



دانشگاه صنعتی شاهرود

Sahand University of Technology

الکترونیک ۲

نجفی اقدم

بها، ۸۸۰ ریال

کتابخانه مرکزی
شاهرود

جزوه الکترونیک (۲) دانشگاه صنعتی سهند - تبریز، نجف اقدم مهر ۷۵

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 - مشخصه های «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 میکاس
۳۹	۳-۱ - "BJT" در مورد " " " "
۴۲	۳-۲ - "FET" " " " " " "
۴۷	④ : تقویت کننده های حید طبقه
۵۷	بخش دوم؛ بررسی میکاسی تقویت کننده ها
۵۹	① : میکاسهای بیائس
۵۹	۱-۱ - خازن bypass در امپتر
۶۲	۱-۲ - خازن کوپلار در کلکتور و بیس

عنوان ————— صفحه

۶۲	۱-۲. محاسبه تقریبی خازنهای کوپلرز و bypass
۷۰	۲. فرکانسهای میانی:
۷۰	۲-۱. مدل π ترانزیستور در فرکانسهای میانی پایین
۷۲	۳. فرکانسهای بالا:
۷۲	۳-۱. مدل ترانزیستورهای BJT و FET در فرکانسهای بالا
۷۴	۳-۲. قضیه میلر
۷۵	۳-۳. آرایشهای مختلف ترانزیستور در فرکانسهای بالا
۸۷	بخش سوم: تقویت کننده های قدرت:
۸۹	۱- تقویت کننده کلاس A:
۹۰	۱-۱. بررسی بک تقویت کننده ساده کلاس A
۹۱	۱-۲. استفاده از سلف در تقویت کننده کلاس A
۹۲	۱-۳. بررسی محدودیتهای توان، جریان و
	ولتاژ بک ترانزیستور
۹۳	۱-۴. استفاده از ترانستورهای توپر در تقویت کننده کلاس A
۹۰-۱	۲- تقویت کننده کلاس B:
۹۰-۱	۲-۱. تقویت کننده پوش پول کلاس B با ترانس
۹۰-۲	۲-۲. تقویت کننده پوش پول کلاس B بدون ترانس
۹۰-۳	۲-۳-۱. برداشتن ترانس خروجی
۹۰-۴	۲-۳-۲. برداشتن ترانس ورودی
۹۰-۵	۲-۳-۳. استفاده از ترانزیستورهای مکمل

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
۱۲۴	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 :
۱۲۷	بخش پنجم : تقویت کننده های عملیاتی
۱۲۸	۱- طبقات مختلف یک OP.Amp :
۱۲۸	۱-۱- طبقه ورودی
۱۲۸	۱-۲- طبقه افزایش ضریب تقویت
۱۲۹	۱-۳- تغییر سطح دهنده
۱۲۹	۱-۴- طبقه نهایی
۱۳۰	۲- کاربردهای خطی OP.Amp :
۱۳۱	۲-۱- تقویت کننده معکوس کننده
۱۳۳	۲-۲- تقویت کننده معکوس کننده
۱۳۴	۲-۳- تقویت کننده اختلاط
۱۳۶	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 رلناژ :

۱۰۱ - یکساز ول

۱۰۲ - تثبیت رلناژ با اسناد از دید رلناژ

۱۰۳ - مدار سری

۲ - استفاده از فیدبک در منابع تغذیه :

۳ - تثبیت کننده های رلناژ بهر دو مدارهای مجتمع

ضمیمه (۱) : مدار دارلینگتون

ضمیمه (۲) : جدول مناسبت ها و خازن های 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^۱ (BJT)

۲- ترانزیستورهای اثر میدان (FET)^۲

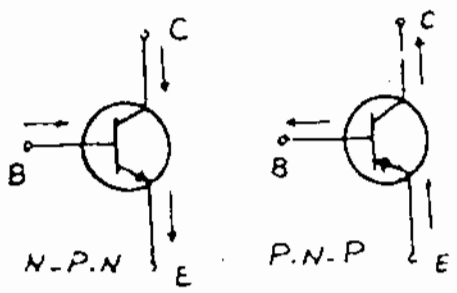
در این بخش ابتدا ترانزیستورهای Bipolar و آرایشهای مختلف آن، سپس ترانزیستورهای اثر میدان و آرایشهای مربوطه مورد مطالعه قرار گرفته و آنگاه روشن می شود که این دو المان بصورت خلی رفتار می نمایند یا ساده می کند و بالاخره در این قسمت گفته ای چند طبقه مورد بحث قرار خواهند گرفت.

1: Bipolar Junction Transistor

2: Field Effect Transistor

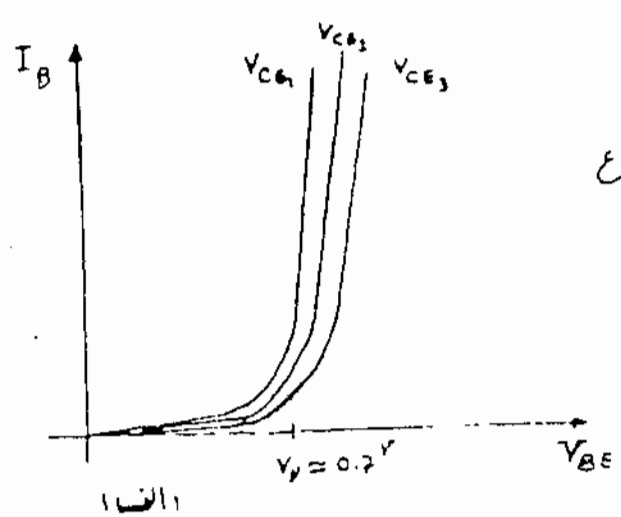
۱- ترانزیستورهای Bipolar = Bipolar Junction Transistors

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.



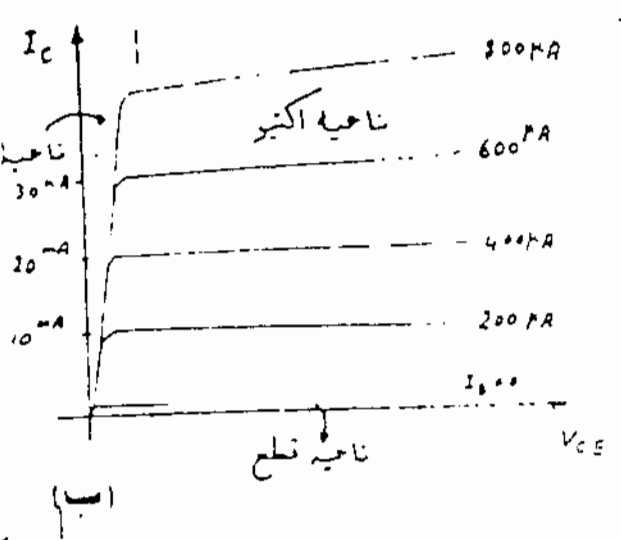
شکل (۱.۱)

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]



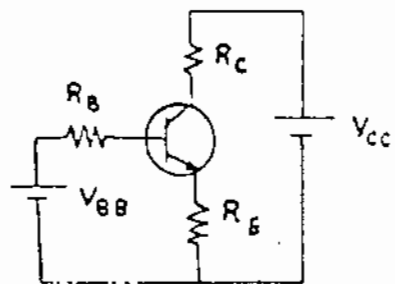
الف)

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.



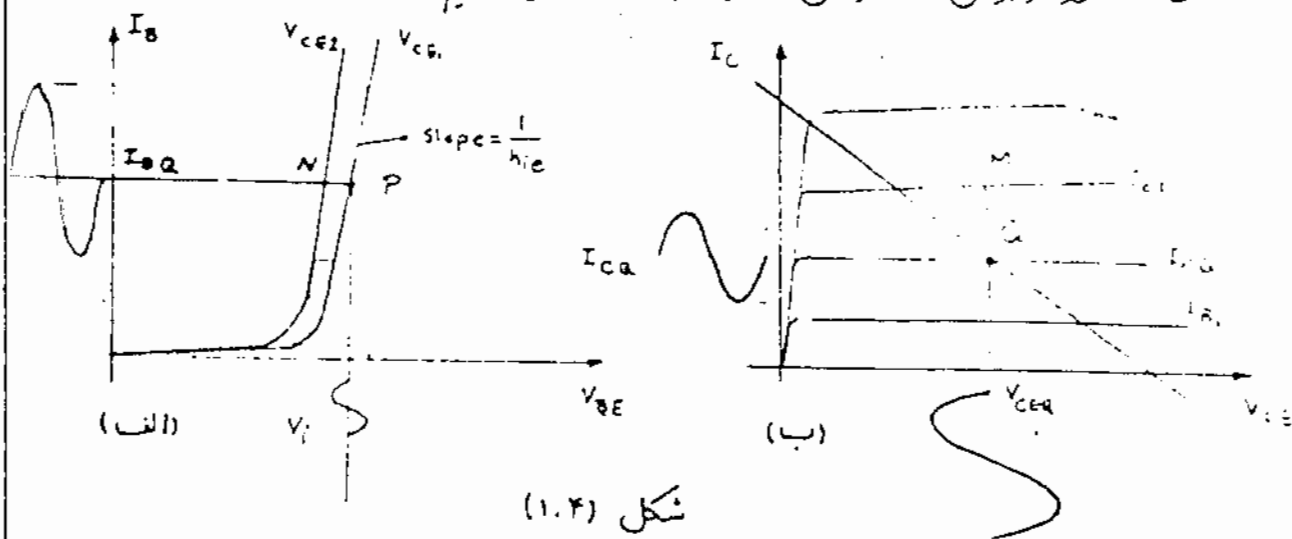
شکل (۱.۳)

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

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

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

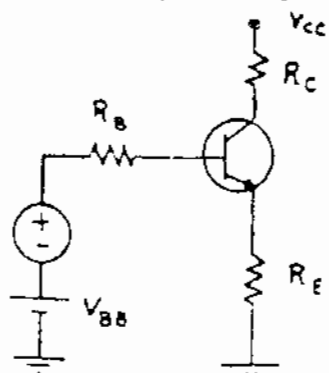
حال مشخصه درونی و خروجی ترانزیستور را در نظر می گیریم. [شکل ۱.۴]



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 آنکه سیگنال کوچک باشد)

در نقطه Q روی مشخصه خروجی نقطه P روی مشخصه درونی مماسهایی بر



شکل (۱.۵)

ممنون به رسم می کنیم اگر سیگنال سینوسی v_i به مدار اعمال شود [شکل ۱.۵] موج تغییرات I_B حول نقطه P خواهد شد.

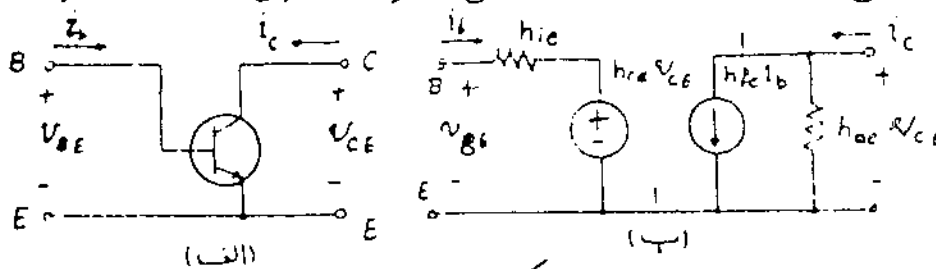
چنانچه دامنه v_i باندازه کافی کوچک باشد می توان فرض کرد که این تغییرات روی خط مماس در نقطه P صورت می گیرد بنابراین یک جریان سینوسی خواهد بود.

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 ورودی 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 ورودی، امپدانس خروجی، ضریب تقویت، ...) را توسط این مدل بدست آورد.

یکی از مدل های 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 استرایی R_L از روابط زیر بدست می آید.

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

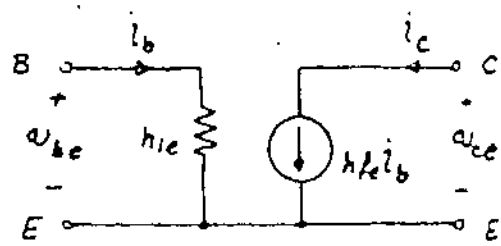
$$h_{re} = \left. \frac{v_{be}}{v_{ce}} \right|_{i_b=0} = \left. \frac{\Delta v_{be}}{\Delta v_{ce}} \right|_{i_b=0}$$

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

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

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 β و h_{ie} معادمت دیبا یکی بیس ایستری باشد.

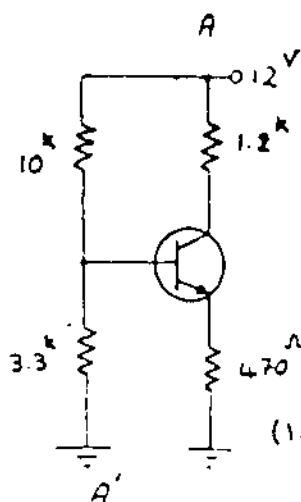
$$I_b \approx I_s e^{\frac{V}{V_T}}$$

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

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

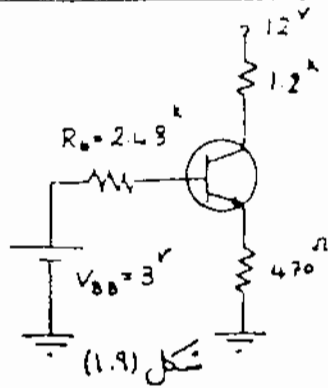
آوردید $(V_{be}=0.7 \quad \beta=50)$

حل: از بخش AA' معادل تونی آنرا در مدار قرار

می دهیم [شکل ۱.۹]

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

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



شکل (۱.۹)

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

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

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

۱.۲ آرایشهای مختلف ترانزیستور Bipolar :

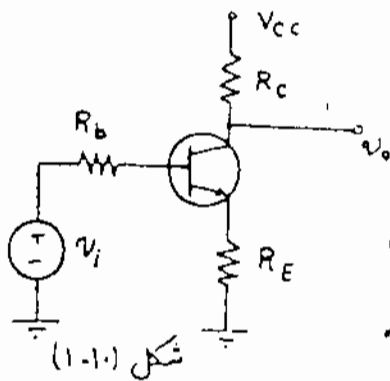
بسته به اینکه سیگنال ورودی به مدار بیس یا امیتر و سیگنال خروجی از مدار کلکتور یا امیتر گرفته شود سه آرایش مختلف در انورتیافته خواهیم داشت که عبارتند از:

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 می‌کنیم.

الف، آرایشی امیتر مشترک (Common Emitter Configuration)



شکل (۱.۱۰)

مدل ساده یک مدار C.E بدون بایاسینگ، به صورت شکل (۱.۱۰)

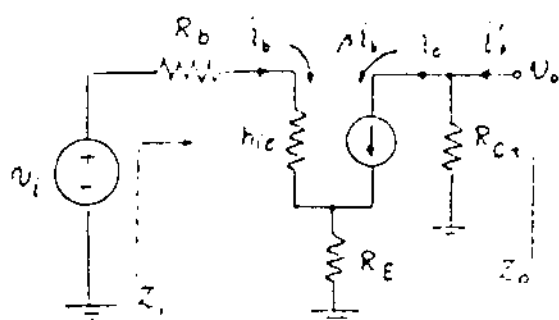
می‌باشد. ابتدا آنالیز DC انجام می‌دهیم بدین منظور

کلیمه منابع AC مدار را منفر کرده و نقطه کار ترانزیستور را بدست می‌آوریم. 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 می‌دهد.



- 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 منفی نشان دهنده اختلاف فاز 180° 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 امپدانس باشد.

- ضریب تقویت جریانی:

دیده می شود که

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

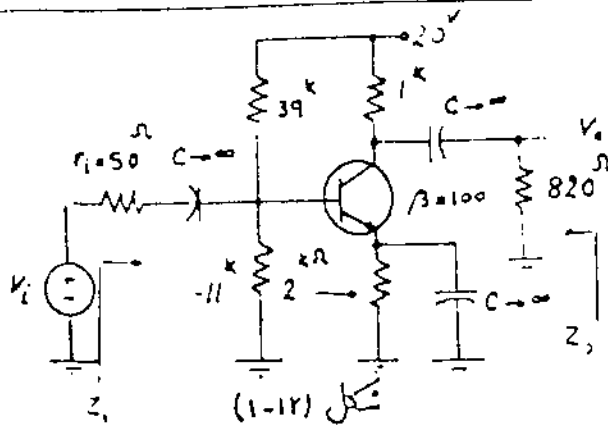
- امپدانس خروجی: برای محاسبه Z_o ابتدا v_i را صفر می کنیم. مشاهده می شود که Z_o می شود در نتیجه:

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

دیده می شود که با کاهش R_E مقدار A_v افزایش می یابد. در نتیجه می توان با کاهش یک خازن با ظرفیت مناسب R_E را اتصال کوتاه کرد. همچنین در ورودی و خروجی می توان بعضی ابرالها را از نظر DC از مدار جدا باشند، می توان از خازن کوپلر استفاده کرد.

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

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



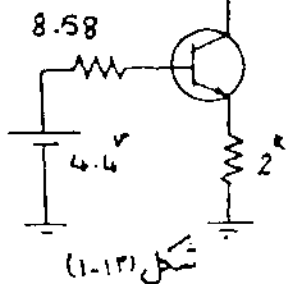
$$R_b = 4 \parallel 39 = 8.58 \text{ k}\Omega$$

$$V_{BE} = \frac{1}{11+39} \times 20 = 4.4 \text{ V}$$

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

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

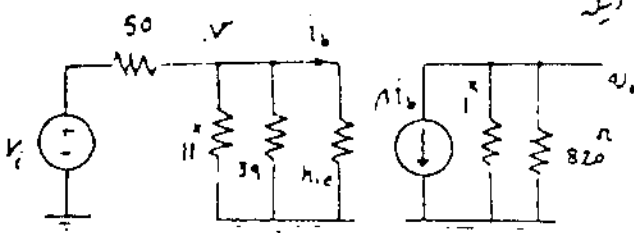
$$h_{ie} = \beta \frac{V_T}{I_c} = 100 \times \frac{25}{1.77} = 1.412 \text{ k}\Omega$$



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

خازن‌ها اتصال کوتاه می‌باشند بدست می‌آوریم.

[شکل (۱-۱۴)]



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

$$V = h_{ie} i_b$$

$$V = \frac{(11 \parallel 39 \parallel h_{ie})}{(11 \parallel 39 \parallel h_{ie}) + 50} V_i$$

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

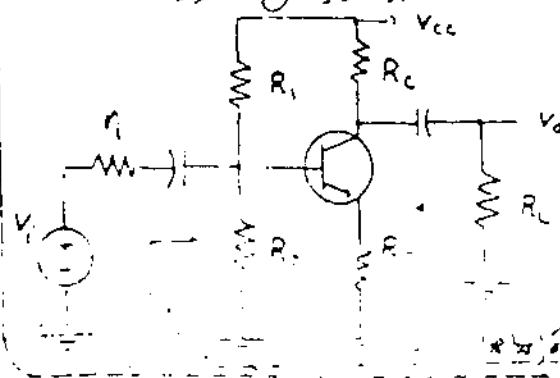
$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{V_o}{V} \times \frac{V}{V_i}$$

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

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

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

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



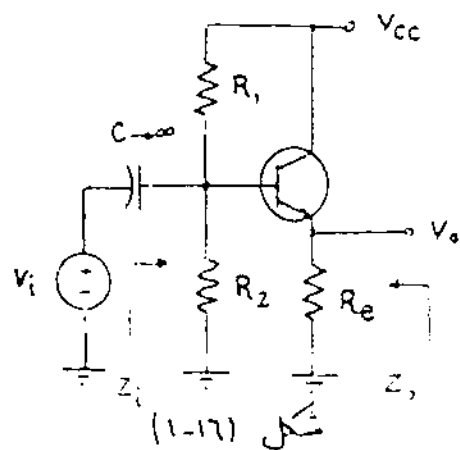
نقشه شماتیک:

مطرحت محاسبه Z_o, Z_i, A_v

[شماره ترانزیستور (β, h_{ie})]

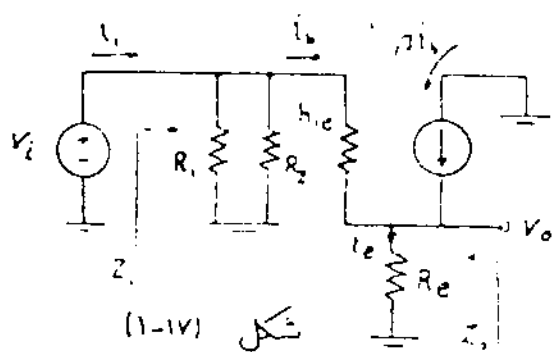
ب- آرایش کلکتور مشترک : (Common Collector Configuration)

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 کوپلاژر 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 آبستر

می باشد.

- ضریب تقویت ولتاژ :

با توجه به معادلات I و II داریم :

که اگر $h_{ie} \ll h_{fe} R_e$ - شد - آنگاه $A_{v,dc}$ می شود.

$$\boxed{A_{v,dc} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{(1+\beta) R_e}{h_{ie} + (1+\beta) R_e}}$$

- ضرب تقویت جریان:

اگر از رابطه تقسیم جریان استفاده کنیم

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

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

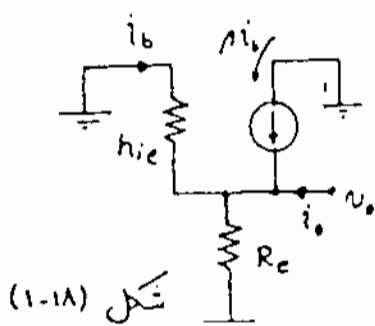
$$A_I = \frac{(1+\beta)R_b}{R_b + h_{ie} + (1+\beta)R_e}$$

از روابط III و IV نتیجه می گیریم که:

- امپدانس خروجی:

برای محاسبه امپدانس خروجی ابتدا V_o را منفی کنیم

طابق شکل (۱-۱۸) داریم:



شکل (۱-۱۸)

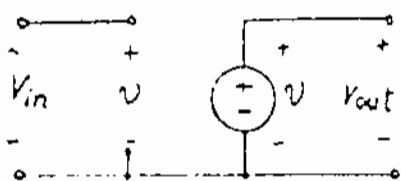
$$Z_o = \frac{V_o}{i_o} \bigg|_{V_i=0} \quad i_o = \frac{V_o}{R_e} - (1+\beta)i_b \quad i_b = -\frac{V_o}{h_{ie}}$$

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

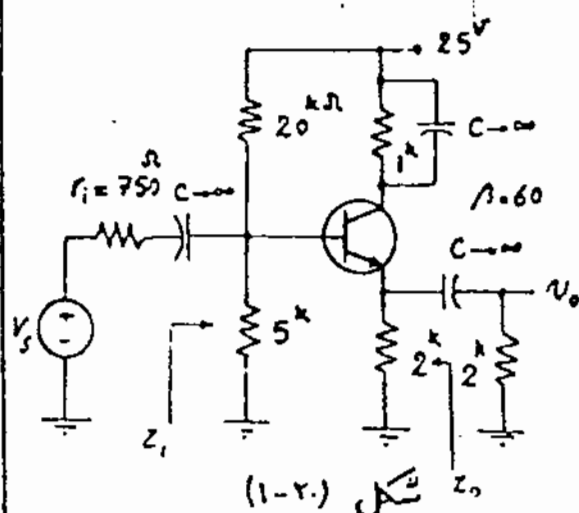
مانند به محاسبات، مشاهده می شود که مدار C.C. ولتاژ تقویت نمی کند، یعنی $A_v = 1$ ولی جریان را تقویت می کند و دارای امپدانس خروجی کوچک و امپدانس ورودی بزرگ است، ما برای می توان از آن بعنوان مبدل امپدانس (Impedance Converter) استفاده کرد

[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.

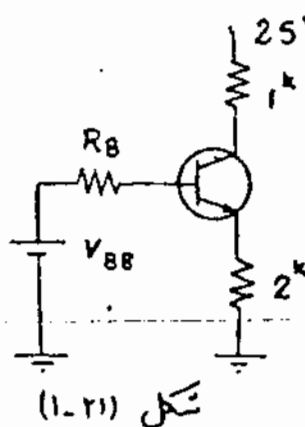


شکل (۱-۱۹)



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

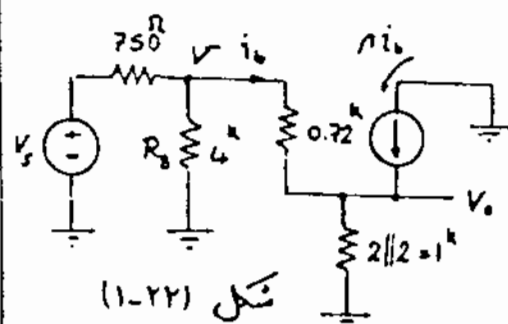
حل: ابتدا برای بدست آوردن نقطه کار
معادل تون مدار در بیس را بدست
می آوریم [شکل ۱-۲۱]



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

$$V_{B8} = \frac{5}{20+5} \times 25 = 5^V \quad I_C \approx I_E = \frac{V_{B8} - 0.7}{R_E + \frac{R_B}{1+\beta}}$$

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



حال مدل دیناکی 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:

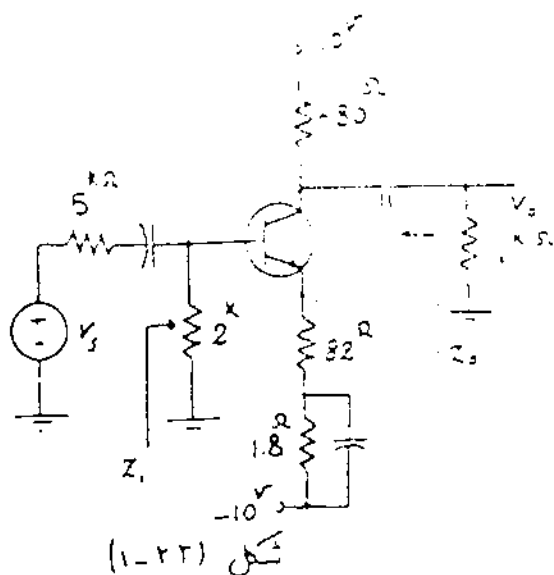
$$Z_o = \left. \frac{v_o}{i_o} \right|_{v_s=0} = R_E \parallel \left(\frac{h_{ie} + R_B \parallel r_i}{1+\beta} \right) = 2 \parallel \left(\frac{0.72 + 4 \parallel 0.075}{61} \right) = 12.8 \Omega$$

۱- معادله تقویت ولتاژ:

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

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

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



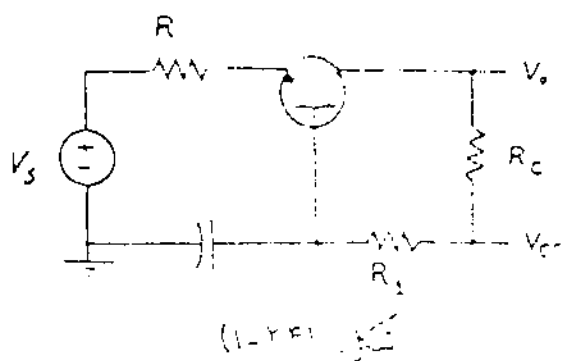
مطلوبت محاسبه امپدانس خروجی

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)



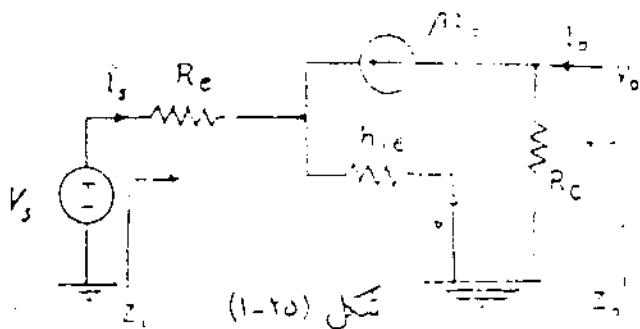
شکل (1-24) مدار یک تئریست کده

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

تغزیت کننده اختلاف فاز ۱۸۰ درجی دارد.

دارد.

- ضریب تقویت جریان:

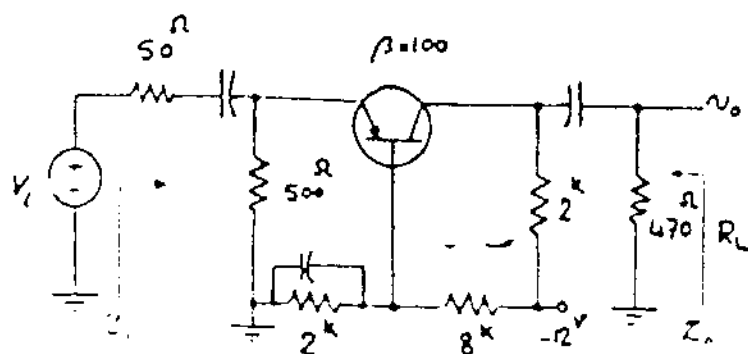
$$A_i = \left. \frac{-i_c}{i_s} \right|_{i_{o.s.}} = \frac{-\beta i_b}{i_s} = \frac{-\beta \frac{-i_s}{1+\beta}}{i_s} = \frac{\beta}{\beta+1} \approx 1$$

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

ضریب تقویت ولتاژ امپدانس مشترک را می دهد و در حد آن نسبتاً کمی باشد.

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

آنها مطالعه خواهیم کرد.



شکل (۱-۲۶)

تقریباً

مطلوبت محاسبه Z_o و Z_i

$$A_i = \frac{i_o}{i_i} \quad A_v = \frac{v_o}{v_i}$$

در تقویت کننده شکل (۱-۲۶)

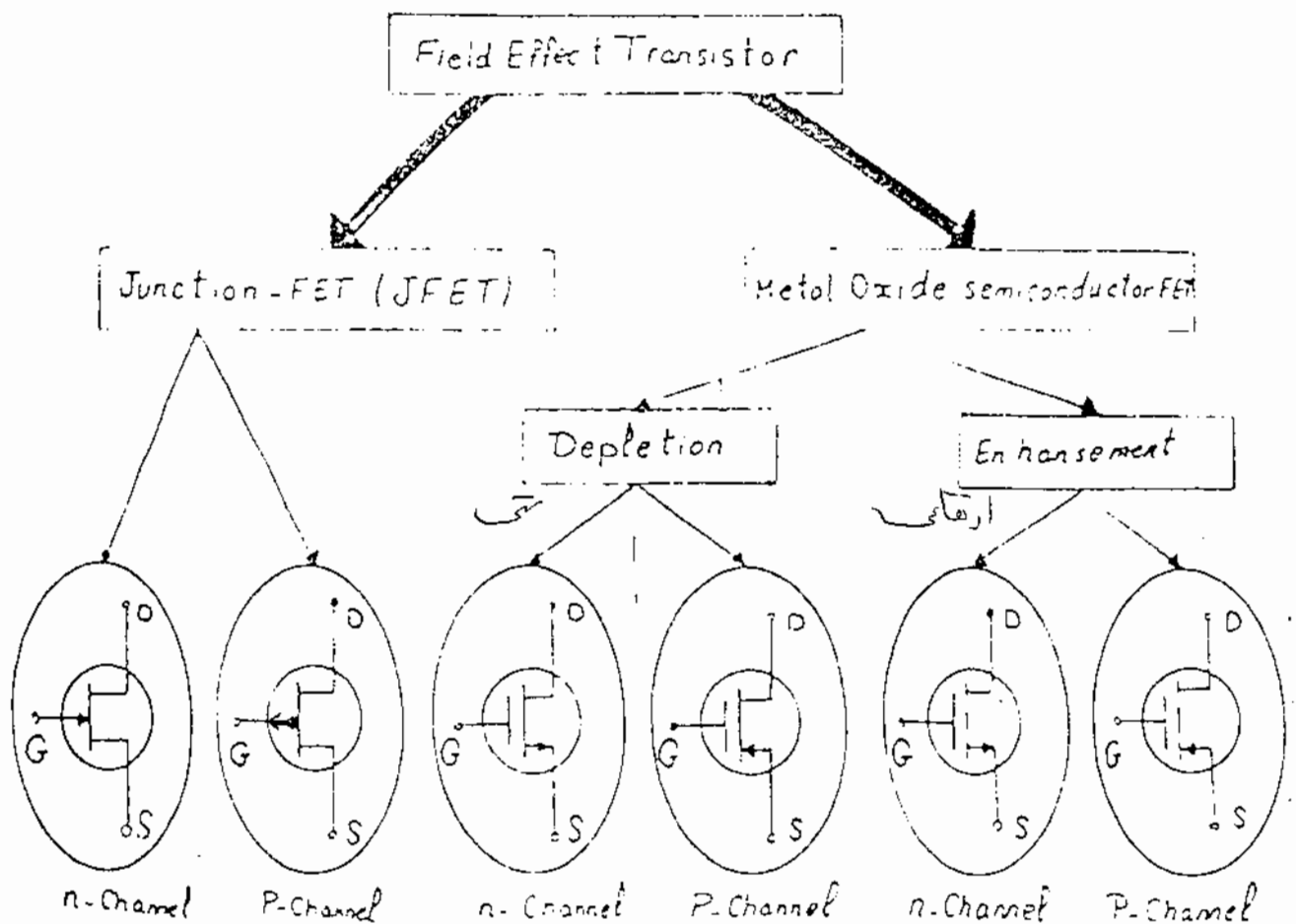
توان تلفاتی در مقاومت R_L

اگر دامنه ولتاژ ورودی 10^{mV} باشد.

۲. ترانزیستورهای اثر میدان = Field Effect Transistors =

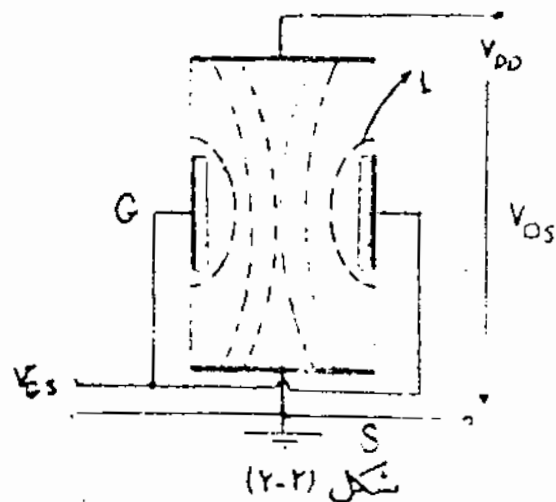
در یک ترانزیستور PNP یا NPN معمولی جریان بیس، جریان کلکتور یا ایسته را کنترل می‌نماید. در یک ترانزیستور نوع اثر میدان «FET» و ولتاژ درودی جریان خروجی را کنترل می‌نماید. مثالهایی از کاربرد FET عبارتند از تقویت کننده‌های ولتاژ، Chopper، مدارهای لاجیک و دستگاههای اندازه‌گیری با ایستادن درودی بزرگ.

انواع معمول «FET» عبارتند از FET اتصال یا JFET (Junction-FET) و FET نیمه هادی-اکسید-فلز 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

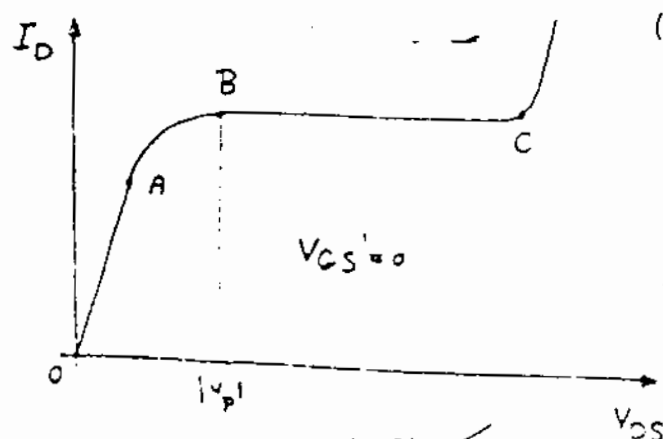
یک نیمه هادی، مثلاً از جنس سیلیسیم دارای نوع n را می گیریم و به دو سر آن دو اتصال فلزی وصل می کنیم هرگاه به این اتصالات ولتاژی اعمال شود باعث مقاومت اهمی که نیمه هادی دارد از آن جریانی می گذرد. [شکل ۲-۲]



الکترو دی را که قطب مثبت منبع به آن وصل است (Drain-D)، الکترو دی متصل به قطب منفی را (Source-S) یا منبع حاملها و نیمه هادی بین دو الکترو دی را که حاملها از آن عبور می کنند (Channel) گویند. در اینجا چون نوع نیمه هادی n است ترانزیستور را n -Channel-FET می نامند.

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 الکترو دی جدیدی که بدین طریق بوجود آمده است (Gate-G) گفته می شود و این الکترو دی است که توسط آن جریان حاملها (I_D) کنترل می شود.

طرز کار الکترو دی 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 می شود بنابراین رابطه I_D و V_{DS} یک رابطه خطی است، شکل (۲-۳) از A تا B که به این قسمت ناحیه اهمی میانه گفته می شود.



با افزایش V_{DS} ، معادلت دیگر متغیر شدن گیت نسبت به درین یک میدان الکتریکی تشکیل می شود 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

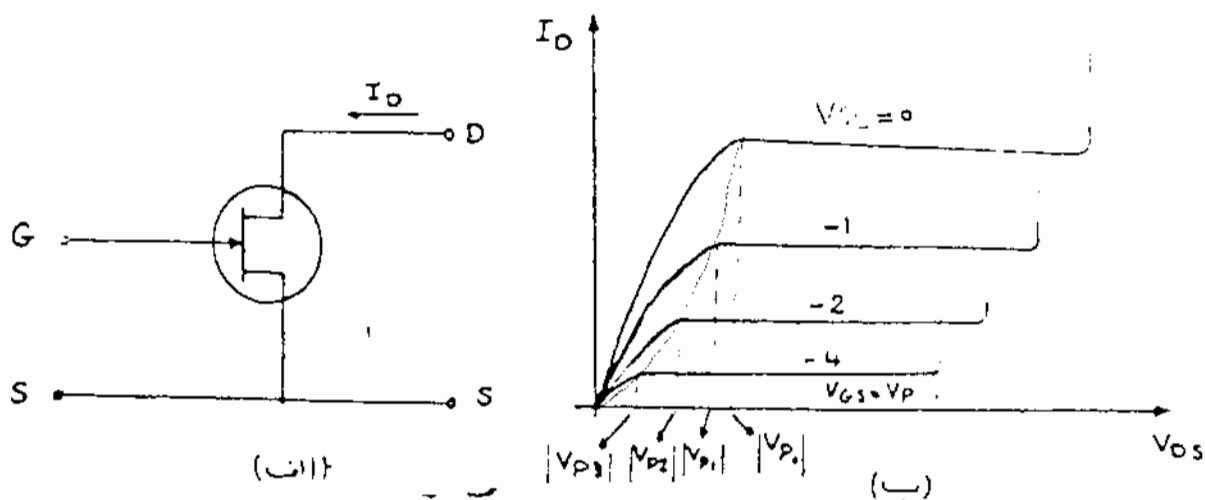
۱. مشخصه ورودی:

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) علامت 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)

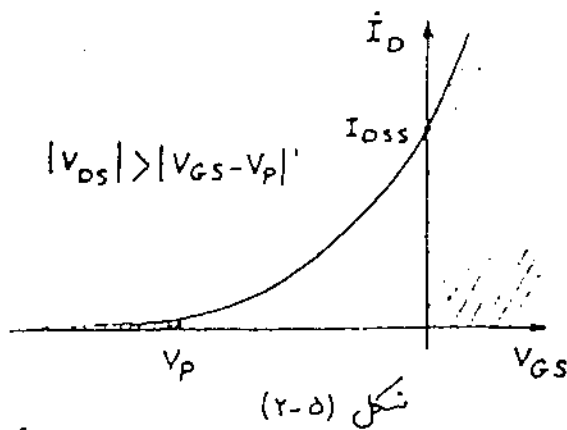
همانطور که ملاحظه می شود این مسی به ازای V_{GS} های منفی رسم شده است

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 $V_P = -5$ باشد، $|V_{GS} - V_P| = 1$ 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_{DSS} 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 سهمی تزیب زد. وقتی که $|V_{GS}| < |V_P|$ داریم:

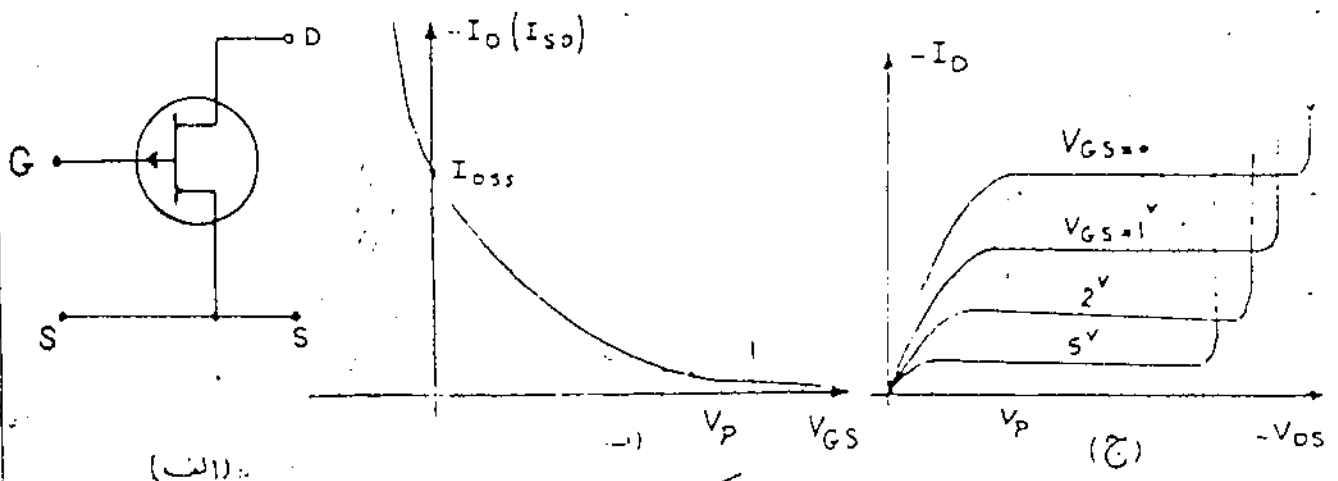
$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

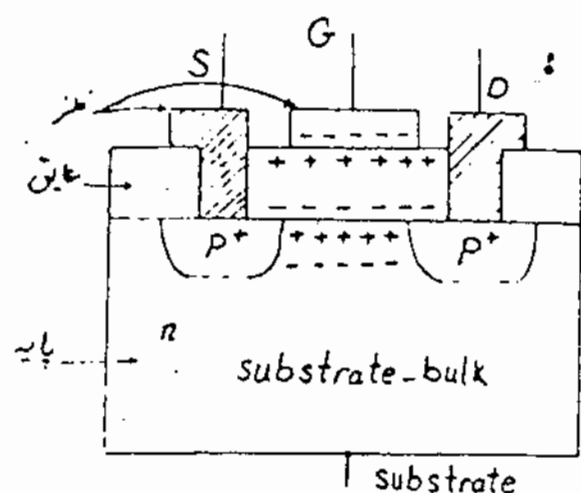
«در ناحیه اشباع»

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 SiO_2) که بر روی آن یک غشاء نغزی (معمولاً Al) قرار می گیرد، گیت را تشکیل می دهد.

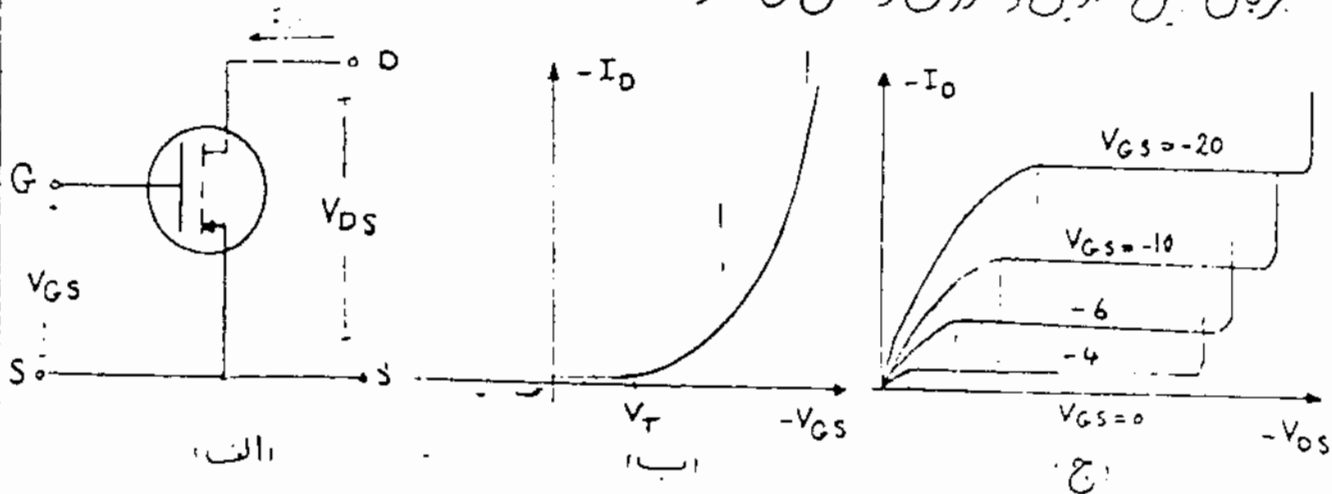
اگر دین از گیت نسبت به پایه منر باشد بین دو ناحیه P^+ جریان برقرار

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 حوز در محل اتصال پایه و گیت

النا، 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

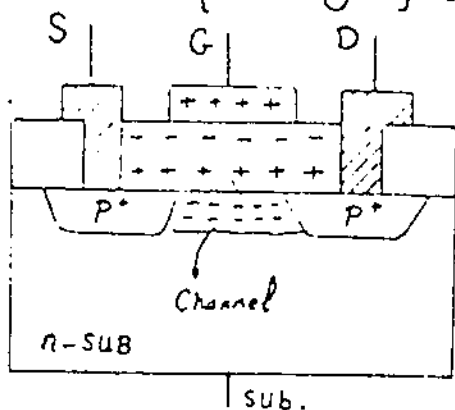
در حالیکه I_D ثابت بماند.

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]



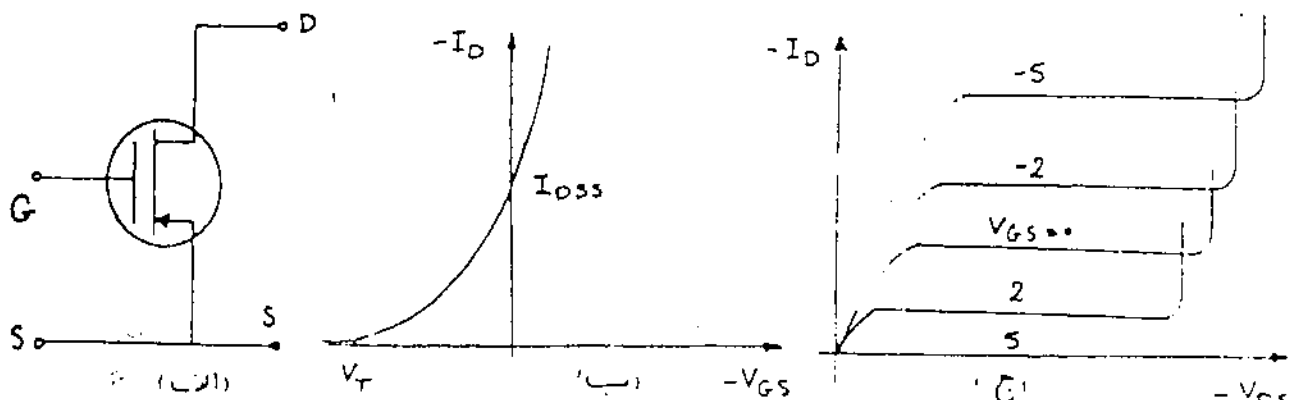
شکل (۲-۹)

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 ازدیاد 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 ترانزیستور را نشان می دهد.



شکل (۲-۱۰)

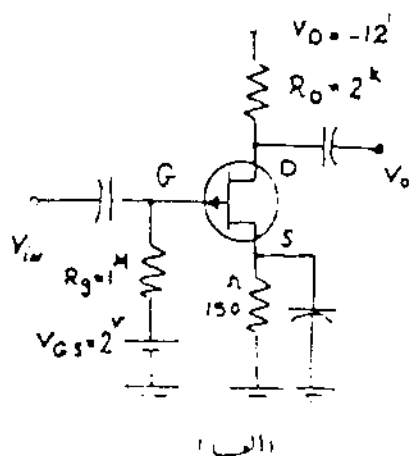
تذکره: مطالبی را که در مورد ترانزیستورهای $n\text{-ch}$ گفته می‌شود در مورد ترانزیستورهای $p\text{-ch}$ نیز صادق است و بالعکس.

(۲.۴) بایاس کردن FET :

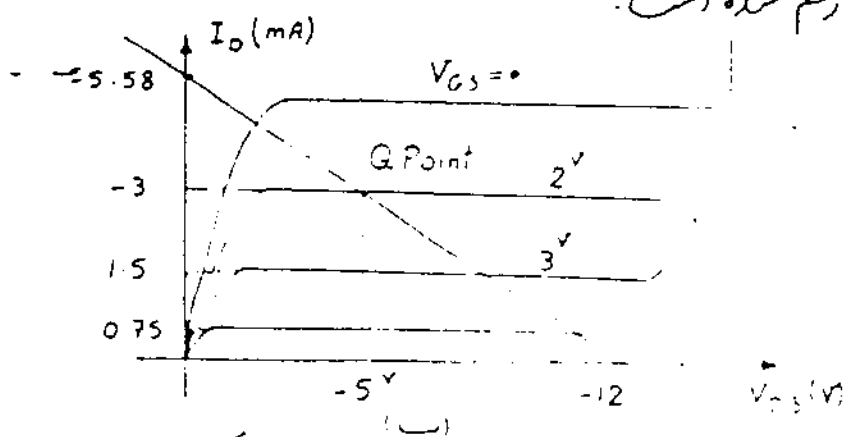
هائیکوریکه در مورد عناصر (Bipolar-Junction-Tr.) ملاحظه شد برای عملکرد خوب کنتینگ FET، باید آنرا در نقطه کار مناسبی بایاس نمود (ناحیه اشباع). که انتخاب نقطه کار معمولاً بر اساس شرایط مداری خواسته شده می‌باشد که نتایج می‌توان بعضی از شرایط را به‌صورت زیر بیان کرد.

- ۱- رانش خروجی ماکزیم
 - ۲- بهره رانش ماکزیم
 - ۳- تلفات توان می‌نیم
 - ۴- پایداری حرارتی
 - ۵- منابع رانش در دسری
- 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 7V خروجی بدست آمده است روی منحنی خروجی رسم شده است.



شکل (الف)



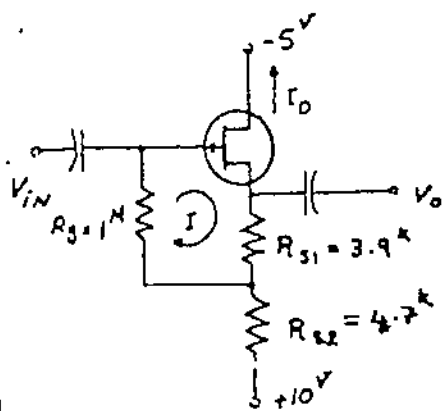
شکل (ب) (۲.۱۱)

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.

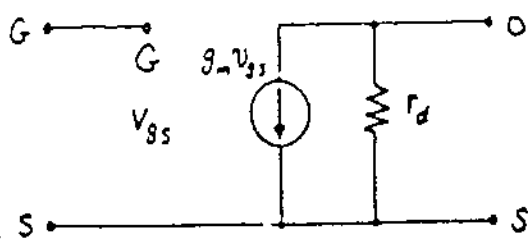
از روابط گفته شده می‌توان نتیجه گرفت:

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

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 اینک جریان ورودی خیلی کم است، خروجی، فقط توسط راناز ورودی کنترل می‌شود که نسبت

تغییرات راناز خروجی به ورودی را ضریب تقویت راناز FET گویند و به μ 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 μ 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»

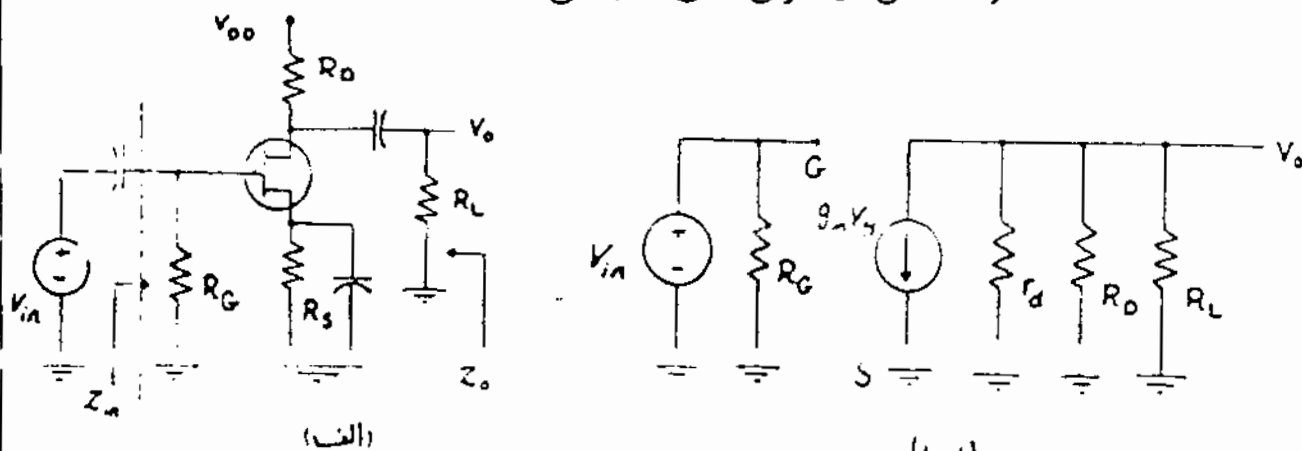
(۲-۶) آرایشهای مختلف FET:

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 بینهایت میل می‌کند. حال سایر کمیت‌های مدار را به صورت 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:

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

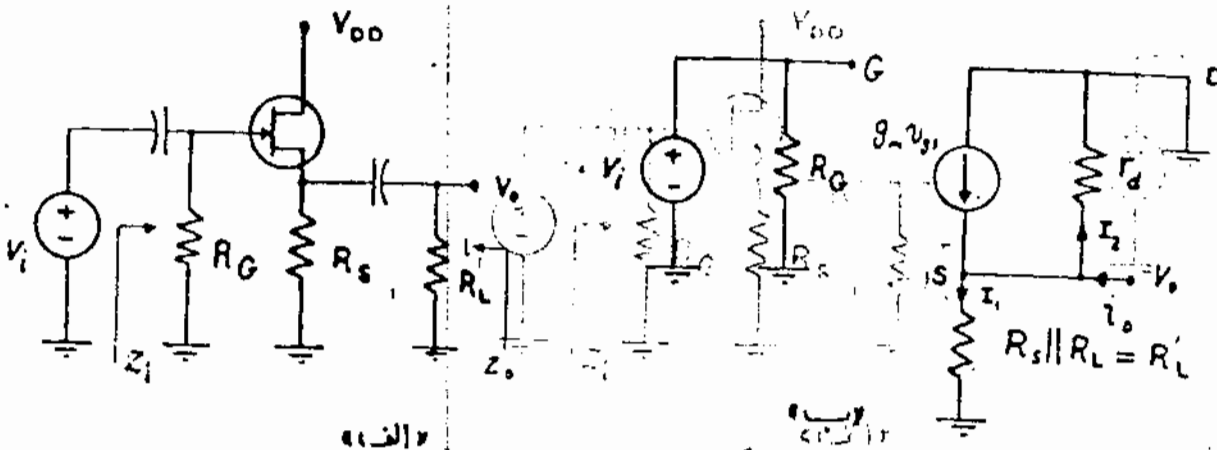
$$A_V = -1.5 \times 5.66 \Rightarrow A_V = -8.44$$

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

دینامیکی 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:

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

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

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

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

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

از روابط I, II, III, IV نتیجه می شود:

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

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

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

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.

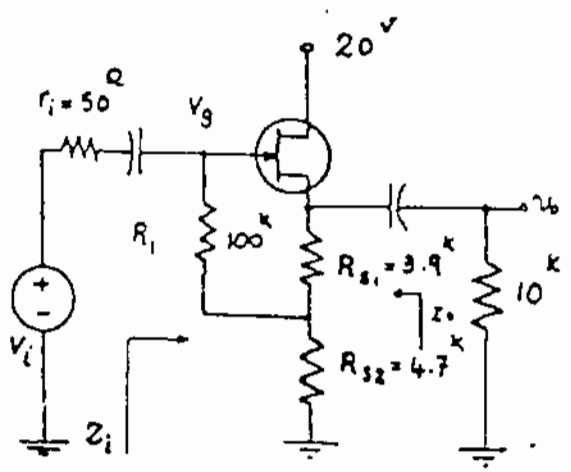
مثال برای مدار نشان داده شده در شکل (۱۵-۲) اگر $R_3 = 10^5 \Omega$ ، $R_6 = 100^5 \Omega$ ، $r_d = 200^5 \Omega$ ، $g_m = 4 \text{ mS}$ ، $R_L = 10^5 \Omega$ ، Z_i ، Z_o ، A_v را بدست آورید.

حل: چونکه $r_d \gg R'_L$ پس

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

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

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

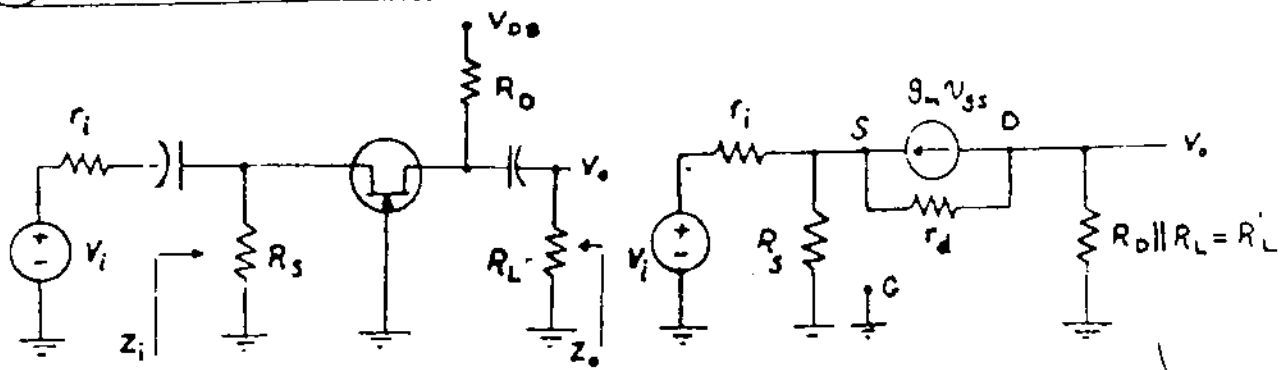


شکل (۲-۱۶)

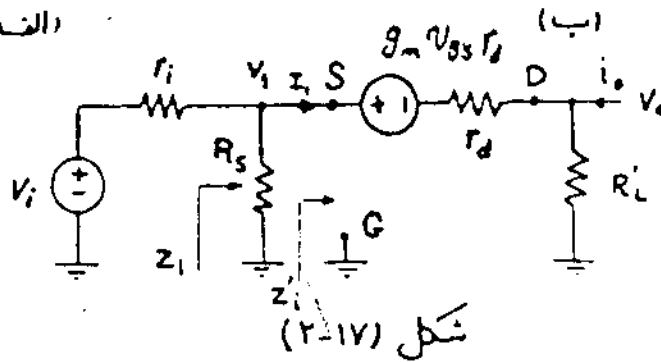
تمرین ۳:
مطلوبت محاسبه Z_i ، Z_o ، A_v برای مدار شکل (۱۶-۲).
($I_{DSS} = 16 \text{ mA}$ ، $V_P = -6 \text{ V}$ ، $r_d = 100^5 \Omega$)
(امپدانس ورودی بدست آورده را با R_i مقایسه کنید و علت را بیان کنید)

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 دینامیکی ساده شده آن را در قسمتهای ب و ج این شکل دیده می شود.



(الف)



(ب)

شکل (۲-۱۷)

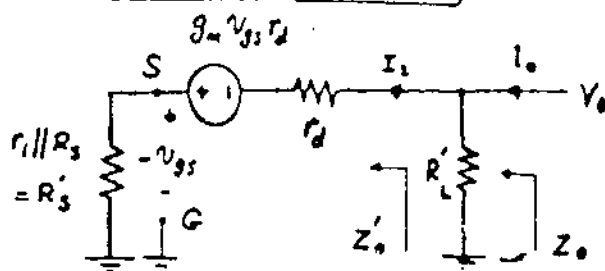
- امپدانس ورودی:

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

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

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

- 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:

بازنجه به شکل (۱۷-۲-ج)

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

$$V_o = R'_L I_s$$

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

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

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

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

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

مثال برای مدار نشان داده شده در شکل (۱۷-۲-ب) اگر $r_i = 0$ و $R_o = 2 \text{ k}\Omega$

$Z_i = 10 \text{ k}\Omega$ ، $R_s = 10 \text{ k}\Omega$ ، $R_L = 4 \text{ k}\Omega$ ، $g_m = 4 \text{ mS}$ ، $r_d = 100 \text{ k}\Omega$ باشد مطلوبست گایده Z_o

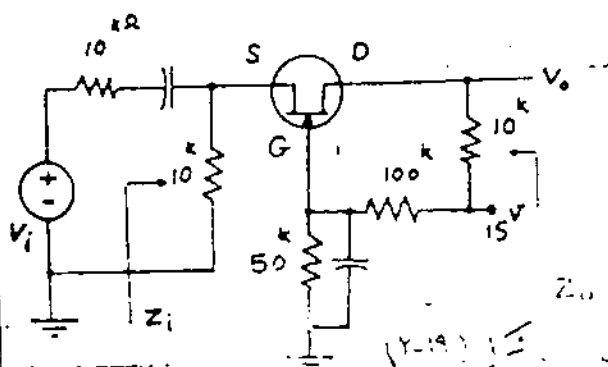
$$A_v = \frac{V_o}{V_i} \quad , \quad Z_o$$

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

حل:

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

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



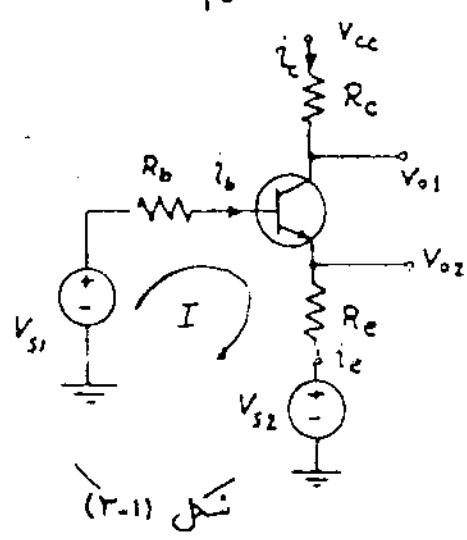
تقریباً
برای تقویت کننده شکل (۱۹-۲) Z_i

Z_o ، 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.



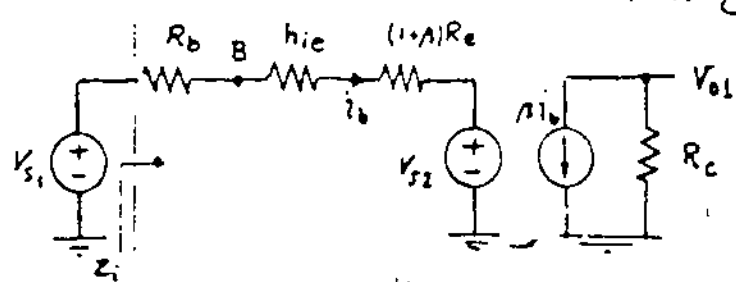
شکل (۳-۱) یک ترانزیستور BJT را نمایش می دهد. روش انعکاس امپدانس در مورد (BJT):

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.

شکل (۳-۲)

داریم:

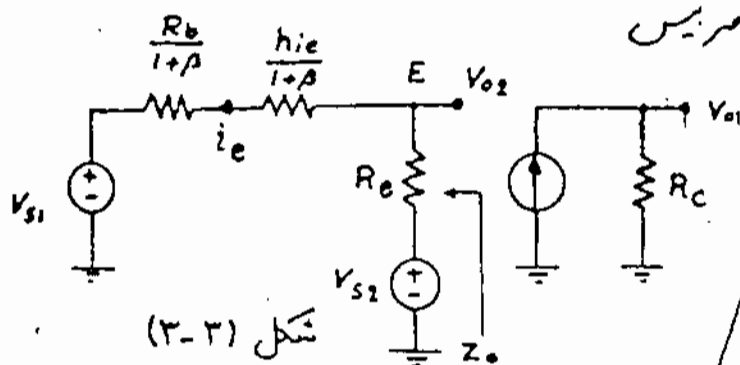
$$Z_i = \frac{V_{S1}}{I_b} \bigg|_{V_{S2}=0} = R_b + h_{ie} + (1+\beta)R_e$$

$$P_o = \frac{I_c}{V_{S1}} \bigg|_{V_{S2}=0} = \frac{-\beta I_b R_c}{Z_i I_b} = \frac{-\beta R_c}{R_b + h_{ie} + (1+\beta)R_e}$$

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:

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

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

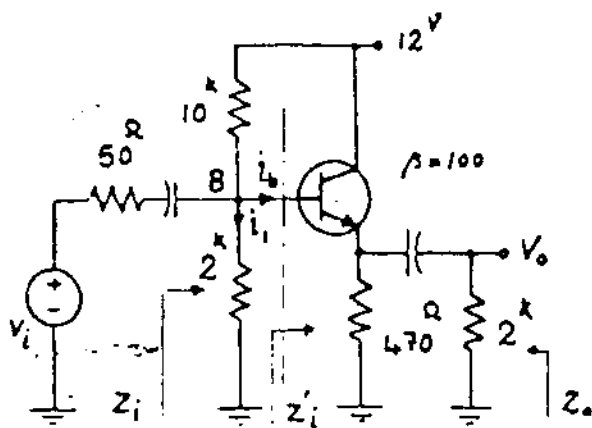
مطاب گفته شده رای توان بصورت منظم زیر بیان کرد.
- قاعده کلی:

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 دین از 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 دین از در بیس بدون تغییر انتقال می یابند.

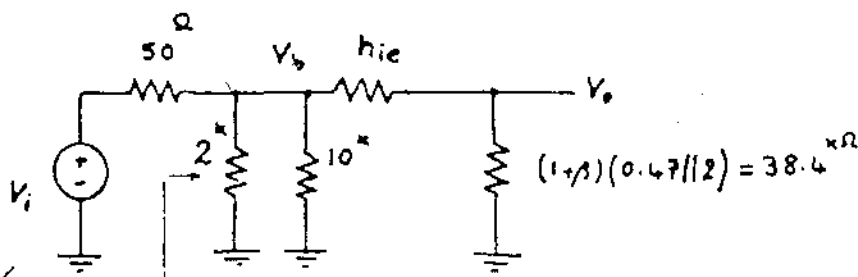
با فهمیدن این مطلب دیگر لازم نیست که روابط محاسبه شده در مورد آرایشهای مختلف را حفظ کرد.
حال به یک مثال در این مورد توجه می کنیم:



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:

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



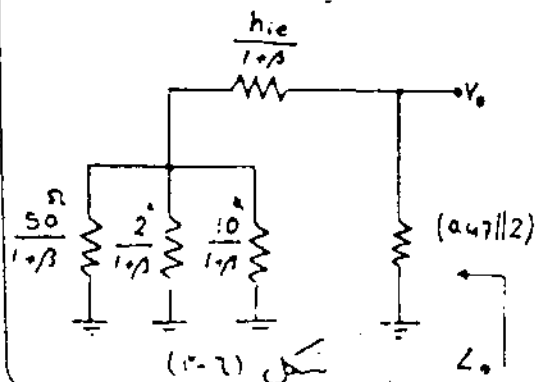
پس شکل (۳-۵) داریم:

شکل (۳-۵)

$$Z_i = (2||10)||Z_i' = (2||10)|| (h_{ie} + (1+\beta)R_e')$$

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

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



شکل (۳-۶) اتصال عناصر به امپدانس نشان

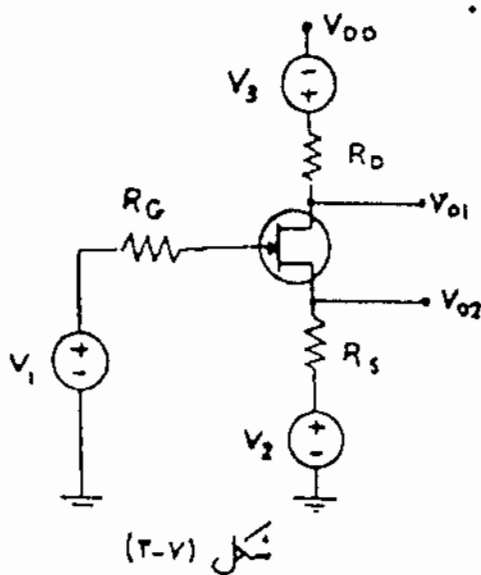
می دهد.

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

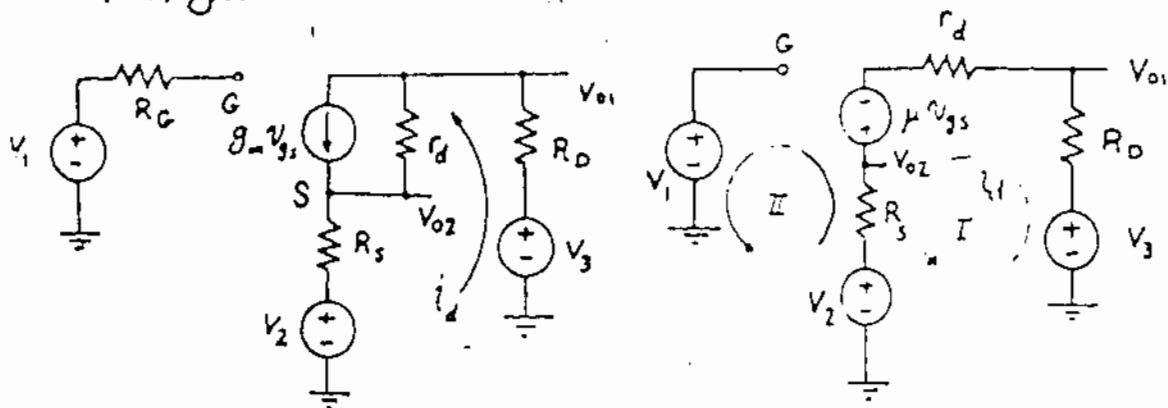
شکل (۳-۶)

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 دشار
 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 دشار
 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) :

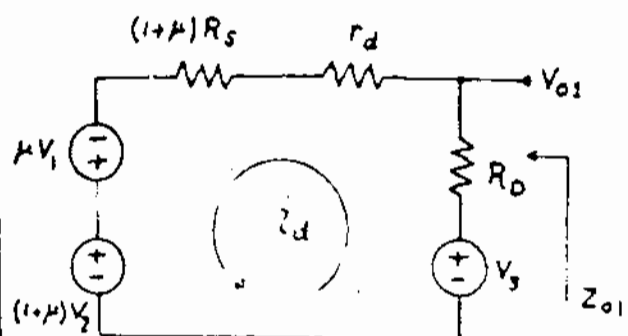
$$V_3 + \mu V_{gs} - V_2 = i_d (R_s + r_d + R_o) \Rightarrow i_d = \frac{V_3 + \mu V_{gs} - V_2}{R_s + r_d + R_o} \quad (1)$$

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

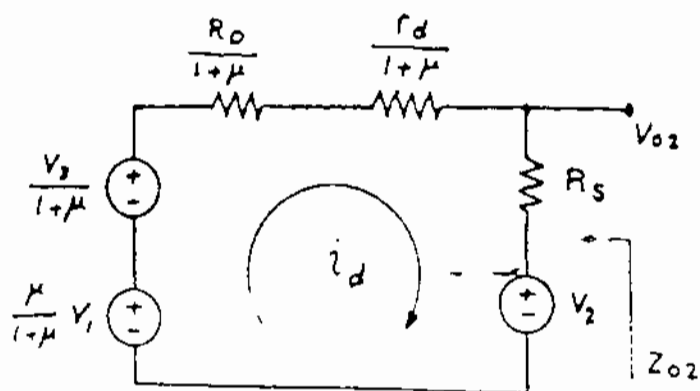
$$Z_{o1} = R_O \parallel (r_d + (1 + \mu)R_S)$$

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

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

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:

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

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

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.

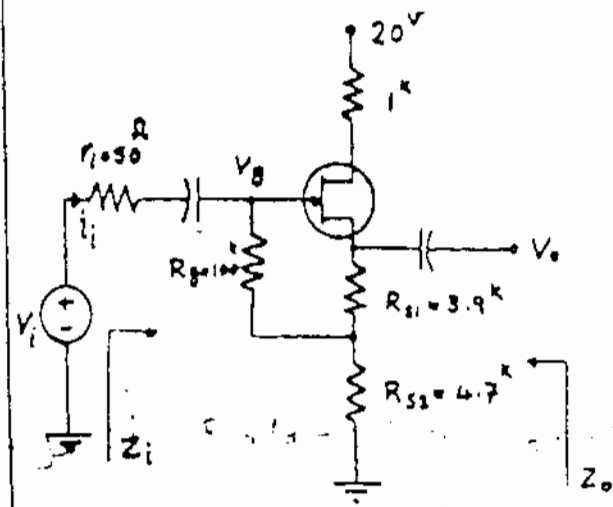
قاعده کلی: - -

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 μ 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 μ 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)



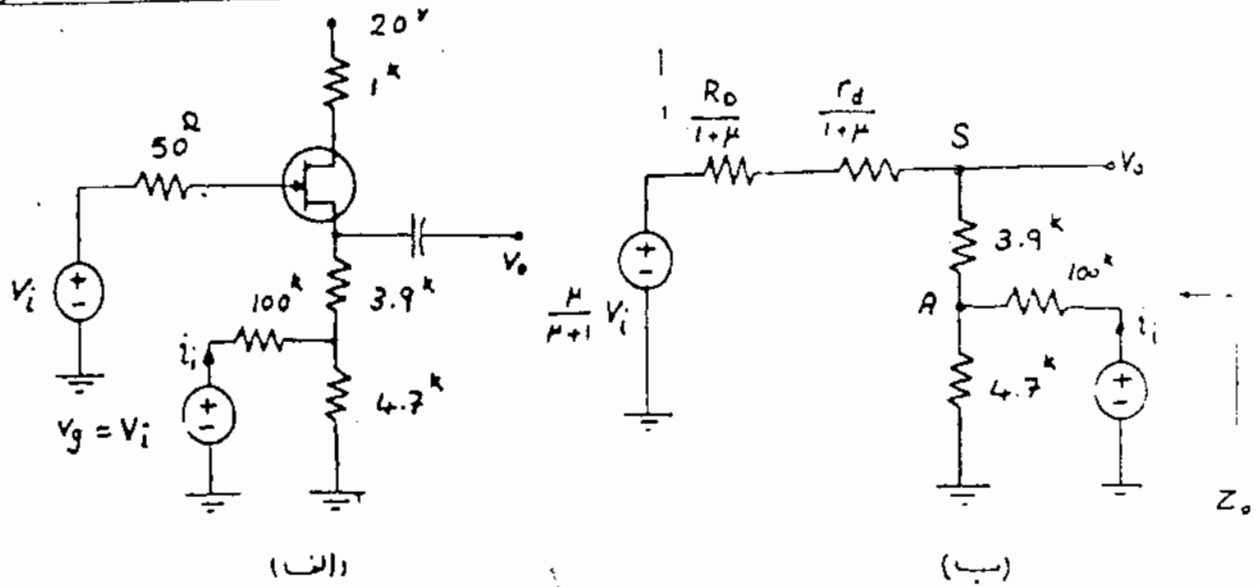
شکل (۳-۱۱)

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

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)

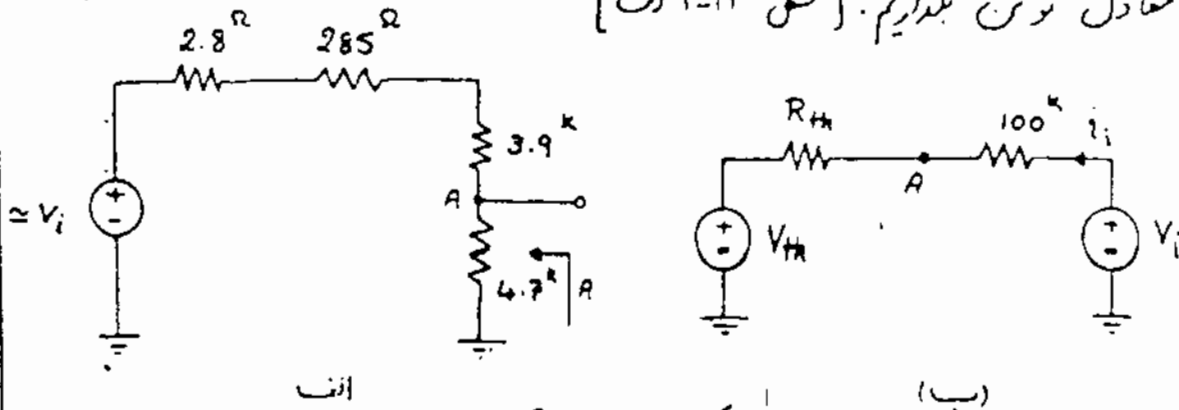
- امپدانس خروجی:

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

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

- 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)

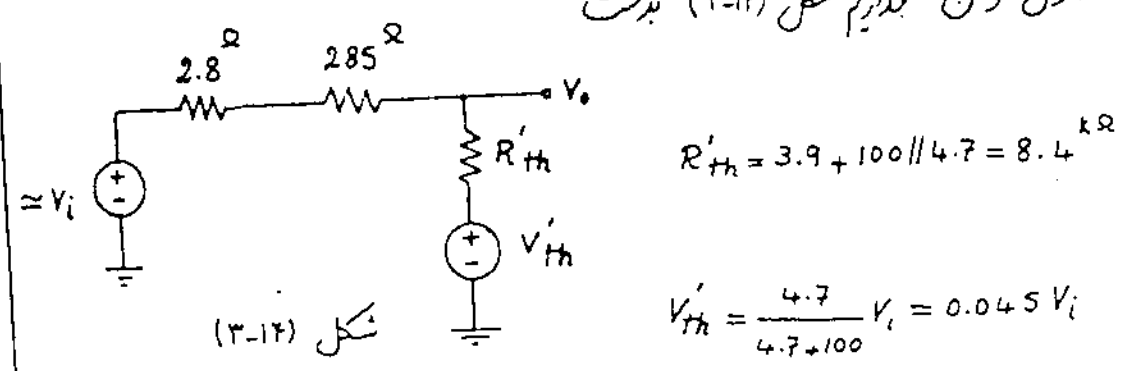
$$R_{th} = 4.7 \parallel (3.9 + 285 + 2.8) = 2.21 k \quad V_{th} = \frac{4.7 \times V_i}{4.7 + 3.9 + 285 + 2.8} = 0.53 V_i$$

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

دیده می شود که
امپدانس ورودی بالا رفته است.

$$i_i = \frac{0.47}{102.21} V_i \Rightarrow \boxed{Z_i = \frac{V_i}{i_i} = 217.46 \text{ } \Omega}$$

- 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.

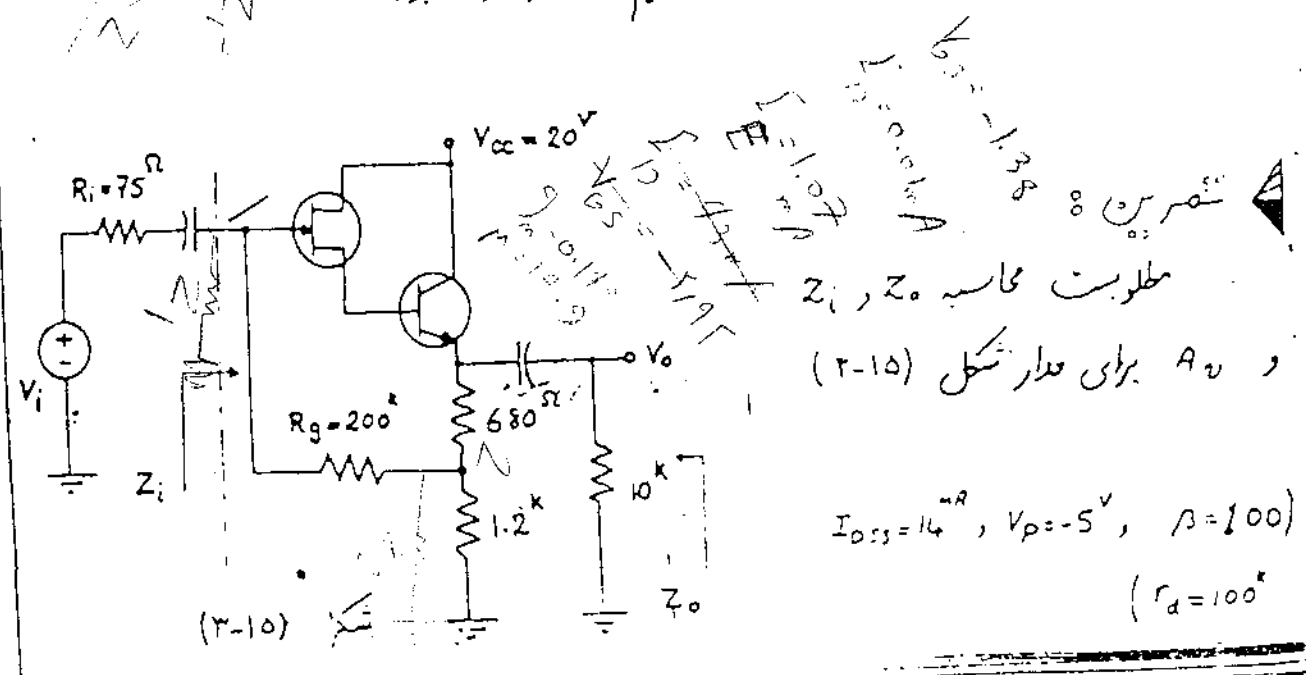


حال اگر از اصل جمع آثار استفاده کنیم:

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

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

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



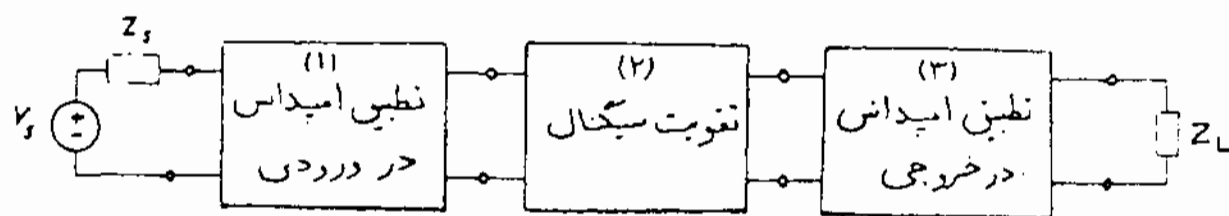
۴- تقویت کننده های چند طبقه Multistage Amplifiers

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 بوسیله 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 بوسیله خازن کوپلاژ ۳- اتصال بوسیله 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)

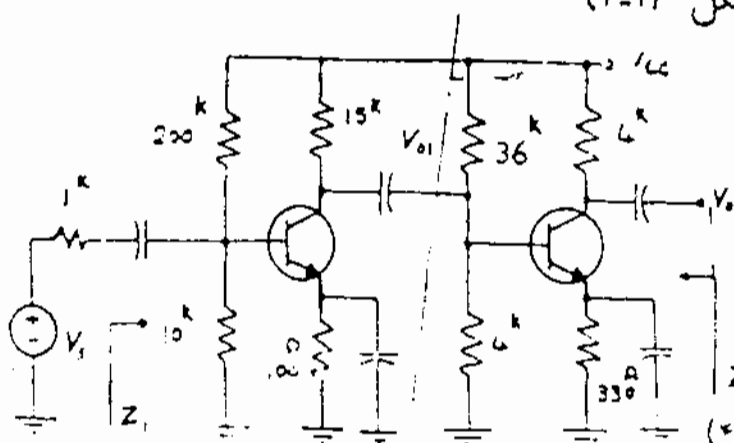
حال به ذکر چند مثال می پردازیم.

مثال ۱

برای مدار شکل (۴-۲) A_v ، Z_o و

Z_i را بدست آورید.

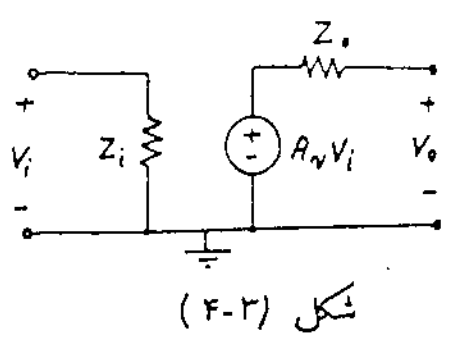
($h_{ie} = 1.1 k\Omega$, $\beta = 50$)



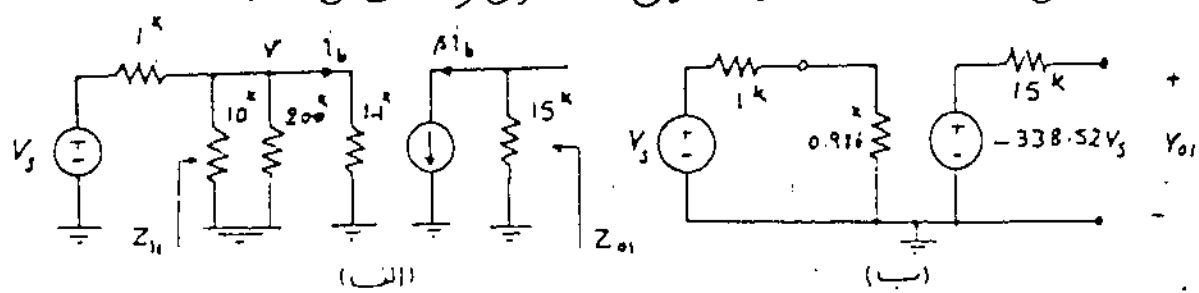
شکل (۴-۲)

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 نماییم.

- روش اول:



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



شکل (۴-۴)

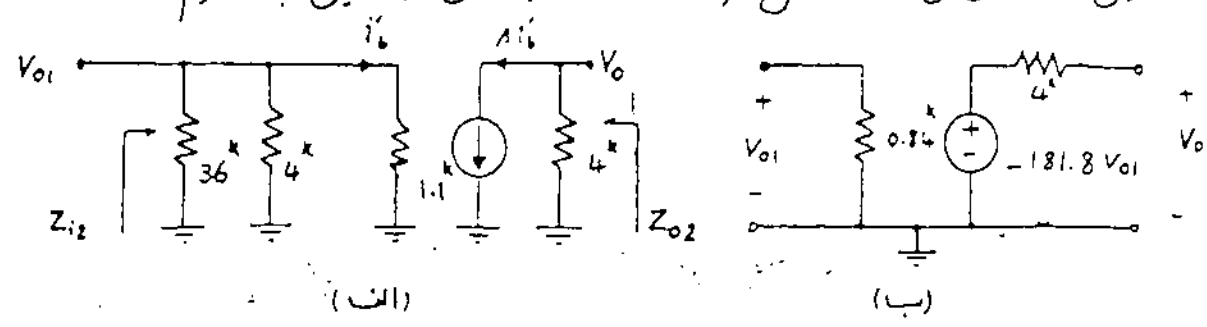
$$Z_{i1} = 10 \parallel 200 \parallel 1.1 = 0.986 \text{ k}\Omega$$

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

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

شکل (۴-۴ ب) مدل ساده

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



شکل (۴-۵)

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

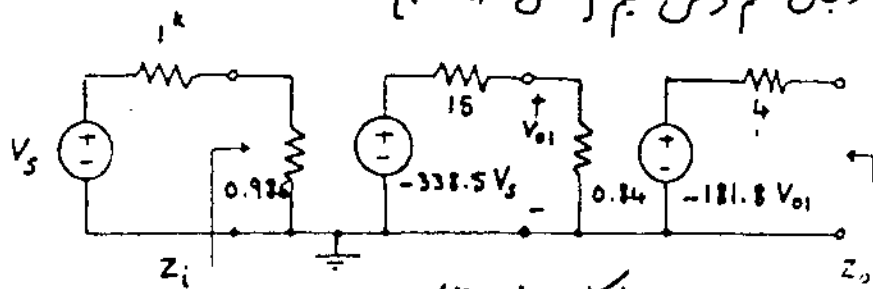
$$Z_{o2} = 4 \text{ k}\Omega$$

شکل (۴-۵ ب)

$$A'_{v2} = \frac{v_o}{v_o1} = \frac{-\beta \times 4}{h_{fe}} = -181.8$$

مدار ساده شده طبقه دوم را نشان می دهد.

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



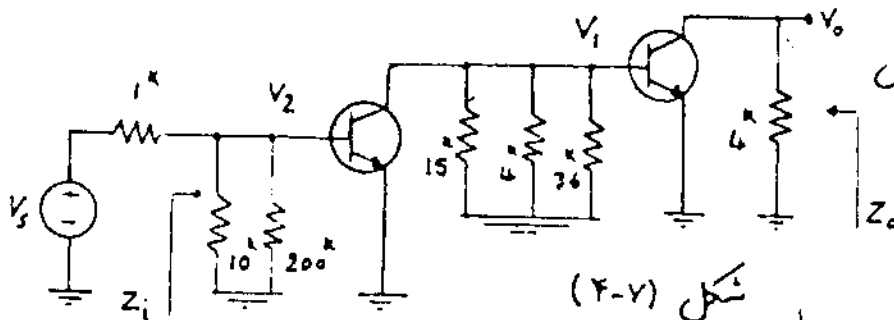
شکل (۴-۶)

در این حالت داریم:

$$Z_i = 986 \Omega$$

$$Z_o = 4 \text{ k}\Omega$$

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



شکل (۴-۷)

- ردش دوم:

شکل (۴-۷) مدل دینائیک

مدار اصلی است.

با توجه به اثر بارگذاری

لطفاً بردی بکشد

داریم؟

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

$$Z_o = 4 \text{ k}\Omega$$

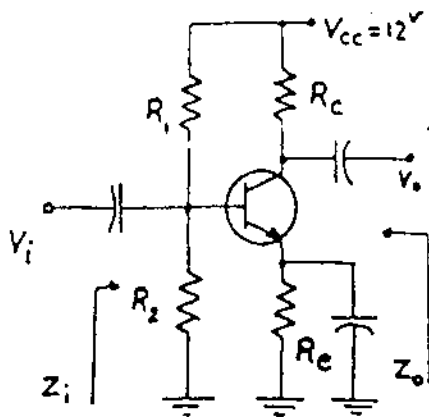
$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = \frac{v_o}{v_1} \times \frac{v_1}{v_2} \times \frac{v_2}{v_s} = \frac{-\beta \times 4}{1.1} \times \frac{-\beta (15 \parallel 4 \parallel 36 \parallel 1.1)}{1.1} \times \frac{Z_i}{Z_i + 1}$$

\Rightarrow

$$A_v = 3273.2$$

در این مثال دیدیم که هر دو ردش نتایج یکسانی می دهند و ما
هیئت در حل مسائل برای سهرت 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 $V_{BE} = 0.6V$, $\beta_{min} = 200$

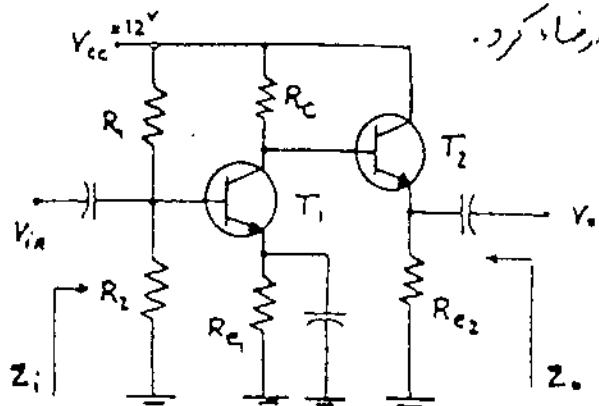
حل: چون $|A_v| > 1$ پس باید از مدار CE یا C.B. استفاده کرد و بدلیل اینکه مقاومت ورودی نسبتاً زیاد باید باشد، پس از مدار C.E. استفاده می کنیم [شکل ۴-۸]

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

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



شکل (۴-۹)

خروجی ارضا نشده است می توان از یک C.C. در طبقه های استفاده کرد [شکل ۴-۹]

اگر ارزش انعکاس امپدانس استفاده کنیم

داریم:

$$Z_o = R_{c2} \parallel \frac{R_{c1} + h_{ie2}}{1 + \beta} \quad A_v = \frac{-\beta [R_{c2} \parallel (h_{ie2} + (1 + \beta) R_{c2})]}{h_{ie1}}$$

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

باشد یعنی:

$$R_{c1} \parallel (h_{ie2} + (1 + \beta) R_{c2}) > 5 \text{ k}\Omega$$

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

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.

$$I_{E2} \gg I_{B1} \Rightarrow I_{E2} \geq 10 I_{B1} = 16.7 \mu A \quad R_1 = \frac{5.6}{16.7 \mu A} = 335.3 \text{ k}\Omega$$

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

$$\text{مقاومت استاندارد} \quad I_{E2} = I_{E1} = \frac{5.6}{330} = 16.96 \mu A$$

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

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

استاندارد

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

مشاهده می شود که :

- برای محاسبه R_{E2}

$$Z_o = \frac{R_c + h_{ie2}}{1 + \beta} \parallel R_{E2} \leq 100 \Omega$$

$$\frac{R_c + h_{ie2}}{1 + \beta} \ll R_{E2} \Rightarrow (R_c + h_{ie2}) \leq 100 \Omega (1 + \beta) = 20 \text{ k}\Omega \quad \text{اگر:}$$

$$\Rightarrow h_{ie2} \leq 20 - 10 = 10 \text{ k}\Omega \quad I_{C2} = \frac{\beta \times 25}{h_{ie2}} \geq 0.5 \text{ mA} \Rightarrow I_{B2} \geq 2.5 \mu A$$

$$I_{B2} \ll I_{C1} \Rightarrow V_{B2} = 12 - 10 \times 0.333 = 8.67$$

$$R_{E2} = \frac{8.67 - 0.6}{0.5} = 16.4 \text{ k}\Omega \Rightarrow$$

$$R_{E2} = 16 \text{ k}\Omega$$

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 ($V_{BE} = 0.7$ ، $\beta \geq 200$).

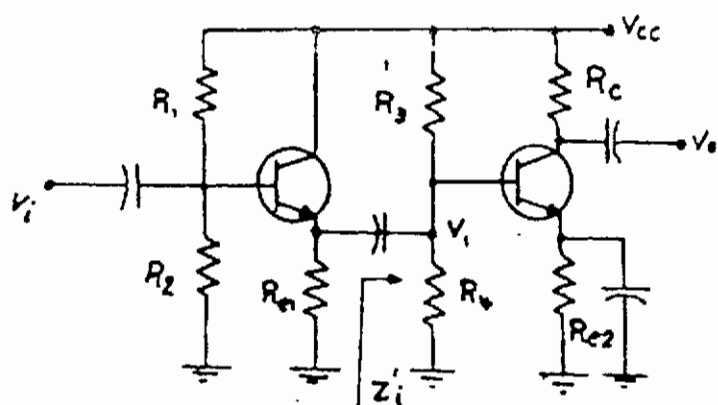
حل: این مثال را هم می توان از راه مثال قبل حل کرد. راه دیگر این است که ابتدا امپدانس خروجی را محاسبه کنیم، مثلاً اگر یک C.E. در نظر بگیریم:

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

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

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 دتاثر طبقه اول تقریباً برابر واحد است در نتیجه برای طبقه دوم:

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

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

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

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

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

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

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

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

با فرض اینکه:

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

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

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

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

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

برای بایلداری مدار نسبت به β و حرارت،

جریان معادلت R_1 و R_2 را 10 برابر جریان

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

بیس ترانزیستور T_1 می گیریم.

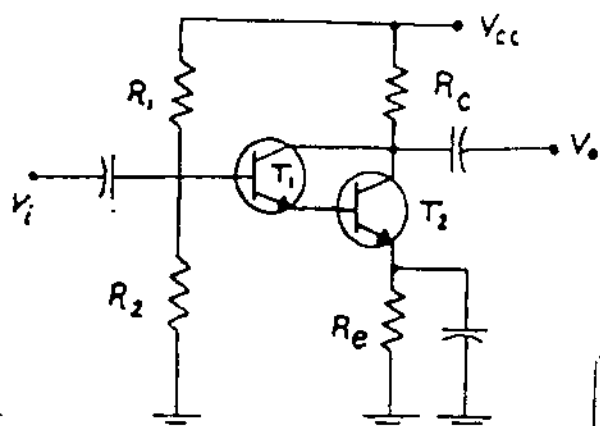
$$R_2 = \frac{6.7}{90^{\text{mA}}} = 74.4^{\text{k}\Omega} \Rightarrow R_1 \parallel R_2 < 200^{\text{k}\Omega}$$

دیده می شود که شرط

$Z_i \geq 100^{\text{k}\Omega}$ 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)

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

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

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

$$V_{E2} = 12 - V_{CE2} - R_C I_{C2} = 12 - 6 - 1 \times 5 = 1 \text{ V}$$

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:

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

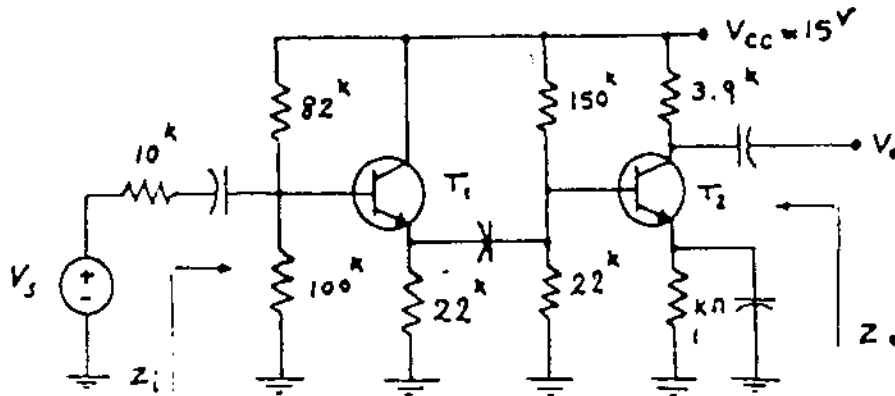
$$Z_o = 1 \text{ k}\Omega$$

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

شماره ۳

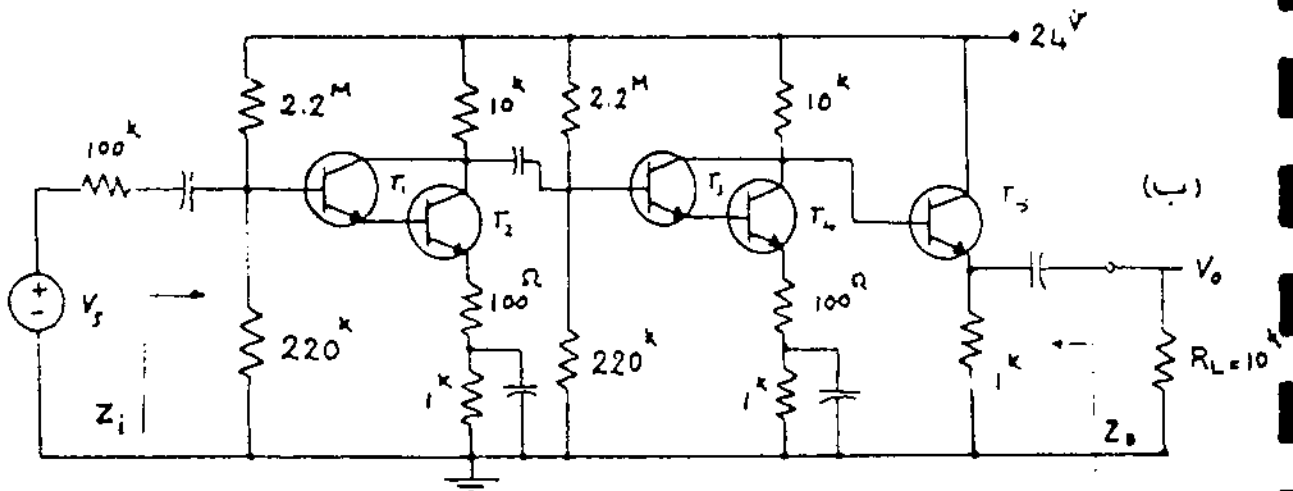
۱- مطلوبست طرح تنویت کننده ای با $Z_o = 50 \Omega$, $Z_i = 100 k\Omega$, $A_v \approx 250$ ترانزیستورهای موجود ($V_{BE} = 0.7V$, $\beta_{min} = 100$).

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

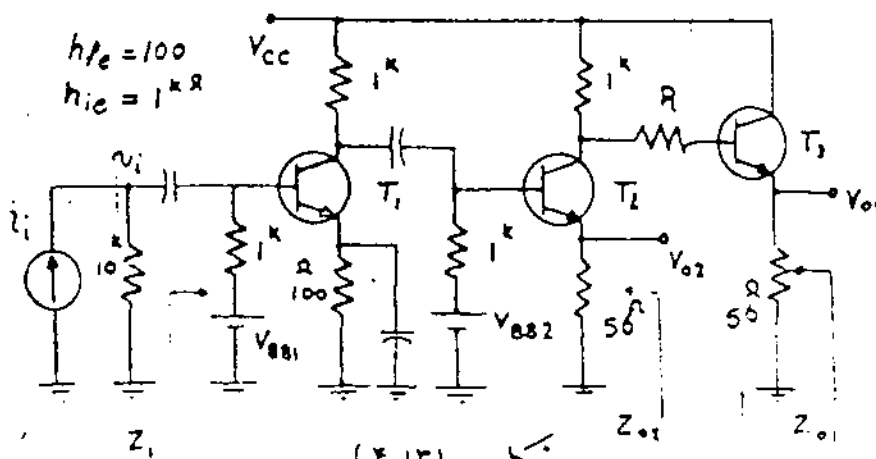


(الف)

شکل (۴-۱۲)



(ب)



شکل (۴-۱۳)

۳- مختارست R را در مدار

شکل (۴-۱۳) طوری پیدا کنید

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

شود سپس Z_{o1} , Z_{o2} , Z_{o3}

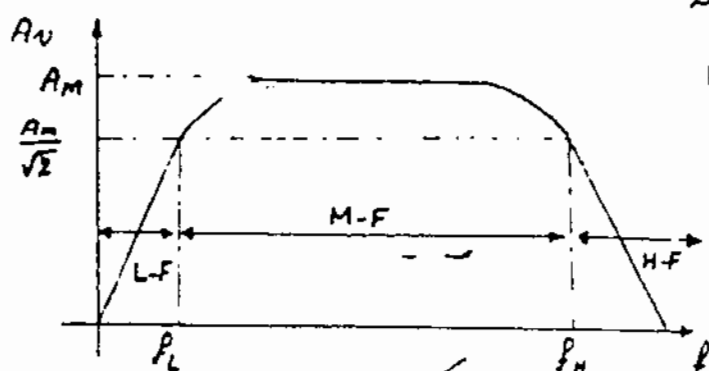
$$A_v = \frac{v_{o1}}{v_{i1}}$$

بخش ۲

بررسی فرکانسی تقویت کننده‌ها

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 می‌کردیم و در محاسباتمان این خازن‌ها را اتصال کوتاه در نظر می‌گرفتیم در صورتیکه در فرکانس‌های پایین، امپدانس این خازن‌ها زیاد می‌شود و باعث کاهش ضریب تقویت می‌گردد.

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 می‌دهد، که f_L و f_H فرکانس‌هایی هستند که



شکل (۱۱)

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

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

تقویت کننده می‌نامند.

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

از آنجا که اتصال‌های 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.

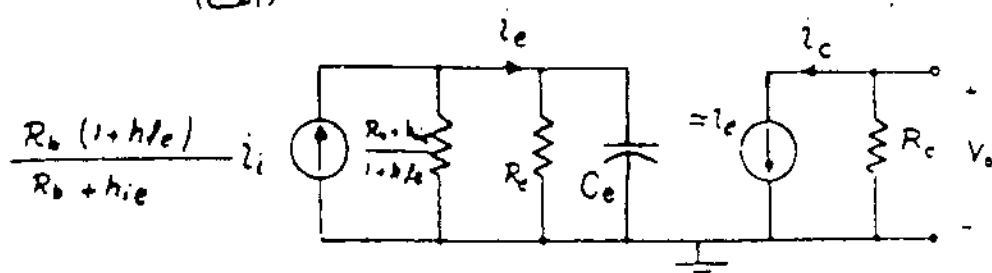
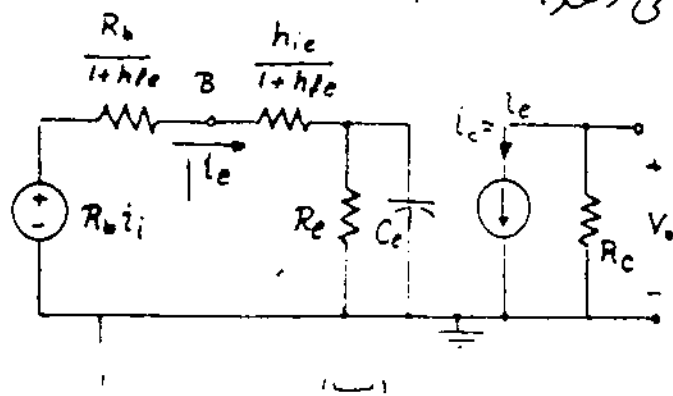
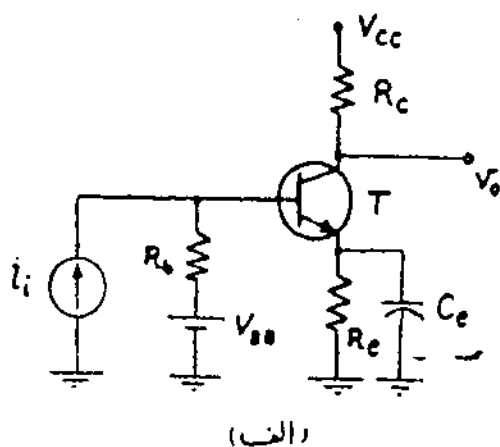
با توجه به این مطالب می توان در برنامه ای از فرکانس، یک مدل مداری
برای تویب کنند در نظر گرفت. در فرکانسهای پایین $(f < f_n)$ گازهای داخلی
ترازبستر، اتصال باز و گازهای کوپلاژ در "bypass" در مدل گنجانده می شود،
در فرکانسهای میانی $(f_n < f < f_m)$ تمامی گازهای داخلی ترازبستر
اتصال باز و گازهای کوپلاژ در "bypass" اتصال کوتاه در نظر گرفته می شود
و در فرکانسهای بالا $(f > f_m)$ فقط گازهای داخلی ترازبستر 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 ω 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:

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

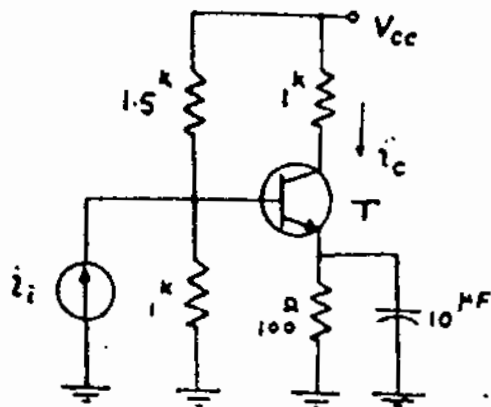
برای بدست آوردن فرکانس $f = f_L$ که در این فرکانس ضرب ثبوت

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 استرک زکانش قطع بایس در

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



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:

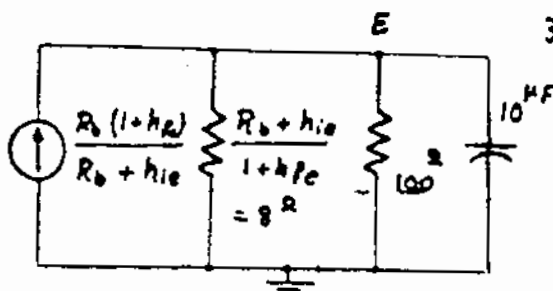
مطابق رابطه بدست آید. در درس:

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

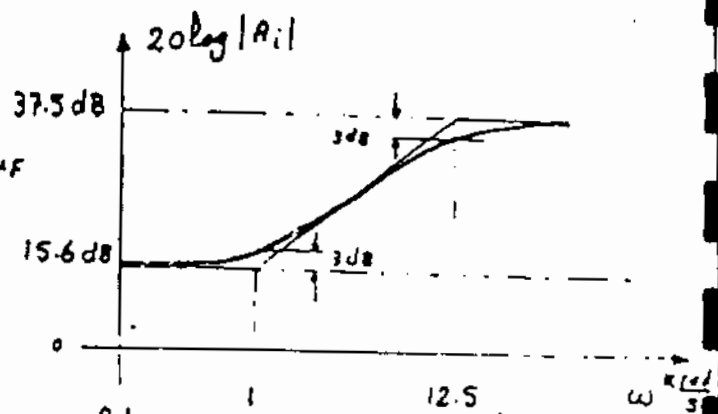
$\Rightarrow A_i \approx 6 \left(\frac{1+j10^{-3}\omega}{1+j80 \times 10^{-6}\omega} \right)$

شکل (۱-۳-الف) مدار معادل AC و

شکل (۱-۳-ب) $|A_i|$ رانایش می دهد.



(الف)



(ب)

شکل (۱-۳)

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

زکانش قطع بایس در نیمه $\omega > 10\omega$: جوند

۱-۲) خازن کوپلاژ در کلکتور دیس :

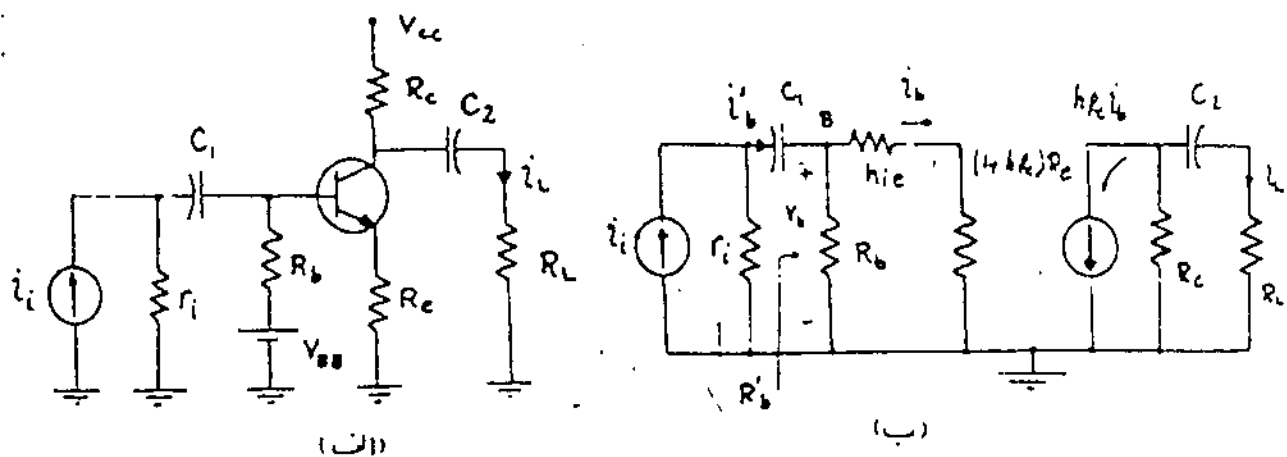
The Base and Collector Coupling Capacitor:

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 المانهای آمپتد هم بیس انتقال یافته اند را نمایش می دهد.



شکل (۱-۴)

مطابق شکل (۱-۴):

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

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

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

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

از معادله (II) و شکل (۱-۴-ب)

نتیجه گرفته می شود که در مدار ورودی و خروجی

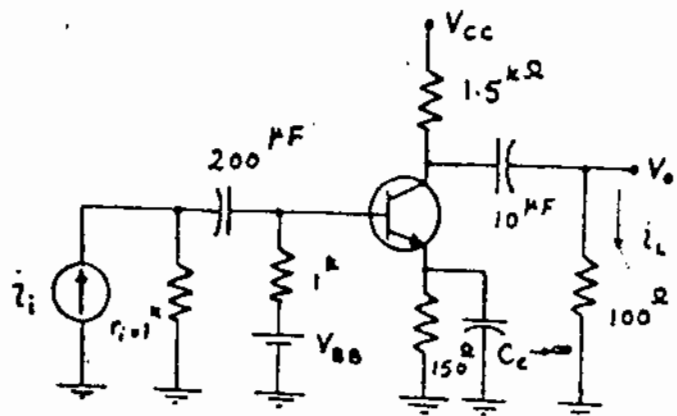
روی هم تأثیر ندارند و در اینجا ما در تئوری در فرکانسهای

پایین داریم:

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

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

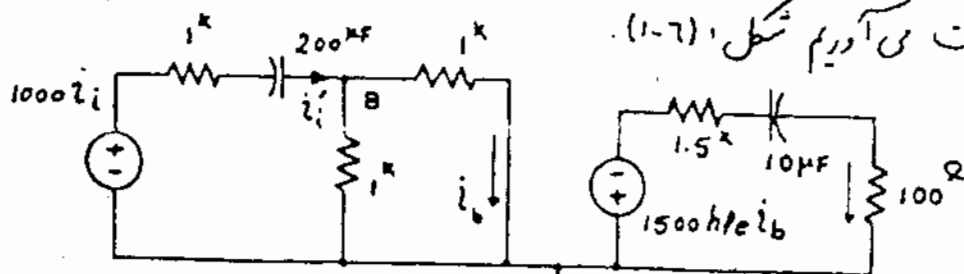
که R'_1 و R'_2 مدارهای معادل قرار گرفته در دو سر خازنهای C_1 و C_2 می باشند.



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)

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

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

$$\Rightarrow \omega_1 = 62.5 \quad \omega_2 = 3.33$$

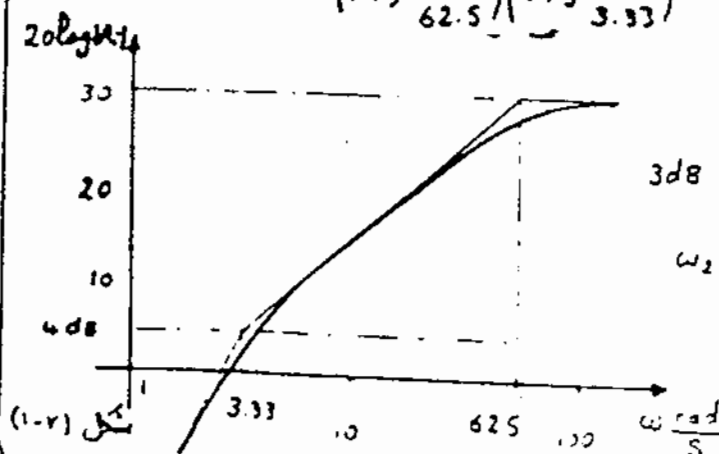
شکل (۱-۷) اندازه A_i را بر حسب فرکانس نشان می دهد.

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

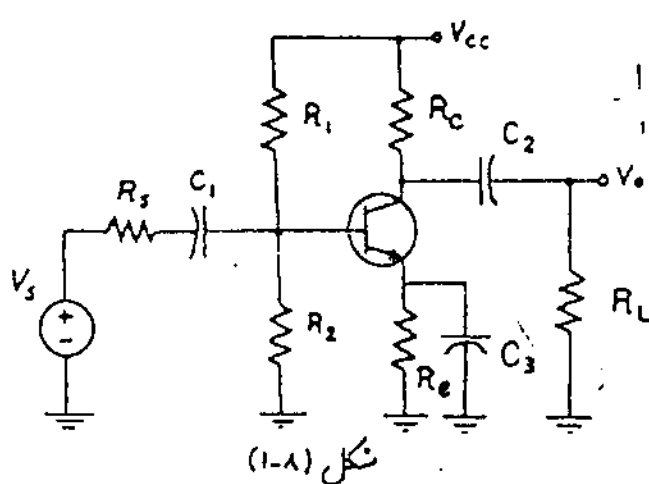
فرکانس قطع پایین می باشد.



شکل (۱-۷)

۱-۳) محاسبه تقریبی خازنهای کوپلاژ و bypass

در رسمتهای 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

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

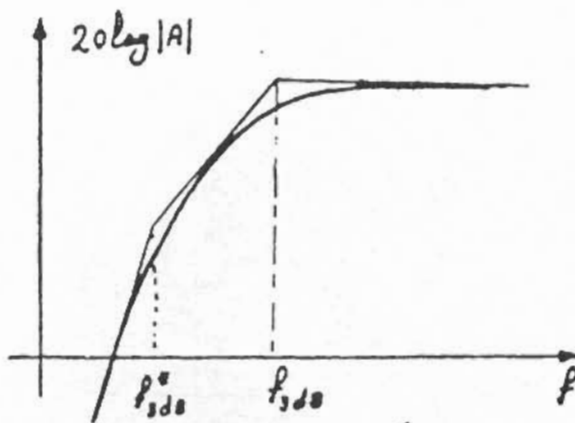
که در آن

R معادلت معادل قرار گرفته در در سری 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 سری آن کمترین است اختصاص دهیم. می توان دید که اغلب، خازن در امیتر، کمترین مقدار معادلت معادل در در سری 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 سری 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:

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

$$R'_2 = R_L + R_C$$

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

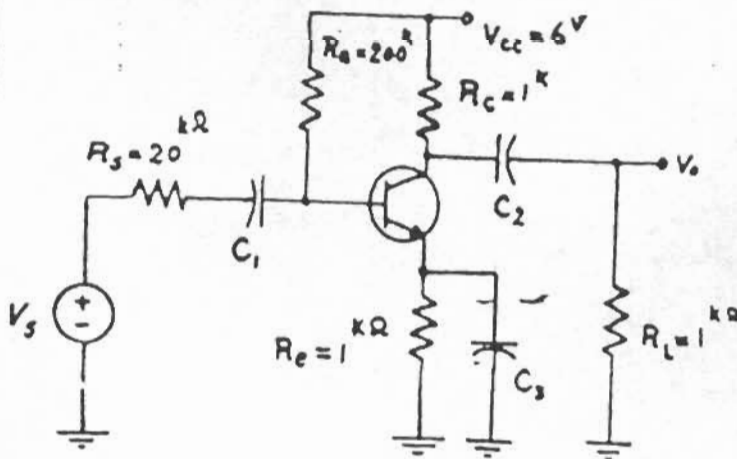
$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_{3dB}^* R'_1}$$

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

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

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 مشتمل 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.

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

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

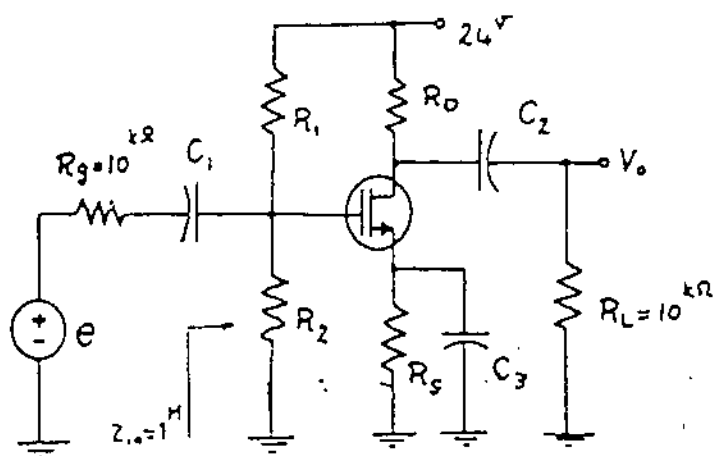
$$\Rightarrow \boxed{C_2 = 82 \mu F}$$

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

مذکور: خازنهای انتخاب شده استاندارد می باشند.

مثال ۲) تئویت 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 تئویت و تاثیر در

شکل (۱-۱۱)

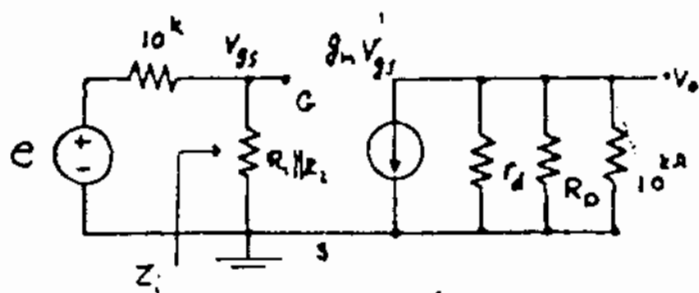
فرکانسهای متوسط $A_v = \frac{V_o}{e} = -10$ باشد.

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

اثر از 5Hz شود.

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

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



شکل (1-12)

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

- بازه تقریب نویسی:

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

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

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

$\Rightarrow R_D = 2^k \Omega$

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

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:

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

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

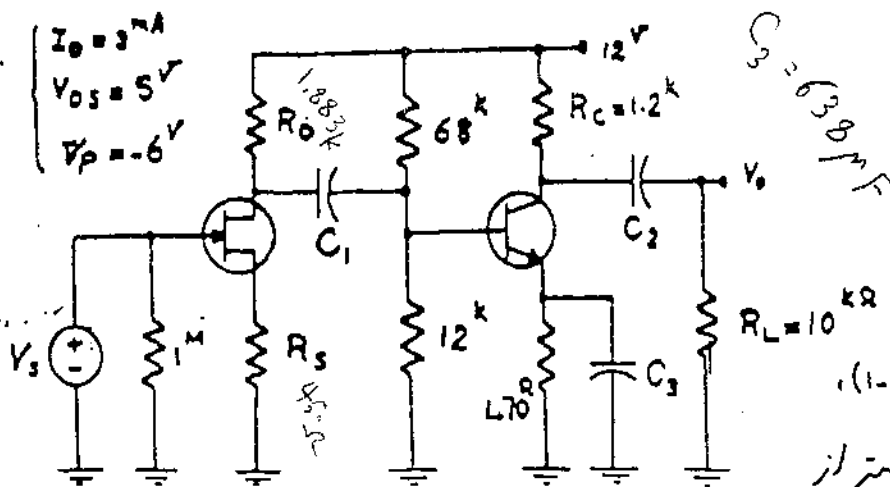
$$R'_3 = R_s \parallel \left(\frac{r_d + R_o \parallel R_L}{1 + \mu} \right) = 2^k \parallel \left(\frac{2 + 20 \parallel 10}{1 + 6.4 \times 20} \right) = 150^{\Omega}$$

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

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

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

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



تشریح:

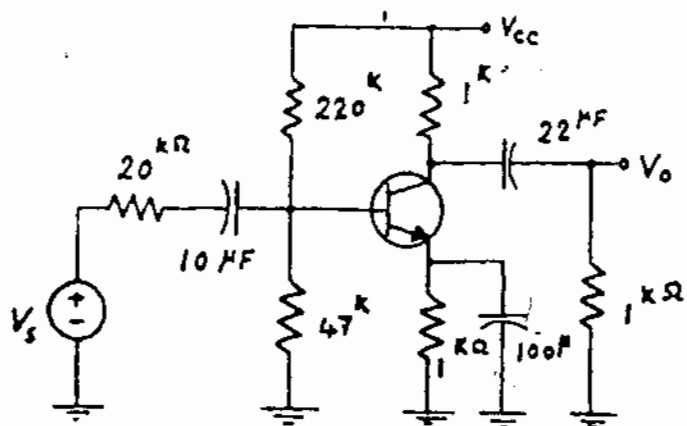
۱. مطلوبت محاسبه

خازنهای کوپلر و

bypass در مدار شکل (۱-۱۳)،

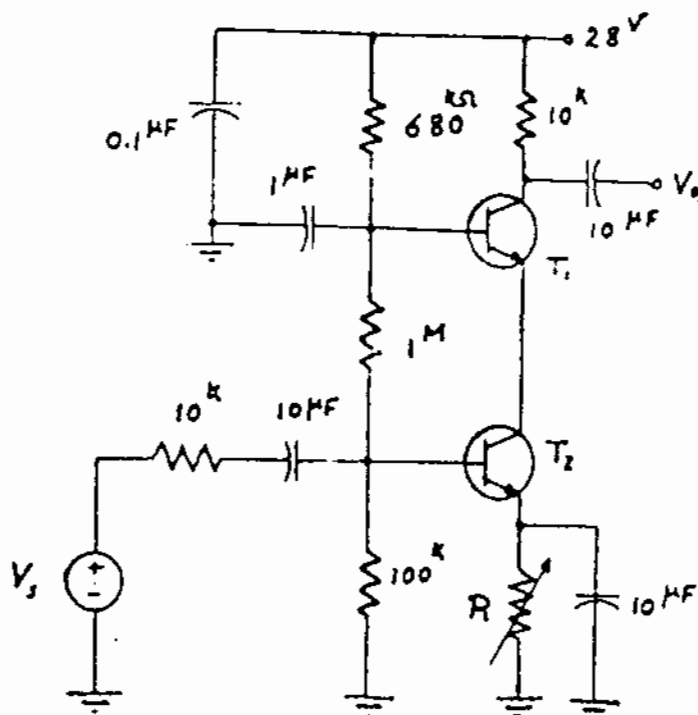
برای آنکه فرکانس قطع پایین بیشتر از

شکل (۱-۱۳) $(r_d = 50^k, I_{DSS} = 5^mA, \mu = 10)$ نشود.



شکل (۱-۱۴)

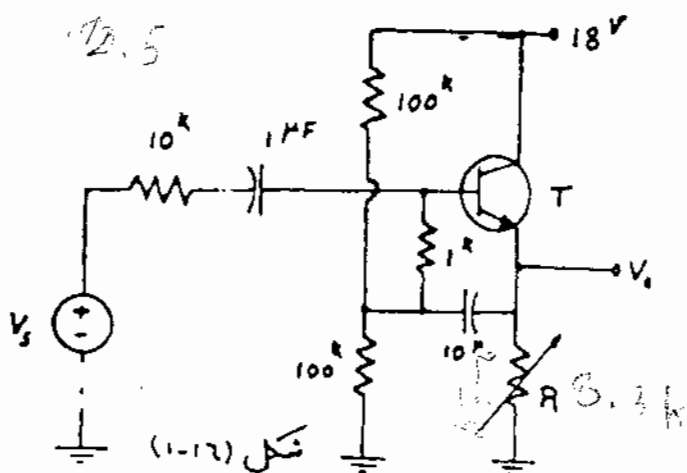
۲. مطلوبت رسم $|A_{v(m)}|$ و محاسبه
فرکانس قطع پایین برای
تنویت کننده شکل (۱-۱۴).
($h_{ie}=1k$, $h_{fe}=200$)



شکل (۱-۱۵)

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

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



شکل (۱-۱۶)

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

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

۲- فرکانسهای میانی Mid Frequency Range

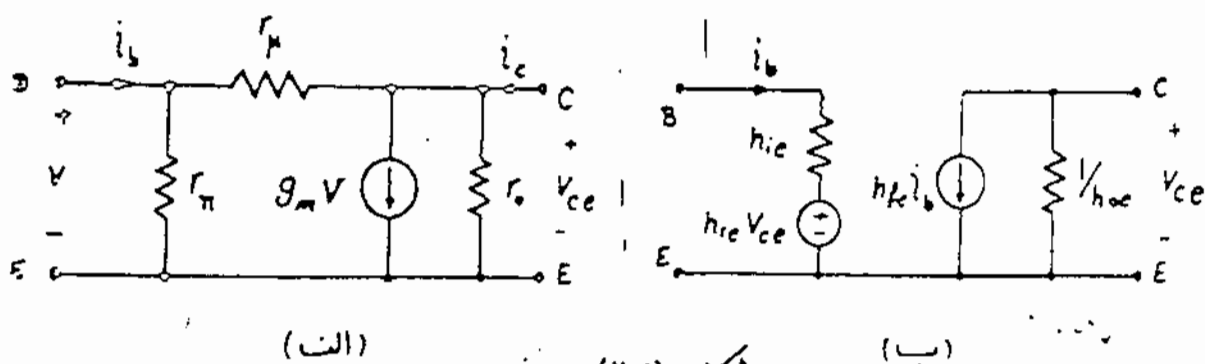
در فرکانسهای میانی همانطوریکه گفته شد تمام خازنهای bypass و کاپاسیتور اتصال کوتاه و خازنهای داخلی ترانزیستور اتصال باز در نظر گرفته می شود. تمامی محاسبات و حل مسائلی که قبلاً داشتیم در فرکانسهای میانی بوده است. لذا دانشجویان آشنایی کامل با این آسانسور داشته و دیگر بحثی در این مورد لازم نیست.

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

(۲-۱) مدل π ترانزیستور در فرکانسهای میانی و پایین:

The hybrid- π equivalent circuit in low and mid frequency:

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



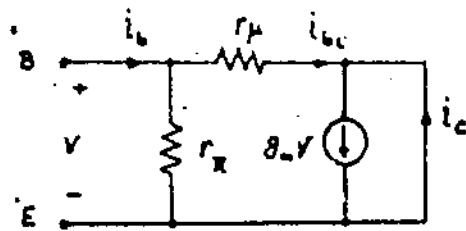
شکل (۲-۱)

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

حال پارامترهای مدل π را برپایه تعاریف

مدل π و مدل هیبرید

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



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

شکل (۲-۲)

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

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

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

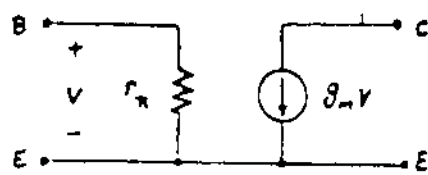
$$h_{oe} = \left. \frac{i_c}{V_{ce}} \right|_{i_b=0} \quad i_c = \frac{V_{ce}}{r_o} + g_m V + \frac{V_{ce}}{r_{\pi} + r_{\mu}} \quad V = \frac{r_{\pi}}{r_{\pi} + r_{\mu}} V_{ce}$$

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

در عمل می شود که در خروجی صاف تر از بزرگ r_{μ} 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)

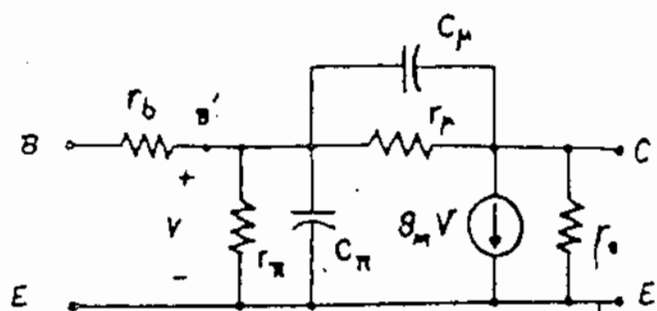
در بعضی از مواقع از r_o نیز صرف نظر می شود و مدار بصورت شکل (۲-۳) ساده می شود.

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

دیدیم که در فرکانسهای پهنای باند کوپلر 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 π ترانزیستور در فرکانسهای بالا را نشان می‌دهد.

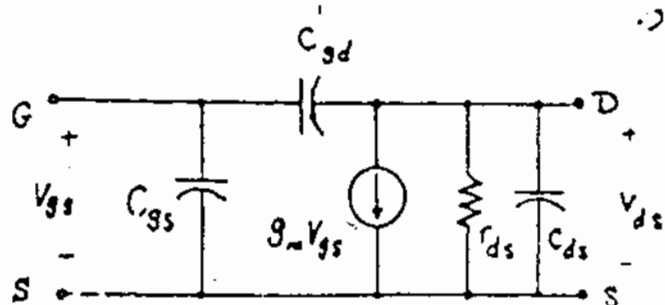


شکل (۳-۱)

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

C_μ در حدود چندین پیکو فاراد و C_π
در حدود چند صد پیکو فارادی باشد.

r_b مقاومت کوچکی است که در فرکانسهای خیلی بالا که C_π بهررت اتصال کوتاه عمل می‌کند مقاومت ورودی را تغییر می‌کند. در ضمن در اغلب مواقع بهررت کوچکی بودن r_b از آن صرف نظر می‌شود.



شکل (۳-۲)

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

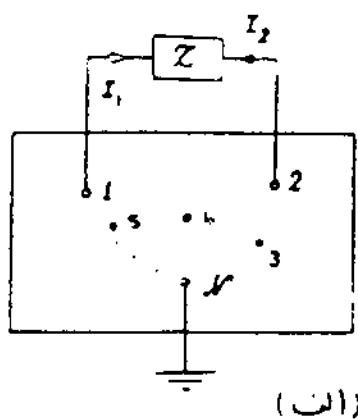
که C_{gs} خازن بین گیت و سورس و C_{gd} خازن بین گیت و درین و C_{ds} خازن بین درین و سورس می باشند.

بدلیل اینکه امپدانس ورودی FET شامل ضمت 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.

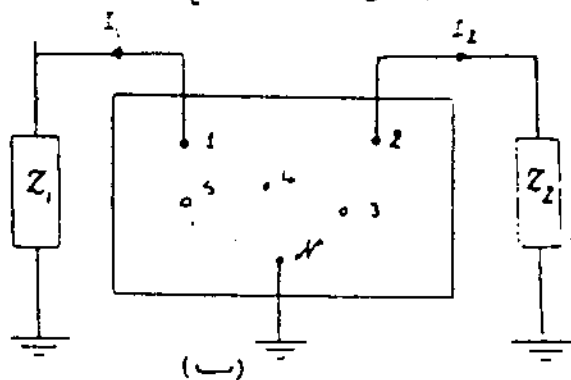
Miller's Theorem:

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

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

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

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

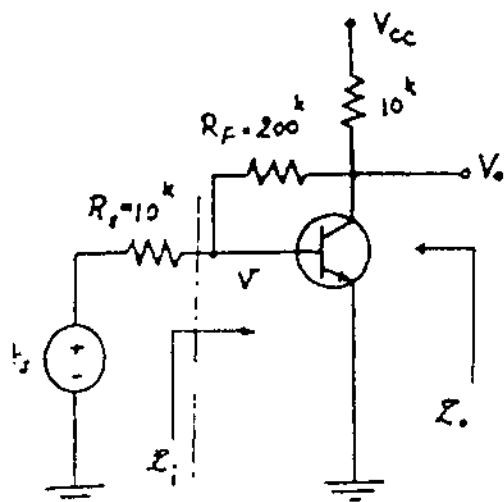
اثبات:

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

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. در نتیجه از
 قضیه میلر استفاده می کنیم.

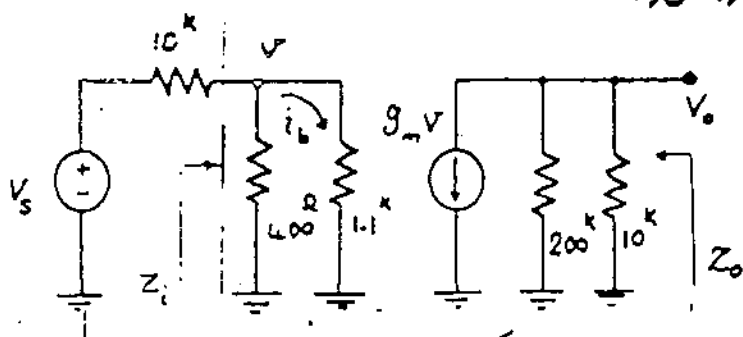
اگر ابتدا از مقاومت $R_F = 200 \text{ k}\Omega$ در خروجی مرتظر کنیم

$$k \approx \frac{V_o}{V_1} \approx -g_m R_C \quad k = -50 \times 10 = -500 \Rightarrow Z_i = \frac{R_F}{1 - k} = \frac{200 \text{ k}}{1 - (-500)} = \boxed{400 \text{ }\Omega}$$

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

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

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

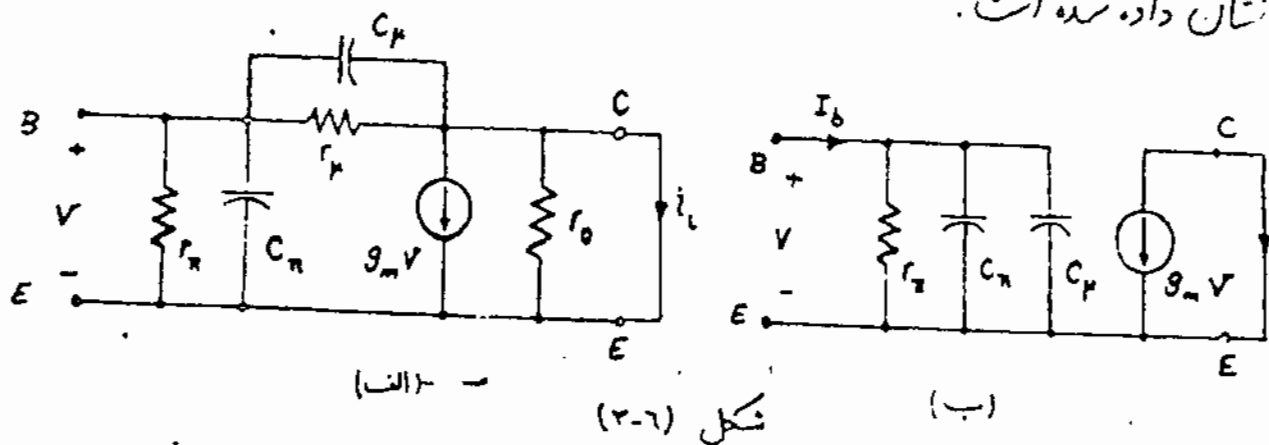
دیده می شود که $k \approx -500$ تقریب خوبی بوده است.

(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_μ 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_{β} می‌نامند.

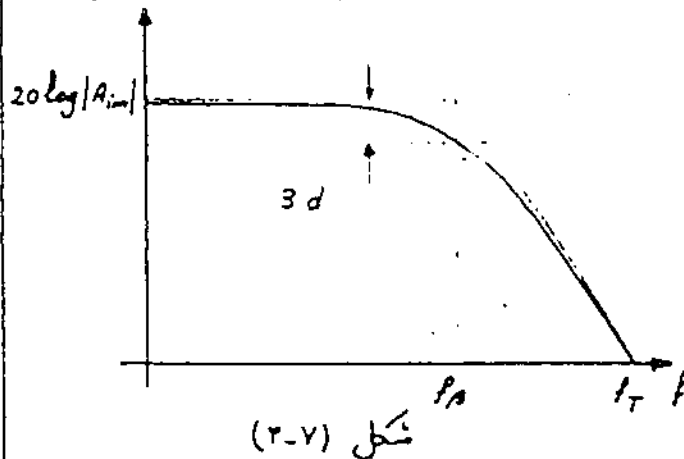
(Cut off frequency)

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

$20 \log |A_i|$

فرکانس f_{β} می‌نامند. [شکل (۲-۷)]

در نتیجه:



$$|A_i| = 1 \Rightarrow f = f_{\beta}$$

$$1 = \frac{h_{fe}}{|1 + j f_{\beta}/f_{\beta}|}$$

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

f_T به حاصلضرب ضرب تقویت جریان اتصال کوتاه در پهنای باند می‌گویند.

(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 $C_{\mu} \ll C_{\pi}$

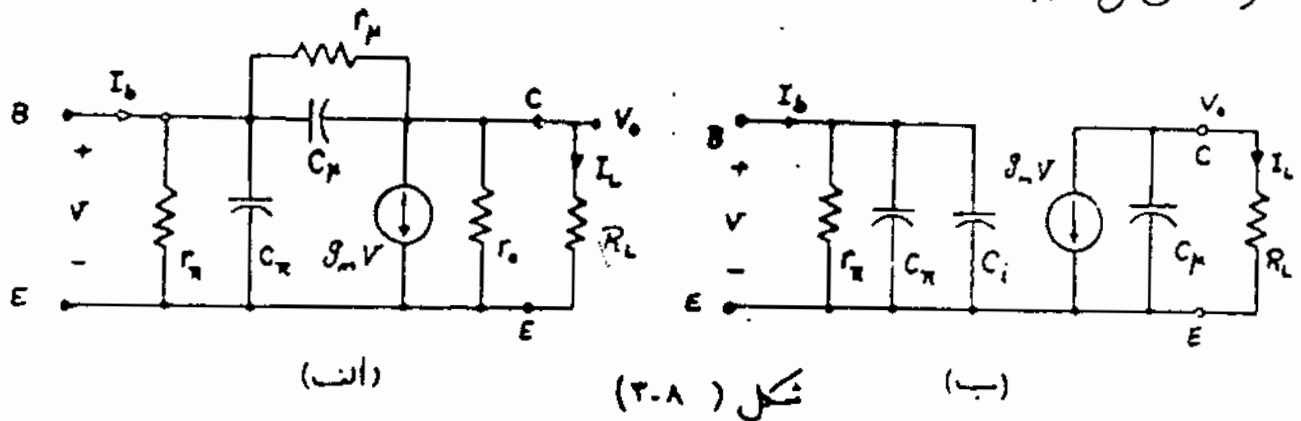
پس با داشتن f_{β} می‌توان

C_{π} را محاسبه کرد.

فرکانس قطع 3dB مدار اتصال کوتاه C.E. را f_{β} می‌نامند.

- 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_π ، C_π و C_μ استفاده می کنیم. و از تقصیه میسر 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 میسر را نشان می دهد. چونکه ثابت زمانی که توسط C_μ در خروجی بوجود می آید $\tau_o = R_L C_\mu$ خیلی کوچک است. معمولاً می توان از آن در مقابل ثابت زمانی ورودی (τ_i) صرف نظر کرد در این صورت خواهیم داشت:

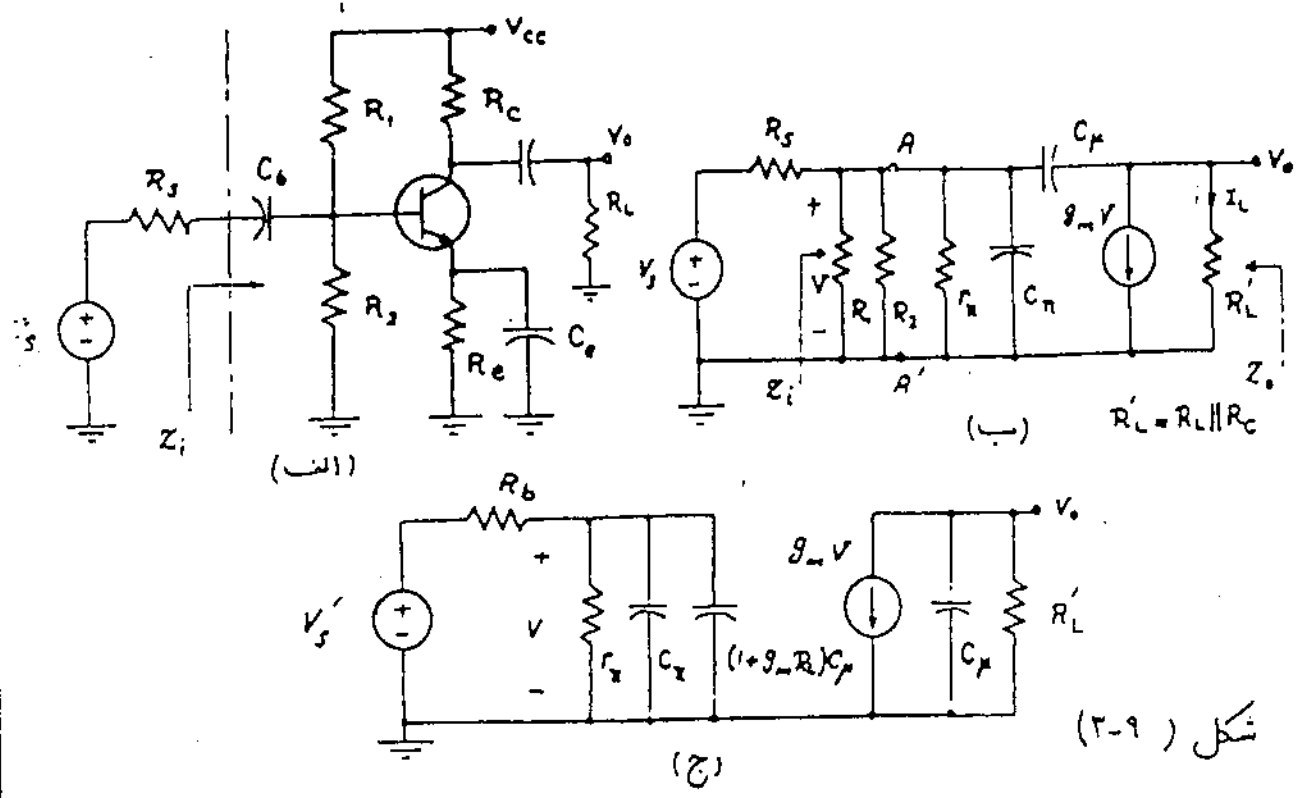
$$V = I_b \left\{ r_\pi \parallel [C_\pi + (1 + g_m R_L) C_\mu] \right\}, \quad A_i = \frac{I_o}{I_b} = \frac{-g_m V}{I_b} = \frac{-hfe}{1 + j\omega r_\pi [C_\pi + C_\mu (1 + g_m R_L)]}$$

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

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

- آنالیز یک مدار کامل C.E. :

شکل (۳-۹) 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 (۲-۹ ج)، اگر از اثر خازن C_μ در خروجی صرف نظر کنیم:

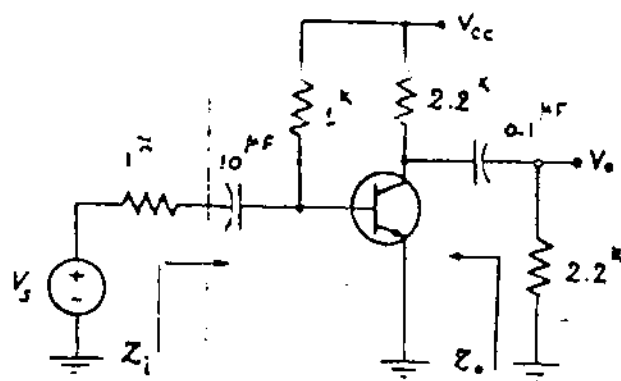
$$V = \frac{\frac{r_\pi}{r_\pi + R_b} \xrightarrow{\text{تقسیم ولتاژ در فرکانس صفر}} V_s'}{1 + j\omega (R_b \parallel r_\pi) [C_\pi + C_\mu (1 + g_m R'_L)]} V_s'$$

ثابت زمانی ورودی مدار

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

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

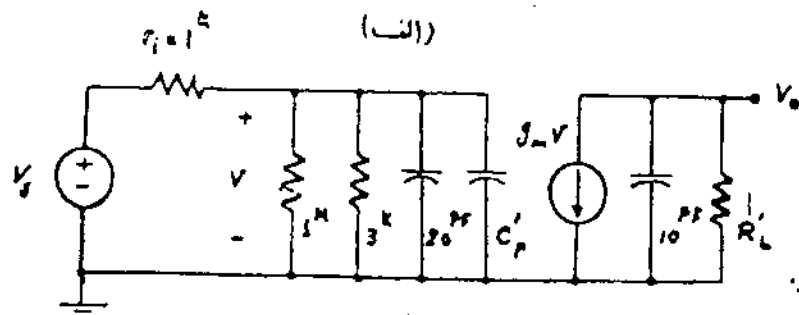
$$f_H = \frac{1}{2\pi (r_\pi \parallel R_b) [C_\pi + C_\mu (1 + g_m R'_L)]}$$



(مثال) مطلوبست فرکانس قطع بالا و Z_i ، Z_o ، A_V برای مدار ترانزیستور کننده شکل

(۲-۱۰ الف)

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



شکل (۲-۱۰ ب)

حل: شکل (۲-۱۰ ب) مدار معادل دینامیکی تقویت کننده را در فرکانسهای بالا نمایش می دهد.

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

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

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

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

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

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

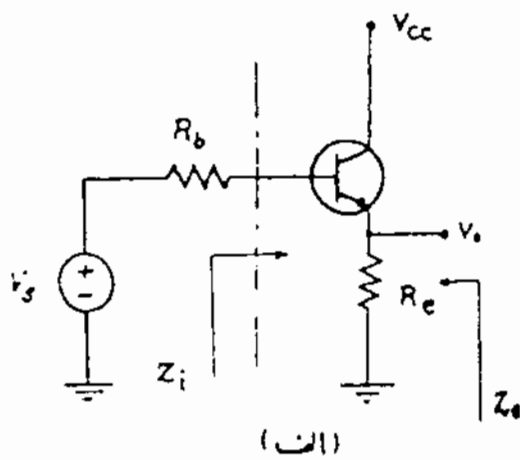
$$f_H = \frac{1}{2\pi \times 8.475 \times 10^{-7}} = 188 \text{ kHz}$$

برای بدست آوردن A_v از اثر خازن C_μ در خروجی صرف نظر می کنیم:

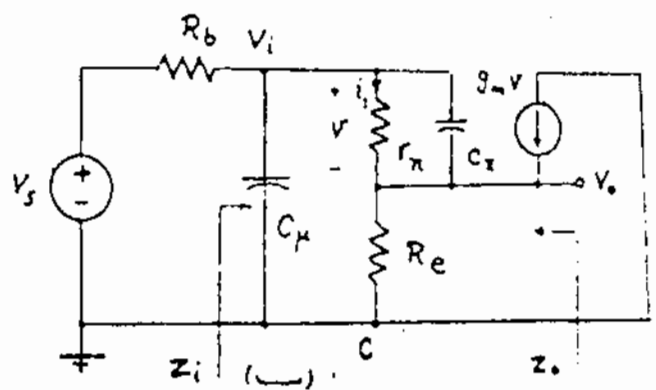
فرکانس قطع بالا:

ب- آرایش کلکتور مشترک: The Common Collector configuration:

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



شکل (۳-۱۱)



از آنجا که بررسی دقیق این مدار مستلزم محاسبات زیادی است لذا بر سببه محاسبات تقریبی مدار را مورد بررسی قرار می دهیم.
در فرکانسهای مورد نظر جریان خازن C_π خیلی کمتر از جریان r_π 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:

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

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

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

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

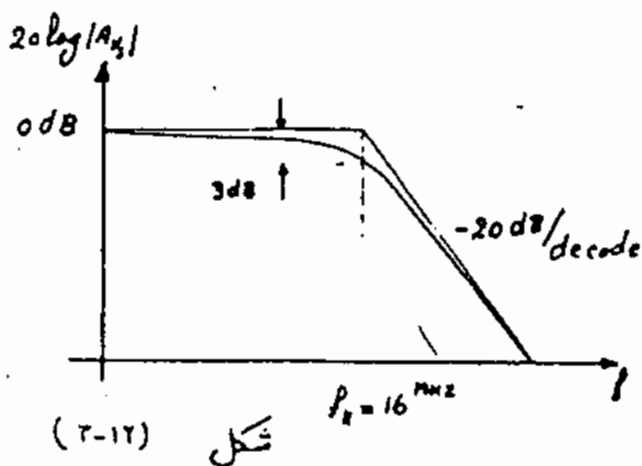
مثال) در صورتیکه در مدار شکل (۱۱-۲-۱) $r_n = 3 \text{ k}\Omega$ ، $R_e = 1 \text{ k}\Omega$ ، $R_b = 1 \text{ k}\Omega$ (۱۱-۲-۱) $C_p = 10 \text{ pF}$ ، $C_n = 20 \text{ pF}$ ، $\beta = 300$ باشد. مطلوب است رسم
فرکانس قطع 3dB $|A_v|_0 = \frac{v_o}{v_i}$ بر حسب فرکانس (هرتز).

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

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

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

فرکانس قطع بالا

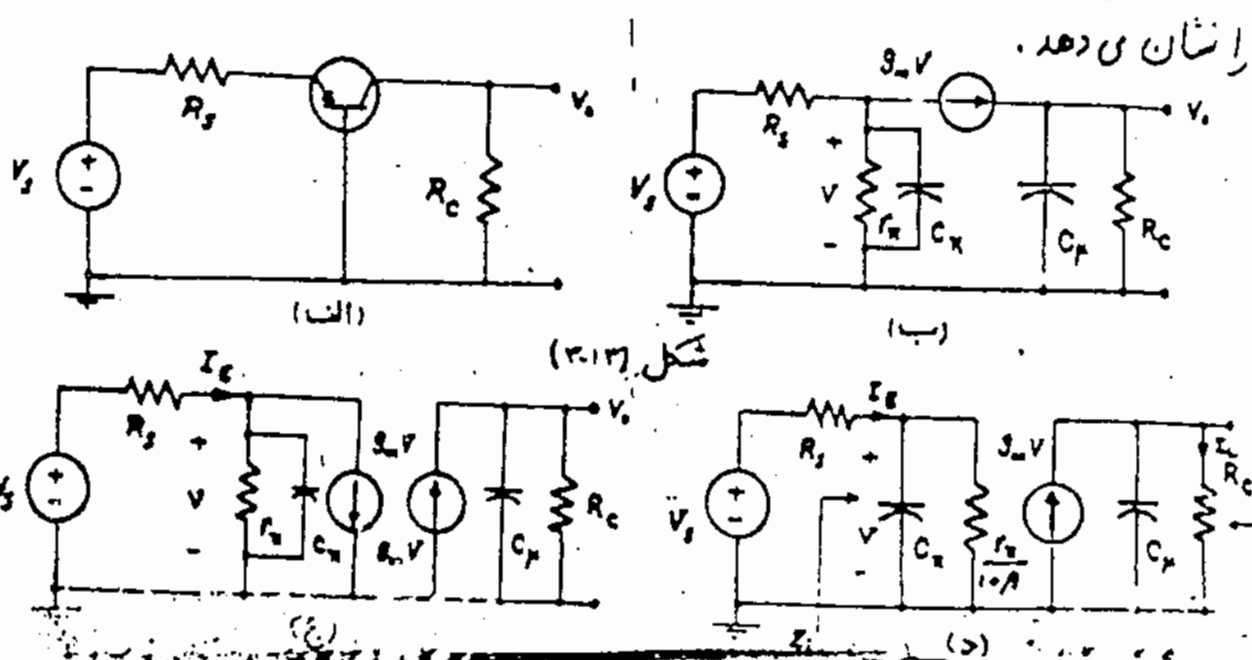


$$A_{V_o} = \frac{0.99}{1 + j f / 16 \times 10^6}$$

شکل (۳-۱۲) $20 \log |A_{V_o}|$
دار عب و نشان می دهد.

ج- مدار بیس مشترک: the common Base configuration:

شکل (۳-۱۳) مدار یک ثبوت 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_{α} ، 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.

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

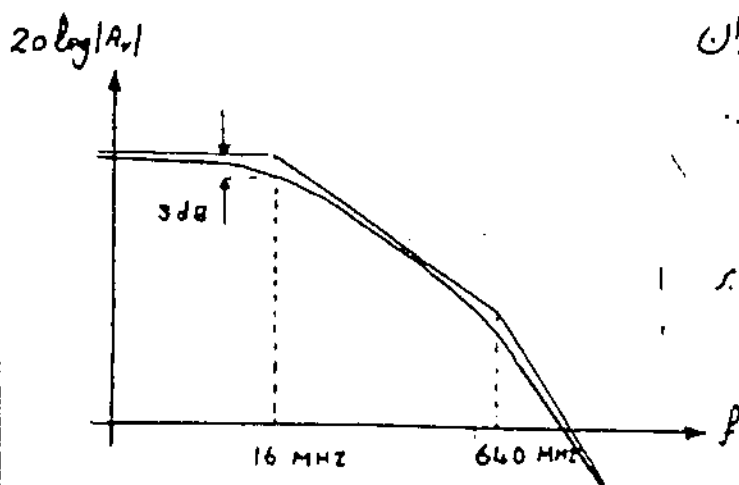
$$f_2 = \frac{1}{2\pi C_{\pi} \left[R_s \parallel \left(\frac{r_{\pi}}{1+\beta} \right) \right]}$$

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

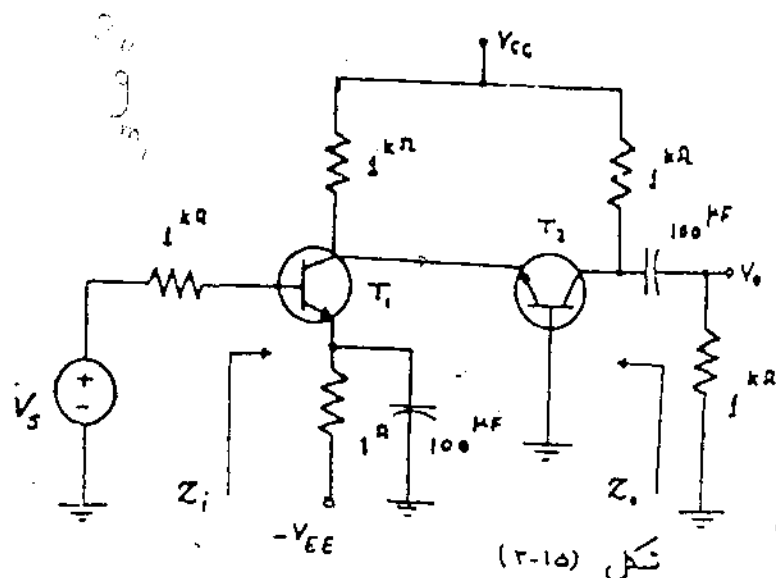
$$f_2 = \frac{1}{2\pi C_\pi \left(R_S \parallel \frac{r_\pi}{1+\beta} \right)} = \frac{1}{2\pi \times 20^{PF} \left(25 \parallel \frac{2500}{101} \right)} = 640 \text{ MHz}$$

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)



شکل (۳-۱۵)

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. $(\mu = 20, r_\pi = 1^{k\Omega}, C_\mu = 5^{PF}, C_\pi = 50^{PF})$

◀ 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 π 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 ($A_v = \frac{v_o}{v_i}$ ، $A_{v_0} = \frac{v_o}{v_i}$) ، 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 ω رسم کنید و فرکانس

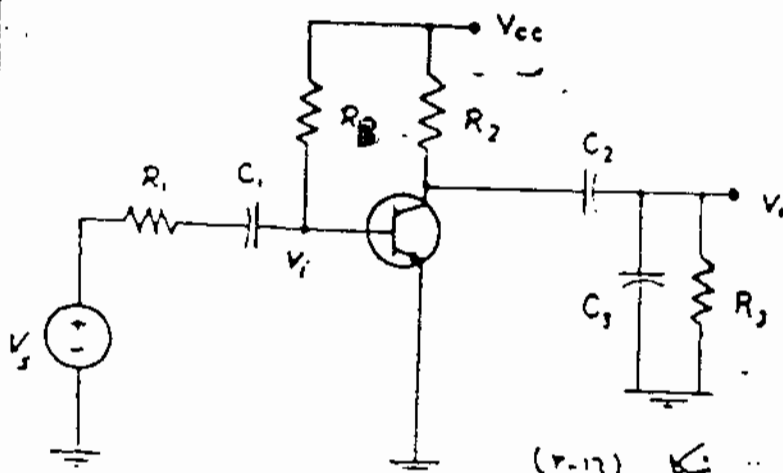
قطع پایین را محاسبه نمایید.

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

$A_v(s)$ را بدست آورید و منحنی

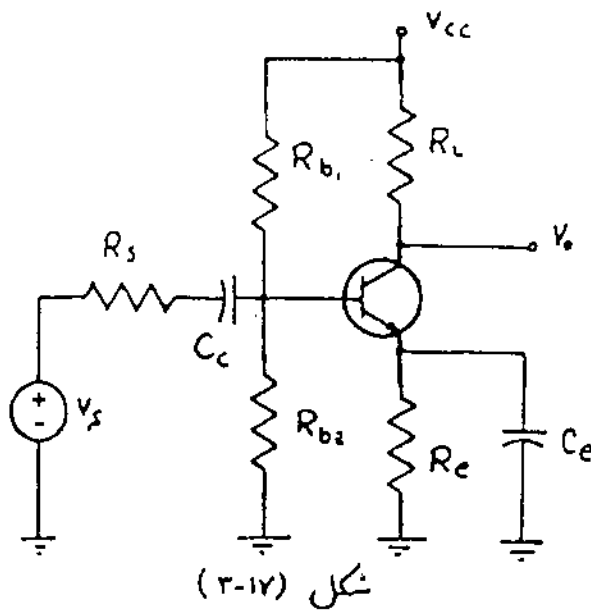
$|A_v(s)|_{\omega \rightarrow \infty}$ را رسم نموده و فرکانس

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:

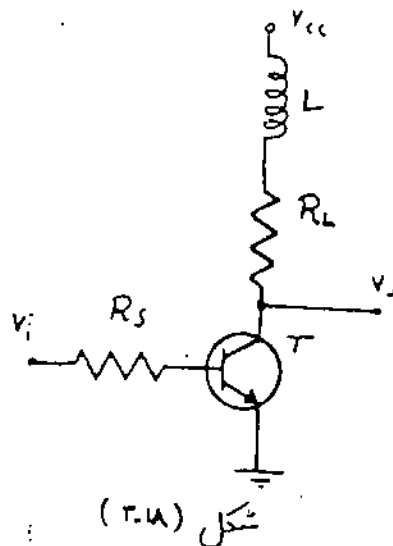
$$R_b = R_{b1} \parallel R_{b2} = 10^4 \Omega \quad R_e = 0.3^k \Omega$$

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

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

خازنهای C_c و C_e و مقاومت R_L این تقویت کننده را طوری محاسبه نمایید که فرکانس قطع پایین برابر $f_L = 50^m Hz$ 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 را پاسخ فرکانس را بهبود دهد.

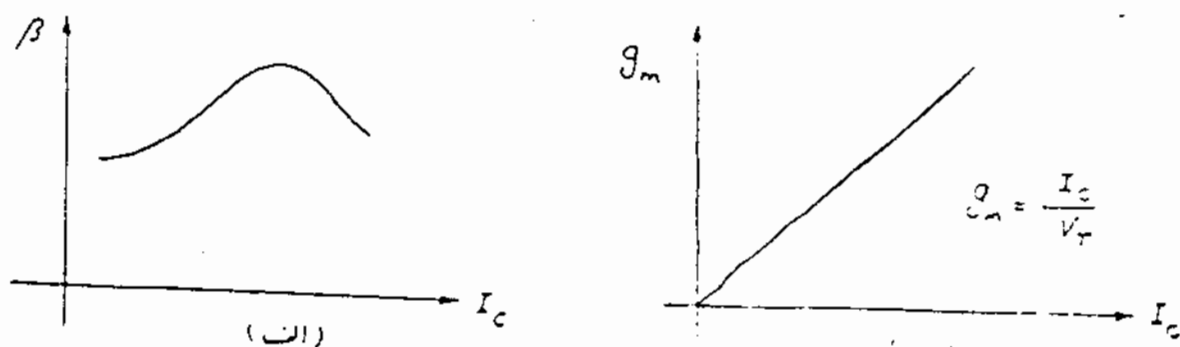
ب. تابع تبدیل V_o/V_i را بطور دقیق بر حسب پارامترهای مدار محاسبه نمایید. دقت افزایش بهای بار را با توجه به منحنی قطبهای تابع تبدیل توضیح دهید.

بخش ۳

تقویت کننده های (قدرت)

تمام تقویت کننده های که تاکنون بررسی شده اند، در اصل تقویت کننده توان هستند زیرا دساز یا جریان دریا هر دو، 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 دساز و جریان خروجی با دامنه ماکزیم باشند بنابراین این تقویت کننده ها جزو تقویت کننده های سیگنال بزرگ (Large Signal) به حساب 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 β 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

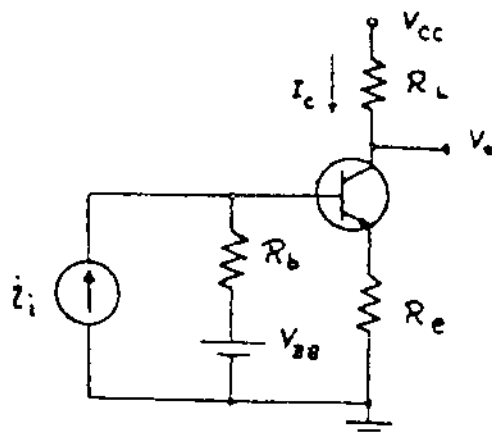
در این فصل ما تقویت کننده‌های کلاس A و کلاس B (PUSH-PULL) و کلاس AB را مورد بررسی قرار می‌دهیم.

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 هوار. 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)

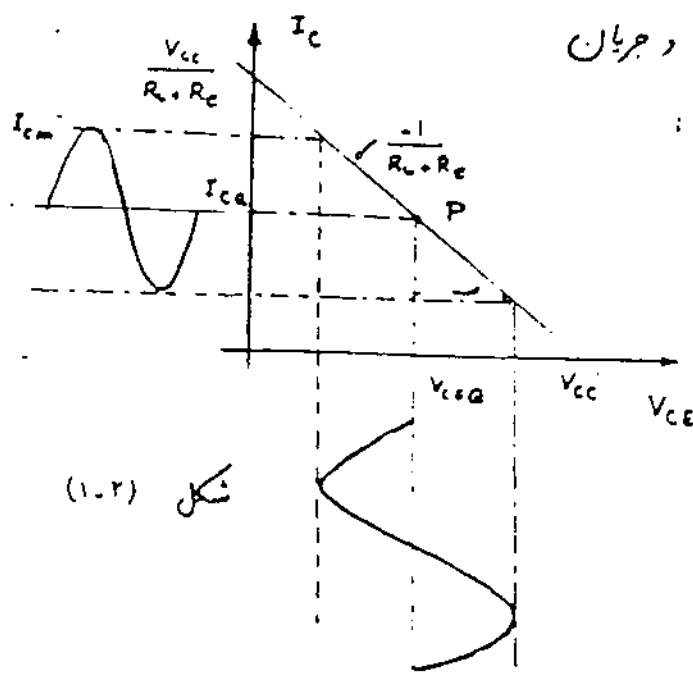
گرفته است را نشان می دهد. گذاشتن مقاومت R_e (هرچند هم کوچک باشد) به پایداری مدار کمک می کند و از طرنی می خواهیم که

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.

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

- توان مصرفی در ترانزیستور؛

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

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

توان مصرفی در ترانزیستور:

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

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

- رانندمان:

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

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

دیده می شود که رانندمان این

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

- ضریب شایستگی:

ضریب شایستگی بهر دات توان تعریف می شود.

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

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

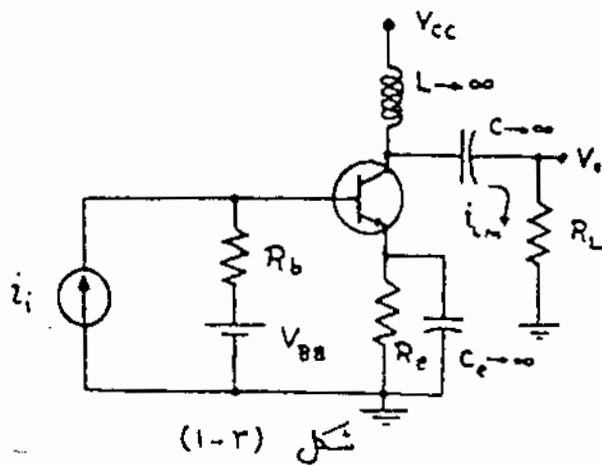
مشاهده می شود که به ازای یک دات توان

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

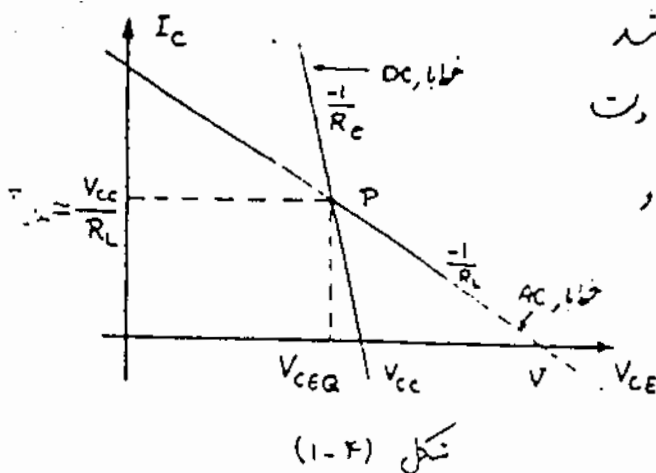
در صدیکه محاسبات فوق را برای تقویت کننده کلاس A مشترک و کلاسیک مشترک در کلاس A مکرر کنیم به نتایج بدست آمده برای حالت امپد مشترک خواهیم رسید. می توان نشان داد که در صدیکه تقویت کننده کلاس A در حالت کلاسیک مشترک بکار رود نسبت به در حالت دیگر دارای امواج بسیار کمتری در خروجی خواهد بود.

۱-۲) 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.



بدلیل اینکه می خواهیم، دامنه ولتاژ و جریان خروجی ماکزیمم شود بنابراین نقطه کار باید وسط خط بار AC قرار گیرد. [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 $R_e \ll R_L$

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

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

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

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

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

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

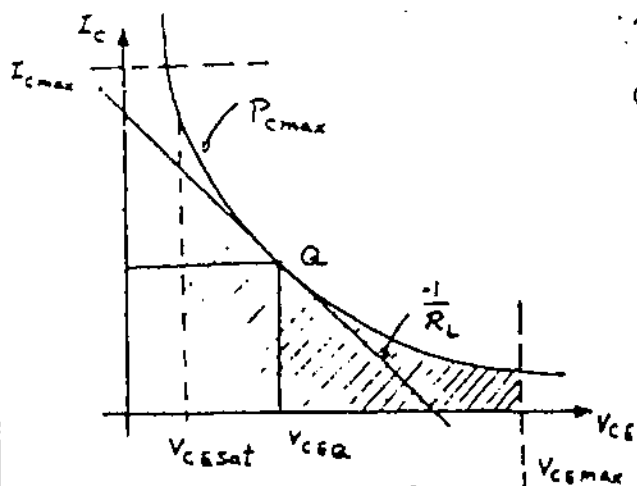
(۱-۳) بررسی محدودیتهای توان، جریان و ولتاژ یک ترانزیستور:

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:



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

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

شکل (۱-۵)

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:

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

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

آزاد منحنی (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:

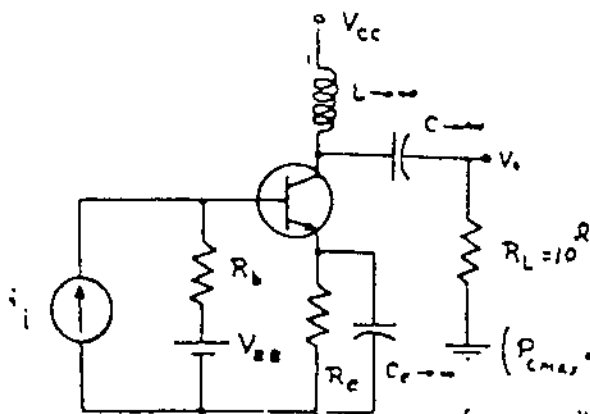
پس هرگاه ماکزیم دامنه در فرد می

را نخواهیم. فریب زاویه منحنی در نقطه Q همان فریب زاویه خط بار AC است.

مثال (۱-۶) مطلوبت 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 ($P_{Cmax} = 4W$, $BV_{CE0} = 40V$, $I_{Cmax} = 2A$)

پایه: ($P_{Cmax} = 4W$, $BV_{CE0} = 40V$, $I_{Cmax} = 1A$)

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

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

حالا محدوده‌های دیگر را بررسی می‌کنیم:

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

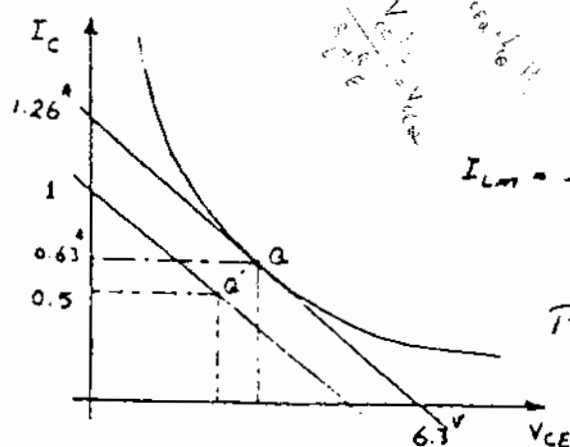
$$2I_{CQ} \leq I_{Cmax} \Rightarrow 2 \times 0.63 = 1.26^A < 2^A$$

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

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

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).



$$I_{Lm} = I_{Cmax} - I_{CQ} = 1 - 0.63^A = 0.37^A$$

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

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

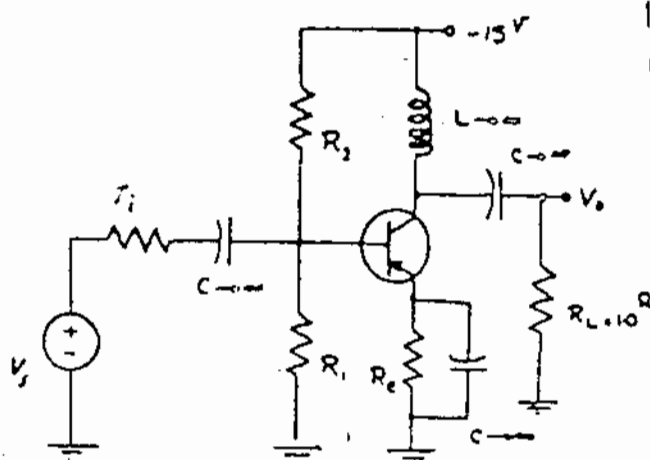
ترانزیستور می باشد چونکه معمولاً بار R_L داده شده است. لذا با استفاده از ترانزستور مانور می توانیم این معادمت را از دید ترانزیستور تغییر دهیم. (تطبیق امپدانس)

تشریح: ۸

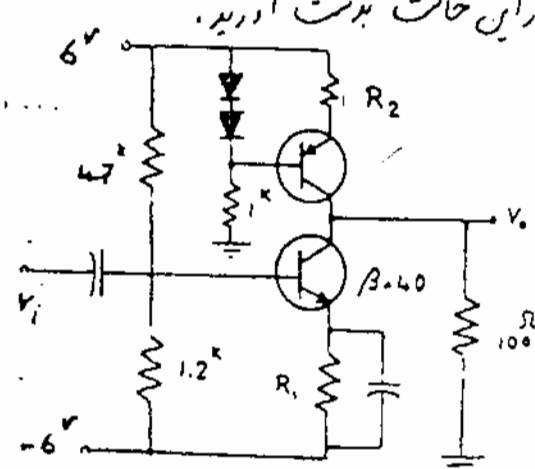
۱- مطلوبیت تعیین نقطه کار ترانزیستور مدار شکل (۱-۸) از محاسبه P_{cc}

$$P_{cc}, P_c, P_{Lmax}, I_{Cmax}, V_{CE0}$$

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 رعایت در این حالت بدست آورید.



(الف)



(ب)

شکل (۱-۸)

استفاده از ترانزستور مانور در تقویت کننده کلاس A: (۱-۴)

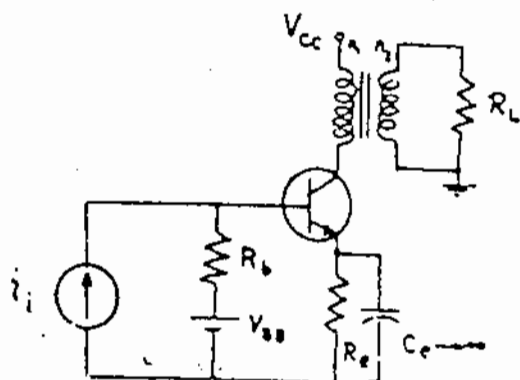
در بعضی از موارد برای تطبیق امپدانس لازم است که از ترانزستور مانور استفاده

کنیم. شکل (۱-۹) یک تقویت کننده کلاس A

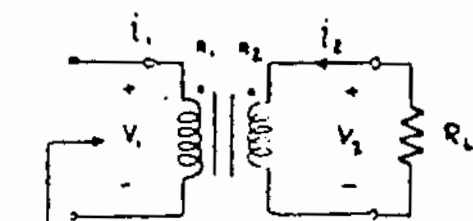
با کوپلار ترانزستور مانور را نشان می دهد.

در محاسباتان ترانزستور مانور را باید ال

نویس می کنیم [شکل (۱-۱۰)].



شکل (۱-۹)

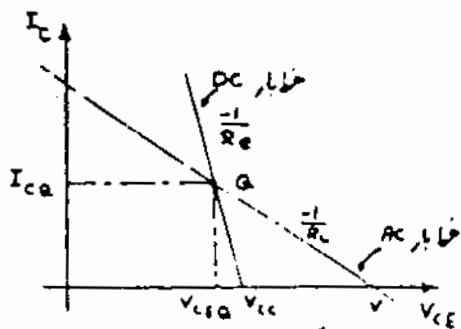


شکل (1-10)

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{n_1}{n_2} \quad \frac{i_1}{i_2} = -\frac{n_2}{n_1} \quad R'_L = \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 R_L$$

برای ماکزیم داند
در خروجی مثبت کنند.

$$\frac{n_1}{n_2} = N \quad R'_L = N^2 R_L$$



شکل (1-11)

$$\frac{I_{CQ}}{V_{CEQ}} = \frac{1}{R'_L} = \frac{1}{N^2 R_L}$$

در انتخاب $R_E \ll R'_L$

$$V_{CEQ} \approx V_{CC} \quad I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{R'_L} = \frac{V_{CC}}{N^2 R_L}$$

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 داد. 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:

$$\eta = \frac{P_L}{P_{CC}} = \frac{\frac{1}{2} R'_L (I_{cm})^2}{V_{CC}^2 / R'_L} = \frac{1}{2} \left(\frac{I_{cm}}{I_{CQ}} \right)^2 \Rightarrow \eta_{max} = 50\%$$

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:

$$V_{CEQ} = \sqrt{P_{Cmax} R_L'} = N \sqrt{P_{Cmax} R_L} \quad | \quad I_{CQ} = \sqrt{\frac{P_{Cmax}}{R_L'}} = \frac{1}{N} \sqrt{\frac{P_{Cmax}}{R_L}}$$

$$I_{CQ} = \frac{1}{N} \sqrt{\frac{4}{10}} = \frac{0.63}{N} \quad V_{CEQ} = N \sqrt{4 \times 10} = 6.32 N$$

$$\begin{cases} 2I_{CQ} \leq I_{Cmax} = 1^A \\ 2V_{CEQ} \leq BV_{CE0} = 40^V \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \frac{1.26}{N} \leq 1 \\ 12.6N \leq 40^V \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} N \leq 3.17 \\ N \geq 1.26 \end{cases} \Rightarrow 1.26 \leq N \leq 3.17$$

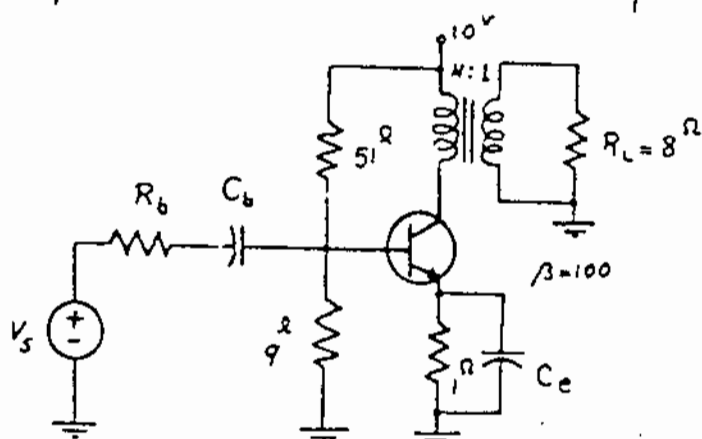
اگر $N=2$ بگیریم آنگاه:

$$V_{CEQ} = 12.6^V$$

$$V_{CC} = 12.6^V$$

$$P_{Lmax} = \frac{1}{2} \frac{V_{CC}^2}{N^2 R_L} = \frac{1}{2} \frac{12.6^2}{2^2 \times 10} = 2 \text{ W}$$

دید می شود که با استفاده از ترانس توانسیم حداکثر توان را به بار R_L انتقال دهیم.



شکل (۱-۱۲)

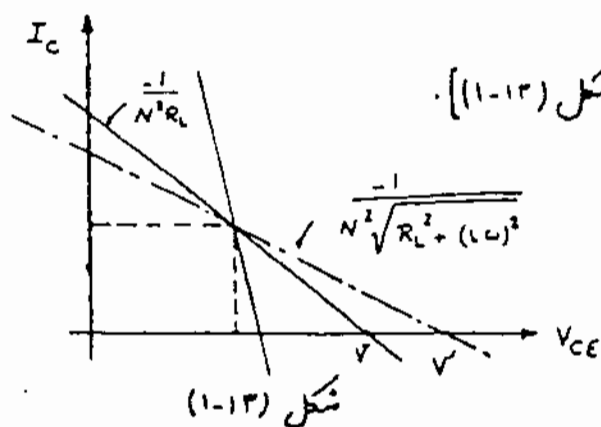
تشریح ۱:

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

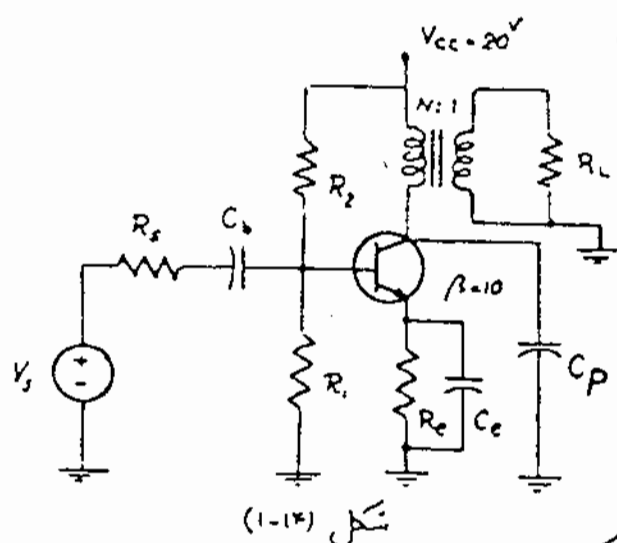
از خازنی با ظرفیت چند ده (nF) که در

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:



شکل (۱-۱۴)

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} , $V_{ce max}$, $P_{c max}$)

د - مقدار N در صورتیکه $R_L = 6.25 \Omega$ باشد.

ه - تعیین C_p , R_1 , R_2 , R_e , C_e .

و - بررسی کار مدار وقتی که $R_L \rightarrow \infty$ تغییر کند.

حل:

ا) $I_{max} = \frac{P_{Lmax}}{P_{ccmax}} = 50\% \Rightarrow P_{cc} = 2 P_{Lmax} \Rightarrow \boxed{P_{cc} = 4W}$

ب - $P_{cc} = V_{ceQ} I_{cQ} \Rightarrow \boxed{I_{cQ} = 200mA}$

ج - $I_{cQ} \geq 2 I_{cmax} = 2 \times 200mA = 0.4A$ $V_{ceQ} \geq 2 V_{ce max} = 40V$

$P_{cmax} \geq V_{ceQ} I_{cQ} = 4W$

$$V_{CE} \approx V_{CC} \quad P_{Lmax} = \frac{1}{2} \frac{V_{CC}^2}{R'_L} = 2W$$

$$R_L = 6.25 \Omega \quad \therefore$$

$$R'_L = \frac{1}{2} \frac{20^2}{2W} = 100 \Omega$$

$$R'_L = N^2 R_L \Rightarrow N = \sqrt{\frac{100}{6.25}} \Rightarrow \boxed{N=4}$$

$$R_e \cdot \frac{I_c^2}{2W} = 5 \Omega$$

ه. برای اینکه پایداری حرارتی خوب باشد V_{RE} را یک دت در نظر می گیریم

برای آنکه V_B تقریباً ثابت بماند $I_{R1} \gg I_{B1}$

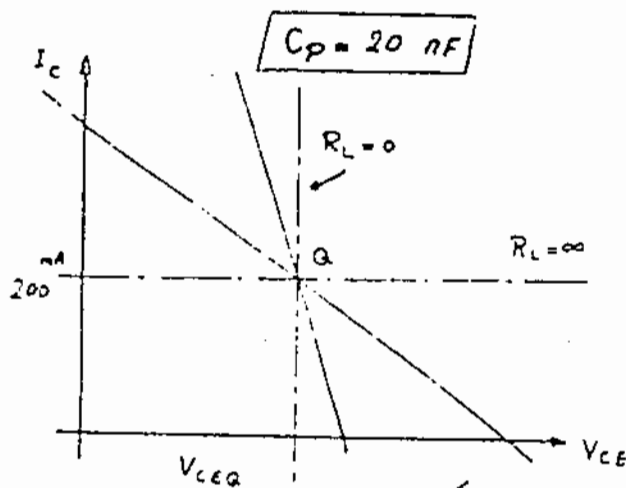
$$I_{R1} \geq 10 I_B \quad V_B = V_{RE} + V_{BE} = 1 + 0.6 = 1.6V \quad I_{R1} \approx I_{R2} = 10 \frac{I_{CQ}}{\beta} = 200 \mu A$$

$$\Rightarrow R_1 = \frac{V_B}{I_{R1}} = \frac{1.6}{0.2} = 8 \Omega$$

$$R_2 = \frac{V_{CC} - V_B}{I_{R2}} = \frac{20 - 1.6}{0.2} = 92 \Omega$$

خازن C_P در خروجی

چند ده (nF) می گیریم مثلاً

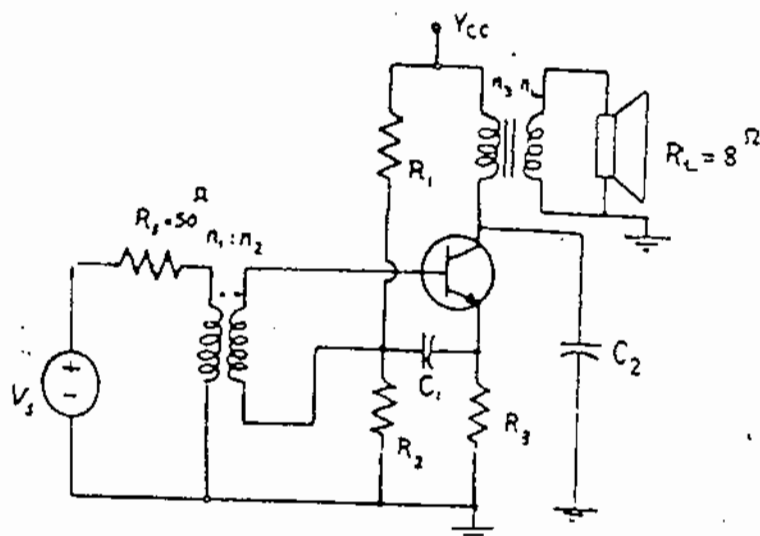


شکل (۱-۱۵)

شکل (۱-۱۵) مدار را برای

حالتهای $R_L = 0$, $R_L = \infty$

نشان می دهد.



شکل (۱-۱۶)

تقویت کننده

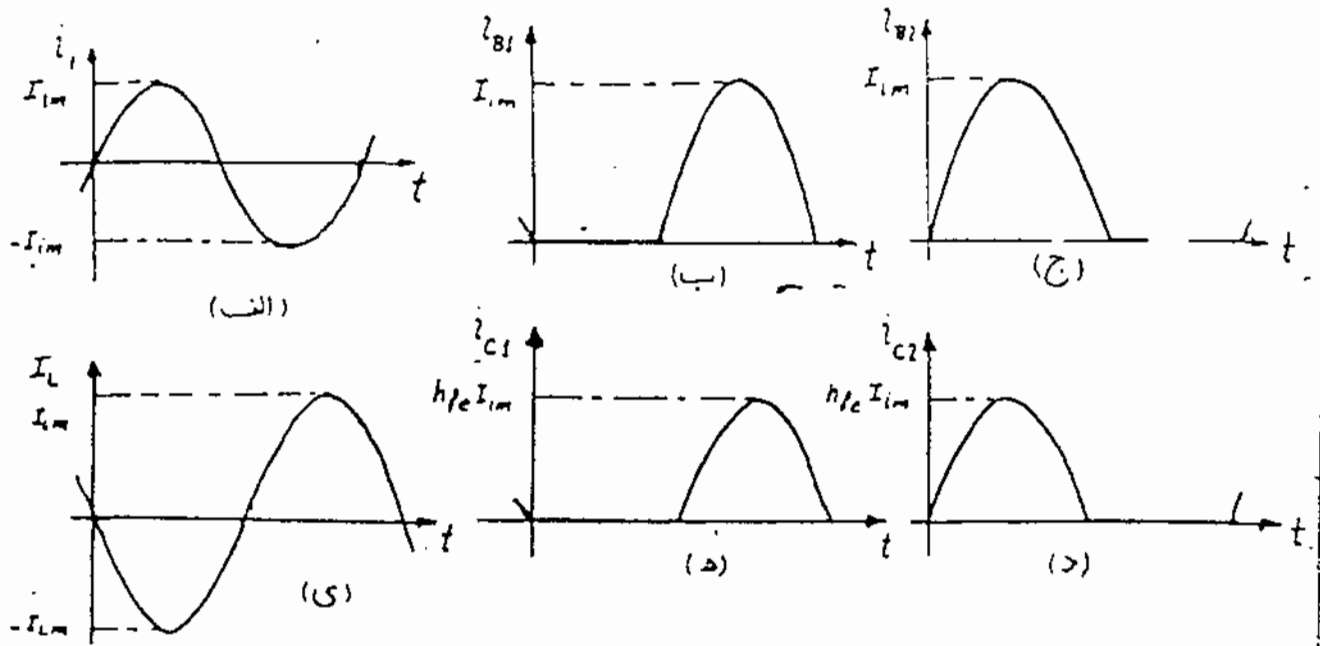
تقویت کننده قدرت کلاس A

شکل (۱-۱۶) را برای $V_{CC} = 12V$

طرح $P_{Lmax} = 1W$, $R_L = 8 \Omega$

کنید. $(V_{CEsat} = 1V, \beta > 50)$

$(V_{R3} = 1V)$

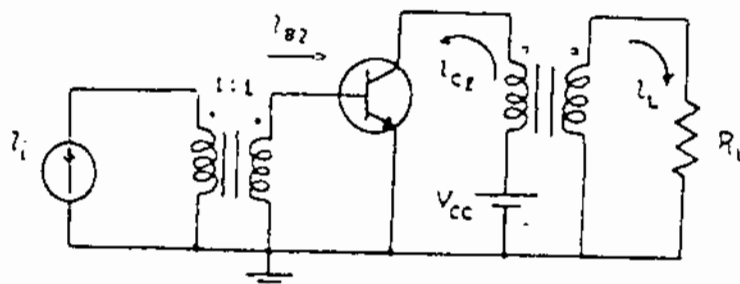


$$I_L = N(i_{C1} - i_{C2}) \quad \text{شکل (۲-۲)}$$

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.

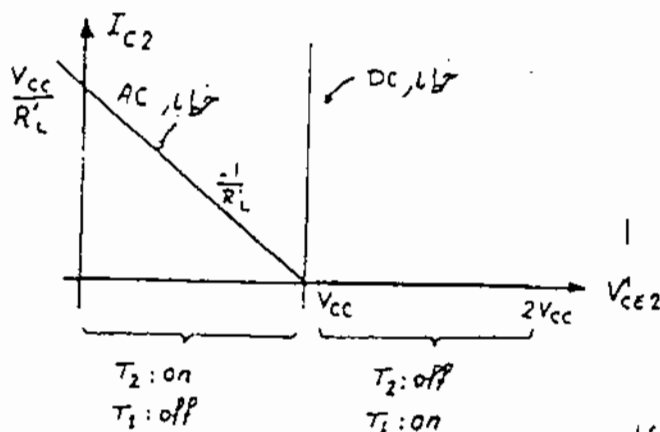
شکل (۲-۳) مدار ترانزیستور T_2

در شکل (۲-۴) خطایار AC, DC
آرا نشان می دهد.



شکل (۲-۳)

$$R_{dc} = 0 \quad R_{ac} = R'_L = N^2 R_L$$



شکل (۲-۴)

$$i_{C2} = I_{cm} \sin \omega t$$

$$I_{cm} \Big|_{\max} = \frac{V_{cc}}{R'_L}$$

$$T_2: \text{off} \quad i_{C2} = 0$$

$$V_{CE2} = V_{cc} + N V_L$$

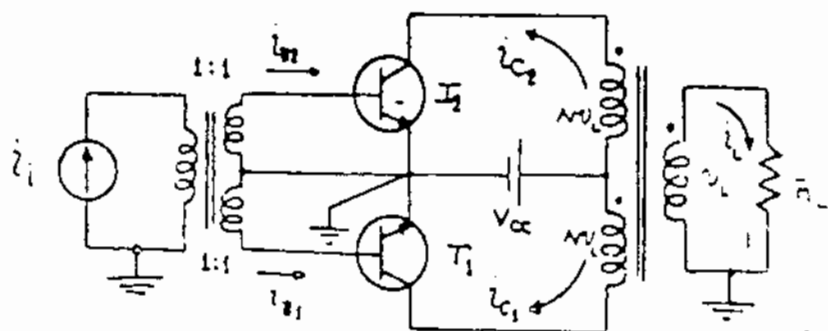
$$V_{CE1} = 0 \Rightarrow N V_L = V_{cc} \Rightarrow V_L = \frac{V_{cc}}{N}$$

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 $I_{CQ} \geq I_{Cm}$ 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. اما 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

$$i_L = I_{cm} \sin \omega t$$

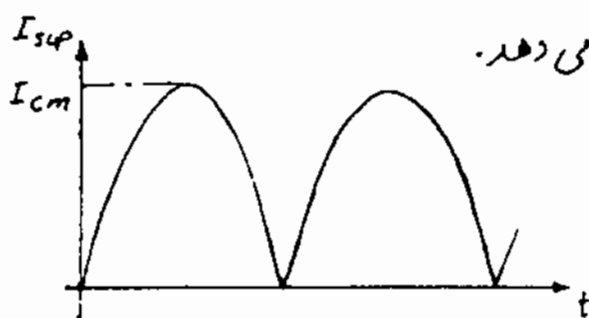
- توان مصرفی در بار:

$$P_L = \frac{1}{2} R_L I_{cm}^2 = \frac{1}{2} R'_L I_{cm}^2 \quad (I_{cm})_{max} = \frac{V_{cc}}{R'_L}$$

$$P_{Lmax} = \frac{1}{2} R'_L \left(\frac{V_{cc}}{R'_L} \right)^2 = \frac{V_{cc}^2}{2 R'_L} = \frac{V_{cc}^2}{2 N^2 R_L}$$

- 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 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:

$$\eta = \frac{P_L}{P_{CC}} = \frac{\frac{1}{2} R'_L I_{cm}^2}{\frac{2}{\pi} V_{CC} I_{cm}} = \frac{\pi}{4} \frac{R'_L}{V_{CC}} I_{cm}$$

مثلاً می شود که راندها نسبت

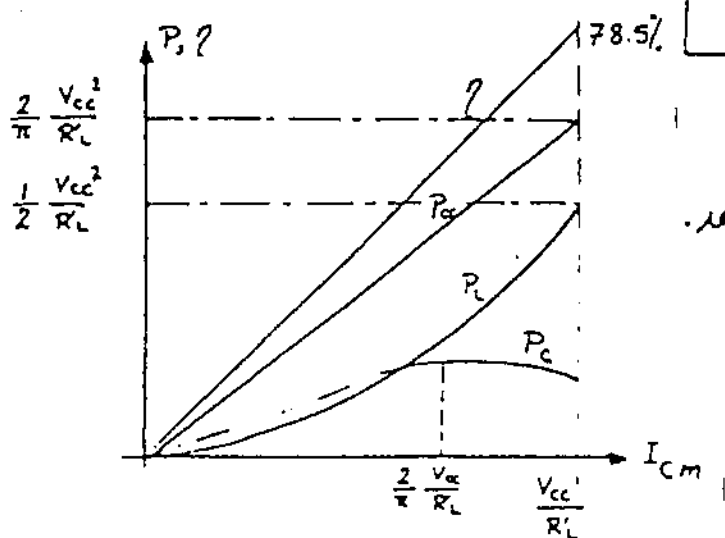
به تعویت کننده های کلاس A بیشتر شده است.

$$\eta_{max} \Big|_{I_{cmmax}} = \frac{\pi}{4} \approx 78.5\%$$

- 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 تعویت کننده بوش پول طراحی کنید که توان ماکزیمم در بار $R_L = 10 \Omega$ صرف 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 برابر V_{CC} با افزایش 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

$$\begin{cases} V_{cc} = 20V \\ I_{cmmax} = 1A \end{cases}$$

$$\Rightarrow P_{Lmax} = 10W \leq 20W$$

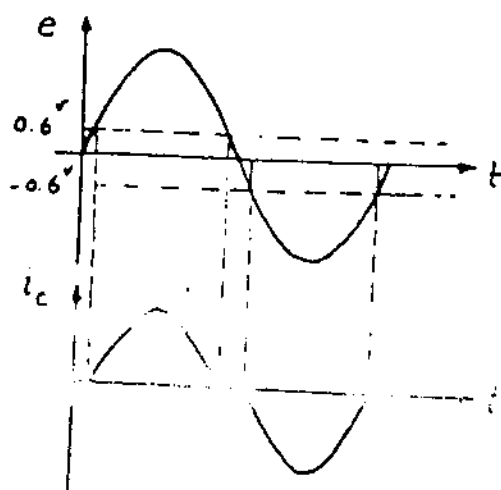
که شرط $P_{Lmax} \leq 5P_{cmmax}$ هم برقرار می شود.

$$I_{cmmax} = \frac{V_{cc}}{N^2 R_L} \Rightarrow N^2 R_L = 20 \Rightarrow N^2 = 2 \Rightarrow N = 1.414$$

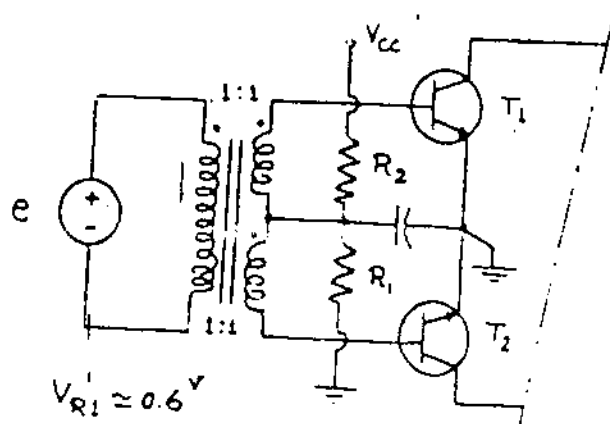
- اگر مدار پوش بول را مانند شکل (۲-۱) بکار ببریم بدلیل اینکه دیناز آستانه هدایت

دیدد بیس-امپتر در حدود ۰.۶ است این امر باعث اعوجاج در جریان

خرد می شود [شکل (۲-۷)].



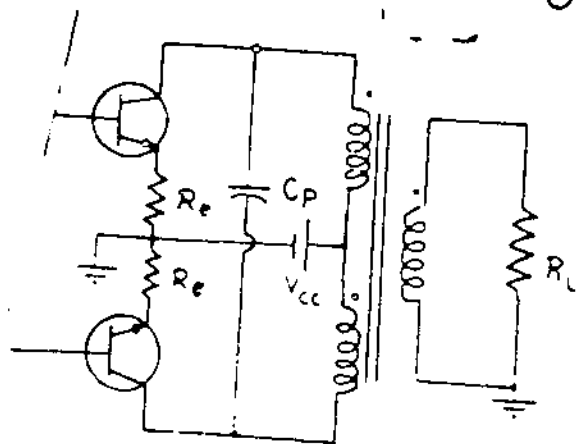
شکل (۲-۷)



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 ثبات کننده خطی تر عمل کند

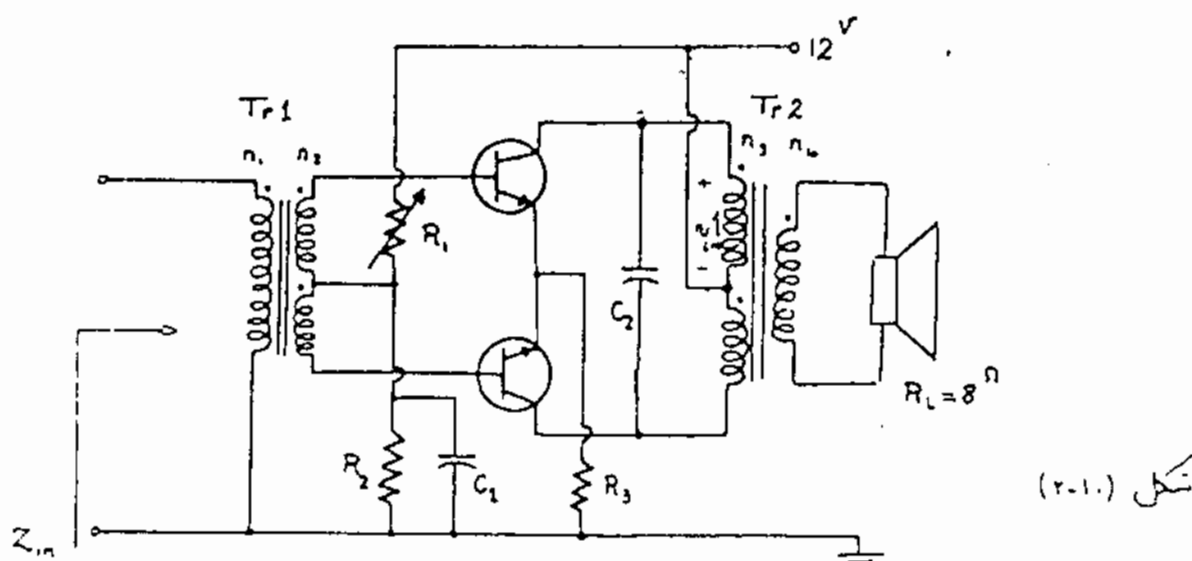
در امپتر ترانزیستور مقاومت جیل کوچکی قرار

می دهند. [شکل (۲-۹)].

همچنین به علتی که در مورد ثبات کننده

کلاس A گفته شد. در کلکتور ترانزیستورهای کلاس B نیز یک خازن در حد در چند μF فراری دهند تا از زیاد R_L در فرکانسهای بالا جلوگیری کند. [شکل (۲-۹)].

مثال ۲) تقویت کننده پوش-پول با ترانس شکل (۲-۱۰) را برای $V_{CC} = 12V$ ، $R_L = 8\Omega$ ، $P_{Lmax} = 1W$ ، $Z_{in} = 1k\Omega$ و با فرض اینکه رانده مان ترانس خروجی $\eta = 80\%$ طرح کنید. $(\beta = 50, V_{CEsat} = 1V, R_3 I_{Cmax} = 1V, I_{CQ} = 10mA, \rho_L = 400\Omega)$



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 kV_L مد طقه 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

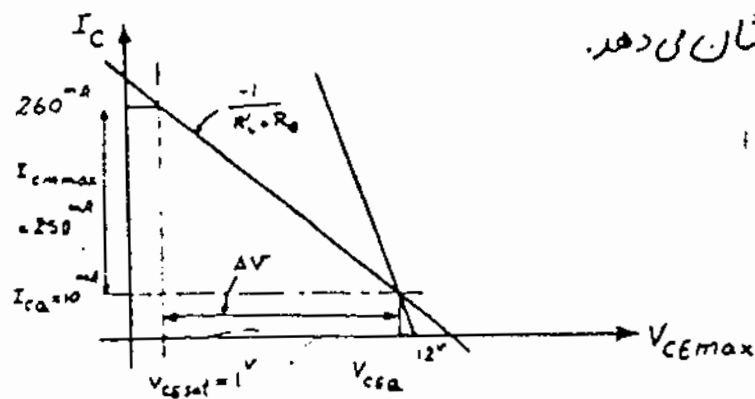
$$\frac{n_3}{n_4} \approx \sqrt{\frac{R'_L}{R_L}} = \sqrt{\frac{40}{8}} = 2.24$$

پس $R'_L \approx \left(\frac{n_3}{n_4}\right)^2 R_L$ است

$$I_{Cmax} = \frac{V'_{Lm}}{R'_L} = \frac{10}{40} = 250mA$$

$$R_3 = \frac{1V}{I_{Cmax}} = \frac{1}{250mA} = 4\Omega$$

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 مقادیرهای R_1, R_2 :

$$V_{B1} = V_{B2} = 2 I_{CQ} R_3 + V_{BE} = 2 \cdot 10 \cdot 4 + 0.6 = 0.68^V$$

$$I_{B1} = I_{B2} = \frac{10^{-A}}{50} = 0.2^{mA}$$

$$I_{R1} \gg 2 I_{B1} \Rightarrow I_{R1} = 10 \times (2 \times 0.2) = 4^{mA}$$

$$R_1 = \frac{V_{B1}}{I_{R1}} = \frac{0.68}{4} = 170^{\Omega}$$

$$R_2 = \frac{V_{CC} - V_{B1}}{I_{R2}} = \frac{12 - 0.68}{4^{mA}} = 2.83^{k\Omega}$$

- محاسبه $\left(\frac{n_1}{n_2}\right)$:

در فرکانس کم، بار اندازت رنج بینامیکی جریان کلکتور بزرگ است و در نتیجه h_{ie} این ترانزیستور برای

تغییرات زیاد است. با توجه به آنکه در فرکانس کم، بار اندازت کلکتور مشترک h_{ie} تأثیر چندانی در ولتاژات ندارد. سایر این می زان از h_{ie} صرف نظر کرد.

$$Z_{in} = 1^{k\Omega} = \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 (h_{ie} + (1/\beta) R_3) \Rightarrow 1000 = \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 5114 \Rightarrow \frac{n_1}{n_2} = 2.21$$

- 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

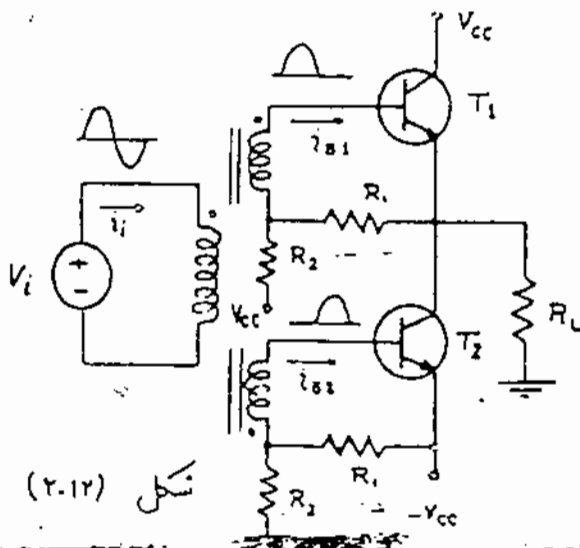
(۲.۲) تقویت‌کننده پوش پول کلاس B بدون ترانس:

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. هواره 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 T_2 و میزان امیتر مشترک عمل می‌کند مدار کاملاً متوازن نیست.

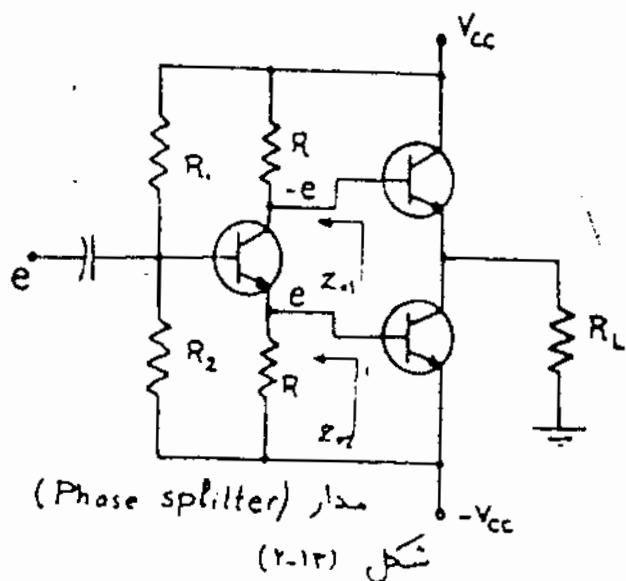
۲- از در منبع ولتاژ استفاده شده است.

۲-۲-۲- برداشتن ترانس ورودی:

نمای ترانس ورودی باید از مداری استفاده کرد که بتواند خود ورودی را ۱۸۰ درجه اختلاف فاز ورودی را به تقویت کننده بدهد.

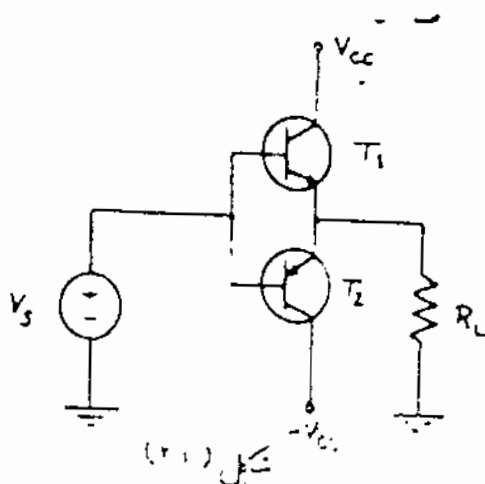
شکل (۲-۱۳) چگونگی این عمل را با یک ترانزیستور نشان می دهد.

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.



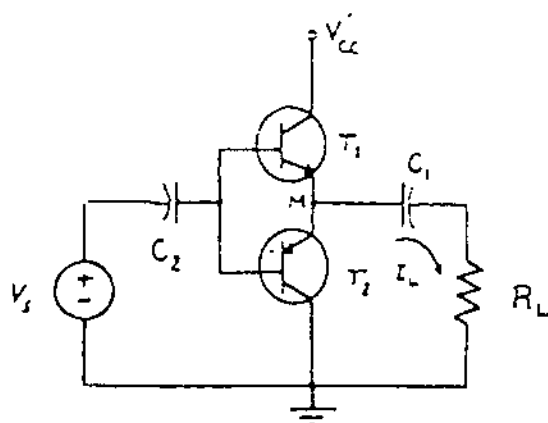
۲-۲-۳- استفاده از ترانزیستورهای مکمل: «Complementary symmetry»

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، 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



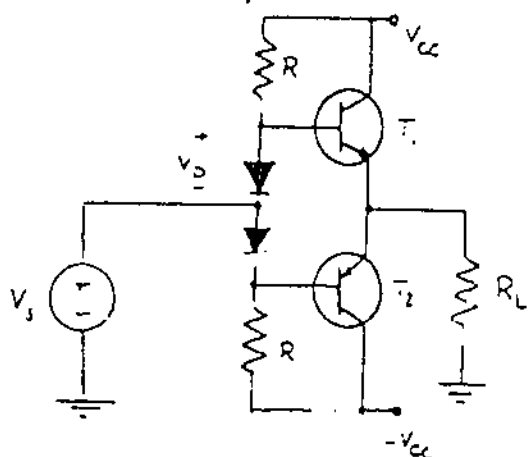
شکل (۲-۱۵)

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 $V_{ce1} = \frac{V_{cc}}{2}$ و جریان $I_{L0} = 0$ می باشد پس 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)

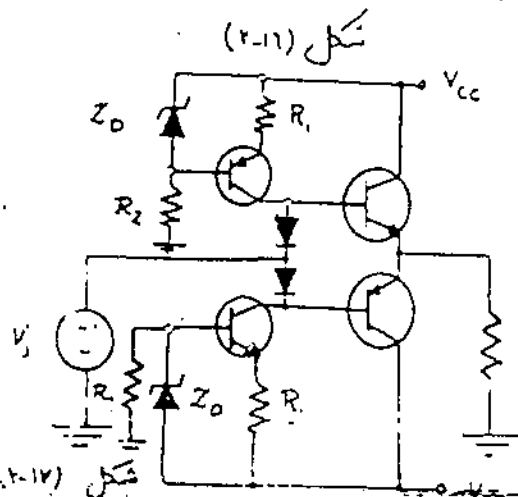
شکل (۲-۱۶) یک نمونه از بایاس ترانزیستورها

رسید دیدر را نشان می دهد.

عب عبده این کار بایس آمدن ابدا پس درودی از βR_L به $\beta R_L \parallel R_{E2}$ است. دراز طرنی معادمت R را می توان بزرگ انتخاب کرد زیرا جریان بس و جریان دیدر از طریق همین معادمت تأمین می شوند.

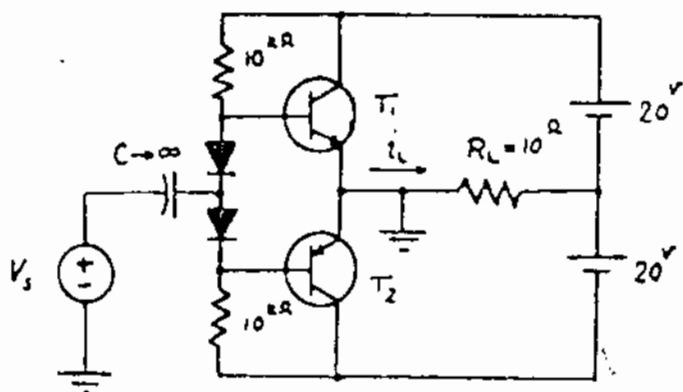
برای از بین بردن این اشکال می توان

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.

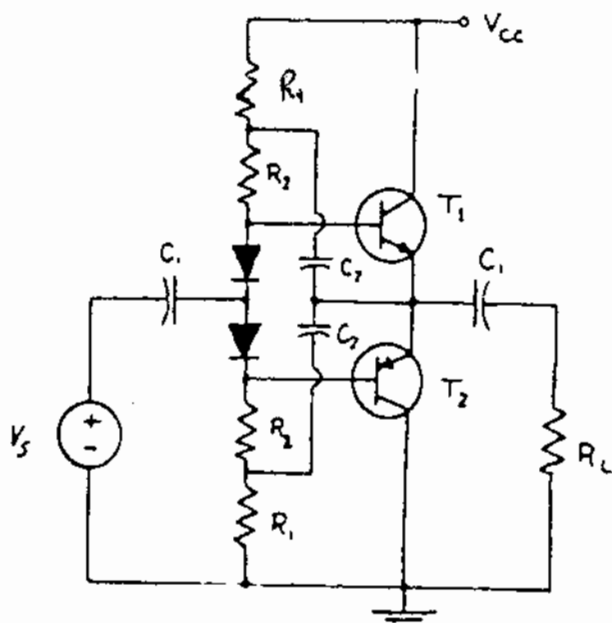


شکل (۲-۱۸)

الف. جریان نقطه کار دiod و
ترازیستور (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 η دقتی که جریان خروجی ماکزیمم است.
د. P_{cmax} و حداکثر دامنه جریان کلکتور که P_{cmax} را برمود می آورد.

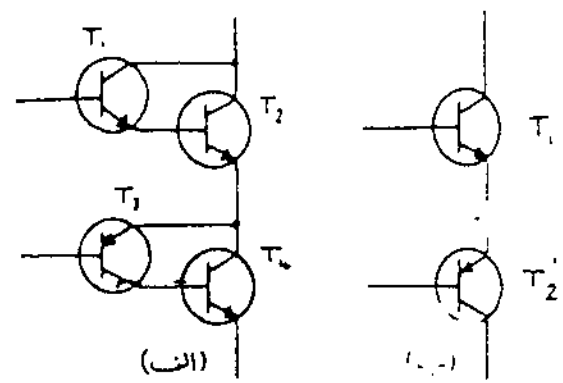
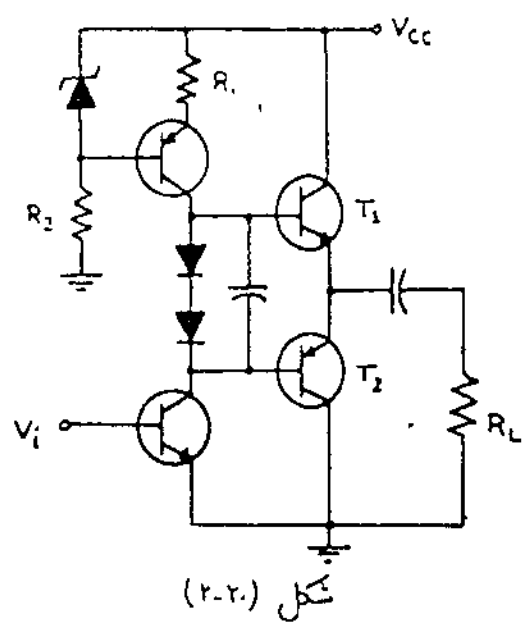


شکل (۲-۱۹)

- همچنین می توان به کمک برت
استرپ [شکل (۲-۱۹)]، شکل مدار را ساده تر
و امپدانس درودی را افزایش داد.

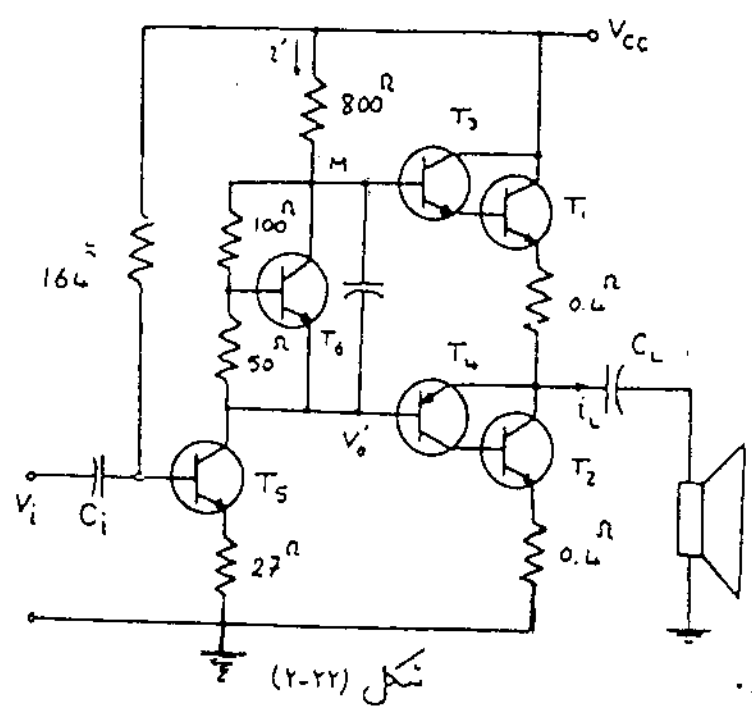
- در مدار شکل (۲-۱۷) دو منبع جریان
بکار رفته است ولی در عمل، اغلب موارد
بجای یکی از منابع جریان یک مدار امپت
مشترک قرار داده، می توانی راه به پس آن
اعمال کرده، و از خاصیت تقویت کننده می و نشان
آن استفاده می کنند. [شکل (۲-۲۰)]

رای بالا بدون امپدانس درودی و ضریب تقویت می توان بجای T_1 و T_2
از دار بگنون 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.



$T_1: \beta'_1 \approx \beta_1 \beta_2 \quad h'_{ie1} = 2 h_{ie1}$
 $T_2: \beta'_2 \approx \beta_3 \beta_4 \quad h'_{ie2} = h_{ie3}$

مثال در نویز کننده شکل (۲-۲۲) با فرض $\beta_1 = \beta_2 = 25$ $\beta_3 = \beta_4 = \beta_5 = \beta_6 = 100$



$V_{cesat} = 1V \quad V_{BE} = 0.6$

ا: برای ایجاد قدرت ماکزیم:

$P_{Lmax} = 25W$

در بلندگو حدود V_{cc} را تعیین نمایند.

ب: با انتخاب V_{cc} مدار را

آزمایند و رانش هر یک از

ترانزیستورها را مشخص کنید.

ج: راندمان ماکزیم

(η_{max}) و دامنه رانش ورودی

برای ایجاد ماکزیم راندمان را حساب کنید.

حل: الف: $P_{Lmax} = \frac{1}{2} R_L I_{Cmax}^2 \Rightarrow 25 = \frac{1}{2} \times 8 \times I_{Cmax}^2$

در این مسئله بدلیل اینکه در کلکتور ترانزیستور

$\Rightarrow I_{Cmax} = 2.5A$

T_3 و T_1 مقاومتی وجود ندارد در نتیجه برای ترانزیستور

$(V_{CE1})_{min} = 2V_{BE} > 1V$

تایید می شود.

اگر بنابه تقارن رشاژ دو سرخازن $V_{ce} = \frac{V_{cc}}{2}$ بگیریم

$$\begin{cases} V_M = 2V_{BE} + 0.4 i_L + \frac{V_{cc}}{2} + 8 i_L \Rightarrow i_L = \frac{V_M - 2V_{BE} - V_{cc}/2}{8.4} \\ V_M = V_{cc} - 800 i_L' = V_{cc} - 800 \left(\frac{i_L}{\beta_1 \beta_2} + i_{cs} \right) \Rightarrow 8.4 i_L = \frac{V_{cc}}{2} - \frac{800}{2500} i_L - i_{cs} - 1.2 \end{cases}$$

$$i_{Lmax} \rightarrow i_{cs} = 0 \Rightarrow \boxed{V_{cc} = 4.6V}$$

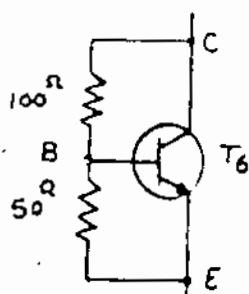
ب- ترانزیستورهای T_2, T_1 که در طبقه میانی قرار گرفته‌اند ترانزیستورهای ت

می‌باشند

- ترانزیستورهای T_4, T_3 امپدانس دیده شده توسط کلکتور ترانزیستور T_5 را افزایش می‌دهند که باعث افزایش ضریب تقویت رشاژ می‌گردد.

- ترانزیستور T_5 عمل تقویت سیگنال رشاژ 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 رشاژ آستانه

هدایت ترانزیستورهای T_4, T_1, T_3 را تأمین می‌کند. (V_{BE} multiplier)

$$I_{ES} = \frac{V_{cc} - 0.6}{R_B + \frac{R_o}{1+\beta}} = \frac{4.6 - 0.6}{0.027 + \frac{16k}{101}} = 27.5 \mu A \quad h_{ies} = \beta \frac{25^{-r}}{I_{cs}} \quad \text{ج:}$$

$$h_{ies} = 100 \frac{25^{-r}}{27.5 \mu A} = 90 \Omega$$

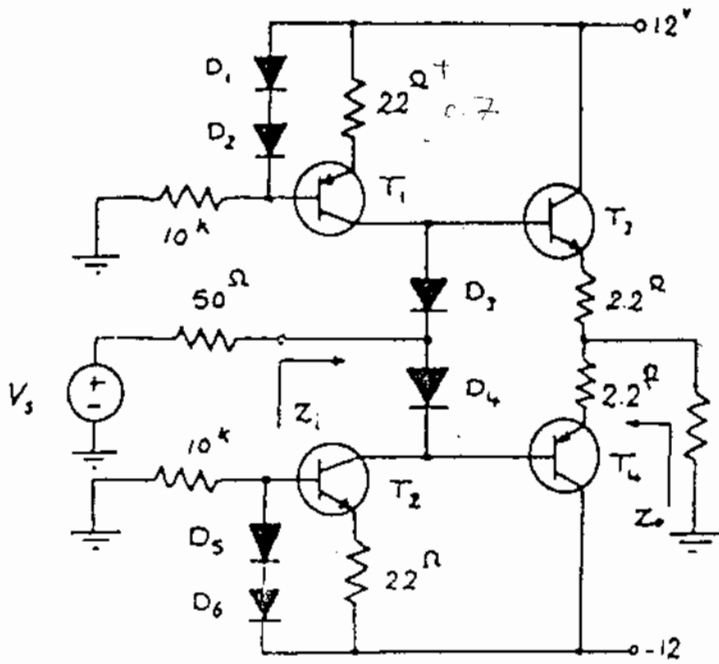
$$P_{cc} = V_{cc} I_{ES} + \frac{2}{\pi} \frac{V_{cc}}{2} I_{cmmax} = 4.6 \times 27.5 \mu A + \frac{2}{\pi} \times \frac{4.6}{2} \times 2.5 = 37.87 \text{ mW}$$

$$\eta_{max} = \frac{P_{Lmax}}{P_{ccmax}} = \frac{25}{37.87} = 66\%$$

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{v_o}{v_o'} \cdot \frac{v_o'}{v_i} = \frac{8}{8+0.4} \times \frac{-100 \left[800 \parallel (100 \times 25) \times 1.4 \right]}{90 + 101 \times 27} = -26$$

$$v_{omax} = 2.5 \times 8 = 20^V$$

$$v_{imax} = \frac{v_{omax}}{|A_v|} = \frac{20}{26} = 0.77^V$$



$\beta = 50$

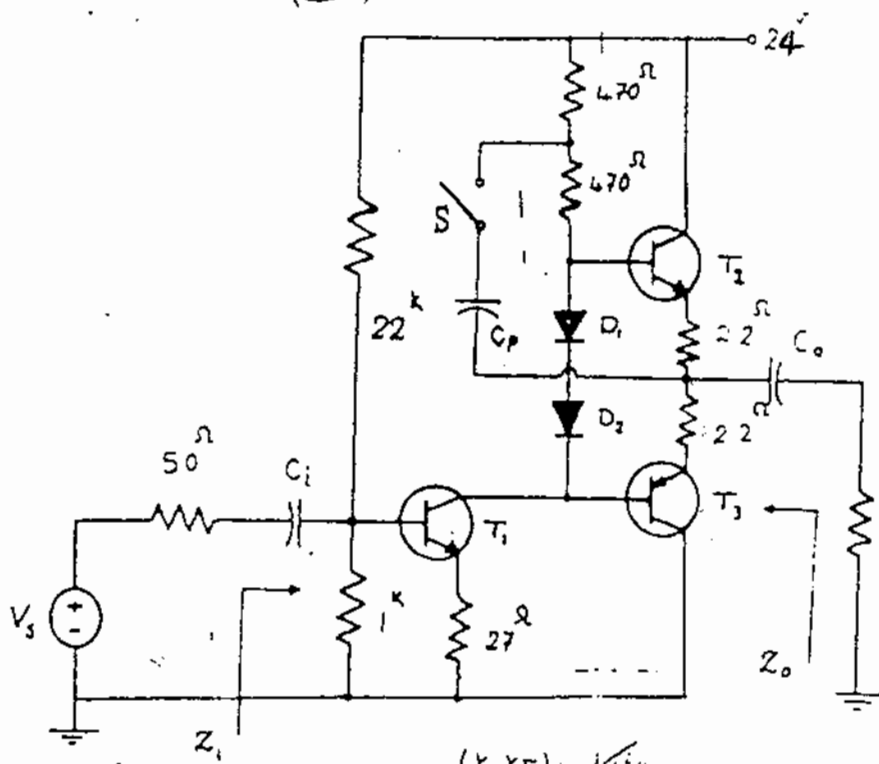
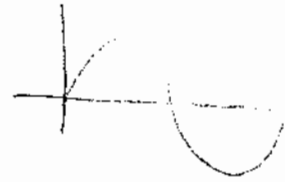
(الف)

تقریب:

مطلوبت محاسبه $A_{v3} = \frac{v_o}{v_i}$

Z_o و Z_i

در P_{Lmax} و η_{max} مدار را شکل (۲-۲۳)

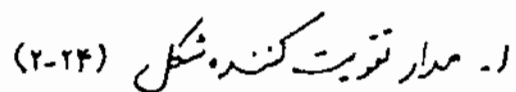


ب: کلید S باز
ج: کلید S بسته

$\beta_1 = 100$

$\beta_2 = \beta_3 = 50$

شکل (۲-۲۳)



راہ نظر بگیرید۔

مقدار مقاومت R_L را بر حسب R_E ،
برای آنکه رانندگی $(\eta = \frac{P_{acc}}{P_{cc}})$ و
موینت و ناز خروجی 'ماکزیم' گردد
محاسبه نمائید.

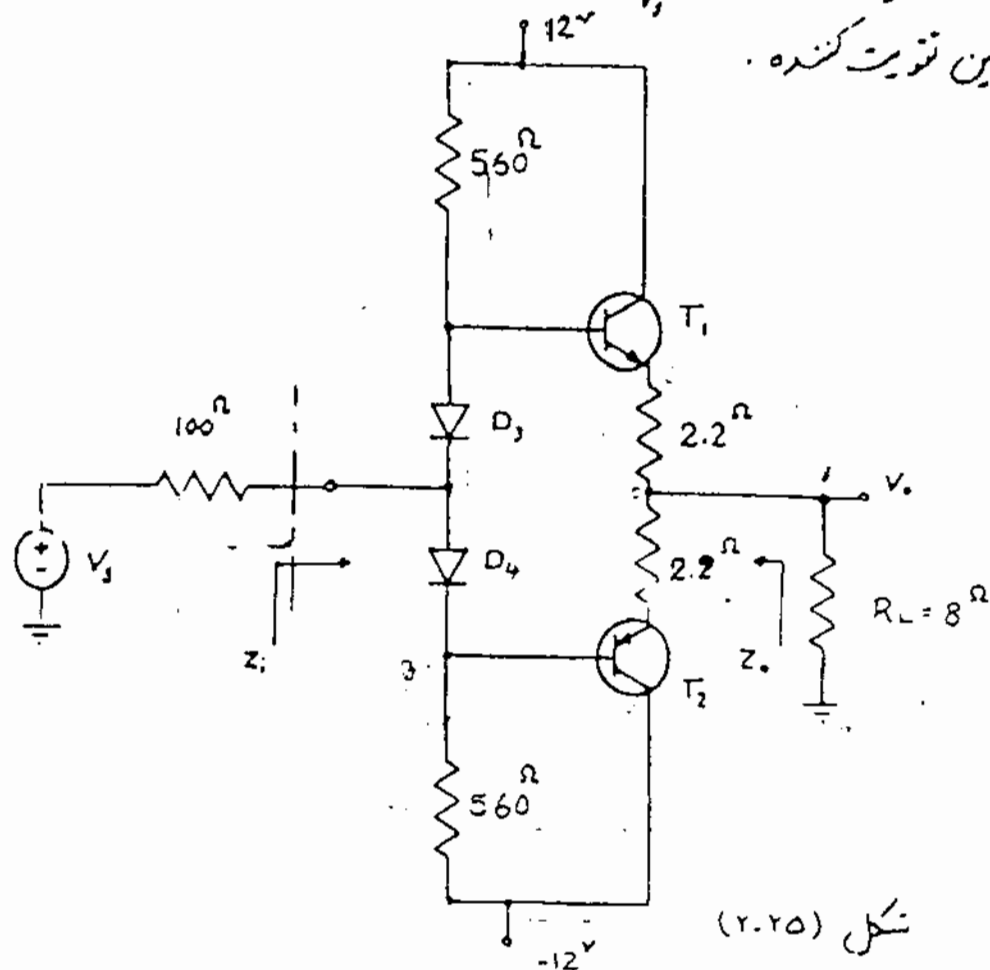
۲۷- مدار تقویت کننده قدرت شکل (۲-۲۵) را در نظر بگیرید. با فرض اینکه،

$$\beta_1 = \beta_2 = 40$$

$$|V_{BS}| = V_D \approx 0.6^V$$

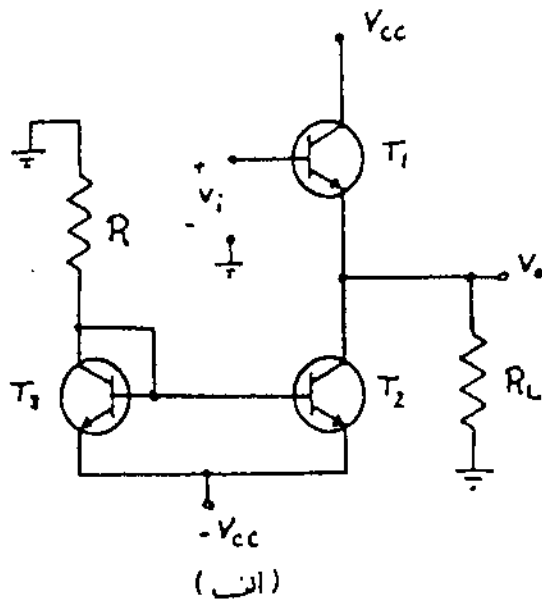
$$r_{01} = r_{02} = 100 \text{ к}\Omega$$

مطلوبت محاسبه $A_{DJ} = \frac{I_0}{V_f}$, Z_i , Z_o , P_{Lmax} و I_{max} برای این تغذیه 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.

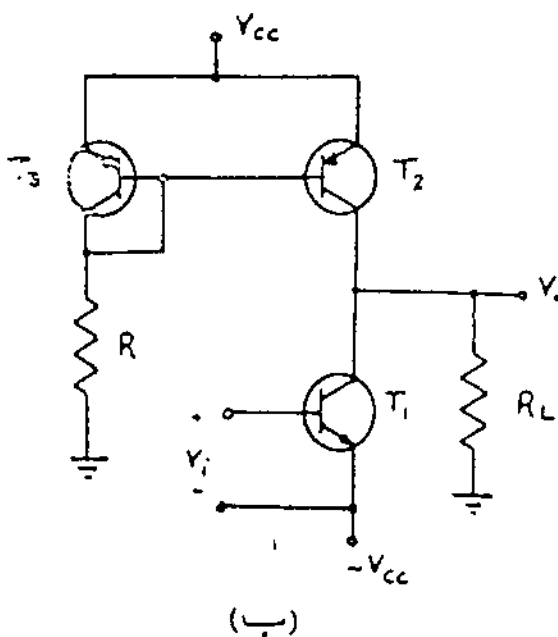
مدل سیگنالهای کوچک تقویت کننده

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 راندهای $(\frac{P_L}{P_{CC}}) \times 100$ را بدست آورید. به ازای چه مقدار

R_L راندهای مدار ماکزیمم بدست می آید؟

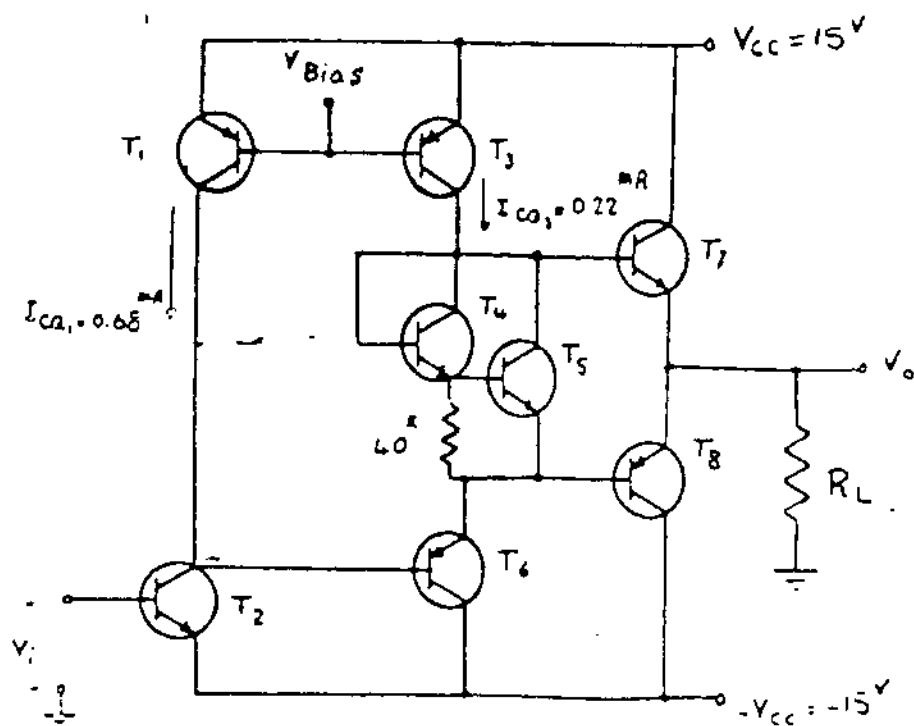
۴- مدار شکل (۲-۲۷) طبقه نهایی یک تقویت کننده عملیاتی 7410 را نشان می دهد. در صیقلی $\beta_{Fnpn} = 50$ و $\beta_{Fnpn} = 200$ و برای همه ترانزیستورها:

$$I_S = 10^{-14} \text{ A}, |V_{CEsat}| = 0.2 \text{ V}, |V_{BE(on)}| = 0.7 \text{ V}$$

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 η را حساب کنید. (توان تواندها را در طبقه پوش-پول مورد نظر است و سیگنال را سینی فرقی کنید)

ج، حداکثر توان لحظاتی مصرفی در هر یک از ترانزیستورهای طبقه پوش-پول را بدست آورید. ($R_L = 1 \text{ k}\Omega$)

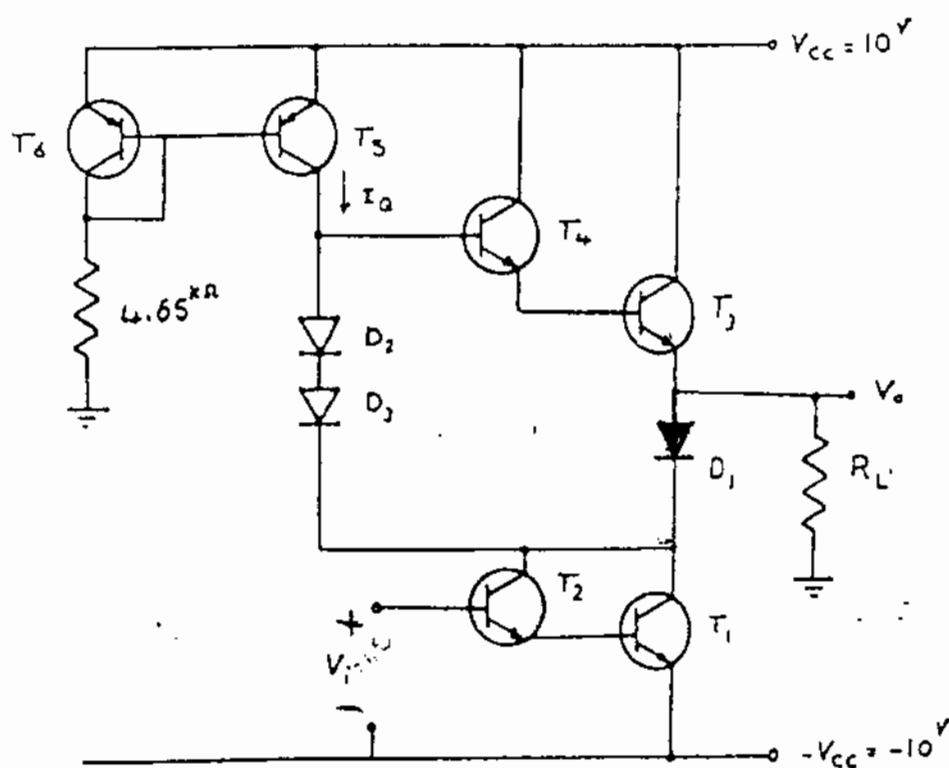
د، سیگنال خروجی را سینی فرقی کرده و حداکثر توان متوسطی که به بار می توان داد، با آکند توان لحظاتی مصرفی T_3 و T_8 از $100^{\mu\text{V}}$ بزرگتر نشود را بدست آورید. در این حالت مقدار R_L و راندمان را محاسبه کنید.
 ه، جریان کلکتور ترانزیستور را برای $V_o = 10^{\text{V}}$ بدست آورید. ($R_L = 1 \text{ k}\Omega$)



شکل (۲-۲۷)

۵۷- ثنویت کسره قدرت شکل (۲-۲۸) را که قسمت برش-برل آن کلاً از ترانزیستورهای npn تشکیل شده است در نظر بگیرید. در صورتیکه $V_{BE(on)} = 0.7^V$ و $|V_{CE(sat)}| = 0.2^V$ و $\beta_F = 100$ در ترانزیستورهای T_5 و T_6 مشابه باشند.

- الف، حداکثر مقدار مثبت و منفی V_o در حالیکه $R_L = 8^k\Omega$ 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 $R_L = 8^k\Omega$ بدون آنکه بالا و پایین سیگنال V_o بریده شود در اندامان مدار در این حالت.
 ج-۲- حداکثر توان لحظاتی مصرفی ترانزیستورهای T_1 و T_2



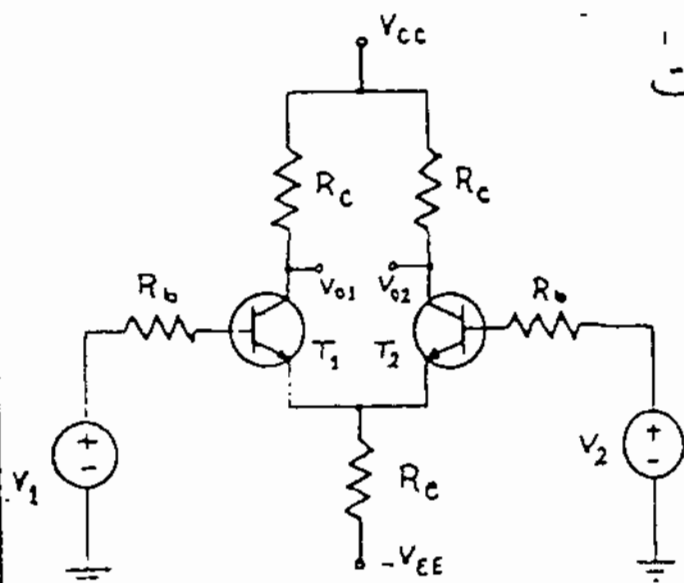
بخش ۲۹

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 دینامی های مشترک و دیفرانسیل را بطور جداگانه تاثیر داد.

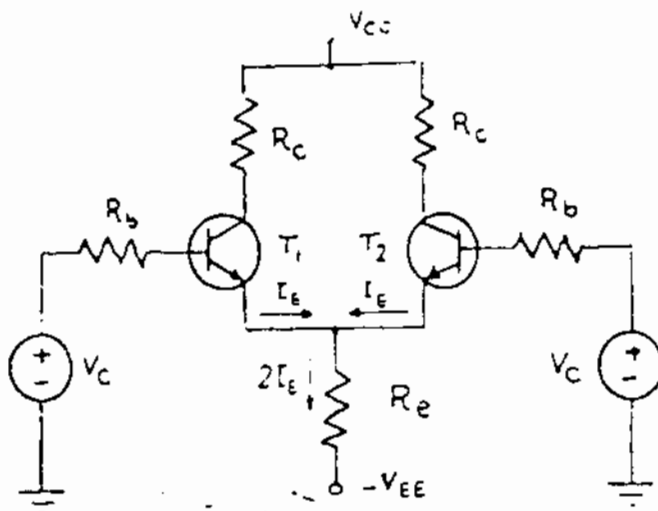
(۱-۱) حالت میکنال های مشترک:

شکل (۱-۲) تقویت کننده دیفرانسیل را در حالت $V_1 = V_2 = V_c$ نشان

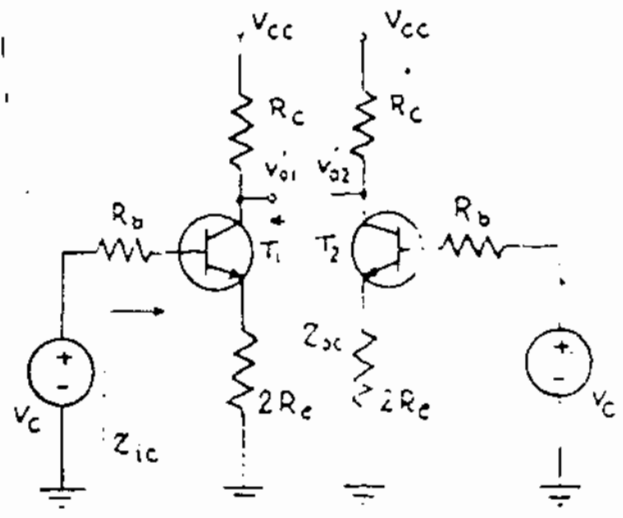
می دهد. بدلیل متوازن بودن مدار این تقویت کننده می توان از قضیه

«جانسنین» 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:

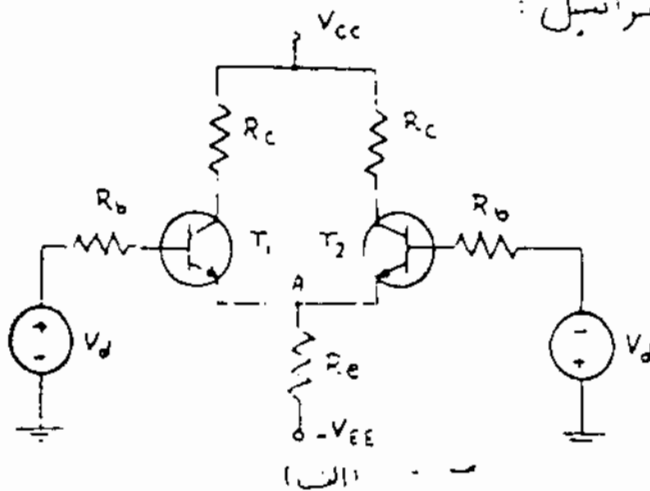
$$V'_{o1} = \frac{-\beta R_c}{R_b + h_{ie} + (1+\beta)2R_e} V_c$$

$$V'_{o2} = \frac{-\beta R_c}{R_b + h_{ie} + (1+\beta)2R_e} V_c$$

$$Z_{ic} = R_b + h_{ie} + (1+\beta)2R_e$$

$$Z_{oc} = R_c$$

حالت سیگنال های دیفرانسیل: (۱-۲)

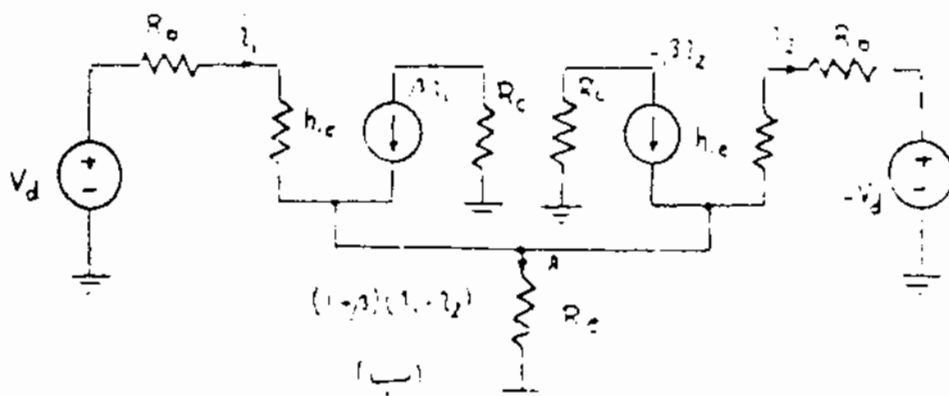


شکل (۱-۴) ترتیب

کننده دیفرانسیل رادر حالت

شکل (۱-۴) و $V_1 = -V_2 = V_d$

معاد AC آنرا نمایش می دهد.



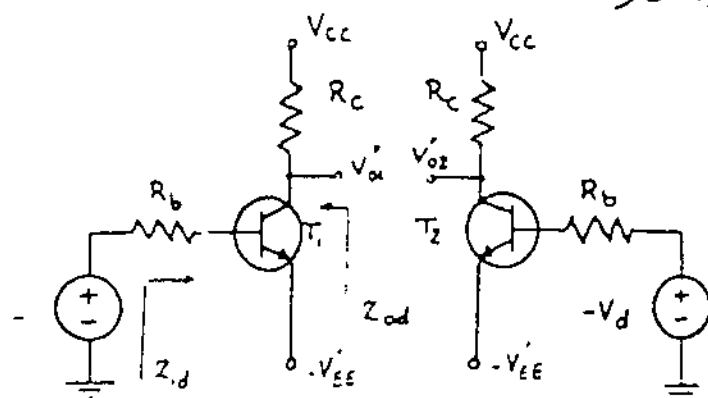
شکل (۱-۵)

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 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:

$$\begin{cases} V_{o1} = A_c \left(\frac{V_1 + V_2}{2} \right) + A_d (V_1 - V_2) \\ V_{o2} = A_c \left(\frac{V_1 + V_2}{2} \right) - A_d (V_1 - V_2) \end{cases}$$

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 تمیز 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 $\beta = 200$ $R_c = 10^4 \Omega$ $R_b = 1^4 \Omega$ $h_{ie} = 1^4 \Omega$

$$CMRR = \left| \frac{A_d}{A_c} \right| \approx \frac{(1+\beta)R_c}{R_b + h_{ie}} = \frac{201 \times 10^4}{1^4 + 1^4} = 1000$$

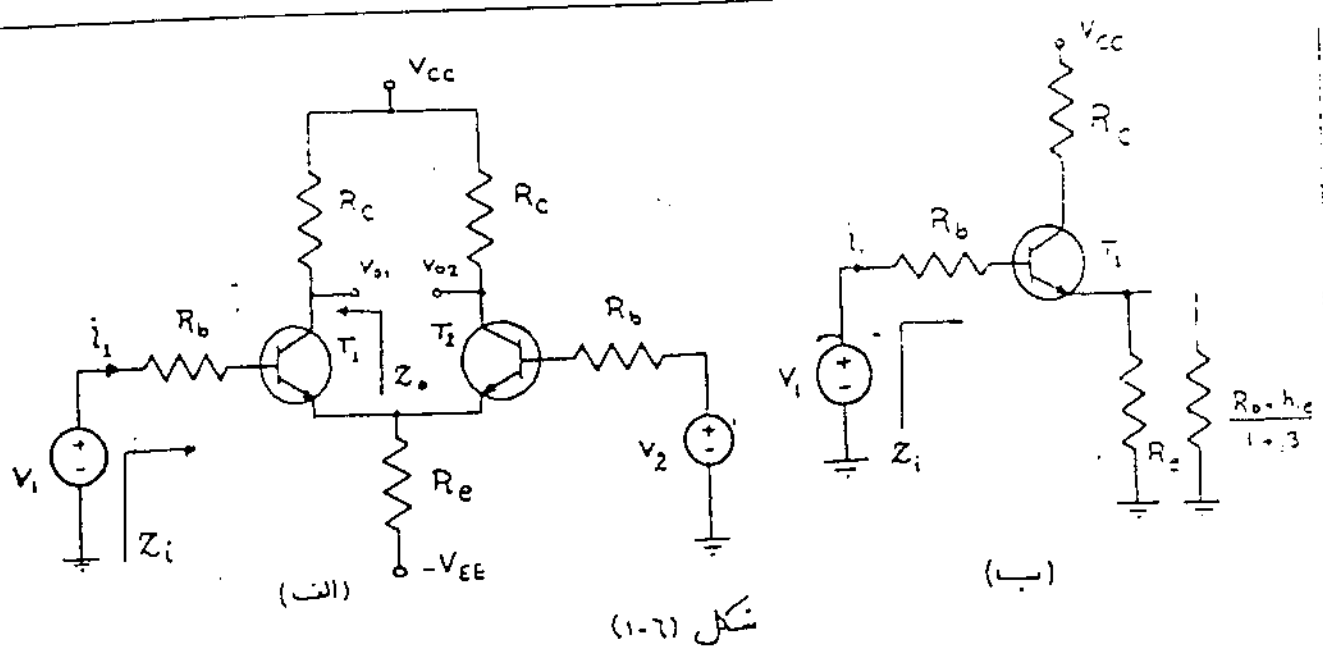
حل:

- امپدانس ورودی:

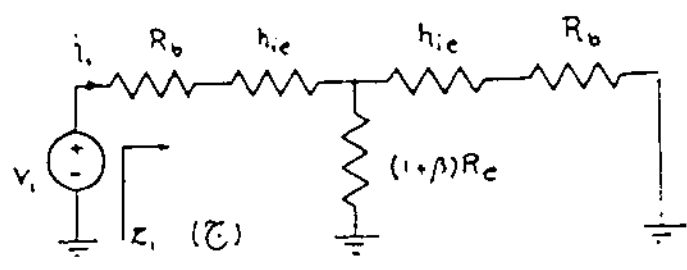
امپدانس ورودی تقویت‌کننده دبرائیل شکل (۱-۱) را

$$Z_i = \frac{V_1}{I_1}$$

معرفت فوق تقویت‌کننده می‌گیریم.



برای محاسبه امپدانس درودی این تقویت کننده می توان از روش انعکاس امپدانس استفاده کرد.

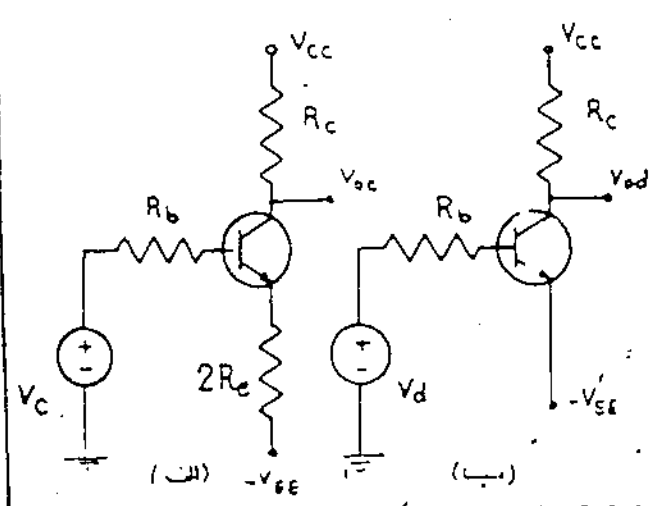


بطوریکه اینها مقادیرهای در بیس ترانزیستور T_2 را به امپدانس آن مثل می کنیم [شکل (۱-۶ ب)] در بیس مقادیرهای در امپدانس ترانزیستور T_1 را به بیس آن اتصال می دهیم. [شکل (۱-۶ ج)] در نتیجه داریم:

$$Z_i = R_b + h_{ie} + (1 + \beta)R_e \parallel (R_b + h_{ie})$$

برای بالا بردن امپدانس درودی می توان از داراییستون دیافان FET بجای ترانزیستورهای T_2 و T_1 استفاده کرد.

امپدانس خروجی:

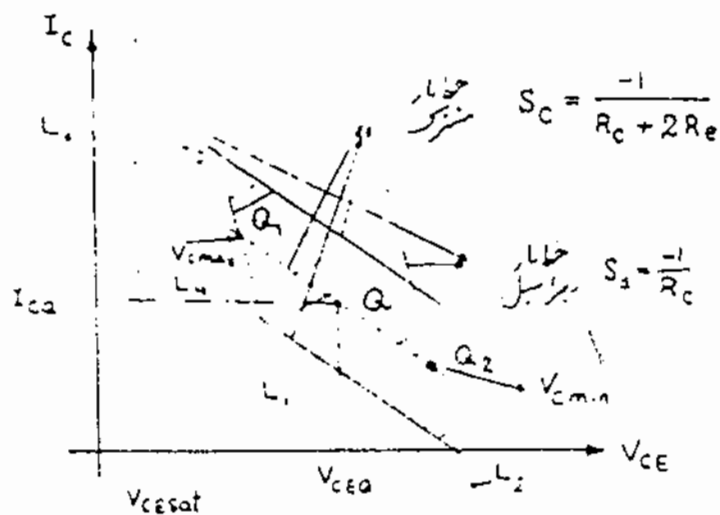
$$Z_o = R_c$$


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) (الف) و برای رانش دینامیک شکل (۱-۷) (ب) بدست می آید.
در حالت $V_1 = V_2 = 0$ نقطه کار استاتیکی ترانزیستور (Q) بدست می آید [شکل (۱-۸)].

برای حالت سبیل

منزک [شکل (۱-۷) (ب)] داریم:



$$(V_{CC} + V_{EE}) = (R_c + 2R_e) I_{CQ} + V_{CEQ}$$

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.

$$(V_{CC} + V_{EE}) = R_c I_{CQ} + V_{CEQ} \Rightarrow S_d = \frac{-1}{R_c}$$

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، بستگی

به دامنه رانش V_c و 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 (V_{CEmax}) از تقاطع خط بار دینامیک با خط $V_{CE} = V_{CEsat}$ بدست می آید.

در شکل (۱-۸) این محدودیت در نقطه کار Q_2 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. درودی 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.

$$CMRR = 40 \text{ dB} -$$

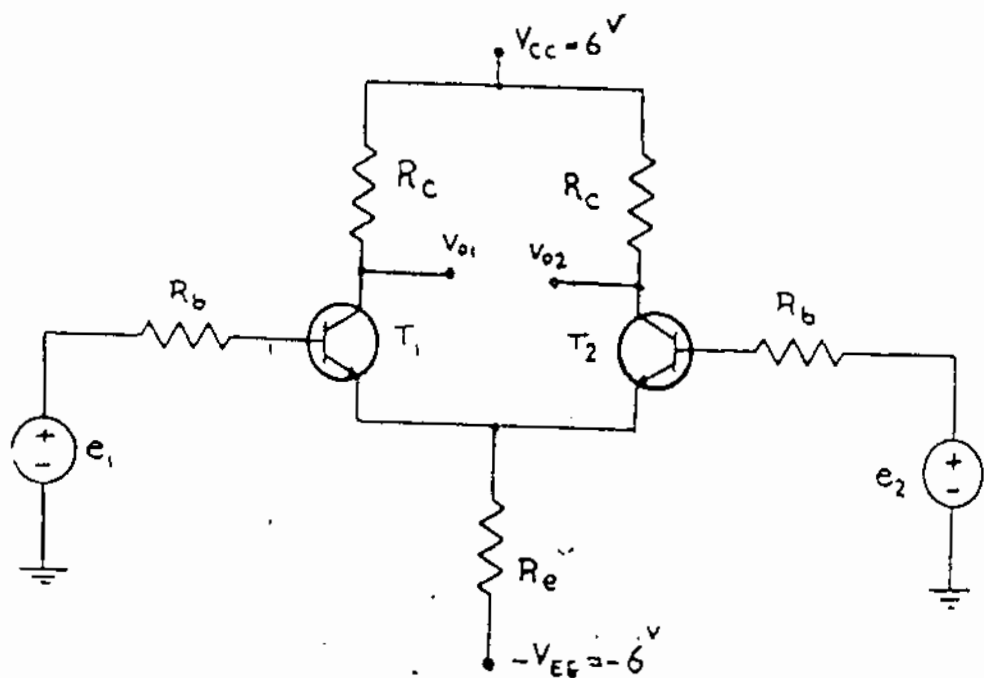
- امپدانس خروجی $Z_o = 1 \text{ k}\Omega$

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.

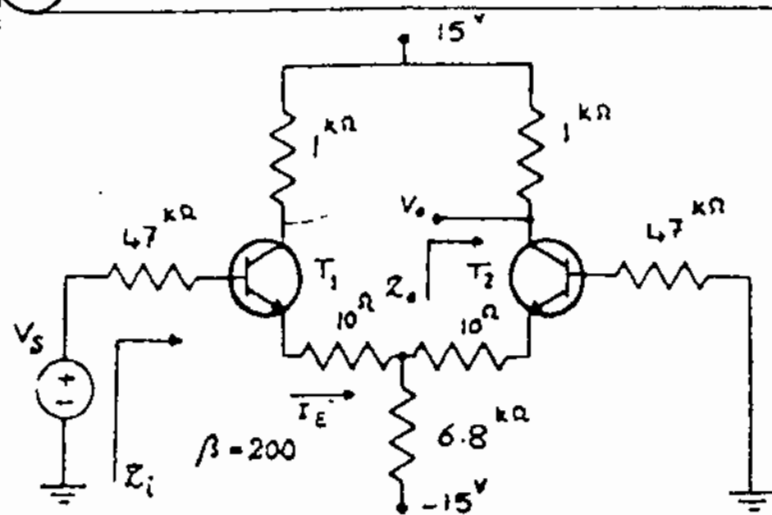
ج: در فرورنگه دامنه ولتاژ مشترک در خروجی برابر 1 V باشد مطلوبیت حداکثر ولتاژ دینامیک $(V_d = e_1 - e_2)$ در درودی برای آنکه تغویت کننده در ناحیه خطی کار کند.

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:

$$V_{EE} - V_{BE} = \left(\frac{47}{1+\beta} + 10^{\Omega} + 2 \times 6.8 \right) I_E \Rightarrow 15 - 0.7 = \left(\frac{47}{201} + 0.01 + 13.6 \right) I_E$$

$$\Rightarrow I_E \approx 1 \text{ mA} \quad h_{ie} = \beta \frac{25 \text{ mV}}{I_C} = 200 \frac{25}{1} = 5 \text{ k}\Omega$$

- امپدانس ورودی:

$$Z_i = 47 \text{ k}\Omega + 5 \text{ k}\Omega + (1+\beta) \left\{ 10^{\Omega} + 6.8 \text{ k}\Omega \parallel \left[10^{\Omega} + \frac{47 \text{ k}\Omega + 5 \text{ k}\Omega}{1+\beta} \right] \right\}$$

با توجه به روش انعکاس امپدانس داریم:

$$\Rightarrow Z_i \approx 106 \text{ k}\Omega$$

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

- امپدانس خروجی:

- $CMRR$ ، A_d ، A_c

$$A_c = \frac{-\beta R_c}{R_b + h_{ie} + (1+\beta) [10^{\Omega} + 2R_e]} = \frac{-200 \times 1}{47 + 5 + 201 (0.01 + 13.6)} = -0.07$$

$$A_d = \frac{-\beta R_c}{2 [R_b + h_{ie} + (1+\beta) 10^{\Omega}]} = \frac{-200 \times 1}{2 [47 + 5 + 201 \times 0.01]} = -1.85$$

$$CMRR = \left| \frac{A_d}{A_c} \right| = \frac{1.85}{0.07} = 26.43$$

تقریر :

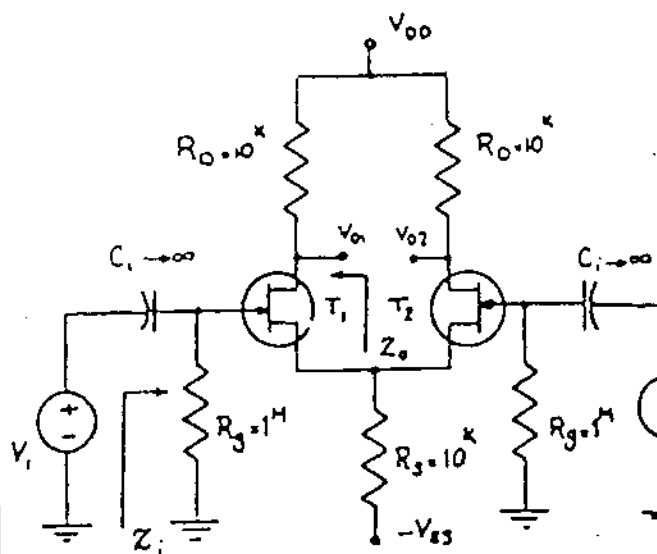
تقویت کننده شکل (۱-۱۱) را در نظر بگیرید.

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:

$$V_{od} = V_{o1} - V_{o2} = (A_c V_c + A_d (V_i - V_2)) - (A_c V_c - A_d (V_i - V_2)) = 2A_d (V_i - V_2)$$

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 آنقدر 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.

باتوجه به اینکه $CMRR = \frac{(1+g_m)R_e}{R_o + g_m R_e}$ 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 محدودیتی عملی

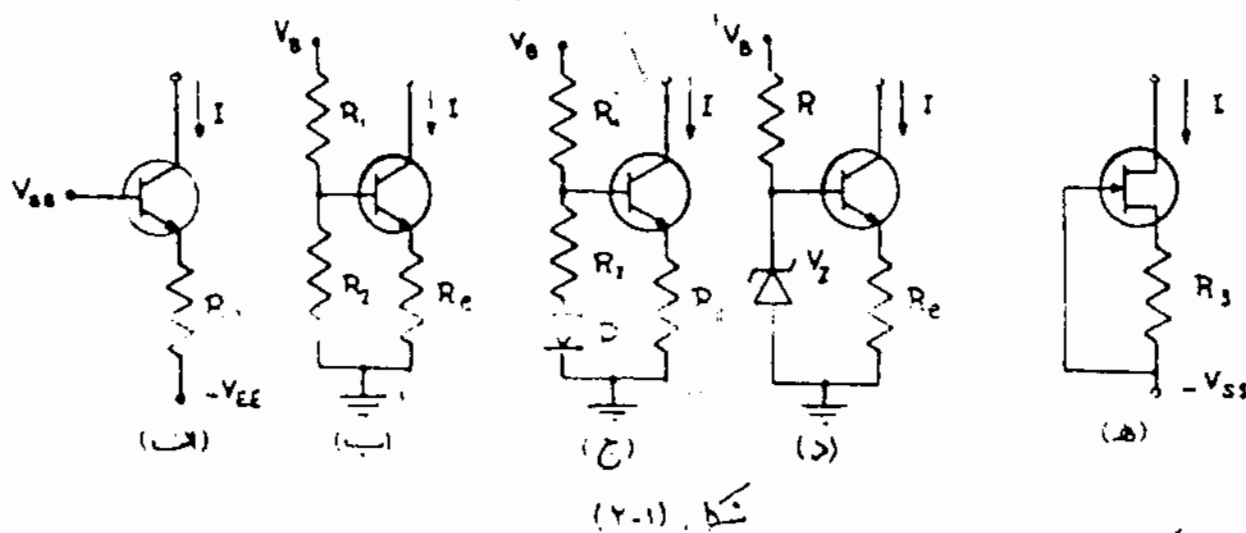
این روش بهره نیست. حال اگر بجای معادست R_e از یک منبع جریان استفاده نمایم

اولاً جریان نقطه کار ترانزیستورها را بیشتر تثبیت نموده، ثانیاً معادست دینامیکی،

در امپدانس ترانزیستورها را بطور قابل ملاحظه‌ای بزرگ کرده ایم.

۲. منابع جریان در تقویت کننده دیفرانسیل:

منابع جریان در مدار تقویت کننده با عنوان یک لایان 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 دهند.



در شکل (۲-۱) با ثابت بودن ولتاژهای $-V_{EE}$ ، V_{BB} و V_{BE} و مقاومت R_E ، جریان I از رابطه زیر بدست می آید:

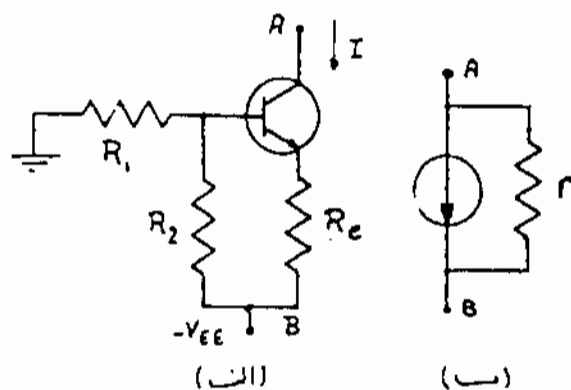
$$I = \frac{V_{BB} + V_{EE} - V_{BE}}{R_E}$$

شکلی (۲-۱) ب. د. (۵) مدلهای دیگر این منبع جریان، که در آن از یک منبع ولتاژ استفاده شده است را نشان می دهد. بدلیل اینکه ولتاژ V_{BE} ترانزیستور تابعی از دمای حرارت نیز می باشد، در نتیجه جریان I ، در منابع جریان شکلی (۲-۱) ب. د. با تغییر دمای حرارت، ثابت نمی ماند. برای رفع این اشکال می توان یک دیود معمولی را به صورت جریان کننده، مطابق شکل (۲-۱) ج. بکار برد.

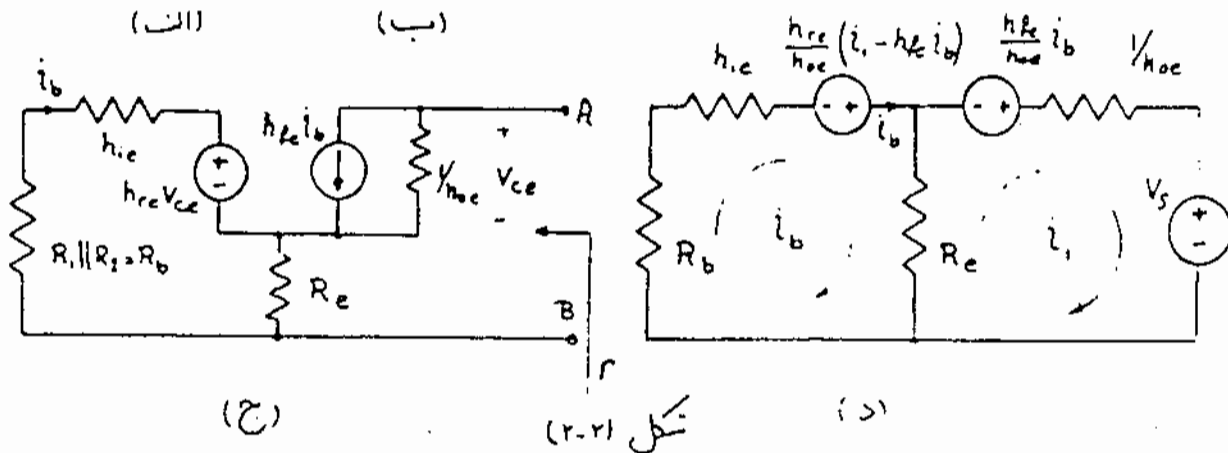
در منابع جریان شکلی (۲-۱) ا. ب. د. (ج) جریان I نسبت به تغییرات منابع ولتاژ کار رفته، حساس می باشد. برای کاهش این اثر می توان از یک دیود زبر مطابق شکل (۲-۱) د. یا از یک FET، مطابق شکل (۲-۱) ه. استفاده کرد.

(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 می‌کنیم. 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 منع جریان

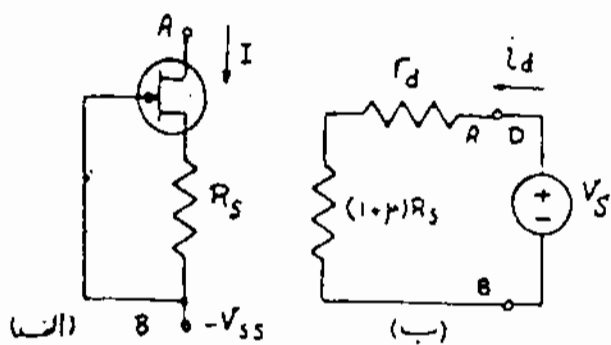
شکل (۲-۱ ج) با فرض اینکه: $R_c = 200$, $h_{re} = 10^{-4}$, $h_{oe} = 2 \times 10^{-5} \Omega$
 $h_{ie} = 5 k\Omega$, $R_e = 1 k\Omega$, $R_1 = 1.8 k\Omega$, $R_2 = 1.2 k\Omega$, $r_o = 8 \Omega$

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)

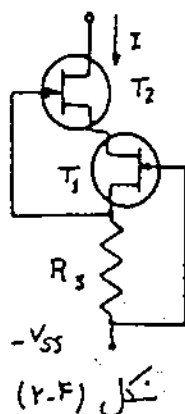
شکل (۲-۲ الف) یک منبع جریان
با استفاده از یک FET را نشان می‌دهد
برای بدست آوردن امپدانس خروجی
این منبع جریان می‌توان از روش انعکاس
امپدانس استفاده کرد. و همه آنها را به درین

این ترانزیستور مثل سازیم. [شکل (۲-۳) ب.ا.]

$$r = \frac{V_s}{I_d} = r_d + (1 + \mu) R_s \quad (II)$$

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.



شکل (۲-۴)

تقریباً:

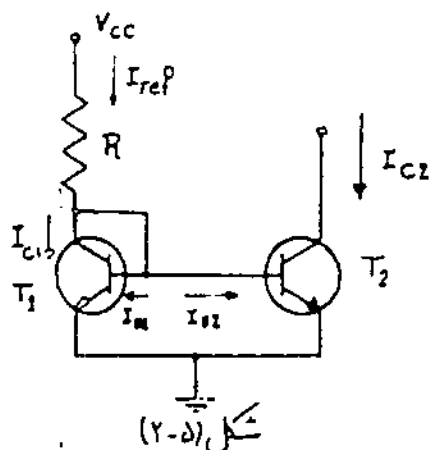
امپدانس خروجی منبع جریان شکل (۲-۴) را بدست آورید.

(۲-۲) انواع دیگر منابع جریان:

در تکنولوژی ساخت مدارهای مجتمع، امکان ایجاد ترانزیستورهای مشابه با دقتی فراهم است لذا می توان منابع جریان را بر سبده ترانزیستورهای مشابه طرح کرد.

- منبع جریان آئینه ای:

شکل (۲-۵) یک منبع جریان (آئینه ای) که با ترانزیستورهای مشابه



شکل (۲-۵)

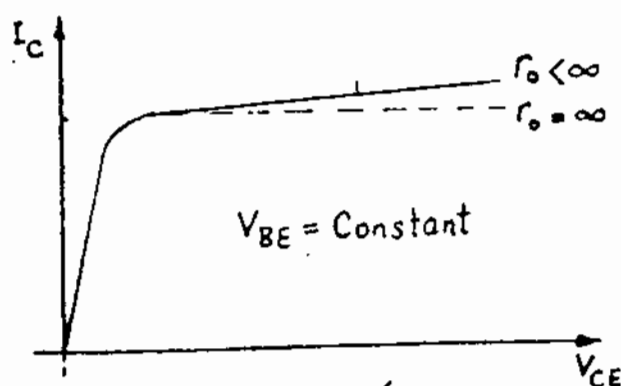
ساخته شده است را نشان می دهد.

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 :

$$I_{ref} - I_{C1} - 2 \frac{I_{C1}}{\beta_F} = 0$$

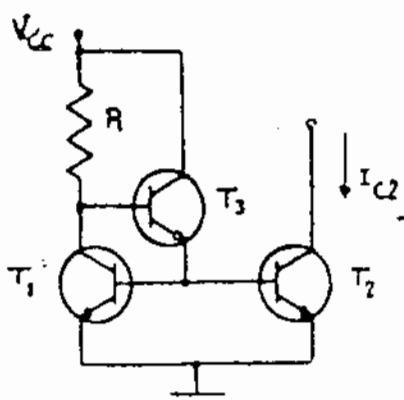
$$\Rightarrow I_{C1} = \frac{I_{ref}}{1 + \frac{2}{\beta_F}} \approx I_{C2}$$

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 β ترانزیستورها کوچک باشد می توان برای تامین جریان بایس ترانزیستورها T_1 و T_2 از یک ترانزیستور دیگر استفاده کرد. [شکل (۲-۷)]



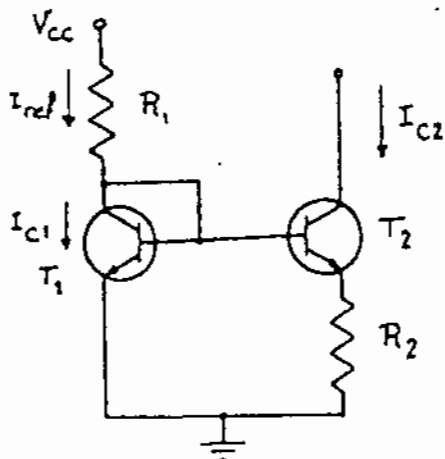
شکل (۲-۷)

- 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 (۲-۸) استفاده کنیم، باید جریان

(I_{ref}) خیلی کوچک ایجاد کنیم. که با ($V_{cc} = cte$) مقاومت R را باید
 زیرگرفت (مثلاً $600\text{ k}\Omega$) 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

$$\Rightarrow V_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}} - V_T \ln \frac{I_{S1}}{I_{S2}} = V_{BE1} - V_{BE2} \quad I_{S1} = I_{S2} \text{ برای مشابه}$$

$$\Rightarrow V_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}} = I_{C2} R_2 \Rightarrow \boxed{V_T \ln \frac{I_{ref}}{I_{C2}} \approx I_{C2} R_2}$$

مت $\frac{I_{ref}}{I_{C2}}$ ، I_{C2} ، مقاومت R_2 از محاسبه (I) 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)

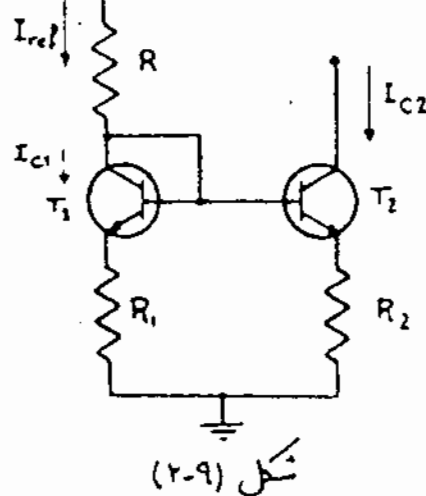
$$I_{C1} = \frac{30 - 0.7}{27\text{ k}} \approx 1.08\text{ }\mu\text{A} \quad V_T \ln \frac{1.08\text{ }\mu\text{A}}{10\text{ }\mu\text{A}} \approx 10\text{ }\mu\text{A} R_2$$

$$\Rightarrow \boxed{R_2 = 11.7\text{ k}\Omega} \quad \text{از پهنای باند استفاده می کنیم}$$

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.



شکل (۲-۹)

برای دقت بیشتری توان در امپدانس ترانزیستور T_2 سیر معادلاتی قرار داد. [شکل (۲-۹)]

$$V_{BE1} + R_1 I_{C1} = V_{BE2} + R_2 I_{C2}$$

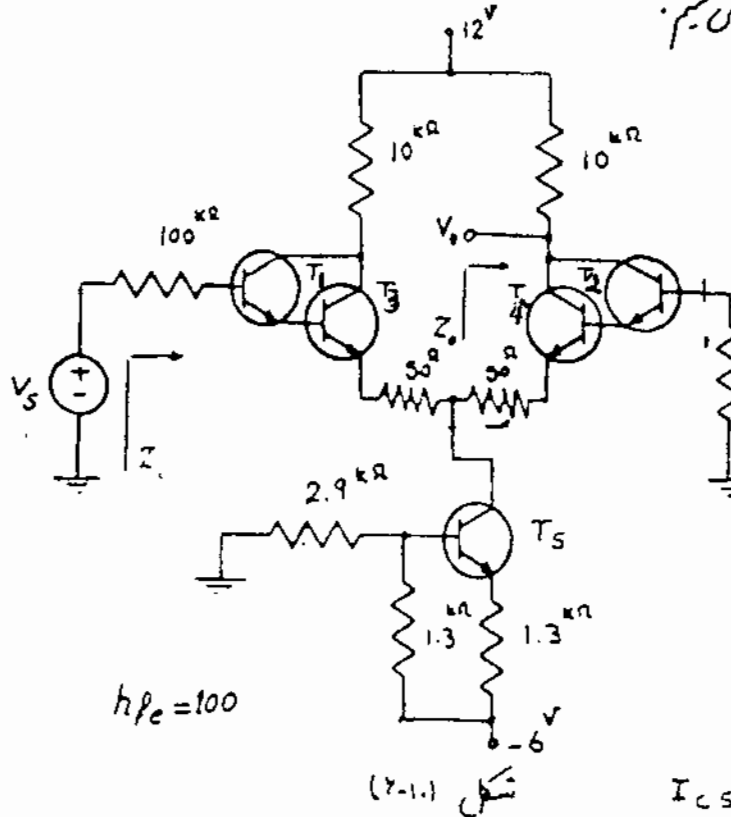
با اینا، اگر $V_{BE1} \approx V_{BE2}$ باشد آنگاه

$$I_{C2} = \frac{R_1}{R_2} I_{C1} = \frac{R_1}{R_2} I_{ref}$$

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 گذارتن یک منبع جریان در امپدانس ترانزیستورهای افزایش دهیم، بگونه ای که ولتاژ خروجی، فقط ناشی از اغلاف ولتاژهای ورودی باشد. این مطلب را بطور مختصر در مثال زیر بررسی می کنیم.



شکل (۲-۱۰)

مثال: مطلوب است A_c ، A_d

$$A_d = \frac{V_o}{V_s} \text{ و } CMRR, Z_o, Z_i$$

برای تقویت کننده دیفرانسیل

شکل (۲-۱۰). در صورتیکه معادلات

خروجی منبع جریان $r_e = 1M\Omega$ باشد.

$$V_{BS} = -6 + \frac{2.9}{2.9 + 13} = -4.14V$$

$$I_{CS} = \frac{6 - 4.14 - 0.7}{13k} = 0.9mA$$

$$\Rightarrow I_{E3} = I_{E4} = 0.45 \text{ mA} \Rightarrow I_{E1} = I_{E2} \approx \frac{0.45}{100} = 4.5 \text{ } \mu\text{A}$$

$$h_{ie1} = h_{ie2} = \beta \frac{25 \text{ mV}}{I_{E1}} \approx 100 \frac{25 \text{ mV}}{4.5 \text{ } \mu\text{A}} = 555.5 \text{ } \Omega$$

حال ن توان بجای ترانزیستورهای

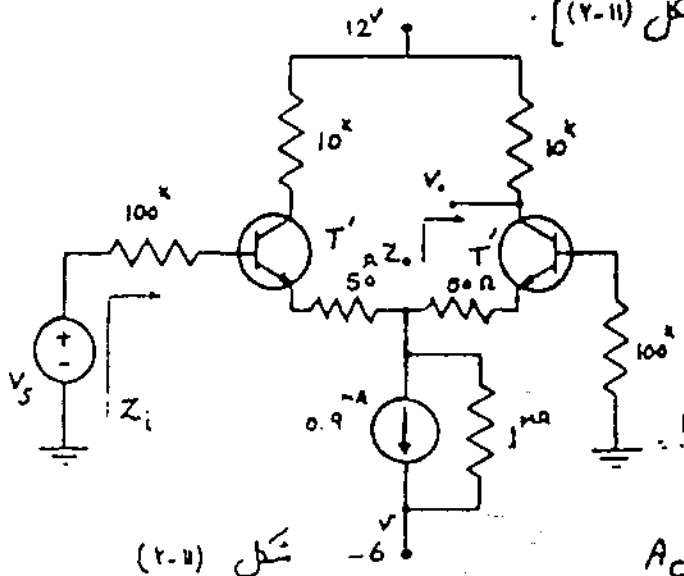
دار لینکون یک ترانزیستور معادل قرار داد. [شکل (۲-۱۱)]

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

$$V_o \approx A_d V_s$$

$$Z_o = 10^k$$

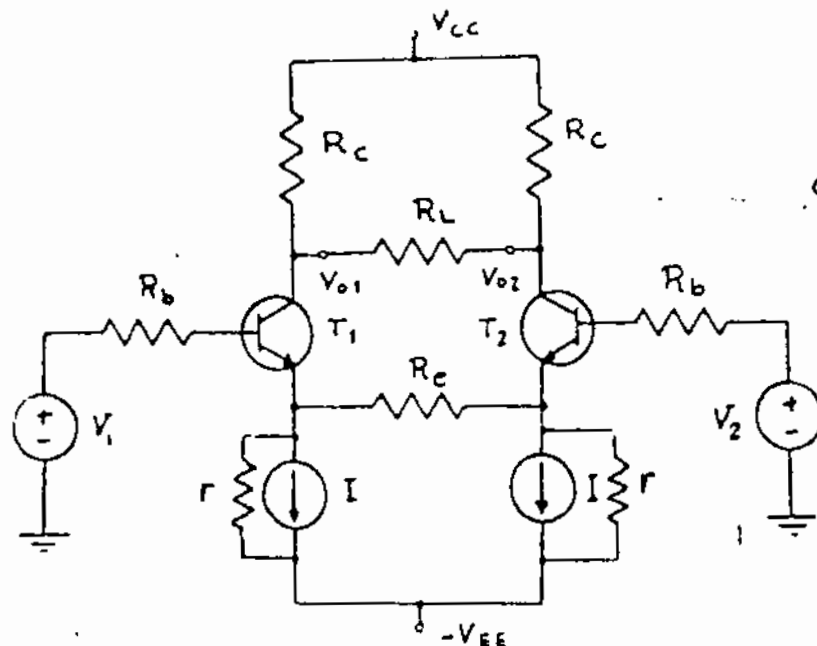
- امپدانس خروجی

- 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:



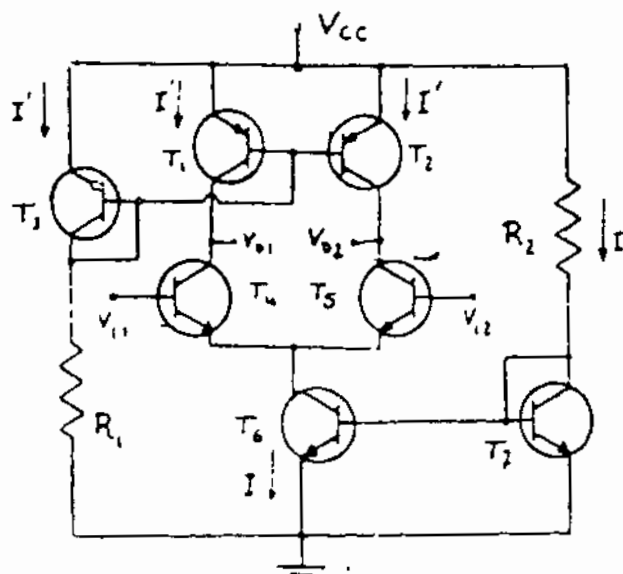
تشریح:
مدار تقویت کننده دیزاینیل
شکل (۲-۱۳) را در نظر بگیرید.
بازنر لایکه ترانزیستورهای T_1 و T_2
کاملاً مشابه هستند.
مطلوبست $CHRR, A_c, A_d$
برای این تقویت کننده.

شکل (۲-۱۳)

- 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 ای دیزاینیل، 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



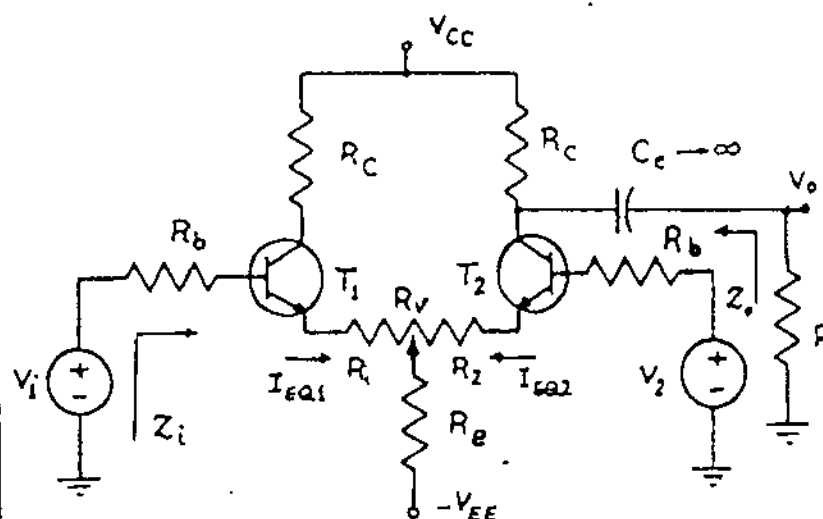
شکل (۲-۱۳)

افتخادی نرم باشد، لذا سعی می شود که همواره از حالت بار فعال استفاده شود.
شکل (۲-۱۳) یک تقویت کننده دیزاینیل 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 متعلق به آن 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:

$$\left(\frac{R_b}{\beta_1} + R_1 \right) I_{EQ1} + V_{BE1} = \left(\frac{R_b}{\beta_2} + R_2 \right) I_{EQ2} + V_{BE2}$$

از x_{VL} در ورودی ترانزیستورها:

$$R_2 - R_1 = R_b \left(\frac{1}{\beta_1} - \frac{1}{\beta_2} \right) \quad (I)$$

$$V_{BE1} \approx V_{BE2} \text{ اگر}$$

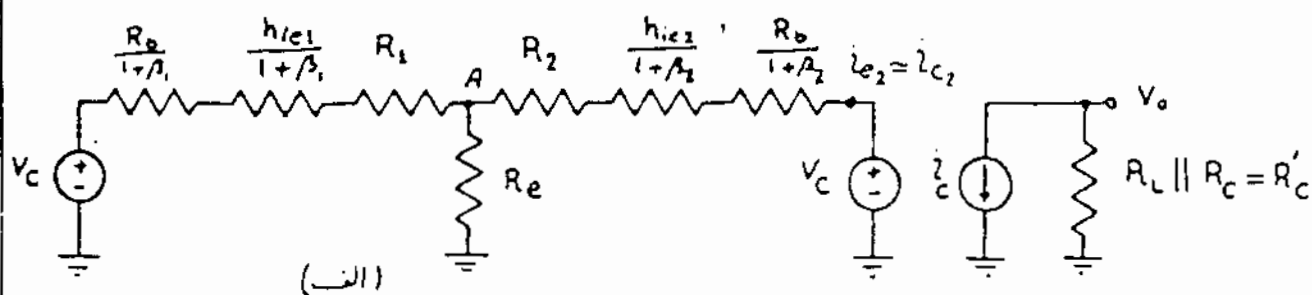
$$R_1 + R_2 = R_v \quad (II) \text{ د از طرفی:}$$

از معادلات I و II نتیجه می شود که:
بدین ترتیب می توان نقطه کار را از ترانزیستور
یکسان می شوند.

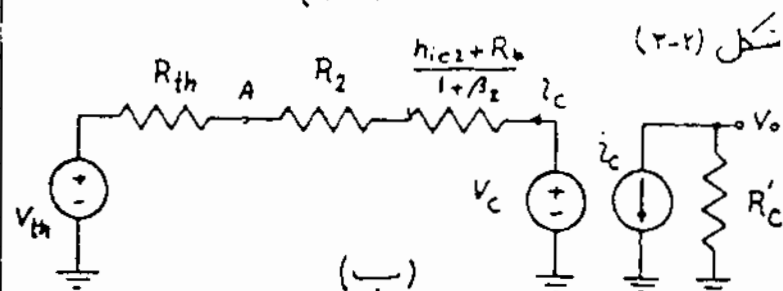
- محاسبه A_c :

$$V_o = A_c \left(\frac{V_1 + V_2}{2} \right) - A_d (V_1 - V_2)$$

اگر ولتاژ خروجی را ناشی از ولتاژهای
دینامیک و مشترک در نظر بگیریم.



(الف)



(ب)

شکل (۳-۲)

شکل (۳-۲) مدل AC

تقویت کننده شکل (۳-۱) را

برای $V_1 = V_2 = V_c$ و در حالتیکه امپدانس

بیس به اسیست منتقل شده اند و

شکل (۳-۲) مدل ساده شده آنرا نمایش می دهد.

داریم:

$$R_{th} = R_e \parallel \left(R_1 + \frac{R_b + h_{ie1}}{1 + \beta_1} \right)$$

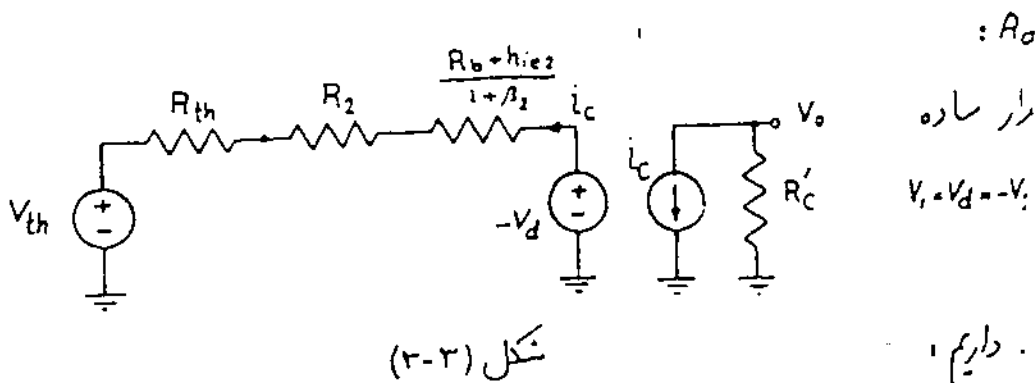
$$V_{th} = \frac{R_e}{R_e + R_1 + \frac{h_{ie1} + R_b}{1 + \beta_1}} V_c = k V_c$$

$$i_c = \frac{V_c (1 - k)}{R_{th} + R_2 + \frac{R_b + h_{ie2}}{1 + \beta_2}}$$

$$A_c = \frac{V_o}{V_c} = \frac{-R'_c i_c}{V_c} = \frac{-R'_c (1 - k)}{R_{th} + R_2 + \frac{R_b + h_{ie2}}{1 + \beta_2}}$$

$$A_c = \frac{-R'_c [R_b + h_{ie1} + (1 + \beta_1) R_1]}{R_e \left[(1 + \beta_1) (R_1 + R_2) + R_b + h_{ie1} + \frac{1 + \beta_1}{1 + \beta_2} (R_b + h_{ie2}) \right] + \left(R_2 + \frac{R_b + h_{ie2}}{1 + \beta_2} \right) (1 + \beta_1)}$$

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:

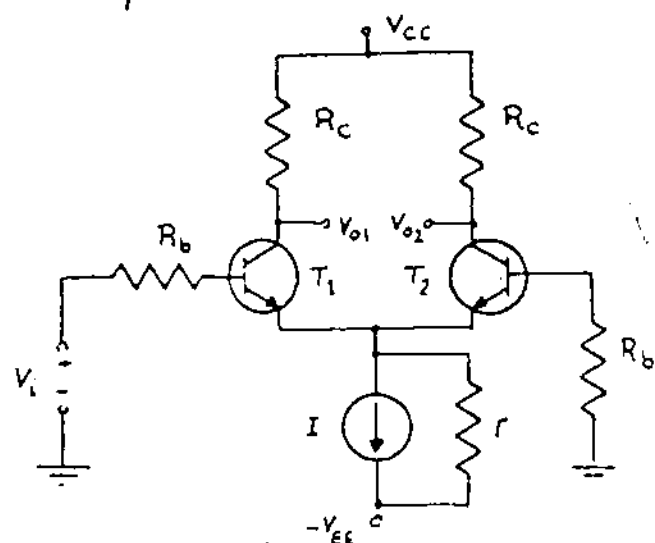
۲ - استفاده از طبقه دیفرانسیل بعنوان تقویت کننده DC:

اگر یکی از ورودی های تقویت کننده دیفرانسیل را به زمین متصل کنیم، آنگاه بین ورودی کمرده، می توان 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} بهای عنوان

خروجی استفاده کنیم ولی در این حالت اگر $V_i = 0$ باشد

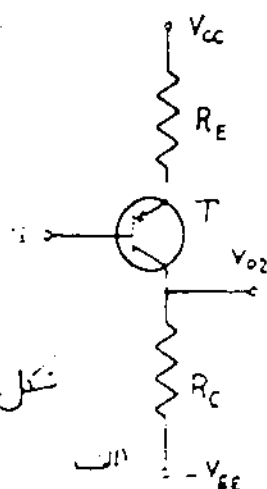
دیناز V_o لزوماً صفر نخواهد بود. برای رفع این اشکال می توان بدینال طبقه دیفرانسیل از یک تغییر سطح دهنده دیناز (Level Shifter) استفاده کرد و دیناز خروجی را صفر کنیم.

شکل (۴-۲) چند نمونه ساده از تغییر سطح دهنده را نشان می دهد. در طراحی تغییر

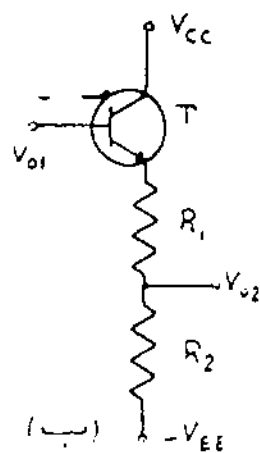
سطح دهنده باید توجه کرد که فریب تقویت کل مدار تقویت کننده، نباید کاهش یابد یعنی

اگر فریب تقویت خود تغییر سطح دهنده باید در حدود واحد باشد و اثر بارگذاری قابل

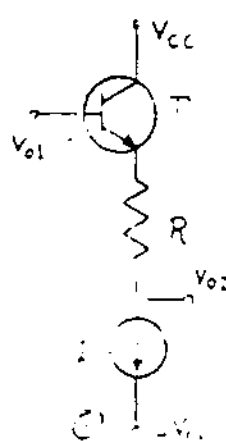
ملاحظای بر روی تقویت کننده اصلی ندارد.



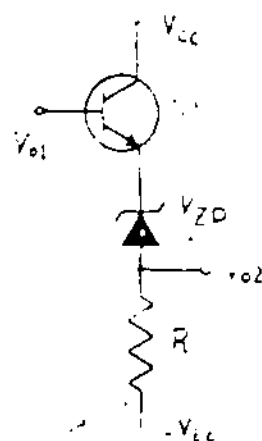
شکل (۴-۲)



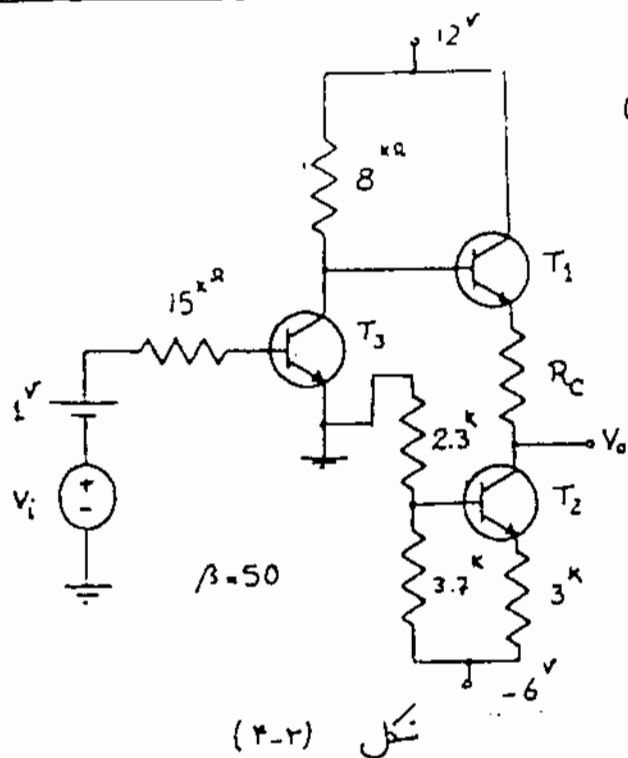
(ب)



(ج)



(د)



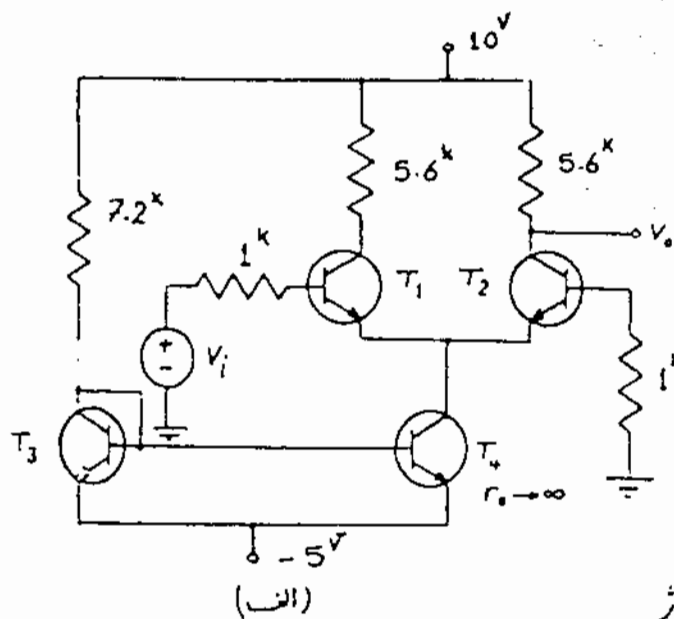
مثال مدار تثبیت کننده DC شکل (۳-۳)

رابطه نظر بگیرید. مقاومت R_C را همان تعیین کنید که با منبر بودن دلتا و ورودی خروجی V_o نیز منبر شود.

$$V_{B2} = \frac{2.3}{3.7+2.3} \times -6 = -2.3V$$

$$I_{E2} = \frac{-2.3 - 0.7 + 6}{3k} = 1mA \quad I_{C3} = \frac{1 - 0.7}{15/51} = 1mA$$

$$V_{C3} = 0.7 + R_C \times 1mA \Rightarrow R_C = 3.3k\Omega$$



مثال مدار تثبیت کننده DC شکل (۴-۴)

رابطه نظر بگیرید با فرض اینکه:

$$\beta = 100, V_{BE} = 0.7V$$

الف: مطلوبست ضریب تثبیت دلتا و V_o نسبت به V_i

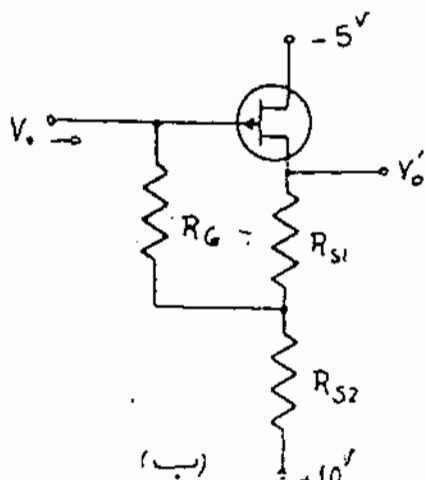
ب: می خواهیم بکنیم یک FET سطح دلتا و DC خروجی V_o را در حالت $V_i = 0$ روی منبر رت کند داریم. [شکل (۴-۴) ب]

مقاومت های R_{S1} , R_{S2} و R_G را تعیین کنید.

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} \text{ را بدست آورید.}$$

پارامترهای FET:

$$V_p = 6V, r_d = 100k, I_{DSS} = 16mA$$



شکل (۴-۴)

۳. مدار نقیبت کننده شکل (P-3) را در نظر بگیرید.

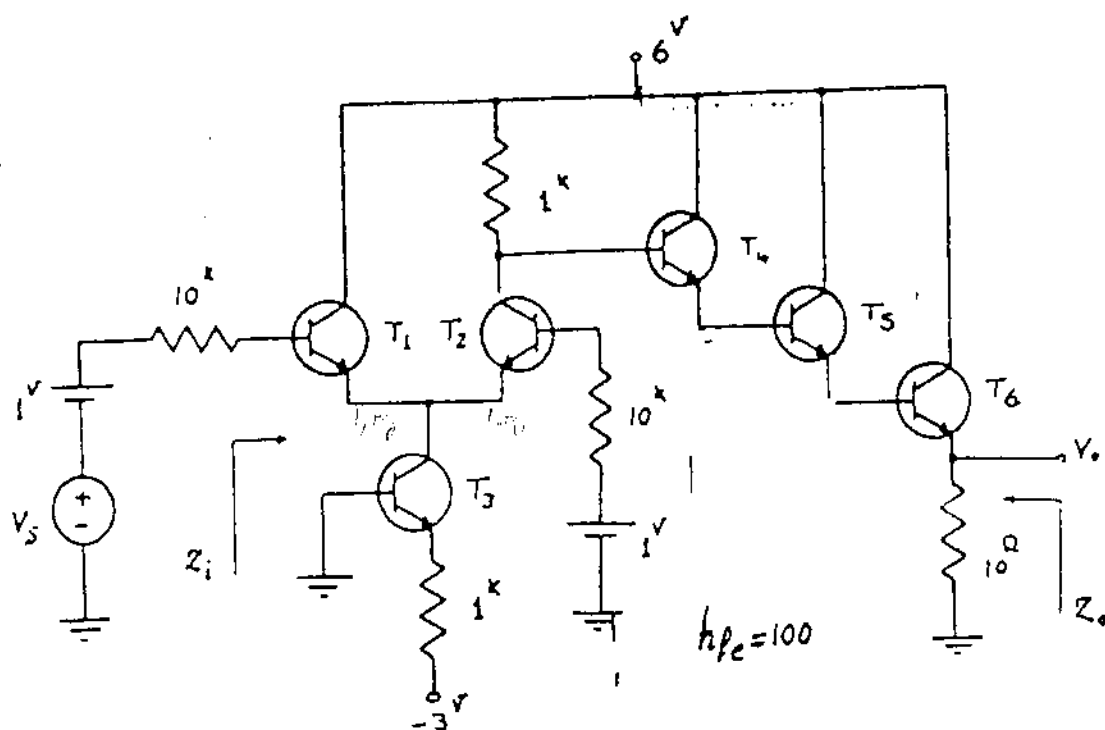
مطهرت محاسبه

الف. لفظ 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. فریب نقیبت دناز $A_v \approx \frac{V_o}{V_s}$

د. اسپدانش ورودی و خروجی



شکل (P-3)

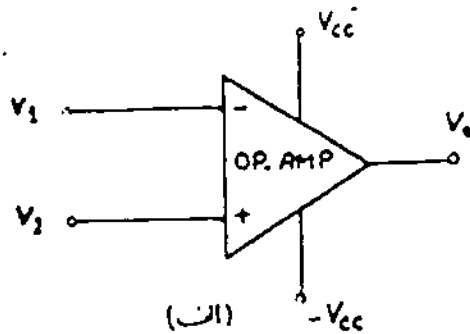
بخش (۵)

تقویت کننده های (عملیاتی)

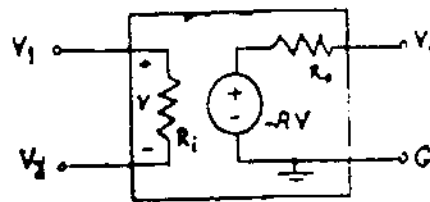
تقویت کننده های عملیاتی (Operational Amplifier)، که به اختصار "OP-AMP" نامیده می شوند، تقویت کننده ای با کوپلاژ مستقیم هستند که دارای فریب تقویت دهنده بسیار بزرگی می باشند. از آنجا که "OP-AMP" دارای فریب تقویت دهنده بسیار بزرگی است، بنابراین اگر به ورودی های آن اغلات یا نویز بسیار کوچکی اضافه اعمال شود، 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." همان 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 پایداری 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.

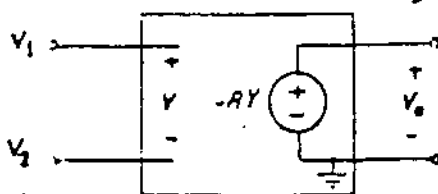
- خصوصیات تقویت کننده عملیاتی :

- 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_0 برابر صفر شود (تقویت کننده DC)
- ۶- پهنای باند وسیع
- ۷- پایدار بودن مرادنی خوب

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.



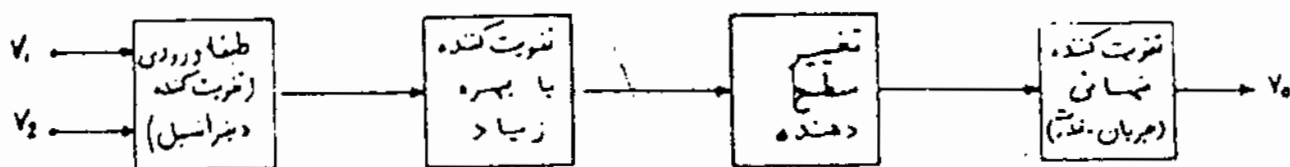
شکل (۲)

$$R_o \rightarrow 0 \quad 2. \quad R_i \rightarrow \infty \quad 1. \\ A \rightarrow \infty \quad 3. \quad BW \rightarrow \infty \quad 4. \quad (پهنای باند)$$

شکل (۲) مدار معادل ایده آل یک OP. AMP را نشان می دهد.

۱- طبقات مختلف یک 'OP-AMP'

تغویت 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 تغویت کننده عملیاتی را نشان می دهد.



شکل ۱ (۱-۱)

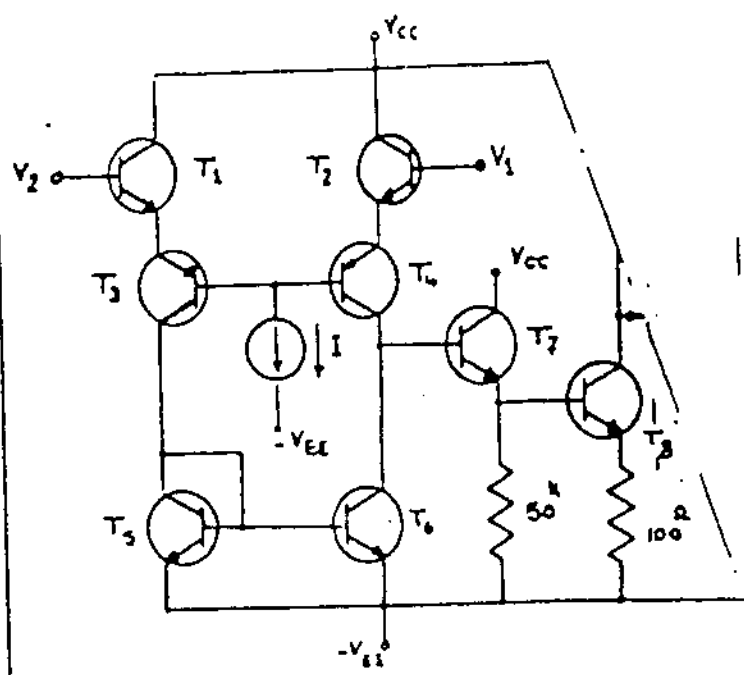
۱-۱) طبقه ورودی:

با توجه به خصیصهات گفته شده، تغویت کننده دیفرانسیل می تواند بعنوان طبقه ورودی این تغویت 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، حاملوریکه می دانیم می توان از منبع جریان مد امپدانس ترانزیستورهای طبقه دیفرانسیل و یا جند طبقه از این تغویت کننده را به صورت پشت سر هم استفاده کرد.

۱-۲) طبقه افزایش ضریب تغویت:

برای افزایش ضریب تغویت 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 دینا یکی در کلکتور را بزرگ کرد. و با ایجاد ضریب تغویت را بطور قابل ملاحظه ای افزایش داد، ولی باید توجه کرد که امپدانس ورودی طبقه مدی باید بزرگ باشد تا سب کاهش ضریب تغویت

نگردد برای این منظور از یک طبقه امپدانس، بعد از طبقه دینامیک استفاده می‌کنیم.



شکل (۱-۲)

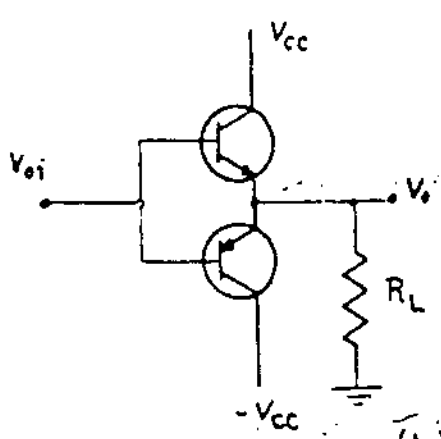
شکل (۱-۲) قسمتی از ورودی Op-Amp 741 را به طور ساده نشان می‌دهد. ترانزیستورهای T_5 و T_6 یک آینه جریان را تشکیل می‌دهند. ترانزیستور T_7 به صورت C.C. برای تطبیق امپدانس در ترانزیستور T_8 به صورت C.E. برای افزایش ضریب تقویت بکار رفته است.

تغییر سطح دهنده (۱-۳)

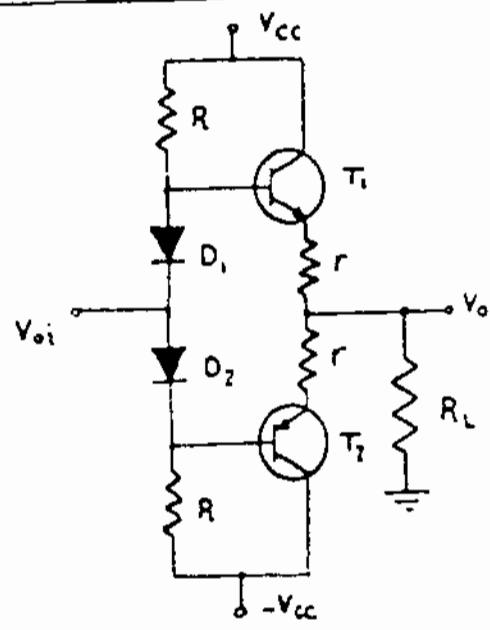
به علت اینکه تقویت کننده‌های عملیاتی در حالت DC نیز قابل استفاده می‌باشند، بنابراین در مدار داخل آنها هیچ خازن کوپلاژی مورد استفاده قرار نمی‌گیرد. حال برای آنکه در حالت بدون سیگنال ($v_1, v_2 = 0$) در خروجی این تقویت $v_o = 0$ شود باید از یک طبقه تغییر سطح دهنده (level shifter) استفاده کرد.

طبقه نهایی (۱-۴)

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 تقویت کننده بوش پول با ترانزیستورهای مکمل باشد. [شکل (۱-۳)]



شکل (۱-۳)

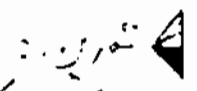


شکل (۱-۴)

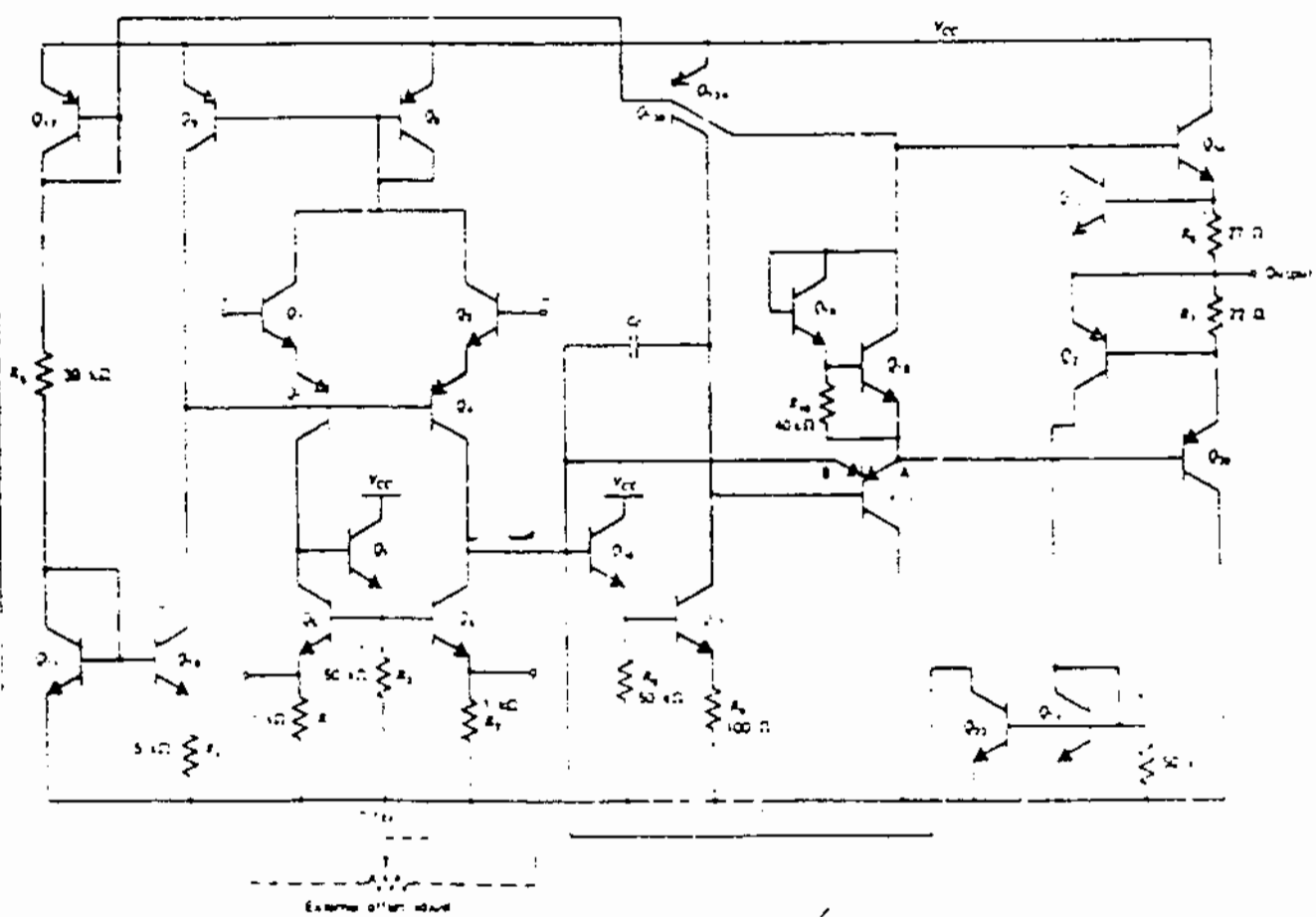
همانطور که می دانیم خروجی مدار
شکل (۱-۳) دارای اعوجاج عبوری
است. برای کم کردن این اعوجاج
می توان ترانزیستورهای T_1 و T_2 را تا
آستانه هدایت بایاس کرد (کلاس AB)
و برای حل کردن این طبقه می توان
مدارهای کوچکی در آمپستر ترانزیستور
زار داد. [شکل (۱-۴)]

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

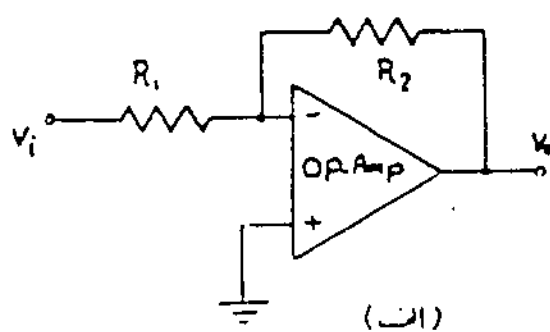
OP-AMP دارای کاربردهای خطی متنوعی هستند که در این قسمت، ما چند کاربرد مهم آنرا بررسی می‌کنیم.

Inverting Amplifier:

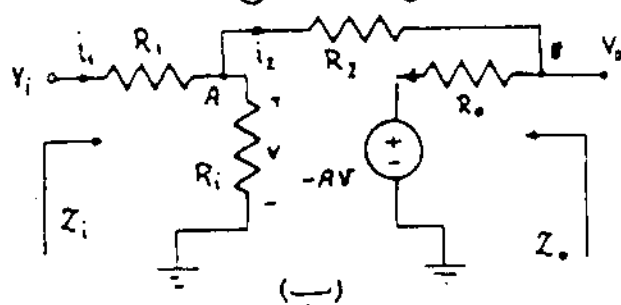
(۲-۱) تقویت کننده معکوس کننده:

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° 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 های (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

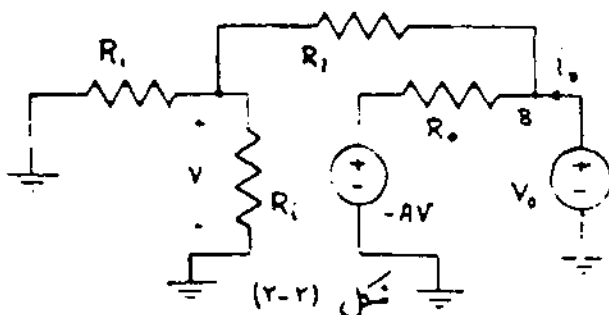
بزرگ باشد:

$Z_{in} \approx R_1$

- 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

$$A_V \approx -\frac{R_2}{R_1} = \frac{-10}{1.2} = -8.333$$

دید می شود که هر دو جواب با تقریب بسیار خوبی برابر می باشند.

- امپدانس ورودی:

$$Z_{in} = 1.2 + 1 / \left(\frac{1}{500} + \frac{1 + 10^4}{10 + 0.05} \right) = 1.2 + 10^{-3} \approx 1.2^{\text{k}\Omega}$$

- امپدانس خروجی:

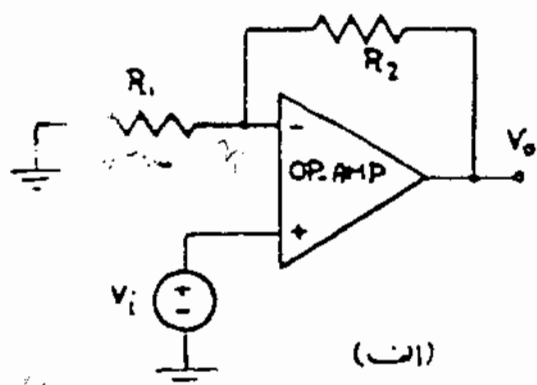
$$Z_o = \left(\frac{10 + 1.2}{10^4 \times 1.2} \right) 0.05 = 0.046^{\Omega}$$

Inverting amplifier:

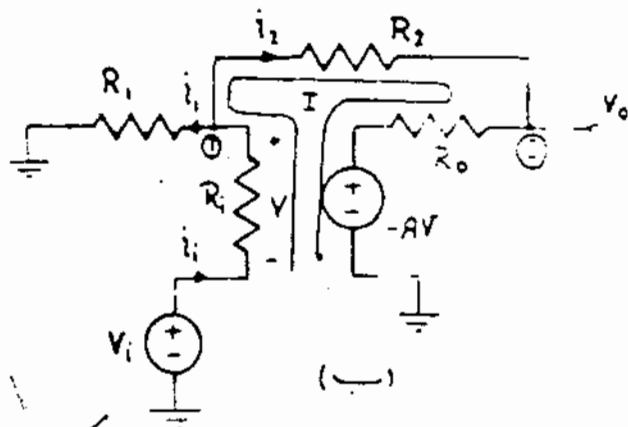
(۲.۲) تقویت کننده معکوس کننده:

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):

$$i_i = i_1 + i_2 \Rightarrow \frac{V_i - V_i}{R_i} = \frac{V_i}{R_i} + \frac{V_i - V_o}{R_2}$$

$$\therefore \left(\frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_i} \right) = \frac{V_i - V_o}{R_i} + \frac{V_o - AV}{R_o} \quad (I) \quad i_2 = \frac{V_o - AV}{R_o}$$

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 ورودی و خروجی برابر است و جریان ورودی و خروجی برابر و مخالف است.

$$i_1 = \frac{V_i}{R_1} = \frac{V_i}{R_1}, \quad i_2 = \frac{V_i - V_o}{R_2} \Rightarrow \frac{V_i}{R_1} = \frac{V_o - V_i}{R_2} \Rightarrow \frac{V_o}{V_i} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

مشاهده می شود که با این تقریب نیز همان جواب تیلی رسیم.
در این مدار خروجی با درونی 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:

$$V_i + (1+A)V = (R_2 + R_o)(V_o + AV) / R_o$$

$$\Rightarrow V_o = \left[R_i (AR_2 - R_o) / (R_2 + R_o) \right] i_i + \left[R_o / (R_2 + R_o) \right] V_i \quad (IV)$$

از روابط (II)، (III) و (IV) نتیجه می شود:

$$Z_{in} = \frac{V_i}{i_i} = \frac{R_1 R_i (1+A) + (R_1 + R_i)(R_2 + R_o)}{R_1 + R_2 + R_o}$$

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

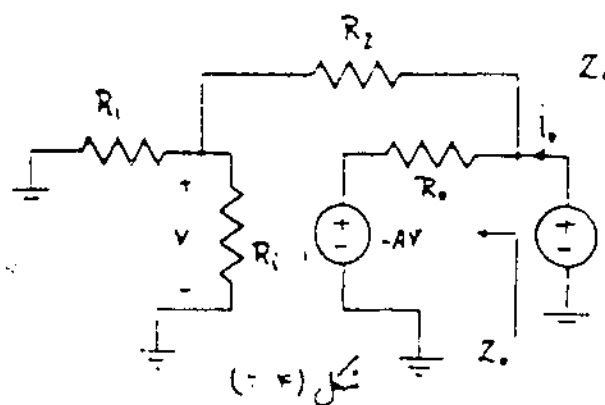
$$Z_o = \frac{V_o}{i_o} \Big|_{V_i=0}$$

امپدانس خروجی این تقویت کننده

برابر امپدانس خروجی تقویت کننده معکوس کننده

می باشد.

$$Z_o \approx R_o (R_1 + R_i) / AR_1$$



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 دیدیم که قرار دادن مدل واقعی op.Amp در مدار با مدل ایده‌آل آن تفاوت چندانی نداشته است لذا op.Amp را به صورت ایده‌آل در نظر می‌گیریم.

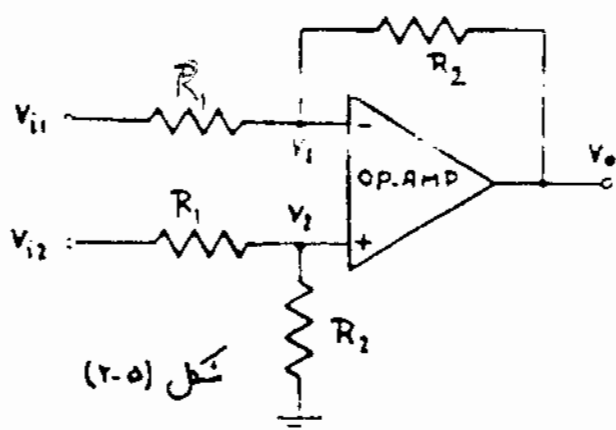
Difference Amplifier:

(۲-۳) تقویت کننده اختلاف:

در صورتیکه مقادیر اختلاف سیگنال‌های ورودی مورد توجه ما باشد می‌توانیم

$$V_o = K(V_1 - V_2)$$

از مدار تقویت کننده شکل (۲-۵) استفاده نمایم.



شکل (۲-۵)

اگر تقویت کننده را در ناحیه خطی

در آن در نظر بگیریم با توجه به اصل جمع آثار داریم:

$$V_o = V_{o1} + V_{o2}$$

$$V_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{i2}$$

$$V_{i2} = 0 \Rightarrow V_{o1} = -\frac{R_2}{R_1} V_{i1} \quad (\text{تقویت کننده معکوس کننده})$$

$$V_{i1} = 0 \Rightarrow V_{o2} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_2 = \frac{R_2}{R_1} V_{i2} \quad (\text{تقویت کننده معکوس نکننده})$$

$$\Rightarrow V_o = \frac{R_2}{R_1} (V_{i1} - V_{i2})$$

مثال (۲-۶) محاسبه V_o در مدار شکل (۲-۶)

$$V_{i1} = V_1, \quad V_{i2} = V_2$$

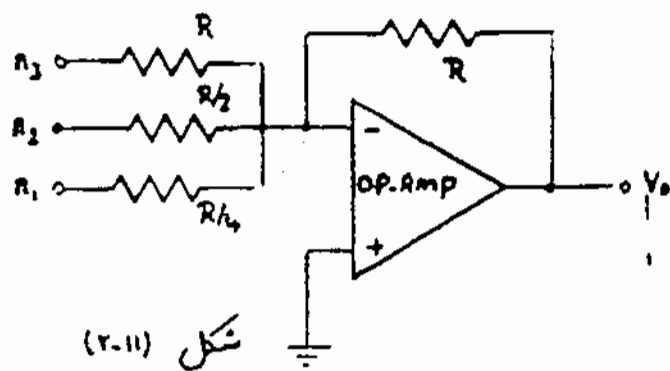
$$V_o = \frac{R_2}{R_1} (V_1 - V_2)$$

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.

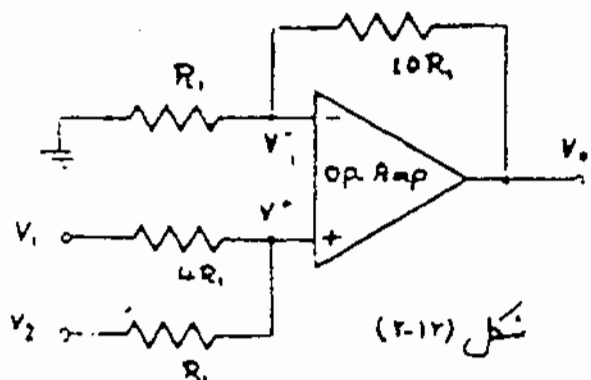


$$n_1 n_2 n_3 = n_1 \cdot 2^2 + n_2 \cdot 2^1 + n_3 \cdot 2^0$$

$$V_o = -(4n_1 + 2n_2 + n_3)$$

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:

$$V_o = \left(1 + \frac{10R_1}{R_1}\right) V^* = 11 V^* \quad (I)$$

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:

$$V_o = \frac{11}{5} V_1 + \frac{44}{5} V_2$$

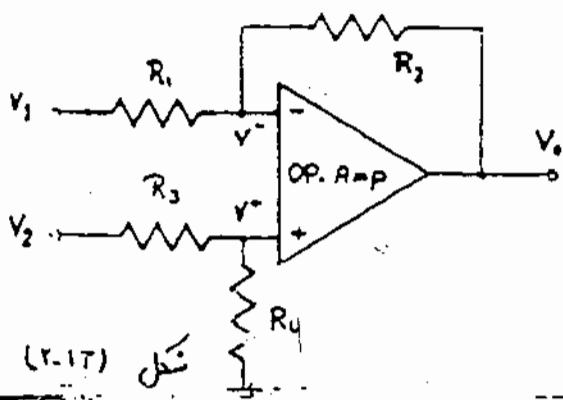
(۲-۵) تقریب کننده:

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:

$$V_o = V_{o1} + V_{o2}$$

$$V_2 = 0 \Rightarrow V_{o1} = (-R_2/R_1) V_1$$

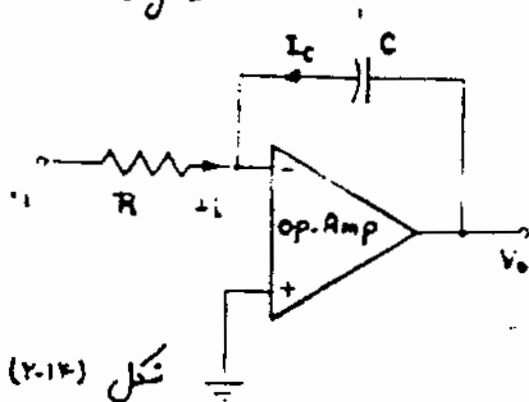
$$V_1 = 0 \Rightarrow V_{o2} = (1 + R_2/R_1) V^* = [(1 + R_2/R_1) R_4 / (R_3 + R_4)] V_2 = \frac{R_4}{R_1} \frac{R_1 + R_2}{R_3 + R_4} V_2$$

$$V_o = V_{o1} + V_{o2} = \frac{R_4}{R_1} \left(\frac{R_1 + R_2}{R_3 + R_4} \right) V_2 - \frac{R_2}{R_1} V_1 = K_2 V_2 - K_1 V_1$$

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:

$$I_i(s) = -I_c(s)$$

$$I_i(s) = V_i(s)/R$$

$$I_c(s) = V_o(s) CS$$

$$\Rightarrow V_i(s)/R = -V_o(s) CS \Rightarrow V_o(s) = \frac{-1}{RC} \frac{V_i(s)}{s}$$

$$V_o(t) = \frac{-1}{RC} \int_0^t V_i(t') dt'$$

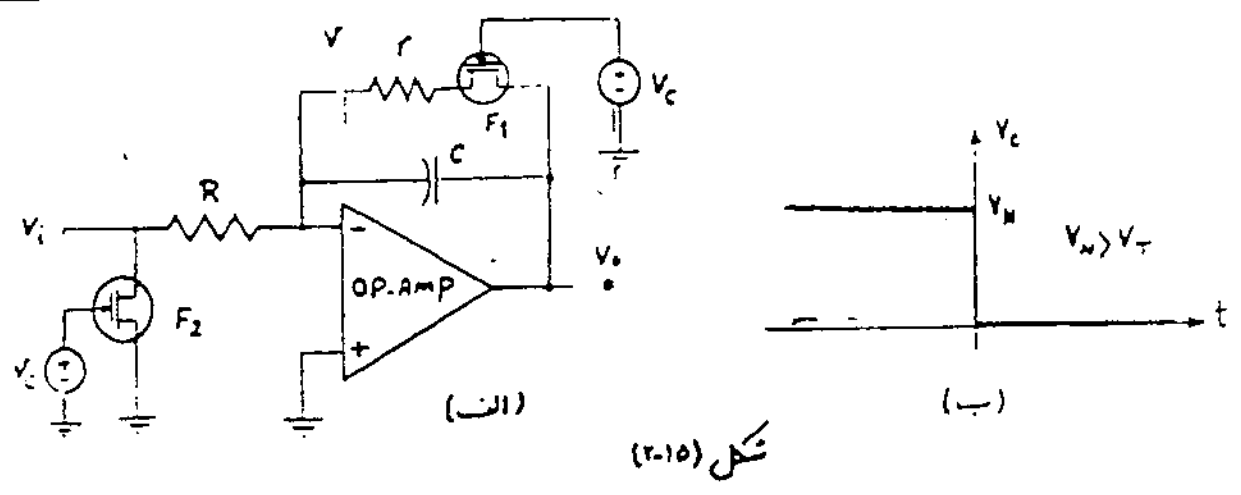
بازخوب به عکس تبدیل لاپلاس:

اگر خازن C در زمان اولیه

خیز داشته باشد آنگاه:

$$V_o(t) = \frac{-1}{RC} \int_0^t V_i(t') dt' + V_o(0)$$

شکل (۲-۱۵) یک نمونه از انتگرال گیر با شرایط اولیه را نشان می دهد



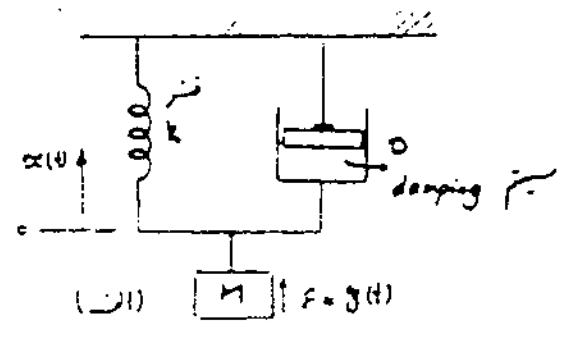
شکل (۲-۱۵)

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:

$$V_o(t) = \frac{-1}{RC} \int_0^t V_i(t') dt' + V$$

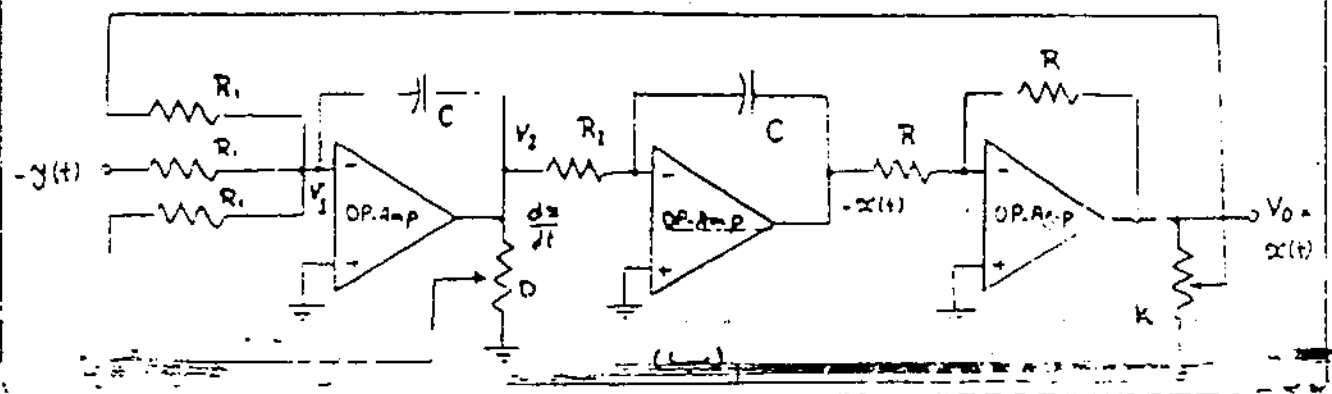
تذکره: در FET اگر شکل دین در سری متناوب باشد، این ترانزیستور می تواند از دو طرف جریان را عبور دهند.

مثال) یک سیستم مکانیکی درجه دوم را برسد "ANALOG COMPUTER" شبیه سازی کنید.



حل: شکل (۲-۱۷) الف) یک سیستم مکانیکی درجه دوم را نشان می دهد.

شکل (۲-۱۷)



معادله دیفرانسیل حرکت جرم m به صورت زیر بیان می شود

$$\frac{d^2 x(t)}{dt^2} = \frac{1}{M} y(t) - \frac{K}{M} x(t) - \frac{D}{M} \frac{dx(t)}{dt} \quad (I)$$

۱-۶-۲) مدار شبیه سازی شده معادله دیفرانسیل (I) را نشان می دهد.
اول این مدار عمل جمع و انتگرال گیری با هم انجام می شود.

$$V_2(t) = \int \frac{d^2 x(t)}{dt^2} dt = \frac{dx}{dt} = \frac{-1}{R_1 C} \int (-y(t) + D \frac{dx}{dt} + K x(t)) dt$$

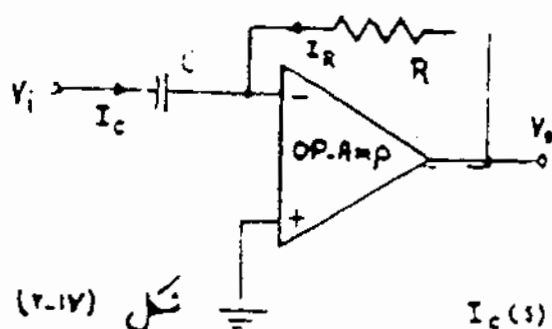
$$\frac{1}{R_1 C} = \frac{1}{M} \Rightarrow \underline{R_1 C = M}$$

$$\frac{-1}{R_2 C} = -1 \Rightarrow \underline{R_2 C = 1}$$

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)

$$I_C(s) = -I_R(s)$$

$$I_C(s) = V_i(s)CS \quad I_R(s) = \frac{V_o(s)}{R}$$

$$\Rightarrow V_o(s) = -RCS V_i(s) \Rightarrow V_o(t) = -RC \frac{dV_i(t)}{dt}$$

۱-۶-۳) شبیه سازی مدار یک
انتگرال را نشان می دهد.
۱-۶-۴) مدار تبدیل لاپلاس:

چون دامنه سیگنال ورودی مشتق گیر به فرکانس سیگنال ورودی بستگی دارد. با این تئور در دین این نکته را بیشتر از سیگنال ورودی تقویت می‌کنند. لذا در طراحی مدارها سعی می‌شود که از مشتق گیر کمتر استفاده شود.

تشریح:

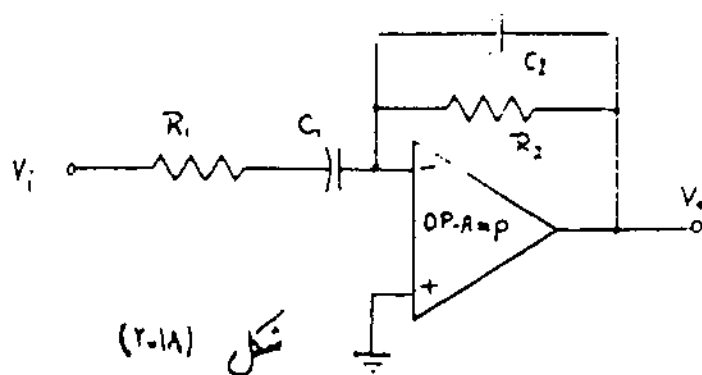
مدار شکل (۲-۱۸) را در نظر بگیرید.

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.



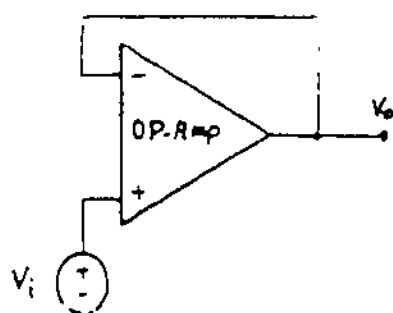
(۲-۸) تبدیل ابعادش:

اگر در مدار تقویت کننده معکوس

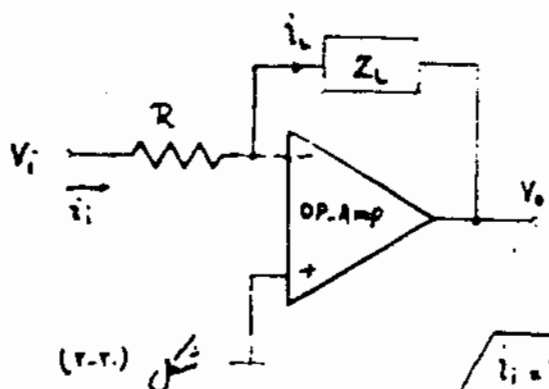
نکته که $V_o = (1 + \frac{R_2}{R_1}) V_i$ می‌باشد $R_2 \rightarrow \infty$

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 مزایای 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

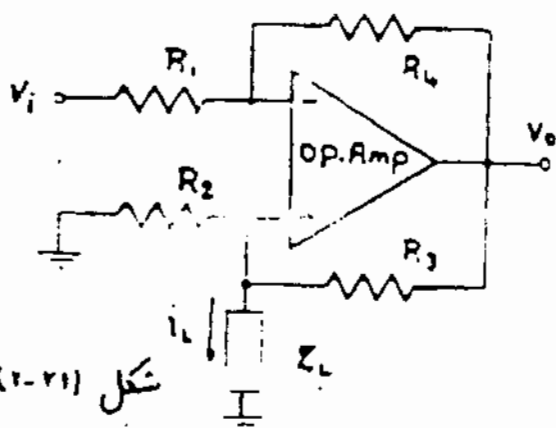
خود بار Z_L بکشی ندارد.

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.



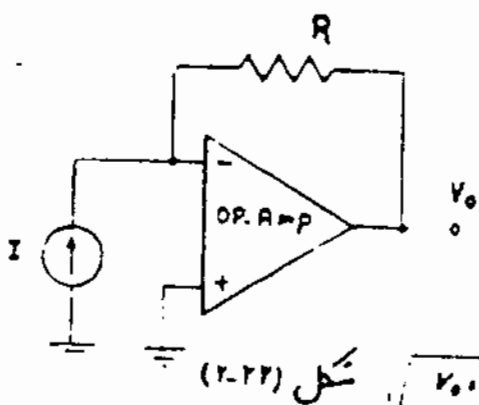
شکل (۲-۱۱)

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

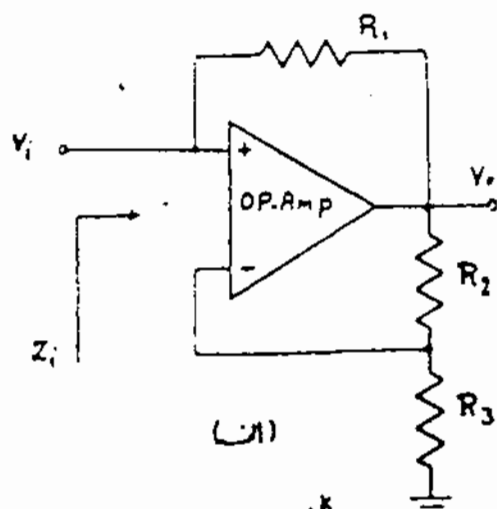
جریان که توسط ترانزیستور به در سر بار آن

دهد می شود منتقل از بار است. یک منبع جریان

که به نام جریان بسته یک مدار جریان به ولتاژ این

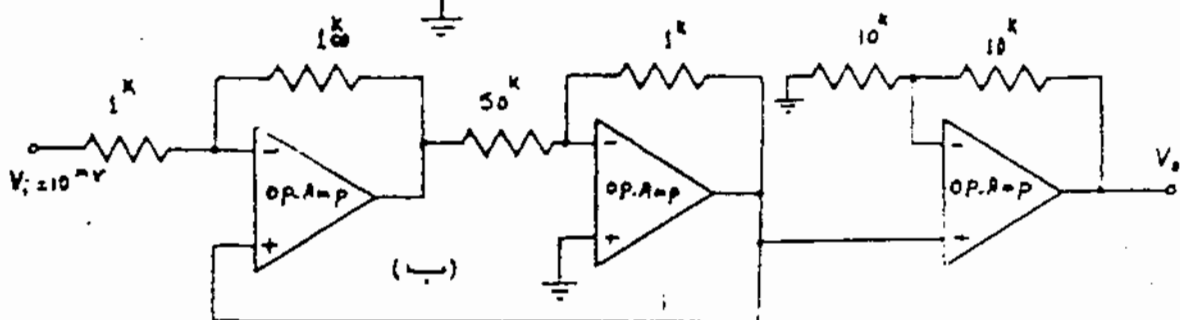
جریان را به ولتاژ تبدیل کرد. (ممكن (۲-۱۲))

تمرین های مختلف



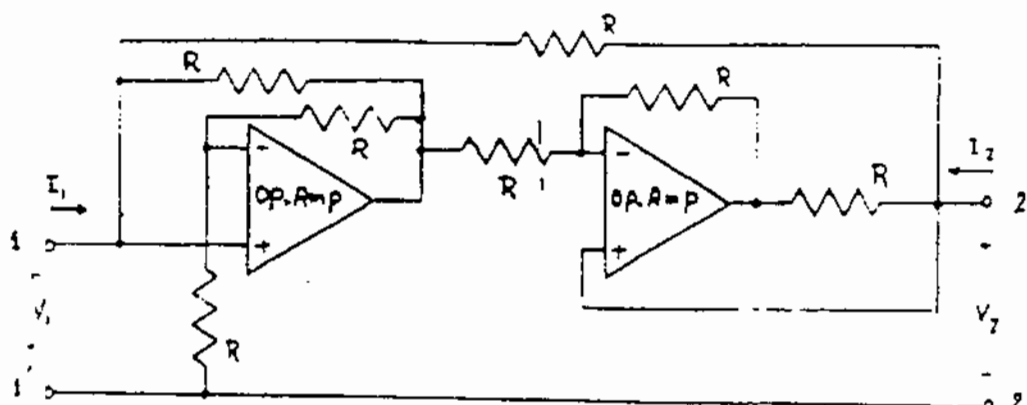
(الف)

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)



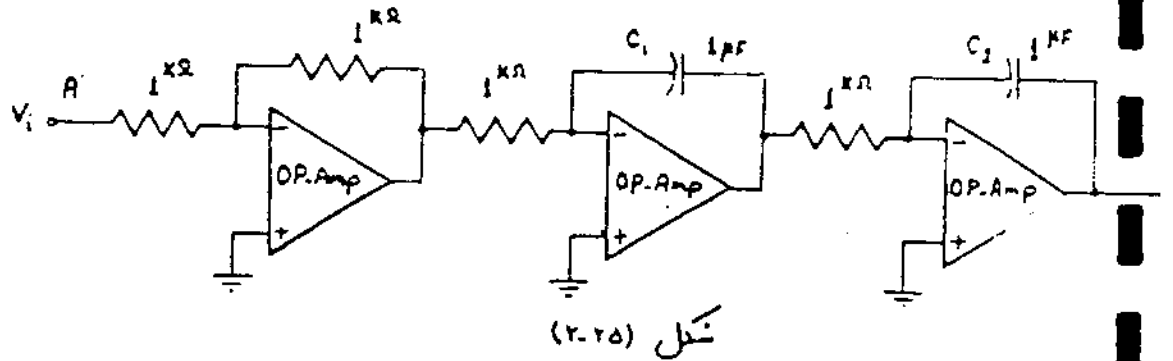
شکل (۲-۲۴)

۳. مدار شکل (۲-۲۵) را در نظر بگیرید.

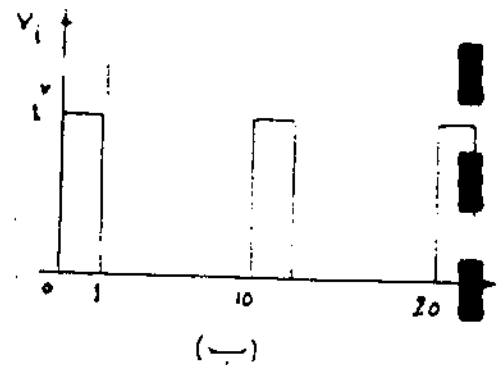
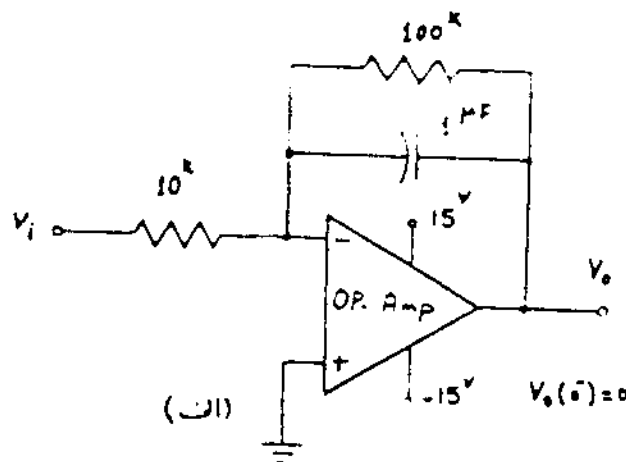
الف. مطلوب است $A_v = \frac{V_o}{V_i}$

ب. اگر نقطه B را به نقطه A اتصال کوتاه کرده 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)

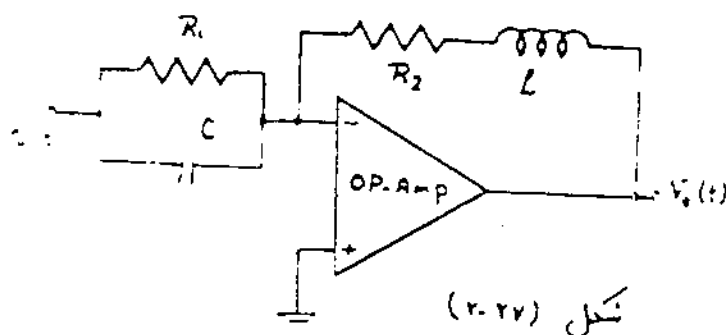


۴- ولتاژ خروجی مدار شکل (۲-۲۶) را برای ورودی شکل (۲-۲۶-ب) درید. پس از چه مدت نویزت کننده انبساط می شود.



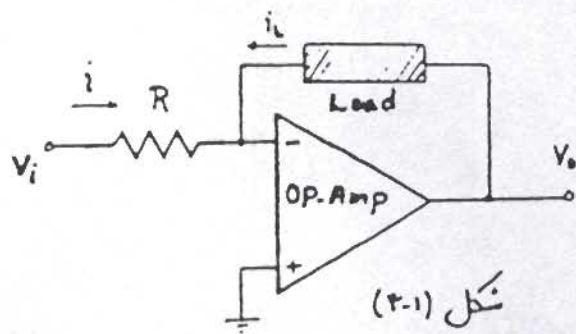
برای مدار شکل (۲-۲۷) (دمید که)

$$-V_o = \frac{R_2}{R_1} V + \left(R_2 C + \frac{L}{R_1} \right) \frac{dV}{dt} + LC \frac{d^2 V}{dt^2}$$



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 بکاررفته 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.

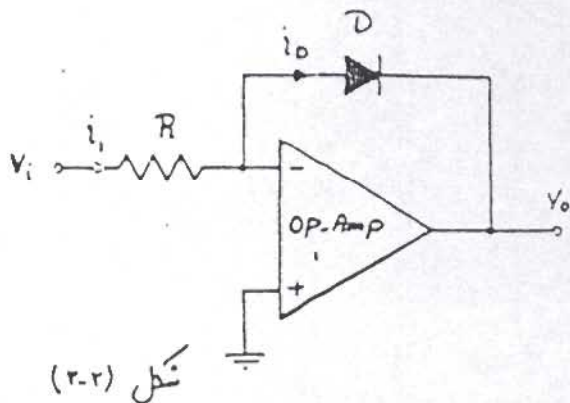
(۳-۱) تقویت کننده لگاریتمی :

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)

$$i_i = i_D \quad i_i = V_i/R$$

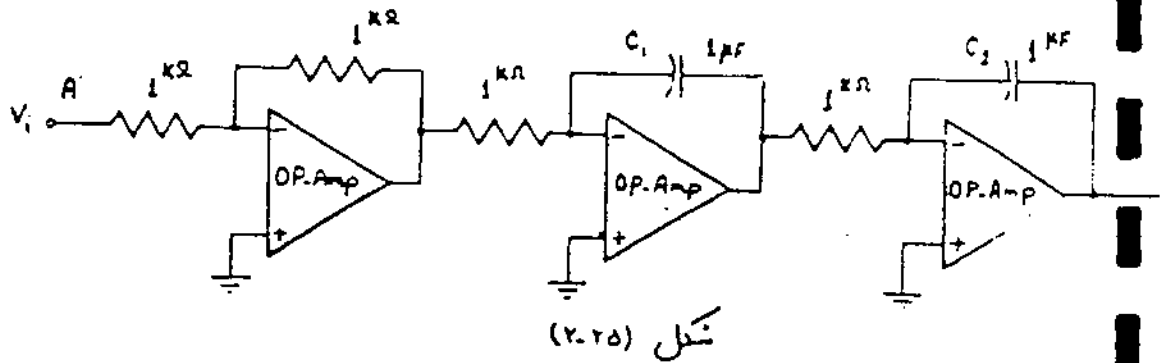
$$i_D = I_s e^{-\frac{V_o}{V_T}} \Rightarrow \frac{V_i}{R} = I_s e^{-\frac{V_o}{V_T}} \Rightarrow V_o = -V_T \ln \frac{V_i}{RI_s}$$

$$\Rightarrow V_o = K_1 \ln K_2 V_i$$

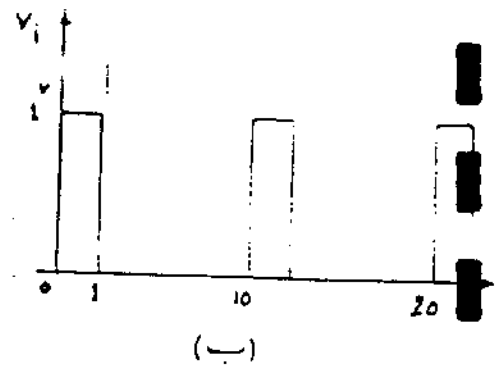
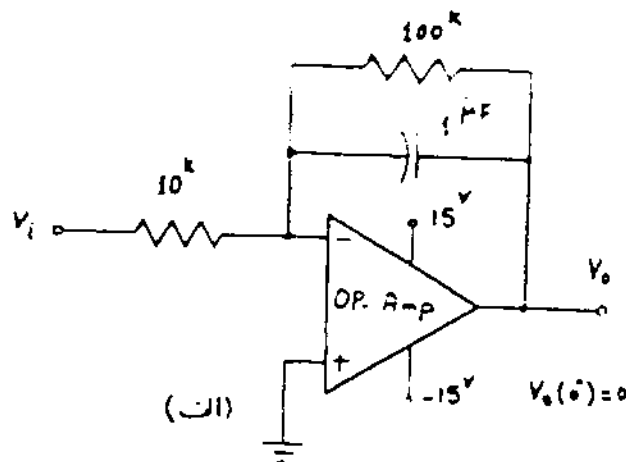
در بعضی از موارد بجای دیود

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 $t = 0$ ولتاژ اعمال شده است)



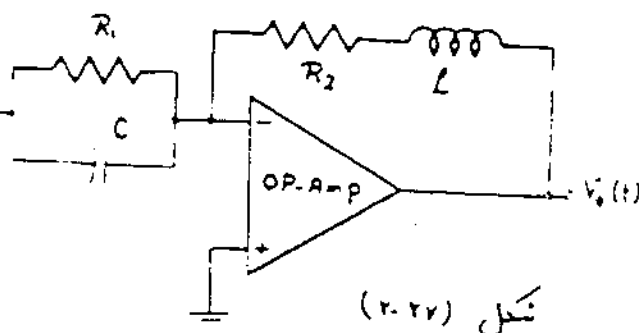
۴- ولتاژ خروجی مدار شکل (۲-۲۶) را برای ورودی شکل (۲-۲۶-ب) درید. پس از چه مدت نویزت کننده اشباع می شود.

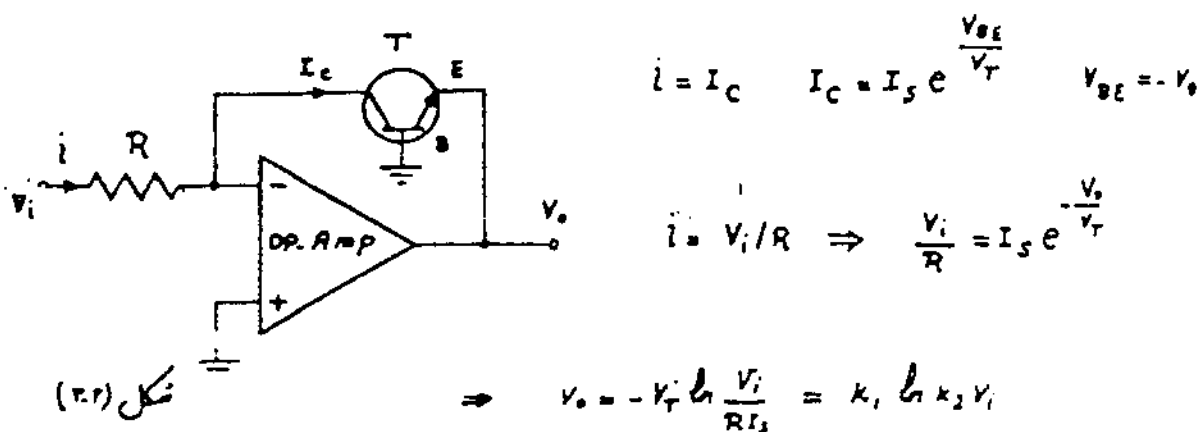


شکل (۲-۲۶)

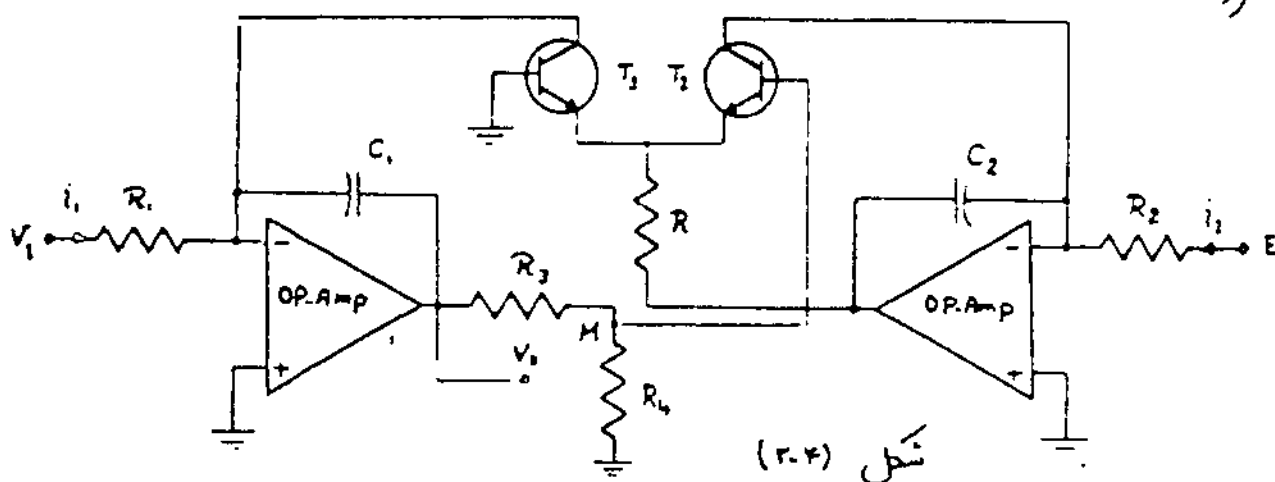
برای مدار شکل (۲-۲۷) دهید که:

$$-V_o = \frac{R_2}{R_1} V + \left(R_2 C + \frac{L}{R_1} \right) \frac{dV}{dt} + LC \frac{d^2 V}{dt^2}$$





در تئریت کننده های لگاریتمی چون V_o به V_T و I_s بستگی دارد و خود این پارامترها نیز با درجه حرارت تغییر می کنند در نتیجه این تئریت کننده نسبت به تغییرات درجه حرارت حساس می باشد. برای رفع این اشکال می توان 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) را بر (II) تقسیم می کنیم:

$$\frac{V_i}{E} \cdot \frac{R_2}{R_1} = e^{\frac{V_{BE1}}{V_T}} / e^{\frac{V_{BE2}}{V_T}} \Rightarrow V_{BE1} - V_{BE2} = V_T \ln \left(\frac{R_2}{R_1} \frac{V_i}{E} \right)$$

$$V_{BE2} = -V_{BE1} + V_{BE2} \Rightarrow V_{BE2} = -V_T \ln \left(\frac{R_2}{R_1} \frac{V_i}{E} \right)$$

اگر جریان بس زار سنسور T_2 صرطر ما بنم. آنگاه ارنسیم دناژ در کمر. H :

اگر مقاومت 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 مقاومت R_4 انتخاب نمائیم:

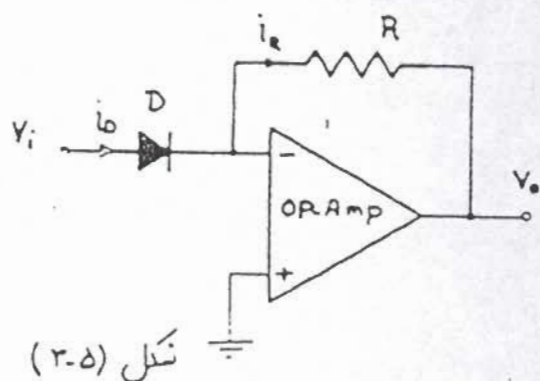
$$V_o = -\frac{R_3}{R_4} V_T \ln\left(\frac{R}{R_1 E} V_i\right)$$

جای مقاومت R_4 از یک

$$\frac{\Delta R_4}{\Delta T} = \frac{\Delta V_T}{\Delta T} = \frac{\alpha}{q}$$

تر سنسور استفاده می کنیم در نتیجه:

بدین ترتیب یک تقویت کننده لگاریتمی که نسبت به تغییرات درجه حرارت نیز پایدار است، بدست می آید.



نکته (۳-۵)

(۳-۲) تقویت کننده آنتی لگاریتمی:

اگر جای مقاومت و دیود را در تقویت کننده لگاریتمی عوض کنیم یک تقویت کننده آنتی لگاریتمی بدست می آید. [شکل (۳-۵)] در این مدار:

$$i_D = I_s e^{\frac{V_D}{V_T}} = I_s e^{\frac{V_i}{V_T}} \quad i_R = \frac{-V_o}{R}$$

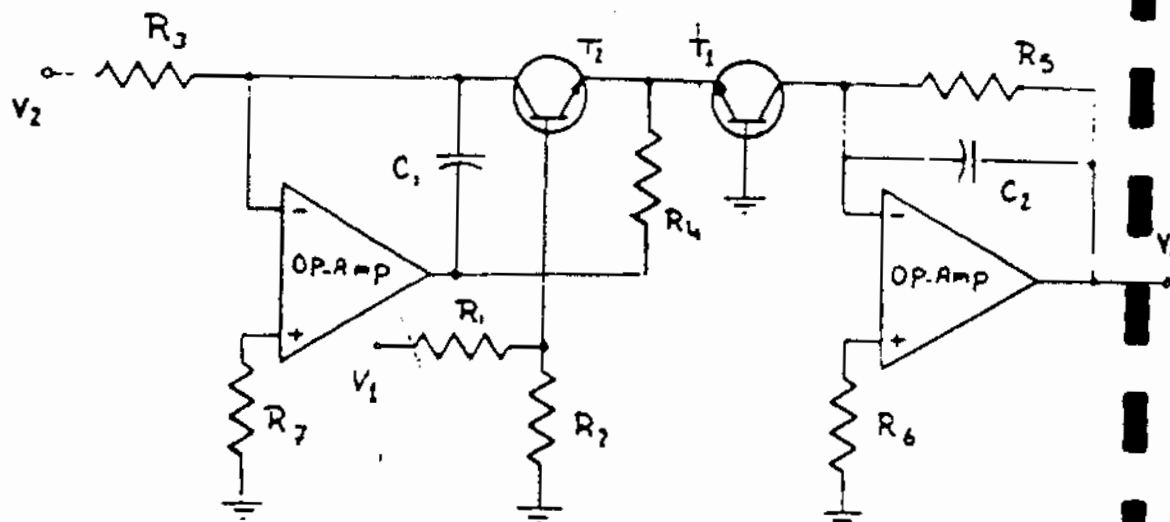
$$\Rightarrow \frac{-V_o}{R} = I_s e^{\frac{V_i}{V_T}} \Rightarrow V_o = -R I_s e^{\frac{V_i}{V_T}} \Rightarrow V_o = k_1 e^{k_2 V_i}$$

تشریح:

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 مناسب R_2 به اندازه های مناسب و از جنس PTC می توان درجه حرارت را در

کننده را از بین برد.

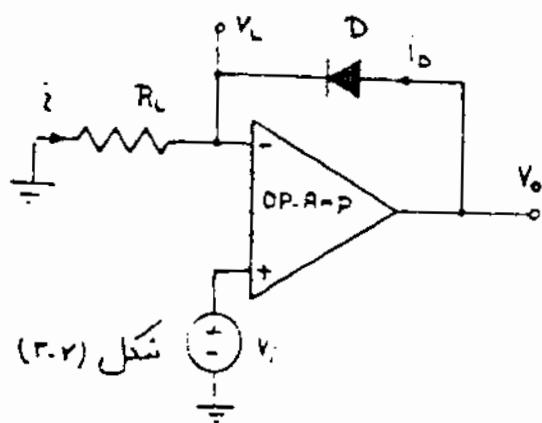
در صورتیکه $V_2 = 15$ ، $R_1 = 15.7^k$ ، $R_2 = 1^k$ ، $R_3, R_7 = 30^k$ ، $R_4 = 2^k$ ، $R_5 = R_6$ انتخاب گردد، معنی V_0 بر حسب V_1 را رسم کنید.



شکل (۳-۶)

- Rectifiers:

یکسو سازها:



شکل (۳-۷)

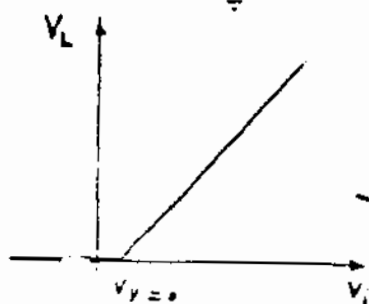
شکل (۳-۷) یک نمونه از مدار

برای موج را نشان می دهد.

تفاوت آن با هدایت دیود D را

مربوط به تریست OP.Amp را A فرض

کند. اگر دیود روشن باشد (D: on)



شکل (۳-۸)

$$\begin{cases} -A(V_0 - V_1) = V_0 \\ V_0 = V_1 + V_0 \end{cases} \Rightarrow V_1 = (1 + \frac{1}{A}) V_0 \cdot \frac{V_1}{A} = V_0$$

بسیاری هم موج توسط دیود

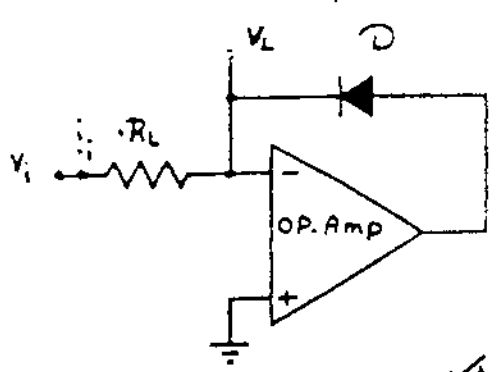
در این مدار اعمال شده. کنترل V_1 باشد دیود از دو طرف

در عمل می تواند ... می توانیم نگوییم داشت

این مدار رفتار مشابه هدایت برابر

$$V_1 = V_0 / A = 0$$

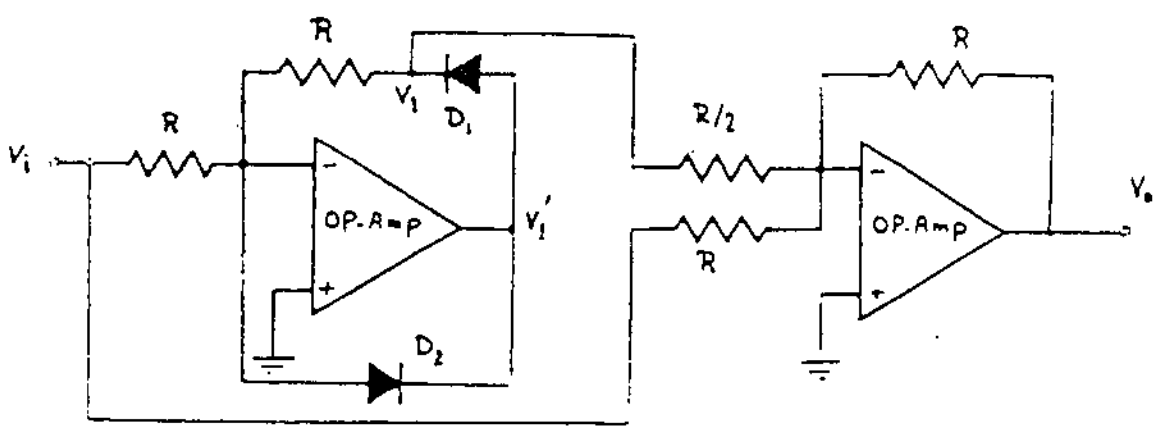
بنابراین یک یکسو ساز به موج اعمال خواهیم داشت. [شکل (۳-۸)]



شکل (۳-۹)

استقرین؛
مدار شکل (۳-۹) را بطور کلی بررسی
کنید و مشخصه $V_L - V_i$ آنرا بدست
آوردید.

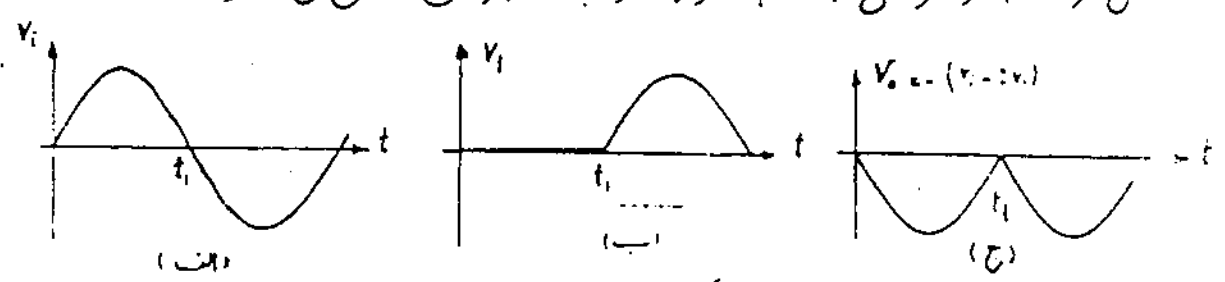
در یکساز تمام موج با استفاده از پیل دیود، در اشکال اساسی زیر وجود داشت
الف: نبودن زمین مشترک بین دیتاز سبب نویز و دیتاز یکسو شده.
ب: افت دیتاز ۲۷۵ درصدی دیودها
این اشکالات را می توان با استفاده از مدار شکل (۳-۱۰) برطرف کرد.



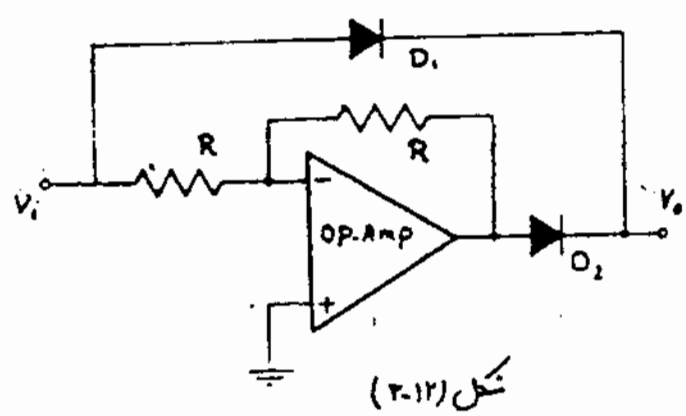
شکل (۳-۱۰)

$$V_o = -(V_i + 2V_1) \quad \begin{matrix} V_i < 0 & D_2: \text{off} & D_1: \text{on} & \frac{V_1}{R} = -\frac{V_i}{R} \Rightarrow V_1 = -V_i \\ V_i > 0 & D_2: \text{on} & D_1: \text{off} & V_1 = 0 \end{matrix}$$

شکل (۳-۱۱) دیتازهای V_i ، V_1 و V_o را نسبت به زمان نشان می دهد.



شکل (۳-۱۱)



شکل (۳-۱۲)

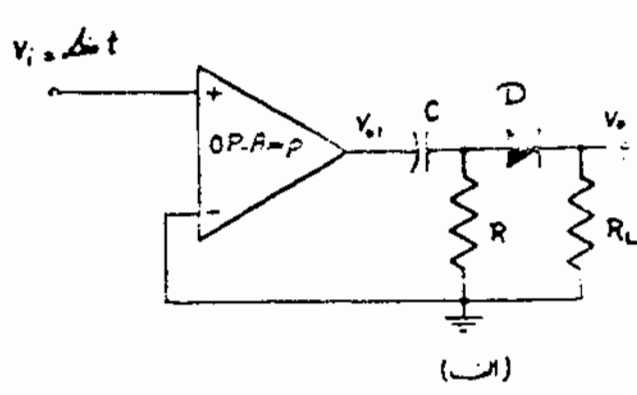
تقریب:

مشخصه: $V_o - V_i$ مدار
شکل (۳-۱۲) را بدست آورید.

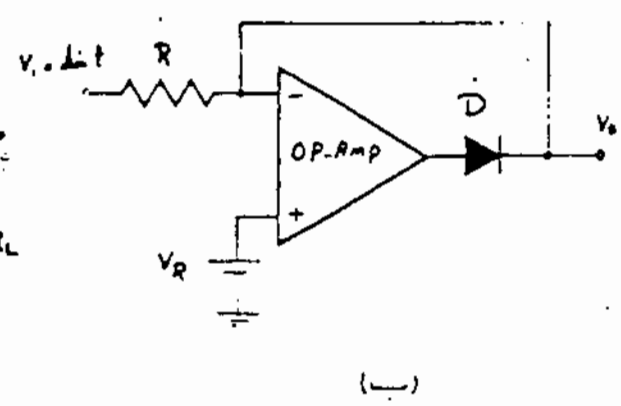
تقریب:

« چند کاربرد دیگر OP.AMP »

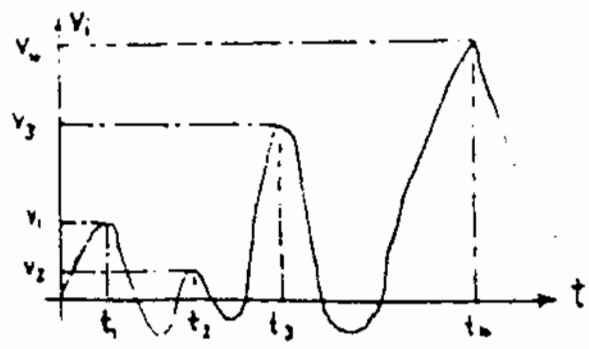
$V_o(t)$ را برای هر یک از شکلهای (۳-۱۳) بدست آورده سپس کاربرد هر کدام از مدارها را شرح دهید.



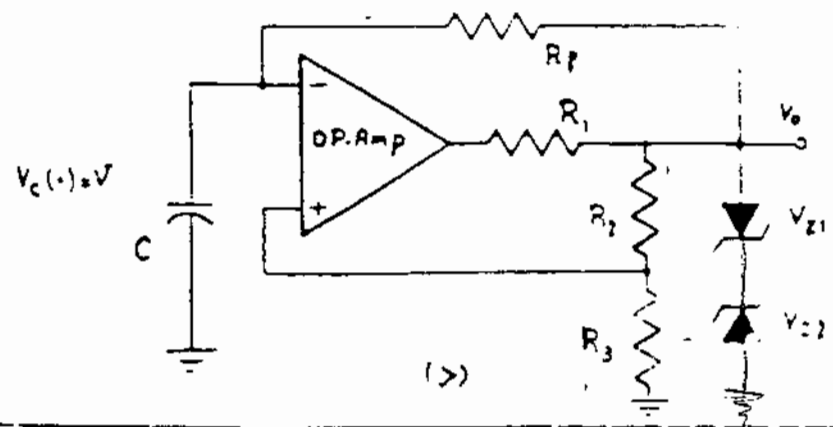
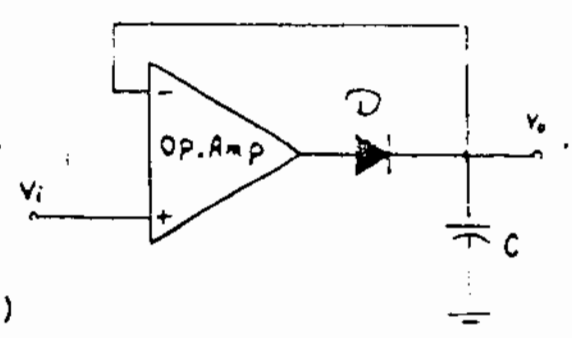
(الف)



(ب)



(ج)

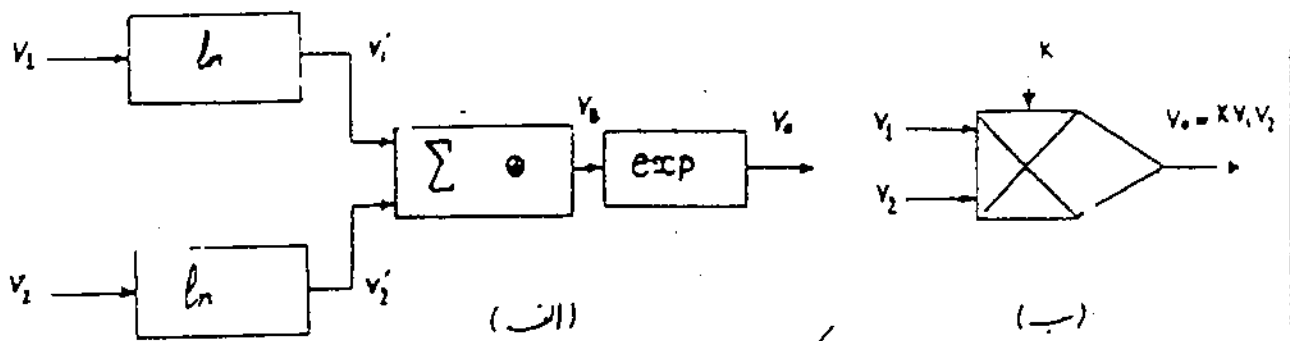


(د)

شکل (۳-۱۳)

(۳.۴) ضرب کننده آنالوگ:

نکته (۳.۱۳-ا) مراحل مختلف یک ضرب کننده آنالوگ در شکل (۳.۱۴-ب) مدل نمائیش را نمایش می دهد.



شکل (۳.۱۳)

$$\begin{cases} V_1' = k_1 \ln k_2 V_1 \\ V_2' = k_1 \ln k_2 V_2 \end{cases} \Rightarrow V_8 = k_3 (V_1' + V_2') = k_1 (\ln k_2 V_1 + \ln k_2 V_2) = k_1 \ln k_2^2 V_1 V_2$$

$$V_0 = k_5 \exp k_4 V_8 = k_5 \exp [k_4 k_1 \ln k_2^2 V_1 V_2]$$

حال اگر $k_4 k_1 = 1$ بگیریم:

$$\Rightarrow V_0 = K V_1 V_2$$

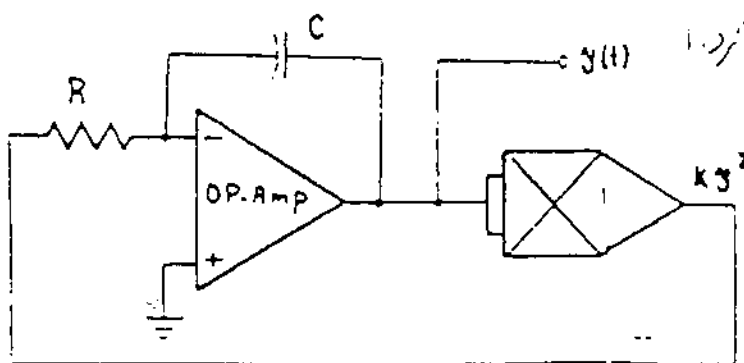
(مثال) با استفاده از بلوکهای انگرال گیر و ضرب کننده، تابع $y(t) = \frac{1}{1+t}$ برای زمانهای $t \geq 0$ بدست آورید.

$$y(t) = \frac{1}{1+t} \Rightarrow \frac{dy}{dt} = \frac{-1}{(1+t)^2} = -y^2(t) \quad (I)$$

حل:

معادله دیفراسیل (I) را می توان

سرریز شکل (۳.۱۵) شبیه سازی کرد.



شکل (۳.۱۵)

$$\frac{1}{RC} = \frac{1}{K} \Rightarrow RC = K$$

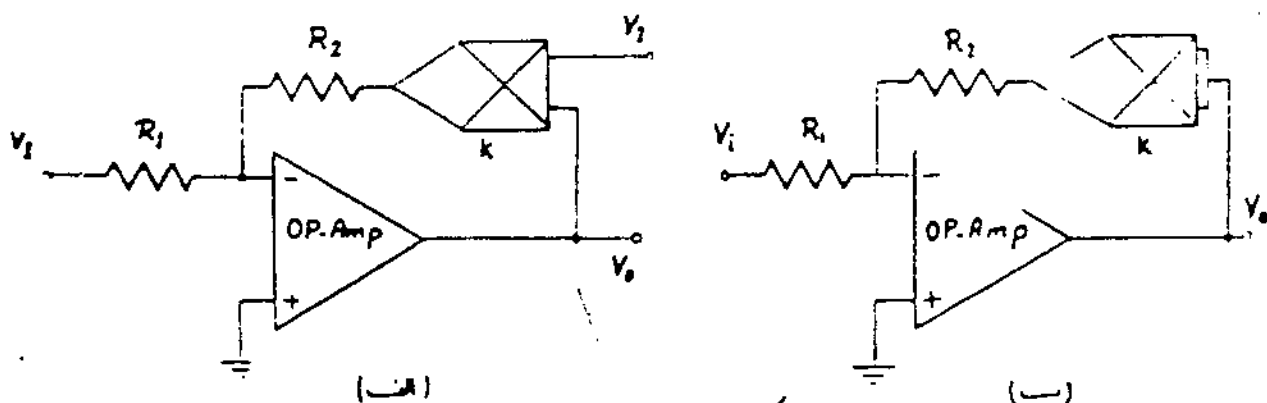
در نتیجه به:

$$y(0) = 1$$

معادله کامل می 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 رنمز RMS سی را طراحی کنید.

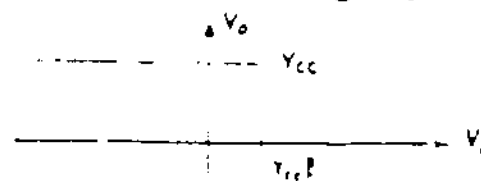
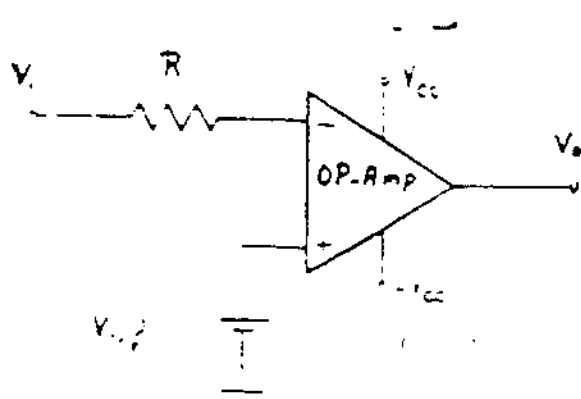
$$V_o = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V_i(t)^2 dt}$$

در کاربردهای غیر خطی که تاکنون بیان کردیم OP.Amp بهریت خطی و بعضی از الیها با کار رفته بهریت غیر خطی رفتار می کردند. حال همه کاربردهای غیر خطی را که خود OP.Amp بهریت غیر خطی عمل می کند بیان می کنیم.

Comparator:

مقایسه کننده: (۳-۵)

شکل (۳-۱۷) یک مدار مقایسه کننده و شکل (۳-۱۸) شرف V_o 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 در سیستم های مبدل آنالوگ به دیجیتال

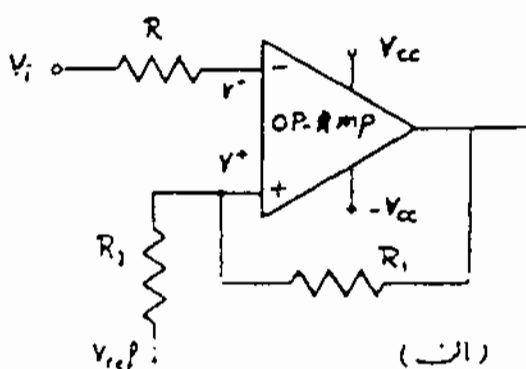
می باشد.

Schmitt Trigger :

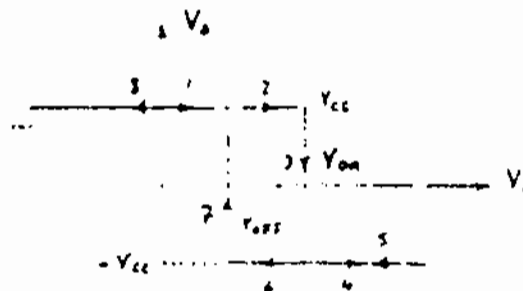
ترانزیستور اشعیت :

یکی دیگر از کاربردهای OP.Amp در حالت غیر خطی، استفاده از آن در انبساط

ترانزیستور است. شکل (۳-۱۸-ا) مدار یک انبساط ترانزیستور و شکل (۳-۱۸-ب) مشخصه V_o-V_i آنرا نشان می دهد.



(ا)



(ب)

شکل (۳-۱۸)

$$V_i < V^* \Rightarrow V_o = V_{cc} \quad , \quad V_i > V^* \Rightarrow V_o = -V_{cc}$$

$$V^* = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{ref} + \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_o$$

$$V_{on} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{ref} + \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{cc}$$

$$V_{off} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{ref} - \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{cc}$$

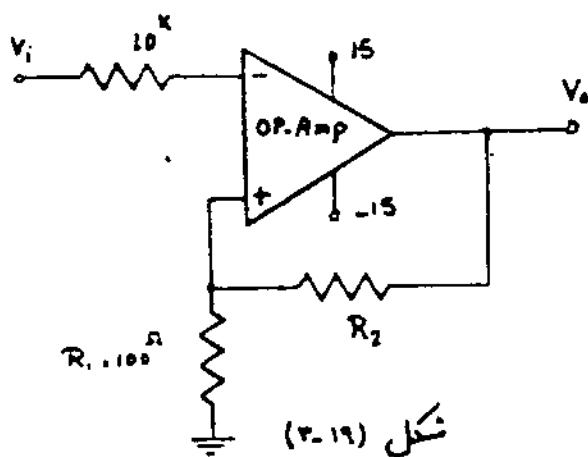
بدلیل اینکه V_o دارای دو مقدار

$\pm V_{cc}$ است در نتیجه V^* نیز دارای

دو مقدار V_{on} و V_{off} شده و بسبب

اینکه در خروجی V_o هysteresis وجود دارد.

یکی از کاربردهای مهم انبساط ترانزیستور در سیستم های دیجیتال است.



شکل (۳-۱۹)

تقریباً

۱- مطلوبت مشتق $V_o - V_i$

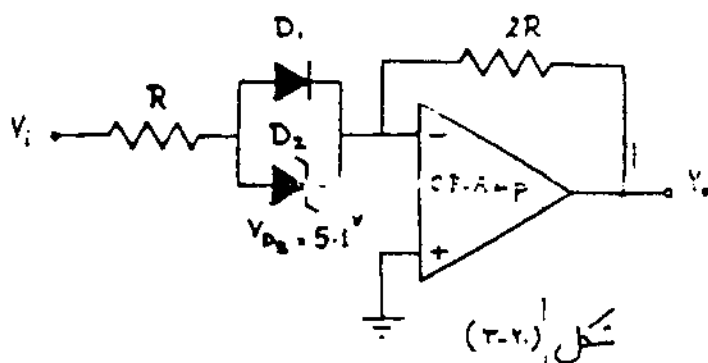
مدار شکل (۳-۱۹) بر حالتان

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 (۳-۲۰) مشتق $V_o - V_i$

را برای این مدار بدست آورید.



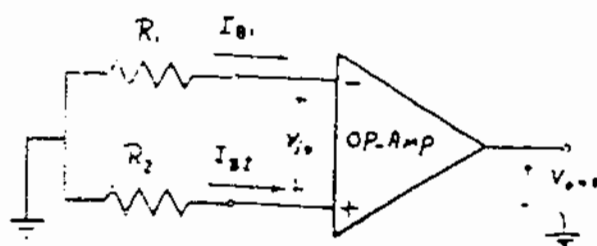
شکل (۳-۲۰)

۲- مشخصات یک OP.AMP واقعی :

گفتیم که OP.AMP پس از آنکه کاملاً در حالت تعادل هستند، یعنی هنگامی که $V_o = 0$ است $V_o = 0$ می باشد. در صورتیکه یک OP.AMP واقعی به علت بکس بودن فرکانس پهنای ورودی در حالت تعادل نیست. این عدم تطبیق باعث مرور جریانهای بایاس متفاوت از ورودی های آن می شود. بنابراین برای به تعادل رسانیدن خروجی فریب می کشند. احتیاج به اعمال دناژین بین ورودی های آن می باشد. علاوه بر این مشخصات، محدودیهایی نیز برای یک OP.AMP واقعی وجود دارد که برای طراحی سیستمهای عملی دارای اهمیت خاص است. این مشخصات توسط کارخانه سازنده در اعتبار مصرف کننده قرار می گیرد. در اینجا ما چند مشخصه مهم OP.AMP را بیان می کنیم.

۱. جریان بایاس ورودی (INPUT BIAS CURRENT) :

تلف مجموع جریانهای ورودی یک OP.AMP را در حالت $V_o = 0$: جریان بایاس ورودی می نامند.



$$I_B = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2} \quad V_o = 0$$

شکل (۲-۱) جریانهای

شکل (۲-۱)

بایاس را در حالت تعادل

۲. جریان آفست ورودی (INPUT OFFSET CURRENT) :

تفاضل جریان های وارد شونده به ترانزیستورهای ورودی یک OP.AMP در حالت تعادل $(V_o = 0)$ را جریان آفست ورودی می نامند.

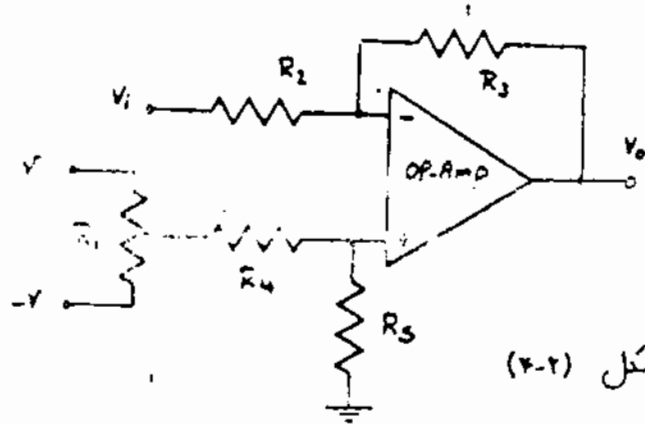
$$I_{io} = I_{B1} - I_{B2} \quad V_o = 0$$

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 $(V_{o=0})$ 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.

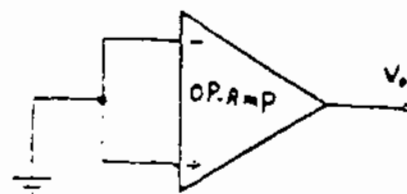
رنش آفست خروجی (OUTPUT OFFSET VOLTAGE):

اندازه رنش خروجی در

ورودی های OP.AMP زمین

نامند رانش آفست خروجی

[شکل (۴-۳)]



شکل (۴-۳)

۷- محدوده رانژهای مشترک ورودی (INPUT COMMON MODE RANGE):
محدوده رانژهای مشترک ورودی که طبقه دیفرانسیل ورودی OP-AMP بهرست
خطی عمل می‌کند.

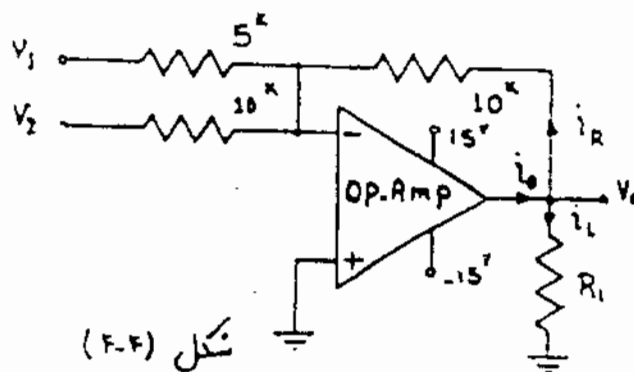
۸- محدوده رانژهای ورودی دیفرانسیل (INPUT DIFFERENTIAL MODE RANGE):
محدوده رانژهای ورودی دیفرانسیل که به رانژهای آن محدود OP-AMP بهرست
خطی عمل می‌کند.

۹- محدوده دامنه خروجی (OUTPUT VOLTAGE RANGE):
محدوده دامنه رانژ خروجی که می‌توان بدون اسوجاج در یافت نمود. (V_{omax})

مثال ۱ مدار شکل (۴-۴) را در نظر بگیرید. در صورتیکه رانژ 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 رانژ 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 V وصل شود.



شکل (۴-۴)

$$I_o = I_R + I_L$$

$$I_o < I_{omax}$$

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 بهرست - 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: $V_{omax} = \pm 10 \text{ V} \Rightarrow V_m = 10 \text{ V}$ $i.e. = V_m \sin \omega t$

$$\frac{dv_o}{dt} = V_m \omega \cos \omega t \quad SR = \omega V_m \Rightarrow f = \frac{SR}{2\pi V_m} = \frac{25 \text{ V}/\mu\text{s}}{2\pi \times 10} \Rightarrow f = 400 \text{ kHz}$$

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 kHz ، 10 kHz ، 100 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 درجه حرارت 25°C بیان می‌کند.

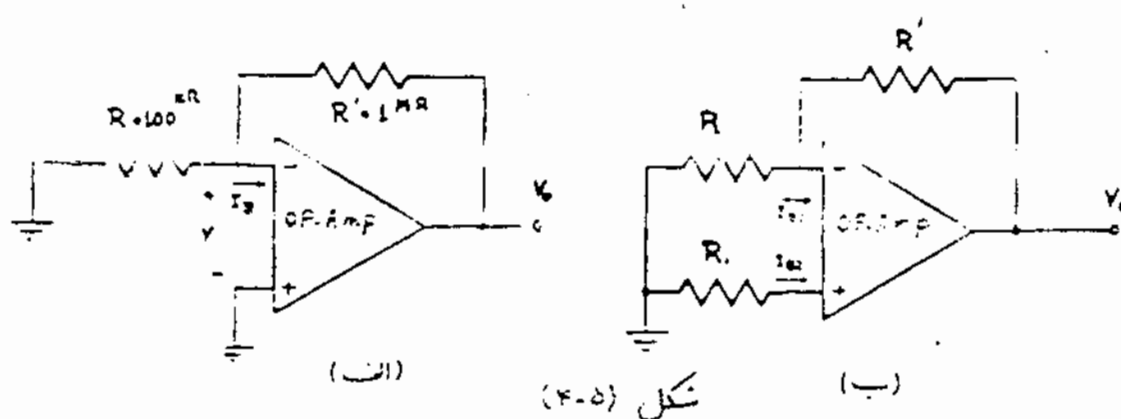
$100^{\mu\text{A}}$	جریان بایاس ورودی (I_B)
$20^{\mu\text{A}}$	جریان آفست ورودی (I_{io})
$0.1^{\mu\text{A}/^{\circ}\text{C}}$	رانس جریان آفست ورودی ($\frac{\Delta I_{io}}{\Delta T}$)
5^{mV}	ولتاژ آفست ورودی (V_{io})
$5^{\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}}$	رانس ولتاژ آفست ورودی ($\frac{\Delta V_{io}}{\Delta T}$)
100^{dB}	CMRR
$2^{\text{V}/\mu\text{s}}$	سرعت جرمش (SR)
1^{MHz}	فرکانس فریب نویز واحد
50^{kHz}	بهای باند توان بر
100000	فریب نویز طبقه باز (A)
100^{Ω}	امپدانس خروجی طبقه باز (R_o)
1^{MR}	امپدانس ورودی طبقه باز (R_i)
$10^{12}\Omega$	امپدانس ورودی با طبقه FET

جدول (۴-۱)

مثال: انتخاب فریب نویز و نویز کنتراست نسبت OPAMP هنگامیکه دارای

بسیار دوردی باشد دارای شکل یکسان نشان داده شده در شکل (۴-۵-الف) می باشد.
 با ملاحظه کردن از دست ز آفست دوردی، دست از dc فردی V_o را که بر رابطه جریان
 بایاس دوردی ایجاد می شود، رابست آوردید. (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) دست از فردی V_o را در
 حالتیکه $I_{O1} - I_{O2} \neq 0$ باشد رابست آوردید.
 د: اگر $I_{B1} = 0$ باشد، مقدار V_o بایاس مقدار غیر صفر V_o چند خواهد بود؟
 ه: در حالتیکه $I_{B1} \neq 0$ و $V_o \neq 0$ باشد V_o رابست آوردید.



علی: الف: می خورد به خنده شد. اگر فرض کنیم (الف) $OP-AMP$ می رود که باشد
 آنگاه. الف دست از بین دوردی های 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.

$$V_o = 100 \times 10^{-9} \times 10^6 = 0.1V = 100\mu V$$

ب: مطابق شکل (۴-۵-ب) یک مقاومت R بین دوردی مثبت و زمین
 اضافه می کنیم. اگر $V_o = 0$ باشد در این صورت R و R' موازی هم قرار گرفته و دست از
 بین زمین و زمین برابر $I_{B1} (R || R')$ خواهد شد. چون دست از بین

در دین 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 $I_{B0} = I_{B1} = I_{B2}$ باشد در این صورت خواهد شد و ولتاژی که در خروجی ناشی از I_{B0} 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 ورودی 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.

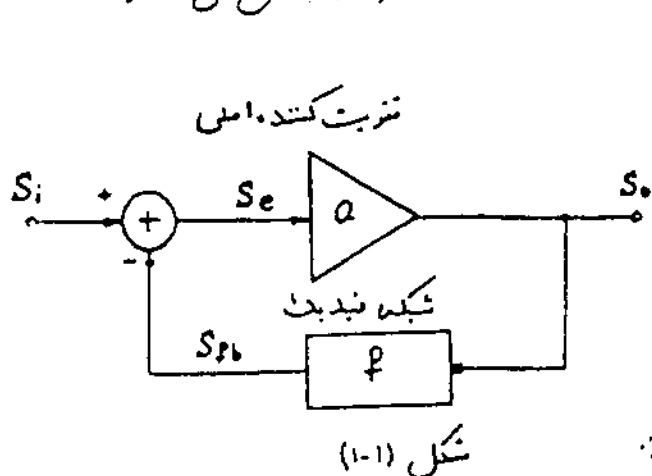
۱. فیدبک مثبت
فیدبک مثبت در عمل برای ساختن زمان سازها و مدارهای غیر خطی (تایمینگ) مورد استفاده قرار می گیرد که در این بخش فقط به چند نمونه از آنها را مورد بررسی قرار می دهیم. فیدبک مثبت دارای خواص پس بوده و بطور گسترده ای در طراحی تقویت کننده های بکار می رود. و بطور کلی می توان مزایا و معایب آنرا به شرح زیر بیان کرد.

- مزایا:
- ۱. ثبیت 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_{pb} می باشد.

در قسمت ورودی مدار سیگنال

S_{pb} 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:

$$S_e = S_i - p S_o \quad S_o = a S_e$$

$$\Rightarrow S_o = \frac{a}{1 - ap} S_i = \frac{a}{1 + T} S_i \quad (I) \quad \text{که } T = ap \text{ را ضریب تقویت}$$

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 اکتیو 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 α بستگی نداشته و فقط به β بستگی دارد. و در صورتیکه شبکه فیدبک مشکل از یک مجموعه معادلات اهمی باشد، به سادگی می توان معادله ها را از جنبه های بخصوصی تهیه نمود که در اثر تغییر عوامل نظیر درجه حرارت، فرکانس، ... دارای معادله تقریباً ثابتی باشند. بنابراین ضریب انتقال شبکه فیدبک (β)، در نتیجه ضریب تقویت کل مدار $(A = 1/\beta)$ 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:

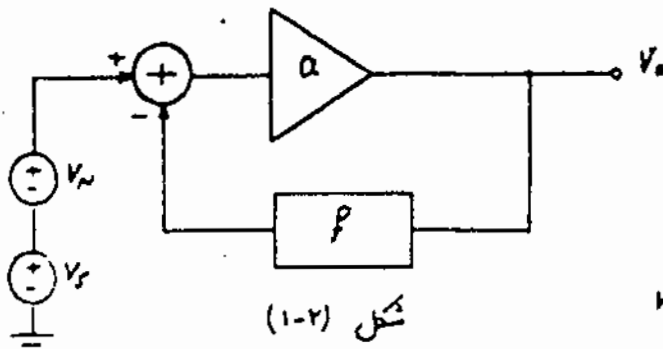
در تقویت کننده ها، علاوه بر سیگنال ورودی مطلوب، سیگنالها و عوامل نامطلوب دیگری نیز وجود دارند که تعدد عمر می آنها را نیز می گذارند که بطور کلی به این

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 شاغلر نویز V_S را شاغلر 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:



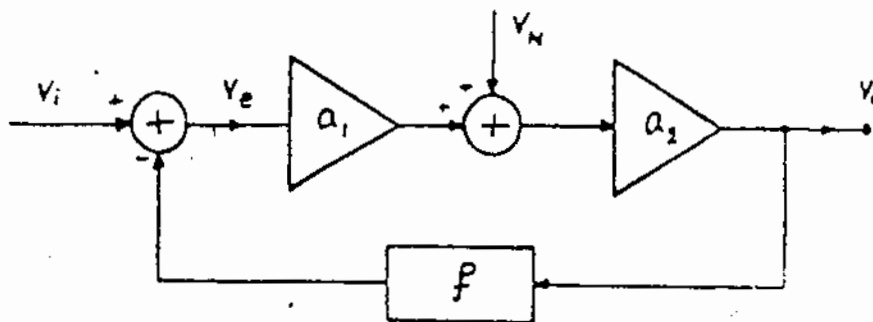
$$V_o = \frac{a}{1+af} V_N + \frac{a}{1+af} V_S \Rightarrow \frac{S}{N} = \frac{V_S}{V_N}$$

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)]



آنگاه خواهیم داشت

$$V_o = a_2 (a_1 V_e + V_N) \quad V_e = V_i - f V_o$$

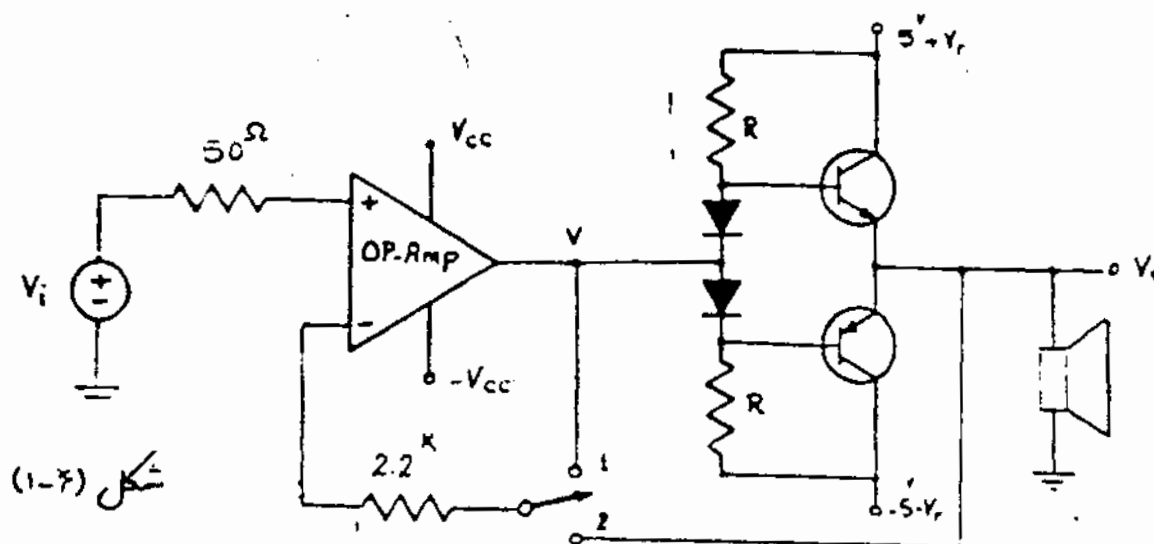
$$\Rightarrow V_o = \frac{a_1 a_2}{1 + a_1 a_2 f} V_i + \frac{a_2}{1 + a_1 a_2 f} V_N \Rightarrow \boxed{\frac{S}{N} = a_1 \frac{V_i}{V_N}}$$

مشاهده می شود

که در نظر حوز 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)]

یک مثال علی که می تواند بیانگر شکل (۱-۳) باشد، مثله ریل منبع تغذیه در طبقه خروجی یک تقویت کننده صوتی است.

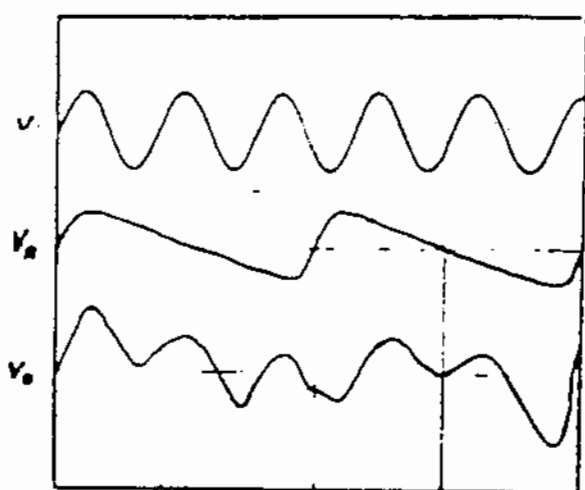
برای بزرگ بودن جریان منبع تغذیه در طبقه نهایی ممانعت فیلترهای که بتوانند جریان را محدود کنند را حذف نمایند، بسیار گران قیمت می شود. در صورتیکه در طبقه نهایی آن، جفت ایکه تقویت کننده در سگنالهای جریان کوپلنری کار می کند لذا از این ریل ریل منبع تغذیه آنها بسیار ساده و ارزان می باشد. شکل (۱-۴) یک تقویت کننده قدرت دیگر مدار $OP.Amp$ بعنوان تقویت کننده باوایز کم را نشان می دهد.



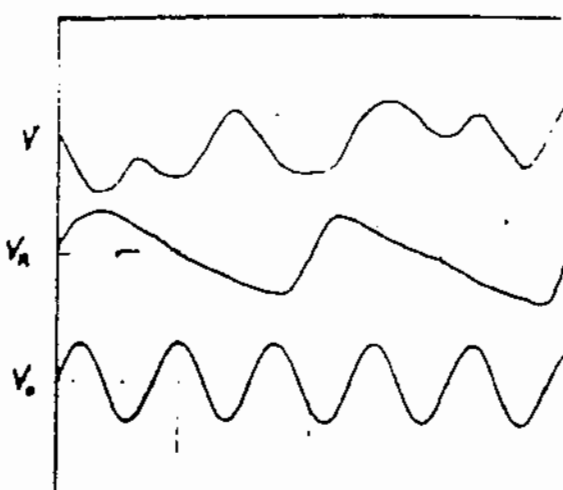
شکل (۱-۴)

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) (الف)] حال اگر کلیه را در وضعیت (۲) قرار دهیم کل مدار تقویت کننده صوتی دارای فیدبک می شود و خروجی که در شکل (۱-۵) (ب) دیده می شود ریل از ریل خروجی یک موج سیوسی است در صورتیکه خروجی $OP.Amp$ (۷) علاوه بر موج سیوسی دارای سگنال معکوس شده ریل منبع تغذیه نیز می باشد این سگنال اضافی خروجی $OP.Amp$ باعث می شود ریل در خروجی مدار می شود.



(الف) بدون فیدبک

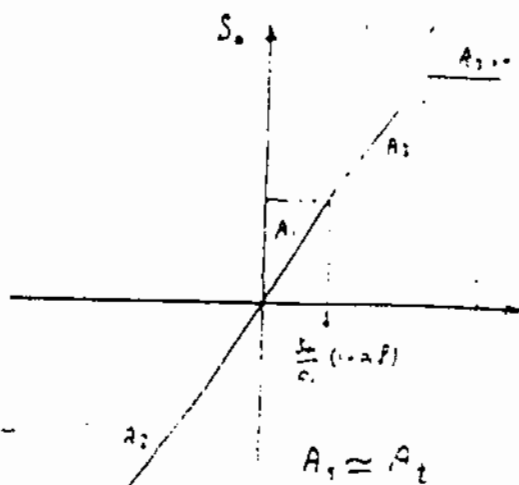
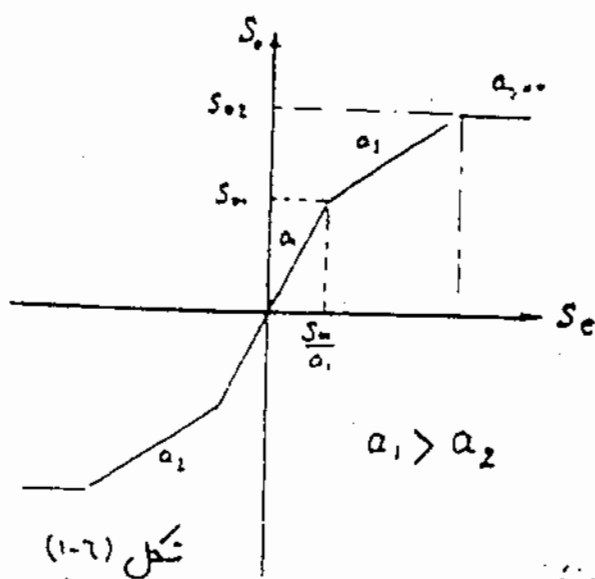


(ب) مدار با فیدبک شکل (۱-۵)

(۱-۲) کاهش امواج:

بطور اینکه الیاسی بکار رفته در تقویت کننده را کاملاً حلقه می باشند لذا فریب تقویت آنها نیز نسبت به دشارژ ورودی ثابت نبوده و در نزدیکی مدار تولید امواج می نمایند.

دییم که رابطه (۲) بیانگر این مطلب است که اگر فریب تقویت مدار اصلی a باشد فریب تقویت کل مدار (۱۸)، 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.

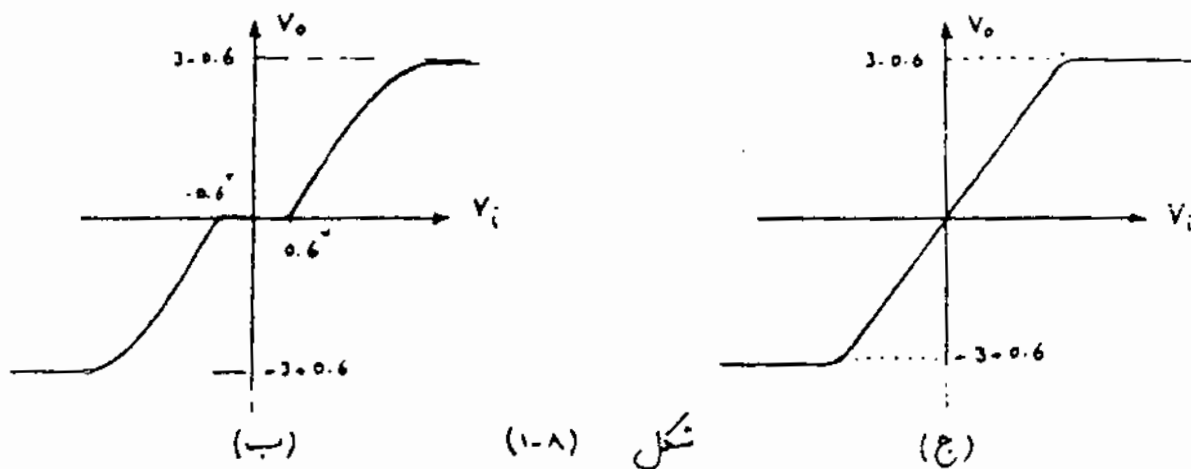
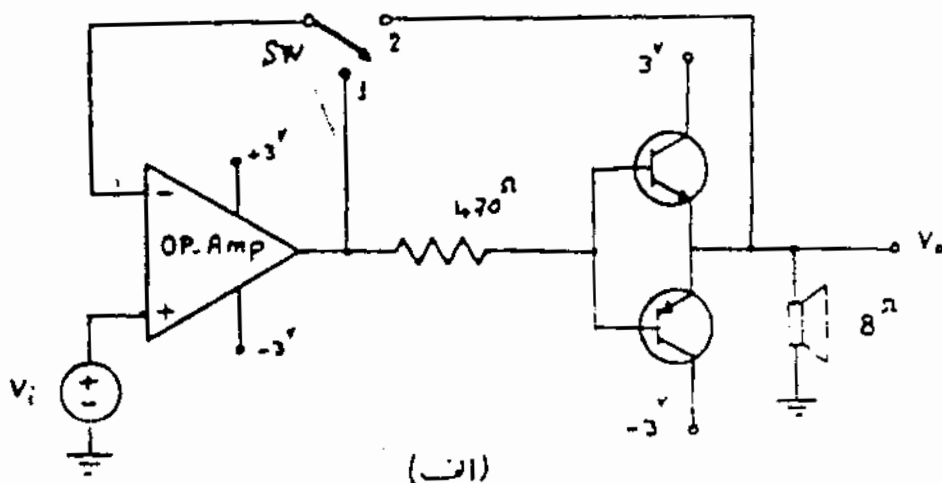


شکل (۱-۶) متصفه غیر خطی تثبیت کننده α راغایش می دهد اگر در هر ناحیه خطی رابط (I) را بکار ببریم!

دیده می شود که در ناحیه های
که تثبیت کننده اشباع شده است

$$A_1 = \frac{a_1}{1+a_1\beta} \approx \frac{1}{\beta} \quad A_2 = \frac{a_2}{1-a_2\beta} \approx \frac{1}{\beta}$$

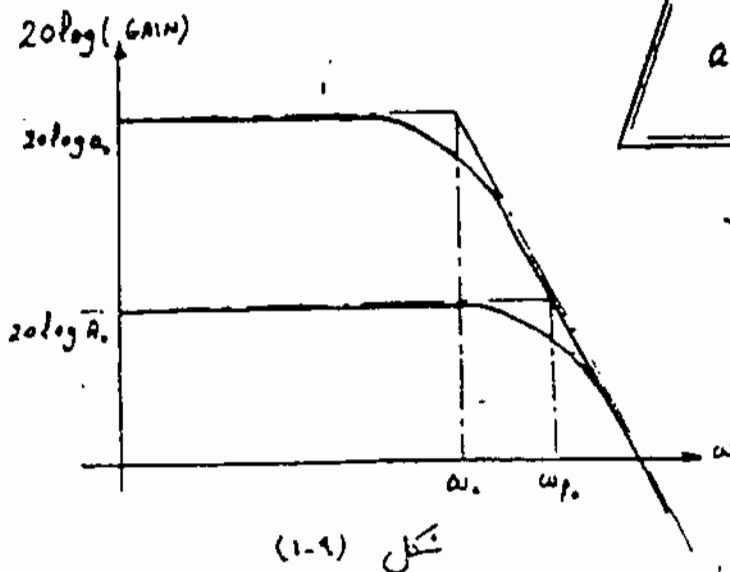
خاصیت غیر خطی بوسیله نیکبک بطور قابل ملاحظه ای کاهش می یابد. [شکل (۱-۷)]
شکل (۱-۸) یک تثبیت کننده صوت راغایش می دهد.



آرکلیه در وضعیت (۱) باشند ما طوریکه قبلاً دیدیم بعلت پهنای باند محدود ترانسستور
مدار دارای امواج * خواهد بود. [شکل (۱-۸)ب] حال آرکلیه را در وضعیت (۲) قرار
دهیم امواج توسط میکسر و OP.AMP تقریباً از بین می رود در نتیجه $V_{o \approx 0}$ می گردد. [شکل (۱-۸)ج]

افزایش بهمنای باند:

دسیم که سولا 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.



$$a(\omega) = \frac{a_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_c}}$$

که ω_c 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:

$$A(\omega) = \frac{a(\omega)}{1 + a(\omega)f} = \left[\frac{a_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_c}} \right] / \left[1 + \frac{a_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_c}} f \right]$$

$$\Rightarrow A(\omega) = \left[\frac{a_0}{1 + a_0 f} \right] / \left[1 + j \frac{\omega}{(1 + a_0 f) \omega_c} \right] = \frac{A_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_p}}$$

بنابر این فرکانس قطع 3dB برای این حالت برابر است با: $\omega_p = (1 + a_0 f) \omega_c$ 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:

$$A_0 \times \omega_p = \frac{a_0}{1 + a_0 f} \times (1 + a_0 f) \omega_c = a_0 \omega_c = \text{Constant}$$

مشاهد می نمود که حاصلضرب بهره دستاثر ماگزیم در بهمنای باند همواره مقدار ثابتی است.

۲- انواع فیدبک ها:

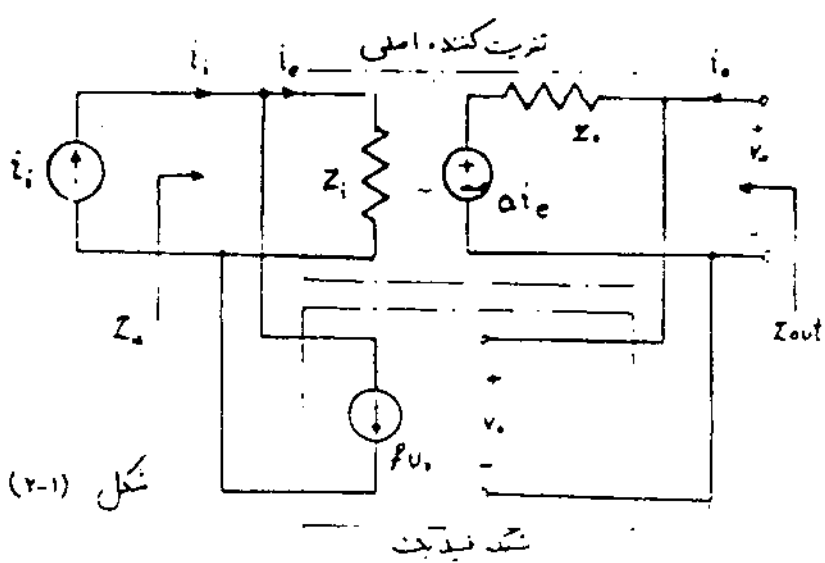
هالطوریکه دیدیم، منظور از فیدبک برگشت دادن قسمتی از سیگنال خروجی به ورودی آن است. در واقع شبکه فیدبک از سیگنال خروجی نمونه برداری می‌کند و آنرا با سیگنال ورودی مقایسه می‌نماید. با توجه به اینکه نمونه برداری و مقایسه، هر کدام می‌توانند بصورت ولتاژ یا جریان باشد، بنابراین می‌توان فیدبک را به چهار نوع زیر 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 را بصورت ایده‌آل 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 ترانس و فیدبک، در ورودی و در خروجی اتصال در خروجی با آن می‌شود

و با جریان ورودی معایه می کنند (جریان i_i تا داخل جریان i_i از P_{V_o} می باشد)
در نتیجه تابع تبدیل را $\frac{V_o}{i_i}$ انتخاب می کنیم.

- ضرب تقویت : $A_z = \frac{V_o}{i_i}$

از KCL در ورودی : $V_o = a i_e = a(i_i - P V_o)$ $i_i = i_e + P V_o$

$$\Rightarrow A_z = \frac{V_o}{i_i} = \frac{a}{1 + aP}$$

$$aP \gg 1 \Rightarrow A_z = \frac{V_o}{i_i} = \frac{1}{P}$$

- امپدانس ورودی :

$$Z_{in} = \left. \frac{V_i}{i_i} \right|_{V_o=0} = \frac{V_i}{i_e + P V_o} = \frac{V_i}{i_e + P a i_e} = \frac{V_i}{i_e} \cdot \frac{1}{1 + aP}$$

معادله می شود که

$$\Rightarrow Z_{in} = \frac{Z_i}{1 + aP}$$

امپدانس ورودی $(1 + aP)$ برابر کاهش

یافته است.

$$Z_{out} = \left. \frac{V_o}{i_o} \right|_{V_i=0} = \frac{Z_o i_o + a i_e}{i_o} = \frac{Z_o i_o + a(-P V_o)}{i_o}$$

- امپدانس خروجی :

$$\Rightarrow Z_{out} = Z_o - aP Z_{in} \Rightarrow$$

$$Z_{out} = \frac{Z_o}{1 + aP}$$

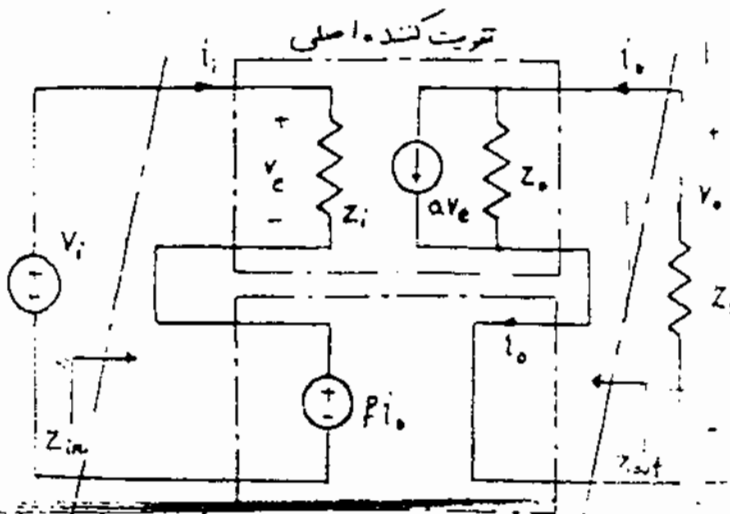
امپدانس خروجی

نیز به اندازه $(1 + aP)$

کاهش یافته است.

Series-Series Feedback

(۲-۲) فیدبک سری-سری :



شکل (۲-۲) مدار گیر
تقویت کننده اصلی را با نمیدگر
سری-سری تاخیر می دهد
در این شکل شبکه میفرم
از جریان خروجی تا برداری و

بارشاز ورودی متایه می‌کنه باین تاج اتصال ما
- ضرب 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

$$v_i = v_e + \rho \alpha v_e$$

$$\Rightarrow A_v = \frac{i_o}{v_i} = \frac{\alpha v_e}{v_e(1 + \rho \alpha)} \Rightarrow \boxed{A_v = \frac{\alpha}{1 + \rho \alpha}} \quad \alpha \gg 1 \Rightarrow A_v = \frac{1}{\rho}$$

$$Z_{in} = \frac{v_i}{i_i}$$

$$v_e = v_i - \rho i_o = v_i - \rho \alpha v_e$$

- امپدانس ورودی:

$$\Rightarrow v_i = (1 + \rho \alpha) v_e = (1 + \rho \alpha) Z_i i_i \Rightarrow \boxed{Z_{in} = \frac{v_i}{i_i} = (1 + \rho \alpha) Z_i}$$

$$Z_{out} = \frac{v_o}{i_o} \Big|_{v_i=0}$$

$$i = \frac{v_o}{Z_o} = \alpha v_e = \frac{v_o}{Z_o} \Rightarrow v_o = \alpha v_e Z_o$$

$$Z_o = \frac{v_o}{i_o} = \frac{v_o}{\alpha v_e}$$

$$\Rightarrow \boxed{Z_{out} = (1 + \rho \alpha) Z_o}$$

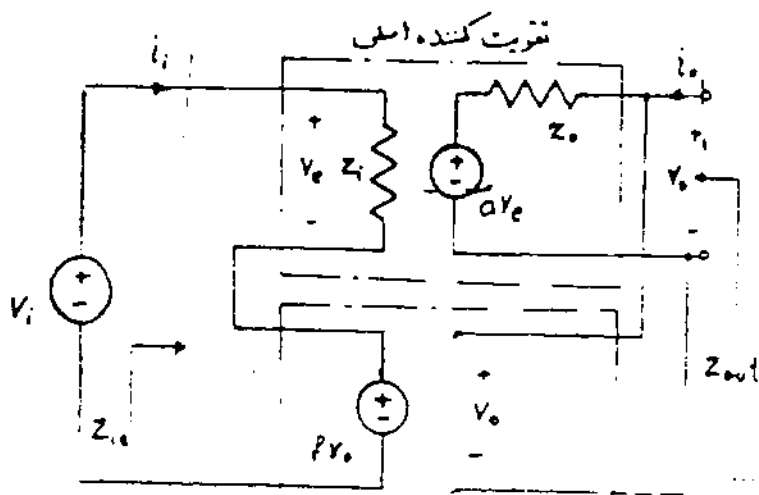
مشاهده می‌شود که

امپدانس خروجی و ورودی

$(1 + \rho \alpha)$ برابر بزرگتر شده اند.

Series-Shunt feedback:

فیدبک سری - شنت: (۲.۳)



شکل (۲.۳)

شکل فیدبک

شکل (۲.۳) مدار یک

تقویت کننده اصلی را با یک

سری - شنت باینش می‌دهد.

در این مدار شبکه می‌گیرد

از بارشاز خروجی نمونه‌برداری

و بارشاز ورودی متایه می‌کنه.

با این تابع انتقال $\frac{V_o}{V_i}$ می باشد.

- ضرب تقویت $A_v = \frac{V_o}{V_i}$

از KVL در ورودی: $V_i = V_e + \beta V_o$ $V_o = \alpha V_e$

$$\Rightarrow \frac{V_o}{V_i} = \frac{\alpha V_e}{V_e + \beta V_o} \Rightarrow \boxed{A_v = \frac{\alpha}{1 + \beta \alpha}} \quad \alpha \beta \gg 1 \Rightarrow A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{\beta}$$

- امپدانس ورودی: $Z_{in} = \frac{V_i}{I_i} = \frac{V_e + \beta V_o}{I_i} = \frac{V_e + \beta \alpha V_e}{I_i} = \frac{V_e}{I_i} (1 + \beta \alpha)$

$$\boxed{Z_{in} = (1 + \beta \alpha) Z_i}$$

- امپدانس خروجی:

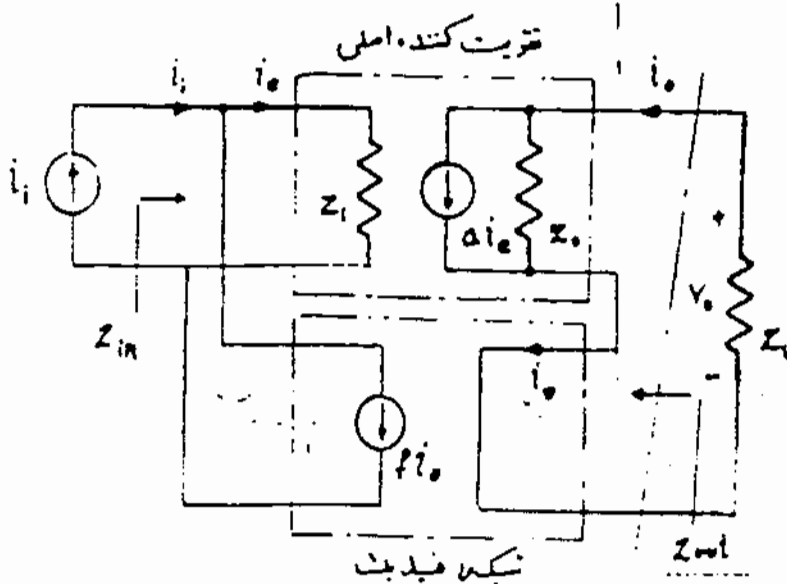
$$Z_{out} = \left. \frac{V_o}{I_o} \right|_{V_i=0} = \frac{Z_o I_o + \alpha V_e}{I_o} = \frac{Z_o I_o - \alpha \beta V_o}{I_o} = Z_o - \beta \alpha Z_{out}$$

$$\Rightarrow \boxed{Z_{out} = \frac{Z_o}{1 + \beta \alpha}}$$

در این حالت امپدانس ورودی در
($1 + \beta \alpha$) ضرب و امپدانس خروجی بر
($1 + \beta \alpha$) 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 $A_i = \frac{i_o}{i_i}$

$$i_i = i_e + \rho i_o$$

از KCL در ورودی

اگر $Z_o \gg Z_L$ باشد در نتیجه $i_o \approx a i_e$

$$A_i = \frac{i_o}{i_i} = \frac{a i_e}{i_e + \rho a i_e} = \frac{a}{1 + \rho a}$$

$$\rho a \gg 1 \Rightarrow A_i \approx \frac{1}{\rho}$$

- امپدانس ورودی

$$Z_{in} = \frac{V_i}{i_i} = \frac{Z_i i_e}{i_i} = \frac{Z_i i_e}{i_e + \rho a i_e} \Rightarrow Z_{in} = \frac{Z_i}{1 + \rho a}$$

- امپدانس خروجی

$$Z_{out} = \left. \frac{V_o}{i_o} \right|_{i_i=0} \quad i_o = \frac{V_o}{Z_o} + a i_e = \frac{V_o}{Z_o} - \rho a i_o$$

$$i_o = \frac{V_o}{1 + \rho a} \Rightarrow Z_{out} = (1 + \rho a) Z_o$$

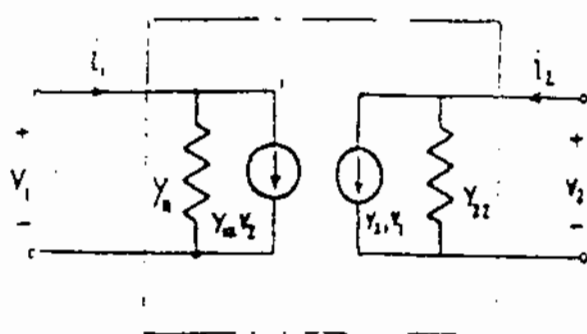
تاکنون دیدیم که نسبت در ورودی و خروجی سبب کاهش امپدانس به اندازه $\frac{1}{1 + \rho a}$ برابر دسری در ورودی و خروجی سبب از یاد امپدانس به اندازه $(1 + \rho a)$ برابر می شود. بنابراین توسط فیدبک می توان امپدانس ورودی و خروجی را تغییر داد.

۳- بررسی فیدبک های غیر ایده‌ال

شبکه های فیدبک-بکار رفته در مدار تقویت کننده های واقعی، ایده‌ال نبوده و در بررسی 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) در 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 نام 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)

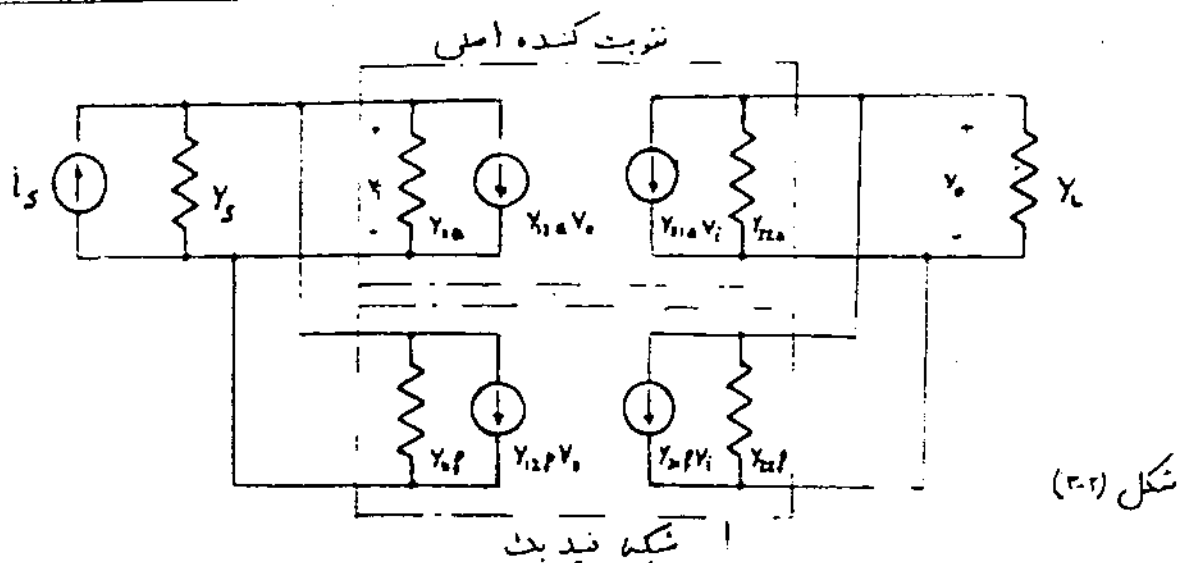
$$\begin{cases} I_1 = Y_{11}V_1 + Y_{12}V_2 \\ I_2 = Y_{21}V_1 + Y_{22}V_2 \end{cases}$$

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.

$$I_1 = (Y_1 + Y_{12} + Y_{11})V_1 + (Y_{12} + Y_{11})V_2$$

از KCL در گره ورودی



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 فیدبک است

$$|Y_{1a}| \gg |Y_{2a}|$$

در شبکه

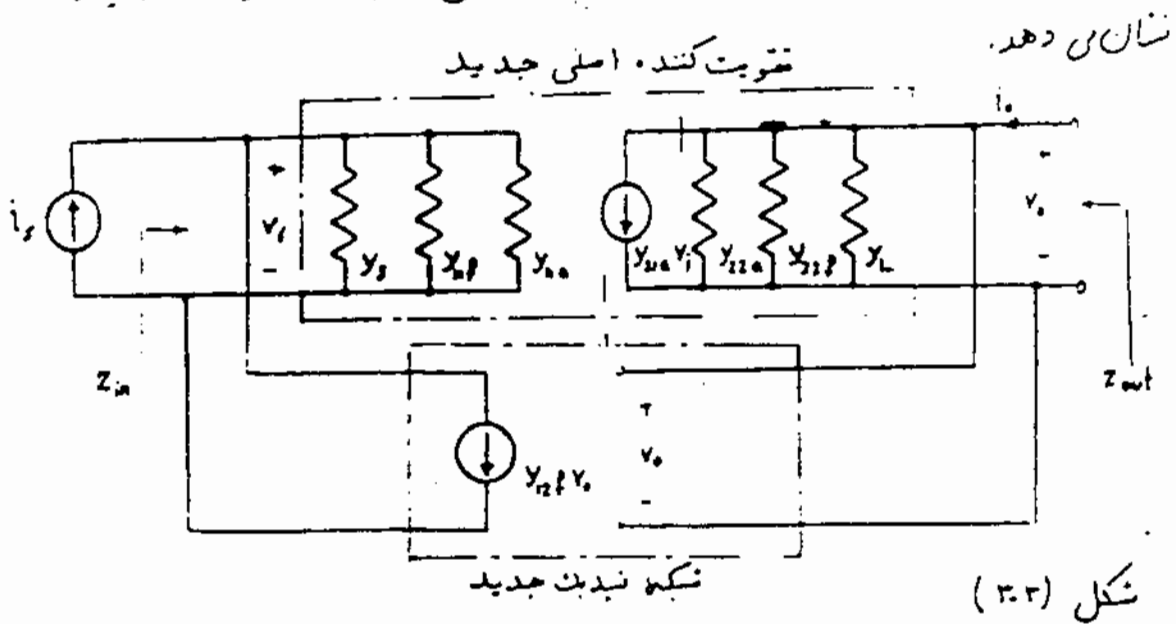
در مجرای فرکانس بسیار پایینتر از فرکانس فیدبک

$$|Y_{1a}| \ll |Y_{2a}|$$

اصلی است

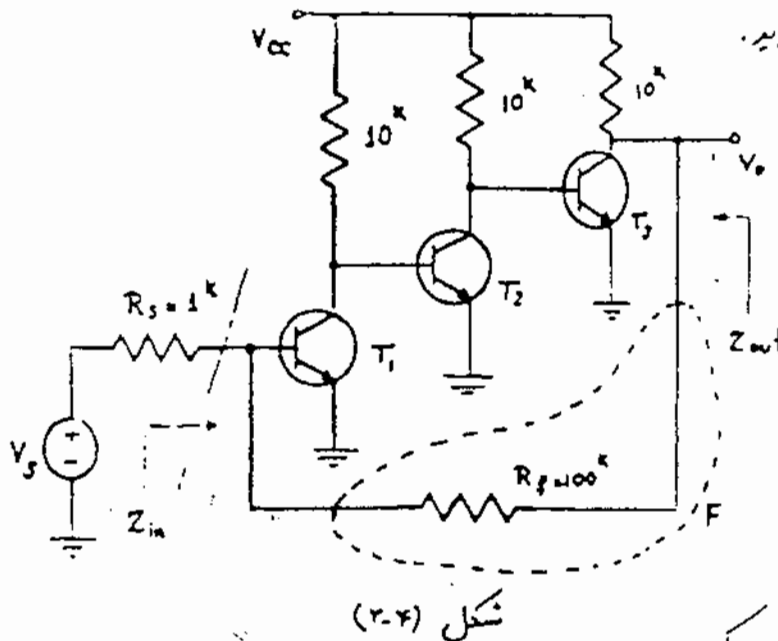
در فرکانس بسیار پایینتر از فرکانس فیدبک

تقویت کننده جدید
شکل (۳-۳) مدار تقویت کننده اصلی جدید شبکه فیدبک جدید را



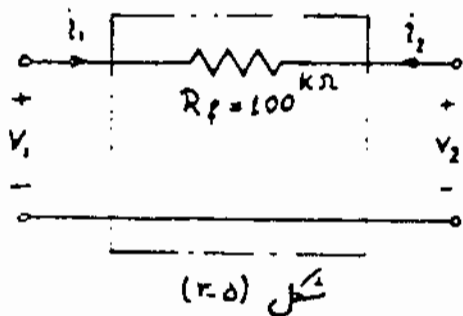
باید است آوردن تابع انتقال، امپدانس خروجی و ورودی تقویت کننده.
جدید. می توان با استفاده از روابط لیدال همه پارامترهای تقویت کننده کل را
محاسبه کرد.

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 را بدست
آوردیم. اگر شبکه فیدبک را مانند
نمایی خط جفتی 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.



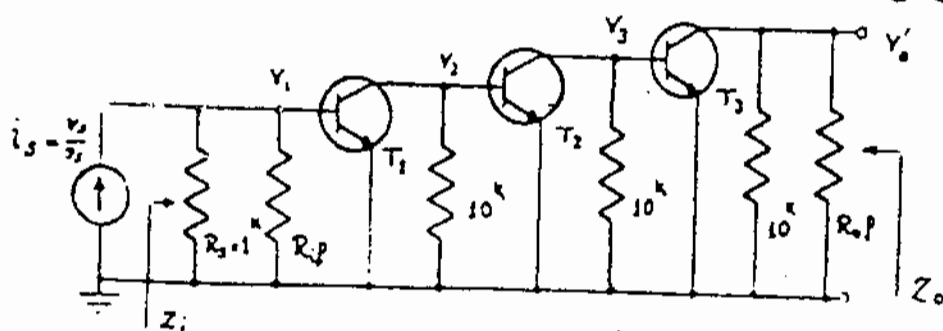
شکل (۲-۵)

$$\frac{1}{R_{if}} = y_{11} = \left. \frac{i_1}{V_1} \right|_{V_2=0} = \frac{1}{R_f} = \frac{1}{100^k}$$

$$\frac{1}{R_{of}} = y_{22} = \left. \frac{i_2}{V_2} \right|_{V_1=0} = \frac{1}{R_f} = \frac{1}{100^k}$$

$$f = y_{12} = \left. \frac{i_1}{V_2} \right|_{V_1=0} = \frac{-1}{R_f} = \frac{-1}{100^k}$$

چونکه در این مدل نموده خود می با
 جریان ورودی متایسه می شود بنابراین
 V_s و مقاومت داخلی آن (R_s) معادل فونن آفرای قرار می دهیم. شکل (۲-۶) مدار
 تقریب کننده جدید را نشان می دهد.



شکل (۲-۶)

برای این
 تقریب کننده

$$a = \frac{V_o}{i_s} = \frac{V_o}{V_i / (R_s \parallel R_{if} \parallel h_{ie})} = (R_s \parallel R_{if} \parallel h_{ie}) \frac{V_o}{V_i} = (1 \parallel 100 \parallel 10^k) \cdot \frac{V_o}{V_s} \cdot \frac{V_s}{V_i} \cdot \frac{V_i}{V_o}$$

$$a = 0.9 \times \frac{-\beta_3 (10 \parallel R_{of})}{h_{ie3}} \times \frac{-\beta_2 (10 \parallel h_{ie2})}{h_{ie2}} \times \frac{-A_1 (10 \parallel h_{ie1})}{h_{ie1}} = -68.2$$

$$Z_i' = R_s \parallel R_{if} \parallel h_{ie1} = 900^{\Omega}$$

$$Z_o = R_{of} \parallel 10^k = 9.1^k \Omega$$

در نتیجه مدار را می توانیم

$$\frac{V_o}{i_s} = \frac{a}{1 + a \beta} \quad Z_{in} = \frac{Z_i}{1 + a \beta} \quad Z_{out} = \frac{Z_o}{1 + a \beta}$$

یادداشتن این کیات می توان بار امپدانس درخواه. مثبت کننده کلی را بدست آورد.

- ضریب تقویت ولتاژ: $1 \mu A = 1 + (-25568)(-0.01) = 256.7$

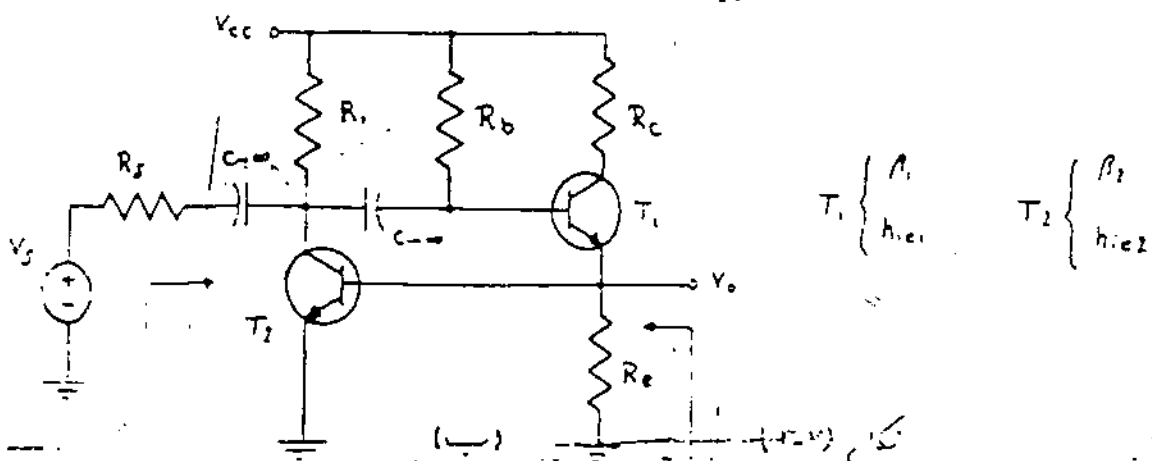
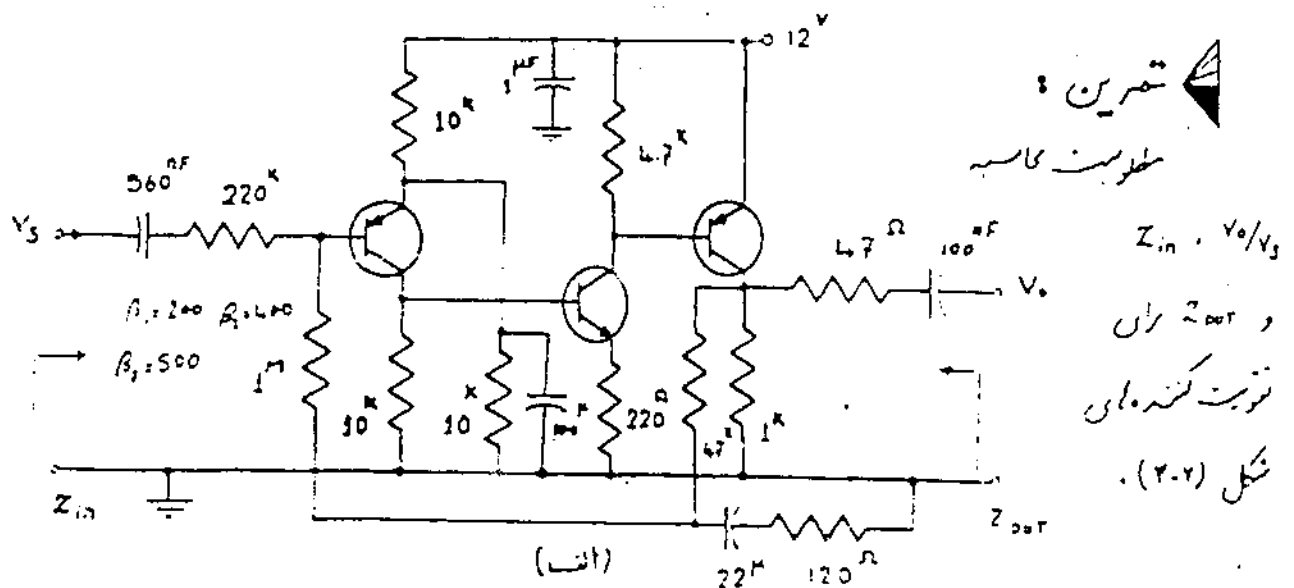
$$\frac{V_o}{I_s} = \frac{-25568}{256.7} = -99.6 \text{ k}\Omega \quad A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{V_o}{R_s I_s} = \frac{1}{1 \text{ k}} \cdot \frac{V_o}{I_s} = -99.6$$

- امپدانس ورودی: $Z'_{in} = \frac{900}{256.7} = 3.5 \Omega \quad Z'_{in} = R_s \parallel Z_{in}$

$\Rightarrow \frac{1}{Z_{in}} = \frac{1}{Z'_{in}} - \frac{1}{R_s} = \frac{1}{3.5} - \frac{1}{1000} \Rightarrow \boxed{Z_{in} = 3.51 \Omega}$

- امپدانس خروجی:

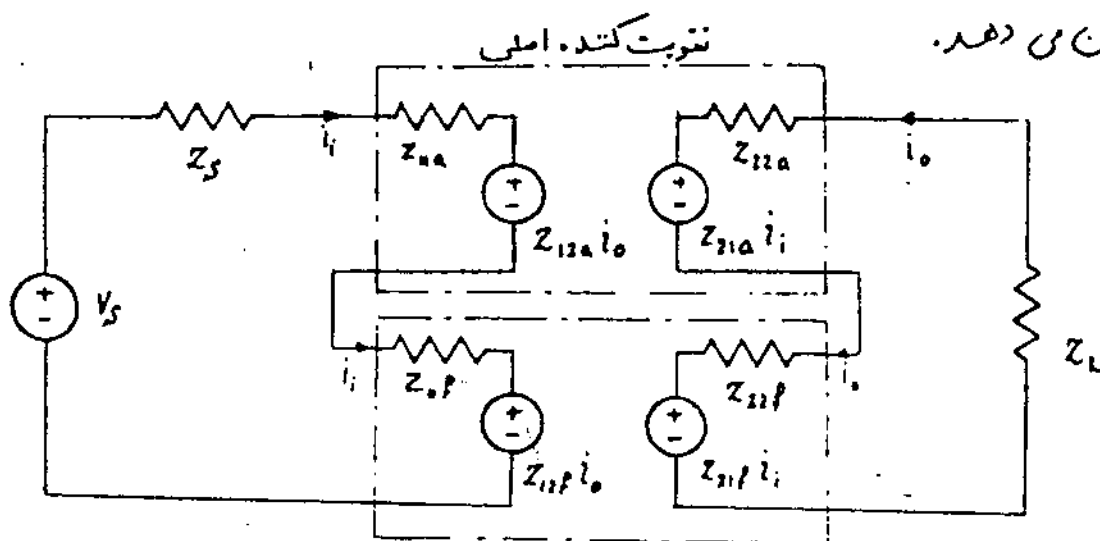
$$Z_{out} = \frac{91 \text{ k}}{256.7} = 35.5 \Omega$$



(۳-۲) فیدبک سری-سری غیرایده‌ال:

شکل (۳-۸) مدار یک تقویت کننده با فیدبک سری-سری را

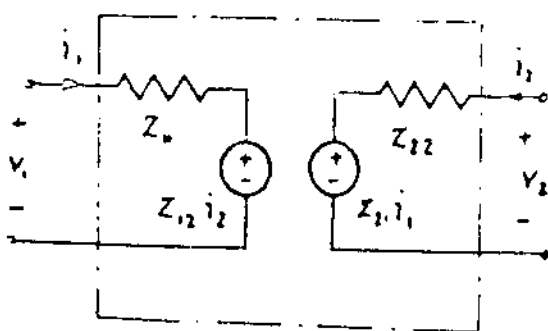
نشان می دهد.



شکل فیدبک

شکل (۳-۸)

برای سادگی نسبت از پارامترهای امپدانس (۳-۹) را به دست آورده‌ایم. در شبکه 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.

$$\begin{cases} V_1 = Z_{sa} i_1 + Z_{12} i_2 \\ V_2 = Z_{21} i_1 + Z_{sp} i_2 \end{cases}$$

- ضرب تقویت: $\frac{i_o}{V_s}$

از KVL در ورودی

از KVL در خروجی

اگر Z_i و Z_o را به صورت زیر

تعریف کنیم.

$$\begin{aligned} V_s &= (Z_s + Z_{sa} + Z_{sp}) i_i + (Z_{12a} + Z_{12p}) i_o \\ 0 &= (Z_{21a} + Z_{21p}) i_i + (Z_L + Z_{22a} + Z_{22p}) i_o \end{aligned}$$

$$\begin{cases} Z_i = Z_s + Z_{sa} + Z_{sp} \\ Z_o = Z_L + Z_{22a} + Z_{22p} \end{cases}$$

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
متدیگر را در مقابل تزیت گفته اعمال

در غریب تزیت معکوس تزیت گفته. اصل را در مقابل شبکه متدیگر مرقطر کنیم، داریم:

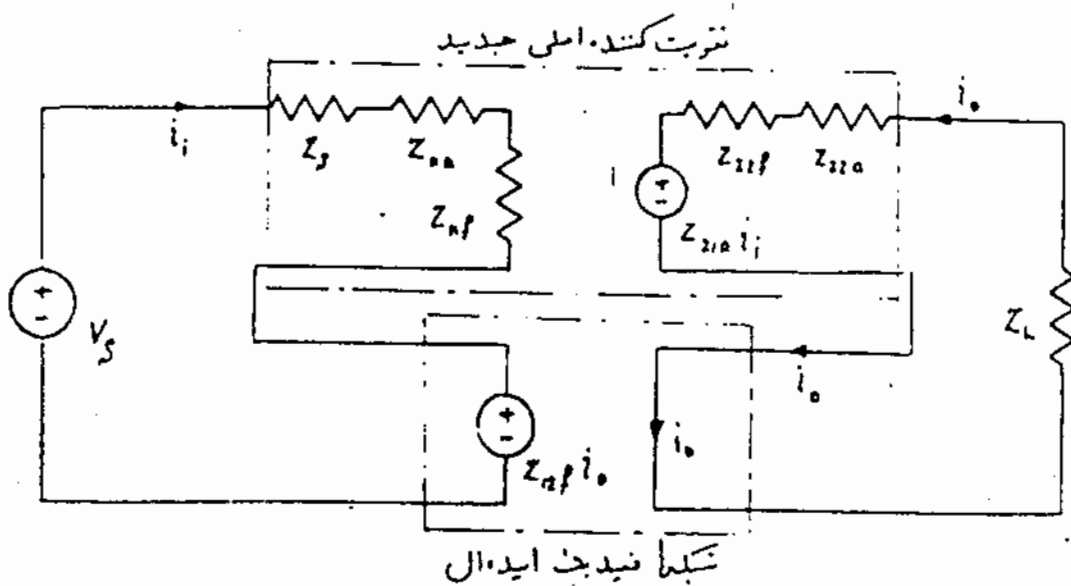
$$|Z_{21a}| \gg |Z_{21f}| \quad , \quad |Z_{12a}| \ll |Z_{12f}|$$

در نتیجه:

$$\frac{i_o}{V_s} = \frac{\frac{-Z_{21a}}{Z_i Z_o}}{1 + \left(\frac{-Z_{21a}}{Z_i Z_o} \right) Z_{12f}} = \frac{a}{1 + af} \Rightarrow a = \frac{-Z_{21a}}{Z_i Z_o} \quad , \quad f = Z_{12f}$$

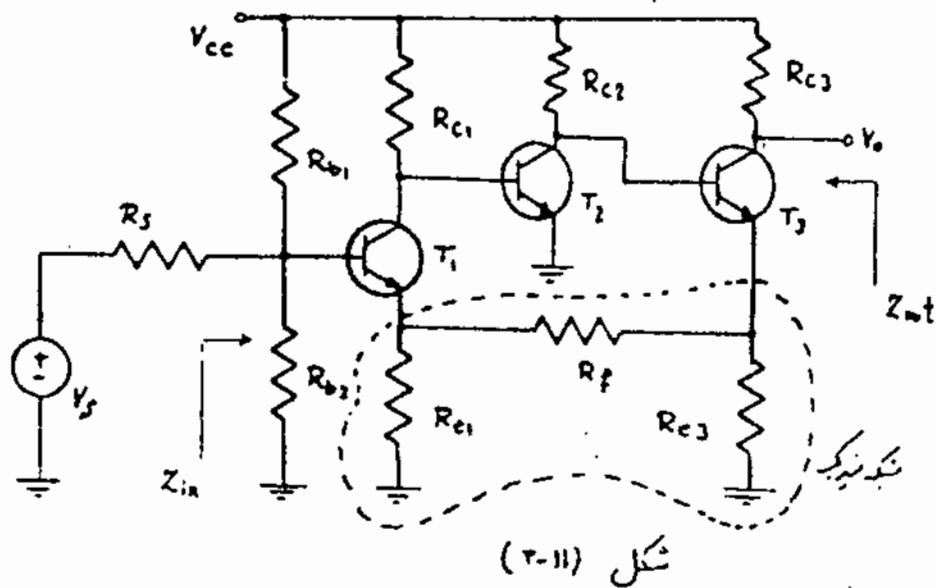
بنابر این بازجه ۲ روابط بدست آمده می توان مدار تزیت گفته. شکل (۲-۸)

را بدست یک تزیت گفته. جدید با شبکه متدیگر ایده ال مدل کرد. [شکل (۲-۱۰)]



باید است آوردن پارامترهای تزیت گفته. 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 دیگر $\frac{\beta+1}{\beta}$ برابر جریان

خروجی است که با فیدبک خروجی می توان آنرا برابر جریان خروجی در نظر گرفت.

شکلهای دیگر از جریان خروجی نمونه برداری و با ولتاژ ورودی مقایسه می کنند. بنابراین

شکلهای دیگر که نوع سری-سری می باشد. برای بدست آوردن R_{if} و R_{of} را

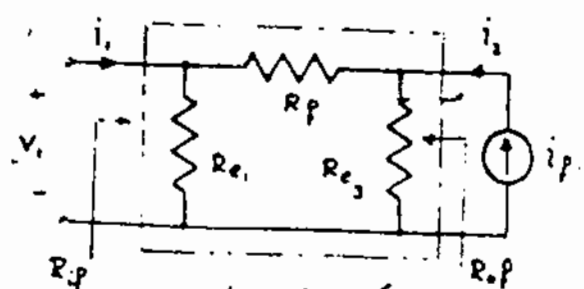
مدن در نظر گرفتن نوع دو قطبی می توان بهر دست زیر عمل کرد.

۱. چون شکلهای دیگر از جریان خروجی نمونه برداری می کنند یک منبع جریان

به خروجی قرار می دهیم (جریان بام دارد شکلهای دیگر شود) و چون با ولتاژ ورودی

تقویت کننده مقایسه می کنند، در نتیجه ولتاژ قسمت ورودی شکلهای دیگر را اندازه گیری

می کنیم. [شکل (۲-۱۲)]



شکل (۲-۱۲)

$$f = \frac{V_i}{I_p} = R_{e1} \frac{i_{e1}}{i_p} = \frac{R_{e1} R_{e3}}{R_{e1} + R_p + R_{e3}}$$

R_{of} و R_{if} برای بدست آوردن

امپدانسهای خروجی و ورودی شکلهای دیگر می توان در منبع محاسبه هر کدام طرف دیگر

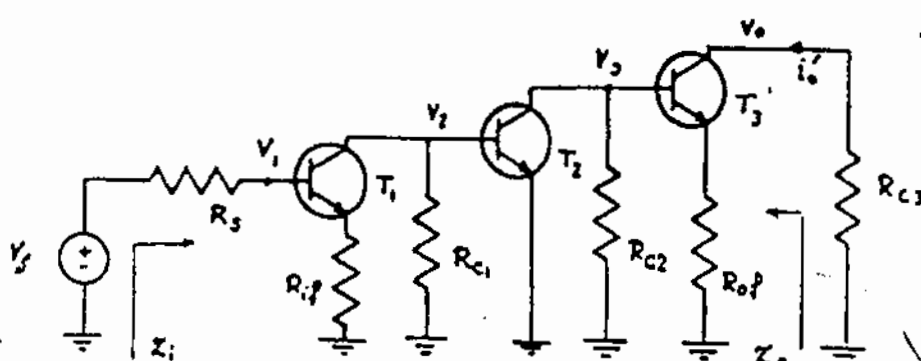
شکله را اگر بهرت شنت بکارفته است، اتصال کوتاه، و اگر بهرت سری بود، اتصال باز در نظر گرفت. برای محاسبه R_{if} ، خروجی شبکه فیدبک بدلیل سری بودن اتصال باز می‌گذاریم و همچنین برای امپدانس خروجی R_{of} نیز همین کاری را انجام می‌دهیم.

$$R_{if} = R_{e1} \parallel (R_f + R_{e3})$$

$$R_{of} = R_{e3} \parallel (R_f + R_{e1})$$

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:

$$a = \frac{i_o'}{V_s} = \frac{-V_o/R_{c3}}{V_s} = \frac{-1}{R_{c3}} \frac{V_o}{V_s} = \frac{-1}{R_{c3}} \times \frac{V_o}{V_3} \times \frac{V_3}{V_2} \times \frac{V_2}{V_s}$$

$$\Rightarrow a = \frac{-1}{R_{c3}} \times \frac{-\beta_3 R_{c3}}{h_{ie3} + (1+\beta_3)R_{of}} \times \frac{-\beta_2 [R_{c2} \parallel (h_{ie3} + (1+\beta_3)R_{of})]}{h_{ie2}} \times \frac{-\beta_1 [R_{c1} \parallel h_{ie2}]}{R_s + h_{ie1} + (1+\beta_1)R_{if}}$$

$$Z_i = R_s + h_{ie1} + (1+\beta_1)R_{if}$$

$$Z_o = \infty$$

$$\frac{i_o}{V_s} = \frac{a}{1+af}$$

$$\frac{V_o}{V_s} = -R_{c3} \frac{i_o}{V_s} = \frac{-R_{c3} a}{1+af}$$

برای مدار کلی:

$$Z'_{in} = (1+af)Z_i$$

$$Z'_{in} = R_s + Z_{in} \Rightarrow$$

$$Z_{in} = (1+af)(R_s + h_{ie1} + (1+\beta_1)R_{if}) - R_s$$

$$Z'_{out} = (1+af)Z_o \approx \infty$$

$$Z_{out} = R_{c3} \parallel Z'_{out} = R_{c3}$$

تقریر :

مطلوبه است محاسبه A_v ، Z_{in} و Z_{out} برای شکل (۲-۱۱) در
 صورتیکه بار امترانی مدار به صورت زیر باشد. (از مقادیرهای R_{b1} و R_{b2} صرف نظر نکنید)

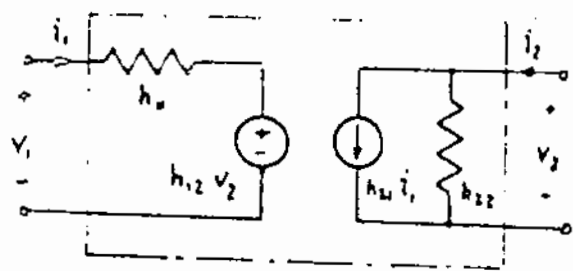
$$\beta_1 = \beta_2 = \beta_3 = 100 \quad R_{c3} = R_{c1} = 470 \Omega \quad R_f = 150 K \quad R_s = 1 K$$

$$R_{c1} = 1.2 K \quad R_{c2} = 1.8 K \quad R_{c3} = 3.3 K \quad h_{ie1} = h_{ie2} = h_{ie3} = 1.1 K$$

$$R_{b1} = 47 K \quad R_{b2} = 150 K$$

(۲-۲) فیدبک سری - شنت غیر ایده‌آل :

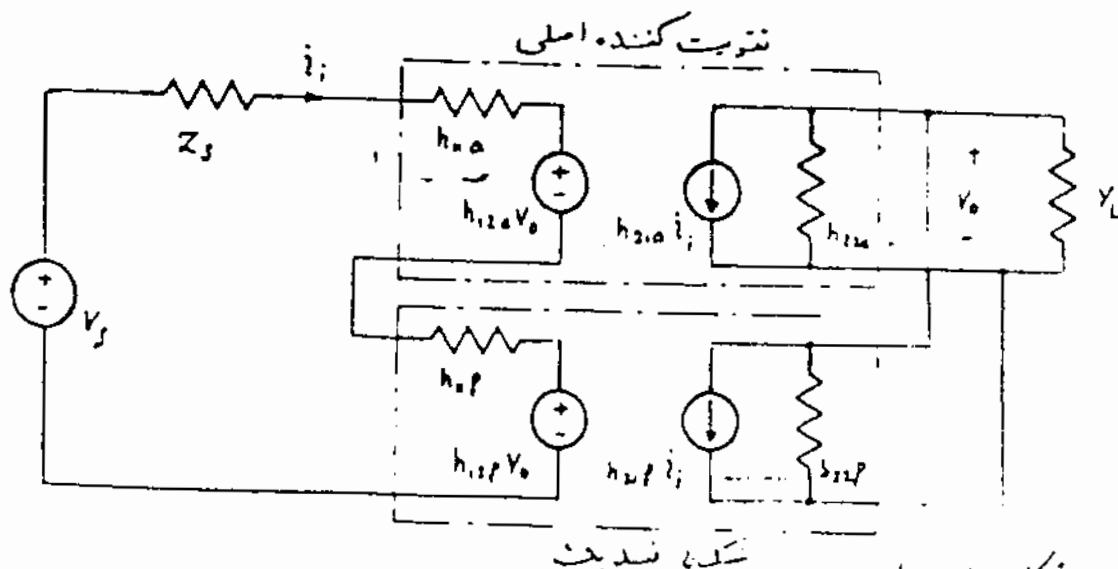
در این نوع فیدبک، جریان ورودی به دو شاخه خودی V_d و شبکه فیدبک و
 تقویت کننده اصلی یکسان می باشد. بنابراین می توان از بار امترانی هابریه
 در قطبی ۱ برای مدل کردن تقویت کننده و شبکه فیدبک استفاده کرد. شکل (۲-۱۴)
 مدل شاخشی یک در تقبی با بار امترانی
 هابریه را نشان می دهد.



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.

از KVL در ورودی: $V_s = (Z_s + h_{11a} + h_{11f}) i_i + (h_{12a} + h_{12f}) V_o$

از KCL در خروجی: $0 = (h_{21a} + h_{21f}) i_i + (Y_L + h_{22a} + h_{22f}) V_o$

اگر Z_i و Y_o را به صورت زیر بنویسیم:

$$Z_i = Z_s + h_{11a} + h_{11f}$$

$$Y_o = Y_L + h_{22a} + h_{22f}$$

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:

$$|h_{21a}| \gg |h_{21f}| \quad , \quad |h_{12a}| \ll |h_{12f}|$$

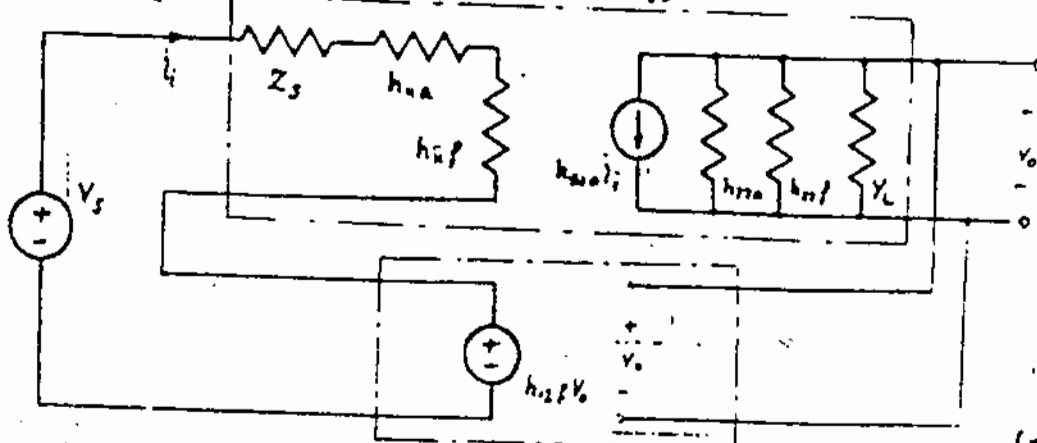
بنابراین داریم:

$$A_v = \frac{V_o}{V_s} = \frac{\frac{-h_{21a}}{Z_i Y_o}}{1 + \left(\frac{-h_{21a}}{Z_i Y_o}\right) h_{12f}} \frac{a}{1 + \theta f} \Rightarrow a = \frac{-h_{21a}}{Z_i Y_o} \quad , \quad f = h_{12f}$$

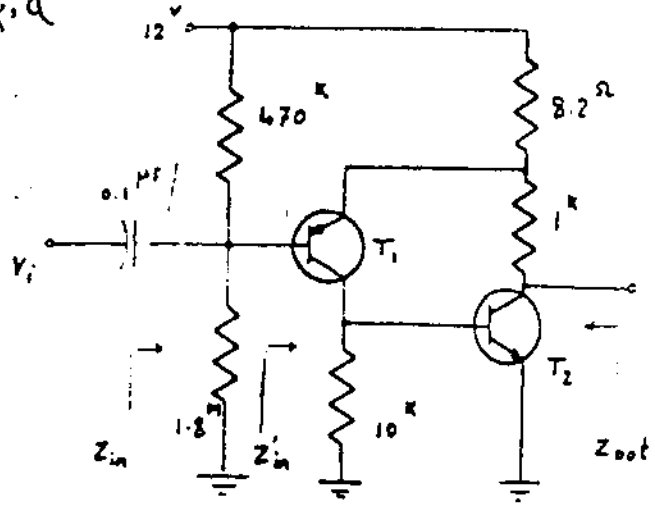
با توجه به روابط بدست آمده می‌توان مدار شکل (۲-۱۵) را به صورت یک تقریب کننده

جدید با شبکه فیدبک ایده‌آل مطابق مدار شکل (۲-۱۶) در نظر گرفت.

تقریب کننده اصلی جدید



شکل (۲-۱۶)



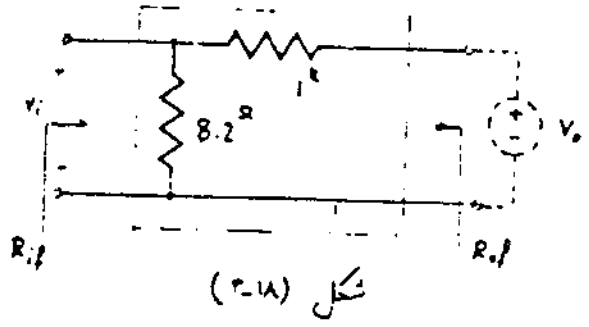
شکل (۲-۱۷)

مثال مدار تقویت کننده.
شکل (۲-۱۷) را در نظر بگیرید.
الف) نوع آمپلیفایر را مشخص نمایید.

ب) فرض
 $h_{ie1} = 66k$ $h_{ie2} = 1.4k$
 $\beta_1 = 200$ $\beta_2 = 400$

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) شکل آمپلیفایر را نشان می دهد.



شکل (۲-۱۸)

برای بدست آوردن R_{i1} منبع ولتاژ
در خروجی قرار می دهیم و ولتاژ ورودی
را اندازه می گیریم.

$$\rho = \frac{V_i}{V_o} = \frac{8.2}{8.2 + 1000} = 8.13 \times 10^{-3}$$

برای بدست آوردن R_{i1} چون خروجی به صورت شنت است آنرا اتصال کوتاه.

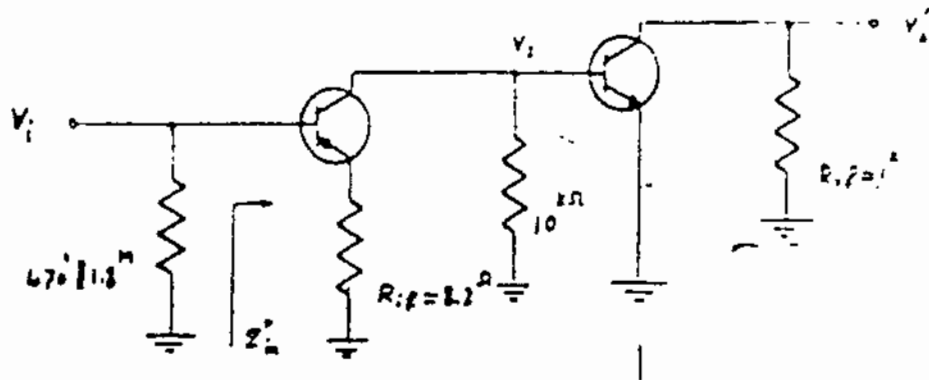
$$R_{i1} = 8.2 \parallel 1k = 8.13 \Omega$$

و همین برای R_{o1} ورودی را به صورت سری بودن اتصال باز در نظر می گیریم.

$$R_{o1} = 1 \parallel 8.2 \Omega = 1008 \Omega$$

شکل (۲-۱۹) تقویت کننده اصلی مدیا را نشان می دهد برای این تقویت کننده.

$$a = \frac{V_o}{V_i} = \frac{V_o}{V_1} \cdot \frac{V_1}{V_2} \cdot \frac{V_2}{V_i} = \frac{-200(10^3 \parallel 1k)}{66k + 201(10^3 \parallel 1k)} \cdot \frac{-400(10^3 \parallel 1k)}{1.4k} = -0.775$$



شکل (۳-۱۹)

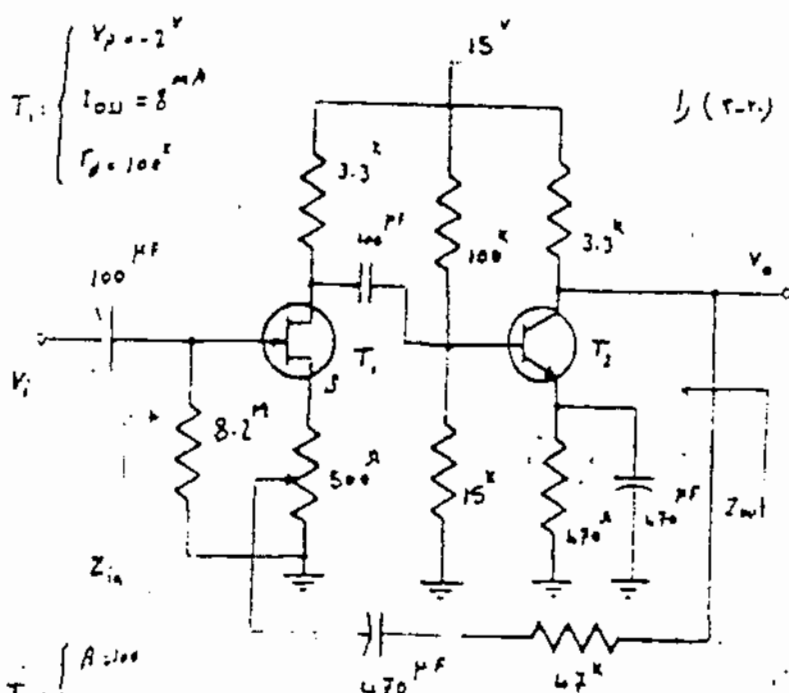
$$A_V = \frac{V_o}{V_i} = \frac{0}{1+0.1} = \frac{1077.5}{1+1077.5 \times 8.13 \times 10^{-3}} \approx 110.4$$

$$Z_{in} = 64 + 204 \times 8.13 = 66.6^k \quad Z'_{in} = (1+0.1) Z_{in} = 64^k \quad \text{ج}$$

$$Z_{in} = 470^k \parallel 1.8^M \parallel Z'_{in} = 235.6^k \quad Z_{out} = 1^k$$

$$Z_{out} = \frac{Z'_{out}}{1+0.1} = \frac{1^k}{1+8.13 \times 10^{-3} \times 1077.5} = 102.5^k \quad \text{امپدانس خروجی}$$

$$T_1: \begin{cases} V_D = -2^V \\ I_{DQ} = 8^mA \\ r_{DS} = 100^k \end{cases}$$



$$T_2: \begin{cases} \beta = 100 \\ V_{BE} = 0.6 \end{cases}$$

تقریباً ؟
مدار تقویت کننده شکل (۳-۲۰) را

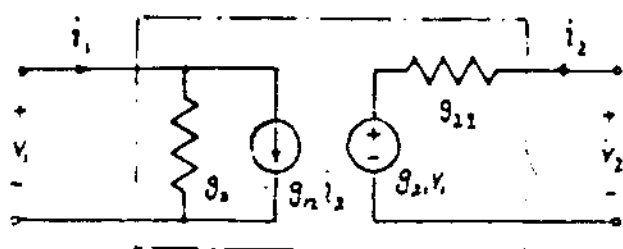
در نظر بگیرید
الف، نوع فیدبک را بنویسید و بگوئید
در چه صورت مدتی می شود
ب، جریانهای نقطه کار، I_{DQ} و I_{CQ} را بدست آورید.

ج، آوری با سیرتر در نقطه کار است
نویسید فریب و تاز پهنای را بدست آورید.

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 تناسبات مان. استفاده از پارامترهای (G) می‌باشد. شکل (۳-۲۱) مدل نمائیکی یک دو قطبی با پارامترهای G را نشان می‌دهد.

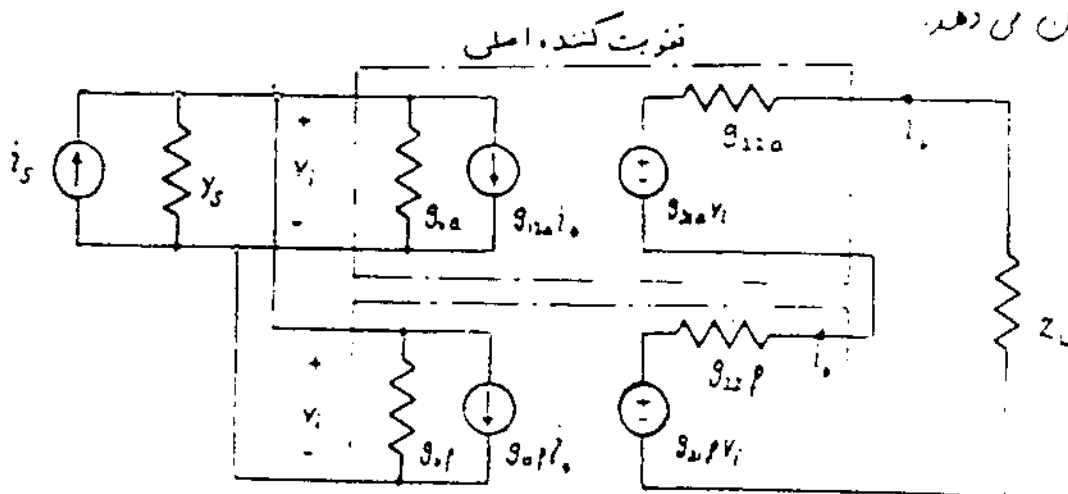


$$\begin{cases} i_1 = g_{11}V_1 + g_{12}i_2 \\ V_2 = g_{21}V_1 - g_{11}i_2 \end{cases}$$

شکل (۳-۲۱)

شکل (۳-۲۲) مدار یک تقویت کننده با فیدبک مثبت - سری را با استفاده از مدل

G نشان می‌دهد.



شکل فیدبک

شکل (۳-۲۲)

معادلات تقویت

$$i_s = (Y_s + g_{11} + g_{12})V_1 - (g_{12} + g_{11})i_o$$

$$0 = (g_{21} + g_{22})V_1 - (Z_L + g_{22} + g_{21})i_o$$

در خروجی

در ورودی

اگر y_i و z_o را عبارت زیر تعریف کنیم:

$$\begin{cases} y_i = y_s + g_{m1} + g_{m2} \\ z_o = z_L + g_{m2} + g_{m1} \end{cases}$$

از روابط بالا نتیجه می شود که:

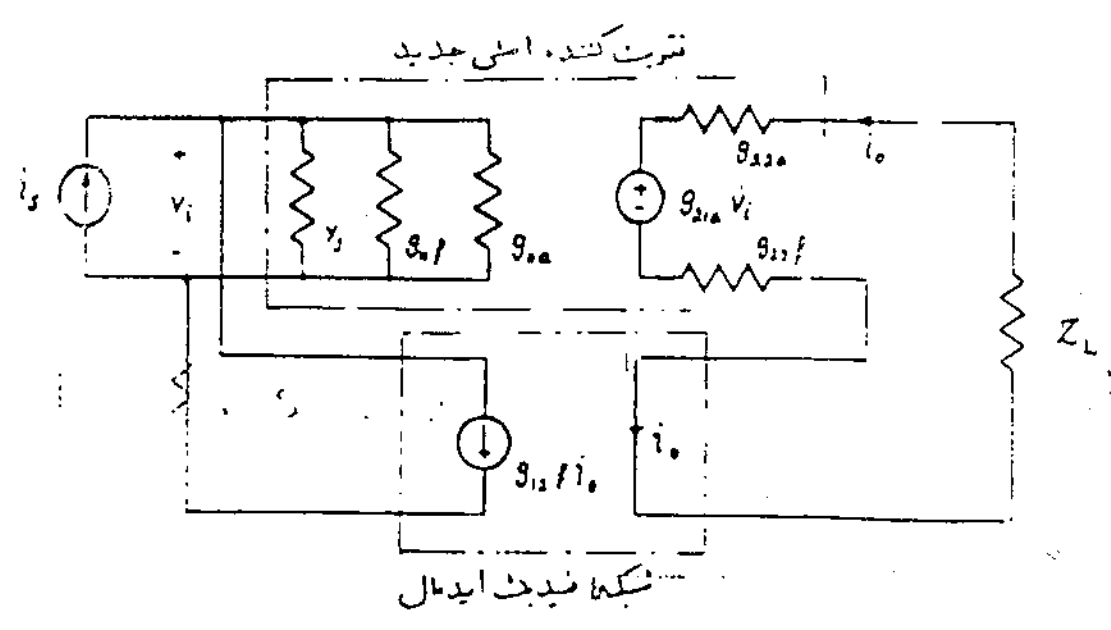
$$A_I = \frac{i_o}{i_s} = \frac{\frac{g_{m1} + g_{m2}}{-z_o y_i}}{1 + \frac{g_{m1} + g_{m2}}{-z_o y_i} (g_{m1} + g_{m2})}$$

با توجه به خواص تقویت کننده اصلی شبکه فیدبک خواهیم داشت:

$$|g_{m1}| \gg |g_{m2}| \quad , \quad |g_{m1}| \ll |g_{m2}| \quad \text{بنابراین}$$

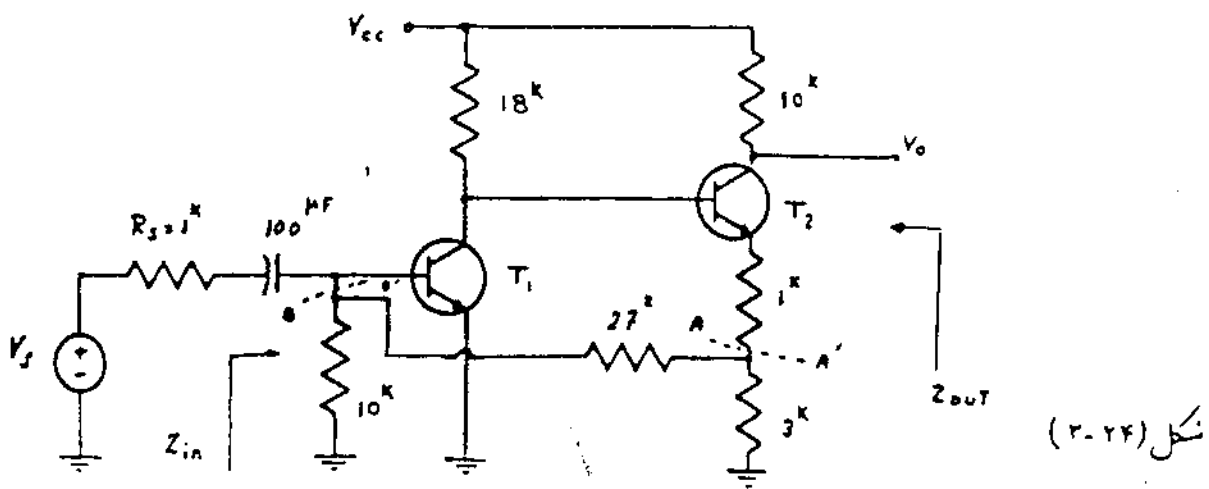
$$A_I = \frac{i_o}{i_s} = \frac{\frac{-g_{m1}}{y_i z_o}}{1 + \left(\frac{-g_{m1}}{y_i z_o} \right) g_{m2}} = \frac{a}{1 + a f} \Rightarrow a = \frac{-g_{m1}}{y_i z_o} \quad , \quad f = g_{m2}$$

با توجه به روابط بدست آمده مدار تقویت کننده شکل (۲-۲۲) را می توان به صورت یک تقویت کننده عمده با شبکه فیدبک ایده آل در نظر گرفت [شکل (۲-۲۳)]

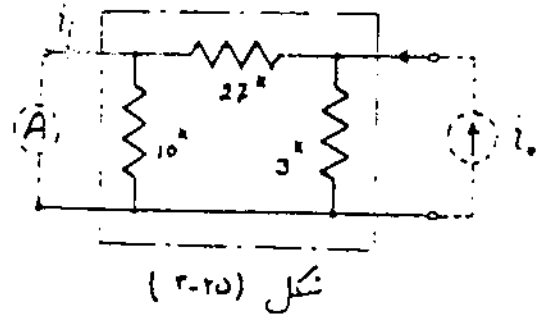


شکل (۲-۲۳) فیدبک

مثال در مدار تقویت 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 سطابق برشهای AA' و BB' مدار فیدبک را جدا کنیم (حالتهای دیگری را نیز می توان در نظر گرفت) فیدبک از نوع شنت سری بوده و تابع انتقال $\frac{V_o}{V_i}$ می باشد شکل (۲-۲۵) شبکه فیدبک را نشان می دهد.



م: برای دست آوردن R_{if} 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} را در منبع دست آوردن

R_{if} تبدیل ایکه خروجی به صرت سری است در نتیجه اتصال باز در نظر گرفته می شود.

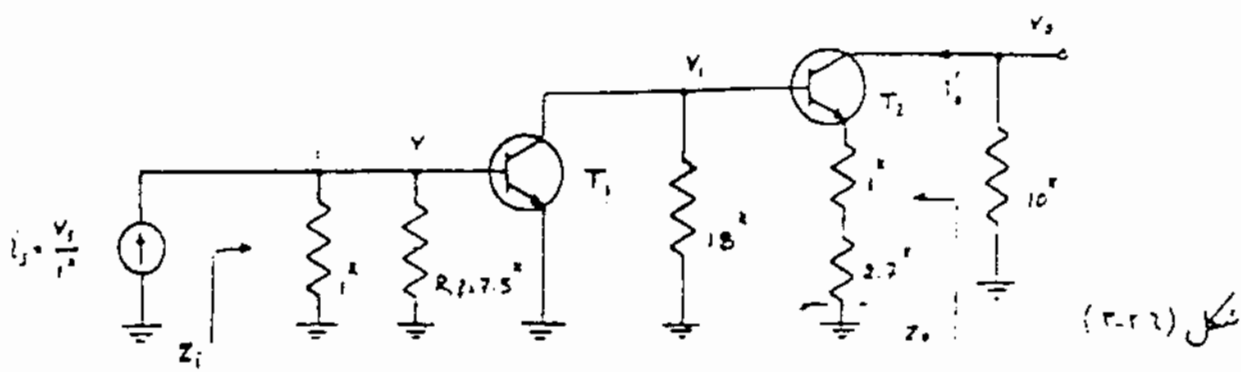
$$R_{if} = 10 \parallel (27+3) = 7.5^k \Omega$$

نموده: برای محاسبه R_{of} در خروجی را به دلیل شنت بودن اتصال کوتاه در نظر می گیریم.

$$R_{of} = 3 \parallel 27 = 2.7^k \Omega$$

شکل (۲-۲۶) تقویت کننده اصلی را با در نظر گرفتن اثر بارگذاری شبکه فیدبک نشان می دهد.

* توجه: مدار را باید در حالت بارگذاری در نظر گرفت.



شکل (۲-۲۲)

ما پارامترهای تنبیت کننده جدید را

$$\alpha = \frac{i_o'}{i_s} = \frac{1875 \parallel 2}{-10} \times \frac{V_o}{V_i} \times \frac{V_i}{V}$$

$$\Rightarrow \alpha = \frac{-0.61}{10} \times \frac{-50 [18 \parallel (2 + 51 \times 3.7)]}{2^k} \times \frac{-50 \times 10}{2 + 51 \times 3.7} = -66$$

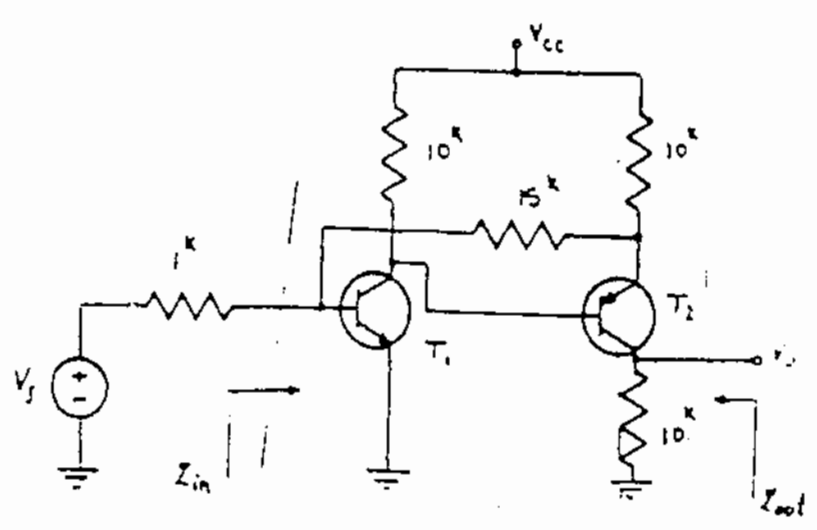
$$Z_i = 1 \parallel 7.5 \parallel 2 = 0.61 \quad Z_o = \infty$$

- پارامترهای مدار کلی تنبیت کننده

$$\frac{i_o}{i_s} = \frac{o}{1 + sf} = \frac{-66}{1 + (-0.1)(-66)} = -8.7$$

$$A_v = \frac{V_o}{V_s} = \frac{-70 \times 10}{7.5 \times 1^k} = 86.8 \quad Z_{in}' = \frac{Z_i}{1 + sf} = \frac{0.61}{7.6} = 80.2^{\Omega}$$

$$Z_{in} = Z_{in}' \parallel R_s \Rightarrow \boxed{Z_{in} = 87.2^{\Omega}} \quad Z_{out}' = (1 + sf) Z_o = \infty \Rightarrow \boxed{Z_{out} = 10^k}$$



شکل (۲-۲۷)

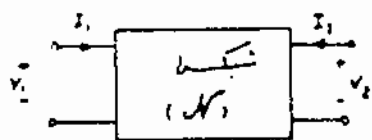
تشرین:

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)، مطالب 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 (۳-۸)]

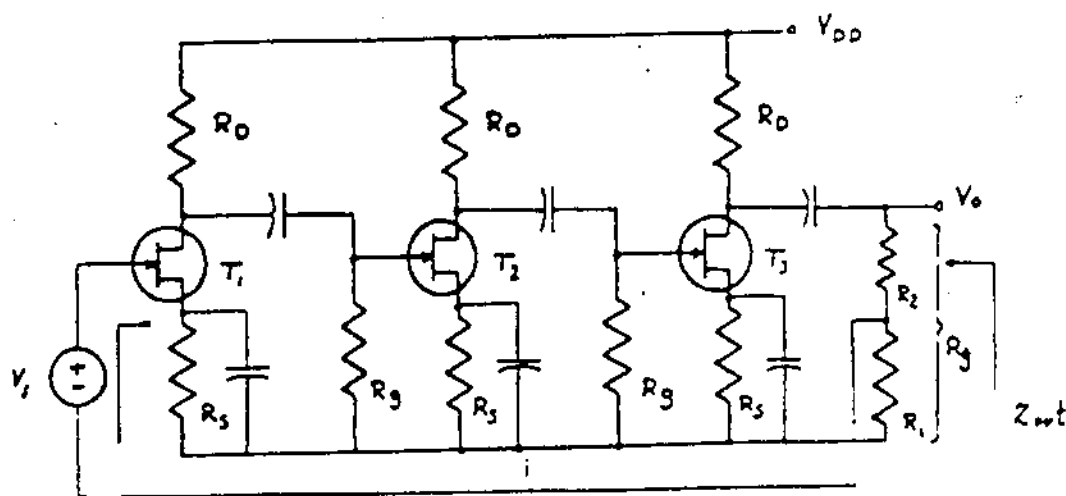
شکل (۳-۸)

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)

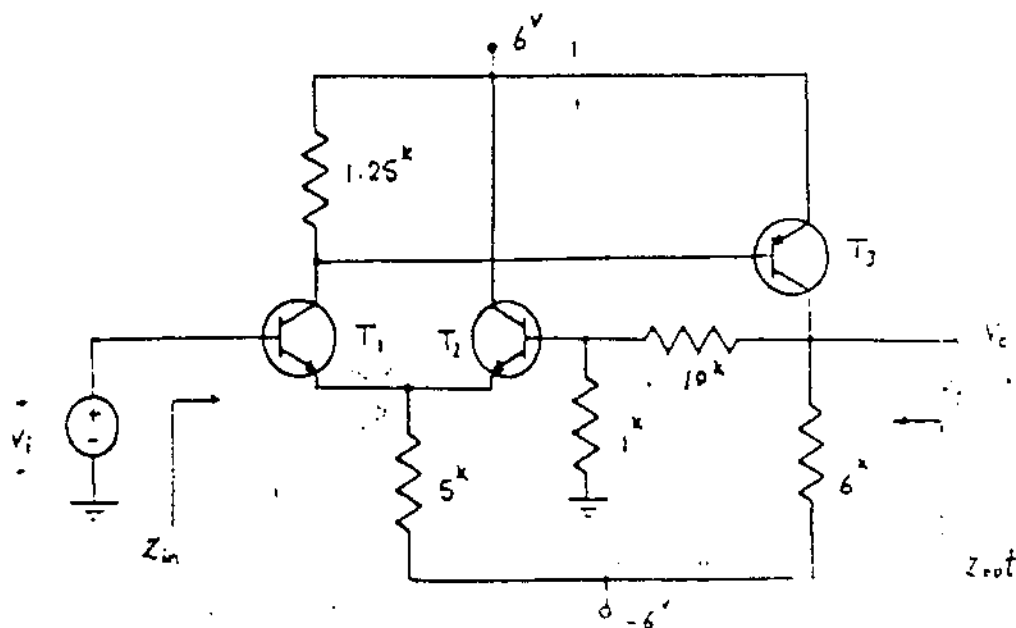
تمرین های مختلف :

۱. مطلوب است گایسه 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)

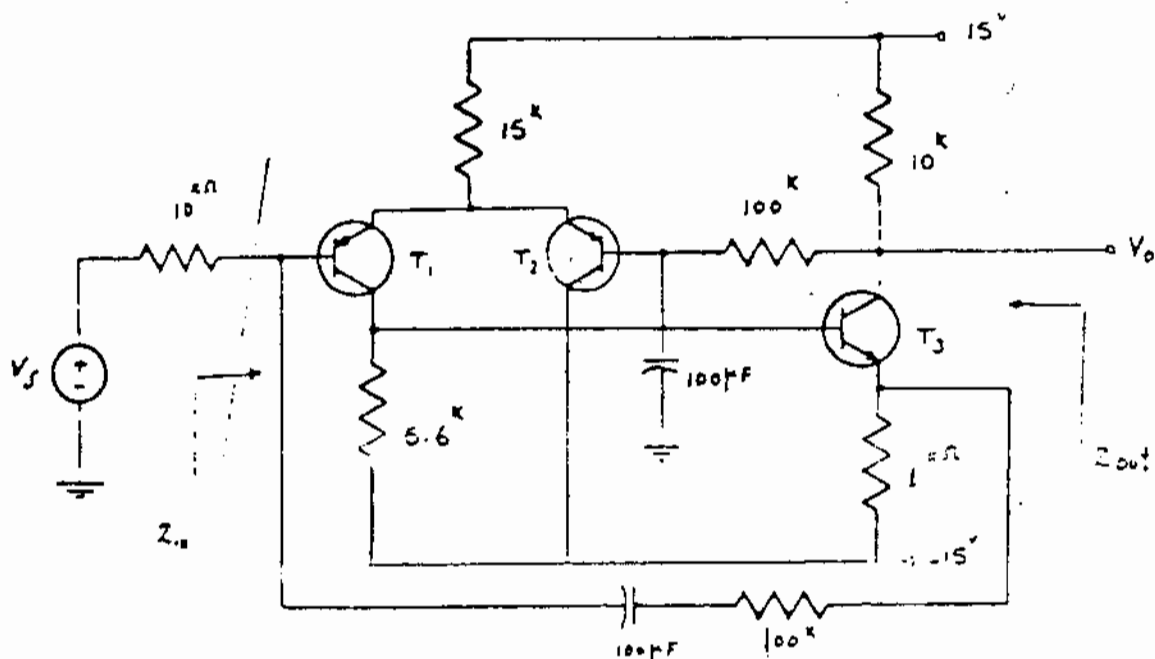
۲. ترتیب کننده فیدبک دار شکل (P-2) را در نظر بگیرید ، در مرتبه $\beta_{PNP} = 200$
 $V_{BE} = 0.7^V$, $V_A = \infty$ و مقدار DC ورودی صفر باشد . مطلوب است :
 $A_v = \frac{V_o}{V_i}$ ، هر دو از حلقه باز (amp. Gain) ، امپدانس ورودی و امپدانس خروجی .



(P-2)

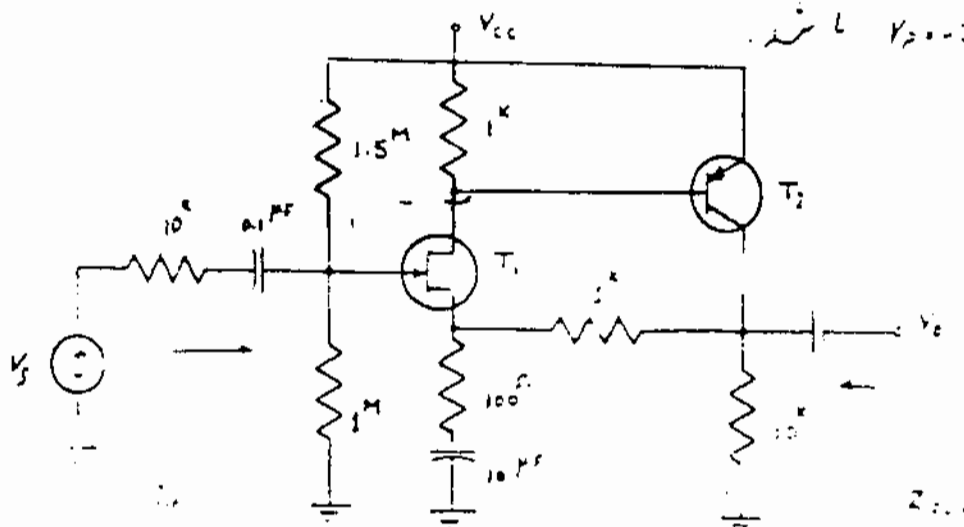
۳. مدار تقویت کننده شکل (P.3) را در نظر بگیرید. ما فرض ایکه $\beta = 250$ ،
 $(r_{e1} = r_{e2} = r_{e3})$ $V_{BE} = 0.6V$

الف. نوع نمیدیک را مشخص کنید. ب. عبارتهای نقطه کار سه ترانزیستور را بدست آورید.
 ج. بهره تقویت کننده $\frac{V_o}{V_s}$ را محاسبه کنید. Z_{in} و Z_{out} را محاسبه کنید.



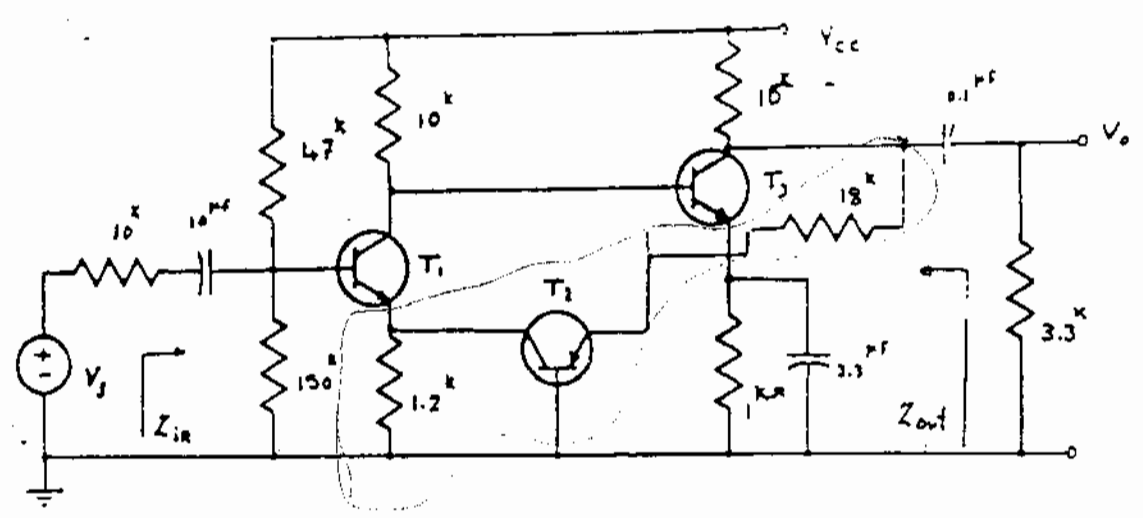
شکل (P.3)

۴. بارچیه به مدار تقویت کننده شکل (P.4) مطلوبت محاسبه Z_{out} ، Z_{in} ،
 $r_{e1} = 50\Omega$ ، $\beta = 50$ ، $I_{C1} = 1mA$ ، $V_{BE} = 0.7V$ باشد. $g_m = 2mA/V$ ، $A_v = \frac{V_o}{V_s}$ در مرکز باند میانی ما فرض ایکه



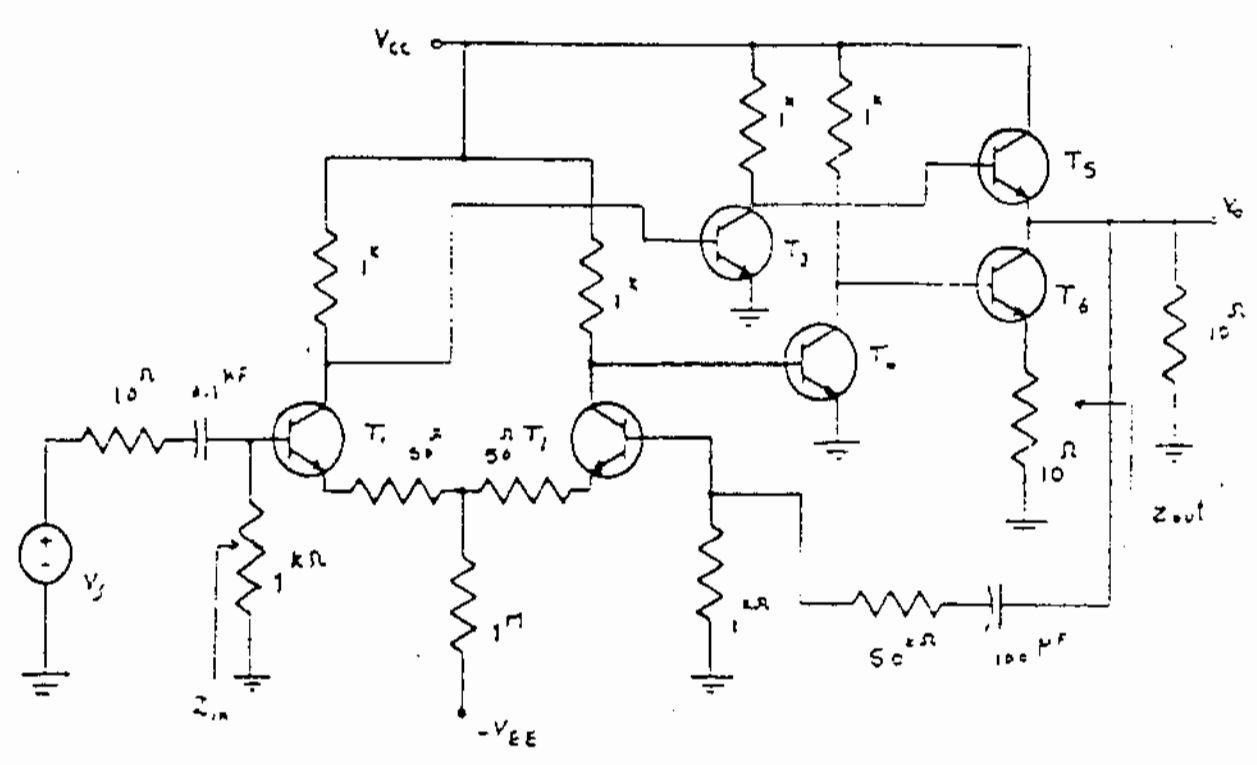
شکل (P.4)

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} ، $A_v = \frac{V_o}{V_i}$ برای مدار تثبیت کننده شکل (P-6) با فرض اینکه $h_{ie} = 1.25k\Omega$ و $\beta = 50$ باشد.



شکل (P-6)

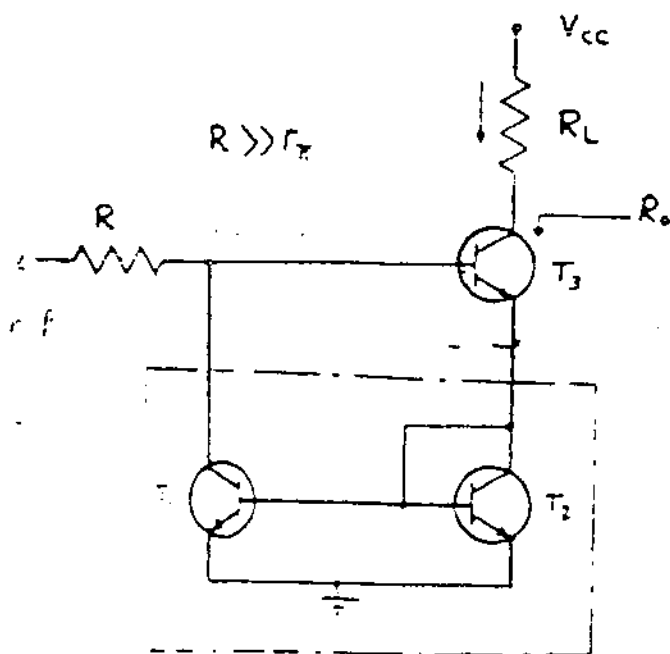
۷- منبع جریان شکل (P-7) را در نظر بگیرید.

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 آسان‌تر شود، فرض دهیم: از خواص شبکه نیک در بدست آوردن امپدانس خروجی استفاده می‌کنیم ابتدا شبکه‌ای را که توسط خط چین مشخص شده را همچون شبکه نیک در نظر بگیریم. که این شبکه از جریان خروجی نمونه برداری و با جریان ورودی مقایسه می‌کند (فرض کنید V_{ref} همچنان 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 مستدل بیان دارید.



بخش

منابع تغذیه تثبیت شده

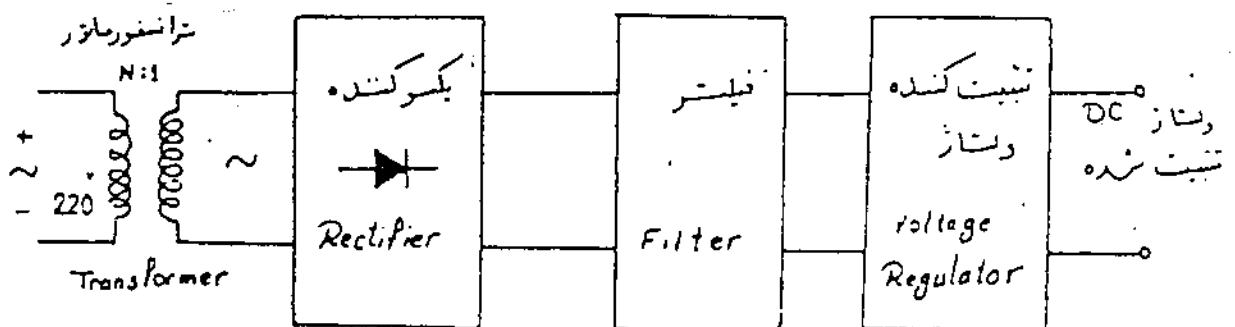
در اکثر مدارها و دستگاه‌های الکترونیکی برای تأمین قدرت خروجی می‌توان معرفی خودسینم احتیاج به منابع تغذیه می‌باشد، که این منابع می‌توانند از نوع دلتا یا جریان باشند. منابع جریان را بطور مختصر در بخش تثبیت کننده‌های دیفرانسیل بررسی کردیم. حال به بررسی منابع دلتا می‌پردازیم.

تثبیت کننده‌های دلتا یکی از مشهورترین مدارهای مستند که به صورت مدارهای مجتمع خلی (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 درجه 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 پایین گذر اعمال کرد. خروجی فیلتر یک ولتاژ dc می باشد که تغییرات نسبتاً کوچکی حول مقدار متوسط آن دارد. در این تغییرات ریبلی (Ripple) گفته می شود. مدارهای مجتمع تثبیت ولتاژ (IC voltage Regulators) بطور متوع در ولتاژهای مختلف و حداکثر جریان های مختلف ساخته می شوند. این IC ها برای ولتاژهای مثبت و منفی ساخته می شوند و در بعضی از آنها ولتاژ خروجی را می توان 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 می دهد.



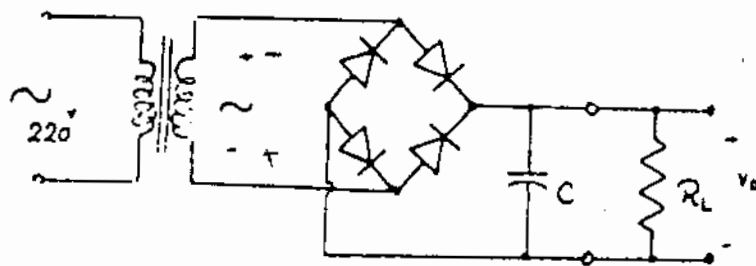
شکل (۱) شکل کلی یک منبع تغذیه با ولتاژ تثبیت شده.

در این بخش ابتدا قسمت های مختلف یک منبع تغذیه ولتاژ مورد بررسی قرار گرفته و سپس استفاده از نیدیک در این مدار مورد مطالعه قرار می گیرد. در آخر ضمن معرفی اجمالی تثبیت کننده های ولتاژ که به صورت مدارهای مجتمع ساخته می شوند، محدودیت مدار یکپارچه استفاده از آنها بطور مختصر بررسی می گردد.

۱- منابع ولتاژ :

(۱-۱) یکسوساز پل :

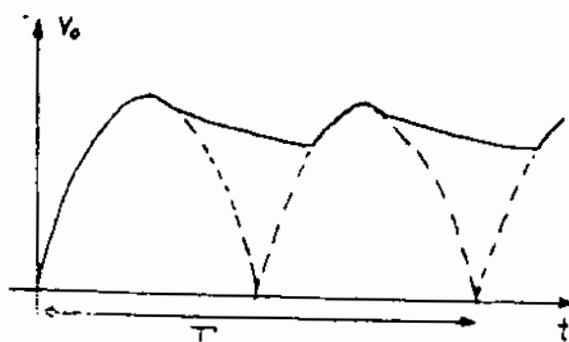
در عمل با استفاده از ترانسفورماتور کاهشنده، ولتاژ برق شهر را به یک ولتاژ سینوسی با دامنه مورد نیاز تبدیل می کنند و توسط پل دیود و خازن C_0 این ولتاژ متناوب به یک ولتاژ مستقیم تبدیل می شود اما این ولتاژ مستقیم نوساناتی (Ripple) را نیز داراست که به جریان بار بستگی دارد. [شکل (۱۱)]



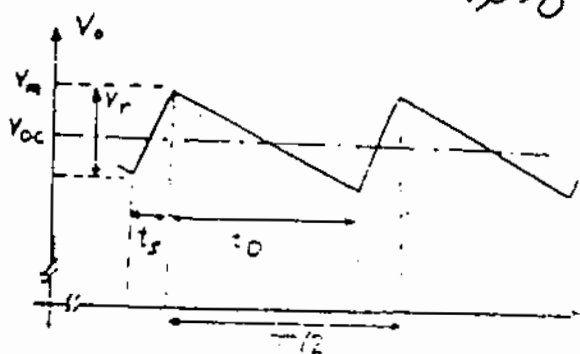
شکل (۱۱)

شکل (۱-۲) ولتاژ

یکسوساز، توسط پل دیود و خازن C_0 و شکل (۱-۲) (ب) شکل تقریبی ولتاژ خروجی را نشان می دهد.



شکل (۱-۲) (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

$$V_r = V_m \left(1 - \frac{T/2}{\tau} \right) + V_m = \frac{T}{2\tau} V_m$$

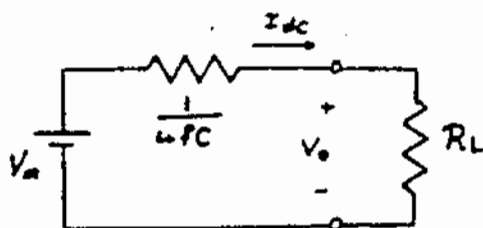
$$I_{dc} = C \frac{dV_c}{dt} \approx C \frac{V_m}{\tau} \Rightarrow$$

$$V_r = \frac{I_{dc}}{2fC}$$

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:

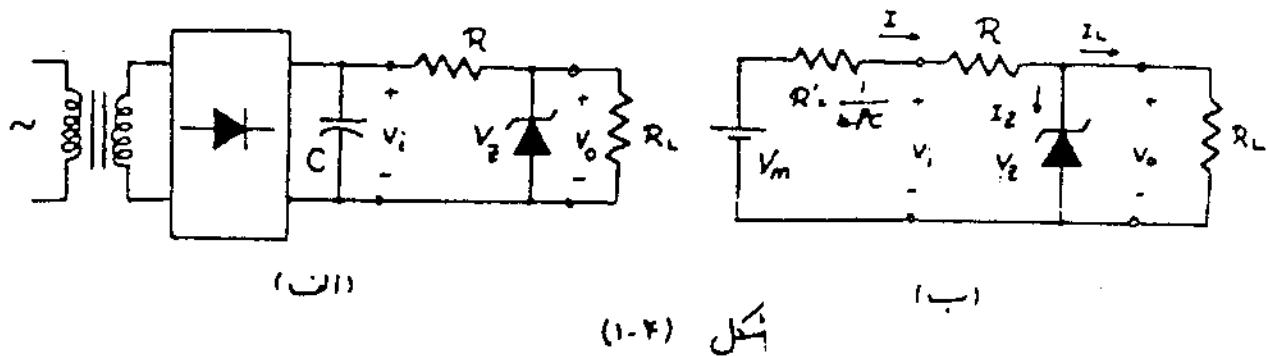
- ۱- با تغییر بار (جریان مصرفی) مقدار این ولتاژ تغییر می‌کند.
- ۲- علاوه بر تغییر ولتاژ DC، نوسانات، رپل، رانش و درازت.
- ۳- تا تغییر ولتاژ شبکه، این ولتاژ نیز تغییر می‌کند.
- ۴- ولتاژ خروجی با تغییر دمای حرارت نیز ممکن است تغییر نماید.

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.

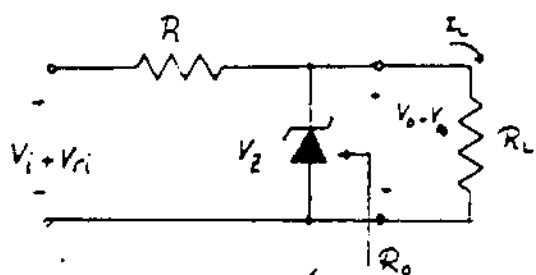
$$\Delta V_o = \frac{\partial V_o}{\partial I_L} \Delta I_L + \frac{\partial V_o}{\partial V_i} \Delta V_i + \frac{\partial V_o}{\partial T} \Delta T = S_I \Delta I_L + S_V \Delta V_i + S_T \Delta T$$

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 فرایند را برای
مدار منبع تغذیه با دیود زنر درست
می آوریم. [شکل (۱-۵)]

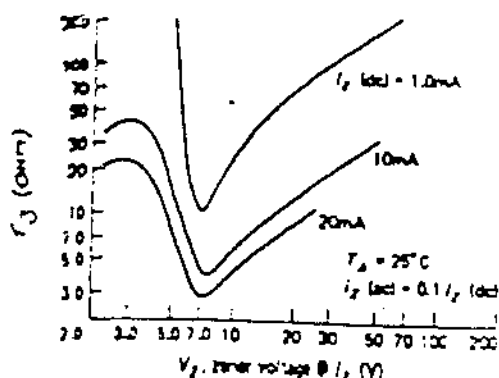
- محاسبه S_I :

$$S_I = \left(\frac{\partial V_o}{\partial I_o} \right) \bigg|_{V_i = \text{const}, T = \text{const}} = R_o = r_D \parallel R$$

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 :

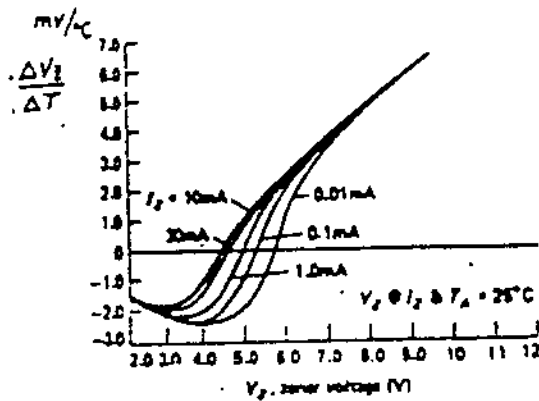
$$S_V = \frac{V_o}{V_{ci}} = \frac{r_D \parallel R_L}{r_D \parallel R_L + R} \Rightarrow S_V = \frac{r_D}{r_D + R}$$

- 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 5° منحنی و برای زنمای بین 5 الی 6 ولت نزدیکاً صفر است. برای زنمای بزرگتر از 6° مثبت است.

شکل (۱-۷)

بنابراین زنمای 5 الی 6

ولت بهترین فریب مثبت حرارتی را دارا می باشند. برای داشتن فریب

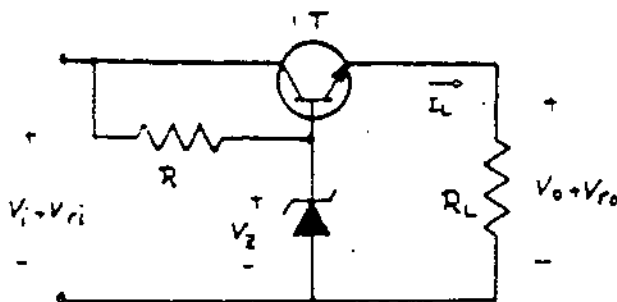
حرارتی خوب، در دینامی بالایی توان ترکیبی از دیود زنمای کمتر و بیشتر از 5° را بطور سری مورد استفاده قرار داد.

(۱-۳) مدار سری :

برای منتقل کردن جریان I_L از I_Z و افزایش جریان

بار می توان یک ترانزیستور به مدار قبلی اضافه کرد. [شکل (۱-۸)]

دینام خروجی این مدار برابر است با:



شکل (۱-۸)

$$V_o = V_Z - V_{BE}$$

به دلیل اینکه ترانزیستور T بین

بار و مسدود دینام ورودی به صورت 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:

$$S_I = \left(\frac{\partial V_o}{\partial I_L} \right) \bigg|_{V_i = c, T = c} = \frac{R \parallel r_3 + h_{ie}}{1 + \beta} \quad S_I = \frac{h_{ie}}{1 + \beta} = \frac{\beta}{\beta + 1} \frac{V_T}{I_L} = \frac{V_T}{I_L}$$

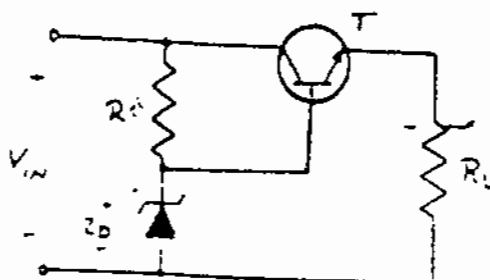
مثله می شود که هر چه جریان I_L افزایش یابد S_I کوچکتر می شود.
بنابراین S_I تابع از I_L می باشد.

$$S_V = \left(\frac{\partial V_o}{\partial V_i} \right) \bigg|_{I_L = c, T = c} = \frac{\partial V_o}{\partial V_3} \frac{\partial V_3}{\partial V_i} = \frac{(1 + \beta) R_L}{h_{ie} + (1 + \beta) R_L} \cdot \frac{r_3 \parallel (h_{ie} + (1 + \beta) R_L)}{r_3 \parallel (h_{ie} + (1 + \beta) R_L) + R} = \frac{r_3}{r_3 + R}$$

$$S_T = \left(\frac{\partial V_o}{\partial T} \right) \bigg|_{V_i = c, I_L = c} = \frac{\partial (V_3 - V_{BE})}{\partial T} = \frac{\partial V_3}{\partial T} - \frac{\partial V_{BE}}{\partial T}$$

اگر علامت ضرب علامتی
از دینا تر استور یکی باشد
 S_T کوچک خواهد شد.

مثال منبع تغذیه شکل (۱-۹) را برای مشخصات داده شده طرح
نمود. دیسکس ماکزیم دامنه ر پیل در خروجی V_{ro} ، امپدانس دینا کی خروجی
(r_o) و راندن مان مدار $\frac{P_{out}}{P_{in}}$ را محاسبه نمایید.



شکل (۱-۹)

$$Z_o = 12 \text{ V} / 0.5 \text{ W} \quad I_{2min} = 5 \text{ mA} \quad V_{in} = 20 \text{ V} \pm 10\%$$

$$r_3 = 10^3 \quad \beta = 100 \quad I_{c, \text{sat}} = 100 \text{ mA}$$

حل: برای آنکه Z_o همیشه در ناحیه شکست

قرار گیرد:

$$I_{c, \text{min}} = I_{2min} + \frac{10 \text{ V}}{10^3}$$

$$I_R \geq I_{Zmin} + \frac{100}{101} = 5 + 1 = 6 \text{ mA} \quad R_{max} = \frac{(V_{in})_{min} - V_Z}{I_{Rmin}} = \frac{18 - 12}{6} = 1 \text{ k}\Omega$$

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{V_{out} I_L}{V_{in} I_{in}} \approx \frac{V_{out}}{V_{in}} \quad P_Z = 6 \text{ mA} \times 12 \text{ V} = 0.072 \text{ W} < 0.5 \text{ W}$$

$$V_{out} = 12 - 0.6 = 11.4 \text{ V} \Rightarrow \eta = \frac{11.4}{20} = 57\%$$

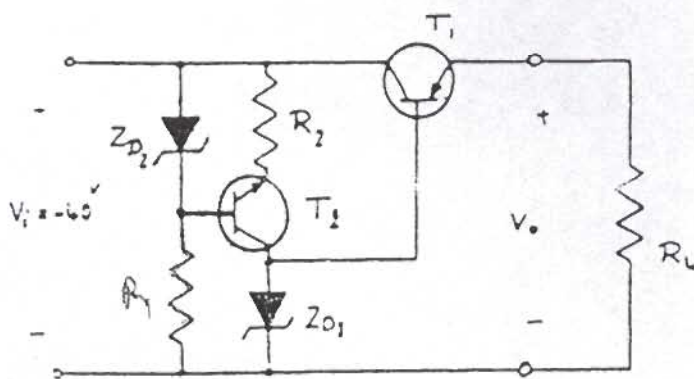
$$V_{ro} \approx \frac{r_z}{r_z + R} V_{ri} \Rightarrow V_{ro} = \frac{10^{\Omega}}{10^{\Omega} + 1 \text{ k}\Omega} \times 4 \approx 40 \text{ mV} \quad \text{سرریز ماکزیمم}$$

$$r_o = \frac{h_{ie} + (r_z \parallel R)}{1 + \beta} \approx \frac{r_z + h_{ie}}{1 + \beta} = \frac{r_z}{1 + \beta} + \frac{\beta}{1 + \beta} \frac{V_T}{I_L} \Rightarrow \begin{cases} \frac{r_z}{1 + \beta} = \frac{10}{101} \approx 0.1^{\Omega} \ll 1 \\ \Rightarrow r_o \approx \frac{25 \text{ mV}}{I_L} \end{cases}$$

تقریر

الف) رگرلایدر شکل (۱-۱۰) را بازاری جریان بار ۱۰۰ mA، $V_{oZ} = 5 \text{ V}$

طرح کنید.



$$(I_{Z1})_{min} = 10 \text{ mA} \quad V_{CE2} = 5 \text{ V}$$

$$(I_{Z2})_{min} = 5 \text{ mA} \quad \beta_1 = \beta_2 = 20$$

ب) اگر تغییرات در

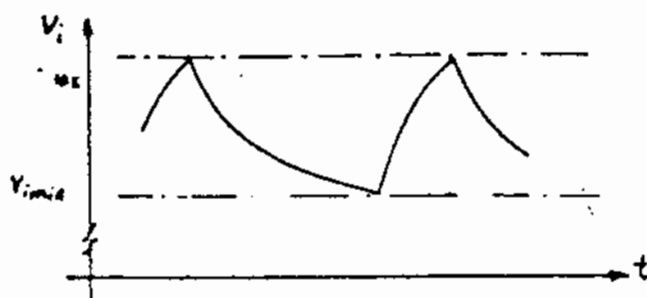
دستاز در ددی بهریت $V_i \pm 4.5 \pm 10\%$

باشد دامنه ریل در خروجی را بدست آورید.

$$(h_{o12} = 20 \times 10^{-6} \text{ H}, r_{z1} = 10^{\Omega})$$

- 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 ، دلتا Δ ورودی به اندازه ای پایین بیاید که جریان ریزش نشود و با اینک ترانزیستور T_1 دارد ناحیه قطع شود.



بنابراین حداقل سطح دلتا

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 دلتا 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

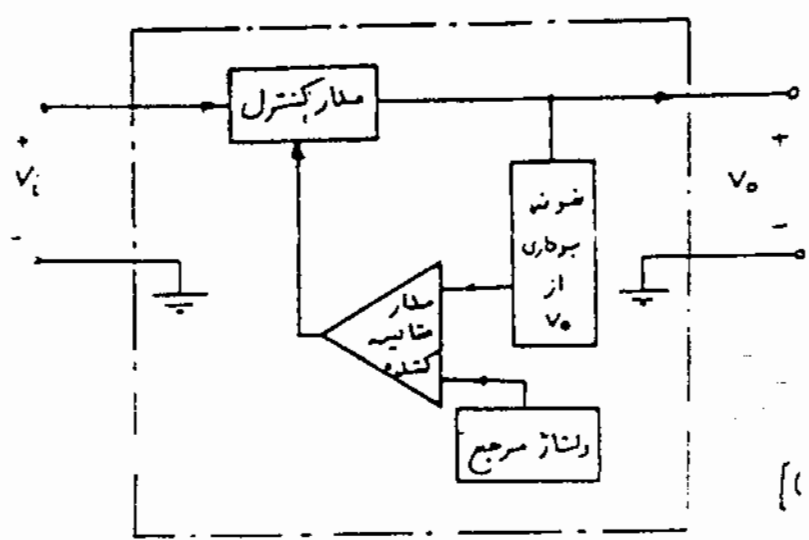
کوچک) امپدانس خروجی منبع تغذیه افزایش می یابد.

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

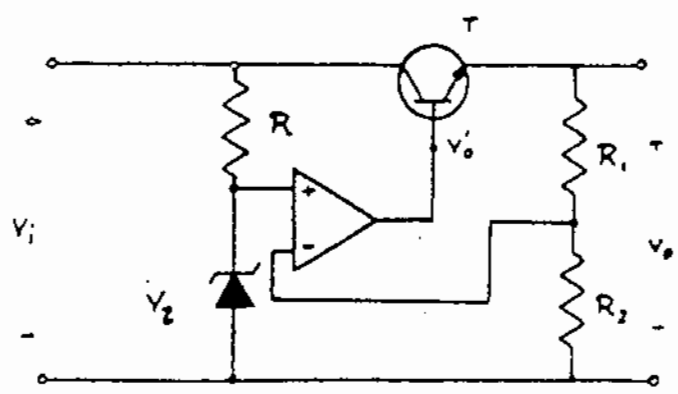
مدار مقایسه کننده، دیود زنر

و مقاومت R به عنوان دلتا

مرجع بوده و مقاومت های

R1, R2 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:

$$V_o' = \left(V_2 - \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_o \right) A_d, \quad V_o = V_o' + V_{BE}$$

$$V_o - V_{BE} = \left(V_2 - \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_o \right) A_d \Rightarrow V_o = \frac{A_d V_2}{1 + \frac{A_d R_2}{R_1 + R_2}} = \frac{V_{BE}}{1 + \frac{A_d R_2}{R_1 + R_2}}$$

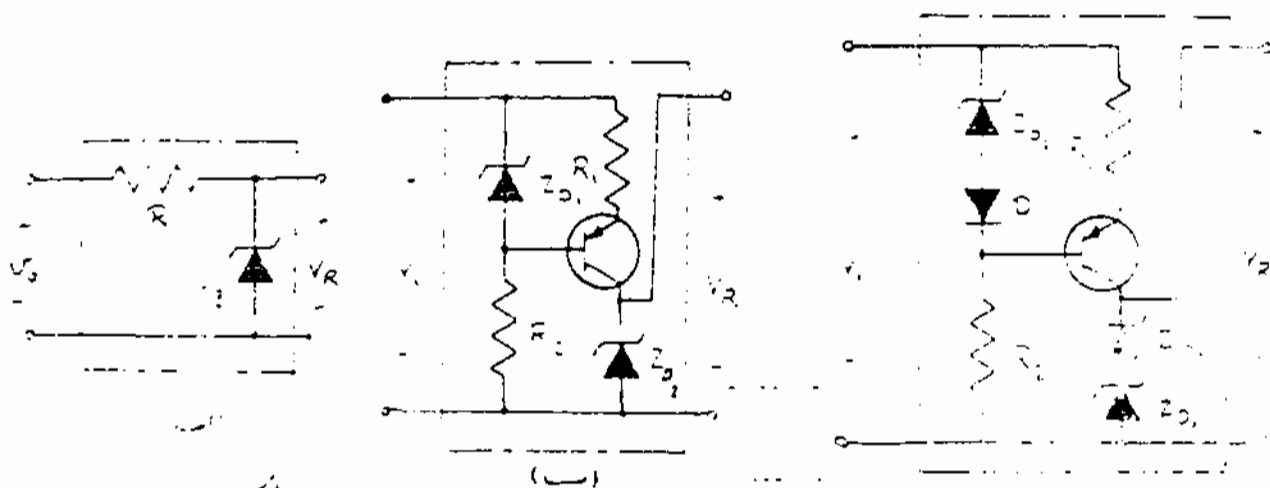
اگر $A_d \gg 1$ باشد $V_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) V_2$

مشاهد می شود که با تغییر نسبت $\frac{R_2}{R_1}$

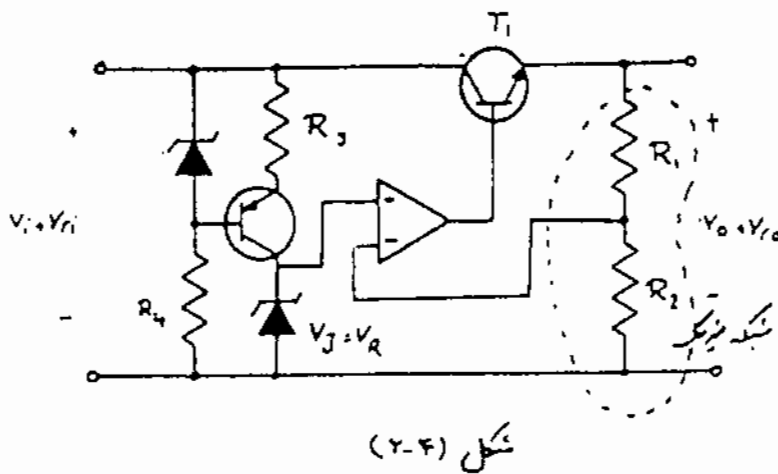
می توان دلتا خروجی را تغییر داد. بنابراین یکی از اشکالات مدار قبل که غیر قابل تنظیم بودن دلتا V_o بود، برطرف می گردد.

با توجه به این که اگر جریان خروجی افزایش یابد ریل دلتا V_o نیز افزایش یافته و در نتیجه ریل V_o 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_o بوده که دارای ریل عملی کوچکی نسبت به V_o می باشد. در شکل (۲-۳) جریان دیر زمر « Z_{O2} » توسط یک منبع جریان ثابت می شود که در داخل خود منبع جریان دیر زمر Z_{O1} کار رفته است. همانطور که مشاهده می شود، دلتا در دایره Z_{O2} نسبت به تغییرات V_o تقریباً ثابت است. دلتا در مرجع در شکل (۲-۳) دارای پایه ای عادی بسته اند و می توان با قرار دادن دو دیر زمر 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 رگرسیون سری که دارای مندیج و منبع حرارت
نشان دهنده است را نشان می دهد.



حال فرایند تقویت
را برای این مدار محاسبه می کنیم.

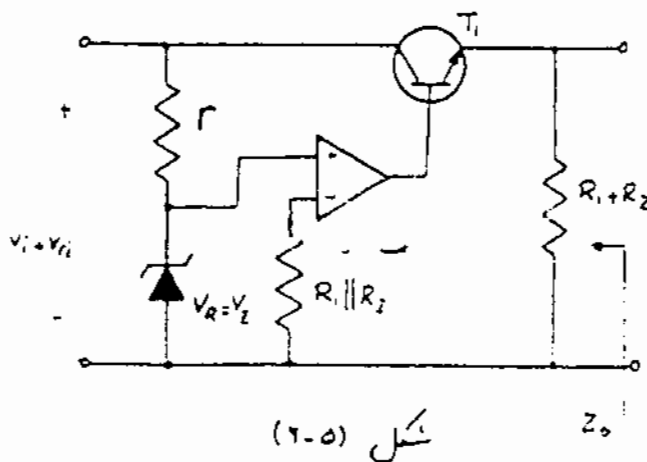
شکل مندیج را بصورت
نامیه خواهیم در شکل (۲-۴)

در نظریه گیریم. در این شکل

شکل مندیج از دماز ندر دماز

و بار دماز در دماز مقایسه می کنند. (مندیج 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 حرارت و A و R_o

نریب تربیت و امپدانس

خارجی op-amp باشند.

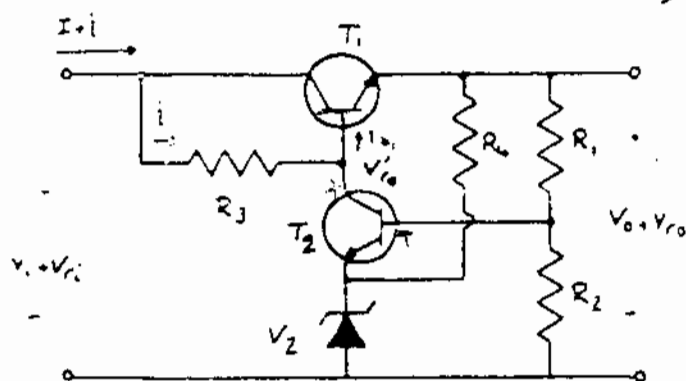
$$G = \frac{V_o}{V_i} \approx A$$

$$S_I = Z_{out} \cdot \frac{Z_o}{1 + \beta_f} \cdot \frac{(R_1 + R_2) \parallel \left(\frac{h_{ie} + R_o}{1 + \beta_1} \right)}{1 + A_d \beta_f} = \frac{(R_1 + R_2) \parallel \left(\frac{h_{ie} + R_o}{1 + \beta_1} \right)}{1 + A_d \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right)}$$

$$S_V = \frac{V_{ro}}{V_{ri}} = \frac{V_{ro}}{V_3} \cdot \frac{V_3}{V_{ri}} = \frac{A_d}{1 + A_d \beta_f} \cdot \frac{r_3}{r_3 + r} = \frac{A_d}{1 + A_d \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right)} \cdot \frac{r_3}{r_3 + r}$$

$$S_T = \frac{\partial V_o}{\partial T} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \frac{\partial V_3}{\partial T}$$

شکل (۲-۶) مدار یک رگولاتور ولتاژ که بجای OP.AMP از ترانزیستور T_1 استفاده شده است. این مدار ولتاژ خروجی این مدار نسبت به ولتاژ ورودی را نشان می‌دهد.



$$V_o = \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) (V_Z + V_{BE})$$

شکل (۲-۶)

معادله S_V :

لین تقریباً

$$S_V = \left(\frac{\partial V_o}{\partial V_i} \right) \bigg|_{\substack{I_o = \text{const} \\ T = \text{const}}} = \frac{V_{ro}}{V_{ri}} \cdot \frac{V_{ro}}{V_{ro}} \cdot \frac{V_{ro}}{V_{ri}}$$

اگر $V_o/V_{ro} = 1$ باشد، خواهیم داشت:

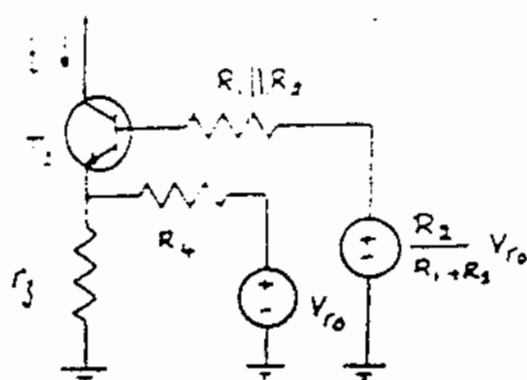
$$S_V \approx \frac{V_{ro}}{V_{ri}}$$

برای $I_o = \text{const}$ می‌توان نتیجه گرفت که تقریباً $I_o = \text{const}$ در هر

نیمه سیکل V_o (یا V_{ro}) تغییرات V_o را نشان می‌دهد (تقریباً)

$$I_o = I_{ro} = I_{ri}$$

برای محاسبه i از مدار ساده شده
 شکل (۲-۷) استفاده می‌کنیم
 باز هم به تعریف جمع آثار
 خواهیم داشت:



شکل (۲-۷)

$$i = \frac{V_{ro}}{R_4 + r_{\pi} \parallel \left(\frac{h_{ie2} + R_1 \parallel R_2}{1 + \beta_2} \right)} + \frac{\frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{ro}}{r_{\pi} \parallel R_4 + \frac{R_1 \parallel R_2 + h_{ie2}}{1 + \beta_2}}$$

اگر از R_4 بخواهیم بزرگ بودن آن مریض کنیم،

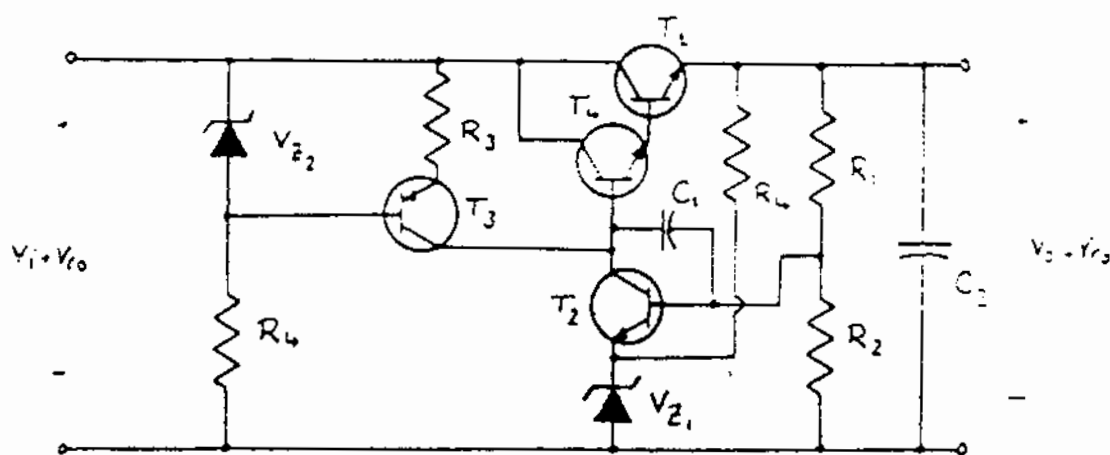
$$i = \frac{\frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{ro}}{r_{\pi} + \frac{R_1 \parallel R_2 + h_{ie2}}{1 + \beta_2}}$$

چون $V_{ro} \ll V_{ri}$ بنا بر این می‌توان
 از آن در معادله V_{ri} مریض کرد.

$$i = \frac{V_{ri} - V_{ro}}{R_3} \approx \frac{V_{ri}}{R_3} \Rightarrow$$

$$S_V = \frac{V_{ro}}{V_{ri}} = \frac{r_{\pi} + \frac{R_1 \parallel R_2 + h_{ie2}}{1 + \beta_2}}{1 + \frac{R_2 R_3}{R_1 + R_2}}$$

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 متادست R_3
 از یک منبع جریان استفاده نماییم. [شکل (۲-۸)]
 همین برای کاهش جریان T_2 می‌توان از خروجی دی‌کریچین
 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 نوعیت دشارژ 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.

تقریر:

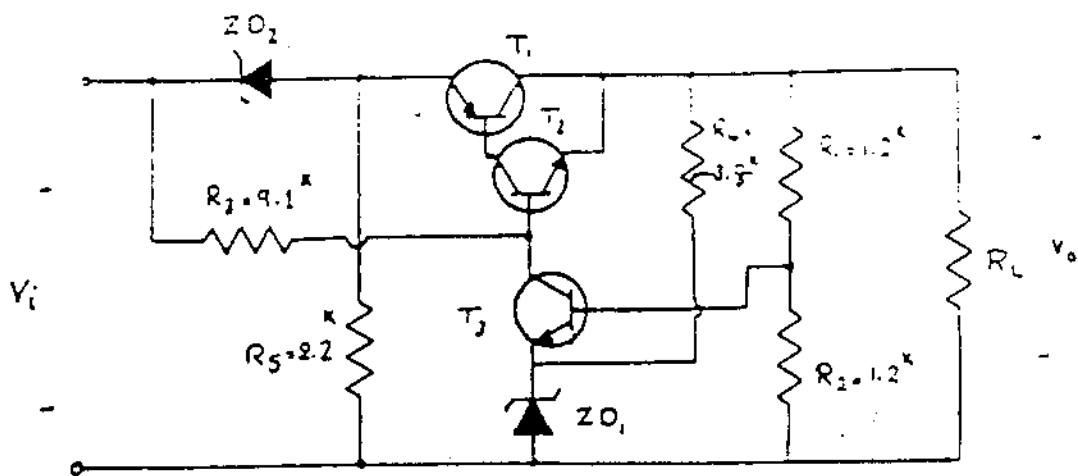
در مدار منبع تغذیه شکل (۲.۹) با فرض:

$$V_1 = 52^V \quad V_{Z1} = 12^V \quad V_{Z2} = 12^V \quad R_{Z1} = R_{Z2} = 10^{\Omega} \quad \beta_1 = 40$$

$$\beta_2 = 30 \quad \beta_3 = 40 \quad h_{ie1} = 30^{\Omega} \quad h_{ie2} = 1^{\Omega} \quad h_{ie3} = 3^{\Omega}$$

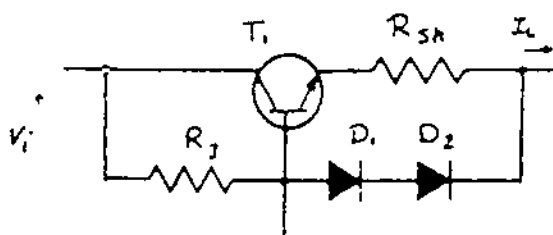
$$S_r = \frac{\Delta V_o}{\Delta V_1} \quad \text{و} \quad S_v = Z_o = \frac{\Delta V_o}{\Delta V_2}$$

این خازن سرعت تغییرات بین آل کرا دارد و از نوسان بالا می کشد و می تواند



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.



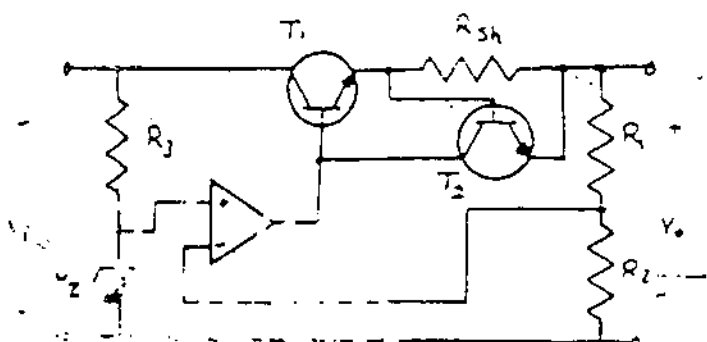
شکل (۲-۱۰)

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.

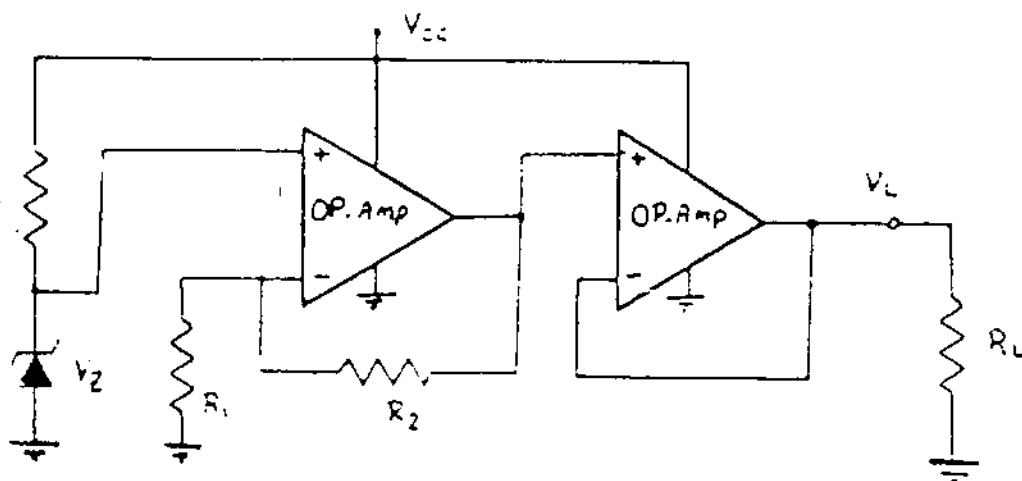
برای $R_{sh} \geq 0.7$ ولت

ترانزیستور T_2 منقطع می‌گردد.

در حالت عادی جریان از T_1 می‌گذرد.

(مثال) الف: مدار رگولاتور شکل (۲-۱۲) را بنویسید که برآورد
 تحت بار $V_L = 15V$ جریان بار تا $50mA$ را تأمین کند. منبع ولتاژ
 رگوله نشده بین $20V$ تا $25V$ می تواند تغییر کند. ولتاژهای موجود
 عبارتند از: OP.Amp بای با $I_{Omax} = 50mA$ و دیرد زیر $3.3V$
 $I_{3min} = 1mA$

ب: در صورتیکه حداکثر جریانی که OP.Amp می تواند
 تحویل بدهد $I_{Omax} = 5mA$ باشد و ترانزیستور $1A$ با $\beta = 100$ موجود
 باشد. مدار را با اطمینان کردن یک تقویت کننده جریان در بسته نهایی
 تکمیل کرده و حداقل توان نامی ترانزیستور مورد استفاده را محاسبه نمایید.
 ج: برای رگولاتور قسمت (ب) با استفاده از یک ترانزیستور
 یک محدود کننده جریان طرح کنید. بطوریکه جریان بار به حداکثر $50mA$ محدود
 شود.



شکل (۲-۱۲)

$$V_Z = 3.3V$$

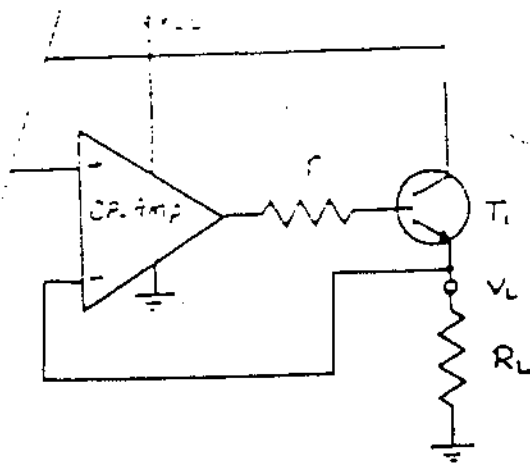
حل: الف:

$$V_L = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_Z = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_Z \Rightarrow 1 + \frac{R_2}{R_1} = \frac{V_L}{V_Z} = \frac{15}{3.3} \Rightarrow 5.5$$

$$R_2 = 3.545 R_1 \Rightarrow R_2 = 355 \times R_1$$

برای انتخاب ترانزیستور

$$I_{Zmax} = \frac{V_{Lmax} - V_Z}{R_1} = \frac{25 - 3.3}{15} = 1.45A \Rightarrow R_1 = 15 \Omega$$



شکل (۲-۱۳)

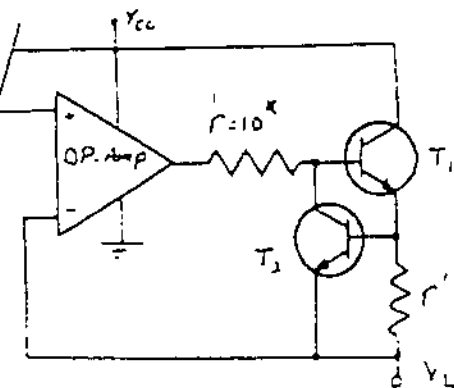
ب. برای طیف همان شکل
(۲-۱۳) را در نظر بگیرید.

مقاومت $r = 10^4$ برای
محدود کردن جریان OP.Amp بکار رفته
است.

$$I_{L\max} = 50 \text{ mA} \quad I_{B\max} = \frac{50 \text{ mA}}{100} = 0.5 \text{ mA} < 5 \text{ mA}$$

با این 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 بگیر
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:

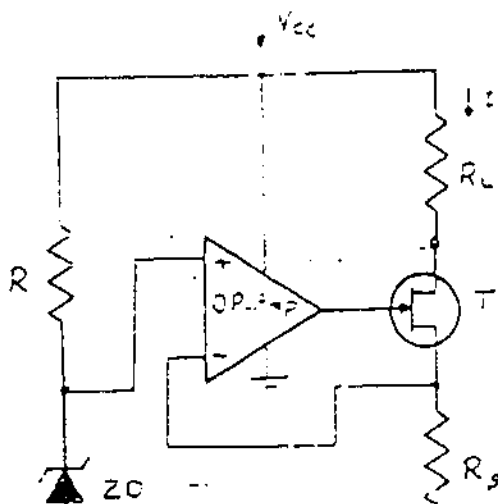
منبع جریان شکل (۲-۱۵) را برای جریان

لامت I_{Z0} و خروجی I_{Z0} مقاومت داخلی منبع جریان (۱۵)
و محدود کننده مقاومت بار (R_L) را می بیند.

$$V_{CC} = 15 \text{ V} \quad \text{OP.Amp: } A_o = 10000$$

$$V_{Z0} = 4.7 \text{ V} \quad I_{Z0\min} = 1 \text{ mA}$$

$$\text{FET: } V_{GS} = -6 \text{ V}, I_{DSS} = 4 \text{ mA}, \beta = 10^4$$



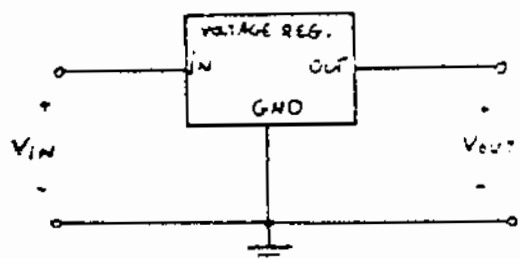
شکل (۲-۱۵)

۳- تثبیت کننده های ولتاژ بصورت مدارهای مجتمع:

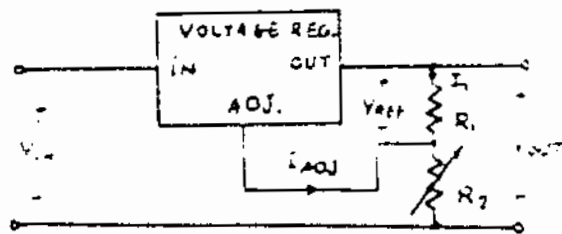
این نوع تثبیت کننده ها بصورت تنه ای منفعل ساخته می شوند و بی از نظر ساختار خارجی نزدیکاً یکسان می باشند. که معروفترین آنها، مدارهای مجتمع با سه پایه می باشند. این تثبیت کننده ها برای ولتاژهای مثبت و منفی ساخته می شوند و از نظر ولتاژ خروجی به دو دسته زیر تقسیم بندی می شوند:

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.

$$V_O = V_{REF} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + I_{ADJ} R_2$$

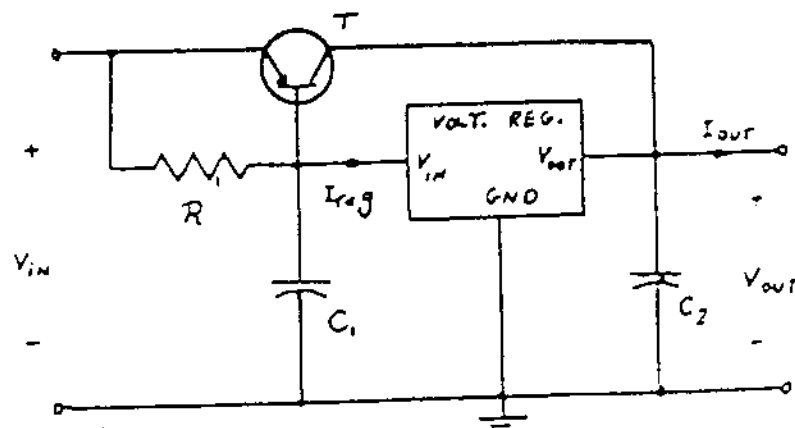
مثال در مورئیکه در شکل (۳-۱-ب) از $ICLM317$ استفاده می کنیم:

که برای این $I_{ADJ} = 100 \mu A$ و $V_{REF} = 1.25V$ می باشد.
در حد شبکه $6.8k\Omega$ و $2.4k\Omega$ باشد. ولتاژ خروجی را محاسبه می کنیم.

$$V_O = 1.25 \left(1 + \frac{2.4k}{6.8k}\right) + 100 \mu A \cdot 2.4k\Omega = 13.99 = 14V$$

از محدودیت! عند این I_C می توان جریان خروجی ماگنریم I_{omax} و حداقی 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

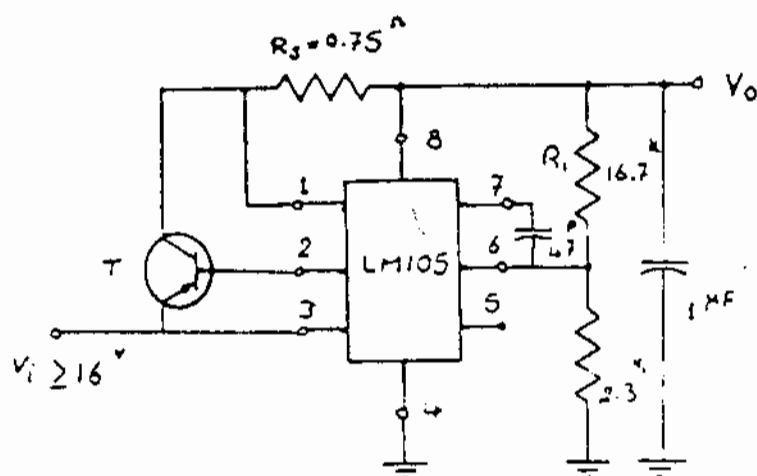
انتخاب ترانزیستور T (Pass Transistor) و مقاومت R معمولاً با توجه به شرایط کار و فرمولهای داده شده از طرف سازنده صورت می گیرد. معیار مثال برای سری $78xx$ (مثلاً 7805) مشخص کننده ولتاژ خروجی است که یک تثبیت کننده ولتاژ مثبت است. μ ترانزیستور T و مقاومت R از روابط زیر بدست می آیند.

$$\beta \geq \frac{I_{omax}}{I_{regmax}}$$

$$R = \frac{0.9}{I_{reg}} = \frac{\beta V_{ce}}{I_{regmax}(\beta+1) - I_{omax}}$$

در این مدار C خازن کوچکی است (مثلاً $100^{\mu F}$) که برای تضعیف نویزهای ترانزیستور با C 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 رگولاتور ۱۵ ولتی که جریان بار خروجی آن 200mA 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 ، مقاومت های 16.7Ω و 2.3Ω بعنوان شبکه فیدبک ، مقاومت 0.75Ω برای محدود کردن جریان خروجی و ترانزیستور T بعنوان ترانزیستور Pass سرد استفاده قرار گرفته است .

مدل (۷-۱) مشخصات بعضی از رگرسیون های دلتا ثابت را بیان می کند .

مدل (۷-۲) مشخصات بعضی از رگرسیون های متقابل تنظیم را بیان می کند .

FIXED VOLTAGE REGULATORS

Output current max ^a																
Type	Pkg	V _o (V)	at 25°C			Regulation typ		line voltage		120 Hz ripple		load regul. ^b		Output impedance		Comments
			I _o (A)	I _L (A)	P _o (W)	Load ^c (mV)	Line ^d (mV)	r _o (Ω /mA)	min	max	typ	10 Hz (mV)	10 Hz mV	10 Hz (mV)	10 Hz mV	
Positive^e																
LM741K, LM741KJ	TO-18	5	0.1	0.1	0.6	5	60	35	7	35	50	—	0.28	0.2	0.2	Small package
LM741K, LM741KJ	TO-3	5	0.6	0.2	0.7	10	3	18	7	36	80	40	0.4	0.01	0.05	Small package
LM741K, LM741KJ	TO-3	5	1.0	0.8	2.2	20	4	3.0	7	35	80	60	0.4	0.04	0.05	Standard 14V regulator
LM741K, LM741KJ	TO-220	5	1.0	0.48	1.7	10	3	3.0	7	35	80	30	0.4	0.01	0.03	Popular series
LM741K, LM741KJ	TO-220	18	1.0	0.18	1.7	12	4	3.0	17	36	70	100	0.4	0.02	0.05	Popular series
LM741K, LM741KJ	TO-3	5	1.0	0.6	2.2	10	3	3.6	7	36	80	30	0.4	0.01	0.03	Popular series
LM741K, LM741KJ	TO-3	5	2.0	0.75	2.8	30 ^f	100 ^g	2.6	7.6	30	76	—	—	0.002	0.02	Popular series
LM741K, LM741KJ	TO-3	5	3.0	0.6	2	28	8	2.0	7	20	70	30	0.7	0.01	0.02	Popular series
LM741K, LM741KJ	TO-3	5	6.0	0.8	3	10	10	2.0	8	26	80	60	—	0.002	0.003	Popular series
LM741K, LM741KJ	TO-3	5	8.0	0.8	3	20 ^h	100 ^g	0.7	7.6	25	60 ⁱ	100	—	0.004	0.01	Popular series
LM741K, LM741KJ	TO-3	5	10.0	0.8	3	8	10	1.6	7.6	40	60 ⁱ	76	—	—	—	Popular series
Negative^e																
LM741K, LM741KJ	TO-18	-5	0.1	0.06	0.6	76 ^f	48 ^g	36	-17	-36	40	—	0.4 ^j	0.06	0.05	Small package
LM741K, LM741KJ	TO-3	-5	0.4	0.6	0.7	48	7	18	-16.5	-35	60	60	—	0.06	0.07	Small package
LM741K, LM741KJ	TO-220	-18	1.0	0.18	1.7	4	3	3.0	-16.5	-36	60	60	0.4	0.04	0.07	Popular series
LM741K, LM741KJ	TO-3	-5	1.0	0.2	2.2	4	3	3.6	-16.5	-36	60	60	0.4	0.01	0.07	Popular series
LM741K, LM741KJ	TO-3	-5	3.0	0.2	2.1	10	8	2.0	-7.6	-20	65	76	1.0	0.04	0.04	Popular series

^a V_o = -1.75 V.

^b For 60°C ambient.

^c For 10% to 80% I_o.

^d For $\Delta V_o = 15$ mV.

^e ΔV_o for 0°C to 100°C junction temperature.

^f 1000 hours.

^g With a 4% voltage tolerance load.

^h V_o = 1.75 V.

ⁱ V_o = 1.75 V.

^j V_o = 1.75 V.

^k V_o = 1.75 V.

^l V_o = 1.75 V.

^m V_o = 1.75 V.

ⁿ V_o = 1.75 V.

^o V_o = 1.75 V.

^p V_o = 1.75 V.

^q V_o = 1.75 V.

^r V_o = 1.75 V.

^s V_o = 1.75 V.

^t V_o = 1.75 V.

^u V_o = 1.75 V.

^v V_o = 1.75 V.

^w V_o = 1.75 V.

^x V_o = 1.75 V.

^y V_o = 1.75 V.

^z V_o = 1.75 V.

^{aa} V_o = 1.75 V.

^{ab} V_o = 1.75 V.

^{ac} V_o = 1.75 V.

^{ad} V_o = 1.75 V.

^{ae} V_o = 1.75 V.

^{af} V_o = 1.75 V.

^{ag} V_o = 1.75 V.

^{ah} V_o = 1.75 V.

^{ai} V_o = 1.75 V.

^{aj} V_o = 1.75 V.

^{ak} V_o = 1.75 V.

^{al} V_o = 1.75 V.

^{am} V_o = 1.75 V.

^{an} V_o = 1.75 V.

^{ao} V_o = 1.75 V.

^{ap} V_o = 1.75 V.

^{aq} V_o = 1.75 V.

^{ar} V_o = 1.75 V.

^{as} V_o = 1.75 V.

^{at} V_o = 1.75 V.

^{au} V_o = 1.75 V.

^{av} V_o = 1.75 V.

^{aw} V_o = 1.75 V.

^{ax} V_o = 1.75 V.

^{ay} V_o = 1.75 V.

^{az} V_o = 1.75 V.

^{ba} V_o = 1.75 V.

^{bb} V_o = 1.75 V.

^{bc} V_o = 1.75 V.

^{bd} V_o = 1.75 V.

^{be} V_o = 1.75 V.

^{bf} V_o = 1.75 V.

^{bg} V_o = 1.75 V.

^{bh} V_o = 1.75 V.

^{bi} V_o = 1.75 V.

^{bj} V_o = 1.75 V.

^{bk} V_o = 1.75 V.

^{bl} V_o = 1.75 V.

^{bm} V_o = 1.75 V.

^{bn} V_o = 1.75 V.

^{bo} V_o = 1.75 V.

^{bp} V_o = 1.75 V.

^{bq} V_o = 1.75 V.

^{br} V_o = 1.75 V.

^{bs} V_o = 1.75 V.

^{bt} V_o = 1.75 V.

^{bu} V_o = 1.75 V.

^{bv} V_o = 1.75 V.

^{bw} V_o = 1.75 V.

^{bx} V_o = 1.75 V.

^{by} V_o = 1.75 V.

^{bz} V_o = 1.75 V.

^{ca} V_o = 1.75 V.

^{cb} V_o = 1.75 V.

^{cc} V_o = 1.75 V.

^{cd} V_o = 1.75 V.

^{ce} V_o = 1.75 V.

^{cf} V_o = 1.75 V.

^{cg} V_o = 1.75 V.

^{ch} V_o = 1.75 V.

^{ci} V_o = 1.75 V.

^{cj} V_o = 1.75 V.

^{ck} V_o = 1.75 V.

^{cl} V_o = 1.75 V.

^{cm} V_o = 1.75 V.

^{cn} V_o = 1.75 V.

^{co} V_o = 1.75 V.

^{cp} V_o = 1.75 V.

^{cq} V_o = 1.75 V.

^{cr} V_o = 1.75 V.

^{cs} V_o = 1.75 V.

^{ct} V_o = 1.75 V.

^{cu} V_o = 1.75 V.

^{cv} V_o = 1.75 V.

^{cw} V_o = 1.75 V.

^{cx} V_o = 1.75 V.

^{cy} V_o = 1.75 V.

^{cz} V_o = 1.75 V.

^{da} V_o = 1.75 V.

^{db} V_o = 1.75 V.

^{dc} V_o = 1.75 V.

^{dd} V_o = 1.75 V.

^{de} V_o = 1.75 V.

^{df} V_o = 1.75 V.

^{dg} V_o = 1.75 V.

^{dh} V_o = 1.75 V.

^{di} V_o = 1.75 V.

^{dj} V_o = 1.75 V.

^{dk} V_o = 1.75 V.

^{dl} V_o = 1.75 V.

^{dm} V_o = 1.75 V.

^{dn} V_o = 1.75 V.

^{do} V_o = 1.75 V.

^{dp} V_o = 1.75 V.

^{dq} V_o = 1.75 V.

^{dr} V_o = 1.75 V.

^{ds} V_o = 1.75 V.

^{dt} V_o = 1.75 V.

^{du} V_o = 1.75 V.

^{dv} V_o = 1.75 V.

^{dw} V_o = 1.75 V.

^{dx} V_o = 1.75 V.

^{dy} V_o = 1.75 V.

^{dz} V_o = 1.75 V.

^{ea} V_o = 1.75 V.

^{eb} V_o = 1.75 V.

^{ec} V_o = 1.75 V.

^{ed} V_o = 1.75 V.

^{ee} V_o = 1.75 V.

^{ef} V_o = 1.75 V.

^{eg} V_o = 1.75 V.

^{eh} V_o = 1.75 V.

^{ei} V_o = 1.75 V.

^{ej} V_o = 1.75 V.

^{ek} V_o = 1.75 V.

^{el} V_o = 1.75 V.

^{em} V_o = 1.75 V.

^{en} V_o = 1.75 V.

^{eo} V_o = 1.75 V.

^{ep} V_o = 1.75 V.

^{eq} V_o = 1.75 V.

^{er} V_o = 1.75 V.

^{es} V_o = 1.75 V.

^{et} V_o = 1.75 V.

^{eu} V_o = 1.75 V.

^{ev} V_o = 1.75 V.

^{ew} V_o = 1.75 V.

^{ex} V_o = 1.75 V.

^{ey} V_o = 1.75 V.

^{ez} V_o = 1.75 V.

^{fa} V_o = 1.75 V.

^{fb} V_o = 1.75 V.

^{fc} V_o = 1.75 V.

^{fd} V_o = 1.75 V.

^{fe} V_o = 1.75 V.

^{ff} V_o = 1.75 V.

^{fg} V_o = 1.75 V.

^{fh} V_o = 1.75 V.

^{fi} V_o = 1.75 V.

^{fj} V_o = 1.75 V.

^{fk} V_o = 1.75 V.

^{fl} V_o = 1.75 V.

^{fm} V_o = 1.75 V.

^{fn} V_o = 1.75 V.

^{fo} V_o = 1.75 V.

^{fp} V_o = 1.75 V.

^{fq} V_o = 1.75 V.

^{fr} V_o = 1.75 V.

^{fs} V_o = 1.75 V.

^{ft} V_o = 1.75 V.

^{fu} V_o = 1.75 V.

^{fv} V_o = 1.75 V.

^{fw} V_o = 1.75 V.

^{fx} V_o = 1.75 V.

^{fy} V_o = 1.75 V.

^{fz} V_o = 1.75 V.

^{ga} V_o = 1.75 V.

^{gb} V_o = 1.75 V.

^{gc} V_o = 1.75 V.

^{gd} V_o = 1.75 V.

^{ge} V_o = 1.75 V.

^{gf} V_o = 1.75 V.

^{gg} V_o = 1.75 V.

^{gh} V_o = 1.75 V.

^{gi} V_o = 1.75 V.

^{gj} V_o = 1.75 V.

^{gk} V_o = 1.75 V.

^{gl} V_o = 1.75 V.

^{gm} V_o = 1.75 V.

^{gn} V_o = 1.75 V.

^{go} V_o = 1.75 V.

^{gp} V_o = 1.75 V.

^{gq} V_o = 1.75 V.

^{gr} V_o = 1.75 V.

^{gs} V_o = 1.75 V.

^{gt} V_o = 1.75 V.

^{gu} V_o = 1.75 V.

^{gv} V_o = 1.75 V.

^{gw} V_o = 1.75 V.

^{gx} V_o = 1.75 V.

^{gy} V_o = 1.75 V.

^{gz} V_o = 1.75 V.

^{ha} V_o = 1.75 V.

^{hb} V_o = 1.75 V.

^{hc} V_o = 1.75 V.

^{hd} V_o = 1.75 V.

^{he} V_o = 1.75 V.

^{hf} V_o = 1.75 V.

^{hg} V_o = 1.75 V.

^{hh} V_o = 1.75 V.

^{hi} V_o = 1.75 V.

^{hj} V_o = 1.75 V.

^{hk} V_o = 1.75 V.

^{hl} V_o = 1.75 V.

^{hm} V_o = 1.75 V.

^{hn} V_o = 1.75 V.

^{ho} V_o = 1.75 V.

^{hp} V_o = 1.75 V.

^{hq} V_o = 1.75 V.

^{hr} V_o = 1.75 V.

^{hs} V_o = 1.75 V.

^{ht} V_o = 1.75 V.

^{hu} V_o = 1.75 V.

^{hv} V_o = 1.75 V.

^{hw} V_o = 1.75 V.

^{hx} V_o = 1.75 V.

^{hy} V_o = 1.75 V.

^{hz} V_o = 1.75 V.

^{ia} V_o = 1.75 V.

^{ib} V_o = 1.75 V.

^{ic} V_o = 1.75 V.

^{id} V_o = 1.75 V.

^{ie} V_o = 1.75 V.

^{if} V_o = 1.75 V.

^{ig} V_o = 1.75 V.

^{ih} V_o = 1.75 V.

ⁱⁱ V_o = 1.75 V.

^{ij} V_o = 1.75 V.

^{ik} V_o = 1.75 V.

^{il} V_o = 1.75 V.

^{im} V_o = 1.75 V.

ⁱⁿ V_o = 1.75 V.

^{io} V_o = 1.75 V.

^{ip} V_o = 1.75 V.

^{iq} V_o = 1.75 V.

^{ir} V_o = 1.75 V.

^{is} V_o = 1.75 V.

^{it} V_o = 1.75 V.

^{iu} V_o = 1.75 V.

^{iv} V_o = 1.75 V.

^{iw} V_o = 1.75 V.

^{ix} V_o = 1.75 V.

^{iy} V_o = 1.75 V.

^{iz} V_o = 1.75 V.

^{ja} V_o = 1.75 V.

^{jb} V_o = 1.75 V.

^{jc} V_o = 1.75 V.

^{jd} V_o = 1.75 V.

^{je} V_o = 1.75 V.

^{jf} V_o = 1.75 V.

^{jj} V_o = 1.75 V.

^{jh} V_o = 1.75 V.

^{ji} V_o = 1.75 V.

^{jj} V_o = 1.75 V.

^{jk} V_o = 1.75 V.

^{jl} V_o = 1.75 V.

^{jm} V_o = 1.75 V.

^{jn} V_o = 1.75 V.

^{jo} V_o = 1.75 V.

^{jp} V_o = 1.75 V.

^{jq} V_o = 1.75 V.

^{jr} V_o = 1.75 V.

^{js} V_o = 1.75 V.

^{jt} V_o = 1.75 V.

^{ju} V_o = 1.75 V.

^{jv} V_o = 1.75 V.

^{jw} V_o = 1.75 V.

^{jx} V_o = 1.75 V.

^{ky} V_o = 1.75 V.

^{kz} V_o = 1.75 V.

^{la} V_o = 1.75 V.

^{lb} V_o = 1.75 V.

^{lc} V_o = 1.75 V.

^{ld} V_o = 1.75 V.

^{le} V_o = 1.75 V.

^{lf} V_o = 1.75 V.

^{lg} V_o = 1.75 V.

^{lh} V_o = 1.75 V.

^{li} V_o = 1.75 V.

^{lj} V_o = 1.75 V.

^{lk} V_o = 1.75 V.

^{ll} V_o = 1.75 V.

^{lm} V_o = 1.75 V.

^{ln} V_o = 1.75 V.

^{lo} V_o = 1.75 V.

^{lp} V_o = 1.75 V.

^{lq} V_o = 1.75 V.

^{lr} V_o = 1.75 V.

^{ls} V_o = 1.75 V.

^{lt} V_o = 1.75 V.

^{lu} V_o = 1.75 V.

^{lv} V_o = 1.75 V.

^{lw} V_o = 1.75 V.

^{lx} V_o = 1.75 V.

^{ly} V_o = 1.75 V.

^{lz} V_o = 1.75 V.

^{ma} V_o = 1.75 V.

^{mb} V_o = 1.75 V.

^{mc} V_o = 1.75 V.

^{md} V_o = 1.75 V.

^{me} V_o = 1.75 V.

^{mf} V_o = 1.75 V.

^{mg} V_o = 1.75 V.

^{mh} V_o = 1.75 V.

^{mi} V_o = 1.75 V.

^{mj} V_o = 1.75 V.

^{mk} V_o = 1.75 V.

^{ml} V_o = 1.75 V.

^{mn} V_o = 1.75 V.

^{mo} V_o = 1.75 V.

^{mp} V_o = 1.75 V.

^{mq} V_o = 1.75 V.

^{mr} V_o = 1.75 V.

^{ms} V_o = 1.75 V.

^{mt} V_o = 1.75 V.

^{mu} V_o = 1.75 V.

^{mv} V_o = 1.75 V.

^{mw} V_o = 1.75 V.

^{mx} V_o = 1.75 V.

^{my} V_o = 1.75 V.

^{mz} V_o = 1.75 V.

^{na} V_o = 1.75 V.

^{nb} V_o = 1.75 V.

^{nc} V_o = 1.75 V.

nd V_o = 1.75 V.

^{ne} V_o = 1.75 V.

^{nf} V_o = 1.75 V.

^{ng} V_o = 1.75 V.

^{nh} V_o = 1.75 V.

ⁿⁱ V_o = 1.75 V.

^{nj} V_o = 1.75 V.

^{nk} V_o = 1.75 V.

^{nl} V_o = 1.75 V.

^{no} V_o = 1.75 V.

^{np} V_o = 1.75 V.

^{nq} V_o = 1.75 V.

^{nr} V_o = 1.75 V.

^{ns} V_o = 1.75 V.

^{nt} V_o = 1.75 V.

^{nu} V_o = 1.75 V.

^{nv} V_o = 1.75 V.

^{nw} V_o = 1.75 V.

^{nx} V_o = 1.75 V.

^{ny} V_o = 1.75 V.

^{nz} V_o = 1.75 V.

^{oa} V_o = 1.75 V.

^{ob} V_o = 1.75 V.

^{oc} V_o = 1.75 V.

^{od} V_o = 1.75 V.

^{oe} V_o = 1.75 V.

^{of} V_o = 1.75 V.

^{og} V_o = 1.75 V.

^{oh} V_o = 1.75 V.

^{oi} V_o = 1.75 V.

^{oj} V_o = 1.75 V.

^{ok} V_o = 1.75 V.

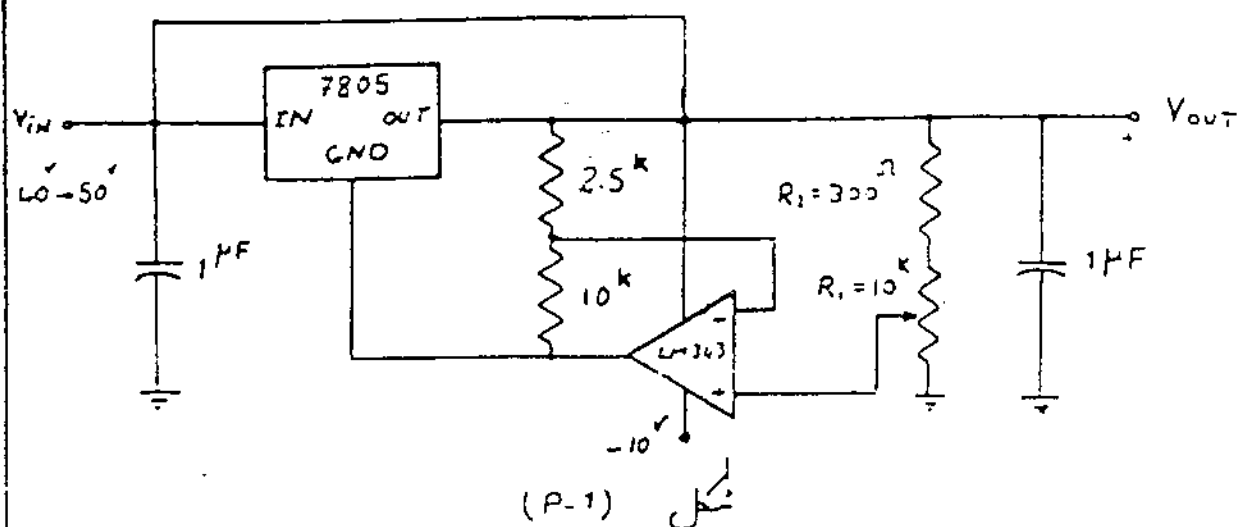
^{ol} V_o = 1.75 V.

^{om} V_o = 1.75 V

جدول (V-1) کوئلہ، حلالی و سٹار 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 فعلاً 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 .

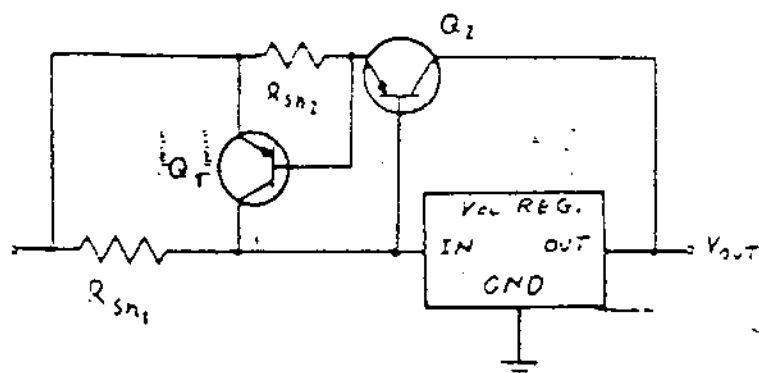


۲- مدار شکل (P-2) را در نظر بگیرید . در این مدار مدارکنتر جریان خروجی تثبیت
 کننده ، افزایش یافته است .

این مدار را آتالیز کرده

و نقش دیگر از آنها

را تشریح کنید .

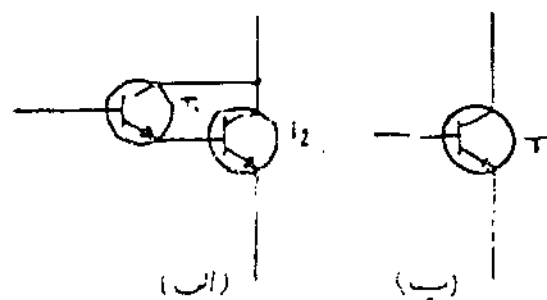


شکل (P-2)

ضمیمه (۱)

مدار دارلینگتون The Darlington Configuration:

یکی از ترکیب‌هایی که در تقویت کننده‌ها مورد استفاده قرار می‌گیرد زوج دارلینگتون می‌باشد. [شکل (۱.۱.۱)] بدلت اینکه در بعضی از تقویت کننده‌ها مثل تقویت کننده‌های قدرت، ترانزیستورهای موجود برای این منظور، دارای β پایینی می‌باشند. لذا برای اینکه β و امپدانس دردی را افزایش دهیم می‌توانیم از زوج دارلینگتون استفاده کنیم.



شکل (۱)

در آنامیزه مدار می‌توان
همان این ترکیب از یک ترانزیستور
معادل استفاده کرد. [شکل (۱.۱.۲)]

$$T_1: h_{ie1}, h_{fe1}$$

$$T_2: h_{ie2}, h_{fe2}$$

$$T_{eq}: h_{ie}, h_{fe}$$

$$h_{ie} = h_{ie1} + (1 + h_{fe1}) h_{ie2} \approx h_{ie1} + h_{fe1} h_{ie2} \quad (I)$$

$$h_{ie2} = h_{fe2} \frac{V_T}{I_{C2}} = h_{fe2} \frac{V_T}{h_{fe2} I_{C1}} = \frac{V_T}{I_{C1}} = \frac{1}{h_{fe1}} h_{ie1} \quad (II)$$

$$h_{ie} = h_{ie1} - h_{fe1} \frac{h_{ie1}}{h_{fe1}} = 2 h_{ie1}$$

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 بسز 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 از ۱۵ (۵، ۳، ۲، ۴، ۱۰، ۲۰) 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 μF می باشند.