

[www.esud83.mihanblog.com](http://www.esud83.mihanblog.com)

email : [aminnima2@gmail.com](mailto:aminnima2@gmail.com)

amin sheikh najdi

صفحه	عنوان
۸	بخش اول؛ بررسی ترانزیستور و مدارهای ساده آن
۱۰	① : ترانزیستورهای Bipolar
۱۲	۱-۱ - مدل هیبریدیکل ترانزیستور Bipolar
۱۴	۱-۲ - آرایش‌های مختلف ~ ~
۲۲	② : ترانزیستورهای اثر میدان «FET»
۲۳	۲-۱ - ساختمان و طرز کار «J-FET»
۲۴	۲-۲ - مشخصه‌های «J-FET»
۲۸	۲-۳ - ساختمان و طرز کار «MOS-FET»
۲۹	۲-۴ - مایکاس کردن «FET»
۳۱	۲-۵ - مدارهای FET
۳۳	۲-۶ - آرایش‌های مختلف FET
۳۹	③ : روش انتخاب سیم‌کشی
۳۹	۳-۱ - ~ ~ ~ در مورد «BJT»
۴۲	۳-۲ - ~ ~ ~ ~ ~ «FET»
۴۷	④ : تقویت کننده های حید طبقه
۵۷	بخش دوم؛ بررسی مدارهای تقویت کننده ها
۵۹	① : مدارهای بایاس
۵۹	۱-۱ - خازن bypass در امپتر
۶۲	۱-۲ - خازن کوپلر در کلکتور و بیس

عنوان ————— صفحه

۱۰۰	محاسبه تقریبی خازنهای کوپلار و bypass	۷۲
۲	فرکانسهای میانی:	۷۰
۲-۱	مدل $\pi$ ترانزیستور در فرکانسهای میانی پایین	۷۰
۳	فرکانسهای بالا:	۷۲
۳-۱	مدل ترانزیستورهای BJT و FET در فرکانسهای بالا	۷۲
۳-۲	قضیه میلر	۷۴
۳-۳	آرایشهای مختلف ترانزیستور در فرکانسهای بالا	۷۵
بخش سوم: تقویت کننده های قدرت:		
۱	تقویت کننده کلاس A:	۸۷
۱-۱	بررسی بک تقویت کننده ساده کلاس A	۸۹
۱-۲	استفاده از سلف در تقویت کننده کلاس A	۹۰
۱-۳	بررسی محدودیتهای توان، جریان و ریساز بک ترانزیستور	۹۲
۱-۴	استفاده از ترانستورهای توپر در تقویت کننده کلاس A	۹۳
۲	تقویت کننده کلاس B:	۹۰-۱
۲-۱	تقویت کننده پوش پول کلاس B با ترانس	۹۰-۱
۲-۲	تقویت کننده پوش پول کلاس B بدون ترانس	۹۰-۲
۲-۲-۱	برداشتن ترانس خروجی	۹۰-۲-۱
۲-۲-۲	برداشتن ترانس ورودی	۹۰-۲-۲
۲-۲-۳	استفاده از ترانزیستورهای مکمل	۹۰-۲-۳

صفحه	عنوان
۱۱۹	بخش چهارم : تقویت کننده های دینرانسیل
۱۲۰	۱- بررسی مدل ساده یک تقویت کننده دینرانسیل :
۱۲۰	۱-۱- حالت سینگنال مشترک
۱۲۱	۱-۲- حالت سینگنال دینرانسیل
۱۲۲	۱-۳- حالت کلی تقویت کننده دینرانسیل
۱۲۳	۲- منابع جریان در تقویت کننده دینرانسیل :
۱۲۴	۲-۱- محاسبه مقاومت دینامیکی یک منبع جریان
۱۲۵	۲-۲- انواع دیگر منابع جریان
۱۲۵	۲-۳- کاربرد منبع جریان در تقویت کننده دینرانسیل
۱۲۶	۳- تقویت کننده دینرانسیل نامنوارن :
۱۲۷	۴- استفاده از طبقه دینرانسیل بعنوان تقویت کننده DC :
۱۲۸	بخش پنجم : تقویت کننده های عملیاتی
۱۲۹	۱- طبقات مختلف یک OP.Amp :
۱۳۰	۱-۱- طبقه ورودی
۱۳۱	۱-۲- طبقه افزایش ضریب تقویت
۱۳۲	۱-۳- تغییر سطح دهنده
۱۳۳	۱-۴- طبقه نهایی
۱۳۴	۲- کاربردهای خطی OP.Amp :
۱۳۵	۲-۱- تقویت کننده معکوس کننده
۱۳۶	۲-۲- تقویت کننده معکوس کننده
۱۳۷	۲-۳- تقویت کننده اختلاط
۱۳۸	۲-۴- جمع کننده

عنوان صفحه

۱۶۵	۲.۵. تعریف کننده
۱۶۶	۲.۶. اشکال گیر
۱۶۷	۲.۷. متن گیر
۱۶۸	۲.۸. مدل امپدانس
۱۶۹	۲.۹. مدل ولتاژ به جریان
۱۷۰	۲.۱۰. مدل جریان به ولتاژ
۱۷۱	۳. کاربردهای غیر خطی OP.Amp :
۱۷۲	۳.۱. تقویت کننده نگارینی
۱۷۳	۳.۲. تقویت کننده آنتی نگارینی
۱۷۴	۳.۳. یکسوزها
۱۷۵	۳.۴. ضرب کننده آنالوگ
۱۷۶	۳.۵. مقایسه کننده
۱۷۷	۳.۶. ترانزیستور
۱۷۸	۴. مشخصات یک CP.Amp واقعی :

بخش ششم : تقویت کننده های فیدبک :

۱۷۹	۱. بررسی خواص فیدبک منفی
۱۸۰	۱.۱. تثبیت بهره تقویت کننده
۱۸۱	۱.۲. کاهش نویز یا افزایش سیگنال به نویز
۱۸۲	۱.۳. کاهش مزاحم
۱۸۳	۱.۴. افزایش پهنای باند
۱۸۴	۲. انواع فیدبک ها :
۱۸۵	۲.۱. فیدبک مثبت - مثبت

صفحه	عنوان
۱۹۴	۲-۲ - فیدبک سری - سری
۱۹۵	۲-۳ - فیدبک سری - شنت
۱۹۶	۲-۴ - فیدبک شنت - سری
۱۹۸	۳ - انواع فیدبک های غیر ایده آل :
۱۹۸	۳-۱ - فیدبک شنت - شنت غیر ایده آل
۲۰۳	۳-۲ - فیدبک سری - سری غیر ایده آل
۲۰۷	۳-۳ - فیدبک سری - شنت غیر ایده آل
۲۱۱	۳-۴ - فیدبک شنت - سری غیر ایده آل
۲۱۵	۳-۵ - خلاصه

## بخش هفتم: منابع تغذیه تثبیت شده

### ۱ - منابع رنژار :

۱-۱ - یکساز ول

۱-۲ - تثبیت رنژار با اسناد از دید رنژ

۱-۳ - مدار سری

۲ - استفاده از فیدبک در منابع تغذیه :

۳ - تثبیت کننده های رنژار به صورت مدارهای مجتمع

ضمیمه (۱) : مدار دارلینگتون

ضمیمه (۲) : جدول منازمتهاد خازنهای استاندارد

ضمیمه (۳) : چند امتحان نهائی

## بخش ۱

## بررسی ترانزیستور و مدارهای ساده آن

ترانزیستور یکی از متداولترین المانهای است که در مدارهای الکترونیکی بکار می رود. با توجه به نحوه تغذیه آن می تواند بصورت خلی و یا غیر خلی در مدار مورد استفاده بگیرد. بطور کلی ترانزیستورها به دو گروه عمده تقسیم بندی می شوند.

۱- ترانزیستورهای Bipolar<sup>۱</sup> (BJT)

۲- ترانزیستورهای اثر میدان (FET)<sup>۲</sup>

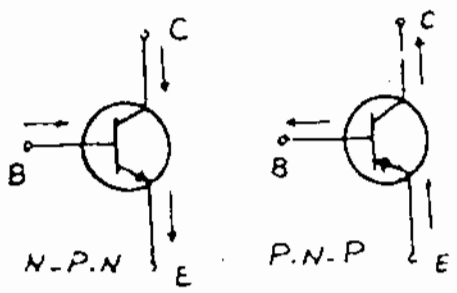
در این بخش ابتدا ترانزیستورهای Bipolar و آرایشهای مختلف آن، سپس ترانزیستورهای اثر میدان و آرایشهای مربوطه مورد مطالعه قرار گرفته و آنگاه روشن می شود که این دو المان بصورت خلی رفتار می نمایند یا ساده می کند و بالاخره در این قسمت گفته ای چند طبقه مورد بحث قرار خواهند گرفت.

1: Bipolar Junction Transistor

2: Field Effect Transistor

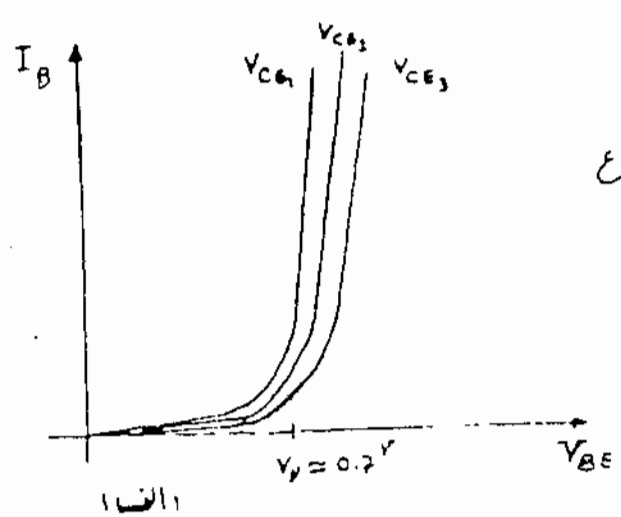
۱- ترانزیستورهای Bipolar: Bipolar Junction Transistors

ترانزیستورهای Bipolar از سه لایه نیمه هادی P و N تشکیل شده اند که بسته به نحوه قرار گرفتن این لایه ها، آنها را P-N-P یا N-P-N می نامند. شکل (۱.۱) مدل شماتیکی ترانزیستورهای P-N-P، N-P-N را نمایش می دهد.



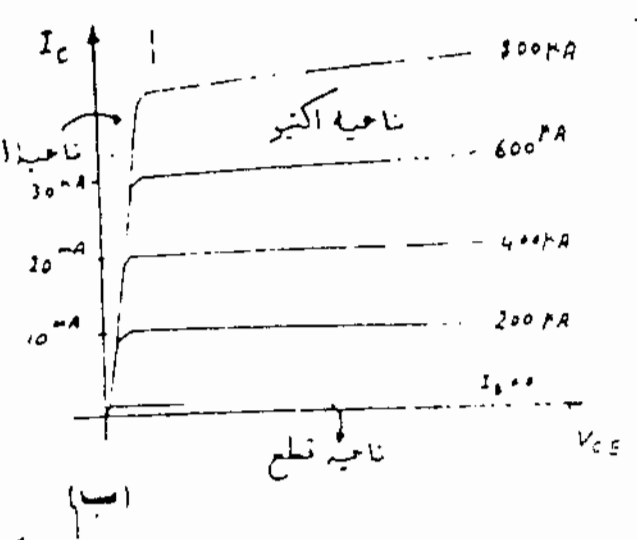
شکل (۱.۱)

بطور کلی دو مشخصه اصلی برای ترانزیستور را در نظر می گیریم ۱) مشخصه ورودی [شکل ۱.۲-ا] ۲) مشخصه خروجی که بسته ناحیه تقسیم می شود: ناحیه آکتیو (فعال) - ناحیه قطع و ناحیه اشباع [شکل ۱.۲-ب]



الف)

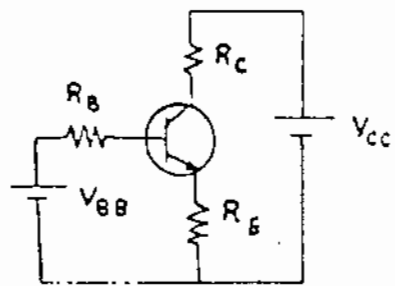
شکل (۱.۲)



ب)

از کاربردهای مهم ترانزیستور می توان انواع تقویت کننده ها را نام برد. ساده ترین نوع تقویت کننده خطی است یعنی سیگنال ورودی بدون تغییر شکل را عو جاج با دامنه ای مناسب با دامنه ورودی در خروجی ظاهر می شود. منظور اینکه از ترانزیستور بعنوان تقویت کننده استفاده کنیم باید آنرا در نقطه کاری که در ناحیه مورد نظر می باشد قرار دهیم.





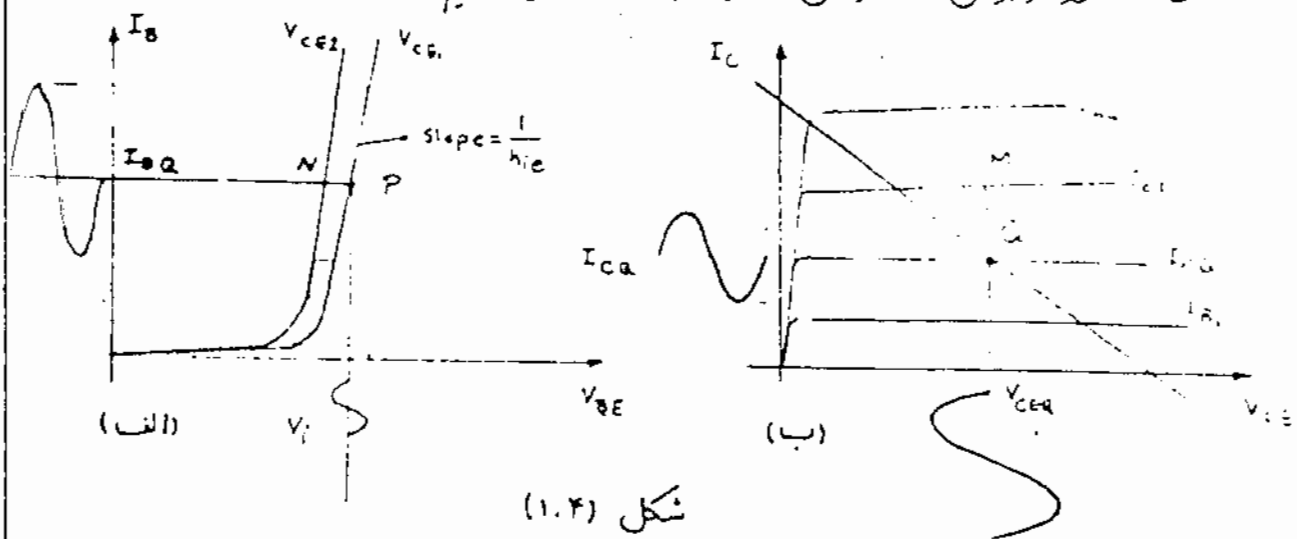
شکل (۱.۳)

نکته (۱.۳) مدل باباس ساده یک ترانزیستور می باشد.  
از معادلات حلقه درودی و خروجی مدار، نقطه کار بدست می آید.

$$V_{BB} = [R_B + (1+\beta)R_E] I_{BQ} + V_{BEQ} \quad (\text{بافتض ایند ترانزیستور دنا میه اکتیو باشد})$$

$$V_{CC} = (R_C + R_E) I_{CQ} + V_{CEQ} \quad (\text{معادله خط بار})$$

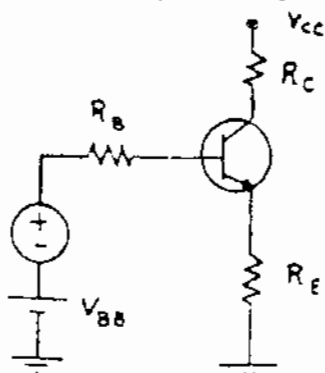
حال مشخصه درودی و خروجی ترانزیستور را در نظر می گیریم. [شکل ۱.۴]



شکل (۱.۴)

نقطه کار Q از تقاطع مشخصه  $I_C - V_{CE}$  با خط بار بدست می آید اگر نقطه کار Q در ناحیه اکتیو قرار گرفته باشد ترانزیستور در حول نقطه کار Q بصورت خطی عمل می کند. (به نرط آنگد سبتال کو چک باشد)

در نقطه Q دردی مشخصه خروجی د نقطه P دردی مشخصه درودی مماسایی بر



شکل (۱.۵)

منحنی بار می کنیم اگر سبتال سبتوس  $v_i$  به مدار اعمال شود [شکل ۱.۵] موج تغییرات  $I_B$  حول نقطه P خواهد شد.

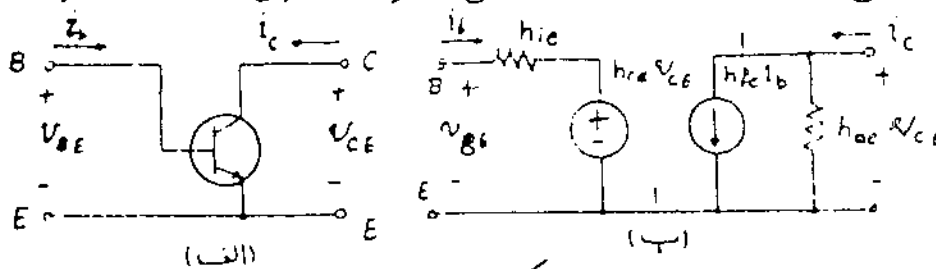
چنانچه دامنه  $v_i$  باندازه کافی کوچک باشد می توان فرض کرد که این تغییرات دردی خط مماس در نقطه P صورت می گیرد بنا بر این  $v_i$  تغییر یک جریان سبتوس خواهد بود.

تعبیر جریان در دس موجب تغير جريان خروجی می شود یعنی نقطه کار ترانزیستور حول نقطه Q روی خط بار تغییر خواهد کرد که با توجه به تئریب خطی بکار رفته شکل جریان  $i_c$  نیز یک سینوسی با دامنه ای برابر دامنه جريان  $i_b$  خواهد بود

### (۱.۱) مدل هیبرید یک ترانزیستور Bipolar

اگر نقطه کار ترانزیستور در ناحیه اکتیو قرار گیرد و دامنه دست زبانی در دس به اندازه کافی کوچک باشد در نتیجه ترانزیستور بصورت خطی عمل می کند بنابراین می توان در حول نقطه کار Q برای ترانزیستور یک مدل دینامیکی خطی تعریف کرد و مشخصات مختلف تقویت کننده (امپدانس در دس، امپدانس خروجی، ضریب تقویت، ...) را توسط این مدل بدست آورد.

یکی از مدلهای دینامیکی که برای ترانزیستور در نظر گرفته می شود مدل هیبرید (hybrid) می باشد. شکل (۱.۶) مدل دینامیکی هیبرید را برای حالت امیتر مشترک نشان می دهد.



شکل (۱.۶)

با توجه به شکل (۱.۶) داریم:

$$\begin{cases} v_{be} = h_{ie} i_b + h_{re} v_{ce} \\ i_c = h_{fe} i_b + h_{oe} v_{ce} \end{cases}$$

که بار استریم  $R_L$  از روابط زیر بدست می آید.

$$h_{ie} = \left. \frac{v_{be}}{i_b} \right|_{v_{ce}=0} = \left. \frac{\Delta v_{be}}{\Delta i_b} \right|_{v_{ce}=0}$$

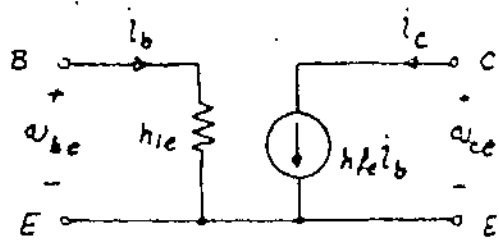
$$h_{re} = \left. \frac{v_{be}}{v_{ce}} \right|_{i_b=0} = \left. \frac{\Delta v_{be}}{\Delta v_{ce}} \right|_{i_b=0}$$

$$h_{fe} = \left. \frac{i_c}{i_b} \right|_{v_{ce}=0} = \left. \frac{\Delta i_c}{\Delta i_b} \right|_{v_{ce}=0}$$

$$h_{oe} = \left. \frac{i_c}{v_{ce}} \right|_{i_b=0} = \left. \frac{\Delta i_c}{\Delta v_{ce}} \right|_{i_b=0}$$

این پارامترهای رایج توان از مشخصه های ورودی و خروجی نیز بدست آورد با توجه به تعریف  $h_{oe}$  شیب خط مماس در نقطه کار  $Q$  در مشخصه خروجی می باشد بهین ترتیب  $h_{fe}$  طول پاره خط  $MQ$  به تغییرات جریان بیس است، همچنین  $h_{re}$  طول پاره خط  $P-N$  به تغییرات ولتاژ کلکتور-بیس و بالاخره  $h_{ie}$  عکس شیب خط مماس بر مماس ورودی در نقطه  $P$  می باشند.

همانطوریکه از مشخصه های بیس است  $h_{oe}$  و  $h_{re}$  مقادیر کوچکی هستند، همچنین در ساخت ترانزیستور نیز سعی می شود که تا حد امکان  $h_{oe}$  و  $h_{re}$  را کوچک نمایند در نتیجه می توان برای سادگی از  $h_{oe}$  و  $h_{re}$  صرف نظر کرد



که در این صورت مدل جسیپد به صورت شکل (۱.۷) ساده می شود.

$$\begin{cases} v_{be} = h_{ie} i_b \\ i_c = h_{fe} i_b \end{cases}$$

شکل (۱.۷)

که در این معادلات  $h_{fe}$  همان  $\beta$  و  $h_{ie}$  معادلت دیباکی بیس ایستری باشد.

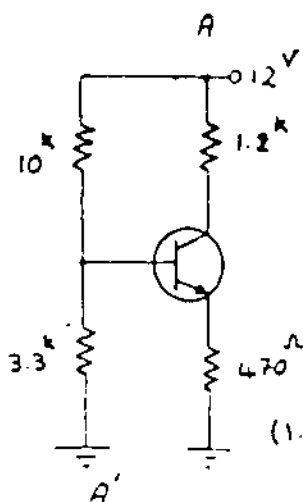
$$I_b \approx I_s e^{\frac{v}{V_T}}$$

$$h_{ie} = \frac{\partial v}{\partial I_b} = \frac{V_T}{I_b} = \beta \frac{V_T}{I_c}$$

که معمولاً در درجه حرارت

اطاق  $(T=20^\circ C)$  مقدار  $V_T$

تقریباً برابر  $25^{mV}$  می باشد.



شکل (۱.۸)

مثال نقطه کار و  $h_{ie}$  را برای مدار شکل (۱.۸) بدست

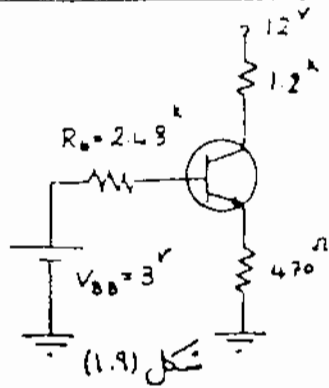
آوردید  $(V_{be}=0.7 \quad \beta=50)$

حل: از بخش  $AA'$  معادل تونن آفرای در مدار قرار

می دهیم [شکل ۱.۹]

$$V_{38} = \frac{3.3}{10 + 3.3} \times 12 = 3^V$$

$$R_b = 10k || 3.3k = 2.48k \Omega$$



$$3 = 24.9 \frac{I_C}{50} + 0.7 + 470 I_C \Rightarrow I_C = I_E = 4.4 \mu A$$

$$V_{CE} = 12 - (1.2 + 0.47) \times 4.4 \mu A = 4.65 V$$

$$h_{ie} = r \frac{V_T}{I_C} = 50 \frac{25 mV}{4.4 \mu A} = 284.1 \Omega$$

## ۱-۲ آرایشهای مختلف ترانزیستور Bipolar :

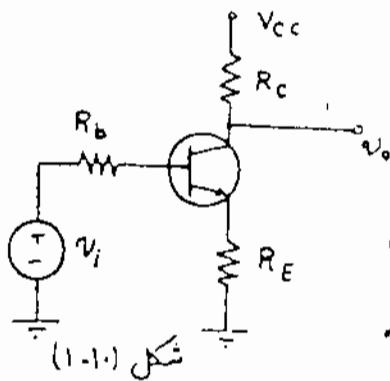
بسته به اینکه سیگنال ورودی به مدار بیس یا امیتر و سیگنال خروجی از مدار کلکتور یا امیتر گرفته شود سه آرایش مختلف در انورتیست که ما خواهیم داشت که عبارتند از:

الف، آرایشی امیتر مشترک (C.E) ب، آرایشی کلکتور مشترک (C.C)

ج، آرایشی بیس مشترک (C.B)

در اینجا ما این آرایشها را از نظر امپدانس ورودی، امپدانس خروجی، ضریب تقویت جریان و ضریب تقویت ولتاژ بررسی می کنیم.

الف، آرایشی امیتر مشترک (Common Emitter Configuration)



مدل ساده یک مدار C.E بدون بایاسینگ، به صورت شکل (۱-۱۰)

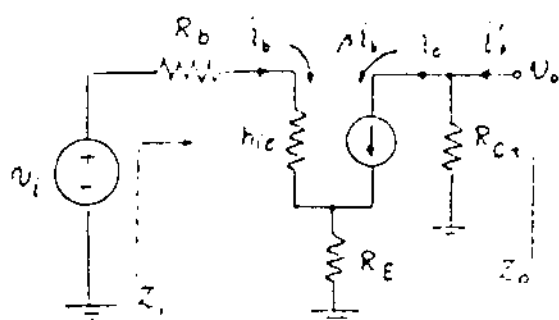
می باشد. ابتدا آنالیز DC انجام می دهیم بدین منظور

کلیمه منابع AC مدار را منفر کرده و نقطه کار ترانزیستور را بدست می آوریم. با استفاده از مشخصات نقطه کار،  $h_{ie}$  را محاسبه کرده.

و سپس با قرار دادن مدل (Small-signal) بجای ترانزیستور و

این بار با منفر کردن کلیمه منابع DC قادر خواهیم بود که مدار را آنالیز AC بنماییم.

شکل (۱-۱۱) مدار معادل AC مدار شکل (۱-۱۰) را نشان می دهد.



- امپدانس ورودی:

$$V_o = -R_c \beta i_b$$

$$V_i = (R_b + h_{ie}) i_b + R_E (1 + \beta) i_b$$

$$\Rightarrow i_b = \frac{V_i}{R_b + h_{ie} + R_E (1 + \beta)} \quad \text{شکل (۱-۱۱)}$$

$$Z_i = \frac{V_i}{i_b} = R_b + h_{ie} + (1 + \beta) R_E$$

- ضریب تقویت ولتاژ:

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{-\beta R_c i_b}{i_b (R_b + h_{ie} + (1 + \beta) R_E)} \Rightarrow A_v = \frac{-\beta R_c}{R_b + h_{ie} + (1 + \beta) R_E}$$

علامت منی نشان دهنده اختلاف فاز  $180^\circ$  بین ورودی و خروجی این تقویت کننده است. باید در حل مسأله دقت نمود که  $R_c$  معادلت قرار گرفته شده در کلمبر  $R_E$  معادلت قرار گرفته شده در امپتر می باشد.

- ضریب تقویت جریان:

دیده می شود که

$$A_i = \frac{i_o}{i_i} = \frac{i_c}{i_b} = \beta$$

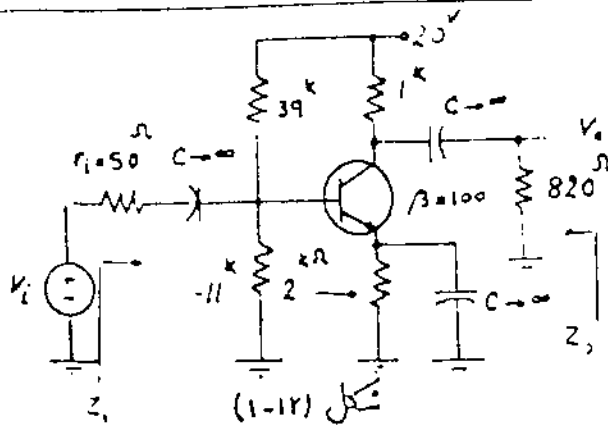
- امپدانس خروجی: برای محاسبه  $Z_o$  ابتدا  $v_i$  را صفر می کنیم. مشاهده می شود که  $Z_o$  می شود در نتیجه:

$$Z_o = \frac{V_o}{i_o} = R_c$$

دیده می شود که با کاهش  $R_E$  مقدار  $A_v$  افزایش می یابد. در نتیجه می توان با اندازه گیری یک خازن با ظرفیت متغیر  $R_E$  را فعال کرد. همچنین در ورودی و خروجی های اینده یعنی ابر الیها از نظر DC از مدار جدا باشند، می توان از خازن کوپلر استفاده کرد.

مثال) محسوست محاسبه نقطه کار ترانزیستور شکل (۱-۱۲) را امپدانس ورودی، امپدانس خروجی و بهره ولتاژ  $A_v = \frac{V_o}{V_i}$  را فرض آنگه  $V_{BE} = 0.7$  باشد.

حل: ابتدا خازن‌ها را اتصال باز در نظر می‌گیریم و نقطه کار ترانزیستور را محاسبه می‌نماییم.



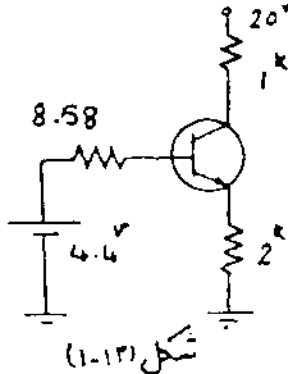
$$R_b = 4 \parallel 39 = 8.58 \text{ k}\Omega$$

$$V_{BE} = \frac{1}{1+39} \times 20 = 4.4 \text{ V}$$

$$4.4 = 8.58 \times \frac{I_c}{100} + 0.7 + 2 \times I_c \Rightarrow I_c = 1.77 \text{ mA}$$

$$V_{CE} = 20 - (1+2) \times 1.77 = 14.68 \text{ V}$$

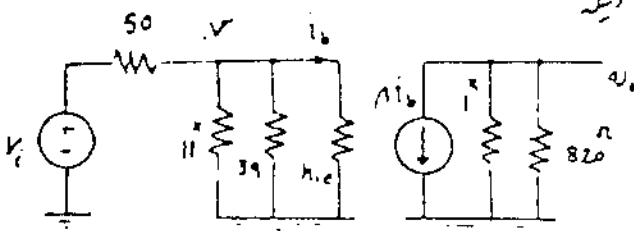
$$h_{ie} = \beta \frac{V_T}{I_c} = 100 \times \frac{25}{1.77} = 1.412 \text{ k}\Omega$$



حال مدل small-signal مدار را با در نظر گرفتن اینک

خازن‌ها اتصال کوتاه می‌باشند بدست می‌آوریم.

[شکل (۱-۱۴)]



شکل (۱-۱۴)

$$V_o = -(1 \parallel 0.82) \beta I_b$$

$$V = h_{ie} I_b$$

$$V = \frac{(1 \parallel 39 \parallel h_{ie})}{(1 \parallel 39 \parallel h_{ie}) + 50} V_i$$

$$\frac{V_o}{V} = \frac{-(1 \parallel 0.82) \beta}{h_{ie}}$$

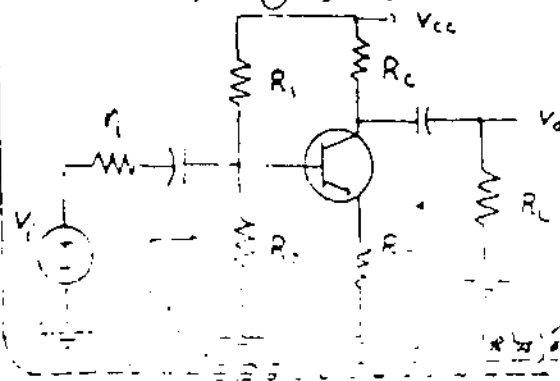
$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{V_o}{V} \times \frac{V}{V_i}$$

$$A_v = \frac{-(1 \parallel 0.82) \beta}{h_{ie}} \times \frac{(4 \parallel 39 \parallel 1.41)}{(4 \parallel 39 \parallel 1.41) + 0.05} = -30.64$$

$$Z_i = (4 \parallel 39 \parallel 1.412) = 1.212 \text{ k}\Omega$$

$$Z_o = 1 \parallel 0.82 = 450.5 \Omega$$

بطور کلی می‌توان گفت که آرایش اینتر متونک دارای خوب ثنوبت رنار، جریان و توان زیاد است و همین جهت در ثنوبت کنده لم آرایش CE کاربرد زیادی دارد.



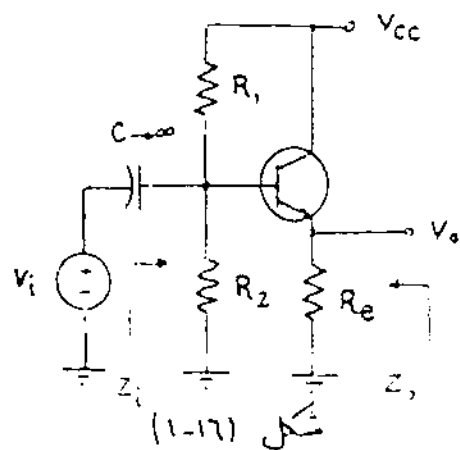
نمونه:

محسوس محاسبه  $Z_o, Z_i, A_v$

نکته: (۱-۱۵) [ثنوبت ترانزیستور  $(\beta, h_{ie})$ ]

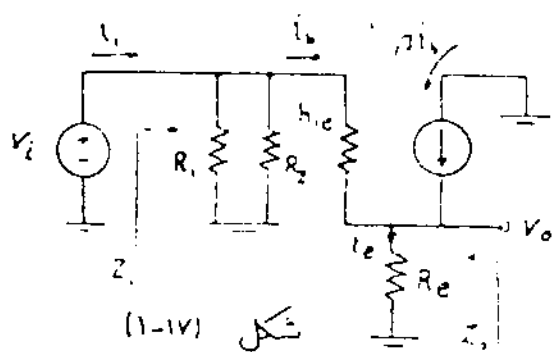
ب- آرایش کلکتور مشترک : (Common Collector Configuration)

یکی دیگر از ترکیب آرایش کلکتور مشترک یا (Emitter follower) می باشد، که در شکل (۱-۱۶) نشان داده شده است.



شکل (۱-۱۶)

برای آنالیز DC منابع AC را منرا کرده و خازنهای کوپلار و bypass را اتصال باز در نظر می گیریم و بدین ترتیب با بدست آوردن نقطه کار،  $h_{ie}$  را محاسبه کرد و سپس مطابق شکل (۱-۱۷) مدل (small signal) آنرا رسم می کنیم.



شکل (۱-۱۷)

- امپدانس ورودی :

$$V_o = (1+\beta) i_b R_e \quad (I)$$

$$(II) \quad V_i = h_{ie} i_b + (1+\beta) i_b R_e \Rightarrow i_b = \frac{V_i}{h_{ie} + (1+\beta) R_e}$$

$$R_1 \parallel R_2 = R_b \quad i_i = \frac{V_i}{R_b} + i_b = V_i \left( \frac{1}{R_b} + \frac{1}{h_{ie} + (1+\beta) R_e} \right)$$

$$Z_i = \frac{V_i}{i_i} \Rightarrow \boxed{Z_i = R_b \parallel (h_{ie} + (1+\beta) R_e)}$$

در حالت کلی  $R_b$  مقاومت معادل در بیس، و  $R_e$  مقاومت معادل در ابستر

می باشد.

- ضریب تقویت ولتاژ :

با توجه به معادلات I و II داریم :

که اگر  $R_e \gg h_{ie}$  باشد -  $h_{ie}$  را می شود نادیده می شود.

$$\boxed{A_{v, \text{mid}} = \frac{v_o}{v_i} = \frac{(1+\beta) R_e}{h_{ie} + (1+\beta) R_e}}$$

۱ - ضرب تقویت جریان:

اگر از رابطه تقسیم جریان استفاده کنیم

$$A_I = \frac{i_c}{i_i} = \frac{(1+\beta)i_b}{i_i} \quad (I)$$

$$i_b = \frac{R_b}{R_b + h_{ie} + (1+\beta)R_e} i_i \quad (IV)$$

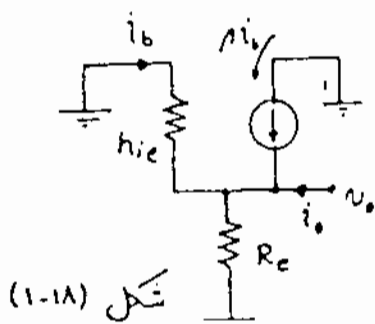
$$A_I = \frac{(1+\beta)R_b}{R_b + h_{ie} + (1+\beta)R_e}$$

از روابط III و IV نتیجه می گیریم که:

۲ - امپدانس خروجی:

برای محاسبه امپدانس خروجی ابتدا  $V_o$  را منفی کنیم

طابق شکل (۱-۱۸) داریم:



شکل (۱-۱۸)

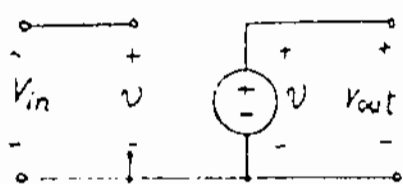
$$Z_o = \frac{V_o}{i_o} \bigg|_{V_i=0} \quad i_o = \frac{V_o}{R_e} - (1+\beta)i_b \quad i_b = -\frac{V_o}{h_{ie}}$$

$$i_o = \frac{V_o}{R_e} + \frac{V_o(1+\beta)}{h_{ie}} \Rightarrow \frac{i_o}{V_o} = \left( \frac{1}{R_e} + \frac{1}{\left(\frac{h_{ie}}{1+\beta}\right)} \right) \Rightarrow Z_o = R_e \parallel \left( \frac{h_{ie}}{1+\beta} \right)$$

مانند به محاسبات، مشاهده می شود که مدار C.C. ولتاژ تقویت نمی کند، یعنی  $A_v = 1$  ولی جریان را تقویت می کند و دارای امپدانس خروجی کوچک و امپدانس ورودی بزرگ است، ما برای می توان از آن بعنوان مبدل امپدانس (Impedance Converter) استفاده کرد

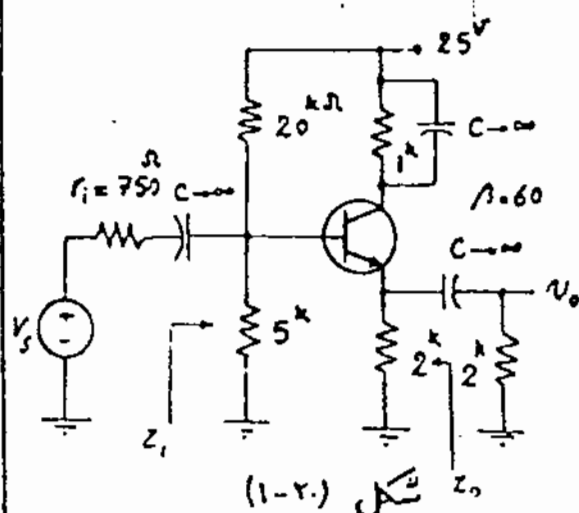
[شکل (۱-۱۹)] در ورودی و خروجی تقویت کننده نمی چند

طبقه قرار داد، به علت اینکه در این مدار ولتاژ بسته عمل ولتاژ ورودی را دنبال می کند به آن (Emitter follower) می گویند.



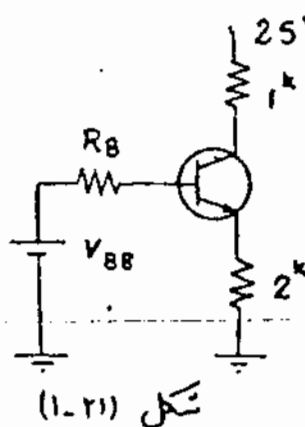
شکل (۱-۱۹)





ن) مطلوبست محاسبه  $A_v = \frac{v_o}{v_s}$  برای مدار فوق گفته  
شکل (۱-۲۰).

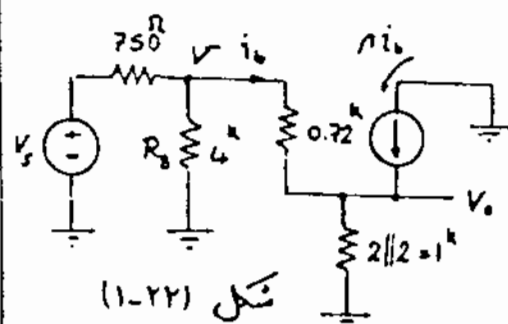
حل: ابتدا برای بدست آوردن نقطه کار  
معادل تون مدار در بیس را بدست  
می آوریم [شکل ۱-۲۱]



$$R_B = 5 \parallel 20 = 4^k$$

$$V_{BB} = \frac{5}{20+5} \times 25 = 5^V \quad I_C \approx I_E = \frac{V_{BB} - 0.7}{R_E + \frac{R_B}{1+\beta}}$$

$$I_C = \frac{5 - 0.7}{2 + \frac{4}{1+60}} = 2.08^{\text{mA}} \Rightarrow h_{ie} = \beta \frac{25^{\text{mV}}}{I_C} = 60 \frac{25}{2.08} = 0.72^k$$



حال مدل دینالکی مدار را رسم می کنیم [شکل ۱-۲۲]

۱- امپدانس ورودی:

$$Z_i = R_B \parallel (h_{ie} + (1+\beta)R'_e) = 4 \parallel (0.72 + 61 \times 1) = 3.76^k$$

۱- امپدانس خروجی:

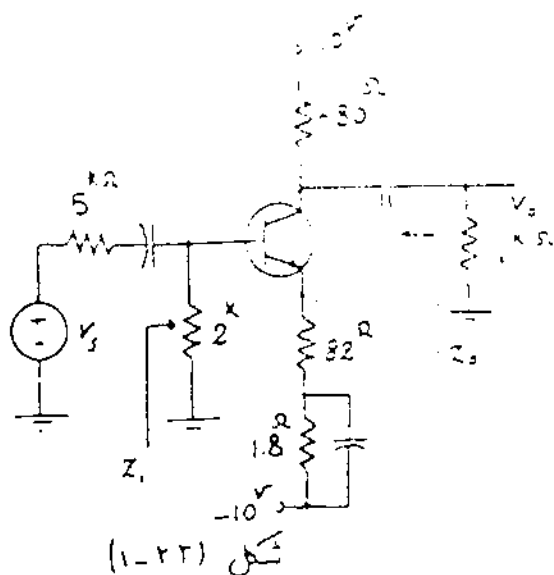
$$Z_o = \left. \frac{v_o}{i_o} \right|_{v_s=0} = R_E \parallel \left( \frac{h_{ie} + R_B \parallel r_i}{1+\beta} \right) = 2 \parallel \left( \frac{0.72 + 4 \parallel 0.75}{61} \right) = 12.8 \Omega$$

۱- ضریب تقویت ولتاژ:

$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = \frac{v_o}{v} \frac{v}{v_s} \quad \frac{v_o}{v} = \frac{(1+\beta)R'_e}{h_{ie} + (1+\beta)R'_e} = \frac{(1+60) \times 1}{0.72 + (1+60) \times 1} = 0.988 \approx 1$$

$$\frac{v}{v_s} = \frac{Z_i}{Z_i + r_i} = \frac{3.76}{3.76 + 0.75} = 0.83$$

$$A_v = 0.988 \times 0.83 = 0.82$$



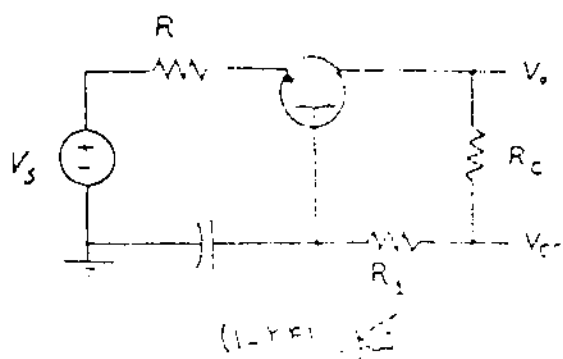
مطلوبت محاسبه امپدانس خروجی

امپدانس ورودی و مرتب تئریست و مدار

برای مدار شکل (1-22) -

$$(V_{BE} = 0.7V, \beta = 50)$$

ج: آرایش بیس مشترک: (Common base Configuration)



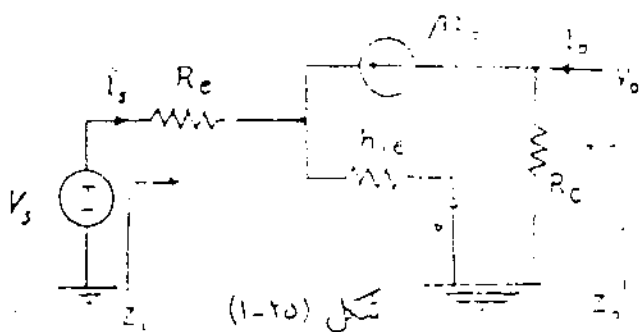
شکل (1-24) مدار یک تئریست کده

بیس مشترک را نشان می دهد

پس از مدت آوردن  $h_{ie}$  مدل

میرید را برای این ترانزیستور رسم می کنیم

[شکل 1-25]



- امپدانس ورودی:

$$V_S = R_e i_s - h_{ie} i_b \quad (I)$$

$$i_s = -(1+\beta) i_b \quad (II)$$

$$V_S = R_e i_s + \frac{i_s}{1+\beta} h_{ie} = \left( R_e + \frac{h_{ie}}{1+\beta} \right) i_s \Rightarrow \boxed{Z_i = R_e + \frac{h_{ie}}{1+\beta}}$$

- امپدانس خروجی:

$$Z_o = \left. \frac{V_o}{i_o} \right|_{V_S=0} = R_C$$

اگر  $V_S=0$  باشد  $i_b=0$  می شود در نتیجه:

$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = \frac{-R_c \beta i_b}{(R_e + \frac{h_{ie}}{1+\beta}) i_s} = \frac{-R_c \beta \frac{-i_s}{1+\beta}}{(R_e + \frac{h_{ie}}{1+\beta}) i_s}$$

$$\Rightarrow A_v = \frac{\beta R_c}{h_{ie} + (1+\beta) R_e}$$

- ضریب تقویت ولتاژ:

اگر از رابطه (II) استفاده کنیم:

مشاهده می شود که خروجی این

تقریب کننده اختلاف فاز را با ورودی

دارد.

- ضریب تقویت جریان:

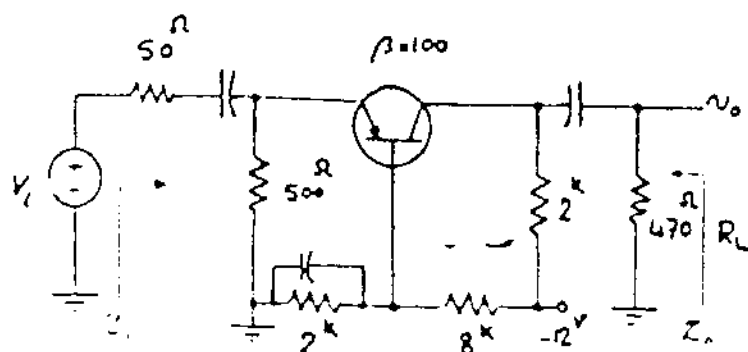
$$A_I = \left. \frac{-i_c}{i_s} \right|_{i_{o.s.}} = \frac{-\beta i_b}{i_s} = \frac{-\beta \frac{-i_s}{1+\beta}}{i_s} = \frac{\beta}{\beta+1} \approx 1$$

پس می شود که این آرایش دارای  $A_I \approx 1$  و ضریب تقویت ولتاژ آن تقریباً برابر

ضریب تقویت ولتاژ آمپتر مشترک را می دهد و در خروجی آن نسبتاً کمی باشد.

کاربرد عمده آرایش بیس مشترک در فرکانسهای بالای باشد که در بخش دوم

آنها مطالعه خواهیم کرد.



شکل (۱-۲۶)

تقریب

مطلوبت محاسبه  $Z_o$  و  $Z_i$

$$A_I = \frac{i_c}{i_b} \quad A_v = \frac{v_o}{v_i}$$

در تقویت کننده شکل (۱-۲۶)

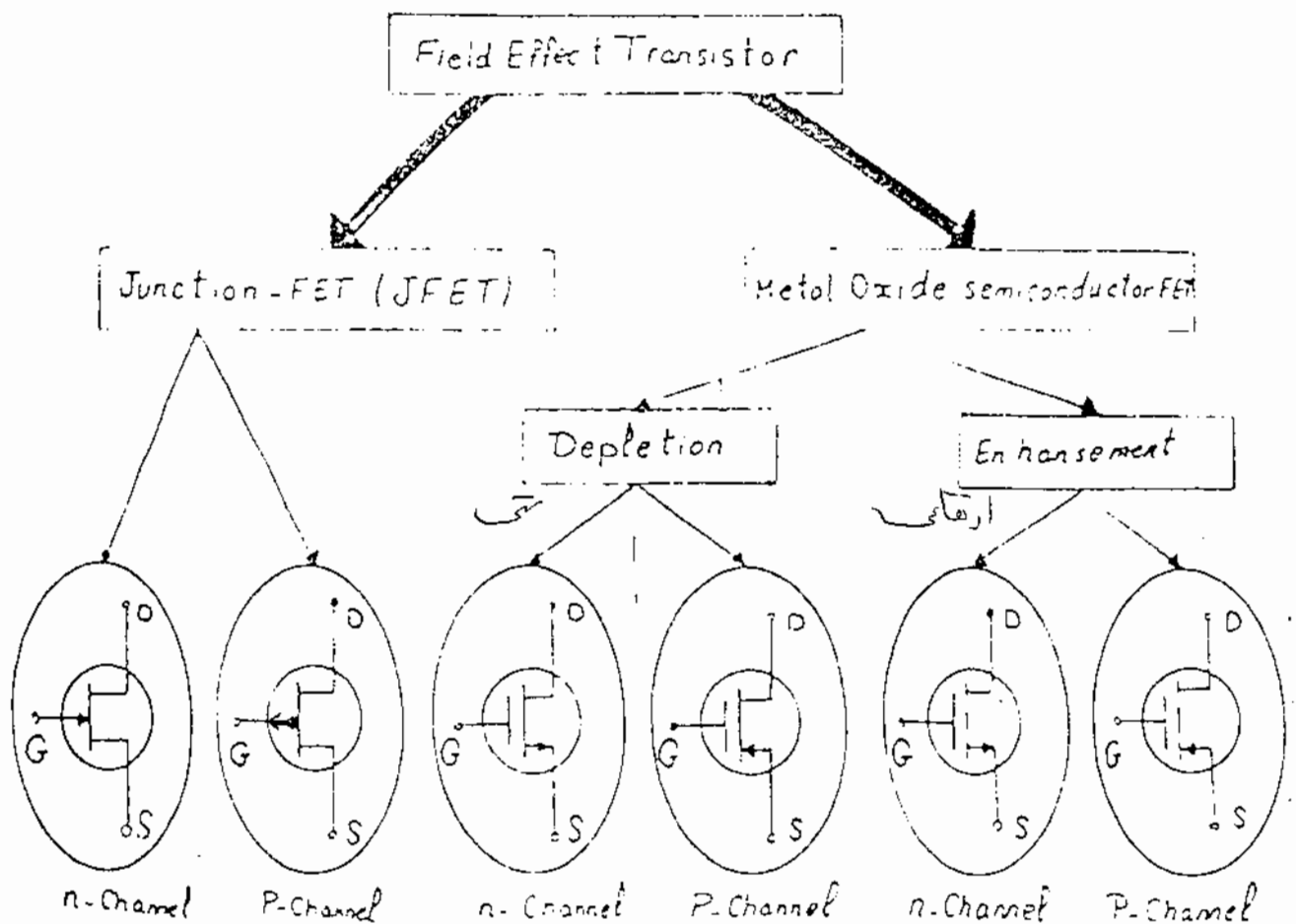
توان تلفاتی در مقاومت  $R_L$

اگر داشته ولتاژ ورودی  $10^{mV}$  باشد.

## ۲. ترانزیستورهای اثر میدان = Field Effect Transistors =

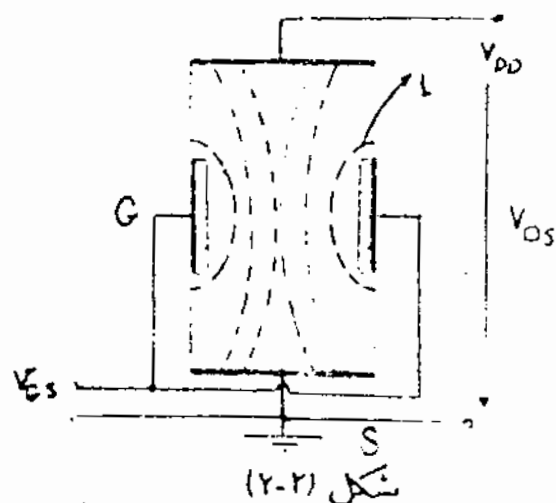
در یک ترانزیستور PNP یا NPN معمولی جریان بیس، جریان کلکتور یا ایزته را کنترل می‌نماید. در یک ترانزیستور نوع اثر میدان «FET» وشاردرددی جریان خودجی را کنترل می‌نماید. مثالهایی از کاربرد FET عبارتند از تقویت کننده‌های وشارد، Chopper، مدارهای لاجیکی و دستگاههای اندازه‌گیری با ایزدانس درددی بزرگ.

انواع معمول «FET» عبارتند از FET اتصال یا JFET (Junction-FET) و FET نیمه‌هادی-اکسید-فلزی یا MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor). شکل (۲-۱) انواع مختلف FET و علامت اختصاری آنها را نمایش می‌دهد.



## ۲-۱) ساختمان و طرز کار J-FET

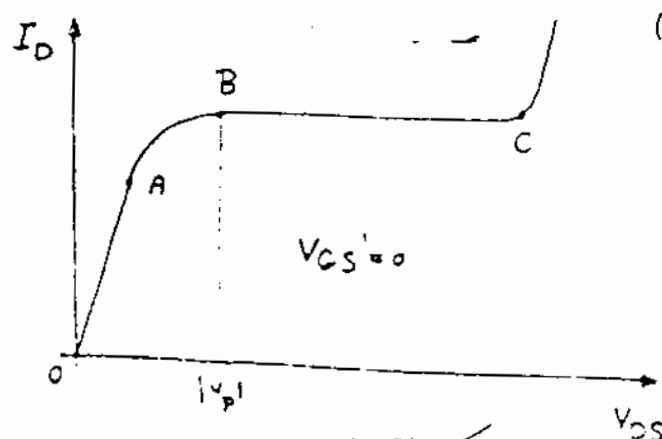
یک نیمه هادی، مثلاً از جنس سیلیسیم دارای نوع  $n$  رای گیریم و به دو سر آن دو اتصال فیزیکی وصل می‌کنیم هرگاه به این اتصالات ولتاژی اعمال شود باعث مقاومت اهمی که نیمه هادی دارد از آن جریانی می‌گذرد. [شکل ۲-۲]



اگر ولت را که قطب مثبت منبع به آن وصل است (Drain-D)، الکترود متصل به قطب منفی را (Source-S) یا منبع حاملها و نیمه هادی بین دو الکترود را که حاملها از آن عبور می‌کنند (Channel) گویند. در اینجا چون نوع نیمه هادی  $n$  است ترانزیستور را  $n$ -Channel-FET می‌نامند.

حال اگر در دو طرف کانال مقداری ناخالصی  $P$  اضافه کنیم و هر دو را به هم وصل کنیم یک اتصال  $P-N$  بوجود آورده ایم، به الکترود جدیدی که بدین طریق بوجود آمده است (Gate-G) گفته می‌شود و این الکترودی است که توسط آن جریان حاملها ( $I_D$ ) کنترل می‌شود.

طرز کار الکترود در مرحله اول فرض کنیم  $G$  به  $S$  اتصال کوتاه شده باشد ( $V_{GS} = 0$ ) تا زمانی که  $V_{DS}$  کوچک است مقدار  $I_D$  توسط مقاومت اهمی نیمه هادی که به ابعاد هندسی و میسران ناخالصی کانال بستگی دارد، تعیین می‌شود بنابراین رابطه  $I_D$  و  $V_{DS}$  یک رابطه خطی است، [شکل ۲-۳] از آنجا که به این قسمت، ناحیه اهمی می‌گویند.



با افزایش  $V_{DS}$ ، معادلت دیگر متغی شدن گیت نسبت به درین یک میدان الکتریکی تشکیل می‌دهد در حوالی اتصال  $P-N$ .

وجودی آید [شکل ۲-۲ میدان ۱] که این میدان باعث انحراف حاملها و تنگ تر شدن مسیر آنها می گردد، یعنی سطح مقطع موثر به ادی کم می شود و شیب خط منحنی  $V_{os} = I_D$  کمتری شود.

اگر باز هم  $V_{os}$  را افزایش دهیم این میدان شدیدتر شده و در نتیجه کانال تنگ تر می شود و شیب منحنی باز هم کمتری می شود [شکل ۲-۳ از A تا B].

در بعضی از موارد که از FET بعنوان معادمت اهمی استفاده می کنند آنرا در ناحیه

می برند. بالاخره اگر باز هم  $V_{os}$  را افزایش دهیم سطح موثر کانال

مناسب با آن کم و معادمت کانال زیاد می شود بطوریکه جریان گذرنده از کانال

ثابت می ماند [شکل ۲-۳ از B تا C] که به این قسمت، ناحیه اشباع گفته می شود.

دشاری را که در آن FET در آستانه اشباع قرار می گیرد، دشار  $Pinch-off$

ی نامند [نقطه B در شکل ۲-۳] حال اگر  $V_{os}$  را از حدی بیشتر کنیم (نقطه C)

سطح کانال بسیار کوچک و میدانهای الکتریکی خیلی شدید خواهند شد بطوریکه ترانزیستور

دارد ناحیه شکست بهی شده و جریان  $I_D$  بطور ناگهانی زیاد می شود بطوریکه

ترانزیستور آسیب می بیند.

## (۲-۲) مشخصه های J-FET

بطور کلی برای در قطعی ها سه مشخصه اصلی وجود دارد

۱- مشخصه ورودی: که تغییرات جریان ورودی را بر حسب تغییرات دشار ورودی مشخص می کند.

۲- مشخصه خروجی: که تغییرات جریان خروجی را بر حسب تغییرات دشار خروجی نشان می دهد.

۳- مشخصه انتقالی: که معمولاً تغییرات جریان خروجی را بر حسب دشار (و یا شدت جریان) ورودی بیان می کند.

## Input Characteristic

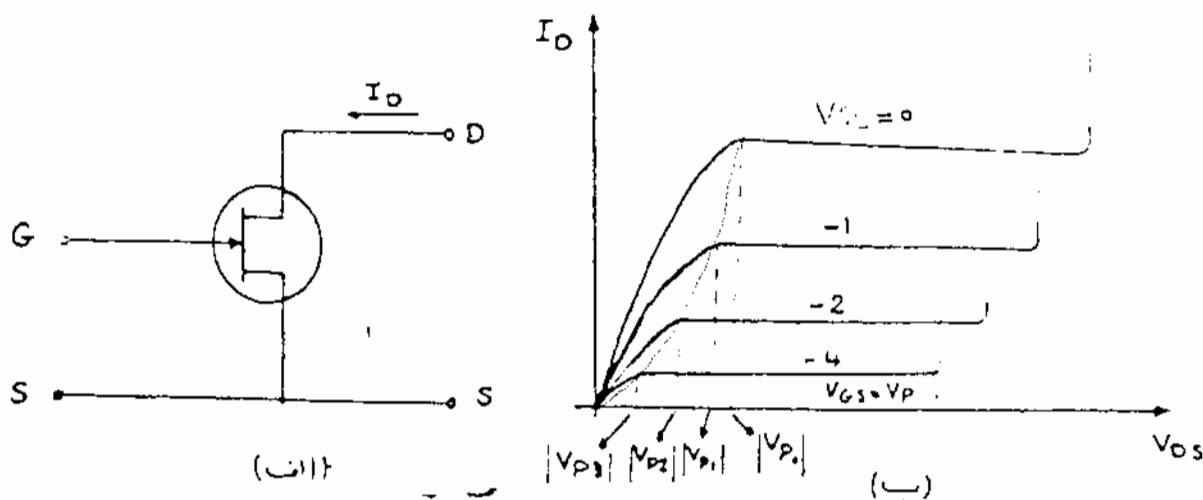
۱. مشخصه ورودی:

در مورد FET صحبت از مشخصه ورودی بی معنی است زیرا در ورودی اتصال GS در حالت عادی همواره در جهت معکوس بکار می رود و مقاومت دیود در جهت معکوس خیلی بزرگ و جریان آن تقریباً منفرات. بنابراین معنی بر محور  $V_{GS}$  منطبق است.

## Output Characteristic

۲. مشخصه خروجی:

شکل (۲-۴ الف) علاات اختصاری n-ch-FET را نشان می دهد. در شکل (۲-۳) رابطه جریان دیناز خروجی برای  $V_{GS}=0$  رسم شده است، اگر  $V_{GS}$  را منفی کنیم در عمل ثل آسنگه میدان الکتریکی بین درین و گیت را بارز، دیناز ثابت بین درین و سورس، زیادتر کرده باشیم و نتیجه آسنگه بارز،  $V_{GS} < 0$  جریان  $I_D$  برای دینازهای مشابه  $V_{GS}$  کمتر از مرتبی است که  $V_{GS}=0$  باشد. این مطلب در شکل (۲-۴ ب) نشان داده شده است.



شکل (۲-۴)

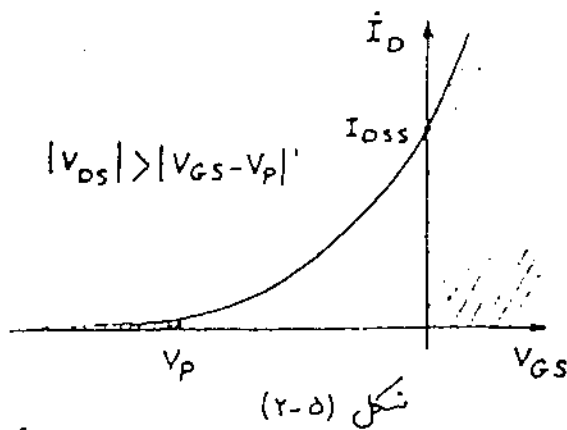
همانطور که ملاحظه می شود این مسی به ازای  $V_{GS}$  های منفی رسم شده است

اگر  $V_{GS}=0$  باشد  $I_D$  ماکزیم مقدار خود را دارد و اگر  $V_{GS} \leq V_P$  شود  $I_D=0$  خواهد شد.

برای مثال: اگر  $V_{GS} = -4$  و  $V_P = -6$  باشد،  $|V_{GS} - V_P| = 2$  است می آید.

### ۳. منحنی انتقالی: Transfer Characteristic

شکل (۲-۵) منحنی انتقالی یک J-FET، n-ch را نمایش می دهد.



چون از FET موفقی می توان بهرمان  
منبع جریان استفاده کرد که

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

در به ازای این مقادیر  $V_{DS}$  جریان  $I_{DS}$   
ثابت می باشد، بنابراین برای این  
منحنی اغلب فقط یک منحنی رسم می گردد.

اگر به ازای  $|V_{GS}| \geq |V_P|$  جریان  $I_D$  را منفر در نظر بگیریم این منحنی  
را می توان به سبب یک منحنی تزیب زد. وقتی که  $|V_{GS}| < |V_P|$  داریم:

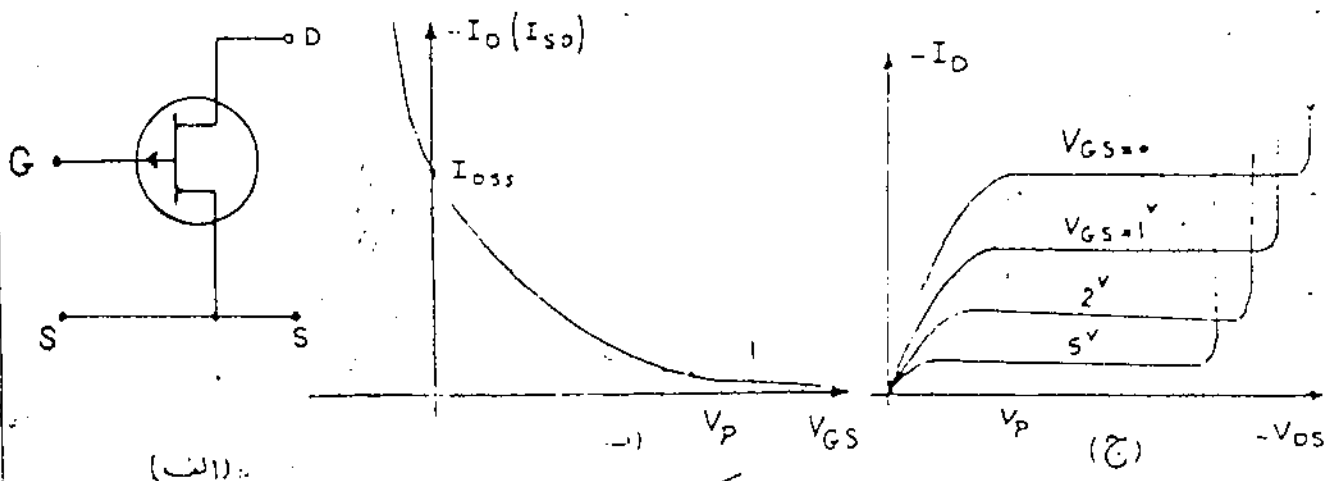
$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

«در ناحیه اشباع»

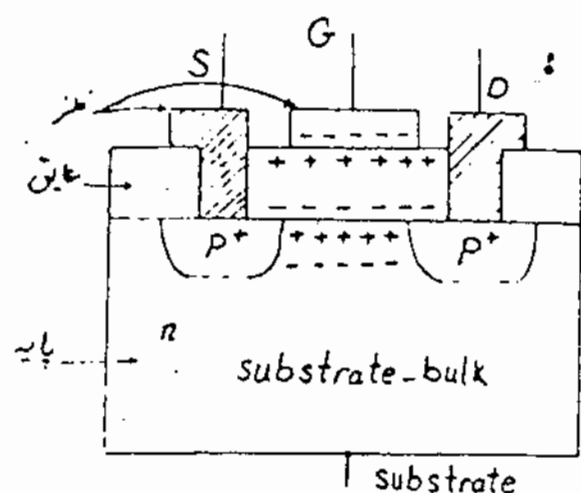
در به ازای  $|V_{GS}| \geq |V_P|$  FET به حالت قطع می رود. برای اغلب  
J-FET جریان  $I_{DSS}$  از  $5^{mA}$  تا  $30^{mA}$  و ولتاژ  $V_P$  از  $2^V$  تا  $10^V$

متغیر است.

شکل (۲-۶) مشخصات یک P-ch-FET را نمایش می دهد.







ساختمان و طرز کار Mos-FET (۲.۳)

نکله (۲.۷) مقطع یک

P-Channel-Enhancement-MOSFET

راغابش می دهد.

بر روی یک قطعه نیمه هادی اصلی (substrate)

شکل (۲.۷)

یا (BULK) در ناحیه با ناخالصی زیاد از

نوع P ایجاد می کنند که یکی از این دو ناحیه درین دیگری سورس را تشکیل می دهد. یک لایه نازک عابن (معمولاً  $\text{SiO}_2$ ) که بر روی آن یک غشاء نغزی (معمولاً Al) قرار می گیرد، گیت را تشکیل می دهد.

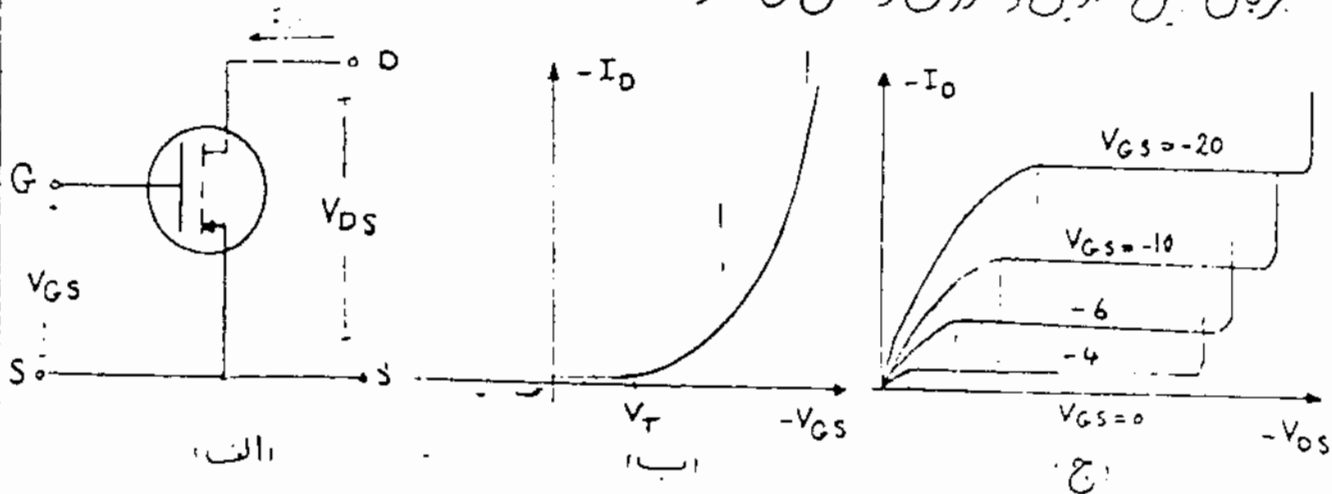
اگر دین از گیت نسبت به پایه منفر باشد بین دو ناحیه  $P^+$  جریان برقرار

خواهد شد  $I_D = 0$  [شکل ۲.۸-ب]. اگر  $V_{GS} < 0$  باشد بدیل اتصال سورس

و پایه  $V_{GB}(\text{gate-bulk}) < 0$  است بنابراین مقداری حفره در محل اتصال پایه و گیت

الته، خواهد شد و تشکیل یک کانال از نوع P را خواهد داد، تشکیل این کانال عبور

جریان بین درین سورس را ممکن می سازد.



شکل (۲.۸)

با ازیاد  $|V_{GS}|$  صفات کانال بیشتر شده و در نتیجه جریان  $I_D$  ازیایش

در صورتیکه  $V_{GS}$  را ثابت نگه داریم با ازیال رفتن  $|V_{DS}|$  مندرج صفات

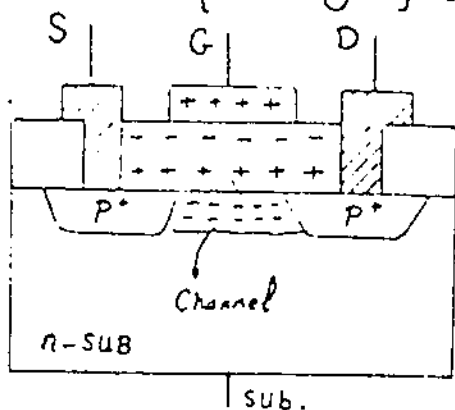
کانال نمی شود تا آنکه  $I_D$  ثابت بماند.

شکل (۲-۸) ان. P.Ch-MOS FET ، شکل (۲-۸ ب) مشخصه انتقالی

و شکل (۲-۸ ج) مشخصه خروجی را نمایش می دهد. به  $V_T$  "Threshold Voltage" پادناز آستانه می گویند زیرا به ازای  $|V_{GS}| > |V_T|$  جریان  $I_{D0}$  می شود. باز مانند J-FET مشخصه انتقالی MOSFET را نیز به ازای  $|V_{GS}| > |V_T|$  می توان یک سهم در نظر گرفت که:

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

دیدیم که در حالت عادی بین درناحیه  $P^+$  کانالی وجود ندارد حال اگر بین درناحیه  $P^+$  مقدار کمی ناخالصی  $P$  وارد کنیم یک "P.Ch-Depletion-MOSFET" بدست می آید [شکل ۲-۹]



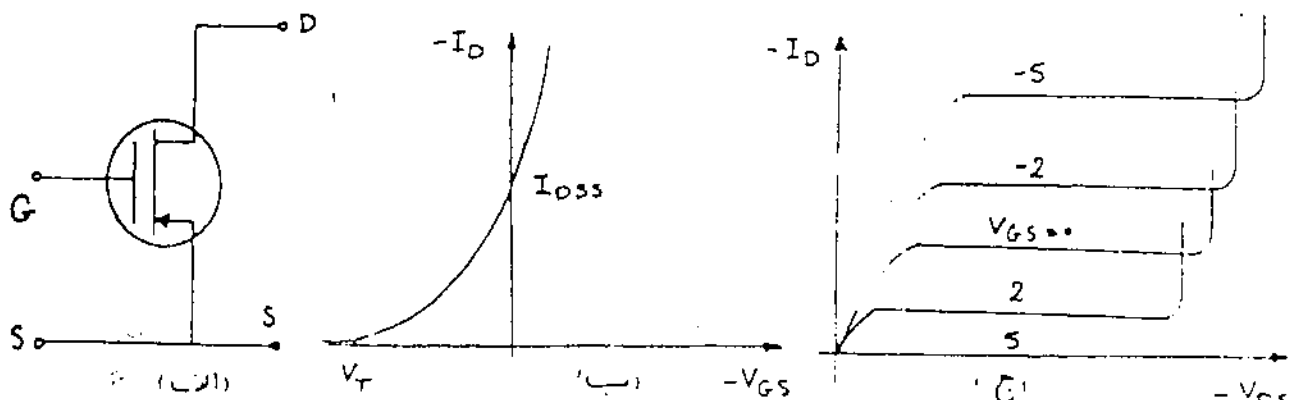
شکل (۲-۹)

در این FET اگر  $V_{GS} = 0$  م باشد باعث وجود کانال بین درناحیه  $P^+$  جریان بین درین دسورس برقرار می شود. اگر  $V_{GS} > 0$  کنیم میدان بوجود می آید

که باعث می شود که تعدادی الکترون در کانال ان، شده و سطح مرز کانال را کم نمایند و بالعکس اگر  $V_{GS} < 0$  شود سطح مرز کانال بیشتر شده و باعث از دیاد  $I_D$  می شود.

شکل (۲-۱۰) ان. "P.Ch-Depletion-MOS-FET" ، شکل (۲-۱۰ ب) مشخصه

انتقالی و شکل (۲-۱۰ ج) مشخصه خروجی ترانزستور را نشان می دهد.



شکل (۲-۱۰)

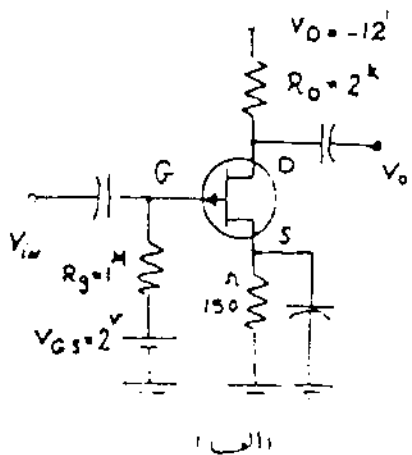
تذکره: مطالبی را که در مورد ترانزیستورهای  $n\text{-ch}$  گفته می‌شود در مورد ترانزیستورهای  $p\text{-ch}$  نیز صادق است و بالعکس.

### (۲.۴) بایاس کردن FET :

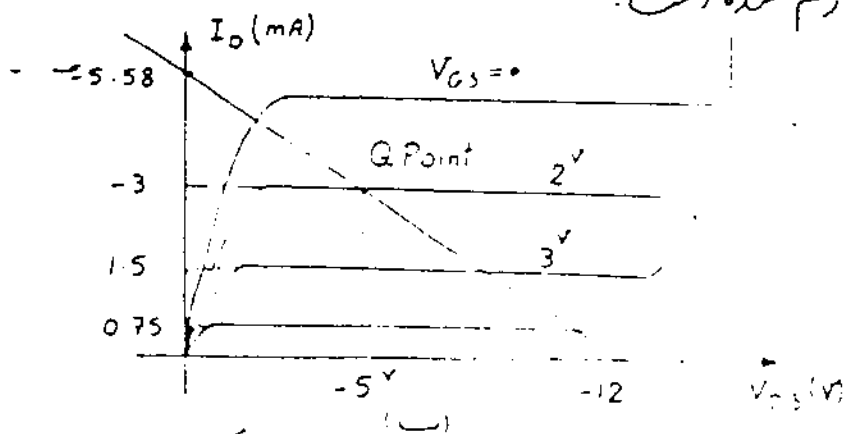
هائیکوریکه در مورد عناصر (Bipolar-Junction-Tr.) ملاحظه شد برای عملکرد خوب کنتینگ FET، باید آنرا در نقطه کار مناسبی بایاس نمود (ناحیه اشباع). که انتخاب نقطه کار معمولاً بر اساس شرایط مداری خواسته شده می‌باشد که نتایج می‌توان بعضی از شرایط را به‌صورت زیر بیان کرد.

- ۱- رانش خروجی ماکزیم
  - ۲- بهره رانش ماکزیم
  - ۳- تلفات توان می‌بیم
  - ۴- بایبدری حرارتی
  - ۵- منابع رانش در دسرس
- پس از انتخاب نقطه کار با مراجعه به مشخصات FET (مشخصات انتقالی و خروجی) می‌توان المانهای مدار مورد نظر را محاسبه کرد.

شکل (۲.۱۱-ا) مدار یک  $P\text{-ch-J-FET}$  را نشان می‌دهد. مدار نشان داده شده توسط در منبع رانش، یکی برای ایجاد رانش گیت سوری و دیگری برای ایجاد رانش درین-سوری و جریان درین، بایاس شده است. در شکل (۲.۱۱-ب) خط بار می‌که از  $7\text{V}$  خروجی بدست آمده است روی منحنی خروجی رسم شده است.



شکل (الف)



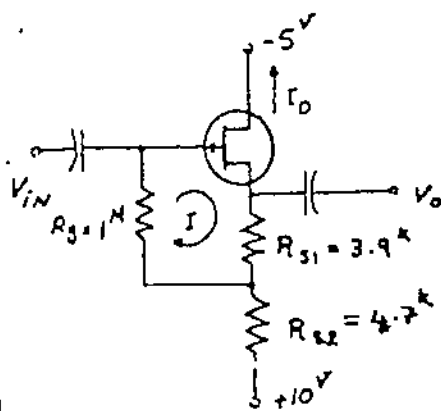
شکل (ب) (۲.۱۱)

تذکر: چون از گیت جریان می‌گذرد مقدار  $R_D$  مهم نیست (  $R_D$  فقط ضار است در دین مدار را مشخص می‌کند) معمولاً  $R_D$  را در حدود  $100\text{ k}\Omega$  انتخاب می‌کنند.  $R_S$  به نحوی انتخاب می‌شود که  $I_D$  مطلوب  $V_{GS}$  مورد نظر را بر روی FET ایجاد نماید.

مثال (مطلوبت محاسبه نقطه کار مدار شکل (۲-۱۲) با فرض اینکه

$$(I_{DSS} = 16\text{ mA} \quad V_P = -6\text{ V})$$

حل: چونکه از ضار است  $1\text{ M}\Omega$  جریان می‌گذرد در حلقه (I) داریم:



شکل (۲-۱۲)

$$V_{GS} = R_{S1} I_D = 3.9 I_D$$

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 \Rightarrow I_D = 16 \left(1 - \frac{3.9 I_D}{-6}\right)^2$$

$$\Rightarrow 6.76 I_D^2 - 21.8 I_D + 16 = 0 \Rightarrow I_D = \begin{cases} 2.1\text{ mA} \\ 1.13\text{ mA} \end{cases}$$

جوابهای درست آمده هر دو کوچکتر از  $I_{DSS}$  می‌باشند

حال باید شرایط دیگر را آزمایش کرد چونکه FET از نوع P-ch می‌باشد پس  $V_{DS} < 0$  باید باشد. برای  $I_D = 2.1\text{ mA}$  داریم:

$$15 = (4.7 + 3.9) \times 2.1 - V_{DS} \Rightarrow V_{DS} = 3.06\text{ V} > 0$$

پس  $I_D = 2.1\text{ mA}$  قابل قبول نمی‌باشد.

$$15 = (4.7 + 3.9) \times 1.13 - V_{DS} \Rightarrow V_{DS} = -5.282\text{ V}$$

برای  $I_D = 1.13\text{ mA}$  داریم:

مشاهده می‌شود که  $I_D = 1.13\text{ mA}$  قابل قبول است.

$$|-5.282| > |3.9 \times 1.13 + (-6)| = 1.593$$

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

پس برقرار است.

$$\boxed{I_D = 1.13\text{ mA}}$$

## ۲-۵) مدار معادل FET :

پس از اینکه FET را در نقطه کار مناسبی قرار دادیم برای سبک‌های کوچک این ترانزیستور در حول نقطه کار تقریباً بصورت خطی عمل می‌کند و می‌توان به جای FET مدل دینامیکی آن را قرار داد.  
بطور کلی مدل در نظر گرفتن نوع FET می‌توان نوشت:

$$i_D = f(v_{GS}, v_{DS})$$

طبق سری تیلور برای توابع دو متغیره داریم:

$$\Delta i_D = \left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} \right|_{v_{DS}} \cdot \Delta v_{GS} + \left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{DS}} \right|_{v_{GS}} \cdot \Delta v_{DS}$$

حال اگر  $\Delta v_{DS} = v_{DS}$   $\Delta v_{GS} = v_{GS}$   $\Delta i_D = i_D$  بگیریم داریم:

$$\left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} \right|_{v_{DS}} \approx \left. \frac{\Delta i_D}{\Delta v_{GS}} \right|_{v_{DS}} = \left. \frac{i_D}{v_{GS}} \right|_{v_{DS}} \equiv g_m$$

که  $g_m$  را هدایت متقابل

یا انتقالی می‌نامند (mutual Transfer Conductance) دگامی نیز به آن  $y_{fs}$  (Common Source forward transadmittance) گفته می‌شود.

$$\left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{DS}} \right|_{v_{GS}} \approx \left. \frac{\Delta i_D}{\Delta v_{DS}} \right|_{v_{GS}} = \left. \frac{i_D}{v_{DS}} \right|_{v_{GS}} \equiv \frac{1}{r_d} \Rightarrow r_d = \left. \frac{v_{DS}}{i_D} \right|_{v_{GS}}$$

که  $r_d$  را (Output Drain Resistance) می‌گویند.

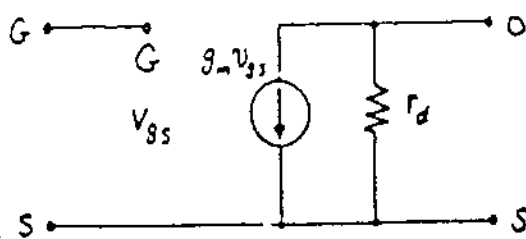
از روابط گفته شده می‌توان نتیجه گرفت:

$$i_D = g_m v_{GS} + \frac{1}{r_d} v_{DS}$$

و با توجه به اینکه امپدانس درونی FET

در DC بین  $10^8$  تا  $10^{10}$  اهم برای J-FET و بین  $10^{10}$  تا  $10^{12}$  اهم برای MOS-FET می‌باشد می‌توان بین گیت و سربس را اتصال باز در نظر گرفت.

بنابر این یکی از مدل‌هایی که برای انواع FET در فرکانس‌های پایین می‌توان رسم کرد در شکل (۲-۱۳) نشان داده شده است.



شکل (۲-۱۳)

رنج تغییرات  $g_m$  و  $r_d$  برای J-FET

و MOSFET در جدول (۲-۱) بیان شده است.

	J-FET	MOS-FET
$g_m$	$0.1 - 100 \text{ mA/V}$	$0.1 - 100 \text{ mA/V}$
$r_d$	$20 \text{ k}\Omega - 500 \text{ k}\Omega$	$1 \text{ k}\Omega - 100 \text{ k}\Omega$

جدول (۲-۱)

در FET بطن ایند جریان ورودی خیلی کم است، خروجی، فقط توسط دیناز ورودی کنترل می‌شود که نسبت

تغییرات دیناز خروجی به ورودی را ضریب تقویت دیناز FET گویند و به  $\mu$  نمایش می‌دهند.

$$\mu = - \left. \frac{\partial v_{ds}}{\partial v_{gs}} \right|_{I_D} \approx - \left. \frac{\Delta v_{ds}}{\Delta v_{gs}} \right|_{I_D} = - \left. \frac{v_{ds}}{v_{gs}} \right|_{i_d=0}$$

$$\mu = g_m r_d \quad \text{که}$$

تقریب می‌شود. در رنج تغییرات  $\mu$  در حدود ۵ تا ۲۵۰ می‌باشد.

با توجه به اینکه  $g_m = \left. \frac{\partial I_D}{\partial v_{gs}} \right|_{v_{ds}}$  می‌باشد داریم:

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

$$g_m = -2 \frac{I_{DSS}}{V_P} \left( 1 - \frac{V_{gs}}{V_P} \right) = \frac{-2}{V_P} \sqrt{I_{DSS} I_D} \quad \left( 1 - \frac{V_{gs}}{V_P} \right)^2$$

$$g_m = \frac{2}{|V_P|} \sqrt{I_{DSS} I_D} \quad *$$

«هدایت متقابل»

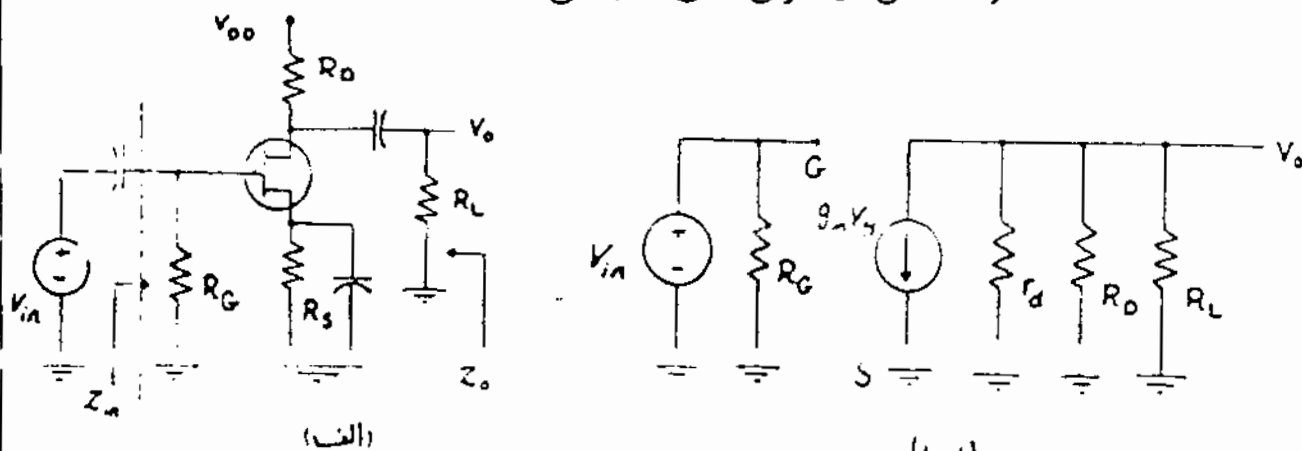
## (۲-۶) آرایشهای مختلف FET:

برای FET نیز مانند ترانزیستور معمولی بسته به اینکه کدام الکترود در خروجی و در ورودی مشترک باشد سه آرایش مختلف وجود دارد.

الف: آرایش سورس مشترک | ب: آرایش درین مشترک  
ج: آرایش گیت مشترک | که در اینجا بطور خلاصه در مورد هر کدام بحث می‌کنیم:

الف: آرایش سورس مشترک:

مدار نشان داده شده در شکل (۲-۱۴ الف) یک تقویت کننده سورس مشترک FET است که مدار معادل دینامیکی آن در شکل (۲-۱۴ ب) نشان داده شده است.



شکل (۲-۱۴)

حال به بررسی گیت ای اساسی مدار می‌کنیم که باید برای این ترکیب بدست آوریم. می‌پردازیم، به علت اینکه گیت جریان قابل ملاحظه‌ای ندارد بنابراین به استثنای جریان گیت که از  $R_G$  عبوری کند می‌توان گفت که منبع سیگنال جریانی به مدار نمی‌دهد. بنابراین  $A_v$  به سمت بی نهایت میل می‌کند. حال سایر کمیت‌های مدار را بصورت زیر خلاصه می‌کنیم:

$$Z_i = R_G$$

- امپدانس ورودی:

- امپدانس خروجی:

برای بدست آوردن امپدانس خروجی، منبع ورودی را باید منفر کنیم پس  $V_{gs} = 0$

$$Z_o = R_D \parallel (R_S \parallel R_L)$$

$V_{gs} = 0$  می‌شود در نتیجه:

و علامت

- ضریب تقویت ولتاژ:

$$A_V = \frac{V_o}{V_i} = \frac{V_o}{V_{gs}}$$

برای بدست آوردن این کیت داریم:

$$V_o = -g_m V_{gs} (r_d \parallel R_o \parallel R_L) \quad \text{و از طرفی می توان نوشت:}$$

$$R_o \parallel R_L = R'_L$$

$$A_V = \frac{V_o}{V_{gs}} = \frac{-g_m r_d R'_L}{r_d + R'_L}$$

$$\text{اگر } r_d \gg R'_L \Rightarrow A_V \approx -g_m R'_L$$

(مثال) برای مدار نشان داده شده در شکل (۲-۱۴) اگر  $R_G = 10^6 \Omega$

$$I_{OSS} = 5 \text{ mA} \quad V_P = -6 \text{ V} \quad r_d = 100 \text{ k}\Omega \quad R_L = 15 \text{ k}\Omega \quad R_o = 10 \text{ k}\Omega$$

$I_{OS} = 4 \text{ mA}$  باشد، مطلوبیت محاسبه  $A_V$ ،  $Z_i$ ،  $Z_o$ .

$$Z_i = R_G = 10^6 \Omega$$

حل: امپدانس درونی:

$$Z_o = r_d \parallel R_o \parallel R_L = 100 \text{ k} \parallel 10 \text{ k} \parallel 15 \text{ k} = 5.66 \text{ k}\Omega$$

- امپدانس خروجی:

$$A_V = -g_m (r_d \parallel R_o \parallel R_L)$$

- ضریب تقویت ولتاژ:

$$g_m = \frac{2}{|V_P|} \sqrt{I_{OSS} I_O} = \frac{2}{6} \sqrt{4 \times 5} = 1.5 \text{ mA/V}$$

$$A_V = -1.5 \times 5.66 \Rightarrow A_V = -8.44$$

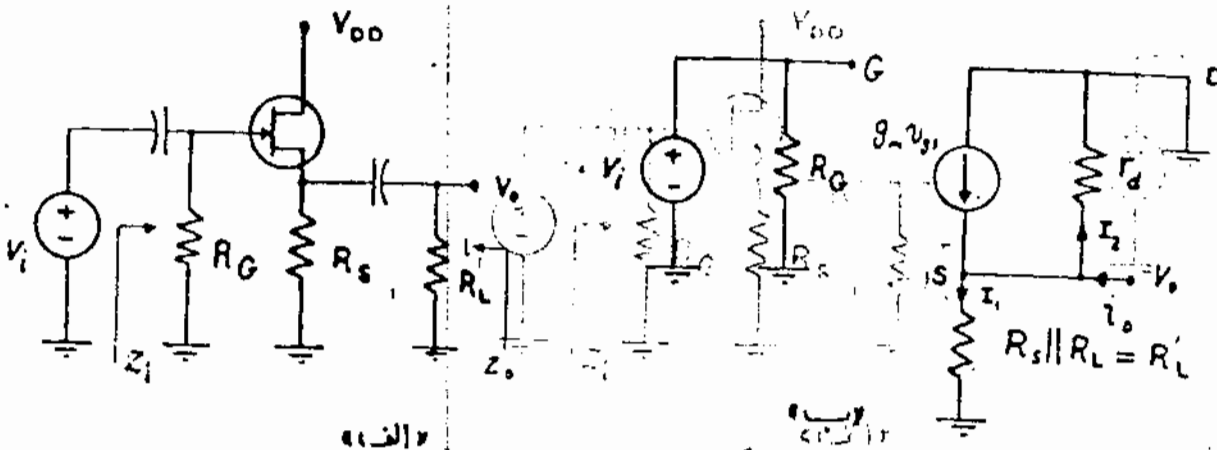
ب: آرایش درین مشترک:

این آرایش که (Source Follower) نیز نامیده می شود شبیه مدار

کلکتور مشترک است. شکل (۲-۱۵) مدار درین مشترک و مدار معادل

دیباکی آنرا نمایش می دهد.





شکل (۲-۱۵)

در این حالت بارین زمین شده و جهت ی جریان  $g_m v_{gs}$  باعث می شود که همگامیکه  $v_i$  مثبت است  $v_o$  در تیر مثبت نباشد بنابراین در این مدار هیچ اختلاف فازی بین ولتاژهای ورودی و خروجی نخواهد بود و در استخراج معادلات زیر محاسبه می کنیم:

$$Z_i = R_G$$

$$Z_o = R_G$$

- امپدانس ورودی:  
- امپدانس خروجی:

برای بدست آوردن امپدانس خروجی  $v_i = 0$  می کنیم داریم:

$$Z_o = \left. \frac{V_o}{I_o} \right|_{v_i=0}$$

$$V_{gs} = -V_o = -R'_L I_o \quad (I)$$

$$V_o = -V_{gs} = V_s^D \quad (II)$$

$$I_o = I_1 + I_2 - g_m v_{gs} \quad (III)$$

$$I_2 = \frac{V_o}{r_d} \quad (IV)$$

از روابط I, II, III, IV نتیجه می شود:

$$I_o = \frac{V_o}{R'_L} + \frac{V_o}{r_d} + g_m V_o$$

$$Z_o = \frac{V_o}{I_o} = \frac{1}{\left(\frac{1}{R'_L} + \frac{1}{r_d} + g_m\right)} = \frac{r_d}{1 + \mu} \parallel R'_L$$

$$Z_o = \frac{R'_L}{1 + g_m R'_L}$$

چون اگر  $r_d \gg R'_L$  باشد داریم:

- ضریب تقویت ولتاژ:

$$A_v = \left. \frac{V_o}{V_i} \right|_{v_i=0}$$

$$V_i = V_o + V_{gs}$$

$$V_o = g_m v_{gs} (r_d \parallel R'_L)$$

$$A_v = \frac{v_o}{v_o + v_{gs}} = \frac{g_m v_{gs} (r_d \parallel R'_L)}{g_m \frac{R'_L r_d}{r_d + R'_L} v_{gs} + v_{gs}} \Rightarrow A_v = \frac{g_m (r_d \parallel R'_L)}{g_m \frac{R'_L r_d}{r_d + R'_L} + 1} = \frac{r_d R'_L}{(1 + \beta) R'_L + r_d}$$

دیده می شود که  $A_v$  مثبت بوده و کمتر از واحد است.

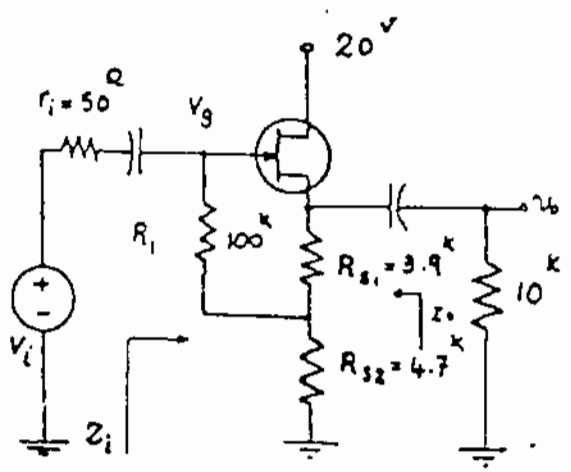
مثال برای مدار نشان داده شده در شکل (۱۵-۲) اگر  $R_3 = 10^5 \Omega$  ،  $R_6 = 100^5 \Omega$  ،  $r_d = 200^5 \Omega$  ،  $g_m = 4 \text{ mS}$  ،  $R_L = 10^5 \Omega$  ،  $Z_i$  ،  $Z_o$  ،  $A_v$  را بدست آورید.

حل: چونکه  $r_d \gg R'_L$  پس

$$Z_i = R_6 = 100^5 \Omega$$

$$R'_L = R_3 \parallel R_L = 5^5 \Omega \Rightarrow Z_o = \frac{R'_L}{1 + g_m R'_L} = \frac{5}{1 + 4 \times 5} = 238 \Omega$$

$$A_v = \frac{g_m R'_L}{1 + g_m R'_L} = \frac{1}{1 + \frac{1}{g_m R'_L}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{4 \times 5}} = 0.95$$

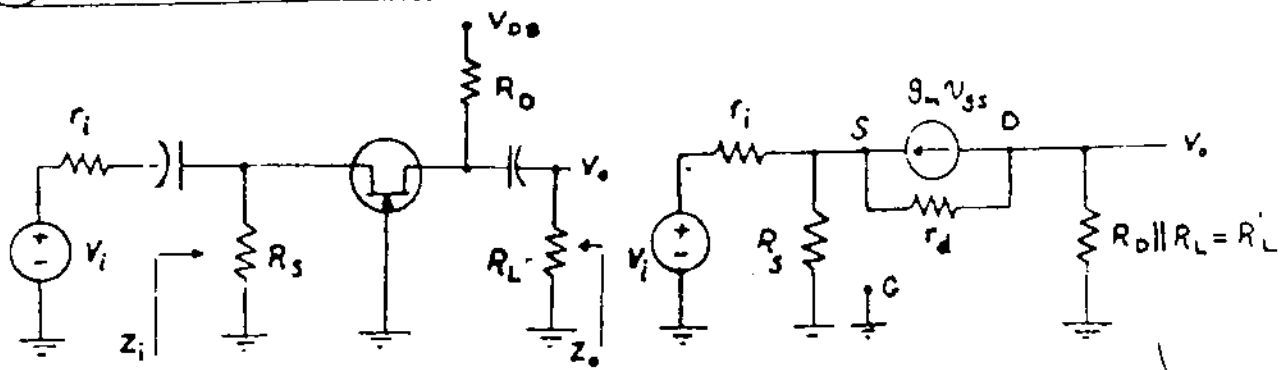


شکل (۲-۱۶)

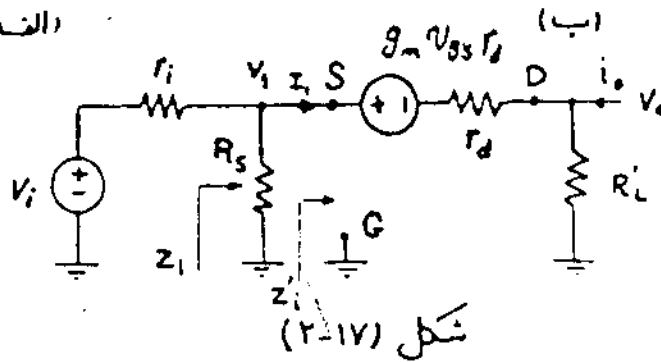
تمرین ۳  
مطلوبت محاسبه  $A_v$  ،  $Z_i$  ،  $Z_o$  برای مدار شکل (۲-۱۶).  
( $I_{DSS} = 16 \text{ mA}$  ،  $V_P = -6 \text{ V}$  ،  $r_d = 100^5 \Omega$ )  
(امپدانس ورودی بدست آورده را با  $R_i$  مقایسه کنید و علت را بیان کنید)

### ج: آرایش گیت مشترک:

امپدانس ورودی این آرایش نظیر مدار بیس مشترک در ترانزیستورهای (BJT) ، مقدار کمی است. یک مدار نمونه از این آرایش در شکل (۱۷-۲) نشان داده شده است و مدار معادل دیباکی ساده شده آن را در قسمتهای ب و ج این شکل دیده می شود.



(الف)



(ب)

شکل (۲-۱۷)

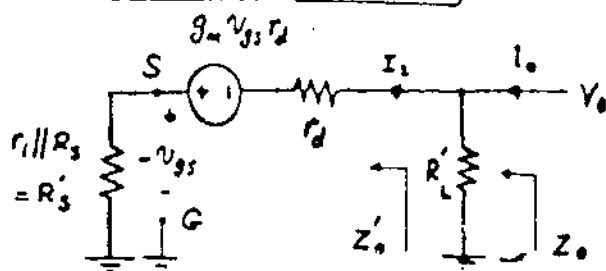
- امپدانس ورودی:

$$Z_i = R_S \parallel Z'_i \quad Z'_i = \left. \frac{-v_{gs}}{I_1} \right|_{v_o=0}$$

$$-v_{gs} = g_m v_{gs} r_d + (r_d + R'_L) I_1 \Rightarrow \left. \frac{-v_{gs}}{I_1} \right|_{v_o=0} = \frac{r_d + R'_L}{1 + g_m r_d} = \frac{r_d + R'_L}{1 + \mu}$$

$$Z_i = R_S \parallel \left( \frac{r_d + R'_L}{1 + \mu} \right)$$

- امپدانس خروجی:



شکل (۲-۱۸)

برای محاسبه امپدانس خروجی منبع ورودی را صفر می‌کنیم [شکل ۲-۱۸] آنوقت داریم:

$$Z_o = R'_L \parallel Z'_o \quad Z'_o = \frac{V_o}{I_2}$$

$$V_o = (R'_S + r_d) I_2 - g_m v_{gs} r_d \quad (I) \quad -v_{gs} = R'_S I_2 \quad (II)$$

$$(I), (II) \Rightarrow V_o = (R'_S + r_d) I_2 + g_m r_d R'_S I_2$$

$$\frac{V_o}{I_s} = r_d + (1 + g_m r_d) R'_s = r_d + (1 + \mu)(r_i \parallel R_s)$$

$$Z_o = R'_L \parallel [r_d + (1 + \mu)(r_i \parallel R_s)]$$

- ضرب تقویت ولتاژ:  
بازجه به شکل (۱۷-۲-ج)

$$A'_v = \frac{V_o}{V_i}$$

$$V_o = R'_L I_i$$

$$V_i = -V_{gs} = g_m V_{gs} r_d + (r_d + R'_L) I_i \Rightarrow V_i = \frac{r_d + R'_L}{1 + \mu} I_i$$

$$A'_v = \frac{R'_L I_i}{\frac{r_d + R'_L}{1 + \mu} I_i} = \frac{(1 + \mu) R'_L}{r_d + R'_L}$$

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{V_o}{V_i} \cdot \frac{V_i}{V_i} = \frac{(1 + \mu) R'_L}{r_d + R'_L} \cdot \frac{Z_i}{Z_i + r_i}$$

$$\Rightarrow A_v = \frac{(1 + \mu) R'_L}{r_d + R'_L} \cdot \frac{R_s \parallel \frac{r_d + R'_L}{1 + \mu}}{R_s \parallel \frac{r_d + R'_L}{1 + \mu} + r_i}$$

از این نوع آرایش بیشتر در  
ترانزیستورهای بالا استفاده می شود.

**مثال** برای مدار نشان داده شده در شکل (۱۷-۲-ب) اگر  $r_i = 0$  ،  $R_o = 2 \text{ k}\Omega$  ،  $Z_i$  مطلوبست کاسه  $r_d = 100 \text{ k}\Omega$  ،  $g_m = 4 \text{ mS}$  ،  $R_L = 4 \text{ k}\Omega$  ،  $R_s = 10 \text{ k}\Omega$

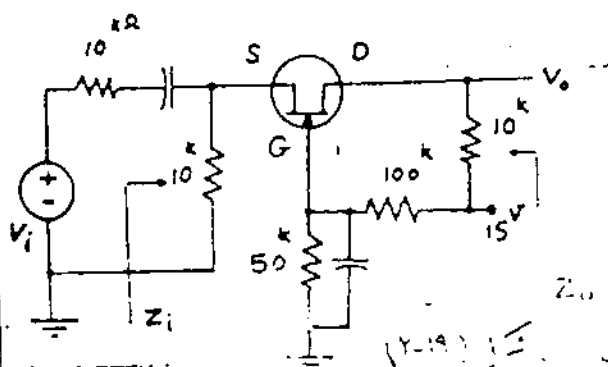
$$A_v = \frac{V_o}{V_i} \quad , \quad Z_o$$

$$R'_L = 2 \parallel 4 = 1.33 \text{ k} \quad \mu = g_m r_d = 100 \times 4 = 400$$

حل:

$$Z_i = R_s \parallel \frac{r_d + R'_L}{1 + \mu} = 10 \text{ k} \parallel \frac{100 \text{ k} + 1.33 \text{ k}}{401} \Rightarrow Z_i = 246 \Omega \quad Z_o = 1.33 \parallel [100 + 401 \times 101] = 1.31$$

$$r_i = 0 \Rightarrow A_v = \frac{(1 + \mu) R'_L}{r_d + R'_L} = \frac{401 \times 1.33}{100 + 1.33} = 5.26$$



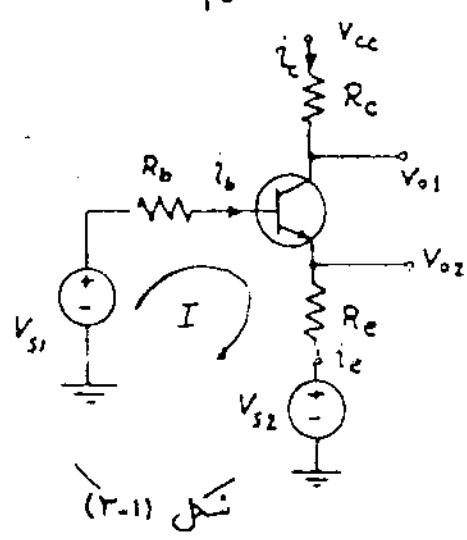
تقریباً  
برای تقویت کننده شکل (۱۹-۲)  $Z_i$

$A_v$  را بدست آورید.

( $r_d = 20 \text{ k}\Omega$  ،  $I_{DSS} = 1 \text{ mA}$  ،  $V_p = -1 \text{ V}$ )

### ۳- روش انعکاس امپدانس = Impedance Reflection Methode =

تاکنون آرایشهای مختلف در مورد ترانزیستورهای BJT و FET را بیان کرده و در مورد هر کدام نیز محاسباتی انجام دادیم. می دانیم که یادگیری فرمولهای بدست آمده برای هر کدام از آرایشها تا اندازه ای مشکل می باشد در اینجا ماسعی می کنیم که روشی ارائه دهیم تا با کمک آن بتوانیم این روابط را به سادگی بدست بیاوریم.



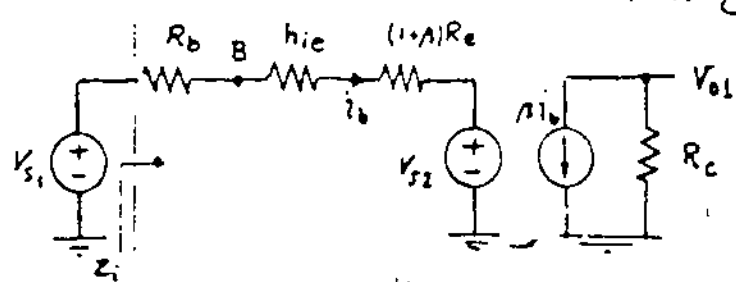
شکل (۳-۱) یک ترانزیستور BJT را نمایش می دهد. روش انعکاس امپدانس در مورد (BJT):

در اینجا  $R_b$ ،  $R_c$  و  $R_e$  مقاومت معادل دیده شده از بیس و کلکتور و اسیسته می باشند. و  $V_{S1}$  و  $V_{S2}$  منابع سینکهای کوچک و  $I$  و  $I_e$  جریانهای آنها هستند.

از KVL در حلقه (I):

$$I \begin{cases} V_{S1} - V_{S2} = R_b i_b + h_{ie} i_b + R_e (1+\beta) i_b \\ i_c = \beta i_b \end{cases}$$

که مدل مداری معادلات (I) در شکل (۳-۲) نمایش داده شده است.



در این نمایش تمام عناصر اسیسته به بیس انتقال داده شده است.

داریم:

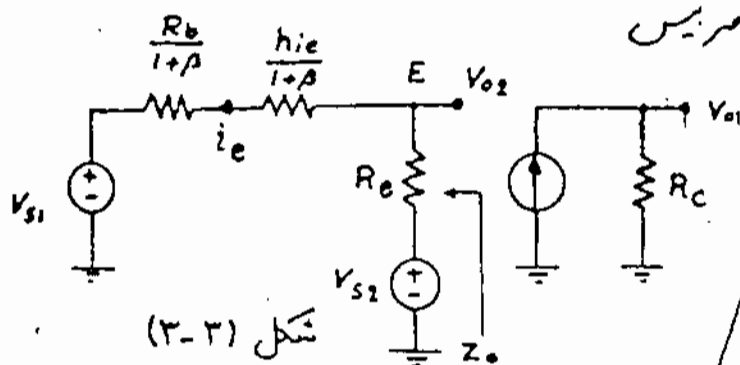
$$Z_i = \left. \frac{V_{S1}}{I} \right|_{V_{S2}=0} = R_b + h_{ie} + (1+\beta)R_e$$

$$P_o = \left. \frac{V_{O1}}{V_{S1}} \right|_{V_{S2}=0} = \frac{-\beta i_b R_c}{Z_i i_b} = \frac{-\beta R_c}{R_b + h_{ie} + (1+\beta)R_e}$$

اگر ایندفعه در KVL حلقه I جریان  $i_e$  را در نظر بگیریم، آنگاه:

$$I \begin{cases} V_{s2} - V_{s1} = R_e i_e + R_b \frac{i_e}{1+\beta} + h_{ie} \frac{i_e}{1+\beta} \\ i_c = -i_e \end{cases}$$

شکل (۳-۳) مدل مداری معادلات (II)  
را نشان می دهد. در این نمایش تمام عناصر بیس  
به امیتر متصل شده اند.



شکل (۳-۳)

$$Z_o = R_c \parallel \left( \frac{h_{ie} + R_b}{1+\beta} \right)$$

در اینجا  $A_v = \frac{v_{o2}}{v_{s1}}$  یک تقسیم دین اثر مقاومتی است که:

$$A_v = \frac{v_{o2}}{v_{s1}} \bigg|_{v_{s2}=0} = \frac{R_e}{R_e + \left( \frac{h_{ie}}{1+\beta} \right) + \left( \frac{R_b}{1+\beta} \right)}$$

$$\Rightarrow A_v = \frac{(1+\beta) R_e}{R_b + h_{ie} + (1+\beta) R_e}$$

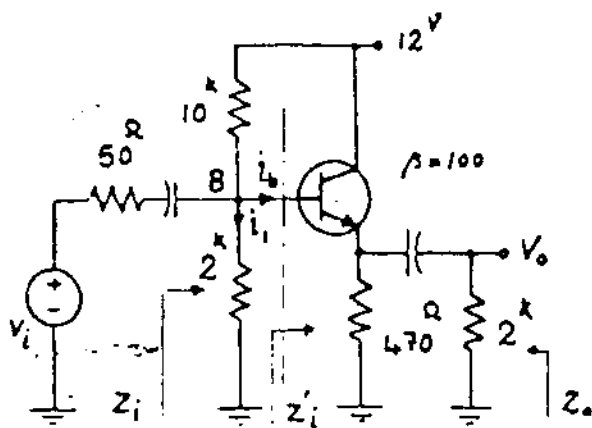
مطاب گفته شده رای توان بصورت منظم زیر بیان کرد.  
- قاعده کلی:

الف - از دید بیس:

- ۱- المانهای در بیس بدون تغییر باقی می مانند.
  - ۲- مقاومت های امیتر در  $(1+\beta)$  ضرب می شوند.
  - ۳- منابع دیناز در امیتر بدون تغییر انتقال می یابند.
- ب - از دید امیتر:

- ۱- المانهای در امیتر بدون تغییر باقی می مانند.
- ۲- مقاومت های در بیس بر  $(1+\beta)$  تقسیم می شوند.
- ۳- منابع دیناز در بیس بدون تغییر انتقال می یابند.

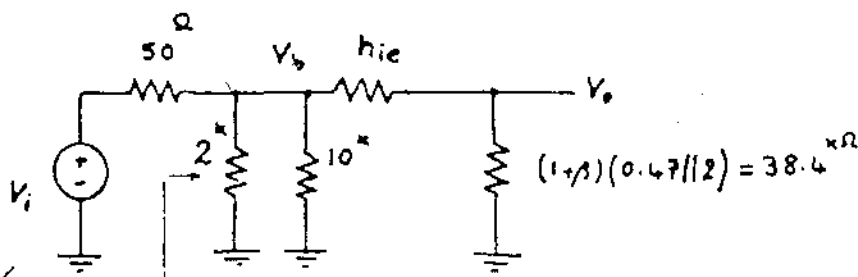
با فهمیدن این مطلب دیگر لازم نیست که روابط محاسبه شده در مورد آرایشهای مختلف را حفظ کرد.  
حال به یک مثال در این مورد توجه می کنیم:



مثال) مطلوبست  $A_v$ ،  $Z_o$ ،  $Z_i$  برای مدار شکل (۳-۴).

حل: ابتدا نقطه کار را پیدا می کنیم  
اگر از جریان ها در مقابل  $i_b$  مرتظر کنیم:

$$V_B = \frac{2}{2+10} \times 12 = 2V \quad I_C = \frac{2-0.7}{0.47} = 2.76mA \quad h_{ie} = \beta \frac{25mV}{I_C} = 0.9k\Omega$$



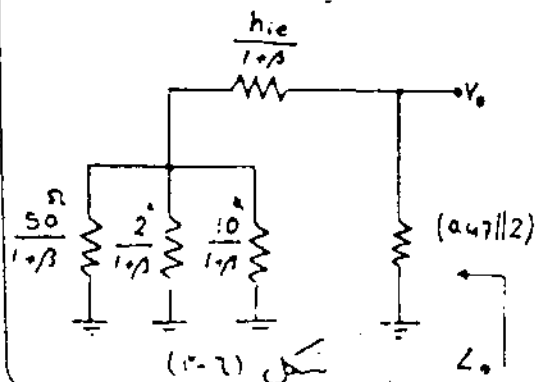
پس شکل (۳-۵) داریم:

شکل (۳-۵)

$$Z_i = (2 \parallel 10) \parallel Z'_i = (2 \parallel 10) \parallel (h_{ie} + (1+\beta)R'_e)$$

$$Z_i = (2 \parallel 10) \parallel [0.9 + 101 \times (0.47 \parallel 2)] = 1.6k\Omega$$

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{v_o}{v_b} \cdot \frac{v_b}{v_i} = \frac{38.4}{38.4 + 0.9} \cdot \frac{Z_i}{Z_i + 0.05} = \frac{38.4}{38.4 + 0.9} \cdot \frac{1.6}{1.6 + 0.05} \approx 0.98$$



شکل (۳-۶)

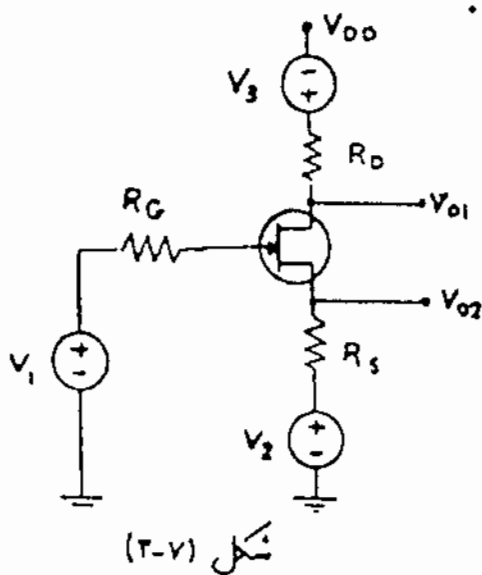
شکل (۳-۶) اتصال عناصر به امپدانس نشان

می دهد.

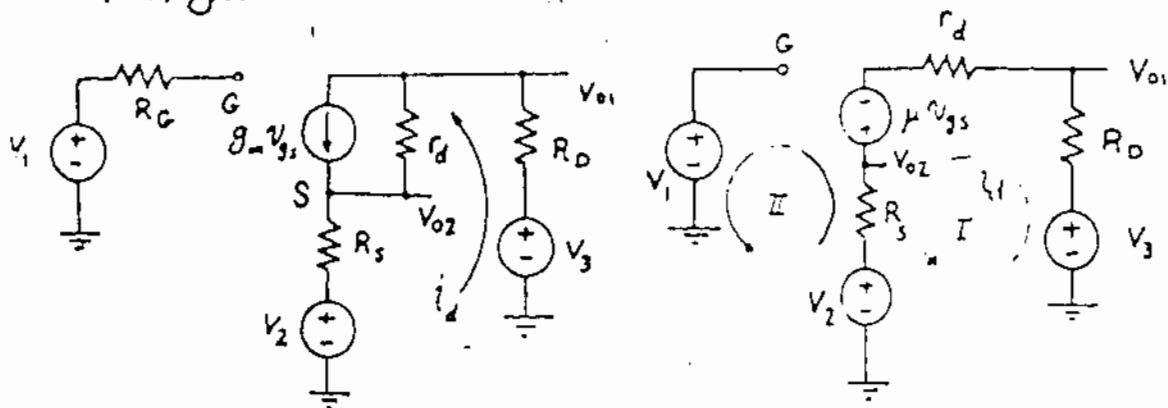
$$Z_o = (0.47 \parallel 2) \parallel \left( \frac{h_{ie} + 0.05 \parallel 2 \parallel 10}{1+\beta} \right) = 9.1\Omega$$

دیده می شود که این روش راه حل را چندان ساده نمی کند.  
 دانشجویان عزیز با کمی تمرین خواهند دید که حتی دیگر احتیاجی به کشیدن مدار معادل نیمة ندارند و اهمیت این روش در این است که بدین ترتیب منابع رانش یا جریان وابسته در مدار حذف می گردند.

(۳-۲) روش انعکاس امپدانس در مورد FET :



شکل (۳-۷) یک مدار FET بعنوان تقویت کننده نشان می دهد. که  $V_1$ ،  $V_2$  و  $V_3$  منابع رانش سبکهای کوچک هستند. ابتدا مدار معادل AC تقویت کننده را در نظری بگیریم. [شکل ۳-۸]



(الف) مدار معادل AC (ب) مدار معادل AC ساده شده

شکل (۳-۸)

از KVL در حلقه (I) :

$$V_3 + \mu V_{gs} - V_2 = i_d (R_s + r_d + R_D) \Rightarrow i_d = \frac{V_3 + \mu V_{gs} - V_2}{R_s + r_d + R_D} \quad (1)$$

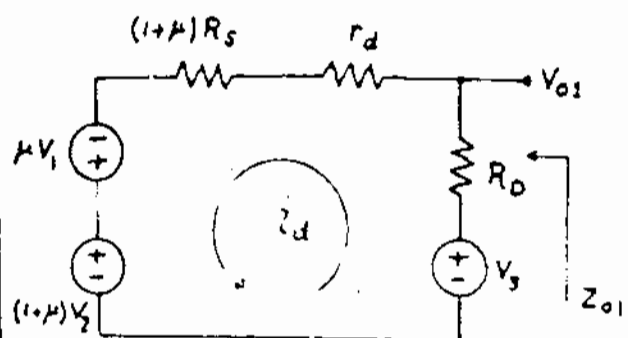
از KVL در حلقه (II) :

$$V_1 = V_{gs} + R_s i_d + V_2 \Rightarrow V_{gs} = V_1 - R_s i_d - V_2 \quad (2)$$



اگر رابطه ② را در ① قرار دهیم:

$$i_d = \frac{V_3 + \mu(V_1 - R_S i_d - V_2) - V_2}{r_d + R_S + R_O} \Rightarrow i_d = \frac{V_3 + \mu V_1 - (1 + \mu)V_2}{r_d + R_O + (1 + \mu)R_S} \quad (3)$$



شکل (۳-۹) مدار معادل رابطه ③ را نشان می‌دهد.  
با داشتن این مدار کمیات  $A_{V1}$  و  $Z_{o1}$  به راحتی محاسبه می‌شوند.

شکل (۳-۹) مدار از دید درین

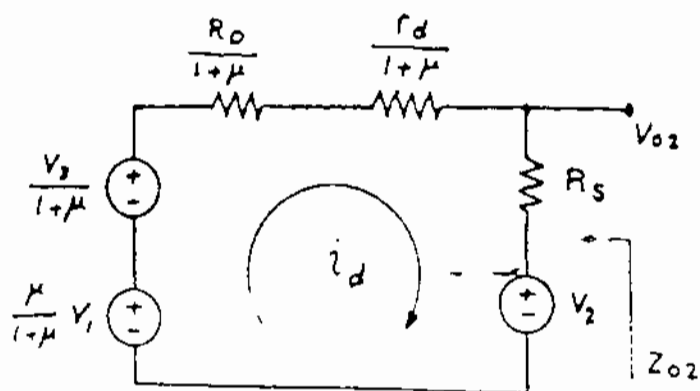
$$Z_{o1} = R_O \parallel (r_d + (1 + \mu)R_S)$$

$$A_{V1} = \frac{V_{o1}}{V_1} \bigg|_{V_2=V_3=0} = \mu \frac{V_{o1}}{V_1} \bigg|_{V_2=V_3=0} = \mu \frac{R_O}{R_O + r_d + (1 + \mu)R_S} = \frac{\mu R_O}{r_d + R_O + (1 + \mu)R_S}$$

$$i_d = \frac{\frac{V_3}{1 + \mu} + \frac{\mu}{1 + \mu} V_1 - V_2}{\frac{r_d + R_O}{1 + \mu} + R_S} \quad (4)$$

اگر صورت و مخرج رابطه ③ را بر  $(1 + \mu)$  تقسیم کنیم:

شکل (۳-۱۰) مدار معادل رابطه ④ را نشان می‌دهد.



برای این شکل نیز داریم:

$$Z_{o2} = R_S \parallel \left( \frac{R_O + r_d}{1 + \mu} \right)$$

$$A_{V2} = \frac{V_{o2}}{V_1} \bigg|_{V_2=V_3=0} = \frac{\mu}{1 + \mu} \frac{V_{o2}}{\frac{\mu}{1 + \mu} V_1}$$

شکل (۳-۱۰) مدار از دید سورس

$$A_{V2} = \frac{\mu}{1 + \mu} \times \frac{R_S}{R_S + \frac{R_O + r_d}{1 + \mu}} = \frac{\mu R_S}{R_O + r_d + (1 + \mu)R_S}$$

دیده می شود که در مدارهای معادل از دید درین سورس، هیچ تأثیر ندارد و به درین سورس اتصال نمی یابد، نتایج گرفته شده را می توان بصورت قاعده کلی زیر بیان کرد.

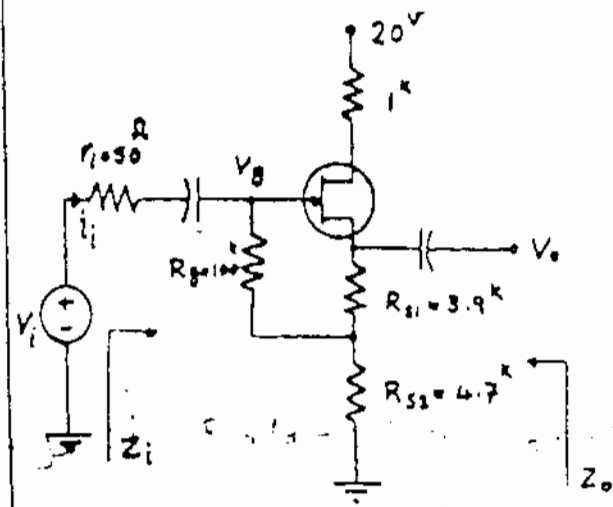
قاعده کلی: - -

الف - از دید درین:

- ۱- المانهای در درین بدون تغییر باقی می مانند.
- ۲- المانهای در سورس در  $(1+\mu)$  ضرب می شوند.
- ۳- منابع دشار در گیت در  $\mu$  ضرب می شوند.

ب - از دید سورس:

- ۱- المانهای در سورس بدون تغییر باقی می مانند.
- ۲- المانهای در درین در  $\frac{1}{1+\mu}$  ضرب می شوند.
- ۳- منابع دشار در گیت در  $\frac{\mu}{1+\mu}$  ضرب می شوند. (دیده می شود که اگر ابتدا منبع دشار گیت به درین اتصال پیدا کند در  $\mu$  ضرب می شود و در المان در درین وقتی که به سورس اتصال پیدا می کند بر  $(1+\mu)$  تقسیم می شود پس المان در گیت با در اتصال به سورس رفته و در  $\frac{\mu}{1+\mu}$  ضرب می شود)



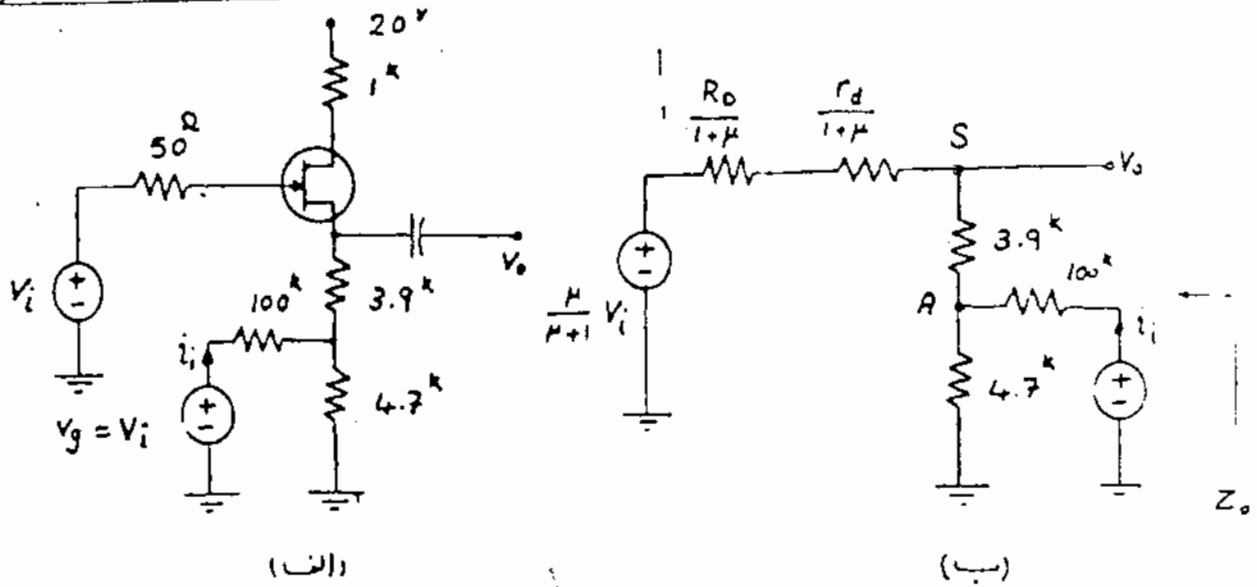
شکل (۳-۱۱)

مثال (مطلوبست محاسبه  $Z_o$ ،  $Z_i$  و  $A_v$  بر تزیین کننده شکل (۳-۱۱).  
( $g_m = 3.5 \text{ mA/V}$ ،  $r_d = 100^k$ )

حل: چونکه گیت FET جریان نمی کشد و  $R_g \gg R_i$  است می توان  $V_g = V_i$

فرس کرد و مدار را بصورت شکل (۳-۱۲-الف)

ساده کرد. شکل (۳-۱۲-ب) دار معادل در دید سورس را نشان می دهد.



شکل (۳-۱۲)

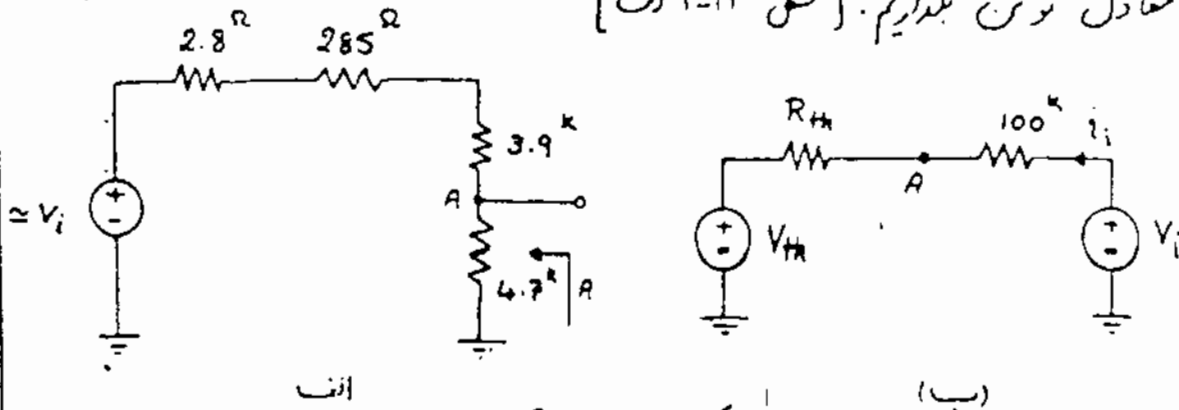
- امپدانس خروجی:

$$Z_o = [3.9 + (4.7 \parallel 100)] \parallel \left( \frac{R_D}{1+\mu} + \frac{r_d}{1+\mu} \right) \quad \mu = g_m r_d = 3.5 \times 100 = 350$$

$$Z_o = [3.9 + (4.7 \parallel 100)] \parallel \left( \frac{1}{351} + \frac{100}{351} \right) = 277 \Omega$$

- امپدانس ورودی:

برای بدست آوردن امپدانس ورودی باید نسبت  $\frac{V_i}{i_i}$  را بدست آوریم. اگر در نقطه A معادل تونن بگیریم. [شکل ۳-۱۳ الف]



شکل (۳-۱۳)

$$R_{th} = 4.7 \parallel (3.9 + 285 + 2.8) = 2.21 k \quad V_{th} = \frac{4.7 \times V_i}{4.7 + 3.9 + 285 + 2.8} = 0.53 V_i$$

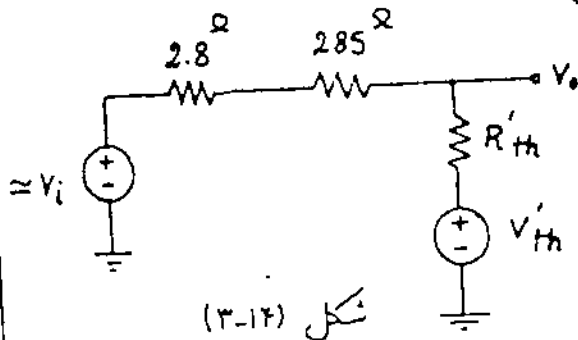
$$V_i - V_{th} = (100 + R_{th}) i_i \Rightarrow V_i - 0.53 V_i = (100 + 2.21) i_i$$

$$i_i = \frac{0.47}{102.21} V_i \Rightarrow$$

$$Z_i = \frac{V_i}{i_i} = 217.46 \text{ k}\Omega$$

دیده می شود که  
امپدانس ورودی بالا رفته است.

- ضرب تقویت ولتاژ: یا ترجمه به شکل (۳-۱۲) ب) اگر در نقطه S برای منبع  $V_i$  معادل نون می گذاریم شکل (۳-۱۴) بدست می آید.



$$R'_{th} = 3.9 + 100 \parallel 4.7 = 8.4 \text{ k}\Omega$$

$$V'_{th} = \frac{4.7}{4.7 + 100} V_i = 0.045 V_i$$

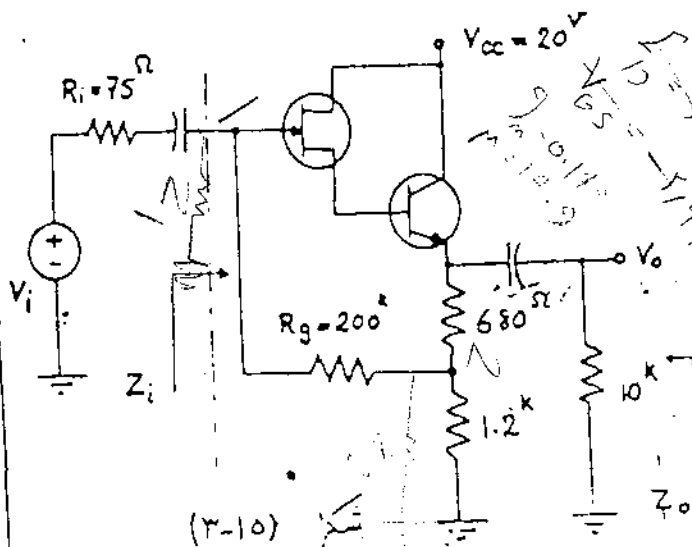
شکل (۳-۱۴)

حال اگر از اصل جمع آثار استفاده کنیم:

$$V_o = \frac{R'_{th}}{R'_{th} + 285 \Omega + 2.8 \text{ k}\Omega} V_i + \frac{2.8 \text{ k}\Omega + 285 \Omega}{2.8 \text{ k}\Omega + 285 \Omega + R'_{th}} V'_{th}$$

$$V_o = \frac{8.4 \text{ k}\Omega}{8.4 \text{ k}\Omega + 287.8 \Omega} V_i + \frac{287.8 \Omega}{287.8 \Omega + 8.4 \text{ k}\Omega} (0.045 V_i) \Rightarrow A_v = 0.968$$

مشاهده می شود که حل این سند بطور مستقیم دشوار خواهد بود.



شکل (۳-۱۵)

تقریباً ۸  
مطلوبت محاسبه  $Z_i$  و  $Z_o$   
و  $A_v$  برای مدار شکل (۳-۱۵)

$$I_{DSS} = 14 \text{ mA}, V_p = -5 \text{ V}, \beta = 100$$

$$(r_d = 100 \text{ k}\Omega)$$

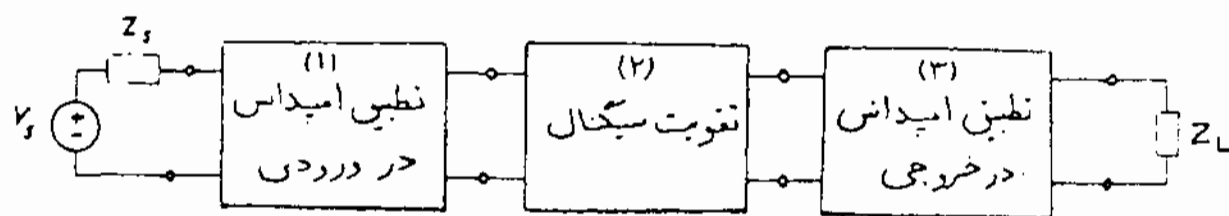
## ۴- تقویت کننده های چند طبقه Multistage Amplifiers

در اغلب موارد دیده می شود که مشخصات یک تقویت کننده خواسته شده نظیر، ضریب تقویت، توان خروجی، امپدانس درونی، امپدانس خروجی و پهنای باند را نمی توان وسیله یک ترانزیستور بدست آورد، برای بدست آوردن مشخصات مورد نظر می توان از یک تقویت کننده چند طبقه استفاده کرد.

طیقات مختلف می توانند به سه طریق به یکدیگر متصل شوند.

- ۱- اتصال مستقیم ۲- اتصال وسیله خازن کوپلاژ ۳- اتصال وسیله ترانسفورماتور
- در اتصال مستقیم تقویت کننده در فرکانسهای پایین و مسرت قادر به کار خودی باشد در صورتیکه در اتصال با خازن و یا ترانس فرکانس باید از حد معینی کمتر نشود.

شکل (۴-۱) مراحل کلی یک نمونه از تقویت کننده را نمایش می دهد که هر مرحله می تواند شامل چندین طبقه از ترانزیستور باشد و یا اینکه چند مرحله می تواند در یک طبقه ادغام شود.



شکل (۴-۱)

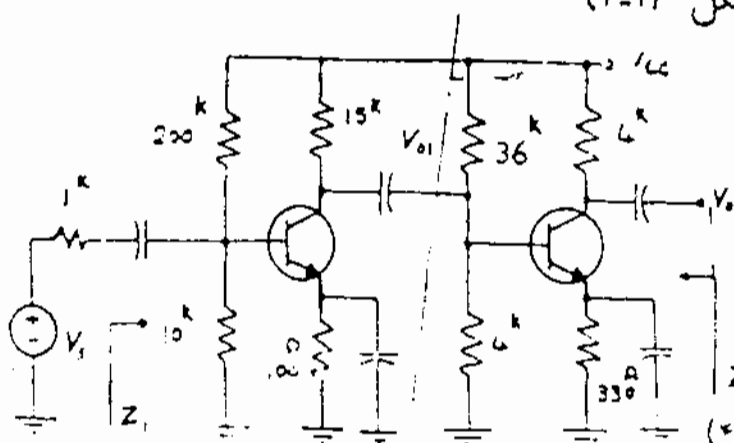
حال به ذکر چند مثال می پردازیم.

مثال ۱

برای مدار شکل (۴-۲)  $A_v$ ،  $Z_o$  و

$Z_i$  را بدست آورید.

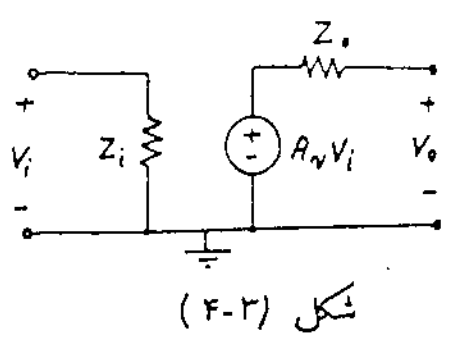
( $h_{ie} = 1.1 k\Omega$ ,  $\beta = 50$ )



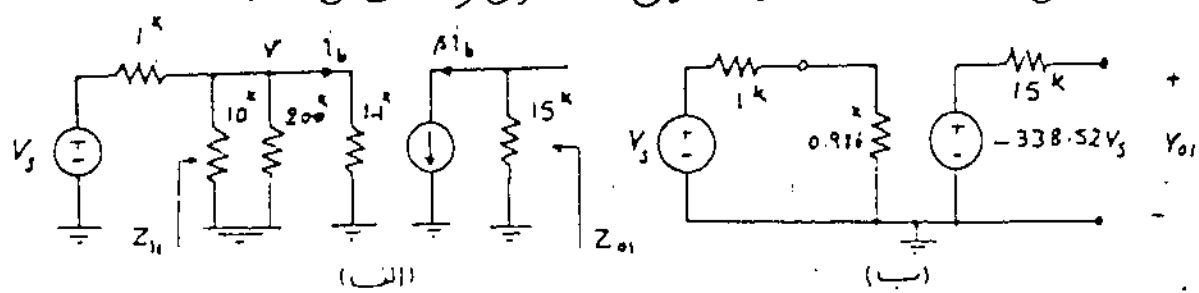
شکل (۴-۲)

حل: این مسند را می توان به دو روش حل کرد یکی اینکه طبقات را از یکدیگر جدا فرض کرد. و اثر بارگذاری را در نظر بگیریم و هر طبقه را مانند شکل (۴-۳) مدل کنیم سپس اینها را به دنبال هم بگذاریم و مسند را حل کنیم، روش دوم اینکه اثر بارگذاری طبقات روی یکدیگر را در نظر گرفته و مسند را یکجا حل نمائیم.

- روش اول:



شکل (۴-۴ الف) مدل دینامیکی طبقه اول را نشان می دهد.



شکل (۴-۴)

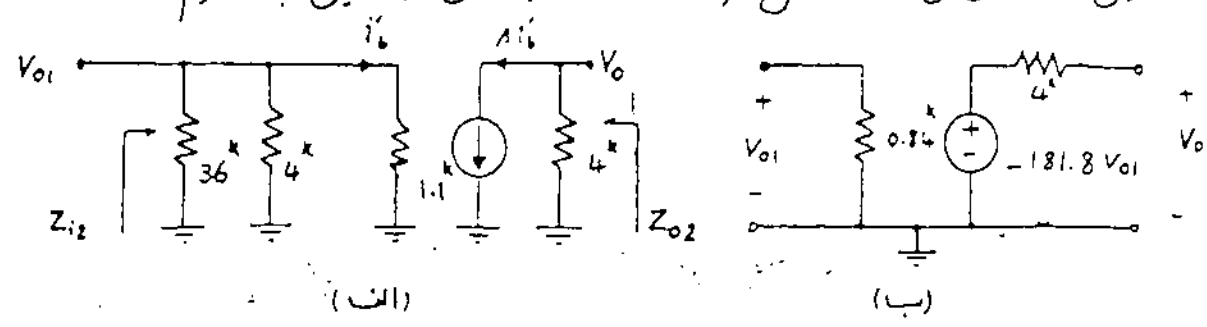
$$Z_{i1} = 10 \parallel 200 \parallel 1.1 = 0.986 \text{ k}\Omega$$

$$A'_{v1} = \frac{v_{o1}}{v_i} = \frac{v_{o1}}{v} \cdot \frac{v}{v_i} = \frac{-\beta \times 15}{h_{fe}} \times \frac{Z_i}{Z_i + 1k}$$

$$A'_{v1} = \frac{-50 \times 15}{1.1} \times \frac{0.986}{0.986 + 1} = -338.52$$

شکل (۴-۴ ب) مدل ساده

طبقه اول را نشان می دهد. شکل (۴-۵ الف) مدل دینامیکی طبقه دوم است.



شکل (۴-۵)

$$Z_{i2} = 36 \parallel 4 \parallel 1.1 = 0.84 \text{ k}\Omega$$

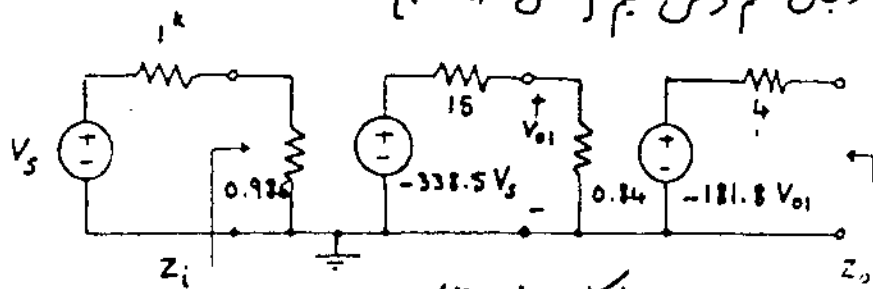
$$Z_{o2} = 4 \text{ k}\Omega$$

شکل (۴-۵ ب) مدل ساده

$$A'_{v2} = \frac{v_o}{v_{o1}} = \frac{-\beta \times 4}{h_{fe}} = -181.8$$

مدار ساده شده طبقه دوم را نشان می دهد.

حال اگر این دو طبقه را به دنبال هم وصل کنیم [شکل (۴-۶)].



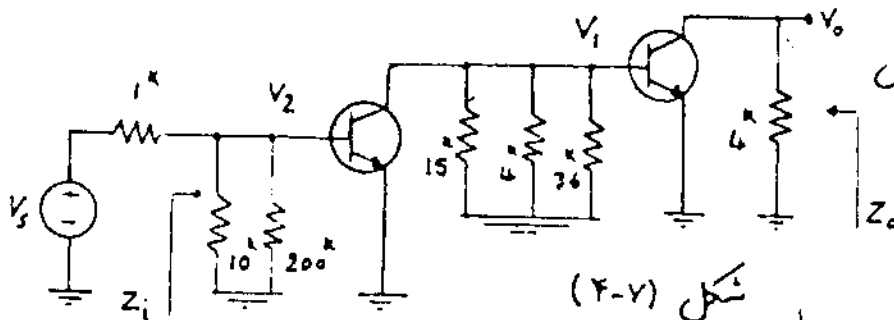
شکل (۴-۶)

در این حالت داریم:

$$Z_i = 986 \Omega$$

$$Z_o = 4 k\Omega$$

$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = \frac{v_o}{v_{o1}} \times \frac{v_{o1}}{v_s} = \frac{-181.8 V_{o1}}{V_{o1}} \times \frac{\frac{0.84}{0.84 + 15} \times (-338.5) V_s}{V_s} = 3273.2$$



شکل (۴-۷)

- ردش دوم:

شکل (۴-۷) مدل دینائیک

مدار اصلی است.

با توجه به اثر بارگذاری

لطفاً بردی بکشد

داریم؟

$$Z_i = 10 \parallel 200 \parallel 1.1 = 0.986 k\Omega$$

$$Z_o = 4 k\Omega$$

$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = \frac{v_o}{v_1} \times \frac{v_1}{v_2} \times \frac{v_2}{v_s} = \frac{-\beta \times 4}{1.1} \times \frac{-\beta (15 \parallel 4 \parallel 36 \parallel 1.1)}{1.1} \times \frac{Z_i}{Z_i + 1}$$

$\Rightarrow$

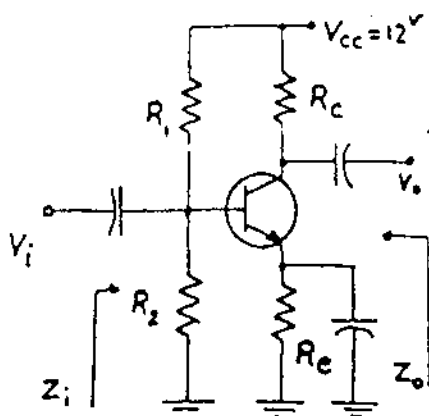
$$A_v = 3273.2$$

در این مثال دیده می شود که هر دو ردش نتایج یکسانی می دهند و می

تبت در حل مسائل برای سبقت از ردش دوم استفاده می کنیم

$$Z_i \geq 10^4 \Omega$$

$$|A_v| \geq 100$$



شکل (۴-۸)

مسئله ۲ می خواهیم مداری باین مشخصات طرح کنیم  
 $Z_o \leq 100 \Omega$  و  $V_{cc} = 12V$  و دامنه خروجی ماکزیم باشد.  
 مشخصات ترانزیستورهای موجود  $V_{BE} = 0.6V$ ،  $\beta_{min} = 200$

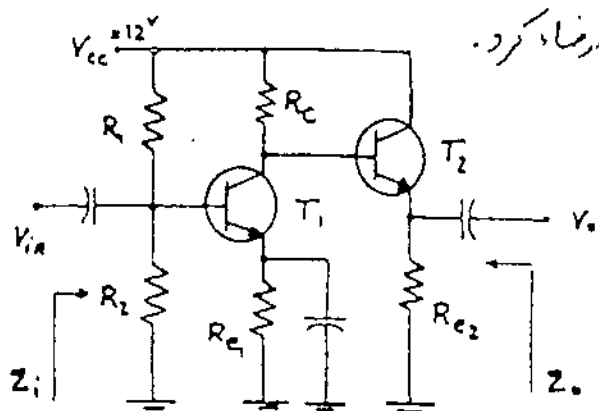
حل: چون  $|A_v| > 1$  پس باید از مدار CE یا C.B. استفاده کرد و بدلیل اینکه مقاومت ورودی نسبتاً زیاد باید باشد، پس از مدار C.E. استفاده می کنیم [شکل ۴-۸]

$$Z_i = R_1 \parallel R_2 \parallel h_{ie} \Rightarrow h_{ie} > Z_i$$

در این مدار:

$$|A_v| = \frac{\beta R_c}{h_{ie}} \Rightarrow R_c = \frac{|A_v| h_{ie}}{\beta} \Rightarrow R_c > \frac{|A_v| Z_i}{\beta_{min}} \Rightarrow R_c > \frac{100 \times 10^4}{200} = 5 \text{ k}\Omega$$

چونکه  $R_c > 5 \text{ k}\Omega$  پس شرط  $Z_o < 100 \Omega$  نقض می شود. در چنین مواردی می توان با اضافه کردن یک طبقه دیگر به مدار شرایط را ارضا کرد.  
 بدلیل اینکه در اینجا فقط شرط امپدانس خروجی ارضا نشده است می توان از یک C.C. در طبقه های استفاده کرد [شکل ۴-۹]



شکل (۴-۹)

اگر ارزش انعکاس امپدانس استفاده کنیم

داریم:

$$Z_o = R_{e2} \parallel \frac{R_{c1} + h_{ie2}}{1 + \beta}$$

$$A_v = \frac{-\beta [R_{c1} \parallel (h_{ie2} + (1 + \beta) R_{e2})]}{h_{ie1}}$$

در این مدار مقاومت دینامیکی که در کلکتور  $T_1$  دیده می شود باید بزرگتر از  $5 \text{ k}\Omega$

باشد یعنی:

$$R_{c1} \parallel (h_{ie2} + (1 + \beta) R_{e2}) > 5 \text{ k}\Omega$$



$$(h_{ie2} + (1+\beta)R_{e2}) \gg R_c$$

در چون معمولاً:

$$R_c = 10^4 \Omega$$

پس مثلاً اگر انتخاب شود

$$|A_v| \approx \frac{\beta R_c}{h_{ie1}} \Rightarrow h_{ie1} < \frac{\beta R_c}{|A_v|} = \frac{200 \times 10}{100} = 20^4 \Omega$$

$$h_{ie1} > Z_i = 10^4 \Omega$$

دار طرفی:

اگر  $h_{ie1} = 15^4 \Omega$  انتخاب شود داریم:

$$h_{ie1} = \beta \frac{V_T}{I_{C1}} \Rightarrow I_{C1} = \frac{200 \times 25}{15^4} = 0.33 \text{ mA}$$

$$V_{RC} = I_{C1} \cdot R_c = 0.33 \times 10^4 = 3.3 \text{ V}$$

بدلیل اینکه  $V_{CC} = 12 \text{ V}$  است برای

انتخاب  $R_{e1}$  آگرایی عمل بیشتر داریم زیرا فرکانس  $V_E$  به عبارت دیگر  $R_e$  بزرگتر باشد، پایداری مدار بیشتر خواهد شد.

چونکه ما یک بار ثابت بار داریم پس نقطه کار باید در وسط باشد.

AC باشد یعنی  $V_{CE1} = V_{RC}$  انتخاب می شود.

$$V_{E1} = V_{CC} - V_{RC} - V_{CE1} = 12 - 2 \times 3.3 = 5.34 \text{ V}$$

$$R_{e1} = \frac{V_{E1}}{I_{C1}} = \frac{5.34}{0.333} \approx 16^4 \Omega \Rightarrow$$

$$R_{e1} = 15^4 \Omega$$

مقاومت استاندارد

حال مقادیر  $R_1$  و  $R_2$  را محاسبه می نمایم

$$Z_i = R_1 \parallel R_2 \parallel 15^4 \geq 10^4 \Rightarrow R_1 \parallel R_2 \geq 30^4 \Omega$$

$$I_{B1} = \frac{0.333}{200} = 1.67 \mu\text{A}$$

اگر  $I_{R2} \gg I_{B1}$  در جریان می توان

در مقابل جریان مقاومت  $R_1$  و  $R_2$  منظر کرد.

$$V_{E1} = V_{CE1} + I_{C1} R_c + 0.6 = 1.5 \times 0.333 + 0.6 = 1.5 \text{ V}$$

در این محاسبات "جلی ترگز" را ۱۵ برابر در نظر می گیریم.

$$I_{R_2} \gg I_{B_1} \Rightarrow I_{R_2} \geq 10 I_{B_1} = 16.7 \mu A \quad R_2 = \frac{5.6}{16.7 \mu A} = 335.3 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = 330 \text{ k}\Omega$$

$$\text{مقاومت استاندارد} \quad I_{R_2} = I_{R_1} = \frac{5.6}{330} = 16.96 \mu A$$

$$R_1 = \frac{12 - 5.6}{16.9 \mu A} = 377.1 \text{ k}\Omega$$

$$R_1 = 390 \text{ k}\Omega$$

استاندارد

$$R_1 \parallel R_2 = 178.75 \text{ k}\Omega > 30 \text{ k}\Omega$$

مشاهده می شود که :

- برای محاسبه  $R_{e2}$

$$Z_o = \frac{R_c + h_{ie2}}{1 + \beta} \parallel R_{e2} \leq 100 \Omega$$

$$\frac{R_c + h_{ie2}}{1 + \beta} \ll R_{e2} \Rightarrow (R_c + h_{ie2}) \leq 100 \Omega (1 + \beta) = 20 \text{ k}\Omega$$

اگر :

$$\Rightarrow h_{ie2} \leq 20 - 10 = 10 \text{ k}\Omega \quad I_{C_2} = \frac{\beta \times 25}{h_{ie2}} \geq 0.5 \text{ mA} \Rightarrow I_{B_2} \geq 2.5 \mu A$$

$$I_{B_2} \ll I_{C_1} \Rightarrow V_{B_2} = 12 - 10 \times 0.333 = 8.67$$

$$R_{e2} = \frac{8.67 - 0.6}{0.5} = 16.4 \text{ k}\Omega$$

$$R_{e2} = 16 \text{ k}\Omega$$

باز توجه

الانهایی که محاسبه کردیم

$$Z_o = 16 \parallel \left( \frac{10 \text{ k} + 10}{201} \right) = 99 \Omega$$

$$Z_i = 330 \text{ k} \parallel 390 \text{ k} \parallel 15 = 13.83 \text{ k}\Omega$$

$$A_v = \frac{-\beta [R_c \parallel (h_{ie2} + (1 + \beta) R_{e2})]}{15}$$

$$\Rightarrow A_v = -133$$

مثال ۲ مدار با مشخصات  $|A_v| \geq 100$  ،  $Z_i \geq 100 \text{ k}\Omega$  ،  $Z_o \leq 1 \text{ k}\Omega$  ،  $V_{CE} = 6 \text{ V}$  ،  $V_{CC} = 12 \text{ V}$  طرح کنید (  $V_{BE} = 0.7$  ،  $\beta \geq 200$  ).

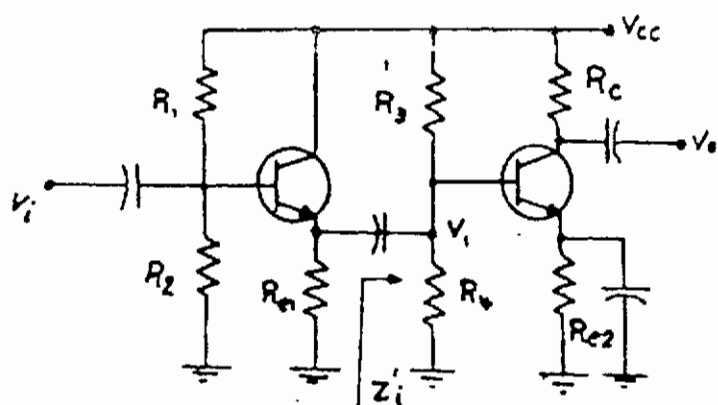
حل: این مثال را هم می توان از راه مثال قبل حل کرد. راه دیگر این است که ابتدا امپدانس خودی را محاسبه کنیم، مثلاً اگر یک C.E. در نظر بگیریم:

$$Z_o \leq 1 \text{ k}\Omega , Z_o = R_c \Rightarrow R_c = 1 \text{ k}\Omega \quad |A_v| = \frac{\beta R_c}{h_{ie}}$$

$$h_{ie} = \frac{200 \times 1}{100} = 2 \text{ k}\Omega \quad Z_i = R_1 \parallel R_2 \parallel h_{ie} < 2 \text{ k}\Omega$$

پس شرط  $Z_i \geq 100 \text{ k}\Omega$

نقض شده است. بدین منظور برای بالا بردن امپدانس می توان از C.C. در طبقه اول استفاده کرد. [شکل ۳-۱۰]



شکل (۳-۱۰)

برای امپدانس خروجی:

$$Z_o \leq 1 \text{ k}\Omega \Rightarrow R_c = 1 \text{ k}\Omega$$

بدلیل اینکه ضریب تقویت دشار طبقه اول تقریباً برابر واحد است در نتیجه برای طبقه دوم:

$$|A_v| = \frac{\beta R_c}{h_{ie2}} \geq 100 \Rightarrow h_{ie2} \geq \frac{200 \times 1}{100} = 2 \text{ k}\Omega$$

$$I_{C2} \geq \frac{\beta_{min} I_{B2}}{h_{ie2}} = \frac{200 \times 25 \mu\text{A}}{2 \text{ k}\Omega} = 2.5 \text{ mA} \Rightarrow I_{C2} = 3 \text{ mA} \quad h_{ie2} = \frac{200 \times 25 \mu\text{A}}{3} = 1.67 \text{ k}\Omega$$

$$V_{E2} = 12 - R_c I_{C2} - V_{CE2} = 12 - 1 \times 3 - 6 = 3 \text{ V} \Rightarrow R_{E2} = \frac{3}{3 \text{ mA}} = 1 \text{ k}\Omega$$

$$I_{B2} = \frac{3^{\mu A}}{200} = 15^{\mu A} \Rightarrow I_{R4} \gg I_{B2} \Rightarrow I_{R4} = 101.5^{\mu A} = 0.15^{\text{mA}}$$

$$V_{B2} = 3^V + 0.7 = 3.7^V \quad R_4 = \frac{3.7}{0.15} = 24.67^k \Rightarrow \underline{R_4 = 22^k\Omega}$$

$$\Rightarrow I_{R4} = \frac{3.7}{22} = 0.168^{\text{mA}} \quad R_3 = \frac{12 - 3.7}{0.168} = 49.4^k \Rightarrow \boxed{R_3 = 47^k + 2.2^k}$$

$$Z_i = R_1 \parallel R_2 \parallel (h_{ie1} + (1+\beta)(R_{e1} \parallel Z'_i)) \geq 100^k\Omega \quad \text{برای طبقه اول داریم:}$$

$$Z'_i = R_3 \parallel R_4 \parallel h_{ie2} = 49.2 \parallel 22 \parallel 1.67^k = 1.5^k\Omega$$

با فرض اینکه:

$$(h_{ie1} + 201(R_{e1} \parallel 1.5^k)) > 200^k\Omega \Rightarrow \begin{cases} R_{e1} \parallel 1.5^k > 1^k \\ R_1 \parallel R_2 > 200^k \Rightarrow R_{e1} > 3^k \end{cases}$$

$$\Rightarrow \boxed{R_{e1} = 3.3^k\Omega}$$

چونکه ولتاژ  $V_{CE}$  برابر  $6^V$  در نظر گرفته شده است، داریم:

$$V_{E1} = 12 - 6 = 6^V \quad I_{C1} = \frac{6}{3.3} = 1.8^{\text{mA}} \quad h_{ie2} = \frac{200 \times 25}{1.8^{\text{mA}}} = 2.75^k\Omega$$

$$I_{B1} = \frac{1.8^{\text{mA}}}{201} = 9^{\mu A} \Rightarrow I_{R2} = 90^{\mu A}$$

برای بایلداری مدار نسبت به  $\beta$  و حرارت،

جریان معادلت  $R_1$  و  $R_2$  را  $10$  برابر جریان

$$\Rightarrow V_{B1} = 6 + 0.7 = 6.7^V$$

بیس ترانزیستور  $T_1$  می گیریم.

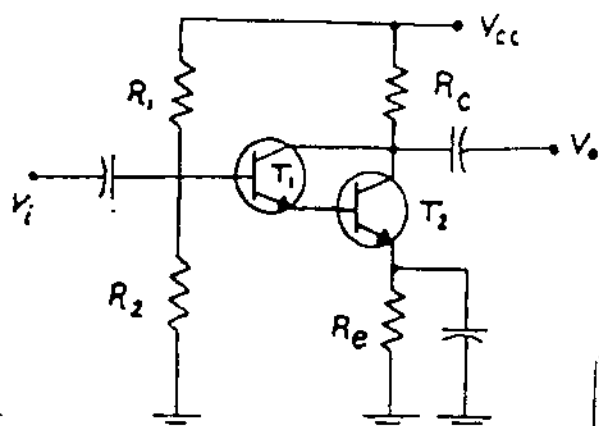
$$R_2 = \frac{6.7}{90^{\mu A}} = 74.4^k\Omega \Rightarrow R_1 \parallel R_2 < 200^k\Omega$$

دیده می شود که شرط

$Z_i \geq 100^k\Omega$  نقض می شود.

چونکه اسپدانس ورودی بالا و ضریب تقویت و ولتاژ نسبتاً بالا می خواهیم

می توانیم از زوج دارلینگتون \* استفاده کنیم. [شکل ۱۱-۴].



به جای فراترینسورهای  $T_1$  و  $T_2$  می توان  
 یک فراترینسور با مشخصات  
 $\beta' = \beta$   
 $h_{ie} = 2h_{ie1}$   
 قرار دهیم.  
 برای این حالت داریم:

$$R_C = 1 \text{ k}\Omega$$

شکل (۴-۱۱)

$$|A_V| = \frac{\beta' R_C}{h_{ie}} = \frac{\beta^2 R_C}{2h_{ie1}} > 100 \Rightarrow h_{ie1} = \frac{200^2 \times 1}{200} = 200 \text{ k}\Omega$$

$$I_{C1} = \frac{\beta \times 25}{200 \text{ k}\Omega} = 0.025 \text{ mA} \quad I_{B1} = \frac{0.025}{200} = 0.125 \text{ }\mu\text{A}$$

$$I_{R2} = 10 \times 0.125 \text{ }\mu\text{A} = 1.25 \text{ }\mu\text{A} \quad I_{C2} = \beta \times 0.025 = 5 \text{ mA}$$

$$V_{E2} = 12 - V_{CE2} - R_C I_{C2} = 12 - 6 - 125 = 1 \text{ V}$$

برای شارست  $R_E$  داریم:

$$R_E = \frac{1 \text{ V}}{5 \text{ mA}} = 200 \Omega \Rightarrow R_E = 220 \Omega$$

$$V_{B1} = 2V_{BE} + R_E I_{C2} = 2 \times 0.7 + 0.22 \times 5 = 2.5 \text{ V} \quad R_2 \leq \frac{2.5}{1.25 \text{ }\mu\text{A}} = 2 \text{ M}\Omega$$

$$R_2 = 470 \text{ k}\Omega$$

$$I_{R2} = \frac{2.5}{470} = 5.3 \text{ }\mu\text{A}$$

$$R_1 = \frac{12 - 2.5}{5.3 \text{ }\mu\text{A}} = 1792 \text{ k}\Omega$$

$$\Rightarrow R_1 = 1.8 \text{ M}\Omega$$

با توجه به المانهای محاسبه شده داریم:

$$Z_i = R_1 \parallel R_2 \parallel 2h_{ie1} = 1.8 \text{ M} \parallel 470 \text{ k} \parallel (2 \times 200 \text{ k}) = 193 \text{ k}\Omega$$

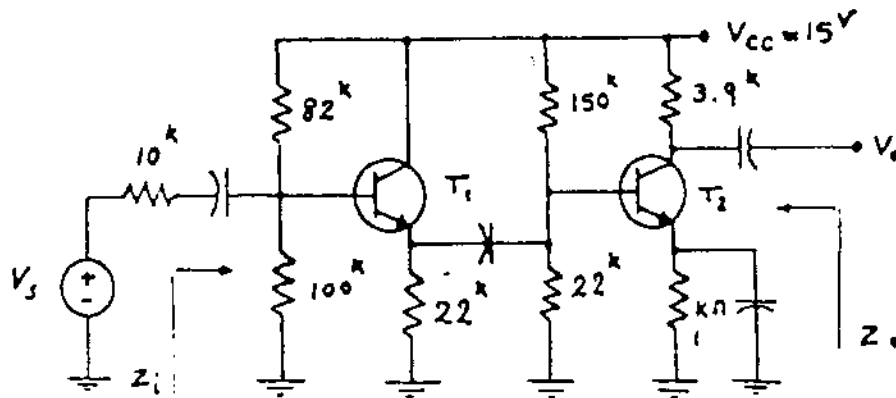
$$Z_o = 1 \text{ k}\Omega$$

$$A_V = \frac{-200 \times 1}{2 \times 200} = -100$$

شماره ۳

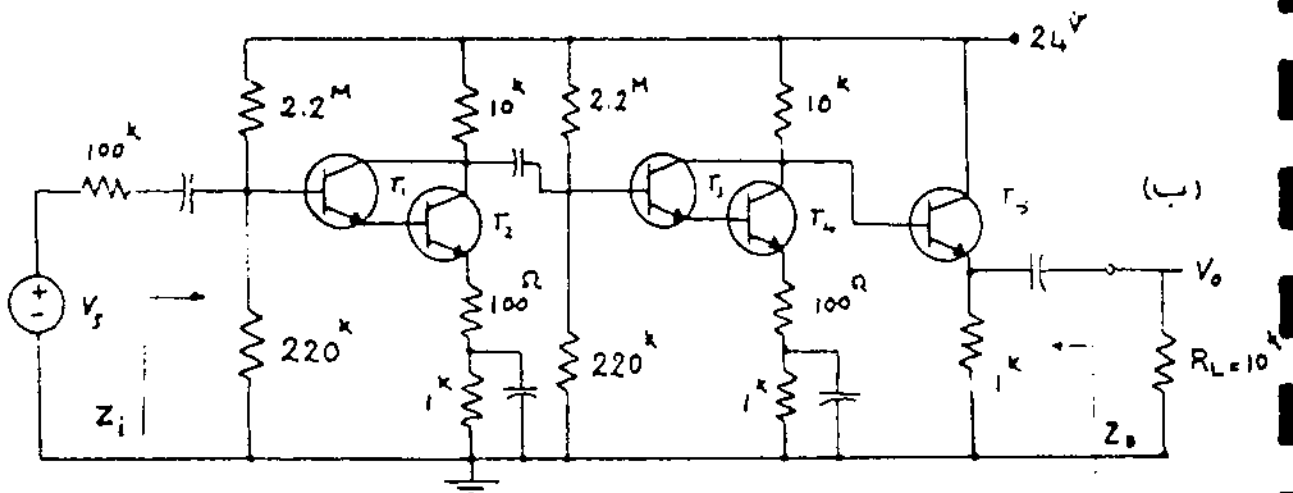
۱- مطلوبست طرح تنویت کننده ای با  $Z_o = 50 \Omega$ ,  $Z_i = 100 k\Omega$ ,  $A_v \approx 250$  ترانزیستورهای موجود ( $V_{BE} = 0.7V$ ,  $\beta_{min} = 100$ ).

۲- مطلوبست محاسبه  $A_v$ ,  $Z_o$  و  $Z_i$  برای مدارهای شکل (۴-۱۲). مشخصات ترانزیستور ( $V_{BE} = 0.7V$ ,  $\beta = 100$ ).

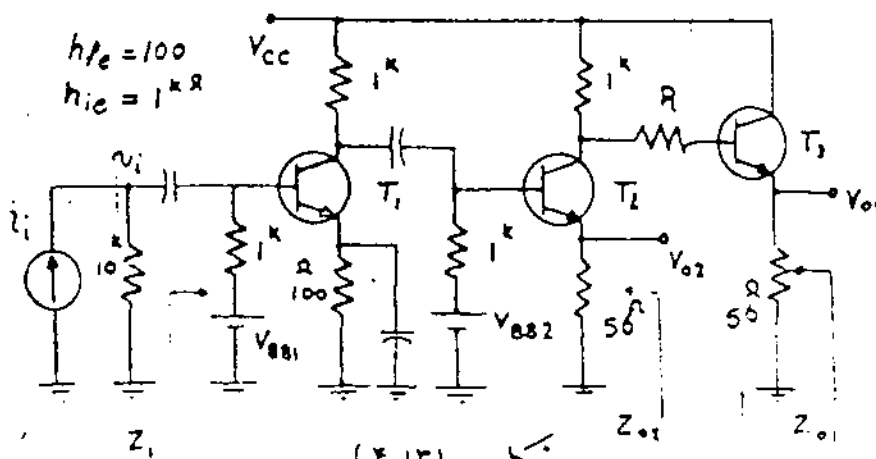


(الف)

شکل (۴-۱۲)



(ب)



شکل (۴-۱۳)

۳- مختارت  $R$  را در مدار

شکل (۴-۱۳) طوری پیدا کنید

$$\frac{v_{o1}}{v_{i1}} = -\frac{v_{o2}}{v_{i2}}$$

شود و پس  $Z_{o1}$ ,  $Z_{o2}$ ,  $Z_{o3}$

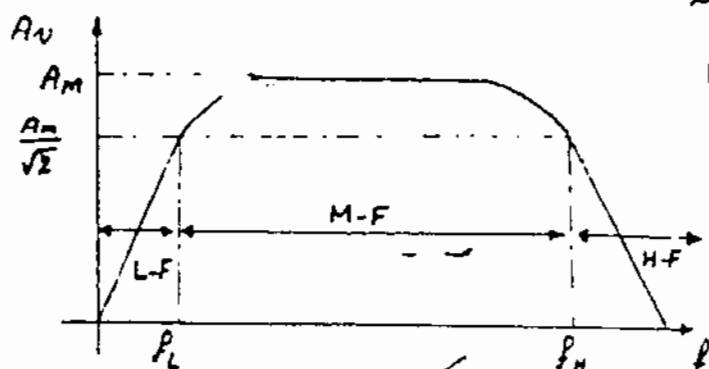
$$A_v = \frac{v_{o1}}{v_{i1}}$$

## بخش ۲

### بررسی فرکانسی تقویت کننده ها

در فصلهای قبلی دیدیم که بر سید خازن کوپلار طبقات مختلف یک مدار را به یکدیگر متصل، و یا در تقویت کننده امپدانس مشترک بر سید خازن "bypass" مقاومت امپدانس را اتصال کوتاه می کردیم و در محاسباتمان این خازنها را اتصال کوتاه در نظری گرفتیم در صورتیکه در فرکانسهای پایین، امپدانس این خازنها زیاد می شود و باعث کاهش ضریب تقویت می گردد.

شکل (۱۱) تغییرات ضریب تقویت و ساز یا جریان یک مدار نمونه که از خازنهای کوپلار و "bypass" در آن استفاده شده است را نسبت به فرکانس نشان می دهد، که  $f_L$  و  $f_H$  فرکانسهای هستند که



شکل (۱۱)

ضریب تقویت به  $\frac{1}{\sqrt{2}}$  برابر مقدار ماکزیمم کاهش می یابد.

$$B = f_H - f_L \text{ را بهمانی مانند یک}$$

تقویت کننده می نامند.

کاهش ضریب تقویت در فرکانسهای پایین را خازنهای کوپلار و "bypass" سبب می شوند.

از آنجا که اتصال های داخلی، امپدانس بیس - کلکتور، خازنهای کوچکی را

نشیل می دهند که امید است آنها در فرکانسهای بالا مطرح می شود، کاهش ضرب  
تویب در فرکانسهای بالا ناشی از تأثیر این گازهاست.

با توجه به این مطالب می توان در هرنامیه ای از فرکانس، یک مدل مداری  
برای تویب کنند در نظر گرفت. در فرکانسهای پایین  $(f < f_L)$  گازهای داخلی  
ترازیستور، اتصال باز و گازهای کوپلاژ در "bypass" در مدل گنجانده می شود،  
در فرکانسهای میانی  $(f_L < f < f_H)$  تمامی گازهای داخلی ترازیستور  
اتصال باز و گازهای کوپلاژ در "bypass" اتصال کوتاه در نظر گرفته می شود  
و در فرکانسهای بالا  $(f > f_H)$  فقط گازهای داخلی ترازیستور مطرح  
می شود و بقیه گازهای کوپلاژ در "bypass" اتصال کوتاه می باشند.

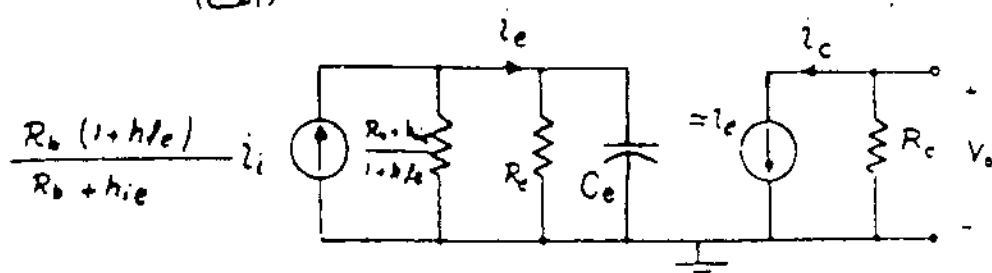
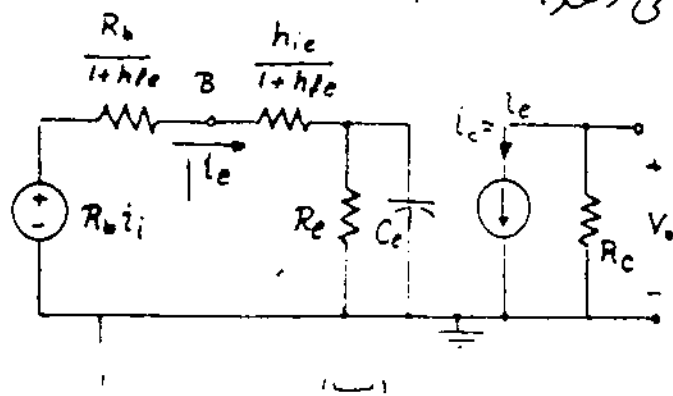
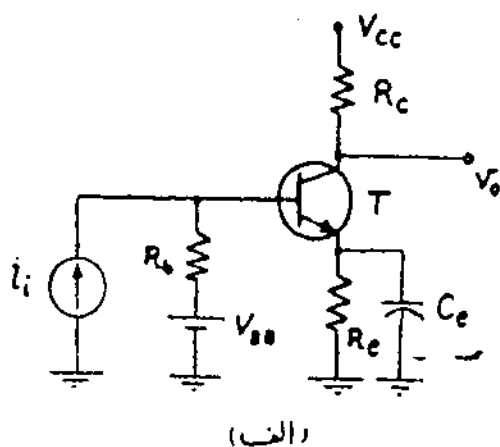


## ۱- فرکانسهای پایین Low Frequency Range

با توجه به کاربردهای مختلف یک تقویت کننده می دانیم که فرکانس قطع پایین آن نقش مهمی در طراحی آن ایفا می کند، در اینجا ما از محاسبات زیاد بهره می گیریم و مدار تقویت کننده خود را شامل ترانزیستور، خازن و مقاومت در نظر می گیریم و فرکانس قطع پایین را برای این مدار در نظر گرفته و خازنهای کوبلاژ و "bypass" را بطور تقریبی محاسبه می کنیم.

### (۱-۱) خازن bypass در امیتر: The Emitter bypass Capacitor:

شکل (۱-۱ الف) یک تقویت کننده یک طبقه را نشان می دهد، در اینجا خازنهای کوبلاژ حذف شده و خازن در امیتر را مورد بررسی قرار می دهیم، شکل (۱-۱ ب) مدل AC مدار، که طبق روش انعکاس امپدانس،  $U_i$ های در بیس به امیتر انتقال داده شدند و شکل (۱-۱ ج) مدار ساده شده آنرا نمایش می دهد.



با توجه به شکل (۱۰-۱ ج) داریم:

$$A_i = \frac{i_c}{i_i} \approx \frac{i_e}{i_i} = \left( \frac{R_b(1+h_{fe})}{R_b+h_{ie}} \right) \left( \frac{\frac{R_b+h_{ie}}{1+h_{fe}}}{\frac{R_b+h_{ie}}{1+h_{fe}} + \frac{1}{\frac{1}{R_e} + C_e S}} \right)$$

$$A_i \approx \left[ \frac{R_b(1+h_{fe})}{R_b+h_{ie}} \right] \left( \frac{S + \frac{1}{R_e C_e}}{S + \frac{1}{[R_e \parallel (\frac{R_b+h_{ie}}{1+h_{fe}})] C_e}} \right)$$

رنگی که  $\omega$  خیلی بزرگ باشد  
 $A_i$  به سمت  $A_{im}$  که همان ضرب

ثبوت در فرکانسهای بیانی است بل می‌کند.

$$A_{im} = \left| \frac{i_c}{i_i} \right|_{\omega \rightarrow \infty} \approx \frac{(1+h_{fe})R_b}{R_b+h_{ie}}$$

دید می‌شود که  $A_i$  دارای یک منفر در

فرکانس  $\omega_1 = \frac{1}{R_e C_e}$  و یک قطب در فرکانس  $\omega_2 = \frac{1}{[R_e \parallel (\frac{R_b+h_{ie}}{1+h_{fe}})] C_e}$  می‌باشد.

اگر بخواهیم که نامنه این قطب و منفر از یکدیگر زیاد باشد یعنی  $\omega_2 \gg \omega_1$  شود

باید:

$$R_e \gg \frac{R_b+h_{ie}}{1+h_{fe}} \quad (I)$$

با در نظر گرفتن شرط (I) داریم:

$$|A_i| = A_{im} \left| \frac{j\omega + \omega_1}{j\omega + \omega_2} \right| \approx \frac{A_{im}\omega}{\sqrt{\omega^2 + \omega_2^2}} \quad \omega > \omega_1$$

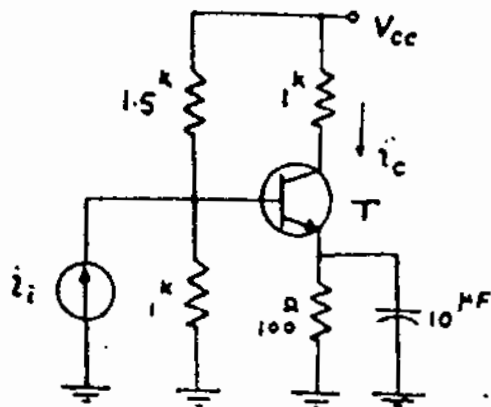
برای بدست آوردن فرکانس  $f = f_L$  که در این فرکانس ضرب ثبوت

جرمان 3dB کاهش میدادی کند داریم،

$$|A_i| = \frac{A_{im}}{\sqrt{2}} \approx A_{im} \left( \frac{\omega_L}{\sqrt{\omega_L^2 + \omega_2^2}} \right) \Rightarrow \boxed{f_L = f_2}$$

نیمه می گیریم که خازن bypass در ابستر یک ترانس قطع پایین در

$f_2 = \frac{1}{2\pi R'_e C_e}$  (که  $R'_e$  مقاومت معادل در سر  $C_e$  است) بر مودی آورد.



شکل (۱-۲)

بازجه به شکل (۱-۲) مطلوبت رسم

$|A_i| = \left| \frac{i_c}{i_i} \right|$

( $h_{ie} = 1k\Omega$  :  $h_{fe} = 200$ )

$R_b = 1k \parallel 1.5k = 0.6k\Omega$

حل:

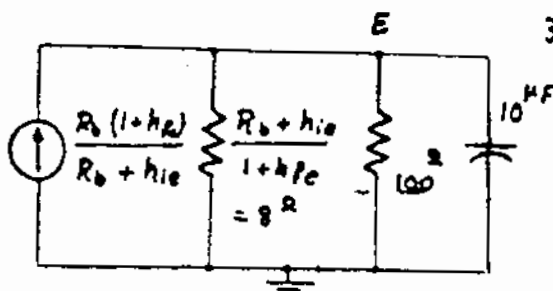
مطابق رابطه بدست آید، در درس:

$$A_i = \frac{i_c}{i_i} = \left[ \frac{(1+200)20.6}{1+0.6} \right] \left( \frac{j\omega + \frac{1}{100 \parallel 10^{-6}}}{j\omega + \frac{1}{[100 \parallel ((\frac{1+0.6}{201})) \parallel 10^{-6}]}} \right)$$

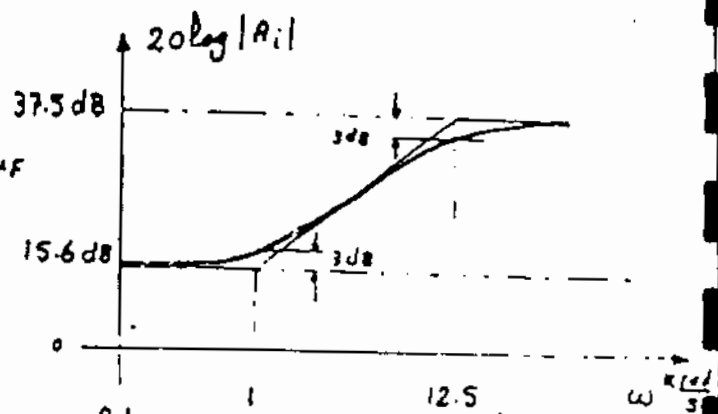
$\Rightarrow A_i \approx 6 \left( \frac{1+j10^{-3}\omega}{1+j80 \times 10^{-6}\omega} \right)$

شکل (۱-۳-الف) مدار معادل AC و

شکل (۱-۳-ب)  $|A_i|$  را نمایش می دهد.



(الف)



(ب)

شکل (۱-۳)

$f_L = \frac{12.5 \times 10^3}{2\pi} = 2 kHz$

چون  $\omega > 10\omega_c$  در نیمه : ترانس قطع پایین

۱-۲) خازن کوپلاژ در کلکتور دیس :

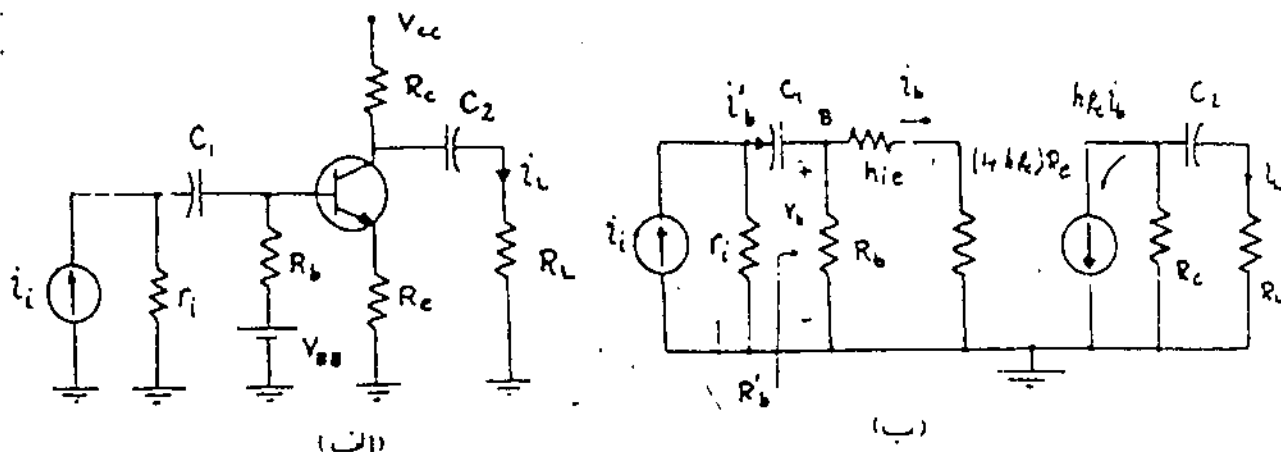
The Base and Collector Coupling Capacitor:

حال دو خازن یکی در ورودی و یکی در خروجی قرار می دهیم و اثر آنرا در

فرکانسهای پایین بررسی می کنیم.

شکل (۱-۴-الف) مدار با دو خازن کوپلاژ را نمایش می دهد، و شکل (۱-۴-ب)

مدار معادل AC، که ولتاژهای آمپدیم بیس انتقال یافته اند را نمایش می دهد.



شکل (۱-۴)

مطابق شکل (۱-۴):

$$R'_b = R_b \parallel [h_{ie} + (1+h_{fe})R_e]$$

$$A_i = \frac{i_L}{i_i} = \left( \frac{i_L}{i_b} \right) \left( \frac{i_b}{i_b'} \right) \left( \frac{i_b'}{i_i} \right) = -h_{fe} \left( \frac{R_c}{R_c + R_L + \frac{1}{sC_2}} \right) \left[ \frac{R_b}{R_b + h_{ie} + (1+h_{fe})R_e} \right]$$

$$\times \left( \frac{r_i}{r_i + R'_b + \frac{1}{sC_1}} \right) \Rightarrow A_i \approx - \left( \frac{R_c}{R_c + R_L} \right) \left( \frac{r_i \parallel R'_b}{\frac{h_{ie}}{1+h_{fe}} + R_e} \right) \left[ \frac{s}{s + \frac{1}{(r_i + R'_b)C_1}} \right]$$

$$\times \left[ \frac{s}{s + \frac{1}{(R_c + R_L)C_2}} \right] \quad (II)$$

از معادله (II) و شکل (۱-۴-ب)

نتیجه گرفته می شود که در مدار ورودی و خروجی

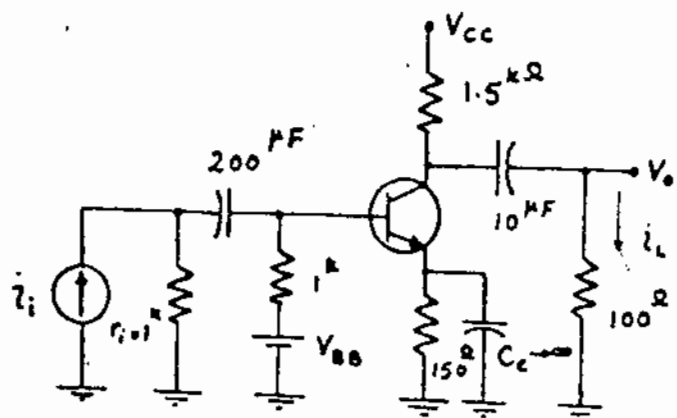
روی هم تأثیر ندارند. و در اینجا ما در تئوری در فرکانسهای

پایین داریم.

$$\omega_1 = \frac{1}{R'_1 C_1}$$

$$\omega_2 = \frac{1}{R'_2 C_2}$$

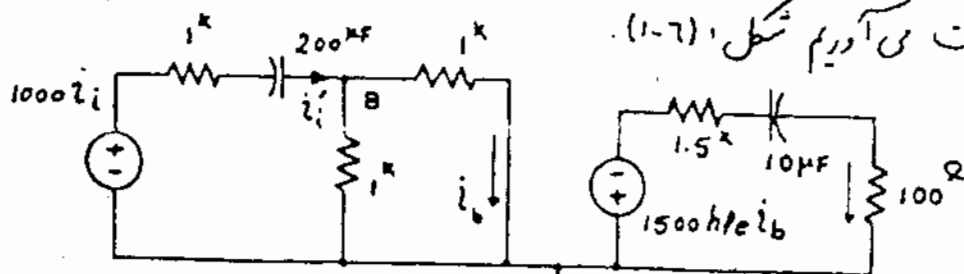
که  $R'_1$  و  $R'_2$  مدارهای معادل قرار گرفته در دو سر خازنهای  $C_1$  و  $C_2$  می باشند.



شکل (۱-۵)

مثال) مطلوبست رسم  $|A_i|$  برای تنوید کننده شکل (۱-۵).  
( $h_{ie} = 1k\Omega$ ,  $h_{fe} = 100$ )

حل: ابتدا مدار معادل AC را برای ترانسهای پایین بدست می آوریم شکل (۱-۶).



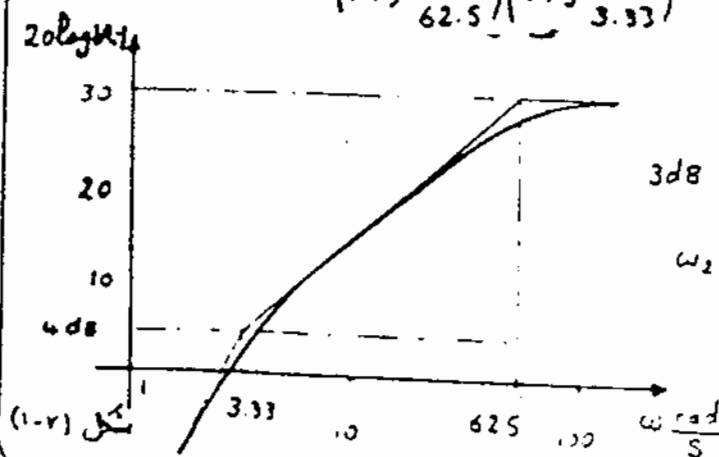
شکل (۱-۶)

$$A_i = \frac{i_L}{i_i} = \left( \frac{i_L}{i_b} \right) \left( \frac{i_b}{i'_i} \right) \left( \frac{i'_i}{i_i} \right) = \left( \frac{-1500 h_{fe}}{1600 + 1/j\omega 10^{-5}} \right) \left[ \frac{1}{2} \right] \left[ \frac{1000}{1500 + 1/j\omega 2 \times 10^{-4}} \right]$$

$$\Rightarrow A_i = (-75 \times 10^6) \frac{(j\omega 10^{-6})(j\omega 2 \times 10^{-4})}{(1+j\frac{\omega}{62.5})(1+j\frac{\omega}{3.33})} \Rightarrow \omega_1 = 62.5 \quad \omega_2 = 3.33$$

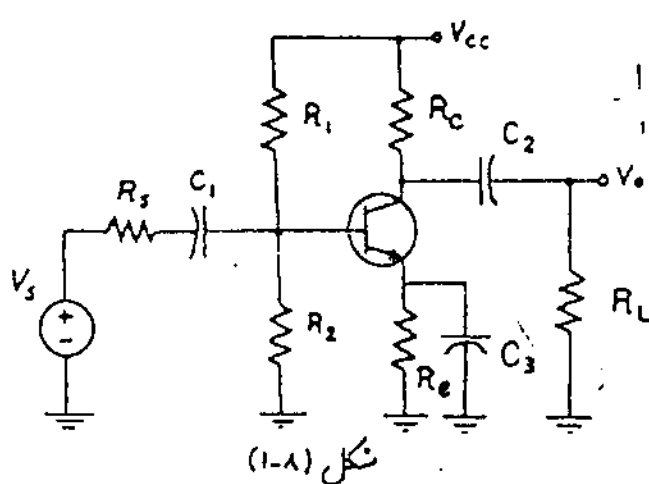
شکل (۱-۷) اندازه  $A_i$  را بر حسب فرکانس نشان می دهد.

در اینجا دیگر کاهش ضرب تنوید به اندازه 3dB  
دقیقاً در 62.5 می باشد ولی چونکه  $\omega_2 \ll \omega_1$   
است.  $\omega = 62.5$  به تنوید حوی  
رأی رفاکس قطع پائین می باشد.



### ۱-۳) محاسبه تقریبی خازنهای کوپلاژ و bypass

در رسمهای قبلی دیدیم که هر خازن بطور جداگانه تشکیل یک قطب در تابع شبکه (system function) می دهد و اگر سعی نمود که این قطبها از هم دور واقع شوند فرکانس قطع 3dB را می توان با تقریب خوبی به یکی از آنها نسبت داد و فرکانسهای قطع بقیه خازنها را خیلی کمتر از آن فرکانس در نظر گرفت.



شکل (۱-۸) یک مدار C.E. معمولی را نشان می دهد. ابتدا فرض می کنیم  $f_{3dB}$  داده شده باشد

پس

$$f_{3dB} = \frac{1}{2\pi RC}$$

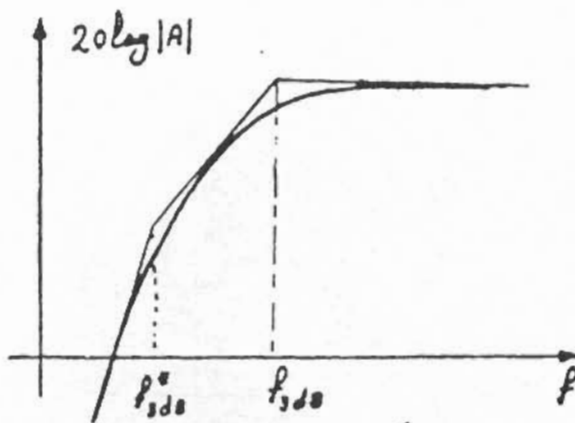
که در آن

$R$  معادلت معادل قرار گرفته در در سر  $C$  است. (خازن است که فرکانس قطع پایین تر است نسبت داده می شود) دیده می شود که هر چه  $R$  کوچکتر باشد خازن  $C$  باید بزرگتر شود، بدلیل اینکه ما

می خواهیم قطبهای تابع شبکه از هم دور باشند پس باید خازنهای  $C_1$  و  $C_2$  و  $C_3$  را بگونه ای محاسبه کنیم که فرکانسهای قطع آنها با یکدیگر متناسب باشند. از نظر اقتصادی بهترین است که  $f_{3dB}$  داده شده را به خازنی که معادلت معادل

دیده شده از در سر آن کمترین است اختصاص دهیم. می توان دید که اغلب، خازن در امیتر، کمترین مقدار معادلت معادل در در سر آن قرار گرفته است در نتیجه  $f_{3dB}$  را به خازن در امیتر اختصاص می دهیم و  $f_{3dB}^* = \frac{1}{10} f_{3dB}$  را به خازنهای  $C_1$  و  $C_2$  اختصاص می دهیم [شکل ۱-۹].

در نتیجه موقع محاسبه معادلت معادل در سر امیتر، خازنهای  $C_1$  و  $C_2$  اتصال کوتاه می باشند و در موقع محاسبه خازنهای  $C_1$  و  $C_2$  خازن  $C_3$  اتصال باز می باشد.



شکل (۱-۹)

اگر  $R'_1$ ،  $R'_2$  و  $R'_3$  معادلهای

معادل دوسر خازنهای  $C_1$  و  $C_2$  و  $C_3$  باشند، داریم:

$$R'_1 = R_s + R_1 \parallel R_2 \parallel [h_{ie} + (1+\beta)R_e]$$

$$R'_2 = R_L + R_C$$

$$R'_3 = R_e \parallel \left( \frac{h_{ie} + R_s \parallel R_1 \parallel R_2}{1+\beta} \right)$$

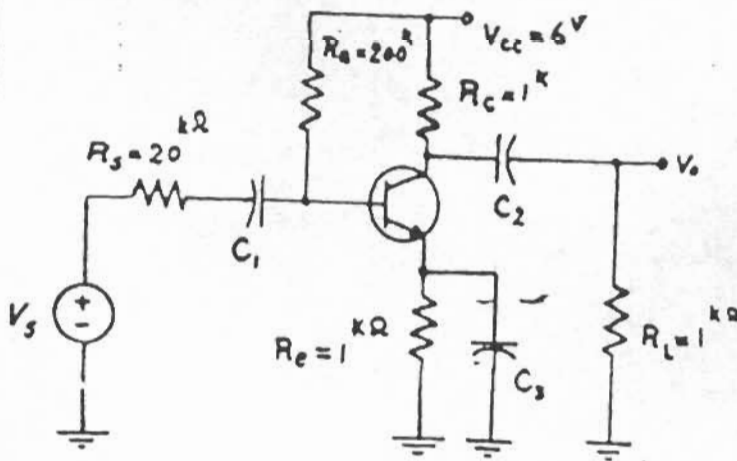
$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_{3dB}^* R'_1}$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_{3dB} R'_2}$$

$$C_3 = \frac{1}{2\pi f_{3dB} R'_3}$$

روش پیشنهادی روشی است کامله عملی که با تقریب بسیار خوبی خازنهای مورد نظر را می توان محاسبه کرد. این روش را می توان در مورد تقویت کننده های مشکی از FET نیز بکار برد.

مثال ۱۱) برای تقویت کننده شکل (۱-۱۰) خازنهای  $C_1$ ،  $C_2$  و  $C_3$  را چنان تعیین کنید که فرکانس قطع پایین از ۱۰ Hz کمتر باشد. ( $\beta = 200$ ،  $V_{BE} = 0.7$ ).



شکل (۱-۱۰)

حل: ابتدا نقطه کار را محاسبه می نمایم:

$$I_C = \frac{6 - 0.7}{1 + \frac{200}{1+\beta}} = 2.66 \text{ mA}$$

$$h_{ie} = \beta \frac{25 \text{ mV}}{I_C} = 200 \frac{25 \text{ mV}}{2.66 \text{ mA}} = 1.88 \text{ k}\Omega$$

$$R'_1 = R_s + R_1 \parallel [h_{ie} + (1+\beta)R_e] = 20 \text{ k}\Omega + 200 \text{ k}\Omega \parallel [1.88 \text{ k}\Omega + 201 \times 1] = 120.7 \text{ k}\Omega$$

$$R'_2 = R_L + R_C = 1 + 1 = 2 \text{ k}\Omega$$

$$R'_3 = R_e \parallel \left( \frac{h_{ie} + R_s \parallel R_B}{1 + \beta} \right) = 1 \parallel \left( \frac{1.0 + 20 \parallel 200}{201} \right) = 91 \Omega$$

اگر  $f_{3dB}$  را  $C_3$  اختصاص دهیم.

$$C_3 = \frac{1}{2\pi f_3 R'_3} = \frac{1}{2\pi \times 10^4 \times 91} = 175 \mu\text{F} \Rightarrow \boxed{C_e = 180 \mu\text{F}} \quad \text{استاندارد}$$

$$f_{3dB}^* = \frac{1}{10} f_{3dB} = 1 \text{ Hz} \quad C_2 = \frac{1}{2\pi f_{3dB}^* R'_2} = \frac{1}{2\pi \times 1 \times 2000} = 80 \mu\text{F}$$

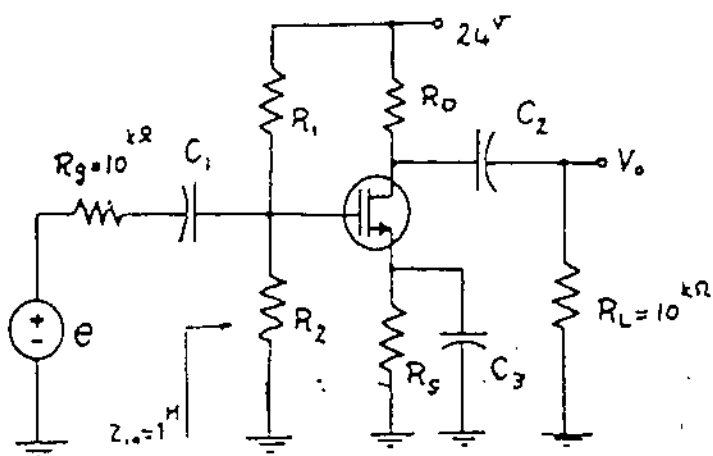
$$\Rightarrow \boxed{C_2 = 82 \mu\text{F}}$$

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_{3dB}^* R'_1} = \frac{1}{2\pi \times 1 \times 120.7 \times 10^3} = 1.32 \mu\text{F} \Rightarrow \boxed{C_1 = 1.5 \mu\text{F}}$$

مذکور: خازنهای انتخاب شده استاندارد می باشند.

مثال ۲) تقویت کننده شکل (۱-۱۱) را در نظر بگیرید. معادیر پارامترهای MOSFET

$$V_T = -1.4 \text{ V} \quad I_{DSS} = 4 \text{ mA} \quad r_{ds} = 20 \text{ k}\Omega$$



الف. معادست های  $R_D, R_1, R_2$  و  $R_S$  را چنان تعیین کنید که:

۱- نقطه کار ترانزیستور

( $V_{DS} = 4 \text{ V}, I_D = 5 \text{ mA}$ ) باشد.

۲- فریب تقویت دهنده در

شکل (۱-۱۱)

فرکانسهای متوسط  $A_v = \frac{V_o}{e} = -10$  باشد.

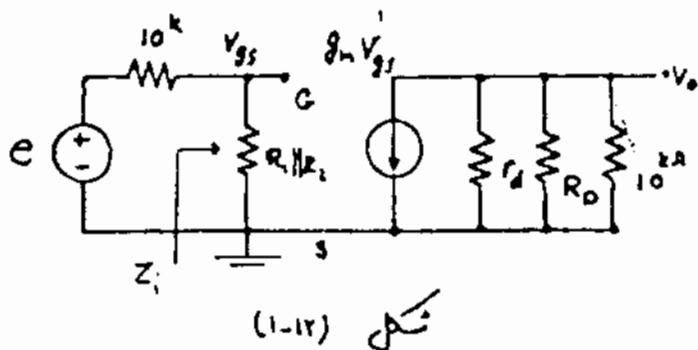
ب- خازنهای  $C_1, C_2, C_3$  را چنان تعیین کنید که فرکانس قطع پایین تقویت کننده



اثر از 5Hz شود.

حل: الف:  $I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_T}\right)^2 \Rightarrow 5 = 4 \left(1 - \frac{V_{GS}}{-1.4}\right)^2 \Rightarrow V_{GS} = 0.16V$

$g_m = \frac{2}{|V_T|} \sqrt{I_D I_{DSS}} = \frac{2}{1.4} \sqrt{5 \times 4} = 6.4 \text{ mS}$



حال اگر مدل دینایی را برای مدار  
شکل (1-11) رسم کنیم، شکل  
(1-12) بدست می آید

- بازه تقریب نویز:

$Z_i = R_1 \parallel R_2 \approx 1 \text{ M}\Omega$

$\frac{v_{gs}}{e} = \frac{Z_i}{Z_i + 10^4} \approx 1 \Rightarrow A_v = \frac{v_o}{v_{gs}}$

$A_v = -g_m (r_d \parallel R_D \parallel R_L) \Rightarrow -10 = -6.4 \times (20^k \parallel R_D \parallel 10^k)$

$\Rightarrow R_D = 2^k \Omega$

$V_{DD} = V_{DS} + (R_S + R_D) I_D$

از KVL در حلقه سردی:

$\Rightarrow 24 = 4 + (R_S + 2^k) \times 5^{-A} \Rightarrow R_S = 2^k \Omega$

از KVL در حلقه ورودی:

$V_G = R_S I_D + V_{GS} = 2 \times 5 + 0.16 = 10.16$

$V_G = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{DD} \Rightarrow 10.16 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} 24, R_1 \parallel R_2 \approx 1 \text{ M}\Omega$

$\Rightarrow \begin{cases} R_1 = 2.36 \text{ M}\Omega \\ R_2 = 1.73 \text{ M}\Omega \end{cases}$

ب. برای محاسبه بارها اگر  $f_{3dB}$  را به خازن  $C_3$  اختصاص دهیم و  
 $f_{3dB}^* = 0.1 f_{3dB}$  را به خازنهای  $C_1$  و  $C_2$  اختصاص دهیم در این صورت با توجه به  
 روش انعکاس امپدانس در FET داریم:

$$R'_1 = R_g + R_1 \parallel R_2 = 10^k + 1^M \approx 1^M \Omega$$

$$R'_2 = R_L + R_o \parallel (r_d + (1 + \mu) R_s) = 10^k + 2^k \parallel (20^k + (1 + 6.4 \times 20) 2^k) = 11.8^k \Omega$$

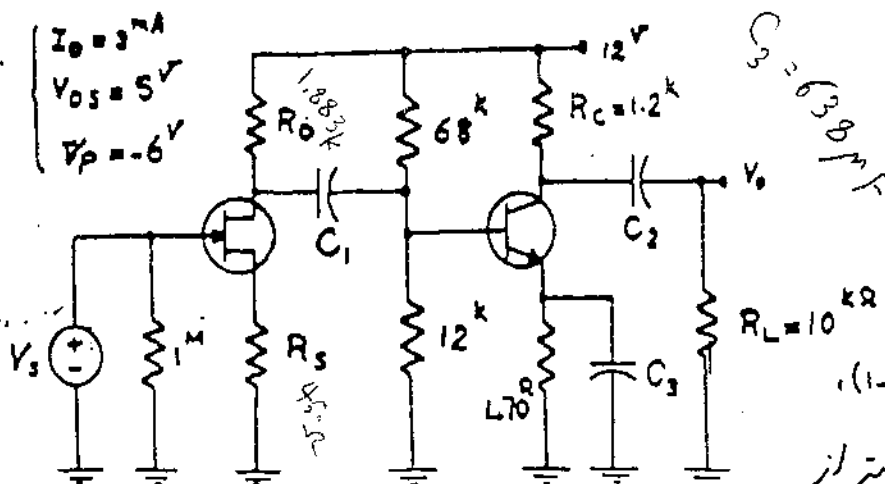
$$R'_3 = R_s \parallel \left( \frac{r_d + R_o \parallel R_L}{1 + \mu} \right) = 2^k \parallel \left( \frac{2 + 20 \parallel 10}{1 + 6.4 \times 20} \right) = 150^{\Omega}$$

بدین ترتیب خازنهای  $C_1$ ،  $C_2$  و  $C_3$  بدست می آیند.

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_{3dB}^* R'_1} = \frac{1}{2\pi \times 0.5 \times 10^6} = 0.32^{\mu F} \Rightarrow C_1 = 330^{\mu F}$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_{3dB}^* R'_2} = \frac{1}{2\pi \times 0.5 \times 11.8 \times 10^3} = 27^{\mu F} \Rightarrow C_2 = 27^{\mu F}$$

$$C_3 = \frac{1}{2\pi f_{3dB}^* R'_3} = \frac{1}{2\pi \times 5 \times 150} = 200^{\mu F} \Rightarrow C_3 = 220^{\mu F}$$



شکل (1-13)

$(f_{3dB} = 50^k, I_{DSS} = 5^mA, \mu = 100)$

تشریح:

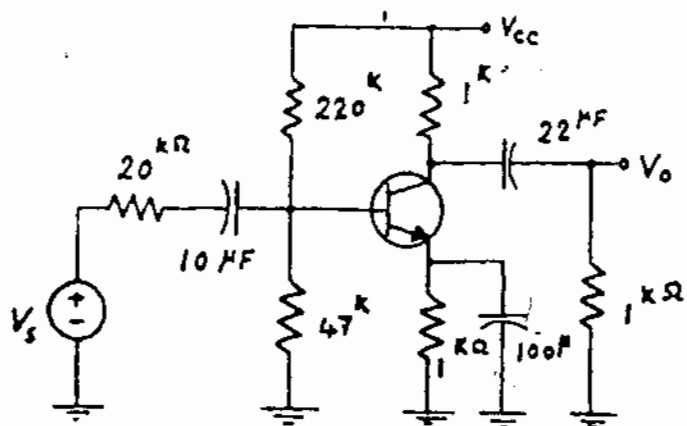
۱. مطلوبت محاسبه

خازنهای کوپلر و

bypass در مدار شکل (1-13)،

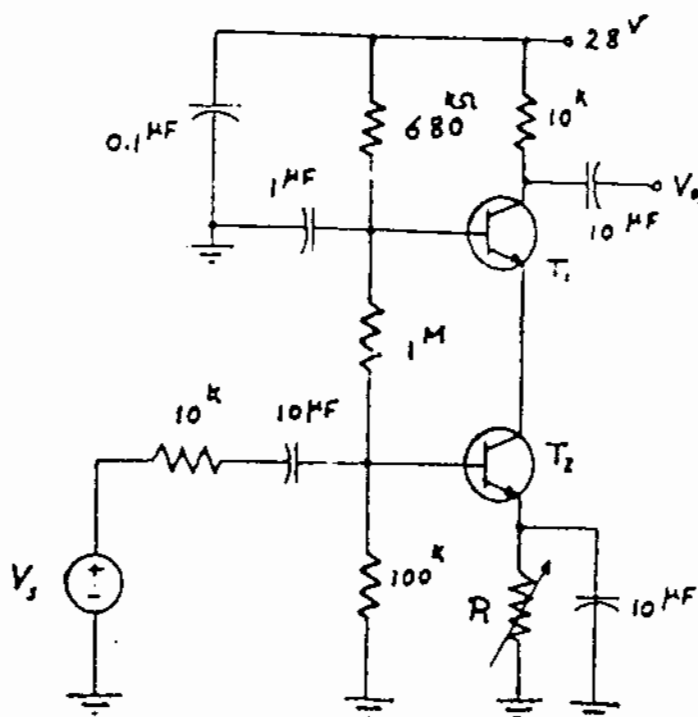
برای آنکه فرکانس قطع پایین بیشتر از

$10^{12}$  شود.



شکل (۱-۱۴)

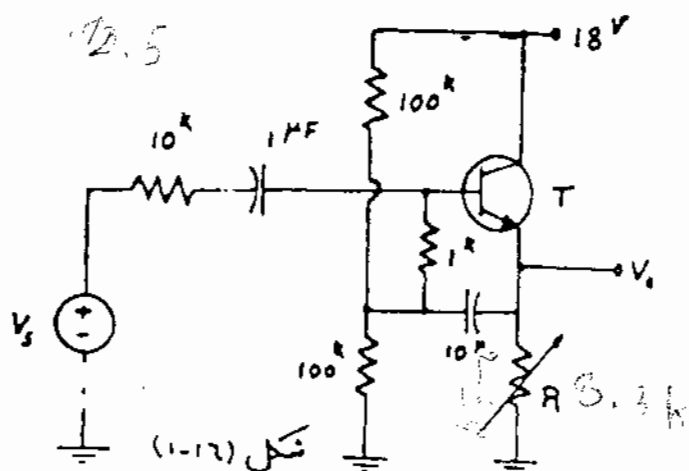
۲. مطلوبت رسم  $|A_{v(m)}|$  و محاسبه  
فرکانس قطع پایین برای  
تنویت کننده شکل (۱-۱۴).  
( $h_{ie}=1^k$  ,  $h_{fe}=200$ )



شکل (۱-۱۵)

۳. تنویت کننده شکل (۱-۱۵) را  
در نظر بگیرید.

الف: معادلت  $R$  را طوری  
بدست آورید که جریان کلکتور ترانزیستور  
برابر  $0.1^mA$  شود.  
ب:  $|A_{v(m)}|$  را رسم کرده و فرکانس  
قطع پایین را محاسبه نمایید.  
( $V_{be(on)}=0.7^V$  ,  $h_{fe}=250$ )



شکل (۱-۱۶)

۴. تنویت کننده شکل (۱-۱۶) را  
در نظر بگیرید.

الف: معادلت  $R$  را برای  
 $I_c=1^mA$   
تعیین نمایید.  
ب: فرکانس قطع پایین را بطور  
تقریبی محاسبه کنید.  
 $317Hz$

## ۲- فرکانسهای میانی Mid Frequency Range

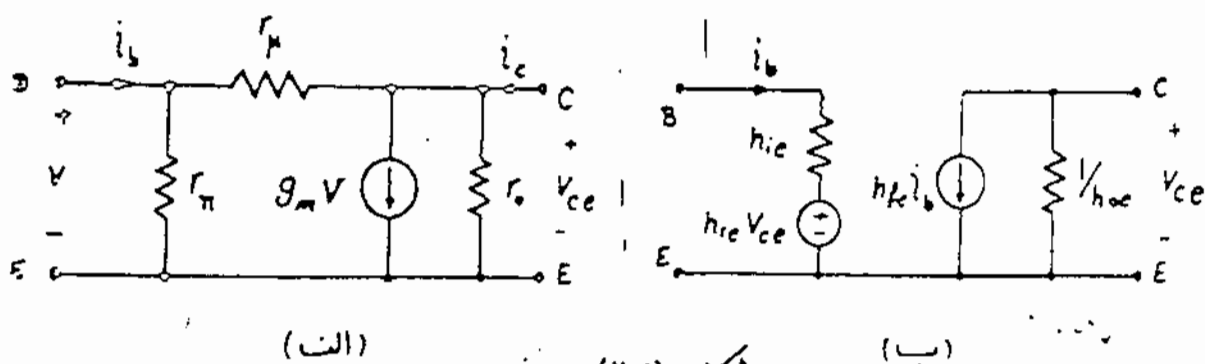
در فرکانسهای میانی همانطوریکه گفته شد تمام خازنهای bypass و کاپاسیتور اتصال کوتاه و خازنهای داخلی ترانزیستور اتصال باز در نظر گرفته می شود. تمامی محاسبات و حل مسائلی که قبلاً داشتیم در فرکانسهای میانی بوده است. لذا دانشجویان آشنایی کامل با این آشنایی داشته و دیگر بحثی در این مورد لازم نیست.

تا حال در فرکانسهای پایین و میانی مدل هیبرید را برای آشنایی سیکنالهای کوچک بکار می بردیم حال بایکی دیگر از مدل های «small signal» که مدل « $\pi$ » (PI) نامیده می شود آشنایی شویم.

(۲-۱) مدل  $\pi$  ترانزیستور در فرکانسهای میانی و پایین:

The hybrid- $\pi$  equivalent circuit in low and mid frequency:

شکل (۲-۱ الف) مدل  $\pi$  و شکل (۲-۱ ب) مدل هیبرید یک ترانزیستور را نشان می دهد.



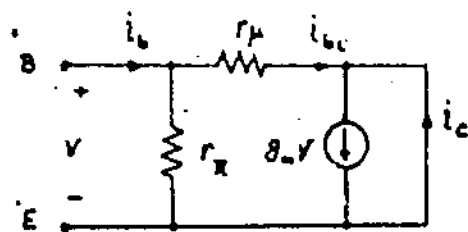
شکل (۲-۱)

$$\begin{cases} V_{be} = h_{ie} i_b + h_{re} V_{ce} \\ i_c = h_{fe} i_b + h_{oe} V_{ce} \end{cases}$$

حال پارامترهای مدل  $\pi$  را بر حسب پارامتر

مدل  $h$  بدست می آوریم.

$$h_{ie} = \left. \frac{V_{be}}{i_b} \right|_{V_{ce}=0} = r_{\pi} \parallel r_{\mu} = \frac{r_{\pi} r_{\mu}}{r_{\pi} + r_{\mu}} \quad h_{fe} = \left. \frac{V_{be}}{V_{ce}} \right|_{i_b=0} = \frac{r_{\pi}}{r_{\pi} + r_{\mu}}$$



شکل (۲-۲)

شکل (۲-۲) مدل دینایکی، رفتی که  $V_{ce}=0$  را نشان می دهد.

$$i_c = g_m V - i_{bc} \quad (I)$$

$$i_{bc} = \frac{V}{r_{\mu}} \quad (II) \quad i_b = \frac{V}{r_{\pi}} + i_{bc} \quad (III) \quad h_{fe} = \left. \frac{i_c}{i_b} \right|_{V_{ce}=0}$$

$$(I), (II), (III) \Rightarrow h_{fe} = \frac{g_m V - \frac{V}{r_{\mu}}}{\frac{V}{r_{\pi}} + \frac{V}{r_{\mu}}} = \frac{r_{\pi} (r_{\mu} g_m - 1)}{r_{\mu} + r_{\pi}}$$

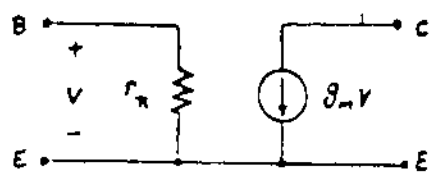
$$h_{oe} = \left. \frac{i_c}{V_{ce}} \right|_{i_b=0} \quad i_c = \frac{V_{ce}}{r_o} + g_m V + \frac{V_{ce}}{r_{\pi} + r_{\mu}} \quad V = \frac{r_{\pi}}{r_{\pi} + r_{\mu}} V_{ce}$$

$$\Rightarrow h_{oe} = \frac{r_{\pi} + r_{\mu} + r_o + g_m r_{\pi} r_o}{r_o (r_{\pi} + r_{\mu})}$$

در عمل می شود که در خروجی صاف تر از بزرگ  $r_{\mu}$  خیلی بزرگ شود در

$$r_{\mu} \rightarrow \infty \Rightarrow \begin{cases} V_{be} = r_{\pi} i_b \\ i_c = r_{\pi} g_m i_b + \frac{1}{r_o} V_{ce} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} h_{ie} = r_{\pi}, h_{re} = 0 \\ h_{fe} = r_{\pi} g_m, h_{oe} = \frac{1}{r_o} \end{cases}$$

$$r_{\pi} = h_{ie} = h_{fe} \frac{25 mV}{I_c} \Rightarrow g_m = \frac{I_c}{25 mV} \Rightarrow \boxed{g_m = 40 I_c}$$



شکل (۲-۳)

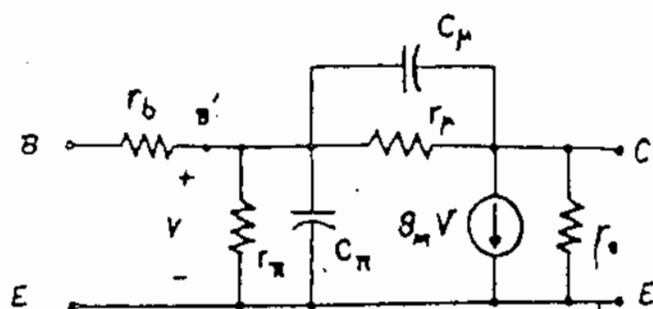
در بعضی از مواقع از  $r_o$  نیز صرف نظر می شود و مدار بصورت شکل (۲-۳) ساده می شود.

### ۳. فرکانسهای بالا $\text{High frequency Range}$

دیدیم که در فرکانسهای پدین خازنهای کوپلاژ و bypass رفتار مدار تقویت کننده را تغییر می‌کند. ولی در فرکانسهای بالا محدودیت فرکانس را خازنهای داخلی ترانزیستور تغییر می‌کند در اینجا ما ابتدا مدل ترانزیستور در این فرکانسها را گفته و سپس به آرایشهای مختلف ترانزیستور در این فرکانسهای پردازیم.

(۳-۱) مدل ترانزیستورهای BJT و FET در فرکانسهای بالا :

شکل (۳-۱) مدل  $\pi$  ترانزیستور در فرکانسهای بالا را نشان می‌دهد.

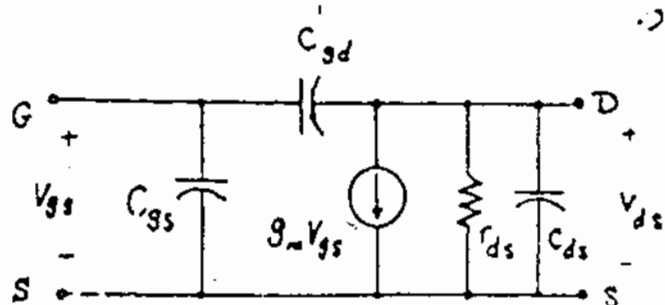


شکل (۳-۱)

که  $C_\pi$  خازن بین بیس را میسر  
و  $C_\mu$  خازن بین کلکتور و بیس  
هستند.  
معمولاً  $C_\mu \ll C_\pi$  که

$C_\mu$  در حدود چندین پیکو فاراد و  $C_\pi$   
در حدود چند صد پیکو فارادی باشد.

$r_b$  مقاومت کوچکی است که در فرکانسهای خیلی بالا که  $C_\pi$  بهررت اتصال کوتاه عمل می‌کند مقاومت ورودی را تغییر می‌کند. در ضمن در اغلب مواقع بهت کوچک بودن  $r_b$  از آن صرف نظر می‌شود.



شکل (۳-۲)

شکل (۳-۲) مدل FET را در  
فرکانسهای بالا نمایش می‌دهد.

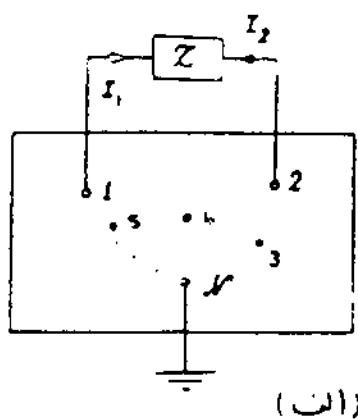
که  $C_{gs}$  خازن بین گیت و سورس و  $C_{gd}$  خازن بین گیت و درین و  $C_{ds}$  خازن بین درین و سورس می باشند.

بدلیل اینکه امپدانس ورودی  $FET$  شامل قسمت مقاومتی نمی باشد در فرکانسهای بالا خازن معادل ورودی  $FET$  اهمیت فراوانی در فریب تقویت دارد. در مورد  $FET$  در فرکانسهای بالا بیشتر از این بحث نمی کنیم و تمامی نتایج مشابه ترانزیستورهای معمولی بدست می آیند.

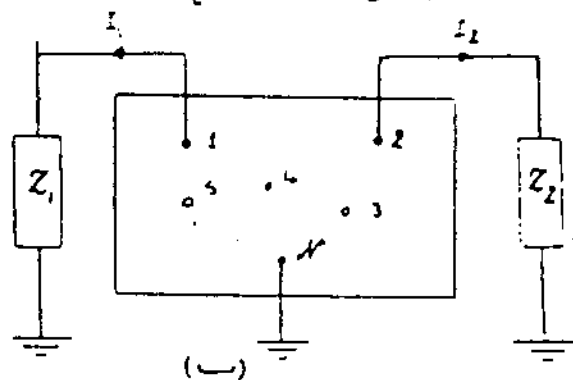
Miller's Theorem:

قضیه میلر: (۳-۲)

هرگاه یک شبکه دارای  $k$  گره باشد، اگر یکی از این گره ها بعنوان مرجع (زمین) در نظر گرفته شود و بین دو گره بقیه (۱)، (۲) امپدانس  $Z$  درج شده باشد [شکل (۳-۳) (الف)].



(الف)



(ب)

شکل (۳-۳)

می توان بجای  $Z$  در امپدانس  $Z_1$ ،  $Z_2$  را از نقاط (۱)، (۲) به زمین وصل کرد [شکل (۳-۳) (ب)] و تقریبی در مدار رخ ندهد، در صورتیکه

$$k = \frac{V_2}{V_1} \quad , \quad Z_1 = \frac{Z}{1-k} \quad , \quad Z_2 = \frac{kZ}{k-1} \quad \text{باشد.}$$

$$Z_1 = \frac{V_1}{I_1} = \frac{V_1}{\frac{V_1 - V_2}{Z}} = \frac{Z}{1 - \frac{V_2}{V_1}} \Rightarrow$$

$$Z_1 = \frac{Z}{1-k}$$

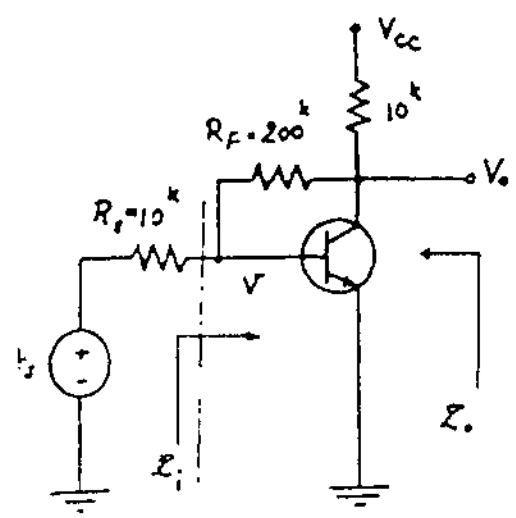
اثبات:

$$Z_2 = \frac{V_2}{I_2} = \frac{V_2}{\frac{V_2 - V_1}{Z}} = \frac{Z}{1 - 1/k} \Rightarrow \boxed{Z_2 = \frac{kZ}{k-1}}$$

توجه: در این روش مقدار تفریب  $k$  را باید داشته باشیم.

مثال (۳-۲) در تفریب کننده شکل (۳-۲)،

مطلوبت  $Z_i$ ،  $Z_o$ ،  $A_v$   
 ( $r_x = 1.1 \text{ k}\Omega$ ،  $g_m = 50 \text{ mS}$ )



شکل (۳-۲)

حل: اگر بخواهیم از روش مستقیم استفاده را حل  
 نایم. محاسبات آن کمی پیچیده می باشد. دم نتیجه از  
 قضیه میلر استفاده می کنیم.

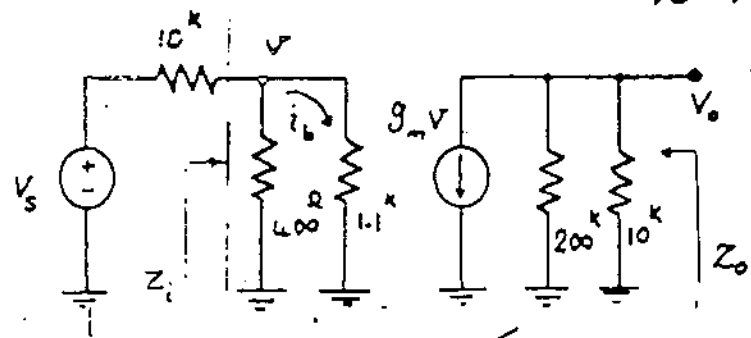
اگر ابتدا از مقاومت  $R_F = 200 \text{ k}\Omega$  در خروجی مرتظر کنیم

$$k \approx \frac{V_o}{V_s} \approx -g_m R_C \quad k = -50 \times 10 = -500 \Rightarrow Z_i = \frac{R_F}{1 - k} = \frac{200 \text{ k}}{1 - (-500)} = \boxed{400 \text{ }\Omega}$$

$$Z_2 = \frac{kZ}{k-1} \approx \boxed{200 \text{ k}\Omega}$$

شکل (۳-۵) مدار معادل ساده شده.

توسط قضیه میلر را نشان می دهد.



شکل (۳-۵)

$$Z_i = 400 \text{ }\Omega \parallel 1.1 \text{ k} = \boxed{293.3 \text{ }\Omega}$$

$$Z_o = 200 \text{ k} \parallel 10 \text{ k} = \boxed{9.52 \text{ k}\Omega}$$

$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = \frac{v_o}{V} \frac{V}{V_s} = -g_m (200 \parallel 10) \frac{Z_i}{Z_i + 10} = -50 \times 9.52 \times \frac{293.3}{293.3 + 10^4} = \boxed{-13.56}$$



حال اگر دوباره مقدار  $k$  را بدست آوریم

$$k = -g_m (200 \parallel R_c) = -476.2$$

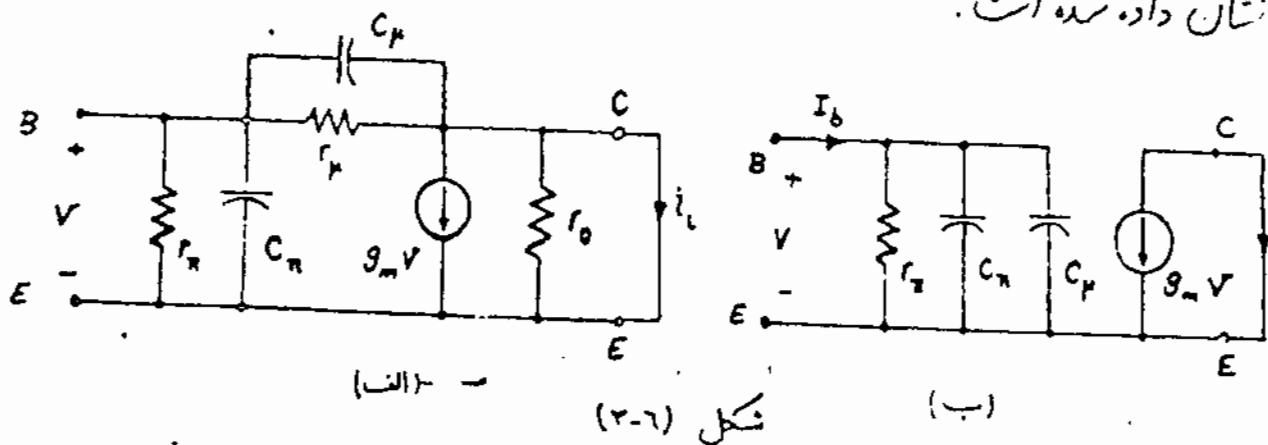
دیده می شود که  $k \approx -500$  تقریب خوبی بوده است.

### (۳-۳) آرایشهای مختلف ترانزیستور در فرکانسهای بالا :

الف، آرایش امیتر مشترک: The Common Emitter Configuration:

این آرایش را در فرکانسهای پایین بررسی کردیم حال به خواص این آرایش در فرکانسهای بالای پردازیم.

- ضریب تقویت جریان اتصال کوتاه در C.E.  
برای آرایش فرکانس ابتدا یک مدار تقویت کننده C.E. در نظر گرفته که کاپسور -  
امیتر اتصال کوتاه.  $(R_L = 0)$  باشد. مدل دینامیکی این مدار در شکل (۳-۶-الف) نشان داده شده است.



اگر  $r_o$  را به خاطر بزرگ بودن آن در نظر نگیریم و از جریان  $C_\mu$  در متناهی  $g_m v$  نیز نظر کنیم شکل نمر (۳-۶-ب) بدست می آید که  $I_b$  و  $I_c$  دامنه جریانهای سیگنال می باشند.

$$V = I_b \left[ r_{\pi} \parallel (C_{\pi} + C_{\mu})^* \right] = \frac{\frac{r_{\pi}}{j\omega(C_{\pi} + C_{\mu})} I_b}{r_{\pi} + \frac{1}{j\omega(C_{\pi} + C_{\mu})}} \Rightarrow V = \frac{r_{\pi}}{1 + j\omega(C_{\pi} + C_{\mu})r_{\pi}} I_b$$

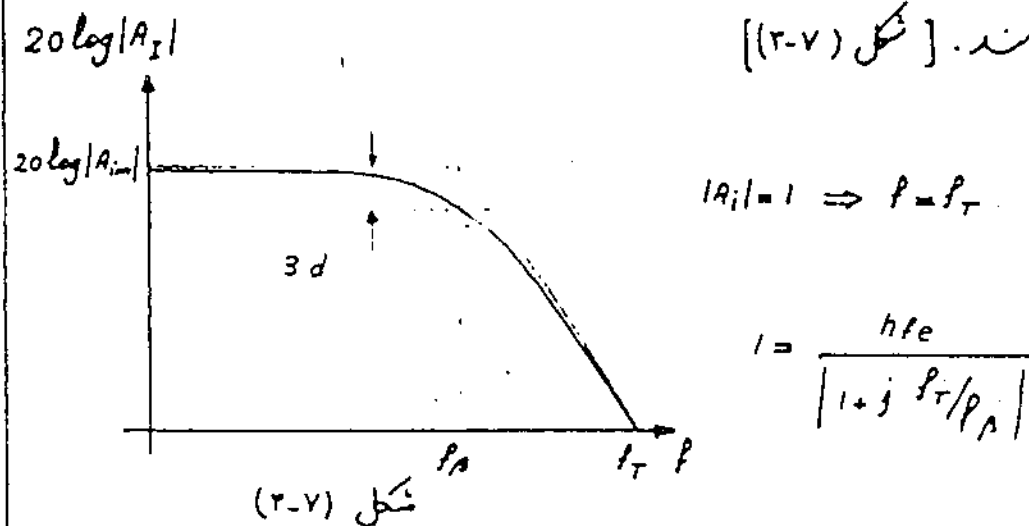
$$A_i = \frac{I_c}{I_b} = \frac{-g_m V}{I_b} = \frac{-g_m r_{\pi}}{1 + j\omega(C_{\pi} + C_{\mu})r_{\pi}} = \frac{-h_{fe}}{1 + j f/f_{\beta}} \Rightarrow \boxed{f_{\beta} = \frac{1}{2\pi(C_{\pi} + C_{\mu})r_{\pi}}}$$

فرکانس قطع 3dB مدار اتصال کوتاه C.E. را  $f_{\beta}$  می‌نامند.

(Cut off frequency)

در فرکانسی که در آن ضرب تقویت جریان اتصال کوتاه مدار C.E. برابر واحد شود را

فرکانس  $f_T$  می‌نامند. [شکل (۷-۲)] در نتیجه:



$$\Rightarrow |1 + j f_T / f_{\beta}| = h_{fe} \quad h_{fe} \gg 1 \Rightarrow \frac{f_T}{f_{\beta}} = h_{fe} \Rightarrow \boxed{f_T = h_{fe} f_{\beta}}$$

$f_T$  به حاصلضرب ضرب تقویت جریان اتصال کوتاه در پهنای باند شبیهی گویند.

(Short circuit current-gain-bandwidth product)

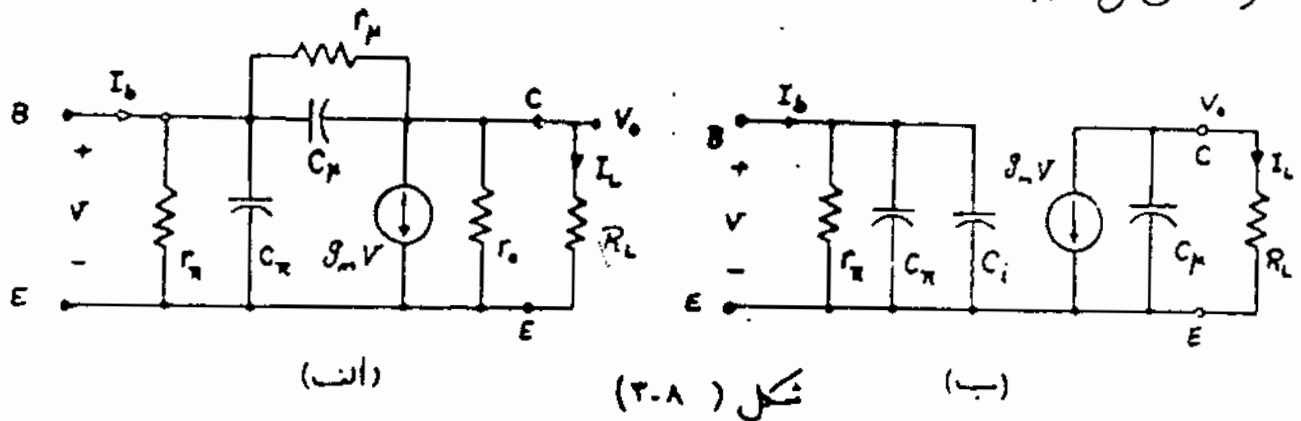
$$f_T = h_{fe} f_{\beta} = \frac{h_{fe}}{2\pi(C_{\pi} + C_{\mu})r_{\pi}} = \frac{g_m r_{\pi}}{2\pi(C_{\pi} + C_{\mu})r_{\pi}} \approx \frac{g_m}{2\pi C_{\pi}}$$

با فرض  $C_{\mu} \ll C_{\pi}$

پس با داشتن  $f_T$  می‌توان  $C_{\pi}$  را محاسبه کرد.

- ضرب نفوذت جریان با بار اهمی؛

شکل (۳-۸) مدار معادل فرکانس بالا یک نفوذت کننده C.E. با بار  $R_L$  را نشان می دهد.



از  $r_o$ ،  $r_\mu$  و  $C_\mu$  استفاده می کنیم. بظاهر بزرگ بودنشان مرتفع می کنیم. و از تقصیه میله برای خازن

$$\beta = \frac{V_o}{V} \approx \frac{-g_m R_L}{1} = -g_m R_L$$

$$Z_i = \frac{Z}{1 - \beta} = \frac{\frac{1}{j\omega C_\mu}}{1 + g_m R_L} = \frac{1}{j\omega (1 + g_m R_L) C_\mu} \Rightarrow \boxed{C_i = (1 + g_m R_L) C_\mu}$$

$$Z_o = \frac{kZ}{k - 1} = \frac{g_m R_L \frac{1}{j\omega C_\mu}}{g_m R_L + 1} \Rightarrow \boxed{C_o = \frac{1 + g_m R_L}{g_m R_L} C_\mu}$$

$$\boxed{C_o \approx C_\mu} \quad \text{اگر } g_m R_L \gg 1 \text{ آنگاه:}$$

شکل (۳-۸) ب) مدل دینامیکی ساده شده توسط تقصیه میله را نشان می دهد. چونکه ثابت زمانی که توسط  $C_\mu$  در خروجی بوجود می آید  $\tau_o = R_L C_\mu$  خیلی کوچک است. معمولاً می توان از آن در مقابل ثابت زمانی ورودی  $\tau_i$  مرتفع کرد در این صورت خواهیم داشت:

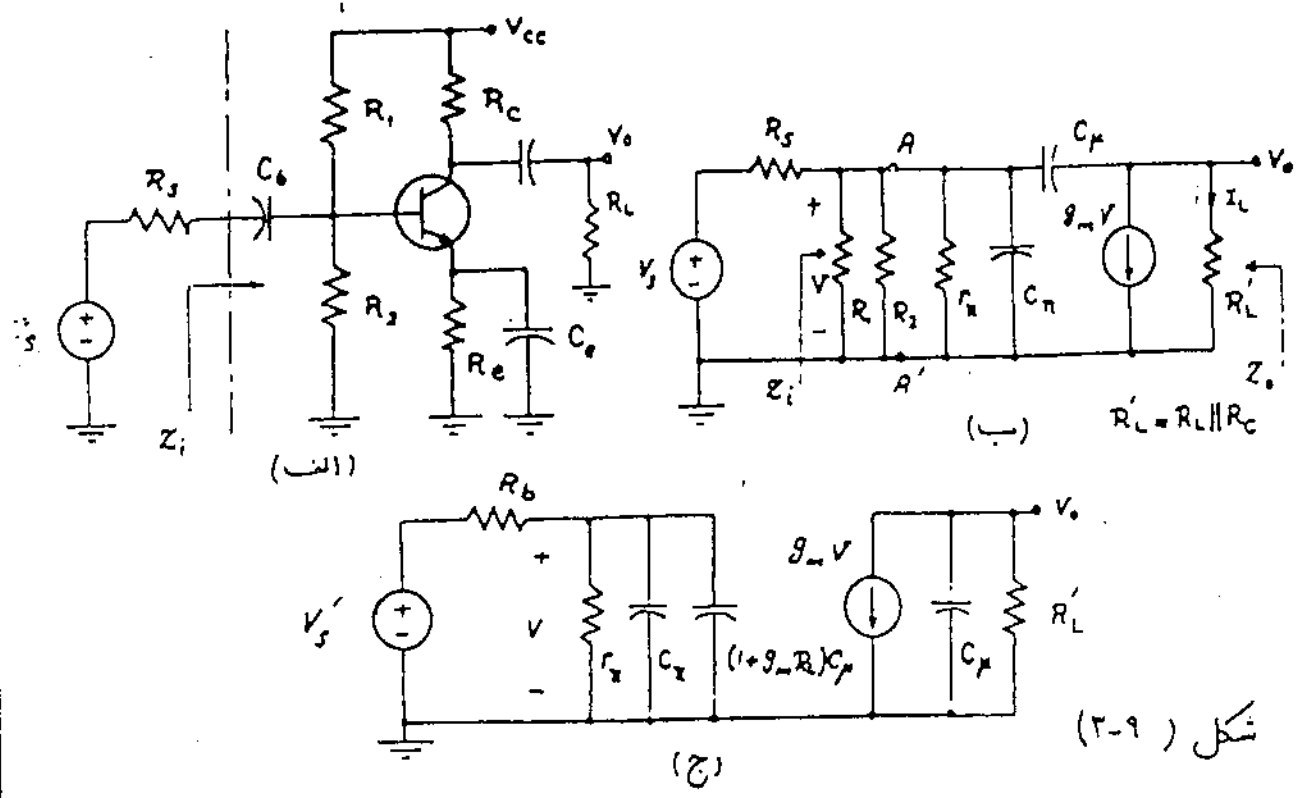
$$V = I_b \left\{ r_\pi \parallel [C_\pi + (1 + g_m R_L) C_\mu] \right\}, \quad A_i = \frac{I_o}{I_b} = \frac{-g_m V}{I_b} = \frac{-hfe}{1 + j\omega r_\pi [C_\pi + C_\mu (1 + g_m R_L)]}$$

$$A_i = \frac{-hfe}{1 + j f/f_H} \Rightarrow \boxed{f_H = \frac{1}{2\pi r_{\pi} [C_{\pi} + (1 + g_m R_L) C_{\mu}]}} \Rightarrow f_H < f_B$$

که  $f_H$  فرکانس قطع 3dB برای این مدار می باشد.

- آنالیز یک مدار کامل C.E. :

شکل (۳-۹-ا) مدار یک تقویت کننده C.E. را نشان می دهد.



شکل (۳-۹)

اگر از مدار معادل نوین  $AA'$  بگذاریم:  $R_b = R_1 \parallel R_2 \parallel R_3$   $V_s' = \frac{R_1 \parallel R_2}{R_1 \parallel R_2 + R_3} V_s$

شکل (۳-۹-ب) مدل دینامیکی در فرکانس بالا، شکل (۳-۹-ج) مدل ساده شده مدار را نشان می دهد، با توجه به شکل (۳-۹-ب) داریم:

- امپدانس ورودی:  $Z_i = (R_1 \parallel R_2 \parallel r_{\pi}) \parallel [C_{\pi} + (1 + g_m R_L') C_{\mu}]$

- امپدانس خروجی:  $Z_o = R_L' \parallel C_{\mu}$

- ضریب تقویت ولتاژ:

باتوجه به شکل ( ۹-۲-ج )، اگر از اثر خازن  $C_\mu$  در خروجی صرف نظر کنیم:

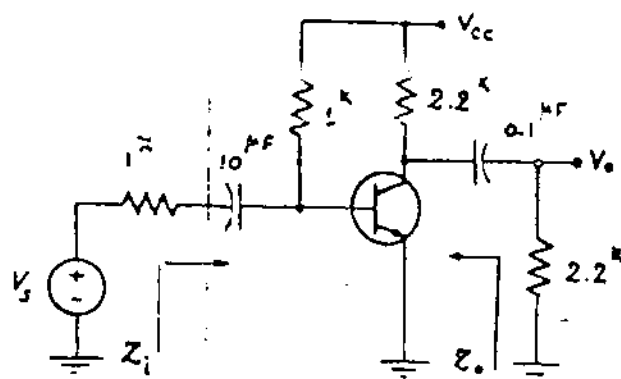
$$V = \frac{\frac{r_\pi}{r_\pi + R_b} \xrightarrow{\text{تقسیم ولتاژ در فرکانس صفر}} V_s'}{1 + j\omega (R_b \parallel r_\pi) [C_\pi + C_\mu (1 + g_m R'_L)]} V_s'$$

ثابت زمانی ورودی مدار

$$A_V = \frac{V_o}{V_s} = \frac{-g_m R'_L V}{V_s} = \frac{-g_m R'_L V}{V_s'} \times \frac{V_s'}{V_s} = \frac{R_1 \parallel R_2}{R_1 \parallel R_2 + R_b} \times \frac{-g_m \frac{r_\pi}{r_\pi + R_b} R'_L}{1 + j\omega (R_b \parallel r_\pi) [C_\pi + C_\mu (1 + g_m R'_L)]}$$

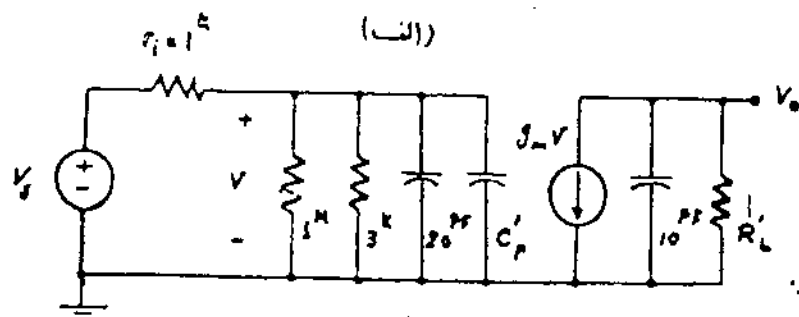
$$\Rightarrow A_V = \frac{A_{V_0}}{1 + j f / f_H} \Rightarrow$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi (r_\pi \parallel R_b) [C_\pi + C_\mu (1 + g_m R'_L)]}$$



(مثال) مطلوبست فرکانس قطع بالا و  $Z_i$ ،  $Z_o$ ،  $A_V$  برای مدار ترزیت کننده شکل (۱۰-۳-الف).

$$(r_\pi = 3k\Omega, C_\mu = 10pF, C_\pi = 20pF, \beta = 300)$$



حل: شکل (۱۰-۳-ب) مدار معادل دینایکی تقویت کننده را در فرکانسهای بالا نمایش می دهد.

$$g_m = \frac{\beta}{r_\pi} = \frac{300}{3} = 100 mS \quad R'_L = 2.2 \parallel 2.2 = 1.1 k\Omega$$

$$C'_\mu = C_\mu (1 + g_m R'_L) = 10 pF (1 + 100 \times 1.1) = 1.1 nF$$

$$= (1k \parallel 3k) \parallel (20 pF + 1.1 nF) = \frac{3 \times 10^3 \times \frac{1}{j\omega 1.13 \times 10^{-6}}}{3 \times 10^3 + \frac{1}{j\omega 1.13 \times 10^{-6}}} = \frac{300}{1 + j\omega 339 \times 10^{-6}}$$

$$Z_o = R_L \parallel C_\mu = \frac{2200}{1 + j\omega 2.2 \times 10^{-8}}$$

$$A_v = \frac{\frac{r_\pi}{r_\pi + r_i} \times (-g_m R'_L)}{1 + j\omega (C'_\mu + C_\pi)(r_\pi \parallel r_i)}$$

$$\Rightarrow A_v = \frac{\frac{3}{3+1} (-100 \times 1.1)}{1 + j\omega 1.13 \times 10^{-9} \times 0.75 \times 10^3} = \frac{-82.5}{1 + j\omega 8.475 \times 10^{-7}}$$

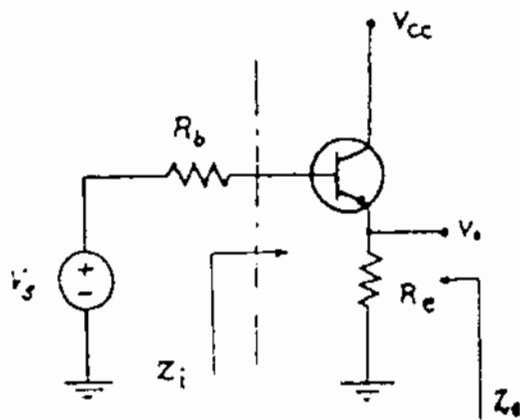
$$f_H = \frac{1}{2\pi \times 8.475 \times 10^{-7}} = 188 \text{ kHz}$$

برای بدست آوردن  $A_v$  از اثر خازن  $C_\mu$  در خروجی صرف نظر می کنیم:

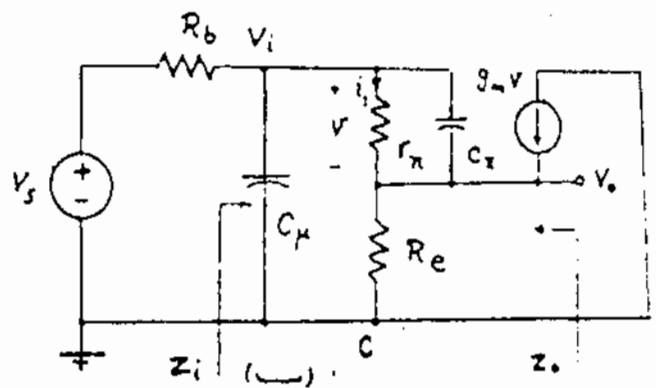
فرکانس قطع بالا:

ب- آرایش کلکتور مشترک: The Common Collector configuration:

شکل (۳-۱۱) مدار یک ترانزیستور C.C. در شکل (۳-۱۲) مدار معادل آنرا در فرکانسهای بالا نشان می دهد.



شکل (۳-۱۱)



شکل (۳-۱۲)

از آنجا که بررسی دقیق این مدار مستلزم محاسبات زیادی است لذا بر سبب تناسبات تقریبی مدار را مورد بررسی قرار می دهیم.

در فرکانسهای مورد نظر جریان خازن  $C_\pi$  خیلی کمتر از جریان  $r_\pi$  می باشد در نتیجه جریان معادست  $R_e$  تقریباً برابر  $i_b (1+\beta)$  می شود.

$$Z_\pi = C_\pi \parallel r_\pi$$

$$\beta \approx g_m Z_\pi = g_m (C_\pi \parallel r_\pi) \approx g_m r_\pi$$

$$Z_i = C_p \parallel [r_n \parallel C_n + (1+\beta) R_e]$$

- امپدانس ورودی:

$$Z_o \approx R_e \parallel \left[ \frac{(R_b \parallel C_p) + (r_n \parallel C_n)}{1+\beta} \right]$$

- امپدانس خروجی:

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{v_o}{v_i} \frac{v_i}{v_s}$$

- ضریب تقویت ولتاژ:

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{(1+\beta) R_e}{(1+\beta) R_e + (r_n \parallel C_n)}$$

$$A_v = \frac{(1+\beta) R_e}{(1+\beta) R_e + (r_n \parallel C_n)} \times \frac{Z_i}{Z_i + R_b}$$

بهت بزرگ بودن اثر  $R_e$  نسبت به  $(r_n \parallel C_n)$  می توان از اثر  $C_n$  در مقابل  $C_p$  مرتقل کرد. در نتیجه داریم:

$$A_v \approx \frac{C_p \parallel (1+\beta) R_e}{C_p \parallel (1+\beta) R_e + R_b} = \frac{\frac{(1+\beta) R_e}{1 + j\omega C_p}}{\frac{(1+\beta) R_e}{1 + j\omega C_p} + R_b}$$

$$A_v \approx \frac{(1+\beta) R_e}{R_b + (1+\beta) R_e + R_b (1+\beta) R_e j\omega C_p} = \frac{(1+\beta) R_e}{R_b + (1+\beta) R_e} \cdot \frac{1}{1 + j\omega [R_b \parallel (1+\beta) R_e] C_p} = \frac{A_{v_0}}{1 + j f/f_H}$$

$$\Rightarrow f_H = \frac{1}{2\pi C_p [R_b \parallel (1+\beta) R_e]}$$

که  $f_H$  تقریب خوبی برای  
فرکانس قطع 3dB می باشد.

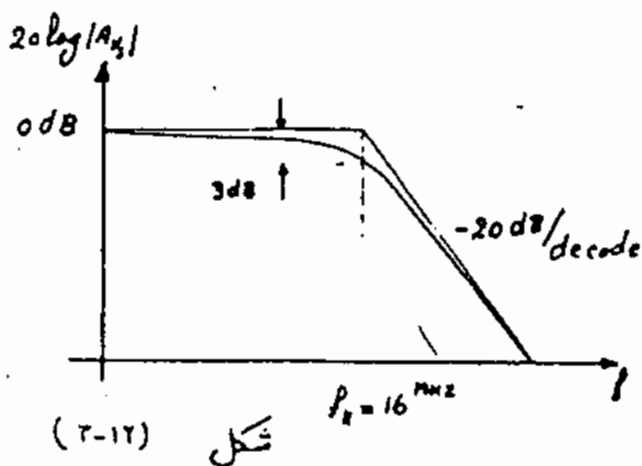
مثال) در صورتیکه در مدار شکل (۱۱-۲-۱)  $r_n = 3 \text{ k}\Omega$ ،  $R_e = 1 \text{ k}\Omega$ ،  $R_b = 1 \text{ k}\Omega$  (۱۱-۲-۱)  $C_p = 10 \text{ pF}$ ،  $C_n = 20 \text{ pF}$ ،  $\beta = 300$  باشد. مطلوب رسم  
فرکانس  $|A_v|$  بر حسب فرکانس (هرتز)  $\frac{|v_o|}{|v_s|}$

حل: چون مدار خازن کربلاژد bypass ندارد در نتیجه ضرب ثنویت رنناژ مدار برای فرکانسهای پایین و فرکانسهای میان برابر است.

$$A_{V_o} = \frac{(1+\beta) R_e}{R_b + (1+\beta) R_e} = \frac{(1+300) \times 1^k}{3^k + 1^k + (1+300) \times 1^k} = 0.99$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi \times 10^6 \times [1^k \parallel (1+300) \times 1] \times 1000} \approx 16 \text{ MHz}$$

فرکانس قطع بالا

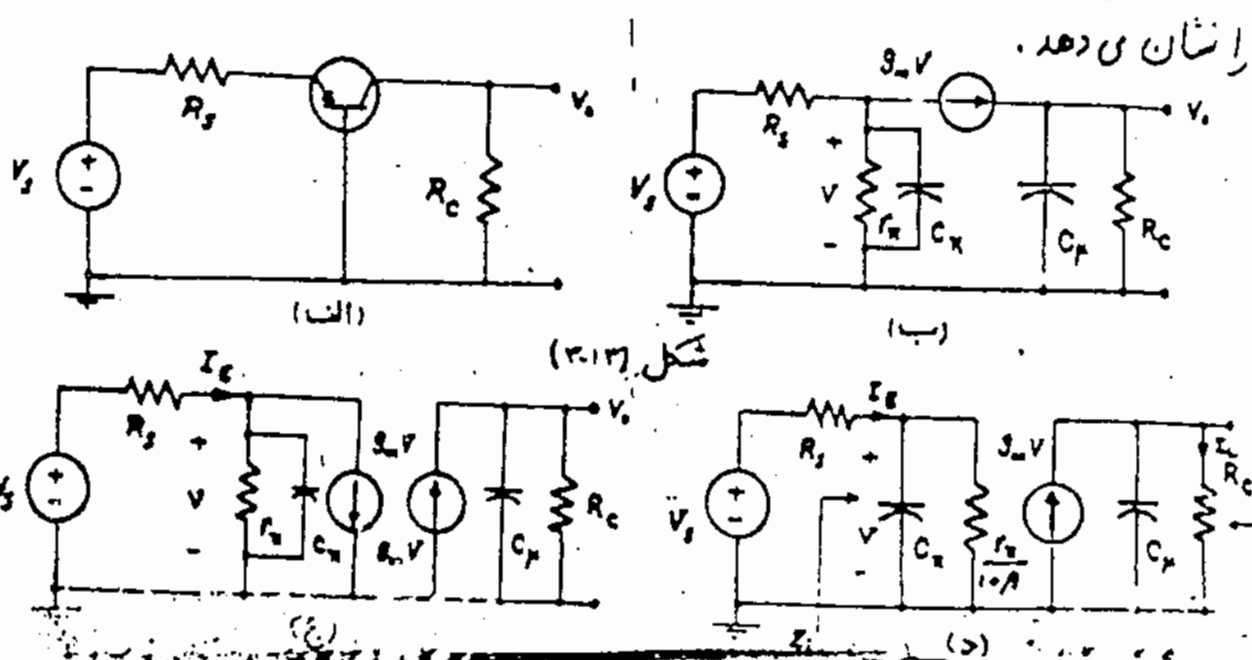


$$A_{V_o} = \frac{0.99}{1 + j f / 16 \times 10^6}$$

شکل (۳-۱۲)  $20 \log |A_{V_o}|$  رابرب  $f$  نشان می دهد.

ج- مدار بیس مشترک: The common Base configuration:

شکل (۳-۱۳) مدار یک ثنویت کننده C.B. بدون در نظر گرفتن بایاسینگ





و شکلهای (۳-۱۲ ب و ج و د) هر یک مدار معادل ساده شده دیگری می باشند.  
ابتدا ضرب تقویت جریان اتصال کوتاه، ( $R_c = \infty$ ) را بدست می آوریم:

$$V = I_E \left[ C_{\pi} \parallel \left( \frac{r_{\pi}}{1+\beta} \right) \right] \quad A_I = \frac{I_L}{I_E} = \frac{g_m V}{I_E} = \frac{g_m \frac{r_{\pi}}{1+\beta}}{1 + j\omega C_{\pi} \frac{r_{\pi}}{1+\beta}}$$

$$A_I \approx \frac{\alpha}{1 + j\omega \frac{C_{\pi} r_{\pi}}{1+\beta}} = \frac{\alpha}{1 + j f / f_{\alpha}} \Rightarrow$$

$$f_{\alpha} = \frac{1+\beta}{2\pi C_{\pi} r_{\pi}}$$

که  $f_{\alpha}$ ، فرکانس قطع 3dB ضرب تقویت جریان اتصال کوتاه، مدار بیس مشترک می باشد.

$$f_{\alpha} = (1+\beta) f_{\beta} = f_T$$

دیده می شود که فرکانس قطع مدار

C.B. برابر فرکانس قطع مدار

C.E. است در نتیجه آرایش C.B. بهای باند بیشتری نسبت به C.E. دارد. زیرا

هیس دلیل اغلب مدار C.B. در فرکانسهای بالا استفاده می شود.

حال با توجه به شکل (۳-۱۲ د) و با فرض ( $R_c \neq \infty$ ) داریم:

$$Z_i = \left( \frac{r_{\pi}}{1+\beta} \right) \parallel C_{\pi}$$

$$Z_o = C_{\mu} \parallel R_c$$

$$A_V = \frac{v_o}{v_s} = \frac{v_o}{V} \frac{V}{v_s} = g_m Z_o \times \frac{Z_i}{Z_i + R_s} = \frac{\frac{\beta R_c}{r_{\pi} + (1+\beta) R_s}}{(1 + j\omega R_c C_{\mu}) \left[ 1 + j\omega C_{\pi} \left( R_s \parallel \left( \frac{r_{\pi}}{1+\beta} \right) \right) \right]}$$

$$A_V = \frac{A_{V_o}}{(1 + j f / f_1) (1 + j f / f_2)}$$

که قطبهای تابع شبکه در مرکبهای  $f_1$  و  $f_2$  می باشند.

در فرکانس قطع 3dB

توجه به  $f_1$  و  $f_2$

بدست می آید.

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_c C_{\mu}}$$

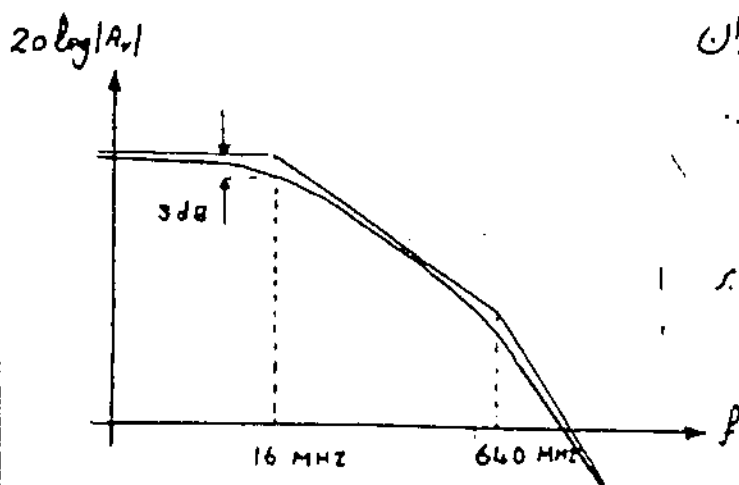
$$f_2 = \frac{1}{2\pi C_{\pi} \left[ R_s \parallel \left( \frac{r_{\pi}}{1+\beta} \right) \right]}$$

مثال) محاسبه فرکانس قطع بالا برای مدار شکل (۳-۱۳) در صورتیکه  $\beta = 100$  ،  $C_{\mu} = 10^{PF}$  ،  $C_{\pi} = 20^{PF}$  ،  $R_C = 1^{k\Omega}$  ،  $r_{\pi} = 2.5^{k\Omega}$  ،  $R_S = 25^{\Omega}$  باشد.

حل: 
$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_C C_{\mu}} = \frac{1}{2\pi \times 1000 \times 10^{PF}} = 16 \text{ MHz}$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi C_{\pi} \left( R_S \parallel \frac{r_{\pi}}{1+\beta} \right)} = \frac{1}{2\pi \times 20^{PF} \left( 25 \parallel \frac{2500}{101} \right)} = 640 \text{ MHz}$$

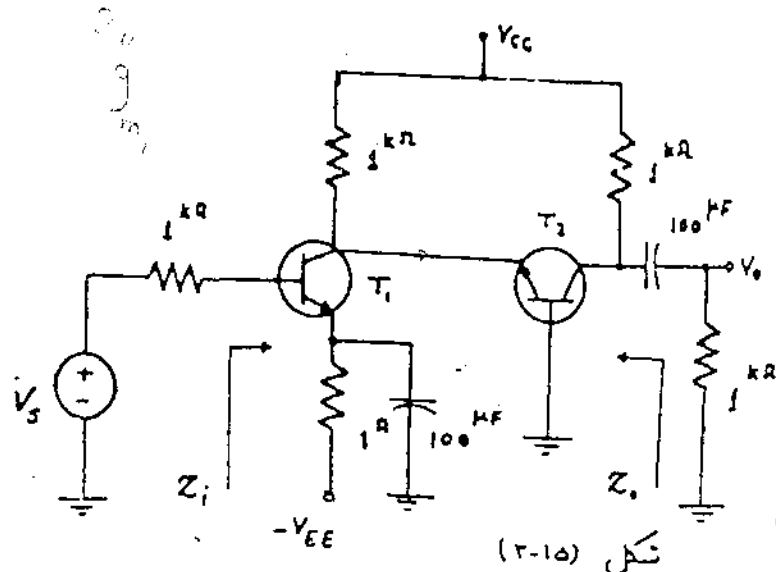
باتوجه به اینکه  $f_1 \ll f_2$  است در نتیجه قطبها به اندازه کافی از هم دور هستند پس فرکانس قطع بالا را با تقریب بسیار خوبی می توان به  $f_1 = 16 \text{ MHz}$  اختصاص داد.



شکل (۳-۱۴)  $20 \log |A_v|$  را بر حسب  $f$  نشان می دهد.

شکل (۳-۱۴)

تمرین:



مطلوبست رسم  $|A_v(j\omega)|$  ،  $|Z_i(j\omega)|$  ،  $|Z_o(j\omega)|$  بر حسب  $f$  ، برای شکل (۳-۱۵) و بدست آوردن فرکانس قطع پایین و فرکانس قطع بالا.   
  $(\mu = 20, r_{\pi} = 1^{k\Omega}, C_{\mu} = 5^{PF}, C_{\pi} = 50^{PF})$

شکل (۳-۱۵)

تمرین : « بررسی کلی مشغله فرکانس یک تقویت کننده »

تقویت کننده شکل (۳-۱۶) را در نظر بگیرید. مقادیر المانهای این تقویت کننده عبارتند از:

$$V_{CC} = 8V \quad R_1 = 750\Omega \quad R_2 = 1k\Omega \quad R_3 = 1k\Omega \quad R_8 = 370k\Omega$$

$$C_1 = 20\mu F \quad C_2 = 10\mu F \quad C_3 = 20pF$$

مقادیر المانهای مدار معادل  $\pi$  ترانزیستور در نقطه کار این تقویت کننده عبارتند از:

$$r_{\pi} = 1250\Omega \quad \beta = 100 \quad r_{\mu} = \infty \quad r_o = \infty \quad C_{\pi} = 200pF \quad C_{\mu} = 10pF$$

۱. نقطه کار ترانزیستور را بدست آورید. ( $V_{BE} = 0.6$ )

۲. ضریب تقویت ( $A_{v_0} = \frac{v_o}{v_i}$  ،  $A_{v_0} = \frac{v_o}{v_i}$ ) ، امپدانس ورودی ( $Z_i$ )

و امپدانس خروجی ( $Z_o$ ) این تقویت کننده را برای فرکانسهای میانی بدست آورید.

۳. مدار معادل تقویت کننده را برای فرکانسهای پایین رسم کرده و عبارت

$A_v(s)$  را بدست آورید و منحنی  $|A_v(s)|_{\omega \rightarrow 0}$  را بر حسب  $\omega$  رسم کنید و فرکانس

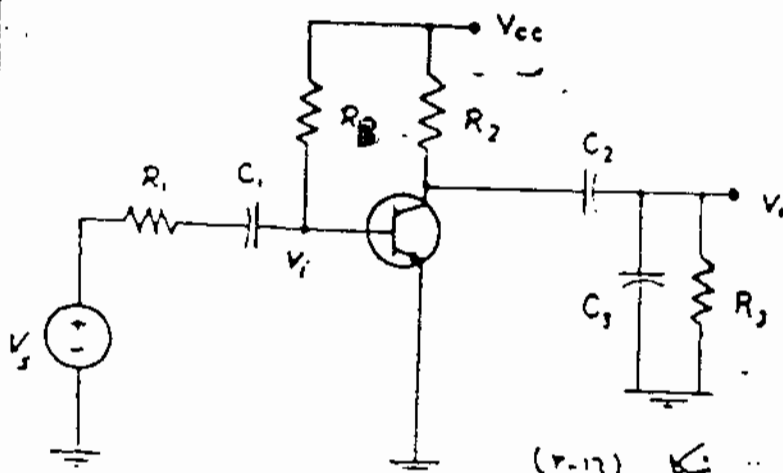
قطع پایین را محاسبه نمایید.

۴. مدار معادل تقویت کننده را برای فرکانسهای بالا رسم کرده و عبارت

$A_v(s)$  را بدست آورید و منحنی

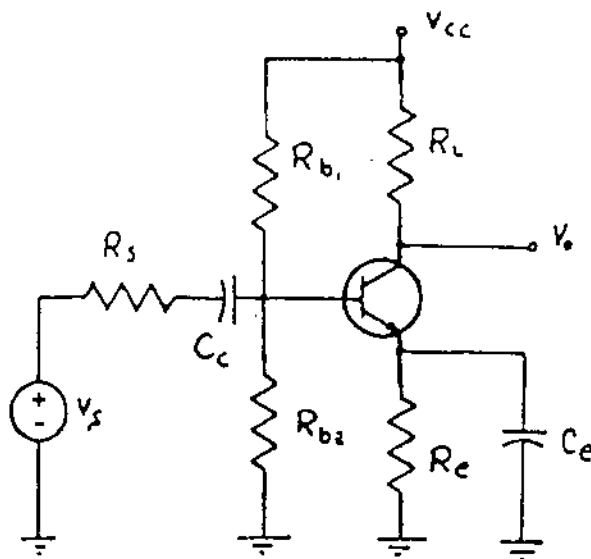
$|A_v(s)|_{\omega \rightarrow \infty}$  را رسم نموده و فرکانس

قطع بالا را دقیقاً محاسبه نمایید.



شکل (۳-۱۶)

تمرین های مختلف :



شکل (۳-۱۷)

۱. مدار تقویت کننده شکل (۳-۱۷)

را در نظر بگیرید. مقادیر ولتاژها و مشخصات ترانزیستور عبارتند از:

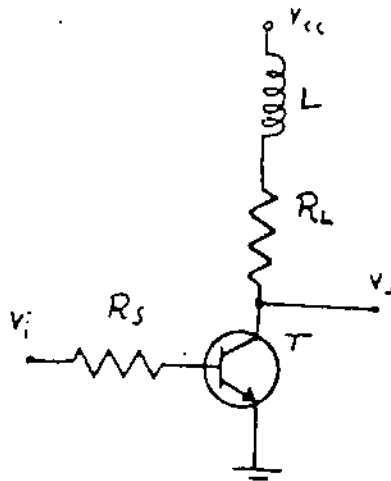
$$R_b = R_{b1} \parallel R_{b2} = 10^4 \Omega \quad R_e = 0.3^k \Omega$$

$$R_s = 1^k \Omega \quad C_{\mu} = 10^p F \quad f_T = 300^M Hz$$

$$\beta = 40 \quad I_c = 2.3 mA \quad V_{CE} = 5^V$$

خازنهای  $C_c$  و  $C_e$  و مقاومت  $R_L$  این تقویت کننده را طوری محاسبه نمایید که فرکانس قطع پایین برابر  $f_L = 50^H Hz$  و فرکانس قطع بالا  $f_H = 1^M Hz$  گردد.

۲. شکل (۳-۱۸) مدل ساده تقویت کننده امپدانس را نشان می دهد. برای آنکه بهای بار تقویت کننده را افزایش دهیم از یک سلف سری به مدار اضافه شده است.



شکل (۳-۱۸)

الف. بطور کیفی توضیح دهید که چگونه سلف سری اضافه شده بهای بار و پاسخ فرکانس را بهبود دهد.

ب. تابع تبدیل  $V_o/V_i$  را بطور دقیق بر حسب پارامترهای مدار محاسبه

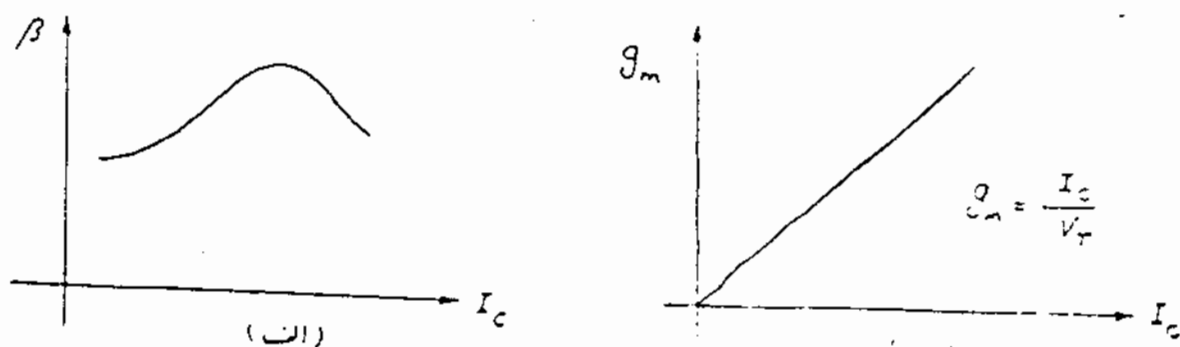
نمایید. دقت افزایش بهای بار را با توجه به منحنیهای تابع تبدیل توضیح دهید.

## بخش ۳

### تقویت کننده های (قدرت)

تمام تقویت کننده های که تاکنون بررسی شده اند، در اصل تقویت کننده توان هستند زیرا دینامیک یا جریان دریا به عبارت دیگر توان را تقویت می کنند ولی منظور از تقویت کننده توان با تقویت کننده قدرت، تقویت کننده ای است که بر روی مقاومت بار توان قابل ملاحظه ای منتقل کند.

معمولاً اگر قدرت خروجی تقویت کننده ای بیش از چند ده میلی وات باشد خروجی تقویت کننده توان بحساب می آید. تقویت کننده های قدرت برای اینکه حداکثر توان ممکن را منتقل کنند، باید دارای دینامیک یا جریان خروجی با دامنه ماکزیم باشند بنابراین این تقویت کننده ها خروجی تقویت کننده ای سیگنال بزرگ (Large Signal) به نام می آیند. از آنجا که در این حالت تغییرات جریان کلکتور نسبت به جریان نقطه کار قابل اغماض نیست در نتیجه مشخصات ترانزیستور مورد نظر از لحاظ  $I_{CQ}$  با جریان مفروض تغییر می کنند. [شکل (۳-۱۱)]



اعوجاج طبقات قدرت امرولاً زیاد است که با درتهای این اعوجاج  
را به حداقل می‌رسانند.

تقویت کننده‌های قدرت معمولاً در طبقه‌های یک تقویت کننده قرار  
می‌گیرند و ضرب تقویت دهنده آنها معمولاً در حدود واحد است.

- خواصی که تقویت کننده‌های قدرت باید دارا باشند:

- ۱- اعوجاج کم
- ۲- امپدانس خروجی کوچک
- ۳- راندمان بالا
- ۴- مشخصه فرکانسی خوب

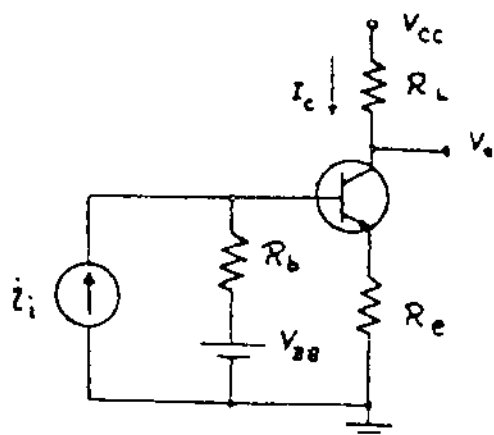
در این فصل ما تقویت کننده‌های کلاس A و کلاس B (PUSH-PULL) را مورد بررسی قرار می‌دهیم.

# ۱- تقویت کننده کلاس A The class 'A' Power Amplifier

به تقویت کننده ای که تمام موج ورودی را به طور کامل عبور دهند و همواره در ناحیه آکتیو کار کنند، تقویت کننده ای کلاس 'A' گفته می شود این تقویت کننده ای توانمند به دست آراشتهای آن - امپدانس مشترک - ب - کلکتور مشترک و ج - بیس مشترک، باشند.

(۱-۱) بررسی یک تقویت کننده ساده کلاس A :

شکل (۱-۱) یک مدار ساده امپدانس مشترک که بار  $R_L$  در کلکتور آن قرار



شکل (۱-۱)

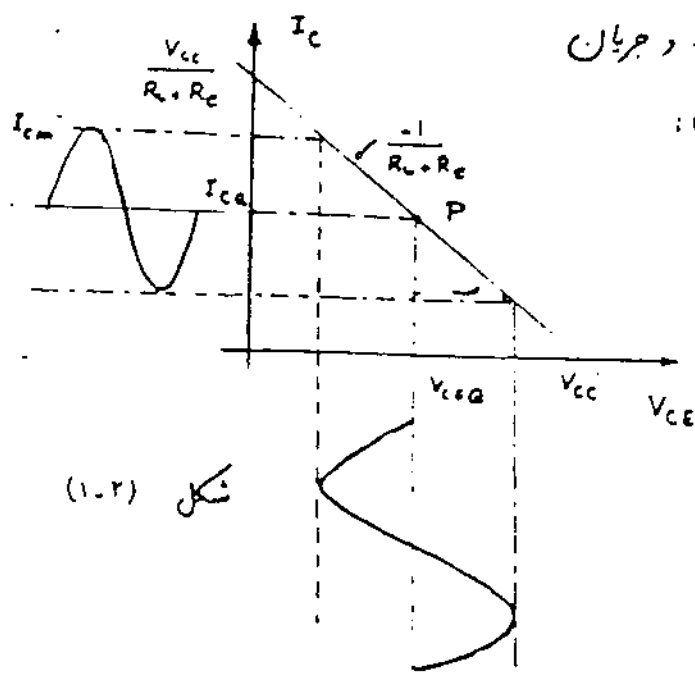
گرفته است را نشان می دهد. گذاشتن مقاومت  $R_e$  (هرچند هم کوچک باشد) به پایداری مدار کمک می کند و از طرنی می خواهیم که

توان معرزی در  $R_L$  ما بریم شود در نتیجه  $R_e \ll R_L$  در نظر می گیریم. در بدیل ایک حد اکثر دامنه و شاژد جریان در خروجی را می خواهیم نقطه کار ترازیستور را وسط

خط بار (AC) قرار می دهیم [شکل (۱-۲)] .

اگر جریان نقطه کار را  $I_{CQ}$  و جریان

بسی را به صورت  $i_c$  نمایش دهیم، آنوقت:



شکل (۱-۲)

$$I_c = I_{CQ} + i_c$$

$$i_c = I_{CM} \sin \omega t$$

$$V_{CEQ} = R_{ac} I_{CQ}$$

$$V_{CEQ} = \frac{V_{CC}}{2} \Rightarrow I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{2(R_L + R_e)}$$

- توان AC مصرفی در بار را

$$P_{Lac} = \frac{1}{2} R_L I_{cm}^2 \quad I_{cm} \Big|_{\max} = I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{2(R_L + R_E)}$$

$$(P_{Lac})_{\max} = \frac{1}{2} R_L I_{CQ}^2 = \frac{1}{2} R_L \left( \frac{V_{CC}}{2(R_L + R_E)} \right)^2 = \frac{1}{8} \frac{R_L V_{CC}^2}{(R_L + R_E)^2} \approx \frac{1}{8} \frac{V_{CC}^2}{R_L}$$

- توان داده شده توسط منبع؛

اگر توانی که منبع به شبکه تحویل می دهد را  $P_{CC}$  بنامیم داریم:

$$P_{CC} = \frac{1}{T} \int_0^T V_{CC} (I_{CQ} + i_c) dt = V_{CC} I_{CQ}$$

دید می شود که توان تحویل داده

شده توسط منبع تقوید ثابت می باشد و به دامنه و تناژ و جریان خروجی بستگی ندارد.

$$P_{CC} = \frac{V_{CC}^2}{2(R_L + R_E)} \approx \frac{V_{CC}^2}{2R_L}$$

- توان مصرفی در ترانزیستور؛

اگر از توان مصرفی در بیس ترانزیستور صرف نظر کنیم آنوقت:

$$\begin{aligned} P_C &= \frac{1}{T} \int_0^T V_{CE} \cdot I_C dt = \frac{1}{T} \int_0^T [V_{CC} - (R_L + R_E)(I_{CQ} + I_{cm} \sin t)] (I_{CQ} + I_{cm} \sin t) dt \\ &= \frac{1}{T} \int_0^T V_{CC} I_{CQ} dt + \frac{1}{T} \int_0^T V_{CC} I_{cm} \sin t dt - \frac{1}{T} \int_0^T (R_L + R_E) I_{CQ}^2 dt \\ &\quad - \frac{2}{T} \int_0^T (R_L + R_E) I_{cm} I_{CQ} \sin t dt - \frac{1}{T} \int_0^T (R_L + R_E) I_{cm}^2 \sin^2 t dt \\ &= V_{CC} I_{CQ} - (R_L + R_E) I_{CQ}^2 - (R_L + R_E) \frac{I_{cm}^2}{2} \end{aligned}$$



توان مصرفی در ترانزیستور:

$$P_c = P_{cc} - \frac{V_{cc}^2}{4(R_L + R_e)} - \frac{1}{2} (R_L + R_e) I_{cm}^2$$

$$P_{cmax} = P_{cc} - \frac{V_{cc}^2}{4(R_L + R_e)} = \frac{1}{2} \frac{V_{cc}^2}{(R_L + R_e)} - \frac{V_{cc}^2}{4(R_L + R_e)} = \frac{V_{cc}^2}{4R_L}$$

- رانندگی

$$\eta = \frac{\text{توان AC مصرفی در بار}}{\text{توان داده شده توسط منبع}} = \frac{P_{Lac}}{P_{cc}} = \frac{\frac{1}{2} R_L I_{cm}^2}{\frac{1}{2} \frac{V_{cc}^2}{R_L}} = \frac{R_L^2}{V_{cc}^2} I_{cm}^2$$

$$\eta_{max} = \eta \Big|_{I_{cm} = I_{ca}} = \frac{R_L^2}{V_{cc}^2} \times I_{ca}^2 = \frac{R_L^2}{V_{cc}^2} \left( \frac{V_{cc}}{2R_L} \right)^2 = 0.25$$

دیده می شود که رانندگی این

مدار پایین است و از نظر عملی به صرفه نیست. در واقع برای یک دات توان منفی 4W توان مصرفی داریم.

- ضریب شایستگی:

ضریب شایستگی نسبت توان خروجی می شود.

$$\text{Figure of merit} = \frac{P_{cmax}}{P_{Lmax}}$$

$$\text{ضریب شایستگی} = \frac{P_{cmax}}{P_{Lmax}} = \frac{\frac{1}{4} \frac{V_{cc}^2}{R_L}}{\frac{1}{8} \frac{V_{cc}^2}{R_L}} = 2$$

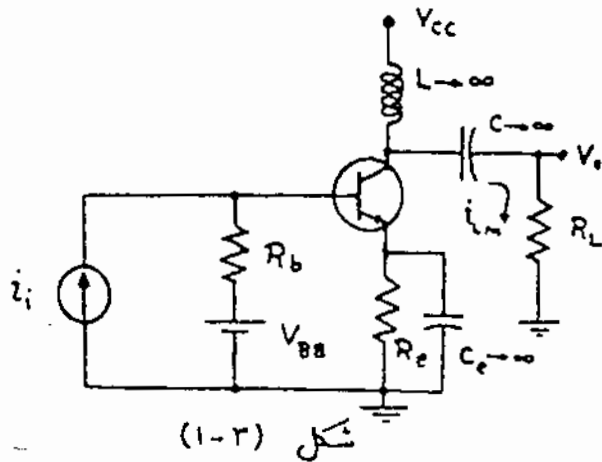
مشاهده می شود که برای یک دات توان

مصرفی در بار 2W در ترانزیستور مصرف می شود که اگر توان مصرفی بار چند ده دات باشد توان ترانزیستور قابل ملاحظه خواهد بود.

در صورتیکه محاسبات توان را برای تقویت کننده کلاس A مشترک و کلاس B مشترک در کلاس A مقرر کنیم به نتایج بدست آمده برای حالت امپدانس مشترک خواهیم رسید. توان نشان داده در صورتیکه تقویت کننده کلاس A در حالت کلاس مشترک بکار رود نسبت به در حالت دیگر دارای امواج بسیار کمتری در خروجی خواهد بود.

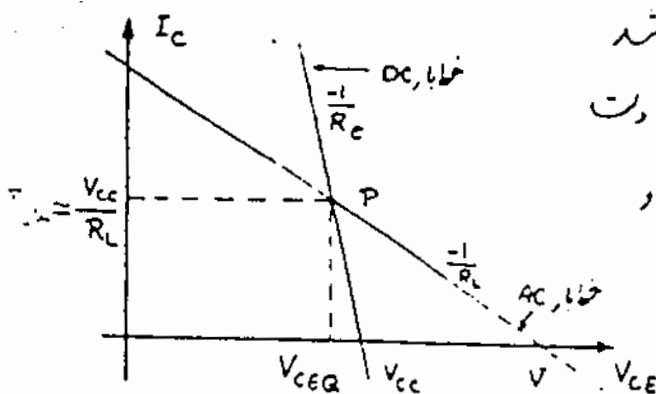
۱-۳) استغاده از سلف در تقویت کننده کلاس A:

دیدیم که مدار قبلی دارای رانندگی پائینی بود، حال برای بهبود بخشیدن به رانندگی می توانیم در کپکتور ترانزیستور یک سلف با اندکشان زیاد فرار دهیم بطوریکه در فرکانسهای مورد نظر این سلف بصورت اتصال باز عمل کند. شکل (۱-۳) این مدار را نشان می دهد.



شکل (۱-۳)

بدلیل اینکه می خواهیم، دامنه ولتاژ و جریان خروجی ماکزیمم شود بنابراین نقطه کار باید وسط خط بار AC قرار گیرد. [شکل (۱-۴)]



شکل (۱-۴)

معمولاً مقدار  $R_e$  خیلی کوچک می باشد و مدار را طوری طراحی می کنند که در حدود یک دت روی مقاومت  $R_e$  افت ولتاژ داشته باشیم و  $R_e \ll R_L$

$$\frac{V_{CEQ}}{I_{CQ}} = R_L = R_{ac}$$

$$\frac{V_{CC} - V_{CEQ}}{I_{CQ}} = R_e = R_{dc}$$

$$\Rightarrow V_{CEQ} = \frac{R_L}{R_L + R_e} V_{CC} \approx V_{CC}$$

$$I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{R_L + R_e} \approx \frac{V_{CC}}{R_L}$$

$$V = 2V_{CEQ} \approx 2V_{CC}$$

دیدیم می شود که

ترانزیستور بکار رفته باید بتواند تا ولتاژ  $2V_{CC}$  را تحمل کند.

- توان مصرفی در بار:

$$P_L = P_{Loc} = \frac{1}{2} R_L I_{Lm}^2 \quad P_{Lmax} = \frac{1}{2} R_L I_{CQ}^2 = \frac{1}{2} R_L \frac{V_{CC}^2}{R_L^2} \approx \frac{1}{2} \frac{V_{CC}^2}{R_L}$$

- توان داده شده توسط منبع

بدلیل اینکه سلف بزرگی در کلکتور ترانزیستور داریم پس جریانی که منبع می دهد یک جریان ثابت  $I_{ca}$  می باشد.

$$P_{cc} = \frac{1}{T} \int_0^T V_{cc} I_{ca} dt = V_{cc} I_{ca}$$

$$\Rightarrow P_{cc} = V_{cc} \frac{V_{cc}}{R_L + R_e} \approx \frac{V_{cc}^2}{R_L}$$

- توان مصرفی در ترانزیستور:

اگر از توان مصرفی در  $R_e$  صرف نظر کنیم داریم:

$$P_c = P_{cc} - P_L = \frac{V_{cc}^2}{R_L} - \frac{1}{2} R_L I_{cm}^2$$

$$P_{cmax} \Big|_{I_{cm} = I_{ca}} \approx \frac{V_{cc}^2}{R_L}$$

- راندمان:

$$\eta = \frac{P_L}{P_{cc}} = \frac{\frac{1}{2} R_L I_{cm}^2}{V_{cc} I_{ca}} \quad \eta_{max} \Big|_{I_{cm} = I_{ca}} = \frac{\frac{1}{2} R_L I_{ca}^2}{V_{cc} I_{ca}} = 50\%$$

مشاهده می شود که با استفاده از سلف راندمان مدار در برابر شده است.

- ضریب شایستگی:

$$\text{ضریب شایستگی} = \frac{P_{cmax}}{P_{Lmax}} = \frac{\frac{V_{cc}^2}{R_L}}{\frac{1}{2} \frac{V_{cc}^2}{R_L}} = 2$$

تذکره: باید توجه کنید که در اینجا

$P_{Lmax}$  و  $P_{cmax}$  در یک جریان  $I_{cm}$  اتفاق می افتند.

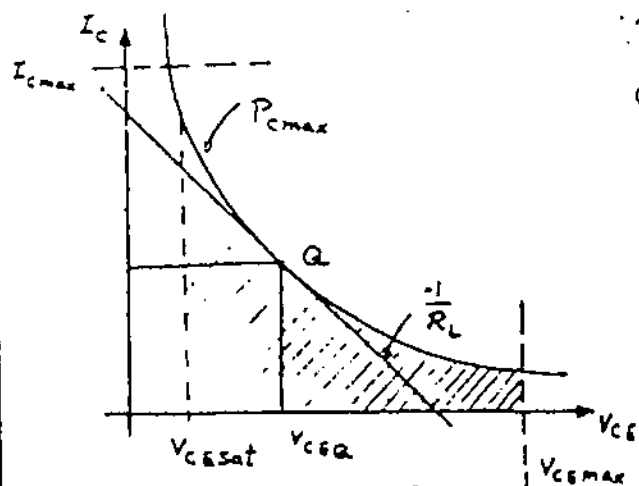
(۱-۳) بررسی محدودیت های توان، جریان و ولتاژ یک ترانزیستور:

می داریم که هر ترانزیستور دارای مشخصاتی است که این مشخصات توسط کارخانه سازنده داده می شود. وقتی که ما طراحی خود را پایان رسانیم، می توانیم جریان ماکزیم کلکتور، ولتاژ ماکزیم که بدون کلکتور-ایست می افتد و ماکزیم توان که در ترانزیستور

صرف می شود را محاسبه نمایم. حال با توجه به این محاسبات به دنبال ترانزیستوری می رویم که بتواند این جریان و ولتاژ در توان را تحمل کند.

شکل (۱-۵) ناحیه کار مجاز یک ترانزیستور را نشان می دهد.

مثلاً برای مدار شکل (۱-۳) داریم:



شکل (۱-۵)

$$2I_{CQ} \leq I_{Cmax}$$

$$V_{CEmax} = 2V_{CC} \leq BV_{CE}$$

معمولاً برای اینکه بتوانیم از حداکثر امکانات یک ترانزیستور استفاده کنیم  $P_C = P_{Cmax}$  در نظر می گیریم. یعنی نقطه کار را در روی خط ولتاژی قرار می دهیم:

$$P_{Cmax} = V_{CEQ} I_{CQ} \quad (I)$$

اگر ماکزیم دامنه جریان و ولتاژ را در بار نخواهیم پس:

$$I_{CQ} = \left(\frac{1}{R_L}\right) V_{CEQ} \quad (II)$$

$$(I), (II) \Rightarrow \boxed{I_{CQ} = \sqrt{\frac{P_{Cmax}}{R_L}}} \quad , \quad \boxed{V_{CEQ} = \sqrt{P_{Cmax} R_L}}$$

اگر ب معنی (۱۲)

$$I_{CQ} = \frac{P_{Cmax}}{V_{CEQ}} \Rightarrow \frac{\partial I_{CQ}}{\partial V_{CEQ}} = - \frac{I_{CQ}}{V_{CEQ}} = - \frac{1}{R_L}$$

رادر نقطه Q بدست آوردیم. داریم:

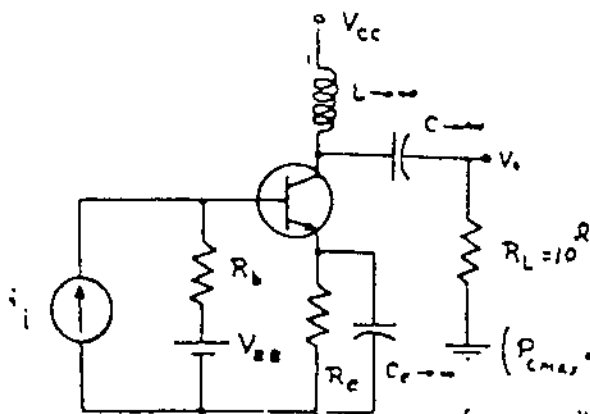
پس هرگاه ماکزیم دامنه در فرد می

را نخواهیم. ضرب زاریه معنی در نقطه Q همان ضرب زاریه خط بار AC است.

مثال (۱-۶) مطلوبست نقطه کار برای مدار شکل (۱-۶)

بطوریکه حداکثر توان در بار  $R_L$

صرف شود. ( $R_C \ll R_L$ )



شکل (۱-۶)

ان: مشخصات ترانزیستور ( $P_{Cmax} = 4W, BV_{CE} = 40V, I_{Cmax} = 2A$ )

پایه: ( $P_{Cmax} = 4W, BV_{CE} = 40V, I_{Cmax} = 1A$ )

$$P_{Cmax} = V_{CEQ} I_{CQ} \quad I_{CQ} \approx \frac{V_{CC}}{R_L} \Rightarrow I_{CQ} = \sqrt{\frac{P_{Cmax}}{R_L}} \quad \text{حل الف:}$$

$$V_{CEQ} = \sqrt{R_L P_{Cmax}} \Rightarrow I_{CQ} = \sqrt{\frac{4}{10}} = 0.63^A \quad V_{CEQ} = \sqrt{4 \times 10} = 6.3^V$$

حالا محدوده‌های دیگر را بررسی می‌کنیم:

$$P_{Lmax} = \frac{1}{2} R_L (I_{Lm})_{max}^2 = \frac{1}{2} \times 10 \times 0.63^2 = 2W$$

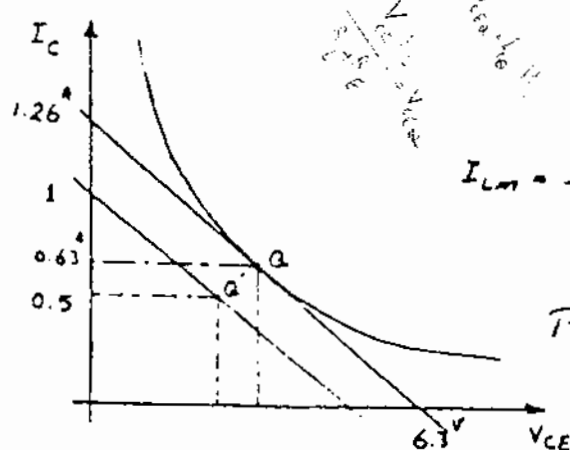
$$2I_{CQ} \leq I_{Cmax} \Rightarrow 2 \times 0.63 = 1.26^A < 2^A$$

$$2V_{CEQ} \leq BV_{CEO} \Rightarrow 2 \times 6.3^V = 12.6^V < 40^V$$

$$V_{CC} = V_{CEQ} = 6.3^V$$

حل ب: با توجه به نقطه کار در الف، اگر بخواهیم توان ماکزیم را در بابت کنیم دید می‌شود که محدودیت  $2I_{CQ} \leq I_{Cmax}$  نقض می‌شود. یعنی دامنه جریان خروجی باید

$I_{Lm} < I_{CQ}$  شود. ما توجه به شکل (۱-۷).



$$I_{Lm} = I_{Cmax} - I_{CQ} = 2 - 0.63^A = 0.37^A$$

$$P_{Lmax} = \frac{1}{2} R_L (I_{Lm})_{max}^2 = \frac{1}{2} \times 10 \times 0.37^2 = 0.68W$$

شکل (۱-۷)

مشاهده می‌شود که این توان خیلی کم می‌باشد.

برای اینکه  $P_{Lmax}$  را افزایش دهیم باید نقطه کار ترانزیستور را تغییر دهیم به‌طوری‌که

$$2I_{CQ} = 1^A \quad \text{شود}$$

$$I_{CQ} = 0.5^A$$

$$V_{CEQ} = R_L I_{CQ} = 10 \times 0.5 = 5^V$$

$$V_{CC} = V_{CEQ} = 5^V$$

$$2V_{CEQ} \leq BV_{CEO} \Rightarrow 2 \times 5 = 10 < 40^V$$

$$P_{Lmax} = \frac{1}{2} R_L (I_{CQ})^2 = \frac{1}{2} \times 10 \times (0.5)^2 = 1.25W$$

راه دیگری که می‌تواند حداکثر توان در خروجی را فراهم آورد، تغییر بار  $R_L$  از دید

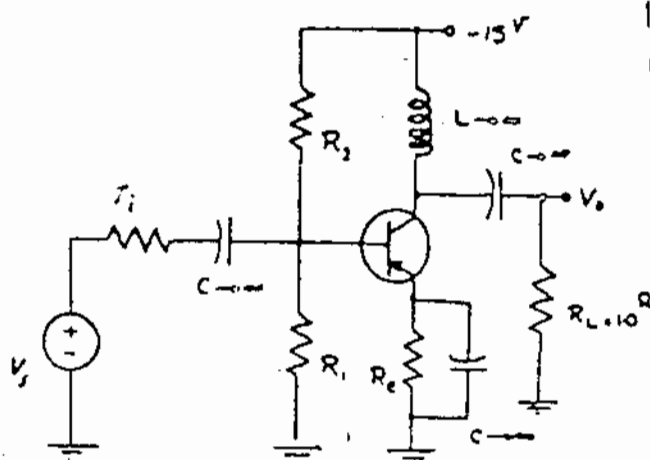
ترانزیستور می باشد چونکه معمولاً بار  $R_L$  داده شده است. لذا با استفاده از ترانسفورماتور می توانیم این معادمت را از دید ترانزیستور تغییر دهیم. (تطبیق امپدانس)

تشریح: ۸

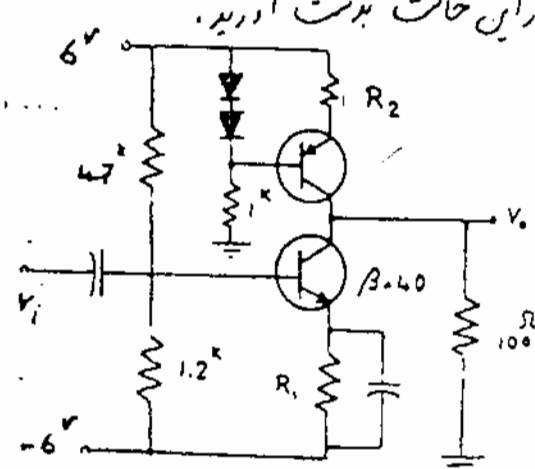
۱- مطلوبیت تعیین نقطه کار ترانزیستور مدار شکل (۱-۸) از محاسبه  $P_{cc}$

$$P_{cc}, I_{Cmax}, P_c, P_{Lmax}$$

۲- معادله های مجهول مدار شکل (۱-۸) را طوری انتخاب کنید که توان خروجی ماکزیم مقدار ممکن را داشته باشد و همچنین  $P_{Lmax}$  و  $I_{Cmax}$  را بنویسید در این حالت بدست آورید.



(الف)



(ب)

شکل (۱-۸)

استفاده از ترانسفورماتور در تقویت کننده کلاس A: (۱-۴)

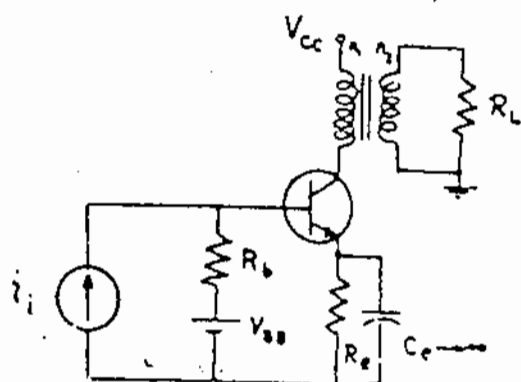
در بعضی از موارد برای تطبیق امپدانس لازم است که از ترانسفورماتور استفاده

کنیم. شکل (۱-۹) یک تقویت کننده کلاس A

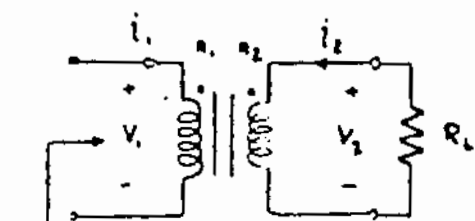
با کوپلار ترانسفورماتور را نشان می دهد.

در محاسبات ترانسفورماتور را باید ال

فرس می کنیم [شکل (۱-۱۰)].



شکل (۱-۹)



شکل (1-10)

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{n_1}{n_2}$$

$$\frac{i_1}{i_2} = -\frac{n_2}{n_1} \quad R_L' = \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 R_L$$

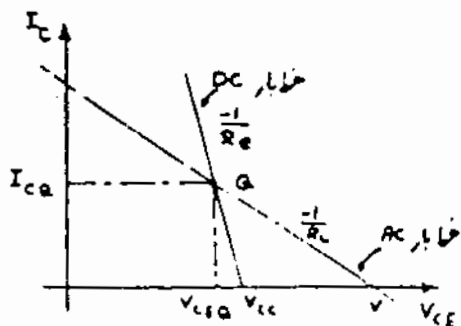
در برای ترانس ایده‌آل داریم:

$$\frac{n_1}{n_2} = N$$

$$R_L' = N^2 R_L$$

برای ما کزیم دانسته

در خودی ثابت کننده.



شکل (1-11)

$$\frac{I_{CQ}}{V_{CEQ}} = \frac{1}{R_L'} = \frac{1}{N^2 R_L}$$

در انتخاب  $R_E \ll R_L'$

$$V_{CEQ} \approx V_{CC}$$

$$I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{R_L'} = \frac{V_{CC}}{N^2 R_L}$$

ی کنیم

- توان مصرفی در بار:

$$P_L = \frac{1}{2} R_L' I_{cm}^2 = \frac{1}{2} R_L (I_{cm}')^2 = \frac{1}{2} R_L N^2 I_{cm}^2$$

$$P_{Lmax} = \frac{1}{2} R_L' I_{CQ}^2 = \frac{V_{CC}^2}{2 R_L'} = \frac{V_{CC}^2}{2 N^2 R_L}$$

- توان د.ا. شده توسط منبع:

$$P_{CC} = V_{CC} I_{CQ} = \frac{V_{CC}^2}{R_L'} = \frac{V_{CC}^2}{N^2 R_L}$$

- توان مصرفی در ترانزیستور:

$$P_C = P_{CC} - P_L = \frac{V_{CC}^2}{R_L'} - \frac{1}{2} R_L' I_{cm}^2$$

$$P_{Cmax} = \frac{V_{CC}^2}{R_L'} = V_{CC} I_{CQ}$$

- راندمان:

$$\eta = \frac{P_L}{P_{CC}} = \frac{\frac{1}{2} R_L' (I_{cm}')^2}{V_{CC}^2 / R_L'} = \frac{1}{2} \left( \frac{I_{cm}'}{I_{CQ}} \right)^2 \Rightarrow \boxed{\eta_{max} = 50\%}$$

11V

30

- ضرب شایستگی:

$$\frac{P_{Cmax}}{P_{Lmax}} = \frac{\frac{V_{CC}^2}{R_L'}}{\frac{V_{CC}^2}{2 R_L'}} = 2$$

$$23 = 10\%$$

$$V_{CE} = 10V$$

همانطور که مشاهده می شود تمامی محاسبات مانند حالت قبل می باشد، فقط  $R_L$  به  $R_L'$  تبدیل شده است.

(مثال ۱) با استفاده از ترانزیستور مایور قسمت (ب) مثال قبل را حل نمایید.

حل:

$$V_{CEQ} = \sqrt{P_{Cmax} R_L'} = N \sqrt{P_{Cmax} R_L} \quad | \quad I_{CQ} = \sqrt{\frac{P_{Cmax}}{R_L'}} = \frac{1}{N} \sqrt{\frac{P_{Cmax}}{R_L}}$$

$$I_{CQ} = \frac{1}{N} \sqrt{\frac{4}{10}} = \frac{0.63}{N} \quad V_{CEQ} = N \sqrt{4 \times 10} = 6.32 N$$

$$\begin{cases} 2I_{CQ} \leq I_{Cmax} = 1^A \\ 2V_{CEQ} \leq BV_{CE0} = 40^V \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \frac{1.26}{N} \leq 1 \\ 12.6N \leq 40^V \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} N \leq 3.17 \\ N \geq 1.26 \end{cases} \Rightarrow 1.26 \leq N \leq 3.17$$

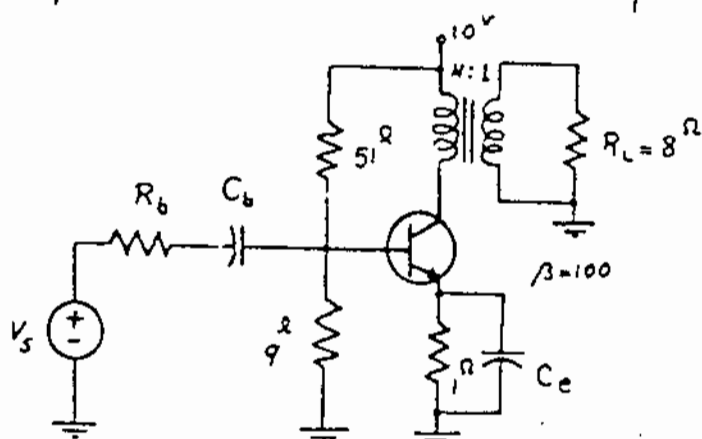
اگر  $N=2$  بگیریم آنگاه:

$$V_{CEQ} = 12.6^V$$

$$V_{CC} = 12.6^V$$

$$P_{Lmax} = \frac{1}{2} \frac{V_{CC}^2}{N^2 R_L} = \frac{1}{2} \frac{12.6^2}{2^2 \times 10} = 2 \text{ W}$$

دید می شود که با استفاده از ترانس توانسیم حداکثر توان را به بار  $R_L$  انتقال دهیم.



شکل (۱-۱۲)

تشریح ۱:

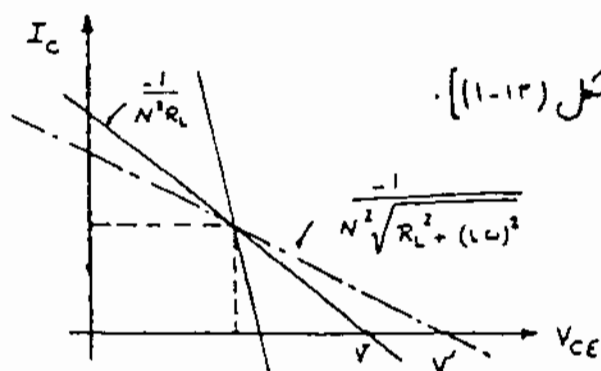
مدار شکل (۱-۱۲) را طوری طرح کنید که ماکزیمم توان در بار مصرف شود.

در تئویت کننده این کلاس A اگر بار مایک بلندگو باشد در فرکانسهای

بالا از خود خامت سلفی نشان می دهد که باعث از یاد انداز  $R_L$  و در نتیجه  $R_L'$

می شود و بنابراین شب خط بار AC کاهش و  $V_{CEmax}$  افزایش می یابد که در این





شکل (۱-۱۳)

حالت ممکن است ترانزیستور آسیب ببیند. [شکل (۱-۱۳)].

برای برطرف کردن این اشکال می‌توان

از خازنی با ظرفیت چند ده (nF) که در

کلکتور ترانزیستور قرار می‌گیرد استفاده نمود.

این خازن نقش جبران کننده را داشته

و امپدانس دیده شده از کلکتور را در فرکانسهای بالا تقریباً ثابت نگه می‌دارد.

مثال ۲) تقویت کننده کلاس A شکل (۱-۱۴) را در نظر بگیرید. در صورتیکه حداکثر توان مصرفی بار  $2W$  باشد با صرف نظر از تلفات  $R_e$  و با بایاس مدار در بیس مطلوب است:

ا) توان منبع تغذیه ( $P_{cc}$ ) در صورتیکه تقویت

کننده برای رانندگی ماکزیمم طرح شده باشد.

ب - جریان نقطه کار ( $I_{ca}$ )

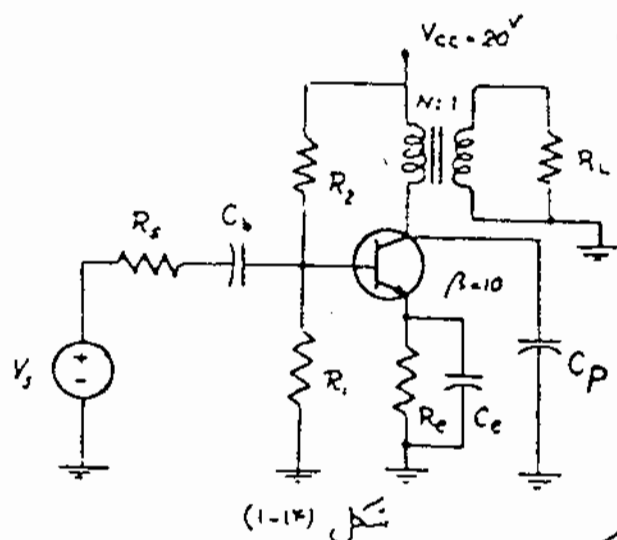
ج - مشخصات ترانزیستور

( $I_{cmax}$ ,  $V_{ce max}$ ,  $P_{cmax}$ )

د - مقدار  $N$  در صورتیکه  $R_L = 6.25 \Omega$  باشد.

ه - تعیین  $C_p$ ,  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_e$

و: بررسی کار مدار وقتی که  $R_L \rightarrow \infty$  تغییر کند.



شکل (۱-۱۴)

حل:

ا)  $\eta_{max} = \frac{P_{Lmax}}{P_{ccmax}} = 50\% \Rightarrow P_{cc} = 2 P_{Lmax} \Rightarrow \boxed{P_{cc} = 4W}$

ب -  $P_{cc} = V_{ceQ} I_{ca} \Rightarrow \boxed{I_{ca} = 200mA}$

ج:  $I_{c(sat)} \geq 2 I_{ca} = 2 \times 200mA = 0.4A$   $V_{ce(sat)} \geq 2 V_{ceQ} = 40V$

$P_{cmax} \geq V_{ceQ} I_{ca} = 4W$

$$V_{CE} \approx V_{CC} \quad P_{Lmax} = \frac{1}{2} \frac{V_{CC}^2}{R'_L} = 2W$$

$$R_L = 6.25 \Omega \quad \therefore$$

$$R'_L = \frac{1}{2} \frac{20^2}{2W} = 100 \Omega$$

$$R'_L = N^2 R_L \Rightarrow N = \sqrt{\frac{100}{6.25}} \Rightarrow \boxed{N=4}$$

$$R_e \cdot \frac{I_c^2}{2W} = 5 \Omega$$

ه. برای اینکه پایداری حرارتی خوب باشد  $V_{RE}$  را یک دت در نظر می گیریم

برای آنکه  $V_B$  تقریباً ثابت بماند  $I_{R1} \gg I_{B1}$

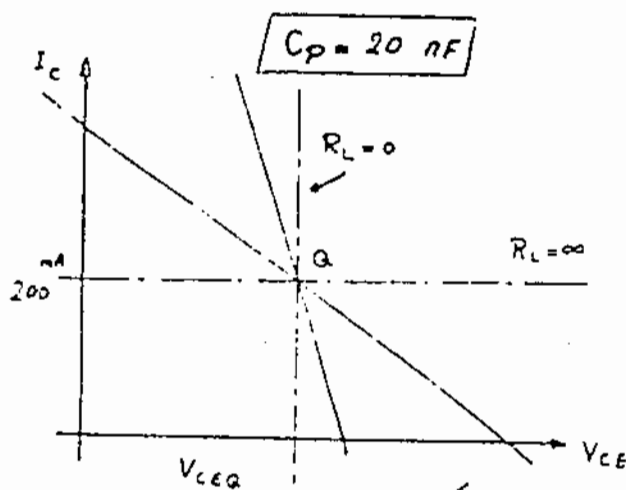
$$I_{R1} \geq 10 I_B \quad V_B = V_{RE} + V_{BE} = 1 + 0.6 = 1.6V \quad I_{R1} \approx I_{R2} = 10 \frac{I_{CQ}}{\beta} = 200 \mu A$$

$$\Rightarrow R_1 = \frac{V_B}{I_{R1}} = \frac{1.6}{0.2} = 8 \Omega$$

$$R_2 = \frac{V_{CC} - V_B}{I_{R2}} = \frac{20 - 1.6}{0.2} = 92 \Omega$$

خازن  $C_P$  در خروجی

چند ده (nF) می گیریم مثلاً



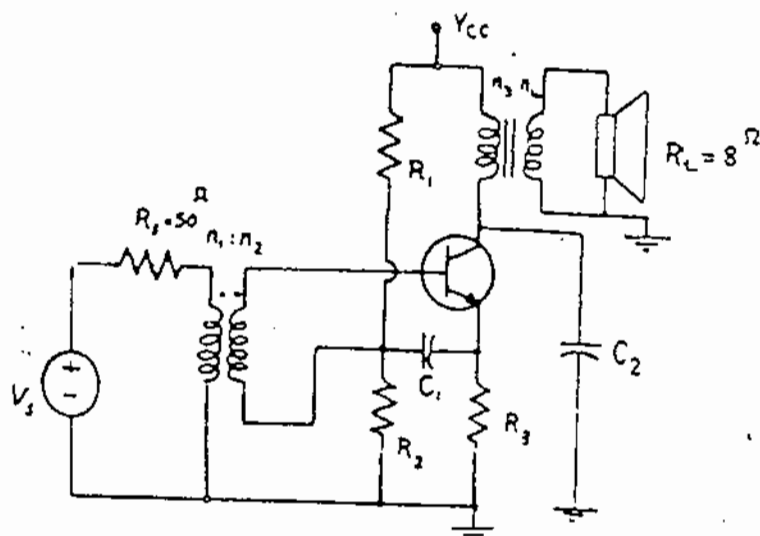
شکل (۱-۱۵)

ی:

شکل (۱-۱۵) مدار را برای

حالتهای  $R_L = 0$  ,  $R_L = \infty$

نشان می دهد.



شکل (۱-۱۶)

توضیح ۱۲

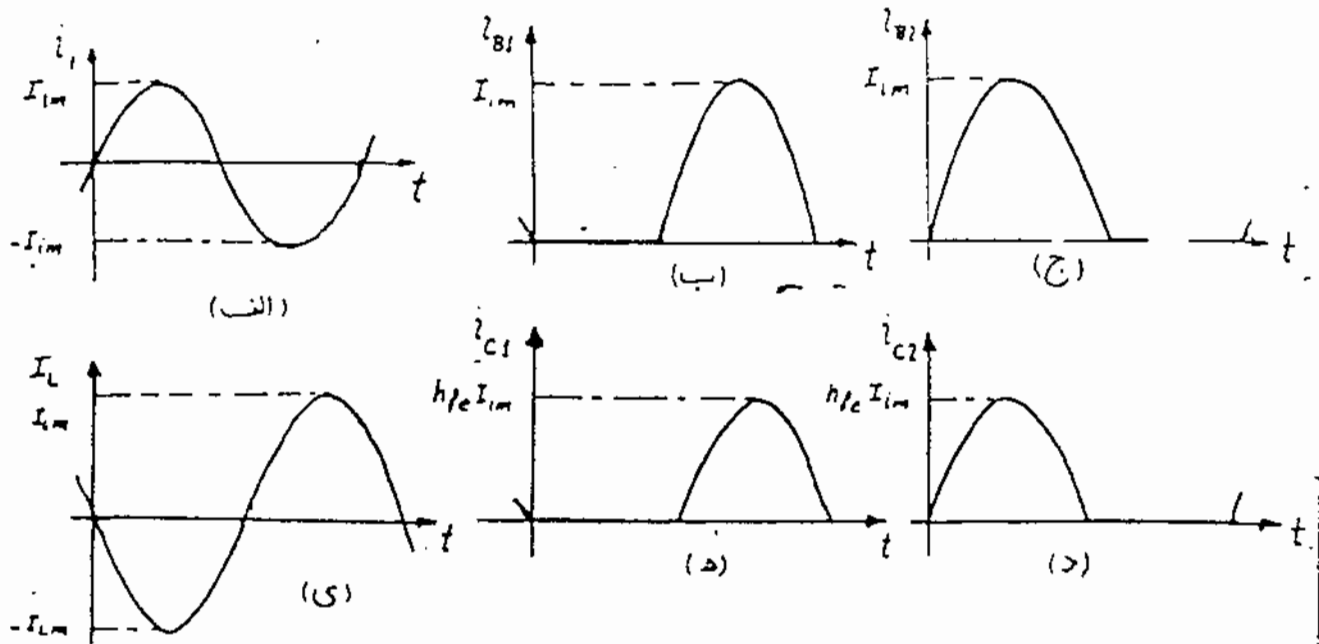
تقویت کننده قدرت کلاس A

شکل (۱-۱۶) را برای  $V_{CC} = 12V$

طرح  $P_{Lmax} = 1W$  ,  $R_L = 8 \Omega$

کنید. ( $\beta > 50$  ,  $V_{CEsat} = 1V$ )

( $V_{R3} = 1V$ )

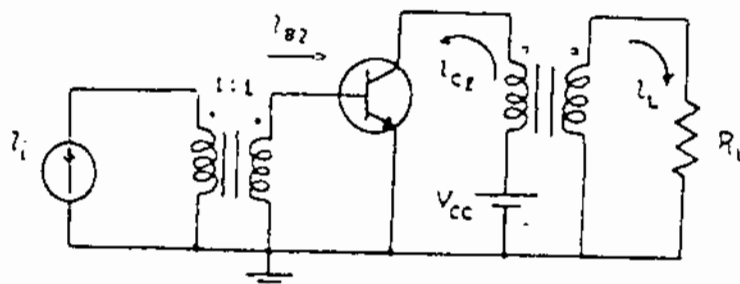


$$I_L = N(i_{C1} - i_{C2}) \quad \text{شکل (۲-۲)}$$

شکلهای (۲-۲) جریانهای مختلف مدار را نشان می دهد.  
از آنجا که هر ترانزیستور به صورت متناوب در منبع از پربرد کاری کنه کاری  
است که برای بررسی این مدار یکی از ترانزیستورها را بررسی می کنیم.

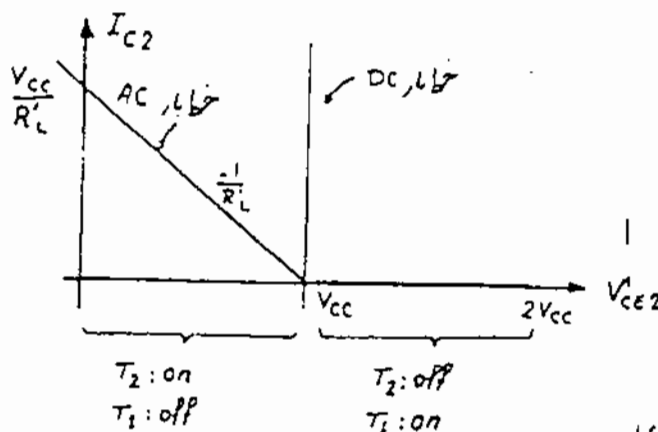
شکل (۲-۳) مدار ترانزیستور  $T_2$

در شکل (۲-۴) خط بار AC، DC را نشان می دهد.



شکل (۲-۳)

$$R_{dc} = 0 \quad R_{ac} = R'_L = N^2 R_L$$



شکل (۲-۴)

$$i_{C2} = I_{cm} \sin \omega t$$

$$I_{cm} \Big|_{\max} = \frac{V_{cc}}{R'_L}$$

$$T_2: \text{off} \quad i_{C2} = 0$$

$$V_{CE2} = V_{cc} + N V_L$$

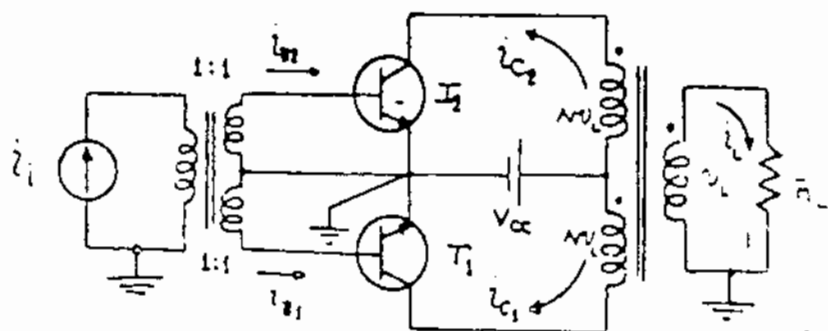
$$V_{CE1} = 0 \Rightarrow N V_L = V_{cc} \Rightarrow V_L = \frac{V_{cc}}{N}$$

## ۲- تقویت کننده کلاس B Class B power Amplifier:

عیب تقویت کننده های کلاس A در کم بودن رانندگی، یا به عبارت دیگر زیاد بودن اتلاف آنهاست. دلیل این امر وجود جریان نقطه کار است زیرا بنا به تعریف، در یک تقویت کننده کلاس A جریان کلکتور هیچگاه نباید صفر شود و از آنجا  $I_{Q} \geq I_{cm}$  می باشد. پس در مانیکه سیگنال خروجی صفر هم باشد  $P_{cc} = V_{cc} \cdot I_{cq}$  توان است که از منبع کشیده می شود زیرا جریان کشیده شده از منبع مجموع یک جریان سیسوی و یک جریان نقطه کار است که متوسط این جریان همان جریان نقطه کاری شود در نتیجه توان تحویل داده شده توسط منبع متغیر از توان مصرفی در بار بوده و علاوه بر این ثابت است. این عیب را می توان با انتخاب  $I_{cq} = 0$  (کلاس B) برطرف کرد. در این حالت نقطه کار در حقیقت صفر می شود اما عیب را هم می توان با ترکیب در مدار که با هم ۱۸۰ درجه اختلاف فاز داشته باشند برطرف کرد، به همین مناسبت پوش پول (Push-pull) گفته می شود.

### (۲-۱) تقویت کننده پوش پول کلاس B با ترانس:

شکل (۲-۱) یک تقویت کننده پوش پول با دو ترانس در ورودی و خروجی را



نشان می دهد. در این صورت در حالت استاتیکی هر دو ترانزیستور

قطع هستند  $I_{c1} = I_{c2} = 0$

اگر ورودی مانند شکل

(۲-۲) باشد، در نیم پربرد

اول  $T_2$  شروع به هدایت کرده و  $T_1$  قطع می شود

قطع می ماند در نیم پربرد بعد  $T_2$  قطع می شود و  $T_1$  شروع به هدایت می کند

$$i_L = I_{cm} \sin \omega t$$

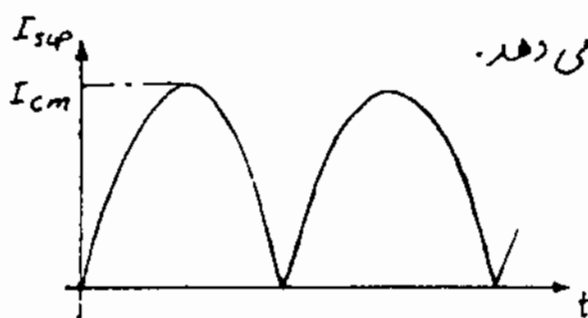
- توان مصرفی در بار:

$$P_L = \frac{1}{2} R_L I_{cm}^2 = \frac{1}{2} R'_L I_{cm}^2 \quad (I_{cm})_{max} = \frac{V_{cc}}{R'_L}$$

$$P_{Lmax} = \frac{1}{2} R'_L \left( \frac{V_{cc}}{R'_L} \right)^2 = \frac{V_{cc}^2}{2 R'_L} = \frac{V_{cc}^2}{2 N^2 R_L}$$

- توان داده شده توسط منبع:

شکل (۲-۵) جریان منبع تغذیه را نشان می دهد.



شکل (۲-۵)

$$I_{sup} = I_{c1} + I_{c2}$$

$$P_{cc} = \frac{1}{T} \int_0^T V_{cc} I_{sup} dt = V_{cc} \frac{1}{T} \int_0^T I_{sup} dt$$

$$P_{cc} = \frac{2}{\pi} V_{cc} I_{cm} \quad P_{ccmax} = \frac{2}{\pi} V_{cc} \frac{V_{cc}}{R'_L} = \frac{2}{\pi} \frac{V_{cc}^2}{R'_L}$$

- توان مصرفی در هر ترانزیستور:

اگر توان مصرفی هر ترانزیستور را  $P_c$  بنامیم آنگاه:

$$2P_c = P_{cc} - P_L$$

دیده می شود که اگر در بار، توان مصرفی صفر باشد، خود ترانزیستورهای  $T_1$  و  $T_2$  نیز توانی مصرف نمی کنند.

$$2P_c = \frac{2}{\pi} V_{cc} I_{cm} - \frac{1}{2} R'_L I_{cm}^2$$

$$\frac{d}{dI_{cm}} (2P_c) = 0 \Rightarrow \frac{2}{\pi} V_{cc} - \frac{1}{2} \cdot 2 R'_L I_{cm} = 0 \Rightarrow I_{cm} = \frac{2}{\pi} \frac{V_{cc}}{R'_L}$$

به ازای این جریان توان مصرفی شده در ترانزیستورها ماکزیمم می شود.

$$P_{cmax} = \frac{1}{\pi^2} \frac{V_{cc}^2}{R'_L} = 0.1 \frac{V_{cc}^2}{R'_L}$$

- راندها:

$$\eta = \frac{P_L}{P_{CC}} = \frac{\frac{1}{2} R'_L I_{cm}^2}{\frac{2}{\pi} V_{CC} I_{cm}} = \frac{\pi}{4} \frac{R'_L}{V_{CC}} I_{cm}$$

میشود که راندها نسبت

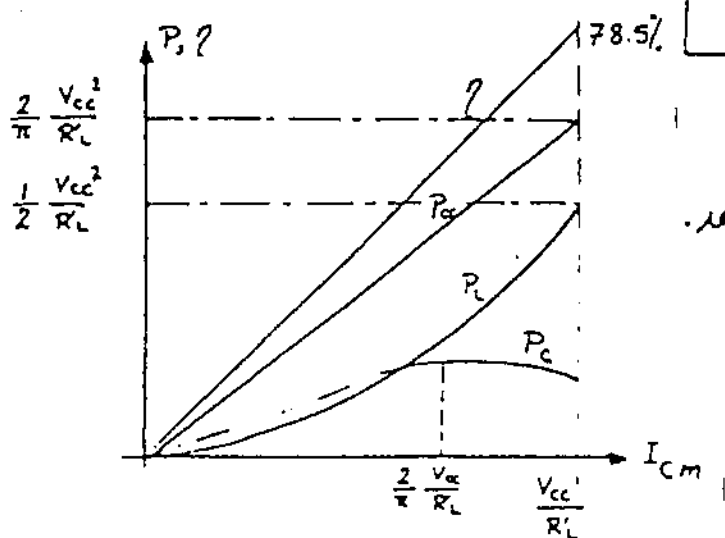
به تقویت کننده های کلاس A بیشتر شده است.

$$\eta_{max} \Big|_{I_{cmmax}} = \frac{\pi}{4} \approx 78.5\%$$

- ضریب شایستگی:

$$\frac{P_{Cmax}}{P_{Lmax}} = \frac{0.1 \frac{V_{CC}^2}{R'_L}}{\frac{1}{2} \frac{V_{CC}^2}{R'_L}} = 0.2$$

$$P_{Cmax} = 0.2 P_{Lmax}$$



شکل (۲-۶) تغییرات توان در راندها را نسبت به  $I_{cm}$  نشان می دهد.

شکل (۲-۶)

مثال ۱  
یک تقویت کننده بوش پول طراحی کنید که توان ماکزیمم در بار  $R_L = 10 \Omega$  مصرف شود.  
مشخصات ترانزیستور ( $P_{Cmax} = 4W$ ,  $BV_{CEO} = 40V$ ,  $I_{Cmax} = 1A$ )

$$P_{Lmax} = \frac{V_{CC}^2}{2R'_L} = \frac{V_{CC} I_{Cmax}}{2}$$

حل:

با این بار افزایش  $V_{CC}$  و  $I_{Cmax}$

توان مصرفی در بار  $R_L$  افزایش پیدا می کند ولی بازجه به گریک  $V_{CC}$  و  $I_{Cmax}$  دارای محدودیت هایی هستند داریم.

$$V_{CC} \leq \frac{1}{2} BV_{CEO} = 20V$$

$$I_{Cmax} \leq I_{Cmax} = 1A$$

$$P_{Lmax} = \frac{V_{CC} I_{Cmax}}{2} \leq 5 P_{Cmax} = 20W$$

اگر  $V_{cc}$  و  $I_{cmmax}$  را به ترتیب زیر انتخاب کنیم

$$\begin{cases} V_{cc} = 20V \\ I_{cmmax} = 1A \end{cases}$$

$$\Rightarrow P_{Lmax} = 10W \leq 20W$$

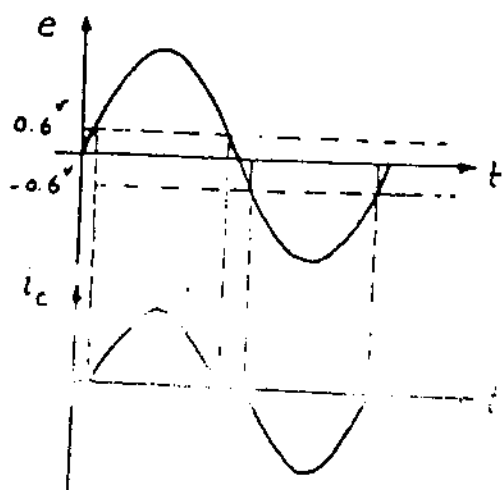
که شرط  $P_{Lmax} \leq 5P_{cmmax}$  هم برقرار می شود.

$$I_{cmmax} = \frac{V_{cc}}{N^2 R_L} \Rightarrow N^2 R_L = 20 \Rightarrow N^2 = 2 \Rightarrow N = 1.414$$

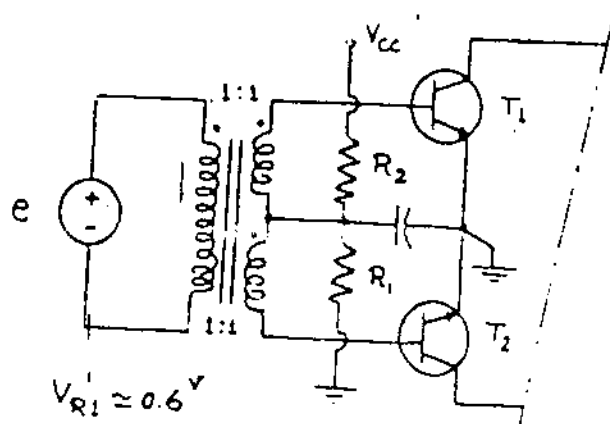
- اگر مدار پوش بول را مانند شکل (۲-۱) بکار ببریم بدلیل اینکه دیناز آستانه هدایت

دیدد بیس-امپتر در حدود ۰.۶ است این امر باعث اعوجاج در جریان

خرد می شود [شکل (۲-۷)].



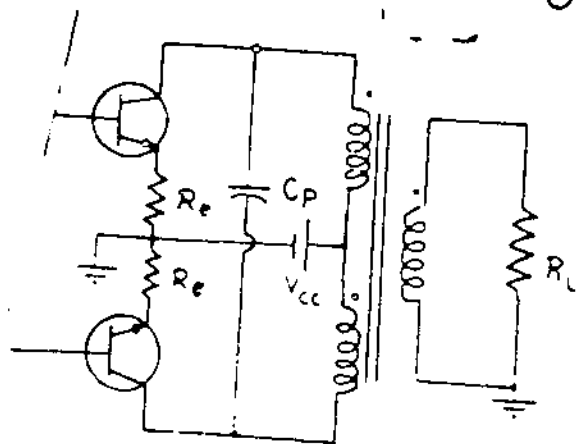
شکل (۲-۷)



شکل (۲-۸)

به این اعوجاج، اعوجاج عبوری (Crossover Distortion) می گویند.

برای از بین بردن این عیب معمولاً ترانزیستورها را طوری بایاس می کنند که دیناز بیس-امپتر آنها در حدود ۰.۶ شود. [شکل (۲-۸)].



شکل (۲-۹)

ملاحظات عملی

برای اینکه ثنویت کننده خنل تر عمل کند

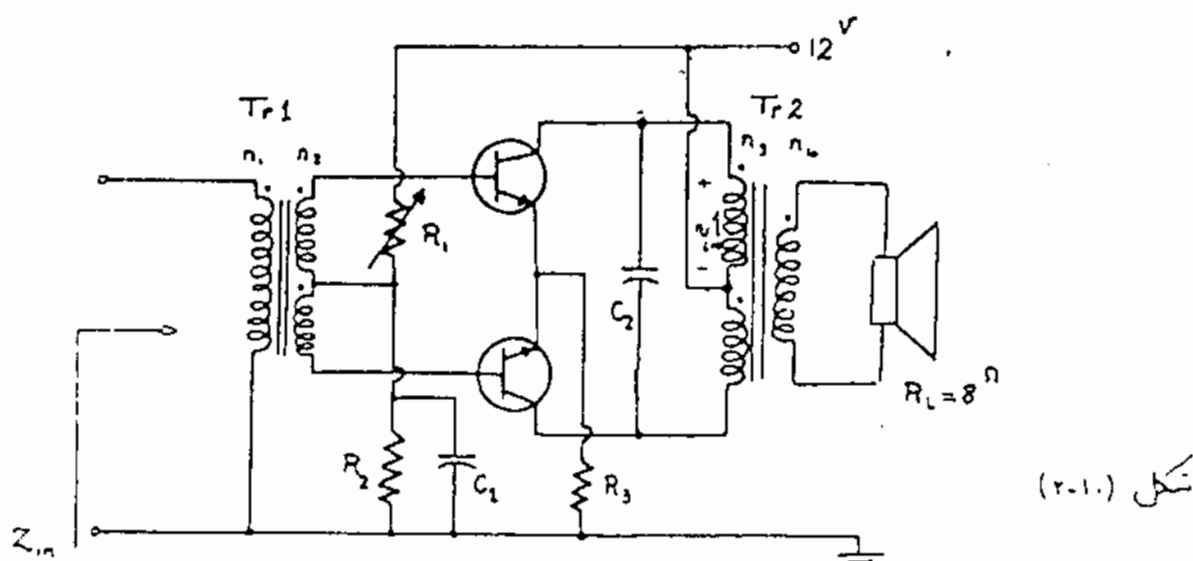
در امپتر ترانزیستور، مقاومت جیل کوچکی قرار

می دهند. [شکل (۲-۹)].

همچنین به علنی که در مورد ثنویت کننده

کلاس A گفته شد. در کلکتور ترانزیستورهای کلاس B نیز یک خازن در عدد چند (nF) فرامی دهند تا از زیاد شدن فرکانسهای بالا جلوگیری کند. [شکل (۲-۹)].

مثال ۲) تقویت کننده پوش-پول با ترانس شکل (۲-۱۰) را برای  $R_L = 8 \Omega$ ،  $V_{CC} = 12V$ ،  $P_{Lmax} = 1W$ ،  $Z_{in} = 1k\Omega$  و با فرض اینکه رانده مان ترانس خروجی  $\eta = 80\%$  طرح کنید. ( $\beta = 50$ ،  $V_{CEsat} = 1V$ ،  $R_3 I_{Cmax} = 1V$ ،  $I_{Ca} = 10mA$ ،  $\rho_L = 400 \mu\Omega$ )



شکل (۲-۱۰)

حل: برای که به دردی (Tr2)  $P_{Lmax} = 1W$   $P'_{Lmax} = \frac{P_{Lmax}}{\eta} = 1.25W$

داد می شود.

آر دامنه ولتاژ اولیه ترانس دم را  $V'_{Lm}$  بایم از  $V_{CC}$  در طبقه خروجی داریم:

$$V'_{Lm} = V_{CC} - V_{CEsat} - R_3 I_{Cmax} \quad V'_{Lm} = 12 - 1 - 1 = 10V$$

$$P'_{Lmax} = \frac{1}{2} \frac{V'^2_{Lm}}{R'_L} \Rightarrow 1.25 = \frac{1}{2} \frac{10^2}{R'_L} \Rightarrow R'_L = 40\Omega$$

چونکه ترانس دم دارای تلفات می باشد

$$\frac{n_3}{n_4} \approx \sqrt{\frac{R'_L}{R_L}} = \sqrt{\frac{40}{8}} = 2.24$$

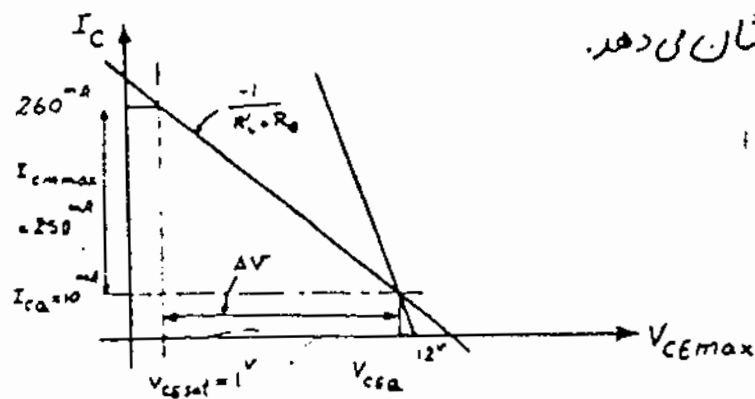
$$R'_L \approx \left(\frac{n_3}{n_4}\right)^2 R_L \quad \text{پس}$$

$$I_{Cmax} = \frac{V'_{Lm}}{R'_L} = \frac{10}{40} = 250mA$$

$$R_3 = \frac{1V}{I_{Cmax}} = \frac{1}{250mA} = 4\Omega$$



شکل (۲-۱۱) خط بار DC، AC، نشان می دهد.



شکل (۲-۱۱)

منحنيات ترانزیستورها،

$$I_{Cmax} \geq I_{Cmax} + I_{CQ} = 260^{mA}$$

$$V_{CEmax} = 12 - R_2 I_{Cmax} + V_{CEQ}$$

$$V_{CEmax} = 21^V$$

$$P_{Cmax} = 0.2 P'_{Lmax}$$

کمتر  $P'_{Lmax}$  کلیه زمانها می باشد که

به عنوان معرف کننده می باشند.

$$R_E = \frac{1}{250} = 4^{\Omega}$$

$$P_{Cmax} = 0.2 \left( P'_{Lmax} + \frac{1}{2} R_E (I_{CQ})^2 \right)$$

$$P_{Cmax} = 0.2 \left( 1.25^W + \frac{1}{2} \cdot 4 \cdot 10.25^2 \right) = 275^{mW}$$

$$\begin{cases} I_{Cmax} \geq 0.26^A \\ V_{CEQ} \geq 21^V \\ P_{Cmax} \geq 0.275^W \end{cases}$$

- محاسبه مقادیر  $R_1, R_2$ :

$$V_{B1} = V_{B2} = 2 I_{CQ} R_3 + V_{BE} = 2 \cdot 10 \cdot 4 + 0.6 = 0.68^V$$

$$I_{B1} = I_{B2} = \frac{10^{-A}}{50} = 0.2^{mA}$$

$$I_{R1} \gg 2 I_{B1} \Rightarrow I_{R1} = 10 \times (2 \times 0.2) = 4^{mA}$$

$$R_1 = \frac{V_{B1}}{I_{R1}} = \frac{0.68}{4} = 170^{\Omega}$$

$$R_2 = \frac{V_{CC} - V_{B2}}{I_{R2}} = \frac{12 - 0.68}{4^{mA}} = 2.83^{k\Omega}$$

- محاسبه  $\left(\frac{n_1}{n_2}\right)$ :

در فرکانس کم، بار اندک رنج بنام یکی جریان کلکتور بزرگ است و در نتیجه  $h_{ie}$  این ترانزیستور برای

تغییرات زیاد است با توجه به آنکه در فرکانس کم، بار اندک  $h_{ie}$  تأثیر چندانی در ولتاژات ندارد. مابقی آن را از  $h_{ie}$  صرف نظر کرد.

$$Z_{in} = 1^{k\Omega} = \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 (h_{ie} + (1/\beta) R_1) \Rightarrow 1000 = \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 5114 \Rightarrow \frac{n_1}{n_2} = 2.21$$

- محاسبه خازنهای  $C_1$ ،  $C_2$ :

خازن  $C_2$  که برای جلوگیری از زیاد شدن  $R_i$  در فرکانسهای بالا است را در حدرد حد ده. (۲۴) انتخاب می‌کنیم  
 را توجه به فرکانس قطع پایین:

$$C_2 = 22 \text{ nF}$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_i' C_1}$$

$$R_i' = R_1 \parallel R_2 = 2.83 \text{ k} \parallel 0.17 \text{ k} = 160.3 \Omega \rightarrow C_1 = \frac{1}{2\pi \times 400 \times 160.3 \Omega} = 2.48 \mu\text{F}$$

$$C_1 = 2.7 \mu\text{F}$$

استاندارد

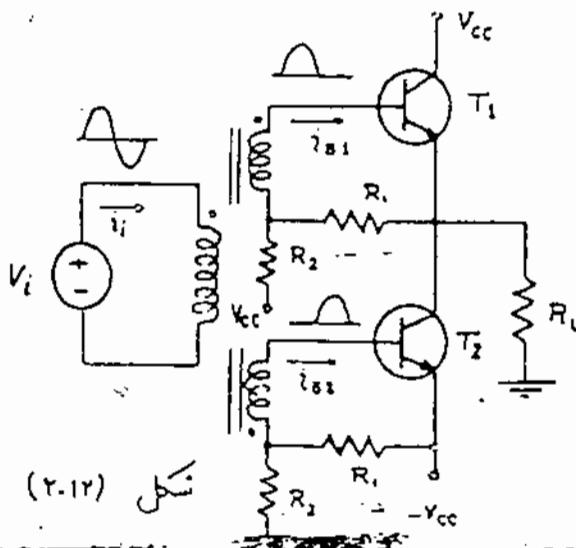
(۲.۲) تقویت‌کننده پوش پول کلاس B بدون ترانس:

به علت اینکه ترانس دارای حجم و وزن زیادی است اگران دهنده آن مشکل می‌باشد و به علت ایده‌آل نبودن، بهای باند فرکانس را کم می‌کند، هوارا سعی بر این است که معنی‌لا مکان از استفاده آن اجتناب شود. در اینجا روشهایی را برای برداشتن ترانس درودی و خروجی بیان می‌کنیم.

۲.۲.۱ - برداشتن ترانس خروجی:

شکل (۲.۱۲) مدار ساده یک تقویت‌کننده پوش پول بدون ترانس خروجی

را نمایش می‌دهد.



شکل (۲.۱۲)

که ترانزیستور  $T_1$  در نیم برپود مثبت و ترانزیستور  $T_2$  در نیم برپود منفی عمل کرده و جریان خروجی یک سینوسی کامل خواهد بود.

اشکالات عده این مدار:

۱- به علت اینکه  $T_1$  میزان کلکتور مشترک و  $T_2$  میزان امیتر مشترک عمل می‌کند مدار کاملاً متوازن نیست.

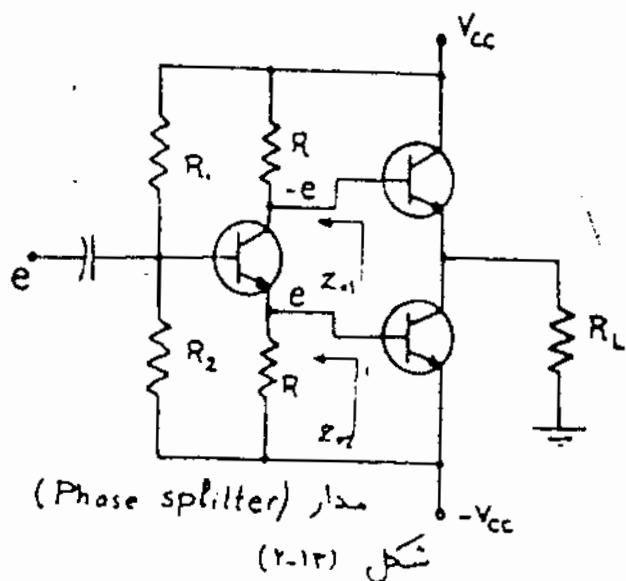
۲- از در منبع ولتاژ استفاده شده است.

۲-۲-۲- برداشتن ترانس ورودی:

نمای ترانس ورودی باید از مداری استفاده کرد که بتواند خود ورودی و ۱۸۰ درجه اختلاف فاز ورودی را به تقویت کننده بدهد.

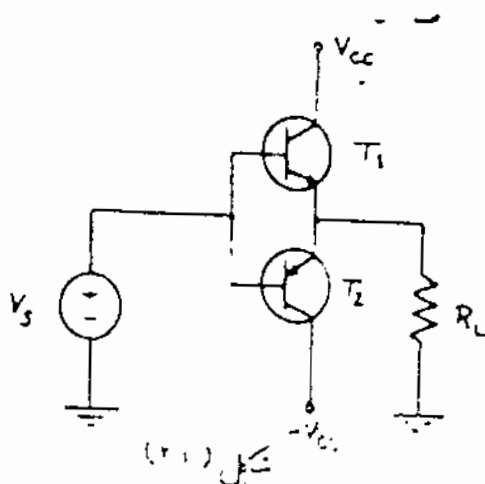
شکل (۲-۱۳) چگونگی این عمل را با یک ترانزیستور نشان می دهد.

یکی از اشکالات این مدار این است که امپدانس دیده شده توسط ترانزیستورهای  $T_1$  و  $T_2$  متفاوت است، که این خود باز موجب عدم تقارن در تقویت کننده می شود.



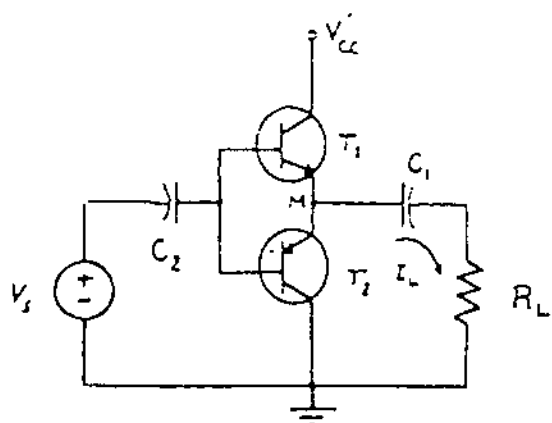
۲-۲-۳- استفاده از ترانزیستورهای مکمل: «Complementary symmetry»

هالظوریکه ذکر شد، در طبقه پوش پول یک ترانزیستور در نیم برپود مثبت و ترانزیستور دیگر در نیم برپود منفی باید عمل کند، چون در آغاز ساخت ترانزیستورها فقط از نوع PNP بودند لذا تمام طراحی ها بر این اساس صورت گرفته بود با پیدایش ترانزیستورهای npn این امکان بوجود آمد که با استفاده از ترانزیستورهای مکمل npn و PNP (که دارای مشخصه های کاملاً یکسان باشند) هر دو ترانزیستور بصورت کلکتور مشترک عمل کنند [شکل (۲-۱۴)]، و عدم تقارنی که با برداشتن ترانس ورودی بوجود آمده بود برطرف شود.



یکی از اشکالات مدار (۲-۱۴) استفاده

از در منبع می باشد برای این بردن این اشکال می توان معین شوک (۲-۱۵) از یک



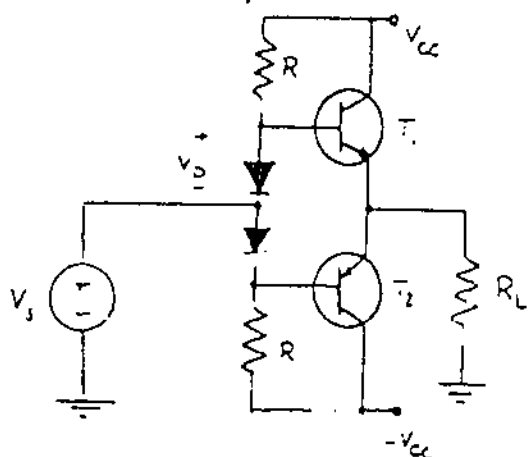
شکل (۲-۱۵)

منبع استفاده کرد و بار  $R_L$  را با خازن بزرگی سری کرد. باید توجه کرد که با قرار دادن این خازن در تقویت کننده دیگر قادر به تقویت سیگنالهای فرکانس پایین و DC نخواهد بود.

- در حالتیکه سیگنالی در ورودی نداشته باشیم

بافت تقارن  $V_{BE} = \frac{V_{CC}}{2}$  و جریان  $I_E = 0$  می باشد پس  $V_{CE1} = \frac{V_{CC}}{2}$  در حالتیکه  $T_1$  قطع و  $T_2$  روشن باشد خازن  $C_1$  جریان بار  $R_L$  را تأمین می کند و در حالتیکه  $T_2$  خاموش و  $T_1$  روشن است خازن  $C_1$  شارژ می شود پس باید خازن  $C_1$  را به اندازه کافی بزرگ در نظر گرفت تا مانند یک منبع دشارژ عمل کند.

تذکره: باید توجه کرد که در آناسیز این حالت  $V'_{CE} = 2V_{CC}$  در نظر گرفته می شود.  
- برای اینکه اعوجاج عبوری (crossover dist.) را به حداقل برسانیم باید ترانزیستورها را تا آستانه هدایت بایاس کنیم.



شکل (۲-۱۶)

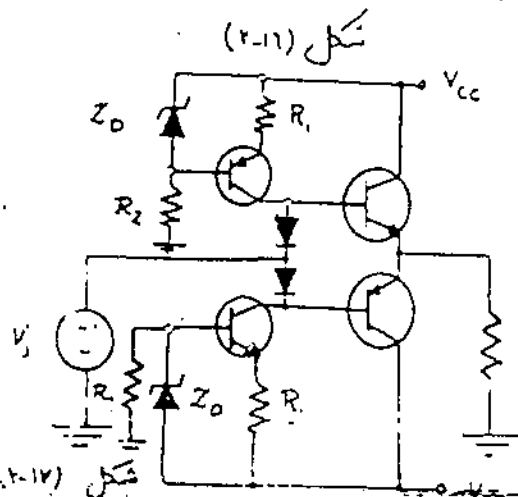
شکل (۲-۱۶) یک نمونه از بایاس ترانزیستورها

رسید دیدر را نشان می دهد.

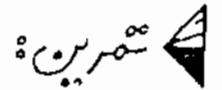
عب عبده این کار بایس آمدن ابدا پس درودی از  $\beta R_L$  به  $\beta R_L \parallel R/2$  است. دراز طرنی معادمت  $R$  را می توان بزرگ انتخاب کرد زیرا جریان بس و جریان دیدر از طریق همین معادمت تأمین می شوند.

برای از بین بردن این اشکال می توان

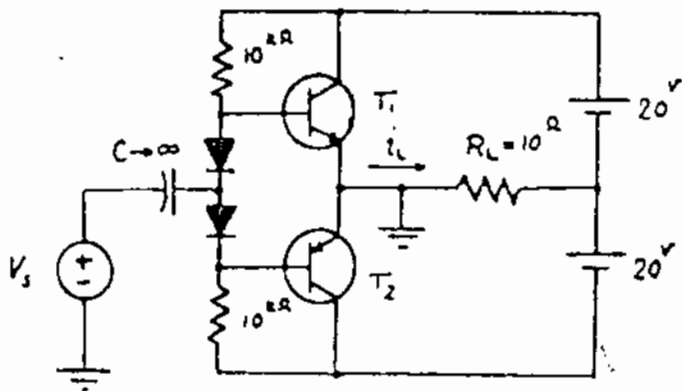
بجای معادمت  $R$  مطابق شکل (۲-۱۷) از منابع جریان استفاده کرد که هم جریان مورد لزوم را تأمین می کند و هم دارای معادمت معادل جلی زیادی هستند.



شکل (۲-۱۷)



تقویت کننده کلاس AB شکل (۲-۱۸) را در نظر بگیرید.

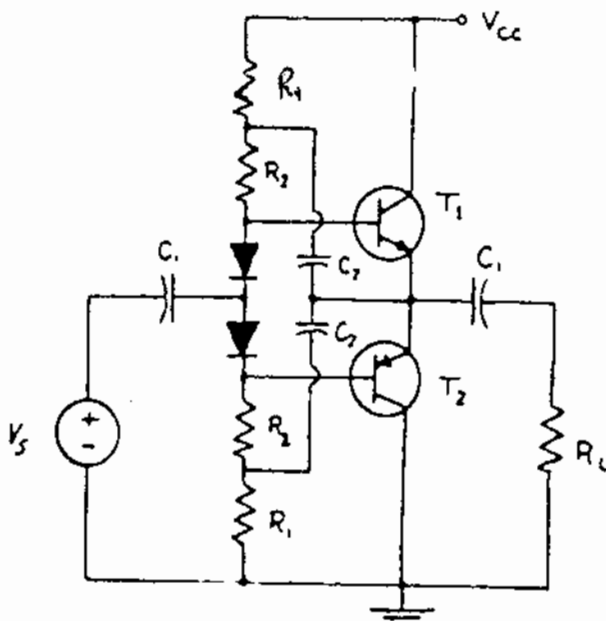


شکل (۲-۱۸)

الف. جریان نقطه کار دiod و  
ترازیستورها (فرض کنید تقارن کامل  
برقرار است)

ب. طرز کار مدار در  $V_{CE2}$  و  $V_{CE1}$   
در دقتی مدار بدون ایجاد اعوجاج  
کاری کند.

ج.  $R_L$  و  $P_{CC}$  و  $\eta$  دقتی که جریان خروجی ماکزیمم است.  
د.  $P_{Cmax}$  و حداکثر دامنه جریان کلکتور که  $P_{Cmax}$  را برمود می آورد.

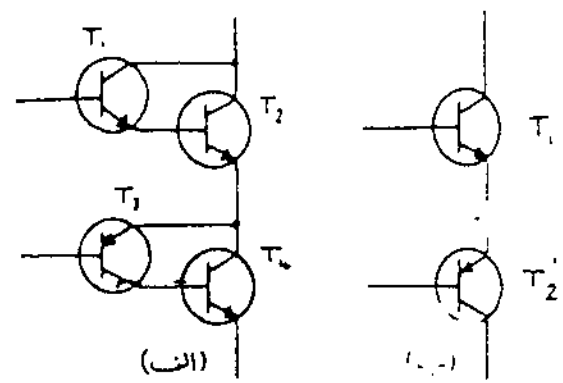
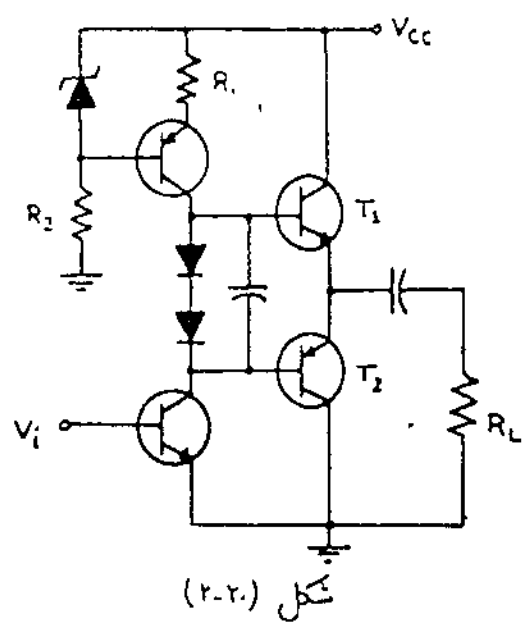


شکل (۲-۱۹)

- همچنین می توان به کمک برت  
استرپ [شکل (۲-۱۹)]، شکل مدار را ساده تر  
و امپدانس درودی را افزایش داد.

- در مدار شکل (۲-۱۷) دو منبع جریان  
بکار رفته است ولی در عمل، اغلب موارد  
بجای یکی از منابع جریان یک مدار امپدانس  
مشترک قرار داده، می توانی راه به بیس آن  
اعمال کرده، و از خاصیت تقویت کننده می و نشان  
آن استفاده می کنند. [شکل (۲-۲۰)]

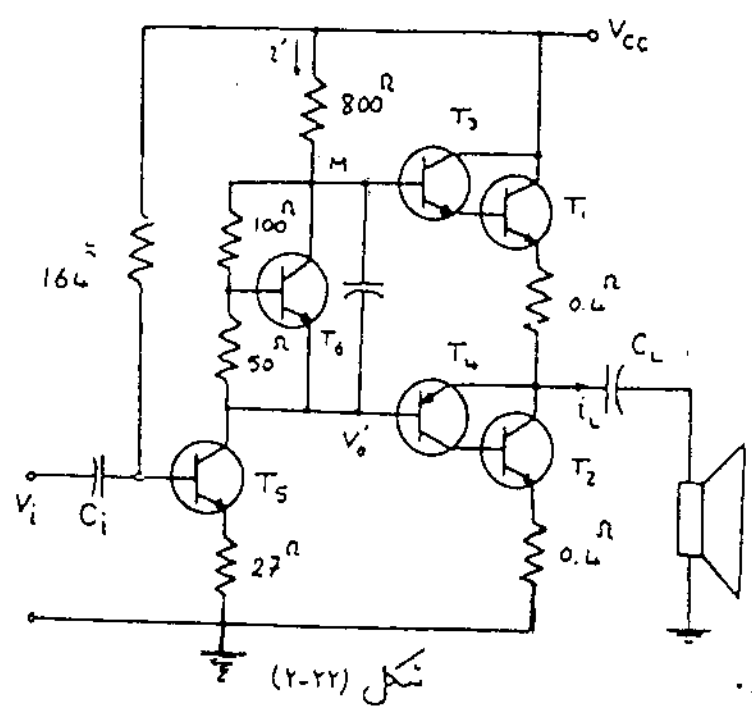
رای بالا بدون امپدانس درودی و ضریب تقویت می توان بجای  $T_1$  و  $T_2$   
از دار بگتون استفاده کرد ولی چون مدخل ترازیستورهای قدرت بیشتر بهرت  $nPN$   
ساخته می شوند بجای ترازیستور  $T_2$  می توان از ترکیب  $(NPN-PNP)$  استفاده  
کرد. شکل (۲-۲۱) مدار اصلی را ساده شده آرا نمایش می دهد.



$$T_1: \beta'_1 \approx \beta_1 \beta_2 \quad h'_{ie1} = 2h_{ie1}$$

$$T_2: \beta'_2 \approx \beta_3 \beta_4 \quad h'_{ie2} = h_{ie3}$$

مثال در نویز کننده شکل (۲-۲۲) با فرض  $\beta_1 = \beta_2 = 25$   $\beta_3 = \beta_4 = \beta_5 = \beta_6 = 100$



$$V_{cesat} = 1V \quad V_{BE} = 0.6V$$

ا: برای ایجاد قدرت ماکزیم:

$$P_{Lmax} = 25W$$

در بلندگو حدود  $V_{cc}$  را تعیین نمایند.

ب: با انتخاب  $V_{cc}$  مدار را

آمایشه نموده و نقش هر یک از

ترازستورها را مشخص کنید.

ج: راندهای ماکزیم

( $P_{max}$ ) دامنه دینامیک ورودی

برای ایجاد ماکزیم راندهای را حساب کنید.

حل: الف:  $P_{Lmax} = \frac{1}{2} R_L I_{Cmax}^2 \Rightarrow 25 = \frac{1}{2} \times 8 \times I_{Cmax}^2$

$$\Rightarrow I_{Cmax} = 2.5A$$

در این مسئله بدلیل اینکه در کلکتور ترازستور

$T_3$  و  $T_1$  مقاومتی وجود ندارد در نتیجه برای ترازستور

$$(V_{CE1})_{min} = 2V_{BE} > 1V$$

ت: شایع نداریم یعنی:

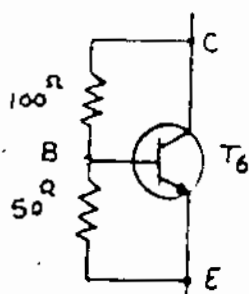
اگر بنابه تقارن رانش دو سر غازی  $V_{ce} = \frac{V_{cc}}{2}$  بگیریم

$$\begin{cases} V_M = 2V_{BE} + 0.4 i_L + \frac{V_{cc}}{2} + 8 i_L \Rightarrow i_L = \frac{V_M - 2V_{BE} - V_{cc}/2}{8.4} \\ V_M = V_{cc} - 800 i_L' = V_{cc} - 800 \left( \frac{i_L}{\beta_1 \beta_2} + i_{cs} \right) \Rightarrow 8.4 i_L = \frac{V_{cc}}{2} - \frac{800}{2500} i_L - i_{cs} - 1.2 \end{cases}$$

$$i_{Lmax} \rightarrow i_{cs} = 0 \Rightarrow \boxed{V_{cc} = 4.6V}$$

ب- ترانزیستورهای  $T_2, T_1$  که در طبقه میانی قرار گرفته‌اند ترانزیستورهای ثبات می‌باشند

- ترانزیستورهای  $T_3, T_4$  امپدانس دیده شده توسط کلکتور ترانزیستور  $T_5$  را افزایش می‌دهند که باعث افزایش ضریب تقویت رانش می‌گردد.
- ترانزیستور  $T_5$  عمل تقویت سیگنال رانش را انجام می‌دهد.
- برای ترانزیستور  $T_6$  داریم:



$$V_{BE} = \frac{50}{50+100} V_{CE6} \Rightarrow \boxed{V_{CE6} = 3V_{BE}}$$

دیده می‌شود که ترانزیستور  $T_6$  در واقع رانش آستانه هدایت ترانزیستورهای  $T_4, T_1, T_3$  را تأمین می‌کند. ( $V_{BE}$  multiplier)

$$I_{E5} = \frac{V_{cc} - 0.6}{R_B + \frac{R_o}{1+\beta}} = \frac{4.6 - 0.6}{0.027 + \frac{16k}{101}} = 27.5 \mu A \quad h_{ies} = \beta \frac{25mV}{I_{cs}} \quad \text{ج:}$$

$$h_{ies} = 100 \frac{25mV}{27.5 \mu A} = 90 \Omega$$

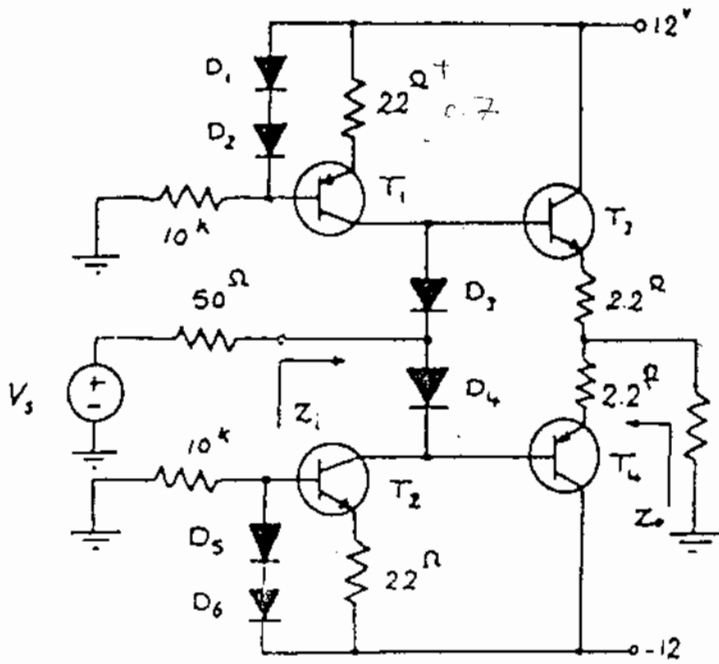
$$P_{cc} = V_{cc} I_{E5} + \frac{2}{\pi} \frac{V_{cc}}{2} I_{cmmax} = 4.6 \times 27.5 \mu A + \frac{2}{\pi} \times \frac{4.6}{2} \times 2.5 = 37.87 \mu W$$

$$\eta_{max} = \frac{P_{Lmax}}{P_{ccmax}} = \frac{25}{37.87} = 66\%$$

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{v_o}{v_o'} \cdot \frac{v_o'}{v_i} = \frac{8}{8+0.4} \times \frac{-100 \left[ 800 \parallel (100 \times 25) \times 1.4 \right]}{90 + 101 \times 27} = -26$$

$$v_{omax} = 2.5 \times 8 = 20^V$$

$$v_{imax} = \frac{v_{omax}}{|A_v|} = \frac{20}{26} = 0.77^V$$



$\beta = 50$

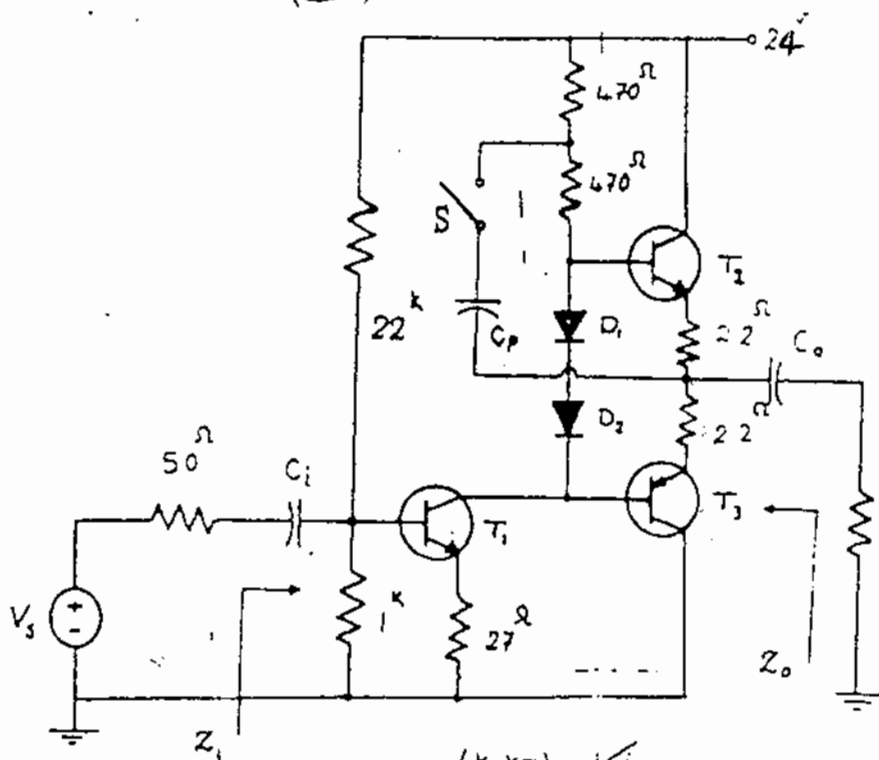
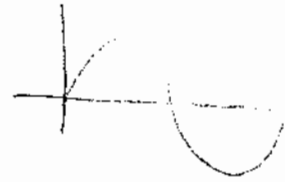
(الف)

تقریب:

مطلوبت محاسبه  $A_{v3} = \frac{v_o}{v_i}$

$Z_o$  و  $Z_i$

در  $P_{Lmax}$  و  $\eta_{max}$  مدار این شکل (۲-۲۳)



ب: کلید S باز  
ج: کلید S بسته

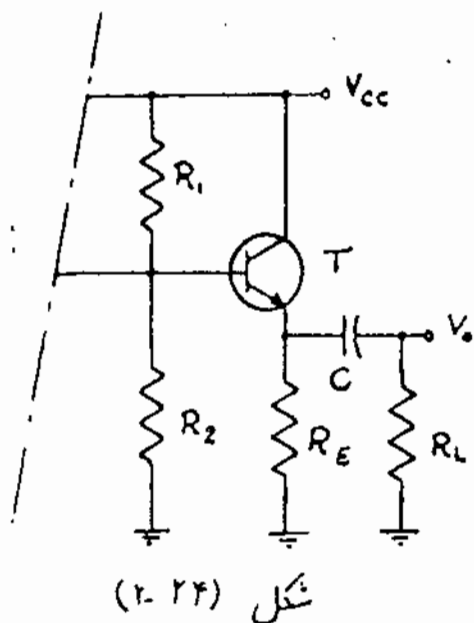
$\beta_1 = 100$

$\beta_2 = \beta_3 = 50$

شکل (۲-۲۳)



# تمرین های مختلف :



۱- مدار تقویت کننده شکل (۲-۲۴)

رادر نظر بگیرید.

مقدار مقاومت  $R_L$  را بر حسب  $R_E$  ،  
برای آنکه راندها  $(\eta = \frac{P_{Lac}}{P_{cc}})$  و  
سویکت ولتاژ خروجی ماکزیم گردد  
محاسبه نماید.

شکل (۲-۲۴)

۲- مدار تقویت کننده قدرت شکل (۲-۲۵) رادر نظر بگیرید. با فرض اینکه

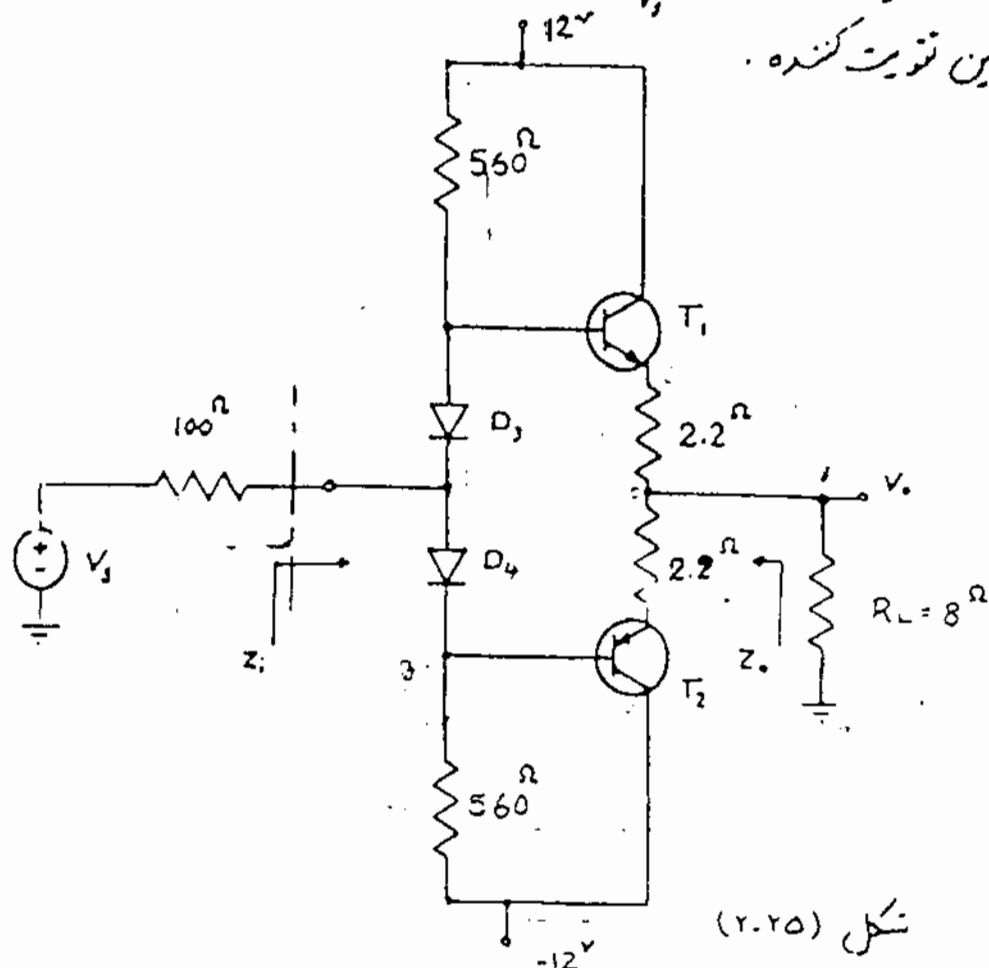
$$\beta_1 = \beta_2 = 40$$

$$|V_{GS}| = V_D = 0.6V$$

$$r_{e1} = r_{e2} = 100 \Omega$$

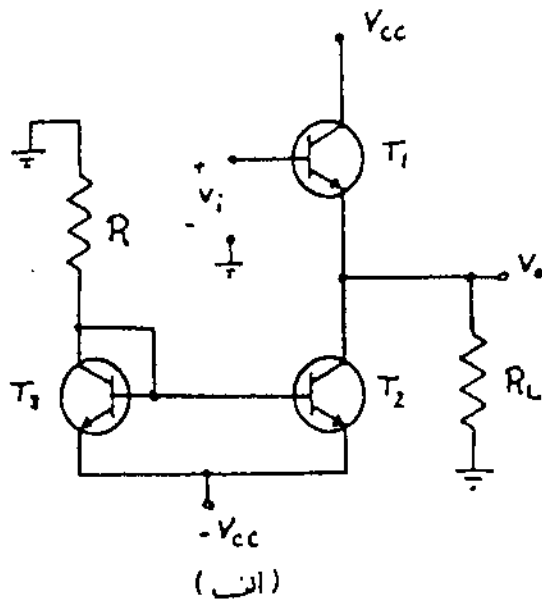
مطلوبت محاسبه  $A_{V_1}$  ،  $Z_i$  ،  $Z_o$  ،  $P_{Lmax}$  و  $I_{max}$  برای

این تقویت کننده.



شکل (۲-۲۵)

۳- مقایسه دو تقویت کننده امیتر مشترک و کلکتور مشترک از نظر اعوجاج:



شکل (۲-۲۶)

الف: تقویت کننده امیتر فالور شکل

(۲-۲۶ الف) را در نظر بگیرید. در هر چیکه

$V_{CESat} = 0.2V$ ,  $R = 4.65 k\Omega$ ,  $V_{CC} = 10V$

و  $V_{BE(on)} = 0.7V$  و  $R_L = 1 k\Omega$  باشد.

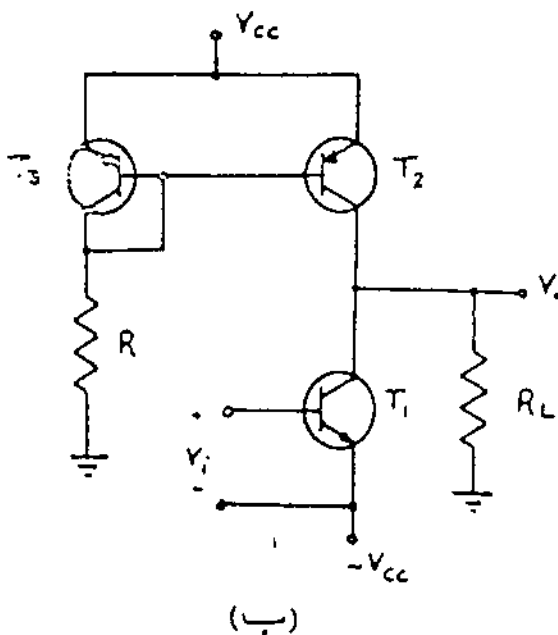
مدل سیگنالهای کوچک تقویت کننده

را در نظر گرفته و مقدار  $A_{v0} = \frac{V_o}{V_i}$

را وقتی که دامنه سیگنال خروجی  $v_o$

بین  $\pm 0.6V$  تغییر می کند، مورد بررسی

قرار دهید. (ترانزیستورهای  $T_2$  و  $T_3$  مشابهند)



(ب)

ب: تقویت کننده امیتر مشترک

شکل (۲-۲۷ ب) را در نظر بگیرید. در هر چیکه

مقادیر الانهای مدار همانند قسمت الف

باشد. مدل سیگنالهای کوچک تقویت

کننده را در نظر گرفته و مقدار  $A_{v0} = \frac{V_o}{V_i}$

را وقتی دامنه سیگنال خروجی بین  $\pm 0.6V$

تغییر می کند، مورد بررسی قرار داده و با قسمت

الف مقایسه نمایید.

ج: حداکثر توانی که بار  $R_L = 1 k\Omega$  در حالت (الف) می تواند مصرف

نماید، بدون اینکه در سیگنال خروجی  $v_o$  اعوجاج محسوس بوجود آید را حساب

کنید و در این حالت راندمان  $(\eta = \frac{P_L}{P_{CC}} \%)$  را بدست آورید. به ازای چه مقدار

$R_L$  راندمان مدار ماکزیمم بدست می آید؟

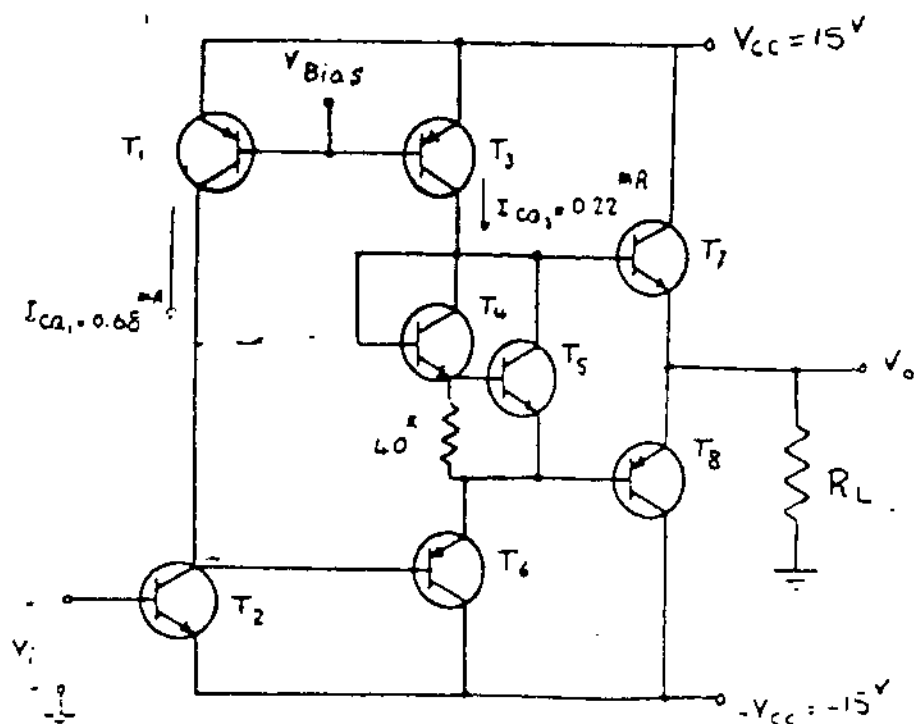
۴- مدار شکل (۲-۲۷) طبقه نهایی یک تقویت کننده عملیاتی 7410 را نشان می دهد. در صیقلی  $\beta_{FPNP} = 50$  و  $\beta_{NPN} = 200$  و برای همه ترانزیستورها:

$$I_S = 10^{-14} \text{ A}, |V_{CEsat}| = 0.2 \text{ V}, |V_{BE(on)}| = 0.7 \text{ V}$$

الف، حداکثر مقدار مثبت و منفی  $V_o$  را برای  $R_L = 10^3, 10^4, 200^{\Omega}$  بدست آورید.  
 ب، حداکثر توان متوسطی که به بار  $R_L = 1 \text{ k}\Omega$  می توان داد بدون آکند اعرجاج محسوس در  $V_o$  بر جود آید را حساب کنید. رنکت این شرایط مقدار راندمان  $\eta$  را حساب کنید. (توان تواندها را در طبقه پوش-پول مورد نظر است. سیگنال را سینی فرض کنید)

ج، حداکثر توان لحظاتی مصرفی در هر یک از ترانزیستورهای طبقه پوش-پول را بدست آورید. ( $R_L = 1 \text{ k}\Omega$ )

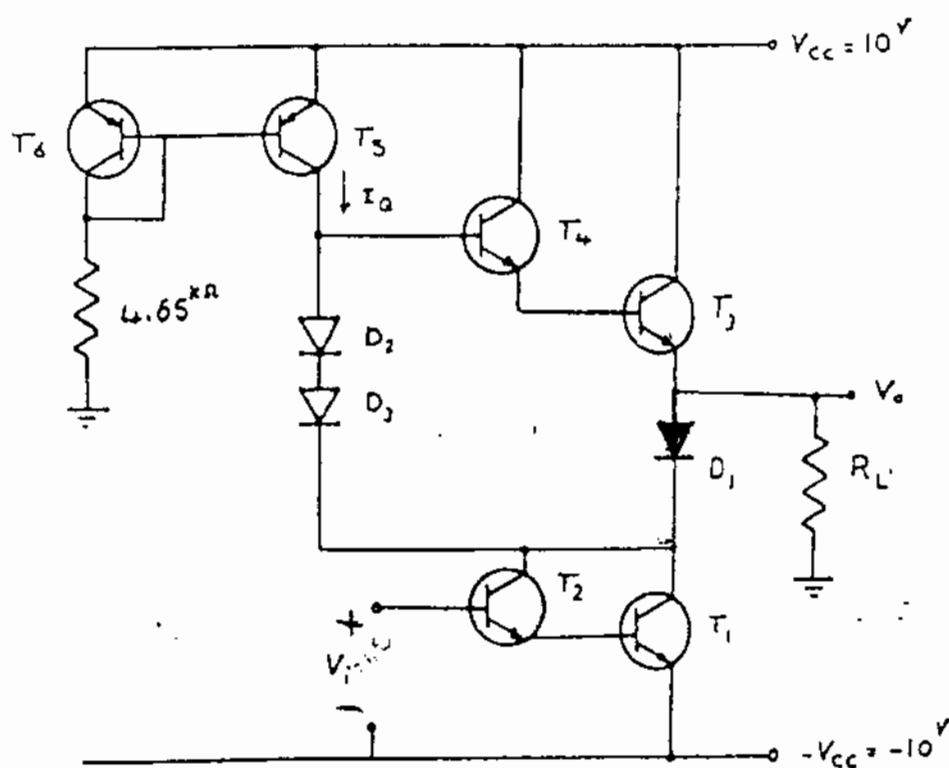
د، سیگنال خروجی را سینی فرض کرده، حداکثر توان متوسطی که به بار می توان داد، با آکند توان لحظاتی مصرفی  $T_3$  و  $T_8$  از  $100^{\mu\text{W}}$  بزرگتر نشود را بدست آورید. در این حالت مقدار  $R_L$  و راندمان را محاسبه کنید.  
 ه، جریان کلکتور ترانزیستور را برای  $V_o = 10^{\text{V}}$  بدست آورید. ( $R_L = 1 \text{ k}\Omega$ )



شکل (۲-۲۷)

۵۷- ثنویت کسده ندرت شکل (۲-۲۸) راکه فست برش-برل آن کطل  
از ترانزستری n p n شکیل مشده است در نظر بگیرید. در صورتیکه  $V_{0(on)} = 0.7^V$   
 $|V_{E(on)}| = 0.7^V$  ،  $|V_{CEsat}| = 0.2^V$  و  $\beta_F = 100$  در ترانزستری  $T_5$  ،  $T_6$  مشابه  
باشند.

- الف، حداکثر مقدار مثبت در مشق  $V_o$  در حالیکه  $R_L = 8^{\Omega}$  است را بدست آورید.  
ب، در حالیکه  $V_o = 0$  است توان مصرفی در مدار چقدر است؟  
ج، در صورتیکه  $V_o$  تقریباً یک سیگنال سینوسی باشد مطلوب است:  
ج-۱- حداکثر توان مصرفی بار  $R_L = 8^{\Omega}$  بدین آنگه بالا را پایین  
سیگنال  $V_o$  بریده شود در اندامان مدار در این حالت.  
ج-۲- حداکثر توان لحظاتی مصرفی ترانزستری  $T_1$  ،  $T_2$



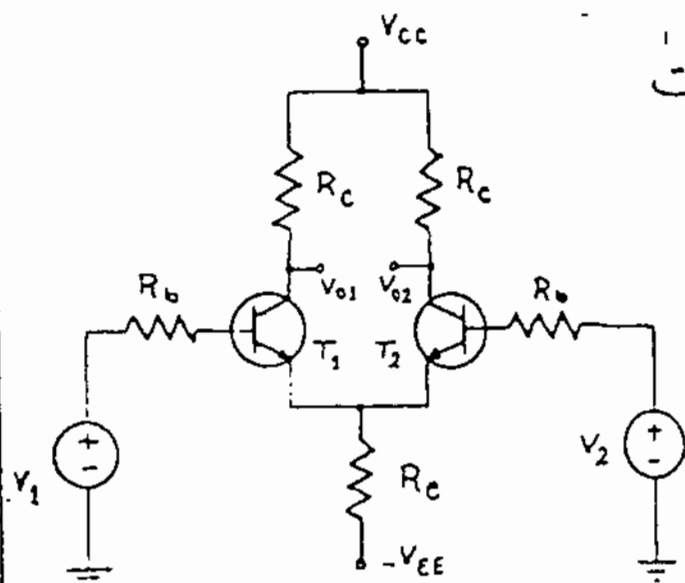
## بخش ۲۹

# تقویت کننده های (دیفرانسیل)

در مدار تقویت کننده، امپدانس مشترک برای بدست آوردن پایداری حرارتی مناسب باید مقاومت  $R_e$  نسبتاً بزرگ باشد که این خود باعث کاهش ضریب تقویت می شود. در صورتیکه بخواهیم سیگنالهای AC را تقویت کنیم می توان مقاومت  $R_e$  را به اندازه کافی بزرگ انتخاب کرد تا پایداری حرارتی مطلوب بدست آید و برای داشتن ضریب تقویت کافی می توان توسط یک خازن "bypass" مقاومت  $R_e$  را برای سیگنالهای AC اتصال کوتاه نمود، ولی اگر فرکانس سیگنال کم یا DC باشد در اینصورت وجود خازن تأخیری نداشته و ضریب تقویت کاهش می یابد برای اینکه بتوانیم سیگنالهایی با فرکانس پایین و یا DC را تقویت کنیم، از تقویت کننده دیفرانسیل استفاده می کنیم.

همچنین یکی دیگر از مشکلات تقویت کننده، مانند نویز می باشد، تقویت کننده، این را که تاکنون بررسی کردیم بین سیگنال و نویز تفاوتی قائل نمی شوند و هر دو را به یک اندازه تقویت می کنند ولی تقویت کننده دیفرانسیل بین سیگنال و نویز تفاوت قائل شده و هر کدام را با ضریب تقویت متفاوتی به خروجی مدار متصل می نماید.

۱- بررسی مدل ساده بک تقویت کننده دیفرانسیل:



شکل (۱-۱)

شکل (۱-۱) مدل ساده بک تقویت

کننده. دیفرانسیل متوازن را نمایش می دهد.

این مدار را می توان متشکل از دو

مدار آمپلر مشترک مشابه دانست.

آمپلر ترانزیستورهای آنها به یکدیگر

متصل شده اند. در این صورت ترانزیستورهای

$T_1$  و  $T_2$  باید کاملاً مشابه باشند.

هر یک از دینامی های  $V_1$  و  $V_2$  را ترکیبی از دینامی مشترک (common) و دیفرانسیل (Differential) فرض می کنیم.

$$\begin{cases} V_1 = V_c + V_d \\ V_2 = V_c - V_d \end{cases} \Rightarrow V_c = \frac{V_1 + V_2}{2} \quad V_d = \frac{V_1 - V_2}{2}$$

اگر ترانزیستورهای این تقویت کننده را در ناحیه خطی کارکنند می توان از اصل «جمع آثار» (Superposition) در مورد دینامی های  $V_1$  و  $V_2$  استفاده کرد و سیگنال های مشترک و دیفرانسیل را بطور جداگانه تأثیر دارد.

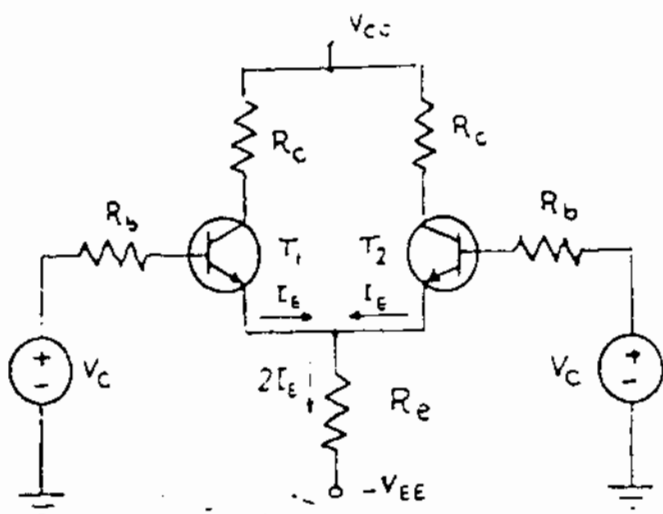
(۱-۱) حالت میکنال های مشترک:

شکل (۱-۲) تقویت کننده دیفرانسیل را در حالت  $V_1 = V_2 = V_c$  نشان

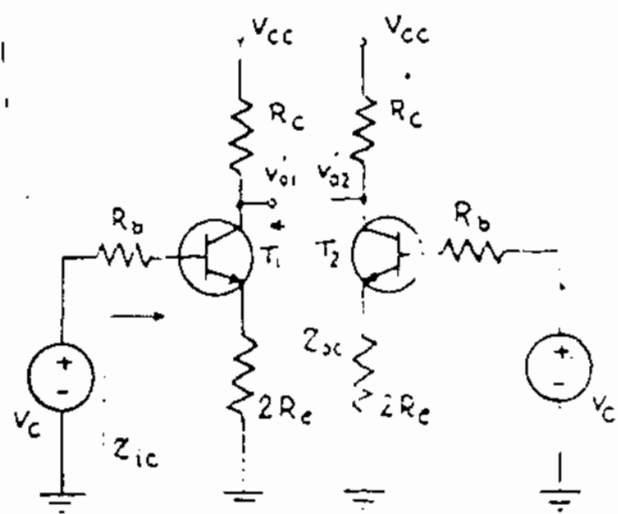
می دهد. بدلیل متوازن بودن مدار این تقویت کننده می توان از قضیه

«جانسن» که در تئوری مدارهای الکتریکی بیان می شود استفاده کرد و مدار تقویت کننده

شکل (۱-۲) را بصورت مدار شکل (۲-۲) درآورد.



شکل (۱-۲)



شکل (۱-۳)

برای این حالت داریم:

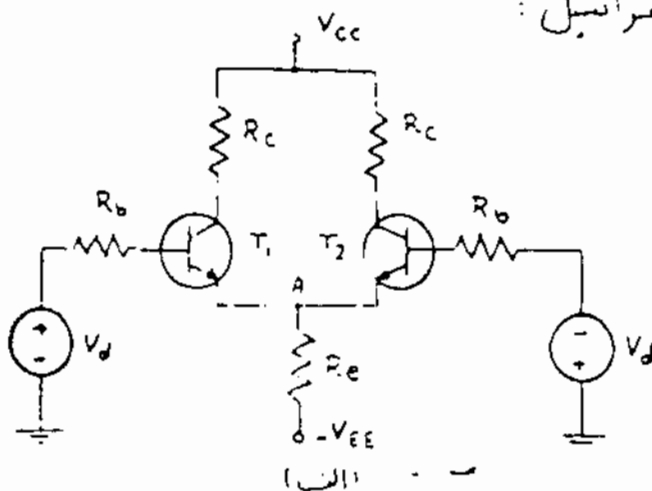
$$V_{o1}' = \frac{-\beta R_c}{R_b + h_{ie} + (1+\beta)2R_e} V_c$$

$$V_{o2}' = \frac{-\beta R_c}{R_b + h_{ie} + (1+\beta)2R_e} V_c$$

$$Z_{ic} = R_b + h_{ie} + (1+\beta)2R_e$$

$$Z_{oc} = R_c$$

حالت سیگنال های دیفرانسیل: (۱-۲)

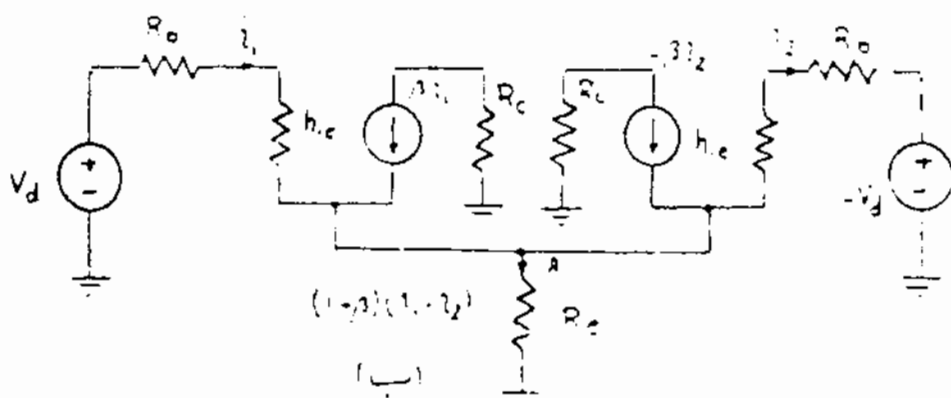


شکل (۱-۴) ترتیب

کننده دیفرانسیل را در حالت

شکل (۱-۴) و  $V_1 = -V_2 = V_d$

معادله AC آنرا نمایش می دهد.



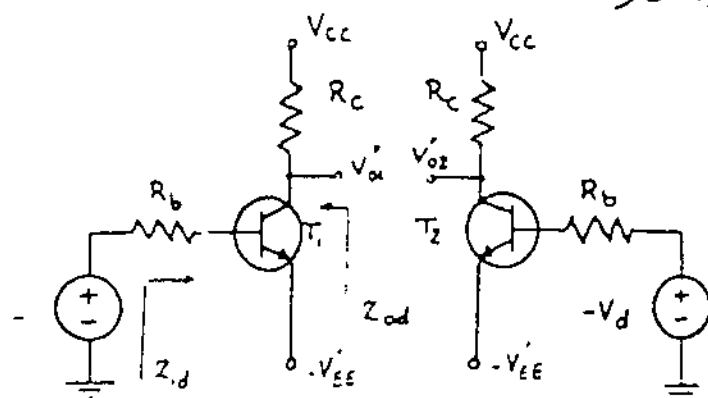
شکل (۱-۴)

با نوشتن KVL در دو حلقه‌ای که شامل منابع ولتاژ  $V_d$ ،  $-V_d$  می‌باشند خواهیم داشت:

$$\begin{cases} V_d = (h_{ie} + R_b) i_1 + R_e (1 + \beta) (i_1 - i_2) \\ -V_d = -(h_{ie} + R_b) i_2 + R_e (1 + \beta) (i_1 - i_2) \end{cases} \Rightarrow R_e (1 + \beta) (i_1 - i_2) = 0 \Rightarrow \boxed{i_1 = i_2}$$

یعنی جریان دیفرانسیل معادمت  $R_e$  برابر صفر است و ولتاژ نقطه A از نظر منابع ولتاژ دیفرانسیل ثابت می‌باشد.

مدار شکل (۱-۵) مدل ساده شده تقویت کننده شکل (۱-۴) را نشان می‌دهد.



شکل (۱-۵)

$$V_{O1} = \frac{-\beta R_c}{R_b + h_{ie}} V_d$$

$$V_{O2} = \frac{\beta R_c}{R_b + h_{ie}} V_d$$

مشاهده می‌شود که فریب تقویت ولتاژ در این حالت بیشتر شده است.

$$Z_{id} = R_b + h_{ie}$$

$$Z_{od} = R_c$$

(۱-۳) حالت کلی تقویت کننده دیفرانسیل:

چون ولتاژهای درون تقویت کننده دیفرانسیل را به صورت ترکیبی از ولتاژهای

مشترک و دیفرانسیل به نظر می‌رسد. در نتیجه طبق قضیه جمع آثار، خروجی‌های ناشی از ولتاژهای مشترک و دیفرانسیل را با هم جمع می‌کنیم.

$$\begin{cases} V_1 = V_c + V_d \\ V_2 = V_c - V_d \end{cases}$$

- ولتاژهای نهایی:

$$\begin{cases} V_{O1} = \frac{-\beta R_c}{R_b + h_{ie} + (1 + \beta) 2 R_e} V_c + \frac{-\beta R_c}{R_b + h_{ie}} V_d \\ V_{O2} = \frac{-\beta R_c}{R_b + h_{ie} + (1 + \beta) 2 R_e} V_c + \frac{-\beta R_c}{R_b + h_{ie}} (-V_d) \end{cases}$$



$$\begin{cases} V_{o1} = \frac{-\beta R_c}{R_b + h_{ie} + (1+\beta)2R_c} \left( \frac{V_1 + V_2}{2} \right) + \frac{-\beta R_c}{2(R_b + h_{ie})} (V_1 - V_2) \\ V_{o2} = \frac{-\beta R_c}{R_b + h_{ie} + (1+\beta)2R_c} \left( \frac{V_1 + V_2}{2} \right) - \frac{-\beta R_c}{2(R_b + h_{ie})} (V_1 - V_2) \end{cases}$$

$$A_c = \frac{-\beta R_c}{R_b + h_{ie} + (1+\beta)2R_c}$$

$$A_d = \frac{-\beta R_c}{2(R_b + h_{ie})}$$

اگر  $A_c$  و  $A_d$  را برابر  
بگیریم:

$$V_{o1} = A_c \left( \frac{V_1 + V_2}{2} \right) + A_d (V_1 - V_2)$$

$$V_{o2} = A_c \left( \frac{V_1 + V_2}{2} \right) - A_d (V_1 - V_2)$$

معمولاً در  $(1+\beta)2R_c \gg R_b + h_{ie}$

نیمه  $A_d \gg A_c$  است یعنی دلتا مشترک

(معمولاً نویز) خیلی کمتر از دلتا برابر سیل (سیگنال) در خروجی اثر می‌کند.

نسبت  $\left| \frac{A_d}{A_c} \right|$  مشخصه مهمی برای تعریف یک تقویت‌کننده دبرائیل است.

که این نسبت را «ضریب حذف سیگنال مشترک» (common mode rejection ratio)

یا CMRR می‌نامند. هر قدر CMRR بزرگتر باشد تقویت‌کننده به یک تقویت‌کننده ایده‌آل نزدیک‌تر می‌شود.

$$CMRR = \left| \frac{A_d}{A_c} \right| = \frac{R_b + h_{ie} + (1+\beta)2R_c}{2(R_b + h_{ie})} \approx \frac{(1+\beta)R_c}{R_b + h_{ie}}$$

مثال ۱) مطلوبیت CMRR برای تقویت‌کننده دبرائیل شکل (۱-۱)

که  $R_c = 10^4 \Omega$   $R_b = 1^4 \Omega$   $h_{ie} = 1^4 \Omega$   $\beta = 200$

$$CMRR = \left| \frac{A_d}{A_c} \right| \approx \frac{(1+\beta)R_c}{R_b + h_{ie}} = \frac{201 \times 10^4}{1^4 + 1^4} = 1000$$

حل:

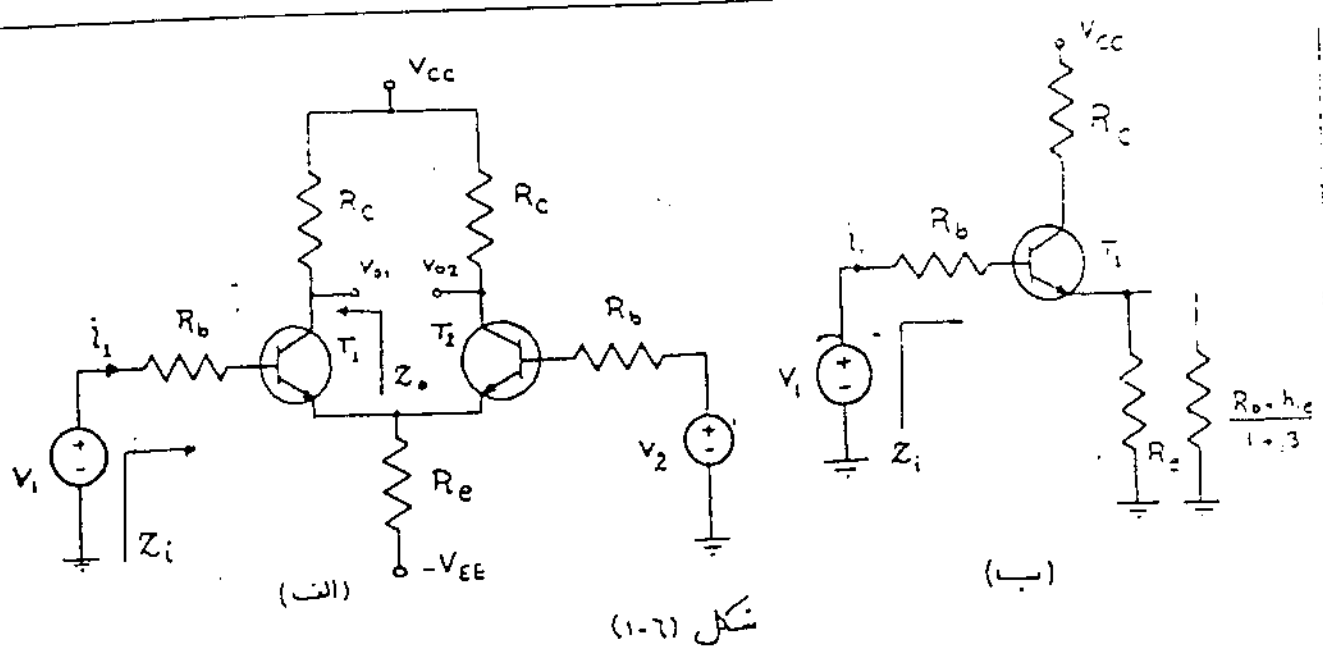
- امپدانس ورودی:

امپدانس ورودی تقویت‌کننده دبرائیل شکل (۱-۱) را

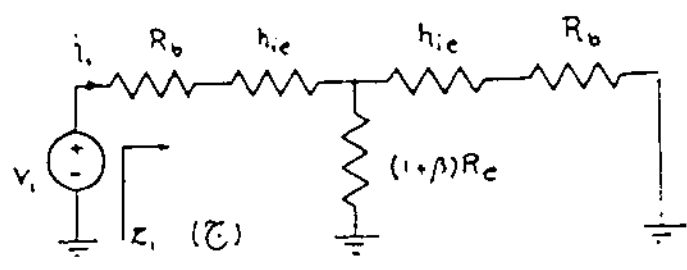
$$Z_i = \frac{V_1}{I_1}$$

$V_2 = 0$

معرفت فوق تعریف می‌کنیم.



برای محاسبه امپدانس درودی این تقویت کننده می توان از روش انعکاس امپدانس استفاده کرد.

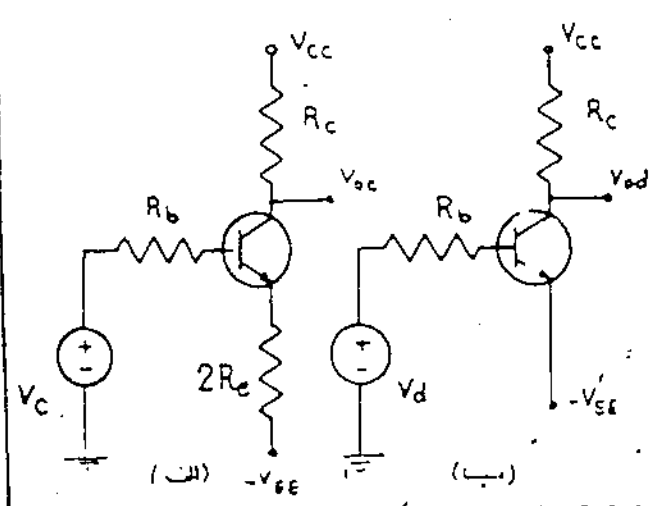


بطوریکه اینها مقادیرهای در بیس ترانزیستور  $T_2$  را به امپدانس آن مثل می کنیم [شکل (۱-۶ ب)] در بیس مقادیرهای در امپدانس ترانزیستور  $T_1$  را به بیس آن اتصال می دهیم. [شکل (۱-۶ ج)] در نتیجه داریم:

$$Z_i = R_b + h_{ie} + (1 + \beta)R_e \parallel (R_b + h_{ie})$$

برای بالا بردن امپدانس درودی می توان از داراییستون دیافاز FET بجای ترانزیستورهای  $T_2$  و  $T_1$  استفاده کرد.

امپدانس خروجی:

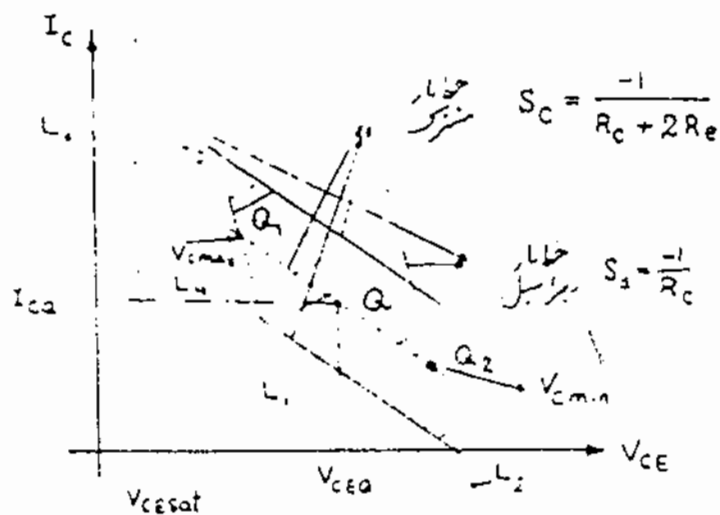
$$Z_o = R_c$$


نقطه کار و خط بار:  
استدلالی از ترانزیستورهای تقویت کننده، شکل (۱-۶ الف) را در نظر می گیریم و دیتازهای درودی  $V_1$  و  $V_2$  را ترکیبی از دیتازهای مشترک و دیتازهای فرض می کنیم. بنا به تعادل مدار، برای دیتاز مشترک

شکل (۱-۷) برای رانش دینامیک شکل (۱-۷) بدست می آید.  
در حالت  $V_1 = V_2 = 0$  نقطه کار استاتیکی ترانزیستور (Q) بدست می آید [شکل (۱-۸)].

برای حالت سبک

منزک [شکل (۱-۷)] داریم:



$$(V_{CC} + V_{EE}) = (R_C + 2R_E) I_{C1} + V_{CE1}$$

مانوجه به این رابطه، شیب خط بار

منزک برابر خواهد بود با:

$$S_C = \frac{-1}{R_C + 2R_E}$$

با توجه به دامنه رانش  $V_C$  نقطه کار ترانزیستور روی خط بار منزک  $(L_0)$  از  $Q_1$  تا  $Q_2$  تغییر می کند. [شکل (۱-۸)].  
با در نظر گرفتن مدار شکل (۱-۷) ب، معادله خط بار دینامیک به صورت زیر بدست

می آید.

$$(V_{CC} + V_{EE}) = R_C I_{C1} + V_{CE1} \Rightarrow S_d = \frac{-1}{R_C}$$

مشاهده می شود که شیب

خط بار دینامیک بیشتر از

شیب خط بار در حالت منزک است.

مداکتر دامنه رانش  $V_C$  برای اینکه ثابت بماند، در ناحیه خطی عمل کند. پسگی  
به دامنه رانش  $V_C$  در نقطه کار استاتیکی ترانزیستور (Q) دارد. این محدودیت عملاً در  
نقطه کار  $Q_2$  از تقاطع خط بار دینامیک با محور رانش  $(V_{CE})$  و یا در نقطه  
کار  $Q_1$  از تقاطع خط بار دینامیک با خط  $V_{CE} = V_{CE(sat)}$  بدست می آید.  
در شکل (۱-۸) این محدودیت در نقطه کار  $Q_1$  موجود می آید.

مانوجه به مطالب گفته شده، ناحیه کاری را که در آن ترانزیستور به صورت خطی

عمل می کند، بدست می آید. این ناحیه را در شکل (۱-۹) نشان داده ایم.

تصویرین:

تغویت کننده دینامیک شکل (۱-۹) را در نظر بگیرید. ورودی های تغویت کننده  $(e_1, e_2)$  منابع ولتاژ با امپدانس داخلی  $R_b = 1 \text{ k}\Omega$  می باشند و ترانزیستورها از نوع سیلیسیم  $(V_{BE} = 0.6 \text{ V})$  یا  $h_{FE} = 250$  هستند.  
الف: ولتاژی مدار را چنان تعیین کنید که تغویت کننده دارای مشخصات زیر باشد.

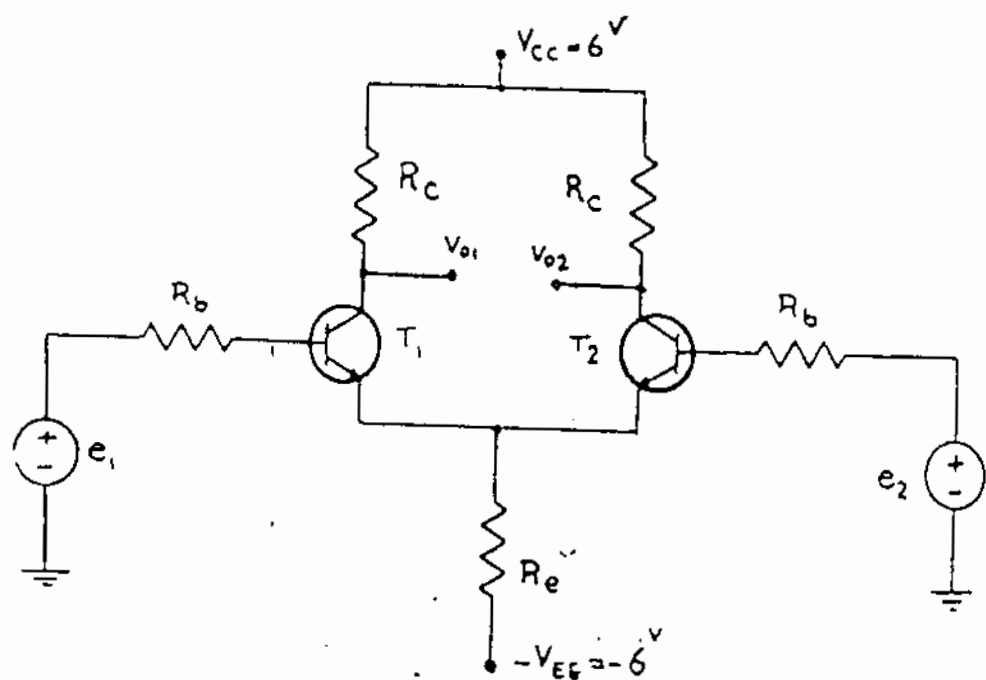
$$CMRR = 40 \text{ dB} -$$

- امپدانس خروجی  $Z_o = 1 \text{ k}\Omega$

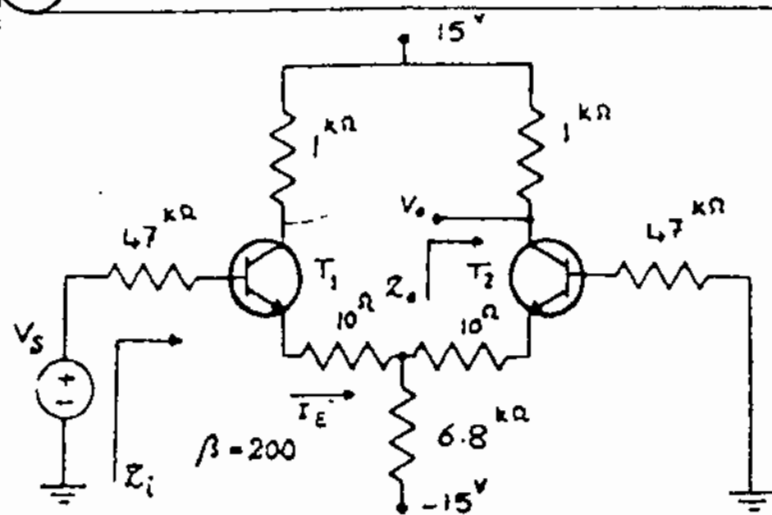
ب: خط بار برای ولتاژ های مشترک  $(V_c = \frac{e_1 + e_2}{2})$  را رسم کرده و نقطه کار ترانزیستورها را روی آن مشخص کنید.

ج: در فرورنگه دامنه ولتاژ مشترک در خروجی برابر  $1 \text{ V}$  باشد مطلوبیت حداکثر ولتاژ دینامیک  $(V_d = e_1 - e_2)$  در ورودی برای آنکه تغویت کننده در ناحیه خطی کار کند.

د: در فرورنگه  $V_c = 10 \text{ mV}$  باشد  $V_d$  چند می تواند باشد بطوریکه نسبت دامنه ولتاژ دینامیک به دامنه ولتاژ مشترک در خروجی حداقل 50 باشد.



شکل (۱-۹)



شکل (۱-۱)

مثال ۲) تقویت کننده دیزانسیل

شکل (۱-۱) را در نظر بگیرید.

مطلوبست  $A_d$ ،  $Z_o$ ،  $Z_i$

$A_c$  و CMRR برای این

تقویت کننده:

حل: ابتدا نقاط کار را بدست می آوریم:

$$V_{EE} - V_{BE} = \left( \frac{47}{1+\beta} + 10^3 + 2 \times 6.8 \right) I_E \Rightarrow 15 - 0.7 = \left( \frac{47}{201} + 0.01 + 13.6 \right) I_E$$

$$\Rightarrow I_E \approx 1 \text{ mA} \quad h_{ie} = \beta \frac{25 \text{ mV}}{I_C} = 200 \frac{25}{1} = 5 \text{ k}\Omega$$

- امپدانس ورودی:

$$Z_i = 47 \text{ k}\Omega + (1+\beta) \left\{ 10^3 + 6.8 \parallel \left[ 10^3 + \frac{47+5}{1+\beta} \right] \right\}$$

با توجه به روش انعکاس امپدانس داریم:

$$\Rightarrow Z_i \approx 106 \text{ k}\Omega$$

$$Z_o = 1 \text{ k}\Omega$$

- امپدانس خروجی:

-  $A_c$ ،  $A_d$ ، CMRR:

$$A_c = \frac{-\beta R_c}{R_b + h_{ie} + (1+\beta) [10^3 + 2R_e]} = \frac{-200 \times 1}{47 + 5 + 201 (0.01 + 13.6)} = -0.07$$

$$A_d = \frac{-\beta R_c}{2 [R_b + h_{ie} + (1+\beta) 10^3]} = \frac{-200 \times 1}{2 [47 + 5 + 201 \times 0.01]} = -1.85$$

$$\text{CMRR} = \left| \frac{A_d}{A_c} \right| = \frac{1.85}{0.07} = 26.43$$

تقریر:

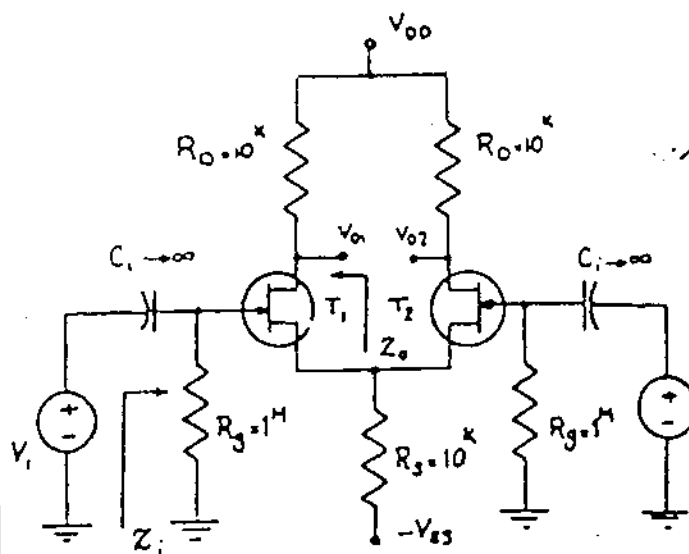
تقویت کننده شکل (۱-۱۱) را در نظر بگیرید.

در صورتیکه ترانزیستورهای بکار رفته کاملاً

مشابه باشند و پارامترهای آنها

$g_m = 1 \text{ mS}$  و  $r_d = 100 \text{ k}\Omega$  باشد.

مطلوبست  $Z_o$ ،  $Z_i$ ، CMRR



شکل (۱-۱۱)

- اگر در مدار شکل (۱-۱۱) بار  $R_L$  را بین خروجیهای  $V_{O1}$  و  $V_{O2}$  قرار دهیم.

آنگاه:

$$V_{od} = V_{O1} - V_{O2} = (A_c V_c + A_d (V_1 - V_2)) - (A_c V_c - A_d (V_1 - V_2)) = 2A_d (V_1 - V_2)$$

مشاهده می شود که در این حالت ولتاژ دوسر بار  $R_L$  ناشی از اختلاف ولتاژهای ورودی

است. در نتیجه این مدار برای بار  $R_L$  یک تقویت کننده دیفرانسیل ایده‌آل می باشد.

بعلت اینکه ولتاژ  $V_{od}$  یک ولتاژ نسبی است، در نتیجه نمی توان آنرا به معادست

باری که یک طرف آن زمین (ground) شده، متصل کرد. همچنین این ولتاژ به

تقویت کننده‌ای که ولتاژ ورودی آنی نسبت به زمین سنجیده می شود، قابل اعمال نیست.

برای رفع این اشکال می توان CMRR مدار این تقویت کننده را آنگاه افزایش داد

تا اثر ولتاژ مشترک نسبت به ولتاژ دیفرانسیل در هر یک از خروجی‌ها ناچیز شود. آنگاه می توان

یکی از ولتاژهای  $V_{O1}$  یا  $V_{O2}$  را بعنوان خروجی مورد استفاده قرار داد.

با توجه به اینکه  $CMRR = \frac{(1+A)R_e}{R_o + R_{ie}}$  می باشد برای افزایش آن می توان معادست  $R_e$  را افزایش

داد، ولی بزرگ کردن معادست  $R_e$  موجب تغییر نقطه کار مطلوب ترانزیستورهای می گردد، برای

رفع این اشکال باید ولتاژ منابع  $V_{EE}$  و  $V_{CC}$  را افزایش داد، ولی با توجه به محدودیت‌های عملی

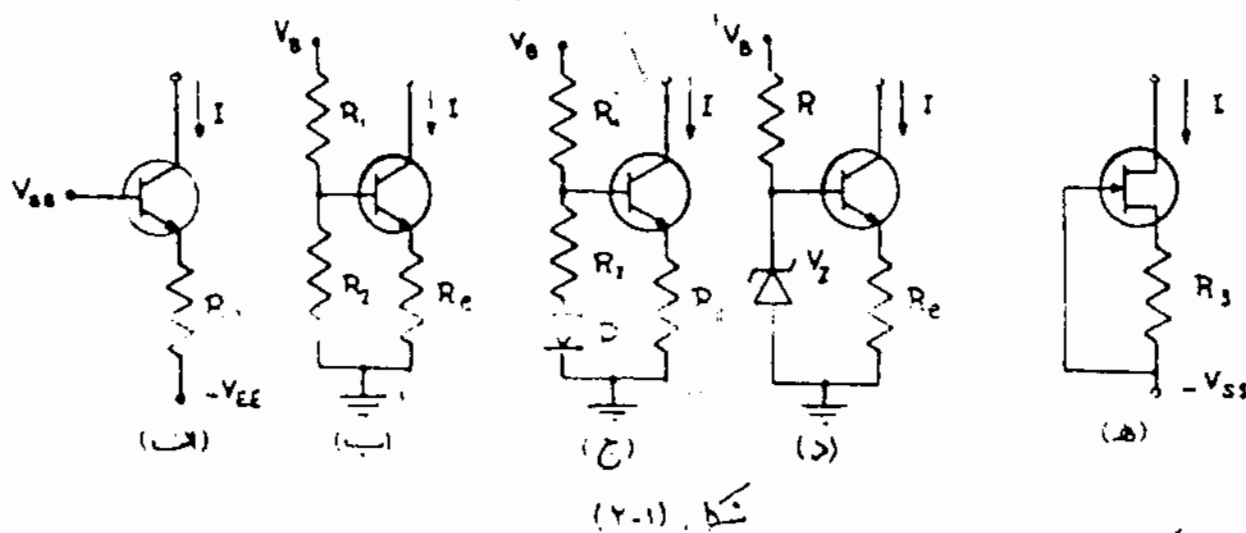
این روش بهره نیست. حال اگر بجای معادست  $R_e$  از یک منبع جریان استفاده نمایم

اولاً جریان نقطه کار ترانزیستور را بیشتر تثبیت نموده، ثانیاً معادست دینامیکی،

در امپدانس ترانزیستور را بطور قابل ملاحظه‌ای بزرگ کرده ایم.

## ۲. منابع جریان در تقویت کننده دیفرانسیل:

منابع جریان در مدار تقویت کننده با عنوان یک لایه بایاس کننده و یا بهر صورت بار فعال  $\cdot$  active load  $\cdot$  بطور گسترده ای مورد استفاده قرار می گیرند. منابع جریان انواع گوناگونی داشته که ساده ترین آنها منابع جریانی هستند که شامل یک ترانزیستور Bipolar و یا FET باشند. شکلی (۲-۱) چند نمونه از منابع جریان ساده را نمایش می دهد.



در شکل (۲-۱-ا) با ثابت بودن ولتاژهای  $-V_{EE}$ ،  $V_{BB}$  و  $V_{BE}$  و مقاومت  $R_E$ ، جریان  $I$  از رابطه زیر بدست می آید:

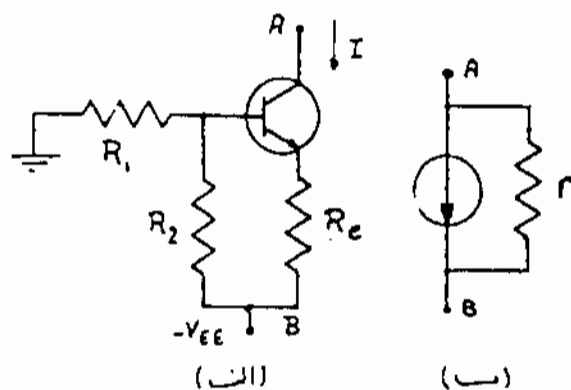
$$I = \frac{V_{BB} + V_{EE} - V_{BE}}{R_E}$$

شکلی (۲-۱-ب، ج، د) مدل های دیگر این منبع جریان، که در آن از یک منبع ولتاژ استفاده شده است، نشان می دهد. بدلیل اینکه ولتاژ  $V_{BE}$  ترانزیستور تابعی از دما و دما نیز می باشد، در نتیجه جریان  $I$ ، در منابع جریان شکلی (۲-۱-ب) با تغییر دما و دما، ثابت نمی ماند. برای رفع این اشکال می توان یک دیود معمولی را به صورت جریان کننده، مطابق شکل (۲-۱-ج) بکار برد.

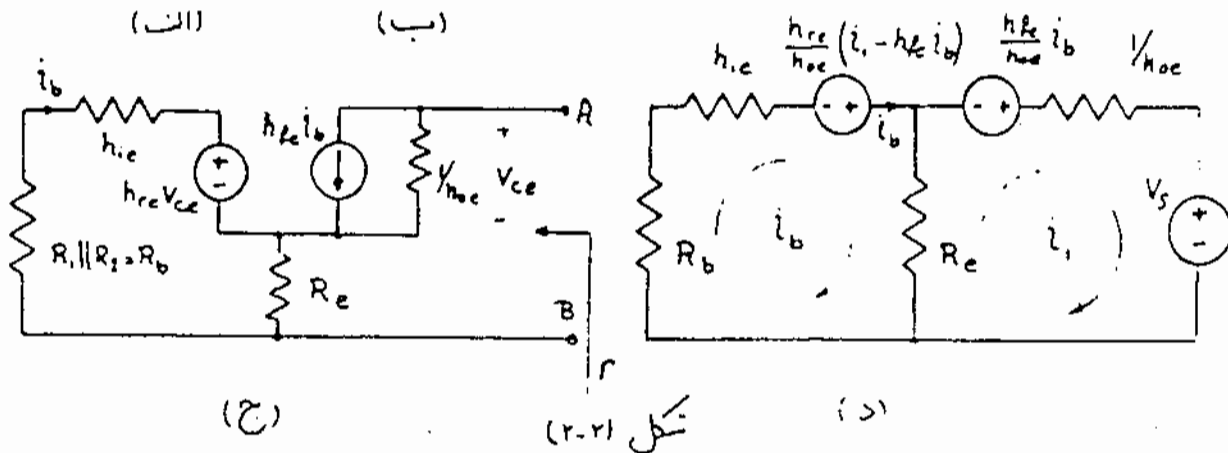
در منابع جریان شکلی (۲-۱-ا، ب، ج) جریان  $I$  نسبت به تغییرات منابع ولتاژ کار دما، حساس می باشد. برای کاهش این اثر می توان از یک دیود زener مطابق شکل (۲-۱-د) و یا از یک FET، مطابق شکل (۲-۱-ه) استفاده کرد.

(۲-۱) محاسبه مقاومت دینامیکی بک منبع جریان:

منابع جریان که در عمل ساخته می شوند ایده آل نبوده و دارای مقاومت دینامیکی هستند که این مقاومت دینامیکی، تقریباً برای تمام منابع جریان مقدار بزرگی می باشد.



شکل (۲-۲) (الف) یک منبع جریان ساده و  
شکل (۲-۲) (ب) مدل مداری و شکل (۲-۲) (ج) مدل  
AC مدار منبع جریان و شکل (۲-۲) (د) مدار ساده  
شده آنرا نمایش می دهد.



$$r = \frac{V_s}{-i_1}$$

برای بدست آوردن مقاومت دینامیکی این منبع جریان  
از معادلات « مش » استفاده می کنیم.

$$\begin{pmatrix} R_b + h_{ie} + R_e & -R_e \\ -R_e & \frac{1}{h_{oe}} + R_e \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_b \\ i_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{h_{re}}{h_{oe}} (i_1 - h_{fe} i_b) \\ -V_s - \frac{h_{fe}}{h_{oe}} i_b \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} R_b + h_{ie} + R_e + \frac{h_{re} h_{fe}}{h_{oe}} & -R_e - \frac{h_{re}}{h_{oe}} \\ -R_e + \frac{h_{fe}}{h_{oe}} & \frac{1}{h_{oe}} + R_e \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_b \\ i_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ -V_s \end{pmatrix}$$

با توجه به روش کرامر، در حل دستگاهی معادلات جریان  $i_1$  را بر حسب  $V_s$

محاسبه می نمایم



$$r = \frac{V_s}{-I_s} = \frac{(R_b + h_{ie} + R_e - \frac{h_{re} h_{fe}}{h_{oe}}) \left( \frac{1}{h_{oe}} + R_c \right) + \left( R_e + \frac{h_{re}}{h_{oe}} \right) \left( \frac{h_{fe}}{h_{oe}} - R_c \right)}{R_b + h_{ie} + R_e - \frac{h_{re} h_{fe}}{h_{oe}}} \quad (I)$$

معمولاً از پارامتر  $h_{re}$  بخاطر کوچک بودنش، صرف نظر می کنیم. در نتیجه:

$$r = \frac{(R_b + h_{ie})(1 + R_c h_{oe}) + R_e (1 + h_{fe})}{h_{oe} (R_b + h_{ie} + R_e)} \approx \frac{1}{h_{oe}} \left( 1 + \frac{h_{fe} R_e}{R_e + R_b + h_{ie}} \right)$$

$$r \approx \frac{h_{fe}}{h_{oe}}$$

اگر  $R_b + h_{ie} \ll R_e$  و  $R_c h_{oe} \ll 1$  باشد آنگاه:  
و اگر  $R_c h_{oe} \ll 1$  و  $R_c h_{fe} \ll R_b + h_{ie} + R_e$  باشد آنگاه:

$$r \approx \frac{1}{h_{oe}}$$

مثال) مطلوب است محاسبه مقاومت دیبا میکی منبع جریان

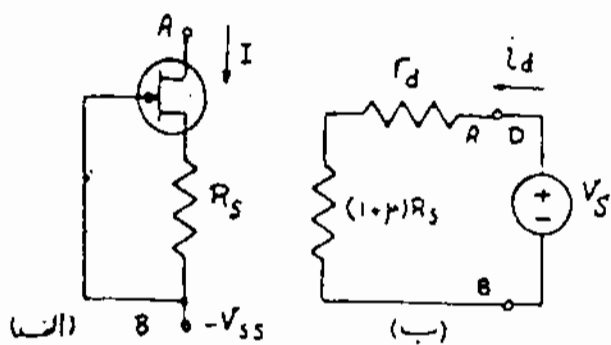
شکل (۲-۱ ج) با فرض اینکه:  $R_c = 200$ ,  $h_{re} = 10^{-4}$ ,  $h_{oe} = 2 \times 10^{-5} \Omega$   
 $h_{ie} = 5 k\Omega$ ,  $R_e = 1 k\Omega$ ,  $R_1 = 1.8 k\Omega$ ,  $R_2 = 1.2 k\Omega$ ,  $r_o = 8 \Omega$

حل:

$$R_b = R_1 \parallel (R_2 + r_o) = 1.8 \parallel (1.2 + 8) = 0.72 k\Omega$$

با توجه به معادله (I):

$$r = \frac{(0.72 + 5 + 1 - \frac{10^{-4} \times 200}{2 \times 10^{-5} \times 1000}) \left( \frac{1}{2 \times 10^{-2}} + 1 \right) + \left( 1 + \frac{10^{-4}}{2 \times 10^{-2}} \right) \left( \frac{200}{2 \times 10^{-2}} - 1 \right)}{0.72 + 5 + 1 - \frac{10^{-4} \times 200}{2 \times 10^{-2}}} = 1.8 M\Omega$$



شکل (۲-۲)

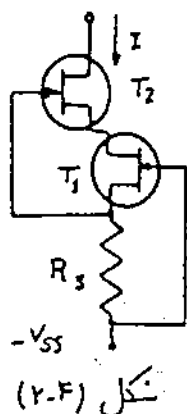
شکل (۲-۲ الف) یک منبع جریان  
با استفاده از یک FET را نشان می دهد  
برای بدست آوردن امپدانس خروجی  
این منبع جریان می توان از روش انعکاس  
امپدانس استفاده کرد. و همه آنها را به هم

این ترانزیستور مثل سازیم. [شکل (۲-۳) ب].

$$r = \frac{V_s}{I_d} = r_d + (1 + \mu) R_s \quad (II)$$

معمولاً ساختن منابع جریان با FET دلای

نیز کمتری می باشد ولی ها فلوریکه از رابطه (II) دیده می شود امپدانس دینامیکی این منبع جریان نسبت به منابع جریان با ترانزیستورهای Bipolar کمتر است. برای بالا بردن امپدانس خروجی این منبع جریان می توان مطابق شکل (۲-۴) از دو ترانزیستور استفاده کرد.



تقریباً:

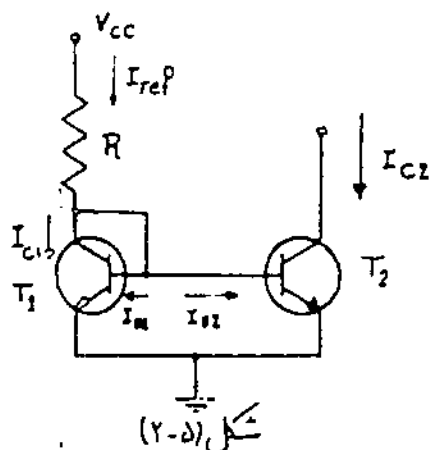
امپدانس خروجی منبع جریان شکل (۲-۴) را بدست آورید.

## (۲-۲) انواع دیگر منابع جریان:

در تکنولوژی ساخت مدارهای مجتمع، امکان ایجاد ترانزیستورهای مشابه با دگی فراهم است لذا می توان منابع جریان را بر سبده ترانزیستورهای مشابه طرح کرد.

- منبع جریان آینه ای:

شکل (۲-۵) یک منبع جریان (آینه ای) که با ترانزیستورهای مشابه



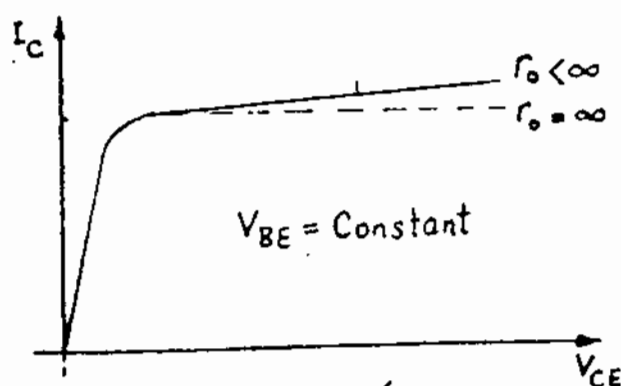
ساخته شده است را نشان می دهد.

در فیزیک الکترونیک ثابت می شود که جریان

کلکتور یک ترانزیستور Bipolar بهر دست زیر بیان می شود.

$$I_C = I_S \left( \exp \frac{V_{BE}}{V_T} \right) \left( 1 + \frac{V_{CE}}{V_A} \right)$$

که  $V_A$  را دیتاز "Early" می نامند و در اغلب ترانزیستورها  $V_A \geq 100^V$  می باشد.



شکل (۲-۶)

شکل (۲-۶) مشخصه خروجی یک

ترانزیستور را در حالت  $r_o < \infty$  ,  $r_o = \infty$  نشان می دهد.

برای منبع جریان شکل (۲-۵) داریم:

$$V_{BE1} = V_{BE2} = V_{BE}$$

$$I_{C1} = I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \left(1 + \frac{V_{CE1}}{V_A}\right), \quad I_{C2} = I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \left(1 + \frac{V_{CE2}}{V_A}\right)$$

با فرض اینکه  $V_{CE} \ll V_A$  باشد آنگاه:

$$\frac{I_{C1}}{I_{C2}} = \frac{1 + \frac{V_{CE1}}{V_A}}{1 + \frac{V_{CE2}}{V_A}} \approx 1 \Rightarrow I_{C1} = I_{C2}$$

$$I_{ref} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R}$$

از KCL در کلکتور ترانزیستور  $T_1$ :

$$I_{ref} - I_{C1} - 2 \frac{I_{C1}}{\beta_F} = 0$$

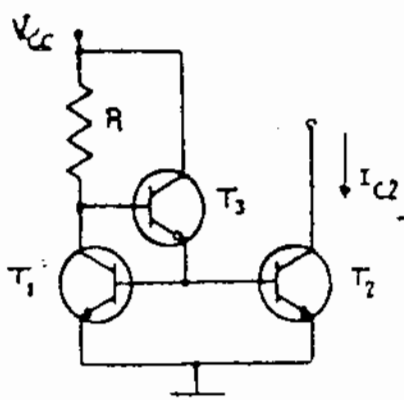
$$\Rightarrow I_{C1} = \frac{I_{ref}}{1 + \frac{2}{\beta_F}} \approx I_{C2}$$

اگر  $\beta \gg 2$  باشد آنگاه:

$$I_{C1} = I_{C2} = I_{ref}$$

مشاهد می شود که با تغییر مقاومت  $R$  می توان جریان  $I_{C2}$  را کنترل کرد.

اگر  $\beta$  ترانزیستورها کوچک باشد می توان برای تامین جریان بایس ترانزیستورها  $T_1$  و  $T_2$  از یک ترانزیستور دیگر استفاده کرد. [شکل (۲-۷)]



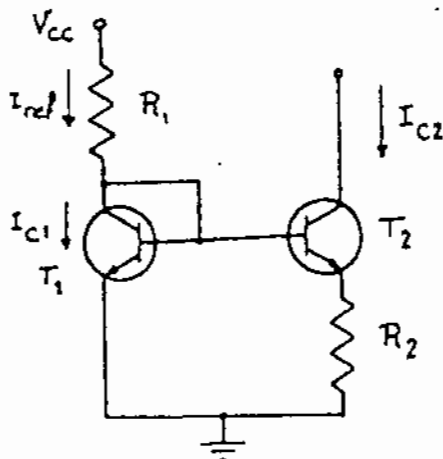
شکل (۲-۷)

- منبع جریان Widlar:

در مدار ثابت کننده ولتاژ برای بایاس کردن مدار،

در بالا مدل امپدانس خروجی منبع جریان به جریانهایی خیلی کوچکی (مثلاً  $5^{\mu A}$ ) نیاز می دیم. اگر بخواهیم از منبع جریان آئینده این شکل استفاده کنیم، باید جریان

( $I_{ref}$ ) خیلی کوچک ایجاد کنیم. که با ( $V_{cc} = cte$ ) مقاومت  $R$  را باید  
 زیرگرفت (مثلاً  $600\text{ }^{\text{k}\Omega}$ ) و از طرفی کاربرد مقاومت های بزرگ در مدارهای  
 ریز خرج می باشد. برای رفع این اشکال می توان به اینست ترانزیستور  $T_2$   
 (۲.۸) مقاومتی قرار داد.  
 این منبع جریان داریم:



$$V_{BE1} - V_{BE2} - R_2 I_{C2} = 0$$

$$\begin{cases} I_{C1} = I_{S1} e^{\frac{V_{BE1}}{V_T} \left(1 + \frac{V_{CE1}}{V_A}\right)} \\ I_{C2} = I_{S2} e^{\frac{V_{BE2}}{V_T} \left(1 + \frac{V_{CE2}}{V_A}\right)} \end{cases} \Rightarrow \frac{I_{C1}}{I_{C2}} \approx \frac{I_{S1}}{I_{S2}}$$

شکل (۲.۸) Widlar Current Source

$$\Rightarrow V_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}} - V_T \ln \frac{I_{S1}}{I_{S2}} = V_{BE1} - V_{BE2} \quad I_{S1} = I_{S2} \quad \text{برای مشابه}$$

$$\Rightarrow V_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}} = I_{C2} R_2 \Rightarrow \boxed{V_T \ln \frac{I_{ref}}{I_{C2}} \approx I_{C2} R_2} \quad (1)$$

مت  $\frac{I_{ref}}{I_{C2}}$  و  $I_{C2}$ ، مقاومت  $R_2$  از معادله (۱) بدست می آید.

دار مقاومت  $R_2$  در منبع جریان شکل (۲.۸) را طوری بدست آوریم که:  
 $I_{C2} = 10\text{ }\mu\text{A}$ ،  $V_{CC} = 30\text{ V}$ ،  $R_1 = 27\text{ k}\Omega$ ،  $V_{BE} = 0.7$  (مراظر کنید)

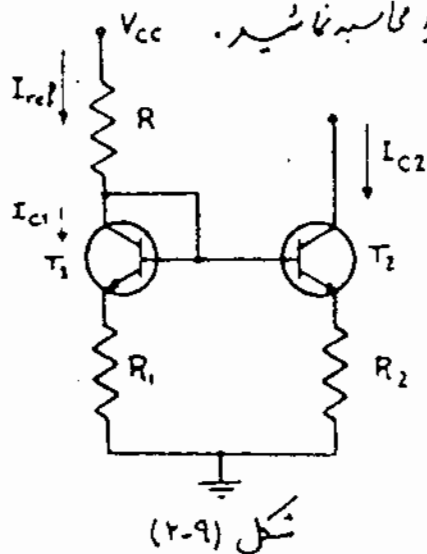
$$I_{C1} = \frac{30 - 0.7}{27\text{ k}} \approx 1.08\text{ }\mu\text{A} \quad V_T \ln \frac{1.08\text{ }\mu\text{A}}{10\text{ }\mu\text{A}} \approx 10\text{ }\mu\text{A} R_2$$

$$\Rightarrow \boxed{R_2 = 11.7\text{ k}\Omega} \quad \text{از پهنای باند استفاده می کنیم}$$

فرکانس دایم  $h_{oe} = \frac{I_C}{V_A}$  و از طرفی  $R_o \approx \frac{1}{h_{oe}} = \frac{V_A}{I_C}$  اگر  
 خروجی منبع جریان ( $R_o$ ) را بالا ببریم باید  $I_C$  را کوچک کنیم.

# تقریب ۸

امپدانس خروجی منبع جریان Widlar را محاسبه نمایید.



برای دقت بیشتری توان در امپدانس ترانزیستور  $T_2$  سیر معادلاتی قرار داد. [شکل (۲-۹)]

$$V_{BE1} + R_1 I_{C1} = V_{BE2} + R_2 I_{C2}$$

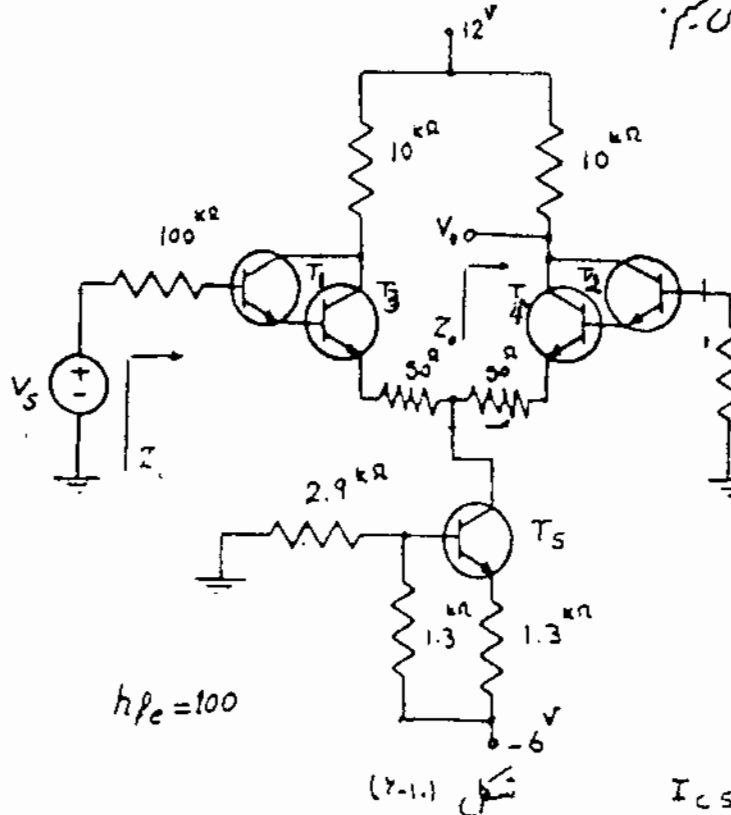
با اینا، اگر  $V_{BE1} \approx V_{BE2}$  باشد آنگاه

$$I_{C2} = \frac{R_1}{R_2} I_{C1} = \frac{R_1}{R_2} I_{ref}$$

با تغییر مقادیر  $R_1$  و  $R_2$  می توان جریان  $I_{C2}$  را کنترل کرد.

## (۲-۳) کاربرد منابع جریان در تقویت کننده دیفرانسیل:

در بحث (۲-۱) دیدیم که اگر یکی از خروجی های تقویت کننده دیفرانسیل را مورد استفاده قرار دهیم، باید CMRR را با گذارشن یک منبع جریان در امپدانس ترانزیستورهای افزایش دهیم، بگونه ای که دینار خروجی، فقط ناشی از اغلاف دینارهای ورودی باشد. این مطلب را بطور مختصر در مثال زیر بررسی می کنیم.



(مثال) مطلوب است  $A_c$ ،  $A_d$

$$A_d = \frac{V_o}{V_s}, \text{ CMRR}, Z_o, Z_i$$

برای تقویت کننده دیفرانسیل

شکل (۲-۱۱). در مرتبه ستارست

خروجی منبع جریان  $r_e = 1M\Omega$  باشد.

$$\text{حل: } V_{BS} = -6 + \frac{2.9}{2.9 + 13} = -4.14 \text{ V}$$

$$I_{CS} = \frac{6 - 4.14 - 0.7}{13k} = 0.9 \text{ mA}$$

$$\Rightarrow I_{E3} = I_{E4} = 0.45 \mu A \Rightarrow I_{E1} = I_{E2} \approx \frac{0.45}{100} = 4.5 \mu A$$

$$h_{ie1} = h_{ie2} = \beta \frac{25}{I_{E1}} \approx 100 \frac{25}{4.5 \mu A} = 555.5 \text{ k}\Omega$$

حال ن توان بجای ترانزیستورهای

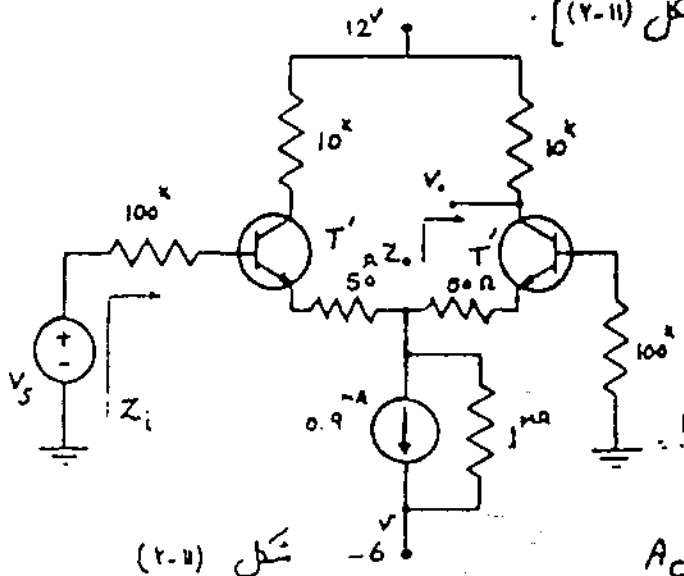
دار لینکون یک ترانزیستور معادل قرار داد. [شکل (۲-۱۱)]

که بار امتری ترانزیستور معادل عبورت زیر

می باشد.

$$\beta' = \beta \beta_T = 10^4 \quad h'_{ie} = 2h_{ie1} = 1.1 \text{ M}\Omega$$

$$A_V, CMRR, A_d, A_c -$$



$$A_c = \frac{-\beta' R_c}{R_b + h'_{ie} + (1+\beta')(R_p + 2r_o)}$$

$$A_c = \frac{-10^4 \times 10}{100^k + 1.1^M + 10^4 (50^k + 2 \times 1^M)} = -5 \times 10^{-3}$$

$$A_d = \frac{-\beta' R_c}{2(R_b + h'_{ie} + (1+\beta)R_p)}$$

$$\Rightarrow A_d = \frac{-10^4 \times 10}{2(100 + 1.1^M + 10^4 \times 0.05)} = -29.4$$

$$CMRR = \left| \frac{A_d}{A_c} \right| = \frac{29.4}{5 \times 10^{-3}} = 5882.3$$

مشاهده می شود که CMRR

طوری قابل ملاحظه ای افزایش یافته است بگونه ای که

$$V_o \approx A_d V_s$$

$$Z_o = 10^k$$

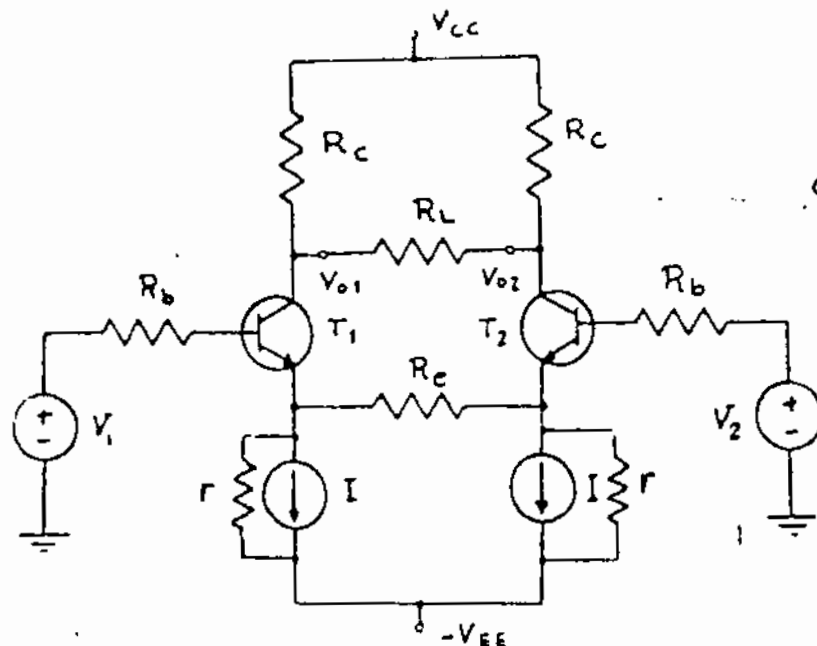
- امپدانس خروجی

- امپدانس ورودی

با توجه به روش

$$Z_i = 100^k + 1.1^M + 10^4 \left\{ 50^k + 1^M \parallel \left[ 50^k + \frac{(100^k + 1.1^M)}{10^4} \right] \right\} = 3.4^M \Omega$$

انعکاس امپدانس:



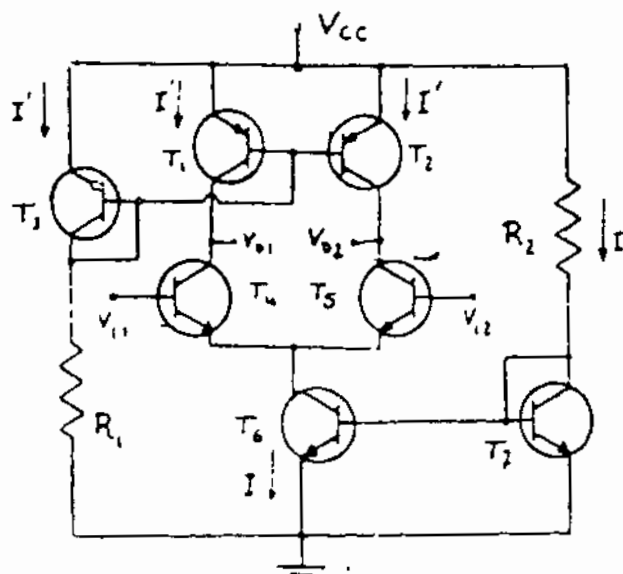
تشریح:  
مدار تقویت کننده دیزاینر  
شکل (۲-۱۲) را در نظر بگیرید.  
بازنر لایکه ترانزیستورهای  $T_1$  و  $T_2$   
کاملاً مشابه هستند.  
مطلوبست  $CHRR, A_c, A_d$   
برای این تقویت کننده.

شکل (۲-۱۲)

- استناد از بار فعال:

- در مدارهای مجتمع در نوع بارگذاری داریم که عبارتند از:
۱. Passive Load: مثل قرار دادن یک مقاومت در کلکتور ترانزیستور
  ۲. Active Load: مثل قرار دادن یک منبع جریان در کلکتور یک ترانزیستور بجای مقاومت  $R_c$

اگر در تقویت کننده های دیزاینر، بجای مقاومت بار ( $R_c$ ) از یک منبع جریان استفاده شود (active Load)، مقاومت معادل بار در کلکتور برانطباق بزرگتر شود. در نتیجه ضریب تقویت و تاثیر مدار بالا می رود. همچنین بدلیل اینکه در مدارهای مجتمع ساخت ترانزیستور (بعلت حجم و توان کمتر) نسبت به مقاومت



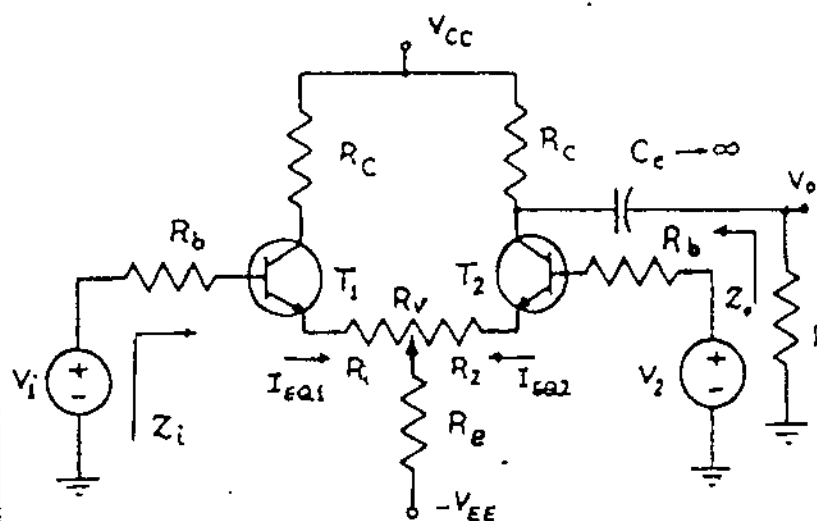
شکل (۲-۱۳)

افتخادی نرم باشد، لذا سعی می شود که همواره از حالت بار فعال استفاده شود.  
شکل (۲-۱۳) یک تقویت کننده دیزاینر با بارهای فعال را نشان می دهد.  
استناد از بار فعال سبب می شود که امپدانس خروجی تقویت کننده نیز افزایش یابد برای رفع این اشکال می توان از یک طبقه تطبیق امپدانس استفاده کرد.

### ۳- تقویت کننده دیفرانسیل نامتقارن Unsymmetrical Differential Amp.

تقویت کننده ای را که تاکنون بررسی کردیم، از نظر ترانزیستورها و مقادیر آنها کاملاً متقارن، و دامنه ولتاژ خروجی های آن کاملاً یکسان بوده اند. همچنین در حالتیکه فقط مقادیر آنها دیده شده از طرف کلکتور ترانزیستورها یکسان نباشد، تقویت کننده متقارن بوده و شکل های (۱-۲) و (۱-۵) نیز در مورد آن صادق می باشند. ولی مقادیر  $A_d$  و  $A_c$  برای هر دو خروجی یکسان نمی باشد، و بجای  $R_c$  در روابط  $A_d$  و  $A_c$  مقاومت دیده شده در کلکتور همان ترانزیستور را قرار می دهیم. بنابراین تقویت کننده دیفرانسیلی را متقارن می نامیم که ترانزیستورها و مقادیر آنها در بیس و اسیس آن یکسان باشند.

معمولاً ترانزیستورهای بکار رفته در تقویت کننده دیفرانسیل کاملاً مشابه نبوده و همچنین برای تنظیم جریان کلکتور ترانزیستورها، مقاومت های کوچکی در اسیس هر یک از ترانزیستورها قرار می دهند.



شکل (۳-۱)

شکل (۳-۱) یک تقویت کننده دیفرانسیل نامتقارن را نشان می دهد.

برای اینکه جریان نقطه کار ترانزیستورها را یکسان نمایم، می توان از یک پتانسیومتر کوچک ( $R_v$ ) در اسیس ترانزیستورها استفاده کرد. بطوریکه:

از  $V_L$  در ورودی ترانزیستورها:

$$\left(\frac{R_b}{\beta_1} + R_1\right) I_{EQ1} + V_{BE1} = \left(\frac{R_b}{\beta_1} + R_2\right) I_{EQ2} + V_{BE2}$$



$$R_2 - R_1 = R_b \left( \frac{1}{\beta_1} - \frac{1}{\beta_2} \right) \quad (I)$$

$$V_{BE1} \approx V_{BE2} \text{ اگر}$$

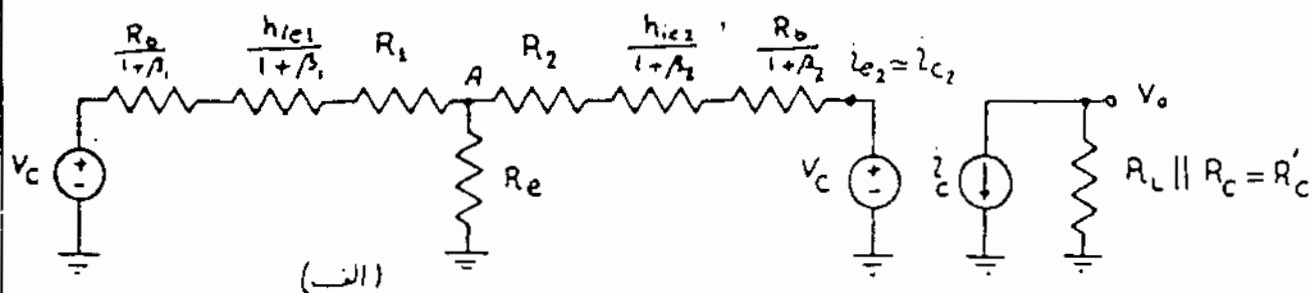
$$R_1 + R_2 = R_v \quad (II) \text{ راز طرزی:}$$

از معادلات I و II نتیجه می شود که:  
بدین ترتیب می توان نقطه کار را از ترانزیستور  
یکسان می شوند.

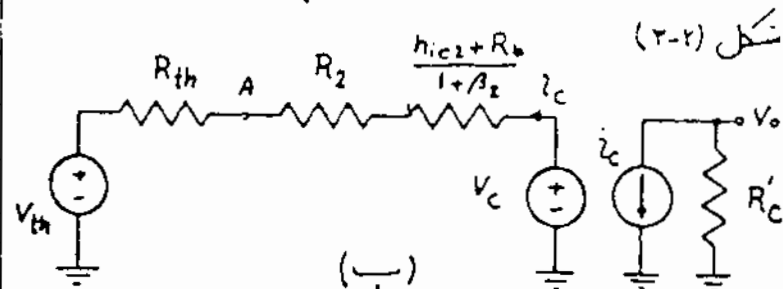
- محاسبه  $A_c$ :

$$V_o = A_c \left( \frac{V_1 + V_2}{2} \right) - A_d (V_1 - V_2)$$

اگر ولتاژ خروجی را ناشی از ولتاژهای  
دینامیک و مشترک در نظر بگیریم.



(الف)



(ب)

شکل (۳-۲)

شکل (۳-۲) مدل AC

تغییر کننده شکل (۳-۱) را

برای  $V_1 = V_2 = V_c$  و در حالتیکه امپدانس

بیس به امپدانس منتقل شده اند و

شکل (۳-۲) مدل ساده آفرای نمایش می دهد.

داریم:

$$R_{th} = R_e \parallel \left( R_1 + \frac{R_b + h_{ie1}}{1 + \beta_1} \right)$$

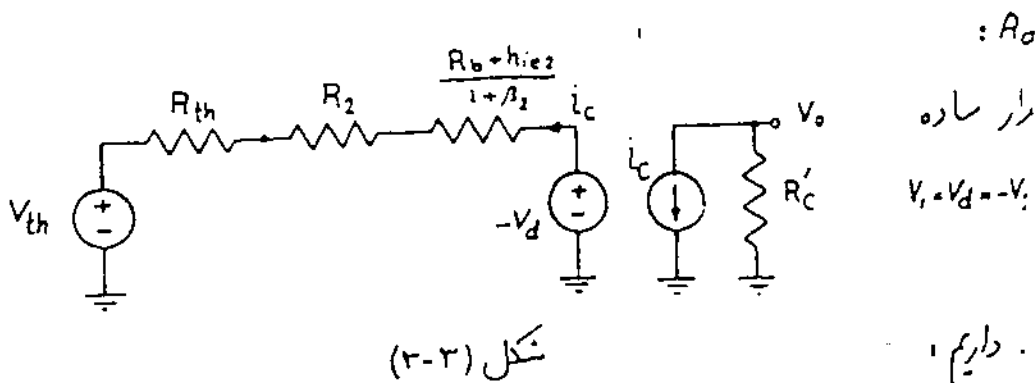
$$V_{th} = \frac{R_e}{R_e + R_1 + \frac{h_{ie1} + R_b}{1 + \beta_1}} V_c = k V_c$$

$$i_c = \frac{V_c (1 - k)}{R_{th} + R_2 + \frac{R_b + h_{ie2}}{1 + \beta_2}}$$

$$A_c = \frac{V_o}{V_c} = \frac{-R'_c i_c}{V_c} = \frac{-R'_c (1 - k)}{R_{th} + R_2 + \frac{R_b + h_{ie2}}{1 + \beta_2}}$$

$$A_c = \frac{-R'_c [R_b + h_{ie1} + (1 + \beta_1) R_1]}{R_e \left[ (1 + \beta_1) (R_1 + R_2) + R_b + h_{ie1} + \frac{1 + \beta_1}{1 + \beta_2} (R_b + h_{ie2}) \right] + \left( R_2 + \frac{R_b + h_{ie2}}{1 + \beta_2} \right) (1 + \beta_1)}$$

و از که با بزرگ کردن مقاومت  $R_e$  و با قرار دادن منبع جریان بجای آن،



$$R_{th} = R_e \parallel \left( \frac{R_b + h_{ie1}}{1 + \beta_1} + R_1 \right) \quad V_{th} = k V_d \quad i_c = - \frac{V_d (1 + k)}{R_{th} + R_2 + \frac{R_1}{1 + \beta_1}}$$

$$A_d = \frac{V_o}{-(V_1 - V_2)} = \frac{R'_c i_c}{2 V_d} = \frac{-R'_c (1 + k)}{2 \left( R_{th} + R_2 + \frac{R_1}{1 + \beta_1} \right)}$$

$$A_d = \frac{-R'_c [2(1 + \beta_1) R_e + R_b + h_{ie1} + (1 + \beta_1) R_1]}{2 \left\{ R_e \left[ (1 + \beta_1) (R_1 + R_2) + R_b + h_{ie1} + \frac{1 + \beta_1}{1 + \beta_2} (R_b + h_{ie2}) \right] + \left( R_2 + \frac{R_b + h_{ie2}}{1 + \beta_2} \right) (1 + \beta_1) \right\}}$$

$$A_d \approx \frac{-R'_c (1 + \beta_1)}{(1 + \beta_1) R_e + 2 R_b + h_{ie1} + h_{ie2}}$$

ر با منبع جریان به جای آن

$$Z_i = R_b + h_{ie1} + (1 + \beta_1) \left\{ R_1 + R_e \parallel \left[ R_2 + \frac{R_b + h_{ie2}}{1 + \beta_2} \right] \right\}$$

ی:   
 پدانش:

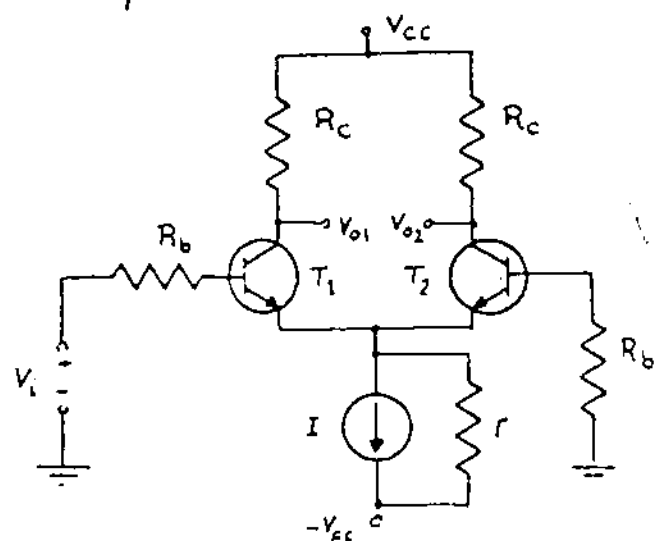
۲ - استفاده از طبقه دیفرانسیل بعنوان تقویت کننده DC:

اگر یکی از ورودی های تقویت کننده دیفرانسیل را به زمین متصل کنیم، آنگاه بین ورودی کمر و خروجی های دیفرانسیل، یک تقویت کننده DC بسیار مطلوبی خواهیم داشت. در واقع به ازای  $V_i = 0$

$$V_{od} = V_{o1} - V_{o2} = 0$$

در فریب تقویت دیناز مدار:

$$V_{od} = 2A_d V_i \Rightarrow A_d = \frac{\beta R_c}{R_b + h_{ie}}$$



شکل (۴-۱)

چونکه  $V_{od}$  یک دیناز نمی است،

بنابراین از  $V_{o1}$  یا  $V_{o2}$  به جای عنوان

خروجی استفاده کنیم ولی در این حالت اگر  $V_i = 0$  باشد

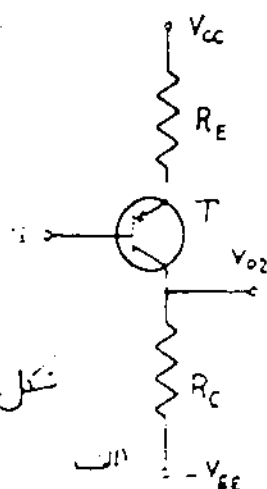
دیناز  $V_o$  لزوماً صفر نخواهد بود. برای رفع این اشکال می توان بدینال طبقه دیفرانسیل از یک تغییر سطح دهنده دیناز (Level Shifter) استفاده کرد و دیناز خروجی را صفر کنیم.

شکل (۴-۲) چند نمونه ساده از تغییر سطح دهنده را نشان می دهد. در طراحی تغییر

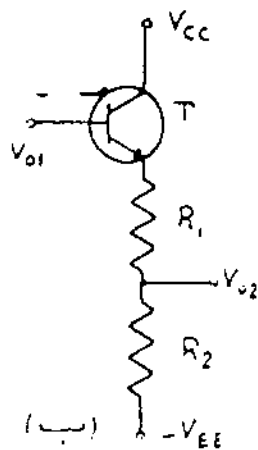
سطح دهنده باید توجه کرد که فریب تقویت کل مدار تقویت کننده، نباید کاهش یابد یعنی

اگر فریب تقویت خود تغییر سطح دهنده باید در حدود واحد باشد و اثر بارگذاری قابل

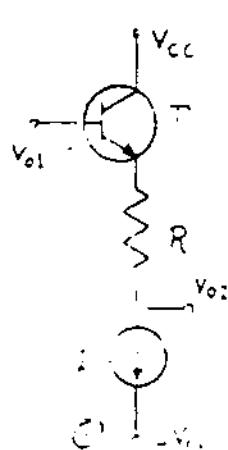
ملاحظاتی بر روی تقویت کننده اصلی ندارد.



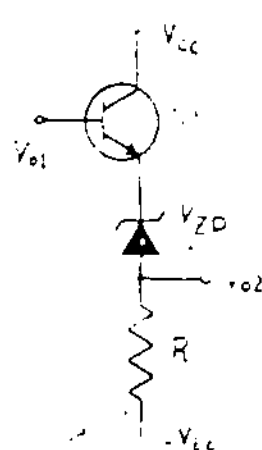
شکل (۴-۲)



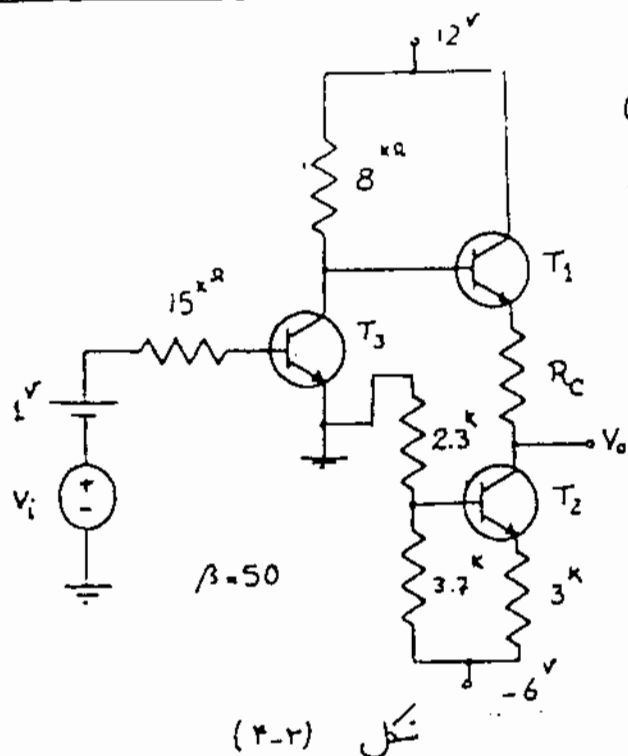
(ب)



(ج)



(د)



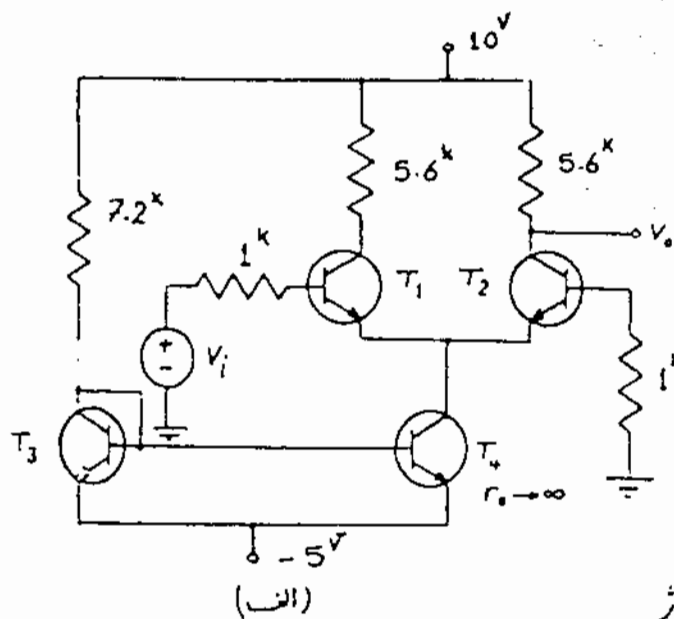
مثال مدار تثبیت کننده DC شکل (۳-۳)

رادر نظر بگیریم. مقاومت  $R_C$  را همان تعیین کنیم که با منبر بودن دلتا و ورودی خروجی  $V_o$  نیز منبر شود.

$$V_{B2} = \frac{2.3}{3.7+2.3} \times -6 = -2.3V$$

$$I_{E2} = \frac{-2.3 - 0.7 + 6}{3k} = 1mA \quad I_{C3} = \frac{1 - 0.7}{15/51} = 1mA$$

$$V_{C3} = 0.7 + R_C \times 1mA \Rightarrow R_C = 3.3k\Omega$$



تقریب:

مدار تثبیت کننده شکل (۴-۴) (الف)

رادر نظر بگیریم با فرض اینکه:

$$\beta = 100, V_{BE} = 0.7$$

الف: مطلوبست ضرب تثبیت دلتا و  $V_o = \frac{V_o}{V_i}$

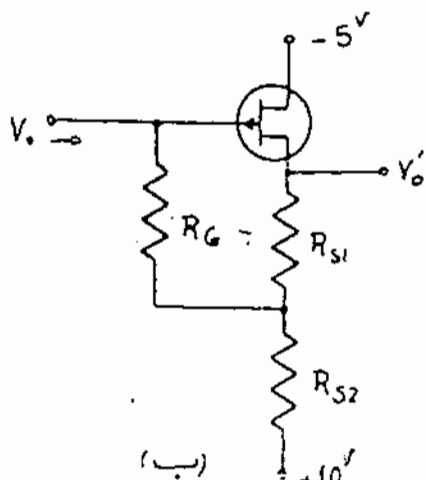
ب: می خواهیم بکنیم یک FET سطح دلتا و DC خروجی  $V_o$  را در حالت  $V_{i00}$  روی منبر رت کند داریم. [شکل (۴-۴) (ب)]

مقاومت های  $R_{S1}$ ,  $R_{S2}$  و  $R_G$  را بیابیم.

$$A_v' = \frac{V_o'}{V_i} \text{ را بدست آوریم.}$$

پارامترهای FET:

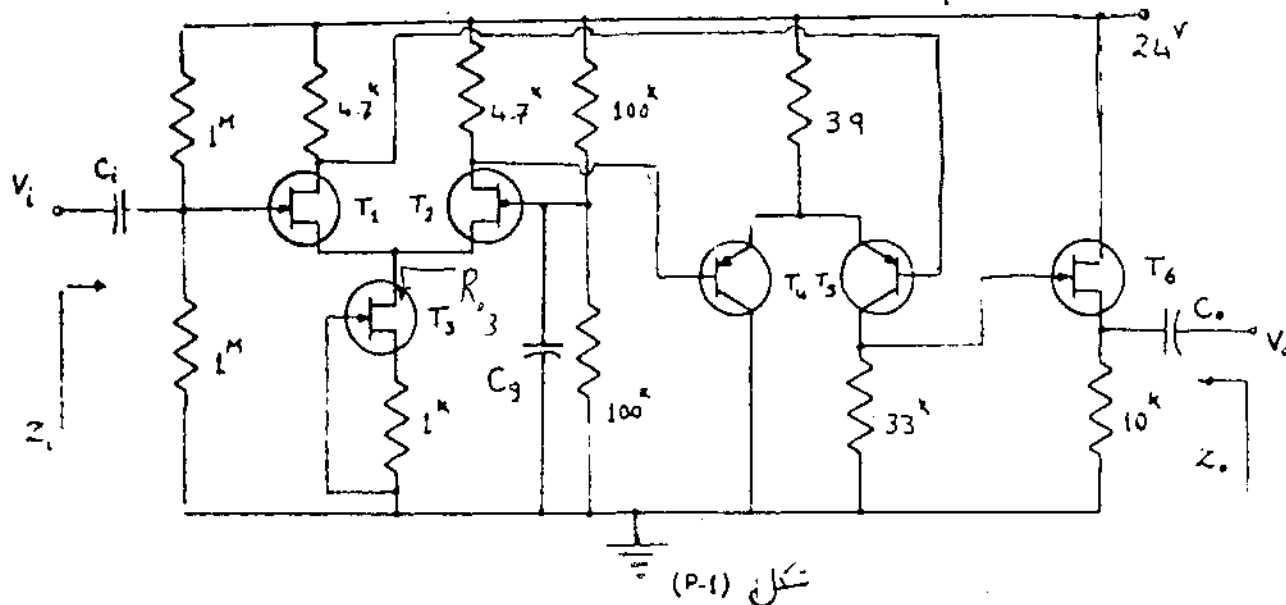
$$V_p = 6V, r_d = 100k, I_{DSS} = 16mA$$



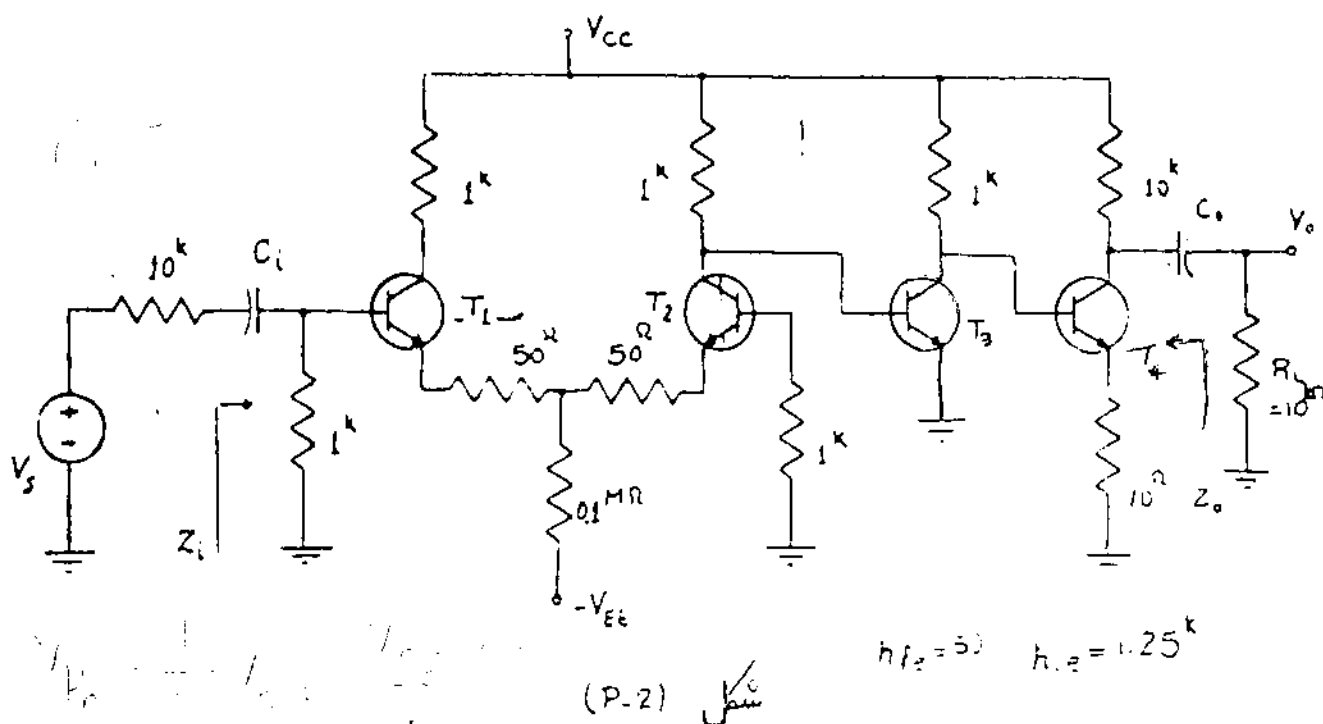
شکل (۴-۴)

$$V_{BE} = 0.6 \quad \beta = 200 \quad V_P = -4V \quad I_{OSS} = 8 \text{ mA} \quad r_d = 100k$$

مظربست با:  $A_V = \frac{V_o}{V_i}$  ,  $Z_o$  ,  $Z_i$



۲- مطلوب است محاسبه  $Z_0, Z_1$  و  $A_V = \frac{V_0}{V_S}$  برای تقویت کننده مدار شکل ۲-۲)



۳. مدار ثبوت کننده شکل (P-3) را در نظر بگیرید.

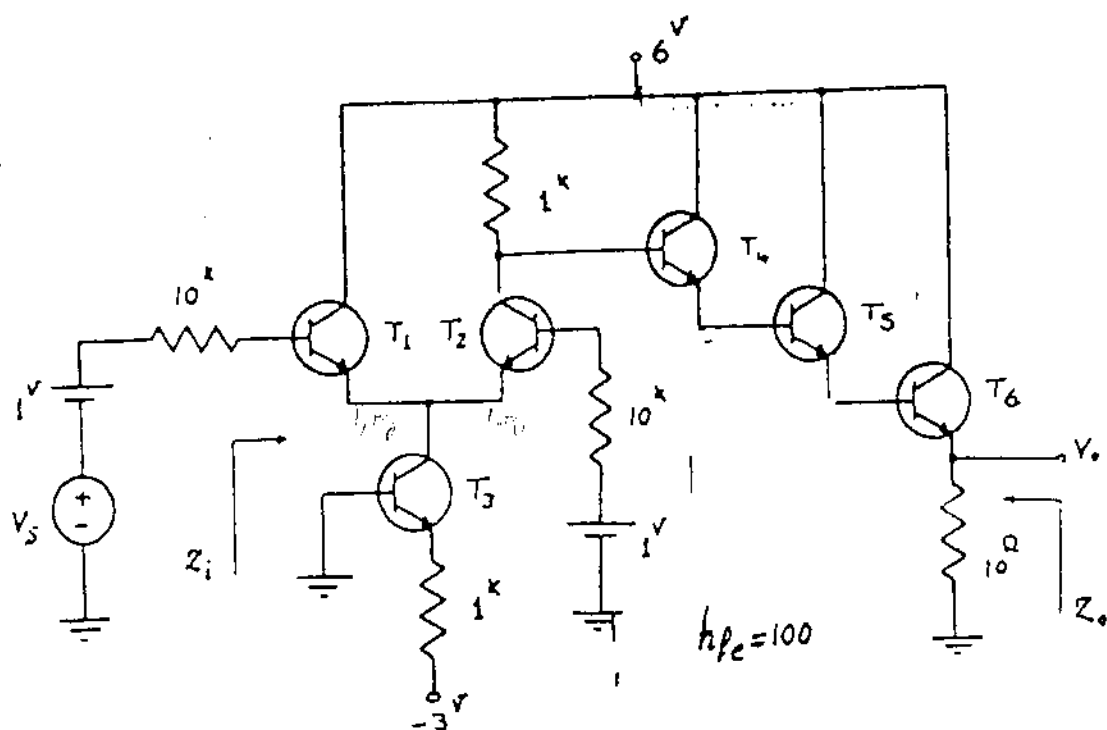
مطوبت محاسبه

الف. نقطه کار ترانزیستورها

ب. اسپدانش خروجی منبع جریان (۲)، در صورتیکه برای ترانزیستور  $T_3$ :  
 $h_{fe} = 100$ ،  $h_{re} \approx 0$  و  $h_{oe} \approx 10^{-4}$  باشد

ج. ضریب ثبوت ولتاژ  $A_v = \frac{V_o}{V_s}$

د. اسپدانش ورودی و خروجی



شکل (P-3)

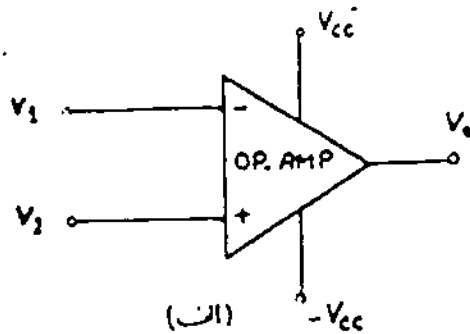
## بخش (۵)

# تقویت کننده های (عملیاتی)

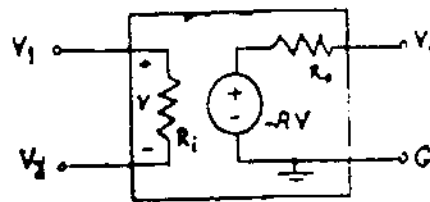
تقویت کننده های عملیاتی (Operational Amplifier)، که به اختصار "OP.AMP" نامیده می شوند، تقویت کننده ای با کوپلار مستقیم هستند که دارای فریب تقویت دهنده بسیار بزرگی می باشند. از آنجا که "OP.AMP" دارای فریب تقویت دهنده بسیار بزرگی است، بنابراین اگر به ورودی های آن اغلاف بنائیل بسیار کوچکی اسیزه اعمال شود، می بایست در خروجی آن دهنده بسیار بزرگی بوجود آید، ولی در عمل، تقویت کننده، دارنده اشباع شده، و بصورت غیر خطی عمل می نماید. در صورتیکه "Op.Amp." میزان یک تقویت کننده، خطی مورد استفاده قرار گیرد، خواهیم دید که فریب تقویت کل تقویت کننده، مورد نظر با روشهای مختلف قابل کنترل خواهد بود.

تقویت کننده های عملیاتی مجتمع با مشخصات بیش بینی شده، کاربردهای متنوعی در سیستم های الکترونیکی داشته و از نظر اقتصادی نیز بخش ارزان بینی را در یک سیستم تشکیل می دهند و دارای مزایایی از قبیل: ابعاد کوچک، قابلیت اطمینان بالا (High Reliability) و بایزس حرارتی خوبی هستند. در این بخش ابتدا مدار معادل و ساختمان داخلی "Op.Amp." بررسی شده سپس چندین مورد استفاده آن در مدار های خطی و غیر خطی شرح خواهد شد.

شکل (۱.ا) مدل نمائیکی یک تقویت کننده عملیاتی و شکل (۱.ب) مدار معادل این تقویت کننده را نمایش می دهد.



(ا)



(ب)

شکل (۱)

تقویت کننده های عملیاتی دارای ورودی های دیفرانسیلی می باشند که در آن ولتاژهای  $V_1$  و  $V_2$  به ترتیب ولتاژهای اعمال شده به ورودی های متغی (Inverting) و مثبت (Noninverting) را مشخص می نمایند.

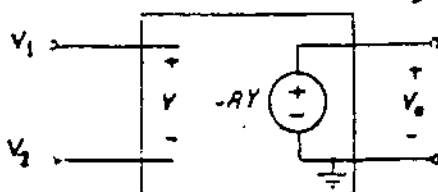
- خصوصیات تقویت کننده عملیاتی :

- ۱- دارای CMRR بزرگ
- ۲- امپدانس ورودی بسیار بزرگ
- ۳- امپدانس خروجی بسیار کوچک
- ۴- ضریب تقویت ولتاژ بزرگ
- ۵- زمانی که  $V_1 = V_2 = 0$  می باشد  $V_o$  برابر صفر شود (تقویت کننده DC)
- ۶- پهنای باند وسیع
- ۷- پایدار در حالت خراب

به عنوان مثال یک تقویت کننده عملیاتی خوب دارای مشخصات زیر است.

$$A > 10000 \quad 2. \quad R_o < 100 \Omega \quad 2. \quad R_i > 100 \text{ k}\Omega \quad 1.$$

برای اینکه تقویت کننده عملیاتی به صورت ایده آل درآید باید دارای خصوصیات زیر باشد.



شکل (۲)

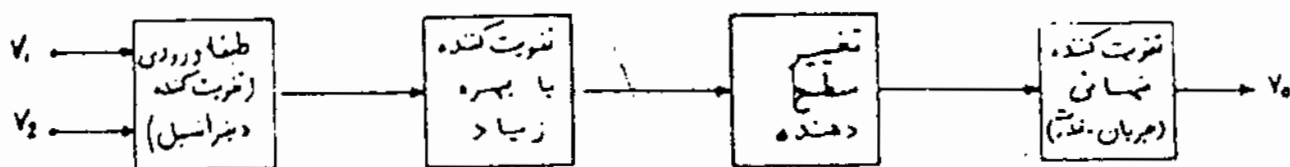
$$R_o \rightarrow 0 \quad 2. \quad R_i \rightarrow \infty \quad 1. \\ A \rightarrow \infty \quad 3. \quad BW \rightarrow \infty \quad 4. \quad (پهنای باند)$$

شکل (۲) مدار معادل ایده آل یک OP. AMP را نشان می دهد.



## ۱- طبقات مختلف یک 'OP-AMP'

تئویت کننده های عملیات به صورت های مختلف در پیچیده ای ساخته می شوند که دارای طبقات مشابه هستند. شکل (۱-۱) قسمتهای مختلف ساختمان داخلی یک تئویت کننده، عملیات را نشان می دهد.



شکل ۱ (۱-۱)

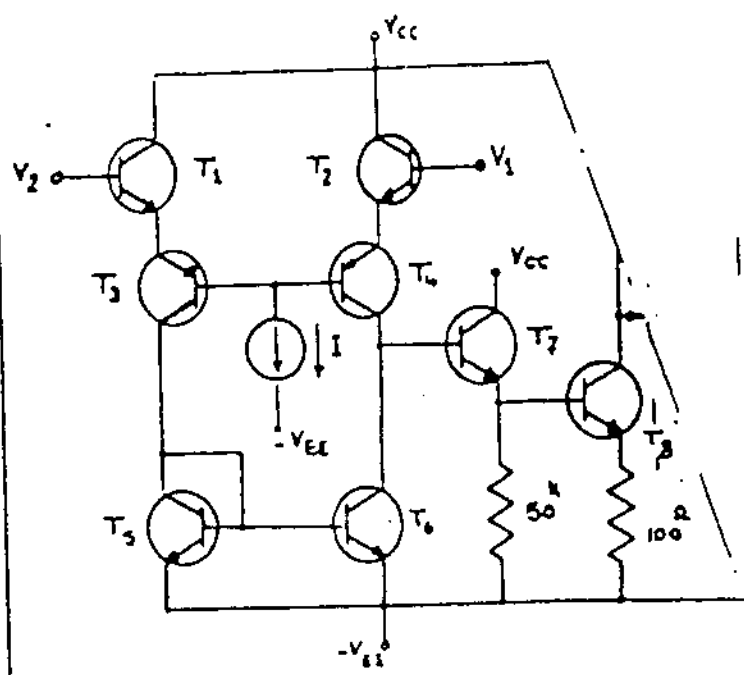
### (۱-۱) طبقه ورودی:

با توجه به خصیصهات گفته شده، تئویت کننده دیفرانسیل می تواند بعنوان طبقه ورودی این تئویت کننده مورد استفاده قرار گیرد. از آنجاییکه OP-AMP باید دارای امپدانس ورودی بسیار بزرگی باشد، می توان مد طبقه دیفرانسیل از زوج دارلینگتون و یا FET استفاده نمود. برای بالا بردن CMRR، همانطور که می دانیم می توان از منبع جریان مد امپدانس ترانزیستورهای طبقه دیفرانسیل و یا جند طبقه از این تئویت کننده را به صورت پشت سر هم استفاده کرد.

### (۱-۲) طبقه افزایش ضریب تئویت:

برای افزایش ضریب تئویت می توان بعد از طبقات دیفرانسیل از جند طبقه امپدانس مشترک استفاده کرد. همچنین می توان با قرار دادن منبع جریان «active load» در کلکتور ترانزیستورهای طبقات دیفرانسیل ورودی، مقاومت دینامیکی در کلکتور را بزرگ کرد. و با ایجاد ضریب تئویت را بطور قابل ملاحظه ای افزایش داد، ولی باید توجه کرد که امپدانس ورودی طبقه مدی باید بزرگ باشد تا سبب کاهش ضریب تئویت

نگردد برای این منظور از یک طبقه امپدانس، بعد از طبقه دینامیک استفاده می‌کنیم.



شکل (۱-۲)

شکل (۱-۲) قسمتی از ورودی

Op-Amp 741 را به طور ساده نشان

می‌دهد. ترانزیستورهای  $T_5$  و  $T_6$  یک

آینه جریان را تشکیل می‌دهند.

ترانزیستور  $T_7$  به صورت C.C. برای

تقلیل امپدانس در ترانزیستور  $T_8$

به صورت C.E. برای افزایش ضریب

تغییر سطح بهره است.

### ۱-۳) تغییر سطح بهره:

به علت اینکه نویز کمتری در مدارهای DC نیز قابل استفاده می‌باشد.

بنابراین در مدار داخل آنها هیچ خازن کوپلاژی مورد استفاده قرار نمی‌گیرد.

حال برای آنکه در حالت بدون سیگنال  $(v_1, v_2 = 0)$  در خروجی این نویز

$V_{os} = 0$  شود باید از یک طبقه تغییر سطح بهره (level shifter) استفاده کرد.

### ۱-۴) طبقه نهایی:

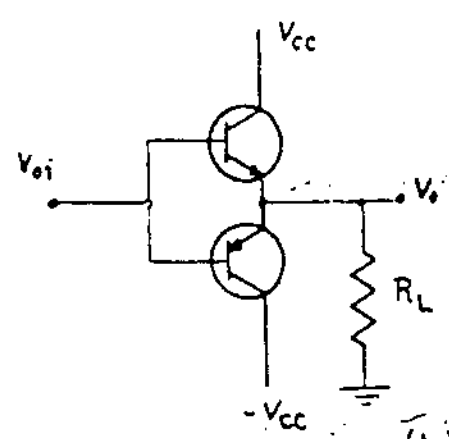
طبقه خروجی یک Op.Amp باید بتواند جریان و قدرت بار را تأمین کند

و دارای امپدانس خروجی کوچکی نیز باشد. یک

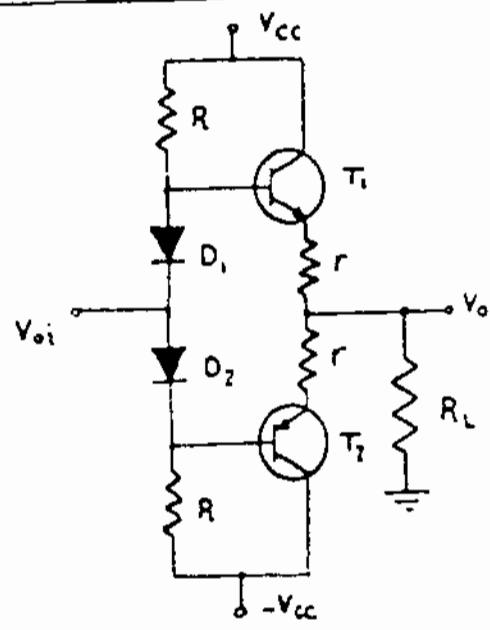
ترکیب معمول برای طبقه خروجی یک Op.Amp

می‌تواند به صورت یک نویز کم‌کننده، پوش پول

با ترانزیستورهای مکمل باشد. [شکل (۱-۳)]



شکل (۱-۳)

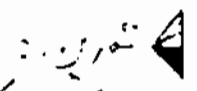


شکل (۱-۴)

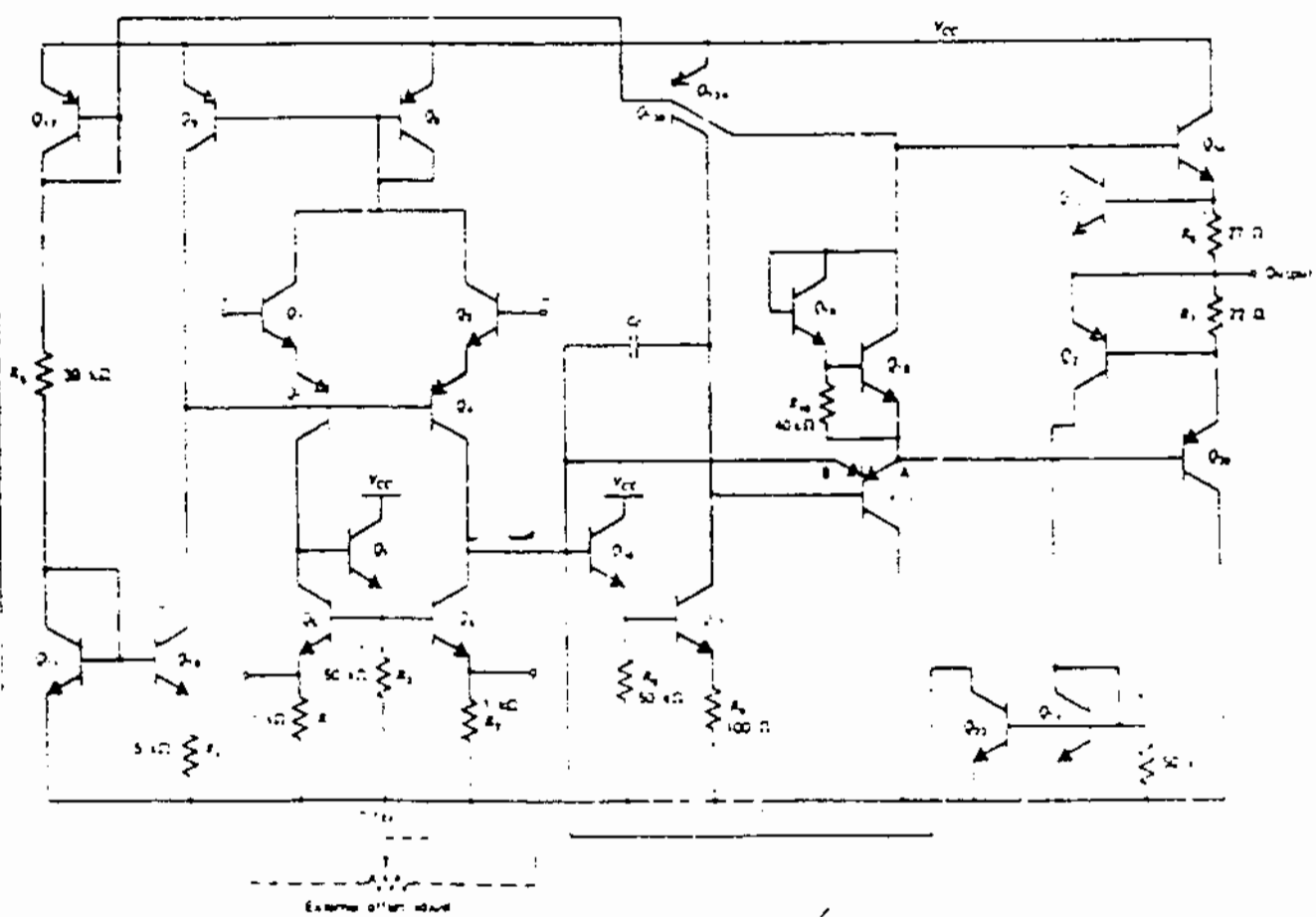
همانطور که می دانیم خروجی مدار  
شکل (۱-۳) دارای اعوجاج عبوری  
است. برای حذف این اعوجاج  
می توان ترانزیستورهای  $T_1$  و  $T_2$  را تا  
آستانه هدایت بایاس کرد (کلاس AB)  
و برای حذف نوسان این طبقه می توان  
مدارهای کوچکی در آمپستر ترانزیستور  
زار داد. [شکل (۱-۴)]

شکل (۱-۵) مدار داخلی 'OP-Amp 741' را نشان

می دهد.



نویسندگان. مطابق شکل (۱-۵) رابطه کسبی بررسی کرده. و کار هر ترانزیستور را بیان کنید.



شکل (۱-۵)

## ۲- کاربردهای خطی OP-AMP

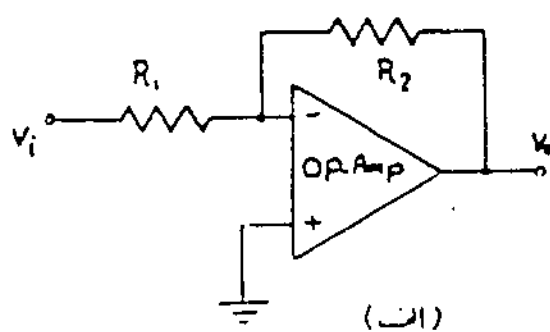
OP-AMP دارای کاربردهای خطی متنوعی هستند که در این قسمت، ما چند کاربرد مهم آنرا بررسی می‌کنیم.

Inverting Amplifier:

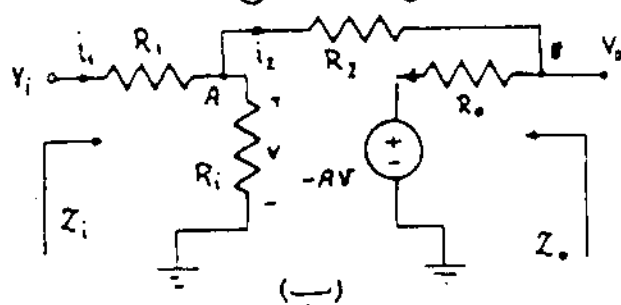
(۲-۱) تقویت کننده معکوس کننده:

شکل (۲-۱ الف) یک مدار تقویت کننده معکوس کننده و شکل (۲-۱ ب) مدار

معادل دانسی آنرا نمایش می‌دهد.



(الف)



(ب)

شکل (۲-۱)

- ضرب تقویت و نشان:

$$i_1 = \frac{V}{R_1} + i_2 \quad (I) \quad i_2 = \frac{V_o + AV}{R_o} \quad (II)$$

از KCL در گره A و KVL در فرعی:

از KVL در ورودی:

$$i_1 = (V_i - V)/R_1 \quad (III)$$

$$i_2 = (V - V_o)/R_2 \quad (IV)$$

از KVL بین گره‌های A و B:

با توجه به این معادلات:

$$\Rightarrow \begin{cases} \frac{V}{R_1} + \frac{V_o + AV}{R_o} = \frac{V_i - V}{R_1} \\ \frac{V - V_o}{R_2} = \frac{V_o + AV}{R_o} \end{cases} \Rightarrow A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{\frac{R_o}{R_2 + R_o} (1+A) - A}{1 + \frac{R_1}{R_i} + \frac{R_1}{R_2 + R_o} (A+1)}$$

اگر  $A+1=A$   $R_o \ll R_2$  داریم:  $R_1 \ll R_i$

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{-A}{1 + \frac{R_1}{R_2} A} \approx -\frac{R_2}{R_1}$$

مشاهده می شود که  
در توان با تغییر نسبت

$\frac{R_2}{R_1}$  ضریب تنبیت و فاز را کنترل کرد. علامت منس نشان دهنده این است که خروجی نسبت به ورودی تنبیت کننده  $180^\circ$  اختلاف فاز دارد (به همین دلیل تنبیت کننده را معکوس کننده می نامند)

اگر ضریب تنبیت  $A$  خیلی بزرگ باشد:  $V_o = \frac{V_o}{-A}$   
 $\frac{V-V_o}{R_2} = \frac{V_o+AV}{R_o} \Rightarrow V = \frac{R_2+R_o}{R_o-A R_2} V_o \approx \frac{V_o}{-A}$   
 $V \approx 0$  خواهد شد.

و از طرفی:  $i_1 - i_2 = \frac{V}{R_i} \approx 0$

در نتیجه جریان ورودی منس ناچیز می شود به این دلیل نقطه  $A$  را زمین مجازی (Virtual ground) می نامند.

- امپدانس ورودی:

$Z_{in} = \frac{V_i}{i_1}$   $i_1 = \frac{V}{R_i} + i_2 = \frac{V}{R_i} + \frac{V+AV}{R_2+R_o}$  (I)

$V = V_i + (-R_1 i_1)$  (II)

از معادله (I) و (II):

$i_1 = \left( \frac{1}{R_i} + \frac{1+A}{R_2+R_o} \right) (V_i - R_1 i_1)$

و با ساده کردن

این رابطه داریم:

$Z_{in} = R_1 + 1 / \left[ \frac{1}{R_i} + \frac{(1+A)}{R_2+R_o} \right]$

حال اگر  $R_1$  خیلی

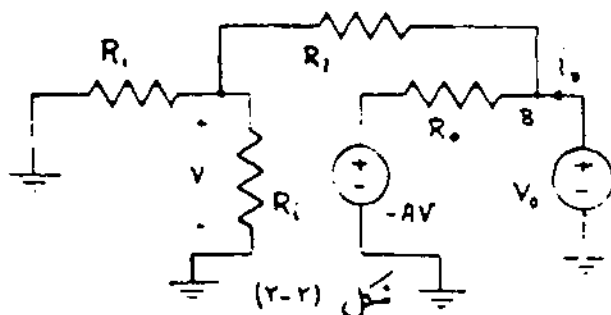
بزرگ باشد:

$Z_{in} \approx R_1$

- امپدانس خروجی:

برای محاسبه امپدانس خروجی مدار

شکل (۱۶۴) را در نظر بگیرید.



داریم:

$$Z_o = \frac{V_o}{I_o}$$

از KCL در گره B:

$$I_o = \frac{V_o}{R_2 + (R_1 \parallel R_i)} + \frac{V_o \cdot A_V}{R_o} \quad (I)$$

و از تقسیم ولتاژ در شاخه ورودی:

$$V_o = \frac{R_1 \parallel R_i}{R_1 \parallel R_i + R_2} V_i \quad (II)$$

از جایگذاری معادله (II) در (I):

$$I_o = \frac{V_o}{R_o} \left( 1 + \frac{R_o}{R_2 + R_1 \parallel R_i} + A \frac{R_1 \parallel R_i}{R_1 \parallel R_i + R_2} \right)$$

نتیجاً خواهیم داشت:

$$Z_o = \frac{R_o (R_2 + R_i)}{R_o + A R_i} \approx \left( \frac{R_2 + R_i}{A R_i} \right) R_o$$

ملاحظه می شود که امپدانس خروجی این تقویت کننده خیلی کوچکتر از  $R_o$  (امپدانس خروجی OP.AMP) می باشد.

**مثال** برای تقویت کننده شکل (۲-۱) داریم:

$$A = 10000, R_o = 50^{\Omega}, R_i = 500^{\text{k}\Omega}, R_1 = 1.2^{\text{k}\Omega}, R_2 = 10^{\text{k}\Omega}$$

مطلوبت  $Z_o, Z_i$  و  $A_V$  برای این تقویت کننده.

حل: ضریب تقویت:

$$A_V = \frac{\frac{0.05}{10 + 0.05} (1 + 10^4) - 10^4}{1 + \frac{1.2}{500} + \frac{1.2}{10 + 0.05} (1 + 10^4)} = -8.325$$

برای اینکه  $A \gg 1, R_o \ll R_2$

$R_i \ll R_1$  پس از روش تقریبی نیز

$$A_V \approx -\frac{R_2}{R_1} = \frac{-10}{1.2} = -8.333$$

می توانیم استناد کنیم.  
دید می شود که هر دو جواب با تقریب بسیار خوبی برابر می باشند.  
- امپدانس ورودی:

$$Z_{in} = 1.2 + 1 / \left( \frac{1}{500} + \frac{1 + 10^4}{10 + 0.05} \right) = 1.2 + 10^{-3} = 1.2^{\text{k}\Omega}$$

- امپدانس خروجی:

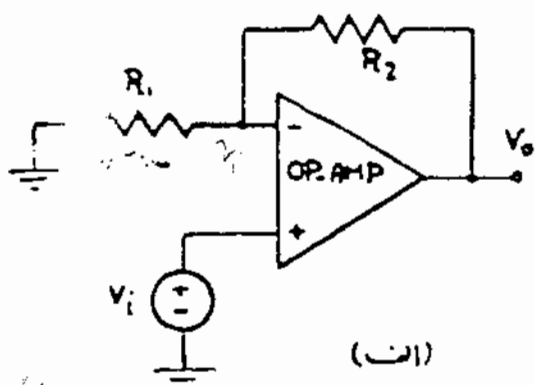
$$Z_o = \left( \frac{10 + 1.2}{10^4 \times 1.2} \right) 0.05 = 0.046^{\Omega}$$

Inverting amplifier:

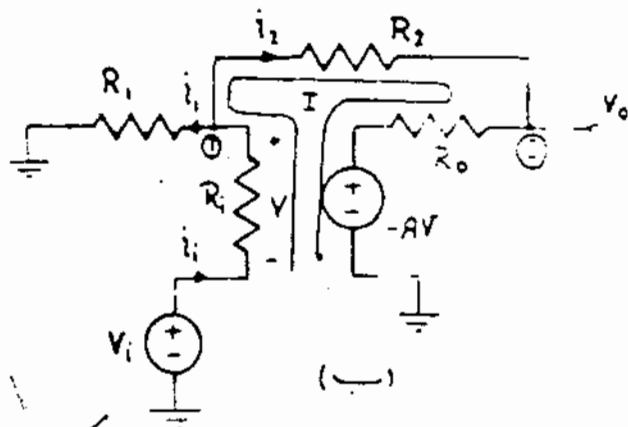
(۲.۲) تقویت کننده معکوس کننده:

شکل (۲.۳-الف) مدار یک تقویت کننده معکوس کننده، شکل (۲.۳-ب)

مدار معادل واقعی آنرا نمایش می دهد.



(الف)



(ب)

شکل (۲.۳)

- ضرب تقویت ولتاژ:

از KCL در گره (۱):

$$i_i = i_1 + i_2 \Rightarrow \frac{V_i - V_i}{R_i} = \frac{V_i}{R_i} + \frac{V_i - V_o}{R_2}$$

$$i_i \left( \frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_i} \right) = \frac{V_i}{R_i} + \frac{V_o}{R_2} \quad (I) \quad i_2 = \frac{V_o + AV}{R_o}$$

از KVL در حلقه (II) داریم:

$$V_i + V + AV = (R_2 + R_o) i_2 \Rightarrow V_i + (1 + h_{fe}) V = (R_2 + R_o) (V_o + AV) / R_o \quad (II)$$

$$V = V_i - V_i \quad (III)$$

از روابط (I)، (II)، (III) نتیجه می شود:

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \left[ \frac{AR_2}{AR_2 - R_o} \left( \frac{1}{R_i R_2 \parallel R_i} \right) - \frac{1}{R_i} \right] / \left[ \frac{R_2 \parallel R_o}{AR_2 - R_o} \left( \frac{1}{R_i R_2 \parallel R_i} \right) + \frac{1}{R_2} \right]$$

اگر  $R_o \ll R_2$ ،  $R_i \gg R_1$ ،  $R_2 \gg R_1$ ،  $A \gg 1$  باشد در نتیجه:

$$A_v = \left( 1 + \frac{R_2}{R_i} \right)$$

$$i_1 = -i_2 \quad V_i = V_i$$

در این مدار، ولتاژ خروجی برابر با ولتاژ ورودی است و فاز آن معکوس می باشد.

$$i_1 = \frac{V_i}{R_1} = \frac{V_i}{R_1}, \quad i_2 = \frac{V_i - V_o}{R_2} \Rightarrow \frac{V_i}{R_1} = \frac{V_o - V_i}{R_2} \Rightarrow \frac{V_o}{V_i} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

مشاهده می شود که با این تقریب نیز همان جواب نلی رسیدیم.  
در این مدار خروجی با دیندی همانز بوده و تقریب تقویت به نسبت  $\frac{R_2}{R_1}$  بخش دارد.  
- امپدانس ورودی:

$$Z_i = V_i / i_i$$

$$i_i = \frac{V_i}{R_1} + \frac{V_i - V_o}{R_2} = V_i \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) - \frac{V_o}{R_2} \quad (II)$$

$$V_i = V_o - R_2 i_i \quad (III)$$

با توجه به رابطه (I) داریم:

$$V_i + (1+A)V = (R_2 + R_o)(V_o + AV) / R_o$$

$$\Rightarrow V_o = \left[ R_i (AR_2 - R_o) / (R_2 + R_o) \right] i_i + \left[ R_o / (R_2 + R_o) \right] V_i \quad (VI)$$

از روابط (II)، (III) و (VI) نتیجه می شود:

$$Z_{in} = \frac{V_i}{i_i} = \frac{R_i R_1 (1+A) + (R_i + R_1)(R_2 + R_o)}{R_1 + R_2 + R_o}$$

اگر  $R_o \ll R_2$ ،  $R_i \ll R_1$ ،  $AR_1 \gg R_2$  باشد، در نتیجه:

$$Z_{in} \approx R_i A / \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

مشاهده می شود که این

تقویت کننده دارای امپدانس ورودی بسیار بزرگی می باشد.  
- امپدانس خروجی:

لحظی تقریب

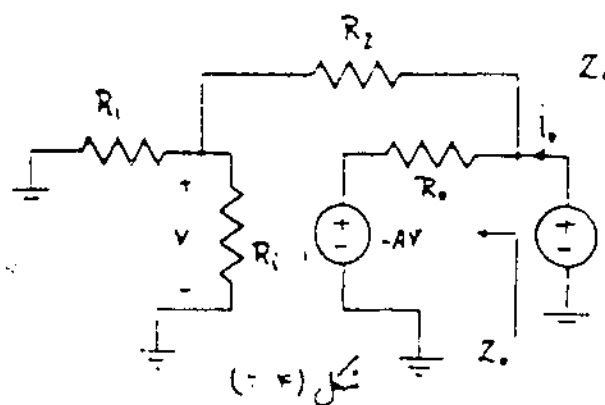
$$Z_o = \frac{V_o}{i_o} \Big|_{V_i=0}$$

امپدانس خروجی این تقویت کننده

برابر امپدانس خروجی تقویت کننده معکوس کننده

می باشد.

$$Z_o \approx R_o (R_i + R_1) / AR_1$$



شکل (۴)



ضرب تقویت و نوار  $(A_v)$ ، امپدانس ورودی  $(Z_i)$  و امپدانس خروجی  $(Z_o)$  را برای تقویت کننده معکوس کننده شکل (۲-۲) بدست آورید.

$$(A_v = 10^4, R_i = 50^k\Omega, R_o = 50^A, R_1 = 1.2^k\Omega, R_2 = 4.7^k\Omega)$$

تا سون می بینیم که قرار دادن مدل واقعی op.Amp در مدار با مدل ایده آل آن تفاوت چندانی نداشته است لذا op.Amp را به صورت ایده آل در نظر می گیریم.

Difference Amplifier:

(۲-۳) تقویت کننده اختلاف:

در صورتیکه مقادیر اختلاف سیگنالهای ورودی مورد توجه ما باشد می توانیم

$$V_o = K(V_1 - V_2)$$

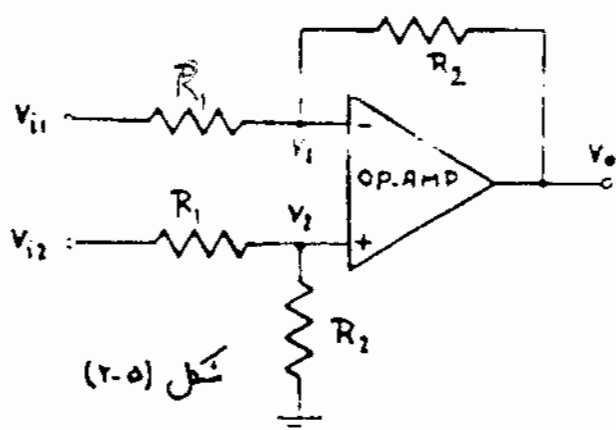
از مدار تقویت کننده شکل (۲-۵) استفاده نمایم.

اگر تقویت کننده را در ناحیه خطی

در آن در نظر بگیریم با توجه به اصل جمع آثار داریم:

$$V_o = V_{o1} + V_{o2}$$

$$V_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{i2}$$



شکل (۲-۵)

$$V_{i2} = 0 \Rightarrow V_{o1} = -\frac{R_2}{R_1} V_{i1} \quad (\text{تقویت کننده معکوس کننده})$$

$$V_{i1} = 0 \Rightarrow V_{o2} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_2 = \frac{R_2}{R_1} V_{i2} \quad (\text{تقویت کننده معکوس نکننده})$$

$$\Rightarrow V_o = \frac{R_2}{R_1} (V_{i1} - V_{i2})$$

مثال (۲-۶) محاسبه  $V_o$  در مدار شکل (۲-۶)

$$V_{i1} = V_1, \quad V_{i2} = V_2$$

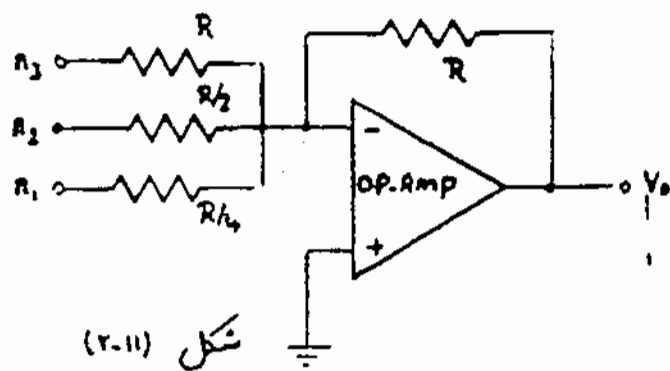
$$V_o = \frac{R_2}{R_1} (V_1 - V_2)$$

حل

اگر  $R_1 = R_2 = \dots = R_n = R$  باشد آنگاه:

$$V_o = -\frac{R_f}{R} (V_1 + V_2 + \dots + V_n)$$

این مدار در مدلهای دیجیتال به نالوک کاربرد زیادی دارد. شکل (۲-۱۱) یک نمونه از مدار مبدل (Binary) به اعشاری را نمایش می دهد.

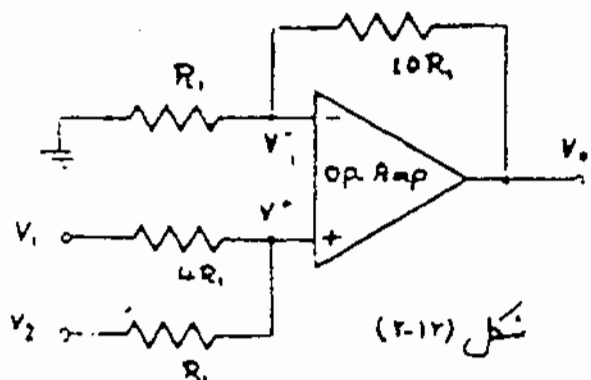


$$n_1 n_2 n_3 = n_1 \cdot 2^2 + n_2 \cdot 2^1 + n_3 \cdot 2^0$$

$$V_o = -(4n_1 + 2n_2 + n_3)$$

شکل (۲-۱۱)

مثال (۲-۱۲) محاسبه  $V_o$  در مدار شکل (۲-۱۲).



شکل (۲-۱۲)

حل: این مدار نسبت به  $V^*$  یک نولیت کننده می باشد. بنابراین:

$$V_o = \left(1 + \frac{10R_1}{R_1}\right) V^* = 11V^* \quad (I)$$

از تقییه جمع آثار داریم:

$$V^* = \frac{R_1}{R_1 + 4R_1} V_1 + \frac{4R_1}{4R_1 + R_1} V_2 = (1/5)V_1 + (4/5)V_2 \quad (II)$$

اگر معادله (I) را در (II) قرار دهیم:

$$V_o = \frac{11}{5} V_1 + \frac{44}{5} V_2$$

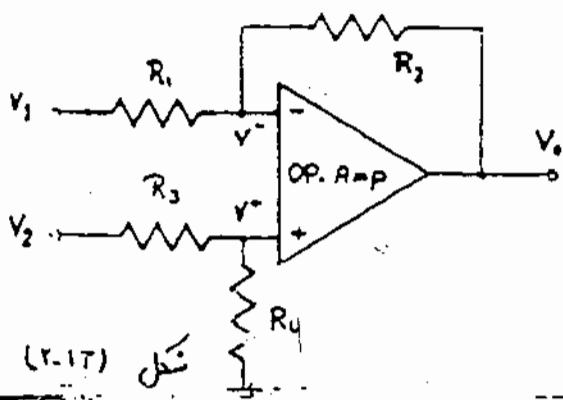
(۲-۵) تقریب کننده:

شکل (۲-۱۳) یک مدار

تقریب کننده را نشان می دهد که:

$$V_o = K_2 V_2 - K_1 V_1 \quad (K_1, K_2 > 0)$$

جول مدار صورت خلی عمل می کند



شکل (۲-۱۳)

بنابرین می توان از اصل جمع آثار استفاده کرد. یعنی:

$$V_o = V_{o1} + V_{o2}$$

$$V_2 = 0 \Rightarrow V_{o1} = (-R_2/R_1) V_1$$

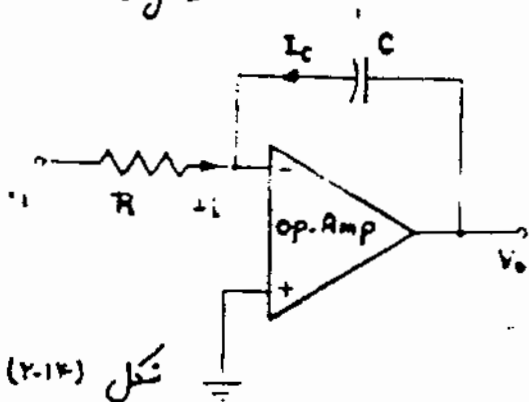
$$V_1 = 0 \Rightarrow V_{o2} = (1 + R_2/R_1) V^* = [(1 + R_2/R_1) R_4 / (R_3 + R_4)] V_2 = \frac{R_4}{R_1} \frac{R_1 + R_2}{R_3 + R_4} V_2$$

$$V_o = V_{o1} + V_{o2} = \frac{R_4}{R_1} \left( \frac{R_1 + R_2}{R_3 + R_4} \right) V_2 - \frac{R_2}{R_1} V_1 = K_2 V_2 - K_1 V_1$$

یکی از موارد استفاده نزدیک کننده

در مدارهای "Sensor" می باشد.

Integrator:



شکل (۲-۱۴)

(۲-۶) انتگرال گیر، شکل (۲-۱۴) مدار یک انتگرال گیر

آمارگر را نشان می دهد.

بازخوب به تبدیل لاپلاس:

$$I_i(s) = -I_c(s)$$

$$I_i(s) = V_i(s)/R$$

$$I_c(s) = V_o(s) CS$$

$$\Rightarrow V_i(s)/R = -V_o(s) CS \Rightarrow V_o(s) = \frac{-1}{RC} \frac{V_i(s)}{s}$$

$$V_o(t) = \frac{-1}{RC} \int_0^t V_i(t') dt'$$

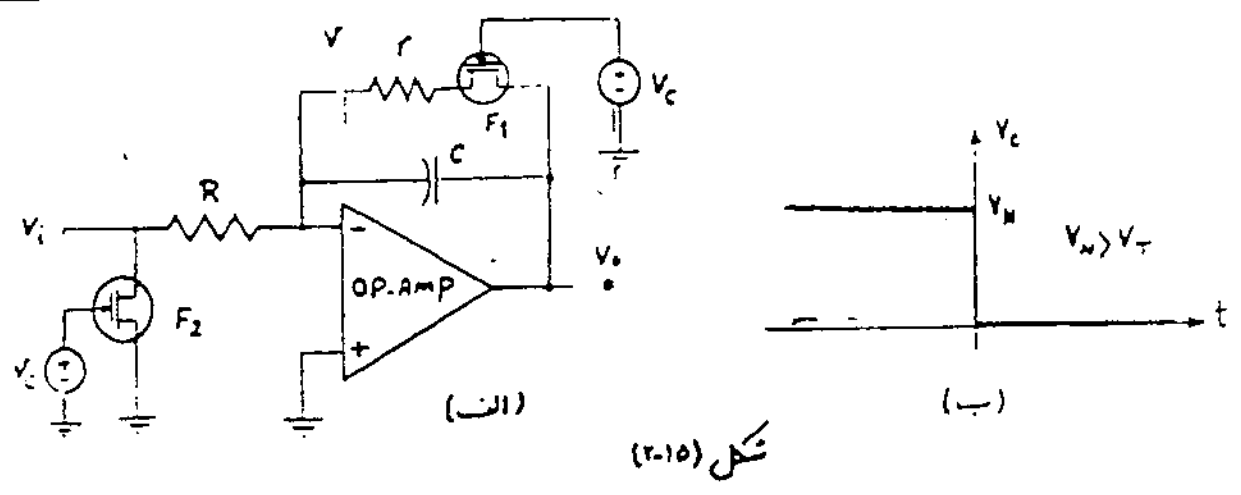
بازخوب به عکس تبدیل لاپلاس:

اگر فاکتور C در زمان اولیه

نیز داشته باشد آنگاه:

$$V_o(t) = \frac{-1}{RC} \int_0^t V_i(t') dt' + V_o(0)$$

شکل (۲-۵) یک نمونه از انتگرال گیر با شرایط اولیه را نشان می دهد

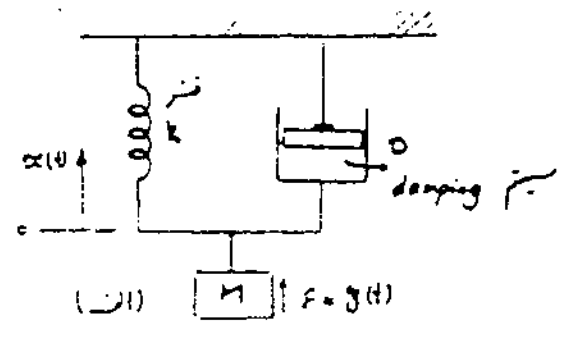


در این مدار در زمانهای  $t < 0$   $V_c = V_m$  است. در نتیجه FET های  $F_1$  و  $F_2$  به صورت یک کلید بسته عمل می کنند و خازن C توسط منبع ولتاژ  $V$  با ثابت زمانی  $\tau = RC$  شارژ می شود. در زمان  $t = 0$   $V_c = 0$  شده و FET ها به صورت یک کلید باز عمل می کنند. برای زمانهای  $t > 0$  خواهیم داشت:

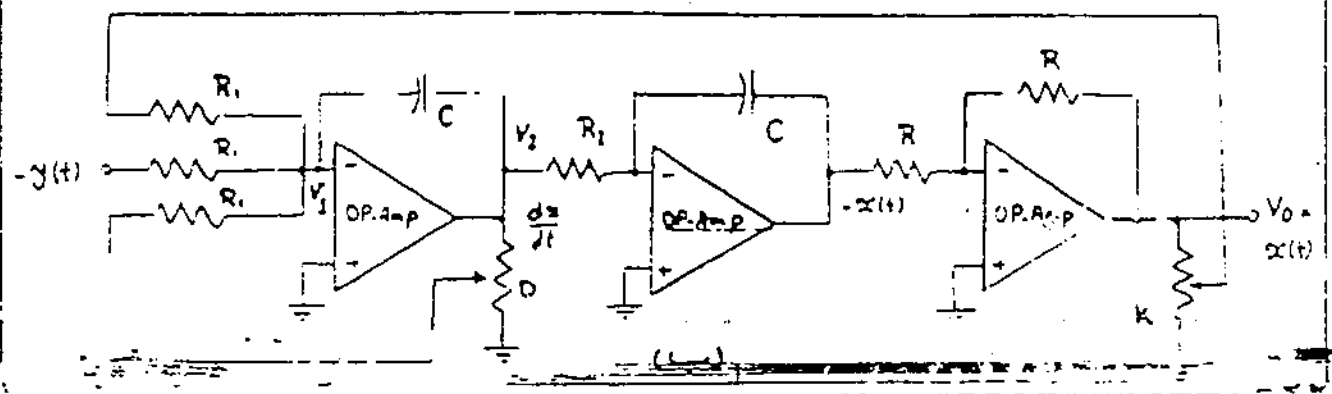
$$V_o(t) = \frac{-1}{RC} \int_0^t V_i(t') dt' + V$$

تذکره: در FET اگر شکل دین در سری متناوب باشد، این ترانزیستور می تواند از دو طرف جریان را عبور دهند.

مثال) یک سیستم مکانیکی درجه دوم را برسد "ANALOG COMPUTER" شبیه سازی کنید.



حل: شکل (۲-۱۶) یک سیستم مکانیکی درجه دوم را نشان می دهد.



معادله دیفرانسیل حرکت جرم  $m$  به صورت زیر بیان می شود

$$\frac{d^2 x(t)}{dt^2} = \frac{1}{M} y(t) - \frac{K}{M} x(t) - \frac{D}{M} \frac{dx(t)}{dt} \quad (I)$$

۶-۱-۲) مدار شبیه سازی شده معادله دیفرانسیل (I) را نشان می دهد.  
اول این مدار عمل جمع و انتگرال گیری با هم انجام می شود.

$$V_2(t) = \int \frac{d^2 x(t)}{dt^2} dt = \frac{dx}{dt} = \frac{-1}{R_1 C} \int (-y(t) + D \frac{dx}{dt} + K x(t)) dt$$

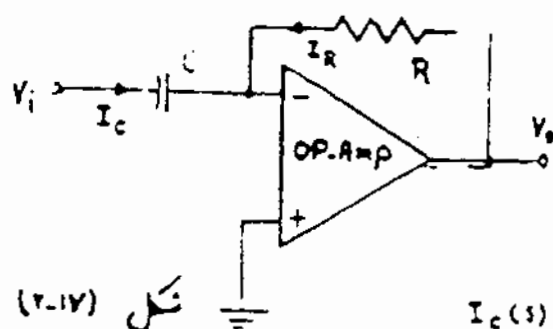
$$\frac{1}{R_1 C} = \frac{1}{M} \Rightarrow \underline{R_1 C = M}$$

$$\frac{-1}{R_2 C} = -1 \Rightarrow \underline{R_2 C = 1}$$

۶-۱-۳) معادلات دیفرانسیل زیر را از طریق کامپیوتر آنا لیز حل نمائید.

$$1) \quad 3 \frac{dx}{dt} + 5x = 5 \sin 100\pi t$$

$$2) \quad \frac{d^3 x}{dt^3} + 3 \frac{d^2 x}{dt^2} + 3 \frac{dx}{dt} + x = 4 \cos 4t$$



شکل (۷-۱۷)

$$I_C(s) = -I_R(s)$$

$$I_C(s) = V_i(s)CS \quad I_R(s) = \frac{V_o(s)}{R}$$

$$\Rightarrow V_o(s) = -RCS V_i(s) \Rightarrow V_o(t) = -RC \frac{dV_i(t)}{dt}$$

۶-۱-۴) شبیه سازی مدار یک  
انتگرال را نشان می دهد  
۶-۱-۵) مدار تبدیل لاپلاس:

چون دامنه سیگنال ورودی مشتق گیر به فرکانس سیگنال ورودی بستگی دارد. با این تئور درودن این فیلتر را بیشتر از سیگنال ورودی تقویت می‌کند، لذا در طراحی مدارها سعی می‌شود که از مشتق گیر کمتر استفاده شود.

تشریح:

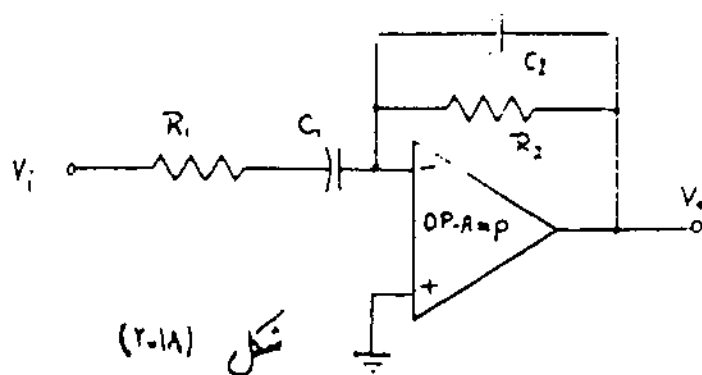
مدار شکل (۲-۱۸) را در نظر بگیرید.

الف: تابع تبدیل  $H(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)}$  را بدست آورید.

ب: در صورتیکه  $R_1 C_1 = R_2 C_2$  باشد در چه محدوده فرکانسی مدار به صورت یک مشتق گیر عمل می‌کند.

ج: تابع تبدیل  $H(s)$  را برای  $C_1 \rightarrow \infty$  بدست آورده و محدوده فرکانسی که در آن مدار به صورت فیلتر پایین گذر عمل می‌کند را مشخص نمایید.

د: تابع تبدیل  $H(s)$  را برای حالت  $C_2 \rightarrow \infty$  بدست آورده و محدوده فرکانسی که در آن مدار به صورت یک فیلتر بالا گذر عمل می‌نماید را مشخص کنید.



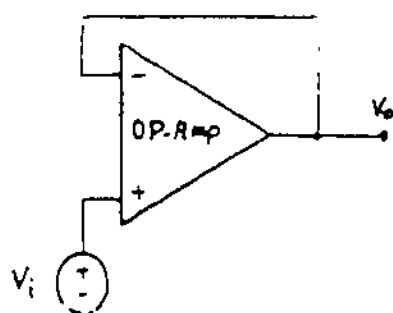
(۲-۸) تبدیل ابعادش:

اگر در مدار تقویت کننده معکوس

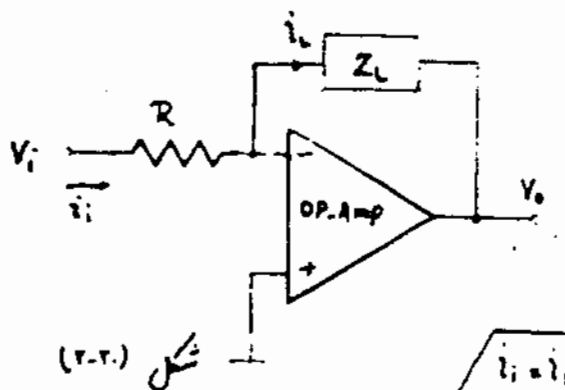
نکته که  $V_o = (1 + \frac{R_2}{R_1}) V_i$  می‌باشد  $R_2 \rightarrow \infty$

در نظر گرفته شود در نتیجه

$V_o = V_i$  می‌شود. [شکل (۲-۱۶)]



چون امپدانس ورودی این مدار خیلی بزرگ دامپدانس خروجی آن بسیار کوچک است به این مدار، مبدل امپدانس می گویند همچنین برای  $V_o = V_i$  به این مدار "Voltage follower" نیز گفته می شود. یکی از موارد استفاده این مدار، در طبقه ورودی و خروجی می باشد.



۲-۹) مبدل ولتاژ به جریان

شکل (۲-۹) یک مبدل ولتاژ

به جریان را نشان می دهد

با جریان ورودی از بار  $Z_L$  است که به

$$i_i = i_L = V_i / R$$

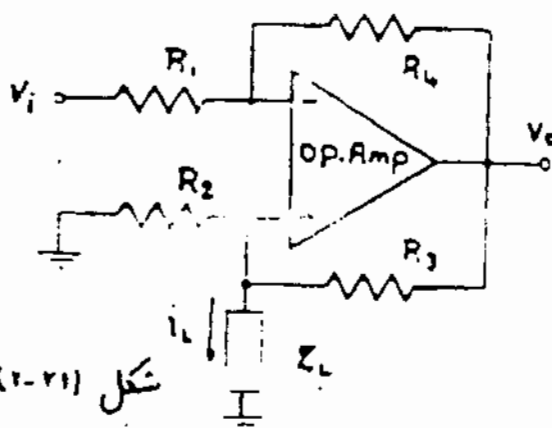
خود بار  $Z_L$  بکشی ندارد.

با این  $Z_L$  را به یک منبع جریان متصل کردیم.

اگر بخواهیم یک ظرف بار را

به زمین متصل کنیم، می توانیم از مدار

شکل (۲-۱۱) استفاده کنیم.



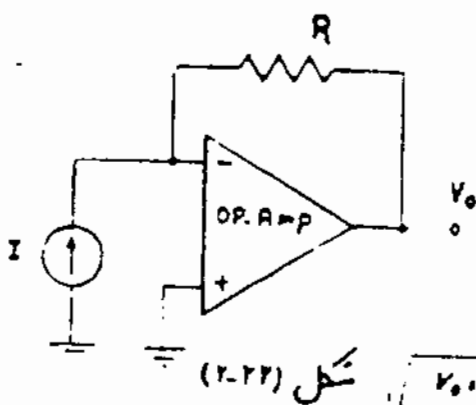
شکل (۲-۱۱)

تمرین:

مدار شکل (۲-۱۱) را در نظر بگیرید.

ثابت کنید که اگر  $\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3}$  باشد آنگاه:

$$i_L = -V_i / R_2$$



شکل (۲-۱۲)

$$V_o = -RI$$

۲-۱۰) مبدل جریان به ولتاژ

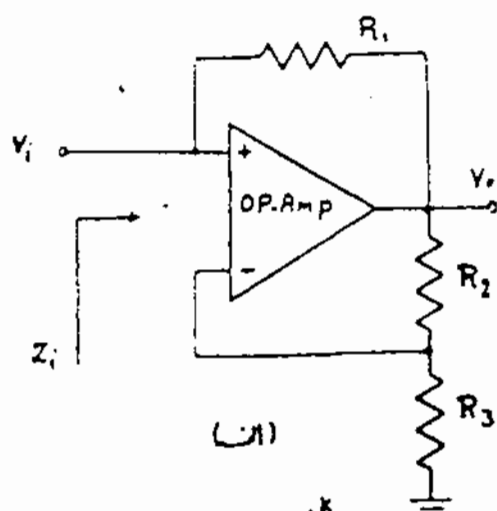
جریان که توسط ترانزیستور به در سر بار آن

دهد، می شود مستقیماً از بار است. یک منبع جریان

که به ما لازم می آید به یک مدار جریان به ولتاژ این

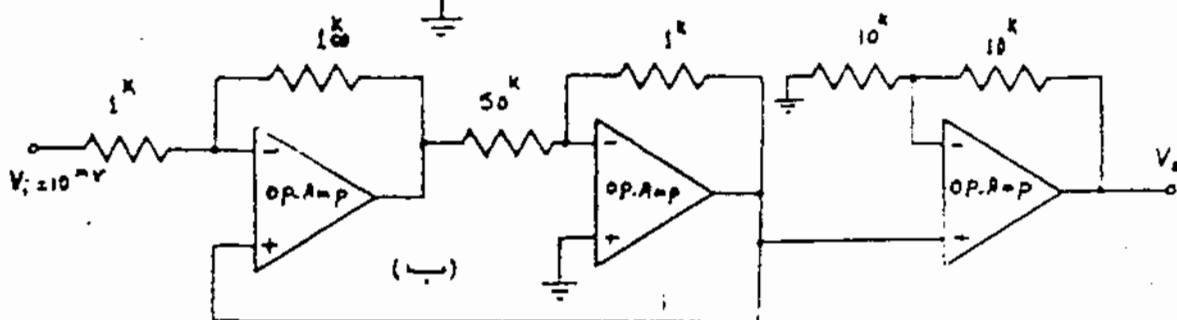
جریان را به ولتاژ تبدیل کرد. (ممكن (۲-۱۲))

تمرین های مختلف



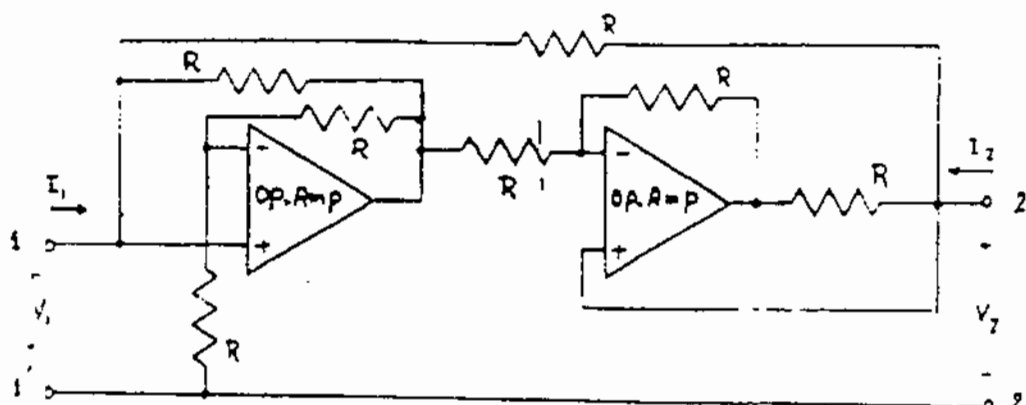
(الف)

۱. مطلوب است محاسبه  $Z_i$  برای  
شکل (۲-۲۳) و  $Z_o$  برای  
شکل (۲-۲۴).



شکل (۲-۲۳)

۲. پارامترهای مانرین  $Z_i$  را برای مدار شکل (۲-۲۴) بدست آورید. سپس  
 $Z_{in} = V_i / I_i$  را وقتی که مدار با تقریب  $C$  در درجه ۱ قرار دهیم بدست  
آورید. این امپدانس به چه مرتبه است؟ (این مدار Gyrator نامیده می شود)



شکل (۲-۲۴)

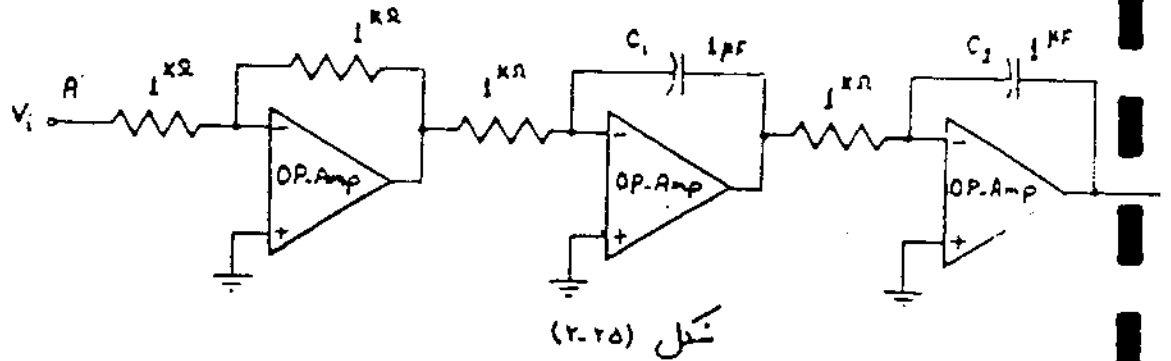
۳. مدار شکل (۲-۲۵) را در نظر بگیرید.

الف. مطلوب است  $A_v = \frac{V_o}{V_i}$

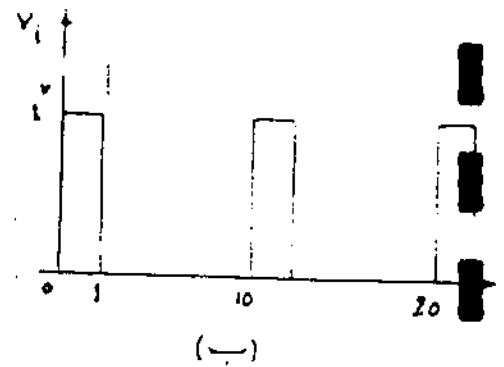
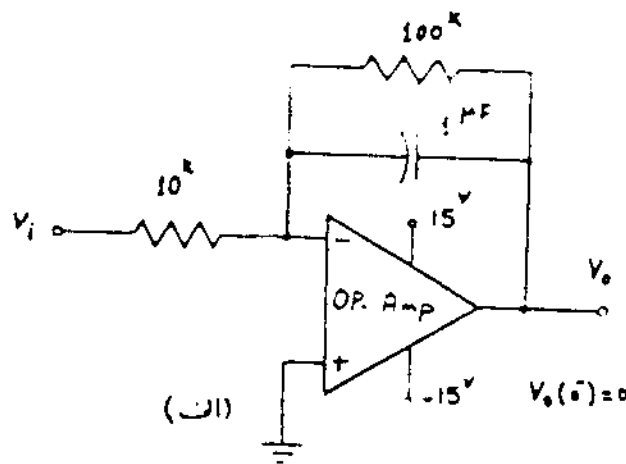
ب. اگر نقطه B را به نقطه A اتصال کوتاه کردیم و نشان این مدار



به دو سر حازن  $C_2$  اعمال کنیم و سپس ولتاژ را برداریم. مطلوبیت  $V_o(t)$  در  $t > 0$  (در  $t = 0$  ولتاژ لحاظی ولتاژ اعمال شده است)



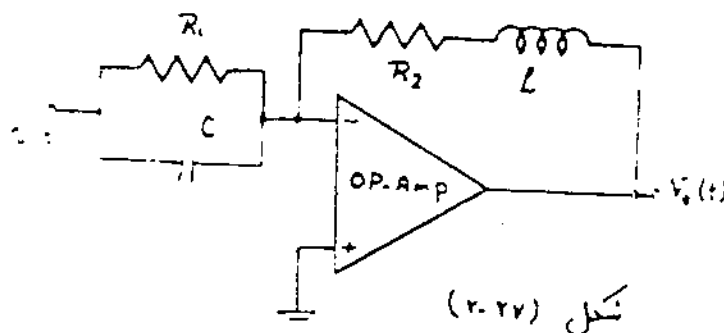
۴- ولتاژ خروجی مدار شکل (۲-۲۶ الف) را برای ورودی شکل (۲-۲۶ ب) درید. پس از چه مدت نویزت کننده انبساط می شود.



شکل (۲-۲۶)

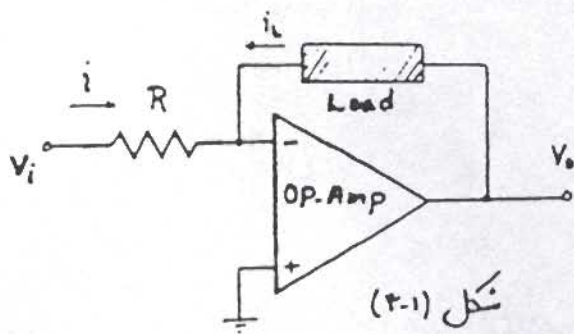
برای مدار شکل (۲-۲۷) (دمید که)

$$-V_o = \frac{R_2}{R_1} V + \left( R_2 C + \frac{L}{R_1} \right) \frac{dV}{dt} + LC \frac{d^2 V}{dt^2}$$



### ۳- کاربردهای غیر خطی OP.AMP :

OP.AMP در کاربردهای غیر خطی به درممت مورد استفاده قرار می گیرند.



شکل (۳-۱)

ا- OP.AMP در ناحیه خطی

باشد، روی عناصر بکار نرفته غیر خطی باشند.

شکل (۳-۱) یک نمونه از این حالت را

نشان می دهد.

$$i = \frac{V_i}{R} \quad i_L = -i \quad V_L = f(i_L)$$

$$V_o = V_L = f(i_L) = f(-V_i/R)$$

ب- OP.AMP بصورت غیر خطی عمل کند. در این حالت OP.AMP دارد

ناحیه اشباع خود را می شود.

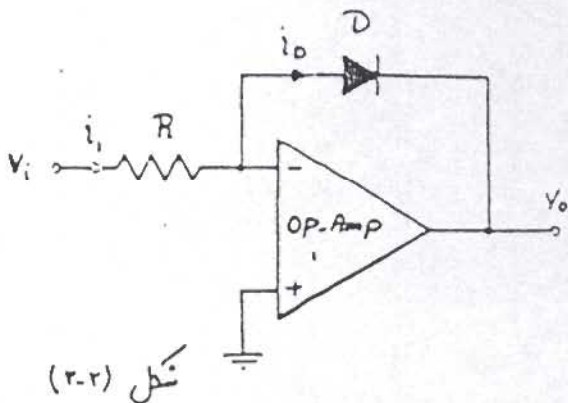
(۳-۱) تقویت کننده لگاریتمی :

اگر در تقویت کننده معکوس

کننده بجای مقاومت  $R_2$  یک دیود قرار

دهیم. تقویت کننده لگاریتمی بدست

می آید. [شکل (۳-۲)]



شکل (۳-۲)

$$i_i = i_o \quad i_i = V_i/R$$

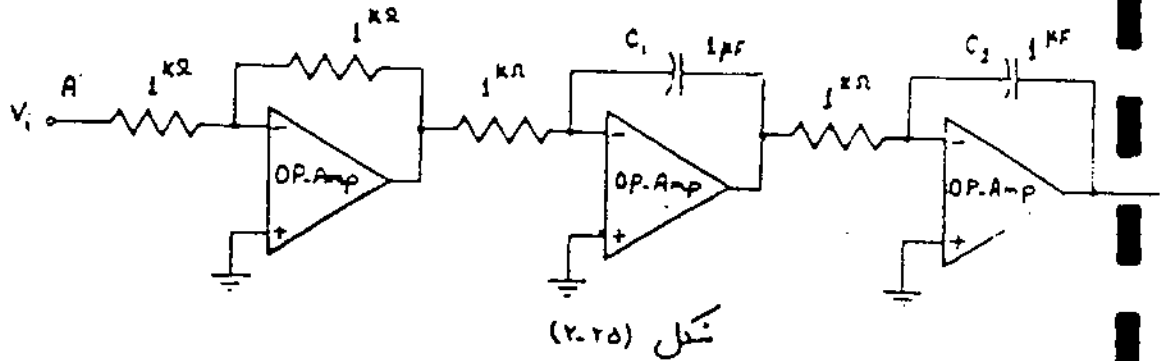
$$i_o = I_s e^{-\frac{V_o}{V_T}} \Rightarrow \frac{V_i}{R} = I_s e^{-\frac{V_o}{V_T}} \Rightarrow V_o = -V_T \ln \frac{V_i}{RI_s}$$

$$\Rightarrow V_o = K_1 \ln K_2 V_i$$

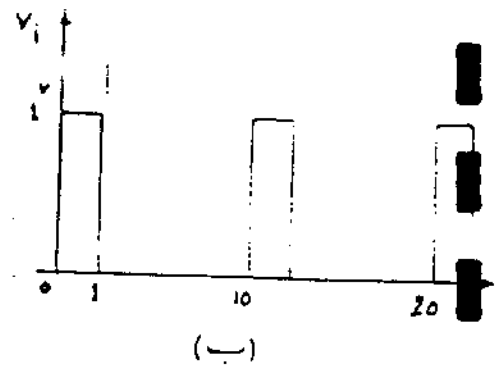
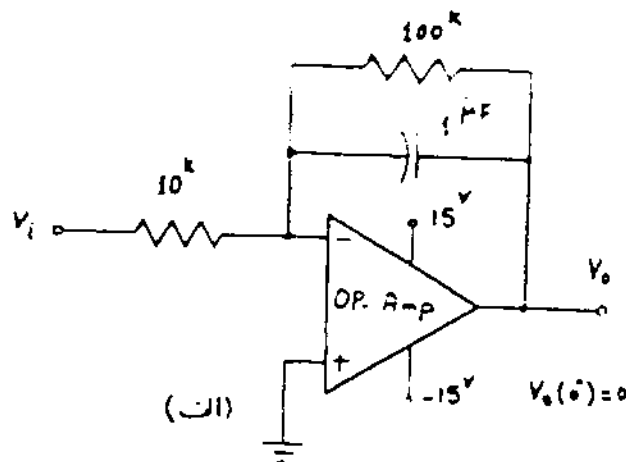
در بعضی از موارد بجای دیود

از یک ترانزیستور مطابق شکل (۳-۳)

به در سریازان  $C_1$  اعمال کنیم و سپس ولتاژ را برداریم. مطلوبیت  $V_o(t)$  در  $t > 0$  (در  $t = 0$  به طور لحظای ولتاژ اعمال شده است)



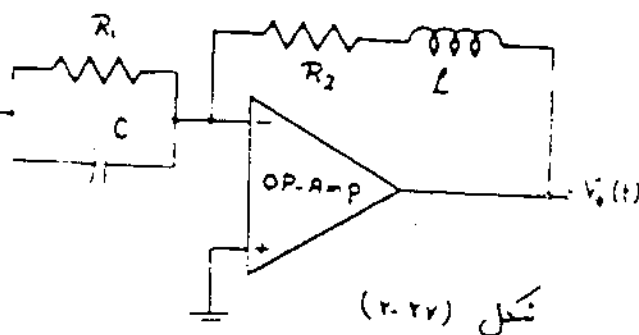
۴- ولتاژ خروجی مدار شکل (۲.۲۶-الف) را برای ورودی شکل (۲.۲۶-ب) درید. پس از چه مدت نویزت کننده اشباع می شود.

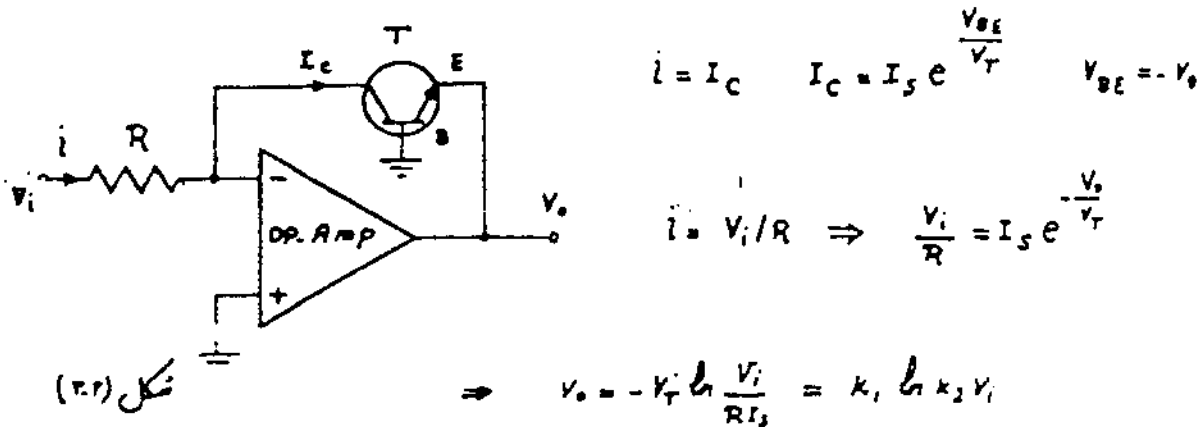


شکل (۲.۲۶)

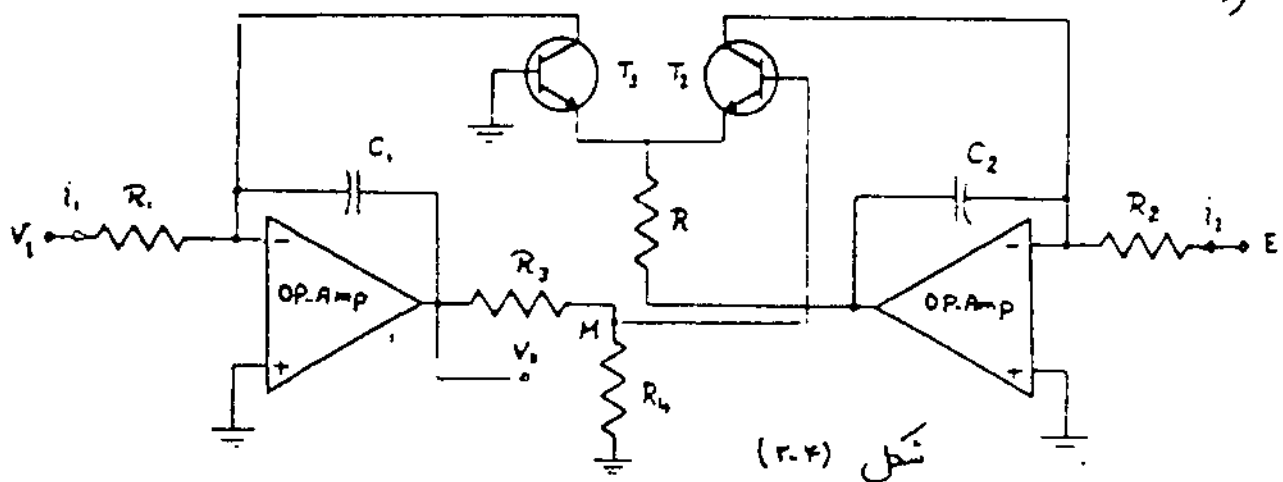
برای مدار شکل (۲.۲۷) دهید که:

$$-V_o = \frac{R_2}{R_1} V + \left(R_2 C + \frac{L}{R_1}\right) \frac{dV}{dt} + LC \frac{d^2 V}{dt^2}$$





در نهایت گفته می‌شود که برای لگاریتمی چون  $V_o$  به  $V_T$  و  $I_s$  بستگی دارد و خود این پارامترها نیز با درجه حرارت تغییر می‌کنند. در نتیجه این نهایت گفته. نسبت به تغییرات درجه حرارت حساس می‌باشد. برای رفع این اشکال می‌توان از مدار شکل (۳-۴) استفاده کرد.



خازنهای  $C_1$  و  $C_2$  جهت پایداری AC مدار بکار رفته است.

$i_1 = \frac{V_i}{R_1} = I_s e^{\frac{V_{BE1}}{V_T}} \quad (I) \quad i_2 = \frac{V_o}{R_2} = I_s e^{\frac{V_{BE2}}{V_T}} \quad (II)$

از رابطه (I) داریم:

(I) نسبت می‌گیریم:

$$\frac{V_i}{R_1} \cdot \frac{R_2}{V_o} = e^{\frac{V_{BE1}}{V_T}} / e^{\frac{V_{BE2}}{V_T}} \Rightarrow V_{BE1} - V_{BE2} = V_T \ln \left( \frac{R_2}{R_1} \frac{V_i}{V_o} \right)$$

$$V_{BE2} = -V_{BE1} + V_{BE2} \Rightarrow V_{BE2} = -V_T \ln \left( \frac{R_2}{R_1} \frac{V_i}{V_o} \right)$$

اگر جریان بس زار سنسور  $T_2$  صرطر ما بنم. آنگاه ارنسیم دناژ در کمر.  $H$ :

اگر نسبت  $R_3$  را  $V_{B2} = \frac{R_4}{R_4 + R_3} V_o \Rightarrow V_o = -\frac{R_3 \cdot R_4}{R_4} V_T \ln\left(\frac{R_3}{R_1} \cdot \frac{V_i}{E}\right)$

جلی بزرگتر از صندست  $R_4$  انتخاب ما بنم:

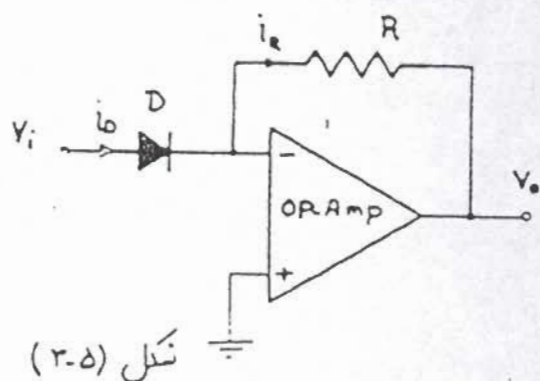
$$V_o = -\frac{R_3}{R_4} V_T \ln\left(\frac{R}{R_1 E} V_i\right)$$

جای صندست  $R_4$  از یک

$$\frac{\Delta R_4}{\Delta T} = \frac{\Delta V_T}{\Delta T} = \frac{\alpha}{q}$$

ز بسنور استفاده می کنیم در نتیجه:

بدین ترتیب یک تقویت کننده لگاریتمی که نسبت به تغییرات درجه حرارت نیز پایدار است، بدست می آید.



نکال (۳-۵)

تقویت کننده آنتی لگاریتمی:

اگر جای صندست و دیود را در تقویت کننده لگاریتمی عوض کنیم یک تقویت کننده آنتی لگاریتمی بدست می آید. [شکل (۳-۵)] در این مدار:

$$i_D = I_s e^{\frac{V_D}{V_T}} = I_s e^{\frac{V_i}{V_T}} \quad i_R = \frac{-V_o}{R}$$

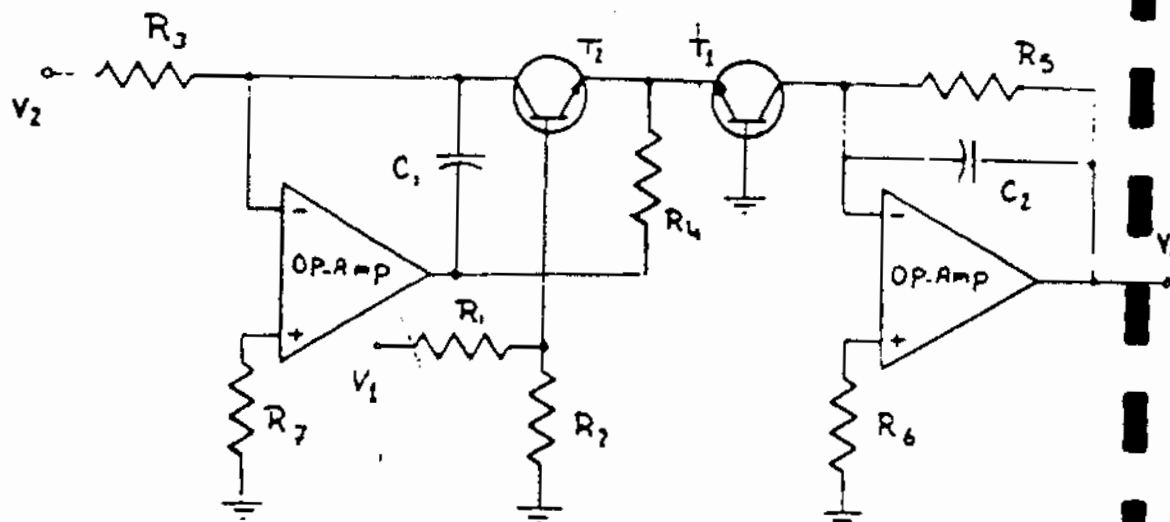
$$\Rightarrow \frac{-V_o}{R} = I_s e^{\frac{V_i}{V_T}} \Rightarrow V_o = -R I_s e^{\frac{V_i}{V_T}} \Rightarrow V_o = k_1 e^{k_2 V_i}$$

تشرین ۸

در مدار شکل (۳-۶) رابطی که ورودی  $V_o$  را به ورودی های  $V_1$  و  $V_2$  مربوط می کند، بدست آورید و نشان دهید، در صورتیکه  $V_2$  مقدار ثابتی اعتبار گردد این مدار یک تقویت کننده آنتی لگاریتمی است و همچنین با انتخاب صندست  $R_2$  به اندازه ای مناسب و از جنس PTC می توان درجه حرارت درونی

کننده را از بین برد.

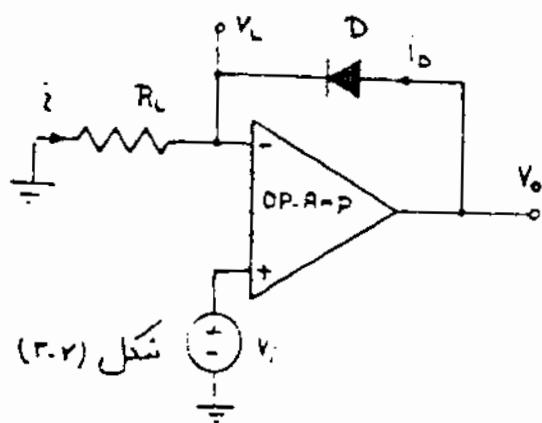
در صورتیکه  $V_2 = 15$  ،  $R_1 = 15.7^k$  ،  $R_2 = 1^k$  ،  $R_3, R_7 = 30^k$  ،  $R_4 = 2^k$  ،  $R_5 = R_6$  انتخاب گردد، معنی  $V_0$  بر حسب  $V_1$  را رسم کنید.



شکل (۳-۶)

- Rectifiers:

یکسو سازها:



شکل (۳-۷)

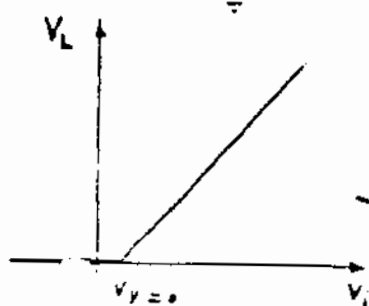
شکل (۳-۷) یک نمونه از مدار

برای موج را نشان می دهد.

تفاوت است با هدایت دیود D را

مربوط به تریست OP.Amp را A فرض

کند. اگر دیود روشن باشد (D: on)



شکل (۳-۸)

$$\begin{cases} -A(V_0 - V_1) = V_0 \\ V_0 = V_1 + V_L \end{cases} \Rightarrow V_1 = (1 + \frac{1}{A}) V_0 \cdot \frac{V_L}{A} = V_L$$

برای موج نیم موج توسط دیود

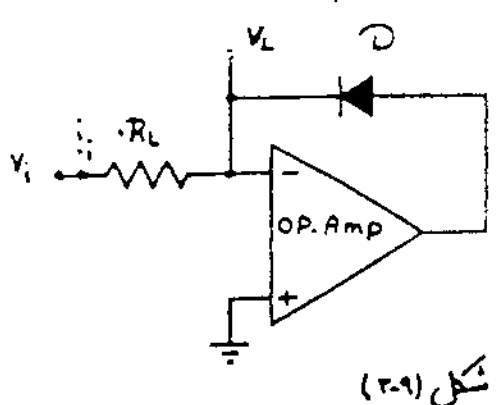
در این مدار اعمال شده. کنترل  $V_1$  باشد دیود از دو طرف

در عمل می تواند ... می توانیم نگوییم داشت

این مدار رفتار است مانند هدایت برابر

$$V_1 = V_0 / A = 0$$

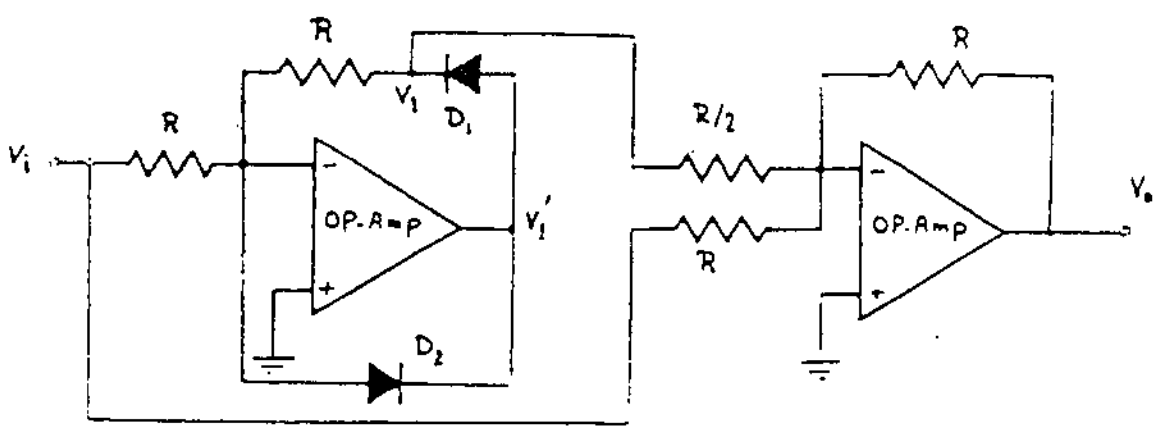
بنابراین یک یکسو ساز نیم موج اعمال خواهیم داشت. [شکل (۳-۸)]



شکل (۳-۹)

تقریباً  
مدار شکل (۳-۹) را بطور کلی بررسی  
کنید و مشخصه \$V\_L\$ و \$V\_i\$ آنرا بدست  
آوردید.

در یکساز تمام موج با استفاده از پیل دیود، در اشکال اساسی زیر وجود داشت  
الف: بردن زمین مشترک بین دیتاز سبوس و دیتاز یکسو شده.  
ب: لنت دیتاز 270 رددی دیود  
این اشکالات را می توان با استفاده از مدار شکل (۳-۱۰) برطرف کرد.

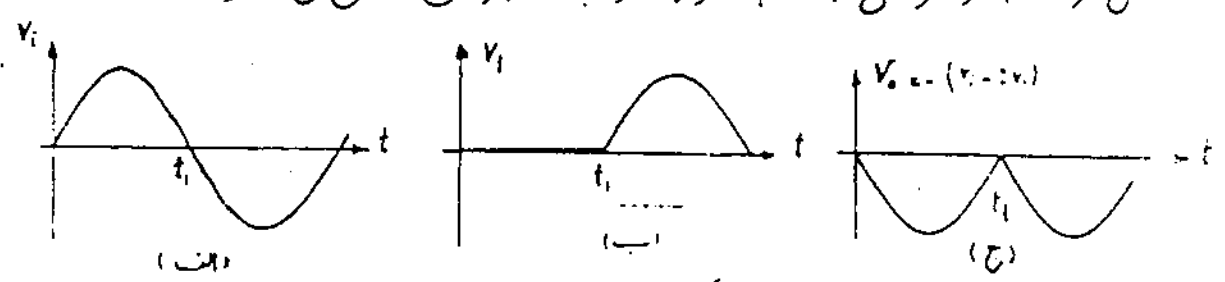


شکل (۳-۱۰)

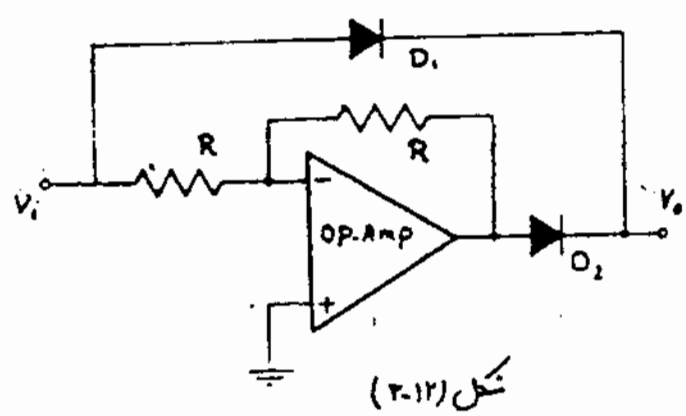
$$V_o = -(V_i + 2V_1')$$

$V_i < 0$	$D_2: \text{off}$	$D_1: \text{on}$	$\frac{V_1'}{R} = -\frac{V_i}{R} \Rightarrow V_1' = -V_i$
$V_i > 0$	$D_2: \text{on}$	$D_1: \text{off}$	$V_1' = 0$

شکل (۳-۱۱) دیتازهای \$V\_i\$، \$V\_1'\$ و \$V\_o\$ را نسبت به زمان نشان می دهد.



شکل (۳-۱۱)



شکل (۳-۱۲)

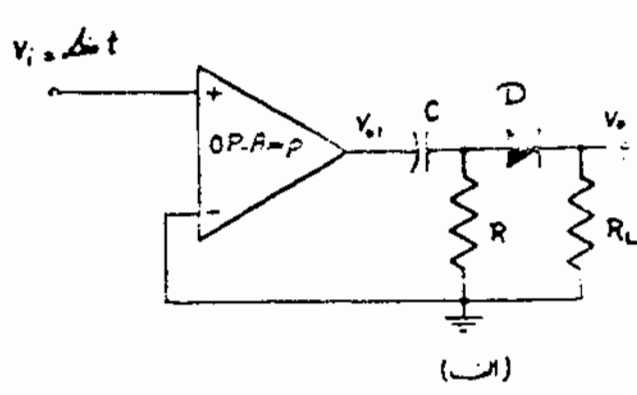
تقریب:

مشخصه: مدار \$V\_o - V\_i\$  
شکل (۳-۱۲) را بدست آورید.

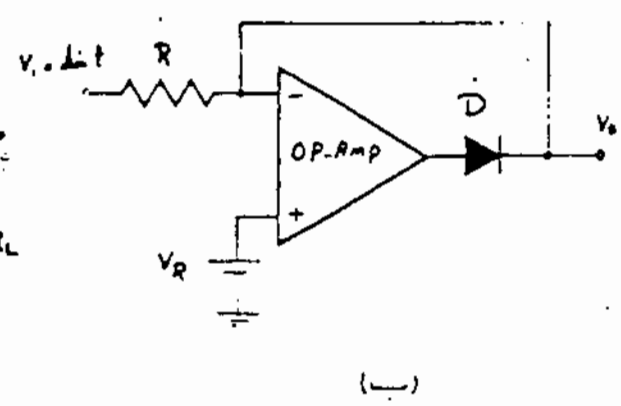
تقریب:

« چند کاربرد دیگر OP.AMP »

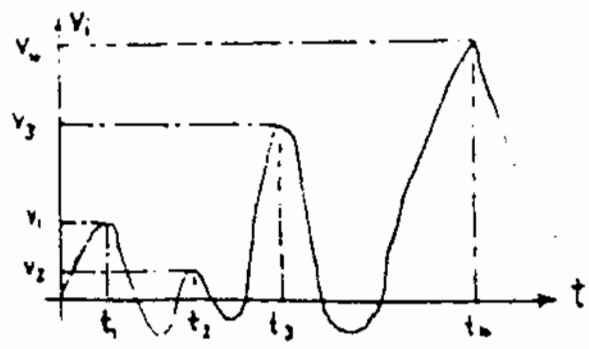
\$V\_o(t)\$ را برای هر یک از شکلهای (۳-۱۳) بدست آورده سپس کاربرد هر کدام از مدارها را شرح دهید.



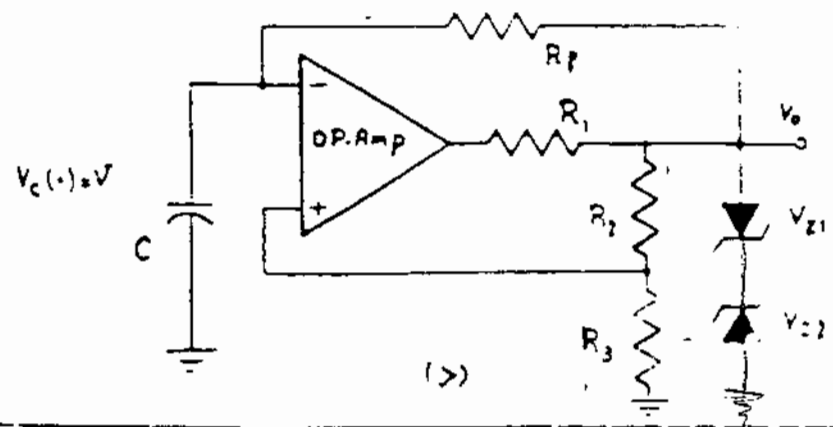
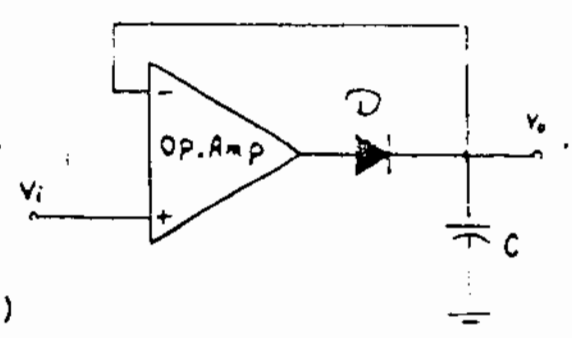
(الف)



(ب)



(ج)



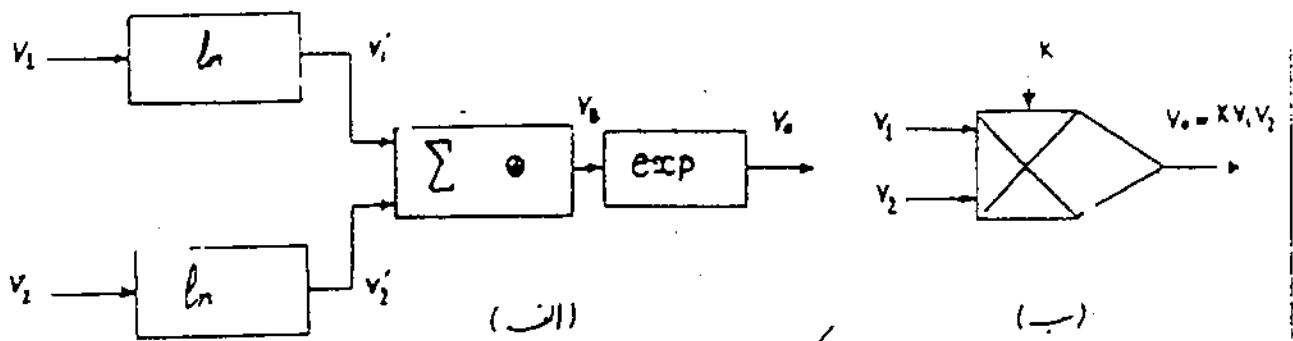
(د)

شکل (۳-۱۳)



۳.۴ ضرب کننده آنالوگ:

نکته (۳-۱۳) مراحل مختلف یک ضرب کننده آنالوگ در شکل (۳-۱۴) مدل نمائیش را نمایش می دهد.



نکته (۳-۱۳)

$$\begin{cases} V_1' = k_1 \ln k_2 V_1 \\ V_2' = k_1 \ln k_2 V_2 \end{cases} \Rightarrow V_0 = k_3 (V_1' + V_2') = k_3 (k_1 \ln k_2 V_1 + k_1 \ln k_2 V_2) = k_1 \ln k_2^2 V_1 V_2$$

$$V_0 = k_5 \exp k_4 V_0 = k_5 \exp [k_4 k_1 \ln k_2^2 V_1 V_2]$$

حال اگر  $k_4 k_1 = 1$  بگیریم:

$$\Rightarrow V_0 = K V_1 V_2$$

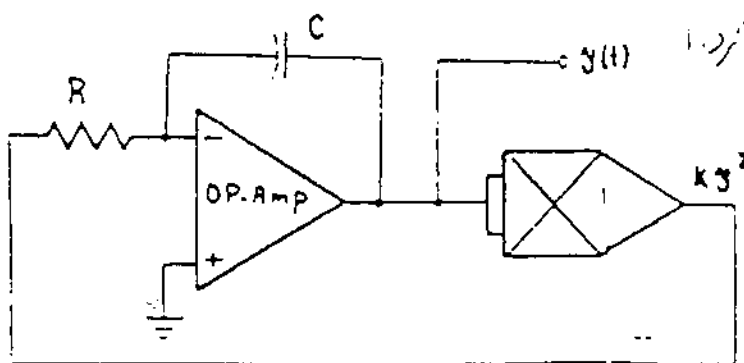
مثال با استفاده از بلوکهای انگرال گیر و ضرب کننده، تابع  $y(t) = \frac{1}{1+t}$  برای زمانهای  $t \geq 0$  بدست آورید.

$$y(t) = \frac{1}{1+t} \Rightarrow \frac{dy}{dt} = \frac{-1}{(1+t)^2} = -y^2(t) \quad (I)$$

حل:

معادله دیفراسیل (I) را می توان

سرریز شکل (۳-۱۵) شبیه سازی کرد.



نکته (۳-۱۵)

$$\frac{1}{RC} = \frac{1}{k} \Rightarrow RC = k$$

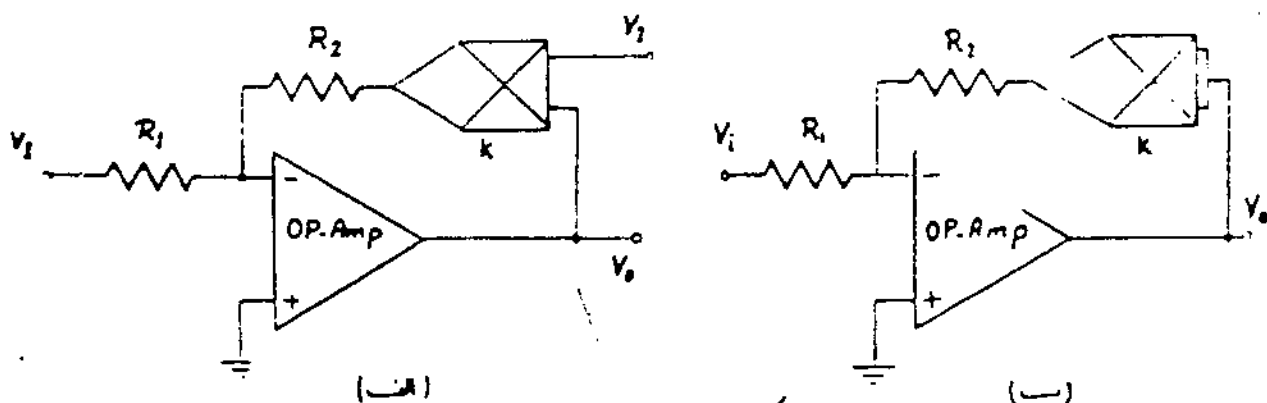
در نتیجه  $y(0) = 1$

$$y_c(0) = 1$$

مدلر کامپیوتری شود.

تشرین :

۱. مدارهای شکل (۳-۱۶) را در نظر بگیرید. فردی  $V_o$  را بر حسب  $V_i$  به دست آورده و کاربرد هر کدام را بیان کنید.



شکل (۳-۱۶)

۲. یک رنژ RMS سنج را طراحی کنید.

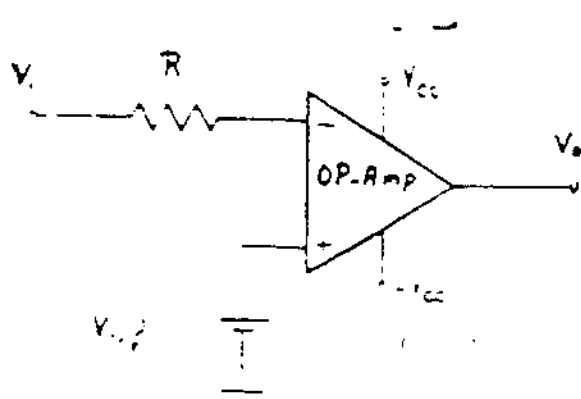
$$V_o = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V_i(t)^2 dt}$$

در کاربردهای غیر خطی که ناگهانی بیان کردیم OP.Amp به صورت خطی و بعضی از آنها به کار رفته به صورت غیر خطی رفتار می کنند. حال همه کاربردهای غیر خطی را که خود OP.Amp به صورت غیر خطی عمل می کند، بیان می کنیم.

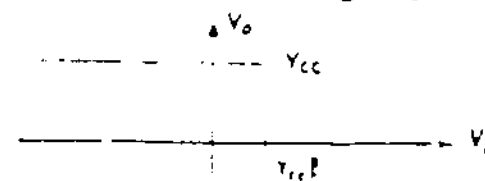
Comparator:

مقایسه کننده: (۳-۵)

شکل (۳-۱۷) یک مدار مقایسه کننده و شکل (۳-۱۸) شش  $V_o = V_i$  را نشان می دهد.



شکل (۳-۱۷)



$$V_i < V_{ref} \Rightarrow V_o = V_{cc}$$

$$V_i > V_{ref} \Rightarrow V_o = -V_{cc}$$

مشاهده می شود که بدلیل نداشتن فیدبک مستقیم

OP.Amp وارد ناحیه اشباع می شود.

یکی از کاربردهای مهم نمایشگر کننده دیتا در سیستم های مبدل آنالوگ به دیجیتال

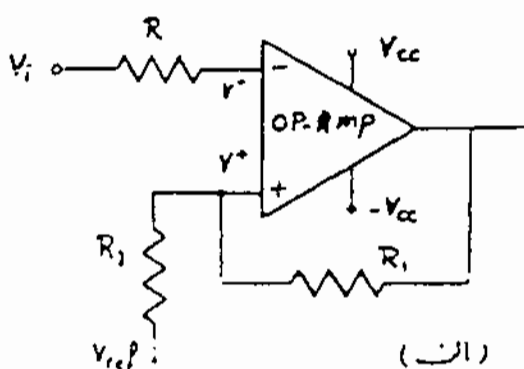
می باشد.

Schmitt Trigger :

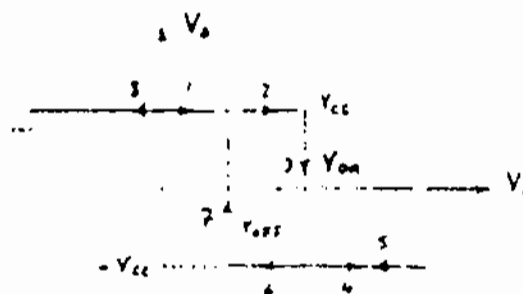
ترانزیستور اشعیت :

یکی دیگر از کاربردهای OP.Amp در حالت غیر خطی، استفاده از آن در انبیت

ترانزیستور است. شکل (۳-۱۸-ا) مدار یک انبیت ترانزیستور و شکل (۳-۱۸-ب) مشخصه  $V_o-V_i$  آنرا نشان می دهد.



(ا)



(ب)

شکل (۳-۱۸)

$$V_i < V^* \Rightarrow V_o = V_{cc} \quad , \quad V_i > V^* \Rightarrow V_o = -V_{cc}$$

$$V^* = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{ref} + \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_o$$

$$V_{on} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{ref} + \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{cc}$$

$$V_{off} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{ref} - \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{cc}$$

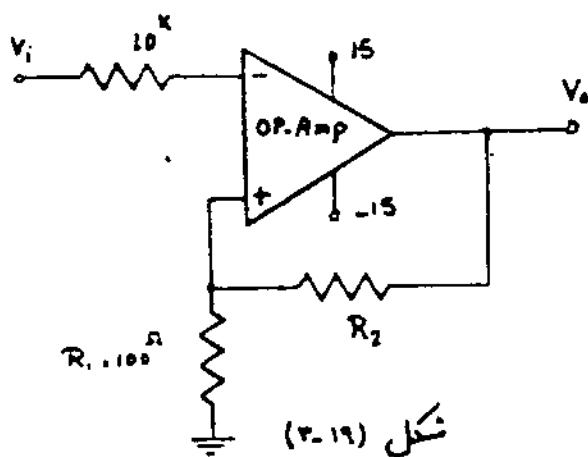
بدلیل اینکه  $V_o$  دارای دو مقدار

$\pm V_{cc}$  است در نتیجه  $V^*$  نیز دارای

دو مقدار  $V_{on}$  و  $V_{off}$  شده و بسبب

اینکه در خروجی  $V_o$  هستزایی می شود

یکی از کاربردهای مهم انبیت ترانزیستور در سیستم های دیجیتال است.



شکل (۲-۱۹)

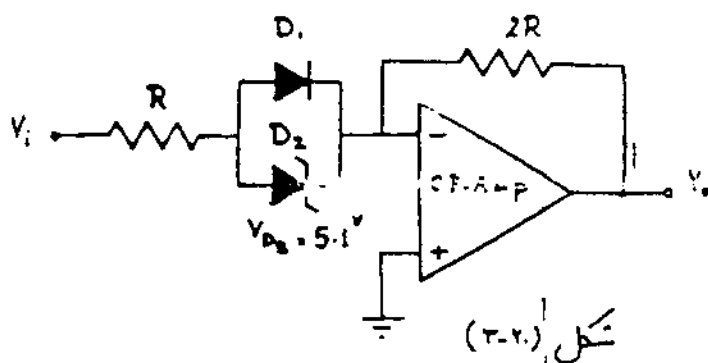
تقریباً

۱- مطلوبت مشتق  $V_o - V_i$   
مدار شکل (۲-۱۹) بر حالتان

الف.  $R_2 \rightarrow \infty$

ب.  $R_2 = 1 M\Omega$

۲- با فرض ایده‌آل بودن دیودهای  $D_1$  و  $D_2$  در مدار شکل (۲-۲۰) مشتق  $V_o - V_i$  را برای این مدار بدست آورید.



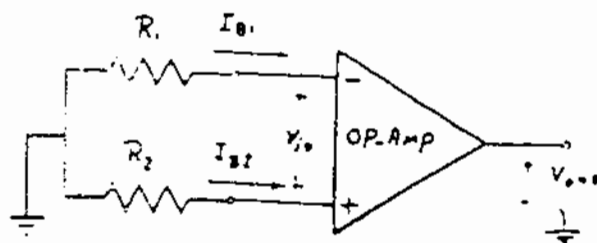
شکل (۲-۲۰)

## ۲- مشخصات یک OP.AMP واقعی :

گفتیم که OP.AMP ای ایده‌آل کاملاً در حالت تعادل هستند، یعنی هنگامی که  $V_o = 0$  است  $V_o = 0$  می‌باشد. در صورتیکه یک OP.AMP واقعی به علت بکس بودن ترانزیستورهای ورودی در حالت تعادل نیست. این عدم تطبیق باعث مرور جریانهای بایاس متفاوت از ورودی‌های آن می‌شود. بنابراین برای به تعادل رسانیدن خروجی تعویض کننده، احتیاج به اعمال ولتاژ بین ورودی‌های آن می‌باشد. علاوه بر این مشخصات، محدودیهایی نیز برای یک OP.AMP واقعی وجود دارد که برای طراحی سیستمای عملی دارای اهمیت خاص است. این مشخصات توسط کارخانه سازنده در اعتبار مصرف کننده قرار می‌گیرد. در اینجا ما چند مشخصه مهم OP.AMP را بیان می‌کنیم.

۱. جریان بایاس ورودی (INPUT BIAS CURRENT) :

تلف مجموع جریانهای ورودی یک OP.AMP را در حالت  $V_o = 0$  : جریان بایاس ورودی می‌نامند.



$$I_B = \frac{I_{O1} + I_{B2}}{2} \quad V_o = 0$$

شکل (۴-۱) جریانهای

شکل (۴-۱)

بایاس را در حالت تعادل

۲. جریان آفست ورودی (INPUT OFFSET CURRENT) :

تفاضل جریان‌های ورودی دارد شونده به ترانزیستورهای ورودی یک OP.AMP در حالت تعادل  $(V_o = 0)$  را جریان آفست ورودی می‌نامند.

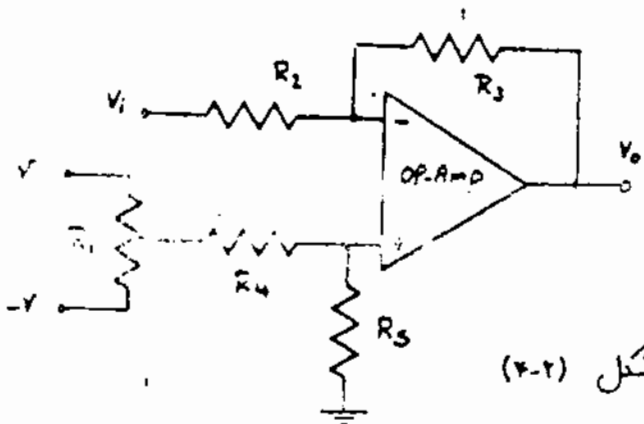
$$I_{i0} = I_{B1} - I_{B2} \quad V_o = 0$$

نشان جریان آفست ورودی (INPUT OFFSET CURRENT DRIFT):

تغییرات جریان آفست ورودی به تغییرات درجه حرارت را، رانش جریان ورودی  $(\frac{\Delta I_o}{\Delta T})$  می نامند.

رنش آفست ورودی (INPUT OFFSET VOLTAGE):

رنش آفست ورودی، رنشی است که باید بین ترمینالهای ورودی نزد  $(V_{io})$  تا خروجی OP.AMP در حالت تعادل (۷۰۰۰) باشد [شکل (۴-۱)]  
 طبق، هنگام استفاده از OP.AMP باید رنش آفست را برای تنظیم کردن ورودی های آن اعل کنیم. شکل (۴-۲) یک نمونه از مدارهای تنظیم OP.AMP



شکل (۴-۲)

رانش رنش آفست ورودی (INPUT OFFSET VOLTAGE DRIFT):

رنش تغییرات رنش آفست ورودی به تغییرات درجه حرارت را، رانش آفست ورودی  $(\frac{\Delta V_{io}}{\Delta T})$  می نامند.

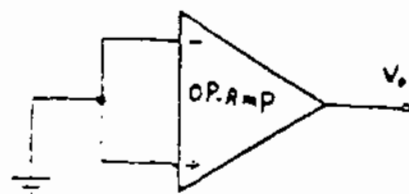
رنش آفست خروجی (OUTPUT OFFSET VOLTAGE):

اندازه رنش آفست خروجی در

ورودی های OP.AMP زمین

نامند رانش آفست خروجی

[شکل (۴-۳)]



شکل (۴-۳)

۷- محدوده رانازهای مشترک ورودی (INPUT COMMON MODE RANGE):  
محدوده رانازهای مشترک ورودی که طبقه دیفرانسیل ورودی OP.AMP بهرست  
خطی عمل می‌کند.

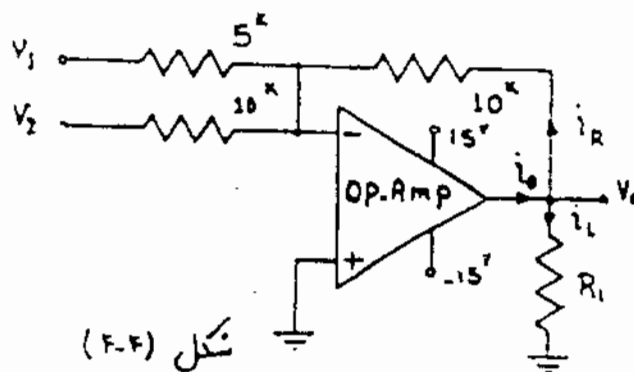
۸- محدوده رانازهای ورودی دیفرانسیل (INPUT DIFFERENTIAL MODE RANGE):  
محدوده رانازهای ورودی دیفرانسیل که به راناز آن محدوده OP.AMP بهرست  
خطی عمل می‌کند.

۹- محدوده دامنه خروجی (OUTPUT VOLTAGE RANGE):  
محدوده دامنه راناز خروجی که می‌توان بدون اسوجاج در یافت نمود. ( $V_{omax}$ )

مثال ۱ مدار شکل (۴-۴) را در نظر بگیرید. در صورتیکه راناز و جریان ماکزیم بار خروجی  
OP.Amp  $V_{omax} = \pm 10$  و  $I_{omax} = \pm 15 \text{ mA}$  باشد مطلوب است:

الف: حداقل بار  $R_L$  وقتی راناز خروجی حداکثر مقدار خود را داشته باشد.  
ب: نسبت آن را تکرار کنید در صورتیکه یکبار بار  $R_L$  بجای آنکه زمین

شود به  $-15 \text{ V}$  وصل شود.



$$i_o = i_R + i_L$$

$$i_o < i_{omax}$$

حل الف:

$$\Rightarrow \frac{V_{omax}}{10^k} + \frac{V_{omax}}{R_L} < i_{omax} = 15 \text{ mA} \Rightarrow \boxed{R_L \geq 714 \Omega}$$

حل ب:

$$\frac{V_o - (-V_{cc})}{R_L} + \frac{V_o}{10^k} < i_{omax} \quad V_o = V_{omax} \Rightarrow \frac{-10 + 15}{R_L} + \frac{10}{10^k} < 15 \text{ mA} \Rightarrow \boxed{R_L \geq 18 k\Omega}$$

۱۰- پهنای باند توان بر ( FULL POWER BANDWIDTH ) :

محداکثر فرکانس موج سینوسی خروجی با دامنه ماکزیم مجاز را پهنای باند توان بر می نامند.

۱۱- سرعت چرخش ( SLEW RATE ) :

ماکزیم تغییرات زمانی ولتاژ خروجی op-amp را سرعت چرخش می نامند و بهررت - SR نشان می دهند.

برای سیگنالهای سینوسی با دامنه  $V_m$  داریم :

$$\left( \frac{dv_o}{dt} \right)_{max} = V_m \omega = SR$$

مثال ۲) در صورتیکه حداقل سرعت چرخش یک نوع ترانزیستور کننده عملیاتی  $SR = 25 \text{ V}/\mu\text{s}$  و ماکزیم ولتاژ خروجی کار آن  $V_{omax} = \pm 10$  باشد. مطلوبیت حداقل پهنای باند نام قدرت این نوع ترانزیستور کننده.

حل:

$$i.e. = V_m \sin \omega t \quad V_{omax} = \pm 10 \text{ V} \Rightarrow V_m = 10 \text{ V}$$

$$\frac{dv_o}{dt} = V_m \omega \cos \omega t \quad SR = \omega V_m \Rightarrow f = \frac{SR}{2\pi V_m} = \frac{25 \text{ V}/\mu\text{s}}{2\pi \times 10} \Rightarrow f = 400 \text{ kHz}$$

تقریر :

در صورتیکه برای یک نوع ترانزیستور کننده عملیاتی  $SR = 1 \text{ V}/\mu\text{s}$  ،  $V_{omax} = \pm 10 \text{ V}$  ،  $V_{cc} = \pm 15 \text{ V}$  باشد مطلوبیت ماکزیم دامنه یک ولتاژ سینوسی بدون اعوجاج خروجی برای فرکانسهای  $1 \text{ kHz}$  ،  $10 \text{ kHz}$  ،  $100 \text{ kHz}$  - - -

۱۲- ضریب عدم تطابق مشترک ( CMRR )

۱۳- فرکانس قطع حلقه باز ( OPEN LOOP CUTOFF FREQUENCY )



۱۴- بهای باندن که فریب نویز بهای واحد است (UNITY GAIN BANDWIDTH)

همچنین علاوه بر مشخصات گفته شده، ممکن است مشخصات دیگری نیز توسط کارخانه سازنده OPAMP داده شود.

جدول (۴-۱) پارامترهای یک نمونه از OPAMP را در دمای  $25^{\circ}\text{C}$  بیان می‌کند.

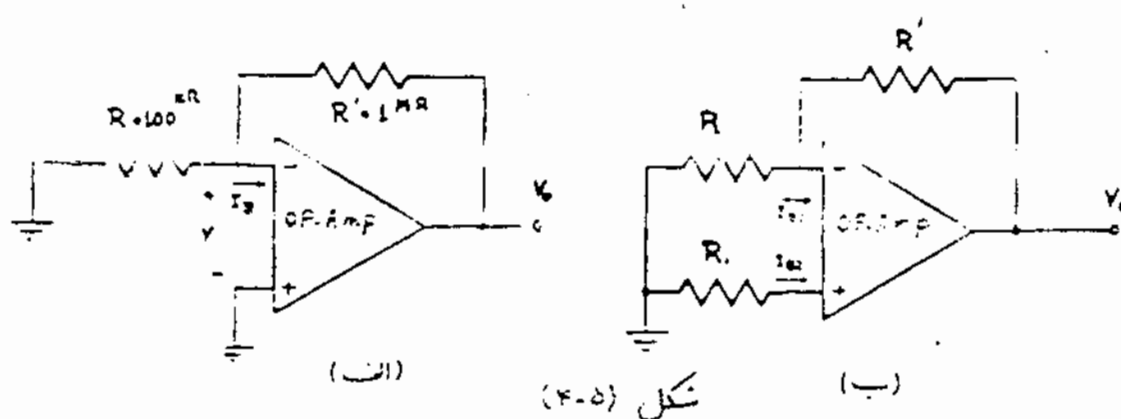
$100^{\mu\text{A}}$	جریان بایاس ورودی ( $I_B$ )
$20^{\mu\text{A}}$	جریان آفست ورودی ( $I_{io}$ )
$0.1^{\mu\text{A}/^{\circ}\text{C}}$	رانس جریان آفست ورودی ( $\frac{\Delta I_{io}}{\Delta T}$ )
$5^{\text{mV}}$	ولتاژ آفست ورودی ( $V_{io}$ )
$5^{\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}}$	رانس ولتاژ آفست ورودی ( $\frac{\Delta V_{io}}{\Delta T}$ )
$100^{\text{dB}}$	CMRR
$2^{\text{V}/\mu\text{s}}$	سرعت جرمش (SR)
$1^{\text{MHz}}$	فرکانس فریب نویز واحد
$50^{\text{kHz}}$	بهای باند توان بر
$100000$	فریب نویز طبقه باز (A)
$100^{\Omega}$	امپدانس خروجی طبقه باز ( $R_o$ )
$1^{\text{MR}}$	امپدانس ورودی طبقه باز ( $R_i$ )
$10^{12}\Omega$	امپدانس ورودی با طبقه FET

جدول (۴-۱)

مثال: انتخاب فریب نویز و نویز کنتینوئوس OPAMP هنگامیکه دارای

بسیار دردی باشد دارای شکل یکسان نشان داده شده در شکل (۴-۵-الف) می باشد.  
 با ملاحظه کردن لوزن از آفت دردی، دلتا از  $dc$  فردی  $V_o$  را که بر رابطه جریان  
 بایاس دردی ایجاد می شود، رابطه است آورید. (فرض شود که  $I_B = I_{B1} = I_{B2}$  و از  
 معادیر جدول (۴-۱) استفاده کنید)

ب: چگونه می توان از جریان بایاس را از بین برد، طوری که  $V_o = 0$  باشد.  
 ج: بازجه به مدار اصلاح شده در قسمت (ب) دلتا از فردی  $V_o$  را در  
 حالتیکه  $I_{O1} - I_{O2} \neq 0$  باشد برست آورید.  
 د: اگر  $I_{B1} = 0$  باشد، مقدار  $V_o$  برای مقدار غیر صفر  $V_o$  چند خواهد بود؟  
 ه: در حالتیکه  $I_{B1} \neq 0$  و  $V_o \neq 0$  باشد  $V_o$  رابطه است آورید.



علی: الف: می خورد به خنده شد، اگر فرض کنیم  $I_B = 0$  می رود که باشد  
 آنگاه الف دلتا از بین دردی برای آن بسیار ناچیز می شود. (ب)  $V_o = 0$  با این هیچ  
 جریانی در مقاومت  $R$  برقرار می شود، و جریان  $I_B$  باید از مقاومت  $R'$  عبور کند  
 در نتیجه  $V_o = R' I_B$  می گردد.

$$V_o = 100 \times 10^{-9} \times 10^6 = 0.1 V = 100 \mu V$$

ب: مطابق شکل (۴-۵-ب) یک مقاومت  $R$  بین دردی منت دز می  
 اضافه می کنیم. اگر  $V_o = 0$  باشد در این صورت  $R$  و  $R'$  موازی هم قرار گرفته و دلتا  
 از بین دردی برابر  $I_B (R \parallel R')$  خواهد شد. جدول دلتا از بین

در ردی های op-amp تا بجز است برابر این:

$$I_{B1} = I_{B2} \quad \text{در این حالت}$$

$$R_1 = R \parallel R' = \frac{100 \times 11000}{11100} = 99.9 \text{ k}\Omega$$

ج. در شکل (ب-۴-۵) از  $I_{B2} = I_{B1} = I_{B0}$

استاد می‌گیریم. در قسمت (ب) نشان داده شد که به علت ورود  $I_{B1}$  به دو ورودی مثبت و منفی، ولتاژ خروجی  $V_o$  صفر می‌شود حال اگر مدار را غلطی در نظر گرفته و از اصل جمع آثار استاد بگیریم. در قسمت اول جریان ورودی متنی را  $I_{B1}$  در نظر می‌گیریم که خروجی در این حالت  $V_{o1}$  می‌شود در قسمت دوم جریان متنی را  $I_{B0}$  در جریان ورودی مثبت را صفر در نظر می‌گیریم. چونکه انت ولتاژ روی مقاومت  $R$  تقریباً صفر است در نتیجه جریان  $I_{B0}$  از داخل مقاومت  $R'$  عبور می‌کند. بنابراین:

$$V_{o2} = -I_{B0} R' \quad V_o = V_{o1} + V_{o2} = -20 \times 10^{-9} \times 10^6 = -20 \text{ mV}$$

علامت  $V_o$  منفی نیست زیرا  $I_{B0}$  می‌تواند مقدار مثبت ریاضی داشته باشد.  
د. اگر  $I_{B0} = 0$  باشد در این صورت  $I_{B1} = I_{B2}$  خواهد شد و ولتاژی که در خروجی ناشی از  $I_{B1}$  بود، صفر خواهد بود. بنابراین اگر  $V_{o1}$  باشد می‌توان فرض کرد که در شکل (ب-۴-۵) جریانهای بایاس صفر بود. ولتاژ  $V_{i0}$  بین دو ردی های op-amp صفر می‌باشد. بازجه به این فرض انت ولتاژ روی مقاومت  $R_1$  صفر بود. (برای  $I_{B1} = 0$ ) ولتاژ  $V_{i0}$  که در در سر مقاومت  $R$  قرار می‌گیرد باعث ایجاد جریان  $V_{i0}/R$  در این مقاومت می‌شود. این جریان در مقاومت  $R'$  نیز برقرار شده (چون  $I_{B2} = 0$ ) در نهایت خواهیم داشت:

$$V_o = \frac{V_{i0}}{R} (R + R') = V_{i0} \left(1 + \frac{R'}{R}\right) = 5 (1 + 10) = 55 \text{ V}$$

د. اگر  $V_{i0}$  و  $I_{B0}$  هر دو حالت صفر باشند بازجه به اصل جمع آثار، خواهیم داشت:

$$V_o = -I_{B0} R' + V_{o1} \left(1 + \frac{R'}{R}\right)$$

# بخش ۶

## تقویت کننده های فیدبک دار

بطور کلی منظور از فیدبک، برگشت دادن قسمتی از سیگنال خروجی (جریان و ولتاژ) تقویت کننده به ورودی آن است. شبکه های فیدبکی که در طراحی مدارهای الکترونیکی بکار گرفته می شوند به دو دسته زیر تقسیم بندی می شوند.

۱. فیدبک مثبت  
فیدبک مثبت در عمل برای ساختن زمان سازها و مدارهای غیر خطی (تایمینگ) مورد استفاده قرار می گیرد که در این بخش فقط به چند نمونه از آنها را مورد بررسی قرار می دهیم. فیدبک مثبت دارای خواص پس بوده و بطور گسترده ای در طراحی تقویت کننده های بکار می رود. و بطور کلی می توان مزایا و معایب آنرا بهرشت زیر بیان کرد.

• مزایا •

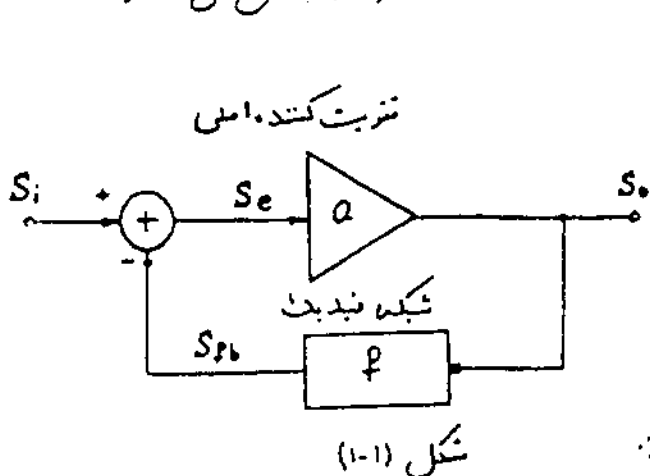
۱. تثبیت بهره تقویت کننده.
۲. افزایش نسبت سیگنال به نویز در خروجی
۳. کاهش اغوجاج
۴. افزایش پهنای باند
۵. تغییر امپدانس ای ورودی و خروجی بنا به مورد استفاده

• معایب •

۱. کاهش بهره تقویت کننده.
۲. امکان ایجاد نوسانات در تقویت کننده.

## ۱- بررسی خواص فیدبک منفی

شکل (۱-۱) مدل نمایی یک تقویت کننده فیدبک دار را نمایش می دهد. که



$S_i$  و  $S_o$  به ترتیب سیگنالهای ورودی

و خروجی هستند که می توانند

از نوع ولتاژ و یا جریان باشند.

شکله فیدبک که ورودی آن سیگنال

$S_o$  است، دارای تابع تبدیل  $p$

بوده و خروجی آن سیگنال  $S_{fb}$  می باشد.

در قسمت ورودی مدار سیگنال

$S_{fb}$  از  $S_i$  کم می شود و سیگنال  $S_e$  (Error Signal) را بوجود می آورد که این

سیگنال ورودی تقویت کننده اصلی می باشد.

با توجه به شکل (۱-۱) خواهیم داشت:

$$S_e = S_i - pS_o \quad S_o = aS_e$$

$$\Rightarrow S_o = \frac{a}{1 - ap} S_i = \frac{a}{1 + T} S_i \quad (I) \quad \text{که } T = ap \text{ را ضریب تقویت}$$

حلقه باز (Loop Gain) می نامند.

که اگر  $T > 0$  فیدبک منفی و  $T < 0$  باشد فیدبک مثبت می شود.

در تقویت کننده های فیدبک ولری که مورد بحث قرار خواهیم داد، شکله

فیدبک آنها را در اکثر موارد غیر فعال و متاد منفی مد نظر می گیریم.

### (۱-۱) نسبت بهره تقویت کننده:

در بخش اول، قبل از دیدیم که مشخصات یک تقویت کننده، مثلاً ضریب

تقویت آن، بستگی زیادی به مشخصات ترانزیستور و الاینها و اکثر تشکیل دهنده مدار

دارد و بدلیل اینکه پارامترهای این الیها نسبت به شرایط کار و درجه حرارت تغییر می کنند. لذا ضریب تقویت الیگونه مدارها نیز ثابت نمی باشد. با توجه به رابطه (۱) اگر  $\alpha \ll 1$  باشد.

$$A_v = \frac{S_o}{S_i} = \frac{a}{1 + \alpha \beta} \Rightarrow A_v = \frac{a}{\alpha \beta} = \frac{1}{\beta} \quad \text{در نتیجه}$$

مشاهده می شود که در این حالت ضریب تقویت کل مدار، به  $\alpha$  بستگی نداشته و فقط به  $\beta$  بستگی دارد. و در صورتیکه شبکه فیدبک مشکل از یک مجموعه مقادیر اهمی باشد، به سادگی می توان مقادیر آنها را از جنس های مخصوصی تهیه نمود که در اثر تغییر عوامل نظیر درجه حرارت، رطوبت، ... دارای مقادیر تقریباً ثابتی باشند. بنابراین ضریب انتقال شبکه فیدبک ( $\beta$ )، در نتیجه ضریب تقویت کل مدار  $(A \approx 1/\beta)$  تقریباً ثابت خواهند بود.

برای بدست آوردن تغییرات نسبی  $A$  از طریق رابطه (۱) دیفرانسیل می گیریم:

$$A = \frac{a}{1 + \alpha \beta} \quad \delta A = \frac{(1 + \alpha \beta) - \alpha \beta}{(1 + \alpha \beta)^2} \delta a = \frac{1}{(1 + \alpha \beta)^2} \delta a$$

$$\Rightarrow \frac{\delta A}{A} = \left[ \frac{1}{(1 + \alpha \beta)^2} \delta a \right] / \left[ \frac{a}{1 + \alpha \beta} \right] = \frac{1}{1 + \alpha \beta} \frac{\delta a}{a} \quad (۲)$$

مشاهده می شود که تغییرات نسبی ضریب تقویت کل مدار نسبت به ضریب تقویت، تقویت کننده اصلی  $(1 + \alpha \beta)$  برابر کاهش یافته است. (نسبت ضریب تقویت مدار)

(۱-۲) کاهش نویز و یا افزایش سیگنال به نویز:

در تقویت کننده ها، علاوه بر سیگنال ورودی مطلوب، سیگنالهای رบกวนی

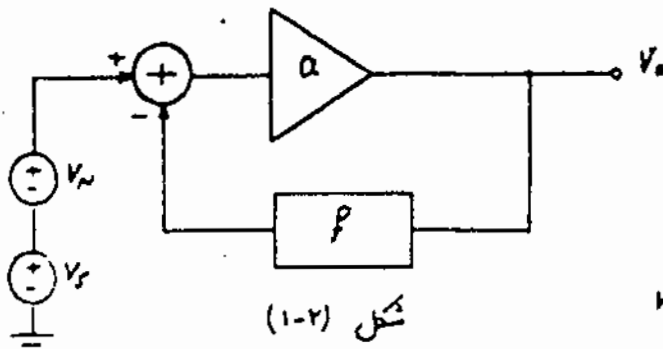
یا مطلوب دیگر نیز وجود دارند که تعدد عمر می آنها را نیز می گذارند که بطور کلی به این

عوامل، اغتشاش و بانویزی گویسند. و بعنوان مثال می توان راجل منبع تغذیه، نویز حرارتی مقاومتها و نویز ایجاد شده در آلفا نهایی اکتیو را نام برد. برای بررسی این موضوع در مدل ریاضی بکارگرفته شده  $V_N$  را شاخص نویز  $V_S$  را شاخص سیگنال در نظر می گیریم.

اگر نویز مستقیماً به ورودی

سیستم وارد شود (مثل شکل ۱-۲)

آنگاه طبق اصل جمع آثار می توان نوشت:



شکل (۱-۲)

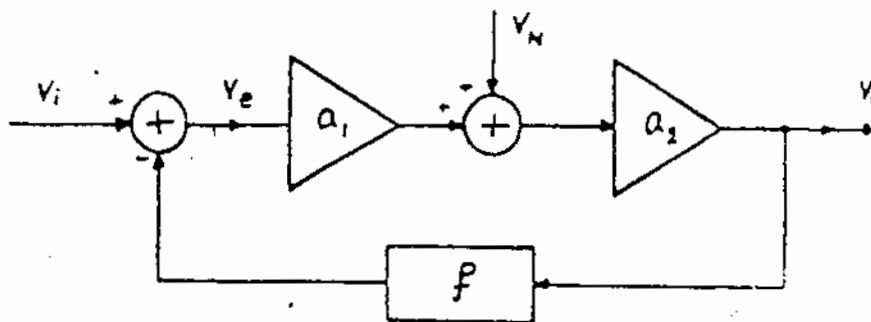
$$V_O = \frac{a}{1+af} V_N + \frac{a}{1+af} V_S \Rightarrow \frac{S}{N} = \frac{V_S}{V_N}$$

مشاهده می شود که در این حالت نسبت سیگنال به نویز تغییری نکرد. یعنی

مدار بین سیگنال و نویز هیچ فرقی قائل نمی شود.

حال اگر یک نویز بکنند. بانویز کم (Low Noise Amplifier) را

ضریب نویز  $a_1$  را به ابتدای مدار اضافه کنیم و منبع نویز را بعد از آن در نظر بگیریم. [شکل (۱-۳)]



شکل (۱-۳)

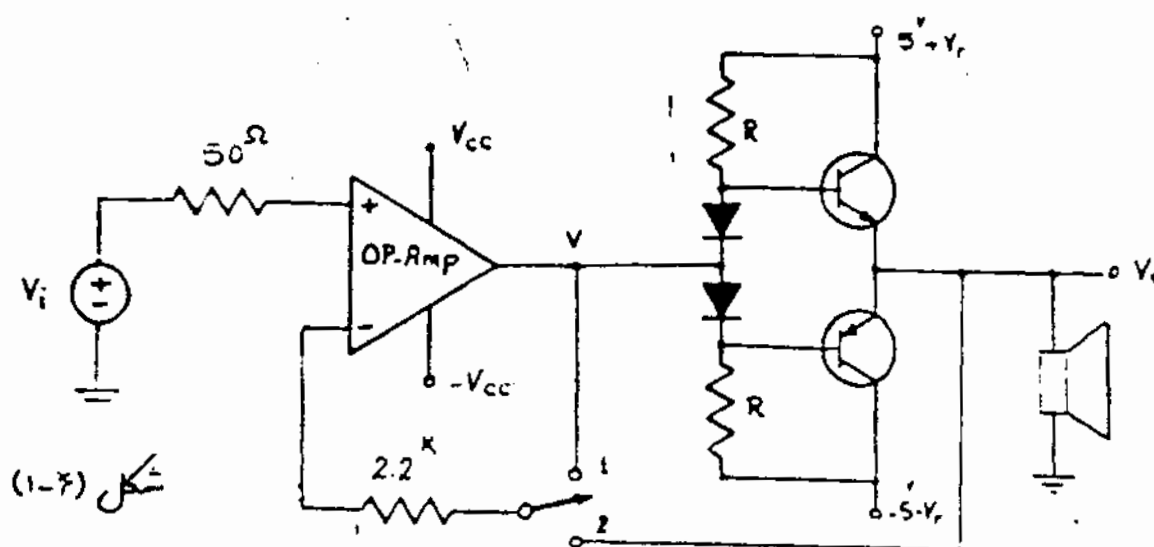
$$V_O = a_2 (a_1 V_e + V_N) \quad V_e = V_i - f V_O$$

$$\Rightarrow V_O = \frac{a_1 a_2}{1 + a_1 a_2 f} V_i + \frac{a_2}{1 + a_1 a_2 f} V_N \Rightarrow \left[ \frac{S}{N} = a_1 \frac{V_i}{V_N} \right] \text{ مشاهده می شود}$$

که در نظر می گیریم نویز بکنند. بانویز کم (Low Noise Amplifier) را

یک مثال عملی که می تواند بیانگر شکل (۱-۳) باشد، مثلاً ریل منبع تغذیه در طبقه خروجی یک تقویت کننده صوتی است.

برای بزرگ بودن جریان منبع تغذیه در طبقه نهایی ممانعت فیلترهای که بتوانند جریان را محدود کنند را حذف نمایند، بسیار گران قیمت می شود. در صورتیکه در طبقه نهایی آن، جفت ایکه تقویت کننده در سگنالهای جریان کوپلنری کار می کند لذا از این ریل ریل منبع تغذیه آنها بسیار ساده و ارزان می باشد. شکل (۱-۴) یک تقویت کننده قدرت دیگر مدار OP.Amp بعنوان تقویت کننده باوایز کم را نشان می دهد.

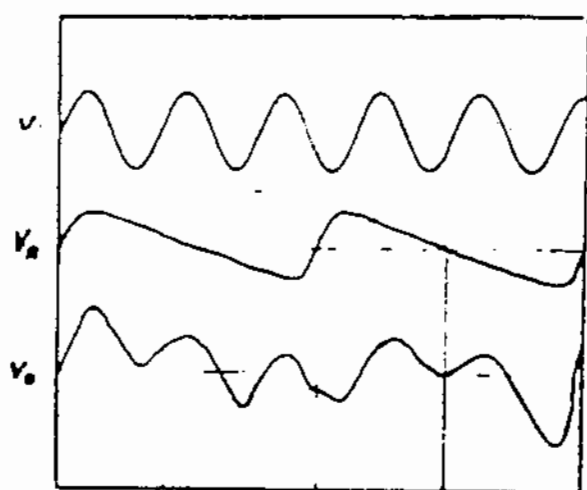


شکل (۱-۴)

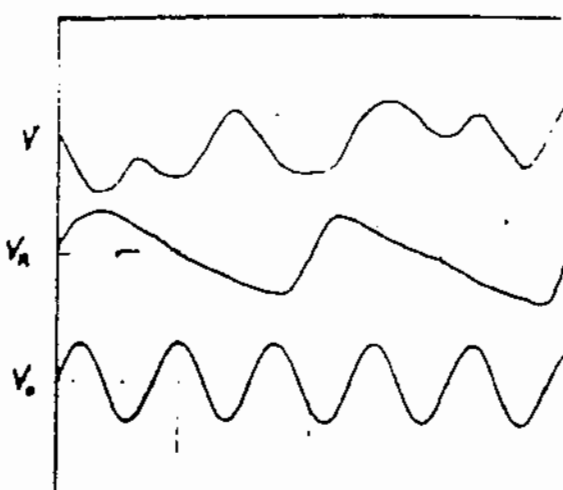
منابع تغذیه مربوط به OP.Amp و طبقه پوش-پول مقارنت است و منبع تغذیه مربوط به OP.Amp دارای ریل بسیار کمی می باشد.

اگر کلیه در وضعیت (۱) باشد و  $V_i$  را یک ریل در نظر بگیریم. آنگاه  $V_i$  نیز یک ریل از سیگنالی خواهد شد اما ریل ایکه در طبقه قدرت فیدبک وجود ندارد مقدار ریل از سگنالهای ریل منبع تغذیه طبقه نهایی در خروجی ظاهر می گردد. [شکل (۱-۵)] حال اگر کلیه را در وضعیت (۲) قرار دهیم کل مدار تقویت کننده صوتی دارای فیدبک می شود. ظاهر یک در شکل (۱-۵) دیده می شود و سگنال خروجی یک موج سیوسی است در صورتیکه خروجی OP.Amp (۷) علاوه بر موج سیوسی و سگنال معکوس شده ریل منبع تغذیه نیز می باشد. این سگنال اضافی در خروجی OP.Amp باعث می شود که اثر ریل در خروجی مدار می شود.





(الف) بدون فیدبک

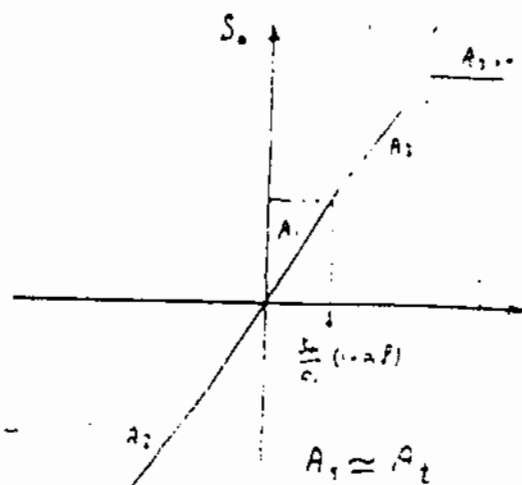
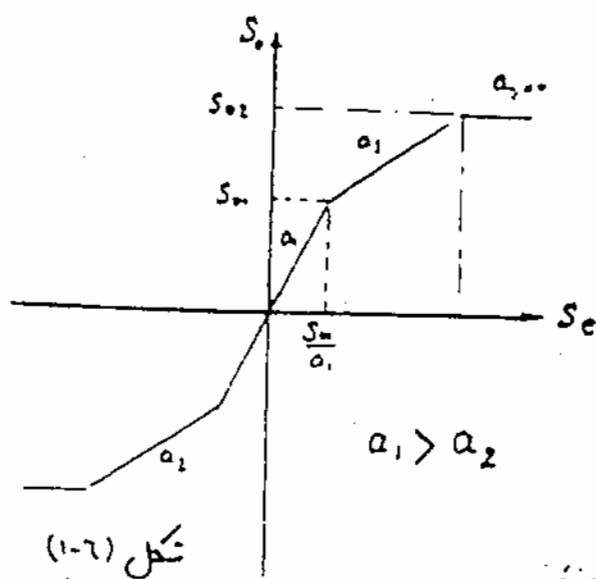


(ب) مدار با فیدبک شکل (۱-۵)

### (۱-۲) کاهش امواج:

بطور اینکه الکترونهای بکار رفته در تقویت کننده را کاملاً خنثی باشند لذا فریب تقویت آنها نیز نسبت به دشارژ ورودی ثابت نبوده و در نزدیکی مدار تولید امواج می نمایند.

دیدیم که رابطه (I) بیانگر این مطلب است که اگر فریب تقویت مدار اصلی  $a$  باشد فریب تقویت کل مدار (IA)، تقریباً ثابت بوده و به  $a$  بستگی ندارد این موضوع نشانگر این است که می توان از فیدبک برای کاهش امواج استفاده کرد. زیرا امواج تقویت کننده ناشی از تغییر فریب تقویت آنهاست.

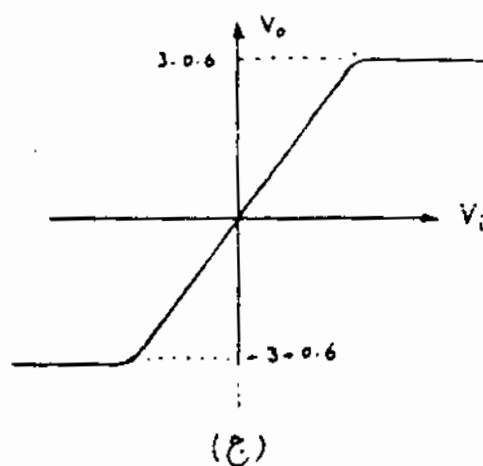
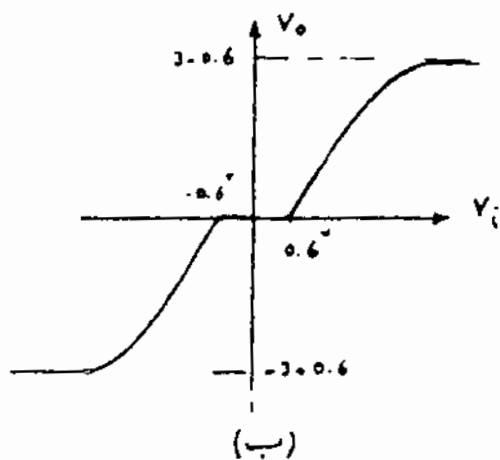
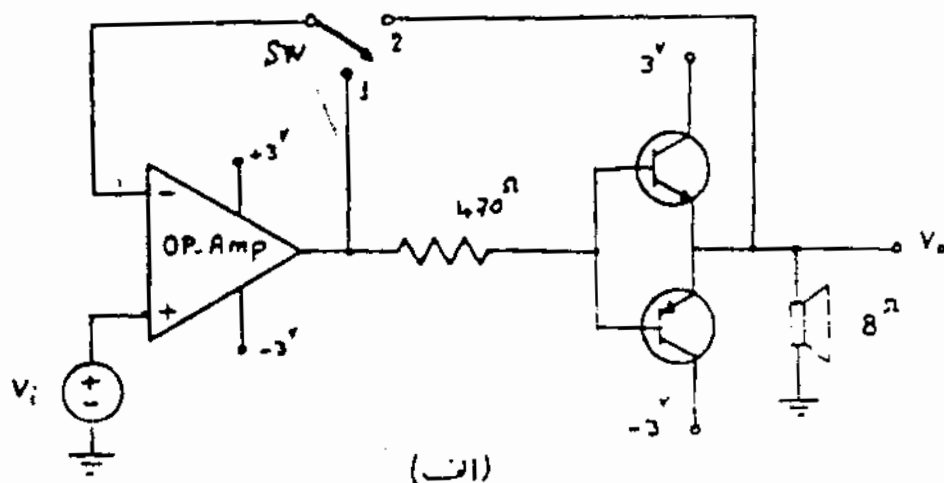


شکل (۱-۶) متصفه غیر خطی تثبیت کننده  $\alpha$  راغایش می دهد اگر در هر ناحیه خطی رابط (I) را بکار ببریم!

دیده می شود که در ناحیه های  
که تثبیت کننده اشباع شده است

$$A_1 = \frac{a_1}{1+a_1\beta} \approx \frac{1}{\beta} \quad A_2 = \frac{a_2}{1-a_2\beta} \approx \frac{1}{\beta}$$

خاصیت غیر خطی بوسیله نیکبک بطور قابل ملاحظه ای کاهش می یابد. [شکل (۱-۷)]  
شکل (۱-۸) یک تثبیت کننده صوت راغایش می دهد.

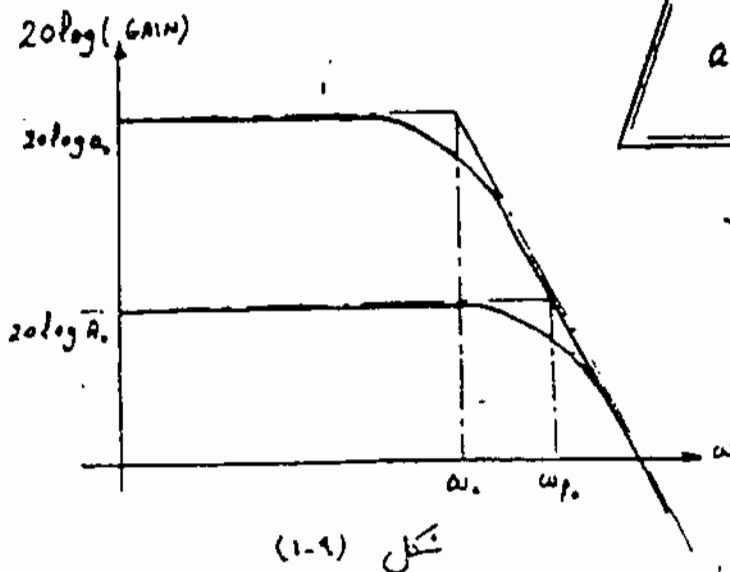


شکل (۱-۸)

آرکلیه در وضعیت (۱) باشند ما بطوریکه نتوانیم بعلت پهنای باند محدود ترانسستور  
مدار دارای امواج \* قواعد بود. [شکل (۱-۸) ب] حال آرکلیه را در وضعیت (۲) قرار  
دهیم امواج توسط میکرو OP.AMP تقریباً از بین می رود در نتیجه  $V_{o \approx 0}$  می گردد. [شکل (۱-۸) ج]

افزایش بهمنای باند:

دسیم که حوالاً فریب بهره تثبیت کننده با فرکانس تغییر می کند بطوریکه می توان برای هر تثبیت کننده یک بهمنای باند تقریب نمود [بخش ۲]. در اینجا برای سادگی محاسبات تثبیت کننده ما را که دارای یک قطب مستند در نظر می گیریم.



$$a(s) = \frac{a_0}{1 + s \frac{\omega_0}{\omega_p}}$$

که  $\omega_0$  فرکانس قطع 3dB تثبیت کننده می باشد [شکل (۱-۹)]  
حال اگر برای این تثبیت کننده از مدار فیدبک با فریب انتقال ثابت  $f$  استفاده کنیم. آنگاه:

$$A(s) = \frac{a(s)}{1 + a(s)f} = \left[ \frac{a_0}{1 + s \frac{\omega_0}{\omega_p}} \right] / \left[ 1 + \frac{a_0}{1 + s \frac{\omega_0}{\omega_p}} f \right]$$

$$\Rightarrow A(s) = \left[ \frac{a_0}{1 + a_0 f} \right] / \left[ 1 + s \frac{\omega_0}{(1 + a_0 f) \omega_p} \right] = \frac{A_0}{1 + s \frac{\omega_0}{\omega_{p2}}}$$

بنابر این فرکانس قطع 3dB برای این حالت برابر است با:  $\omega_{p2} = (1 + a_0 f) \omega_p$  که این مطلب در شکل (۱-۹) نشان داده شده است.  
هر چه بهمنای باند افزایش می یابد فریب تثبیت ( $A$ ) کاهش می یابد بطوریکه:

$$A_0 \times \omega_{p2} = \frac{a_0}{1 + a_0 f} \times (1 + a_0 f) \omega_0 = a_0 \omega_0 = \text{Constant}$$

مشاهد می نمود که حاصلضرب بهره دستاثر ماگزیم در بهمنای باند همواره مقدار ثابتی است.

## ۲- انواع فیدبک ها:

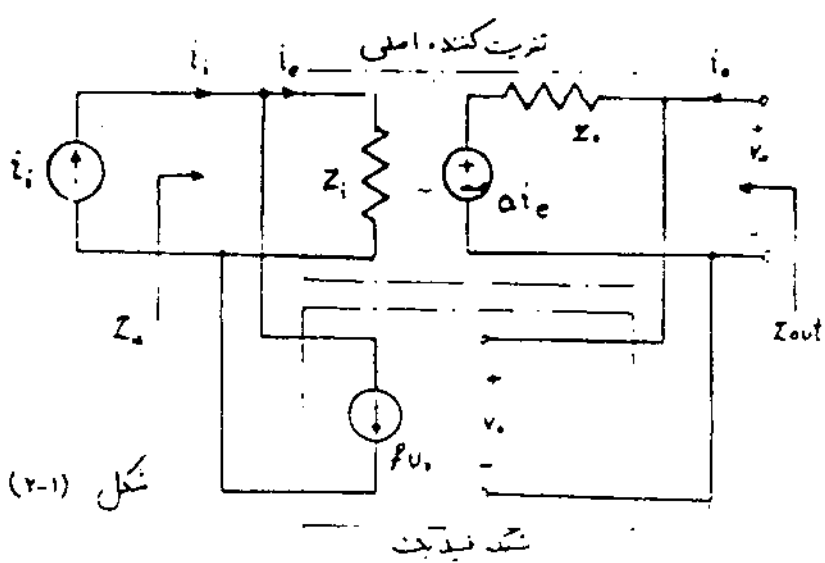
هالطوریکه دیدیم، منظور از فیدبک برگشت دادن قسمتی از سیگنال خروجی به ورودی آن است. در واقع شبکه فیدبک از سیگنال خروجی نمونه برداری می‌کند و آنرا با سیگنال ورودی مقایسه می‌نماید. با توجه به اینکه نمونه برداری و مقایسه، هر کدام می‌توانند بصورت ولتاژ یا جریان باشد، بنابراین می‌توان فیدبک را به چهار نوع زیر تقسیم بندی نمود:

۱. شنت - شنت ( $shunt - shunt$ )
۲. سری - سری ( $series - series$ )
۳. سری - شنت ( $series - shunt$ )
۴. شنت - سری ( $shunt - series$ )

همان بدست آوردن بارها می‌توان این نوع تقویت کننده را، ابتدا برای مدل‌های محاسبات شبکه‌های فیدبک راجع به این در نظر می‌گیریم.

### $shunt - shunt$ feedback

(۲-۱) فیدبک شنت - شنت



شکل (۲-۱) مدار یک تقویت کننده، اصلی با فیدبک شنت - شنت مثال می‌دهد. در این شکل، شبکه فیدبک را در ولتاژ خروجی نمونه برداری کرده...

شکل (۲-۱)

شنت فیدبک

\* در موقع ترسیم و رسم فیدبک، باید از نوع اتصال در ورودی و در خروجی هاان شود

و با جریان ورودی معایبه می‌کنند (جریان  $i_e$  تا داخل جریان  $i_i$  از  $P_{V_o}$  می‌باشد)  
در نتیجه تابع تبدیل را  $\frac{V_o}{I_i}$  انتخاب می‌کنیم.

- ضرب تقویت  $A_z = \frac{V_o}{I_i}$

از KCL در ورودی:  $V_o = \alpha I_e = \alpha(I_i - P V_o)$   $I_i = I_e + P V_o$

$$\Rightarrow A_z = \frac{V_o}{I_i} = \frac{\alpha}{1 + \alpha P}$$

$$\alpha P \gg 1 \Rightarrow A_z = \frac{V_o}{I_i} = \frac{1}{P}$$

- امپدانس ورودی:

$$Z_{in} = \left. \frac{V_i}{I_i} \right|_{V_o=0} = \frac{V_i}{I_e + P V_o} = \frac{V_i}{I_e + P \alpha I_e} = \frac{V_i}{I_e} \cdot \frac{1}{1 + \alpha P}$$

مشاهده می‌شود که

$$\Rightarrow Z_{in} = \frac{Z_i}{1 + \alpha P}$$

امپدانس ورودی  $(1 + \alpha P)$  برابر کاهش

یافته است.

$$Z_{out} = \left. \frac{V_o}{I_o} \right|_{V_i=0} = \frac{Z_o I_o + \alpha I_e}{I_o} = \frac{Z_o I_o + \alpha(-P V_o)}{I_o}$$

- امپدانس خروجی:

$$\Rightarrow Z_{out} = Z_o - \alpha P Z_{in} \Rightarrow$$

$$Z_{out} = \frac{Z_o}{1 + \alpha P}$$

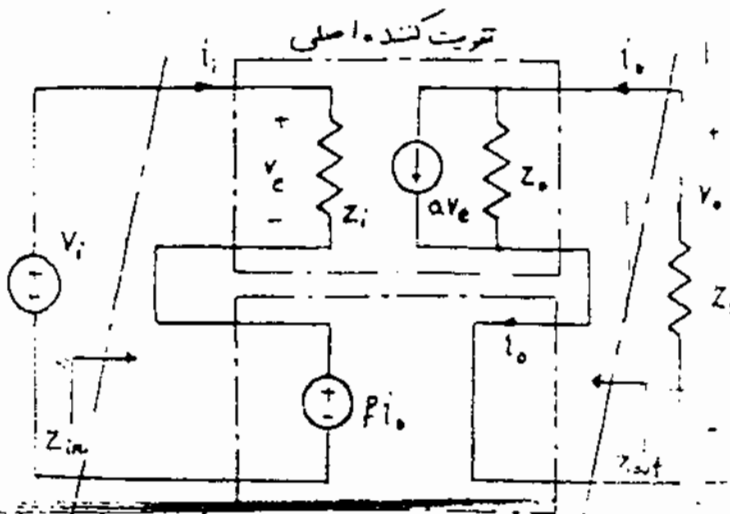
امپدانس خروجی

نیز به اندازه  $(1 + \alpha P)$

کاهش یافته است.

Series-Series Feedback

②-۲-۱ فیدبک سری-سری:



شکل (۲-۲) مدار گیر  
تقویت کننده اصلی را با نمیدر  
سری-سری تاخیر می‌دهد  
در این شکل شبکه می‌تواند  
از جریان خروجی تاخیر برداری و

بارشمار ورودی متناهی می‌کنند بنابراین تابع انتقال ما  
- ضریب تقویت  $A_v = \frac{i_o}{v_i}$  :

$$v_i = v_e + \rho i_o$$

از  $k_v$  در ورودی :

اگر  $Z_o \gg Z_L$  باشد آنگاه  $i_o = \alpha v_e$  است

$$v_i = v_e + \rho \alpha v_e$$

در نتیجه

$$\Rightarrow A_v = \frac{i_o}{v_i} = \frac{\alpha v_e}{v_e (1 + \alpha \rho)} \Rightarrow \boxed{A_v = \frac{\alpha}{1 + \alpha \rho}} \quad \alpha \rho \gg 1 \Rightarrow A_v = \frac{1}{\rho}$$

$$Z_{in} = \frac{v_i}{i_i}$$

$$v_e = v_i - \rho i_o = v_i - \rho \alpha v_e$$

- امپدانس ورودی :

$$\Rightarrow v_i = (1 + \alpha \rho) v_e = (1 + \alpha \rho) Z_i i_i \Rightarrow \boxed{Z_{in} = \frac{v_i}{i_i} = (1 + \alpha \rho) Z_i}$$

$$Z_{out} = \frac{v_o}{i_o} \Big|_{v_i=0}$$

$$i = \frac{v_o}{Z_o} = \alpha v_e = \frac{v_o}{Z_o} \Rightarrow v_o = \alpha v_e Z_o$$

$$Z_o = \frac{v_o}{i_o} = \frac{v_o}{\alpha v_e}$$

$$\Rightarrow \boxed{Z_{out} = (1 + \alpha \rho) Z_o}$$

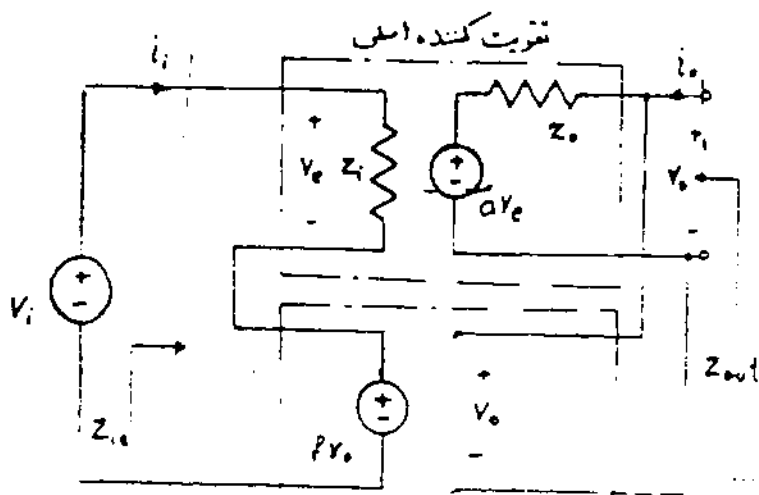
مشاهده می‌شود که

امپدانس خروجی و ورودی

$(1 + \alpha \rho)$  برابر بزرگتر شده‌اند.

Series-Shunt feedback:

۲.۳) فیدبک سری - شنت :



شکل (۲-۳)

شکل (۲-۳) مدار یک  
تقویت کننده اصلی را با فیدبک  
سری - شنت نمایش می‌دهد.  
در این مدار شبکه می‌گیرد  
از بارشمار خروجی نمونه‌برداری  
و بارشمار ورودی متناهی می‌کند.

با این تابع انتقال  $\frac{V_o}{V_i}$  می باشد.

- ضرب تقویت  $A_v = \frac{V_o}{V_i}$

از  $AVL$  در ورودی:  $V_i = V_e + fV_o$   $V_o = aV_e$

$$\Rightarrow \frac{V_o}{V_i} = \frac{aV_e}{V_e + afV_e} \Rightarrow \boxed{A_v = \frac{a}{1+af}} \quad af \gg 1 \Rightarrow A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{f}$$

- امپدانس ورودی:  $Z_{in} = \frac{V_i}{i_i} = \frac{V_e + fV_o}{i_i} = \frac{V_e + afV_e}{i_i} = \frac{V_e}{i_i} (1+af)$

$$\boxed{Z_{in} = (1+af) Z_i}$$

- امپدانس خروجی:

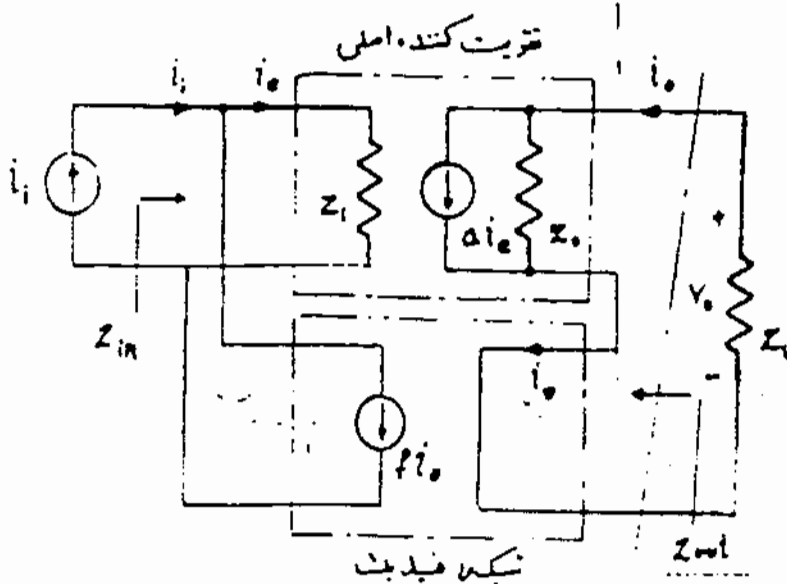
$$Z_{out} = \left. \frac{V_o}{i_o} \right|_{V_i=0} = \frac{Z_o i_o + aV_e}{i_o} = \frac{Z_o i_o - afV_o}{i_o} = Z_o - af Z_{out}$$

$$\Rightarrow \boxed{Z_{out} = \frac{Z_o}{1+af}}$$

در این حالت امپدانس ورودی در  
( $1+af$ ) ضرب و امپدانس خروجی بر  
( $1+af$ ) تقسیم شده است.

Shunt-series feedback:

فیدبک شنت-سری (۲-۴)



شکل (۲-۴)

شکل (۲-۴) مدار یک

تقویت کننده اصلی را با

فیدبک شنت-سری

تغییر می دهد.

مدار فیدبک از جریان

خروجی نمونه برداری

گرفته و با جریان ورودی مقایسه می کند.

برای تابع انتقال  $A_i = \frac{i_o}{i_i}$  می باشد.

- فریب مثبت  $A_i = \frac{i_o}{i_i}$

$$i_i = i_e + \beta i_o$$

از KCL در ورودی

اگر  $Z_o \gg Z_L$  باشد در نتیجه  $i_o \approx a i_e$

$$A_i = \frac{i_o}{i_i} = \frac{a i_e}{i_e + \beta i_o} = \frac{a}{1 + \beta a}$$

$$\beta a \gg 1 \Rightarrow A_i \approx \frac{1}{\beta}$$

- امپدانس ورودی

$$Z_{in} = \frac{V_i}{i_i} = \frac{Z_i i_e}{i_i} = \frac{Z_i i_e}{i_e + \beta i_o} \Rightarrow Z_{in} = \frac{Z_i}{1 + \beta a}$$

- امپدانس خروجی

$$Z_{out} = \left. \frac{V_o}{i_o} \right|_{i_i=0} \quad i_o = \frac{V_o}{Z_o} + a i_o = \frac{V_o}{Z_o} - \beta i_o$$

$$i_o = \frac{V_o}{1 + \beta a} \Rightarrow Z_{out} = (1 + \beta a) Z_o$$

تاکنون دیدیم که نسبت در ورودی و خروجی سبب کاهش امپدانس به اندازه  $\frac{1}{1 + \beta a}$  برابر دسری در ورودی و خروجی سبب از یاد امپدانس به اندازه  $(1 + \beta a)$  برابر می شود. بنابراین توسط فیدبک می توان امپدانس ورودی و خروجی را تغییر داد.

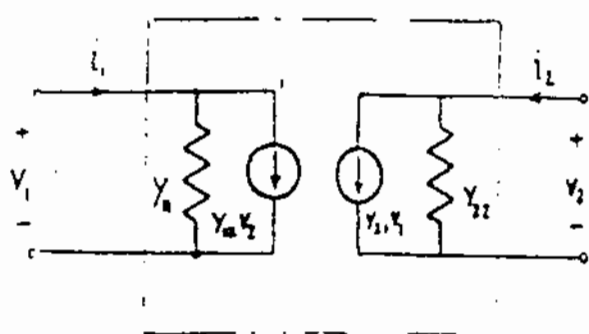


### ۳- بررسی فیدبک های غیر ایده‌ال

شبکه های فیدبک-بکار رفته در مدار تقویت کننده های واقعی، ایده‌ال نبوده و در درون تقویت کننده اصلی اثر بارگذاری دارند. با مشغول کردن اثر بارگذاری شبکه فیدبک بررسی تقویت کننده اصلی (Basic Amplifier) می توان تقویت کننده جدیدی بدست آورد (New Basic Amplifier) که اثر بارگذاری شبکه فیدبک در آن منظور شده باشد و شبکه فیدبک جدید به صورت ایده‌ال (بدون اثر بارگذاری) به نظر گرفته شود. و برای محاسبه بارامترهای کل مدار می توان از روابط بدست آمده برای حالت فیدبک ایده‌ال استفاده نمود.

#### (۳-۱) فیدبک مثبت - مثبت غیر ایده‌ال:

تقویت کننده اصلی و شبکه فیدبک را می توان بر سید انواع دو قطبی که مدل کرد برای این نوع فیدبک بهتر است که از دو قطبی با بارامترهای ادمیناس استفاده شود. شکل (۳-۱) یک مدار دو قطبی با بارامترهای ادمیناس را نشان می دهد که روابط زیر می باشد.



شکل (۳-۱)

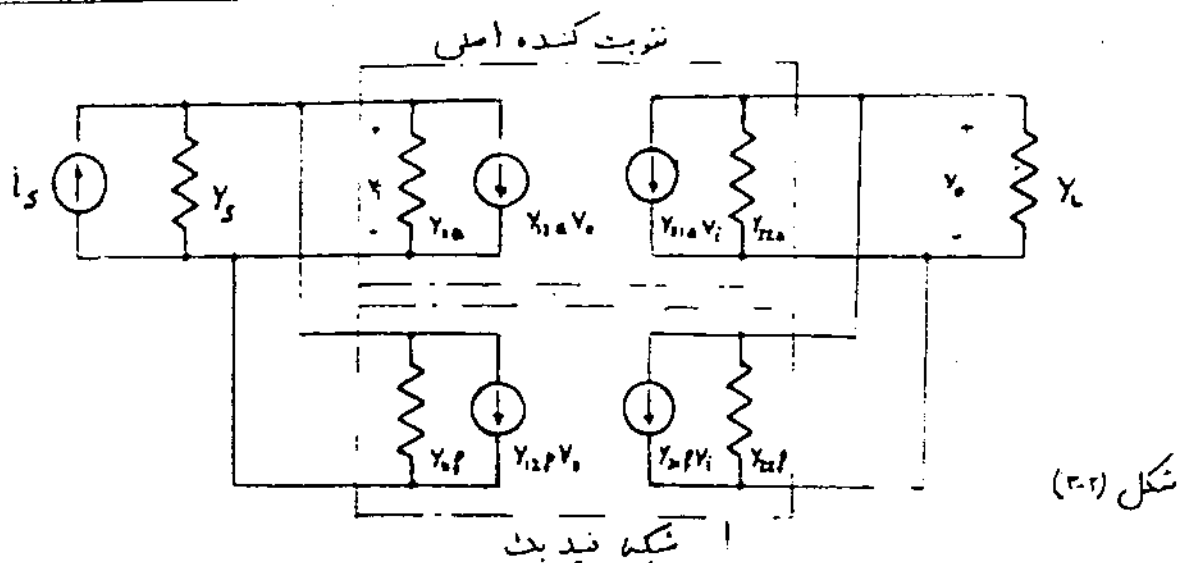
$$\begin{cases} I_1 = Y_1 V_1 + Y_{12} V_2 \\ I_2 = Y_{21} V_1 + Y_2 V_2 \end{cases}$$

#### شکل (۳-۲) مدار تقویت کننده

اصلی با فیدبک مثبت - مثبت غیر ایده‌ال را نشان می دهد ابتدا تابع تبدیل  $\frac{V_2}{V_1}$  را بدست می آوریم.

$$I_1 = (Y_1 + Y_{12} + Y_{21}) V_1 + (Y_{12} + Y_{21}) V_2$$

از KCL در گره درونی



از KCL در گره ورودی:

اگر  $V_i$  و  $V_o$  را به صورت زیر تعریف کنیم:

$$\begin{cases} V_i = V_S + V_{1a} + V_{2a} \\ V_o = V_L + V_{2a} + V_{2b} \end{cases}$$

آنگاه:

$$V_i = \frac{-Y_o V_o}{Y_{1a} + Y_{2a}}$$

$$I_S = \frac{-Y_i Y_o V_o}{Y_{1a} + Y_{2a}} + (Y_{1a} + Y_{2a}) V_o$$

$$\frac{V_o}{I_S} = \frac{Y_{1a} + Y_{2a}}{(Y_{1a} + Y_{2a})(Y_{1a} + Y_{2a}) - Y_i Y_o}$$

اگر صورت را مخارج رار

$-Y_i Y_o$  تقسیم کنیم:

$$A_2 = \frac{V_o}{I_S} = \frac{-(Y_{1a} + Y_{2a}) / Y_i Y_o}{1 + \frac{-(Y_{1a} + Y_{2a})}{Y_i Y_o} (Y_{1a} + Y_{2a})}$$

اگر  $A = \frac{-(Y_{1a} + Y_{2a})}{Y_i Y_o}$  و  $P = Y_{1a} + Y_{2a}$  در نظر بگیریم. مشاهده می شود که روابط

فیدبک ایده آل دوست می آید.

چون فرکانس بسیار پایینتر از فرکانس قطع فیدبک است

$$|Y_{1a}| \gg |Y_{2a}|$$

در شبکه

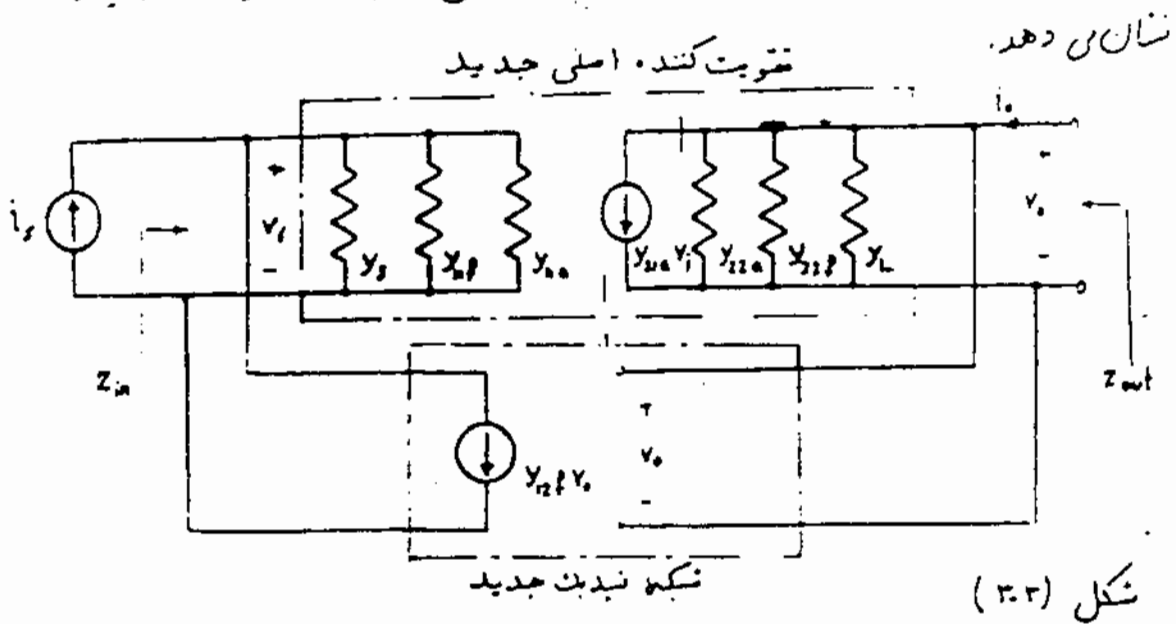
در مجرای فرکانس بسیار پایینتر از فرکانس قطع فیدبک

$$|Y_{1a}| \ll |Y_{2a}|$$

اصلی است

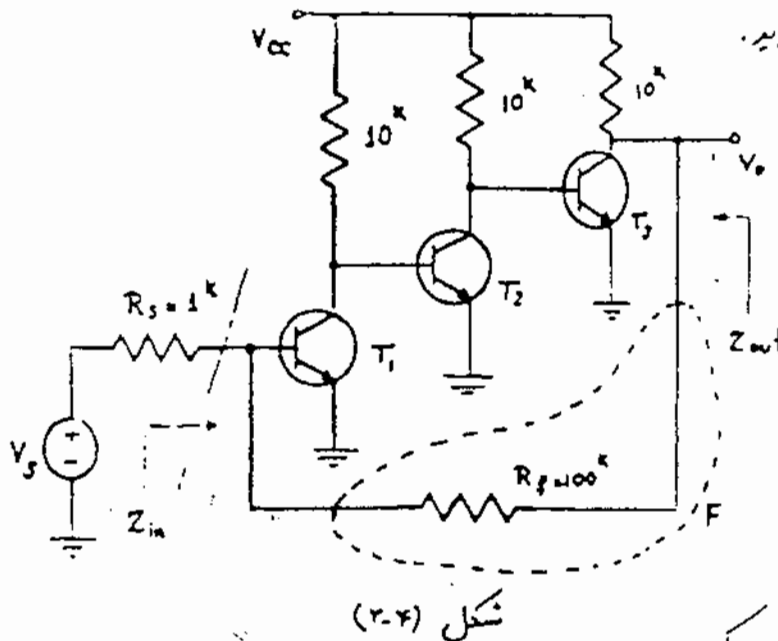
در فرکانس بسیار پایینتر از فرکانس قطع فیدبک

تقویت کننده جدید  
شکل (۳-۳) مدار تقویت کننده اصلی جدید شبکه فیدبک جدید را



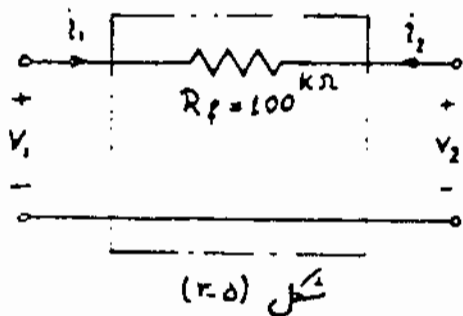
باید است آوردن تابع انتقال، امپدانس خروجی و ورودی تقویت کننده.  
جدید. می توان با استفاده از روابط لیدال همه پارامترهای تقویت کننده کل را  
محاسبه کرد.

مثال (۳-۴) در مدار تقویت کننده شکل (۳-۴) ترانزیستورهای بکار رفته مشابه بوده و  
دارای مشخصات  $\beta = 50$  و  $h_{ie} = 10^4$  می باشند.  $Z_{in}$  و  $Z_{out}$  و  $A_v = \frac{V_o}{V_i}$   
را برای این تقویت کننده بدست آورید.



حل: ابتدا باید شبکه فیدبک  
را پیدا کرد. نوع فیدبک رادست  
آدریم. اگر شبکه فیدبک را مانند  
نمایه خط جیبی شکل (۳-۴)  
در نظر بگیریم، مشاهده می شود  
که این شبکه از رتاز خروجی  
نمونه برداری و با جریان ورودی مقایسه می کند.

در نتیجه نوع فیدبک مثبت نیست و تابع انتقال ما  $\frac{V_o}{i_s}$  می باشد.  
 شکل (۲-۵) شبکه فیدبک را نشان می دهد.



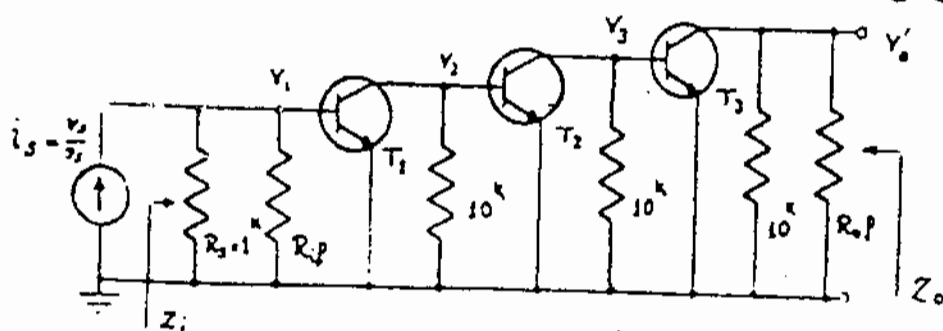
شکل (۲-۵)

$$\frac{1}{R_{if}} = y_{11} = \left. \frac{i_1}{V_1} \right|_{V_2=0} = \frac{1}{R_f} = \frac{1}{100^k}$$

$$\frac{1}{R_{of}} = y_{22} = \left. \frac{i_2}{V_2} \right|_{V_1=0} = \frac{1}{R_f} = \frac{1}{100^k}$$

$$f = y_{12} = \left. \frac{i_1}{V_2} \right|_{V_1=0} = \frac{-1}{R_f} = \frac{-1}{100^k}$$

چونکه در این مدل نمونه ورودی با  
 جریان ورودی متایسه می شود بنابراین منبع  
 $V_s$  و مقاومت داخلی آن ( $R_s$ ) معادل نودین آخر را از روی دهیم. شکل (۲-۶) مدار  
 تربیت کننده جدید را نشان می دهد.



شکل (۲-۶)

برای این  
 تربیت کننده

$$a = \frac{V_o}{i_s} = \frac{V_o}{V_1 / (R_s \parallel R_{if} \parallel h_{ie})} = (R_s \parallel R_{if} \parallel h_{ie}) \frac{V_o}{V_1} = (1 \parallel 100 \parallel 10^k) \cdot \frac{V_o}{V_2} \cdot \frac{V_2}{V_1} \cdot \frac{V_1}{V_i}$$

$$a = 0.9 \times \frac{-\beta_3 (10 \parallel R_{of})}{h_{ie3}} \times \frac{-\beta_2 (10 \parallel h_{ie3})}{h_{ie2}} \times \frac{-A_1 (10 \parallel h_{ie2})}{h_{ie1}} = -68.2$$

$$Z_i' = R_s \parallel R_{if} \parallel h_{ie1} = 900^{\Omega}$$

$$Z_o = R_{of} \parallel 10^k = 9.1^k \Omega$$

در نتیجه مدار را می توان داریم

$$\frac{V_o}{i_s} = \frac{a}{1 + a \beta} \quad Z_{in} = \frac{Z_i}{1 + a \beta} \quad Z_{out} = \frac{Z_o}{1 + a \beta}$$

یادداشتن این کیات می توان بارامتری درخواه. تمویت کننده کل را بدست آورد.

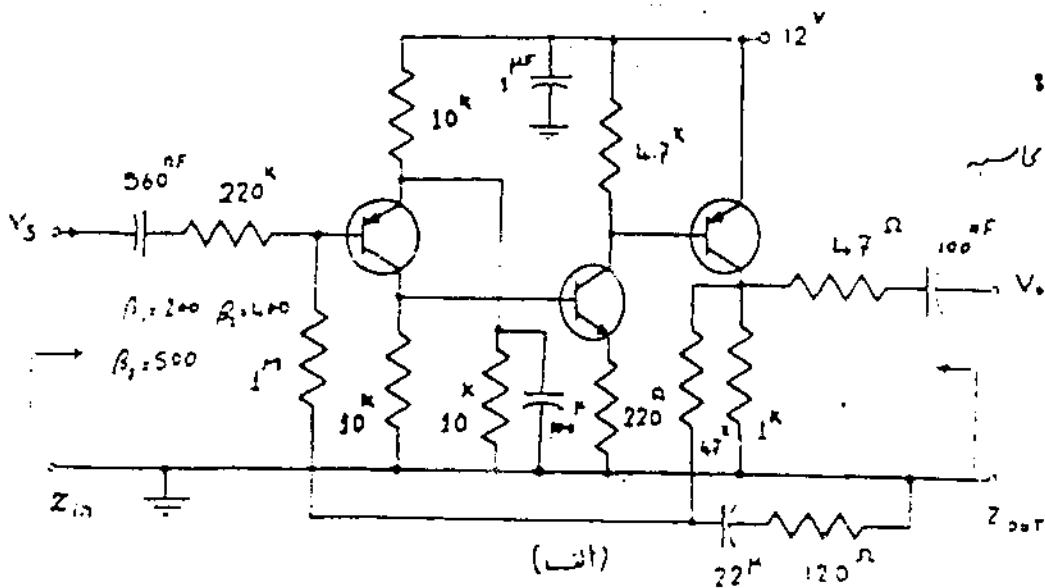
$1 \mu p = 1 + (-255.68)(-0.01) = 256.7$  - ضرب تمویت ولتاژ

$\frac{V_o}{I_s} = \frac{-255.68}{256.7} = -99.6 \text{ k}\Omega$   $A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{V_o}{R_s I_s} = \frac{1}{1 \text{ k}} \cdot \frac{V_o}{I_s} = -99.6$

$Z'_{in} = \frac{900}{256.7} = 3.5 \Omega$   $Z'_{in} = R_s \parallel Z_{in}$  - امپدانس ورودی:

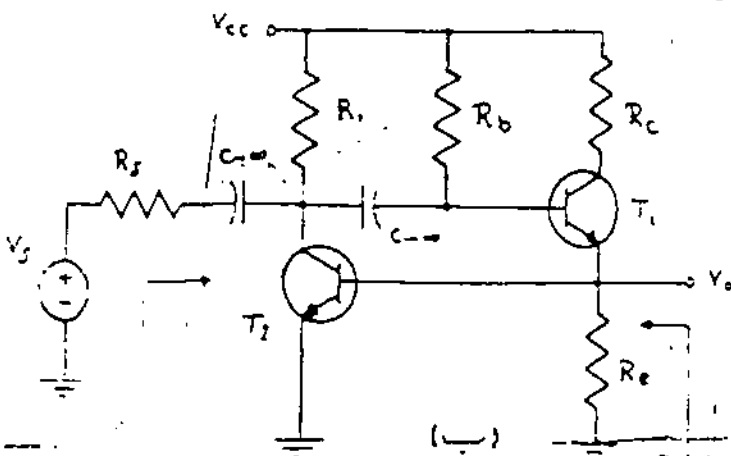
$\Rightarrow \frac{1}{Z_{in}} = \frac{1}{Z'_{in}} - \frac{1}{R_s} = \frac{1}{3.5} - \frac{1}{1000} \Rightarrow \boxed{Z_{in} = 3.51 \Omega}$  - امپدانس خروجی:

$Z_{out} = \frac{91 \text{ k}}{256.7} = 35.5 \Omega$



تشرین :  
خط تمویت کاسبه

$Z_{in} = V_o/V_i$   
و  $Z_{out}$  توان  
تمویت کننده.ان  
شکل (۲-۷).



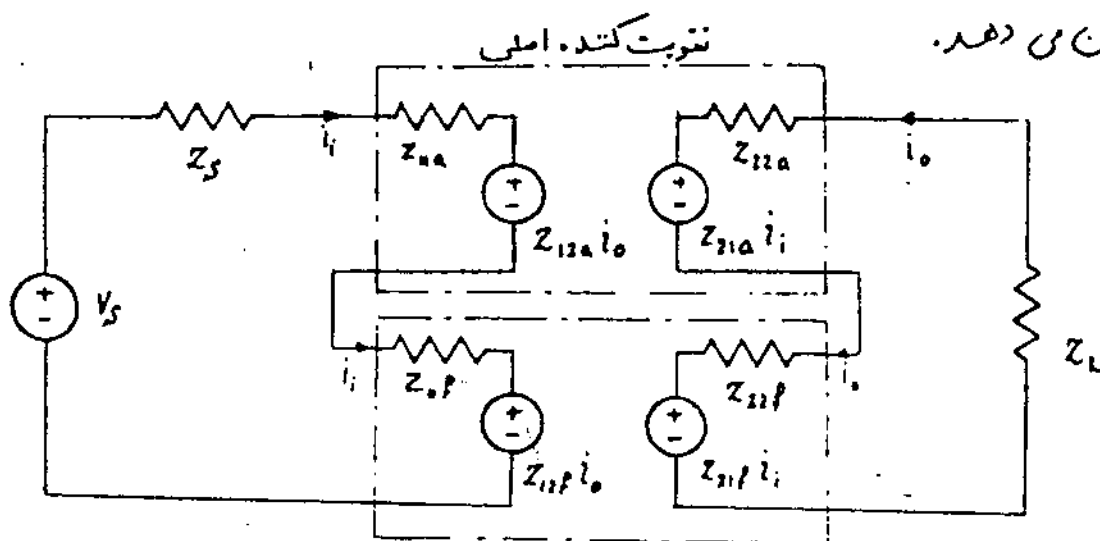
$T_1 \begin{cases} \beta_1 \\ h_{ie1} \end{cases} \quad T_2 \begin{cases} \beta_2 \\ h_{ie2} \end{cases}$

(ب) شکل (۲-۷)

(۳-۲) فیدبک سری-سری غیرایده‌ال:

شکل (۳-۸) مدار یک تقویت کننده با فیدبک سری-سری را

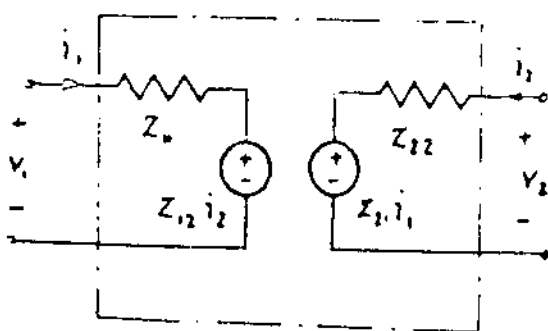
نشان می دهد.



شکل فیدبک

شکل (۳-۸)

برای سادگی نسبت از پارامترهای امپدانس (۳-۹) برای تقویت کننده اصل  
رنگ فیدبک استفاده می کنیم.



شکل (۳-۹)

شکل (۳-۹) مدل یک دو قطبی با

پارامترهای امپدانس را نشان می دهد.

که روابط بین ولتاژها و جریانهای ورودی

آن به صورت زیر می باشند.

$$\begin{cases} V_1 = Z_s i_1 + Z_{12} i_2 \\ V_2 = Z_{12} i_1 + Z_L i_2 \end{cases}$$

- ضرب تقویت  $\frac{i_o}{V_s}$ :

$$V_s = (Z_s + Z_{sa} + Z_{sf}) i_i + (Z_{12a} + Z_{12f}) i_o$$

از KVL در ورودی

$$0 = (Z_{12a} + Z_{12f}) i_i + (Z_L + Z_{21a} + Z_{21f}) i_o$$

از KVL در خروجی

اگر  $Z_i$  و  $Z_o$  را به صورت زیر

$$\begin{cases} Z_i = Z_s + Z_{sa} + Z_{sf} \\ Z_o = Z_L + Z_{21a} + Z_{21f} \end{cases}$$

تعریف می کنیم.

بنابراین از روابط گفته شده خواهیم داشت:

$$\frac{i_o}{V_s} = \frac{\frac{Z_{21a} + Z_{21f}}{-Z_i Z_o}}{1 + \frac{Z_{21a} + Z_{21f}}{-Z_i Z_o} (Z_{12a} + Z_{12f})}$$

اگر غریب تزیت سیم شبکه  
نیز یک راد مقابل تزیت گفته. اصل

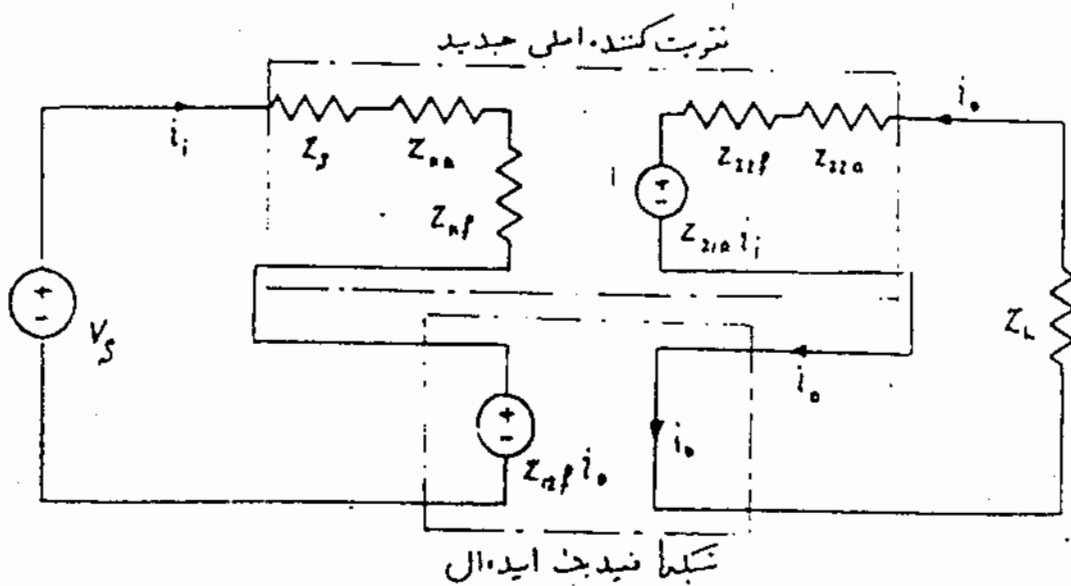
در غریب تزیت معکوس تزیت گفته. اصل راد مقابل شبکه نیز یک مر نظر کنیم. داریم:

$$|Z_{21a}| \gg |Z_{21f}| \quad , \quad |Z_{12a}| \ll |Z_{12f}|$$

در نتیجه:

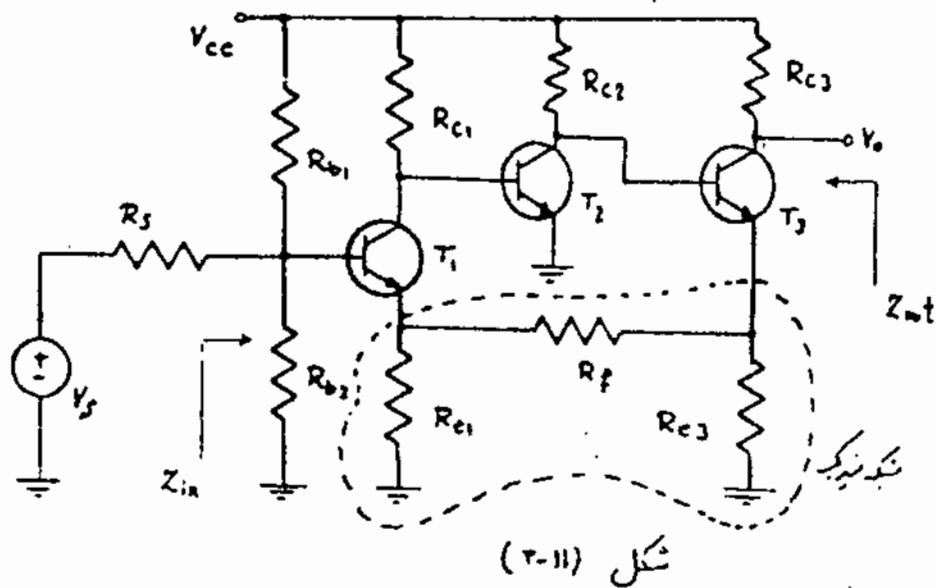
$$\frac{i_o}{V_s} = \frac{\frac{-Z_{21a}}{Z_i Z_o}}{1 + \left( \frac{-Z_{21a}}{Z_i Z_o} \right) Z_{12f}} = \frac{a}{1 + af} \Rightarrow a = \frac{-Z_{21a}}{Z_i Z_o} \quad , \quad f = Z_{12f}$$

بنابر این بازجه ۲ روابط بدست آمده می توان مدار تزیت کننده. شکل (۲-۸)  
را بدست یک تزیت کننده. جدید با شبکه نیز یک ایده ال مدل کرد. [شکل (۲-۱۰)]



باید است آوردن پارامترهای تزیت کننده. اصلی جدید می توان با روابط  
بدست آمده. برای حالت ایده ال، پارامترهای کل مدار را محاسبه کرد.

مثال) مطلوبست محاسبه  $Z_{in}$  و  $Z_{out}$  و  $\frac{V_o}{V_s}$  برای مدار تقویت کننده شکل (۲-۱۱) از  $R_{e1}$  و  $R_{e2}$  هم بخاطر بزرگ بودنشان صرف نظر کنید.



حل: جریان گذرنده

از مقاومت  $R_{c3}$  را

جریان خروجی فرض

می کنیم. شبکه فیدبک

را مانند شکل (۲-۱۱)

انتخاب می کنیم

جریان وارد شده به

شکلهای کوچک  $\frac{\beta+1}{\beta}$  برابر جریان

خروجی است که با فیدبک خروجی می توان آنرا برابر جریان خروجی در نظر گرفت.

شکلهای کوچک از جریان خروجی نمونه برداری و با ولتاژ ورودی مقایسه می کنند. بنابراین

شکلهای کوچک از نوع سری-سری می باشد. برای بدست آوردن  $R_{if}$  و  $R_{of}$  از  $R_f$

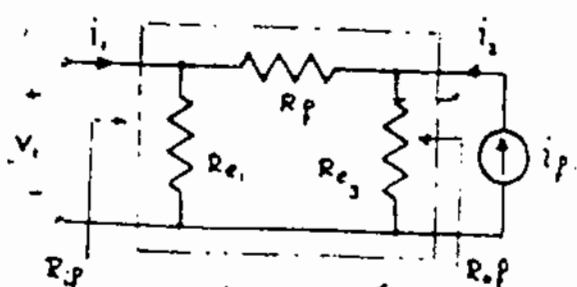
مدن در نظر گرفتن نوع دو قطبی می توان بهر دست زیر عمل کرد.

۱. چون شکلهای کوچک از جریان خروجی نمونه برداری می کنند یک منبع جریان

به خروجی قرار می دهیم (جریان بام دارد شکلهای کوچک شود) و چون با ولتاژ ورودی

تقویت کننده مقایسه می کنند، در نتیجه ولتاژ قسمت ورودی شکلهای کوچک را اندازه گیری

می کنیم. [شکل (۲-۱۲)]



شکل (۲-۱۲)

$$\rho = \frac{V_i}{I_i} = R_{e1} \frac{I_{e1}}{I_i} = \frac{R_{e1} R_{e3}}{R_{e1} + R_f + R_{e3}}$$

$R_{of}$  و  $R_{if}$  برای بدست آوردن

امپدانسهای خروجی و ورودی شکلهای کوچک می توان در منبع محاسبه هر کدام طرف دیگر



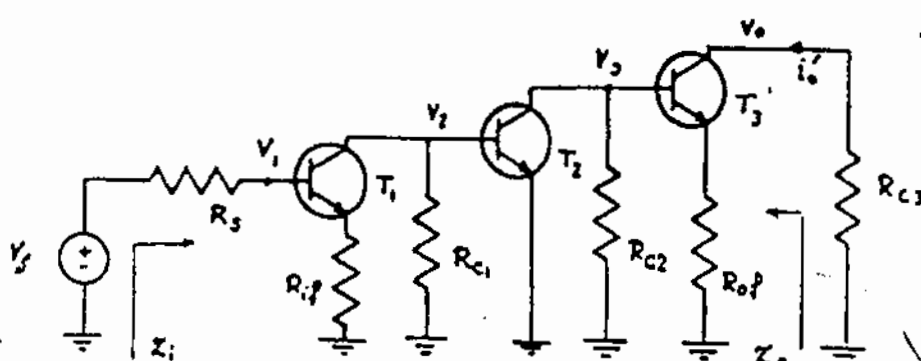
شکله را اگر بهرت شنت بکارفته است، اتصال کوتاه، و اگر بهرت سری بود،  
 اتصال باز در نظر گرفت. برای محاسبه  $R_{if}$ ، خروجی شبکه فیدبک بدلیل سری  
 بودن اتصال باز می‌گذاریم و همچنین برای امپدانس خروجی  $R_{of}$  نیز همین کاری را انجام  
 می‌دهیم.

$$R_{if} = R_{e1} \parallel (R_f + R_{e3})$$

$$R_{of} = R_{e3} \parallel (R_f + R_{e1})$$

با اثر بارگذاری شبکه فیدبک روی تقویت کننده اصلی، تقویت کننده جدید شکل

(۳-۱۲) درست می‌آید.



برای تقویت کننده

اصلی جدید شکل (۳-۱۲)

شکل (۳-۱۲) تقویت کننده اصلی جدید

داریم:

$$a = \frac{i_o'}{V_s} = \frac{-V_o/R_{L3}}{V_s} = \frac{-1}{R_{L3}} \frac{V_o}{V_s} = \frac{-1}{R_{L3}} \times \frac{V_o}{V_3} \times \frac{V_3}{V_2} \times \frac{V_2}{V_s}$$

$$\Rightarrow a = \frac{-1}{R_{L3}} \times \frac{-\beta_3 R_{L3}}{h_{ie3} + (1+\beta_3) R_{e3}} \times \frac{-\beta_2 [R_{e2} \parallel (h_{ie2} + (1+\beta_2) R_{e3})]}{h_{ie2}} \times \frac{-\beta_1 [R_{e1} \parallel h_{ie1}]}{R_S + h_{ie1} + (1+\beta_1) R_{e1}}$$

$$Z_i = R_S + h_{ie1} + (1+\beta_1) R_{e1}$$

$$Z_o = \infty$$

$$\frac{i_o}{V_s} = \frac{a}{1+af}$$

$$\frac{V_o}{V_s} = -R_{L3} \frac{i_o}{V_s} = \frac{-R_{L3} a}{1+af}$$

برای مدار کلی:

$$Z'_{in} = (1+af) Z_i$$

$$Z'_{in} = R_S + Z_{in} \Rightarrow$$

$$Z_{in} = (1+af)(R_S + h_{ie1} + (1+\beta_1) R_{e1}) - R_S$$

$$Z'_{out} = (1+af) Z_o \approx \infty$$

$$Z_{out} = R_{L3} \parallel Z'_{out} = R_{L3}$$

## تقریر :

مطلوبه است محاسبه  $A_v$ ،  $Z_{in}$  و  $Z_{out}$  برای شکل (۲-۱۱) در صورتیکه پارامترهای مدار به صورت زیر باشد. (از مقادیرهای  $R_{b1}$  و  $R_{b2}$  صرف نظر نکنید)

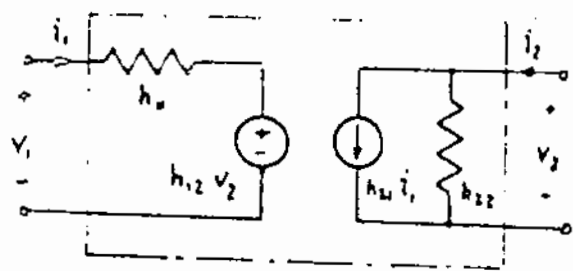
$$\beta_1 = \beta_2 = \beta_3 = 100 \quad R_{c3} = R_{c1} = 470 \Omega \quad R_f = 150 K \quad R_s = 1 K$$

$$R_{c1} = 1.2 K \quad R_{c2} = 1.8 K \quad R_{c3} = 3.3 K \quad h_{ie1} = h_{ie2} = h_{ie3} = 1.1 K$$

$$R_{b1} = 47 K \quad R_{b2} = 150 K$$

## (۲-۲) فیدبک سری - شنت غیر ایده‌آل :

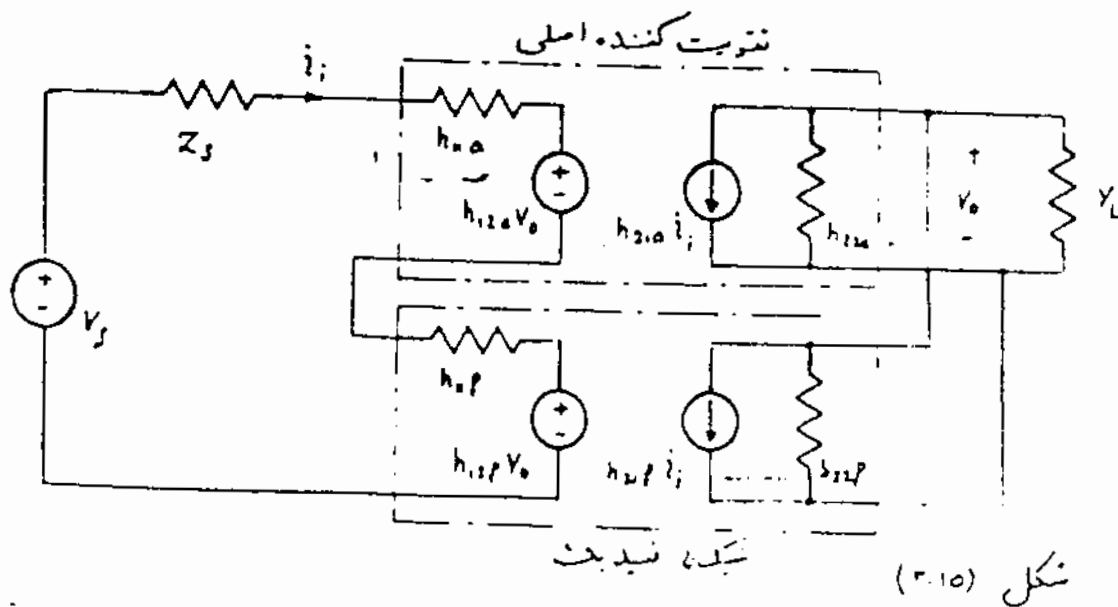
در این نوع فیدبک، جریان ورودی به دو شاخه خودی  $V_d$  و شبکه فیدبک و تقویت کننده اصلی یکسان می باشد. بنابراین می توان از پارامترهای هایبرید در قطبی ۱ برای مدل کردن تقویت کننده و شبکه فیدبک استفاده کرد. شکل (۲-۱۴) مدل شاخشی یک در تقبی با پارامترهای هایبرید را نشان می دهد.



شکل (۲-۱۴)

$$\begin{cases} V_1 = h_{11} i_1 + h_{12} V_2 \\ i_2 = h_{21} i_1 + h_{22} V_2 \end{cases}$$

شکل (۲-۱۵) مدار یک تقویت کننده با فیدبک سری - شنت را نشان می دهد.



شکل (۲-۱۵)

حال با استفاده از پارامترهای هایبرید در تقابل با تاج لانتال  $\frac{V_o}{V_s}$  رابطه  
می‌آوریم.

$$V_s = (Z_s + h_{ia} + h_{if}) i_i + (h_{12a} + h_{12f}) V_o \quad \text{از KVL در ورودی:}$$

$$0 = (h_{21a} + h_{21f}) i_i + (Y_L + h_{22a} + h_{22f}) V_o \quad \text{از KCL در خروجی:}$$

اگر  $Z_i$  و  $Y_o$  را به صورت زیر تعریف کنیم:

$$Z_i = Z_s + h_{ia} + h_{if}$$

$$Y_o = Y_L + h_{22a} + h_{22f}$$

از روابط بالا خواهیم داشت:

$$A_v = \frac{V_o}{V_s} = \frac{\frac{h_{21a} + h_{21f}}{-Z_i Y_o}}{1 + \frac{h_{21a} + h_{21f}}{-Z_i Y_o} (h_{12f} + h_{12a})}$$

و با توجه به خواص تقریب کننده اصل و شبکه فیدبک خواهیم داشت:

$$|h_{21a}| \gg |h_{21f}| \quad , \quad |h_{12a}| \ll |h_{12f}|$$

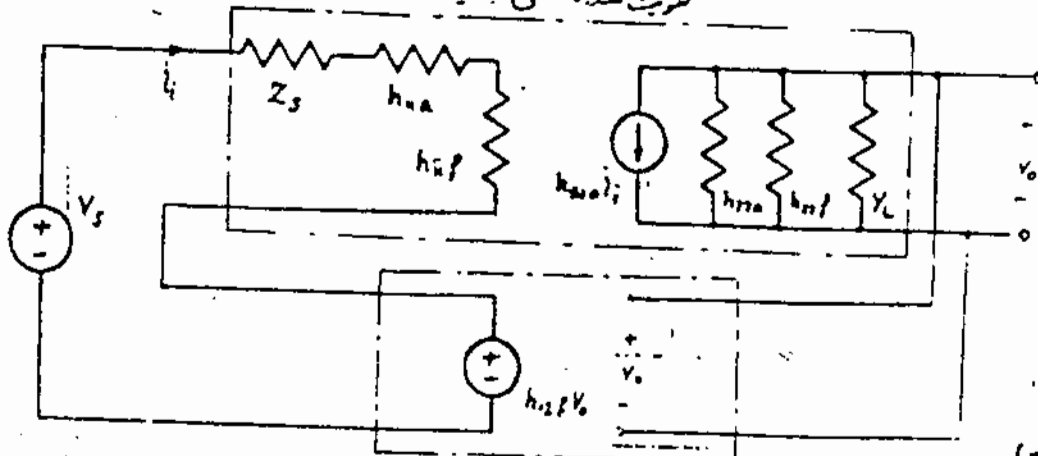
بنابراین داریم:

$$A_v = \frac{V_o}{V_s} = \frac{\frac{-h_{21a}}{Z_i Y_o}}{1 + \left(\frac{-h_{21a}}{Z_i Y_o}\right) h_{12f}} \frac{a}{1 + \theta f} \Rightarrow a = \frac{-h_{21a}}{Z_i Y_o} \quad , \quad f = h_{12f}$$

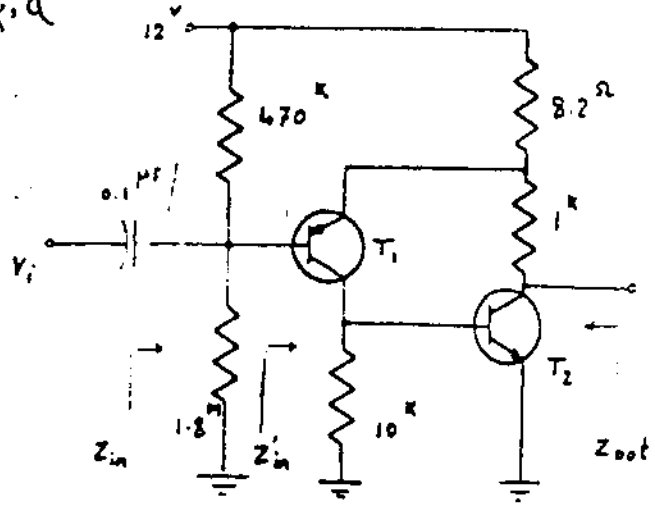
با توجه به روابط بدست آمده می‌توان مدار شکل (۲-۱۵) را به صورت یک تقریب کننده

جدید با شبکه فیدبک ایده‌آل مطابق مدار شکل (۲-۱۶) در نظر گرفت.

تقریب کننده اصلی جدید



شکل (۲-۱۶)



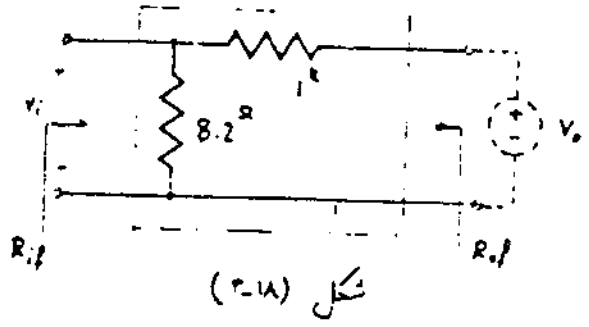
شکل (۲-۱۷)

مثال مدار تقویت کننده.  
شکل (۲-۱۷) را در نظر بگیرید.  
الف) نوع آمپلیفایر را مشخص نمایید.

ب) فرض  
 $h_{ie1} = 64k$     $h_{ie2} = 1.4k$   
 $\beta_1 = 200$     $\beta_2 = 400$

ج) ضریب تقویت ولتاژ  $\frac{V_o}{V_i}$  را در  
فرکانسهای میان دست آورید.  
ح)  $Z_{in}$ ،  $Z_{in'}$  و  $Z_{out}$  را محاسبه نمایید.

حل: الف) آمپلیفایر از نوع سری-شنت می باشد.  
ب) شکل (۲-۱۸) شبکه آمپلیفایر را نشان می دهد.



شکل (۲-۱۸)

برای بدست آوردن  $R_{in}$  و  $R_{out}$  منبع ولتاژ  
در خروجی قرار می دهیم و ولتاژ ورودی  
را اندازه می گیریم.

$$\beta = \frac{V_o}{V_i} = \frac{8.2}{8.2 + 1000} = 8.13 \times 10^{-3}$$

برای بدست آوردن  $R_{in}$  چون خروجی به صورت شنت است آنرا اتصال کوتاه.

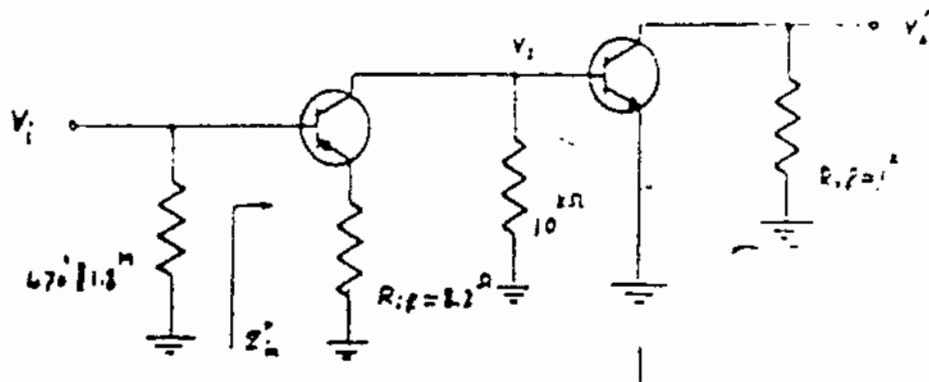
$$R_{in} = 8.2k \parallel 1k = 8.13k$$

و همین برای  $R_{out}$  ورودی را به صورت سری بودن اتصال باز در نظر می گیریم.

$$R_{out} = 1k \parallel 8.2k = 908 \Omega$$

شکل (۲-۱۹) تقویت کننده اصلی مدیه را نشان می دهد برای این تقویت کننده.

$$a = \frac{V_o}{V_i} = \frac{V_o}{V_s} \cdot \frac{V_s}{V_i} = \frac{-200(10^3 \parallel 1k)}{64k + 201(10^3 \parallel 1k)} \cdot \frac{-400(10^3 \parallel 1k)}{1.4k} = -0.6775$$



شکل (۳-۱۹)

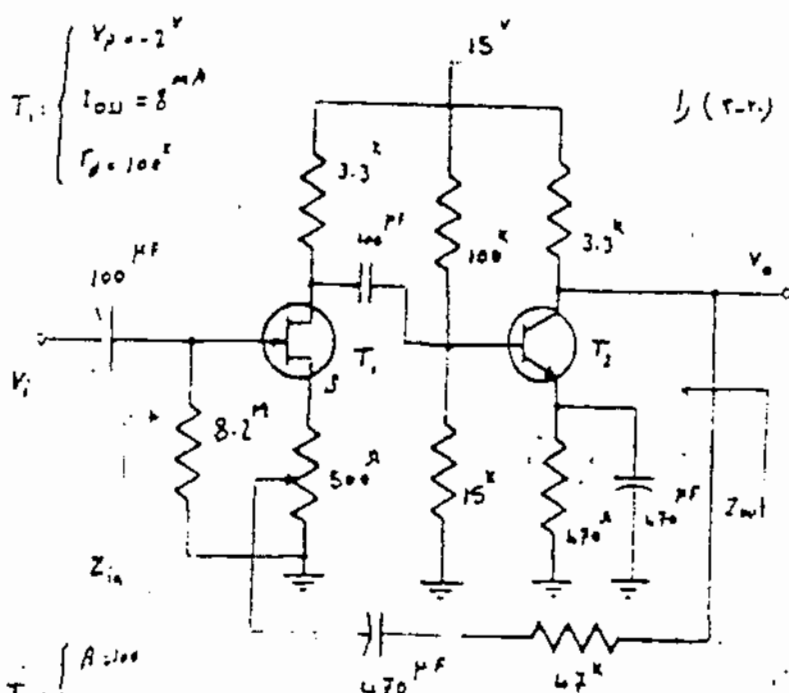
$$A_V = \frac{V_o}{V_i} = \frac{0}{1+0.1} = \frac{1077.5}{1+1077.5 \times 8.13 \times 10^{-3}} \approx 110.4$$

$$Z_{in} = 64 + 204 \times 8.13 = 66.6^k \quad Z'_{in} = (1+0.1) Z_{in} = 64^k \quad \text{ج}$$

$$Z_{in} = 470^k \parallel 1.8^M \parallel Z'_{in} = 235.6^k \quad Z_{out} = 1^k$$

$$Z_{out} = \frac{Z'_{out}}{1+0.1} = \frac{1^k}{1+8.13 \times 10^{-3} \times 1077.5} = 102.5^k \quad \text{امپدانس خروجی}$$

$$T_1: \begin{cases} V_D = -2^V \\ I_{DQ} = 8^mA \\ r_{DS} = 100^k \end{cases}$$



تقریباً ؟  
مدار تقویت کننده شکل (۳-۲۰) را

در نظر بگیرید  
الف، نوع فیلد یک را بنویسید و بگویید  
در چه صورت مدلی می شود  
ب، جریانهای نقطه کار  $I_{DQ}$  و  $I_{CQ}$  را  
را بنویسید

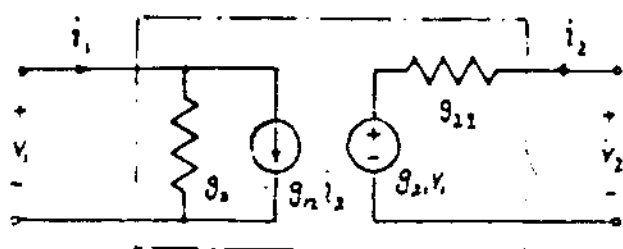
ج، آفر با سیرتر در نقطه کار است  
نویسید و آن را بنویسید

$$T_2: \begin{cases} \beta = 100 \\ V_{BE} = 0.6 \end{cases}$$

شکل (۳-۲۰)

۳-۴) فیدبک مثبت - سری غیر ایده‌آل

در مدلهای مثبت - سری و شناور در درون تقویت کننده شبکه فیدبک و همچنین جریان خروجی آنها یکسان هستند. که در اینجاات سلسله‌ای مدل دو قطبی برای تناسبان مان. استفاده از پارامترهای (G) می باشد. شکل (۳-۲۱) مدل نمائیکی یک دو قطبی با پارامترهای G را نشان می دهد.

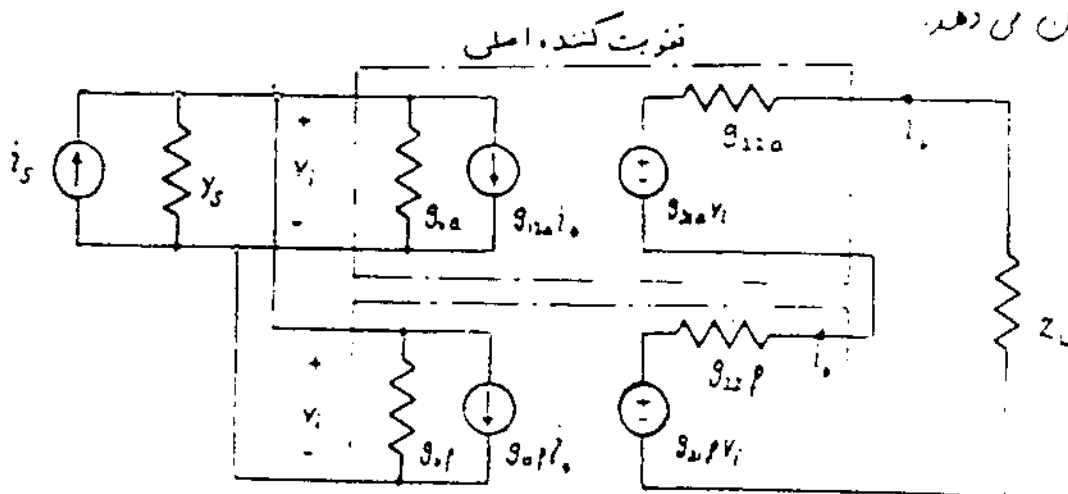


$$\begin{cases} i_1 = g_{11}V_1 + g_{12}i_2 \\ V_2 = g_{21}V_1 - g_{22}i_2 \end{cases}$$

شکل (۳-۲۱)

شکل (۳-۲۲) مدار یک تقویت کننده با فیدبک مثبت - سری را با استفاده از مدل

G نشان می دهد.



شکل فیدبک

شکل (۳-۲۲)

معادلات تقویت

$$i_1 = (Y_f + g_{12a} + g_{12p})V_1 - (g_{22a} + g_{22p})i_2$$

$$0 = (g_{22a} + g_{22p})V_1 - (Z_L + g_{22a} - g_{22p})i_2$$

در خروجی

در خروجی

اگر  $y_i$  و  $z_o$  را عبارت زیر تعریف کنیم:

$$\begin{cases} y_i = y_s + g_{sa} + g_{sf} \\ z_o = z_L + g_{za} + g_{zf} \end{cases}$$

از روابط بالا نتیجه می شود که:

$$A_I = \frac{i_o}{i_s} = \frac{\frac{g_{sa} + g_{sf}}{-z_o y_i}}{1 + \frac{g_{sa} + g_{sf}}{-z_o y_i} (g_{za} + g_{zf})}$$

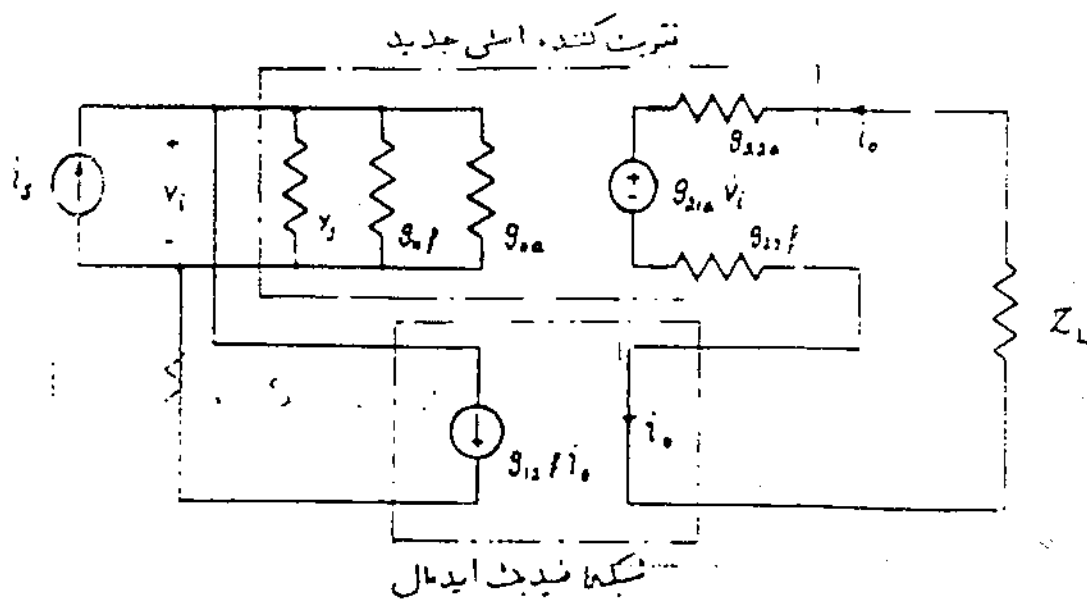
با توجه به خواص تقویت کننده، امپدانس فیدبک خواهیم داشت:

$$|g_{za}| \gg |g_{zf}| \quad , \quad |g_{za}| \ll |g_{zf}| \quad \text{بنابراین}$$

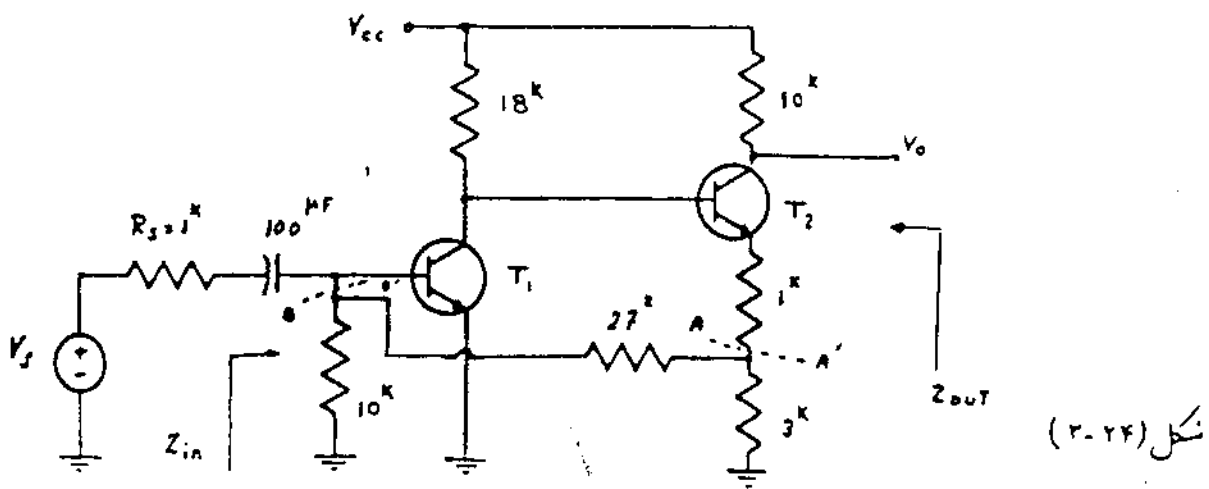
$$A_I = \frac{i_o}{i_s} = \frac{\frac{-g_{sa}}{y_i z_o}}{1 + \left( \frac{-g_{sa}}{y_i z_o} \right) g_{zf}} = \frac{a}{1 + a f} \Rightarrow a = \frac{-g_{sa}}{y_i z_o} \quad , \quad f = g_{zf}$$

با توجه به روابط بدست آمده، مدار تقویت کننده، شکل (۲-۲۲) را می توان به دست

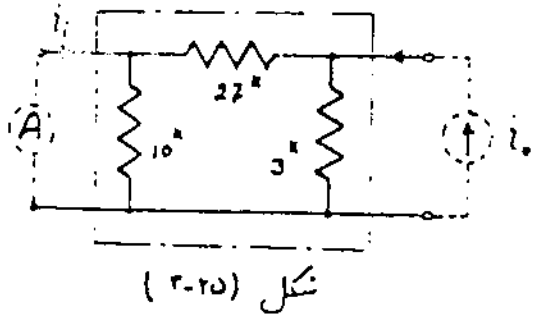
آید تقویت کننده، مدبر باشد فیدبک ایده آل در نظر گرفت [شکل (۲-۲۳)]



مثال در مدار توصیف کننده شکل (۲-۲۴)  $A_v = \frac{V_o}{V_i}$  ،  $Z_{in}$  و  $Z_{out}$  را دست آورید. ( $\beta = 50$  ،  $r_n = 2^k$ )



حل: اگر سطوح برشهای AA' و BB' مدار فیدبک را جدا کنیم (حالتهای دیگری را نیز می توان در نظر گرفت) فیدبک از نوع مثبت نیست پس بردار تابع انتقال  $\frac{V_o}{V_i}$  می باشد شکل (۲-۲۵) شبکه فیدبک را نشان می دهد.



پس برای دست آوردن  $\beta$  یک منبع جریان در خروجی گذاشته و جریان اتصال کوتاه در خروجی را بدست می آوریم (در شکل (۲-۲۵) یک آمپر متر است)

$$\beta = \frac{I_o}{I_i} = -\frac{3}{3+27} = -0.1$$

$R_{if}$  در منبع دست آوردن

$R_{if}$  تبدیل ایکه خروجی بصورت سری است در نتیجه اتصال باز در نظر گرفته می شود.

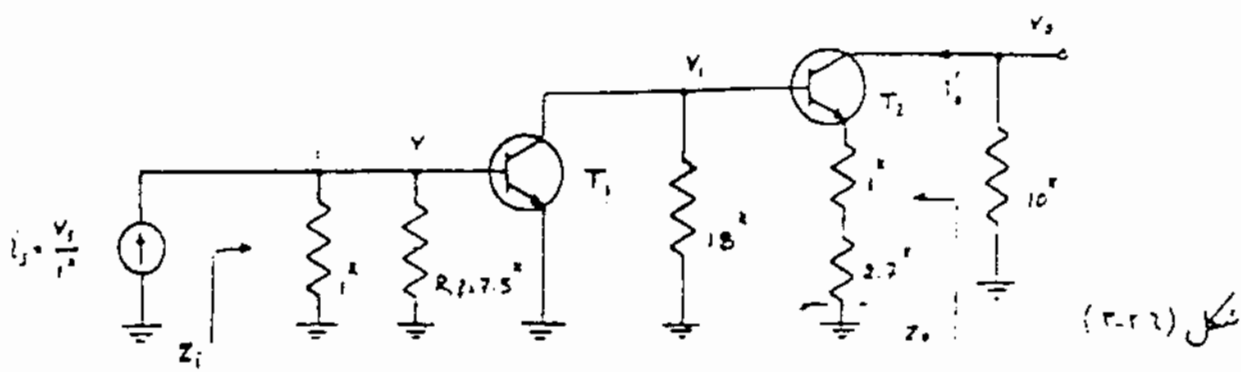
$$R_{if} = 10 \parallel (27+3) = 7.5^k \Omega$$

نویس: برای محاسبه  $R_{of}$  در خروجی را به دلیل مثبت بودن اتصال کوتاه در نظر می گیریم.

$$R_{of} = 3 \parallel 27 = 2.7^k \Omega$$

شکل (۲-۲۶) توصیف کننده اصلی را با در نظر گرفتن اثر بارگذاری شبکه فیدبک نشان می دهد.





شکل (۲-۲۲)

ما پارامترهای تنبیت کننده جدید را

$$a = \frac{i_o'}{i_s} = \frac{1875 \parallel 2}{-10} \times \frac{V_o}{V_i} \times \frac{V_i}{V}$$

$$\Rightarrow a = \frac{-0.61}{10} \times \frac{-50 [18 \parallel (2 + 51 \times 3.7)]}{2^k} \times \frac{-50 \times 10}{2 + 51 \times 3.7} = -66$$

$$Z_i = 1 \parallel 7.5 \parallel 2 = 0.61 \quad Z_o = \infty$$

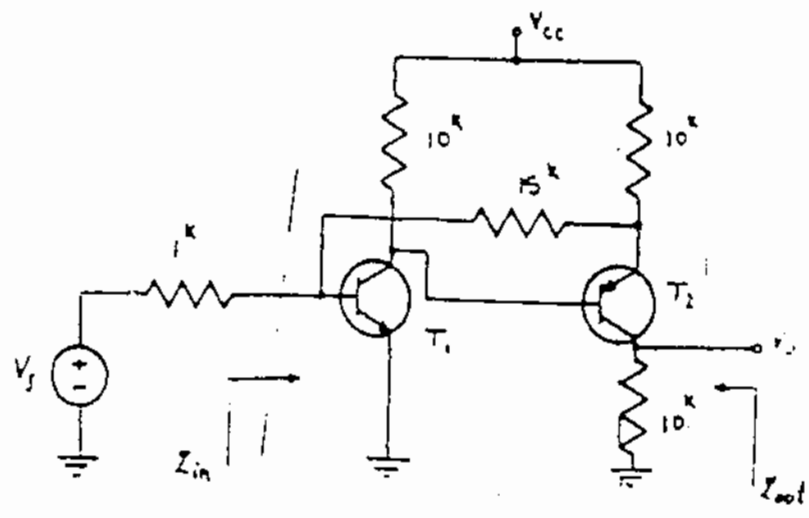
- پارامترهای مدار کلی تنبیت کننده

$$\frac{i_o}{i_s} = \frac{0}{1 + s f} = \frac{-66}{1 + (-0.1)(-66)} = -8.7$$

$$A_v = \frac{V_o}{V_s} = \frac{-70 \times 10}{7.5 \times 1^k} = 86.8 \quad Z_{in}' = \frac{Z_i}{1 + s f} = \frac{0.61}{7.6} = 80.2^{\Omega}$$

$$Z_{in} = Z_{in}' \parallel R_s \Rightarrow \boxed{Z_{in} = 87.2^{\Omega}} \quad Z_{out}' = (1 + s f) Z_o = \infty \Rightarrow \boxed{Z_{out} = 10^k}$$

تقریب:



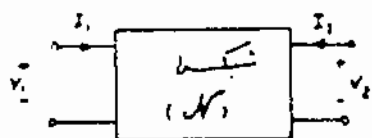
شکل (۲-۲۷)

در مدار تنبیت کننده  
شکل (۲-۲۷)  $A_v = \frac{V_o}{V_s}$   
 $Z_{in}$  و  $Z_{out}$  را بدست  
آوریم.  $(\mu = 50, r_n = 3^k)$

خلاصه: (۳-۵)

مدل (۳-۱)، مطابق گفته شده در مورد انواع ضربه‌ها را بطور خلاصه

بیان می‌کند

در این جدول درونی دو قطبی راست جب  
در خروجی آثر درست راست در نظر می‌گیریم. [شکل (۳-۳۸)]

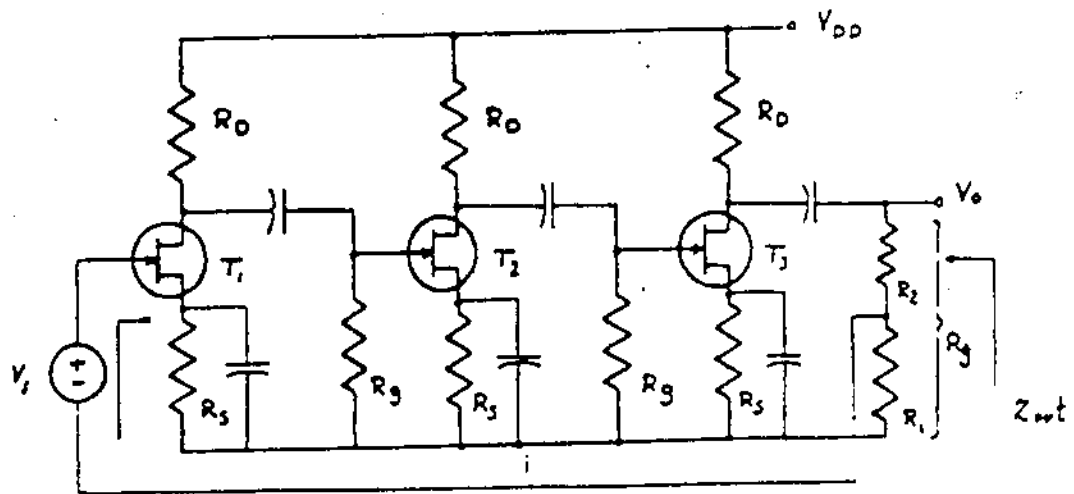
شکل (۳-۳۸)

نوع تبدیل	پارامتر در قطبی	متغیر خروجی	متغیر درودی	تابع انتقال	$R_i, P$	$R_o, P$	$f$
توان - توان	$y$	$V_o$	$I_o$	$\frac{V_o}{I_o}$	خروجی افعال کوتاه	درودی افعال کوتاه	مسح و شارژ در خروجی و اندازه‌گیری جریان افعال کوتاه در درودی
سری - سری	$z$	$I_o$	$V_o$	$\frac{V_o}{I_o}$	خروجی افعال باز	درودی افعال باز	مسح جریان در خروجی و اندازه‌گیری ولتاژ در درودی
سری - توان	$h$	$V_o$	$I_o$	$\frac{V_o}{I_o}$	خروجی افعال کوتاه	درودی افعال باز	مسح و شارژ در خروجی و اندازه‌گیری ولتاژ در درودی
توان - سری	$G$	$I_o$	$V_o$	$\frac{I_o}{V_o}$	خروجی افعال باز	درودی افعال کوتاه	مسح جریان در خروجی و اندازه‌گیری توان در درودی

جدول (۳-۱)

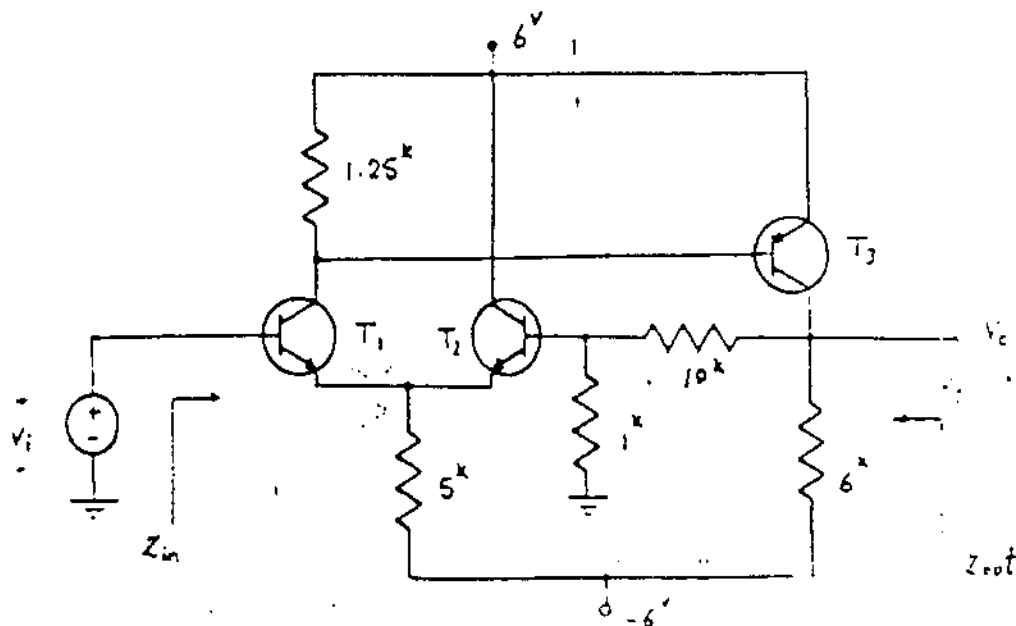
# تمرین های مختلف:

۱. مطلوب است گایس  $Z_{out}$  و  $Z_{in}$  و  $A_v = \frac{V_o}{V_i}$  در مدار شکل (P-1)  
 در مرتبه:  $R_D = 50^k$ ،  $R_g = 1^M$ ،  $R_1 = 400^k$ ،  $g_m = 6^{-A/V}$ ،  $r_d = 10^k$



شکل (P-1)

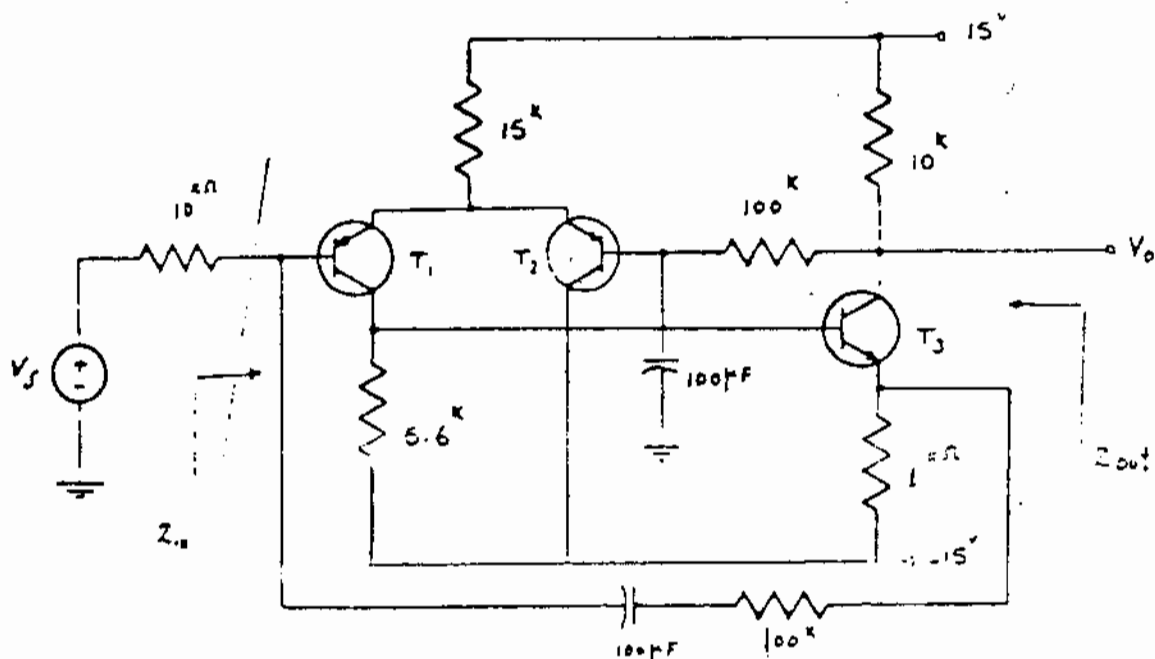
۲. ترتیب کننده فیدبک دار شکل (P-2) را در نظر بگیرید. در مرتبه  $\beta_{PNP} = 200$   
 $V_{BE} = 0.7^V$  و  $V_A = \infty$  و مقدار DC ورودی صفر باشد. مطلوب است:  
 $A_v = \frac{V_o}{V_i}$ ، هر دو از حلقه باز (Loop Gain)، امپدانس ورودی و امپدانس خروجی.



(P-2)

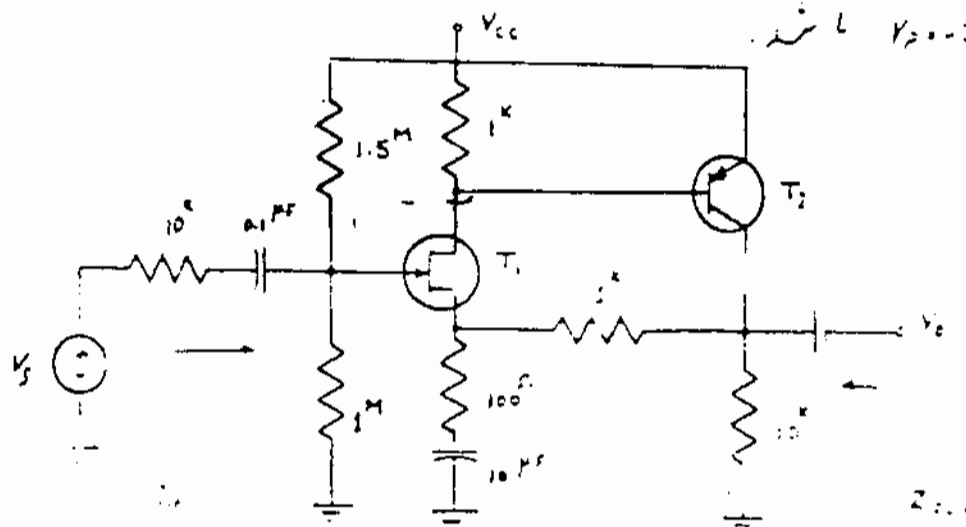
۳. مدار تقویت کننده شکل (P.3) را در نظر بگیرید. ما فرض ایکه  $\beta = 250$  ،  
 $(r_{e1} = r_{e2} = r_{e3})$   $V_{BE} = 0.6V$

الف. نوع نمیدیک را مشخص کنید. ب. عبارتهای نقطه کار سه ترانزیستور را دست آورید.  
 ج. بهره تقویت کننده  $\frac{V_o}{V_s}$  را محاسبه کنید.  $Z_{in}$  و  $Z_{out}$  را محاسبه کنید.



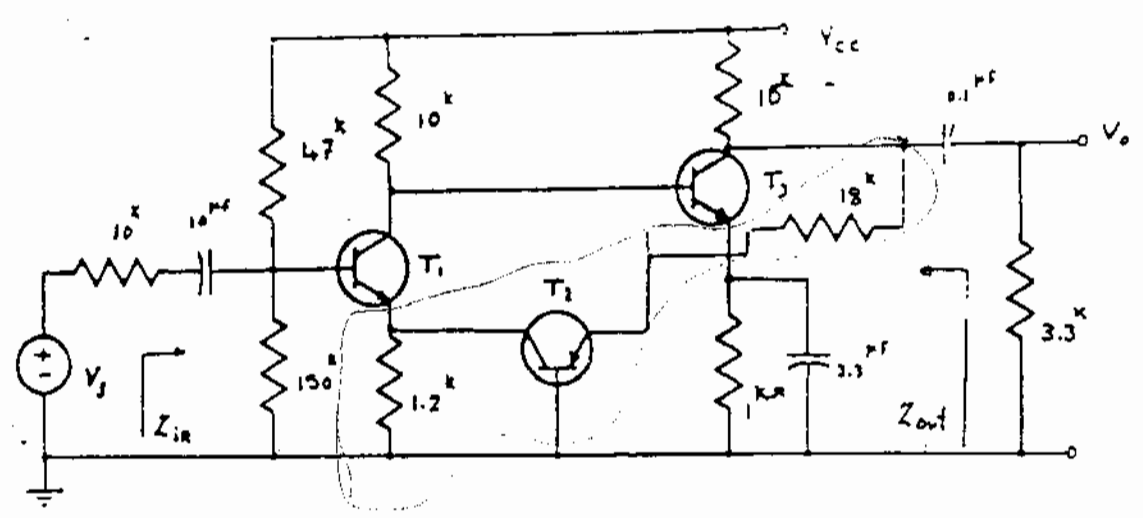
شکل (P.3)

۴. بارچه به مدار تقویت کننده شکل (P.4) مطلوبت محاسبه  $Z_{out}$  ،  $Z_{in}$  ،  
 $r_d = 50k\Omega$  ،  $\beta = 50$  ،  $I_c = 1mA$  ،  $V_{BE} = 0.7V$  ،  $g_m = 2mA/V$  ،  
 $A_v = \frac{V_o}{V_s}$  در فرکانسهای میانی ما فرض ایکه



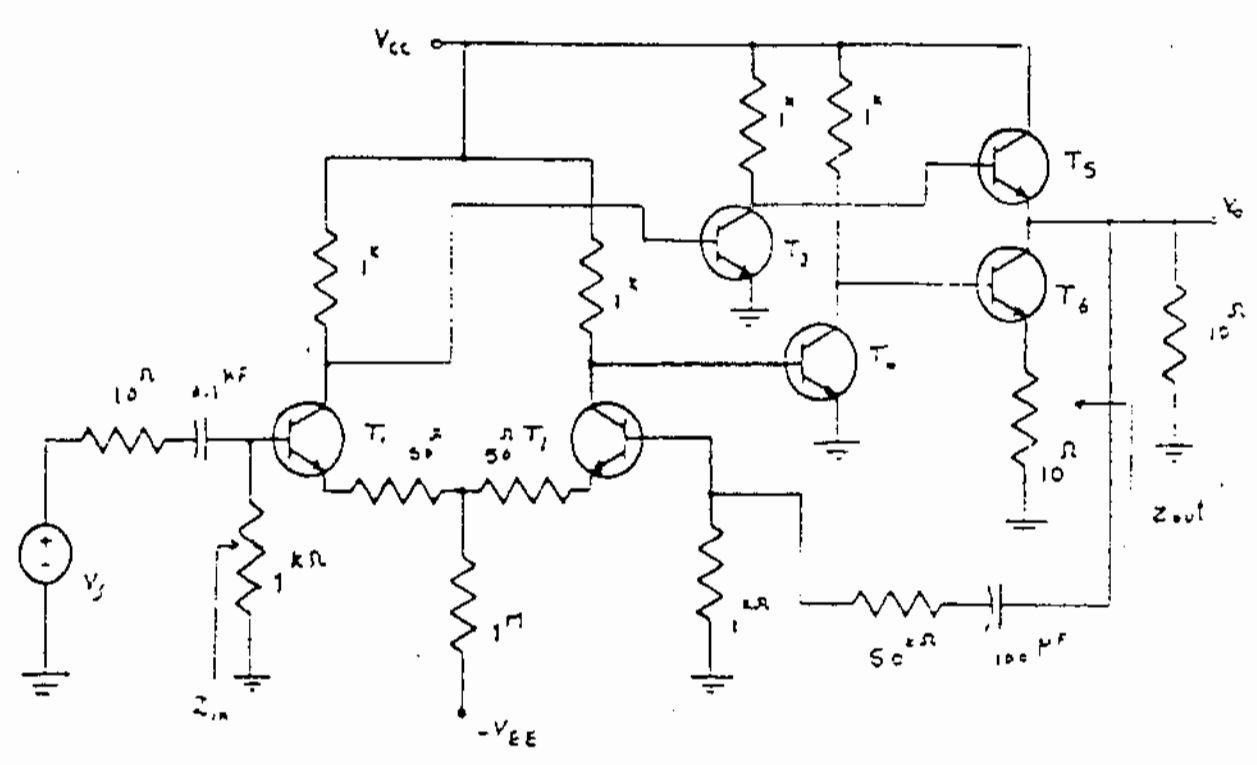
شکل (P.4)

۵- مدار تثبیت کننده شکل (P-5) را در نظر بگیرید.  
 مطلوبست  $A_v = \frac{V_o}{V_i}$  ،  $Z_{in}$  ،  $Z_{out}$  با فرض اینکه  $\beta = 100$  و  $h_{ie} = 2k\Omega$  باشد.



شکل (P-5)

۶- مطلوبست کاسه  $Z_{in}$  ،  $Z_{out}$  و  $A_v = \frac{V_o}{V_i}$  برای مدار تثبیت کننده شکل (P-6) با فرض اینکه  $h_{ie} = 1.25k\Omega$  و  $\beta = 50$  باشد.



شکل (P-6)

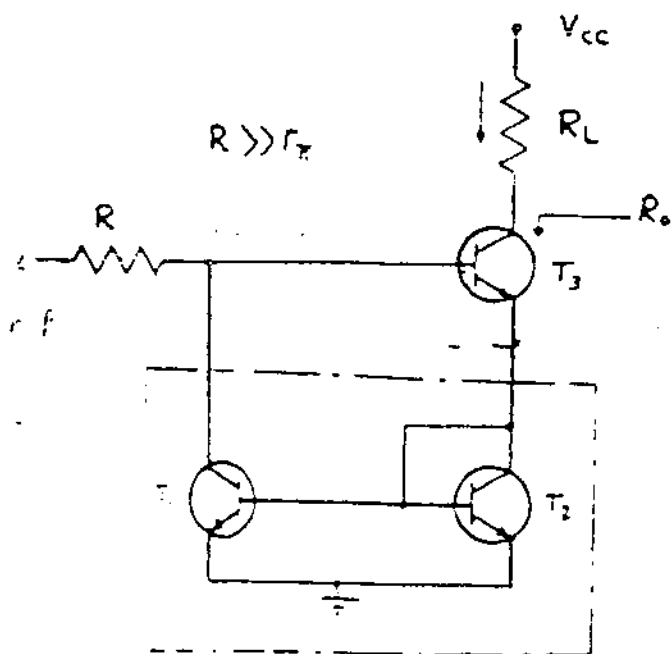
۷- منبع جریان شکل (P-7) را در نظر بگیرید.

می‌خواهیم امپدانس خروجی این منبع جریان را با در نظر گرفتن متعارف محاسبه کنیم. ترانزیستورهای بکار رفته مشابه هستند و دارای مشخصات زیر می‌باشند.

$$T_1, T_2, T_3 : \beta, r_o, r_{\pi}$$

الف: با استفاده از مدل میگنال‌های کوچک ترانزیستور، نوشتن معادلات مدار می‌امپدانس خروجی ( $R_o$ ) منبع جریان را محاسبه نمایید.

ب: برای آنکه عملیات محاسباتی آراکاهش دهیم. از خواص شبکه نیک در بدست آوردن امپدانس خروجی استفاده می‌کنیم ابتدا شبکه‌ای را که توسط خط چین مشخص شده را بعنوان شبکه نیک در نظر بگیریم. که این شبکه از جریان خروجی نمونه برداری و با جریان ورودی مقایسه می‌کند (فرض کنید  $V_{ceQ}$  بعنوان منبع ولتاژ ورودی است) حال با استفاده از روش حل شبکه‌های نیک دار، امپدانس خروجی ( $R_o$ ) را بدست آوریم.



شکل (P-7)

ج: علت اختلاف بسیار زیاد نتایج نسبت به الف: در نظر گرفتن مدل بیان دارید.



بخش

## منابع تغذیه تثبیت شده

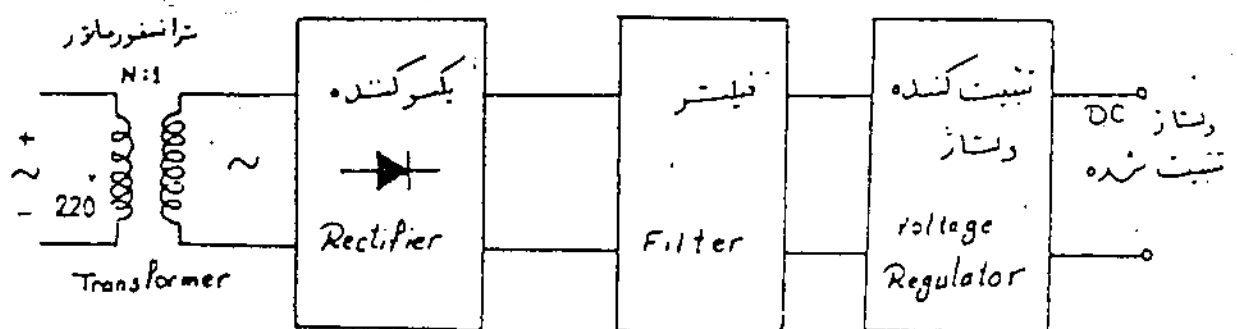
در اکثر مدارها و دستگاه‌های الکترونیکی برای تأمین قدرت خروجی می‌توان معرفی خودسینم احتیاج به منابع تغذیه می‌باشد، که این منابع می‌توانند از نوع دلتا یا جریان باشند. منابع جریان را بطور مختصر در بخش تثبیت کننده‌های دیفرانسیل بررسی کردیم. حال به بررسی منابع دلتا می‌پردازیم.

تثبیت کننده‌های دلتا یکی از مشهورترین مدارهای مستند که بهرست مدارهای مجتمع خطی (Linear ICs) ساخته می‌شوند. در این مدارها توسط یک دلتا  $dc$  که تقریباً ثابت است، تغذیه می‌شود و در خروجی دلتای پایین تر از ورودی، ولت تثبیت شده تحویل می‌دهند. همچنین این دلتا تثبیت شده باید در حوزه نسبتاً وسیعی از تغییرات جریان بار، تغییرات دلتا ورودی و تغییرات شرایط محیطی از قبیل دما و حرارت، تغییرات قابل ملاحظاتی نداشته باشند.

برای تولید دلتا  $dc$  با تغییرات نسبتاً کوچک می‌توان برق شهر را توسط ترانسفورماتور مناسب تغییر داده و خروجی آن را از

یکسوسازی، به یک فیلتر پایین‌گذر اعمال کرد. خروجی فیلتر یک ولتاژ dc می‌باشد که تغییرات نسبتاً کوچکی حول مقدار متوسط آن دارد. در این تغییرات ریبلی (Ripple) گفته می‌شود. مدارهای مجتمع تثبیت‌کننده ولتاژ (IC voltage Regulators) بطور متوالی در ولتاژهای مختلف و حداکثر جریان‌های مختلف ساخته می‌شوند. این IC ها برای ولتاژهای مثبت و منفی ساخته می‌شوند و در بعضی از آنها ولتاژ خروجی را می‌توان با تغییر یک مقاومت خارجی در حوزه مشخصی از ولتاژ کنترل کرد.

شکل (۱) بلوک دیاگرام کلی یک منبع تغذیه با ولتاژ تثبیت شده را نشان می‌دهد.



شکل (۱) شکل کلی یک منبع تغذیه با ولتاژ تثبیت شده.

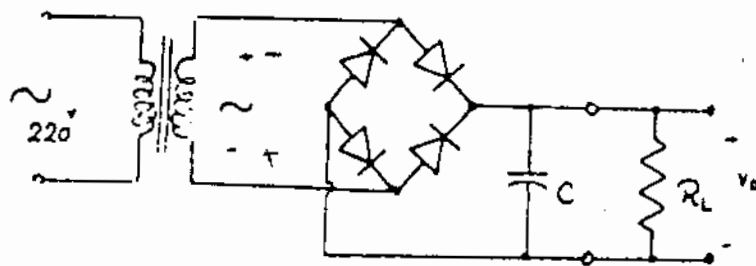
در این بخش ابتدا قسمت‌های مختلف یک منبع تغذیه ولتاژ مورد بررسی قرار گرفته و سپس استفاده از نئیدیک در این مدارها مورد مطالعه قرار می‌گیرد. در آخر ضمن معرفی اجمالی تثبیت‌کننده‌های ولتاژ که به صورت مدارهای مجتمع ساخته می‌شوند، محدودیت‌های کاربرد یکپارچه استفاده از آنها بطور مختصر بررسی می‌گردد.



## ۱- منابع ولتاژ :

## (۱-۱) یکسوساز پل :

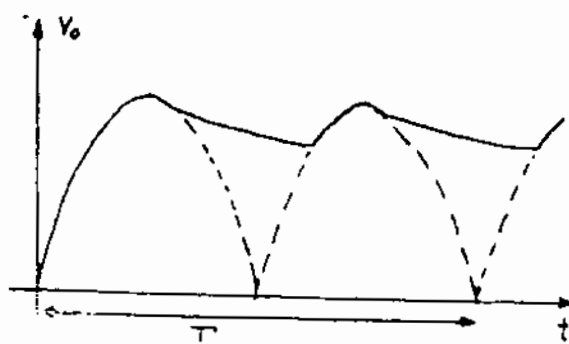
در عمل با استفاده از ترانسفورماتور کاهشنده، ولتاژ برق شهر را به یک ولتاژ سینوسی با دامنه مورد نیاز تبدیل می کنند و توسط پل دیود و خازن  $C_0$  این ولتاژ متناوب به یک ولتاژ مستقیم تبدیل می شود اما این ولتاژ مستقیم نوساناتی (Ripple) را نیز داراست که به جریان بار بستگی دارد. [شکل (۱۱)]



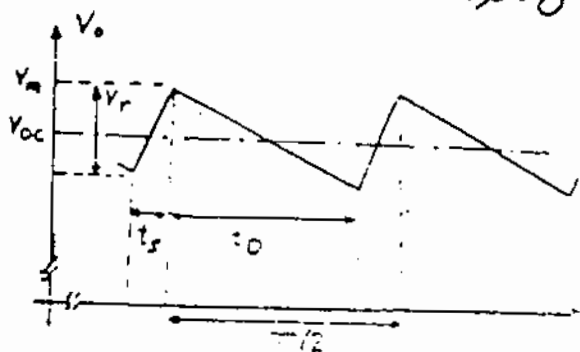
شکل (۱۱)

شکل (۱-۲) ولتاژ

یکسو شده توسط پل دیود و خازن  $C_0$ . شکل (۱-۲) (ب) شکل  
تقریبی ولتاژ خروجی را نشان می دهد.



- (الف)



(ب)

شکل (۱-۲)

ولتاژ دوسر مدار در مرتبه تقبیه :

$$V_c = V_m e^{-t/\tau} = V_m \left( 1 - \frac{t}{\tau} + \frac{t^2}{2\tau^2} - \dots \right)$$

$$V_c \approx V_m \left( 1 - \frac{t}{\tau} \right) \quad \tau = R_L C$$

اگر از جدات درجه دوم به بالا مرتبه تقبیه شود

$$V_r = -V_m \left(1 - \frac{T/2}{\tau}\right) + V_m = \frac{T}{2\tau} V_m$$

$$I_{dc} = C \frac{dV_c}{dt} \approx C \frac{V_m}{\tau} \Rightarrow$$

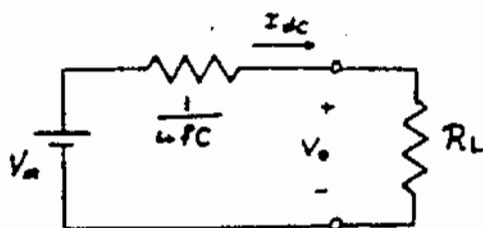
$$V_r = \frac{I_{dc}}{2fC}$$

که  $V_r$  تغییرات  
ماکزیمم ولتاژ خروجی  
است.

$$V_{OC} = V_m - \frac{V_r}{2} = V_m - \frac{I_{dc}}{4fC} \quad (I)$$

شکل (۱-۳) مدل مدار

رابطه (I) را نشان می دهد.



شکل (۱-۳)

مثال) مطلوبست محاسبه ریبیل و ولتاژ DC خروجی مدار شکل (۱-۱) در صورتیکه ولتاژ نازیه تراشورماژور  $12^V$  و مقاومت خروجی آن صفر ،  $C=1000 \mu F$  و  $R_L=100 \Omega$  فرض شوند.

$$V_{OT} = 12 \times \sqrt{2} \approx 17^V$$

حل:

$$V_m = V_{OT} - 2V_D = 17 - 2 \times 0.7 = 15.6^V$$

$$I_{dc} = \frac{V_{OC}}{100} \Rightarrow V_{OC} = V_m - \frac{V_r}{2} \Rightarrow V_{OC} = 15.6 - \frac{I_{dc}}{4fC} = 15.6 - \frac{V_{OC}/100}{4 \times 150 \times 1000 \mu F}$$

$$\Rightarrow V_{OC} = 14.85^V$$

$$V_r = 2 \times 0.05 V_{OC} = 1.56^V$$

با آنکه مدار شکل (۱-۱) برای تغذیه برخی از سیستمای الکترونیکی کفایت می کند ، ولی در بسیاری از کاربردهای دقیقتر به علت داشتن اشکالات زیر قابل استفاده نمی باشد:

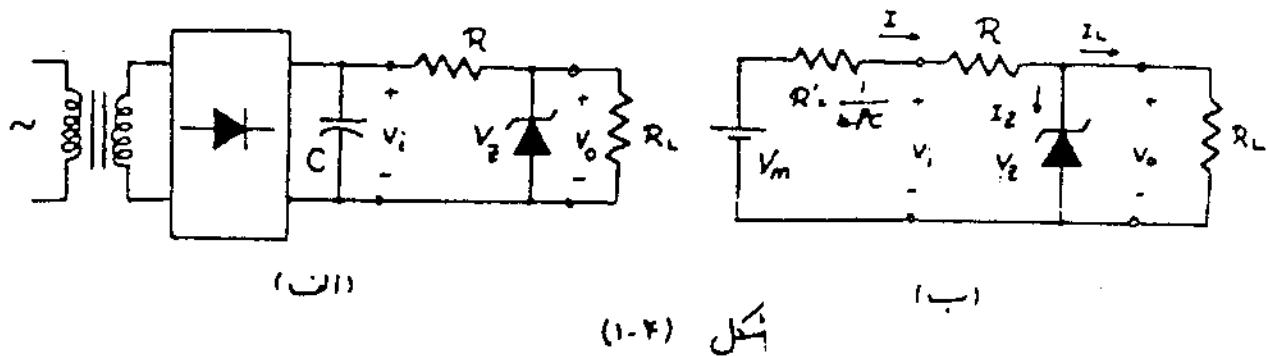
- ۱- با تغییر بار (جریان مصرفی) مقدار این ولتاژ تغییر می‌کند.
- ۲- علاوه بر تغییر ولتاژ DC، نوسانات، رپل، رانش و درازت.
- ۳- تا تغییر ولتاژ شبکه، این ولتاژ نیز تغییر می‌کند.
- ۴- ولتاژ خروجی با تغییر دمای حرارت نیز ممکن است تغییر نماید.

تضمین:

مثال قبل را با مد نظر گرفتن مقاومت خروجی ترانزیستور  $R_{or} = 5 \Omega$  حل نمایید.

(۱-۲) تثبیت ولتاژ با استفاده از دیود زener:

با توجه به متغیر  $(V_i)$  دیود زener می‌توان مدار شکل (۱-۴-الف) را جهت تثبیت ولتاژ DC مد نظر گرفت.



شکل (۱-۴-ب) مدار معادل، مدار شکل (۱-۴-الف) را نشان می‌دهد.  
برای این شکل داریم:

$$I = \frac{V_i - V_Z}{R} \quad I = I_L + I_Z$$

مب اساسی این مدار محدود بودن جریان خروجی است زیرا جریان  $I$  باید بین زener و بار  $R_L$  تقسیم گردد و اگر زener را نیز ایده‌آل مد نظر بگیریم

$$I_{Lmax} = I_{Lmax} = \frac{V_m - V_Z}{R' + R}$$

بنابراین به درجه‌بندی توان جریان دیرد زنی (دبا) را زیاد کرد.

۱-  $V_m$  را افزایش دهیم.

۲-  $R$  را کاهش دهیم.

ولی بدلیل محدود بودن جریان قابل تحمل دیرد زنی، جریان بار  $R_L$  نیز محدود خواهد بود.

- ضرایب تثبیت:

درجه تثبیت دلتا  $V_o$  دبا میزان تغییرات آن به سه عامل اساسی زیر

بستگی دارد.

۱- میزان بار خروجی

۲- تغییرات احتمالی دلتا  $V_i$

۳- تغییرات دمای حرارت

بنابراین تغییرات دلتا  $V_o$  را می توان بهر صورت زیر بیان کرد.

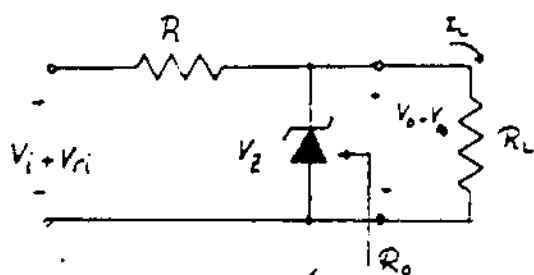
$$\Delta V_o = \frac{\partial V_o}{\partial I_L} \Delta I_L + \frac{\partial V_o}{\partial V_i} \Delta V_i + \frac{\partial V_o}{\partial T} \Delta T = S_I \Delta I_L + S_V \Delta V_i + S_T \Delta T$$

که در این رابطه ضرایب  $S_I$ ،  $S_V$  و  $S_T$  بهر صورت زیرنویس می شوند.

$$S_I = \left( \frac{\partial V_o}{\partial I_L} \right) \bigg|_{V_i = cte, T = cte} \quad \text{«ضریب تثبیت جریان»}$$

$$S_V = \left( \frac{\partial V_o}{\partial V_i} \right) \bigg|_{I_L = cte, T = cte} \quad \text{«ضریب تثبیت دلتا»}$$

$$S_T = \left( \frac{\partial V_o}{\partial T} \right) \bigg|_{I_L = cte, V_i = cte} \quad \text{«ضریب تثبیت حرارتی»}$$



شکل (۱-۵)

حال این فرانت را برای  
مدار منبع تغذیه با دیود زنر درست  
می آوریم. [شکل (۱-۵)]

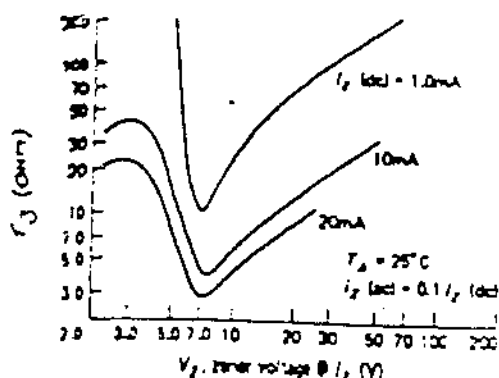
- محاسبه  $S_I$  :

$$S_I = \left( \frac{\partial V_o}{\partial I_o} \right) \bigg|_{V_i = \text{const}, T = \text{const}} = R_o = r_D \parallel R$$

که  $r_D$  مقاومت دینامیکی دیود  
زنر می باشد.

برای کاهش  $S_I$  باید دیود زنر را انتخاب کرد که مقاومت دینامیکی  
آن کوچک باشد.

شکل (۱-۶) منحنی های تغییرات  $r_D$  را بر حسب  $V_D$  برای جریان های  
مختلف  $I_D$  نشان می دهد.



مشاهده می شود که زنرهای  
۶ تا ۷ ولتی کمترین مقاومت  
دینامیکی را دارند.

- محاسبه  $S_V$  :

اگر  $r_D \gg R_L$  باشد  
خواهیم داشت :

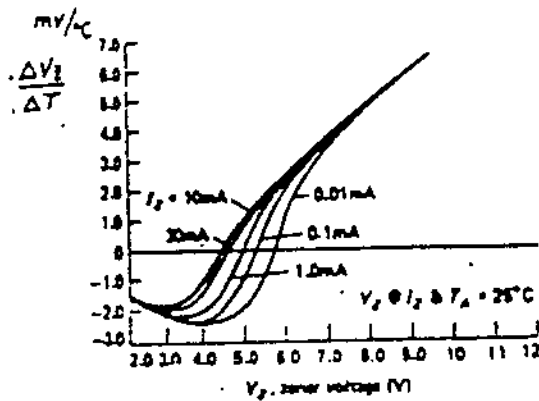
$$S_V = \frac{V_o}{V_{ci}} = \frac{r_D \parallel R_L}{r_D \parallel R_L + R} \Rightarrow S_V = \frac{r_D}{r_D + R}$$

- محاسبه  $S_T$  :

اگر از تغییرات حرارتی  $R$  صرف نظر  
کنیم.

$$S_T = \left( \frac{\partial V_o}{\partial T} \right) \bigg|_{V_i = \text{const}, I_o = \text{const}} = \frac{\partial V_o}{\partial T}$$

شکل (۱-۷) منحنی های فریب حرارتی یک گورد از زنمای را نشان می دهد.



مشاهده می شود که فریب حرارتی زنمای کمتر از ۵ میلی و برای زنمای بین ۵ الی ۶ ولت نزدیکاً صفر است. برای زنمای بزرگتر از ۶ مثبت است.

شکل (۱-۷)

بنابراین زنمای ۵ الی ۶

ولت بهترین فریب ثابت حرارتی را دارا می باشند. برای داشتن فریب

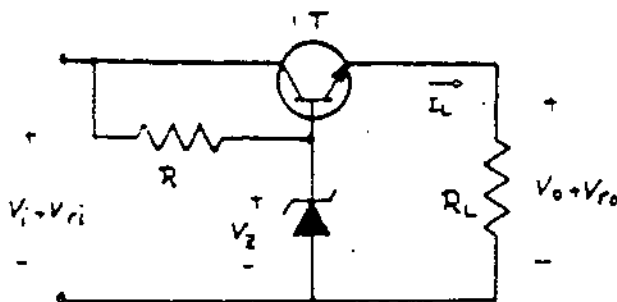
حرارتی خوب، دینارهای بالای توان ترکیبی از دیود زنمای کمتر و بیشتر از ۵ را بطور سری مورد استفاده قرار داد.

### (۱-۳) مدار سری :

برای منتقل کردن جریان  $I_L$  از  $I_Z$  و افزایش جریان

بار می توان یک زنار بسوز به مدار قبل اضافه کرد. [ شکل (۱-۸) ]

دینار خروجی این مدار برابر است با:



شکل (۱-۸)

$$V_o = V_z - V_{BE}$$

به دلیل اینکه زنار بسوز T بین

بار و مسدود دینار ورودی عبورت سری

قرار گرفته است، به این مدار «مدار سری»

گفته می شود.

- محاسبه ضرایب تثبیت:

اگر  $r_3 \ll R$  و  $r_3 \ll h_{ie}$  در نظر بگیریم:

$$S_I = \left( \frac{\partial V_o}{\partial I_L} \right) \bigg|_{V_i = c, T = c} = \frac{R \parallel r_3 + h_{ie}}{1 + \beta} \quad S_I = \frac{h_{ie}}{1 + \beta} = \frac{\beta}{\beta + 1} \frac{V_T}{I_L} = \frac{V_T}{I_L}$$

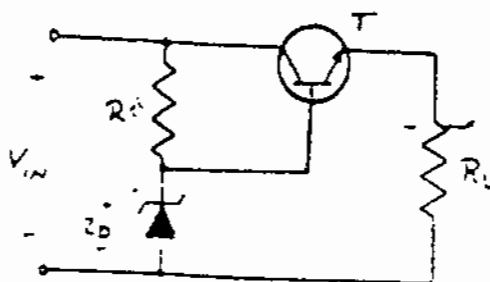
مثلهه می شود که هر چه جریان  $I_L$  افزایش یابد  $S_I$  کوچکتر می شود.  
بنابراین  $S_I$  تابع از  $I_L$  می باشد.

$$S_V = \left( \frac{\partial V_o}{\partial V_i} \right) \bigg|_{I_L = c, T = c} = \frac{\partial V_o}{\partial V_3} \frac{\partial V_3}{\partial V_i} = \frac{(1 + \beta) R_L}{h_{ie} + (1 + \beta) R_L} \cdot \frac{r_3 \parallel (h_{ie} + (1 + \beta) R_L)}{r_3 \parallel (h_{ie} + (1 + \beta) R_L) + R} = \frac{r_3}{r_3 + R}$$

$$S_T = \left( \frac{\partial V_o}{\partial T} \right) \bigg|_{V_i = c, I_L = c} = \frac{\partial (V_3 - V_{BE})}{\partial T} = \frac{\partial V_3}{\partial T} - \frac{\partial V_{BE}}{\partial T}$$

اگر علامت ضرب علامتی  
از درون ترانزیستور یکی باشد  
 $S_T$  کوچک خواهد شد.

**مثال** منبع تغذیه شکل (۱-۹) را برای مشخصات داده شده طرح  
نموده. دیسکس ماکزیم دامنه ر پیل ده خود می  $V_{CE} = 10$  امپدانس دیناکی خود می  
( $r_o$ ) و راندن مان مدار  $\frac{P_{out}}{P_{in}} = 0.8$  را محاسبه نمائید.



شکل (۱-۹)

$$Z_o = 12 \text{ V} / 0.5 \text{ W} \quad I_{2min} = 5 \text{ mA} \quad V_{in} = 20 \text{ V} \pm 10\%$$

$$r_3 = 10^3 \quad \beta = 100 \quad I_{CQ} = 100 \text{ mA}$$

حل ۱. برای آنکه  $Z_o$  همیشه در ناحیه شکست

قرار گیرد:

$$I_{Cmin} = I_{2min} + \frac{10 \text{ V}}{10^3}$$

$$I_R \geq I_{Zmin} + \frac{100}{101} = 5 + 1 = 6 \text{ mA} \quad R_{max} = \frac{(V_{in})_{min} - V_Z}{I_{Rmin}} = \frac{18 - 12}{6} = 1 \text{ k}\Omega$$

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{V_{out} I_L}{V_{in} I_{in}} \approx \frac{V_{out}}{V_{in}}$$

$$P_Z = 6 \text{ mA} \times 12 \text{ V} = 0.072 \text{ W} < 0.5 \text{ W}$$

$$V_{out} = 12 - 0.6 = 11.4 \text{ V} \Rightarrow \eta = \frac{11.4}{20} = 57\%$$

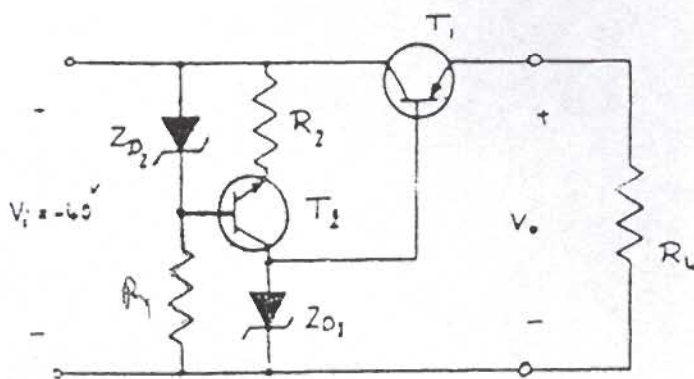
$$V_{ro} \approx \frac{r_z}{r_z + R} V_{ri} \Rightarrow V_{ro} = \frac{10^{\Omega}}{10^{\Omega} + 1 \text{ k}\Omega} \times 4 \approx 40 \text{ mV} \quad \text{سرریز ماکزیمم}$$

$$r_o = \frac{h_{ie} + (r_z \parallel R)}{1 + \beta} \approx \frac{r_z + h_{ie}}{1 + \beta} = \frac{r_z}{1 + \beta} + \frac{\beta}{1 + \beta} \frac{V_T}{I_L} \Rightarrow \begin{cases} \frac{r_z}{1 + \beta} = \frac{10}{101} \approx 0.1^{\Omega} \ll 1 \\ \Rightarrow r_o \approx \frac{25 \text{ mV}}{I_L} \end{cases}$$

تقریر

الف) رگرلایدر شکل (۱-۱۰) را بازاری جریان بار  $100 \text{ mA}$ ،  $V_o = 5 \text{ V}$

طرح کنید.



$$(I_{Z1})_{min} = 10 \text{ mA}$$

$$V_{CE2} = 5 \text{ V}$$

$$(I_{Z2})_{min} = 5 \text{ mA}$$

$$\beta_1 = \beta_2 = 20$$

ب) اگر تغییرات در

دستاز در دبی بهره ۱۵٪،  $V_i = 6.5 \pm 10\%$

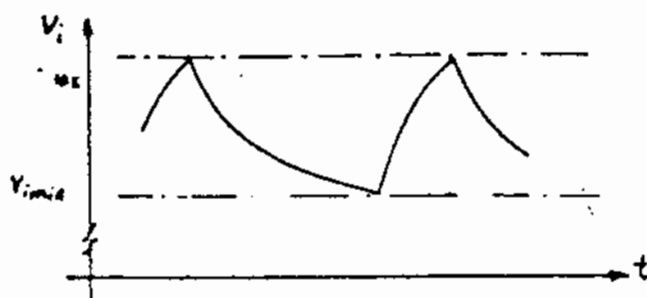
باشد دامنه ریل در خروجی را بدست آورید.

$$(r_{o1} = 20 \times 10^{-6} \Omega, r_{z1} = 10^{\Omega})$$



- محدودیت جریان مدار سری :

با افزایش جریان خروجی ، مدار سری ، جریان ورودی نیز بالا رفته و سبب افزایش رپل در طبقه یکوساز می شود ، و در حالتی ممکن است ، دیتاز ورودی به اندازه ای پایین بیاید که جریان ریزش نشود و با اینک ترانزیستور T دارد تا صیه قطع شود .



بنابراین حداقل سطح دیتاز

در ورودی :

$$V_{i,min} > V_2$$

شکل (۱-۱۱)

در طبقه یکوساز رپل دیود :

$$V_{dc} = (V_{or} - 2V_o) - \frac{1}{4f_c} I_{dc}$$

که  $V_o$  افت دیتاز در

دور هر دیود رپل یکوساز می باشد .

$$(V_i)_{min} = V_{dc} - \frac{V_r}{2} = (V_{or} - 2V_o) - \frac{1}{2f_c} (I_i)_{max}$$

$$\Rightarrow (V_i)_{min} = V_3 = (V_{or} - 2V_o) - \frac{1}{2f_c} (I_L)_{max} \Rightarrow I_{L,max} = 2f_c [(V_{or} - 2V_o) - V_3]$$

بنابراین جریان ماکزیم بار توسط رابطه (۱) بدست می آید .

← معایب مدار سری

۱- مقاومت خروجی به جریان بار بستگی دارد و با کاهش جریان بار (بارهای

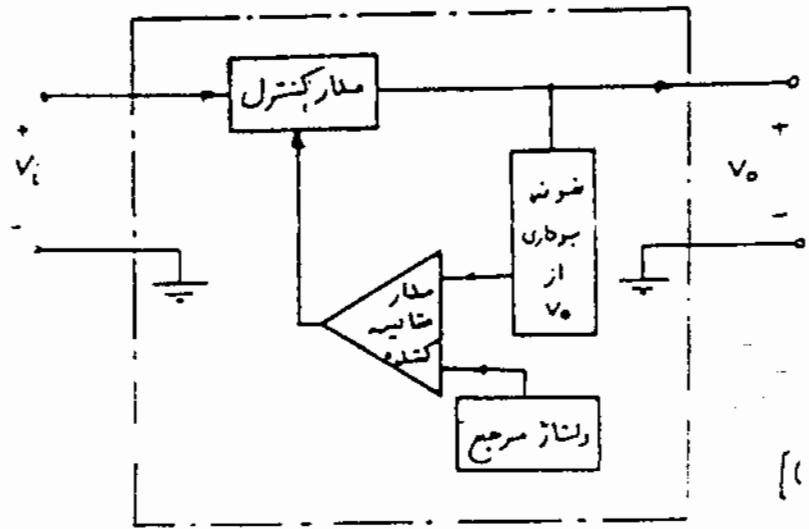
کوچک) امپدانس خروجی منبع تغذیه ، افزایش میابد .

۲- درجه حرارت بستگی ندارد . ۳- غیر قابل تنظیم است

## ۲- استفاده از فیدبک در منابع تغذیه

در عمل برای بهتر تثبیت کردن منابع تغذیه ۰.۰۵٪ از یک سیستم فیدبک استفاده می کنند.

شکل (۲-۱) یک



شکل (۲-۱)

نمونه متداول از اصول کلی این سیستم را نشان می دهد.

یکی از مدارهای

متداول این طرح

مدار سری است. [شکل (۲-۲)]

که ترانزیستور T به عنوان مدار

کنترل OP.Amp به عنوان

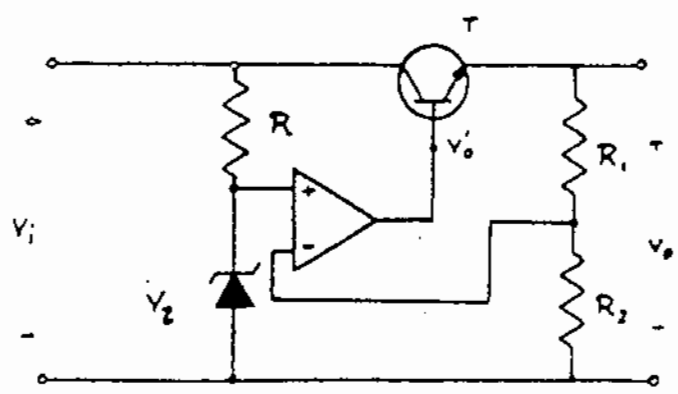
مدار متغیر کننده، دیود زنر

و مقاومت R به عنوان دینام

مرجع بوده و مقاومت های

$R_1$ ،  $R_2$  عمل نمونه برداری را

انجام می دهند.



شکل (۲-۲)

در مدار شکل (۲-۲) اگر

ضریب تقویت OP.Amp را  $A_d$  در نظر بگیریم:

$$V_o' = \left( V_z - \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_o \right) A_d, \quad V_o = V_o' + V_{BE}$$

$$V_o - V_{BE} = \left( V_2 - \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_o \right) A_d \Rightarrow V_o = \frac{A_d V_2}{1 + \frac{A_d R_2}{R_1 + R_2}} = \frac{V_{BE}}{1 + \frac{A_d R_2}{R_1 + R_2}}$$

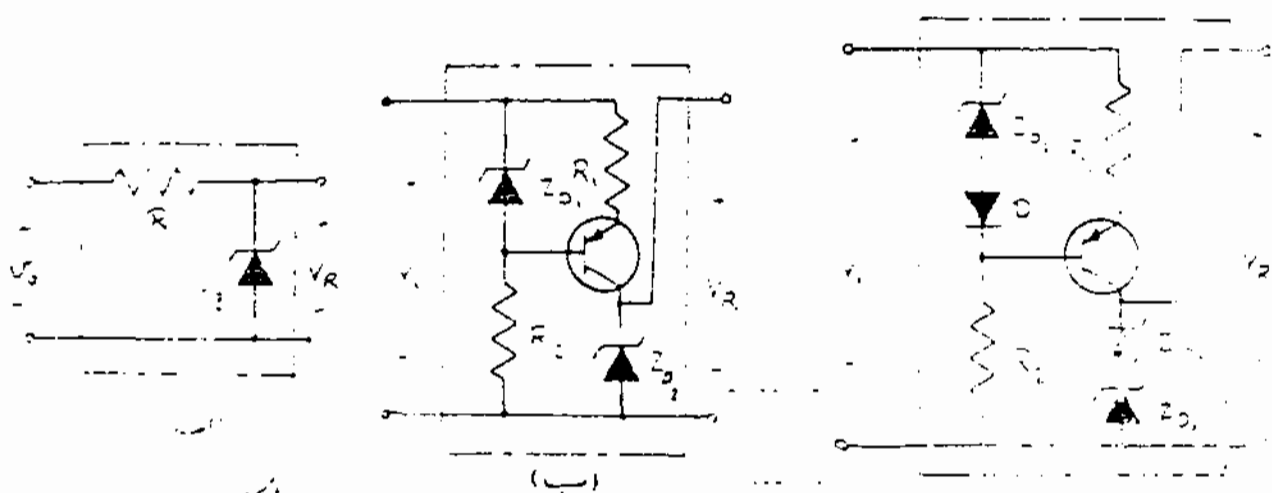
اگر  $A_d \gg 1$  باشد  $V_o = \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) V_2$

مشاهد می شود که با تغییر نسبت  $\frac{R_2}{R_1}$

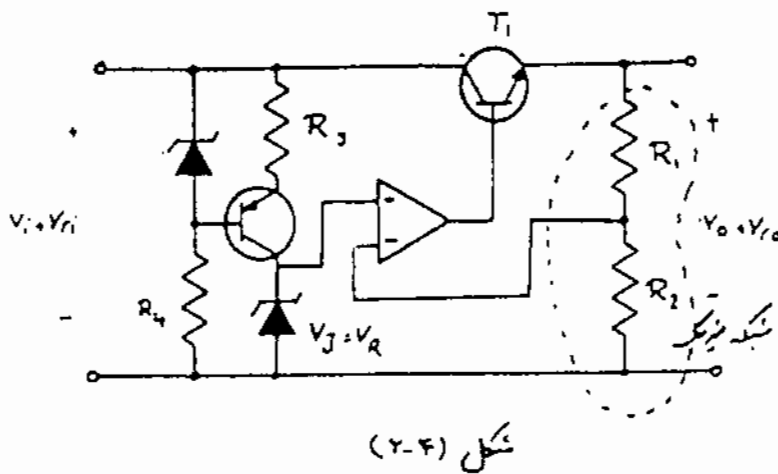
می توان دلتا خروجی را تغییر داد. بنابراین یکی از اشکالات مدار قبل که غیر قابل تنظیم بودن دلتا  $V_o$  بود، برطرف می گردد.

با توجه به این که اگر جریان خروجی افزایش یابد ریل دلتا  $V_2$  نیز افزایش یافته و در نتیجه ریل  $V_2$  و نسبتاً ریل در خروجی افزایش می یابد. برای رفع این اشکال می توان از مدارهای شکل (۲-۳) استفاده کرد.

در شکل (۲-۳) دلتا در دایره برای مدار  $V_o$  دلتا مرجع  $V_{ref}$  بوده که دارای ریل عملی کوپلر نسبت به  $V_2$  می باشد. در شکل (۲-۳) جریان دیر زور  $Z_{O2}$  توسط یک منبع جریان ثابت می شود که در داخل خود منبع جریان دیر زور  $Z_{O1}$  کار رفته است. همانطور که مشاهده می شود، دلتا در  $Z_{O2}$  نسبت به تغییرات  $V_2$  تقریباً ثابت است. دلتا در مرجع در شکل (۲-۳) دارای پایه ای عادی بسته اند می توان با قرار دادن دو دیر زور دیگر و یک دیر



سوی که دارای ضرب حرارتی مختلف العنصره اند ماثر درجه حرارت را در دماز  
مرجع از بین برد. [شکل (۲-۳) ج ۱]  
شکل (۲-۴) یک رگرلا تور سری که دارای منیجک و منبع حرارت  
نول دماز مرجع است را نشان می دهد.



حال ضرایب تقیبت  
را برای این مدار محاسبه می کنیم.

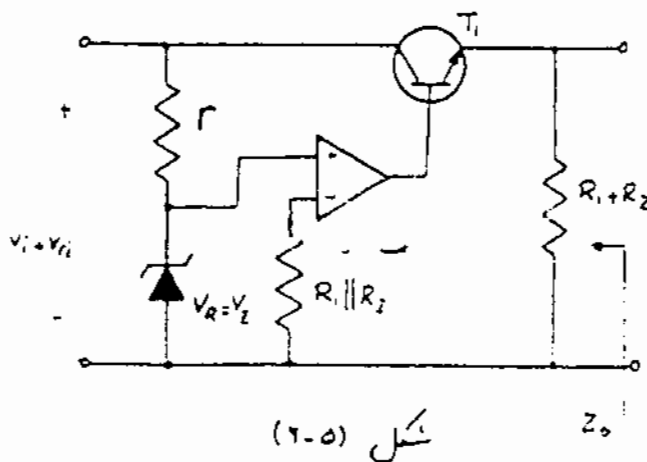
شکله منیجک را بصورت  
نامیه خطا جمن در شکل (۲-۴)

در نظریه گیریم. در این شکل

شکله منیجک از دماز نول برداری

و بار دماز درودی مقایسه می کنند. (منیجک از نوع سری - شنت می باشد)  
بنابراین:

$$R_i \rho = R_1 \parallel R_2 \quad R_o \rho = R_1 + R_2 \quad \rho = \frac{R_2}{R_1 - R_2}$$



شکل (۲-۵) مدار اصلی جبریه  
را نشان می دهد.

اگر  $R$  را مقاومت دیامیکی

منبع حرارتی و  $A$  و  $R_o$

ضرب تریب و امپدانس

خارجی  $op.Amp$  باشند.

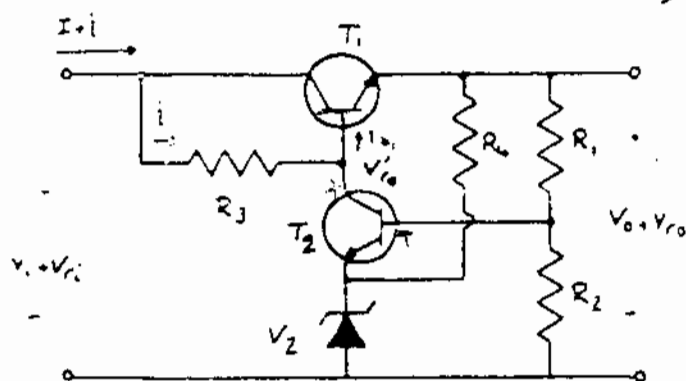
$$G = \frac{V_o}{V_i} \approx A$$

$$S_I = Z_{out} \cdot \frac{Z_o}{1 + \beta} \cdot \frac{(R_1 + R_2) \parallel \left( \frac{h_{ie} + R_o}{1 + \beta} \right)}{1 + A_d \beta} = \frac{(R_1 + R_2) \parallel \left( \frac{h_{ie} + R_o}{1 + \beta} \right)}{1 + A_d \left( \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right)}$$

$$S_V = \frac{V_{ro}}{V_{ri}} = \frac{V_{ro}}{V_3} \cdot \frac{V_3}{V_{ri}} = \frac{A_d}{1 + A_d \beta} \cdot \frac{r_3}{r_3 + r} = \frac{A_d}{1 + A_d \left( \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right)} \cdot \frac{r_3}{r_3 + r}$$

$$S_T = \frac{\partial V_o}{\partial T} = \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \frac{\partial V_3}{\partial T}$$

شکل (۲-۶) مدار یک رگولاتور ولتاژ که بجای OP.AMP از ترانزیستور  $T_1$  استفاده شده است. نشان می دهد.



ولتاژ خروجی این مدار  
معمولت رابط زیر می باشد.

$$V_o = \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right) (V_Z + V_{BE})$$

شکل (۲-۶)

معادله  $S_V$ :

لبن تریه

$$S_V = \left( \frac{\partial V_o}{\partial V_i} \right) \bigg|_{\substack{I_{in} = de \\ T = 25}} = \frac{V_{ro}}{V_{ri}} \cdot \frac{V_{ro}}{V_{ro}} \cdot \frac{V_{ro}}{V_{ri}}$$

اگر  $V_o/V_{ro} = 1$  باشد. خواهیم داشت:

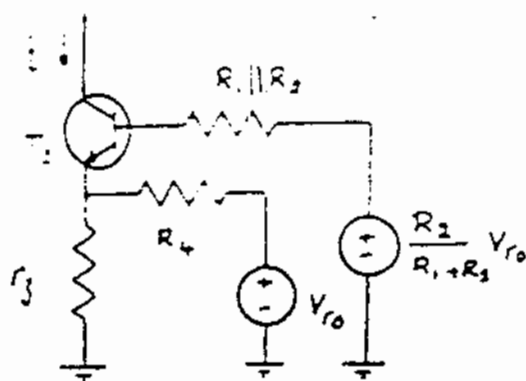
$$S_V \approx \frac{V_{ro}}{V_{ri}}$$

برای  $I_{in} = de$  می توان نتیجه گرفت که تقریباً  $I_{in} = de$

نیمه  $V_o = de$  (برای  $V_o$  تغییرات  $V_o$  را نشان می دهد) ت برای

$$I_{in} = de = de = de$$

برای محاسبه  $i$  از مدار ساده شده  
 شکل (۲-۷) استفاده می‌کنیم  
 باز هم به تعریف جمع آثار  
 خواهیم داشت:



شکل (۲-۷)

$$i = \frac{V_{ro}}{R_4 + r_3 \parallel \left( \frac{h_{ie2} + R_1 \parallel R_2}{1 + \beta_2} \right)} + \frac{\frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{ro}}{r_3 \parallel R_4 + \frac{R_1 \parallel R_2 + h_{ie2}}{1 + \beta_2}}$$

اگر از  $R_4$  بخواهیم بزرگ بودن آن مریض کنیم،

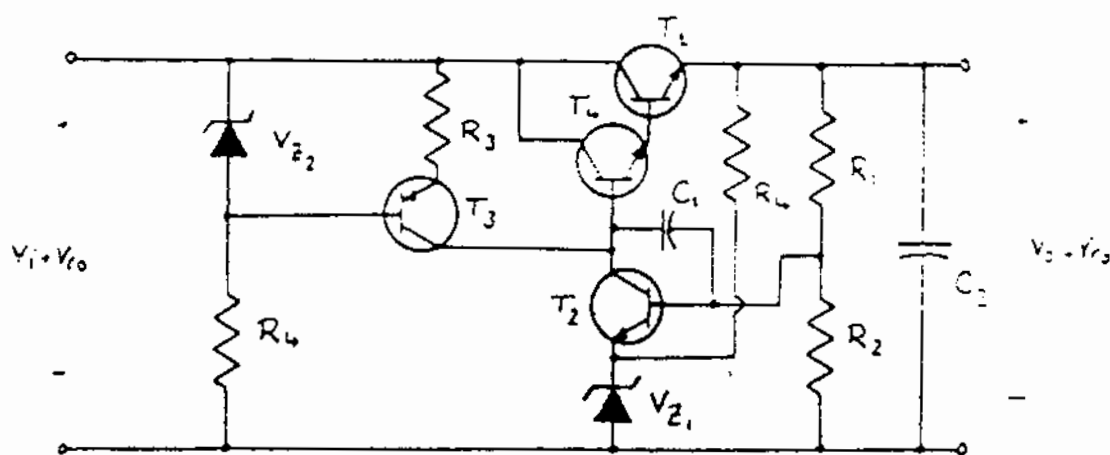
$$i = \frac{\frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{ro}}{r_3 + \frac{R_1 \parallel R_2 + h_{ie2}}{1 + \beta_2}}$$

چون  $V_{ro} \ll V_{ri}$  بنا بر این می‌توان  
 از آن در معادله  $V_{ri}$  مریض کرد.

$$i = \frac{V_{ri} - V_{ro}}{R_3} \approx \frac{V_{ri}}{R_3} \Rightarrow$$

$$S_V = \frac{V_{ro}}{V_{ri}} = \frac{r_3 + \frac{R_1 \parallel R_2 + h_{ie2}}{1 + \beta_2}}{1 + \frac{R_2 R_3}{R_1 + R_2}}$$

بنابراین برای کاهش  $S_V$  باید  $R_3$  را افزایش دهیم و  $R_1$  را افزایش دهیم  
 ممکن است موجب کاهش جریان ترانزیستور  $T_2$  و دیندر شود و در  
 نتیجه دیندر از حالت زیر خارج گردد. برای رفع این اشکال  
 می‌توانیم  $R_3$  را به طور دینامیک افزایش دهیم یعنی بکشی معادست  $R_3$   
 از یک منبع جریان استفاده کنیم. [شکل (۲-۸)]  
 همین برای کاهش جریان  $T_2$  می‌توان از خروجی دی‌کریپ  
 بکشی ترانزیستور  $T_1$  استفاده کرد. [شکل (۲-۸)]



شکل (۲.۸)

بدلیل اینکه امپدانس دیده شده در کلتور ترانزیستور  $T_2$  خیلی زیاد است لذا غریب نویست و تنازع این ترانزیستور بالا می باشد. و مدار ممکن است در مرکبهای بالا به نوسان در آید. برای رفع این اشکال می توان خازن کوپل را بین کلتور و بیس این ترانزیستور قرار داد. (خازن  $C_1$ ) و خازن  $C_2$  در خروجی موجب حذف نوسانات فرکانس بالا می گردد. کوپل نوسانات می توانند ناشی از قطع و وصل ناگهانی جریان بار باشد.

تقریب:

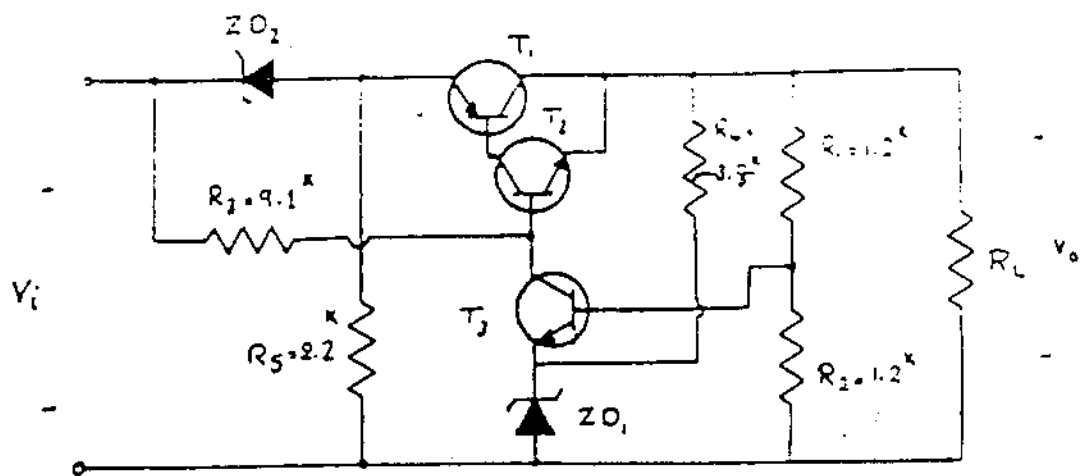
در مدار منبع تغذیه شکل (۲.۹) با فرض:

$$V_1 = 52^V \quad V_{Z1} = 12^V \quad V_{Z2} = 12^V \quad R_{Z1} = R_{Z2} = 10^{\Omega} \quad \beta_1 = 40$$

$$\beta_2 = 30 \quad \beta_3 = 40 \quad h_{ie1} = 30^{\Omega} \quad h_{ie2} = 1^{\Omega} \quad h_{ie3} = 3^{\Omega}$$

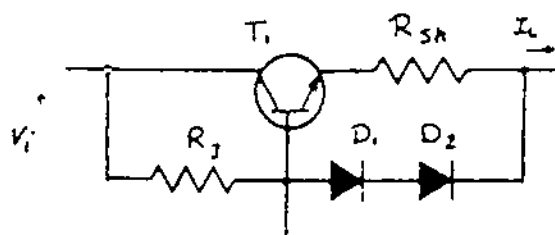
$$S_{V_1} = \frac{\Delta V_o}{\Delta V_1} \quad \text{و} \quad S_{V_2} = \frac{\Delta V_o}{\Delta V_2}$$

\* این خازن سرعت نمیدکسر می آل که دارد و ...



شکل (۲-۹)

مدارهای رگولاتور باید نسبت به جریانهای زیاد محافظت کرد تا جریان گذرنده از ترانزیستور از حد مجاز آن تجاوز نکند. شکل (۲-۱۰) یک نمونه از مدار محافظت شده توسط درایور نشان می‌دهد.



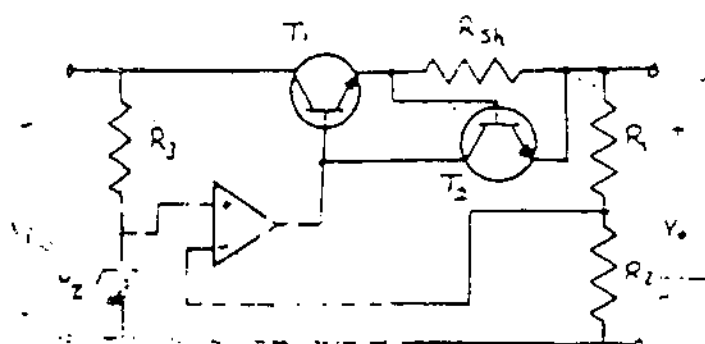
شکل (۲-۱۰)

در اینجا  $R_{sh}$  مقاومت کوچکی است که باعث محدود شدن جریان ترانزیستور می‌گردد.

برای این مدار:

$$I_{sh} = \frac{2V_0 - V_{BE}}{R_{sh}}$$

$$I_{Lmax} = \frac{V_i - 2V_0}{R_1} + \frac{2V_0 - V_{BE}}{R_{sh}}$$



شکل (۲-۱۱)

شکل (۲-۱۱) یک رگولاتور است.

این مدار محدود کننده جریان را نشان می‌دهد.

برای  $R_{sh} \geq 0.7$  ولت

ترانزیستور  $T_2$  مندرج مدار گردد.

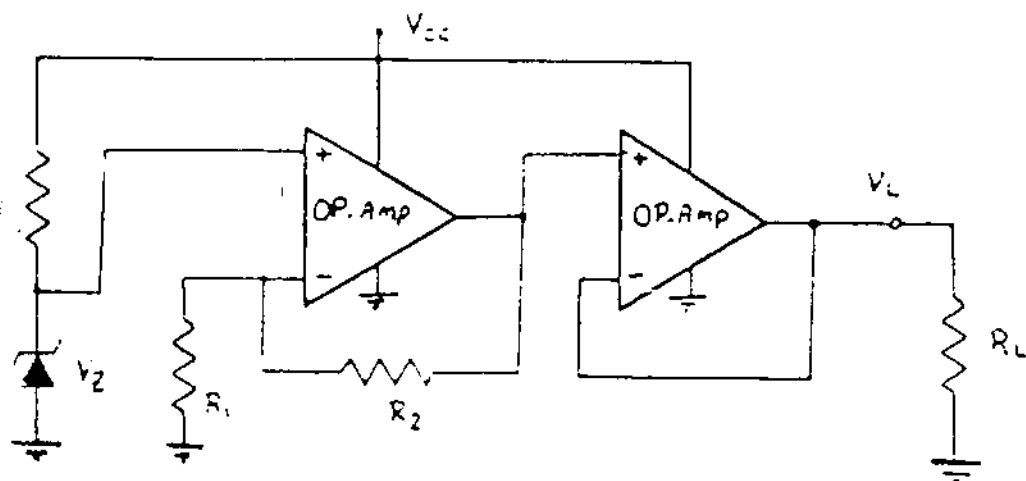
در این مدار جریان خروجی محدود می‌گردد.



(مثال) این مدار گریز لایزر شکل (۲-۱۳) را بنویسید که برآورد  
تحت ولتاژ  $V_{CE} = 15V$  جریان بار تا  $50^{mA}$  را تأمین کند. منبع ولتاژ  
گریز نشود. بین  $20V$  تا  $25V$  می تواند تغییر کند. و الکترولای مرمر  
عاریت از  $OP.AMP$  لمی با  $I_{Omax} = 50^{mA}$  و دیرد زیر  $3.3V$   
با  $I_{3min} = 1^{mA}$

ب. در صورتیکه حداکثر جریانی که OP-Amp می تواند تحمل بدهند  $I_{omax} = 5^{mA}$  باشد و ترانزیستور  $1^A$  با  $\beta = 100$  موجود باشد مدار را با اطمینان کردن یک تثبیت کننده جریان در بسته نهایی تکمیل کرده و حداقل توان نامی ترانزیستور مورد استفاده را محاسبه نمایید.

ج. برای رگولاتور فیلتر (ب) با استفاده از یک ترانزیستور یک محدوده گسترده جریان طرح کنید، بطوریکه جریان بار به حداکثر  $50^{mA}$  محدود شود.



(۲-۱۲) شکل

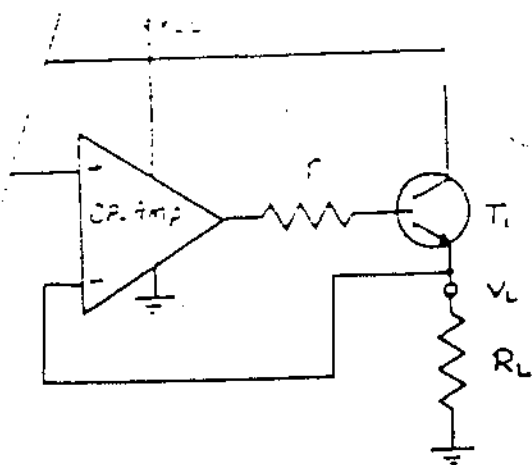
 $V_2 = 3.3^V$ 

حل: ان

$$I_1 = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) I_{21} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) I_2 \Rightarrow 1 + \frac{R_2}{R_1} = \frac{I_1}{I_2} = \frac{15}{3} = 5 \Rightarrow 5 = 5$$

$$R_2 = 3.545 \text{ k} \Rightarrow R_2 = 355 \text{ } \Omega$$

$$I_{max} = \frac{V_{max} - V_2}{I_{min}} = \frac{20 - 3.3}{1.5} = 11.1 \Rightarrow R_2 = 15 \Omega$$



شکل (۲-۱۳)

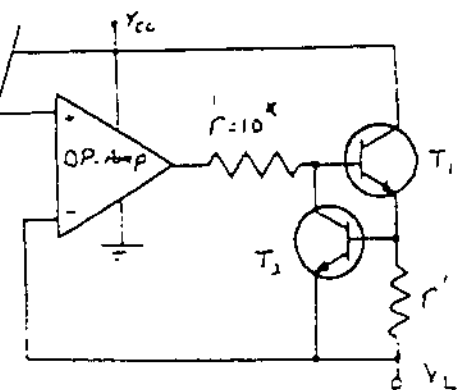
ب. برای طیف همان شکل  
(۲-۱۳) را در نظر بگیرید.

مقاومت  $r = 10^4$  برای  
محدود کردن جریان OP.Amp بکار رفته  
است.

$$I_{L\max} = 50 \text{ mA} \quad I_{B\max} = \frac{50 \text{ mA}}{100} = 0.5 \text{ mA} < 5 \text{ mA}$$

بنابراین جریان OP.Amp کمتر از حد مجاز آن می باشد.

$$P_{C\max} = (V_{CC\max} - V_o) I_{C\max} = (25 - 15) 50 \text{ mA} \Rightarrow P_{C\max} = 0.5 \text{ W}$$



شکل (۲-۱۴)

ج: شکل (۲-۱۴) طیف های را با کیر  
محدود کننده جریان نشان می دهد.

$$I_{E1\max} = \frac{V_{CE1}}{r'} \Rightarrow r' = \frac{0.6}{50 \text{ mA}}$$

$$r' = 12 \Omega$$

تشریح:

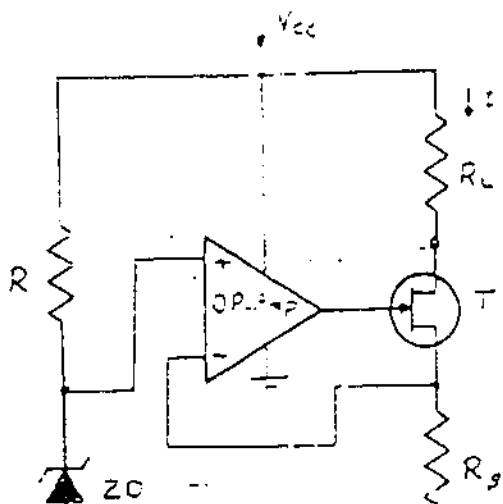
منبع جریان شکل (۲-۱۵) را برای جریان

لامت  $I_{Z0}$  و خروج کرد. مقاومت داخلی منبع جریان (۱۵)  
و حداکثر مقاومت بار ( $R_L$ ) را بیابید.

$$V_{CC} = 15 \text{ V} \quad \text{OP.Amp: } A_o = 10000$$

$$V_{Z0} = 4.7 \text{ V} \quad I_{Z\min} = 1 \text{ mA}$$

$$\text{FET: } V_{GS} = -6 \text{ V}, I_{DSS} = 4 \text{ mA}, \mu = 10^4$$



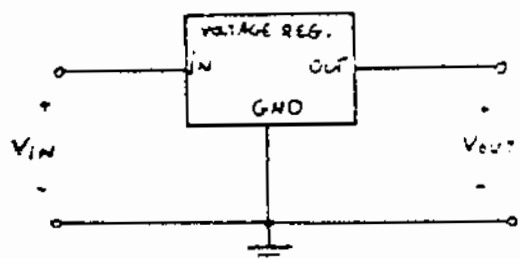
شکل (۲-۱۵)

### ۳- تثبیت کننده های ولتاژ بصورت مدارهای مجتمع:

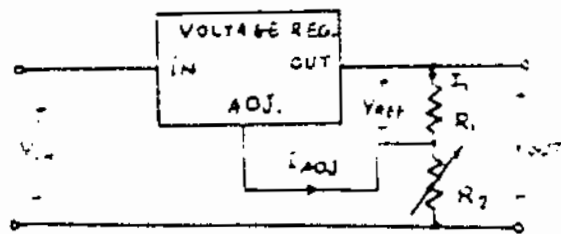
این نوع تثبیت کننده ها بصورت تنه ای منفعل ساخته می شوند ولی از نظر ساختار خارجی نزدیکاً یکسان می باشند. که معروفترین آنها، مدارهای مجتمع با سه پایه می باشند. این تثبیت کننده ها برای ولتاژهای مثبت و منفی ساخته می شوند و از نظر ولتاژ خروجی به دو دسته زیر تقسیم بندی می شوند:

۱- ولتاژ خروجی ثابت (شکل ۳-۱-ب)

۲- ولتاژ خروجی قابل تنظیم (شکل ۳-۱-ج)



(الف) ولتاژ ثابت



(ب) ولتاژ قابل تنظیم

شکل (۳-۱)

ولتاژ خروجی تثبیت کننده ولتاژ شکل (۳-۱-ب) بصورت رابطه زیر می باشد.

$$V_O = V_{REF} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + I_{ADJ} R_2$$

**مثال** در مورئیکه در شکل (۳-۱-ب) از  $\mu\text{C}131$  استفاده می کنیم:

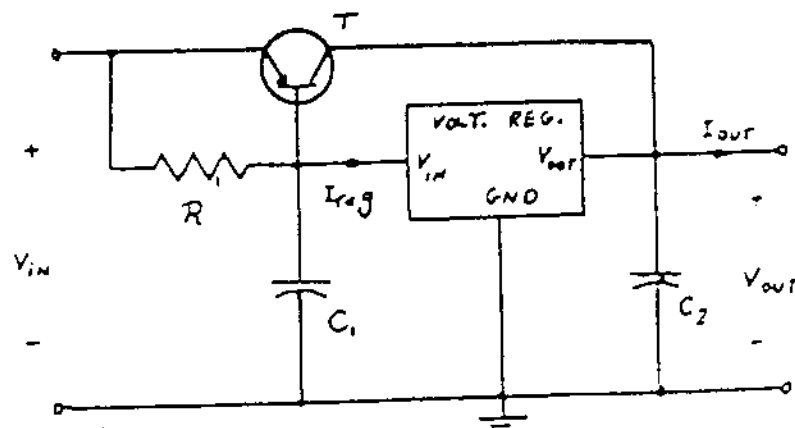
که برای این  $I_{ADJ} = 100 \mu\text{A}$  و  $V_{REF} = 1.25\text{V}$  می باشد.

در دو شبکه  $6.2\text{k}\Omega$  و  $2.4\text{k}\Omega$  باشد. ولتاژ خروجی را محاسبه می کنیم.

$$V_O = 1.25 \left(1 + \frac{2.4}{6.2}\right) + 100 \mu\text{A} \cdot 2.4\text{k}\Omega = 13.99 = 14\text{V}$$

از محدودیت! عند این  $I_C$  می توان جریان خروجی ماگنریم  $I_{omax}$  و حداقل ولتاژ ورودی  $V_{inmin}$  را نام برد.

سازندگان این  $I_C$  اغلب مدارهایی به منظور افزایش  $I_{omax}$  پیشنهاد می دهند. شکل (۳-۲) یک نمونه از این مدار را نشان می دهد.



شکل (۳-۲) افزایش  $I_{omax}$  برای یک تثبیت کننده ولتاژ

انتخاب ترانزیستور  $T$  (Pass Transistor) و مقاومت  $R$  معمولاً با توجه به شرایط کار و فرمولهای داده شده از طرف سازنده صورت می گیرد. معیار مثال برای سری  $78xx$  (مثلاً  $7805$ ) مشخص کننده ولتاژ خروجی است که یک تثبیت کننده ولتاژ مثبت است.  $\mu$  ترانزیستور  $T$  و مقاومت  $R$  از روابط زیر بدست می آیند.

$$\beta \geq \frac{I_{omax}}{I_{regmax}}$$

$$R = \frac{0.9}{I_{reg}} = \frac{\beta V_{ce}}{I_{regmax}(\beta+1) - I_{omax}}$$

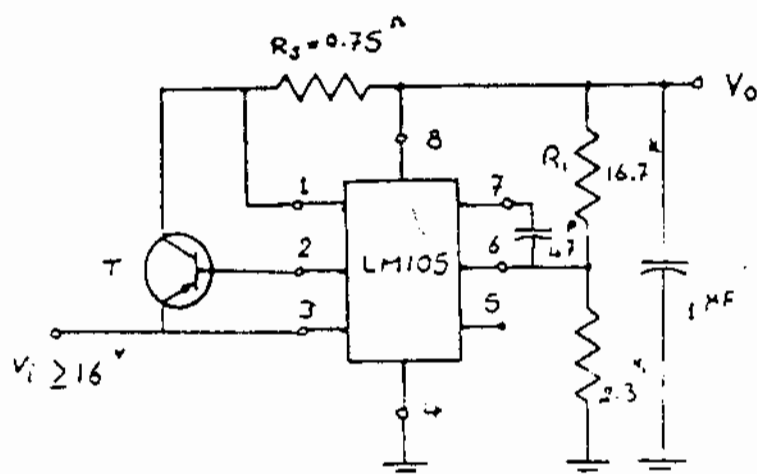
در این مدار  $C_1$  خازن کوچکی است (مثلاً  $100^{\mu F}$ ) که برای تضعیف نویزهای نرگانی با  $C_2$  مورد استفاده قرار گرفته است. معمولاً برای دفع توان حرارتی این تثبیت کننده از رادیاتور

(heat Sink) استفاده می شود که اندازه و شرایط آن توسط

سازنده برای مقادیر معینی از جریان بار داده می شود.

شکل (۳-۳) یک منبع رله‌ای ۱۵ ولتی که جریان بار

خروجی آن  $200\text{mA}$  است را نشان می دهد.



شکل (۳-۳)

در این مدار خازن  $1\mu\text{F}$  برای حذف نوسانات خروجی ،

خازن  $47\mu\text{F}$  برای جلوگیری از نوسانات فرکانس بالا ، خازنهای  $16.7\mu\text{F}$

و  $2.3\mu\text{F}$  بعنوان شبکه فیدبک ، مقاومت  $0.75\Omega$  برای محدود کردن

جریان خروجی و ترانزیستور T بعنوان ترانزیستور Pass مورد استفاده قرار گرفته

است .

جدول (۷-۱) مشخصات بعضی از رگرل‌تورهای ولتاژ ثابت

را بیان می کند .

جدول (۷-۲) مشخصات بعضی از رگرل‌تورهای ولتاژ قابل تنظیم را

بیان می کند .

# FIXED VOLTAGE REGULATORS

Output current max <sup>a</sup>																	
Type	Pkg	V <sub>o</sub> (V)	at 25°C			Regulation typ			line voltage		120 Hz ripple typ (mV)		load regul <sup>b</sup> typ (mV)		Output ripple <sup>c</sup>		Comments
			I <sub>o</sub> (A)	I <sub>L</sub> (A)	P <sub>o</sub> (W)	Load <sup>d</sup> (mV)	Line <sup>e</sup> (mV)	r <sub>o</sub> ( $\Omega$ /mA)	min	max	typ	typ	10 Hz (mV)	100 Hz (mV)			
<b>Positive<sup>f</sup></b>																	
LM741K, LM741KJ	TO-18	5	0.1	0.1	0.6	5	50	35	7	35	50	—	0.25	0.2	0.2	0.2	Small package
LM741K, LM741KJ	TO-3	5	0.6	0.2	0.7	10	3	18	7	35	80	40	0.4	0.01	0.05	0.05	Small package
LM741K, LM741KJ	TO-3	5	1.0	0.8	2.2	20	4	3.0	7	35	80	50	0.4	0.04	0.15	0.15	Standard 11V regulator
LM741K, LM741KJ	TO-270	5	1.0	0.45	1.7	10	3	3.0	7	35	80	30	0.4	0.01	0.03	0.03	Popular series
LM741K, LM741KJ	TO-220	18	1.0	0.15	1.7	12	4	3.0	17	35	70	100	0.4	0.02	0.15	0.15	Popular series
LM741K, LM741KJ	TO-3	5	1.0	0.6	2.2	10	3	3.5	7	35	80	30	0.4	0.01	0.03	0.03	Lambda, 1.5A, 3A, 5A, 8A, 10A
LM741K, LM741KJ	TO-3	5	2.0	0.75	2.8	30 <sup>g</sup>	100 <sup>g</sup>	2.5	7.5	30	75	—	—	0.002	0.02	0.02	Hybrid, 12V and 15V
LM741K, LM741KJ	TO-3	5	3.0	0.8	2	28	8	2.0	7	20	70	30	0.7	0.01	0.02	0.02	Hybrid, 12V and 15V
LM741K, LM741KJ	TO-3	5	5.0	0.8	3	10	10	2.0	8	25	80	50	—	0.002	0.003	0.003	Hybrid, 12V and 15V
LM741K, LM741KJ	TO-3	5	8.0	0.8	3	20 <sup>g</sup>	100 <sup>g</sup>	0.7	7.5	25	60 <sup>g</sup>	100	—	0.004	0.01	0.01	Hybrid, 12V and 15V
LM741K, LM741KJ	TO-3	5	10.0	0.8	3	8	10	1.5	7.5	40	60 <sup>g</sup>	75	—	—	—	—	Hybrid, 12V and 15V
<b>Negative<sup>f</sup></b>																	
LM741K, LM741KJ	TO-18	5	0.1	0.05	0.6	75 <sup>h</sup>	45 <sup>h</sup>	35	—17	—35	40	—	0.4 <sup>i</sup>	0.05	0.05	0.05	Small package
LM741K, LM741KJ	TO-3	5	0.4	0.6	0.7	45	7	18	—15	—35	60	60	—	0.06	0.07	0.07	Small package
LM741K, LM741KJ	TO-270	5	1.0	0.15	1.7	4	3	3.0	—15	—35	60	60	0.4	0.04	0.07	0.07	Popular series
LM741K, LM741KJ	TO-3	5	1.0	0.2	2.2	4	3	3.5	—15	—35	60	60	0.4	0.04	0.07	0.07	Popular series
LM741K, LM741KJ	TO-3	5	3.0	0.2	2.1	10	8	2.0	—7.5	—20	65	75	1.0	0.15	0.04	0.04	Popular series

<sup>a</sup>V<sub>o</sub> = 1.75 V.  
<sup>b</sup>at 10% to 50% I<sub>o</sub>.  
<sup>c</sup>at 60°C ambient.  
<sup>d</sup>at 10% to 50% I<sub>o</sub>.  
<sup>e</sup>at 60°C ambient.  
<sup>f</sup>at 10% to 50% I<sub>o</sub>.  
<sup>g</sup>at 10% to 50% I<sub>o</sub>.  
<sup>h</sup>at 10% to 50% I<sub>o</sub>.  
<sup>i</sup>at 10% to 50% I<sub>o</sub>.

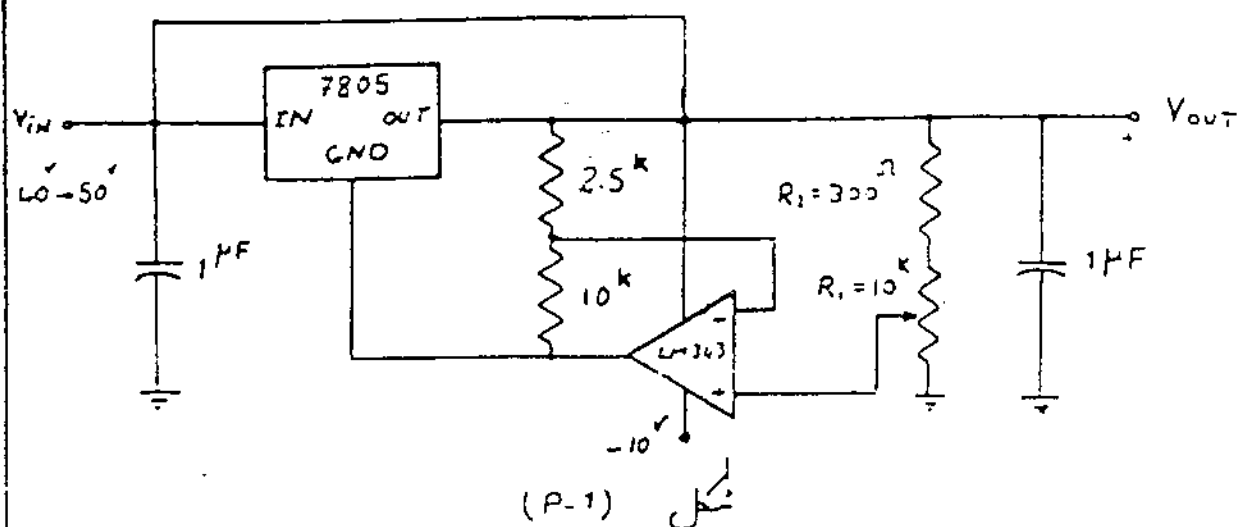
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values are typical values.  
Values

جدول (V-1) کوئلاٹرهای ولتاژ ثابت



## نشرین های مختلف :

۱- یکی از روش های افزایش دلتا خروجی - تثبیت کننده های دلتا ، اتصال ترمینال GND آنها به یک بناسیل دیگر بجای زمین است . مدار شکل (P-1) از این روش استفاده نموده و غرضاً توسط مقاومت متغیر  $R_1$  یک دلتا قابل تنظیم در خروجی ایجاد می کند . مدار را آتالیز کرده و دلتا  $V_{out}$  را دقیقاً  $R_1$  از صفر تا  $10\text{ k}\Omega$  تغییر می کند بدست آورید .

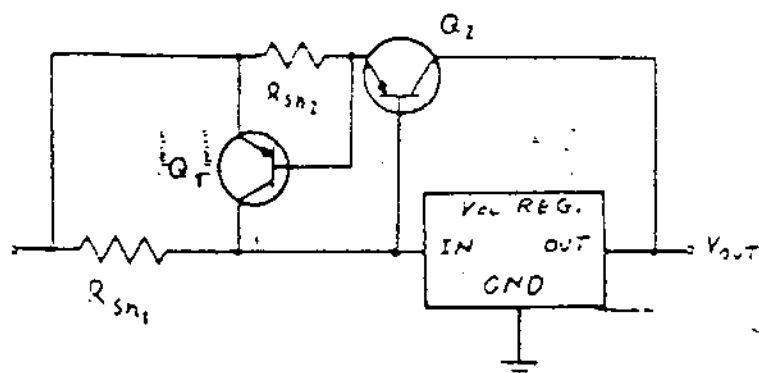


۲- مدار شکل (P-2) را در نظر بگیرید . در این مدار مدارکنتر جریان خروجی تثبیت کننده ، افزایش یافته است .

این مدار را آتالیز کرده

و نشر دیک از آنها

را نشریح کنید .



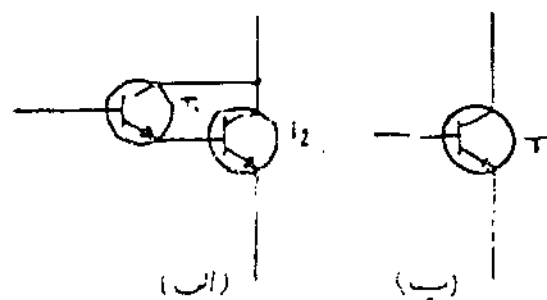
شکل (P-2)



## ضمیمه (۱)

مدار دارلینگتون The Darlington Configuration:

یکی از ترکیب‌هایی که در تقویت کننده‌ها مورد استفاده قرار می‌گیرد زوج دارلینگتون می‌باشد. [شکل (۱.۱.ا)] بهت اینک در بعضی از تقویت کننده‌ها مثل تقویت کننده‌های قدرت، ترانزیستورهای موجود برای این منظور، دارای  $\beta$  پایینی می‌باشند. لذا برای اینک  $\beta$  و امپدانس دردی را افزایش دهیم می‌توانیم از زوج دارلینگتون استفاده کنیم.



شکل (۱)

در آنامیزه مدار می‌توان  
همای این ترکیب از یک ترانزیستور  
معادل استفاده کرد. [شکل (۱.۱.ب)]

$$T_1: h_{ie1}, h_{fe1}$$

$$T_2: h_{ie2}, h_{fe2}$$

$$T_{eq}: h_{ie}, h_{fe}$$

$$h_{ie} = h_{ie1} + (1 + h_{fe1}) h_{ie2} \approx h_{ie1} + h_{fe1} h_{ie2} \quad (I)$$

$$h_{ie2} = h_{fe2} \frac{V_T}{I_{C2}} = h_{fe2} \frac{V_T}{h_{fe2} I_{C1}} = \frac{V_T}{I_{C1}} = \frac{1}{h_{fe1}} h_{ie1} \quad (II)$$

$$h_{ie} = h_{ie1} - h_{fe1} \frac{h_{ie1}}{h_{fe1}} = 2 h_{ie1}$$

از راجه (II) نتیجه می‌گیریم

$$I_{E1} = I_{B2} \quad I_{B1} = I_B, \quad I_C = I_{C1} - I_{C1} + h_{FE} I_B$$

$$I_{B2} = I_{E1} = (1 + h_{FE1}) I_{B1} \quad I_C = I_{C1} + I_{C2} = h_{FE1} I_B + h_{FE2} (1 + h_{FE1}) I_B$$

$$\Rightarrow I_C = (h_{FE1} + h_{FE2} + h_{FE1} h_{FE2}) I_B$$

$$\Rightarrow (1 + h_{FE}) = (1 + h_{FE1})(1 + h_{FE2}) \Rightarrow h_{FE} \approx h_{FE1} h_{FE2}$$

برین ترتیب مشخصات تراز بسزر معادل بدست می آید.

$$T: \begin{cases} h_{FE} \approx h_{FE1} h_{FE2} \\ h_{ie} \approx 2h_{ie1} \end{cases}$$

## ضمیمه (۲)

### جدول مقادیر متها و حازنهای استاندارد

در طراحی مدارهای الکترونیک لازم است که مقادیر الاینها بکار رفته در مدار دارای اندازه‌های استاندارد باشد. در اینجا مقادیر استاندارد بعضی از انواع خازنها و مقادیر متها ارائه گردیده است.

#### ۱- مقادیر متها :

۱-۱- مقادیر متهای کربنی با خطای ۱۰ درصد :

مقادیر متهای کربنی ۱۰ درصد در توانهای  $\frac{1}{10}$ ،  $\frac{1}{5}$ ،  $\frac{1}{2}$ ، ۱، ۲ وات ساخته می‌شوند که مقادیر آنها در جدول (۱) ارائه گردیده است.

2.7	3.3	3.9	4.7	5.6	6.8	8.2	10	12	15	18	22
-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	----	----	----	----	----

جدول (۱)

لازم به ذکر است که مقادیر تبه شده در جدول در مقادیری از  $10^n$  ( $n=0, 1, 2, \dots, 6$ ) بزرگ ساخته می‌شوند.

۱-۲- مقادیر متهای کربنی با خطای ۵ درصد :

مجموعه مقادیر متهای کربنی با خطای کمتر از ۵ درصد در جدول (۲) درج گردیده است.

10	16	27	43	68
11	18	30	47	75
12	20	33	50	82
13	22	36	56	91
15	24	39	63	100

جدول (۲)

این مقادیر تنها بر در ضربی از  $10^4$  ( ۵, ۴, ۳, ۲, ۱, ۰ )  $n$  بر  
 - حتمی شوند.

۱-۲- مقادیر با حتمی کمتر از ۱۰۰۰۰ :

این مقادیر تنها در ضربی  $10^4$  که به دقت زیاد و با براری خوبی نیاز باشد کار می رود.  
 جدول ۳: لیست این مقادیر با رابست می دهد.

100	140	196	274	383	536	750
102	143	200	280	392	549	768
105	147	205	287	402	562	787
107	150	210	294	412	576	806
110	154	215	301	422	590	825
113	158	221	309	432	604	845
115	162	226	316	442	619	866
118	165	232	324	453	634	887
121	169	237	332	464	649	909
127	178	249	348	487	681	953
130	182	255	357	499	698	976
133	187	261	365	511	715	
137	191	267	374	523	732	
124	174	243	340	475	665	931

جدول (۳)

این مقادیر تنها بر در مضارب از  $10^4$  ( ۵, ۴, ۳, ۲, ۱, ۰ )  $n$  مرعوب  
 می باشد.

۲- خازنها :

۱-۱- خازنهای سرمایه‌گذاری

در جدول (۴) لیست خازنهای سرمایه‌گذاری ارائه گردیده است. این خازنها دارای  
خطای کم از ۱٪ در مدعی باشند.

3.3	30	200	560	2200
5	39	220	600	2500
6	47	240	680	2700
6.8	50	250	750	3000
7.5	51	270	800	3300
8	56	300	820	3900
10	68	330	910	4000
12	75	350	1000	4300
15	82	360	1200	4700
18	91	390	1300	5000
20	100	400	1500	5600
22	120	470	1600	6800
24	130	500	1800	7500
25	150	510	2000	8200
27	180			

(۴) جدول

مقادیر این جدول بر حسب PF می باشد.

۲-۲- خارجهای تا سالبوم :

نسبت این خارجها در جدول ۱۵ گرفته شده است. این خارجها در مضارب ۱۵ ( ۵، ۳، ۲، ۴، ۱۰ ) نیز موجود می باشند.

۰۰۸۷	۰۰۵۶	۰۰۶۳	۰۰۱	۰۰۱۲	۰۰۱۵	۰۰۱۸	۰۰۲۲	۰۰۲۷	۰۰۳۳	۰۰۳۹	۰۰۸۲
------	------	------	-----	------	------	------	------	------	------	------	------

جدول ۱۵

مقادیر ذکر شده در جدول ۱۵ بر حسب  $\mu F$  می باشند.