برای جبران بای پس یا بوت استراپ می شوند).

۳- مهمترین عیب این مدارها شاید این باشد که برای فرکانسهای پائین بخصوص برای DC (فرکانس صفر) قابل استفاده نمی باشند.

کوپلاژ ترانسی بخاطر عیوبی که ترانس نسبت به خازن دارد امروزه دیگر مورد استفاده قرار نمی گیرد. در گذشته بیشتر در تقویت کننده های رادیوئی (IF، RF) یا تقویت کننده قدرتی (فصل ۵) مورد استفاده قرار می گرفتند.

مثال ۳۲ : مثال «۳۱» را بطریق DC کوپلاژ کنید.

حل : چون در کلکتور مشترک $V_B \approx V_E$ بعبارت دیگر $V_0 \approx V_i$ می باشد، در انتخاب نقطه کار آزادی عمل زیاد داریم، بنابراین با انتخاب نقطه کار مدار امیتر مشترک نقاط کار دو طبقه دیگر مشخص می شوند (ش ۴۸). چنانکه مشاهده می - شود این مدار چهار مقاومت و دو خازن کمتر از مدار قبل دارد.



شکل «۴۸»

در این مدار طبقات به صورت DC کوپله شده اند ولی تقویت کننده هنوز یک تقویت - کننده AC است (بخاطر وجود خازنها) وعیب ۲ در این مدار نیز هست.

باستناد مسئله قبل : $I_{C_2} = 1mA$ ، $R_4 = 3,9K$ ، $R_5 = 56\Omega$ ، $R_6 = 10K$

$$U_{B_2} = U_{E_1} = U_{E_2} + U_{BE_2} \approx 4,6V$$

برای پایداری کافی :

$$I_{C_1} \approx I_{E_1} = I_{R_3} + I_{B_2} \quad , \quad I_{R_3} = 10 B_2 \longrightarrow I_{C_1} = 11 I_{B_2}$$

$$I_{B_2} = \frac{I_{C_2}}{\beta} = 4\mu A \longrightarrow I_{C_1} = 44\mu A \quad , \quad \underline{R_3} = \frac{4,6}{40\mu A} \approx \underline{100K\Omega}$$

$$U_{B_1} = U_{E_1} + U_{BE} = 5,2V$$

$$I_{B_1} = \frac{I_{C_1}}{\beta_1} \approx \frac{50\mu A}{250} = 200nA$$

اگر $I_{R_1} = 10 I_{B_1}$ درنظر گرفته شود :

$$I_{R_1} = 2\mu A \longrightarrow R_1 = \frac{5V}{2\mu A} = 2,5M\Omega$$

که اولاً بازاء جریانهای کم معمولاً β کمتر است، ثانیاً مقاومتهای به این بزرگی (بفرض $R_1 = 2,2M$ ، $R_2 = 8,2M$ خواهد بود) خواسته نشده بود.

بنا براین می توان با کم کردن R_1 و R_2 و احیاناً R_3 پایداری مدار را بیشتر کرد. با انتخاب مقاومتها با مقادیر

ذکر شده $R_i \approx 1M\Omega$ بدست خواهد آمد. از آنجائیکه $R_i \approx 100K$ کافی بود می توان برای پایداری بیشتر مدار مثلاً R_1 و R_2 را ده برابر کم کرد.

پس $R_1 = 220K$ ، $R_2 = 820K$ و اگر R_3 را همان مقدار قبل (100 K) درنظر بگیریم پایداری طبقه اول ده برابر شده و پایداری طبقه دوم فرق نکرده درصورتیکه اهمیت پایداری طبقه دوم بیشتر است. بنابراین اگر مثلاً $R_3 = 33K$ انتخاب شود، جریان باباسینگ بجای $10\, I_B$ ، برای هردو طبقه حدوداً $30\, I_B$ شده است! البته امکان دیگر دراینست که $R_3 = 10K$ انتخاب شود، دراین حال $I_{R_3} \approx 100 I_{B_2}$ و $I_{R_1} \approx 10\, I_{B_1}$ خواهد بود. ازاین مثال نتیجه میشود که در کوپلاژ DC آزادی عمل بیشتری برای انتخاب المانها وجود دارد. و می توان برای مثال مقاومت ورودی بیشتر بدست آورد.

در دنباله حل مسئله فقط محاسبه R_7 باقی مانده است:

$$V_{B_3} \approx V_{CC} - I_{C_2} R_6 = 24\,V - 1mA \cdot 10K\Omega = 14\,V$$

$$V_{R_7} = V_{B_3} - V_{BE} = 13{,}4\,V$$

اگر بخواهیم $R_0 \approx 100\Omega$ باشد، داریم:

$$R_0 = \left(\frac{R_6}{\beta_3} + r_{e_3}\right) \parallel R_7 \approx \frac{R_6}{\beta_3} + r_{e_3} = 100\,\Omega$$

پس:

$$r_{e_3} = 100\,\Omega - \frac{10K}{250} = 60\,\Omega$$

$$I_{C_3} = \frac{25\,mV}{r_{e_3}} = \frac{25\,mV}{60\,\Omega} = 416\,\mu A \approx 0{,}5\,mA$$

$$R_7 = \frac{V_{R_7}}{I_{C_3}} = \frac{13{,}4\,V}{0{,}5\,mA} = 26{,}8\,K\Omega \longrightarrow \underline{R_7 = 27\,K\Omega}$$

البته می توان مانند مسئله قبل $R_7 = 10K$ انتخاب کرده مقاومت خروجی کمتری شود.

با انتخاب: $R_1 = 220K$ ، $R_2 = 820K$ ، $R_3 = 10K$ ، $R_4 = 3{,}9K$ ، $R_5 = 56\,\Omega$ ، $R_6 = 10K$ و $R_7 = 10K$

مشخصات مدار را حساب می کنیم:

$$I_{C_1} \approx 0{,}6\,mA \quad , \quad I_{C_2} \approx 1mA \quad , \quad I_{C_3} \approx 1{,}3\,mA$$

$$r_{e_1} \approx 40\,\Omega \quad , \quad r_{e_2} \approx 25\,\Omega \quad , \quad r_{e_3} \approx 20\,\Omega$$

$$R_i = R_1 \parallel R_2 \parallel \beta_1 \left(r_{e_1} + (R_3 \parallel \beta_2 (r_{e_2} + R_5)) \right)$$

$$= 220K \parallel 820K \parallel 250 \left(40\Omega + (10K \parallel 250 (25\Omega + 56\Omega)) \right) \approx 153K > 100K$$

$$R_o = \left(\frac{R_6}{\beta_3} + r_{e_3}\right) \parallel R_7 = \left(\frac{10K}{250} + 20\Omega\right) \parallel 10K \approx 60\Omega < 100\Omega$$

$$A_V = A_{V_1} \cdot K_1 \cdot A_{V_2} \cdot K_2 \cdot A_{V_3}$$

$$A_{V_1} = \frac{R_3}{R_3 + r_{e_1}} = \frac{10K}{10K + 40\Omega} \approx 1$$

$$K_1 = \frac{R_{i_2}}{R_{i_2} + R_{o_1}} = \frac{\beta_2 (r_{e_2} + R_5)}{\beta_2 (r_{e_2} + R_5) + (r_{e_1} \parallel R_3)} \approx \frac{20{,}25K}{20{,}25K + 40\Omega} \approx 1$$

$$A_{V_2} = \frac{R_6}{R_5 + r_{e_2}} = \frac{10K}{56\Omega + 25\Omega} = 123$$

$$K_2 = \frac{R_{i_3}}{R_{i_3} + R_{o_1}} = \frac{\beta (R_7 + r_{e_3})}{\beta (R_7 + r_{e_3}) + R_6} \approx \frac{250 \cdot 10K}{250 \cdot 10K + 10K} \approx 1$$

$$A_{V_3} = \frac{R_7}{R_7 + r_{e_3}} = \frac{10K}{10K + 10\Omega} \approx 1$$

$$\longrightarrow A_V \approx A_{V_2} \approx 120 > 100$$

پس خواسته های مدار برآورده شده است.

مثال ۳۳ : یک تقویت کننده با ضریب تقویت 1000 ، مقاومت ورودی 10K ، مقاومت خروجی 10K و $\beta = 100$ طرح نمائید. ($V_{CC} = 12V$)

حل : چون مقاومت ورودی و خروجی در حد متعارف و قابل بدست آوردن با مدار امیتر مشترک است و ضریب تقویت زیاد می باشد بنابراین از مدار امیتر مشترک استفاده می کنیم.

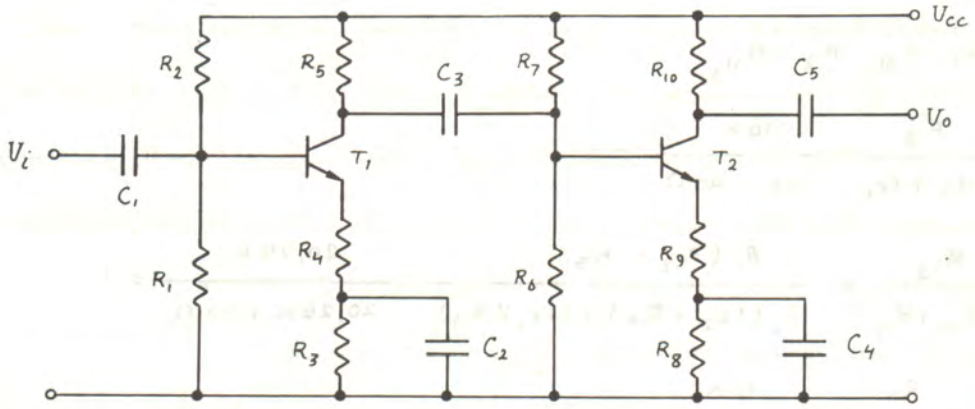
اگر بخواهیم از یک طبقه استفاده کنیم :

$$A_V = \frac{R_C}{r_e} = 1000$$

$$r_e = \frac{10K}{1000} = 10\Omega$$

$$R_i \approx \beta r_e = 100 \cdot 10\,\Omega = 1K\Omega < 10K\Omega$$

پس امکان پذیر نیست و حداقل دو طبقه لازم است. اگر برای سادگی در طراحی طبقات را مشابه و با کوپلاژ AC در نظر بگیریم (ش ۴۹) بدست می آید:



شکل (۴۹)

$$A_V = A_{V_1} \cdot K \cdot A_{V_2}$$

$$K = \frac{R_{i_2}}{R_{i_2} + R_{o_1}}$$

چون طبقات مشابهند:

$$K = \frac{R_i}{R_i + R_o} = \frac{10K}{10K + 10K} = \frac{1}{2}$$

پس:

$$A_V = \frac{1}{2} A_{V_1}^2 \longrightarrow A_{V_1} = \sqrt{2A_V} = \sqrt{2000} \approx 45$$

با حل یک طبقه (به روش ارائه شده در ۵-۱-۱) نتیجه می دهد:

$$R_2 = R_7 = 180K \quad , \quad R_1 = R_6 = 27K \quad , \quad I_{C_1} = I_{C_2} = 0{,}5\ mA$$

$R_5 = R_{10} = 10\,K$ ، $R_4 = R_9 = 150\ \Omega$ ، $R_3 = R_8 = 1.8\,K$

$R_i = 27\,K \parallel 180\,K \parallel 100\,(50\,\Omega + 150\,\Omega) \approx 11\,K > 10\,K$

$R_o = R_C = 10\,K$

$$\left.\begin{aligned} A_U &= \frac{R_i}{R_i + R_o} \cdot (A_{U_1})^2 \\ A_{U_1} &= \frac{R_{C_1}}{r_{e_1} + R_4} = \frac{10\,K}{50\Omega + 150\Omega} = 50 \end{aligned}\right\} \longrightarrow A_U \approx 1300 > 1000$$

پس خواسته های مدار برآورده شده اند.

<u>مثال ۳۴</u> : مثال قبل را برای کوپلاژ DC طرح کنید.

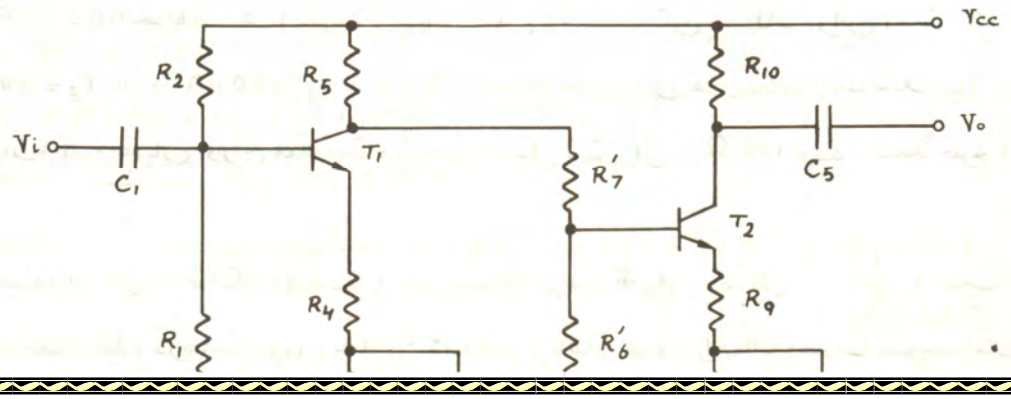
<u>حلّ:</u>

کوپلاژ DC یعنی مدار باید طوری طرح شود که $V_{C_1} = V_{B_2}$ باشد تا بتوان این دو نقطه را مستقیماً (بدون خازن C_3) بهم وصل کرد.

درمثال قبل: $V_{C_1} = 7\ V$ ، $V_{B_2} \approx 1.5\ V$ پس $V_{C_1} \simeq V_{B_1} + 5.5\,V$ به عبارت دیگر دوسر C_3 5.5 ولت DC افت کرده که نمیتوان دوسر آن را اتصال کوتاه کرد.

یکی از راه حلهایی که بنظر میرسد یک تقسیم ولتاژ مقاومتی است (شکل ۵۰) مقاومتهای R'_6 و R'_7 طوری باید انتخاب شوند که $V_{C_1} = 7\ V$ و $V_{B_2} = 1.5\ V$ شود. به عبارت دیگر:

$$R'_7 = \frac{(7 - 1.5)\,V}{50\,\mu A} = 110\,K \quad ، \quad R'_6 = R_6 = 27\,K$$



« شکل ۵۰ »

$R'_7 = 100\ K$ این پیشنهاد مسئله بایاسینگ را حل میکند ولی برای سیگنال پیشنهاد خوبی نیست. زیرا تقسیم کننده ولتاژ DC ، R'_6 ، R'_7 برای سیگنال هم خاصیت تقسیم کنندگی ولتاژ را دارد. به عبارت دیگر برای این مدار:

$$K = \frac{R'_i}{R'_i + R'_o} \quad , \quad R'_o = R_5 + R'_7 \quad , \quad R'_i = R'_6 \parallel \beta (r_{e_2} + R_9)$$

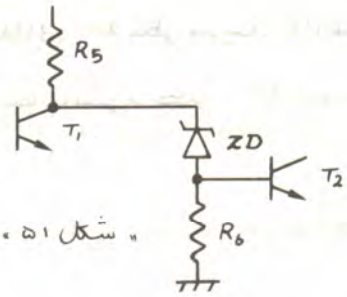
پس:

$$K = 0.095 \quad , \quad R'_o = 110\ K \quad , \quad R'_i = 11.5\ K$$

به عبارت دیگر دراین مدار $A_V = 238 \ll 1000$!

البته با توجه به اینکه دراین مدار $I_C < I_{R_5}$ میباشد، ضریب تقویت اندکی از این مقدار هم کمتر است. برای جبران این مسئله میتوان R_E را کوچکتر انتخاب کرد. (بزرگتر شدن A_{V_1}) ولی این امر باعث کم شدن مقاومت ورودی میگردد و درنهایت مسئله به جواب مطلوب نمیرسد. (علت این امر دراین است که درکوپلاژ ac ، $V_{b_2} = V_{c_1}$ درصورتیکه دراین مدار $V_{b_2} = V_{c_1} \frac{R_{i_2}}{R'_7 + R_{i_2}}$)

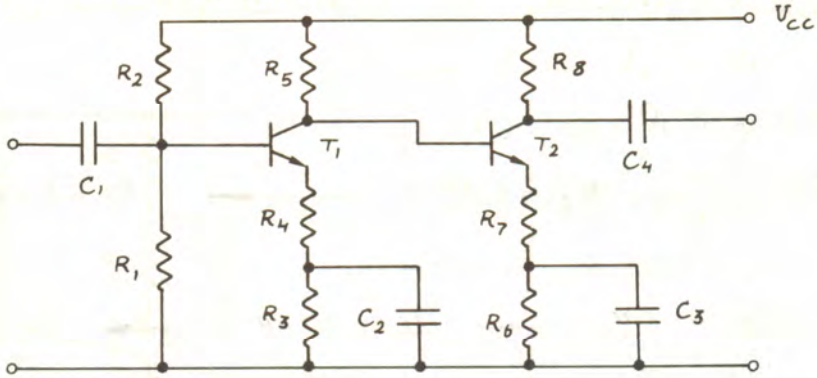
راه حل دوم، برطرف کردن عیب، وجود R'_7 درمدار میباشد. به عبارت دیگر مقدار این مقاومت برای DC باید طوری باشد که حدود 5.5 ولت دوسرآن افت کند ولی از لحاظ ac دارای مقاومت حتی الامکان کمی باشد. بنابراین بجای R'_7 میتوان مثلاً از یک دیود زنر استفاده کرد. (شکل ۵۱) بطوریکه از لحاظ DC ولتاژ شکست دیود بین C_1 و B_2 قرار گیرد واز لحاظ ac بین C_1 و B_2 مقاومت کوچک r_z (مقاومت دینامیکی دیود زنر) واقع شود. اگر یک دیود زنر 5.6 ولتی با $r_z = 100\ \Omega$ انتخاب کنیم: دراین مدار $R'_o = 10.1\ K$ و $K = 0.53$



« شکل ۵۱ »

به عبارت دیگر $A_V = 1330$ خواهد شد (بافرض $I_{C_1} \approx I_{R_5}$) عیب این پیشنهاد دراین است که برای بدست آوردن $r_z = 100\ \Omega$ بازاء $I_z \approx I_{R_6} \approx 50\ \mu A$ احتیاج به زنر دیودهای خاص میباشد. زیرا زنر دیودهای معمولی بازاء این جریان دارای مقاومت دینامیکی خیلی بیش از $100\ \Omega$ بوده، عملاً طرح با شکست مواجه میشود!

راه حل سوم: میتواند این باشد که دوطبقه را غیرمشابه درنظر بگیریم. (شکل ۵۲) مزیت این مدار نسبت به دومدار قبل درکمتر بودن عناصر بکاررفته و بالاتر بودن راندمان (ضریب تقویت ولتاژ بعبارت دیگر جریان) مدار وعیب آن درمحدودتر بودن انتخاب نقطه کار میباشد.



« شکل ۵۲ »

دراین مدار باید سعی شود V_{c_1} حتی الامکان کوچک باشد تا برای $V_{B_2} = V_{c_1}$ مقدار قابل استفاده‌ای بدست آید. چون طبقه اول دارای دامنه خروجی کمتری نسبت به طبقه دوم میباشد و $V_{R_5} > V_{R_8}$ خواهد بود. منطق بنظر میرسد که $A_{V_1} > A_{V_2}$ انتخاب شود مثلاً $A_{V_1} = 50$ ، $A_{V_2} = 20$ یا $A_{V_1} = 100$ ، $A_{V_2} = 10$

با فرض $A_{V_1} = 100$ ، $A_{V_2} = 10$ مسئله را ادامه میدهیم :

$R_8 = R_0 = 10K$ ، $V_{RC} \approx V_{CE}$ انتخاب میشود. درنتیجه مثلاً $V_{RC} = 5\,V$ درنتیجه :

$I_{C_2} = 0.5\ mA$ ، $V_{E_2} = 2\,V$

پس $r_{e_2} = 50\,\Omega$ واز $A_{V_2} = \dfrac{R_8}{r_{e_2} + R_7} = 10$ ، $R_7 = 820\,\Omega$

واز : $V_{E_2} = 2\,V$: $R_6 = 3.3\ K$

$V_{c_1} = V_{B_2} = V_{BE_2} + I_{C_2}(R_6 + R_7) = 2.66\,V$

$V_{R_5} = V_{cc} - V_{c_1} \approx 9.3\,V$

$R_i = R_1 \parallel R_2 \parallel \beta(R_4 + r_{e_1}) \approx R_1 \parallel R_{i_1}$

$R_1 \parallel R_{i_1} > 10K \longrightarrow R_1 = R_{i_1} > 20K$

پس مثلاً $R_1 = 27\,K$ و $\beta(R_4 + r_e) = 27\,K$ انتخاب میشوند. درنتیجه : $R_4 + r_e = 270\,\Omega$

بدست میاید. ازطرف دیگر :

$$A_{V_1} = \frac{R_5}{R_4 + r_e} > 100$$

به عبارت دیگر: $R_5 > 27\ K$ مثلاً $R_5 = 33\ K$ واز آنجا :

$$I_{C_1} = \frac{V_{R5}}{R_5} = \frac{9.3V}{33K} \approx 280\ \mu A \quad , \quad r_{e_1} \approx 90\ \Omega$$

$$R_4 = 270\ \Omega - 90\ \Omega = 180\ \Omega$$

$$R_3 = \frac{V_{E_1}}{I_{C_1}} - R_4 = \frac{1V}{0.28mA} - 180\Omega = 3.39\ K \longrightarrow R_3 = 3.3\ K$$

$$R_1 = 27\ K \quad , \quad V_{B_1} \approx 1.6\ V \longrightarrow I_{R_1} \approx 60\ \mu A \longrightarrow I_{R_1} = 20\ I_{B_1}$$

$$R_2 = \frac{V_{CC} - V_{B_1}}{I_{R_1}} = \frac{12V - 1.6V}{60\mu A} = 173\ K \longrightarrow R_2 = 180K\ (150K)$$

محاسبه مشخصات مدار

$$R_i = R_{i_1} = R_1 \parallel R_2 \parallel \beta(r_{e_1} + R_4) \approx 12.5\ K > 10\ K$$

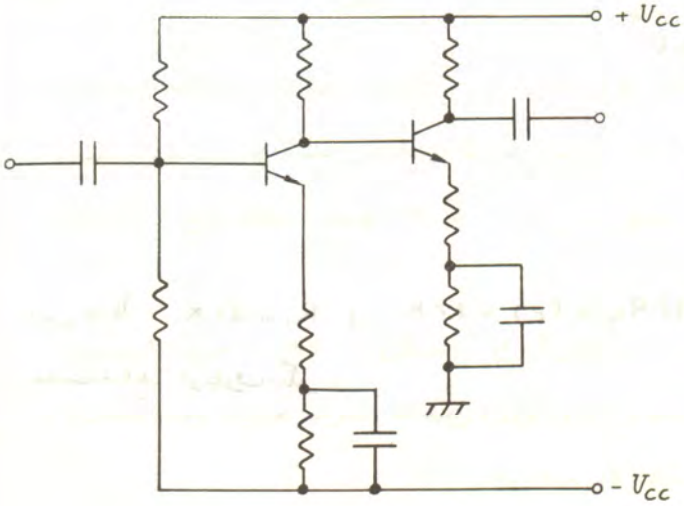
$$A_V = \frac{R_5}{R_4 + r_{e_1}} \cdot \frac{R_8}{R_7 + r_{e_2}} \cdot \frac{\beta_2(R_7 + r_{e_2})}{R_5 + \beta_2(R_7 + r_{e_2})} \approx 1020 > 1000$$

چنانکه مشاهده میشود دراین مدار T_1 درمرز اشباع کار میکند ($V_{CE} \approx 1.7\ V$) درصورتیکه بخواهیم V_{CE} رازیاد کنیم باید V_E نیز زیاد شود که این امر باعث کم شدن دامنه خروجی میگردد .

راه حل چهارم

استفاده از دومنبع تغذیه است (شکل ۵۳)

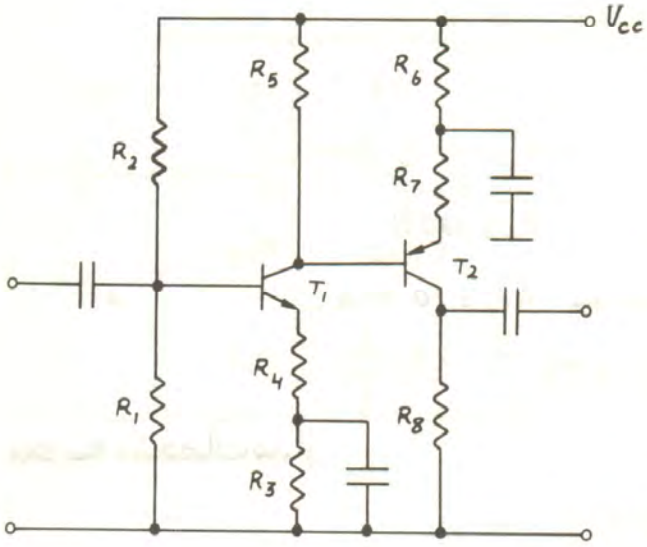
عیب این مدار دراحتیاج به دومنبع وبیشتر وابسته بودن آن به مشخصات منابع میباشد. گذشته از آن در این مسئله فقط از یک منبع باید استفاده شود.



« شکل ۵۳ »

راه حل پنجم که دراکثر موارد بهترین راه حل بنظر میرسد ، استفاده از ترانزیستورهای مکمل میباشد . (شکل ۵۳) . مزیت این مدار به مدار شکل (۵۲) درانتخاب آزاد V_{E_2} میباشد، زیرا T_1 اشباع نمیشود .

حتی میتوان $V_{E_2} = V_{cc}$ انتخاب کرد. عیب این مدار نسبت به مدار شکل (۵۲) درکم بودن V_{R_5} به عبارت دیگر R_5 بازاء جریانهای مشابه میباشد واین امر یعنی اینکه باید ضریب تقویت طبقهٔ اول را کمتر وطبقه دوم را بیشتر کرد. به فرض اینکه دراین مدار : $A_{V_2} = 50$ ، $A_{V_1} = 20$ انتخاب شوند . مانند مسئله قبل :



« شکل ۵۴ »

$R_8 = R_o = 10K$

$V_{R_8} = 5\ V \longrightarrow I_{c_2} = 0.5\ mA \longrightarrow$

$r_{e_2} = 50\ \Omega$

$V_{R_E} = 2\ V \longrightarrow R_6 + R_7 = 4\ K\Omega$

$A_{V_2} = \dfrac{R_8}{R_7 + r_{c_2}} = 50 \longrightarrow R_7 = 120\ \Omega$

$R_6 = 4K - 120\ \Omega \longrightarrow R_6 = 3.9\ K$

$V_{R_5} = V_{EB_2} + V_{RE_2} = 2.6\ V$

پس میتوان : $V_{CE} \approx V_{R_5} = 2.6\ V$

انتخاب شود واگر برای زیاد شدن مقاومت ورودی : $R_1 = R_2$ انتخاب شود:

$V_{B_1} \approx 6\ V$ ، $V_{E_1} = 5.4\ V$ ، $V_{CE_1} = 4\ V$

وکافی خواهد بود.

$R_i \approx R_1 \parallel R_2 > 10\ K \longrightarrow R_1 = R_2 = 27K$

$R_i = R_1 \parallel R_2 \parallel \beta_1 (r_e + R_4) = 10K$

$\beta_1 (r_{e_1} + R_4) \geqslant \dfrac{13.5K \times 10K}{13.5K - 10K} = 38.5\ K$

$$r_{e_1} + R_4 = \frac{38.5K}{100} = 385\ \Omega \quad (400\ \Omega)$$

$$A_{v_1} = \frac{R_5}{r_{e_1} + R_4} = 20 \longrightarrow R_5 \geqslant 8K \longrightarrow R_5 = 10K$$

$$I_{c_1} \approx I_{R_5} = \frac{V_{R_5}}{R_5} = \frac{2.6V}{10K} = 260\ \mu A$$

$$r_{e_1} = \frac{25mV}{I_{c_1}} = \frac{25mV}{260\mu A} \simeq 96\ \Omega$$

$$R_4 = (400 - 96)\ \Omega = 304\ \Omega \longrightarrow R_4 = 330\ \Omega$$

$$V_{E_1} = 5.4\ V \quad , \quad I_{c_1} = 260\ \mu A \longrightarrow R_{E_1} = 20.77\ K$$

$$R_3 = R_{E_1} - R_4 = 20.44\ K \longrightarrow R_3 = 18K$$

محاسبه مشخصات مدار

$$R_i = R_1 \parallel R_2 \parallel \beta(R_4 + r_{e_1}) = 10.25K > 10K$$

$$A_V = \frac{R_5}{R_4 + r_{e_1}} \cdot \frac{\beta(R_7 + r_{e_2})}{\beta(R_7 + r_{e_2}) + R_5} \cdot \frac{R_7}{R_7 + r_{e_2}} \approx 869 < 1000$$

پس باید ضریب تقویت طبقه اول را بیشتر کنیم دراین صورت R_4 کوچکتر میشود که اثر آن باید بازیاد کردن R_1 و R_2 جبران شود. بنابراین اگر مثلاً : $R_1 = R_2 = 33K$ و $R_4 = 220\ \Omega$ انتخاب شود. بدون اینکه سایر مقاومتها تغییر کنند : $R_i = 10.84\ K$ و $A_V = 1172$

درضمن $I_{R_5} = 52\ I_{B_2}$ و $I_{R_1} = 70\ I_{B_1}$ میباشد (پایداری مدار)

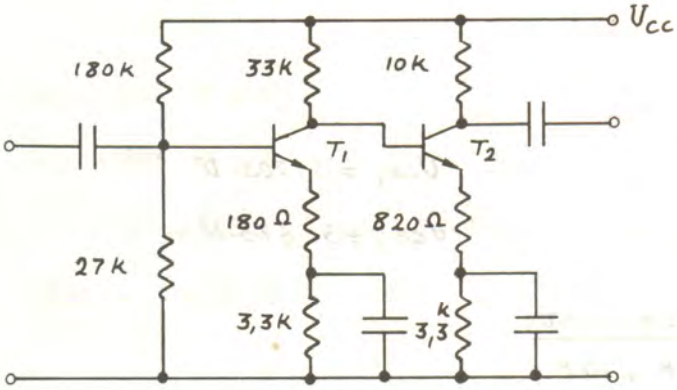
(درمدار قبل $I_{R_5} = 56\ I_{B_2}$ ، $I_{R_1} \approx 22.5\ I_{B_1}$)

مثال ۳۵ :

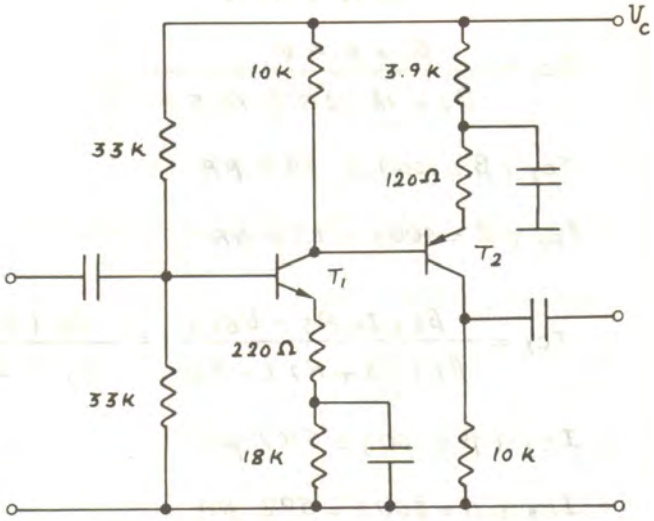
درصورتیکه درمدارهای شکل (۵۲) وشکل (۵۴) β ترانزیستورها از ۱۰۰ به ۲۰۰ تغییر کنند مشخصات مدارها چگونه تغییر خواهد کرد ؟

حلّ:

بار دیگر مدارها را با ذکر مقادیر رسم میکنیم (شکل ۵۲- الف و ۵۴ الف)



شكل (٥٢ - الف)



شكل (٥٤ - الف)

الف - محاسبة نقطه كار مدار (٥٢) :

$$I_{C_1} = \frac{\beta_1 (V_1 - V_{BE})}{\beta_1 (R_3 + R_4) + R} \quad , \quad V_1 = V_{CC} \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad , \quad R = R_1 \parallel R_2$$

$$V_1 = 1.565 \ V \quad , \quad R = 23.48 \ K$$

$$I_{C_1} = \frac{\beta_1 \times 0.965 \ V}{\beta_1 \times 3.48 \ K + 23.48 \ K}$$

$I_{C_1} (\beta = 100) = 260 \ \mu A$ $\qquad$ $V_{CE_1} (\beta = 100) = 2.5 \ V$

$I_{C_1} (\beta = 200) = 268 \ \mu A$ $\qquad$ $V_{CE_1} (\beta = 200) = 2.22 \ V$

$$I_{C_2} = \frac{\beta_2 (V_{CC} - V_{BE} - I_{C_1} R_5)}{\beta_2 (R_6 + R_7) + R_5} = \frac{\beta_2 (11.4^{V} - I_{C_1} \cdot 33K)}{\beta_2 \times 4.12 \ K + 33 \ K}$$

$I_{C_2} (\beta = 100) = 634 \ \mu A$ $\qquad$ $V_{CE_2} (\beta = 100) = 3.05 \ V$

$I_{C_2} (\beta = 200) = 596 \ \mu A$ $\qquad$ $V_{CE_2} (\beta = 200) = 3.58 \ V$

ب - محاسبه نقطه کار مدار (۵۳)

$$U_1 = 12V \frac{33K}{33K + 33K} = 6V \quad , \quad R = 33K // 33K = 16.5K$$

$$I_{C_1} = \frac{\beta_1 \times 5.4V}{\beta_1 \times 18.22K + 16.5K}$$

$I_{C_1} (\beta = 100) = 294 \mu A$ $\qquad$ $U_{CE_1} = 3.703 V$

$I_{C_1} (\beta = 200) = 295 \mu A$ $\qquad$ $U_{CE_1} = 3.675 V$

$$I_{C_2} = \frac{\beta_2 (I_{C_1} R_5 - U_{BE})}{\beta_2 (R_6 + R_7) + R_5} = \frac{\beta_2 (I_{C_1} \times 10K - 0.6V)}{\beta_2 \times 4.02K + 10K}$$

$I_{C_2} (\beta = 100) = 597 \mu A$ $\qquad$ $U_{CE_2} = 3.63 V$

$I_{C_2} (\beta = 200) = 592 \mu A$ $\qquad$ $U_{CE_2} = 3.70 V$

در مدار شکل (۵۱) : $\frac{\Delta I_{C_2}}{I_{C_2}} = -6\%$

و در مدار شکل (۵۳) : $\frac{\Delta I_{C_2}}{I_{C_2}} = -0.84\%$

ملاحظه میشود پایداری نقطهٔ کار نسبت به تغییر β (بهر دلیل) بسیار خوبست. (بخصوص مدار با ترانزیستورهای مکمل) دلیل این امر فیدبک قوی جریان در هر دو مدار است (مقاومتهای امیتر)

مثال (۳۶) :

در مثال قبل با فرض $\beta = 100$ میخواهیم V_{CC} را از ۱۲ ولت به ۱۵ ولت افزایش دهیم، تغییرات نقطهٔ کار را پیدا کنید:

حل :

الف - مدار شکل (۵۱) :

$$U_1 = 15V . \frac{27K}{27K + 180K} = 1.956 V$$

سایر مشخصات مانند مدار قبل است. درنتیجه :

$$I_{C_1} = \frac{100 (1.956 - 0.6) V}{100 \times 3.48K + 23.48V} = 365 \mu A$$

$U_{CE_1} = 1.685 V$

$$I_{C_2} = \frac{100\,(15 - 0.6 - 0.365 \times 33)\,V}{100 \times 4.12\,K + 33\,K} = 529\ \mu A \qquad V_{CE_2} = 7.53\ V$$

ب: مدار شکل (۵٤) :

$$V_1 = 15 \times \frac{33K}{33\,K + 33\,K} = 7.5\ V$$

$$I_{C_1} = 375.7\ \mu A \qquad V_{CE_1} = 4.4\ V$$

$$I_{C_2} = 805.4\ \mu A \qquad V_{CE_2} = 3.7\ V$$

از این مثال نتیجه میگیریم که جریان نقطه کار در این مدارها به V_{CC} خیلی حساس است تا به β.

چراکه در مدار الف :

$$\frac{\Delta I_{C_2}}{I_{C_2}} = -16.5\ \%$$

و در مدار ب :

$$\frac{\Delta I_{C_2}}{I_{C_2}} = 34.9\ \%$$

بازاء افزایش فقط ٪ 25 ولتاژ منبع ! که البته این امر باعث تغییر مشخصات تقویت کننده نیز میتواند باشد.

مثال ۳۷ : مشخصات مدار شکل (۵٤ - الف) را با فرض $V_{CC} = 15\ V$ و $\beta = 100$ بدست آورید.

حل : از مثال قبل :

$$I_{C_1} = 375\ \mu A \longrightarrow r_{e_1} = 66.6\ \Omega$$

$$I_{C_2} \approx 800\ \mu A \longrightarrow r_{e_2} = 31.25\ \Omega$$

$$R_i = R_1 \parallel R_2 \parallel \beta\,(R_4 + r_{e_1}) = 10.47\ K$$

$$R_o = 10K$$

از مسئله (۳٤) :

$$A_V = \frac{\beta \cdot R_5 \cdot R_8}{(R_4 + r_{e_1})\left[\beta\,(R_7 + r_{e_2}) + R_5\right]} = 1388.7$$

پس بازاء ٪ 25 افزایش V_{CC} :

$$\frac{\Delta A_V}{A_V} = \frac{1388 - 1172}{1172} = 18.5\ \%$$

٪ 18.5 افزایش ضریب تقویت ولتاژ خواهیم داشت :

مثال (۳۸) : مشخصات مدار شکل (۵٤ - الف) را با فرض $V_{CC} = 12\ V$ و $\beta = 200$ بدست آورید.

$$I_{C_2} = \frac{100\,(15 - 0.6 - 0.365 \times 33)\,V}{100 \times 4.12\,K + 33\,K} = 529\ \mu A \qquad V_{CE_2} = 7.53\ V$$

ب: مدار شکل (۵٤) :

$$V_1 = 15 \times \frac{33K}{33\,K + 33\,K} = 7.5\ V$$

$$I_{C_1} = 375.7\ \mu A \qquad V_{CE_1} = 4.4\ V$$

$$I_{C_2} = 805.4\ \mu A \qquad V_{CE_2} = 3.7\ V$$

از این مثال نتیجه میگیریم که جریان نقطه کار در این مدارها به V_{CC} خیلی حساس تر است تا به β.

چراکه در مدار الف :

$$\frac{\Delta I_{C_2}}{I_{C_2}} = -16.5\ \%$$

و در مدار ب :

$$\frac{\Delta I_{C_2}}{I_{C_2}} = 34.9\ \%$$

بازاء افزایش فقط ٪ 25 ولتاژ منبع ! که البته این امر باعث تغییر مشخصات تقویت کننده نیز میتواند باشد.

مثال ۳۷ : مشخصات مدار شکل (۵٤ - الف) را با فرض $V_{CC} = 15\ V$ و $\beta = 100$ بدست آورید.

حل : از مثال قبل :

$$I_{C_1} = 375\ \mu A \longrightarrow r_{e_1} = 66.6\ \Omega$$

$$I_{C_2} \approx 800\ \mu A \longrightarrow r_{e_2} = 31.25\ \Omega$$

$$R_i = R_1 \parallel R_2 \parallel \beta\,(R_4 + r_{e_1}) = 10.47\ K$$

$$R_o = 10K$$

از مسئله (۳٤) :

$$A_V = \frac{\beta \cdot R_5 \cdot R_8}{(R_4 + r_{e_1})\left[\beta\,(R_7 + r_{e_2}) + R_5\right]} = 1388.7$$

پس بازاء ٪ 25 افزایش V_{CC} :

$$\frac{\Delta A_V}{A_V} = \frac{1388 - 1172}{1172} = 18.5\ \%$$

٪ 18.5 افزایش ضریب تقویت ولتاژ خواهیم داشت :

مثال (۳۸) : مشخصات مدار شکل (۵٤ - الف) را با فرض $V_{CC} = 12\ V$ و $\beta = 200$ بدست آورید.

حلّ : از مثال (۳۵) :

$I_{C_1} = 295\ \mu A$ $\qquad r_{e_1} = 85\ \Omega$

$I_{C_2} = 592\ \mu A$ $\qquad r_{e_2} = 42\ \Omega$

$R_i = R_1 \parallel R_2 \parallel \beta_1 (R_4 + r_{e_1}) = 11.76\ K\Omega$

$R_o = 10\ K$

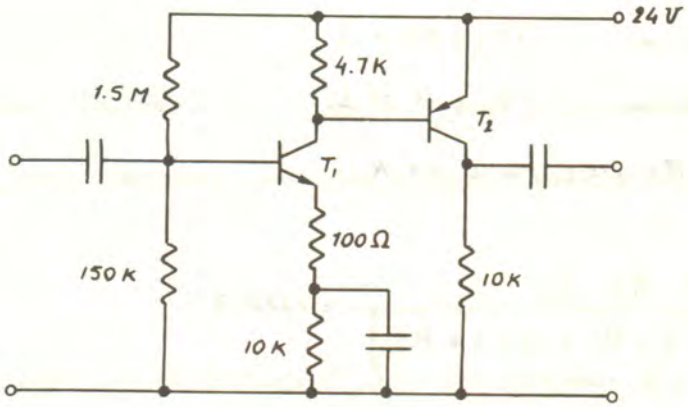
$$A_V = \frac{\beta R_5 R_8}{(R_4 + r_{e_1})\left[\beta (R_7 + r_{e_2}) + R_5\right]} = 3094$$

پس مشاهده میشود با وجود اینکه نقطه کار نسبت به تغییرات β خیلی کم حساس است ولی ضریب تقویت بشدت به β بستگی دارد. یعنی با دو برابر شدن β ، A_V تقریباً سه برابر شده است.

$$\frac{\Delta A_V}{A_V} = \frac{3093 - 1172}{1172} = 164\%$$

مثال (۳۹) : مطلوبست محاسبه مشخصات مدار شکل «۵۵» بازاء $V_{CC} = 24V$ و الف) $\beta = 100$

ب) $\beta = 140$



شکل «۵۵»

حل : الف) $\beta = 100$

محاسبه نقطه کار : برای T_1 :

$R = 150\ K \parallel 1.5\ M = 136\ K$

$$V = 24\ V \frac{150K}{150K + 1.5M} = 2.18\ V$$

$$I_{C_1} = \frac{\beta (V - V_{BE})}{\beta R_E + R} = \frac{100(2.18 - 0.6)\ V}{100(10K + 100\Omega) + 136K} \approx 138\ \mu A$$

$$I_{R_{C_1}} = \frac{V_{BE_2}}{R_{C_1}} = \frac{0.6V}{4.7K} = 128\ \mu A$$

$$I_{B_2} = I_{C_1} + I_{R_{C_1}} = 138\ \mu A - 128\ \mu A = 10\ \mu A$$

$$I_{C_2} = \beta I_{B_2} = 100 \cdot 10\ \mu A = 1\ mA \quad , \quad V_{CE} = 14\ V$$

$$r_{e_1} = \frac{25\ mV}{I_{C_1}} = \frac{25\ mV}{138\ \mu A} \approx 180\ \Omega$$

$$r_{e_2} = \frac{25\ mV}{I_{C_2}} = 25\ \Omega$$

محاسبهٔ مشخصات AC :

$$R_i = 150K \parallel 1.5M \parallel 100(180 + 100)\Omega \approx 23K$$

$$A_V = \frac{4.7K \parallel 100 \cdot 25\Omega}{100\Omega + 180\Omega} \cdot \frac{10K}{25} \approx 2330 \quad , \quad R_o \approx 10K$$

ب : $\beta = 140$

$$I_{C_1} = \frac{140(2.18 - 0.6)V}{140(10K + 100\Omega) + 136K} \approx 143\ \mu A$$

$$I_{R_{C_1}} = \frac{0.6\ V}{4.7\ K} = 128\ \mu A$$

$$I_{B_2} = 143\ \mu A - 128\ \mu A = 15\ \mu A$$

$$I_{C_2} = 140 \cdot 15\ \mu A = 2.1\ mA \quad , \quad V_{CE} = 3\ V$$

$$r_{e_1} = \frac{25\ mV}{143\ \mu A} \approx 175\ \Omega \quad , \quad r_{e_2} = \frac{25\ mV}{2.1\ mA} = 12\ \Omega$$

$$R_i = 150K \parallel 1.5M \parallel 140(175 + 100)\Omega \approx 30K$$

$$A_V = \frac{4.7K \parallel 140 \cdot 12\Omega}{100\Omega + 175\Omega} \cdot \frac{10K}{12\Omega} \approx 3750 \quad , \quad R_o \approx 10K$$

چنانکه مشاهده میشود با افزایش β به میزان 40% ، V_{CE} از 14V به 3V تقلیل می یابد. (مرز اشباع، کم شدن دامنهٔ خروجی) و درصورتیکه β به 150 برسد T_2 اشباع خواهد شد! درضمن ضریب تقویت نیز 61% افزایش خواهد داشت!

مثال (٤٠) :

مثال قبل را به ازاء $\beta=100$ و $V_{cc} = 22\ V$ تکرار کنید.

حل :

$$R = 150K \parallel 1.5\ M = 136K$$

$$V = 22\ V \frac{150K}{150K + 1.5M} = 2\ V$$

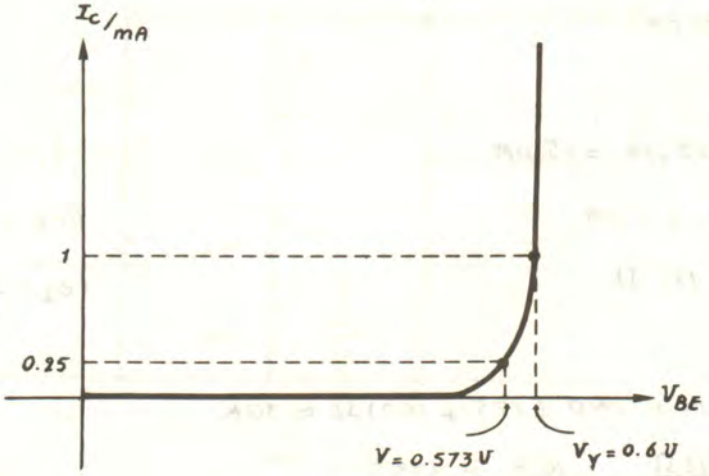
$$I_{C_1} = \frac{100(2-0.6)\ V}{100(10K + 100\Omega) + 136K} \approx 122\ \mu A$$

$$V_{BE_2} = I_{C_1} \cdot R_{C_1} = 122\ \mu A \times 4.7K = 0.573\ V < 0.6\ V \quad !$$

پس T_2 قطع است. ($A_V = 0$) پس مشاهده میشود این مدار به V_{cc} بسیار حساس است و با کم شدن V_{cc} به اندازه حدود ۸٪ تقویت کننده تقریباً به حالت قطع میرود.

تذکر : درحالت ایده آل ولتاژ درگاهی ترانزیستور (0.6V) تعریف شده است و به ازاء $V_{BE} < V_\gamma = 0.6\ V$ ترانزیستور بحالت قطع میرود ولی در واقع منحنی تدریجاً کم میشود و ترانزیستور کاملاً قطع نمیگردد. (شکل ۵۶)

دراین مثال $I_{C_2} = 250\ \mu A$ میشود! واگر $V_{cc} = 20\ V$ شود ، $I_C \approx 20\ \mu A$ خواهد شد!



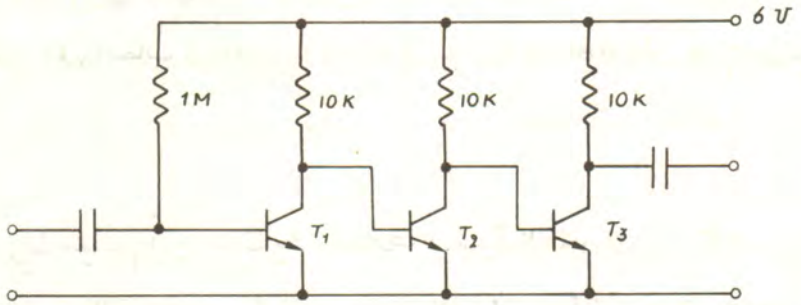
شکل «۵۶»

مثال (٤١) :

مطلوبست محاسبه مشخصات مدار شکل «۵۷» به ازاء :

الف- $\beta = 98$ ب- $\beta = 102$

($V_{BE} = 0.6\ V$ فرض شود)



شکل « ۵۷ »

حل : الف - $\beta = 98$

$$I_{C_1} = \frac{V_{CC} - V_{BE_1}}{R_{b_1}} \cdot \beta_1 = \frac{6V - 0.6V}{1M} \cdot 98 = 529\ \mu A$$

$$I_{B_2} = \frac{V_{CC} - V_{BE_2}}{R_{b_2}} - I_{C_1} = \frac{6V - 0.6V}{10K} - 529\mu A = 11\ \mu A$$

$$I_{C_2} \leq \frac{V_{CC} - V_{BE3}}{R_{b3}} = 540\mu A < \beta_2 I_{B_2} = 1078\ \mu A$$

چون $I_{C_2} < \beta_2 I_{B_2}$ پس ترانزیستور T_2 درحالت اشباع و درنتیجه T_3 درحالت قطع است !

ب - $\beta = 102$

$$I_{C_1} = \frac{6V - 0.6V}{1M} \cdot 102 \approx 550\ \mu A$$

$$V_{BE_2} \leqslant V_{CC} - I_{C_1} R_{C_1} = 6V - 5.5V = 0.5V < V_\gamma$$

پس دراین حالت T_2 قطع و T_3 اشباع خواهد بود!

دراین مثال باوجود اینکه تغییرات β فقط $\pm 2\%$ بود ، تقویت کننده یا درحالت قطع است یا در حالت اشباع . بنابراین از مدار فوق نمیتوان به همین صورت استفاده کرد. بخصوص که تغییرات β درعمل خیلی بیشتر ازاین مقدار خواهد بود.

از این مثال و مثالهای قبل بخوبی برمیاید که تقویت کننده های چند طبقه با کوپلاژ DC بدون فیدبک قابل استفاده نمیباشند. برای پایدار کردن مدار در مقابل تغییرات β ، Vcc و درجه حرارت حتماً باید از خاصیت فیدبک استفاده کرد. این عمل گذشته از پایداری نقاط کار و ضریب تقویت، مقاومت ورودی وخروجی مدار را مطابق میل طراح قابل انتخاب می نماید و فواید دیگر نیز دارد که به ذکر آنها می پردازیم.

۳-۲- فیدبک

منظور از فیدبک کردن در یک سیستم این است که مقداری از سیگنال خروجی را با سیگنال منبع ترکیب کرده، به ورودی سیستم اعمال کنیم. دراین حالت چون سیگنال ورودی تابعی از سیگنال خروجی خواهد بود، کنترل مشخصات سیستم، راحت تر و دقیقتر انجام خواهد شد.

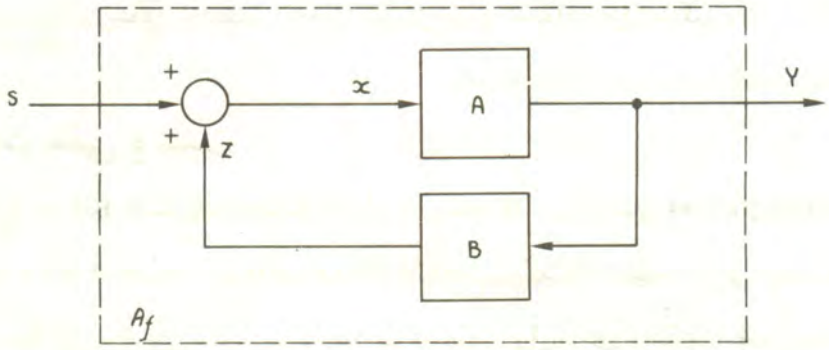
برای مثال اگر درسر یک کلاس، مدرس (منبع سیگنال) مطالب درسی را بدون توجه به قوهٔ جذب و معلومات اولیه افراد کلاس (سیستم) ارائه دهد، معمولاً بازده کلاس، آموزش محصلین (خروجی) کامل نخواهد بود. چه ممکن است مطالب ارائه شده، درسطح خیلی پایین تری از قوهٔ درک مستمعین باشد و افراد چیز تازه ای یاد نگیرند وکلاس خسته کننده باشد یا بالعکس مطالب خیلی مشکل وغیر قابل جذب باشند.

درصورتیکه اگر درسر کلاس، مدرس از شاگردان سؤال کند (نمونه برداری معلومات، خروجی سیستم) وپس از ارزیابی وتلفیق اشکالات کلاس و مطالب برنامه (منبع) موضوعات درس بصورت دیگری ارائه میشوند (سیگنال ورودی) و دراین حالت اغلب راندمان خیلی بالاتراست. البته درسیستم های ناپایدار (نامتجانس) عمل فیدبک میتواند باعث ناپایدارترشدن سیستم نیز گردد. برای مثال اگر افراد کلاس دارای معلومات در سطوح متفاوت باشند ومدرس بدون توجه به کلاس، برنامه خود را ارائه دهد. هرکس به فراخور حال خود کمابیش بهره ای از کلاس خواهد برد. درصورتیکه اگر معلم از یک شاگرد ضعیف سؤال کند وفرض را براین مبنا قرار دهد که همه افراد کلاس دراین سطح هستند، مطالب را بشدت ساده کرده، از موضوعات ابتدایی تری شروع خواهد کرد. این امر باعث خستگی اکثریت شده وبخصوص افراد با معلومات بیشتر، باعث ناآرامی کلاس خواهند شد. حال اگر مدرس، نظر اینگونه شاگردان را بپرسد و بخواهد دربرنامه خود دخالت دهد، بناگاه باید سطح ویا حجم مطالب را بالا ببرد واین تغییر حالت از یک موضع به موضع دیگر، باعث ناپایداری ونوسان شده، راندمان سیستم از حالت قبل نیزکمترخواهد شد. از این مثال نتیجه میگیریم باوجود اینکه خاصیت فیدبک دارای مزایای زیاد است ولی عیب آن دراین است که اگر محل نمونه برداری ویا اثر دادن آن در سیگنال منبع درست انجام نشود، سیستم ناپایدار به عبارت دیگر غیرقابل استفاده خواهد شد. حال می پردازیم به

بررسی کلّی یک سیستم فیدبک دار .

۱-۳-۲- بررسی سیستم های با فیدبک

شکل « ۵۸ » بلوک دیاگرام کلی یک سیستم فیدبک دار را نمایش میدهد . دراین شکل S سیگنال منبع x سیگنال ورودی به سیستم بدون فیدبک ، A تابع تبدیل (ضریب تبدیل) سیستم بدون فیدبک ، y سیگنال خروجی B شبکه فیدبک کننده و Z مقدار فیدبک شده و A_f تابع تبدیل سیستم با فیدبک می باشد .



شکل « ۵۸ »

طبیعتاً اگرحلقه فیدبک قطع شود : $Z=0$ ، $x=S$ ، $A_f=A$ خواهد شد. بنا به تعریف :

ضریب تبدیل بدون فیدبک

$$A=\frac{y}{x} \qquad (۷۲-$$

ضریب تبدیل با فیدبک

$$A_f=\frac{y}{s} \qquad (۷۳-$$

نسبت فیدبک

$$B=\frac{z}{y} \qquad (۷۴-$$

حال به کمک تعاریف فوق وشکل « ۵۸ » رابطهٔ بین A و A_f رابدست میاوریم :

از (۷۲) :

$$y=A.x \qquad (۷۵-$$

از روی شکل :

$$x=S+Z \qquad (۷۶-$$

از (۷۴) :

$$Z=B.y \qquad (۷۷-$$

(۷۷) و (۷۶) در (۷۵)

$$y = A(S + By)$$

$$y = AS + ABy$$

(۷۸) $$y = \frac{A.S}{1 - AB}$$

(۷۸) در (۷۳) :

(۷۹) $$\boxed{A_f = \frac{A}{1 - AB}}$$

رابطه (۷۸) ارتباط سیگنال خروجی با ورودی را بیان میکند. از آنجائیکه درسیستم ها معمولاً تابع تبدیل سیستم مهمتر است، معمولاً درعمل رابطه (۷۹) بیشتر مورد استفاده قرار میگیرد.

۲-۳-۲- فیدبك منفی و مثبت

درصورتیکه درسیستمی $A.B > 0$ باشد، گویند فیدبك مثبت است ودرصورتیکه $A.B < 0$ باشد، فیدبك منفی خواهدبود. درحالتیکه $A.B = 0$ باشد، درمدار فیدبك نخواهیم داشت! مطالب مربوط به فیدبك کلّی است (درمورد سیستم های مکانیکی، طبیعی، . . . نیز صادق است) ولی برای اینکه مطالب گفته شده ملموس تر باشد، از این به بعد مثالهارا دربارهٔ مدارهای الکترونیکی میزنیم.

از رابطه (۷۹) نتیجه میشود که درفیدبك مثبت $|A_f| > |A|$ و درفیدبك منفی $|A_f| < |A|$ میباشد.

درفیدبك مثبت درصورتیکه $A.B < 1$ باشد، مدار (تقویت کننده) به عنوان یك تقویت کنندهٔ خطی عمل میکند. درصورتیکه بازاء $A.B \geq 1$ سیستم غیرخطی شده یا نوسان میکند. (نوسان سازها، آستابل، فلیپ فلاپ مشمیت تریگر، . . .)

دراین فصل خواص فیدبك منفی را بررسی میکنیم:

۲-۳-۳- خواص فیدبك منفی

چنانکه از رابطه (۷۹) برمیاید، فیدبك منفی همیشه باعث کاهش ضریب تقویت میشود. مثلاً اگرضریب تقویت $A = -100$ ونسبت فیدبك $B = 0.09$ باشد، پس از فیدبك $A_f = \frac{-100}{1 + 100 \times 0.09} = -10$

خواهد شد. این عیب فیدبك حسن های زیادی باخود به همراه میاورد که درذیل، آنها را بررسی می کنیم.

البته خود این عیب را نیز میتوان با زیادکردن A جبران کرد. مثلاً اگر $A = 1000$ شود، $A_f = 100$ خواهد شد وعیب برطرف شده است. البته واضح است که مدار نیز مفصلتر خواهد شد. ($B \simeq 0/009$)

حُسن های فیدبک منفی

الف : پایداری ضریب تقویت مدار (با فیدبک) نسبت به تغییرات ضریب تقویت تقویت کننده (بدون فیدبک) زیاد خواهد شد.

از رابطه (۷۹) :

$$\frac{dA_f}{dA} = \frac{1}{(1-AB)^2} \qquad -۸۰)$$

یعنی مقدار A_f خیلی کم وابسته به مقدار A میباشد. (درصورتیکه $|AB| \gg 1$ باشد) به عبارت دیگر (۷۹-) در (۸۰) :

$$\frac{dA_f}{A_f} = \frac{1}{1-AB} \cdot \frac{dA}{A} \qquad -۸۱)$$

یعنی تغییرات A_f خیلی کمتر از تغییرات A میباشد.

مثال (۴۲) :

درصورتیکه $A=-100$ و $B=0.2$ باشد ، A_f چقدر خواهد بود ؟ درصورتیکه $A=-200$ شود A_f چقدر خواهد شد ؟ تغییرات A_f براثر تغییرات A چگونه است ؟

حلّ :

$$A_{f_1} = \frac{A_1}{1-A_1B} = \frac{-100}{1-(-100)0.2} = -4.762$$

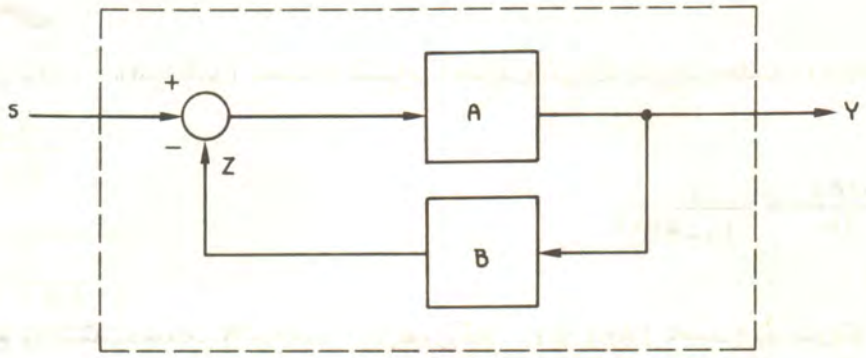
$$A_{f_2} = \frac{A_2}{1-A_2B} = \frac{-200}{1-(-200)0.2} = -4.878$$

$$\frac{dA_f}{A_f} = \frac{1}{1-(-200)\times 0.2} \cdot \frac{-200-(-100)}{-100} \; 100 = 2.44\%$$

به عبارت دیگر :

$$\frac{\Delta A_f}{A_f} = \frac{-4.878-(-4.762)}{-4.762} \cdot 100 = 2.44\%$$

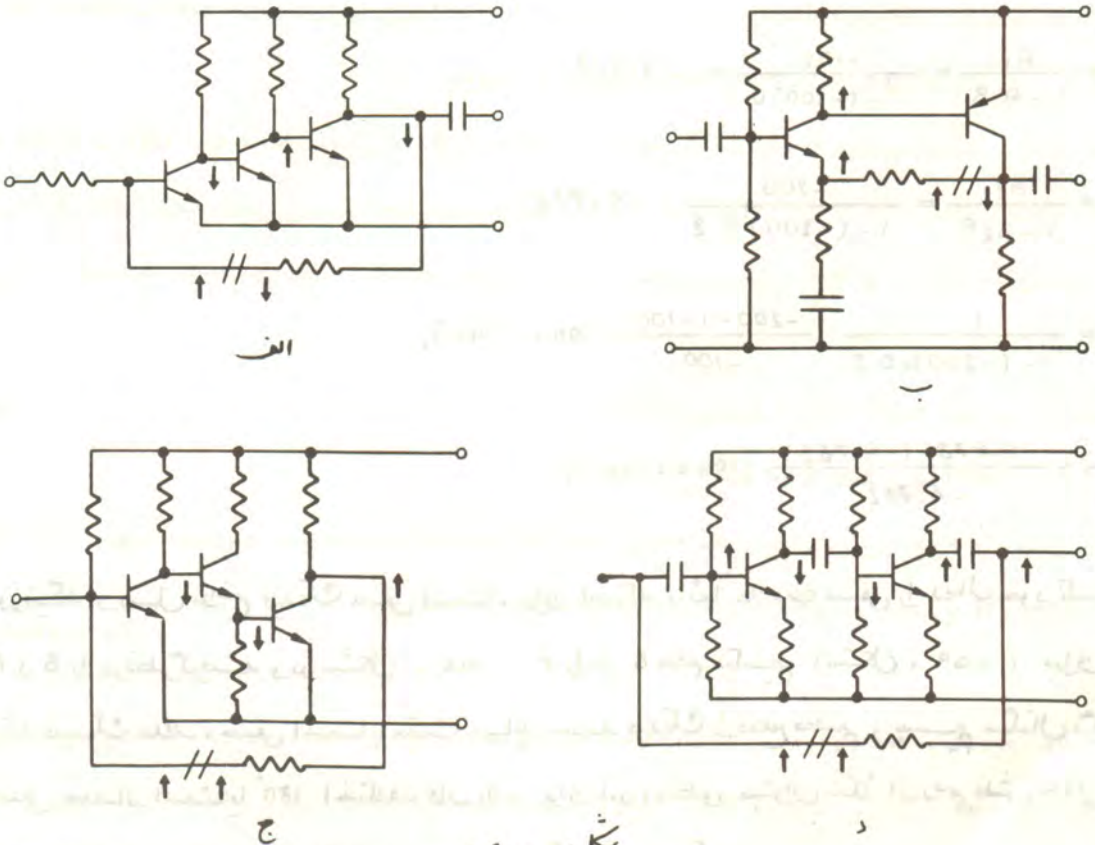
تذکّر : درصورتیکه از قبل بدانیم فیدبک منفی است ، برای اینکه دائماً علامت منفی را بدنبال خود نکشیم قدر مطلق A و B را درنظر گرفته و در شکل « ۵۸ » Z را از S کم میکنیم (شکل « ۵۹ ») برای تشخیص اینکه فیدبک مدار ، منفی است یا مثبت ، باید حلقه فیدبک را قطع کنیم و ببینیم سیگنال برگشتی با سیگنال اصلی همفاز است یا 180° اختلاف فاز دارد. برای این منظور میتوان مثلاً از رسم فلش هایی استفاده کرد ، همجهت بودن یا نبودن سیگنال درحلقه فیدبک را بررسی کرد.



شکل « ۵۹ »

مثلاً در شکل « ۶۰ » مدارهای الف و ب دارای فیدبک منفی و مدارهای "ج" و "د" دارای فیدبک مثبت می باشد. درصورتیکه فیدبک منفی باشد و به ازاء A و B قدر مطلقهای آنها را قرار دهیم، رابطه « ۷۹ » بصورت رابطه « ۸۲ » درمیاید:

$$A_f = \frac{A}{1 + AB} \qquad -۸۲)$$



شکل « ۶۰ »

درضمن از رابطه « ۸۱ » نتیجه میشود که ضریب تقویت به اندازهٔ (AB + ۱) کم میشود. این ضریب را که در تغییر سایر مشخصات تقویت کننده فیدبک شده ، تأثیر می نماید ، ضریب فیدبک می نامیم.

$$K = 1 + AB \qquad -۸۳)$$

ازطرف دیگرچون ضریب بهره درحلقه فیدبک AB می باشد ، به این مقدار ، "بهرهٔ حلقه"[1] گویند.

$$K' = A.B \qquad -۸۴)$$

درصورتیکه $K' \gg 1$ باشد ، $K = K'$ شده :

$$A_f = \frac{A}{K} = \frac{A}{K'} = \frac{A}{AB} = \frac{1}{B} \qquad ۱-۸۵)$$

خواهد بود. یعنی درصورتیکه بهرهٔ حلقه یک مدار فیدبک دار خیلی بزرگ باشد ، به عبارت دیگر ضریب تقویت تقویت کننده ونسبت فیدبک شبکه فیدبک بزرگ باشند ، مشخصات مدار فقط تابعی از شبکه فیدبک خواهند بود.

ب : نویز واعوجاج به نسبت ضریب فیدبک کم خواهد شد :

اعوجاج دریک سیستم به علت غیرخطی بودن آن سیستم بوجود میاید. بنابراین مثلاً اگریک تقویت کننده کاملاً خطی نباشد (ضریب تقویت نسبت به دامنه خروجی تغییر کند) هرگاه در ورودی یک موج سینوسی اعمال شود ، درخروجی علاوه بر تقویت شده آن موج هارمونیهای آنهم ظاهر می شود، که بسته به مقدار غیرخطی بودن ، مؤلفه های هارمونیها نیز بیشتر خواهد شد. بنابر تعریف مقدار موثر مؤلفه های ناخواسته به موج اصلی را اعوجاج[2] گویند :

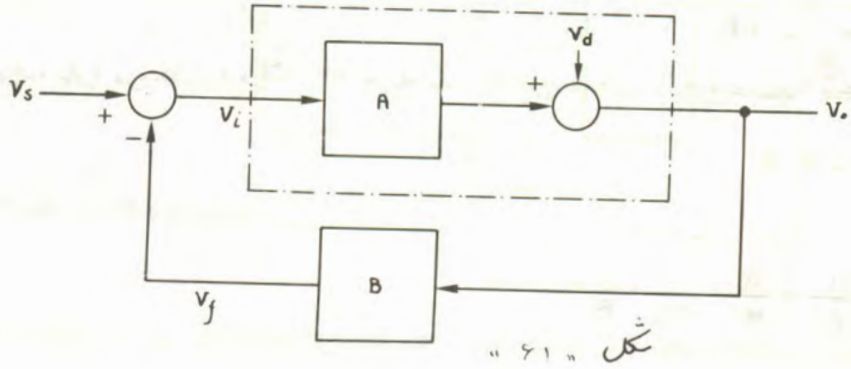
$$d = \frac{\sqrt{A_2^2 + A_3^2 + \cdots + A_n^2}}{A_1} \qquad -۸۶)$$

که دراین رابطه A_1 دامنه موج اصلی خروجی و A_2 ، . . . A_n دامنه هارمونیهای آن خواهد بود. برای مثال اگر اعوجاج تقویت کننده ای ۱۰٪ و ضریب تقویت ۱۰ باشد ، درخروجی ممکن است بجای ۱۵ V ، ۱۱ V مؤثر داشته باشیم. درشکل « ۶۱ » تقویت کننده ای با درنظرگرفتن اعوجاج بررسی میشود. دراین شکل اعوجاج (v_d) به صورت یک ولتاژ اضافی نمایش داده شده است.

---

① Loop Gain

② Distortion



شکل « ۶۱ »

برای بررسی تأثیر فیدبک بروی نویزکافی است بجای v_d ، v_n به عنوان ولتاژ نویز درنظرگرفته شود . درصورتیکه مدار فیدبک نداشته باشد (حلقه فیدبک قطع باشد) :

$$V_o = Av_s + v_d \qquad -۸۷)$$

$$v_i = v_s - v_f$$

$$v_f = Bv_o$$

$$v_o = Av_i + v_d$$

درنتیجه :

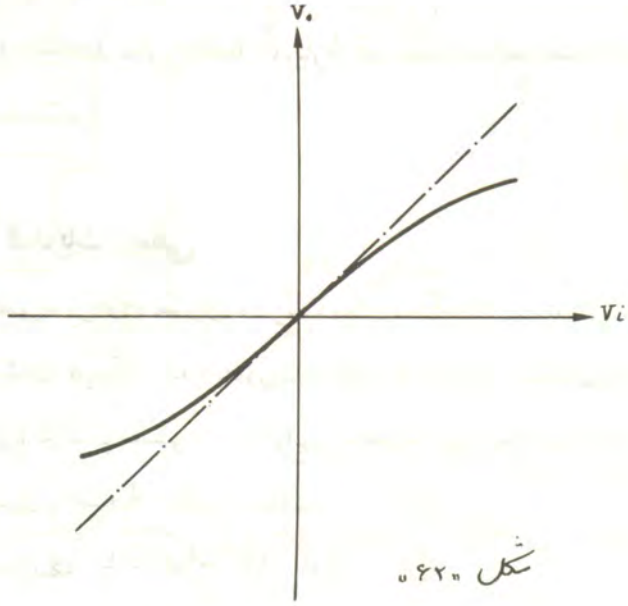
$$v_o = \frac{Av_s + V_1}{1+AB} = \frac{Av_s}{K} + \frac{V_d}{K} \qquad -۸۸)$$

به عبارت دیگر :

$$v_o = A_f v_s + \frac{V_1}{K} \qquad -۸۹)$$

برای مثال اگر یک تقویت کننده با ضریب تقویت 100 به ازاء دامنه خروجی 10 ولت 10% اعوجاج داشته باشد $v_d = 1V$ خواهد شد. حال اگر این تقویت کننده را با مداری فیدبک کنیم که $B=0.09$ شود : $K=10$ بوده و $v_{Df} = 0.1V$ به عبارت دیگر $d' = 1\%$ خواهد شد.

واضح است که ضریب تقویت مدار 10 بوده ، دامنه ورودی بجای $0.1V$ در مدار بدون فیدبک، باید $1V$ باشد که این عیب با یک طبقه دیگر برطرف میشود. توجه شود که اعوجاج در دامنه های زیاد، بیشتر است تا دامنه های کم. این مطلب در شکل « ۶۲ » توضیح داده شده است. خط پر، رابطه واقعی v_o از v_i وخط چین حالت ایده آل رانمایش میدهد.



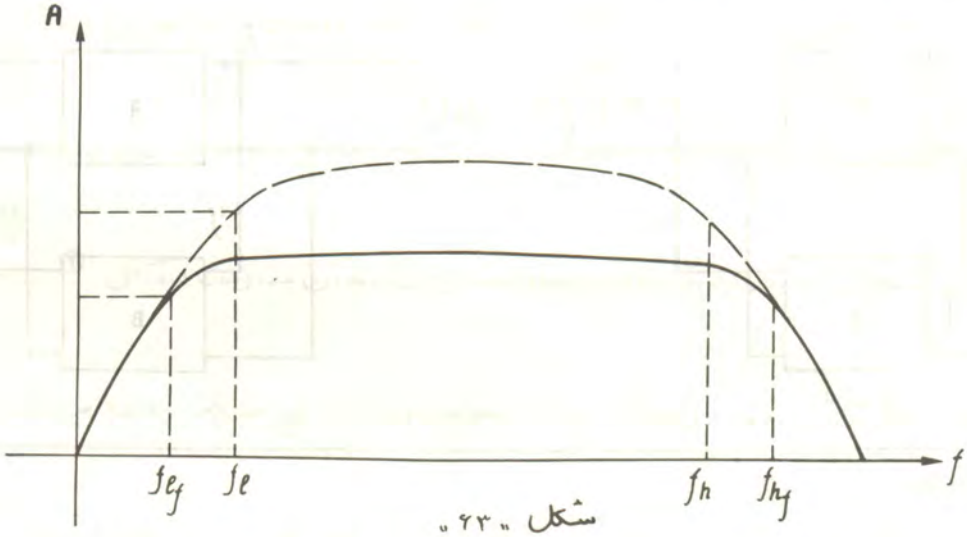
شکل «۶۲»

ج ، پهنای باند تقویت زیاد میشود :

$$f_{lf} = \frac{f_l}{K} \quad -۹۰)$$

$$f_{hf} = f_h \cdot K \quad -۹۱)$$

مطالب فوق درشکل «۶۳» نمایش داده شده است :



شکل «۶۳»

اثبات این مطلب نیز مانند حالت قبل است . با این تفاوت که برای بررسی باید برای مقادیر A و B ، مقادیر مختلط دربنظرگرفته شود.

د: تغییر مقاومت ورودی وخروجی :

بسته به چگونگی فیدبک (که بعداً بطور مفصل دربارهٔ آن بحث خواهد شد) مقاومت ورودی وخروجی به نسبت K کم یا زیاد خواهد شد.

۴-۳-۲- انواع فیدبک منفی

بسته به اینکه سیگنال نمونه برداری خروجی، در یک مدار فیدبک دار، ولتاژ باشد یا جریان دو نوع فیدبک بوجود میاید وبسته به اینکه سیگنال فیدبک شده بصورت سری یا موازی با سیگنال منبع به ورودی تقویت کننده اعمال شود، هرکدام نیز به دو نوع تقسیم میشوند. بنابراین مجموعاً چهار نوع فیدبک منفی خواهیم داشت:

الف - فیدبک ولتاژ - سری یا فیدبک گره - حلقه ①

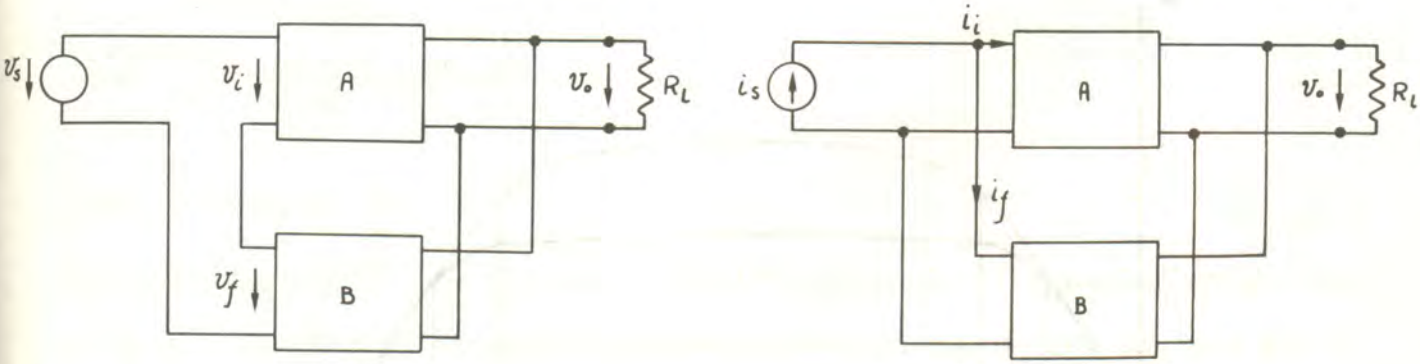
ب - فیدبک ولتاژ - موازی یا فیدبک گره - گره ②

ج - فیدبک جریان - سری یا فیدبک حلقه - حلقه ③

د - فیدبک جریان - موازی یا فیدبک حلقه - گره ④

البته درکتابهای مختلف، اسامی دیگری نیز متداول می باشد که مفهوم همه یکی است.

شکل « ۶۴ » این چهار نوع امکان را نمایش میدهد.



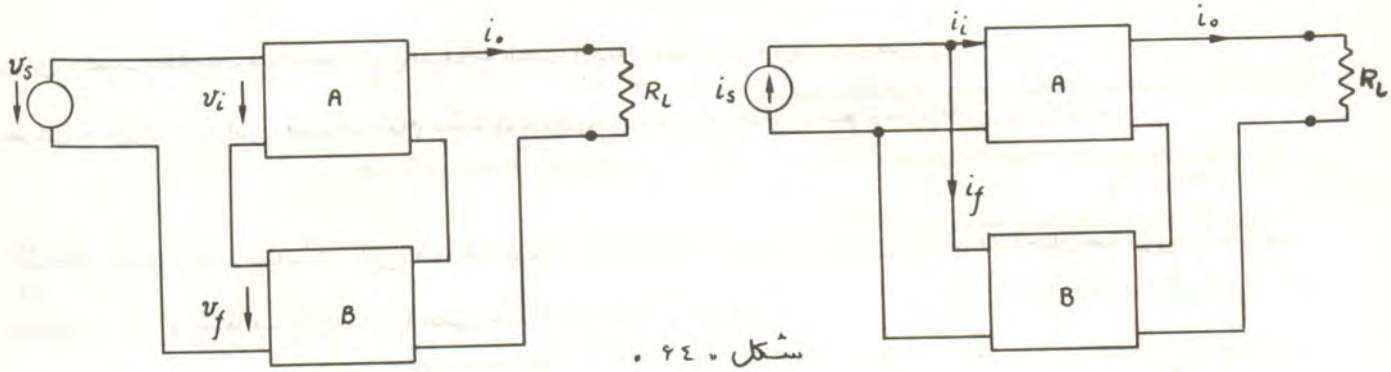
« الف » « ب »

① Voltage - Series Feedback (Node loop)

② Voltage - parallel Feedback (Node - Node)

③ Current - Series Feedback (Loop - loop)

④ Current - parallel Feedback (Loop - Node)



شکل « ۶۴ »

« ج » « د »

چنانکه از شکلها مشاهده میشود ، در فیدبک :

ولتاژ سری : سیگنالهای خروجی ، فیدبک ، ورودی و منبع باید ماهیت ولتاژ داشته باشند. به عبارت دیگر:

$z = v_f$ ، $y = v_o$ ، $x = v_i$ ، $s = v_s$

درنتیجه مدار معادل منبع سیگنال باید مدار معادل تونن (منبع ولتاژ) باشد. دراین حالت چون $A = \frac{v_o}{v_i}$ نسبت دو ولتاژ را دارد ، به آن ضریب تقویت ولتاژ ، به عبارت دیگر A_v نیز گویند. $B = \frac{v_f}{v_o}$ نیز نسبت دو ولتاژ بوده ، بدون واحد می باشد (تقسیم کننده ولتاژ) . این نوع فیدبک باعث زیاد شدن مقاومت ورودی وکم شدن مقاومت خروجی میگردد.

ولتاژ موازی : سیگنال خروجی ، ولتاژ وسیگنالهای فیدبک شده ، ورودی و منبع جریان می باشند. یعنی :

$z = i_f$ ، $y = v_o$ ، $s = i_s$ ، $x = i_i$

درنتیجه منبع سیگنال باید یک منبع جریان (مدار معادل نورتن) درنظرگرفته شود. دراین حالت چون :

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

نسبت یک ولتاژ به جریان به عبارت دیگر ماهیت مقاومت را دارد ، به آن مقاومت انتقالی ① نیز گویند.

$A = R_m$

$B = \frac{i_f}{v_o}$ ماهیت هدایت را داشته ، واحد آن mA/V خواهد بود. این نوع فیدبک باعث کم شدن مقاومت خروجی و ورودی میگردد.

جریان سری : دراین نوع فیدبک $y = i_o$ ، $z = v_f$ ، $x = v_i$ و $s = v_s$ بوده ، مدار معادل منبع ولتاژ ، مدار تونن $A = \frac{i_o}{v_i} = G_m$ دارای کمیت هدایت بوده. به آن تقویت کنندهٔ هدایت انتقالی ② گویند. $B = v_f / i_o$

---

① Transresistance Amplifier

② Transconductance Amp.

دارای کمیت مقاومت میباشد . این فیدبک باعث ازدیاد مقاومت ورودی وخروجی میشود.

جریان موازی : دراین فیدبک تمام سیگنالها جریان بوده ، مدار معادل منبع ، مدار نورتن می باشد .

$$A = \frac{i_o}{i_i} = A_I$$

$B = \frac{i_f}{i_o}$ بدون واحد میباشد . این فیدبک باعث زیاد شدن مقاومت خروجی وکم شدن مقاومت ورودی میگردد.

جدول " ۳ " مطالب ذکرشده را بطور خلاصه نمایش میدهد.

نوع فیدبک / مشخصات	ولتاژ سری	ولتاژ موازی	جریان سری	جریان موازی
A تقویت کننده	A_V ولتاژ	R_m مقاومت انتقالی	G_m هدایت انتقالی	A_I جریان
B نسبت فیدبک	$\frac{V_f}{V_o}$	$\frac{i_f}{V_o}$	$\frac{V_f}{i_o}$	$\frac{i_f}{i_o}$
y سیگنال خروجی	ولتاژ	ولتاژ	جریان	جریان
Z.X.S	ولتاژ	جریان	ولتاژ	جریان
R_i مقاومت ورودی	زیاد	کم	زیاد	کم
R_o مقاومت خروجی	کم	کم	زیاد	زیاد

جدول ۳ .

رسالت ادبیات
و زبان بیست
تاریخ:
شماره:

۵-۳-۲- محاسبه مدارهای فیدبک شده

برای محاسبه مشخصات مدارهای فیدبک شده ، به ترتیب مراحل زیر را عمل میکنیم :

۱- تقویت کنندهٔ اصلی و مدار فیدبک کننده را تشخیص میدهیم.

۲- نوع فیدبک را مشخص میکنیم.

۳- نوع تقویت کننده را مشخص وضریب تقویت (ضریب تبدیل) آنرا محاسبه میکنیم.

٤- نسبت فیدبک را محاسبه میکنیم.

۵- ضریب فیدبک را بدست میاوریم.

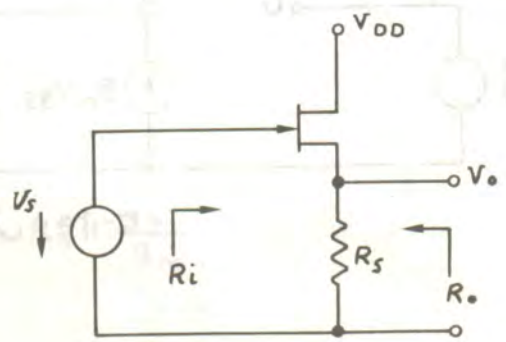
۶- مشخصات تقویت کننده بدون فیدبک را ، بسته به نوع فیدبک (طبق جدول ۳-۰) درضریب فیدبک ضرب یا به آن تقسیم میکنیم.

۷- تأثیر مقاومت های خارجی را اضافه میکنیم.

مطالب گفته شده را با چند مثال روشن میکنیم. توجه شود که برای محاسبه مشخصات تقویت کننده (بند ۳) تر بارگذاری مقاومتهای شبکه فیدبک باید درنظر گرفته شود ولی خاصیت فیدبک درنظر گرفته نمی شود.

مثال ٤۳

مطلوب است محاسبه مدار درین مشترک (شکل ۶۵-الف).

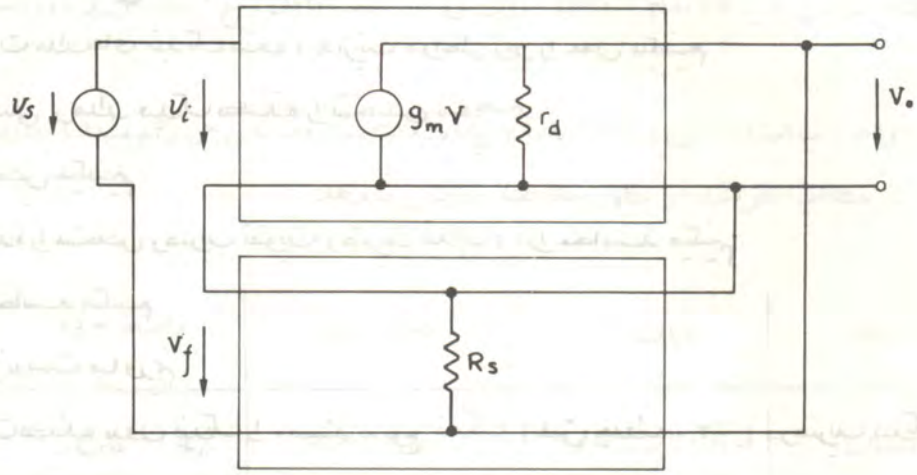


شکل (۶۵-الف)

حل : ۱- تقویت کننده اصلی FET و مدار فیدبک کننده R_s است (شکل ۶۵-ب)

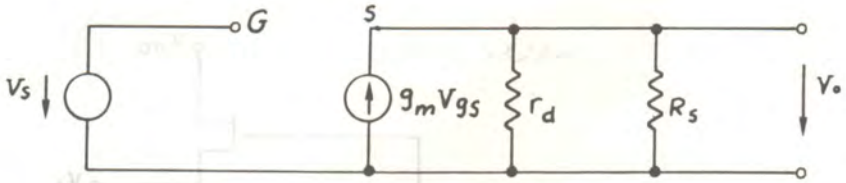
۲- ازشکل (۶۵-ب) نوع فیدبک ولتاژ - سری است.

کتابخانه اختصاصی
حسین زارع
شماره:
موضوع:



شکل ۶۵ب .

برای محاسبه A_V باید ضریب تقویت با در نظر گرفتن اثر بارگذاری شبکه فیدبک (R_s) در ورودی و خروجی درنظرگرفته شود. بدون آنکه خاصیت فیدبک کنندگی آن تأثیر داده شود، این ضریب تقویت را A_{V_o} ضریب تقویت حلقه باز ① گویند. (شکل ۶۵-ج)



شکل «۶۵-ج»

درحالت بدون فیدبک $V_s = V_{gs}$ درنتیجه:

$$A = A_{V_o} = \frac{v_o}{v_s} = \frac{g_m v_{gs}(r_d \parallel R_s)}{v_s} = g_m(r_d \parallel R_s)$$

---

① Openloop Gain

۴ـ از شکل ۶۵۰ ب ،

$$B = \frac{v_f}{v_o} = 1$$

۵ـ

$$K = 1 + A.B = 1 + g_m(r_d + R_s)$$

۶ـ

$$A_{vf} = \frac{A_{vo}}{K} = \frac{g_m(r_d \parallel R_s)}{1 + g_m(r_d \parallel R_s)}$$

$$R_i' = r_{gs} \longrightarrow \infty$$

$$R_{if} = K.r_{gs} \longrightarrow \infty$$

$$R_o' = r_d \parallel R_s$$

$$R_{of} = \frac{r_d \parallel R_s}{K} = \frac{r_d \parallel R_s}{1 + g_m(r_d \parallel R_s)}$$

۷ـ مدار فاقد مقاومت‌های خارجی است . درنتیجه :

$$R_i = R_{if} \longrightarrow \infty$$

$$R_o = R_{of} = \frac{r_d \parallel R_s}{1 + g_m(r_d \parallel R_s)}$$

توجه : اگر $r_d \gg R_s$ باشد :

$$A_{vf} = \frac{g_m R_s}{1 + g_m R_s}$$

مقایسه با رابطهٔ (۷۰) :

$$A_{vf} = A_v = \frac{R_s}{\frac{1}{g_m} + R_s}$$

مقایسه با رابطه (۶۹) :

$$R_o = \frac{R_s}{1 + g_m R_s} = \frac{R_s \cdot \frac{1}{g_m}}{\frac{1}{g_m} + R_s} = R_s \parallel \frac{1}{g_m}$$

۴- از شکل ۶۵۰ ب ،

$$B = \frac{v_f}{v_o} = 1$$

۵-

$$K = 1 + A.B = 1 + g_m(r_d + R_s)$$

۶-

$$A_{vf} = \frac{A_{v\circ}}{K} = \frac{g_m(r_d \parallel R_s)}{1 + g_m(r_d \parallel R_s)}$$

$$R_i' = r_{gs} \longrightarrow \infty$$

$$R_{if} = K.r_{gs} \longrightarrow \infty$$

$$R_o' = r_d \parallel R_s$$

$$R_{of} = \frac{r_d \parallel R_s}{K} = \frac{r_d \parallel R_s}{1 + g_m(r_d \parallel R_s)}$$

۷- مدار فاقد مقاومت‌های خارجی است. درنتیجه :

$$R_i = R_{if} \longrightarrow \infty$$

$$R_o = R_{of} = \frac{r_d \parallel R_s}{1 + g_m(r_d \parallel R_s)}$$

توجه : اگر $r_d \gg R_s$ باشد :

$$A_{vf} = \frac{g_m R_s}{1 + g_m R_s}$$

مقایسه با رابطهٔ (۷۰) :

$$A_{vf} = A_v = \frac{R_s}{\frac{1}{g_m} + R_s}$$

مقایسه با رابطه (۶۹) :

$$R_o = \frac{R_s}{1 + g_m R_s} = \frac{R_s \cdot \frac{1}{g_m}}{\frac{1}{g_m} + R_s} = R_s \parallel \frac{1}{g_m}$$

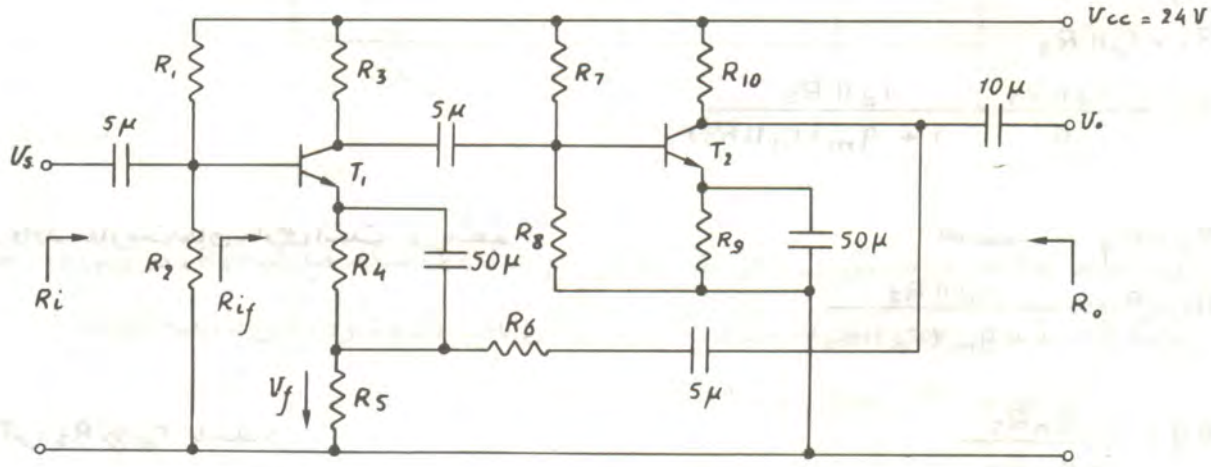
مثال (٤٤) :

درمدار شکل « ۴۴ » مطلوبست محاسبه $A_V = \frac{V_o}{V_s}$ ، R_i ، R_o .

مقاومتها : $R_1 = 150K$, $R_2 = R_7 = 47\ K$, $R_3 = R_9 = 10K$, $R_5 = 100\ \Omega$

$R_4 = R_6 = R_{10} = 4.7\ K\Omega$, $R_8 = 33\ K$

مشخصات ترانزیستورها : $r_\pi = 1.1\ K$, $\beta = 50$



شکل « ۴۴ »

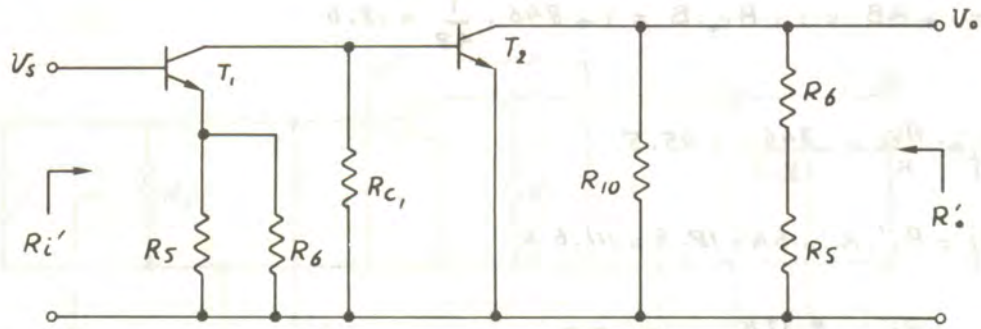
حل : ۱- تقویت کننده از دو ترانزیستور امیتر مشترک و المانهای مربوطه و مدار فیدبک کننده R_5 و R_6 میباشند .

۲- چون R_6 مستقیماً به خروجی وصل شده است ، ولتاژ بار را نمونه برداری میکند وتقسیم این ولتاژ توسط R_5 و R_6 به امیتر T_1 وصل میشود. (سری با منبع ولتاژ) پس فیدبک ولتاژ سری است

۳- تقویت کننده ، تقویت کنندهٔ ولتاژ است. برای محاسبه مقدار آن حلقه فیدبک را باز میکنیم بدین معنی که در ورودی R_5 موازی R_6 درامیتر T_1 قرار دارند و درخروجی R_5 سری R_6 در

کلکتور T_2 قرار گرفته اند .

با معلوم بودن r_π نیازی به محاسبه نقطه کار مدار نداریم . در شکل « ۶۷ » مدار معادل AC تقویت کننده با درنظرگرفتن اثر بارگذاری مقاومت های فیدبک و بدون درنظرگرفتن اثر فیدبک طبق توضیح داده شده ، دربالا بنمایش داده شده است . خازنها درفرکانس میانی اتصال کوتاه درنظرگرفته میشوند . R_1 و R_2 چون موازی منبع (ولتاژ) سیگنال قرار گرفته اند ، درخواص تقویت کننده تأثیری نمیکنند . بنابراین در محاسبه ، مشخصات آن درنظرگرفته نمیشوند .



شکل « ۶۷ »

برای سادگی محاسبات :

$$r_{e_1} = r_{e_2} = r_\pi / \beta = \frac{1.1K}{50} = 22\ \Omega$$

$$R_{E_1} = R_5 \parallel R_6 = 100\ \Omega \parallel 4.7\ K = 98\ \Omega$$

$$R_{C_1} = R_3 \parallel R_7 \parallel R_8 = 10K \parallel 47K \parallel 33K = 6.6\ K\Omega$$

$$R_{C_2} = R_{10} \parallel (R_5 + R_6) = 4.7\ K \parallel (100\ \Omega + 4.7\ K) = 2.37\ K$$

$$A_{V_o} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{R_{C_1}}{R_E + r_{e_1}} \cdot \frac{r_{\pi_2}}{r_{\pi_2} + R_{C_1}} \cdot \frac{R_{C_2}}{r_{e_2}}$$

$$A_{V_o} = \frac{6.6K}{98\Omega + 22\Omega} \cdot \frac{1.1K}{1.1K + 6.6K} \cdot \frac{2.37K}{22\Omega}$$

$$A_{V_o} = 55 \times \frac{1}{7} \times 107.73 = 846$$

$$R_i' = (\beta_1 + 1)(r_{e_1} + R_{E_1}) \simeq r_\pi + \beta R_{E_1} = 1.1K + 50 \times 98\Omega = 6K$$

$$R_o' = R_{C_2} = 2.37K$$

٤- $$B = \frac{V_f}{V_o} = \frac{R_5}{R_5 + R_6} = \frac{100\Omega}{100\Omega + 4.7K} = \frac{1}{48}$$

٥- $$K = 1 + AB = 1 + A_{V_o} \cdot B = 1 + 846 \cdot \frac{1}{48} = 18.6$$

٦- $$A_{V_f} = \frac{A_{V_o}}{K} = \frac{846}{18.6} = 45.5$$

$$R_{if} = R_i' \cdot K = 6K \times 18.6 = 111.6\ K$$

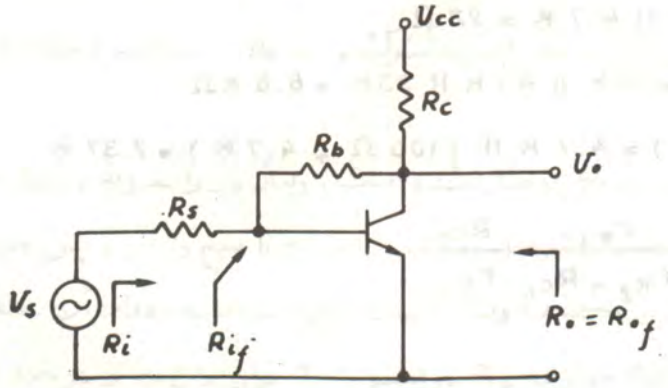
$$R_{of} = \frac{R_o'}{K} = \frac{2.37K}{18.6} = 127.5\ \Omega$$

٧- $$R_i = R_{if} \parallel R_1 \parallel R_2 = 112K \parallel 150K \parallel 47K = 27.12K$$

$$R_o = R_{of} = 127.5\ \Omega$$

$$A_V = \frac{V_o}{V_S} = A_{V_f} = 45.5$$

مثال ٤٥ : مطلوبست محاسبه مشخصات مدار شکل (٤٨)



شکل «٤٨»

این شکل مدار AC نمایش داده شده است. فرض کنید مدار طوری بایاس شده باشد که:

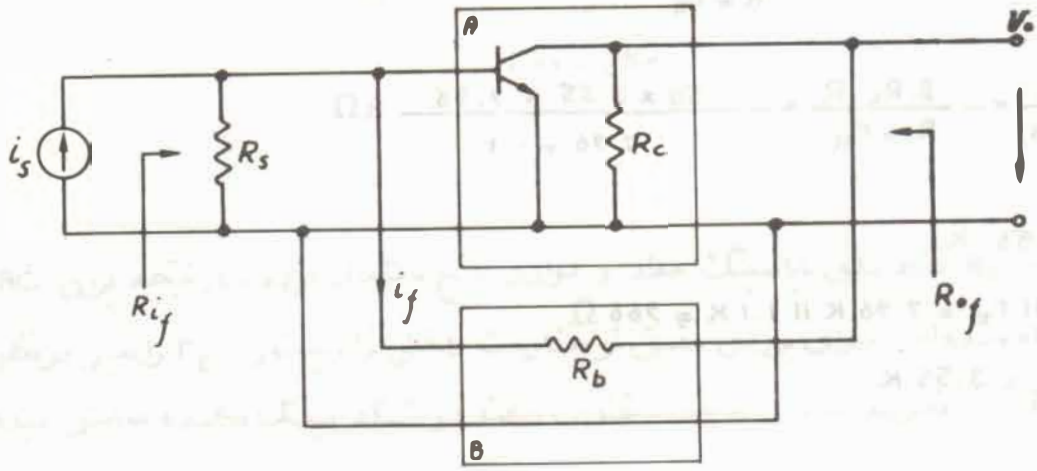
$r_\pi = 1.1K$

شد. $\beta = 50$ ، $R_s = 10K$ ، $R_b = 39K$ ، $R_c = 3.9K$ انتخاب شوند.

ل: ۱- تقویت کننده از ترانزیستور و مقاومتها تشکیل شده. مدار فیدبک R_b میباشد.

۲- مقاومت فیدبک بصورت موازی درخروجی و در ورودی قرارگرفته، پس نوع فیدبک ولتاژ موازی

شد. این مطلب درشکل «۶۹» بوضوح نمایش داده شده است.

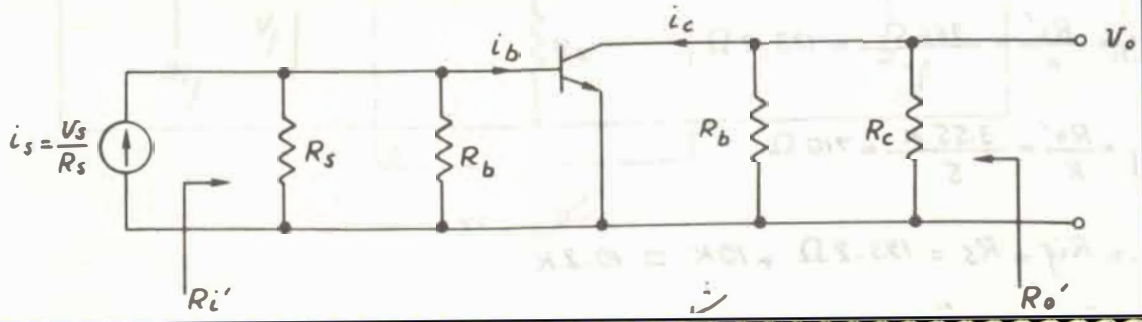


شکل «۶۹»

تقویت کننده از نوع مقاومت متقابل است. $A = \frac{V_o}{i_s} = R_m$

همین دلیل مدار معادل نورتن منبع سیگنال را درنظرگرفته ایم. برای محاسبه R_m حلقه فیدبک را

کرده، اثر آنرا بروی ضریب تقویت درنظرمیگیریم. (شکل ۷۰)



برای سادگی محاسبات:

$$R = R_S \parallel R_b = 10K \parallel 39K = 7.96\ K$$

$$R_L = R_b \parallel R_c = 39K \parallel 3.9K = 3.55\ K$$

$$R_m = \frac{V_o}{i_s}$$

$$V_o = -i_c \cdot R_L$$

از رابطه تقسیم جریان :

$$i_b = i_s \frac{R}{R + r_\pi}$$

$$V_o = -\beta i_b R_L = -\beta R_L \cdot \frac{R}{R + r_\pi} \cdot i_s$$

$$R_m = \frac{V_o}{i_s} = -\frac{\beta . R_L . R}{R + r_\pi} = -\frac{50 \times 3.55 \times 7.96}{7.96 + 1.1}\ K\Omega$$

$$R_m = -156\ K$$

$$R_i' = R \parallel r_\pi = 7.96\ K \parallel 1.1\ K = 966\ \Omega$$

$$R_o' = R_L = 3.55\ K$$

۴- $$B = \frac{i_f}{V_o} = -\frac{1}{R_b} = -\frac{1}{39\ K}$$

۵- $$K = 1 + AB = 1 + R_m B = 1 + \frac{156\ K}{39\ K} = 5$$

۶- $$R_{mf} = \frac{R_m}{K} = \frac{-156\ K}{5} = -31.2\ K$$

$$A_{vf} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{V_o}{I_s R_s} = \frac{R_{mf}}{R_s} = \frac{-31.2\ K}{10\ K} = -3.12$$

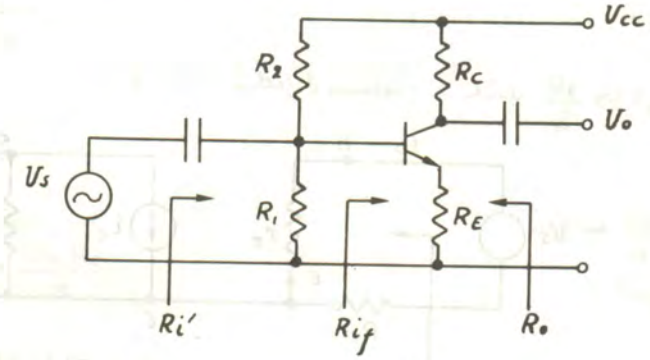
$$R_{if} = \frac{R_i'}{K} = \frac{966\ \Omega}{5} = 193.2\ \Omega$$

$$R_{of} = \frac{R_o'}{K} = \frac{3.55\ K}{5} = 710\ \Omega$$

۷- $$R_i = R_{if} + R_s = 193.2\ \Omega + 10K \simeq 10.2\ K$$

$$R_o = R_{of} = 710\ \Omega$$

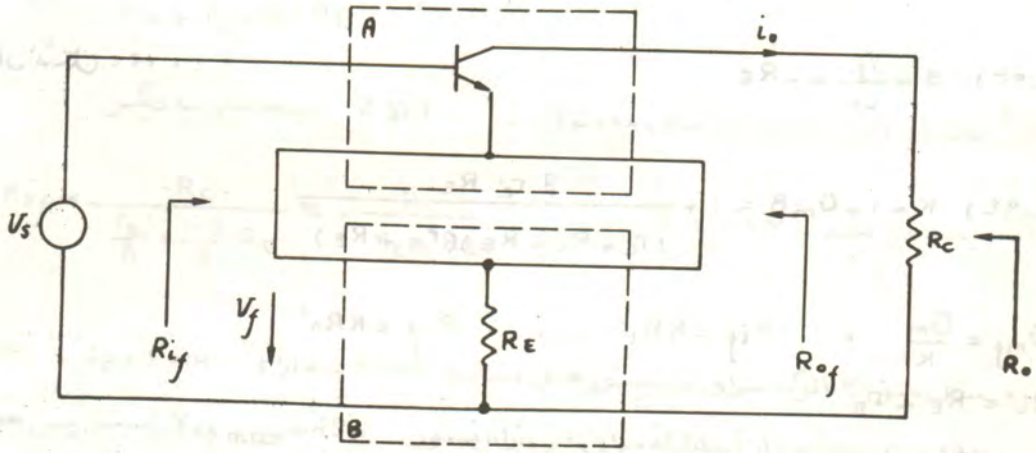
مثال ۴۶ : مشخصات تقویت کنندهٔ امیتر مشترک را با مقاومت امیتر بررسی کنید (شکل «۷۱»)



شکل «۷۱»

حل : R_1 و R_2 فقط برای بایاسینگ مدار و موازی منبع سیگنال بوده ، درنتیجه برای AC توسط منبع سیگنال اتصال کوتاه شده اند. برای بررسی دقیق تر مقاومت داخلی ترانزیستور r_e را نیز درنظر میگیریم.

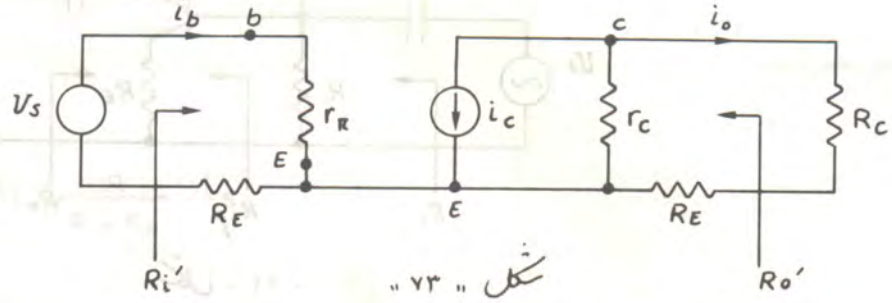
شکل «۷۲» تجزیه مدار را به شبکه تقویت کننده وشبکه فیدبک کننده نمایش میدهد.



شکل «۷۲»

چنانکه از شکل برمیاید نوع فیدبک، جریان سری بوده ، R_E مقاومت فیدبک میباشد.

برای محاسبه $A = \frac{i_o}{V_s} = G_m$ مدار معادل ترانزیستور را با درنظرگرفتن مقاومتهای بار وفیدبک ، بدون درنظرگرفتن اثرفیدبک رسم میکنیم. (شکل «۷۳»)



شکل «۷۳»

از روی شکل ورابطه تقسیم جریان :

$$i_o = -i_c \frac{r_c}{r_c + R_c + R_E}$$

$$V_s = i_b (r_\pi + R_E)$$

$$-۹۲) \quad G_m = \frac{-\beta i_b r_c / (r_c + R_c + R_E)}{i_b (r_\pi + R_E)} = -\frac{\beta r_c}{(r_c + R_c + R_E)(r_\pi + R_E)}$$

برای محاسبه B از شکل «۷۲» :

$$-۹۳) \quad B = \frac{V_f}{i_o} = -R_E$$

پس:

$$-۹۴) \quad K = 1 + G_m B = 1 + \frac{\beta . r_c . R_E}{(r_c + R_c + R_E)(r_\pi + R_E)}$$

$$G_{mf} = \frac{G_m}{K} \quad , \quad R_{if} = K R_i' \quad , \quad R_{of} = K R_o'$$

از شکل «۷۳» :

$$R_i' = R_E + r_\pi$$

$$R_o' = R_E + r_c$$

توجه : همانطورکه میدانیم مهمترین کمیت درحل مسائل فیدبک ، ضریب فیدبک میباشد. رابطه (۹٤) این ضریب را برای حالت کلی ارائه میدهد. برای حالت خاص که اکثراً نیز درعمل پیش میاید :

$r_c \gg R_c + R_E$

$$K = 1 + \frac{\beta . R_E}{(1 + \frac{R_c + R_E}{r_c})(r_\pi + R_E)}$$

به عبارت دیگر:

$$K \approx 1 + \frac{\beta R_E}{r_\pi + R_E} \quad (۹۴-\text{الف})$$

و درصورتیکه $\frac{R_E}{\beta} \ll r_e$ باشد: (مقایسه با رابطه «۲۷»)

$$K \approx 1 + \frac{R_E}{r_e} \quad (۹۴-\text{ب})$$

واگر $\frac{R_E}{\beta} \gg r_e$ باشد:

$$K \approx \beta \quad (۹۴-\text{ج})$$

برای محاسبه A_{vf}:

$$A_{vf} = \frac{v_o}{v_s} = \frac{i_o R_c}{v_s} = G_{mf} R_c = \frac{G_m R_c}{K}$$

از (۹۲) و (۹۴)

$$A_{vf} = \frac{-\beta r_c R_c / (r_c + R_c + R_E)(r_\pi + R_E)}{1 + \beta r_c . R_E / (r_c + R_c + R_E)(r_\pi + R_E)}$$

به عبارت دیگر:

$$A_{vf} = \frac{-\beta . r_c . R_c}{(r_c + R_c + R_E)(r_\pi + R_E) + \beta r_c R_E} \quad (۹۵-)$$

وبا توجه به اینکه درمدارهای واقعی $r_c \gg R_c > R_E$

$$A_{vf} = \frac{-\beta R_c}{(1 + \frac{R_c + R_E}{r_c})(r_\pi + R_E) + \beta . R_E}$$

$$A_{vf} \approx \frac{-\beta . R_c}{r_\pi + (1 + \beta) R_E} \quad (۹۵-\text{الف})$$

وازآنجائیکه برای ترانزیستورهای معمولی: $\beta \gg 1$ به عبارت دیگر $\beta \approx \beta + 1$

$$A_{vf} = \frac{-R_c}{\frac{r_\pi}{\beta} + \frac{1+\beta}{\beta} R_E} \approx -\frac{R_c}{r_e + R_E} \quad (۹۵-\text{ب})$$

(مقایسه با رابطه «۲۶»)

برای مثال طبق کاتالوگ برای ترانزیستورهایی مشابه BC107 به ازاء $I_c = 2\ mA$ ، $\beta = 220$ ، $r_\pi = 2.7K$ و $r_c = 50K$ میباشد. از آنجائیکه برای این ترانزیستور $V_{CE\,max} = 45V$ است. پس همیشه باید

$$R_c + R_E < \frac{45V}{2mA} = 22K$$

که دراکثر موارد عادی به ازاء این جریان نقطه کار : $R_C \leqslant 10K$ و $R_E \leqslant 1K$ خواهد بود.

حال با این مفروضات مقادیر دقیق و تقریبی را محاسبه و مقایسه میکنیم:

از (۹۴) :
$$K = 1 + \frac{220 \cdot 50K \cdot 1K}{(50K + 10K + 1K)(2.7K + 1K)} = 49.74 \simeq 50$$

از (۹۵) :
$$A_{Vf} = \frac{-220 \cdot 50K \cdot 10K}{(50K + 10K + 1K)(2.7K + 1K) + 220 \cdot 50K \cdot 1K} = -9.799 \approx -9.8$$

$R_i' = 1K + 2.7K = 3.7K$ ، $R_o' = 1K + 50K = 51K$

$R_{if} = 50 \cdot 3.7K = 185K$ ، $R_{of} = 50 \times 51 = 2550K$

$R_i = R_{if} \parallel R_1 \parallel R_2 = 9.49K$ ، $R_o = R_{of} \parallel R_C = 9.954K$

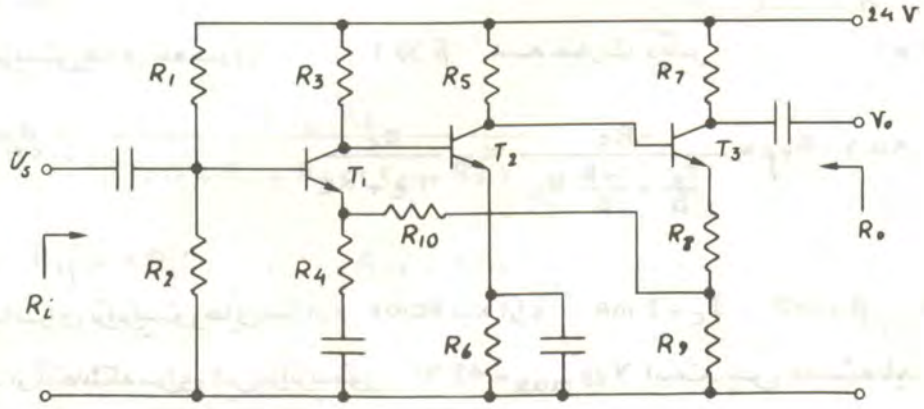
مقادیر تقریبی : $A_V \simeq \frac{R_C}{R_E} = 10$ ، $R_o \simeq R_C = 10K$ ، $R_i \simeq R_1 \parallel R_2 = 10K$

با حتی : $R_o = 10K$ ، $R_i \simeq R_1 \parallel R_2 \parallel \beta R_E = 10K \parallel 220K = 9.56K$

$$A_V = \frac{R_C}{R_E + r_e} = \frac{10K}{1K + \frac{2.7K}{220}} \simeq 9.88$$

بنابراین مشاهده میشود دقت مقادیر تقریبی خیلی بیشتر از دقت المانهای بکاربرده میباشند. (خطا کمتر از 0.5% برای R_o وکمتر از 2% برای A_V !)

مثال ۴۷ : مطلوبست محاسبه $A_V = \frac{V_o}{V_s}$ ، R_i و R_o . با فرض $\beta_1 = 100$ ، $\beta_2 = \beta_3 = 200$



شکل «۷۴»

$R_4 = R_9 = 1K$ ، $R_3 = 180K$ ، $R_2 = 100K$ ، $R_1 = 560K$ ، $V_{BE_1} = V_{BE_2} = V_{BE_3} = 0.6V$

$R_8 = 3.9K$ ، $R_7 = 4.7K$ ، $R_6 = R_{10} = 10K$ ، $R_5 = 27K$

حل: دراین مثال میخواهیم باپاسیگ مدارهای فیدبک دار را نیز بررسی کنیم. درحالت کلی چون تمام جریانها و ولتاژها بهم وابسته هستند، برای پیدا کردن مقادیر جریانها از روش کلاسیک احتیاج به تشکیل یک سیستم چند معادله، چند مجهول است که کاری بسیار طولانی و پراشتباه خواهد بود.

راه حلی که درچنین مواقع با دقت خوب ونسبتاً سریع به جواب میرسد، روش سعی وخطا است.[1] بدین معنی که با توجه به فیزیکی بودن مسئله با استفاده از اصولی که به احتمال زیاد طراح مسئله درنظرگرفته است یک مقدار اولیه ای تخمین میزنیم وجوابی براین اساس بدست میاوریم که این جواب، درصورتیکه طرح مسئله و مفروضات ما صحیح پایه گذاری شده باشند، به مقدار واقعی، نسبت به تخمین اولیه نزدیکتر است. اگربار دیگر مقدار بدست آورده را بکاربریم، جواب دوم به مقدار واقعی نزدیکترخواهد بود، الی آخر. معمولاً با یک یا دوبار بکار بردن این روش مقداری خیلی نزدیک به مقدار واقعی بدست خواهد آمد:

درمورد این مسئله، اولین فرض اصولی این است که $I_{B_1} \ll I_{R_1}$ باشد. دراین صورت:

$$V_{B_1} = V_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \simeq 3.6\,V$$

$$V_{E_1} = V_{B_1} - V_{BE} = 3\,V$$

حلقه فیدبک DC توسط R_{10} بسته میشود ودومین فرض اصولی این است که افت ولتاژ دوسراین مقاومت کم باشد. حتی برای مثال فرض میکنیم:

$$V_{R_{10}} = 0\,V \longrightarrow V_{R_9} = V_{E_1} = 3\,V$$

با این فرض:

$$I_{C_3} \simeq I_{R_9} = \frac{V_{R_9}}{R_9} = \frac{3V}{1K} = 3\,mA$$

پس:

$$V_{B_3} = V_{BE_3} + I_{C_3}(R_8 + R_9) = 0.6\,V + 3\,mA\,(3.9K + 1K) = 15.3\,V$$

$$I_{C_2} \simeq I_{R_5} = \frac{V_{CC} - V_{B3}}{R_5} = \frac{24V - 15.3V}{27K} = 322\,\mu A$$

$$V_{E_2} \simeq I_{C_2} \cdot R_6 = 322\,\mu A \cdot 10K = 3.22\,V$$

---

① Try and Error

$$V_{B_2} = V_{E_2} + V_{BE} = 3.22\,V + 0.6\,V = 3.82\,V$$

$$I_{C_1} \simeq I_{R_3} = \frac{V_{R_3}}{R_3} = \frac{V_{CC} - V_{B_2}}{R_3} = \frac{(24 - 3.82)\,V}{180\,K} = 112\,\mu A$$

$$I_{B_1} = \frac{I_{C_1}}{\beta} = \frac{112\,\mu A}{100} \simeq 1.1\,\mu A$$

$$I_{R_1} \approx \frac{V_{CC}}{R_1 + R_2} = \frac{24\,V}{560\,K + 100\,K} = 36.4\,\mu A \gg I_{B_1}$$

پس فرض اولی درست بود!

$$V_{R_{10}} = I_{C_1} \cdot R_{10} = 112\,\mu A \cdot 10\,K = 1.12\,V$$

پس فرض دوم زیاد صحیح نبود وباید آنرا اصلاح کرد. یعنی:

$$V_{R_9} = V_{E_1} - V_{R_{10}} = 3V - 1.12\,V = 1.88\,V$$

$$I_{R_9} = \frac{V_{R_9}}{R_9} = \frac{1.88\,V}{1K} = 1.88\,mA$$

$$I_{C_3} \simeq I_{R_9} = 1.88\,mA$$

وآگربا این فرض جدید، مسئله را یکبار دیگرحل کنیم به $I_{C_3} = 2\,mA$ که جواب واقعی است، خواهیم رسید (با فرض $I_{C_3} = 1.88\,mA$ نیزخطا فقط حدود 5% وقابل اغماض خواهدبود!)

با درنظرگرفتن $I_{C_3} = 2\,mA$:

$$V_{E_3} = 2\,mA\,(1 + 3.9)\,K = 9.8\,V$$

$$V_{B_3} = 10.4\,V \quad , \quad I_{C_2} = 0.5\,mA \quad , \quad V_{E_2} \simeq 5\,V$$

$$V_{B_2} = 5.6\,V \quad , \quad I_{C_1} = 100\,\mu A \quad , \quad I_{B_1} = 1\,\mu A$$

وازآنجا:

$$r_{e_3} = 13\,\Omega \quad , \quad r_{\pi_3} = 2.5\,K$$

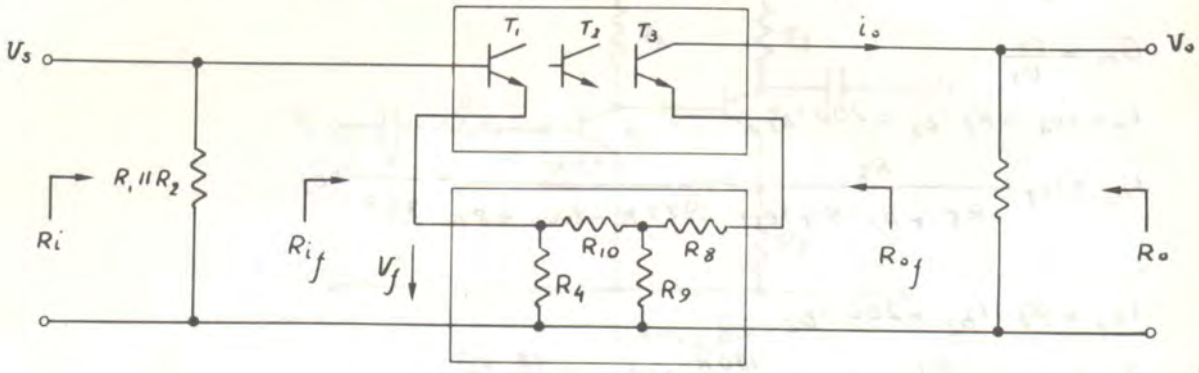
$$r_{e_2} = 50\,\Omega \quad , \quad r_{\pi_2} = 10\,K$$

$$r_{e_1} = 250\,\Omega \quad , \quad r_{\pi_1} = 25\,K$$

بدست میاید. برای بررسی مشخصات AC مدار طبق شکل «۷۵» مدل فیدبک رابررسی میکنیم:

همانطورکه مشاهده میشود، شبکه فیدبک شامل مقاومتهای R_4 ، R_8 ، R_9 و R_{10} میباشد. نوع فیدبک نیزجریان - سری است. پس:

$$B = \frac{V_f}{i_o} \quad , \quad A = \frac{i_o}{V_s} = G_m$$



شکل «۷۵»

با علم براینکه فیدبک منفی است ، برای سادگی محاسبات قدر مطلق مقادیر را درنظر میگیریم :

داریم :

$$V_f = i_{R_4} \cdot R_4$$

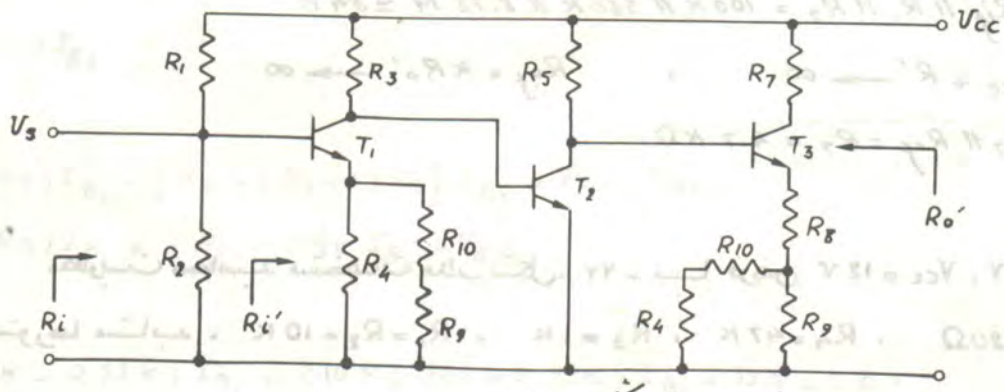
واز رابطه تقسیم جریان :

$$i_{R_4} = i_o \frac{R_9}{(R_{10} + R_4) + R_9}$$

پس :

$$B = \frac{V_f}{i_o} = \frac{R_4 \cdot R_9}{R_4 + R_9 + R_{10}} = \frac{1K \cdot 1K}{1K + 1K + 10K} = \frac{1}{12} K\Omega$$

برای محاسبه G_m مدار تقویت کننده را بدون درنظرگرفتن اثر فیدبک ولی اثر بارگذاری مقاومتهای آن از شکل «۷۴» بدست میاوریم . (شکل «۷۶»)



شکل «۷۶»

$$R = R_4 \parallel (R_9 + R_{10}) = 1K \parallel (1K + 10K) \simeq 917\,\Omega$$

$$R' = R_8 + (R_9 \parallel (R_4 + R_{10})) = 3.9K + (1K \parallel (1K + 10K)) \simeq 4.8K$$

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

$$i_o = i_{c_3} = \beta_3 i_{b_3} = 200\, i_{b_3}$$

$$i_{b_3} = i_{c_2} \frac{R_5}{R_5 + \beta_3 (R' + r_{e_3})} = \frac{27K}{27K + 200 \cdot 4.8K} = \frac{9}{329} i_{c_2}$$

$$i_{c_2} = \beta_2 \cdot i_{b_2} = 200\, i_{b_2}$$

$$i_{b_2} = i_{c_1} \frac{R_3}{R_3 + r_{\pi_2}} = \frac{180K}{180K + 10K} i_{c_1} = \frac{18}{19} i_{c_1}$$

$$i_{c_1} = \beta_1 i_{b_1} = 100\, i_{b_1}$$

$$i_{b_1} = \frac{V_s}{R_i'}$$

$$R_i' = r_{\pi_1} + \beta_1 R = 25K + 100 \cdot 917\,\Omega = 116.7K$$

از روابط فوق :

$$G_m = 200 \cdot \frac{9}{329} \cdot 200 \cdot \frac{18}{19} \cdot 100 \cdot \frac{1}{116.7K} \simeq 890\ mA/V$$

$$K = 1 + G_M B = 1 + 890\ mA/V \cdot \frac{1}{12} K\Omega \simeq 75$$

$$G_{M_f} = \frac{G_M}{K} = \frac{890\ mA/V}{75} \simeq 11.87\ \frac{mA}{V}$$

$$A_{V_f} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{i_o R_7}{V_s} = G_{M_f} \cdot R_7 = 11.87\ \frac{mA}{V} \times 4.7\ K \simeq 55.8$$

$$R_i' = 116.7K \longrightarrow R_{if} = 116.7K \times 75 \simeq 8.75\ M\Omega$$

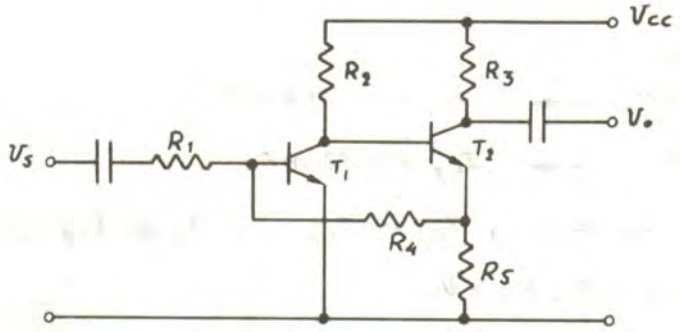
$$R_i = R_{if} \parallel R_1 \parallel R_2 = 100K \parallel 560K \parallel 8.75M \simeq 84K$$

$$R_o' = r_{ce} + R' \longrightarrow \infty \quad , \quad R_{of} = K R_o' \longrightarrow \infty$$

$$R_o = R_7 \parallel R_{of} = R_7 = 4.7\ K\Omega$$

مثال ٤٨ : مطلوبست محاسبه مشخصات مدار شکل ٢٢ ، با فرض $V_{BE} = 0.6V$ ، $V_{CC} = 12V$

$\beta = 200$ ترانزیستورها مشابه ، $R_1 = R_2 = 10K$ ، $R_3 = 1K$ ، $R_4 = 47K$ ، $R_5 = 220\Omega$



شکل « ۷۷ »

حل: برای پیدا کردن جریانهای کلکتورها چون شبکه نسبتاً ساده است ، میخواهیم از راه حل دقیق استفاده کنیم . درضمن برای مقایسه راه حلهای تقریبی و سعی وخطا را نیز ارائه دهیم .

الف ـ برای پیدا کردن I_{c_1} و I_{c_2} دو رابطه اصلی زیر را درنظر میگیریم :

$$\begin{cases} V_{R_2} + V_{BE_2} + V_{E_2} = V_{cc} \\ V_{E_2} = V_{BE_1} + V_{R_4} \end{cases}$$

با جانشین کردن :

$$V_{R_2} = R_2 (I_{c_1} + I_{B_2})$$

$$V_{E_2} = R_5 (I_{E_2} - I_{B_1})$$

$$V_{R_4} = I_{B_1} \cdot R_4$$

$$I_{c_1} = \beta_1 \cdot I_{B_1}$$

$$I_{E_2} = (\beta_2 + 1) I_{B_2}$$

دو معادله زیر بدست میاید :

$$\begin{cases} (\beta R_2 - R_5) I_{B_1} + [R_2 + (\beta_2 + 1) R_5] I_{B_2} = V_{cc} - V_{BE_2} \\ -(R_4 + R_5) I_{B_1} + (\beta_2 + 1) R_5 I_{B_2} = V_{BE_1} \end{cases}$$

$$\begin{cases} (200 \cdot 10K - 0.22K) I_{B_1} + (10K + 201 \times 0.22K) I_{B_2} = 12V - 0.6V \\ -(47K + 0.22K) I_{B_1} + 201 \times 0.22K \times I_{B_2} = 0.6V \end{cases}$$

$$\begin{cases} 1999.78\, I_{B_1} + 54.22\, I_{B_2} = 11.4 \\ -47.22\, I_{B_1} + 44.22\, I_{B_2} = 0.6 \end{cases}$$

ازحل سیستم بالا :

$$\begin{cases} I_{B_1} = 5.182\ \mu A \longrightarrow I_{C_1} = 1.0364\ mA \\ I_{B_2} = 19.1\ \mu A \longrightarrow I_{C_2} = 3.82\ mA \end{cases}$$

ب: با درنظرگرفتن اینکه درعمل $I_{B_1} \ll I_{C_2}$ و $I_{B_2} \ll I_{C_2}$ و $I_E \simeq I_C$

$$\begin{cases} I_{C_1} R_2 + V_{BE_2} + I_{C_2} R_5 = V_{CC} \\ I_{C_2} R_5 = I_{B_1} \cdot R_4 + V_{BE_1} \end{cases}$$

$$\begin{cases} 10\, I_{C_1} + 0.22\, I_{C_2} = 11.4 \\ 0.22\, I_{C_2} = \frac{47}{200} \cdot I_{C_1} + 0.6 \end{cases} \longrightarrow \begin{cases} I_{C_1} = 1.0745\ mA \\ I_{C_2} = 3.7[illegible]\ mA \end{cases}$$

ج: درروش سعی وخطا با فرض اولیه $V_{R_4} \simeq 0$:

$$\text{I} \begin{cases} I_{C_1} = \dfrac{V_{CC} - V_{BE_1} - V_{BE_2} - V_{R_4}}{R_2} = \dfrac{12 - 0.6 - 0.6 - 0}{10} = 1.08\ mA \\ I_{C_2} = \dfrac{V_{BE_1} + V_{R_4}}{R_5} = \dfrac{0.6 + 0}{0.22}\ mA = 2.73\ mA \end{cases}$$

با اصلاح V_{R_4}

$$V_{R_4} = \frac{I_{C_1}}{\beta_1} \cdot R_4 = \frac{1.08\,mA}{200} \cdot 47K = 0.2538\ V$$

$$\text{II} \begin{cases} I_{C_1} = \dfrac{12 - 0.6 - 0.6 - 0.2538}{10}\ mA = 1.055\ mA \\ I_{C_2} = \dfrac{0.6 + 0.2538}{0.22}\ mA = 3.88\ mA \end{cases}$$

$$V_{R_4} = \frac{1.055\ mA}{200} \cdot 47K = 0.248\ V$$

$$\text{III} \begin{cases} I_{C_1} = \dfrac{12 - 0.6 - 0.6 - 0.248V}{10}\ mA = 1.055\ mA \\ I_{C_2} = \dfrac{0.6 + 0.248}{0.22}\ mA = 3.85\ mA \end{cases}$$

پیدا شود درمرحله اول I_{C_1} نسبتاً دقیق بدست میاید و I_{C_2} درمرحله دوم جواب نسبتاً

کلاً محاسبه مرحله سوم الزامی نبود! مقایسه مقادیر تقریبی با مقدار واقعی :

$$\frac{\Delta I_{C_1}}{I_{C_1}} = \frac{1.0746 - 1.0364}{1.0364} \simeq 3.8\,\%$$

$$\frac{\Delta I_{C_2}}{I_{C_2}} = \frac{3.875 - 3.82}{3.82} = 1.44\ \%$$

روش سعی وخطا :

مرحله اول :

$$\frac{\Delta I_{C_1}}{I_{C_1}} = \frac{1.08 - 1.0364}{1.0364} = 4.2\ \%$$

$$\frac{\Delta I_{C_2}}{I_{C_2}} = \frac{2.73 - 3.82}{3.82} = -28.5\ \%$$

مرحله دوم :

$$\frac{\Delta I_{C_1}}{I_{C_1}} = \frac{1.055 - 1.0364}{1.0364} = 1.8\ \%$$

$$\frac{\Delta I_{C_2}}{I_{C_2}} = \frac{3.88 - 3.82}{3.82} = 1.57\ \%$$

مرحله سوم :

$$\frac{\Delta I_{C_1}}{I_{C_1}} = \frac{1.055 - 1.0364}{1.0364} = 1.8\ \%$$

$$\frac{\Delta I_{C_2}}{I_{C_2}} = \frac{3.85 - 3.82}{3.82} = 0.78\ \%$$

توجه شود که درعمل احتیاجی به چنین محاسباتی نمیباشد . هدف از این مثال فقط یک اثبات عینی بود که در صورت لزوم بخصوص برای مدارهای مفصلتر ، روش سعی وخطا ، بخصوص برای تخمین زدن ، یک روش ساده ومناسبی میباشد. توجه کنید که اهمیت I_{C_1} دراین مدار از I_{C_2} بیشتراست. زیرا T_1 فیدبک جزئی ندارد وضریب تقویت آن به r_{e_1} به عبارت دیگر I_{C_1} بستگی دارد . درصورتیکه T_2 دارای فیدبک جزئی (R_5) بوده ضریب تقویت به $R_5 + r_{e_2}$ بستگی دارد که چون $R_5 \gg r_{e_2}$ عملاً به r_{e_2} به عبارت دیگر I_{e_2} وابسته نیست. با تمام این تفاصیل :

$$I_{C_1} = 1\ mA \longrightarrow r_{e_1} = 25\ \Omega \quad , \quad r_{\pi_1} = 5\ K\Omega$$

و

$$I_{C_2} = 4\ mA \longrightarrow r_{e_2} = 7\ \Omega \quad , \quad r_{\pi_2} = 1.4\ K\Omega$$

درنظر گرفته می شوند. نوع فیدبک جریان موازی است.

برای محاسبه B : (رابطه تقسیم جریان)

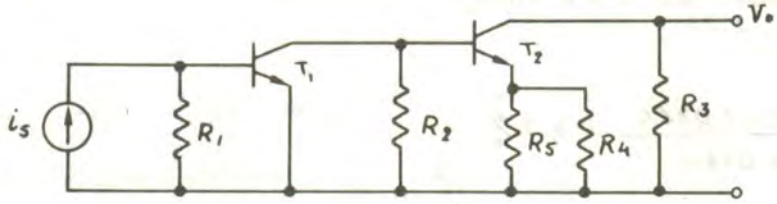
$$B = \frac{i_f}{i_o} = \frac{R_5}{R_4 + R_5}$$

$$B = \frac{0.22}{47 + 0.22} = 466 \cdot 10^{-3}$$

برای محاسبه A از شکل « ۷۸ » کمک میگیریم :

$$A = \frac{i_o}{i_s} = \frac{i_{c_2}}{i_s} = \frac{i_{c_2}}{i_{b_2}} \cdot \frac{i_{b_2}}{i_{c_1}} \cdot \frac{i_{c_1}}{i_{b_1}} \cdot \frac{i_{b_1}}{i_s}$$

$$\frac{i_{c_2}}{i_{b_2}} = \beta_2 = 200$$



شکل ۷۸

$$\frac{i_{b_2}}{i_{c_1}} = \frac{R_2}{R_2 + (r_{\pi_2} + \beta_2 (R_5 \| R_4)} = \frac{10K}{10K + (1.4K + 200(220 \| 47K)} \simeq \frac{10}{54}$$

$$\frac{i_{b_1}}{i_s} = \frac{R_1}{R_1 + r_{\pi_1}} = \frac{10K}{10K + 5K} = \frac{2}{3}$$

$$A = A_I = 200 \cdot \frac{10}{54} \cdot 200 \cdot \frac{2}{3} = 4938$$

$$K = 1 + A_I B = 1 + 4938 \times 4.66 \times 10^{-3} = 24$$

$$R_i' = R_1 \| r_{\pi_1} = 10K \| 5K = 3.33K$$

$$R_o' = r_{ce} + R_4 \| R_5 \longrightarrow \infty$$

$$A_{If} = \frac{A_I}{K} = \frac{4938}{24} = 205.75$$

$$R_{if} = \frac{R_i'}{K} = \frac{3.33K}{24} = 140\Omega$$

$$R_{of} = R_o' \cdot K \longrightarrow \infty$$

$$A_{Vf} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{R_c \cdot i_o}{R_s \cdot i_s} = \frac{R_c}{R_s} \cdot A_{if} = \frac{1K}{10K} \cdot 205.75 \simeq 20.5$$

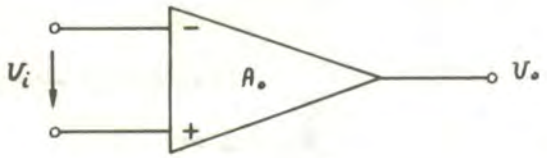
$$R_i = R_{if} + R_s = 140\Omega + 10K = 10.14K$$

$$R_o = R_{of} \| R_c = \infty \| 1K = 1K$$

۶-۳-۲- محاسبه تقریبی مدارهای فیدبک دار:

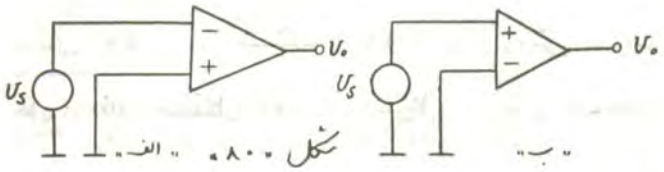
روش ذکر شده برای تقویت کننده های فیدبک شده روش اصولی و دقیق بود ولی بواسطه تنوع (چهار نوع مختلف) و راه نسبتاً طولانی اغلب پس از صرف وقت بسیار جواب حاصله دارای اشتباه نیز هست. گذشته از آن به علت تغییرات مشخصات ترانزیستور خطای حاصله از این تغییرات از دقت محاسبه بیشتر است. برای مثال اگر β ترانزیستورها در مسئله قبل ±50% تغییر کند (مطلبی که به واقعیت خیلی نزدیک است) یعنی از 100 تا

300 باشد ، K از 6.75 تا 52.77 تغییر خواهد کرد! درصورتیکه $K \gg 1$ به عبارت دیگر $A_0B \gg 1$ باشد $A_f = \frac{1}{B}$ ، R_{of} ، R_{i_0} به سمت صفر یا بینهایت میل کرده ، مشخصات مدار فقط توسط مقادیر مقاومتهای خارجی معین میشود. پس قبل از حل مسائل بهتر است اول تخمین بزنیم که $K \gg 1$ هست یا نه و اینکه چقدر بزرگتر از یک باشد ، بستگی به دقت محاسبه ما دارد. از آنجائیکه برای محاسبات معمولی ۱۰٪ خطا را مجاز میدانیم عملاً $K > 10$ برای ما بینهایت حساب میشود. از طرف دیگر چون اغلب موارد ضریب تقویت ولتاژ برای ما مهم است، میتوانیم با مجهول معاون گرفتن هر چهار نوع تقویت کننده را به تقویت کننده (های) ولتاژ تبدیل کنیم. اگر تقویت کننده ولتاژ را مانند شکل « ۷۹ » نمایش دهیم ، دو نوع تقویت کننده ولتاژ میتوانیم داشته باشیم.



شکل « ۷۹ »

۱) اگر ورودی + زمین شود و منبع سیگنال به ورودی (−) اعمال شود ولتاژ خروجی 180° با ولتاژ منبع اختلاف فاز خواهد داشت. به عبارت دیگر ولتاژ خروجی معکوس ولتاژ ورودی خواهد بود. مثلاً تعداد فردی تقویت کننده امیتر مشترک دنبال هم . به این تقویت کننده، تقویت‌کننده معکوس ① گویند. (شکل ۸۰ - الف)



شکل « ۸۰ »

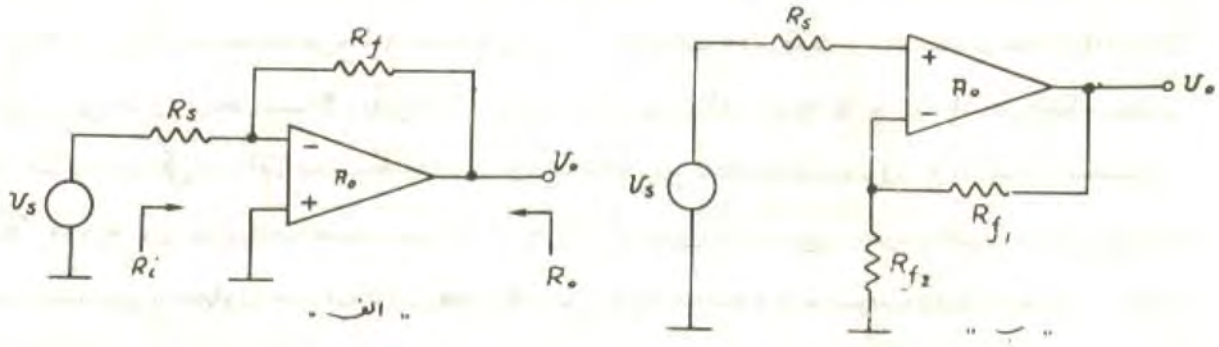
۲) اگر مانند شکل (۸۰ - ب) ورودی + به منبع ورودی − به زمین وصل شوند ، ولتاژ خروجی با ولتاژ ورودی همفاز خواهد بود. به این تقویت کننده تقویت کننده غیرمعکوس ② گویند. مثلاً هرگاه تعداد زوجی تقویت کننده امیتر مشترک دنبال هم ببندیم چنین تقویت کننده ای خواهیم داشت. از آنجائیکه برای فیدبک منفی سیگنال فیدبک شده باید با ورودی اعمال شده 180° اختلاف فاز داشته باشد، دو نوع مدار فیدبک شده بوجود میاید که این مدارها نیز تقویت کنندهٔ معکوس (شکل ۸۱ - الف) و تقویت کنندهٔ غیرمعکوس (شکل ۸۱-ب) نامیده میشوند. درحالت ایده‌آل که $A_0 \to \infty$ ، برای مدار (۸۱ - الف) :

$$A_{vf} = \frac{V_0}{V_s} = -\frac{R_f}{R_s} \quad , \quad R_{if} \to 0 \quad , \quad R_{of} \to 0$$

---

① Inverting Amplifier

② Non-Inverting Amplifier



« الف » « ب »

شکل «۸۱»

و برای مدار «۸۱ - ب» :

$$A_{vf} = \frac{V_o}{V_s} = 1 + \frac{R_{f1}}{R_{f2}} \quad , \quad R_{if} \longrightarrow \infty \quad , \quad R_{of} \longrightarrow \infty$$

اثبات روابط فوق بسادگی از مطالب ارائه شده در مورد فیدبک امکان پذیر است.

برای مثال چندتا از مسائل قبل را از روش تقریبی حل میکنیم:

مثال ۴۹ : مسئله «۴۴» را از روش تقریب حل کنید.

حل: مقایسه شکل «۶۶» با شکل «۸۱» مشخص میکند که نوع تقویت کننده غیرمعکوس است و نیز:

$$R_{f1} = R_6 \quad , \quad R_{f2} = R_5$$

بنابراین:

$$A_{vf} \approx 1 + \frac{R_6}{R_5} = 1 + \frac{4.7K}{100\Omega} \simeq 48$$

$$R_{if} \longrightarrow \infty \qquad R_i \simeq R_1 \parallel R_2 = 150K \parallel 47K \simeq 35.5K$$

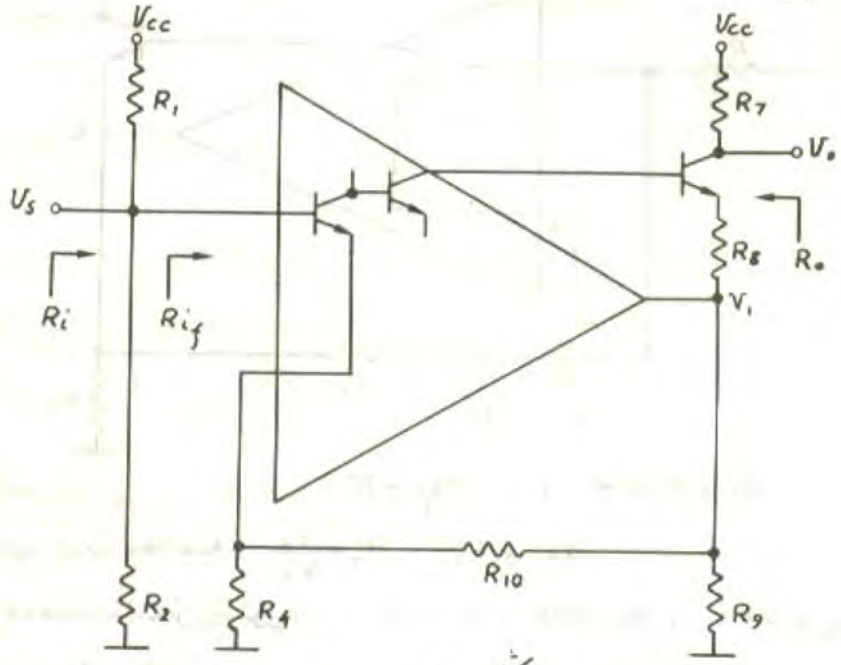
$$R_{of} \longrightarrow 0$$

با مقایسه با مقادیر دقیق $A_{vf} = 45.5$ و $R_i = 27K$ و $R_o = 128\Omega$ نتیجه میگیریم ضریب تقویت ولتاژ که مهمترین مشخصه است با دقت نسبتاً خوب ($E_r \simeq 5\%$) حاصل میشود و از آنجائیکه وابستگی R_i و R_o به K بیشتر از A است. با توجه به خطای K براثر تغییرات مشخصات ترانزیستورها مقادیر بدست آمده خیلی از مرحله پرت نیستند. برای پیدا کردن مقدار R_o باید K را محاسبه کرد!

مثال ۵۰ : مسئله «۴۷» را از روش تقریب حل کنید.

حل - این مدار مستقیماً با هیچکدام از مدارهای شکل «۸۱» قابل مقایسه نیست. زیرا نوع تقویت کننده تقویت کننده ولتاژ نمیباشد. (فیدبک جریان سری و درنتیجه تقویت کننده باید از نوع هدایت تقابلی باشد!) ولی اگر خروجی را به عنوان مجهول معادله بین R_8 و R_9 در نظر بگیریم (شکل «۸۲» مدار باز بصورت

مدار غیرمعکوس درمیاید.



شکل «۸۲»

پس: $A'_{Vf} = \frac{V_1}{V_S} = 1 + \frac{R_{10}}{R_4}$ ، $R_i = R_1 \parallel R_2$

به عبارت دیگر:

$$A_{V_S} = \frac{V_o}{V_S} = \frac{V_o}{V_1} \cdot \frac{V_1}{V_S} = \frac{R_7}{R_9 \parallel (R_{10}+R_4)} \cdot \left(1 + \frac{R_{10}}{R_4}\right) = \frac{4.7K}{1K \parallel 11K}\left(1 + \frac{10K}{1K}\right) = 56.4$$

$$R_i = R_1 \parallel R_2 = 560K \parallel 100K = 84.85\ K$$

$$R_o = R_7 = 4.7\ K\Omega$$

مقایسه با مقادیر دقیق: $A_V = 55.8$ ، $R_i = 84K$ ، $R_o = 4.7K$! (خطا حدود ۱٪ !)

مثال ۵۱: مسئله «۴۸» را با تقریب حل کنید.

حل: این مدار نیز بطور مستقیم به هیچکدام از شکلهای «۸۱» نمیخورد ولی با مجهول معاون گرفتن E_2 به عنوان خروجی (شکل «۸۳») مدار تبدیل به یک تقویت کننده ولتاژ (معکوس کننده) میشود.

دراین مدار نیز:

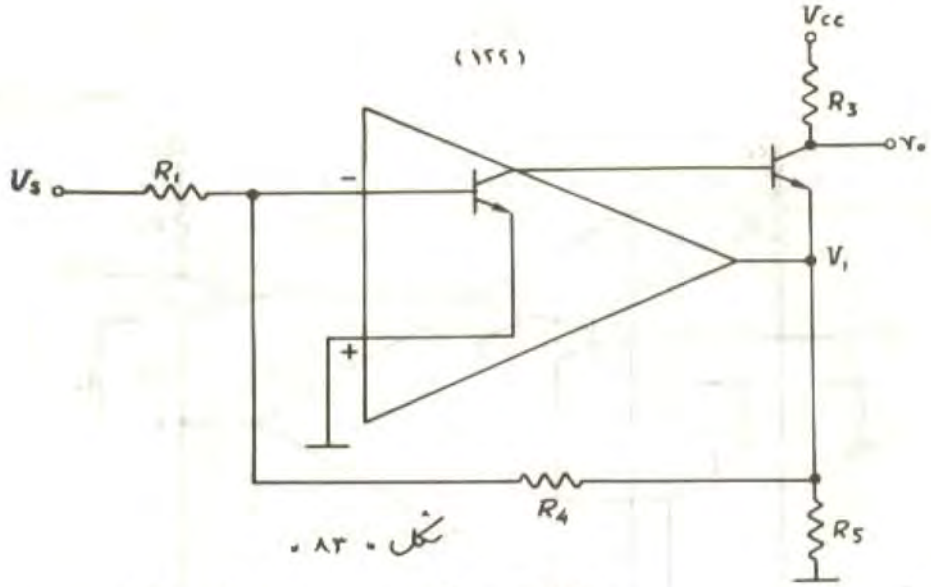
$$A'_{Vf} = \frac{V_1}{V_S} = \frac{R_4}{R_1}$$

$$R_{if} \longrightarrow 0$$

$$A_{V_S} = \frac{V_o}{V_S} = \frac{V_o}{V_1} \cdot \frac{V_1}{V_S} = \frac{R_3}{R_4 \parallel R_5} \cdot \frac{R_4}{R_1} = \frac{1}{47 \parallel 0.22} \cdot \frac{47}{10} \simeq 21.4$$

$$R_i = R_1 + R_{if} \simeq R_1 = 10K$$

$$R_o \simeq R_3 = 1K$$



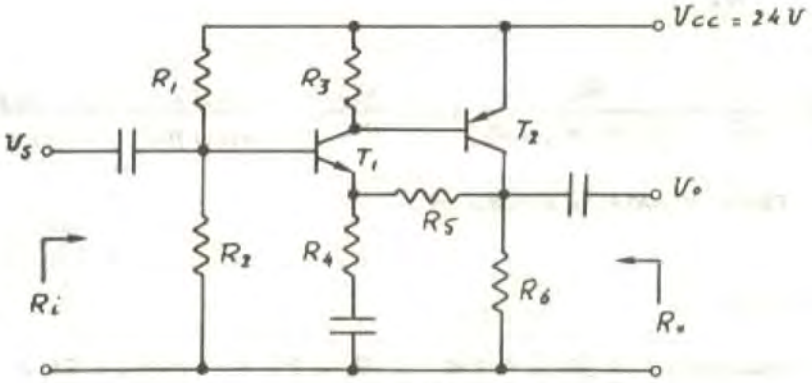
شکل «۸۳»

مقایسه با مقادیر دقیق : $A_{V_f} = 20.6$ ، $R_i = 10.4\,K$ ، $R_o = 1K$!

مثال ۵۲ : مطلوب است محاسبه $A_V = \frac{V_o}{V_s}$ ، R_i و R_o.

در مدار شکل «۸۴» مشخصات ترانزیستورها : $\beta_1 = 100$ ، $\beta_2 = 200$ ، $V_{BE} = 0.6\,V$ ، $r_{ce} \to \infty$

$R_1 = R_2 = 1M$ ، $R_3 = 5.6\,K$ ، $R_4 = 2.2\,K$ ، $R_5 = R_6 = 10K$



شکل «۸۴»

حل: این مدار یکی از متداولترین مدارهای تقویت کننده ولتاژ است که به صور مختلف در تقویت کننده ها و بخصوص به عنوان راه انداز① در تقویت کننده های قدرتی مورد استفاده قرار میگیرد. نوع فیدبک ولتاژ سری بوده ، مقاومت ورودی تقویت کننده زیاد و مقاومت خروجی آن کم است. مشخصات تقریبی مدار :

$R_o \ll R_6 \parallel R_5 \simeq 5K$ ، $R_i \simeq R_1 \parallel R_2 \simeq 500K$ ، $A_{V_f} \simeq 1 + \frac{R_5}{R_4} \simeq 5.5$

---

① Driver

برای محاسبه مشخصات دقیقتر ابتدا باید نقطه کار را تخمین بزنیم :

$$V_{B_1} \simeq V_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 12\,V$$

$$I_{C_1} \simeq I_{R_3} = \frac{V_{BE2}}{R_3} = \frac{0.6\,V}{5.6\,K} \simeq 100\,\mu A$$

$$V_{R_6} \simeq V_{B_1} - V_{BE} - I_{C_1} . R_5 = 12\,V - 0.6\,V - 0.1\,mA \times 10\,K = 10.4\,V$$

$$I_{C_1} \simeq \frac{V_{R6}}{R_6} - I_{C_1} = \frac{10.4\,V}{10\,K} - 0.1\,mA \simeq 1\,mA$$

$$r_{e_1} \simeq 250\,\Omega \quad , \quad r_{\pi_1} = 25\,K \quad , \quad r_{e_2} = 25\,\Omega \quad , \quad r_{\pi_2} = 5\,K$$

محاسبه مشخصات دینامیکی :

$$A_{V_o} = A_{V_1} . A_{V_2} = \frac{R_3 \parallel r_{\pi_2}}{r_{e_1} + (R_4 \parallel R_5)} . \frac{R_6 \parallel (R_5 + R_4)}{r_{e_2}}$$

$$A_{V_o} = \frac{5.6\,K \parallel 5\,K}{250\,\Omega + (2.2\,K \parallel 10\,K)} . \frac{10\,K \parallel (10\,K + 2.2\,K)}{25\,\Omega} \simeq 1.3 \times 220 \simeq 285$$

$$B = \frac{R_4}{R_4 + R_5} = \frac{2.2\,K}{2.2\,K + 10\,K} \simeq 0.18$$

$$K = 1 + A_o B = 1 + 285 \times 0.18 = 52.3$$

$$A_{V_f} = \frac{A_{V_o}}{K} = \frac{285}{52.3} \simeq 5.5$$

$$R_i' = \beta_1 ((R_4 \parallel R_5) + r_{e_1}) = 100 ((2.2\,K \parallel 10\,K) + 250\,\Omega) \simeq 205\,K$$

$$R_{if} = K . R_i' = 57.3 \times 205 = 10.72\,M\Omega$$

$$R_i = R_1 \parallel R_2 \parallel R_{if} = 500\,K \parallel 10.72\,M = 478\,K \simeq 500\,K\ !$$

$$R_o' = R_6 \parallel (R_5 + R_4) = 10\,K \parallel (10\,K + 2.2\,K) \simeq 5.5\,K$$

$$R_{of} = \frac{R_o'}{K} = \frac{5.5\,K}{52.3} \simeq 105\,\Omega$$

$$R_o = R_{of} \simeq 100\,\Omega$$

چنانکه از این مثال برمیاید مقادیر تخمین A_V و R_i بخوبی با مقادیر دقیق مطابقت دارد و فقط R_o بخوبی قابل تخمین نیست که آنهم بخاطر وابستگی شدید R_o به K یا به عبارت دیگر β_2 ، مقدار دقیق R_o قابل محاسبه نمیباشد. برای مثال اگر β_2 از 200 به 100 تقلیل یابد $K = 32.6$ و $R_o = 160\,\Omega$ خواهد شد. ($A_V = 5.39$ و $R_i = 465\,K$)

یعنی با کاهش β_2 به میزان 50 ٪ ، تغییرات R_o 60 ٪ افزایش ، A_v 2 ٪ کاهش و R_i 2.7 ٪ کاهش خواهند داشت. β_1 مستقیماً بروی A_v و R_o اثر ندارد ولی تغییرات R_i به آن وابسته است. مثلاً با کاهش β_1 به میزان 50٪ از 100 به 50 ، R_i از 478K به 457K یعنی 4.4٪ کاهش خواهد داشت (که در این مثال ، مقدار فوق قابل اغماض است)

بنابراین در عمل مسائل را با فرض بزرگتر بودن β از یک مقدار ، حل کرده و مقاومت ورودی و خروجی را بدست میاورند. مثلاً در مثال بالا به ازاء : $\beta_1 > 100$ و $\beta_2 > 200$ ، $A_v \simeq 5.5$ ، $R_i > 478\ K$ $R_o < 100\Omega$ خواهد بود.

۷-۳-۲- طرح تقویت‌کننده‌های فیدبک‌دار

همانطور که قبلاً اشاره شد درطرح مدار از همان اصولی که در تجزیه و تحلیل مورد استفاده قرار میگیرند، استفاده میشود. منتهی در تحلیل مدار تمام مقادیر معلوم میباشد. درصورتیکه درطرح اغلب مقدار مجهولات از تعداد معلومات بیشتر است. بطوریکه طراح باید با تجربه و استعداد خود مقادیری برای مجهولات فرض نماید و سپس بروش سعی و خطا مقادیر فرض شده را اصلاح نماید. برای روشن شدن موضوع به ذکر مثال میپردازیم.

مثال ۵۳ :

با فرض مجهول بودن مقاومتها درمثال (۵۲) آنها را برای $V_{cc} = 12\ V$ ، $A_v \simeq 10$ ، $R_i \geqq 100K$ انتخاب نمایید. $\beta_1 = \beta_2 > 100$ فرض شوند.

حل: می بینیم که تعداد معلومات اصلی ۳ و تعداد مجهولات اصلی ۶ می باشد. یعنی باید یک سری مفروضات منطقی به معلومات مسئله اضافه کنیم. برای مثال برای اینکه به ازاء جریان مشخص I_{R_1} مقاومت ورودی موقعی بزرگترین مقدار خود را خواهد داشت که $R_1 = R_2$ باشد و یا اگر ماکزیمم دامنه خروجی را بخواهیم داشته باشیم باید $V_{R_6} \simeq \frac{V_{cc}}{2}$ باشد که البته این دو فرض باهم متناقض می باشند و ما باید فقط یکی را انتخاب کنیم. از آنجائیکه درمورد دامنه خروجی حرفی زده نشده ولی مقاومت ورودی مهم بوده است. پس فرض اول را درنظر میگیریم و از آنجائیکه :

$R_i \leqq R_1 \parallel R_2$

میباشد. پس :

$R_1 = R_2 = 220\ K\Omega$

انتخاب میشوند. البته به همین خوبی ممکن بود $R_1 = R_2 = 270K$ انتخاب شوند.

فرض بعد انتخاب نقطه کار ترانزیستور است. برای پایداری کافی و برای اینکه جریانهای بیس ها خطای زیادی درمحاسبات تقریبی ایجاد نکنند ، باید : $I_{B_1} \ll I_{R_1}$ و $I_{B_2} \ll I_{R_3}$.

پس:

$$I_{B_1} \leqslant \frac{1}{10} I_{R_1} = \frac{1}{10} \cdot \frac{V_{cc}}{2R_1} = \frac{12\,V}{20 \cdot 220\,K} = 2.72\ \mu A$$

بنابراین مثلاً $I_{B_1} = 2.5\ \mu A$ و درنتیجه $I_{C_1} = 250\ \mu A$ انتخاب میشوند. از آنجا:

$$R_3 = \frac{V_{R3}}{I_{R3}} \simeq \frac{V_{BE2}}{I_{C_1}} = \frac{0.6\,V}{250\,\mu A} = 2.4\,K \longrightarrow R_3 = 2.7\,K$$

به همین ترتیب:

$$I_{B_2} \ll I_{C_1} \longrightarrow I_{B_2} \simeq \frac{1}{10} I_{C_1} = 25\ \mu A \quad , \quad I_{C_1} = \beta_2 I_{B_2} = 2.5\,mA$$

R_5 مقاومت اصلی فیدبک است (هم در DC وهم در AC) بنابراین از طرفی هرقدر R_5 کوچکتر باشد بهتر است. زیرا هم فیدبک DC قویتر خواهد بود (پایداری بهتر) هم افت ولتاژ دوسرآن کمتر (دامنه خروجی بیشتر) ولی از طرف دیگر چون R_5 جزئی از مقاومت کلکتور T_2 را تشکیل میدهد، هرقدر کوچکتر باشد A_{v_0} به عبارت دیگر K هم کوچکتر خواهد بود. درعمل اگر شرط خاصی برای انتخاب R_5 نباشد معمولاً به عنوان یک قاعدهٔ سرانگشتی $V_{R5} \simeq 1V$ انتخاب میشود. پس:

$$R_5 = \frac{V_{R5}}{I_{R5}} \simeq \frac{1\,V}{I_{C_1}} = \frac{1\,V}{250\,\mu A} = 4\,K\Omega \longrightarrow R_5 = 3.9\,K$$

ازآنجائیکه $A_{v_f} \simeq 1 + \frac{R_5}{R_4} = 10$ باید باشد:

$$R_4 = \frac{1}{9} R_5 = \frac{3.9K}{9} \simeq 430\ \Omega \qquad \text{یا} \qquad R_4 = 390\ \Omega$$

$$R_6 = \frac{V_{R6}}{I_{R6}}$$

$$V_{R6} \simeq V_{B_1} - V_{BE_1} - I_{C_1} R_5 = 6\,V - 0.6\,V - 250\,\mu A \times 3.9\,K = 4.4\,V$$

$$I_{R6} \simeq I_{C_1} + I_{C_2} = 0.25\,mA + 2.5\,mA = 2.75\,mA$$

$$R_6 = \frac{4.4\,V}{2.75\,mA} = 1.6\,K \longrightarrow R_6 = 1.8\,K$$

تذکر ۱: برای استاندارد کردن مقاومتها باید همیشه درجهت بهبود مشخصات مدار تقریب زنیم نه به نزدیکترین مقدار! مثلاً نزدیکترین مقدار استاندارد E_{12} به $R_4 = 430\,\Omega$ ، $470\,\Omega$ و $390\,\Omega$ میباشد که اگرآنرا $470\,\Omega$ انتخاب کنیم ضریب تقویت کمتر از مقدار مطلوب واگر $390\,\Omega$ را انتخاب کنیم بیشتر از مقدار مطلوب خواهد شد. بنابراین $390\,\Omega$ انتخاب شده است.

همچنین دراستاندارد E_{12} برای $R_6 = 1.6\,K\Omega$ مقاومت $1.5\,K$ نزدیکتر است تا $1.8K$ ولی با بزرگتر انتخاب شدن آن هم A_{v_0} را بزرگتر کرده‌ایم، هم جریانها را کمتر درنتیجه پایداری بهتر!

تذکر ۲ : مقادیر محاسبه شده با این مفروضات ماکزیمم بارخروجی را با پایداری نسبتاً خوب ارائه میدهند ولی از آنجائیکه این شرط جزء صورت مسئله نبود ، اگر مصرف کم باطری برای ما مطلوب باشد ، می توانستیم جریانهای کلکتورها را مثلاً ۰.۱ و ۰.۵ میلی آمپر انتخاب کنیم. بنابراین مشاهده میشود تا زمانیکه مفروضات مسئله به اندازه کافی مشخص نباشد ، مسئله جوابهای متفاوتی خواهد داشت که البته دراین مسئله چون جریان مصرفی زیاد نیست ، همان مقادیر انتخاب شده معقول میباشند .

با فرض مقادیر انتخاب شده ، مشخصات مدار را حساب میکنیم :

$$A_{V_o} = \frac{R_3 \parallel r_{\pi_2}}{R_4 \parallel R_5} \cdot \frac{R_6 \parallel (R_5 + R_4)}{r_{e_2}}$$

$$A_{V_o} = \frac{2.7K \parallel 1K}{390\,\Omega \parallel 3.9K} \cdot \frac{1.8K \parallel (3.4K + 390\Omega)}{10\,\Omega} \simeq 260$$

$$B = \frac{R_4}{R_4 + R_5} = \frac{390\Omega}{390\Omega + 3.9K} = \frac{1}{11}$$

$$K = 1 + A_{V_o} \cdot B = 1 + \frac{260}{11} \simeq 24.5$$

$$A_{V_f} = \frac{A_{V_o}}{K} = \frac{260}{24.5} \simeq 10.6$$

$$R_i' = \beta_1 (r_{e_1} + (R_4 \parallel R_5)) = 100\,(100\,\Omega + (390\,\Omega \parallel 3.9\,K)) \simeq 45.5\,K$$

$$R_{i_f} = K \cdot R_i' = 24.5 \times 45.5\,K \simeq 1115\,K$$

$$R_i = R_{i_f} \parallel R_1 \parallel R_2 = 1115\,K \parallel 220K \parallel 220K \simeq 100.12\,K\Omega$$

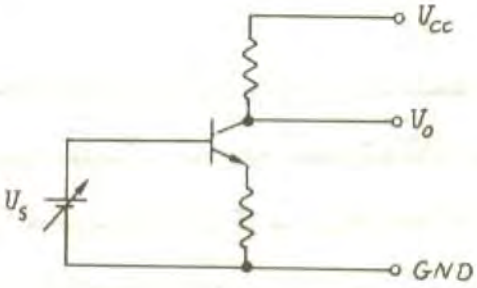
$$R_o' = R_6 \parallel (R_5 + R_4) = 1.8K \parallel (3.9K + 390\,\Omega) \simeq 1.27\,K$$

$$R_o = R_{o_f} = \frac{R_o'}{K} = \frac{1.27K}{24.5} \simeq 52\,\Omega$$

چنانکه ملاحظه میشود خواسته های مدار برآورده شده است ولی بخاطر تولرانس المانها ، درصورتیکه مقاومت ورودی $100K\Omega$ الزامی باشد ، بدون هیچگونه تغییری درسایر مقاومتها : $R_1 = R_2 = 270\,K$ اصلاح میشود . دراین صورت $R_i = 120K$ بدست میاید .

۳- تقویت کننده تفاضلی①

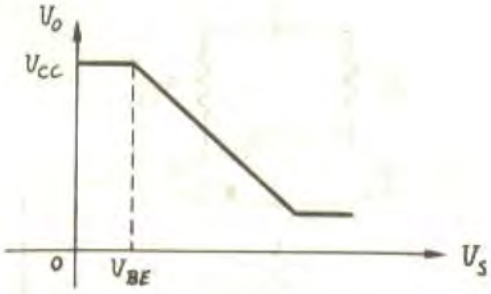
تقویت کننده هائی که تاکنون مورد بررسی قرار گرفته اند، تقویت کننده RC می باشند. بدین معنی که بازاء فرکانس صفر، ضریب تقویت مدار صفر است. دلیل این امر وجود خازنهای کوپلاژ و بای پس در ورودی، خروجی، بین طبقات و فیدبک می باشد. حتی اگر نوع کوپلاژ بین طبقات DC باشد بعلت وجود خازنهای کوپلاژ بین ورودی و خروجی و شبکه فیدبک، تقویت کننده RC خواهد بود. مهمترین علت عدم امکان استفاده از مدارهائی که تاکنون مورد بررسی قرار گرفته اند، برای تقویت ولتاژهای DC، در اینست که در تقویت کننده DC تفاوت بین بایاسینگ و سیگنال وجود ندارد. (بعبارت دیگر قابل تفکیک نیستند). شکل «۸۵» را در نظر بگیرید، در این مدار V_s برای بایاسینگ نیز بکار رفته در صورتیکه منبع سیگنال ماست.



شکل «۸۵»

این موضوع دو عیب بزرگ ایجاد می کند:

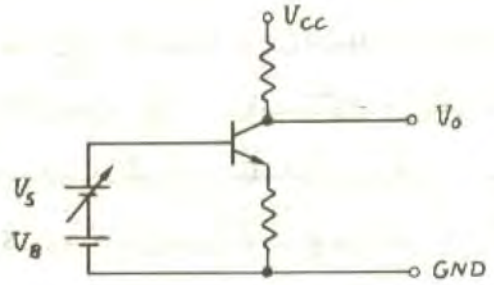
۱- سیگنالهای با دامنه کم قابل استفاده نیستند. بعبارت دیگر منحنی مشخصه تقویت کننده از صفر شروع نمی شود. این مطلب در شکل «۸۶» نمایش داده شده است.



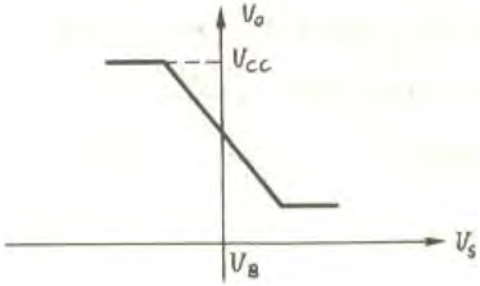
شکل «۸۶»

① Differential Amp.

این عیب را بدینصورت می توان از بین برد که منبع سیگنال را بجای اینکه بین زمین و ورودی قرار دهیم، بین منبع بایاس و ورودی قرار دهیم (شکل ۸۷). این امر موضوع را بظاهر حل می کند (شکل ۸۸) ولی اشکالات عملی دارد. زیرا در مدارهای عملی معمولاً ما یک (با مقدار معین) V_{CC} در اختیار داریم و منبع سیگنال ما نیز ممکن است خروجی یک طبقه قبل باشد بطوریکه نتوانیم آنرا با V_B سری کنیم.



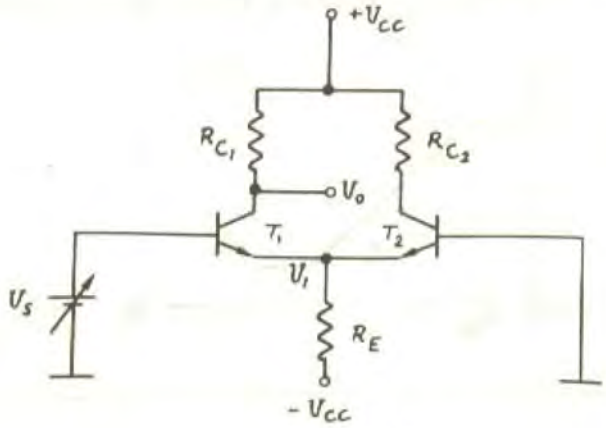
شکل «۸۷»



شکل «۸۸»

۲- موضوع خیلی مهمتر ناپایداری مدار در مقابل تغییرات مشخصات ترانزیستور می باشد. برای مثال اگر یک تقویت کننده با ضریب تقویت ۱۰۰ برای تقویت ولتاژ DC ۱۰ mV لازم داشته باشیم. و درجه حرارت محیط فقط ۱۰ درجه تغییر کند. V_{BE} باندازه حدود ۲۰ mV تغییر خواهد کرد. بنابراین بجای مقدار صحیح $V_o = 10\,mV \cdot 100 = 1V$ که مورد انتظار است، در خروجی بسته به چگونگی تغییرات درجه حرارت: $V_o = (10\,mV \pm 20\,mV)\,100 = {}^{+3V}_{-1V}$ خواهیم داشت یعنی ۲۰۰٪ خطا!

این عیوب را می توان بکمک یک طبقه تفاضلی (شکل ۸۹) برطرف نمود. این مدار علاوه بر آن دارای حسن های دیگر می باشد که بذکر آنها می پردازیم:



شکل «۸۹»

چنانکه در شکل «۸۹» مشاهده می شود، تقویت کننده تفاضلی از دو ترانزیستور تشکیل شده که در عمل باید سعی شود حتی الامکان این دو مشابه و تحت شرایط مساوی باشد. عیب این مدار اینست که احتیاج به دو ترانزیستور دارد و اصولاً به دو منبع تغذیه ($\pm V_{CC}$) نیز نیازمند است. ولی حسنهای آن باعث جبران این عیب می شود. همانطور که از روی شکل مشاهده می شود بین T_2 زمین شده است. پس $V_1 = -V_{BE_2}$ و اگر T_1 و T_2 مشابه باشند، اگر $V_S = 0$ هم باشد باز T_1 بایاس خواهد بود! برای مثال بازاء $R_{C_1} = R_{C_2} = 1K$ و $\pm V_{CC} = \pm 6V$، در صورتیکه $V_S = 0$ باشد:

$$I_{C_1} = I_{C_2} \approx \frac{1}{2} I_{RE} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{RE}}{RE} = 2,7\ mA$$

در نتیجه:

$$V_0 = V_{CC} - I_{C_1} R_{C_1} = 3,3\ V$$

حال اگر مثلاً باز $V_S = 10\ mV$ شود چون V_1 تقریباً ثابت است (تغییرات $V_B = 10\ mV$ نسبت به $V_{RE} = 5,4\ V$ خیلی کم است)، T_1 هادی تر بعبارت دیگر I_{C_1} بیشتر می شود ($I_{C_1} \approx 3,2\ mA$، $\Delta I_{C_1} = g_m V_S/2 \approx 0,5\ mA$). این امر باعث کمتر شدن V_{BE_2} بعبارت دیگر I_{C_2} می گردد. ($I_{C_2} = 2,2mA$ ، $\Delta I_{C_2} \approx -0,5\ mA$) بطوریکه باز $I_{RE} \approx 5,4\ mA$ باقی می ماند. اگر V_S منفی هم شود مسئله بهمین ترتیب خواهد بود. یعنی V_S هم می تواند منفی باشد هم مثبت و در نتیجه هم صفر. و از آنجائیکه منبع را می توانیم مستقیماً به تقویت کننده وصل کنیم (بدون خازن کوپلاژ) این تقویت کننده یک تقویت کننده DC خواهد بود ($\Delta V_0 = 500\ mV$ ، $A_V = 50$). این مدار عیب دوم مدارهای قبلی را تا حد زیادی برطرف کرده است.

اگر در حالت ایده آل فرض کنیم $V_{BE_1} = V_{BE_2} = 0,6V$ و $\frac{\Delta V_{BE_1}}{\Delta V} = \frac{\Delta V_{BE_2}}{\Delta V}$ باشد، براثر افزایش مثلاً $10^{\circ}C$ ، $\Delta V_{BE} = -20\ mV$ خواهد بود یعنی بازاء $V_S = 0$ ،

$$V_1 = -600\ mV + 20\ mV = -580\ mV$$

$$I_{RE} = \frac{V_1 - (-V_{CC})}{R_E} = \frac{-580mV + 6V}{1K} = 5,42\ mA$$

و در نتیجه:

$$I_{C_1} = I_{C_2} = 2,71\ mA$$

خواهد بود. حال اگر مانند مثال قبل $V_S = 10\ mV$ فرض شود:

$$\Delta I_{C_1} \approx 0,5\ mA \quad , \quad \Delta I_{C_2} \approx -0,5\ mA$$

$$I_{C_1} \approx 3,21 \quad , \quad I_{C_2} \approx 2,21$$

بنابراین : $\Delta V_0 = 510\ mV$

خواهد بود. پس خطای ناشی از افزایش $10^\circ C$ ، $10\,mV$ در خروجی خواهد شد. یعنی بازاء $10\,mV$ سیگنال ورودی که درحالت ایده آل می بایست $500\,mV$ داشته باشیم ، $510\,mV$ داریم پس خطای اندازه گیری ما : $E_r = \frac{\Delta V_0}{V_0} = \frac{10\,mV}{500\,mV} = 2\%$ خواهد بود واین خیلی کمتر از حالت قبل است!

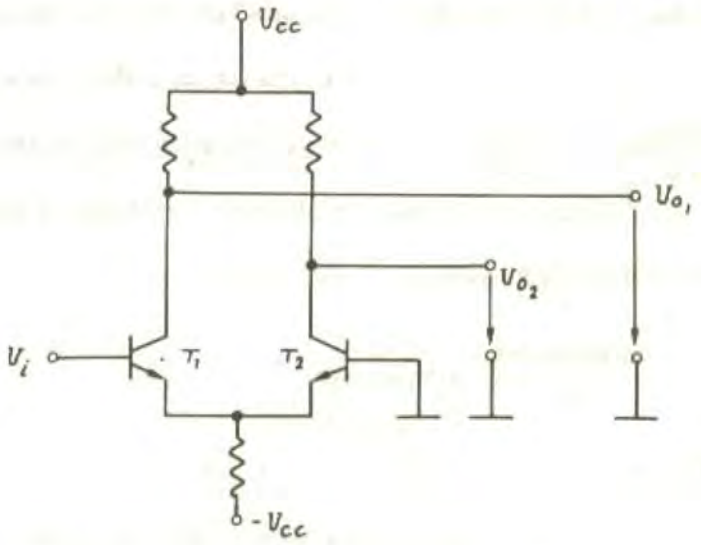
حال اگر ولتاژ خروجی را بجای اینکه بین کلکتور T_1 و زمین درنظر بگیریم ، بین کلکتور T_1 و کلکتور T_2 انتخاب کنیم داریم :

$$V_{C_1} = V_{CC} - I_{C_1}R_{C_1} = 6V - 3,21\,mA \cdot 1K = 2,79\,V$$

$$V_{C_2} = V_{CC} - I_{C_2}R_{C_2} = 6V - 2,21\,mA \cdot 1K = 3,79$$

$$V_0 = V_{C_1} - V_{C_2} = 2,79 - 3,79\,V = 1V$$

پس $A_V = \frac{1V}{10\,mV} = 100$ بوده و تغییرات V_{BE} براثر تغییر درجه حرارت درخروجی تاثیر خواهد داشت. یعنی درحالت ایده آل ، که دوترانزیستور کاملاً مشابه هستند، تغییرات مشخصات ترانزیستورها براثر درجه حرارت تاثیری بروی مشخصات تقویت کننده نمی گذارند. درصورتیکه سیگنال خروجی را بین یک کلکتور و زمین بگیریم بآن حالت « تک خروجی »[1] واگر سیگنال خروجی را بین دو کلکتور انتخاب کنیم بآن « دوخروجی یا تفاضلی »[2] گویند (شکل ۹۰).



شکل «۹۰»

چنانکه ملاحظه می شود درحالت تفاضلی ضریب تقویت ولتاژ دوبرابر حالت تک خروجی می باشد.

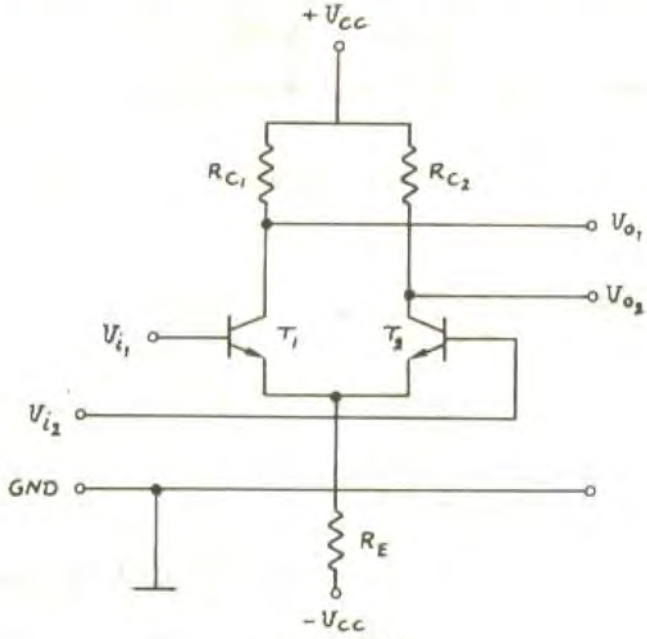
---

① Single-Ended out put

② Double-Ended یا Differential out put

ولی درعمل چون معمولاً بار بین یک خروجی و زمین قرار می گیرد روابط معمولاً برای حالت تک خروجی تعریف شده اند. چون خروجی V_{o_1} با ورودی V_{i_1} ، 180° اختلاف فاز دارد به آن خروجی «معکوس»[1] و به V_{o_2} که با ورودی همفاز است خروجی «غیر معکوس»[2] گویند.

از آنجائیکه مدار کاملاً متقارن است، می شود بجای بیس T_1، بیس T_2 را بعنوان ورودی در نظر گرفت و بیس T_1 را زمین کرد. طبیعتاً درچنین صورتی جای خروجی معکوس و غیر معکوس عوض خواهد شد. درحالت کلی می توان هردو بیس را به دو منبع سیگنال وصل کرد (شکل ۹۱)



شکل «۹۱»

این مدار فرم کلی طبقه تفاضلی را نمایش می دهد.

۱-۳- تجزیه و تحلیل یک طبقه تفاضلی

برای بررسی طبقه تفاضلی ابتدا دوحالت خاص را درنظر بگیریم:

الف: $V_{i_1} = V_{i_2}$ ، چون در اینحالت سیگنال درهردو ورودی مشترک است به آن «حالت مشترک»[3] گویند. دراین صورت چون پتانسیل بیس ها وامیترها با هم برابری باشد اگر $R_{C_1}=R_{C_2}$ و ترانزیستورها مشابه باشند، V_{C_1} نیز برابر V_{C_2} بوده طبقه تفاضلی مانند دومدار امیتر مشترک با

---

① inverting out put

② Common - Mode

③ Noninverting out put

بنابراین : $\Delta V_0 = 510\ mV$

خواهد بود. پس خطای ناشی از افزایش $10^\circ C$ ، $10\,mV$ در خروجی خواهد شد. یعنی بازاء $10\,mV$ سیگنال ورودی که درحالت ایده آل می بایست $500\,mV$ داشته باشیم ، $510\,mV$ داریم پس خطای اندازه گیری ما : $E_r = \frac{\Delta V_0}{V_0} = \frac{10\,mV}{500\,mV} = 2\%$ خواهد بود واین خیلی کمتر از حالت قبل است!

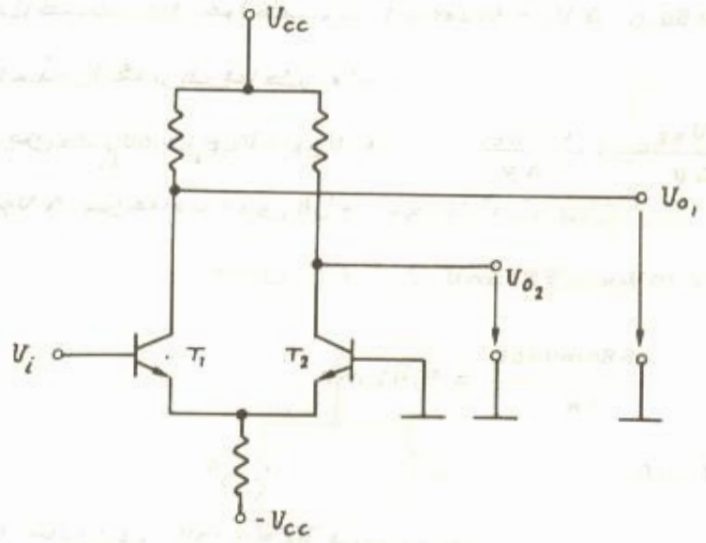
حال اگر ولتاژ خروجی را بجای اینکه بین کلکتور T_1 و زمین در نظر بگیریم ، بین کلکتور T_1 و کلکتور T_2 انتخاب کنیم داریم :

$$V_{C_1} = V_{CC} - I_{C_1}R_{C_1} = 6V - 3{,}21\,mA \cdot 1K = 2{,}79\,V$$

$$V_{C_2} = V_{CC} - I_{C_2}R_{C_2} = 6V - 2{,}21\,mA \cdot 1K = 3{,}79$$

$$V_0 = V_{C_1} - V_{C_2} = 2{,}79 - 3{,}79\,V = 1V$$

پس $A_V = \frac{1V}{10\,mV} = 100$ بوده و تغییرات V_{BE} براثر تغییر درجه حرارت درخروجی تأثیر خواهد داشت. یعنی درحالت ایده آل ، که دوترانزیستور کاملاً مشابه هستند، تغییرات مشخصات ترانزیستورها براثر درجه حرارت تأثیری بروی مشخصات تقویت کننده نمی گذارند. درصورتیکه سیگنال خروجی را بین یک کلکتور و زمین بگیریم بآن حالت «تک خروجی»[1] واگر سیگنال خروجی را بین دو کلکتور انتخاب کنیم بآن «دوخروجی یا تفاضلی»[2] گویند (شکل ۹۰).



شکل ۹۰.

چنانکه ملاحظه می شود درحالت تفاضلی ضریب تقویت ولتاژ دوبرابر حالت تک خروجی می باشد.

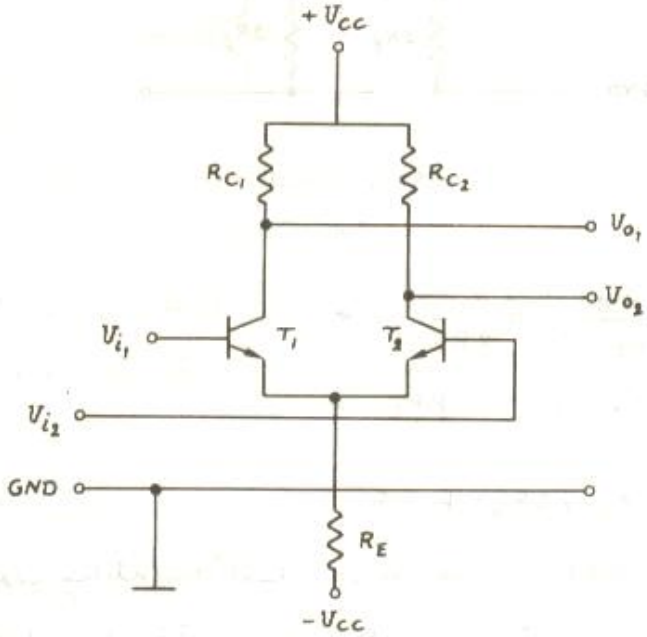
---

① Single-Ended out put

② Double-Ended یا Differential out put

ولی درعمل چون معمولاً بار بین یک خروجی و زمین قرار می گیرد روابط معمولاً برای حالت تک خروجی تعریف شده اند. چون خروجی V_{o_1} با ورودی V_i، 180° اختلاف فاز دارد به آن خروجی «معکوس»[1] و به V_{o_2} که با ورودی همفاز است خروجی «غیر معکوس»[2] گویند.

از آنجائیکه مدار کاملاً متقارن است، می شود بجای بیس T_1، بیس T_2 را بعنوان ورودی در نظر گرفت و بیس T_1 را زمین کرد. طبیعتاً درچنین صورتی جای خروجی معکوس و غیر معکوس عوض خواهد شد. درحالت کلی می توان هردو بیس را به دو منبع سیگنال وصل کرد (شکل ۹۱)



شکل «۹۱»

این مدار فرم کلی طبقه تفاضلی را نمایش می دهد.

۱-۳- تجزیه و تحلیل یک طبقه تفاضلی

برای بررسی طبقه تفاضلی ابتدا دوحالت خاص را درنظر بگیریم:

الف: $V_{i_1} = V_{i_2}$، چون در اینحالت سیگنال درهردو ورودی مشترک است به آن «حالت مشترک»[3] گویند. دراین صورت چون پتانسیل بیس ها وامیترها با هم برابری باشد اگر $R_{c_1}=R_{c_2}$ و ترانزیستورها مشابه باشند، V_{c_1} نیز برابر V_{c_2} بوده طبقه تفاضلی مانند دومدار امیتر مشترک با

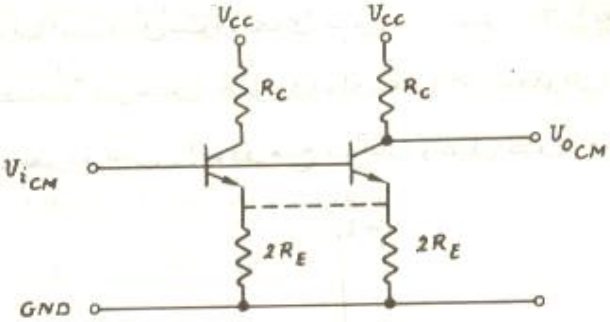
---

① inverting out put

② Common - Mode

③ Noninverting out put

مقاومت امیتر $2R_E$ موازی عمل می‌کند. شکل «۹۲» مدار معادل سیگنال را در چنین حالتی نمایش می‌دهد.



شکل «۹۲»

پس:

$$A_{v_{CM}} = \frac{R_C}{2R_E + r_e} \approx \frac{R_C}{2R_E} \quad \star \qquad (۹۶-)$$

$$R_i = \frac{1}{2}\beta(2R_E + r_e) \approx \beta R_E \quad \star \qquad (۹۷-)$$

$$R_o = R_C \parallel (r_{ce} + 2R_E)\cdot K \approx R_C \qquad (۹۸-)$$

ب: $v_{i_1} = -v_{i_2}$ ، چون چنانکه بعداً اشاره خواهد شد، در اینحالت در حقیقت تفاضل دو سیگنال به مدار اعمال می‌شود به آن «حالت تفاضلی»[1] گویند. در اینحالت چون v_{i_1} همانقدر زیاد می‌شود که v_{i_2} کم می‌شود، در صورت مشابه بودن ترانزیستورها V_E و در نتیجه I_{RE} ثابت می‌ماند. بعبارت دیگر:

$$i_{RE} \approx \Delta I_{RE} \approx 0$$

بنابراین مدار معادل سیگنال طبقه تفاضلی را در حالت تفاضلی می‌توان مانند شکل «۹۳» نمایش داد.

در این حالت مثل آنست که دو ترانزیستور باهم سری شده باشند. بنابراین:

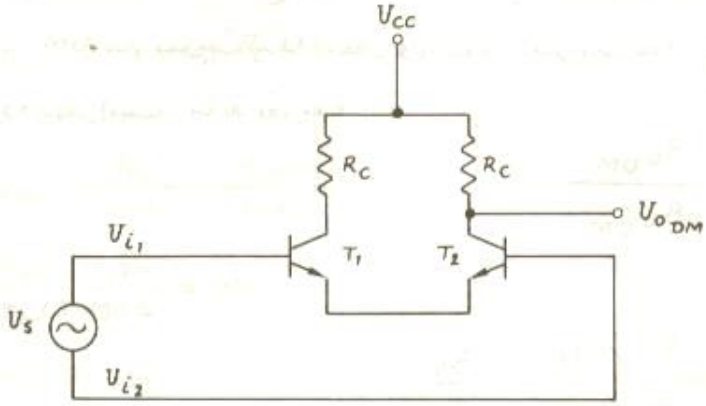
$$A_{v_{DM}} = \frac{R_C}{r_{e_1} + r_{e_2}} = \frac{R_C}{2r_e} \qquad (۹۹-)$$

★ چنانکه خواهیم دید، در عمل $r_e \ll 2R_E$.

① Differential - Mode

-۱۰۰) $R_i = r_{\pi_1} + r_{\pi_2} = 2r_\pi$

-۱۰۱) $R_o = R_C \parallel r_{ce} \approx R_C$



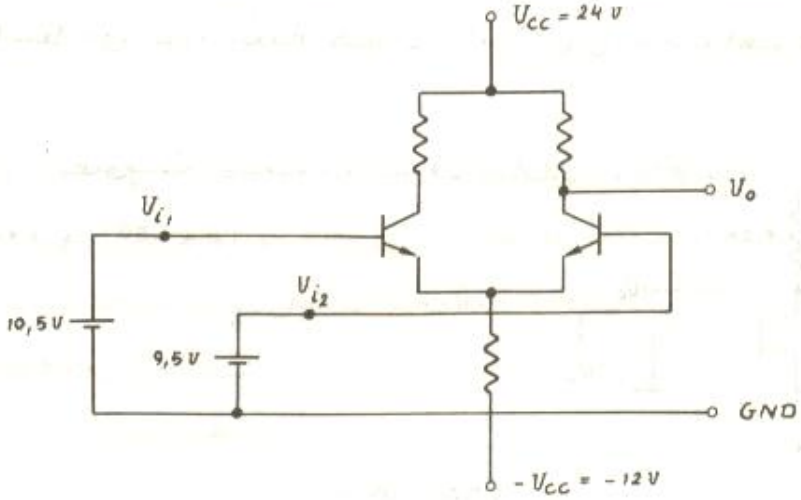
شکل «۹۳»

درحالت کلی می توان سیگنال ها را بدو صورت ذکر شده تبدیل کرد. برای مثال در شکل «۹۴» $V_{in_{DM}} = 1V$ ، $V_{in_{CM}} = 10V$ خواهد بود. بعبارت دیگر برای پیدا کردن $V_{in_{DM}}$ و $V_{in_{CM}}$ درحالت کلی از روابط :

الف -۱۰۲) $V_{in_{DM}} = V_{i_1} - V_{i_2}$

ب -۱۰۲) $V_{in_{CM}} = \dfrac{V_{i_1} + V_{i_2}}{2}$

استفاده می شود.



شکل «۹۴»

از آنجائیکه تغییرات مشخصات ترانزیستورها، مثلاً براثر تغییرات درجه حرارت یا منابع تغذیه یا ... بصورت CM اثر می کند (چون برای هردو ترانزیستور یکسان است) و معمولاً سیگنالی که می خواهیم تقویت کنیم از یک منبع می باشد، بنا براین تغییرات ناخواسته مدار بصورت CM و سیگنال بصورت DM به تقویت کننده اعمال می شود. پس هرچه $A_{V_{CM}}$ کمتر و $A_{V_{DM}}$ بیشتر باشد تقویت کننده بهتر است. بنا به تعریف:

$$CMRR = \frac{A_{V_{DM}}}{A_{V_{CM}}} \quad (-۱۰۳)$$ ①

(۹۶) و (۹۹) در (۱۰۳):

$$CMRR \approx \frac{R_C/2r_e}{R_C/2R_E} = \frac{R_E}{r_e} \quad (-۱۰٤)$$

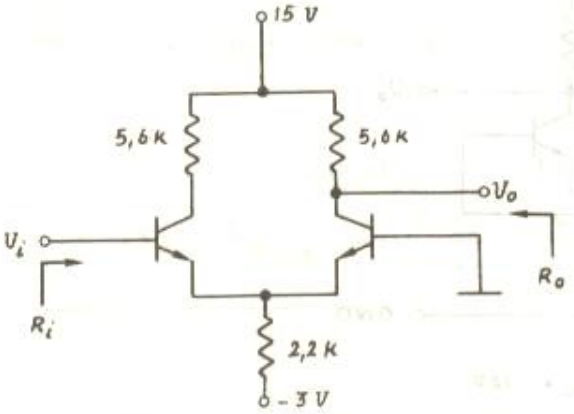
پس در یک طبقه تفاضلی هرقدر R_E بزرگتر از r_e باشد بهتر است. ولی از آنجائیکه با راه یک $-V_{CC}$ مشخص r_e به R_E وابسته است:

$$CMRR = \frac{R_E}{r_e} = \frac{V_{RE}/2I_C}{V_T/I_C} = \frac{V_{RE}}{2V_T} \approx \frac{V_{RE}}{50\,mV} \quad (-۱۰۵)$$

در صورت امکان باید V_{RE} بعبارت دیگر $-V_{CC}$ بزرگ باشد. برای مثال اگر CMRR=100 مطلوب باشد $V_{RE} \geqslant 100 \cdot 5mV = 5V$.

در صورتیکه CMRR زیاد مطلوب باشد و نتوان V_{RE} را بزرگ انتخاب کرد، در عمل یا بجای R_E از منبع جریان استفاده می شود، یا تعداد طبقات را افزایش می دهند، یا هردو.

مثال ٥٤ : مطلوبست محاسبه مشخصات مدار شکل «۹۵» . ($\beta = 250$)



شکل «۹۵»

① CMRR : Common Mode Rejection Ratio : نسبت حذف حالت مشترک

حل :

$$I_{R_E} = \frac{(-V_{CC}) - V_{BE}}{R_E} = \frac{3V - 0,6V}{2,2K} \approx 1mA$$

$$I_{C_1} = I_{C_2} = \frac{1}{2} I_{R_E} = 0,5\ mA$$

$$r_{e_1} = r_{e_2} = 50\ \Omega$$

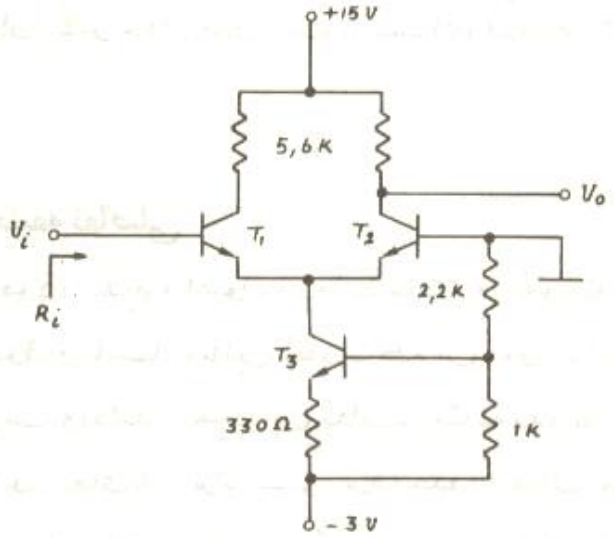
$$R_i = R_{i_{DM}} = 2r_\pi = 2\beta r_e = 2 \cdot 250 \cdot 50\ \Omega = 25\ K\Omega$$

$$R_o \approx R_C = 5,6K$$

$$A_V = A_{V_{DM}} = \frac{R_C}{2r_e} = \frac{5,6K}{2 \cdot 50K} = 56$$

$$CMRR = \frac{R_E}{r_e} = \frac{2,2K}{50\Omega} = 44$$

مثال ۵۵ : مطلوبست محاسبه مشخصات مدار شکل (۹۶) : $\beta = 250$ و $r_{ce} = 100K$ فرض شود.



شکل «۹۶»

حل : در این مدار T_3 و مقاومتهای مربوطه بعنوان منبع جریان بجای R_E قرار گرفته اند. دلیل منبع جریان بودن T_3 در اینست که مقاومت داخلی ترانزیستور خیلی بزرگ بوده ($r_{ce} = 100K$) بخاطر فیدبک جریان سری (مقاومت 330Ω) مقاومت آن خیلی زیادتر خواهد بود پس مقاومت داخلی منبع که بجای R_E در نظر گرفته می شود : $R_S > 100K\Omega$: البته طبق روابط فیدبک، در صورت لزوم می توان مقدار R_S را دقیقاً محاسبه کرد که در اینجا مورد نظر نیست.

$$V_{B_3} \approx (-V_{CC}) \frac{2,2K}{1K+2,2K} \approx -2V$$

$$I_{C_3} \approx I_{E_3} \approx \frac{V_{B_3} - V_{BE} - (-V_{CC})}{R_{E_3}} = \frac{-2V - 0,6V + 3V}{330\Omega} \approx 1mA$$

$$I_{C_1} \approx I_{C_2} \approx \frac{I_{C_3}}{2} \approx 0,5\ mA$$

$$r_{e_1} = r_{e_2} = 50\ \Omega$$

$$R_i = R_{i_{DM}} = 25\ K\Omega$$

$$R_o \approx R_C = 5,6K$$

$$A_V = A_{V_{DM}} = 56$$

$$CMRR = \frac{R_S}{r_e} > \frac{100K}{50\Omega} = 2000\ !$$

پس مشخصات این مدار نظیر مدار قبل است با استثنای اینکه CMRR حدود ۴۵ برابر بیشتر شده است !

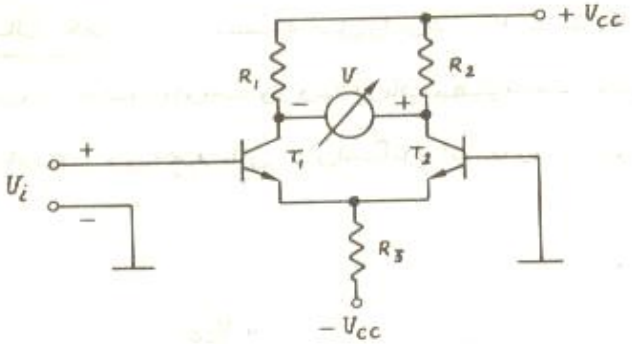
۲-۳- طرح یک طبقه تفاضلی

چنانکه از مثالهای فوق دیدیم ، اصول و روابط حاکم در تقویت کننده تفاضلی همان روابط تقویت کننده های معمولی می باشد . با این تفاوت که این تقویت کننده در اصل اختلاف ولتاژ بین دو ورودی را تقویت می کند . عیب این مدار نسبت به مدارهای معمولی یکی در مفصلتر بودن آن است (سه ترانزیستور بجای یک ترانزیستور برای حدوداً همان مشخصات AC) دیگر احتیاج به دو منبع تغذیه داشتن ، که برای DC اصولاً لازم است . بنابراین برای مدارهای معمولی اکثراً از همان مدار امیتر مشترک استفاده می شود . ولی اگر کیفیت بهتری مطلوب باشد، برای تقویت کننده AC هم می توان از طبقه تفاضلی استفاده کرد ، چه حساسیت این مدار نسبت به تغییرات حرارت، تغییرات β ، تغییرات V_{CC} ، خیلی کم بوده اعوجاج این مدار نیز نسبت به تقویت کننده امیتر مشترک کمتر است .

مثال ۵۶ : میخواهیم بکمک یک ولتمتر DC با محدوده اندازه گیری 1V و مقاومت داخلی 100KΩ ولتاژهای تا 10mV را اندازه گیری کنیم .

ترانزیستورهائی با مشخصات $\beta_{min}=250$ ، $V_{BE}=0,6V$ و $r_{ce}=100K$ دراختیار است.

حل : چون ولتمتر یک وسیله اندازه گیری است وحتی الامکان باید دقیق باشد. ازطرف دیگر محدوده اندازه گیری خیلی کم است (10 mV تمام محدوده) بایدازطبقه تفاضلی استفاده کردتا تأثیر تغییرات درجه حرارت بروی مدار قابل اغماض باشد (شکل ۹۷)



شکل ۹۷.

$$V = V_{C_2} - V_{C_1} = 2V_0$$

$$\frac{V}{V_i} = \frac{2V_0}{V_i} = 2A_{V_{DM}}$$

$$A_{V_{DM}} = \frac{V}{2V_i} = \frac{1V}{2\cdot 10mV} = 50$$

برای اینکه مقاومت داخلی ولتمتر خطای زیادی ایجاد نکند باید : $R_1+R_2 \ll R_V$ باشد. اگر 2% خطا مجاز باشد :

$$R_1+R_2 \approx \frac{2}{100} R_V = 2K\Omega$$

واز آنجا :

$$R_1 = R_2 = 1K\Omega$$

$$A_{V_{DM}} = \frac{R_1}{2r_e} \longrightarrow r_e = \frac{R_1}{2A_{V_{DM}}} = \frac{1K}{2\cdot 50} = 10\Omega$$

پس

$$I_{R_3} \approx 2I_C \approx \frac{2V_T}{r_e} = \frac{2\cdot 25mV}{10\Omega} = 5mA$$

درصورتیکه از باطری کتابی ۹ ولتی استفاده کنیم : $\pm V_{CC} = \pm 9V$

$$R_3 = \frac{-V_{BE}-(-V_{CC})}{I_{R_3}} = \frac{-0,6V+9V}{5mA} = 1,68K$$

ازآنجائیکه برای ولتمتر باید مقاومتها دقیق باشند، یاباید R_3 مثلاً یک پتانسیومتر 2,2 K باشد و تنظیم شود (مقاومت 1,2K سری با پتانسیومتر 1K) یا $R_3=1,5K$ انتخاب شود (ضریب تقویت بیشتر) وسری باولتمتر یک پتانسیومتر ۵۰ کیلواهمی برای تنظیم قرارداده شود.

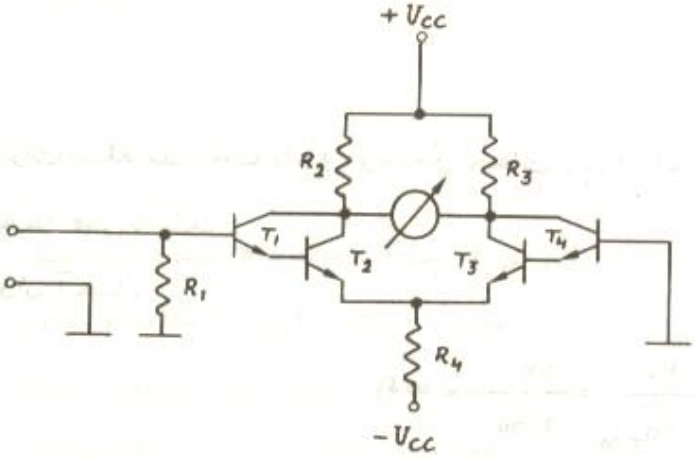
این مدار دو عیب اصولی دارد:

الف: بسته‌ت به $-V_{cc}$ وابسته است! (با تغییر $-V_{cc}$، I_{R_3} بعبارت دیگر I_{C_1} و I_{C_2} و در نتیجه $A_{V_{DM}}$ تغییر می‌کند) ولی نسبت به $+V_{cc}$ حساس نیست. کافی است $V_{cc} \geq 4{,}5\,V$ باشد.

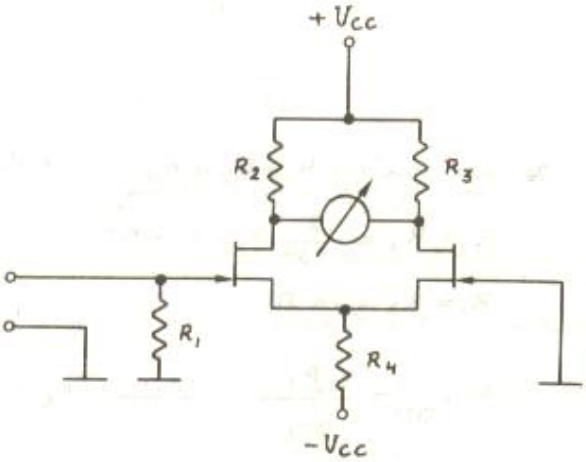
ب: مقاومت داخلی آن کم است: $R_i \approx 2\beta r_e \approx 5\,K\Omega$.

مثال ۵۶ : مسئله قبل را برای $R_i \geq 100\,K$ حل کنید.

حل: چون مقاومت ورودی زیاد مطلوبست، باید β ترانزیستورها را زیاد کنیم (سایر مشخصات ثابت می‌باشد) در نتیجه بایاس دارلینگتن استفاده می‌شود (شکل ۹۸) یا بکمک FET (شکل ۹۹).



شکل ۹۸



شکل ۹۹

در شکل (۹۸):

$$R_i \approx R_1 \parallel 2\beta_1\beta_2 r_e$$

در صورتیکه مانند مثال قبل $\beta_2 = 250$ و $\beta_1 = 100$ فرض شوند:

$$2\beta_1\beta_2 r_e = 2 \cdot 100 \cdot 250 \cdot 10\,\Omega = 500\,K\Omega$$

$$R_i = R_1 \parallel 500\,K \geq 100\,K \longrightarrow R_1 \geq 125\,K \longrightarrow \underline{R_1 = 150\,K}$$

بقیه المانها نظیر مسئله قبل.

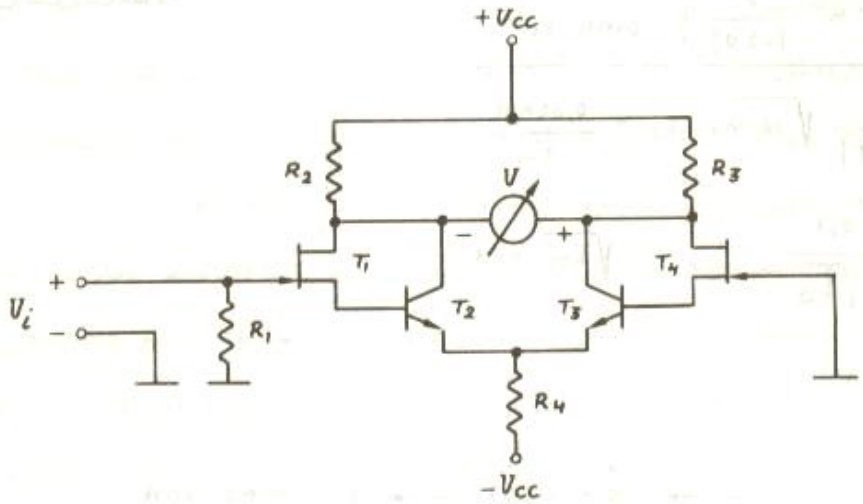
در شکل (۹۹)،

$$R_i > R_1 \parallel R_{gs} \longrightarrow R_i = R_1 \longrightarrow \underline{R_1 = 100K}$$

در این مدار براحتی مقاومت ورودی زیاد بدست می آید ولی برای ضریب تقویت 100 هر FET مناسب نیست زیرا: طبق استدلال در مسئله قبل $R_2 = R_3 = 1K$

$$A_V = 2A_{V_{DM}} = g_m R_2 \longrightarrow g_m = \frac{V_V}{V_i R_2} = \frac{1V}{10mV \cdot 1K} = 100\ mA/V\ !$$

شکل (۱۰۰) مدار ترکیبی FET و ترانزیستور معمولی① را نمایش می دهد.



شکل « ۱۰۰ »

در این مدار FET مقاومت ورودی زیاد و ترانزیستور ضریب تقویت زیاد را تأمین می کنند. می خواهیم با فرض $\beta_2 = \beta_3 = 250$ ، $I_{DSS_1} = I_{DSS_4} = 16mA$ ، $V_{P_1} = V_{P_4} = -2V$ مقاومتها را حساب کنیم.

مانند مسئله قبل:

$$\underline{R_i \approx R_1 = 100K}$$

$$\underline{R_2 = R_3 = 1K}$$

برای محاسبه R_4 باید V_{R_4} و I_{R_4} معلوم باشد: داریم:

$$I_{R_4} \approx 2I_{C_2}$$

---

① این ترکیب به BiFET معروف است.

برای محاسبه I_{C_2} از :

$$A_V = \frac{R_2}{\left(\frac{1}{g_{m_1}} + r_{\pi_2}\right)/\beta_2} = \frac{\beta_2 R_2 g_{m_1}}{1 + g_{m_1} r_{\pi_2}}$$

و $g_{m_1} = \frac{2}{|V_{P_1}|}\sqrt{I_{DSS_1} \cdot I_{D_1}}$ و $r_{\pi_2} = \frac{\beta_2 V_T}{I_{C_2}}$ و $I_{C_2} = \beta_2 I_{D_1}$ نتیجه می‌دهد :

$$A_V = \frac{\beta_2 \cdot R_2 \frac{2}{|V_{P_1}|}\sqrt{I_{DSS_1} \cdot I_D}}{1 + \frac{2}{|V_{P_1}|}\sqrt{I_{DSS_1} \cdot I_D} \cdot \frac{V_T}{I_D}}$$

با جایگزین کردن مقادیر :

$$100 = \frac{250 \cdot 1K \frac{2}{|-2V|}\sqrt{16mA \cdot I_D}}{1 + \frac{2}{|-2V|}\sqrt{16mA \cdot I_D} \cdot \frac{0,025V}{I_D}}$$

$$10\sqrt{I_D} = 1 + \frac{0,1}{\sqrt{I_D}} \qquad \text{"} \sqrt{I_D} = x \text{"}$$

$$10x = 1 + \frac{0,1}{x}$$

$$100x^2 - 10x - 1 = 0 \longrightarrow x = 0,162 \longrightarrow I_D = 0,026\,mA$$

پس :

$$I_D = 26\mu A \quad , \quad I_C = 6,5mA \quad , \quad I_{R_4} = 13mA$$

$$V_{R_4} = V_E - (-V_{CC})$$

$$V_E = -V_{GS} - V_{BE}$$

از :

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

نتیجه می‌شود :

$$\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 = \frac{I_D}{I_{DSS}} = \frac{0,025\,mA}{16\,mA}$$

$$1 - \frac{V_{GS}}{V_P} = 0,04$$

$$V_{GS} = 0,96\, V_P = -2V \cdot 0,96 = -1,92\, V$$

پس :

$$V_E = -(-1,92V) - 0,6\, V = 1,32\, V \quad !$$

چنانکه ملاحظه می‌شود V_E نسبت به زمین مثبت است! در نتیجه حتی می‌تواند $-V_{CC} = 0V$ انتخاب شود!

در اینصورت :

$$R_4 = \frac{1,32\, V}{13\, mA} \approx 100\, \Omega$$

$$+V_{CC} \geqslant V_{R_2} + |V_{P_1}| + V_S = 6,5\, mA \cdot 1K + 2V + 1,92\, V \approx 10,5\, V$$

پس $V_{CC} = 12\, V$ انتخاب می‌شود.

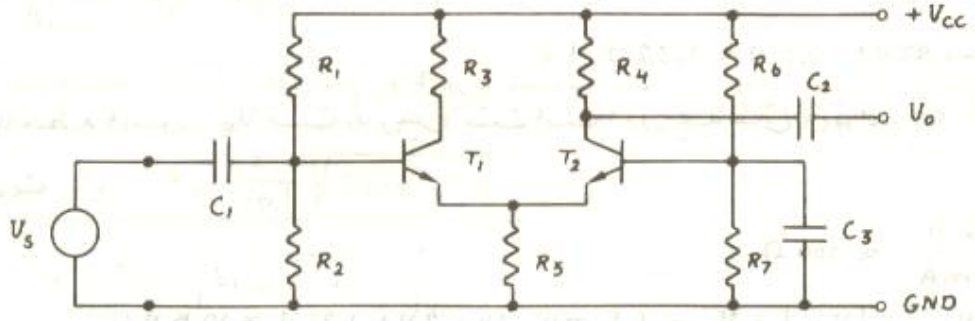
از این مثال نتیجه می‌شود که عموماً مدارهای تفاضلی با FET ، بخاطر مثبت بودن سورس نسبت به گیت ، احتیاج به $-V_{CC}$ ندارد ، مگر بخاطر بالا بردن CMRR . که البته در این مدار چون خروجی نیز تفاضلی است ، در صورت ایده‌آل بودن المانها $CMRR \longrightarrow \infty$!

نتیجه دیگر این مثال این است که A_V تقویت‌کننده تفاضلی با FET مانند مدار سورس مشترک معمولی کم است و برای بالا بردن آن عموماً دچار اشکال می‌شویم . مثلاً جریان منبع $I_{CC} = 13mA$ ، برای یک ولتمتر زیاد است . در صورتیکه اگر $A_V = 10$ بخواهیم ، با همین شرایط $I_{CC} \approx 700\mu A$ کافی خواهد بود (البته بخاطر جلوگیری از اشباع شدن تقویت‌کننده $V_{R_C} > \frac{1}{2} V_V = 0,5\, V$ و در نتیجه $I_{CC} > 1mA$ باید باشد که می‌توان آنرا جبران کرد).

نکته‌ای که باید به آن اشاره شود اینست که بخاطر مشخص نبودن مشخصات المانها بخصوص V_P و I_{DSS} باید R_4 یک پتانسیومتر باشد و یا R_4 را کمتر انتخاب کرده با ولتمتر یا نیومتری سری و $A_V = 100$ منظم شود . (راه حل منطقی این مسئله ، استفاده از یک تقویت‌کننده عملیاتی است!)

مثال ۵۷ : یک تقویت‌کننده تفاضلی برای سیگنالهای صوتی با مشخصات $R_i \geqslant 10\, K$ ، $A_V \geqslant 50$ و $V_{O_{max}} = 1V_{eff}$ ، بازاء $\beta_{min} = 100$ طرح نمائید . اگر β به 250 و V_{CC} ، 20% افزایش یابند ، چه تغییراتی در مدار رخ خواهد داد ؟

حل : در این مثال چون تقویت‌کننده AC است و می‌توان از کوپلاژ خازنی استفاده کرد احتیاج به دو منبع جداگانه نمی‌باشد (شکل ۱۰۱) .



شکل «۱۰۱»

دراین مدار چون از T_1 خروجی گرفته نمی شود، می توان آنرا اتصال کوتاه کرد : $\underline{R_3 = 0}$

چون $R_i = R_1 \parallel R_2 \parallel 2\beta r_e = 10K$

مثلاً $2\beta r_e = 20K \longrightarrow r_e = \dfrac{20K}{2 \cdot 100} = 100\,\Omega$

پس :

$$I_{C_1} = I_{C_2} = \frac{25mV}{100\,\Omega} = 250\,\mu A$$

$$A_V = \frac{R_4}{2r_e} = 50 \longrightarrow R_4 = 2r_e \cdot 50 = 2 \cdot 100\,\Omega \cdot 50 = \underline{10K\Omega}$$

برای بالابردن مقاومت ورودی وچون شرط خاصی نیست :

$R_1 = R_2$

وچون : $R_1 \parallel R_2 = 20K \longrightarrow R_1 = R_2 = 47K$

$$V_{CC} > I_{C_2} R_4 + V_{O_p} + V_{CE_{min}} + V_{R_5}$$

$$V_{R_5} \approx V_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2} - V_{BE}$$

چون $R_1 = R_2$:

$$\frac{V_{CC}}{2} > I_{C_2} R_4 + \sqrt{2}\, V_{O_{eff}} + V_{CE_{min}} - V_{BE}$$

$$V_{CC} > 2(250\mu A \cdot 10K + \sqrt{2} \cdot 1V + 1V - 0{,}6V) = 8{,}6\,V$$

بنابراین $V_{CC} = 9V$ یا بهتر $\underline{V_{CC} = 12V}$ انتخاب می شود :

$$R_5 = \frac{V_{R_5}}{I_{R_5}} = \frac{V_{B_1} - V_{BE}}{I_{C_1} + I_{C_2}} \approx \frac{V_{CC}/2 - V_{BE}}{2\, I_C} = \frac{6V - 0,6V}{2 \cdot 250\ \mu A} = 10,8\ K \longrightarrow$$

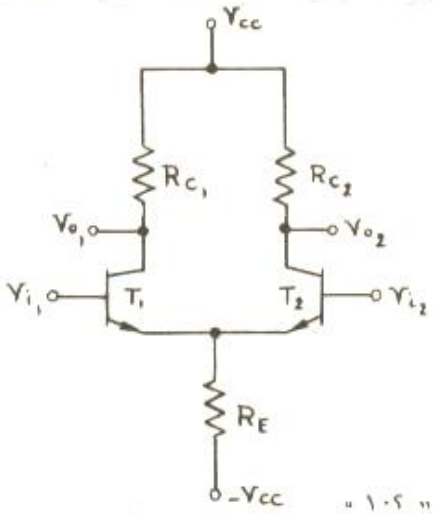
$\underline{R_5 = 10K}$

مقادیر R_6 و R_7 مهم نیستند فقط کافیست $R_6 = R_7$ باشند . بخاطر تقارن مثلاً :

$R_6 = R_7 = 4,7\ K$

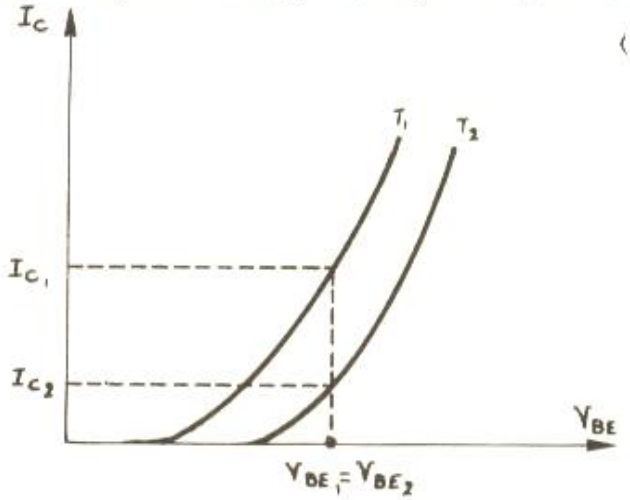
۳-۳- بررسی طبقه تفاضلی درحالت واقعی

درمدارهایی که تاکنون مورد بررسی قرارگرفته اند ، فرض براین بوده که ترانزیستورها کاملاً مشابه میباشند امری که درعمل هیچگاه پیش نمیاید! درشکل « ۱۰۲ » درحالت واقعی $T_1 \neq T_2$ به عبارت دیگر $\beta_1 \neq \beta_2$ ، $V_{BE_1} \neq V_{BE_2}$ و $\frac{\Delta V_{BE_1}}{\Delta \theta} \neq \frac{\Delta V_{BE_2}}{\Delta \theta}$ میباشد.



شکل « ۱۰۲ »

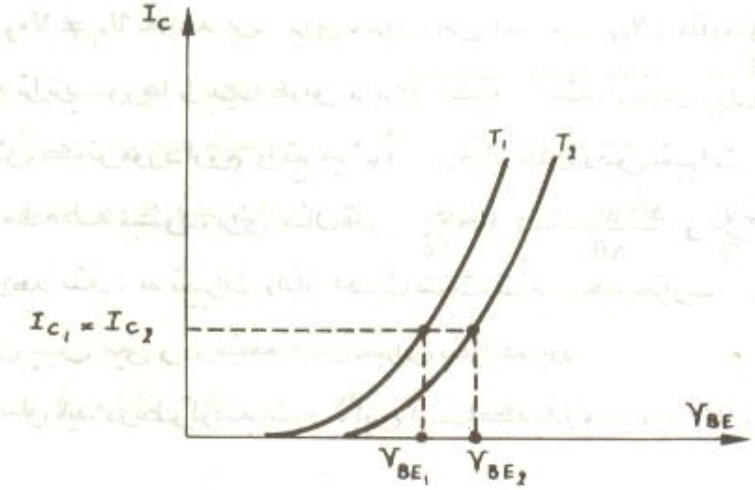
برای مثال اگر $V_{i_1} = V_{i_2} = 0$ باشد ، درحالت ایده آل باید $V_{o_1} = V_{o_2}$ باشد ولی درحالت واقعی $V_{o_1} \neq V_{o_2}$ به عبارت دیگر $V_{o_1} - V_{o_2} \neq 0$ میباشد . علت این امر بخاطر نامساوی بودن ترانزیستورهاست. (شکل ۱۰۳)



شکل « ۱۰۳ »

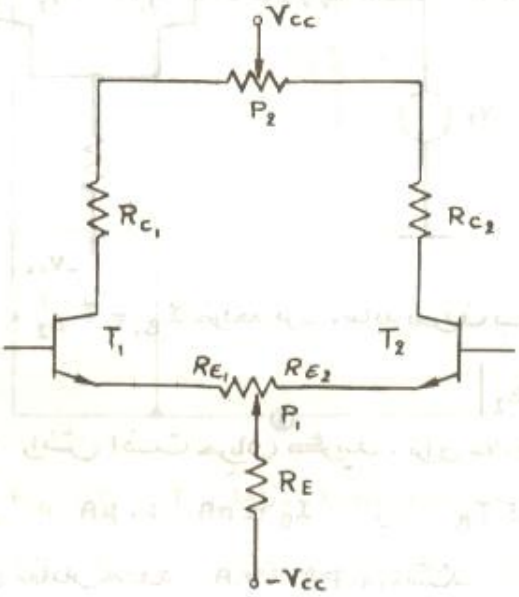
درشکل « ۱۰۲ » چون $V_{i_1} = V_{i_2}$ درنتیجه $V_{B_1} = V_{B_2}$ وچون امیترها بهم وصل هستند پس $V_{E_1} = V_{E_2}$ پس $V_{BE_1} = V_{BE_2}$ وچون مشخصه ها باهم فرق میکنند (شکل ۱۰۳) $I_{c_1} \neq I_{c_2}$ به عبارت دیگر بازاء $R_{c_1} = R_{c_2}$ ، $V_{o_1} - V_{o_2} \neq 0$. حال اگر بخواهیم $I_{c_1} = I_{c_2}$ باشد ، باید

$V_{BE_1} \neq V_{BE_2}$ انتخاب شود (شکل ۱۰۴) به $V_{OS} = \Delta V_{BE} = |V_{BE_2} - V_{BE_1}|$ ولتاژ افست[1] گویند



شکل ۱۰۴

این اختلاف ولتاژ برای ترانزیستورهای معمولی حدود چندین میلی ولت میباشد. برای این منظور ترانزیستورها[2] که دریک فرآیند ساخته میشوند، هردوتا را دریک محفظه قرار میدهند وتحت عنوان ترانزیستور دوقلو عرضه می‌نمایند. برای این ترانزیستورها و ترانزیستورهایی که درمدارهای مجتمع[3] ساخته میشوند، معمولاً $\Delta V_{BE} \simeq 1...5\ mV$ میباشد. این اختلاف ولتاژ اغلب زیاد مهم نیست ولی اگر مهم باشد میتوان اثر آنرا مانند شکل (۱۰۵) جبران کرد. با قرار دادن پتانسیومتر P_1 و تنظیم آن میتوان عدم تشابه ترانزیستورها را تا حدی جبران نمود.



شکل ۱۰۵

---

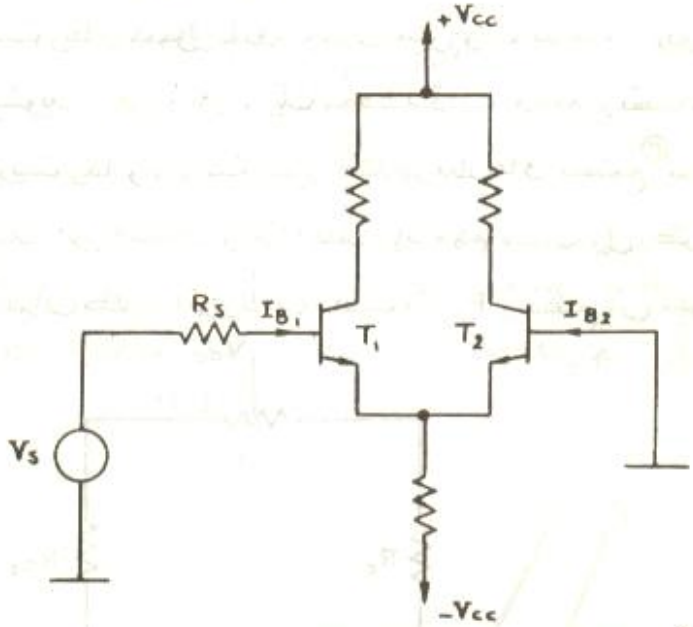
① Offset Voltage

② Dual Transistors

③ Integrated Circuit ≃ IC

درصورتیکه بخواهیم خروجی تفاضلی داشته باشیم ، درحالت کلی چون $r_{e_1} + R_{E_1} \neq r_{c_2} + R_{E_2}$ به ازاء $R_{C_1} = R_{C_2}$ ، $V_{o_1} \neq V_{o_2}$ خواهد بود. برای جبران این امر بین V_{cc} و مقاومتهای کلکتور پتانسیومتر R_2 را قرار میدهند و بهره ترانزیستورها را بدین طریق برابر می کنند. البته درعمل چون اکثراً از یک خروجی استفاده میشود ، این روش کمتر مورد لزوم واقع میشود. درمدارهای دقیق تغییرات V_{BE} نسبت به حرارت $\frac{\Delta V_{BE}}{\Delta \theta}$ ، قابل ملاحظه میشود. برای مثال اگر $\frac{\Delta V_{BE_1}}{\Delta \theta} = -2.3\ mV/^\circ C$ و $\frac{\Delta V_{BE_2}}{\Delta \theta} = -2.4\ mV/^\circ C$ ① باشد ، $\frac{\Delta V_{os}}{\Delta \theta} = 0.1\ mV/^\circ C$ خواهد شد. به تغییرات ولتاژ افست نسبت به درجه حرارت ، رانش حرارتی افست گویند. این تغییرات قابل پیش بینی و درنتیجه قابل جبران نخواهد بود.

نکته دیگرکه درطبقه تفاضلی باید درنظرگرفته شود ، این است که بازاء $V_i = 0$ ، $I_B \neq 0$ خواهد بود (شکل ۱۰۲)



شکل ۱۰۲.

ازآنجائیکه درحالت کلی $\beta_1 \neq \beta_2$ ، $I_{B_1} \neq I_{B_2}$ خواهد بود. بنابه تعریف به :

$$I_B = \frac{I_{B_1} + I_{B_2}}{2}$$

جریان بایاس ورودی ② و به :

$$I_{os} = \Delta I_B = |I_{B_1} - I_{B_2}|$$

افست جریان ورودی ③ و به $\frac{\Delta I_{os}}{\Delta V}$ رانش افست جریان ④ گویند. برای مدارهای ترانزیستوری :

$$I_{os} \simeq 0.02 \ldots 0.25\, I_B \quad \text{و} \quad I_B \simeq nA \ldots \mu A \quad \text{و} \quad \frac{\Delta I_{os}}{\Delta \theta_a} \simeq \frac{nA}{^\circ C}$$

می باشد. برای مدارهای با FET این مقادیر حدود nA تا PA می باشند.

---

① Offset Voltage Drift
② Input Bias Current
③ Input Offset Current
④ Offset Current Drift

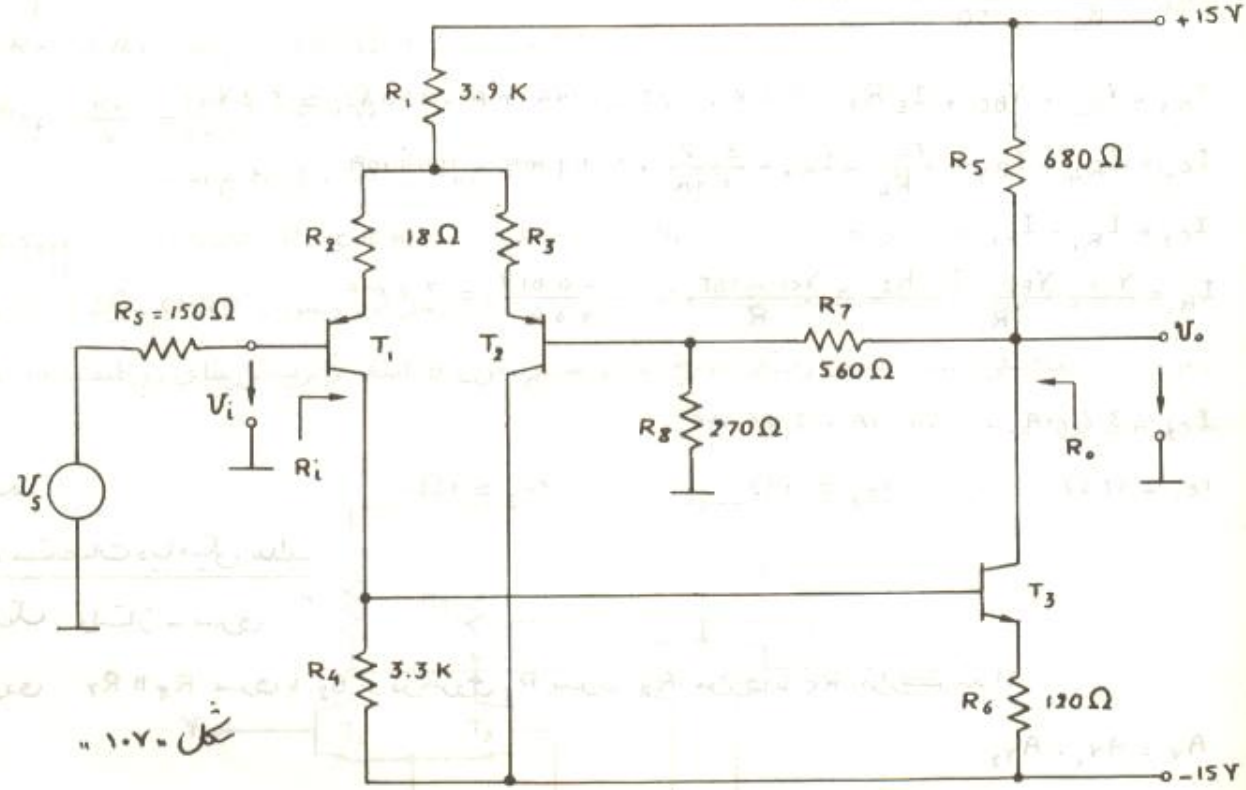
درعمل برای اینکه مدار متقارن باشد، بهتر است B_2 با مقاومتی برابر R_5 به زمین وصل شود.

۴-۳- تقویت کننده چند طبقه تفاضلی

همانطورکه قبلاً اشاره کردیم معمولاً تقویت کننده یک طبقه خواسته های مدار را برآورده نمیسازد و باید از ترکیب طبقات مختلف کمک جست. برای بررسی وطرح مدارهای چند طبقه روابط خاصی جزآنکه تاکنون اشاره کرده‌ایم وجود ندارد. بنابراین به ذکر چند مثال می پردازیم.

مثال ۵۸ :

مدار شکل «۱۰۷» را با فرض $V_{BE} = 0.6\,V$ ، $\beta_1 = \beta_2 = 200$ ، $\beta_3 = 50$ بررسی نمایید.



شکل «۱۰۷»

این مدار تشکیل شده است از یک طبقه تفاضلی شامل T_1 و T_2 ، $R_1 \ldots R_4$ که برای بالا بردن ضریب تقویت وکم کردن مقاومت خروجی، مدار امیتر مشترک شامل T_3 ، R_5 و R_6 به آن اضافه شده است. برای بهبود مشخصات مدار، آنرا توسط R_7 و R_8 فیدبک کرده‌اند. مقاومت های R_2 و R_3 درحقیقت فیدبک

جزئی برای T_1 و T_2 جهت بهتر کردن پایداری و کم کردن اعوجاج طبقه تفاضلی و R_6 فیدبک جزئی برای T_3 جهت بهبود مشخصات طبقه امیتر مشترک میباشند. چون از خروجی T_2 استفاده نشده است $R_{C_2} = 0$ انتخاب شده است.

محاسبه نقطه کار:

$V_{B_1} \simeq V_S = 0$

$V_0 = A_V V_S = 0 \longrightarrow V_{C_3} = 0$

$I_{R_7} < I_{B_2} \simeq 0$

$$I_{C_3} \simeq I_{R_5} = \frac{V_{R5}}{R_5} = \frac{15V}{680\,\Omega} \simeq 22\ mA$$

$$I_{B_3} = \frac{I_{C3}}{\beta_3} = \frac{22mA}{50} = 0.44\ mA$$

$$V_{B3} = V_{R_4} = V_{BE} + I_E R_6 = 0.6V + (22 + 0.44)mA \cdot 120\,\Omega \simeq 3.3V$$

$$I_{C_1} = I_{R_4} + I_{B3} = \frac{V_{R4}}{R_4} + I_{B3} = \frac{3.3V}{3.3K} + 0.44\ mA = 1.44\ mA$$

$$I_{C_2} = I_{R_1} - I_{C_1}$$

$$I_{R_1} = \frac{V_{CC} - V_{BE} - I_{C_1}R_2}{R_1} \simeq \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_1} = \frac{115 - 0.61V}{3.9K} \simeq 3.7\ mA$$

$$I_{C_2} = 3.7\ mA - 1.44\ mA = 2.26\ mA$$

درنتیجه: $r_{e_1} \simeq 17\,\Omega$ ، $r_{e_2} \simeq 11\,\Omega$ ، $r_{e_3} \simeq 1\,\Omega$

محاسبه مشخصات دینامیکی مدار:

نوع فیدبک: ولتاژ - سری

در ورودی $R_8 \parallel R_7$ سری با B_2 و درخروجی R_8 سری R_7 موازی با R_5 قرارگرفته اند.

$A_V = A_{V_1} \cdot A_{V_2}$

$A_{V_1} = A_{V_{DM}}$ ، $A_{V_2} = A_{V_{CE}}$

$$A_{V_{DM}} = \frac{R'_C}{R'_E}$$

$$R'_C \simeq R_4 \parallel \beta_3 R_6 = 3.3K \parallel 50 \cdot 120\,\Omega \simeq 2.1K$$

$$R'_E = \frac{R_5}{\beta_1} + r_{e_1} + R_2 + R_3 + r_{e_2} + \frac{R_7 \parallel R_8}{\beta_2} \simeq r_{e_1} + r_{e_2} + R_2 + R_3$$

$$R'_E = 17\,\Omega + 11\,\Omega + 18\,\Omega + 18\,\Omega = 64\,\Omega$$

$$A_{V_{DM}} = \frac{2.1K}{64\,\Omega} \simeq 32$$

$$A_{vCE} \simeq \frac{R_5 \parallel (R_7+R_8)}{R_6} = \frac{680\Omega \parallel (560+270)\Omega}{120\Omega} \simeq 3.1$$

$$A_v = 32 \times 3.1 \simeq 100$$

$$B = \frac{R_8}{R_7+R_8} = \frac{270\Omega}{270\Omega+560\Omega} = 0.325$$

$$K = 1 + A_v B = 1 + 100 \times 0.325 = 33.5$$

$$A_{vf} = \frac{100}{33.5} \simeq 3$$

$$R_i' \simeq \beta_1 (r_{e_1} + R_2 + R_3 + r_{e_2}) = 200 \times 64\ \Omega = 12.8\ K$$

$$R_i = R_{if} = K . R_i' = 33.5 \times 12.8\ K \simeq 430\ K$$

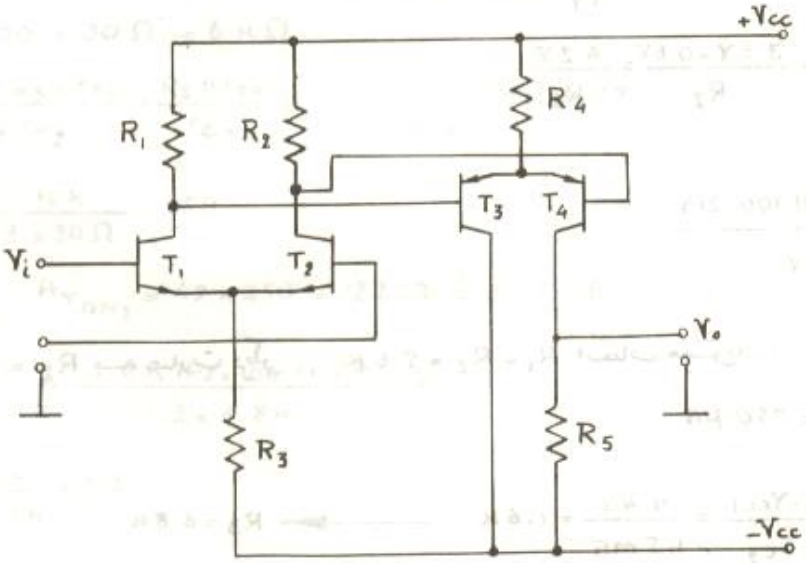
$$R_o' = R_5 \parallel (R_7+R_8) = 680\ \Omega \parallel (560+270)\ \Omega \simeq 370\ \Omega$$

$$R_o = R_{of} = \frac{R_o}{K} = \frac{370\ \Omega}{33.5} \simeq 11\ \Omega$$

مثال ۵۹ : مداری با مشخصات زیر با فرض $V_{BE} = 0.6\,V$ و $\beta > 100$ طرح نمایید.

$v_o = 5\,V_{eff}$ حول زمین $R_o \leq 10\,K$ ، $A_v > 80\ dB$ ، $CMRR > 60\ dB$

حل: چون A_v بزرگ است به کمک یک طبقه نمیتوان مسئله را حل کرد و چون CMRR بزرگ است، طبقه دوم نیز باید تفاضلی باشد و چون ولتاژ خروجی میخواهیم حول ۰ باشد ترانزیستورهای دو طبقه باید مکمل باشند (شکل ۱۰۸)



شکل ۱۰۸

چون $V_o = 5\,V_{eff}$ بنابراین :

$$|-V_{cc}| > 5.\sqrt{2}\,V = 7\,V$$

$$|+V_{cc}| > V_p + V_{CE_{min}} + V_{R_4}$$

که اگر $V_{CE\,min}$ و V_{R_4} حداقل یک ولت انتخاب شوند : $+V_{cc} > 9\,V$ و اگر بخواهیم ولتاژها را قرینه انتخاب کنیم ، مثلاً $\pm V_{cc} = \pm 12\,V$.

$$R_o \leqslant 10\,K \longrightarrow R_5 = 10\,K$$

$$I_{C_4} = \frac{V_{R5}}{R_5} = \frac{12\,V}{10\,K} = 1.2\,mA$$

برای اینکه CMRR بزرگ بدست آوریم V_{R_4} باید حتی الامکان بزرگ باشد .

$$V_{R_4} \leqslant V_{cc} - V_{op} - V_{CE_{min}} = 12\,V - 7\,V - 1\,V = 4\,V$$

$$I_{R_4} = 2\,I_{C_4} = 2.4\,mA$$

$$R_4 \leqslant \frac{4\,V}{2.4\,mA} = 1.66\,K \longrightarrow R_4 = 1.5\,K$$

$$A_V = A_{V_1} \cdot A_{V_2}$$

$$A_{V_2} = \frac{R_5}{r_{e_3} + r_{e_4}} \quad , \quad r_{e_3} = r_{e_4} = \frac{25\,mV}{1.2\,mA} \simeq 21\,\Omega \longrightarrow A_{V_2} \simeq 240$$

$$A_{V_1} = \frac{A_V}{A_{V_2}} = \frac{10{,}000}{240} \simeq 42$$

از طرف دیگر داریم :

$$A_{V_1} = \frac{R_2 \parallel \beta_4 r_{e_4}}{r_{e_2}} = \frac{I_{C_2}\,(R_2 \parallel \beta_4 \cdot r_{e_4})}{V_T}$$

امّا :

$$I_{C_2} = \frac{V_{R_4} + V_{BE_4}}{R_2} = \frac{3.6\,V + 0.6\,V}{R_2} = \frac{4.2\,V}{R_2}$$

پس:

$$42 = \frac{4.2\,V/R_2\,(R_2 \parallel 100 \cdot 21)}{25\,mV}$$

از آنجا $R_2 = 6.3\,K$ به عبارت دیگر : $R_1 = R_2 = 5.6\,K$ انتخاب میشوند :

$$I_{C_2} = I_{C_1} = \frac{4.2\,V}{5.6\,K} = 750\,\mu A$$

$$R_3 = \frac{V_{R3}}{I_{R3}} = \frac{-V_{BE} - (-V_{cc})}{I_{C_1} + I_{C_2}} = \frac{11.4\,V}{1.5\,mA} = 7.6\,K \longrightarrow R_3 = 6.8\,K$$

محاسبه مشخصات مدار :

$$I_{R_3} = \frac{11.4V}{6.8K} \simeq 1.68\ mA$$

$$I_{C_1} \simeq I_{C_2} \simeq \frac{I_{R3}}{2} = 0.84\ mA$$

$$r_{e_1} = r_{e_2} = \frac{25\ mV}{0.84\ mA} \simeq 30\,\Omega$$

$$V_{R_1} \simeq V_{R_2} \simeq I_{C_1} . R_1 = 0.84\ mA \times 5.6\ K\Omega = 4.7\ V$$

$$V_{R_4} = 4.7\ V - 0.6\ V = 3.9\ V$$

$$I_{R_4} = \frac{3.9\ V}{1.5\ K\Omega} = 2.6\ mA$$

$$I_{C_3} \simeq I_{C_4} = 1.3\ mA \longrightarrow r_{e_3} \simeq r_{e_4} \simeq 20\,\Omega$$

$$V_{R5} = I_{C_4} . R_5 = 1.3\ mA \times 10\ K\Omega = 13\ V$$

$$V_o = -V_{CC} + V_{R5} = -12\ V + 13\ V = 1\ V$$

چنانکه ملاحظه میشود برخلاف خواسته صورت مسئله $V_o = 0\ V$ نیست . این امر بخاطر انتخاب مقاومتهای استاندارد بجای مقاومتهای محاسبه شده است . البته همانطورکه قبلاً اشاره شده است مشخصات مدارهای فیدبک شده منجمله نقطه کار آنها به مشخصات المانها وابسته است. درصورتیکه صفر بودن خروجی مهم باشد باید بجای R_4 از یک پتانسیومتر استفاده کرده با تنظیم آن خروجی را صفرکرد . البته از آنجائیکه ضریب تقویت تقویت کننده های چند طبقه معمولاً زیاد است و هنگام استفاده آنها را فیدبک می کنند . نقطه کار خود بخود تنظیم میشود (مراجعه به مسئله ۵۸ . و فصل آینده)

$$R_i = 2\beta r_{e_1} \geqslant 2 \times 100 \times 30\,\Omega = 6\ K\Omega$$

$$A_{V_{DM_1}} = \frac{(R_1 + R_2) \| (r_{\pi 3} + r_{\pi 4})}{r_{e_1} + r_{e_2}} = \frac{R_2 \| r_{\pi 4}}{r_{e_2}} = \frac{5.6\ K \| 100 \cdot 20\,\Omega}{30\,\Omega} \simeq 49$$

$$A_{V_{DM_2}} = \frac{R_5}{r_{e_3} + r_{e_4}} = \frac{10K}{2 \times 20\,\Omega} = 250$$

$$A_V = A_{V_{DM}} = A_{V_{DM_1}} . A_{V_{DM_2}} = 49 \times 250 = 12250 \triangleq 81.7\ dB > 80\ dB$$

$$A_{V_{CM_1}} \simeq \frac{R_2 \| 2\beta_4 R_4}{2R_3} = \frac{5.6\ K \| 2 \times 100 \times 1.5\ K}{2 \times 6.8\ K} \simeq 0.4$$

$$A_{V_{CM_2}} = \frac{R_5}{2R_4} = \frac{10K}{2 \times 1.5K} = 3.33$$

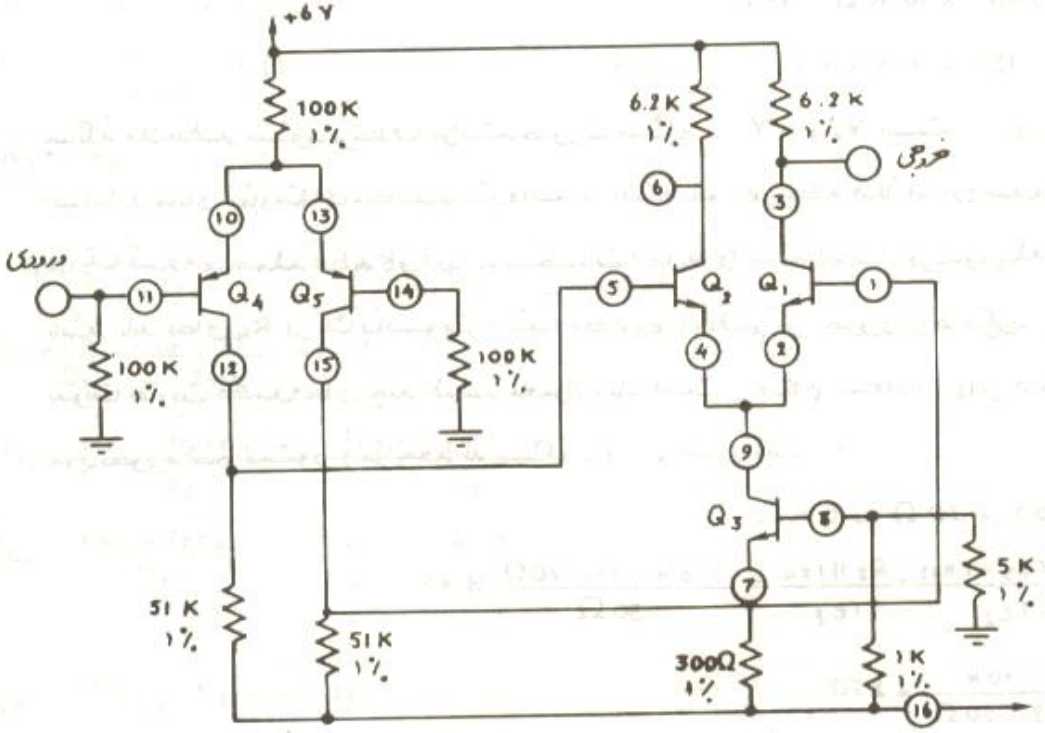
$$A_{V_{CM}} = A_{V_{CM_1}} . A_{V_{CM_2}} = 1.33$$

$$CMRR = \frac{A_{V_{DM}}}{A_{V_{CM}}} = \frac{12,250}{1.33} = 9188 = 79.3\ dB > 60\ dB$$

پس خواسته های مسئله برآورده شده اند.

مثال ۶۰ :

درشکل «۱۰۹» مدار یک تقویت کننده دوطبقه تفاضلی راکه به کمک مدار یکپارچه[1] CA3096 ساخته شده است، نمایش میدهد. این مدار شبیه مدار مسئله قبل است. با این تفاوت که طبقه اول از ترانزیستورهای pnp وطبقه دوم از ترانزیستورهای npn تشکیل شده اند. علاوه برآن برای بالاتر بردن CMRR از Q_3 به عنوان منبع جریان استفاده شده است. برای این ترانزیستورها $\beta = 50$ میباشد. به عنوان تمرین مشخصات مدار را بدست آورید.



شکل «۱۰۹»

شماره های داخل دایره، پایه های IC را مشخص میکند

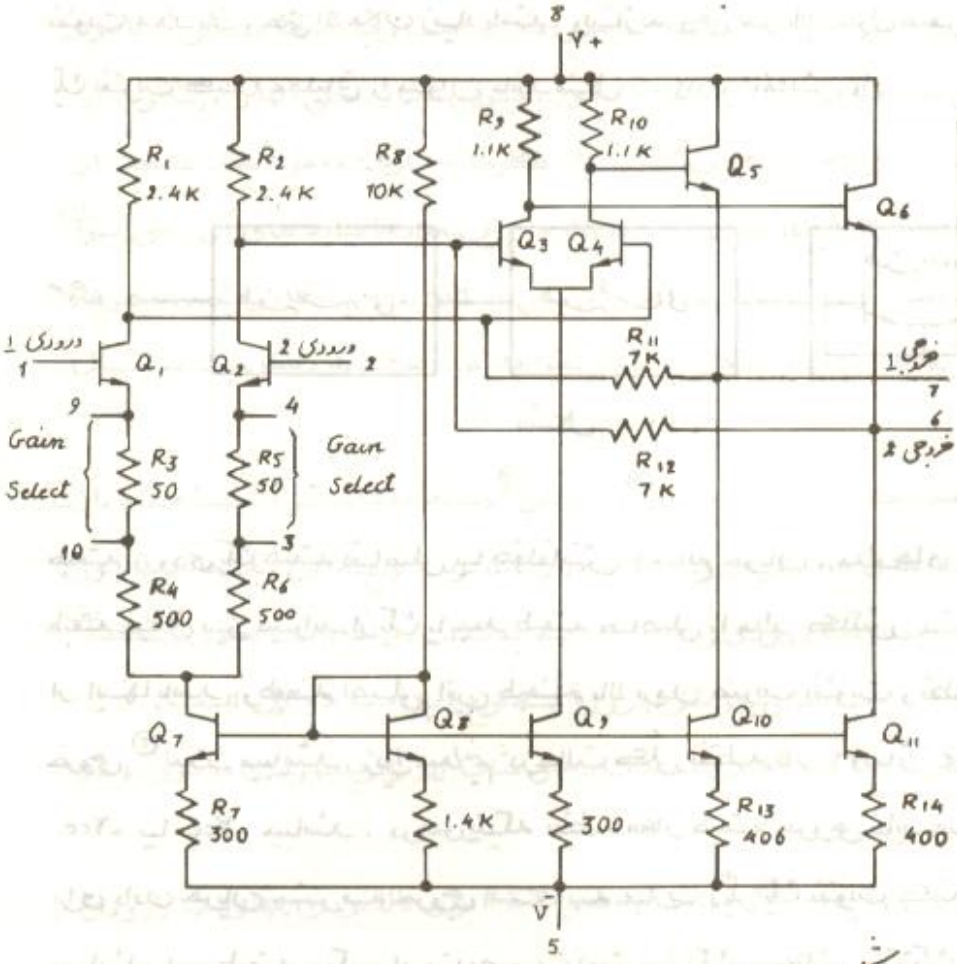
مثال ۶۱ :

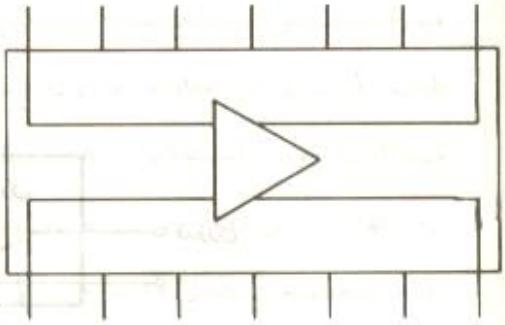
شکل «۱۱۰» مدار آی سی ۷۳۳ را نمایش میدهد. این آی سی تشکیل شده است از دوطبقه تفاضلی با ترانزیستورهای مشابه که طبقه اول (Q_1 و Q_2) توسط مقاومتهای امیتر R_3 . . . R_6 فیدبک جزئی شده است. با اتصال کوتاه کردن مقاومتها میتوان ضریب فیدبک به عبارت دیگر ضریب تقویت را تغییر

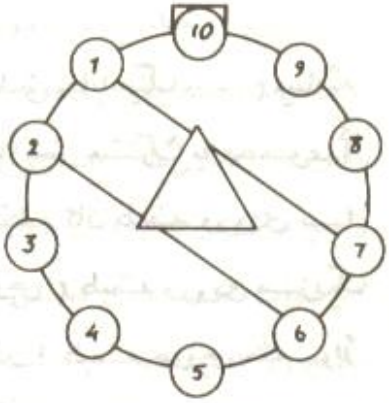
---

[1] IC : Integrated Circuit

داد. (Gain Select) برای بالا بردن CMRR ، Q_7 در طبقه اول و Q_9 در طبقه دوم به عنوان منبع جریان بکار رفته اند که بایاسینگ آنها مشترکاً توسط Q_8 که بصورت دیود بسته شده است، تأمین میگردد. برای کم کردن مقاومت خروجی ترانزیستورهای Q_5 و Q_6 بصورت کلکتور مشترک بکار رفته اند که برای بهبود کیفیت از Q_{10} و Q_{11} به عنوان منبع جریان بجای مقاومتهای امیتر (مراجعه به فصل تقویت کننده توان) استفاده شده است که بایاسینگ اینها نیز توسط Q_8 تأمین میگردد.







شکل "۱۱۰"

برای بهبود مشخصات مدار از مقاومتهای R_{11} و R_{12} به عنوان فیدبک داخلی استفاده شده است. بطوریکه از این آی سی میتوان بدون فیدبک خارجی به عنوان یک تقویت کننده با بهرهٔ ثابت استفاده کرد. مدار درحالت عادی دارای ضریب تقویت 10 و پهنای باند 120 MHZ میباشد. درصورتیکه ضریب تقویت بیشتر مورد لزوم باشد میتوان با اتصال کوتاه کردن R_4 و R_6 بهم (وصل کردن پایه های 3 و 10 بهم) ضریب تقویت 100 و با اتصال کوتاه کردن R_3 و R_5 بهم (وصل کردن پایه های 4 و 9) ضریب تقویت 400 بدست آورد. دراین دوحالت طبیعتاً کیفیت مدار منجمله پهنای باند پایین میاید.

۴- تقویت کننده عملیاتی[1]

عملیات ریاضی مانند جمع ، ضرب ، . . . یا حل معادلات را میتوان به کمک مدارهای الکترونیکی انجام داد از آنجائیکه درمحاسبات دقت عمل معمولاً زیاد باید باشد و سرعت تغییرات نیز ممکن است کم باشد ، (مثلاً جمع دو ولتاژ ثابت) تقویت کننده باید یک تقویت کننده DC به عبارت دیگر یک تقویت کننده تفاضلی باشد. و برای کمتر وابسته بودن مشخصات مدار به مشخصات المانهای تقویت کننده ، سعی براین است که ضریب تقویت مدار باز ، حتی الامکان زیاد باشد. ولتاژ خروجی نیز باید حول صفر متقارن باشد. پس بلوک دیاگرام یک تقویت کننده عملیاتی را میتوان مانند شکل « ۱۱۱ » نمایش داد.

شکل « ۱۱۱ »

طبقه ورودی یک طبقه تفاضلی با متعلقاتش (منابع جریان ، مدارهای محافظتی ، بایاسینگ ، . . .) میباشد طبقه میانی نیز میتواند از یک یا چند طبقه تفاضلی یا مدار کلکتور مشترک یا امیتر مشترک یا مجموعه‌ای از اینها باشد. وظیفه اصلی این طبقه بالا بردن ضریب تقویت و تطابق نقطه کار طبقه ورودی با خروجی[2] مدار میباشد. زیرا میدانیم درحالت کلی نقطه کار (ولتاژ DC خروجی) طبقه ورودی نزدیک $+V_{cc}$ یا $-V_{cc}$ میباشد . درصورتیکه نقطه کار طبقه خروجی باید صفر باشد ! طبقه خروجی معمولاً برای دادن جریان بیشتر به خروجی است. به عبارت دیگر یک تقویت کننده قدرتی (مراجعه به فصل ۵۰) میباشد. این طبقه ممکن است بصورت امیتر مشترک ، کلکتور مشترک و یا پوشپول وغیره . . . باشد. برای مثال مدار شکل « ۱۰۷ » را میتوان یک تقویت کننده عملیاتی خیلی ابتدایی درنظر گرفت که طبقه میانی و خروجی درهم ادغام شده‌اند (T_3)

---

① Operational Amplifier (Op Amp)

② Level Shifter

۴-۱- انواع تقویت کننده عملیاتی

از نظر ساختمان داخلی ، تقویت کننده عملیاتی درگذشته به کمک لامپ ساخته میشد. بعداز آن به کمک المانهای تکی ① نظیر ترانزیستور و دیود ومقاومت و . . . واز حدود ۱۵ سال قبل بصورت مدارهای یکپارچه (آی سی) به بازار عرضه میشود. ازاینرو مابک تقویت کننده عملیاتی (آپ امپ) رابه عنوان یک بلوک یا به عنوان یک المان ، نظیر ترانزیستور و دیود . . . درنظر میگیریم واز بررسی نحوه عملکرد وساختمان داخلی آن بطور عمیق خودداری می نمائیم . زیرا اصول مدارهای آنها کمابیش شبیه است وبا کمک مطالبی که تاکنون مورد بحث قرار گرفته است و مطالبی که بعداً درباره آن صحبت میشود ، میتوان اصول کلی آنها را درک کرد. از طرف دیگر تنوع این مدارها بقدری زیاد است که درباره هرکدام از آنها ، کارخانه سازنده معمولاً چند صفحه از کاتالوگ خود را اختصاص میدهد. گذشته از اینها چون برای استفاده از این مدارها پایه های آی-سی بعنوان ترمینالهای قابل دسترسی دراختیار می باشد و دسترسی به داخل آی-سی امکان پذیر نیست درنتیجه تجزیه و تحلیل مدارهای داخل آی-سی جز بخاطر علاقه شخصی ، مفید نخواهد بود. فقط به ذکرچند مثال می پردازیم .

ازنظر نوع استفاده ، این تقویت کننده ها به دو دسته عام ② و خاص ③ دسته بندی میشوند. دسته عام دارای مشخصات بخصوصی نیستند وبرای کارهای معمولی مورد استفاده قرار میگیرند. نوع خاص ، یک خاصیت مورد نظر مثلاً دقت زیاد - پهنای باند زیاد ، مقاومت ورودی زیاد ، . . . به قیمت از دست دادن بعضی مشخصات وهمچنین گران شدن آن تمام میشود . از نظر تکنولوژی نیز امروزه سه نوع آپ امپ متداول است :

۱- تقویت کننده های معمولی : آنهایی هستند که درساختمان داخلی شان از ترانزیستورهای معمولی (دو قطبی) ④ استفاده شده است .

۲- تقویت کننده های FET ⑤ درورودی : که یک طبقه تفاضلی FET برای بالا بردن مقاومت ورودی درورودی مدار قرار میدهند.

همچنین تقویت کننده هایی که مزایای ترانزیستور معمولی (زیادی ضریب تقویت) و FET (زیاد بودن مقاومت ورودی ، کم بودن حساسیت نسبت به حرارت ، . . .) رابا هم دارند. (Bi_FET)

۳- تقویت کننده هایی که مزایای MOS وترانزیستور معمولی رابا هم دارند. طبقه ورودی وطبقه خروجی

---

① Discrete

② General purpose

③ Special purpose

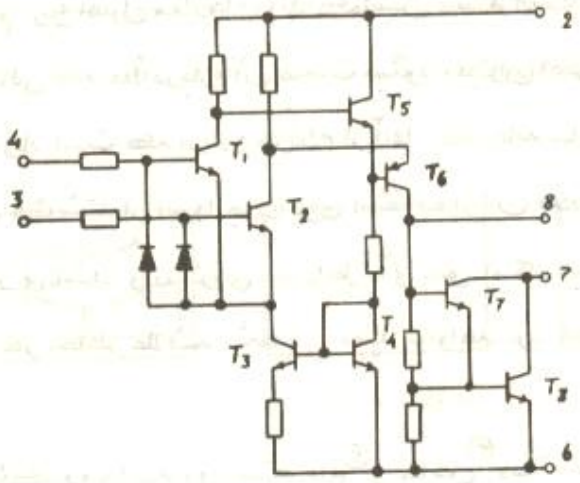
④ Bipolar Transistor

⑤ FET- Input Op Amp.

این مدارها MOS وطبقه میانی . Bipol است (Bi_MOS)

مثال ۶۴ :

شکل « ۱۱۲ » مدار داخلی تقویت کننده های خانواده TAA861 را نمایش میدهد. ترانزیستورهای T_1 و T_2 به کمک منبع جریان T_3 وبایاسینگ آن T_4 تشکیل طبقه تفاضلی ورودی را میدهند.



شکل « ۱۱۲ »

T_5 به عنوان کلکتور مشترک همراه با T_6 تشکیل یک طبقه تفاضلی تغییرفرم یافته را میدهد (T_6 تقویت کننده تفاضلی میباشد زیرا ولتاژ بین بیس وامیتر آن کم تفاضل ولتاژهای کلکتورهای طبقه تفاضلی قبل است ، تقویت میشود. T_5 به عنوان یک دیود جهت جبران V_{BE} ترانزیستور T_6 بکاررفته که برای بالا بردن مقاومت بصورت کلکتور مشترک بسته شده است .

طبقه خروجی از دارلینگتن T_7 ، T_8 که بصورت امیتر مشترک است بسته شده، دراین مدار نیز عملاً طبقه میانی وخروجی درهم ادغام شده اند . چون کلکتور ترانزیستور خروجی (پایه 7) باز است. به این نوع مدارها ، مدار کلکتور باز ① گویند . درعمل باید درصورت لزوم بین پایه 7 (خروجی) وپایهٔ 2 ($+V_{CC}$) یک مقاومت که مقدار آن توسط طراح برحسب نیاز مشخص میشود، وصل شود. به این مقاومت مقاومت بالا کشنده ② گویند .

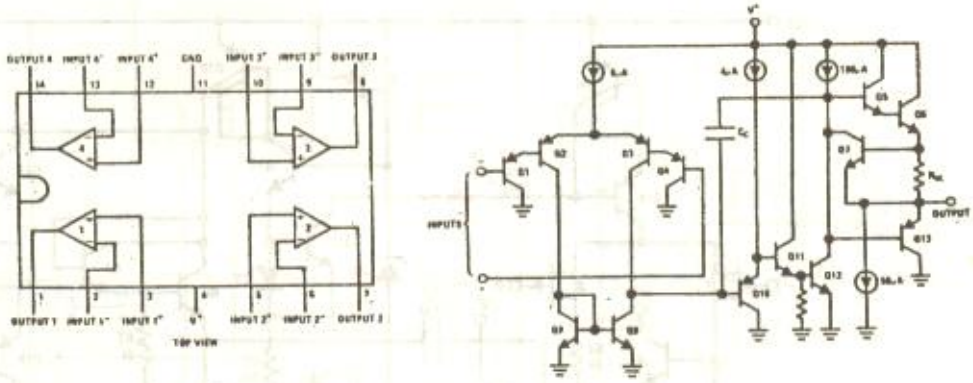
---

① Open Collector ② pull-Up Resistor

برای جبران فرکانسی (جلوگیری از نوسانات ناخواسته، رجوع به بخش آینده) بین پایه های ۷ و ۸ معمولاً یک خازن چندده پیکوفاراد (حدود 56 PF) قرار می گیرد.

مثال ۶۳ :

شکل ۱۱۳ مدار داخلی آی سی هایی نظیر LM324 ، LM2902 ، ... را نمایش میدهد. این آی سی-ها شامل ٤ عدد آپ امپ مشابه میباشد که مدار یکی نمایش داده شده است.

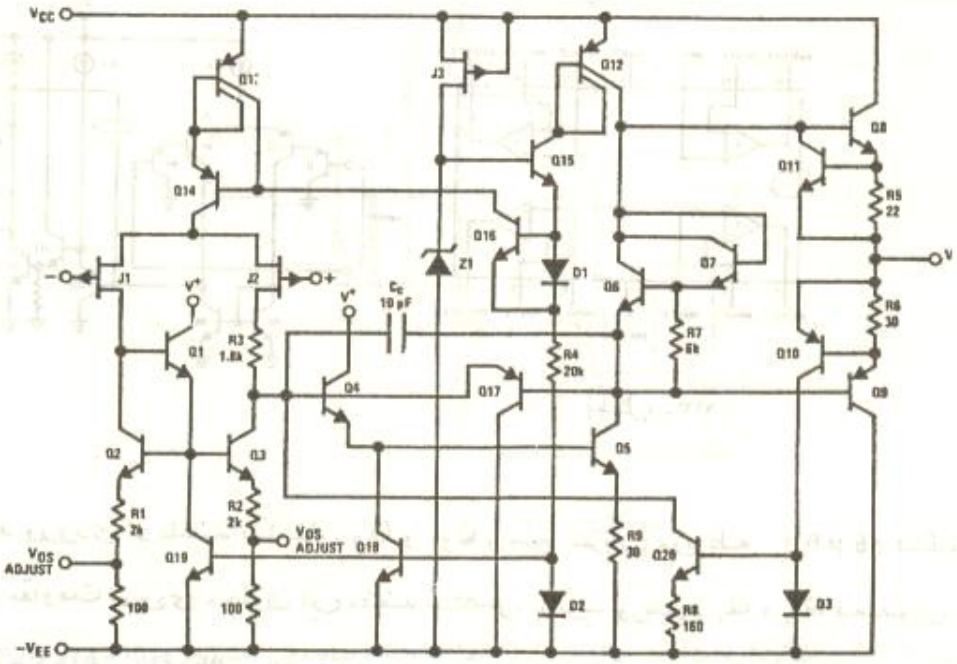


شکل «۱۱۳»

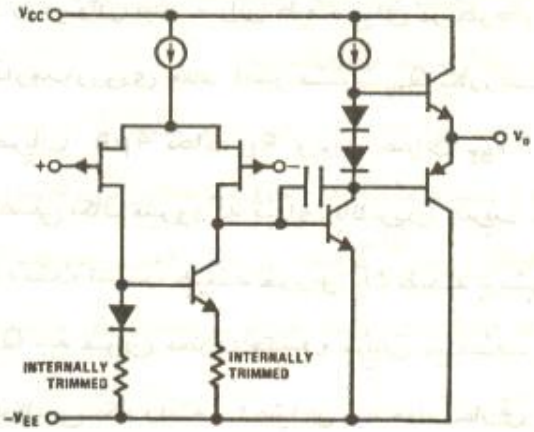
دراین مدار نیز طبقه ورودی از طبقه تفاضلی Q_2 و Q_3 و منبع جریان مربوطه (6 μA) تشکیل شده است. برای بالا بردن مقاومت ورودی، جلوی این طبقه تفاضلی ترانزیستورهای Q_1 و Q_4 به عنوان کلکتور مشترک بکار گرفته شده اند. برای بالا بردن ضریب تقویت این طبقه بجای R_C از Q_9 به عنوان منبع جریان (مقاومت داخلی زیاد) وبرای بایاس کردن آن از دیود Q_8 که درعین حال مقاومت Rc_2 محسوب میشود استفاده شده است. Q_{10} ، Q_{11} و Q_{12} را میتوان به عنوان طبقه میانی درنظرگرفت. Q_{10} و Q_{11} بصورت دوطبقه کلکتور مشترک برای بالا بردن مقاومت ورودی مدار امیتر مشترک Q_{12} بکاررفته اند که برای بالا نگهداشتن مقاومت ورودی درامیتر Q_{10} از منبع جریان 4μA بجای R_E وبرای جبران V_{BE} ، Q_{10} و Q_{11} مکمل انتخاب شده اند. Q_{12} درتقویت کننده اصلی بکار میرود که برای بالا بردن ضریب تقویت بجای مقاومت کلکتور از منبع جریان 100μA استفاده شده است. طبقه خروجی یک طبقه پوشپول شامل Q_5 ، Q_6 Q_{13} و منبع جریان 50 μA وترانزیستور Q_7 به عنوان محدود کننده جریان میباشد. (رجوع به فصل تقویت کننده قدرت) خازن C_c جهت جبران فرکانسی بکاررفته، احتیاجی به مدار خارجی جهت این امر نمیباشد.

مثال ۲۴ :

مدار داخلی یک تقویت کننده با ورودی FET در شکل « ۱۱۴ » نمایش داده شده است. (مدار متعلق به آی - سی LF351 میباشد.) برای درک بهتر مدار، شمای ساده شده آن در شکل « ۱۱۵ » نمایش داده شده است. چنانکه ملاحظه میشود این مدار نیز در ورودی از یک طبقه تفاضلی با FET، طبقه میانی از یک امیتر مشترک و طبقه خروجی از پوشپول تشکیل شده است.



شکل « ۱۱۴ »

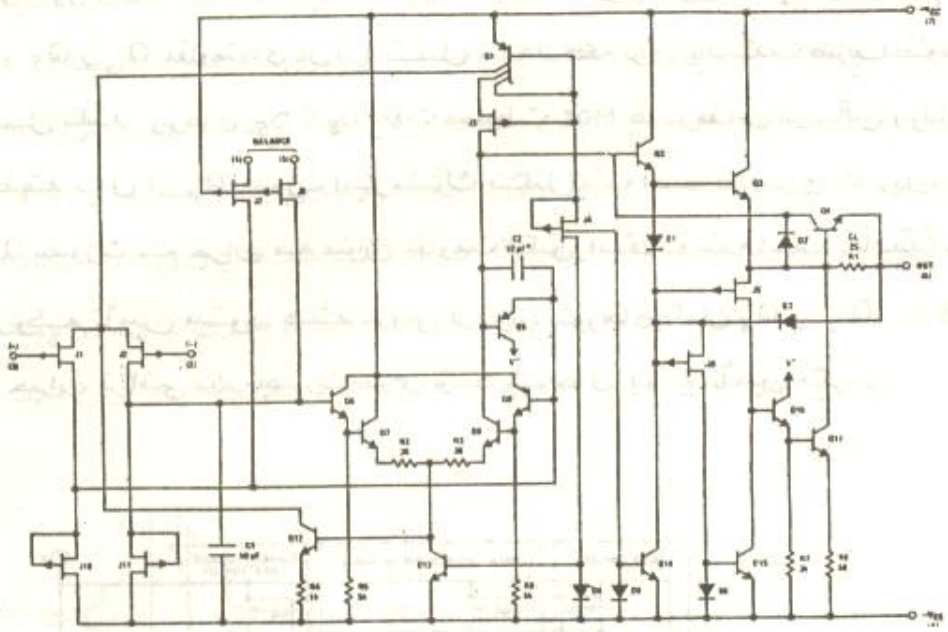


شکل « ۱۱۵ »

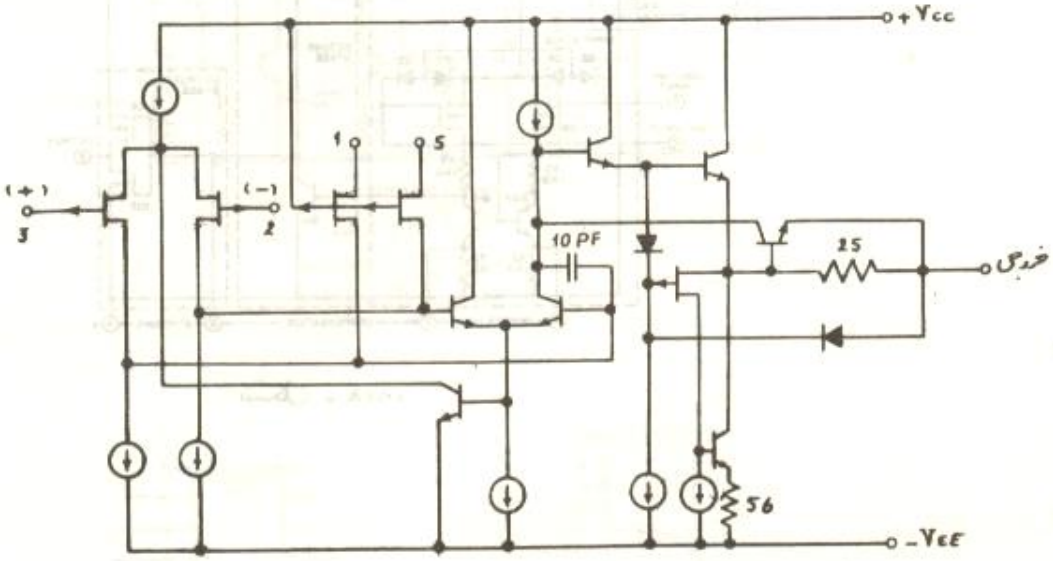
این مدار توسط یک خازن داخلی جبران فرکانسی شده است.

مثال ۶۵ :

مدار داخلی خانواده 357 ، 356 ، LF 355 درشکل «۱۱۶» و مدار ساده شدهٔ آن درشکل «۱۱۷» نمایش داده شده است. چنانکه ملاحظه میشود دراین آی-سی از تکنولوژی Bi-FET استفاده شده است.



شکل «۱۱۶»

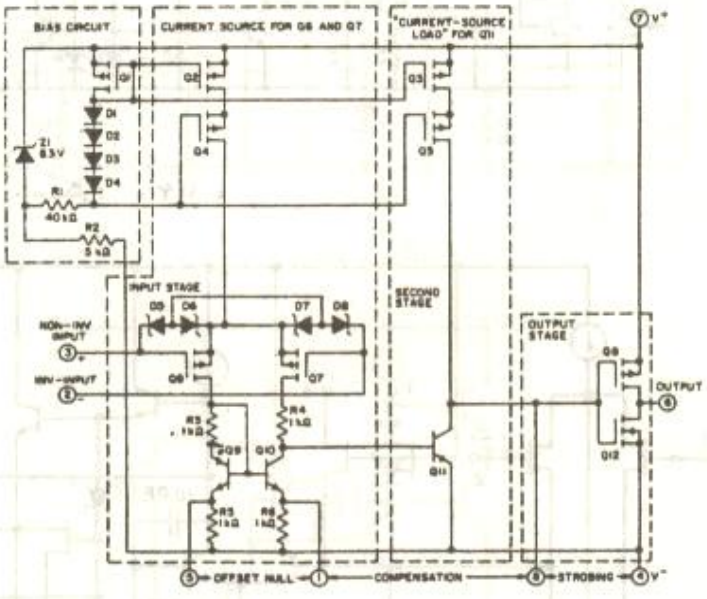


شکل «۱۱۷»

طبقه ورودی از یک طبقه تفاضلی با FET-J و طبقه میانی، از یک طبقه تفاضلی با Bipol. Tr و طبقه خروجی نیز بطور داخلی جبران فرکانسی شده است.

مثال ۶۶ :

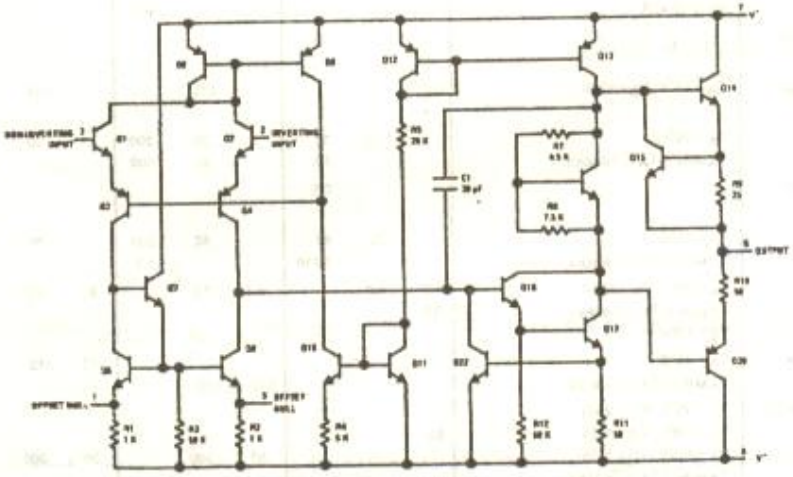
شکل «۱۱۸» مدار CA3130 را که از نوع Bi-MOS میباشد، نمایش میدهد. طبقه ورودی - یک طبقه تفاضلی با ترانزیستورهای MOS-FET میباشد (Q_6 ، Q_7) که ترانزیستورهای Q_2 و Q_4 منبع جریان آنرا و ترانزیستورهای Q_9 و Q_{10} مقاومتهای بار آنرا تشکیل میدهد که برای زیاد شدن ضریب تقویت Q_{10} بصورت منبع جریان عمل میکند. زنرهای D_5 تا D_8 جهت محافظت MOS ها درمقابل بار ساکن (ولتاژ استاتیکی زیاد) بکاررفته اند. طبقه میانی از Q_{11} بصورت امیتر مشترک تشکیل شده است که برای بالا بردن ضریب تقویت از Q_3 و Q_5 بصورت منبع جریان به عنوان مقاومت کلکتور استفاده شده است. بایاسینگ منابع جریان توسط Q_1 و مدار مربوطه تأمین میشود. طبقه خروجی از ترانزیستورهای مکمل Q_8 و Q_{12} (C - MOS) تشکیل شده است. جبران فرکانسی مدار بصورت خارجی توسط پایه های ۱ و ۸ تأمین میگردد.



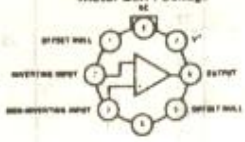
شکل «۱۱۸»

۲-۴- مشخصات تقویت کننده های عملیاتی

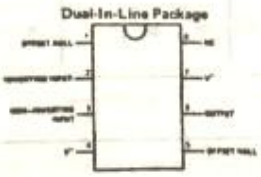
چون یک تقویت کننده عملیاتی ، یک تقویت کننده ولتاژ است ، درحالت ایده آل باید دارای ضریب تقویت و مقاومت ورودی بی نهایت و مقاومت خروجی صفر باشد. درصورتیکه یک تقویت کننده واقعی علاوه بر مقادیر ذکرشده ، محدودیت هایی از قبیل محدودیت پهنای باند و دامنه خروجی و . . . دارد که برای درک بهتر مطالب به عنوان مثال دو تقویت کننده قدیمی و مشهور ۷۴۱ و ۷۰۹ را به کمک کاتالوگ های مربوطه بررسی می کنیم . تعاریف ذکرشده کمابیش برای کلیه آپ امپ های معمولی صدق میکند . شکل « ۱۱۹ » مدار داخلی ۷۴۱ و محفظه های مختلف مربوطه را نمایش میدهد. دراین مدار نیز طبقه ورودی از یک طبقه تفاضلی تغییر فرم یافته شامل ترانزیستورهای Q_1 و Q_3 بطورکاسکود به عنوان یک ترانزیستور و Q_2 و Q_4 به عنوان ترانزیستور دیگر و ترانزیستورهای دیگر برای بایاسینگ این طبقه - طبقه میانی از دارلینگتن Q_{16} ، Q_{17} و مدارات مربوطه به عنوان امیتر مشترک تقویت اصلی را بعهده دارد. طبقه خروجی از Q_{14} و Q_{28} وبقیه مدارات مربوطه به عنوان پوشپول ، تشکیل شده است . C_1 جهت جبران فرکانسی بکاررفته . بنابراین مدار احتیاجی به المانهای خارجی برای این منظور ندارد.



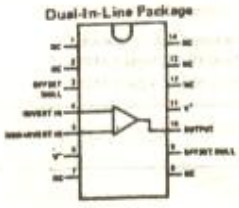
Metal Can Package



Dual-In-Line Package



Dual-In-Line Package



شکل « ۱۱۹ »

توسط یک پتانسیومتر 10K بین پایه ۵ و ۱ و سر وسط پتانسیومتر به Vcc- (پایه چهار) میتوان ولتاژ افست را جبران نمود.

توجه: چون ورودی آپ امپ یک طبقه تفاضلی است، تعاریفی نظیر ولتاژ افست و . . . را که در مورد طبقه تفاضلی داشتیم، در اینجا نیز معتبرند.

شکل «۱۲۰» صفحه ای از برگ مشخصات ① مربوط به ۷۴۱ را نمایش میدهد.

Absolute Maximum Ratings

	LM741A	LM741E	LM741	LM741C
Supply Voltage	±22V	±22V	±22V	±18V
Power Dissipation (Note 1)	500 mW	500 mW	500 mW	500 mW
Differential Input Voltage	±30V	±30V	±30V	±30V
Input Voltage (Note 2)	±15V	±15V	±15V	±15V
Output Short Circuit Duration	Indefinite	Indefinite	Indefinite	Indefinite
Operating Temperature Range	−55°C to +125°C	0°C to +70°C	−55°C to +125°C	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	−65°C to +150°C	−65°C to +150°C	−65°C to +150°C	−65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C	300°C	300°C	300°C

PARAMETER	CONDITIONS	LM741A/LM741E			LM741			LM741C			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	$T_A = 25°C$										
	$R_S \le 10\ k\Omega$					1.0	5.0		2.0	6.0	mV
	$R_S \le 50\Omega$		0.8	3.0							mV
	$T_{AMIN} \le T_A \le T_{AMAX}$										
	$R_S \le 50\Omega$			4.0							mV
	$R_S \le 10\ k\Omega$						6.0			7.5	mV
Average Input Offset Voltage Drift				15							μV/°C
Input Offset Voltage Adjustment Range	$T_A = 25°C$, $V_S = \pm 20V$	±10				±15			±15		mV
Input Offset Current	$T_A = 25°C$		3.0	30		20	200		20	200	nA
	$T_{AMIN} \le T_A \le T_{AMAX}$			70		85	500			300	nA
Average Input Offset Current Drift				0.5							nA/°C
Input Bias Current	$T_A = 25°C$		30	80		80	500		80	500	nA
	$T_{AMIN} \le T_A \le T_{AMAX}$			0.210			1.5			0.8	μA
Input Resistance	$T_A = 25°C$, $V_S = \pm 20V$	1.0	6.0		0.3	2.0		0.3	2.0		MΩ
	$T_{AMIN} \le T_A \le T_{AMAX}$, $V_S = \pm 20V$	0.5									MΩ
Input Voltage Range	$T_A = 25°C$							±12	±13		V
	$T_{AMIN} \le T_A \le T_{AMAX}$				±12	±13					V
Large Signal Voltage Gain	$T_A = 25°C$, $R_L \ge 2\ k\Omega$										
	$V_S = \pm 20V$, $V_O = \pm 15V$	50									V/mV
	$V_S = \pm 15V$, $V_O = \pm 10V$				50	200		20	200		V/mV
	$T_{AMIN} \le T_A \le T_{AMAX}$, $R_L \ge 2\ k\Omega$,										
	$V_S = \pm 20V$, $V_O = \pm 15V$	32									V/mV
	$V_S = \pm 15V$, $V_O = \pm 10V$				25			15			V/mV
	$V_S = \pm 5V$, $V_O = \pm 2V$	10									V/mV
Output Voltage Swing	$V_S = \pm 20V$										
	$R_L \ge 10\ k\Omega$	±16									V
	$R_L \ge 2\ k\Omega$	±15									V
	$V_S = \pm 15V$										
	$R_L \ge 10\ k\Omega$				±12	±14		±12	±14		V
	$R_L \ge 2\ k\Omega$				±10	±13		±10	±13		V
Output Short Circuit Current	$T_A = 25°C$	10	25	35		25			25		mA
	$T_{AMIN} \le T_A \le T_{AMAX}$	10		40							mA
Common-Mode Rejection Ratio	$T_{AMIN} \le T_A \le T_{AMAX}$										
	$R_S \le 10\ k\Omega$, $V_{CM} = \pm 12V$				70	90		70	90		dB
	$R_S \le 50\ k\Omega$, $V_{CM} = \pm 12V$	80	95								dB

شکل «۱۲۰»

① Data Sheet

PARAMETER	CONDITIONS	LM741A/LM741E MIN	LM741A/LM741E TYP	LM741A/LM741E MAX	LM741 MIN	LM741 TYP	LM741 MAX	LM741C MIN	LM741C TYP	LM741C MAX	UNITS
Supply Voltage Rejection Ratio	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$, $V_S = \pm 20V$ to $V_S = \pm 5V$	86	96								dB
	$R_S \leq 50\Omega$				77	96		77	96		dB
	$R_S \leq 10\,k\Omega$										
Transient Response	$T_A = 25°C$, Unity Gain										
Rise Time			0.25	0.8		0.3			0.3		μs
Overshoot			6.0	20		5			5		%
Bandwidth (Note 4)	$T_A = 25°C$	0.437	1.5								MHz
Slew Rate	$T_A = 25°C$, Unity Gain	0.3	0.7			0.5			0.5		V/μs
Supply Current	$T_A = 25°C$					1.7	2.8		1.7	2.8	mA
Power Consumption	$T_A = 25°C$										mW
	$V_S = \pm 20V$		80	150		50	85		50	85	mW
	$V_S = \pm 15V$										
LM741A	$V_S = \pm 20V$										
	$T_A = T_{AMIN}$			165							mW
	$T_A = T_{AMAX}$			135							mW
LM741E	$V_S = \pm 20V$			150							mW
	$T_A = T_{AMIN}$			150							mW
	$T_A = T_{AMAX}$			150							
LM741	$V_S = \pm 15V$					60	100				mW
	$T_A = T_{AMIN}$					45	75				mW
	$T_A = T_{AMAX}$										

دنباله شکل ـ ۱۲۰ ـ

توضیح مفاهیم:

Absolute Max. Ratings ، مقادیری که از آنها مطلقاً نباید تجاوز کرد. زیرا درغیراینصورت آی سی میتواند معیوب شود.

دربالای صفحه چهارنوع ۷۴۱ مشخص شده است که مدار وپایه های همه یکی است. فقط از لحاظ درجه حرارت محیط کار وکیفیت های الکتریکی باهم تفاوت میکنند.

Supply Voltage : ولتاژ منبع تغذیه ($\pm V_{CC}$) درکاتالوگ با V^- و V^+ یا V_S مشخص شده. ولتاژی است که برای تغذیه آی سی لازم است وبین پایه های ۴ (منفی) و ۲ (مثبت) اعمال میشود.

power Dissipation ، توانی که آی سی میتواند بروی خود تلف کند.

Diff. Input Voltage : ولتاژ اعمال شده بین دو ورودی معکوس (پایه ۲) وغیرمعکوس (پایه ۳)

Input Voltage : ولتاژ اعمال شده بین هرورودی وزمین (پایه ۲ یا ۳ وزمین)

Output short Circuit Duration : مدت زمانیکه میتوان خروجی رابه زمین اتصال کوتاه کرد. بدون اینکه

صدمه‌ای به IC بزند.

Operating . Temp Range : محدودهٔ حرارتی که آپ امپ میتواند بکار خود ادامه دهد.

Storage Temp . Range : محدودهٔ حرارتی که آپ امپ قابل نگهداری است.

Lead Temperature : درجه حرارت پایه های آی سی (که براثر ده ثانیه لحیم کردن حاصل میشود)

Electerical Character : مشخصات الکتریکی درجدولی جمع آوری شده است. این جدول دارای شش ستون اصلی است:

ستون اول: parameter : کمیت مورد اندازه‌گیری را مشخص میکند.

ستون دوم: Conditions : شرایط اندازه‌گیری را مشخص می‌نماید. سه ستون سوم تا پنجم مقادیر اندازه‌گیری شده را برای انواع مختلف ۷۴۱ معین میکند که هرکدام ازاین ستونها نیز شامل سه ستون است:

Min : Minimum حداقل مقدار Max : Maximum حداکثر مقدار Typ : Typical مقدار نامی اندازه‌گیری را نمایش میدهد و درستون ششم Units واحد کمیت اندازه‌گیری شده را یادداشت کرده است

برای مثال در ردیف اول: Input Offset Voltage درستون اول نوشته شده درستون دوم شرایط که عبارتند از: $T_A = 25^\circ C$ ، درجه حرارت محیط ۲۵° سانتیگراد ، $R_S \leq 10K\Omega$ ، مقاومت داخلی منبع سیگنال کوچکتر از ده کیلواهم یادداشت شده. درمقابل آن درستون سوم چیزی نوشته نشده است. درستون چهارم زیر Typ ، 1.0 وزیر Max ، 5.0 و درستون پنجم زیر Typ ، 2.0 وزیر Max 6.0 و در ستون ششم mV نوشته شده است و در ردیف بعدی $R_S \leq 50\Omega$ و درستون سوم 0.8 و 3.0 وستون چهارم وپنجم خالی وستون ششم mV نوشته شده. از آنجائیکه ولتاژ افست هرقدر کمتر باشد، بهتر است بنابراین حدّ مرغوبیت توسط مقدار ماکزیمم مشخص میشود و طراح باید این مقدار را درنظر بگیرد. برای حساب آماری درجائیکه مقادیر زیاد معین کننده، نباشند مقادیر Typ نیز ارائه شده است. بنابراین سه ردیف اول ستون دوم به کمک چهار ستون بعد مشخص میکند که در درجه حرارت ۲۵° سانتیگراد اگر مقاومت داخلی منبع کوچکتر از ۱۰ کیلواهم باشد. برای LM741 ولتاژ افست معمولاً 1 mV و درهرصورت کمتر از ۵ میلی ولت و برای LM741C برای اکثر آی سی ها 2 mV و درهرصورت کمتر از ۶ میلی ولت خواهد بود برای LM741A و LM741E به ازاء مقاومت داخلی منبع سیگنال کوچکتر از ۵۰ اهم ولتاژ افست معمولاً 0.8 mV و حداکثر 3.0 mV خواهد بود. پس شرایط اندازه‌گیری متفاوت است. به عبارت دیگر درشرایط مساوی مقادیر اندازه‌گیری مختلف خواهد بود.

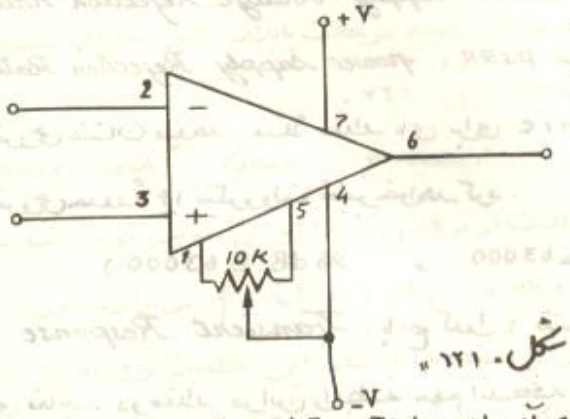
درستون دوم در ردیف چهارم $T_{A_{Min}} \leq T_A \leq T_{A_{Max}}$ وزیرآن $R_S \leq 50\Omega$ و درستون سوم زیر Max

4.0 و ستون آخر mV و در ردیف بعد $R_S \leqslant 10K$ در ستون چهارم و پنجم زیر Max 6.0 و 7.5 و ستون ششم mV نوشته شده است. یعنی اینکه اگر درجه حرارت محیط بین محدودهٔ مجاز قرار گیرد که این محدوده برای LM741 و LM741A بین ۵۵- و ۱۲۵+ درجه سانتی گراد و برای LM741E و LM741C بین ۰° و ۷۰+ درجه سانتیگراد است، حداکثر ولتاژ افست برای LM741A و LM741E چهار میلی ولت. در صورت کمتر بودن مقاومت منبع سیگنال از ۵۰ اهم و برای LM741 شش میلی ولت و برای LM741C هفت و نیم میلی ولت، درصورت کمتر بودن مقاومت منبع سیگنال از ده کیلو اهم میباشد. بنابراین از آنجائیکه ۷۴۱ معمولی که دراختیار ما قرار میگیرد (در بازار ایران پیدا میشود) از نوع تجارتی یعنی 741C میباشد و در طراحی همیشه باید بدترین مقدار را در نظر داشت. از نظر ما ولتاژ افست ۷۴۱، ۷٫۵ میلی ولت خواهد بود.

مفهوم بقیه مقادیر به همین ترتیب است. بنابراین فقط به ذکر تعاریف کمیت ها (ستون اول) میپردازیم.

Average Input Offset Voltage Drift : مقدار متوسط تغییرات ولتاژ افست براثر تغییرات درجه حرارت.

Input Offset Voltage Adjustment Range : درصورتیکه پین پایه ۱ و ۵ یک پتانسیومتر 10K قرار دهیم (شکل ۱۲۱) ولتاژ افست را میتوانیم تا حدی تغییر دهیم - محدودهٔ تنظیم این ولتاژ در این ردیف مشخص شده است. مثلاً برای 741C مقدار نامی آن ±15 mV است. یعنی اگر مثلاً ولتاژ افست ورودی (بدون پتانسیومتر) 5 میلی ولت باشد با قرار دادن پتانسیومتر و تنظیم آن این ولتاژ را میتوان از 10 mV- تا 20 mV+ تغییر داد و درنتیجه میتوان آنرا به "0" mV رسانید.



شکل ۱۲۱

Input Offset Current : اختلاف جریان بین ورودیهای آپ امپ $I_{of} = |I_+ - I_-|$

Average Input Offset Current Drift : مقدار متوسط تغییرات افست جریان براثر تغییرات درجه حرارت

Input Bias Current : واسطه عددی جریانهای ورودی $I_{iB} = \frac{|I_+ + I_-|}{2}$ بنابراین برای مثال برای 741 مقادیر نامی $I_{of} = 20nA$ و $I_{iB} = 80nA$ است. مقادیر نامی یکی از ورودیها 70 nA و دیگری 90 nA خواهد بود!

Input Resistance : مقاومت دینامیکی بین دو ورودی (r_{DM})

Input Voltage Range : محدوده ولتاژ بین هرکدام از ورودیها و زمین که تقویت کننده هنوز کار

کار خود را درست انجام میدهد.

Large Signal Voltage Gain : ضریب تقویت ولتاژ برای علائم بزرگ که نسبت دامنه ولتاژ خروجی به دامنه ولتاژ اعمال شده بین دو ورودی است (A_{VDM}) درصورتیکه ولتاژ خروجی تا مرز اشباع پیش رود.

این کمیت چون بی واحد است گاهی آنرا برحسب V/mV یا V/V یا بدون واحد یا برحسب dB نمایش میدهند مثلاً مقدار نامی برای 741C ، $200\ V/mV$ دراین کاتالوگ ذکرشده است. درکاتالوگهای دیگر ممکن است $200{,}000\ V/V$ یا 200,000 یا 106 dB ذکرشود ($106\ dB = 20\log_{10} 200{,}000$)

Output Voltage Swing : ماکزیمم دامنه خروجی است که تقویت کننده یک موج سینوسی را بدون اشباع شدن یا اعوجاج کمتراز ۵٪ تحویل میدهد. این مقدار تابعی از فرکانس است - تا یک فرکانسی (مثلاً برای 741 حدود ۱۰ کیلوهرتز) این مقدار ثابت است (مقدار ذکرشده) و بازیاد شدن فرکانس افت میکند.

Output short Circuit Current : حداکثر جریان خروجی درصورت اتصال کوتاه شدن خروجی بازمین (این جریان توسط خود آپ امپ محدود میشود)

Common mode Rejection Ratio : نسبت حذف حالت مشترک به حالت تفاضلی $CMRR = \frac{A_{VDM}}{A_{VCM}}$

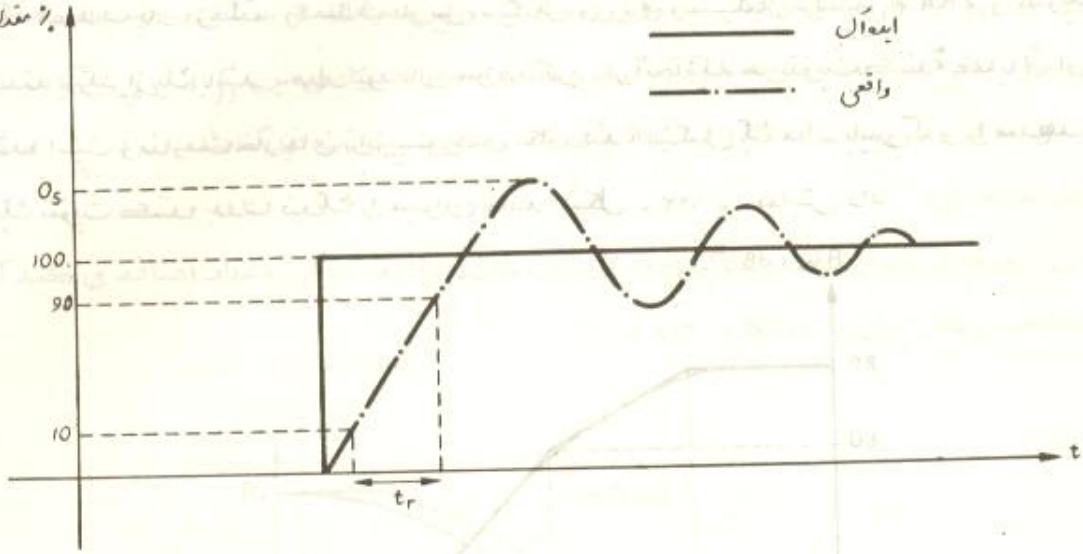
Supply Voltage Rejection Ratio : نسبت حذف ولتاژ منبع تغذیه که گاهی به آن:

power supply Rejection Ratio : PSRR نیز گفته میشود. تاثیر تغییر ولتاژ منبع تغذیه را بروی ولتاژ خروجی نشان میدهد. مثلاً مقدار نامی برای 741C ، 96 dB است، یعنی اگر ولتاژ منبع یک ولت تغییر کند، ولتاژ خروجی حدوداً ۱۶ میکروولت تغییر خواهد کرد.

$$\left(\frac{\Delta V_o}{\Delta V_s} = \frac{1}{63.10^3} \simeq 16 \cdot 10^{-6} \longleftarrow \quad SVRR = \frac{\Delta V_s}{\Delta V_o} = 63000 \quad , \quad 96\,dB \triangleq 63000\right)$$

Transient Response : پاسخ گذرا : تغییرات خروجی را به ازاء تغییرات ناگهانی (مثلاً پله‌ای) مشخص می نماید. دو مقدار دراین رابطه مهم اند که اغلب درکاتالوگها ذکر میشوند.

الف : Rise - Time : زمان صعود - t_r زمانی است که طول می‌کشد تا خروجی از ۱۰٪ مقدار نهایی به ۹۰٪ مقدار نهایی خود برسد (شکل ۱۲۲)



شکل « ۱۲۲ »

ب- Over Shoot : OS نسبت افزایش موقتی دامنه به مقدار دامنه درحالت پایدار. این تعاریف برای تغییرات کوچک بکار میروند. مثلاً تغییرات پله‌ای کمتر از 100 mV برای ۷۴۱.

Bandwidth : پهنای باند که بعضی وقتها تحت عنوان Bandwidth Gain product یا Unity - Gain Crossover بکار میرود، عبارت است از فرکانسی که به ازاء آن ضریب تقویت تقویت کننده (بدون فیدبک) برابر یک به عبارت دیگر 0 dB میشود. ($A_V = 0$ dB) (معادل f_T در ترانزیستور)

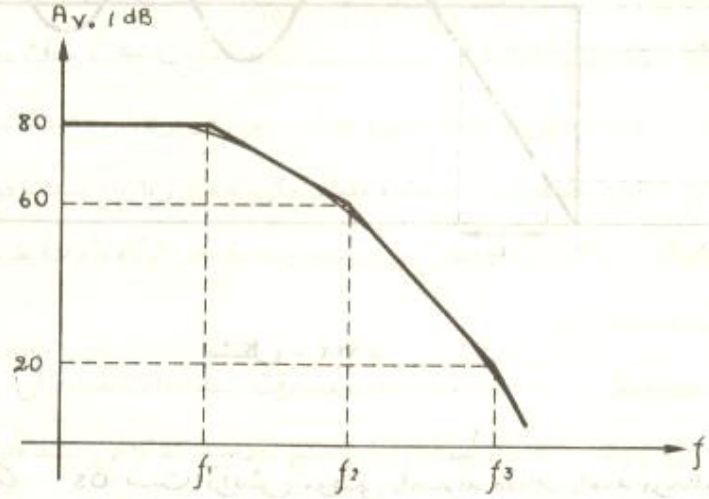
Slew Rate : شیب تغییرات ولتاژ خروجی نسبت به زمان را مشخص میکند. این کمیت برای تغییرات زیاد (علائم با دامنه بزرگ) اهمیت دارد. برای مثال برای 741C که $SR = 0.5\ V/\mu sec$ است. اگر خروجی بخواهد 10^V تغییر کند. مدت زمان لازم برای این تغییر 20 μsec خواهد شد. ($SR = \frac{\Delta V_o}{\Delta t} = 0.5\ V/\mu sec \rightarrow \Delta t = \frac{10}{0.5}\ \mu sec$)

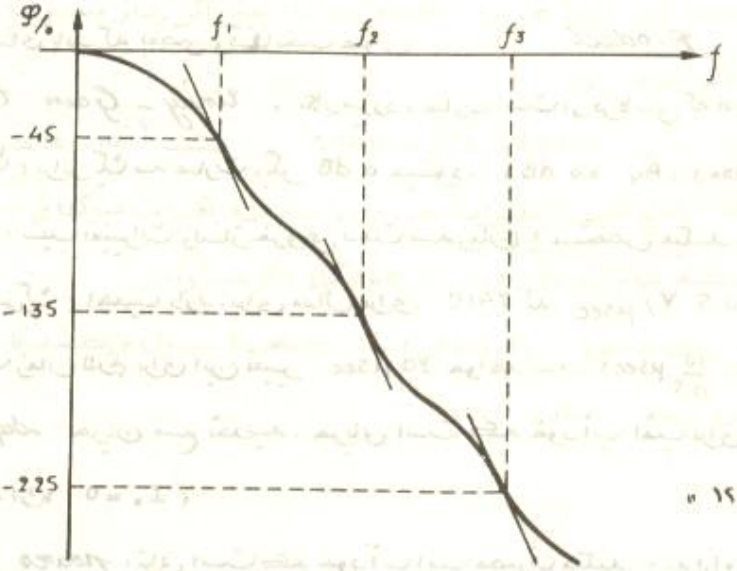
Supply Current : جریان منبع تغذیه: جریانی است که خود آپ امپ برای بایاسینگ ترانزیستورها از منبع می کشد. (به ازاء $I_o = 0$)

power Consumption : توانی است که خود آپ امپ مصرف میکند (به ازاء $I_o = 0$)

۴-۳- پایداری و جبران فرکانسی [1]

درفصل فیدبک دیدیم که درمدارهای فیدبک دار اگر فیدبک مثبت باشد و $|A.B| \geq 1$ شود ، مدار ناپایدار خواهد شد. درصورتیکه اختلاف فاز درحلقه (اختلاف فاز بین سیگنال ورودی و سیگنال برگشتی) $2K\pi$ و ضریب تقویت حلقه بسته بزرگتر از یک باشد ، مدار نوسان خواهد کرد. از آنجائیکه هر تقویت کنندهٔ عملیاتی از چند طبقه تشکیل شده است و مقاومت خازنهای ترانزیستورهای بکاررفته ، تشکیل یک مدار پایین گذر را میدهد. پاسخ فرکانسی یک تقویت کننده بدون فیدبک را میتوان مانند شکل « ۱۲۳ » نمایش داد.





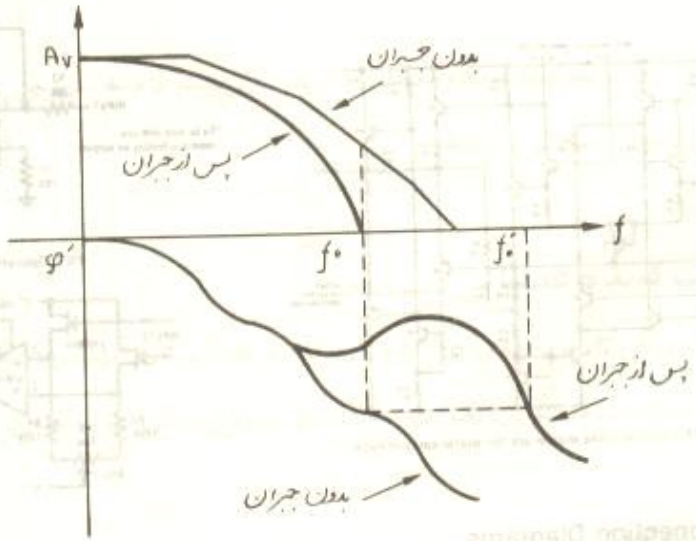
شکل « ۱۲۳ »

---

① Stability - Frequency Compensation

تا فرکانس f_1 ظرفیت های خازنی مدار بقدری کوچکند که قابل اغماض می باشند. اثر خازنهای بزرگتر در فرکانس f_1 ظاهر میشوند (3dB- در دامنه و 45°- در فاز) پس از آن دامنه با شیب 20dB/dec- افت میکند تا در فرکانس f_2 که خازنهای کوچکتر نیز مؤثر می شوند. در این حالت φ به 135°- رسیده دامنه با شیب 40dB/dec- کم میشود. الی آخر. مشاهده میشود که در این مثال به ازاء فرکانسی بین f_2 و f_3 اختلاف فاز به 180°- رسیده و به ازاء این مقدار $A_{v_0} > 20\ dB$ می باشد و مدار در صورت فیدبک شدن ($B < \frac{1}{A_0}$) مدار نوسان خواهد کرد.

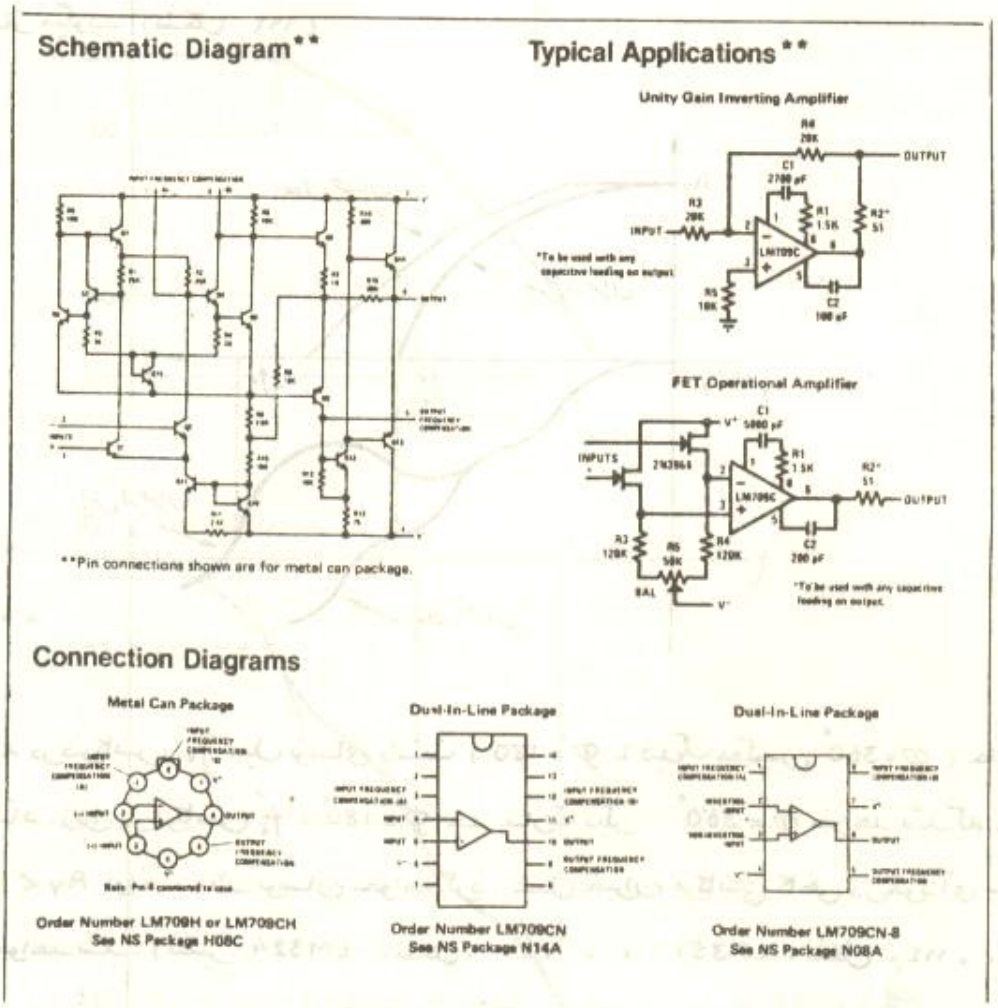
در عمل برای پایدار بودن مدار و جلوگیری از نوسان خازن مقاومت هایی به مدار اضافه می کنند که باعث کم شدن دامنه و فاز میگردد (شکل ۱۲۴)



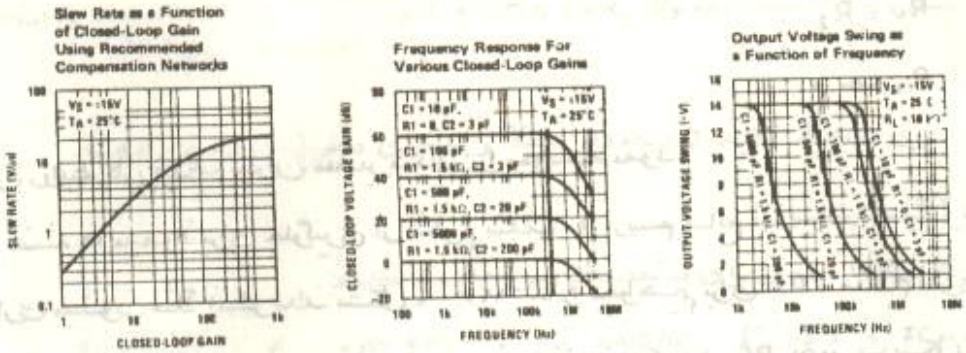
شکل «۱۲۴»

بنابراین مداری که در فرکانس f_0 میل نوسانی داشت ($\varphi' = 180$ با فیدبک معکوس $\varphi = 360°$) حال از نوسان خواهد افتاد. زیرا در فرکانس f'_0، $\varphi' = 180°$ به عبارت دیگر $\varphi = 360°$ خواهد شد که در این فرکانس $A_v < 0\ dB$ بوده، مدار نوسان نخواهد کرد. عمل جبران فرکانسی گاهی در خود آی سی توسط یک خازن انجام خواهد شد. (نظیر LM324 «شکل ۱۱۳»، LF351 «شکل ۱۱۴» و «۱۱۵» LF357 «شکل ۱۱۶» و «۱۱۷» LM741 «شکل ۱۱۹». حسن این عمل در این است که مدار پایدار بوده، کار کردن با آن بسهولت انجام پذیر است. عیب این عمل در این است که باعث محدود کردن پهنای باند به عبارت دیگر ماکزیمم دامنه خروجی و شیب تغییرات خروجی میشود. در صورتیکه این مسائل حائز اهمیت باشند از مدارهای جبران نشده باید استفاده کرد.

این مدارها دارای پایه هایی هستند که با افزایش المانهای خارجی برای حالات مختلف مدار را قابل استفاده می کنند (TAA861 یک خازن بین پایه 7 و 8 ، شکل « ۱۱۷ » CA3130 بین پایه 1 و 8 ، شکل « ۱۱۸ » یا LM709 یک خازن سری با یک مقاومت بین پایه 1 و 8 و یک خازن بین پایه 5 و 6 ، شکل « ۱۲۵ » . برای مثال شکل « ۱۲۵ - الف » مدار داخلی 709 ، پایه های مختلف و دو مورد استفاده آنرا نمایش میدهد.



شکل « ۱۲۵ - الف »



شکل « ۱۲۵ـ ب »

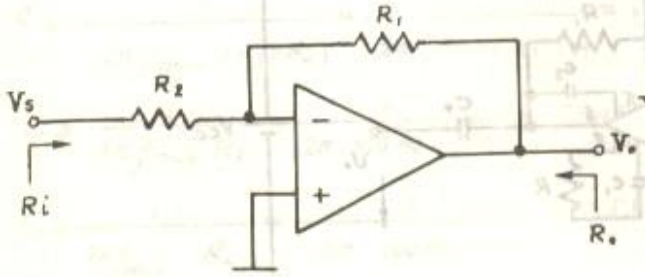
برای مثال شکل « ۱۲۵ـ ب » مقادیر خازنها و مقاومت لازم برای ماکزیمم دامنه خروجی ، ضریب تقویت حلقه بسته و در نتیجه شیب تغییرات خروجی را نمایش میدهد.

۴ـ استفاده از تقویت کننده عملیاتی

آپ امپ در مدارهای الکترونیکی کاربرد های فراوانی دارد که به بعضی از آنها در فصل آینده اشاره میشود. در اینجا نحوه استفاده از آپ امپ را به عنوان تقویت کننده (معمولی) بررسی میکنیم.

۴ـ۴ تقویت کننده معکوس

شکل « ۱۲۶ » مدار یک تقویت کننده را نمایش میدهد. در این مدار مقاومت R_1 نیز یک مدار بوده ، بین خروجی و ورودی معکوس کننده قرار میگیرد. چون سیگنال ورودی V_s از (از طریق R_2) به ورودی معکوس اعمال میشود ولتاژ خروجی با ولتاژ ورودی 180° اختلاف فاز داشته به همین علت به مدار ، تقویت کننده معکوس ① گویند.



شکل « ۱۲۵ »

① Inverting Amplifier

درحالت ایده آل که $A_0 \to \infty$:

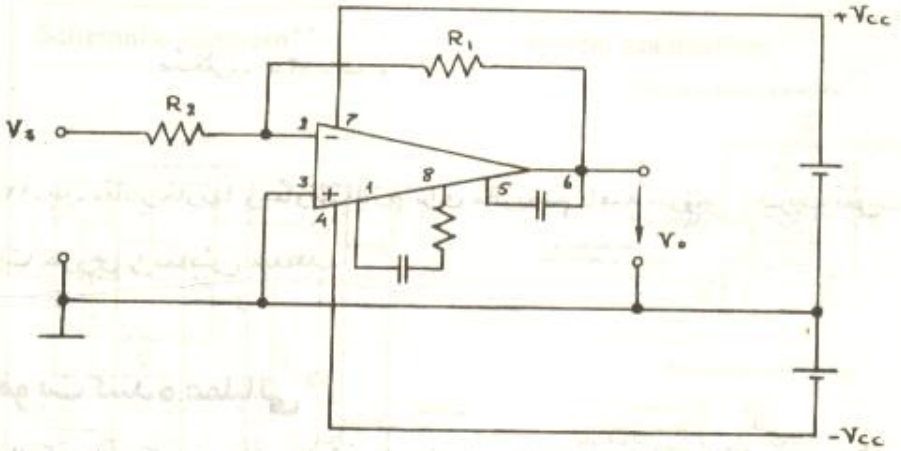
$$A_V = \frac{V_o}{V_s} = -\frac{R_1}{R_2} \quad (-۱۰۶)$$

$$R_i = R_2 \quad (-۱۰۷)$$

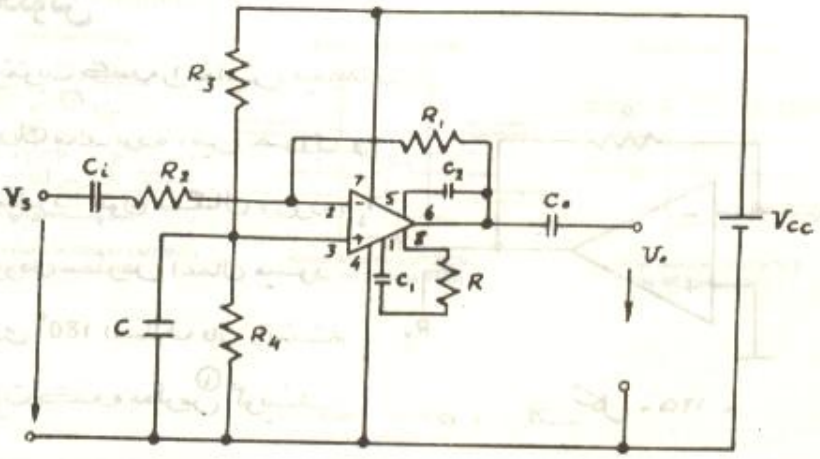
$$R_o \to 0 \quad (-۱۰۸)$$

درحالت غیرایده آل طبق روابط کلّی فیدبک میتوان مقادیر مذکور را محاسبه نمود.

درطرح مدارها و رسم نقشه ها معمولاً برای جلوگیری از شلوغ شدن، از رسم منابع تغذیه، بایاسینگ، جبران فرکانسی، ... خودداری میشود. مثلاً اگر مدار شکل «۱۲۶» را بخواهیم برای 709 بسازیم، برای تقویت کننده DC مدار باید بصورت شکل «۱۲۷-الف» بسته شود و برای تقویت کننده AC بصورت شکل «۱۲۷-ب»



شکل «۱۲۷-الف»



شکل «۱۲۷-ب»

در مدار شکل «۱۲۷-ب» معمولاً $R_3 = R_4 = 2R_1$ و $C = \frac{1}{2\pi f_{min}(R_3 \| R_4)}$ انتخاب می‌شود.

R_3 و R_4 برای بایاسینگ پایه 3 در حدود $\frac{V_{cc}}{2}$ و C برای کوپله کردن آن است.

مثال ۶۷ :

مدار شکل «۱۲۷-ب» را برای مشخصات زیر محاسبه کنید.

$R_i = 10K$ ، $R_L = 1K$ ، $A_v = 100$ ، $f_{max} = 100KHz$ ، $f_{min} = 100Hz$ ، $V_{op} = 8V$ ، $IC = LM709$

حل: طبق کاتالوگ ولتاژ نامی 709 ، ±15V به عبارت دیگر 30V می‌باشد. پس $V_{cc} = 30V$. البته چون دامنه خروجی کمتر از مقدار نامی است (شکل «۱۲۵» ب) V_{cc} را میتوان تا 24V نیز پایین آورد. با توجه به $V_{op} = 8V$ و $f = 100\ KHz$ در شکل (۱۲۵ - ب) نقطه‌ای بین دو منحنی وسطی حاصل خواهد شد. بنابراین اگر جبران فرکانسی را طوری انتخاب کنیم که منحنی سوم حاصل شود، خواسته های مدار برآورده شده است. بنابراین $C_1 = 100pF$ ، $R = 1.5K$ ، $C_2 = 3pF$. باتوجه به شکل (۱۲۵ - ب) این جبران فرکانسی برای $A_v = 40\ dB$ یعنی $A_v = 100$ نیز مناسب است. توجه شود که اگر مثلاً $V_p = 2V$ باشد، باز همین جبران فرکانسی قابل قبول است ولی چون نقطه زیر منحنی دوم میافتد می‌توان برای جبران فرکانسی از $C_1 = 500\ pF$ ، $R = 1.5K$ ، $C_2 = 20\ pF$ نیز استفاده کرده، اطمینان بیشتری برای پایداری بدست آورد. چون این پایداری برای $A_v = 20dB$ نیز کافی خواهد بود.

$R_i = R_2 = 10\ K$

$A_v = \frac{R_1}{R_2} = 100 \longrightarrow R_1 = 100 R_2$

بنابراین $R_2 = 10K$ ، $R_1 = 1M$ و از آنجا : $R_3 = R_4 = 2.2\ M$

$$C \geq \frac{1}{2\pi f_{min}(R_3 \| R_4)} = \frac{1}{2\pi \cdot 100Hz \cdot 1.1M} \simeq 1.5\ nf \longrightarrow C = 100\ nF/16V$$

$$C_i \geq \frac{1}{2\pi f_{min} R_i} = \frac{1}{2\pi \cdot 100\ Hz \cdot 10K} = 159\ nF \longrightarrow C_i = 470\ nF/16V$$

$$C_o \geq \frac{1}{2\pi f_{min} \cdot R_L} = \frac{1}{2\pi \cdot 100Hz \cdot 1K} = 1.59\ \mu F \longrightarrow C_o = 4.7\ \mu F/16V$$

۲-۴-۴- تقویت کننده غیر معکوس

در مدار شکل «۱۲۸» سیگنال منبع به ورودی غیرمعکوس اعمال میشود. به همین دلیل این مدار به تقویت کننده غیرمعکوس[1] معروف است.

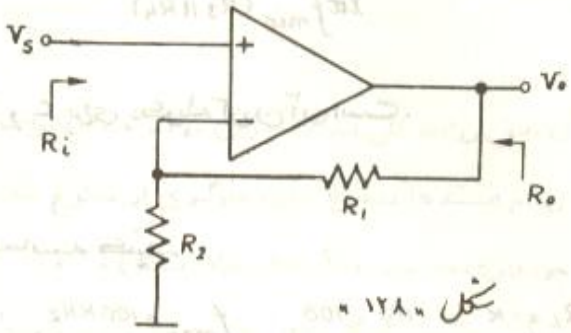
[1] Non-Inverting Amplifier

ازآنجائیکه فیدبک باید منفی باشد، R_1 خروجی را به ورودی معکوس ارتباط میدهد. درحالت ایده‌آل:

$$A_V = 1 + \frac{R_1}{R_2} \quad (-۱۰۹)$$

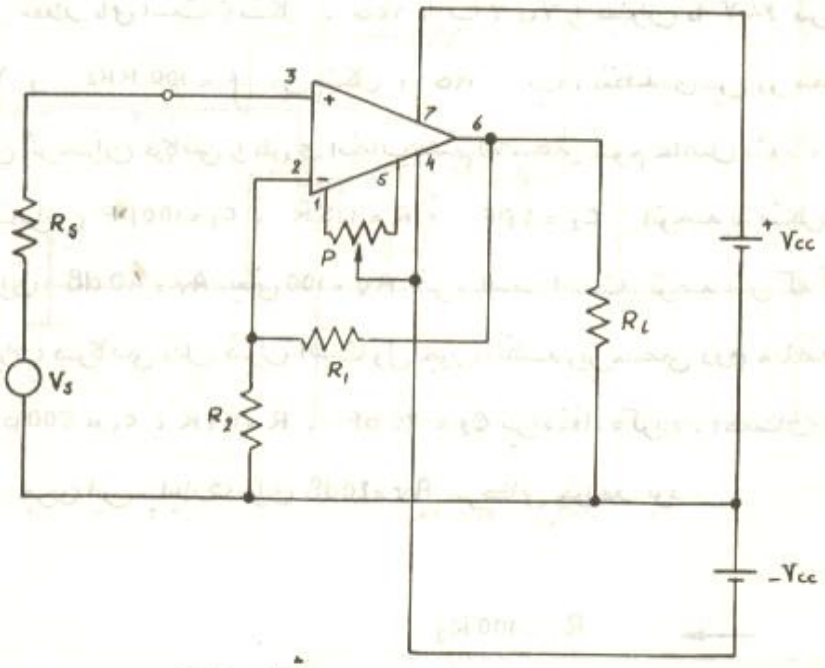
$$R_i \longrightarrow \infty \quad (-۱۱۰)$$

$$R_o \longrightarrow 0 \quad (-۱۱۱)$$

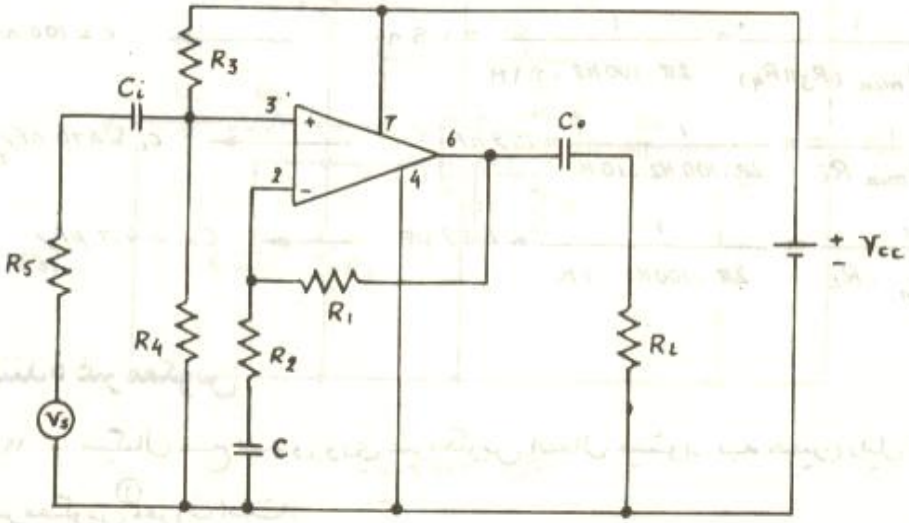


شکل «۱۲۸»

شکل «۱۲۹» مدار DC وشکل «۱۳۰» مدار AC این تقویت کننده را برای مثلاً 741 نمایش میدهد.



شکل «۱۲۹»



شکل «۱۳۰»

مثال ۶۸ : مدار شکل « ۱۳۰ » را برای مشخصات زیر محاسبه کنید.

$f_{min} = 10\,Hz$ ، $R_s \to 0$ ، $R_L = 10\,K$ ، $R_i \geqslant 100\,K$ ، $A_V = 10$

حل:

$$A_V = 1 + \frac{R_1}{R_2} = 10 \longrightarrow R_1 = 9 R_2$$

مثلاً: $R_1 = 91\,K\ (100\,K)$ ، $R_2 = 10\,K$

$$R_3 = R_4 \ ,\quad R_i = R_3 \parallel R_4 \geqslant 100\,K \longrightarrow R_3 = R_4 = 220\,K$$

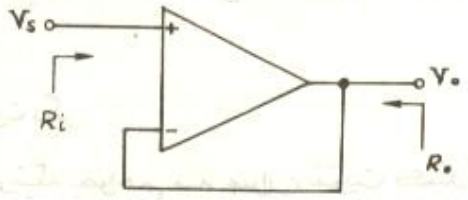
$$C_i \geqslant \frac{1}{2\pi f_{min} R_i} = \frac{1}{2\pi \cdot 10\,Hz \cdot 110\,K} \simeq 150\,nF \longrightarrow C_i = 470\,n$$

$$C_o \geqslant \frac{1}{2\pi f_{min} R_L} = \frac{1}{2\pi \cdot 10\,Hz \cdot 10\,K} = 1.6\,\mu F \longrightarrow C_o = 4.7\,\mu F$$

$$C \geqslant \frac{1}{2\pi f_{min} R_1} = \frac{1}{2\pi \cdot 10\,Hz \cdot 10\,K} = 1.6\,\mu F \longrightarrow C = 4.7\,\mu F$$

حالت خاص:

درصورتیکه درمدار شکل « ۱۲۸ » $R_1 = 0$ یا $R_2 = \infty$ و $R_1 = 0$ یا $R_2 = \infty$ باشد (شکل « ۱۳۱ ») $A_V = 1$ ، $R_i \to \infty$ ، $R_o \to 0$



شکل « ۱۳۱ »

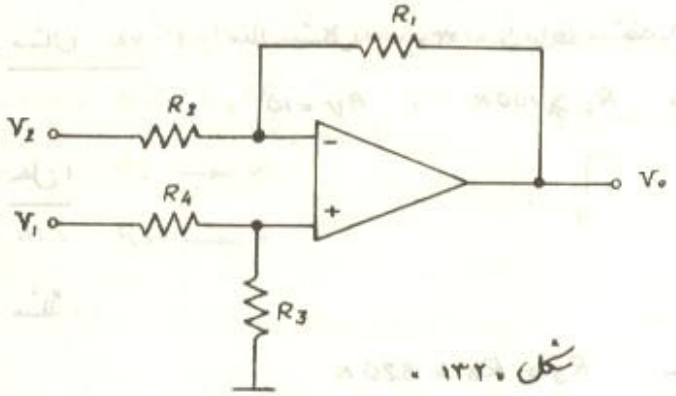
ازآنجائیکه ضریب تقویت این مدار یک، به عبارت دیگر ولتاژ خروجی مدار با ولتاژ ورودی برابر است ومقاومت ورودی خیلی زیاد و مقاومت خروجی خیلی کم میباشد به این مدار، مبدل امپدانس① یا پیرو ولتاژ② میگویند. این مدار بصورت آماده (به عنوان آی سی مخصوص) موجود است. (مثلاً LM302 ، LM310 ، LH0033 ، ...)

۴.۴.۳- تقویت کننده تفاضلی

ازآنجائیکه طبقه ورودی یک تقویت کنندهٔ عملیاتی، یک طبقه تفاضلی است، حالت کلی استفاده ازآپ امپ بستن تقویت کننده بصورت تفاضلی است (شکل ۱۳۲) .

---

① Impedance Converter ② Voltage Follower



شکل ۱۳۲.

از آنجائیکه درحالت ایده آل : $A_o = \frac{V_o}{V_+ - V_-} \longrightarrow \infty$

تا زمانیکه تقویت کننده اشباع نشده باشد ، V_o مقدار

محدودی بوده $V_+ - V_- = \frac{V_o}{A_o} \longrightarrow 0$

بنابراین درحالت ایده آل و تقویت کننده خطی :

$$V_+ = V_- \quad (۱۱۲)$$

$$i_- \simeq i_+ \simeq 0$$

طبق قضیه جمع اثرها داریم:

$$V_- = V_2 \frac{R_1}{R_1 + R_2} + V_o \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (۱۱۳)$$

$$V_+ = V_1 \frac{R_3}{R_3 + R_4} \quad (۱۱۴)$$

(۱۱۲) و (۱۱۳) در (۱۱۴) :

$$V_1 \frac{R_3}{R_3 + R_4} = V_2 \frac{R_1}{R_1 + R_2} + V_o \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

به عبارت دیگر:

$$V_o = \frac{R_3 (R_1 + R_2)}{R_2 (R_3 + R_4)} V_1 - \frac{R_1}{R_2} V_2 \quad (۱۱۵)$$

رابطه (۱۱۵-۱) رابطه کلی است و سایر حالات را می توان از آن نتیجه گرفت. برای مثال در اغلب موارد به عنوان تقویت کنندهٔ تفاضلی $R_1 = R_3$ و $R_2 = R_4$ انتخاب می شوند. بنابراین:

$$V_o = \frac{R_1}{R_2} V_1 - \frac{R_1}{R_2} V_2 = \frac{R_1}{R_2} (V_1 - V_2)$$

به عبارت دیگر:

$$A_V = \frac{V_o}{V_1 - V_2} = \frac{R_1}{R_2} \quad (۱۱۶)$$

یا درصورتیکه بخواهیم به عنوان تقویت کنندهٔ معکوس استفاده کنیم با قرار دادن :

$$V_1 = 0 \quad , \quad V_2 = V_S$$

نتیجه میدهد:

$$A_V = -\frac{R_1}{R_2}$$

یا به عنوان تقویت کنندهٔ غیر معکوس باید $V_1 = V_S$ ، $V_2 = 0$ و $R_4 = 0$ باشد. بنابراین :

$$V_o = \frac{R_3 (R_1 + R_2)}{R_2 (R_3 + 0)} V_1 - \frac{R_1}{R_2} \cdot 0 = (1 + \frac{R_1}{R_2}) V_S$$

به عبارت دیگر:

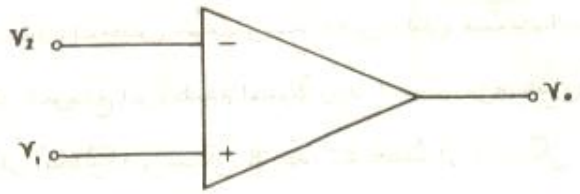
$$A_V = 1 + \frac{R_1}{R_2}$$

برای بررسی مقاومت ورودی باید درنظر گرفت نوع فیدبک برای دو ورودی با هم متفاوت بوده ، مقاومت ورودیها مختلف خواهد بود. بنابه تعریف :

$$R_{i_1} = \frac{V_1}{i_1} \Big/ V_2 = 0 \qquad R_{i_2} = \frac{V_2}{i_2} \Big/ V_1 = 0$$

درنتیجه: $R_{i_1} = R_3 + R_4$ ، $R_{i_2} = R_2$

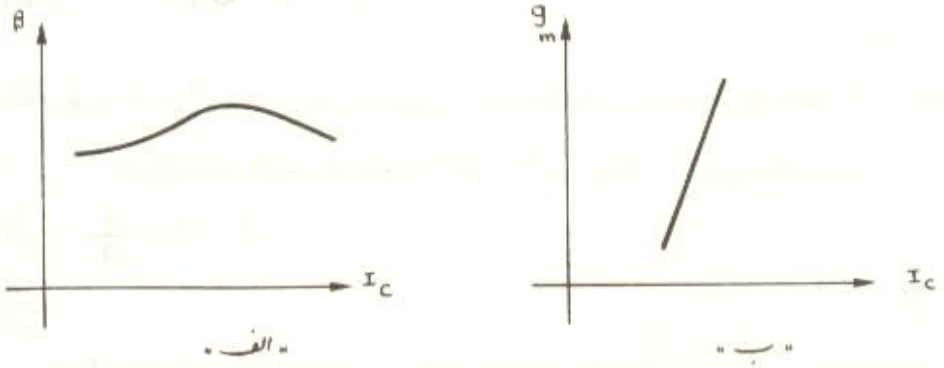
حالت خاص: اگر تقویت کننده را بدون فیدبک بکاربریم، یعنی $R_1 \to \infty$ ضریب تقویت تقویت کننده بینهایت میشود (درچنین حالتی معمولاً $R_3 = \infty$ ، $R_2 = R_4 = 0$ انتخاب میشود) دراین صورت درحالت ایده‌آل اگر $V_1 > V_2$ باشد $V_0 = +V_{cc}$ واگر $V_1 < V_2$ باشد $V_0 = -V_{cc}$ خواهد بود. به عبارت دیگر توسط این مدار (شکل ۱۳۳) دو ولتاژ ورودی با هم مقایسه میشوند. به همین دلیل این مدار به مقایسه کننده ولتاژ مشهور بوده، برای این منظور آی سی های خاصی تحت همین عنوان تولید می کنند. (مثلاً 710، 711، 720، 300، 311، ...)



شکل ۱۳۳ «

۵- تقویت کننده قدرتی

تمام تقویت کننده هایی که تا کنون بررسی شده اند ، دراصل تقویت کنندهٔ توان هستند . زیرا ولتاژ و جریان به عبارت دیگر توان را تقویت می کنند ولی منظور از تقویت کننده توان یا تقویت کنندهٔ قدرتی ① تقویت کننده ای است که بروی مقاومت بار توان قابل ملاحظه ای منتقل کند . معمولاً اگر قدرت خروجی تقویت کننده ای بیش از چند ده میلی وات باشد ، جزء تقویت کنندهٔ توان بحساب میاید . تقویت کننده های قدرتی ، برای اینکه حداکثر توان ممکنه را منتقل کنند باید دارای ولتاژ به عبارت دیگر جریان خروجی با دامنه ماکزیمم باشند . بنا براین ، این تقویت کننده ها جزء تقویت کنندهٔ علائم بزرگ ② بشمار میایند . از آنجائیکه دراین حالت تغییرات جریان کلکتور نسبت به جریان نقطه کار قابل اغماض نیست و به همین دلیل مشخصات ترانزیستور (β ، g_m و ...) با جریان خروجی تغییر می کنند . اعوجاج این طبقه اصولاً زیاد است . برای پایین نگه داشتن اعوجاج باید از خاصیت فیدبک منفی استفاده کرد . از آنجائیکه وابستگی β به I_c کمتر از وابستگی g_m به I_c است . (شکل ۱۳٤ - الف و ب)



شکل « ۱۳٤ »

درعمل باید سعی شود کنترل ترانزیستور بطریق کنترل جریان باشد نه ولتاژ . به عبارت دیگر مقاومت منبع سیگنال بزرگ باشد .

---

① power Amplifier

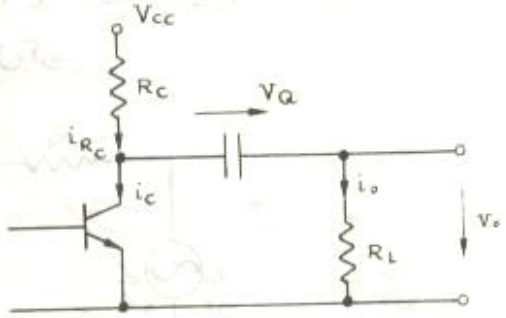
② Large Signal Amplifier

۱-۵- تقویت کننده کلاس A

۱-۱-۵- تقویت کننده امیتر مشترک

مدار امیتر مشترک (شکل «۱۳۵-۱») را درنظر بگیرید. رابطه $i_C = f(V_{CE})$ درصورتیکه فرکانس تغییرات خیلی کم باشد (حالت استاتیکی، مشخصه DC) خازن کوپلاژ بار بوده:

$$i_{RC} = i_C$$



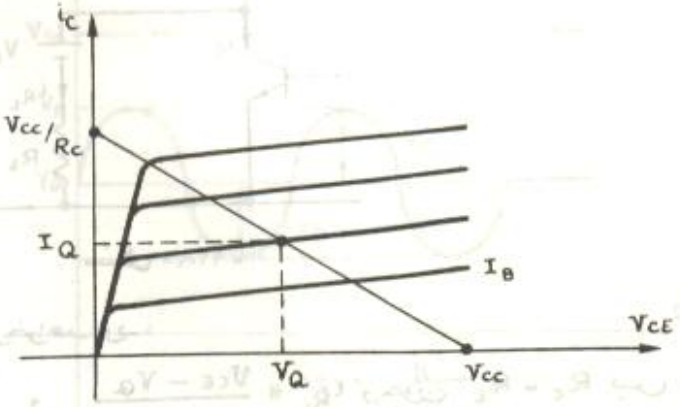
شکل «۱۳۵»

طبق قضیه حلقه کیرشهف:

$$V_{CC} - i_C R_C - V_{CE} = 0$$

$$i_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C} = -\frac{1}{R_C} V_{CE} + \frac{V_{CC}}{R_C} \qquad (۱۱۷-)$$

معادله (۱۱۷) بصورت خطی با شیب $-\frac{1}{R_C}$ در محورهای مشخصه خروجی ترانزیستور نمایش داده می شود (شکل ۱۳۷) به این خط، خط بار استاتیکی یا DC[1] گویند.



شکل «۱۳۶»

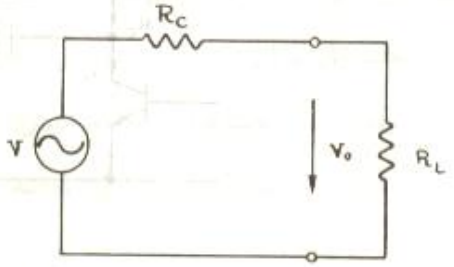
---

① DC یا Static Load-Line

نقطه کار ، نقطه‌ای برروی خط بار است. در صورتیکه ترانزیستور ایده‌آل فرض شود ($V_{CE\,sat} = 0\ V$)
برای تقویت کننده علائم کوچک ، همانطورکه قبلاً دیدیم ، نقطه کار نصف V_{cc} انتخاب میشود. یعنی :

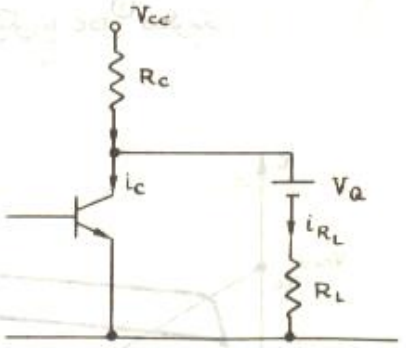
$$V_Q = \frac{V_{cc}}{2}$$

ازلحاظ سیگنال ، درمحدوده فرکانس کار ، خازن کوپلاژ اتصال کوتاه باید باشد . درنتیجه مدار معادل تقویت کننده را می توانیم یک منبع ولتاژ با مقاومت داخلی R_c درنظربگیریم (شکل ۱۳۷) . دراینحالت هرقدر R_c کمترباشد توان بیشتری میتوان به R_L منتقل کرد.



شکل ۱۳۷ .

بازاء R_c مشخص (کم شدن R_c باعث زیاد شدن I_c ، اتلاف ترانزیستور وکم شدن ضریب تقویت میگردد)
ماکزیمم توان موقعی منتقل میشودکه : $R_c = R_L$ (۱۱۸ -
باشد. حال اگر درنظربگیریم که برای سیگنال ، خازن مانند یک باطری با ولتاژ V_Q عمل میکند (شکل ۱۳۸) ،



شکل ۱۳۸ .

رابطه $i_c = f(V_{CE})$ بصورت زیرخواهد بود : $i_c = i_{Rc} - i_{R_L}$

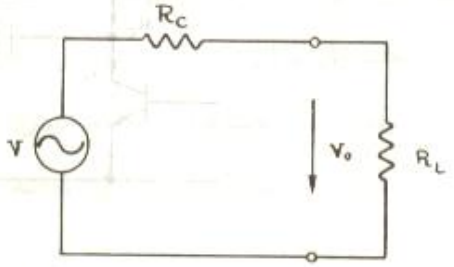
ازطرفی : $i_{Rc} = \frac{V_{cc} - V_{CE}}{R_c}$ و $i_{R_L} = \frac{V_{CE} - V_Q}{R_L}$ وچون $R_c = R_L$ پس :

$$i_c = \frac{V_{cc} + V_Q - 2V_{CE}}{R_L} = -\frac{2}{R_L}V_{CE} + \frac{V_{cc} + V_Q}{R_L} \quad (۱۱۹ -$$

نقطه کار ، نقطه‌ای برروی خط بار است. در صورتیکه ترانزیستور ایده‌آل فرض شود ($V_{CE\,sat} = 0\ V$)
برای تقویت کننده علائم کوچک ، همانطورکه قبلاً دیدیم ، نقطه کار نصف V_{cc} انتخاب میشود. یعنی :

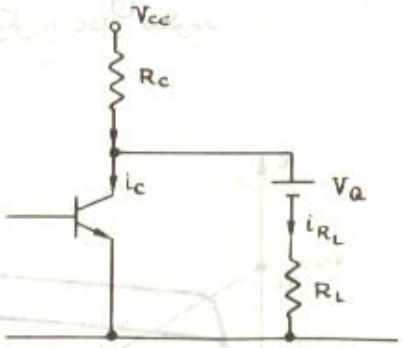
$$V_Q = \frac{V_{cc}}{2}$$

ازلحاظ سیگنال ، درمحدوده فرکانس کار ، خازن کوپلاژ اتصال کوتاه باید باشد . درنتیجه مدار معادل تقویت کننده را می توانیم یک منبع ولتاژ با مقاومت داخلی R_c درنظربگیریم (شکل ۱۳۷) . دراینحالت هرقدر R_c کمترباشد توان بیشتری میتوان به R_L منتقل کرد.



شکل ۱۳۷ .

بازاء R_c مشخص (کم شدن R_c باعث زیاد شدن I_c ، اتلاف ترانزیستور وکم شدن ضریب تقویت میگردد)
ماکزیمم توان موقعی منتقل میشودکه : $R_c = R_L$ (۱۱۸ -
باشد. حال اگر درنظربگیریم که برای سیگنال ، خازن مانند یک باطری با ولتاژ V_Q عمل میکند (شکل ۱۳۸) ،



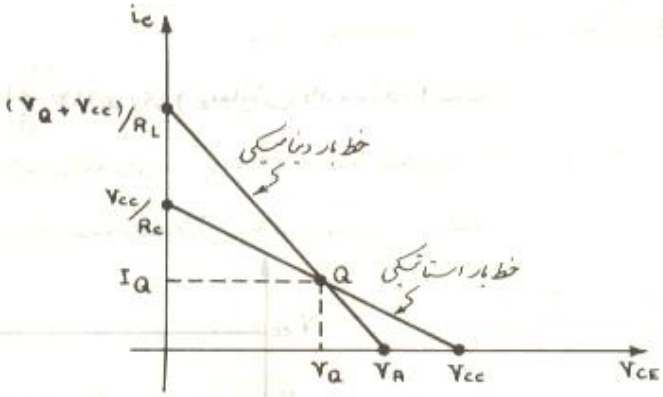
شکل ۱۳۸ .

رابطه $i_c = f(V_{CE})$ بصورت زیرخواهد بود : $i_c = i_{Rc} - i_{R_L}$

ازطرفی : $i_{Rc} = \frac{V_{cc} - V_{CE}}{R_c}$ و $i_{R_L} = \frac{V_{CE} - V_Q}{R_L}$ وچون $R_c = R_L$ پس :

$$i_c = \frac{V_{cc} + V_Q - 2V_{CE}}{R_L} = -\frac{2}{R_L}V_{CE} + \frac{V_{cc} + V_Q}{R_L} \quad (۱۱۹ -$$

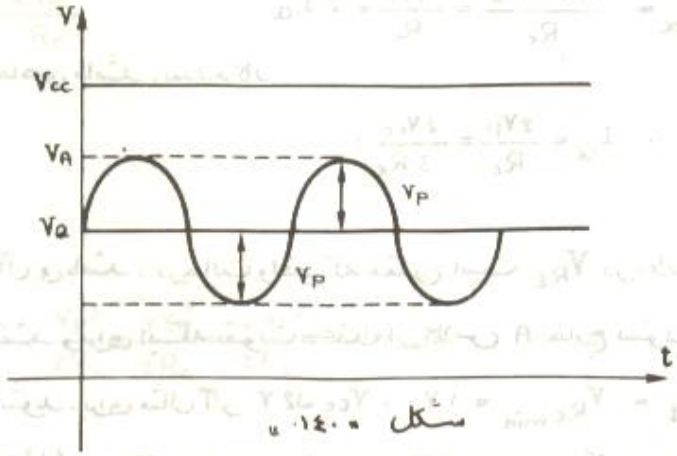
معادله (۱۱۹) بصورت خطی با شیب $-\frac{1}{R_L/2}$ (درحالت کلی تر $-\frac{1}{R_C \| R_L}$) درمحورهای مشخصه خروجی ترانزیستور نمایش داده میشود. (شکل ۱۳۹). برای سادگی دراین شکل مشخصه های ترانزیستور رسم نشده اند. این خط که به آن خط بار دینامیکی یا AC ① گویند، خط بار استاتیکی را درنقطه کار (Q) قطع میکند.



شکل «۱۳۹»

از رابطه «۱۱۹» محل تقاطع خط بار دینامیکی با محور ولتاژ $V_A = \frac{V_Q + V_{CC}}{2}$ بدست میاید.

حداکثر ولتاژ خروجی محل تقاطع این خط و محور ولتاژها (V_A) و حداکثر جریان کلکتور محل تلاقی این خط با محور جریانها ($\frac{V_Q + V_{CC}}{R_L}$) میباشد. بنابراین درحالت دینامیکی ولتاژ خروجی کمتر و جریان کلکتور بیشتر از حالت استاتیکی است. این مطلب باید درطراحی و انتخاب ترانزیستور درنظرگرفته شود.



شکل «۱۴۰»

---

① AC یا Dynamic - Load Line

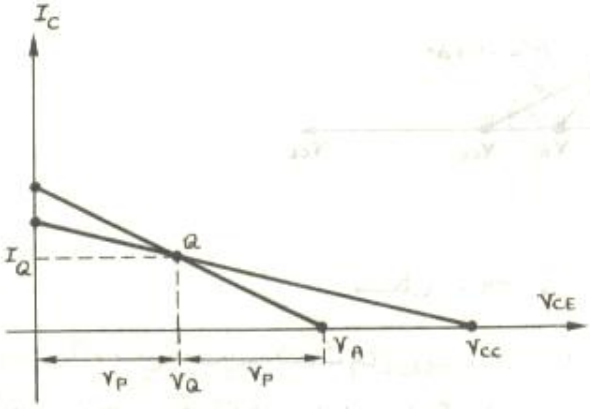
برای مثال می بینیم اگر مانند تقویت کننده های علائم کوچک بخواهیم $V_Q = \frac{V_{cc}}{2}$ انتخاب شود، ماکزیمم دامنه سیگنال خروجی:

$$V_P = V_A - V_Q = \frac{V_{cc}}{4}$$

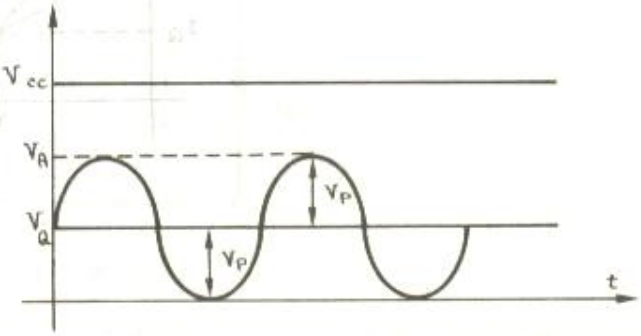
خواهد شد. (شکلهای ۱۳۹ و ۱۴۰) پس از اندکی بررسی مشاهده میشود، برای اینکه ماکزیمم دامنه خروجی را بدست آوریم، درحالت علائم بزرگ به ازاء $R_c = R_L$ باید: $V_Q = \frac{V_{cc}}{3}$ انتخاب شود. درنتیجه

$$V_Q = V_P = \frac{V_{cc}}{3} \quad (۱۲۰-)$$

این مطلب درشکل های (۱۴۱ و ۱۴۲) نمایش داده شده است:



شکل «۱۴۱»



شکل «۱۴۲»

دراین صورت جریان نقطه کار:

$$I_Q = \frac{V_{cc} - V_Q}{R_c} = \frac{2V_P}{R_c} \quad (۱-۱۲۱)$$

وجریان ماکزیمم کلکتور:

$$I_{C\,max} = \frac{V_{cc} + V_Q}{R_c} = \frac{4V_P}{R_c} = 2I_Q \quad (۱-۱۲۲)$$

خواهند بود. به این ترتیب اگر شرط خاصی نباشد، نقطه کار:

$$\left(V_Q = V_P = \frac{V_{cc}}{3} \quad , \quad I_Q = \frac{2V_P}{R_c} = \frac{2V_{cc}}{3R_c}\right)$$

انتخاب میشود.

توجه: این شرایط برای حالت ایده آل می باشد، درحالت واقعی که ممکن است V_{RE} درمدار وجود داشته باشد و $V_{CE\,sat}$ قابل اغماض نباشد وبرای اینکه تقویت کننده از کلاس A خارج نشود $V_{RC\,min} > 0$ باید درنظرگرفته واز V_{cc} کم شوند. برای مثال اگر $V_{cc} = 12\,V$ ، $V_{RE} = V_{CE\,sat} = V_{Rc\,min} = 1\,V$ درنظرگرفته شود $V_P = \frac{(12-1-1-1)V}{3} = 3\,V$ و $V_Q = V_P + V_{RE} + V_{CE\,sat} = 5\,V$ انتخاب خواهد شد.

۲-۱-۵- بررسی مشخصات تقویت کننده

مهمترین مشخصه یک تقویت کنندهٔ قدرتی، توان خروجی و راندمان آن است. طبیعتاً ماکزیمم توان خروجی، بازاء بار مشخص، هنگامی است که دامنه V_o ماکزیمم باشد. به عبارت دیگر:

$$V_o = V_p \sin \omega t = V_p \sin \alpha \qquad (\omega t = \alpha) \qquad -۱۲۳)$$

برای محاسبه توان در حالت کلی از رابطه (۱۲۴) استفاده می شود:

$$P = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v(\alpha)\, i(\alpha)\, d\alpha \qquad (\alpha = \omega t) \qquad -۱۲۴)$$

در بعضی حالات خاص ساده تر است که از روابط مربوطه استفاده کنیم. برای مثال توان خروجی تقویت کننده به عبارت دیگر توانی که تقویت کننده به بار منتقل میکند، درصورتیکه بار یک مقاومت خالص اهمی باشد (امری که تاکنون فرض شده و اغلب در عمل نیز چنین است)

$$P_o = \frac{V_{o\,eff}^2}{R_L}$$

به عبارت دیگر:

$$P_{o\,max} = \frac{V_p^2}{2R_L} = \frac{V_{cc}^2}{18\,R_L} \qquad -۱۲۵)$$

برای انتخاب المانها و محاسبه راندمان احتیاج به محاسبه توان تلف شده توسط R_c و ترانزیستور نیز می باشد. برای محاسبه توان R_c نیز میتوان از راه حل کلی استفاده کرد. راه حل ساده تر، ولی، درنظرگرفتن این واقعیت است که توان تلف شده بروی مقاومت R_c دارای دو مؤلفه است که با هم جمع میشوند: یک مؤلفه DC که از نقطه کار ناشی میشود، دیگری مؤلفه AC که از تغییرات ولتاژ خروجی بوجود میاید. پس:

$$P_{R_c} = (P_{DC} + P_{AC})_{R_c}$$

$$(P_{DC})_{R_c} = V_{R_c} \cdot I_{R_c} = (V_{cc} - V_Q) \cdot I_Q$$

با استفاده از (۱۲۰) و (۱۲۱)

$$(P_{DC})_{R_c} = 2V_p \cdot \frac{2V_p}{R_c} = \frac{4V_p^2}{R_c}$$

$$(P_{AC})_{R_c} = \frac{V_{o\,eff}^2}{R_c}$$

$$(P_{AC})_{R_c\,max} = \frac{V_p^2}{2R_c}$$

وازآنجا:

$$P_{R_c\,max} = \frac{4V_p^2}{R_c} + \frac{V_p^2}{2R_c} = \frac{9V_p^2}{2R_c} = \frac{9V_p^2}{2R_L} = 9\,P_{o\,max} \qquad -۱۲۶)$$

برای محاسبه توان ترانزیستور، دیگر نمیتوان گفت توان تلف شده مجموع دو توان DC و AC است. زیرا ولتاژ وجریان ترانزیستور باهم اختلاف فاز داشته، درحالت AC و DC توان مصرفی کمتر از حالت DC خواهد بود.

بنابراین از راه حل کلی استفاده می کنیم :

$$V_T = V_{CE} = V_Q + V_P \sin\alpha = V_P\,(1+\sin\alpha)$$

از رابطه (۱۱۹) :

$$i_T = i_C = \frac{V_{CC} + V_Q - 2V_P(\sin\alpha + 1)}{R_L}$$

با توجه به رابطه (۱۲۰) :

$$i_T = \frac{3V_P + V_P - 2V_P\sin\alpha - 2V_P}{R_L} = \frac{2V_P}{R_L}(1-\sin\alpha)$$

در رابطه (۱۲٤) :

$$P_T = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} V_P(1+\sin\alpha)\cdot\frac{2V_P}{R_L}(1-\sin\alpha)\,d\alpha$$

$$P_T = \frac{V_P^2}{\pi R_L}\int_0^{2\pi}(1-\sin^2\alpha)\,d\alpha$$

با توجه به روابط مثلثاتی $\sin^2\alpha = \frac{1-\cos 2\alpha}{2}$ و انتگرال $\int \cos 2\alpha\, d\alpha = \frac{1}{2}\sin 2\alpha$:

$$P_T = \frac{V_P^2}{\pi R_L}\left(\frac{1}{2}\alpha + \frac{1}{4}\sin 2\alpha\right)\Big|_0^{2\pi} = \frac{V_P^2}{R_L}$$

$$P_T = \frac{V_P^2}{R_L} = 2P_{o\,max} \qquad (۱۲۶-۱)$$

توجه شود که ماکزیمم توان را ترانزیستور موقعی مصرف میکند که توان خروجی صفر باشد، به عبارت دیگر :

$$P_{T_{max}} = V_Q \cdot I_Q = V_P \cdot \frac{2V_P}{R_C} = \frac{2V_P^2}{R_C}$$

$$P_{T_{max}} = \frac{2V_P^2}{R_L} = 4P_{o\,max} \qquad (۱۲۷-)$$

محاسبهٔ راندمان :

$$\eta = \frac{P_o}{P_B} = \frac{P_o}{P_o + P_{RC} + P_T}$$

$$\eta_{max} = \frac{P_{o\,max}}{(P_o + P_{R_C} + P_T)_{max}} = \frac{P_{o\,max}}{P_{o\,max} + 9P_{max} + 2P_{o\,max}}$$

$$\eta_{max} = \frac{1}{12} = 8.33\,\% \qquad (۱۲۸-)$$

پس ماکزیمم راندمان، درحالت ایده آل حدود ٪ ۸ خواهد بود. عملاً با درنظرگرفتن افت ولتاژ بروی R_E و $V_{CE_{Sat}} > 0$ $V_{R_{C_{min}}} > 0$ ماکزیمم راندمان این مدار حدود ٪ ۵ خواهد بود.

توان اخذ شده از باطری : $P_B = P_o + P_{R_c} + P_T = 12\,P_{o\,max}$ (۱۹۹ -

توجه شود که این توان مستقل از توان خروجی و همواره ثابت است. برای مثال هنگامیکه $i_o = 0$:

$$P_{R_c} = 8\,P_{o\,max}$$

$$P_T = V_Q \cdot I_Q = 4\,P_{o\,max}$$

پس:

$$P_B = 0 + 8\,P_{o\,max} + 4\,P_{o\,max} = 12\,P_{o\,max}$$

برای انتخاب المانها باید:

$$P_R > P_{R\,max} = 9\,P_{o\,max}$$

و

$$P_T > P_{T\,max} = 4\,P_{o\,max}$$

باشد.

مثال ۶۹ : میخواهیم یک تقویت کننده برای مشخصات $P_{o\,max} = 1\,W/8\Omega$ طرح نمائیم.

حل: از رابطه (۱۹۵) :

$$V_{cc} = \sqrt{18\,K_L\,P_{o\,max}} = \sqrt{18 \times 8\,\Omega \times 1\,W} = 12\,V$$

$$\left.\begin{array}{l} R_c = R_L = 8\,\Omega \\ P_{R_c\,max} = 9\,P_{o\,max} = 9\,W \end{array}\right\} \longrightarrow R_c = 8.2\,\Omega/25\,W$$

$$\left.\begin{array}{l} P_{T\,max} = 4\,P_{o\,max} = 4\,W \\ V_{CE\,max} = V_Q + V_P = \frac{2}{3}\,V_{cc} = 8\,V \\ I_{C\,max} = \frac{4\,V_P}{R_c} = \frac{4}{3} \cdot \frac{V_{cc}}{R_c} = \frac{48}{24} = 2\,A \end{array}\right\} \longrightarrow T = 25\,V/5\,A/20\,W$$

توجه شود که مقادیر نامی المانها خیلی بیش از مقادیر محاسبه شده باید در نظر گرفته شود. زیرا :

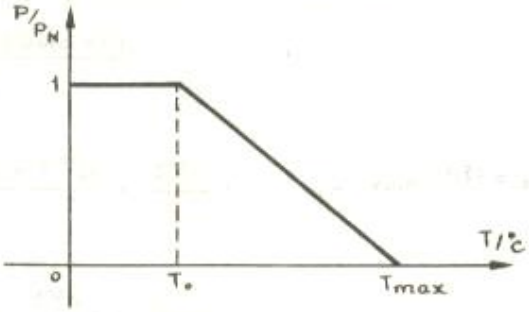
۱) محاسبه در حالت ایده‌آل می‌باشد. در حالت واقعی اگر حداقل ،

$$V_{cc}' = V_{cc} + V_E + V_{CEsat} + V_{R_c\,min} = 12\,V + 1\,V + 1\,V + 1\,V = 15\,V$$

انتخاب شود، اتلاف R_c و T بیشتر خواهد بود.

۲) توانی که المانها می‌توانند تحمل کنند، با افزایش درجه حرارت محیط کم میشود (شکل ۱۴۳). برای اغلب ترانزیستورها $T_o = 25^\circ C$ و $T_{max} = 80^\circ C$ برای ژرمانیم و $T_{max} = 150^\circ C$ برای سیلیسیم می‌باشد. برای مقاومتها T_o معمولاً $40^\circ C$ یا $70^\circ C$ و T_{max} بین $125^\circ C$ تا $200^\circ C$ می‌باشد. درصورتیکه مشخصات دقیق المانها را نداشته باشیم احتیاطاً برای ترانزیستورهای سیلیسیم $T_{max} = 125^\circ C$ و برای مقاومت $T_o = 40^\circ C$

و $T_{max} = 120^\circ C$ درنظرگرفته شود.



شکل «۱۴۳»

مفهوم این منحنی چنین است که اگر فرضاً توان نامی ترانزیستوری 100 W باشد، تازمانیکه درجه حرارت محیط زیر 25 °C نگهداشته شود، برروی این ترانزیستور میتوان 100 W تلف کرد و درصورتیکه درجه حرارت به 125 °C برسد، دیگر نباید توانی برروی آن تلف کرد. ($P_T = 0$ W) پس شیب توان قابل اتلاف:

$$\frac{100\,W}{25^\circ C - 125^\circ C} = -1\ W/^\circ C$$

خواهد بود. از آنجائیکه درجه حرارت ترانزیستور درهوای آزاد خیلی زود بالا میرود، حتماً باید ترانزیستورهای قدرتی را با خنک کننده[1] که معمولاً پروفیلهای آلومینیومی می باشند، استفاده کرد. اگر فرض کنیم با رادیاتور مناسب بتوان درجه حرارت ترانزیستور را زیر درجه 80°C نگهداشت:

ماکزیمم توان قابل مصرف:

$$\Delta T = 80^\circ C - 25^\circ C = 55^\circ C$$

$$\Delta P = 55^\circ C \cdot \left(-\frac{1W}{^\circ C}\right) = -55\ W$$

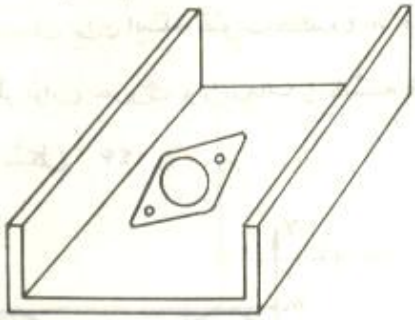
$$P = 100W - 55\ W = 45\ W$$

پس دراین مثال $P/P_N = 0.45$ خواهد بود.

به عنوان یک عدد سرانگشتی، درصورتیکه کاتالوگ وامکانات محاسبه وجود نداشته باشد، توان قابل مصرف بروی ترانزیستور را حدود $1/3$ توان نامی درنظر میگیرند. برای مثال ترانزیستورهای قدرتی نظیر 2N3055 با حدود 100 W توان نامی، بدون رادیاتور بیش از 5 W نمیتوانند تحمل کنند و درصورتیکه از یک ورقه آلومینیوم به صورت تا به ابعاد $3 \times 10 \times 15\ cm^3$ (شکل ۱۴۴) استفاده شود، درهوای آزاد (نصب به پشت جعبه) توانی حدود 30 W را میتوانند تحمل نمایند.

---

① heat - Sink یا Radiator



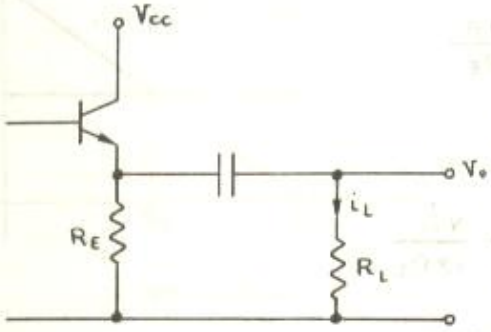
شکل « ۱۴۴ »

(۳) پس از محاسبه برای اطمینان همیشه مقادیر را ۱,۵ تا ۳ برابر (ضریب اطمینان) بیشتر انتخاب می کنند.

($V_{CE\ max}$ اغلب از این قاعده مستثنی است و معمولاً ضریب اطمینان تا حدّ یک نیز کافی است)

۳-۱-۵- تقویت کننده کلکتور مشترک

از آنجائیکه مقاومت بار در تقویت کننده های قدرتی کوچک است، برای تطابق امپدانسی طبقه قدرت با طبقه مدار کلکتور مشترک مناسب تر از مدار امیتر مشترک است.



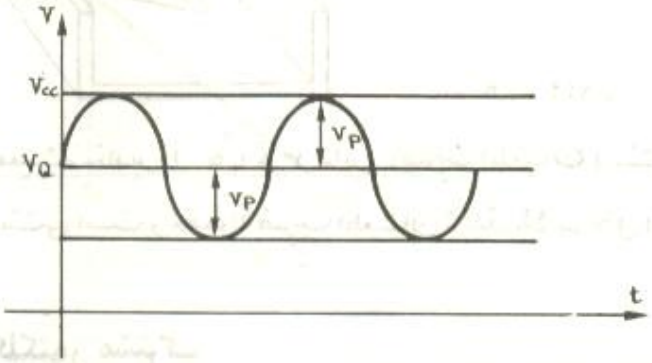
شکل « ۱۴۵ »

برای مثال بازاء $R_L = 8\,\Omega$ ، $I_C = 1\,A$ و $\beta = 40$ مقاومت ورودی مدار امیتر مشترک (شکل ۱۳۵) حدوداً برابر: $R_i \simeq r_\pi \simeq \dfrac{\beta \frac{25\,mV}{I_C}}{I_C} \simeq 1\,\Omega$ خواهد بود. درصورتیکه برای کلکتور مشترک (شکل ۱۴۵) مقدار آن حدوداً :

$$R_i \simeq \beta\,(R_E \parallel R_L) \simeq \frac{\beta}{2} R_L \simeq 160\,\Omega$$

وخیلی بیشتر است (اگر طبقه قبل می توانست مقاومت یک اهم را تغذیه کند، درحالت کلی احتیاجی به طبقه بعد نمیداشت!) بنابراین دراغلب موارد در تقویت کننده قدرتی از مدار کلکتور مشترک استفاده میکنند مشخصات این مدار نیز مانند مدار امیتر مشترک بوده، طبق همان روابط بدست میاید. حتی درمورد R_E میتوان گفت چون درنیم پریود مثبت جریان بار از طریق ترانزیستور تأمین میشود، می توان مقاومت داخلی را همان $R_i \simeq \frac{R_E}{\beta}$ درنظرگرفت. ولی درنیم پریود منفی چون جریان بار از طریق R_E کشیده میشود، باید آنرا به عنوان

مقاومت داخلی تقویت کننده فرض کرد. پس در عمل برای اینکه تقویت کننده به عنوان تقویت کننده علائم بزرگ و کلاس A باشد و ماکزیمم دامنه به عبارت دیگر توان خروجی و راندمان را داشته باشد باید R_L و R_E انتخاب شود. بنابراین در این حالت نیز $V_{CE} = \frac{V_{cc}}{3}$ (شکل ۱۴۶)



شکل «۱۴۶»

-۱۳۰) $V_Q = \frac{2V_{cc}}{3}$ $\quad (V_{CE} = \frac{V_{cc}}{3})$

-۱۳۱) $V_P = \frac{V_{cc}}{3}$

-۱۳۲) $I_Q = \frac{V_Q}{R_E} = \frac{4V_P}{R_E}$

-۱۳۳) $I_{c\,max} = 2I_Q$

-۱۳۴) $P_{o\,max} = \frac{V_P^2}{2R_L} = \frac{V_{cc}^2}{18R_L}$

-۱۳۵) $P_{R_E\,max} = 9\,P_{o\,max}$

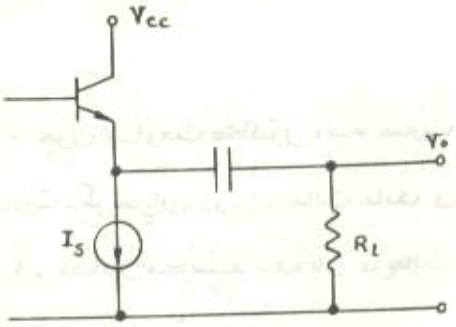
-۱۳۶) $P_{T\,max} = 4\,P_{o\,max}$

-۱۳۷) $\eta_{max} = 8.33\%$

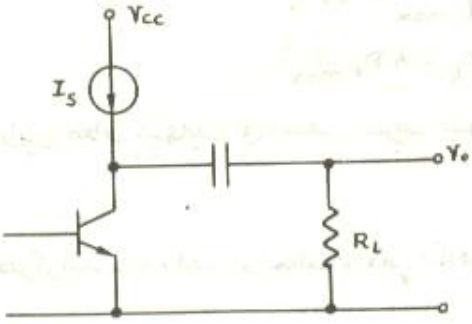
-۱۳۸) $P_B = 12\,P_{o\,max}$

۴-۱-۵- تقویت کننده با منبع جریان

شکل (۱۴۷) یک تقویت کنندهٔ کلکتور مشترک و شکل «۱۴۸» مدار یک تقویت کنندهٔ امیتر مشترک را نمایش میدهد که بجای R_E به عبارت دیگر R_C از یک منبع جریان استفاده شده است. از آنجائیکه جریان منبع جریان همواره ثابت است، خط بار استاتیکی این تقویت کننده ها خطی است موازی محور V_{CE} (تا زمانیکه منبع جریان در حالت خطی خود می باشد.)

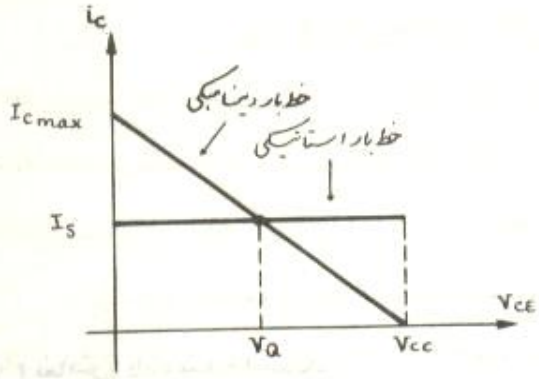


شکل « ۱۴۷ »



شکل « ۱۴۸ »

از آنجا شیکه مقاومت داخلی منبع جریان (درحالت ایده آل) بینهایت است، شیب خط بار دینامیکی $-\frac{1}{R_L}$ خواهد بود. (شکل ۱۴۹)



شکل « ۱۴۹ »

باز برای اینکه بخواهیم دامنه ولتاژ خروجی ماکزیمم شود میتوانیم ولتاژ نقطه کار را نصف V_{cc} انتخاب کنیم . از روی شکلهای « ۱۴۷ » و « ۱۴۸ » و « ۱۴۹ » و درنظر گرفتن راه حل ارائه شده در بخش (۱-۱-۵ -) برای هردو مدار نتیجه میرهد :

$$V_Q = \frac{V_{cc}}{2} \simeq V_p \qquad (۱۳۹-$$

$$I_Q = I_S \geqslant \frac{V_{o\,max}}{R_L} = \frac{V_p}{R_L} = \frac{V_{cc}}{2R_L} \qquad (۱۴۰-$$

$$I_{c\,max} = 2I_S \qquad (۱۴۱-$$

$$P_{o\,max} = \frac{V_p^2}{2R_L} = \frac{V_{cc}^2}{8R_L} \qquad (۱۴۲-$$

$$P_{s\,max} = 2P_{o\,max} \qquad (۱۴۳-$$

$$P_{T_{max}} = 2P_{o\,max} \quad (۱۴۴-)$$

$$\eta_{max} = 25\% \quad (۱۴۵-)$$

$$P_B = 4P_{o\,max} \quad (۱۴۶-)$$

تذکر ۱ - چون مقاومت کلکتور، به عبارت دیگر امپدانس در این مدار بینهایت می‌باشد، ضریب تقویت ولتاژ به عبارت دیگر جریان دو برابر حالت عادی می‌باشد.

تذکر ۲ - مقادیر محاسبه شده باز در حالت ایده‌آل در نظر گرفته شده اند. در حالت واقعی اتلاف بیش از مقادیر نامبرده می‌باشد.

مثال ۲۰ : یک تقویت کنندهٔ کلکتور مشترک با منبع جریان برای $P_o = 1W / 8\Omega$ طرح نمایید.

حل: طبق رابطه (۱۴۲) :

$$V_{cc} = \sqrt{8P_{o\,max}R_L} = \sqrt{8 \times 1W \times 8\Omega} = 8V$$

از (۱۴۰) :

$$I_S = \frac{8V}{2.8\Omega} = \frac{1}{2}A$$

$$V_{CE\,max} = V_{cc} = 8V$$

$$I_{C\,max} = 2I_S = 1A$$

$$P_{S\,max} = 2 \times 1W = 2W$$

$$P_{T\,max} = 2 \times 1W = 2W$$

مدار عملی در شکل (۱۵۰) نمایش داده شده است.

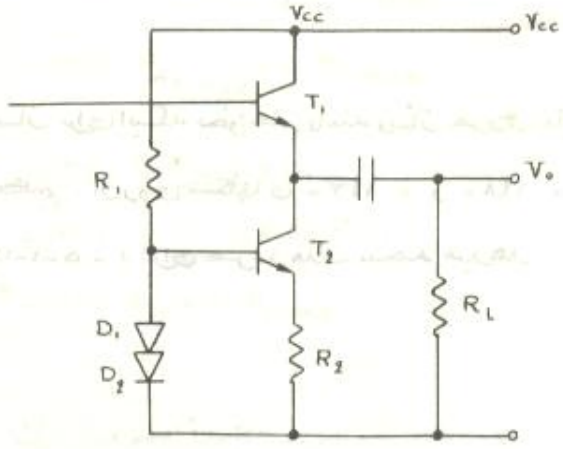
چنانکه ملاحظه میشود، در حالت واقعی افت ولتاژ بروی منبع جریان (تشکیل شده از T_2 ، D_1 ، D_2 ، R_1 ، R_2) و همچنین T_1 صفر نمیباشد. اگر برای ترانزیستورها :

$$V_{CE\,min} \simeq 1V$$

فرض شود، از آنجائیکه $V_{R_2} = V_{D_2} \simeq 0.6V$ میباشد بنابراین در حالت واقعی باید:

$$V_{cc}' \geqslant V_{cc} + V_{CE_1 min} + V_{CE_2 min} + V_{R_2} = 10.6V$$

باشد. پس $V_{cc} = 12V$ انتخاب میشود.



شکل «۱۵۰»

$$I_S = I_{C_2} > \frac{V_P}{R_L} = \frac{4V}{8\Omega} = \frac{1}{2}A$$

پس مثلاً $I_S = 600\,mA$ انتخاب میشود. در نتیجه :

$$I_{C_2} \simeq \frac{V_{D_2}}{R_2} \longrightarrow R_2 = \frac{V_{D_2}}{I_{C_2}} = \frac{600\,mV}{600\,mA} = 1\Omega / 1W$$

چون ترانزیستورها قدرتی هستند β معمولاً کم است. اگر $\beta_{min} = 40$ فرض شود:

$$I_{B_2} = \frac{600\,mA}{40} = 15\ mA$$

واگر برای دیودها 5 mA درنظر بگیریم:

$$R_1 = \frac{V_{R_1}}{I_{R_1}} = \frac{V_{cc} - 2V_D}{I_D + I_{B_2}} = \frac{12\,V - 2\times 0.6}{5\,mA + 15\,mA} = 540\ \Omega \longrightarrow R_1 = 470\ \Omega / 1W$$

توان خروجی:

$$P_{o\,max} = \frac{(V_{cc} - 2V_{sat} - V_{R_2})^2}{8R_L} \simeq \frac{(9.5\,V)^2}{8.8\Omega} \simeq 1.4\,W$$

توان مصرفی:

$$P_A = V_{cc}(I_S + I_{R_1}) = 12\,V\,(600\,mA + 20\,mA) \simeq 7.5\,W$$

راندمان:

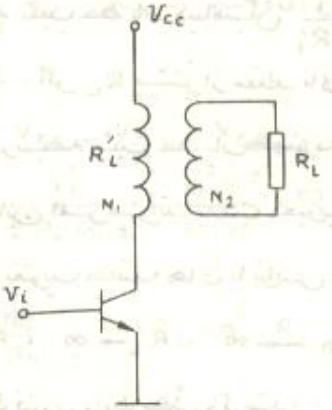
$$\eta = \frac{P_o}{P_B} = \frac{1.4\,W}{7.5\,W} \simeq 18.1\,\%$$

۵-۱-۵- تقویت کننده کلاس A با ترانس خروجی

درمدارهای قبل دیدیم بیشترین اتلاف بروی R_C (یا R_E) وبخاطر افت ولتاژ DC (نقطه کار) بروی آن است. از طرف دیگر حداکثر توان خروجی بازاء مقاومت بار و V_{cc} مشخص، مقداری معین است.

مثلاً طبق مسئله قبل برای $1W/8\Omega$، درحالت ایده‌آل، باید $V_{cc} = 8V$ باشد. بنابراین مثلاً با $V_{cc} = 6V$ نمیتوان خروجی 1W بروی 8Ω هم داشته باشیم یا درصورتیکه مجبور باشیم از $V_{cc} = 24V$ استفاده کنیم، از آنجائیکه I_S همان مقدار قبلی است (0.5A) باسه برابر شدن V_{cc}، راندمان ماکزیمم یک سوم خواهد شد!

به کمک یک ترانس میتوان هردو عیب فوق را از بین برد. (شکل ۱۵۱)

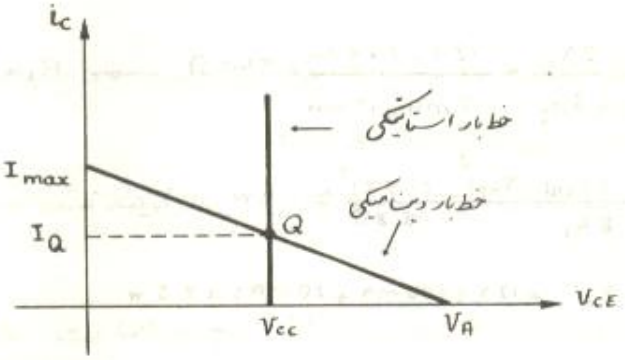


شکل «۱۵۱»

زیرا اولاً درحالت ایده‌آل مقاومت اهمی ترانس صفر بوده، اتلاف ترانس صفر خواهد بود. ثانیاً ترانس به عنوان مبدل مقاومت میتواند با نسبت $n = \frac{N_1}{N_2}$ ، $R'_L = n^2 R_L$ (۱۴۷)

مقاومت بار، R_L، را به مقاومت R'_L، از دید کلکتور، تغییر دهد. بنابراین کلکتور از لحاظ DC مقاومت صفر و از لحاظ AC مقاومت R'_L را می‌بیند.

شکل (۱۵۲) از آنجائیکه افت ولتاژ DC بروی ترانس صفر است پس درحالت استاتیکی همواره $V_{CE} = V_{cc}$



شکل «۱۵۲»

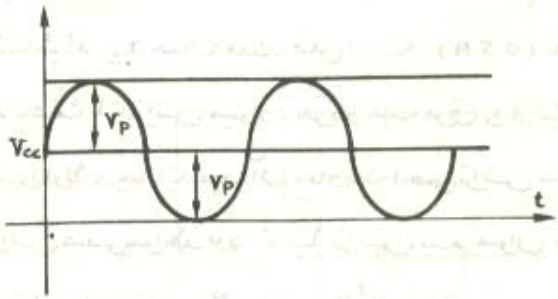
این مطلب بصورت یک خط موازی محور جریان درصفحه I-V نمایش داده میشود. درنتیجه نقطه کار:

$$V_Q = V_{cc} \quad (۱۴۸-$$

برای اینکه بالاترین توان به عبارت دیگر راندمان را به ازاء V_{cc} ثابت داشته باشیم باید:

$$V_p = V_{cc} \quad (۱۴۸-$$

باشد (شکل ۱۵۳) دراین حالت $V_A = 2V_{cc}$ یعنی ولتاژ کلکتور تا دو برابر ولتاژ منبع نیز میرسد. باید توجه شود که چون نقطه کار با توجه به بار ناچی طرح شده است. از آنجائیکه شیب خط بار دینامیکی $-\frac{1}{R'_L}$ میباشد واز نقطه Q میگذرد، اگر R_L بیشتر از مقدار نامی خود باشد R'_L نیز بیشتر و درنتیجه شیب خط بار کمتر به عبارت دیگر $V_A > 2V_{cc}$ میگردد. این امر میتواند باعث معیوب شدن ترانزیستور گردد.



شکل «۱۵۳»

بنابراین تقویت کننده های با ترانس راننباید هیچگاه بدون مقاومت بار بکار برد (درحالت ایده آل مدار باز یعنی $R_L \to \infty$ ، $R'_L \to \infty$ ، $V_A \to \infty$ ، $V_{CE} > V_{CE\,max}$!)

با درنظرگرفتن روابط کلی ذکرشده:

$$I_Q = \frac{V_p}{R'_L} = \frac{V_{cc}}{R'_L} \quad (۱۴۹-$$

$$I_{c\,max} = 2I_Q \quad (۱۵۰-$$

$$P_{o\,max} = \frac{V_p^2}{2R'_L} = \frac{V_{cc}^2}{2R'_L} \quad (۱۵۱-$$

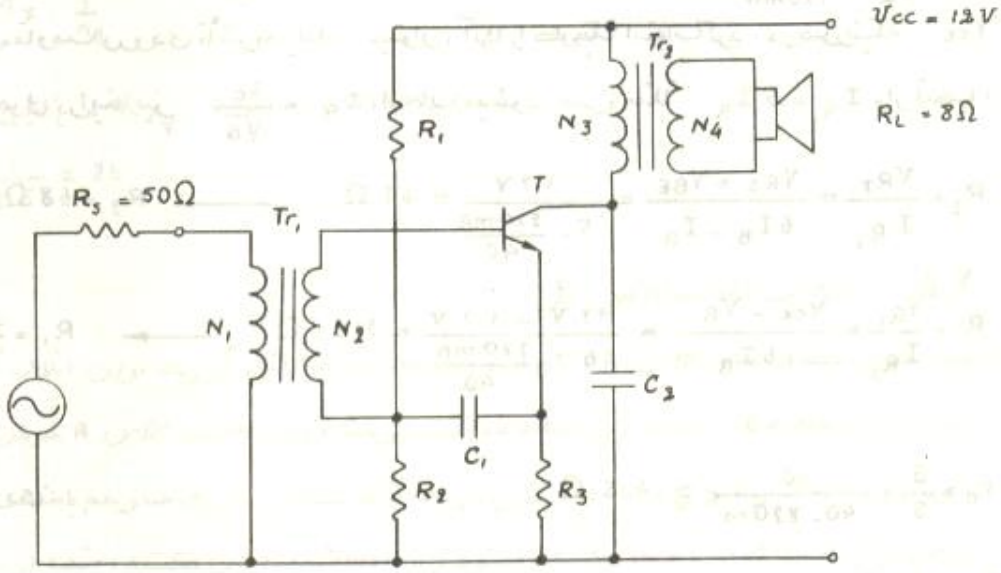
۱۵۲ - $P_{T\,max} = 2P_{o\,max}$

۱۵۳ - $\eta_{max} = 50\%$

۱۵۴ - $P_B = 2P_{o\,max}$

تذکر: درصورتیکه دراین مدار $n=1$ باشد ($R'_L = R_L$) به ازاء V_{cc} مساوی با حالت بدون ترانس (با منبع جریان)، راندمان ماکزیمم، دوبرابر وتوان خروجی ماکزیمم چهار برابر خواهد بود.

مثال ۲۱ : مدار شکل (۱۵۴) را برای $V_{cc} = 12V$ ، $R_L = 8\Omega$ ، $P_{o\,max} = 1W$ محاسبه نمایید.



شکل ۱۵۴

حل: با توجه به اینکه درحالت واقعی اولیه ترانس خروجی (N_3) دارای مقاومتی است و $V_{CE_{sat}} > 0$ وازآنجائیکه برای پایداری کافی $V_{R_3} = 1V$ انتخاب میشود:

$$V_P = V_{cc} - V_{N_3} - V_{CE_{sat}} - V_{R_3} = 10V$$

درنظرگرفته میشود. پس از رابطه (۱۵۱) :

$$R'_L = \frac{V_P^2}{2P_{o\,max}} = \frac{10^2 V^2}{2.1W} = 50\,\Omega$$

$$n_2 = \frac{N_3}{N_4} \qquad R'_L = n_2^2 . R_L \longrightarrow n_2 = \sqrt{\frac{R'_L}{R_L}} = \sqrt{\frac{50}{8}} \simeq 2.5$$

از (۱۴۹) :

$$I_Q = \frac{V_P}{R'_L} = \frac{10V}{50\Omega} = 200\,mA$$

برای اینکه ازکلاس A خارج نشویم $I_Q = 220\,mA$ انتخاب میشود.

مشخصات ترانزیستور ! از (۱۵۰) :

$I_{C\,max} = 2\,I_Q = 440\ mA$

$V_{CE\,max} = 2\,V_{CC} = 24\,V$

از (۱۵۲) :

$P_{T\,max} = 2\,P_{o\,max} = 2\,W$

پس برای T میتوانیم از BD135 با مشخصات $V_{CE} = 45\,V$ ، $I_{C\,max} = 1\,A$ ، $P_{max} = 12\,W$ با یک ورقهٔ آلومینیوم به عنوان خنک کننده به ابعاد تقریبی $3 \times 5\ cm^2$ استفاده کنیم. برای این ترانزیستور : $\beta > 40$

$$R_3 = \frac{V_{R3}}{I_Q} = \frac{1\,V}{220\,mA} = 4.5\,\Omega \longrightarrow R_3 = 4.7\,\Omega / \tfrac{1}{2}\,W$$

از آنجائیکه R_1 و R_2 درمقاومت ورودی تأثیر نمیکند ، میتوان آنها را کوچک انتخاب کرد . درصورتیکه V_{CC} باطری باشد ، برای صرفه‌جویی دراینجا نیز $I_{R_1} = \frac{I_C}{\sqrt{\beta}}$ انتخاب میشود . پس مثلاً $I_{R_1} = 6\,I_B$ واز آنجا :

$$R_2 = \frac{V_{R2}}{I_{R_2}} = \frac{V_{R3} + V_{BE}}{6 I_B - I_B} = \frac{1.7\,V}{5 \cdot \frac{220\,mA}{40}} \simeq 62\,\Omega \longrightarrow R_2 = 68\,\Omega / \tfrac{1}{4}\,W$$

$$R_1 = \frac{V_{R_1}}{I_{R_1}} = \frac{V_{CC} - V_B}{6\,I_B} = \frac{12\,V - 1.7\,V}{6 \cdot \frac{220\,mA}{40}} = 312\ \Omega \longrightarrow R_1 = 330\,\Omega / 1\,W$$

برای محاسبه ترانس ورودی :

$$r_\pi = \frac{\beta}{S} = \frac{40}{40 \cdot 220\,m} \simeq 4.5\,\Omega$$

$R_S = 50\,\Omega$

$$n_1 = \sqrt{\frac{R_S}{r_\pi}} = \sqrt{\frac{50}{4.5}} = 3.3 = \frac{N_1}{N_2}$$

محاسبه خازن C_1 : از آنجائیکه سیگنال N_2 باید بین بیس امیتر ترانزیستور قرارگیرد . خازن C_1 باید برای فرکانسهای مورد نظر اتصال کوتاه بحساب آید. خاصیت این خازن دراصل بای پس کردن R_1 و R_2 میباشد. مقاومتی که خازن می بیند : $r_\pi + \frac{R_S}{n_1^2} = 9\,\Omega$ میباشد. پس :

$$C > \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot R} = \frac{1}{200 \cdot 9} = 555\ \mu F \qquad C_1 = 470\ \mu F / 6.3\,V$$

توجه شود که این مدار بواسطه نداشتن فیدبک (AC) وبخصوص به علت کم بودن پهنای باند ترانسها ، فرکانس پایین ازحدود 400 - 300 هرتز شروع میشود ، بطوریکه میتوان C_1 را کوچکتر از مقدار محاسبه شده نیز انتخاب کرد . C_2 برای جلوگیری از نوسانات درفرکانس بالا و درنتیجه بالا رفتن ولتاژ کلکتور و درنهایت معیوب شدن ترانزیستور

است. (در فرکانسهای بالا خود القایی بلندگو باعث میشود R_L به عبارت دیگر R'_L خیلی بیش از مقادیر نامی خود شده $V_B \gg 2V_{cc}$ شود) این خازن با توجه به مشخصات ترانس حدود 10 nF انتخاب شده است.

محاسبه مشخصات مدار :

$P_o = 1\,W$

$P_B = (I_{R_1} + I_Q)\,V_{cc} = (33\,mA + 220\,mA)\,.\,12\,V \simeq 3\,W$

$\eta = \frac{P_o}{P_B} = \frac{1\,W}{3\,W} \simeq 30\%$

$A_{V_S} = \frac{V_{R_L}}{V_S} = \frac{1}{2}\,.\,\frac{1}{n_1}\,.\,A'_V\,.\,\frac{1}{n_2}$

$A'_V = g_m\,.\,R'_L = 40\,I_Q\,R'_L = 40/_V\,.\,220\,mA\,.\,50\,\Omega = 440$

$A_{V_S} = \frac{1}{2}\,.\,\frac{1}{3.3}\,.\,440\,.\,\frac{1}{2.5} \simeq 26$

۲-۵- تقویت کننده کلاس B

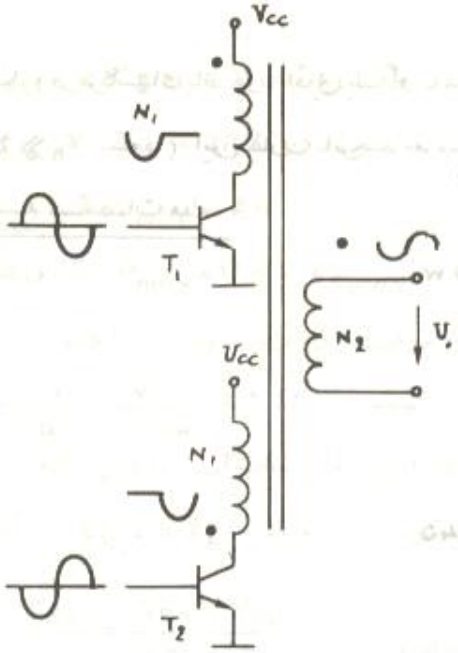
عیب تقویت کننده های کلاس A درکم بودن راندمان به عبارت دیگر زیاد بودن اتلاف آنها ست. دلیل این امر وجود جریان نقطه کار است. زیرا بنابه تعریف، در یک تقویت کننده کلاس A جریان کلکتور هیچگاه نباید صفر شود وازآنجا باید $I_Q \geqslant I_P$ باشد. پس درزمانیکه سیگنال خروجی صفرهم باشد $P_B = V_{cc}\,.\,I_Q$ حداقل توانی است که از باطری کشیده میشود و از آنجائیکه جریان کشیده شده از باطری (تازمانیکه تقویت کننده از حالت خطی خارج نشده باشد) یک جریان پریود یک متقارن، جمع شده با جریان نقطه کار است. متوسط این جریان که همان جریان DC باطری میباشد، جریان نقطه کار ترانزیستور خواهد بود. درنتیجه همواره مستقل از توان خروجی، توان مصرف شده همواره مقداری ثابت است. این عیب را میتوان با انتخاب $I_Q = 0$ برطرف کرد ولی درعوض دراین حالت فقط نصف موج تقویت میشود (اعوجاج زیاد). عیب اخیر را میتوان با ترکیب دومدار که باهم ۱۸۰° اختلاف فاز داشته باشند، برطرف کرد. به چنین ترکیبی، مدار پوشپول① گفته میشود.

۱-۲-۵- پوشپول کلاس B با ترانس

شکل ۱۵۵ - دو تقویت کنندهٔ امیتر مشترک با ترانس را نمایش میدهد که دارای یک ترانس مشترک با دو اولیه و یک ثانویه می باشند.

---

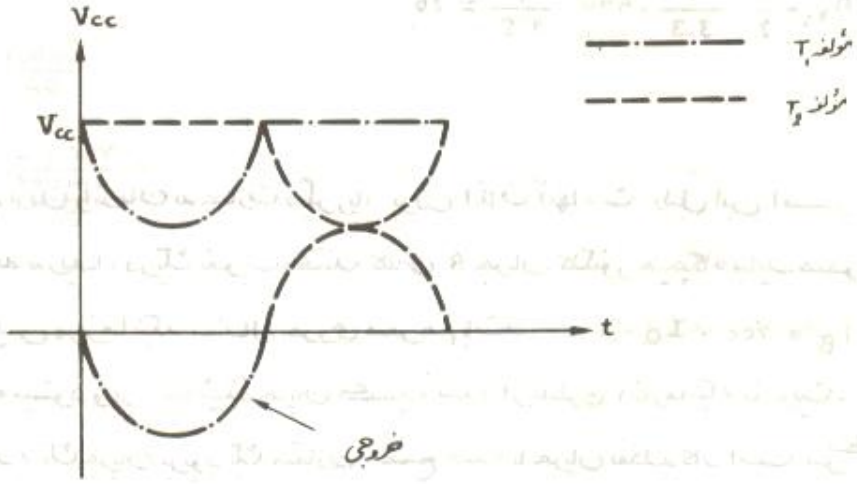
① push - pull (ترجمه کش واکش نیز دیده شده است)



شکل ۱۵۵

درصورتیکه جهت سیم پیچهای اولیه خلاف یکدیگر باشند (این مطلب بصورت "•" درشکل نمایش داده شده است) و سیگنال ورودی به یک ترانزیستور و معکوس آن به ترانزیستور دیگر اعمال شود، درنیم پریود مثبت T_1 و درنیم پریود منفی T_2 عمل میکند. بنابراین درثانویه ولتاژ کامل دراختیار خواهد بود. (شکل ۱۵۶)

البته از آنجائیکه درحوالی صفر هردو ترانزیستور قطع می باشند، در مدار اعوجاجی بوجود میاید که به "اعوجاج عبوری"[1] معروف است.



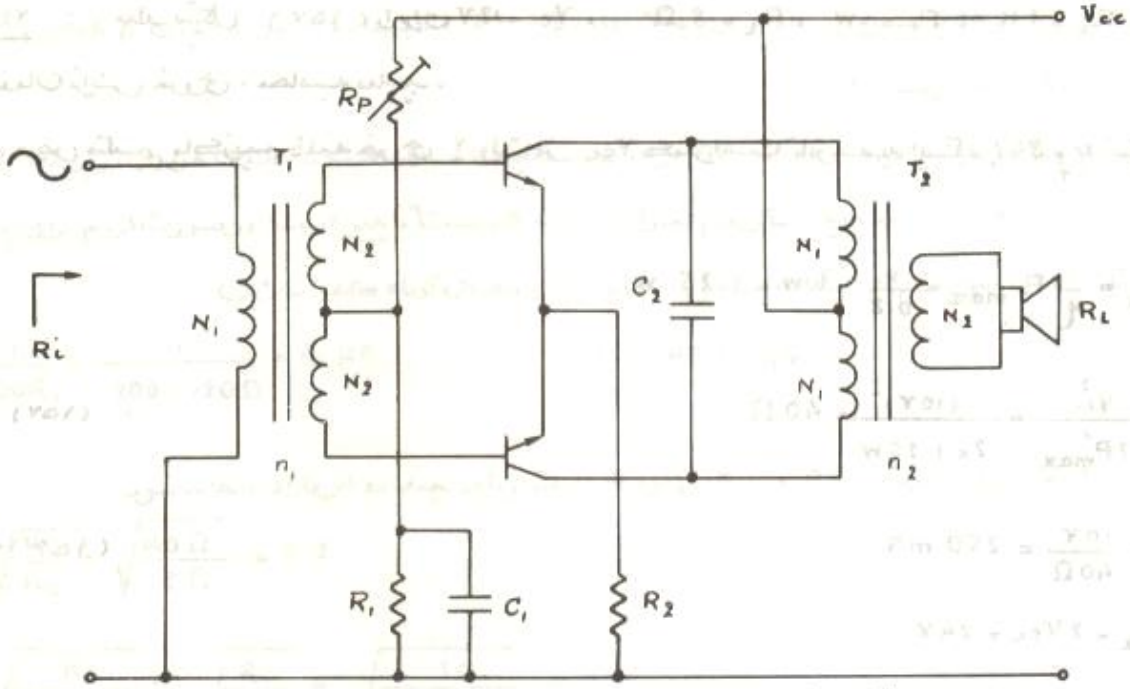
شکل ۱۵۶

برای از بین بردن این عیب معمولاً کمی ترانزیستورها را بایاس می کنند ($I_Q > 0$) به همین دلیل چون این مدارها نه کاملاً در کلاس A هستند نه در کلاس B، بلکه مابین اینها، به کلاس A-B، مشهور می باشند. از آنجائیکه این مدارها تقریباً قدیمی شده اند و مسائل مربوط به آنها شبیه مدارهای پوشپول بدون ترانس است از ذکر جزئیات خودداری کرده، آنها را به فصل بعد موکول میکنیم. شکل (۱۵۷) یک مدار واقعی را نمایش میدهد. دراین مدار باید ثانویه ترانس ورودی و اولیه ترانس خروجی بصورت دولایه[2] پیچیده شود تا کاملاً متقارن درآیند.

---

① Crossover Distortion

② Bifilar



شکل ۱۵۷

درکلاس B درحالت ایده‌آل مشخصات مدار از روابط زیر حاصل میشوند:

نقطه کار:

-۱۵۵) $I_Q = 0$ ، $V_Q = V_{cc}$

-۱۵۶) $I_{c\,max} = \dfrac{V_{cc}}{R'_L}$ $\qquad (R'_L = n^2 R_L \ , \ n = \dfrac{N_1}{N_2})$

-۱۵۷) $P_{o\,max} = \dfrac{V_{cc}^2}{2R'_L} = \dfrac{1}{n^2} \cdot \dfrac{V_{cc}^2}{2R_L}$

-۱۵۸) $P_{T\,max} = 0.2\, P_{o\,max}$ (برای هر ترانزیستور)

-۱۵۹) $\eta_{max} = 78.5\ \%$

-۱۶۰) $P_B = \dfrac{2V_{cc}}{\pi R'_L} \cdot V_{P_{CE}}$

از رابطه (۱۶۰) برمیاید که برخلاف مدارهای کلاس A ، مصرف مدار کلاس B ثابت نبوده ، بلکه تابعی از توان خروجی است. برای مثال به ازاء $P_o = 0$ ، $P_B = 0$ و به ازاء $P_{o\,max}$ ، $V_{P_{CE}} = V_{cc}$ و درنتیجه

$$P_B = \frac{2V_{cc}^2}{\pi R'_L} = \frac{4}{\pi} P_{o\,max}$$

خواهد بود. ($P_{B\,max} \simeq 1.3\, P_{o\,max}$) البته این بدان مفهوم نیست که توان باطری همواره 1.3 برابر توان خروجی باشد ، زیرا ارتباط P_B و P_o یک رابطهٔ خطی نیست.

$$\left(P_B = \frac{2}{\pi} V_{cc} \sqrt{\frac{2P_o}{R'_L}} \right)$$

مثال ۲۲ : مدار شکل (۱۵۷) را برای $V_{cc}=12V$ ، $R_L = 8\,\Omega$ ، $P_o = 1W$ ، $R_i = 1K$ با فرض ۸۰٪ راندمان ترانس خروجی ، محاسبه نمایید .

حل: باز فرض میکنیم ماکزیمم دامنه خروجی ۲ ولت از V_{cc} کمتر است. باتوجه به اینکه $\eta_T = 80\%$ نتیجه میشود ،

$$P'_{o\,max} = \frac{1}{\eta} P_{o\,max} = \frac{1}{0.8} \cdot 1\,W = 1.25\,W$$

از رابطه (۱۵۷) :

$$R'_L = \frac{V_{cc}^2}{2P'_{max}} = \frac{(10V)^2}{2 \times 1.25W} = 40\,\Omega$$

از رابطه (۱۵۶) :

$$I_{cp} = \frac{10V}{40\Omega} = 250\,mA$$

$$V_{c\,max} = 2V_{cc} = 24V$$

$$P_{T\,max} = 0.2\,P'_{max} = 250\,mW$$

درنتیجه ترانزیستورهایی با مشخصات (30V / 1A / 1W) برای این منظور کافی است (برای مثال 2N3053 یا BD135 یا ...)

چون میخواهیم مدار در کلاس A-B باشد مثلاً $I_Q = 10\,mA$ انتخاب می شود . (درعمل بهترین جریان نقطه کار با آزمایش و اندازه گیری حاصل میشود ، برای محاسبه و طراحی معمولاً یک تا ۵ درصد جریان ماکزیمم انتخاب میگردد) و باید توجه شود که چون جریان ماکزیمم خیلی بزرگتر از جریان نقطه کار است V_{R_2} به ازاء جریان نقطه کار یک ولت درنظر گرفته نمیشود بلکه به ازاء I_{max} :

$$I_{max} = I_P + I_Q = 250\,mA + 10\,mA = 260\,mA$$

$$R_2 = \frac{V_{R_2}}{I_{max}} = \frac{1V}{260mA} = 3.9\,\Omega \;/\; 1W$$

درصورتیکه $\beta_{min} = 50$ فرض شود :

$$I_{R_P} \geqslant 2I_B = \frac{2I_Q}{\beta} = 0.4\,mA$$

بنابراین مثلاً $I_{R_P} = 5\,mA$ وچون $V_{R_1} \simeq V_{BE} \simeq 0.6V$:

$$R_1 \simeq \frac{0.6V}{5mA} = 120\,\Omega / \frac{1}{4}W$$

$$R_P \simeq \frac{11.4V}{5mA} = 2.28\,K$$

در عمل بجای R_P از یک پتانسیومتر 5K سری با یک مقاومت 1.5 K استفاده میشود. (چون β نامعین است و ممکن است تا 150 هم برسد !)

توجه شود که R_2 بیشتر به عنوان فیدبک AC برای بهبود کیفیت مدار است تا پایداری حرارتی. زیرا به علت کم بودن جریان نقطه کار نسبت به جریان ماکزیمم تغییرات نقطه کار نسبتاً ناچیز است. در صورت لزوم برای پایداری حرارتی از یک NTC بموازات R_1 استفاده میشود. C_1 باید R_1 را اتصال کوتاه کند. بنابراین :

$$C_1 \geqslant \frac{1}{200R_1} = \frac{1}{200 \cdot 120\Omega} = 41\ \mu F \qquad C_1 = 50\ \mu F / 6.3V$$

C_2 برای جلوگیری از زیاد شدن R'_L در فرکانسهای بالا است و باید چند ده نانوفاراد انتخاب شود.

$$n_2 = \sqrt{\frac{R'_i}{R_L}} = \sqrt{\frac{40\ \Omega}{8\ \Omega}} \simeq 2.2$$

$$n_1 = \sqrt{\frac{R_i}{r_\pi + \beta R_2}} \simeq \sqrt{\frac{R_i}{\beta R_2}} = \sqrt{\frac{1K}{50 \times 3.9\Omega}} \simeq 2.2$$

محاسبه مشخصات مدار :

$$P_{o\,max} = 1\ W$$

$$P_{B\,max} = (I_{cc} + I_{R_P})\, V_{cc}$$

$$I_{cc} = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} \left(\frac{V_P}{R'_L}\sin\alpha + I_o\right) d\alpha$$

$$I_{cc} = \frac{1}{\pi}\left(-\frac{V_P}{R'_L}\cos\alpha + I_o\alpha\right)\Big|_0^{\pi} = \frac{2V_P}{\pi R'_L} + I_o = \frac{2 \times 10V}{\pi \times 40\Omega} + 10\ mA = 170\ mA$$

$$I_{R_P} - 5\ mA$$

$$P_{B\,max} = (170\ mA + 5\ mA) \cdot 12\ V = 2.1\ W$$

$$\eta_{max} = \frac{P_{o\,max}}{P_{B\,max}} = \frac{1W}{2.1W} = 47.5\ \%$$

$$A_{V_S} = \frac{1}{n_1} \cdot A'_V \cdot \frac{1}{n_2}$$

$$A'_V \simeq \frac{R'_L}{R_2} = \frac{40\Omega}{3.9\Omega} \simeq 10$$

$$A_{V_S} = \frac{1}{2.2} \cdot 10 \cdot \frac{1}{2.2} = 2$$

چنانکه مشاهده میشود ضریب تقویت ولتاژ این مدار نسبتاً کم است ولی ضریب تقویت جریان آن :

$$A_I \simeq n_1 \cdot \beta \cdot n_2 = 2.2 \times 50 \times 2.2 \simeq 250$$

کتابخانه اختصاصی
حسین زارع
شماره:
موضوع:

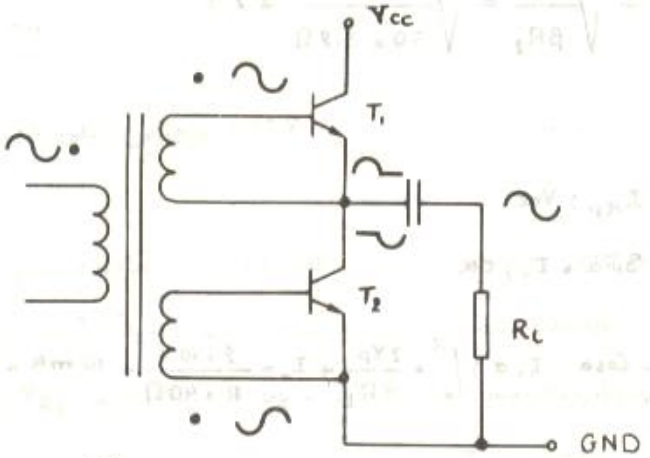
به عبارت دیگر: $A_P = A_V \cdot A_I = 500$

که مقداری قابل ملاحظه میباشد! توجه شود که چون راندمان ترانس ها ٪۱۰۰ نمیباشد، ضریب تقویت ولتاژ وجریان کمتر از مقدار محاسبه شده می باشد که البته خطای حاصله از درنظر نگرفتن این موضوع بمراتب کمتر از تولرانس المانها بخصوص β میباشد.

۲-۲-۵- پوشبول کلاس B بدون ترانس خروجی

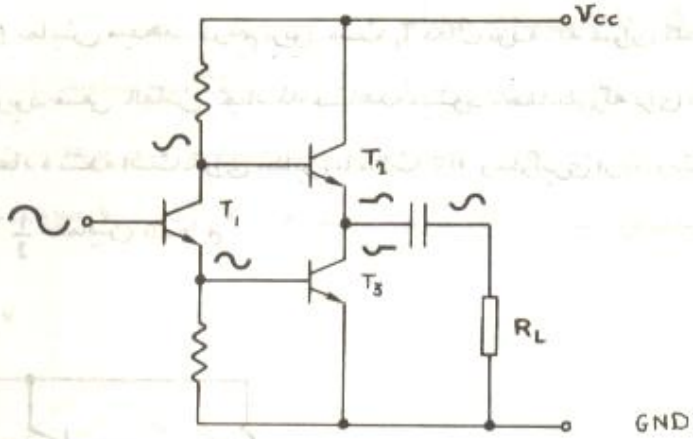
به علت اینکه ترانس دارای حجم ووزن زیادی است، بهای باند را کم میکند، گران وتهیه آن مشکل میباشد. همواره سعی براین است که حتی الامکان از استفاده آن دوری جست. برای مثال شکل (۱۵۸)، مدار ساده شده یک تقویت کننده پوشبول بدون ترانس خروجی را نمایش میدهد.

دراین مدار سیگنال ورودی توسط یک ترانس با دو ثانویه مشابه ومجزا تبدیل به دو سیگنال با ۱۸۰° اختلاف فاز میشود.



شکل ۱۵۸

ترانزیستور T_1 درنیم پریود مثبت وترانزیستور T_2 درنیم پریود منفی عمل کرده ولتاژ خروجی یک سینوسی کامل خواهد بود. بعلت اینکه T_1 بعنوان کلکتور مشترک و T_2 بعنوان امیتر مشترک عمل می کند، مدار کاملاً متقارن نبوده بعلت شنت شدن بیس T_1 با باسیگ آن خالی از اشکال نیست. بهمین دلیل این مدار چندان مورد استفاده قرار نگرفت وجای خود را به مدار شکل (۱۵۹) داد. مزیت این مدار نسبت به مدار قبلی در نداشتن هیچگونه ترانس است وچون مسیر سیگنال درنیم پریود مثبت از T_1، T_3 بعبارت دیگر کلکتور مشترک، امیتر مشترک و درنیم پریود منفی از T_1، T_2 بعبارت دیگر امیتر مشترک، کلکتور مشترک می باشد. امکان اینکه بتوان سیگنال متقارنی در خروجی بدست آورد راحت تر است. باباسیگ این مدار برابر مدار قبل ساده تر است زیرا کوپلاژ طبقات، بخاطر نداشتن ترانس، DC بوده بکمک فیدبک DC کلی می توان باباسیگ مطلوب وپایداری آنرا تا حدودی تأمین کرد. از آنجائیکه مشخصات این دو مدار (درحالت ایده آل) با مدار پوشبول مکمل یکی است، از تکرار آنها در اینجا خودداری می شود.



شکل ۱۵۹

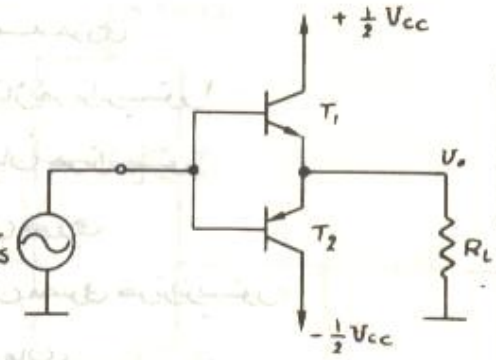
۳-۲-۵- تقویت کننده پوشپول با ترانزیستورهای مکمل

همانطورکه ذکرشد، درطبقه پوشپول یک ترانزیستور درنیم پریود مثبت و ترانزیستور دیگر درنیم پریود منفی باید عمل کند مدارهایی که تاکنون مورد بررسی قرارگرفته، دارای این اشکال بودند که چون ترانزیستورها از یک نوع (هردو npn یا هردو pnp) بودند می بایست ولتاژ اعمال شده به آنها معکوس یکدیگر باشند (چون درآغاز پیدایش ترانزیستورها فقط از نوع pnp بودند، اساس تمام مدارهای ذکرشده برای ترانزیستورهای pnp طرح ریزی شده بود).

با تولید ترانزیستورهای npn مسئله بالا به این صورت حل شد که چون برای تحریک ترانزیستور npn ولتاژ مثبت وبرای تحریک ترانزیستور pnp ولتاژ منفی لازم است هردوترانزیستور بعنوان کلکتورمشترک و ترانزیستور npn برای نیم پریود مثبت و ترانزیستور pnp برای نیم پریود منفی بکارگرفته شوند. حسن دیگراین مدار، نسبت به مدارهای ترانس دار، اینست که این تقویت کننده بعنوان یک تقویت کننده DC نیز می تواند بکار رود.

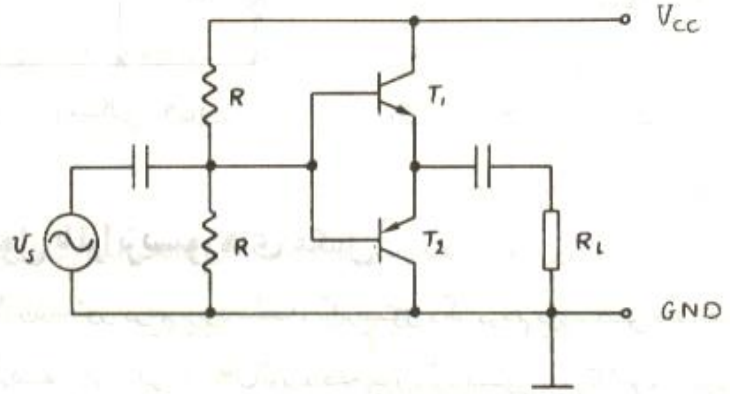
۱-۳-۲-۵- مدار اصلی،

از آنجائیکه درک مطالب دربررسی DC مدار ساده تراست واین حالت یک حالت کلی تری نیز هست، اصل را بر تقویت کنندهٔ DC قرار داده، تقویت کنندهٔ AC را به عنوان حالت خاصی مورد بررسی قرار میدهیم.



شکل ۱۶۰

شکل « ۱۶۰ » طبقه پوشپول مکمل را نمایش میدهد. درنیم پریود مثبت T_1 فعال بوده، به عنوان کلکتور مشترک عمل میکند و T_2 قطع میباشد، درنیم پریود منفی بالعکس. چنانکه مشاهده میشود، همانطورکه برای تقویت کنندهٔ DC لازم است، از دو منبع تغذیه استفاده شده است. برای تطابق با حالت AC وجلوگیری از تفاوت روابط، ولتاژهای منابع مثبت ومنفی را با $+\frac{1}{2}V_{cc}$ و $-\frac{1}{2}V_{cc}$ نمایش داده‌ایم.



شکل ۱۶۱

برای مثال اگراز تقویت کننده AC بخواهیم استفاده کنیم ویک منبع تغذیه دراختیار داشته باشیم، میتوانیم از مدار شکل « ۱۶۱ » استفاده کنیم. دراصل این مدار، همان مدار قبل است که مرجع (زمین سیستم) را به اندازه $\frac{V_{cc}}{2}$ پایین برده‌ایم. به همین دلیل برای ثابت نگهداشتن پتانسیل ترانزیستورها از تقسیم ولتاژ در ورودی استفاده شده است. طبیعتاً خازنها کوپلاژ درورودی وخروجی برای جداکردن DC لازم است.

دراین دو مدار، درحالت ایده‌آل:

نقطه کار: $I_Q = 0 \quad , \quad V_Q = \frac{V_{cc}}{2}$ -۱۶۱)

ماکزیمم دامنه خروجی: $V_P = V_{cc}/2$ -۱۶۲)

ماکزیمم ولتاژ هر ترانزیستور: $V_{CE\,max} = V_{cc}$ -۱۶۳)

ماکزیمم جریان هر ترانزیستور: $I_{C\,max} = \frac{V_{cc}}{2R_L}$ -۱۶۴)

ماکزیمم توان خروجی: $P_{o\,max} = \frac{V_{cc}^2}{8R_L}$ -۱۶۵)

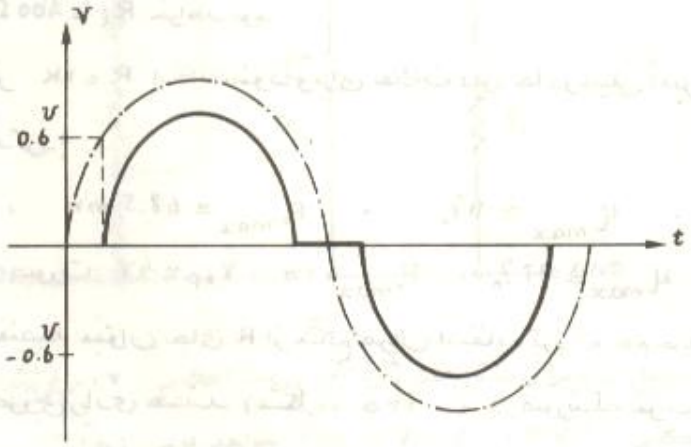
ماکزیمم توان مصرفی هر ترانزیستور: $P_{T\,max} = 0.2\,P_{o\,max}$ -۱۶۶)

ماکزیمم راندمان: $\eta_{max} = 78.5\,\%$ -۱۶۷)

توان مصرفی کل (توان کشیده شده از هر دو باطری) $P_B = \frac{2V_{cc}}{\pi R_L} V_{op}$ -۱۶۸)

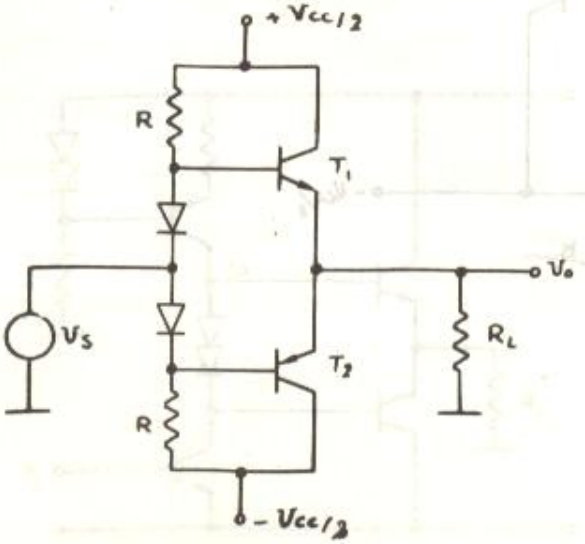
۲-۳-۲-۵ بایاسینگ مدار

درحالت ایده آل ، اگر به ورودی شکل « ۱۶۰ » یک موج سینوسی با دامنهٔ V_p اعمال کنیم ، تا زمانیکه ولتاژ ورودی کمتر از $V_{BE} = 0.6\ V$ میباشد ، ولتاژ خروجی صفر بوده ، پس از آن ولتاژ خروجی $0.6\ V$ کمتر از ولتاژ ورودی خواهد بود. به عبارت دیگر دامنه خروجی $V_p - 0.6\ V$ خواهد شد (شکل ۱۶۲)

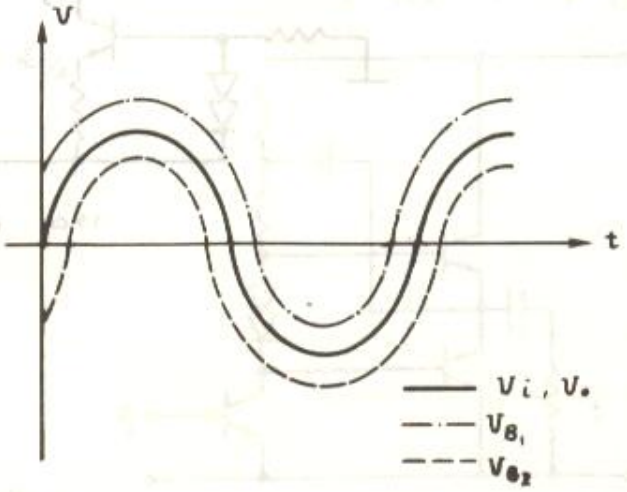


شکل ۱۶۲

به همین ترتیب در نیم پریود منفی ، ولتاژ خروجی تا زمانیکه ورودی به $-0.6\ V$ نرسیده ، صفر و بعد از آن $0.6\ V$ بالای ورودی خواهد بود. این مسئله ایجاد اعوجاج در مدار میکند. طبیعتاً هر قدر دامنه خروجی کمتر باشد این اعوجاج بیشتر است. سیگنالهای ورودی کمتر از $0.6\ V$ اصلاً در خروجی ظاهر نخواهد شد. برای از بین بردن این عیب مدار را بایاس می کنند. به عبارت دیگر در عمل مدار را معمولاً در کلاس A-B بکار میبرند. برای این منظور کافی است ولتاژ ورودی را به اندازهٔ V_{BE} برای T_1 بالا و برای T_2 پایین بکشند. این عمل به کمک دو دیود و دو مقاومت (شکل « ۱۶۳ ») انجام میشود. عملکرد دیودها در شکل « ۱۶۴ » نمایش داده شده است.



شکل ۱۶۳



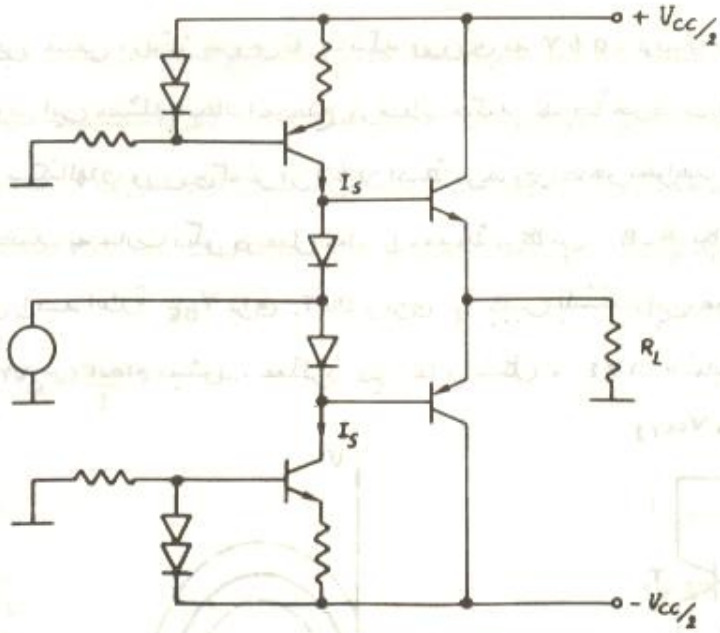
شکل ۱۶۴

حسن این عمل کم کردن اعوجاج وعیب آن پایین آوردن مقاومت ورودی مدار است (از βR_L به $\beta R_L \parallel R/2$) مقاومت R را نمیتوان بزرگ انتخاب کرد زیرا جریان بیس ترانزیستور وجریان دیود از طریق این مقاومت تأمین میشوند واگراین مقاومت بزرگ باشد، افت ولتاژ دوسرآن و درنتیجه ولتاژ خروجی به عبارت دیگر توان و راندمان خروجی کم خواهد شد. اگر R کوچک انتخاب شود، مقاومت ورودی این طبقه کم خواهد بود وعملاً خاصیت طبقه پوشول را خنثی خواهد کرد. برای مثال باراه $\frac{V_{cc}}{2} = 6V$ ، $R_L = 8\Omega$ درحالت ایده‌آل باید $V_{op} \simeq 6V$ و $P_{o\,max} = 2.25W$ باشد واگر $\beta = 50$ فرض شود $R_i = 400\Omega$ خواهد بود.

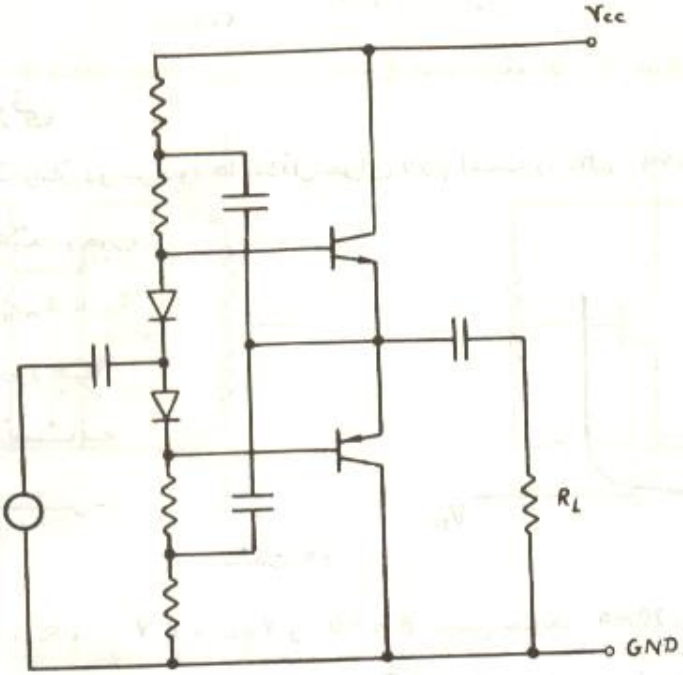
درصورتیکه درشکل «۱۶۳» اگر $R = 1K$ انتخاب شود وبرای هدایت دیود ها دومیلی آمپر درنظرگرفته شود ولتاژ خروجی از ۱V تجاوز نخواهد کرد!

$R_i \simeq 220\Omega$ ، $\eta_{max} \simeq 11\%$ ، $P_{o\,max} \simeq 62.5\,mW$ ، $V_{op} \simeq 1V$

واگر $R = 100\Omega$ انتخاب شود دراین صورت: $V_{op} \simeq 4V$ ، $P_{o\,max} = 1W$ ، $\eta_{max} \simeq 27\%$ ، $R_i \simeq 44\Omega$ خواهد بود. برای ازبین بردن این نقیصه میتوان بجای R از منابع جریان استفاده کرد که هم جریان مورد لزوم را تأمین میکنند وهم دارای مقاومت خروجی زیادی هستند (شکل «۱۶۵») درصورتیکه تقویت کننده AC باشد میتوان مدار را ساده‌تر وباراندمان بیشتر به کمک بوت استرپ (شکل «۱۶۶») بکار برد.



شکل ۱۶۵



شکل ۱۶۶

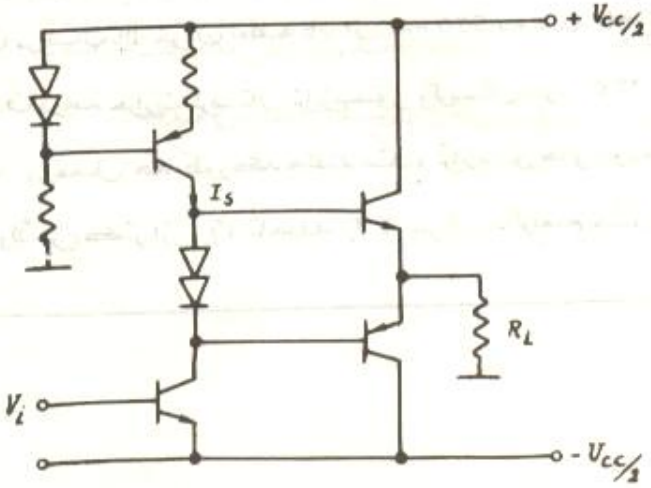
درصورتیکه منابع جریان را با ترانزیستورهای ژرمانیم درست کنیم $V_{op} \simeq V_{cc}/2 - 1V$ واگر با ترانزیستورهای سیلیسیم درست کنیم $V_{op} \simeq V_{cc}/2 - 1.5V$ خواهد بود. (چرا؟)

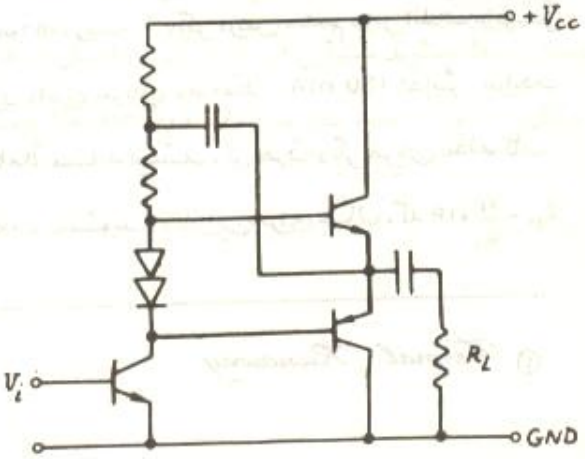
به کمک بوت استرپ میتوان $V_{op} \simeq V_{cc}/2$ رسید.

با مفروضات مثال قبل برای شکل (۱۶۵) : $V_{op} \simeq 4.5V$ ، $P_{o\,max} \simeq 1.25W$ ، $\eta_{max} \simeq 50\%$

و $R_i \simeq 400\Omega$ خواهد بود. (درعمل بخاطر ایده آل بودن المانها مقادیر اندازه گیری شده کمتر از مقادیر محاسبه شده خواهند بود)

درعمل دراغلب موارد، بخاطر وجود فیدبک در مدار احتیاجی نیست. ورودی طبقه پوشپول بطور متقارن تحریک شود (در تقویت کنندهٔ AC درهرصورت این امر صادق است.) درچنین مواقعی میتوان بجای یکی از منابع جریان یک مدار امیترمشترک قرار داده، سیگنال را به بیس آن اعمال کرده، از خاصیت تقویت کنندگی آن نیز استفاده نمود. (شکل ۱۶۷ ، ۱۶۸)





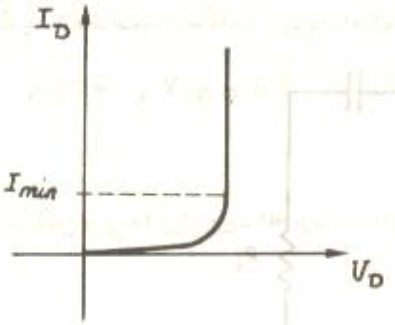
شکل ۱۶۸

۳-۳-۲-۵ پایداری حرارتی

از آنجائیکه برای ثابت نگهداشتن افت ولتاژ دو سر دیودها حداقل جریانی لازم است (شکل ۱۶۹) وحتی به ازاء V_{op} نیز باید $I_D > I_{min}$ باشد وچون:

$$I_S = I_{min} + I_{B\,max}$$

پس در نقطه کار حداکثر جریان از دیودها میگذرد ($I_D = I_S/2$) با فرض کاملاً مشابه بودن دیودها با دیودهای بیس امیتر ترانزیستورها)



شکل ۱۶۹

مثلاً اگر $I_{min} = 2\,mA$ ، $R_L = 8\,\Omega$ ، $V_{op} = 8\,V$ و $\beta = 50$ فرض شوند: $I_{B\,max} = \frac{8V}{50 \times 8\Omega} = 20\,mA$

$I_S = 22\,mA$ درنتیجه جریان نقطه کار ترانزیستورها: $I_C = \beta \frac{I_S}{2} = 550\,mA$ خواهد بود! که این مقدار بسیار زیاد است. از طرف دیگر برفرض که بطریقی این جریان را کم کنیم، براثر اتلاف بروی ترانزیستورها، آنها گرم شده V_{BE} کم میشود. بطوریکه میدانیم براثر گرم شدن به ازاء هر درجه سانتیگراد V_{BE} حدوداً $2\,mV$ کم میشود و اگر V_D را ثابت فرض کنیم پس مثل آن است که ولتاژ ورودی بازاء افزایش هر درجه سانتیگراد $2\,mV$ زیاد شده باشد واز آنجائیکه براثر افزایش هر $20\,mV$ ولتاژ ورودی جریان کلکتور حدوداً دو برابر میشود، درصورتیکه تغییرات β و I_{CO} را نسبت به افزایش درجه حرارت صرفنظر کنیم با اختلاف ده درجه حرارت بین کریستال ترانزیستور وکریستال دیود جریان نقطه کار دو برابر میشود واز آنجائیکه در تقویت کننده‌های قدرتی توان تلف شده بروی ترانزیستور معمولاً زیاد بوده، درجه حرارت آن بسرعت بالا رفته، جریان نقطه کار را زیاد کرده .... (فرار حرارتی) ①

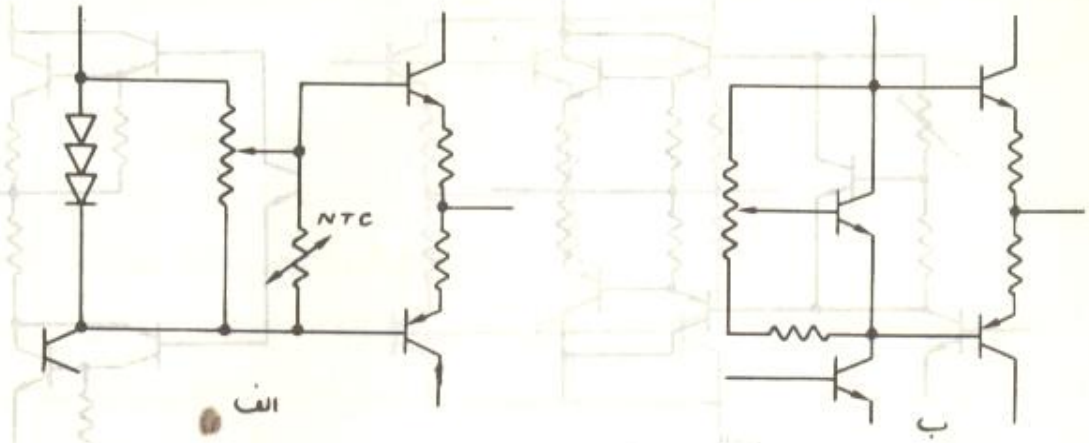
بنابراین دراین مدار نیز، مانند امیتر مشترک معمولی از مقاومت امیتر استفاده کرده، علاوه برآن دیودها را به بدنه ترانزیستور اتصال حرارتی میدهند تا اختلاف درجه حرارت بین کریستال ترانزیستور و دیود حتی الامکان کم باشد.

درصورت مشابه بودن دیود و دیود بیس امیتر با افزایش یک مقاومت یک اهمی در درجه حرارت اطاق درمثال بالا جریان نقطه کار از $550\,mA$ به حدود $75\,mA$ خواهد رسید! واگر فرض کنیم براثر اتلاف ترانزیستور اختلاف درجه حرارت کریستال ترانزیستور وکریستال دیود $75^\circ C$ شود، این جریان به فقط $150\,mA$ افزایش خواهد یافت. درعمل همانطورکه گفته شد، ترانزیستورها و دیودها کاملاً مشابه نیستند. از طرف دیگر جریان نقطه کار معمولاً بین کمتر از ۱٪ تا حدود ۵٪ جریان ماکزیمم بیشتر انتخاب نمیشوند. بنابراین برای مثال، که $I_P = \frac{V_P}{R_1} = 1A$

---

① Thermal Runaway

است 75mA زیاد است mA 15 ـ 10 مقدار متعارفی است. بنابراین جریان نقطه کار باید قابل تنظیم باشد که برای



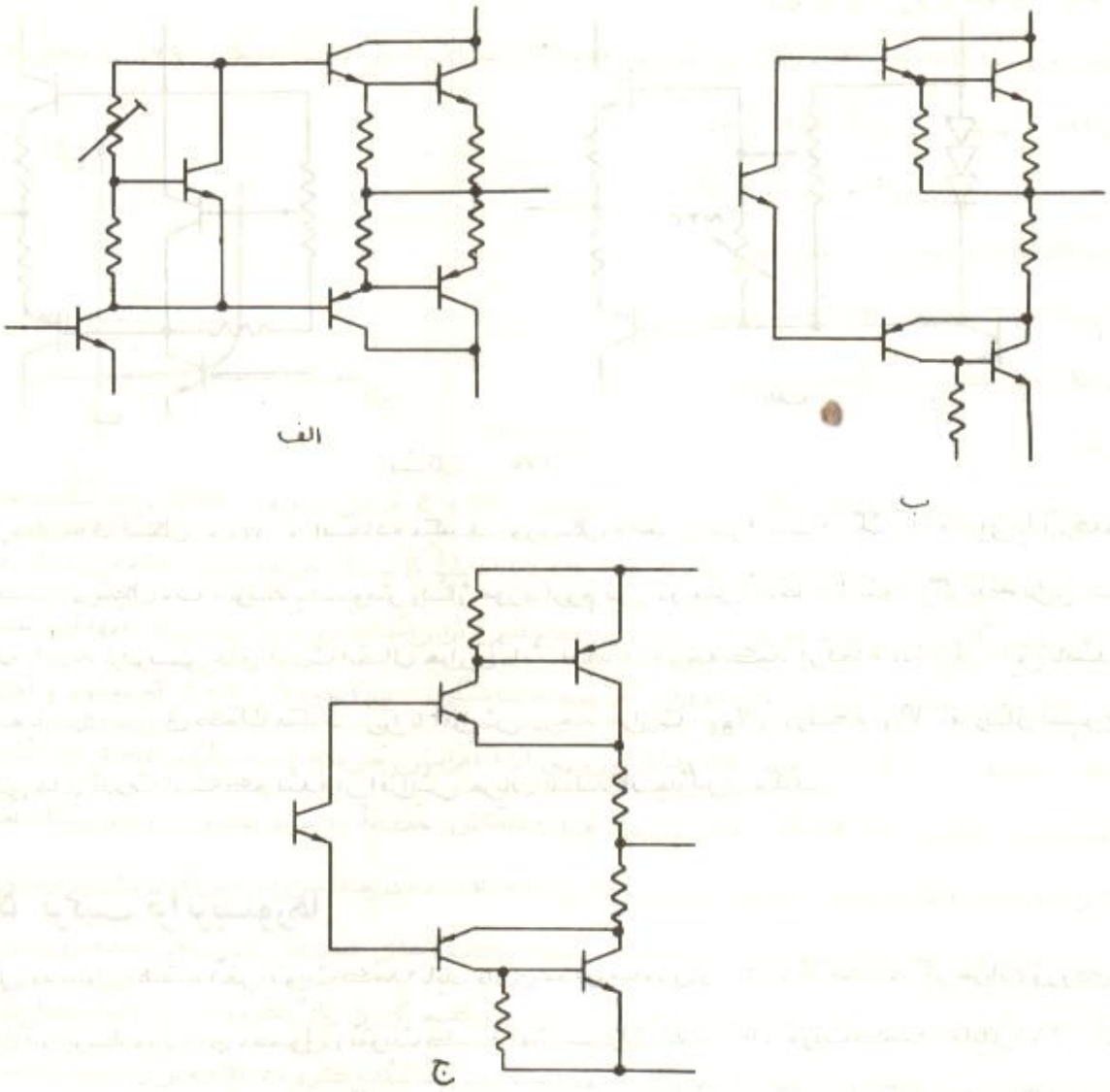
شکل ۱۷۰

این منظور از مدارهای شکل « ۱۷۰ » استفاده میکنند. درشکل « الف » بهتر است از یک NTC برای پایداری حرارتی بیشتر کمک جست. درشکل « ب » توسط پتانسیومتر ولتاژ مورد لزوم بین دو بیس انتخاب میشود واگر بدنه ترانزیستور کنترل کننده با بدنه ترانزیستورهای قدرت اتصال حرارتی داشته باشد (توجه کنید از لحاظ الکتریکی عایق باشد!) تاحدّ زیادی به پایداری حرارتی کمک میکند. زیرا با افزایش درجه حرارت V_{BE} و درنتیجه V_{CE} که ولتاژ بین دو بیس ترانزیستورهای قدرت است کم شده از افزایش جریان نقطه کار جلوگیری میکند.

۴-۳-۲-۵ ترکیب ترانزیستورها

طبقه پوشپول به عنوان طبقه آخر تقویت کننده باید دارای مقاومت ورودی زیاد، به عبارت دیگر جریان ورودی کم باشد تابتوان آنرا توسط مدارهای معمولی (تقویت کنندهٔ امیتر مشترک کلاس A، تقویت کننده عملیاتی، ....) تحریک نمود. به همین دلیل سعی میشود ماکزیمم جریان مورد لزوم ورودی از چند میلی آمپر تجاوز نکند. بنابراین اگر مثلاً بخواهیم جریان خروجی تا 10 A باشد، اگر جریان ورودی را 10 mA درنظر بگیریم $\beta = \frac{10A}{10mA} = 1000$ خواهد شد. بنابراین باید از ترانزیستورهای دارلینگتن استفاده کنیم. از آنجائیکه ترانزیستورهای قدرتی pnp نیز معمولاً مشکل پیدا میشوند میتوان از دارلینگتن مکمل استفاده کرد. درعمل تا سه طبقه دارلینگتن بکار رفته است.

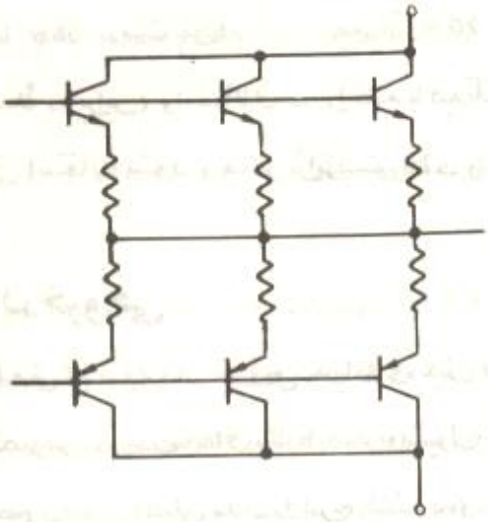
شکل « ۱۷۱ » سه مدار متداول تقویت کننده پوشپول را با ترانزیستورهای دارلینگتن نمایش میدهد.



شکل ۱۷۱

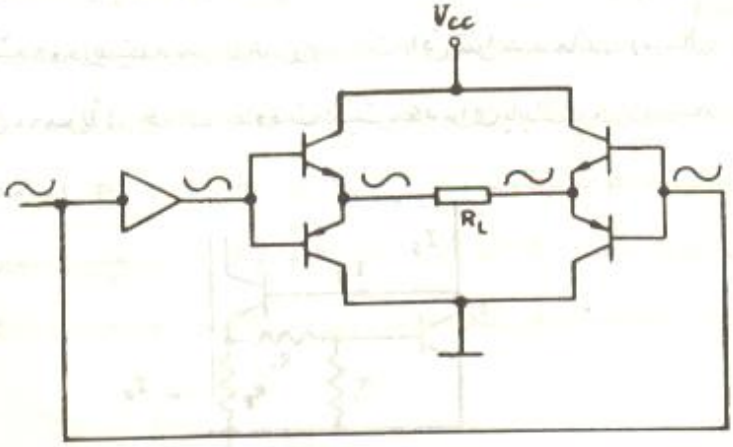
در صورتیکه جریان خروجی زیاد باشد معمولاً یک ترانزیستور از عهدهٔ مسئله برنمیاید (محدودیت I_c و β) در این حال باید چند تا را با هم موازی کرد (شکل ۱۷۲) برای این منظور کلکتورها را بهم، بیس ها را بهم و امیترها را توسط مقاومتهای مساوی بهم وصل میکنند.

گاهی اوقات بازاء ولتاژ منبع و مقاومت بار مشخص توان کافی بدست نمیاید.



شکل ۱۷۲

ی مثال اگر ترانزیستورهایی با ولتاژ شکست 30 V دراختیار داشته باشیم بروی مقاومت 8 Ω با انتخاب $V_{cc} = 24V$
یکثر 9 W (طبق تئوری ، درحالت ایده آل) حاصل میشود واگر احتیاج به مثلاً قدرت خروجی 20 W باشد ، میتوان
طبقه مشابه را بصورت پل بست. (شکل ۱۷۳) بدین معنی که بجای اینکه مقاومت بار بین خروجی و زمین
رگیرد بین دوخروجی تقویت کننده ها واقع شود و ولتاژهای ورودی تقویت کننده ها معکوس یکدیگر باشد.



شکل ۱۷۳

ن صورت از خازن کوپلاژ خروجی نیز میتوان صرفنظر کرد. (زیرا بازاء ولتاژ ورودی ۰ ، خروجی هردو تقویت کننده
V بوده $V_{R_L} = 0$ خواهد شد) ازآنجائیکه دراین حالت افت ولتاژ دوسر بار ، دوبرابر حالت عادی خواهد
. حداکثر توان خروجی ، درحالت ایده آل ، چهار برابر حالت عادی خواهد شد. (درصورتیکه ترانزیستورها جریان
د لزوم را بتوانند تأمین کنند)

پس درمثال ذکرشده چون طبق تئوری تا 36W بدست خواهد آمد، عملاً 20W بخوبی حاصل خواهد شد. البته چون پل مدار را متصل خواهد کرد (عملاً دوبرابر) واشکالاتی در رابطه با فیدبک، اعوجاج و نوسان کردن همراه خواهد داشت، توصیه میشود کمتر از پل استفاده شود وبیشتر ترانزیستورهای ولتاژ بالا تهیه شود.

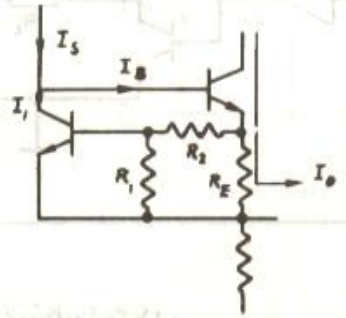
۵-۳-۲-۵ محدود کردن جریان خروجی

درصورت اتصال کوتاه شدن خروجی، یا حتی کم شدن بار خروجی جریانهای بیش از حد مجاز از ترانزیستورها گذشته آنها را معیوب میکند و از آنجائیکه بخصوص درقدرت های بالا طبقه پوشپول از بیش از دوترانزیستور (گاهی تا ۲۰ ترانزیستور) تشکیل شده است وحجم وقیمت اصلی مدار را این طبقه بخود اختصاص میدهد. براثر اتصال کوتاه شدن خروجی معمولاً تمام ترانزیستورها معیوب میشوند. بنابراین معقول بنظر میرسد که جریان خروجی محدود شود. ساده ترین راه حل که بنظر میرسد استفاده از فیوز درخروجی است.

عیب این امر دراین است که اگر فیوز اندکی ضعیف تر انتخاب شود مدام خواهد سوخت واگر قویتر انتخاب شود ترانزیستورها خواهند سوخت!

برای محدود کردن جریان کافی است جریان خروجی اندازه گیری و با مقدار مجاز مقایسه شود. درصورت زیاد شدن جریان خروجی، جریان بیس کمتر شده، درنتیجه جریان خروجی ثابت باقی خواهد ماند (شکل ۱۷٤).

برای اندازه گیری جریان خروجی معمولاً از همان مقاومت امیتر که برای پایداری حرارتی بکار میرود، استفاده میشود.



شکل ۱۷٤

به عبارت دیگر افت ولتاژ R_E معیاری برای جریان خروجی است، جزئی از این ولتاژ با ولتاژ بیس امیتر ترانزیستوری که بین بیس ترانزیستور قدرتی وخروجی قرار دارد، مقایسه میشود. تازمانیکه این ولتاژ از ولتاژ درگاهی ترانزیستور کنترل کننده کمتر باشد، ترانزیستور قطع بوده، ترانزیستور قدرتی کار خود را انجام میدهد. $(I_B = I_S)$

هنگامی که ولتاژ نمونه برداری شده به حد ولتاژ درگاهی ترانزیستور برسد، این ترانزیستور وارد ناحیه فعال شده

شروع به کشیدن جریان میکند. درنتیجه جریان بیس کم شده، مانع زیاد شدن I_C خواهد شد.

$(I_B = I_S - I_1 \quad , \quad I_o \simeq \beta I_B)$

محدود کردن جریان خروجی، طبق مطلب ذکر شده از رابطه « ۱۶۹ » بدست میاید:

$$I_{o\,max} = \frac{V_{BE}}{R_E}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \qquad (-۱۶۹)$$

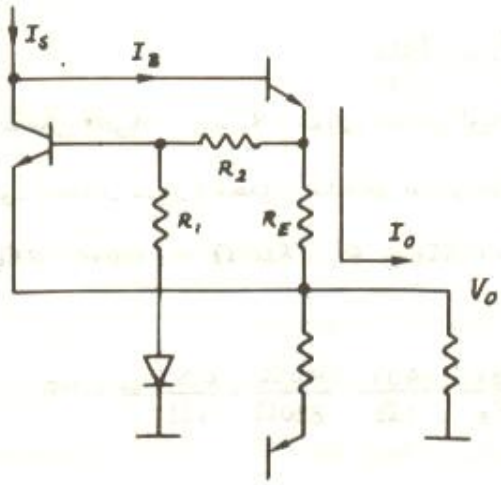
برای مثال اگر $R_E = 1\Omega$ ، $V_{BE} = 0.5V$ ، $R_1 = \infty$ و $R_2 = 100\,\Omega$ فرض شود $I_{o\,max} = 0.5A$ واگر $R_E = 0.5\Omega$ ، $R_1 = 100\Omega$ و $R_2 = 220\,\Omega$ باشد $I_{o\,max} = 3.2\,A$ خواهد شد.

دراین مدار، ماکزیمم جریان خروجی همواره ثابت است. برای قدرت های زیاد این مطلب معمولاً خالی از عیب نیست زیرا به ازاء بار نامی خروجی هرچه دامنه خروجی کمتر باشد، جریان خروجی نیز کمتر است واگر در دامنه های کمتر مقاومت بار از حدّ نامی خود کمتر شود، اتلاف بروی ترانزیستور بیشتر شده و با وجود اینکه ممکن است جریان از مقدار خود تجاوز نکند ولی نتوان از مقدار مجاز بیشتر شده، ترانزیستورها را معیوب نمـــاید.

برای مثال یک تقویت کننده $100W / 8\Omega$ دارای ولتاژ منبع تغذیه:

$$V_{cc} = \sqrt{8 R_L P_{o\,max}} = \sqrt{8 \times 8\Omega \times 100W} = 80\,V$$

میباشد و $I_{C\,max} = \frac{80V}{2.8\Omega} = 5\,A$ و $P_{T\,max} \simeq 0.2 P_o = 20W$ درنتیجه ترانزیستورها برای این مقدار انتخاب میشوند. حال اگر فرض کنیم دامنه خروجی از $4\,V$ تجاوز نکند و درخروجی بجای مقاومت بار 8Ω یک مقاومت یک اهمی قرار دهیم $I_p = \frac{4V}{1\Omega} = 4A < 5A$ بوده، محدود کننده عمل نمیکند. $I_o < I_{max}$ ولی دراین حالت توانی که روی هرترانزیستور مصرف میشود: $P_T \simeq 50\,W \gg P_{T\,max}$ احتمال معیوب شدن ترانزیستورها میرود (به ازاء اتصال کوتاه شدن $I_o \simeq 5A$ ، $P_T \simeq 66\,W$!) درچنین مواردی معمولاً مقاومت R_1 در شکل « ۱۷۴ » را بجای اینکه به خروجی وصل کنند به زمین اتصال میدهند (شکل ۱۷۵)



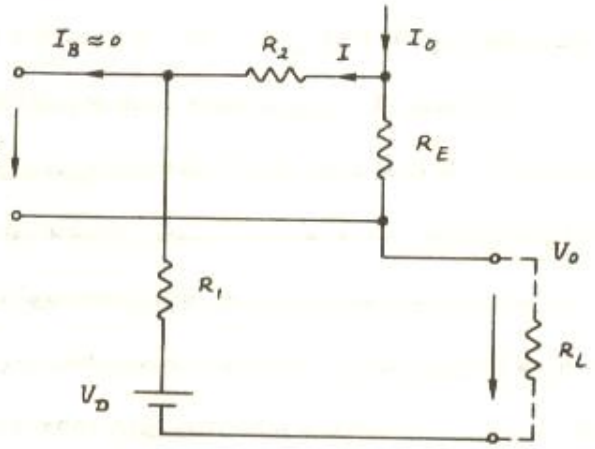
شکل ۱۷۵

این امر باعث میشود هرقدر ولتاژ خروجی کمتر باشد ، محدود کننده درجریانهای کمتری وارد عمل شود و به این ترتیب علاوه برجریان ماکزیمم تاحدودی توان ماکزیمم رانیز محدود نماید .

برای بررسی حالت محدود کنندگی مدار معادل در شکل « ۱۷۶ » نمایش داده شده است. با این فرض که :

$I_B \ll I_{R_2}$ ، $R_2 \gg R_E$

باشد.



شکل ۱۷۶

$$V_{BE} = I_0 R_E - I R_2$$

طبق حلقهٔ کیرشهف :

$$I_0 R_E + V_0 - V_D - I(R_1 + R_2) = 0$$

از آنجا :

$$I = \frac{V_0 - V_D + I_0 R_E}{R_1 + R_2}$$

باجانشین کردن در رابطه اول :

$$V_{BE} = I_0 R_E - (V_0 - V_D)\frac{R_2}{R_1 + R_2} - I_0 R_E \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

به عبارت دیگر :

$$I_0 = \frac{(V_0 + V_{BE} - V_D) R_2 + V_{BE} R_1}{R_E \cdot R_1} \quad (۱۷۰-)$$

از آنجا شکه عملاً $V_{BE} = V_D$:

$$I_0 = \frac{V_0}{R_E} \cdot \frac{R_2}{R_1} + \frac{V_{BE}}{R_E} \quad (\text{الف} - ۱۷۰)$$

این رابطه نشان میدهد که بازاء خروجی اتصال کوتاه ($V_0 = 0$) جریان اتصال کوتاه کمترین مقدار را دارد.

($\frac{V_{BE}}{R_E}$) وهرقدر ولتاژ خروجی بیشتر شود ، مقدار جریان محدود شده نیز بیشتر خواهد شد .

برای مثال اگر برای همان حالت قبل ($100W / 8\Omega$) $R_1 = 820\Omega$ و $R_2 = 100\Omega$ و $R_E = 1\Omega$ انتخاب شوند ، جریان ماکزیمم :

$$I_{0\,max} = \frac{V_{0\,max}}{R_E} \cdot \frac{R_2}{R_1} + \frac{V_{BE}}{R_E} = \frac{40V}{1\Omega} \cdot \frac{100\Omega}{820\Omega} + \frac{0.5V}{1\Omega} \simeq 5.4A$$

پس به ازاء بار نامی $I_p < \frac{40V}{8\Omega} = 5A$ محدود کننده وارد عمل نمیشود و درحالت اتصال کوتاه فقط :

$$I_{sc} = \frac{V_{BE}}{R_E} = \frac{0.5\,V}{1\,\Omega} = 0.5\,A$$

از مدار خواهد گذشت! حال اگر باز فرض کنیم دامنه خروجی چهار ولت باشد ، درحالت عادی باید :

$$I = \frac{V}{R_L} = \frac{4V}{8\,\Omega} = 0.5\,A$$

از مدار بگذرد . درصورتیکه طبق رابطه (۱۷۰-الف) :

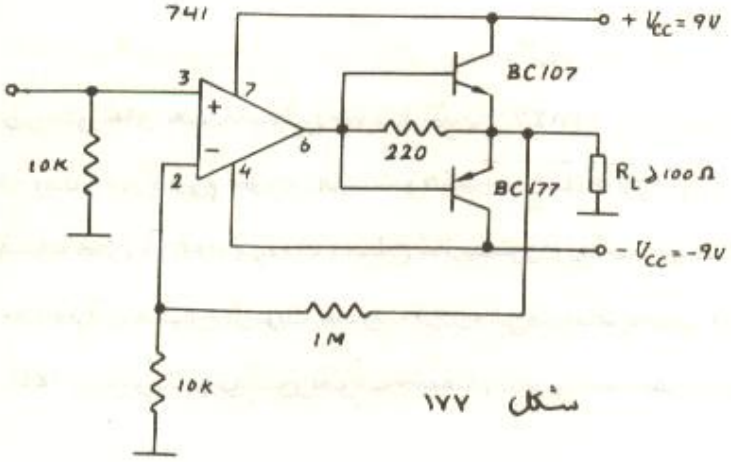
$$I = \frac{4V}{1\Omega} \cdot \frac{100}{820} + \frac{0.5V}{1\Omega} \simeq 1A$$

میتواند باشد . بنابراین باز محدود کننده دراین حالت عمل نکرده ، شکل موج خروجی بدون اعوجاج باقی خواهد ماند . ولی اگر طبق مثال قبل مقاومت یک اهم بجای بار $8\,\Omega$ وصل شود ، جریان ماکزیمم به $0.6\,A$ و درنتیجه ولتاژ خروجی به $0.6V$ محدود خواهد شد . درتمام این موارد $P_T < 20w$ باقی مانده به ترانزیستور صدمه نخواهد رسید .

۶-۳-۲-۵ چند مثال

دراین بخش به ذکر چند مدار عملی میپردازیم تا روابط مطالب بحث شده با یکدیگر روشن تر شوند .

مثال ۲۳ :



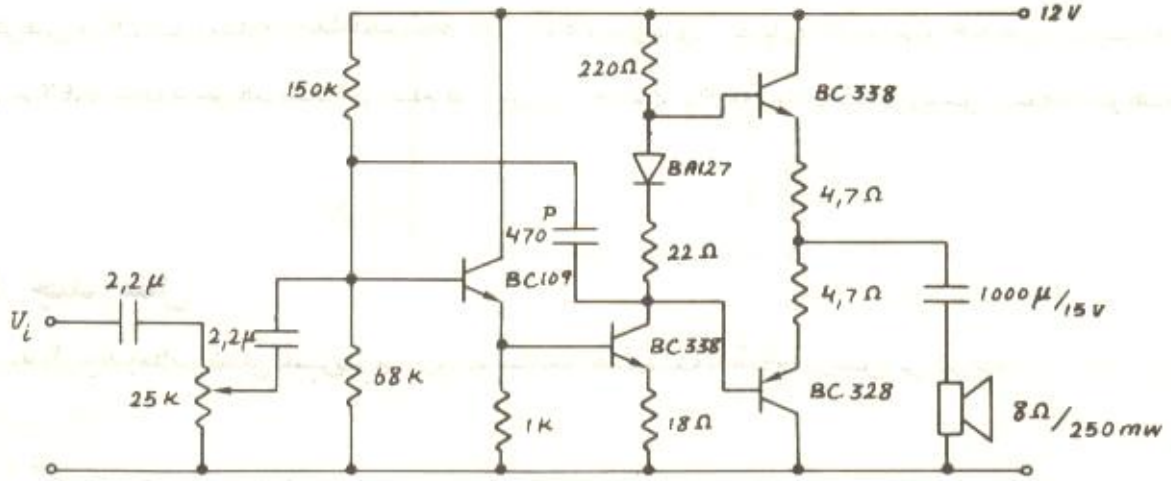
شکل ۱۷۷

شکل ۱۷۷ ، مدار یک تقویت کنندهٔ DC را نمایش میدهد . این تقویت کننده درحقیقت یک تقویت کننده عملیاتی قدرتی است . جریان ماکزیمم به عبارت دیگر توان خروجی عملاً توسط ترانزیستورها محدود میشود . دراین مثال دامنه ولتاژ خروجی به حدود 5V درنتیجه جریان خروجی به 50 mA محدود میشود که از حدّ جریان ترانزیستورها کمتر است . برای جریانهای بیشتر میتوان ترانزیستورها را با BD135 و BD136 یا معادل آنها عوض کرد . دراین صورت مقاومت بار را تا $10\,\Omega$ میتوان پایین آورد . دراین مدار ترانزیستورها بصورت پوشپول کلاس B بکار رفته اند ($I_Q = 0$) برای کم شدن اعوجاج از مقاومت $220\,\Omega$ و فیدبک استفاده شده است . بدین ترتیب که به ازاء ولتاژ خروجی ، به عبارت دیگر جریان خروجی کم مسیر جریان از طریق Op Amp و $220\,\Omega$ و بار به زمین میباشد و ترانزیستورها قطع هستند .

با زیاد شدن جریان خروجی افت ولتاژ بروی 220Ω زیاد شده بتدریج ترانزیستور شروع به هدایت میکند. مقدار اعوجاج بخاطر غیرخطی بودن این حالت توسط فیدبک از بین میرود. درنتیجه این مدار تا زمانیکه ضریب فیدبک بزرگ به عبارت دیگر فرکانس پایین است، قابل استفاده میباشد. بنابراین درصورت استفاده از 741 اگر $K \geq 10$ بخواهیم باشد، با این مدار تاحدود 1 KHz میتوانیم کارکنیم ($A_V = \frac{1M}{10K} \simeq 100$)

مثال ۷٤ :

شکل ۱۷۸ مدار ساده یک تقویت کنندهٔ صوتی را نمایش میدهد.



شکل ۱۷۸

ترانزیستورهای طبقه پوشپول توسط دیود BA127 ومقاومت 22Ω بایاس شده است. چون V_{cc} خیلی بیشتر از ولتاژ مورد لزوم خروجی است ($V_{cc} = 12V$ ، $V_{opp} = \sqrt{8.8\Omega \cdot \frac{1}{4}W} = 4V$) ! مقاومتهای امیتر را میتوان بزرگ انتخاب کرد (4.7Ω) بدون احتیاج به ترمیستور یا ترانزیستور کنترل کننده پایداری حرارتی کافی بدست آید.

علاوه برآن میتوان از بوت استرپ کردن نیز صرفنظر نمود. این مدار فاقد فیدبک کلی است وفقط مقاومت 18Ω درامیتر ترانزیستور تقویت کننده (درایور) مشخص کننده کیفیت مدار است.

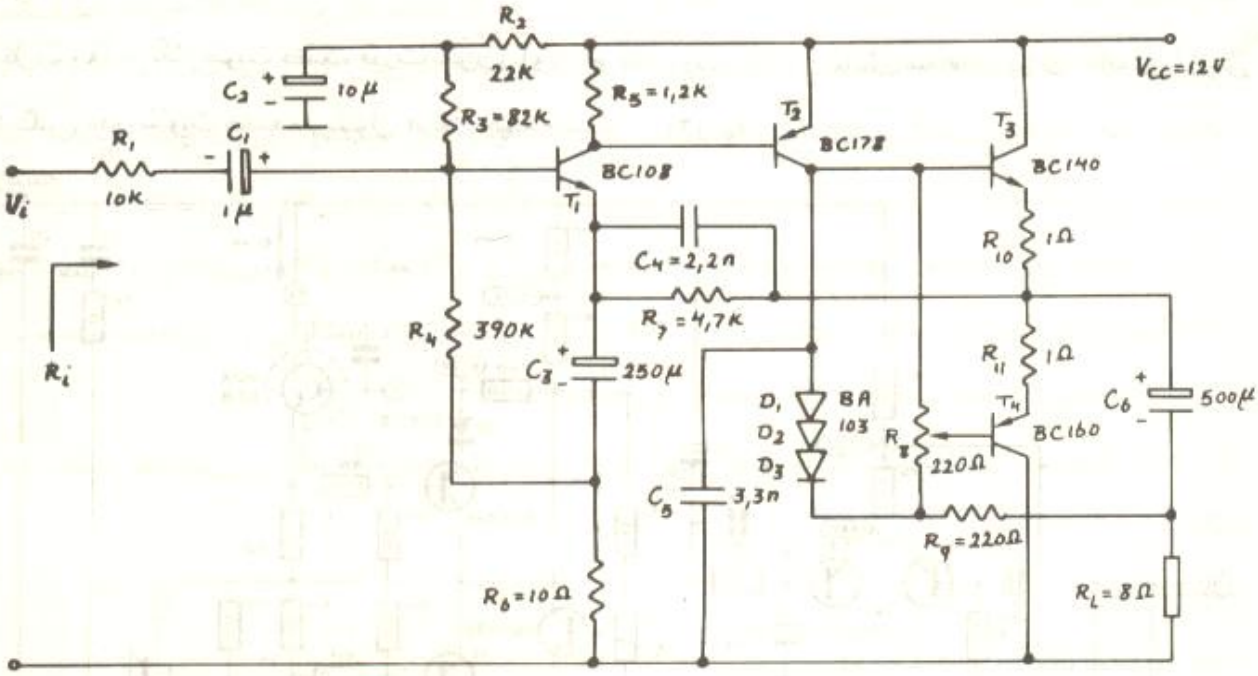
$$A_V \simeq \frac{220\Omega \parallel (4.7+8) \cdot 2\beta}{18\Omega} \cdot \frac{8\Omega}{8\Omega + 4.7\Omega} \simeq 6$$

$$R_i \simeq 150K \parallel 68K \parallel \beta_1 (1K \parallel \beta_2 \cdot 18\Omega) \simeq 30K$$

خازن 470P برای جبران فرکانسی ولوم 25K برای تنظیم شدت صوت است.

مثال ۲۵ :

مدار شکل « ۱۷۹ » مدار تقویت کننده های متداول صوتی را نمایش میدهد.



شکل ۱۷۹

دراین مدار تنظیم جریان نقطه کار ترانزیستورهای طبقه پوشپول (T_3 و T_4) توسط پتانسیومتر R_8 وپایداری آن توسط D_1 ، D_2 و D_3 و R_{10} و R_{11} انجام میشود. T_1 و T_2 تشکیل تقویت کنندهٔ اصلی را میدهند. این تقویت کننده درحقیقت همان مدار شکل « ۸٤ » میباشد که بجای مقاومت بارآن (R_6 درشکل ۸٤) باید تقریباً $\beta(R_{10}+R_L)$ (درشکل ۱۷۹) درنظرگرفته شود (چرا؟). فیدبک مدار R_7 و R_6 میباشد که بخاطر بزرگ بودن $\frac{R_7}{R_6}$ فیدبک AC مدار بسیار ضعیف است. برای بوت استرپ خروجی مدار از خازن کوپلاژ ومقاومت بار (بلندگو) استفاده شده است. بنابراین بدون مقاومت بار، مدار فوق را نمیتوان آزمایش کرد.

مشخصات مدار :

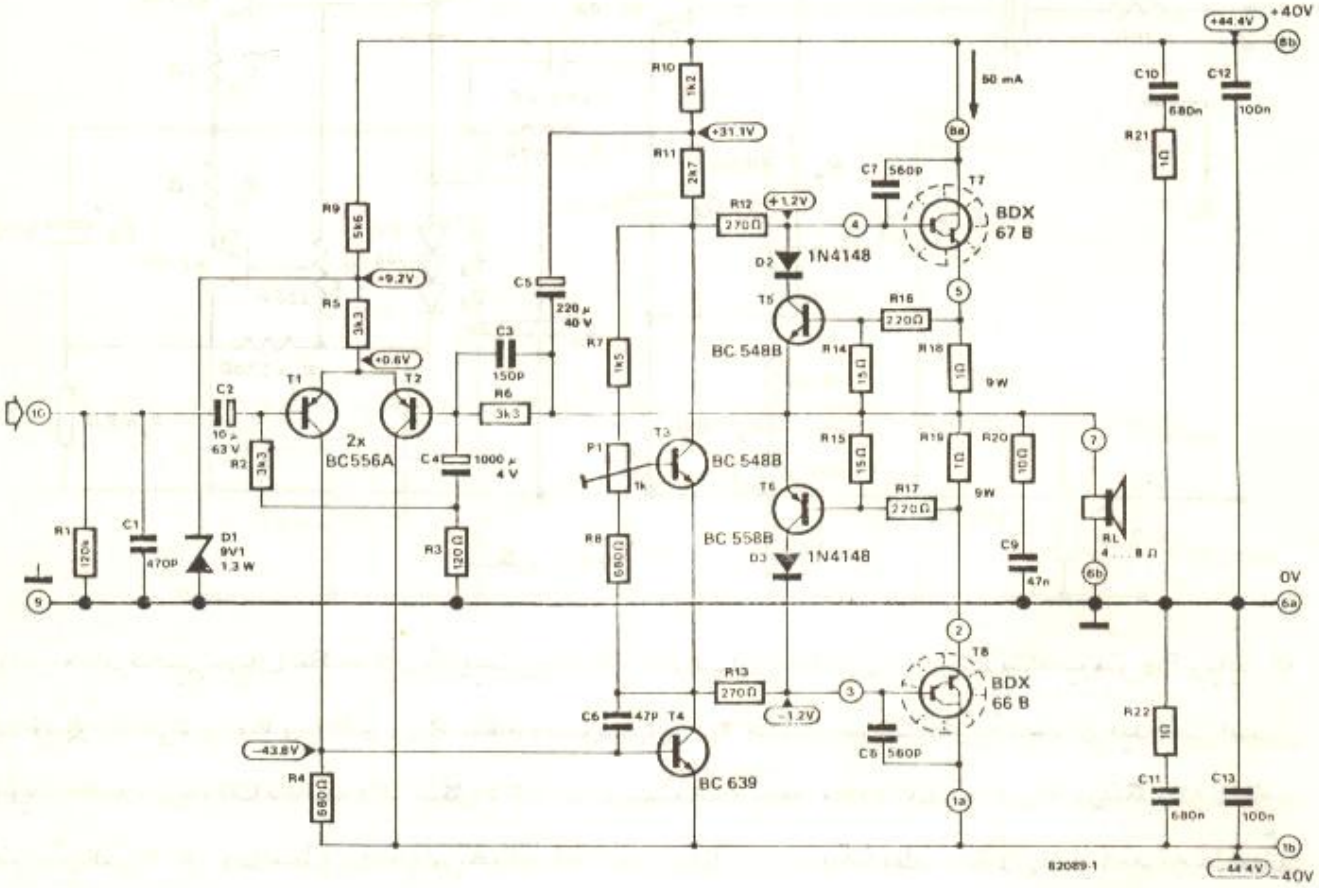
$A_V \simeq 180$ ، $R_i \simeq 40K$ ، $P_{o\,max} \simeq 1.2W$ ، $I_Q = 5mA$ ، $I_{cc_o} = 28mA$ (جریان باطری بدون سیگنال خروجی) ، $I_{cc_{max}} = 200mA$ (جریان باطری با توان خروجی ماکزیمم) ، $\eta_{max} = 50\%$ ، $V_{i_{max}} = 16\,mV_{eff}$

برای توانهای بالاتر (تاحدود 50 W) میتوان از مدار فوق استفاده کرد. با درنظرگرفتن اینکه بجای T_3 و T_4 ترانزیستورهای داریلنگتن قرارگرفته، مقادیر المانها نیز تغییر کنند. البته چون برای توانهای بیشتر اعوجاج معمولاً

زیاد خواهد شد ، با کم کردن ضریب تقویت (بالا بردن ضریب فیدبک) این عیب را تا حدودی از بین می برند . درعوض ولتاژ مورد لزوم ورودی زیاد خواهد شد که باید برای جبران آن از یک تقویت کننده اولیه ① استفاده کرد .

مثال ۲۶ :

شکل « ۱۸۰ » یک تقویت کننده قدرت با توان نامی 100 W بروی 4Ω را نمایش میدهد . دراین مدار از ترانزیستورهای دارلینگتن برای تقویت کننده پوشپول استفاده شده است (T_7 و T_8)



شکل ۱۸۰

تنظیم جریان نقطه کار توسط P_1 و پایداری آن توسط T_3 ، R_{18} و R_{19} انجام میشود . (T_3 باید با T_7 و T_8 اتصال حرارتی داشته باشد) تقویت کنندهٔ اصلی مدار از T_1 ، T_2 و T_4 تشکیل شده . این مدار درحقیقت همان مدار شکل « ۱۰۷ » میباشد که بجای مقاومت T_3 (R_5 درشکل « ۱۰۷ ») $\beta(R_L+R_{19})$ باید برای T_4 درنظرگرفته شود . بوت استرپ خروجی توسط C_5 ، R_{10} و R_{11} تأمین میشود . برای بالا بردن مقاومت ورودی ، درورودی نیز بوت استرپ کرده اند . درحالت عادی می بایست مقاومت R_2 (مقاومت بایاسینگ T_1) مستقیماً به زمین وصل شود ($R_i \simeq 3.3K$) حال آنکه با وصل کردن آن از طریق R_3 به زمین از لحاظ DC (بایاسینگ T_1) فرق چندانی

① pre-Amplifier

حاصل نمیشود (3.3K + 0.12K بجای 3.3K) ولی بخاطر خاصیت بوت استرپ مقاومت ورودی این طبقه به سمت بینهایت میل میکند. بنابراین مقاومت ورودی مدار (پایه 10) حدوداً 120KΩ خواهد بود. فیدبک کلی مدار توسط R_6 و R_3 تأمین میشود ($A_V \simeq 1 + \frac{R_6}{R_3} \simeq 28$) زنر D_1 برای پایداری جریان نقطه کار T_1 و T_2 درنتیجه بالابردن کیفیت مدار (درمقابل تغییرات V_{cc} و بخصوص ریپل آن) میباشد. C_3 ، C_6 ، C_7 ، C_8 برای جبران فرکانسی وجلوگیری از ناپایداری مدار ، C_1 برای جلوگیری از فرکانسهای وروری زیاد ، R_{20} ، C_9 برای جلوگیری از زیاد شدن بار (زیاد شدن امپدانس بلندگو) درفرکانسهای بالای C_{10} ، C_{13} ... و R_{21} و R_{22} برای جلوگیری از از پارازیت های منبع تغذیه و درنهایت ناپایداری مدار میباشد. T_5 و T_6 ومقاومتهای مربوطه و D_2 و D_3 برای محدود کردن جریان خروجی میباشد. D_2 و D_3 و R_{12} و R_{13} برای جلوگیری از معکوس و درنتیجه معیوب شدن T_5 و T_6 در صورت اتصال کوتاه شدن نقطه ای خروجی میباشد.

ولتاژهای ذکرشده ، اختلاف پتانسیل نقاط مربوطه نسبت به زمین درصورتیکه ولتاژ ورودی صفر باشد را معین میکند.

مشخصات مدار :

ترانزیستورهای دارلینگتن بکاررفته :

$V_{CE\,max} = 100\,V$ ، $I_{C\,max} = 20\,A$ ، $P_{max} = 150\,W$ ، $f_T = 4\,MHz$ ، $\beta_{min} = 1000$

محاسبه مدار با تقریب اولیه :

$$V_{op} = 40\,V \frac{4\Omega}{1\Omega + 4\Omega} = 32\,V$$

$$I_{op} = \frac{40\,V}{1\Omega + 4\Omega} = 8\,A$$

$$P_{o\,max} = \frac{V_{op}^2}{2R_L} = \frac{(32\,V)^2}{2.4\Omega} = 128\,W$$

مشخصات دقیق تر مدار :

$I_{op} \simeq 8\,A$ ، $\beta = 1000$ $\qquad I_B = I_{R_{13}} = 8\,mA$

$V_{CE_4\,sat} = 0.2\,V$

$V_{BE_8} = 1.5\,V$

پس:

$$V_{op} = (+V_{cc} - V_{CE_4\,sat} - V_{R_{13}} - V_{BE_8}) \frac{R_L}{R_L + R_{19}}$$

$$V_{op} = (40\,V - 0.3\,V - 2.16\,V - 1.5\,V) \frac{4\Omega}{4\Omega + 1\Omega} \simeq 28.8\,V$$

$$P_{o\,max} = \frac{(V_{op})^2}{2R_L} = \frac{(28.8)^2}{2.4\Omega} = 103\,W$$

موضوع: ال - ۲۴

$$I_p = \frac{V_{op}}{R_L} = \frac{28.8\,V}{4\Omega} = 7.2\,A$$

$$I_{cc} = \frac{I_p}{\pi} = \frac{7.2}{\pi}\,A = 2.3\,A$$

$$\eta = \frac{P_{o\,max}}{V_{cc}\cdot I_{cc}} = \frac{103\,w}{2\times 40\,V\times 2.3\,A} \simeq 56\%$$

مشخصات اندازه گیری شده :

$P_o = 100\,W$ ($R_L = 4\Omega$ ، $d = 0.1\%$)

$= 70\,W$ ($R_L = 8\Omega$ ، $d = 0.1\%$)

$B_W = 10\,Hz \ldots 20\,KHz$ (100 w)

$V_i = 0.775\,V$

$R_i = 100\,K$

$I_{cc} = 2.25\,A$

مثال ۷۷ :

شکل (۱۸۱) یک تقویت کنندهٔ قدرت با توان نامی $200\ w/8\Omega$ را نمایش میدهد. در این مدار از ترانزیستورهای ولتاژ بالا ($V_{CE\,max} = 275\,V$) استفاده شده است که برای بدست آوردن جریان خروجی مورد لزوم سه عدد ترانزیستور موازی شده است. بنابراین ترانزیستورهای $T_9 \ldots T_{13}$ معادل ترانزیستور npn و ترانزیستورهای T_{14} تا T_{18} ، ترانزیستورهای معادل pnp (دارلینگتن مکمل) طبقه پوشول را تشکیل میدهند. T_8 برای تنظیم (به کمک پتانسیومتر 1K) و تثبیت نقطه کار میباشد. تقویت کننده اصلی از دو طبقه تفاضلی (T_1 ، T_2 و T_3 طبقه اول و T_4 و T_5 طبقه دوم) تشکیل شده است. این تقویت کننده فاقد بوت استرپ خروجی است و بجای آن از منبع جریان (T_{19} و مدارهای مربوطه) استفاده کرده است. T_6 و T_7 (و مقاومتها و دیودهای مربوطه) تشکیل محدود کنندهٔ جریان را میدهد (مانند شکل ۱۷۶) . D_{11} و D_{12} برای محافظت ترانزیستورهای طبقه آخر در مقابل ولتاژهای معکوس میباشد.

مشخصات مدار :

$P_{o\,max} = 200\,W/8\Omega$ (RMS)

$P_{o\,max} = 300\,W/4\Omega$ (RMS)

$P_{o\,max} = 130\,W/\ \Omega$ (RMS)

$d = 0.5\%$

$B_W = 5\,Hz \ldots 35\,KHz$

$V_i = 900\,mV$ $\qquad R_i = 18\,K\Omega$