



وبسایت جامع الکترونیک، برق و کامپیوتر

www.ir-micro.com

2

www.ir-micro.com

مرجع فارسی
میکروکنترلرهای PIC



بخش ۶

تقویت کننده های

فیدبک دار

بطور کلی منظور از فیدبک، برگشت دادن قسمتی از سیگنال خروجی (جریان دیاولتاژ) 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 ۲- فیدبک منفی

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

«مزایا»

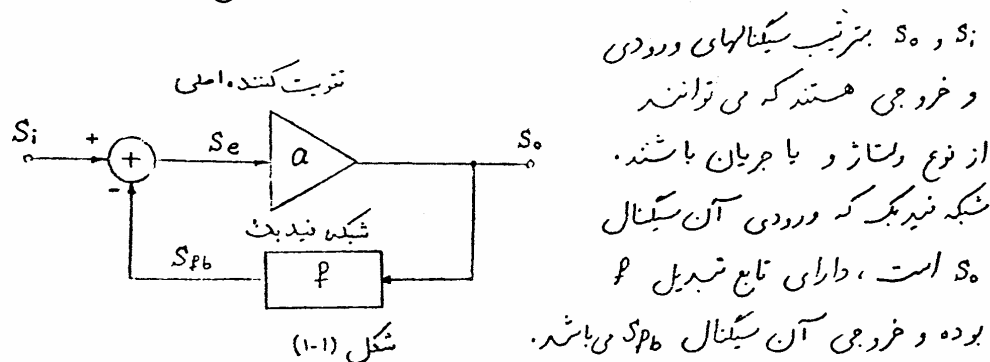
- ۱- تثبیت بهره تقویت کننده
- ۲- افزایش نسبت سیگنال به نویز در خروجی
- ۳- کاهش اغوجاج
- ۴- افزایش پهنای باند
- ۵- تغییر امپدانس های ورودی و خروجی بنا به مورد استفاده

«معایب»

- ۱- کاهش بهره تقویت کننده
- ۲- امکان ایجاد نوسانات در شبکه فیدبک

۱- بررسی خواص فیدبک منفی

شکل (۱-۱) مدل نمائیکی 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. شبکه 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:

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

$$\Rightarrow S_o = \frac{a}{1+ap} S_i = \frac{a}{1+T} S_i \quad (I) \quad \text{که } T=ap \text{ را ضریب تقویت حلقه باز (Loop Gain) می نامند.}$$

که اگر $T > 0$ فیدبک منفی و $T < 0$ باشد فیدبک مثبت می شود. در تقویت کننده های فیدبک داری که مورد بحث قرار خواهیم داد، شبکه فیدبک آنها را در اکثر موارد غیر فعال و متادمتی در نظر می گیریم.

(۱-۱) نسبت بهره تقویت کننده:

در بخش های قبلی دیدیم که مشخصات یک تقویت کننده، مثلاً ضریب تقویت آن، بستگی زیادی به مشخصات ترانزیستور و الاینها ای اکتیو تشکیل دهنده مدار

دارد و بدلیل اینکه پارامترهای این الیها نسبت به شرایط کار و درجه حرارت تغییر نمی‌کند. لذا ضریب تقویت الیگونه مدارها نیز ثابت نمی‌باشد. با توجه به رابطه (I) اگر $a \gg \omega p$ باشد.

$$A_v = \frac{S_o}{S_i} = \frac{a}{1 + \omega p} \Rightarrow A_v \approx \frac{a}{\omega p} = \frac{1}{p} \quad \text{در نتیجه:}$$

مشاهده می‌شود که در این حالت ضریب تقویت کل مدار، به a بستگی نداشته و فقط به p بستگی دارد. و در صورتیکه شبکه فیدبک مشکل از یک مجموعه مقاومت اهمی باشد، به سادگی می‌توان مقادیر آنها را از جنس‌های بخصوصی تهیه نمود که در اثر تغییر عواملی نظیر درجه حرارت، رطوبت، ... دارای مقادیر تقریباً ثابتی باشند. بنابراین ضریب انتقال شبکه فیدبک (p)، در نتیجه ضریب تقویت کل مدار ($A \approx 1/p$) تقریباً ثابت خواهند بود. برای بدست آوردن تغییرات نسبی A ، از طریق رابطه (I) دیفرانسیل می‌گیریم:

$$A = \frac{a}{1 + \omega p} \quad \delta A = \frac{(1 + \omega p) - \omega p}{(1 + \omega p)^2} \delta a = \frac{1}{(1 + \omega p)^2} \delta a$$

$$\Rightarrow \frac{\delta A}{A} = \left[\frac{1}{(1 + \omega p)^2} \delta a \right] / \left[\frac{a}{1 + \omega p} \right] = \frac{1}{1 + \omega p} \frac{\delta a}{a} \quad (II)$$

مشاهده می‌شود که تغییرات نسبی ضریب تقویت کل مدار نسبت به ضریب تقویت، تقویت‌کننده اعلیٰ ($1 + \omega p$) برابر کاهش یافته است. (نسبت ضریب تقویت مدار)

(۱-۲) کاهش نویز و یا افزایش سیگنال به نویز:

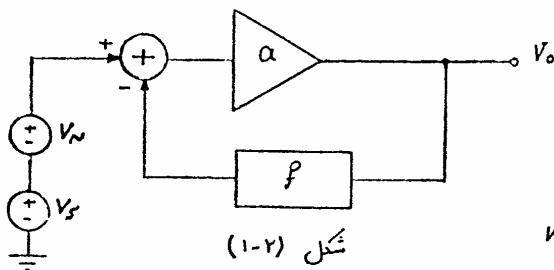
در تقویت‌کننده‌ها، علاوه بر سیگنال ورودی مطلوب، سیگنال‌ها و عوامل نامطلوب دیگری نیز وجود دارند که در خروجی آنها تأثیر می‌گذارند که بطور کلی به این

عوامل، اغتشاش و با نویز می‌گویند. و بعنوان مثال می‌توان رپل منبع تغذیه، نویز حرارتی متادمتها و نویز ایجاد شده در المانهای اکتیو را نام برد. برای بررسی این موضوع در مدل ریاضی بکارگرفته شده V_N را نشانگر نویز و V_S را نشانگر سیگنال در نظر می‌گیریم.

اگر نویز مستقیماً در ورودی

سیستم وارد شود (شکل ۱-۲)

آنگاه طبق اصل جمع آثار می‌توان نوشت:



شکل (۱-۲)

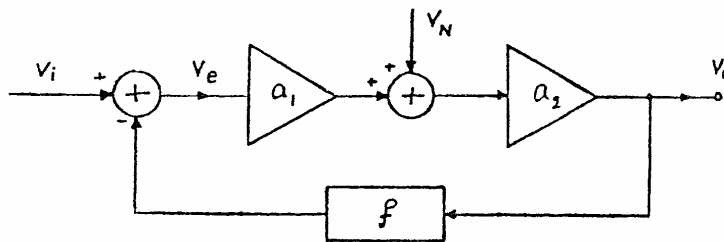
$$V_O = \frac{a}{1+af} V_N + \frac{a}{1+af} V_S \Rightarrow \frac{S}{N} = \frac{V_S}{V_N}$$

مشاهده می‌شود که در این حالت نسبت سیگنال به نویز تغییری نکرده است. یعنی

مدار بین سیگنال و نویز هیچ فرقی قائل نمی‌شود.

حال اگر یک تقویت‌کننده با نویز کم (Low Noise Amplifier) را

ضرب تقویت a_1 را در ابتدای مدار اضافه کنیم و منبع نویز را بعد از آن در نظر بگیریم. [شکل (۱-۳)]



شکل (۱-۳)

آنگاه خواهیم داشت:

$$V_O = a_2 (a_1 V_e + V_N)$$

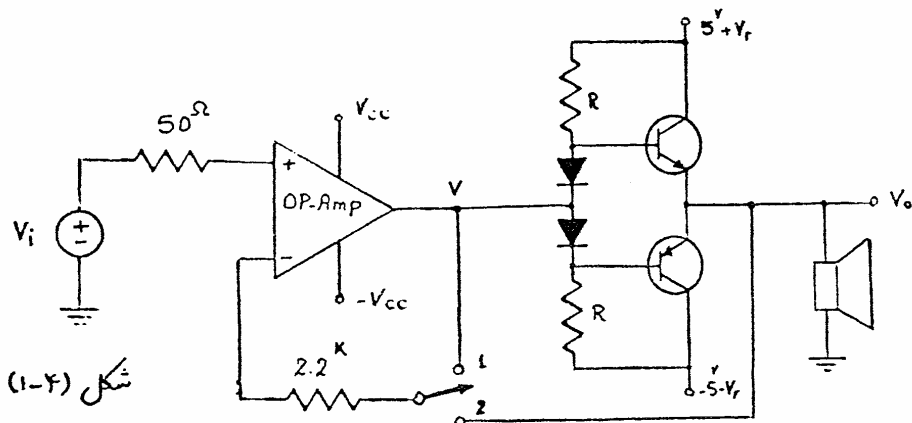
$$V_e = V_i - f V_O$$

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

مشاهده می‌شود که در خروجی تقویت‌کننده سیگنال V_i ، برابر نویز V_N تقویت شده است.

یک مثال عملی که می‌تواند بیانگر شکل (۱-۳) باشد، مثله رپل منبع تغذیه در طبقه‌های یک تقویت کننده مرن است.

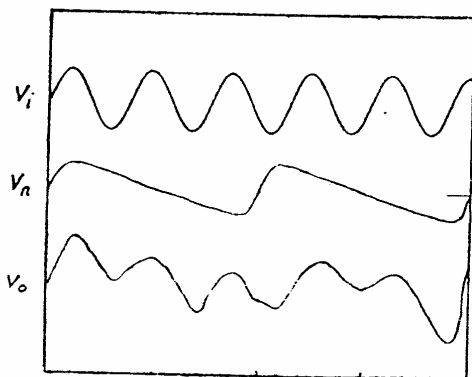
به دلیل بزرگ بودن جریان منبع تغذیه در طبقه نهایی ساخت فیلترهای که بتوانند رپل‌های بوجود آمده را حذف نمایند، بسیار گران قیمت می‌شود. در صورتیکه در طبقه‌های قبل از آن، جلت اینکه تقویت کننده در سگنالهای جریان کو بکنری کار می‌کند لذا از بین بردن رپل منبع تغذیه آنها بسیار ساده و ارزان می‌باشد. شکل (۱-۴) یک تقویت کننده قدرت و یک مدار op.Amp به‌عنوان تقویت کننده با فویر کم را نشان می‌دهد.



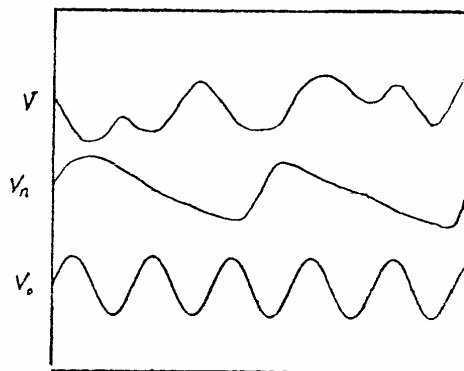
شکل (۱-۴)

منابع تغذیه مربوط به op.Amp و طبقه پوش-پوش-پول متناوب است و منبع تغذیه مربوط به op.Amp دارای رپل بسیار کمی می‌باشد.

اگر کلیه در وضعیت (۱) باشد و V_i را یک دناژ سینوسی در نظر بگیریم، آنگاه V نیز یک دناژ سینوسی خواهد شد اما به دلیل اینکه در طبقه قدرت فیدبک وجود ندارد مقدار ولتاژ از سگنالهای رپل منبع تغذیه طبقه نهایی در خروجی ظاهر می‌گردد. [شکل (۱-۵) (ب)] حال اگر کلیه را در وضعیت (۲) قرار دهیم کل مدار تقویت کننده مرتب دارای فیدبک می‌شود. همانطوریکه در شکل (۱-۵) (ب) دیده می‌شود دناژ خروجی یک موج سینوسی است در صورتیکه خروجی op.Amp (۷) علاوه بر موج سینوسی، دارای سگنال معکوس شده رپل منبع تغذیه نیز می‌باشد. این سگنال اضافی در خروجی op.Amp باعث خفشی شدن اثر رپل در خروجی مدار می‌شود.



(الف) بدون فیدبک

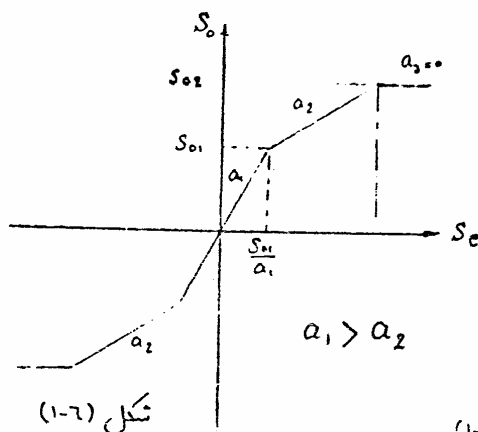


(ب) مدار با فیدبک شکل (۱-۵)

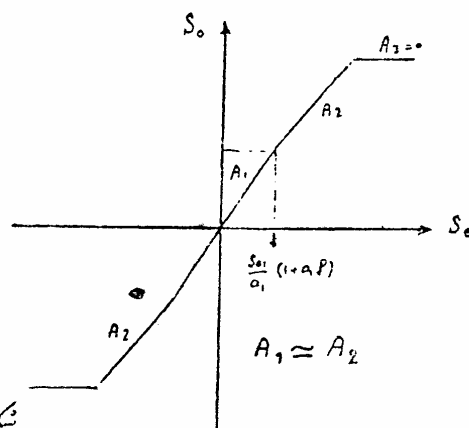
۱-۳ کاهش اعوجاج :

بعلت اینکه ال‌ان‌های یک‌بار رفته در تقویت کننده کملاً خطی نباشند لذا فریب تقویت آنها نیز نسبت به ولتاژ درودی ثابت نبوده و در خروجی مدار تولید اعوجاج می‌نمایند.

دیدیم که رابطه (I) بیانگر این مطلب است که اگر فریب تقویت مدار اصلی a باشد فریب تقویت کل مدار (A) ، تقریباً ثابت بوده و به a بستگی ندارد این موضوع نشانگر این است که می‌توان از فیدبک برای کاهش اعوجاج استفاده کرد. زیرا اعوجاج تقویت کننده ناشی از تغییر فریب تقویت آنهاست.



شکل (۱-۶)



شکل (۱-۷)

شکل (۱-۶) مشغله غیر خطی تقویت کننده a را نمایش می دهد. اگر در هر

ناحیه خطی رابطه (I) را بکار ببریم:

$$A_1 = \frac{a_1}{1+a_1 p} \approx \frac{1}{p}$$

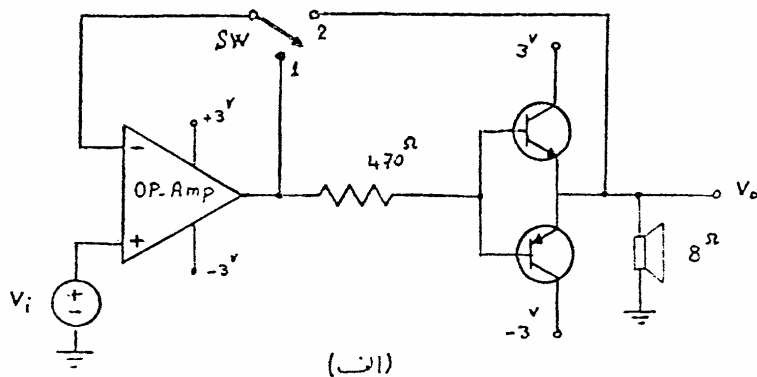
$$A_2 = \frac{a_2}{1+a_2 p} \approx \frac{1}{p}$$

دیده می شود که در ناحیه های

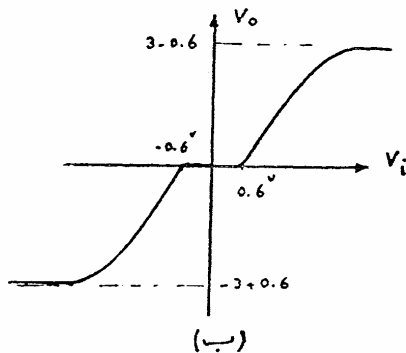
که تقویت کننده اشباع شده است

خاصیت غیر خطی برسد نزدیک طور قابل ملاحظه ای کاهش می یابد. [شکل (۱-۷)]

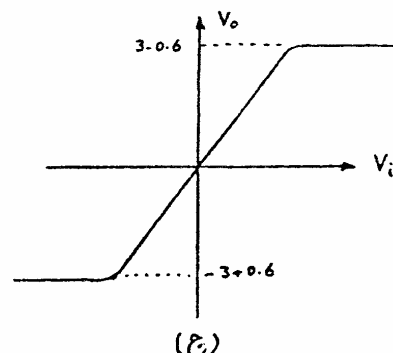
شکل (۱-۸) (الف) یک تقویت کننده صوتی را نمایش می دهد.



(الف)



(ب)



(ج)

شکل (۱-۸)

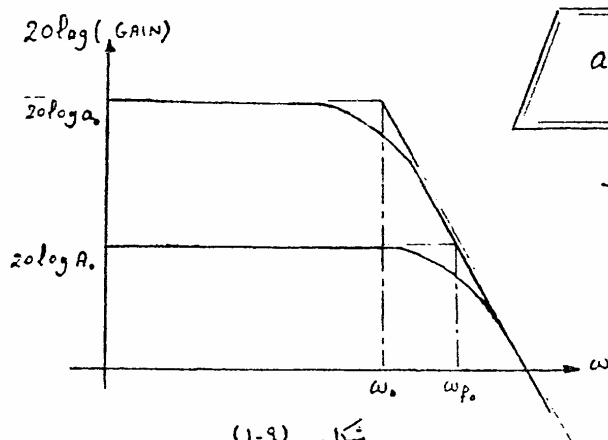
اگر کلیه در وضعیت (۱) باشد ما نظریه قبلاً دیدیم جلالت با یاس بودن ترانزیستورها

مدار دارای امواج خواهد بود. [شکل (۱-۸) (ب)] حال اگر کلیه رادر وضعیت (۲) قرار

دهیم امواج توسط فیدبک و OP-Amp تقریباً از بین می رود در نتیجه $V_o = V_i$ می گردد. [شکل (۱-۸) (ج)]

افزایش بهمنای باند:

دیدیم که معمولاً فریب بهره تقویت کننده با فرکانس تغییر می کند بطوریکه می توان برای هر تقویت کننده یک بهمنای باند تعریف نمود [بخش ۲]. در اینجا برای سادگی محاسبات تقویت کننده ما این را که دارای یک قطب هسته در نظر می گیریم.



شکل (۱-۹)

که ω_0 فرکانس قطع 3dB تقویت کننده می باشد [شکل (۱-۹)]
حال اگر برای این تقویت کننده از مدار منبر یک با ضریب انتقال ثابت p استفاده کنیم. آنگاه:

$$A(\omega) = \frac{a(\omega)}{1 + a(\omega)p} = \left[\frac{a_0}{1 + j\omega/\omega_0} \right] / \left[1 + \frac{a_0}{1 + j\omega/\omega_0} p \right]$$

$$\Rightarrow A(\omega) = \left[\frac{a_0}{1 + a_0 p} \right] / \left[1 + j \frac{\omega}{(1 + a_0 p)\omega_0} \right] = \frac{A_0}{1 + j\omega/\omega_p}$$

بنابر این فرکانس قطع 3dB برای این حالت برابر است با: $\omega_p = (1 + a_0 p)\omega_0$. که این مطلب در شکل (۱-۹) نشان داده شده است.

هر چه بهمنای باند افزایش می یابد ضریب تقویت (A) کاهش می یابد بطوریکه:

$$A_0 \times \omega_p = \frac{a_0}{1 + a_0 p} \times (1 + a_0 p)\omega_0 = a_0 \omega_0 = \text{Constant}$$

مشاهده می شود که حاصلضرب بهره دشار ماکزیم در بهمنای باند همواره مقدار ثابتی است.

۲- انواع فیدبک ها :

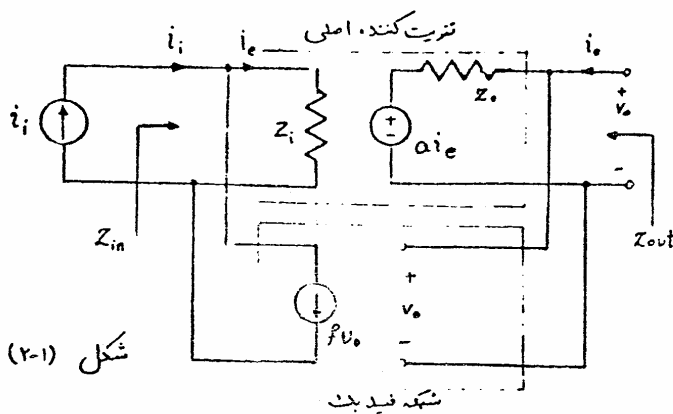
حال نظر کنیم، منظور از فیدبک برگشت دادن قسمتی از سیگنال خروجی به ورودی آن است در واقع شبکه فیدبک از سیگنال خروجی نمونه برداری می‌کند و آنرا با سیگنال ورودی مقایسه می‌نماید. با توجه به اینکه نمونه برداری و مقایسه، هر کدام می‌توانند بصورت ولتاژ و یا جریان باشد بنابراین می‌توان فیدبک را به چهار نوع زیر تقسیم بندی نمود*

- ۱- شنت - شنت ($shunt-shunt$)
- ۲- سری - سری ($series-series$)
- ۳- سری - شنت ($series-shunt$)
- ۴- شنت - سری ($shunt-series$)

برای بدست آوردن بارها مترهای این نوع تقویت کننده‌ها، ابتدا برای سادگی محاسبات شبکه‌ای فیدبک را بصورت ایده‌آل در نظر می‌گیریم.

$Shunt-Shunt$ Feedback

۲-۱) فیدبک شنت - شنت



شکل (۲-۱) مدار یک تقویت کننده، اصلی را با فیدبک شنت - شنت نشان می‌دهد. در این شکل، شبکه فیدبک از ولتاژ خروجی نمونه برداری کرده،

* در موقع روشن شدن فیدبک، ابتدا نوع اتصال در ورودی و بعد نوع اتصال در خروجی بیان می‌شود

در جریان ورودی مقابله می‌کنند (جریان i_e تاخیر i_i و $f v_o$ می‌باشد)
در نتیجه تابع تبدیل را $\frac{v_o}{i_i}$ انتخاب می‌کنیم.
- ضریب تقویت $A_z = \frac{v_o}{i_i}$

از KCL در ورودی، $v_o = a i_e = a(i_i - f v_o)$ $i_i = i_e + f v_o$

$$\Rightarrow A_z = \frac{v_o}{i_i} = \frac{a}{1 + a f} \quad a f \gg 1 \Rightarrow A_z = \frac{v_o}{i_i} = \frac{1}{f}$$

- امپدانس ورودی:

$$Z_{in} = \left. \frac{v_i}{i_i} \right|_{v_o=0} = \frac{v_i}{i_e + f v_o} = \frac{v_i}{i_e + f a i_e} = \frac{v_i}{i_e} \cdot \frac{1}{1 + a f}$$

معادله می‌شود که

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

امپدانس ورودی $(1 + a f)$ برابر کاهش

یافته است.

$$Z_{out} = \left. \frac{v_o}{i_o} \right|_{i_i=0} = \frac{Z_o i_o + a i_e}{i_o} = \frac{Z_o i_o + a(-f v_o)}{i_o}$$

- امپدانس خروجی:

$$\Rightarrow Z_{out} = Z_o - a f Z_{out} \Rightarrow Z_{out} = \frac{Z_o}{1 + a f}$$

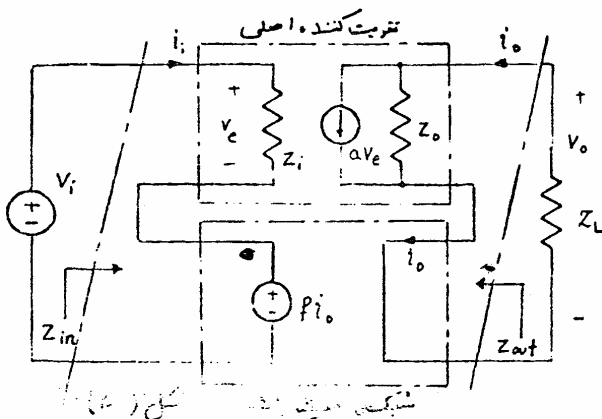
امپدانس خروجی

نیز به اندازه $(1 + a f)$

کاهش یافته است.

Series-Series Feedback

(۲-۲) فیدبک سری-سری:



شکل (۲-۲) مدار یک
تقریب کنندۀ اصلی را با فیدبک
سری-سری نمایش می‌دهد
در این شکل شبکه فیدبک
از جریان خروجی نمونه‌برداری و

با ولتاژ ورودی متناهی می‌کنند بنابراین تاج انتقال ما $A_V = \frac{i_o}{v_i}$ است.

- ضرب تقویت $A_V = \frac{i_o}{v_i}$:

$$v_i = v_e + \beta i_o$$

از KVL در ورودی :

اگر $Z_o \gg Z_L$ باشد آنگاه $i_o \approx a v_e$ است.

$$v_i = v_e + \beta a v_e$$

در نتیجه

$$\Rightarrow A_V = \frac{i_o}{v_i} = \frac{a v_e}{v_e (1 + \beta a)} \Rightarrow \boxed{A_V = \frac{a}{1 + \beta a}} \quad \beta a \gg 1 \Rightarrow A_V \approx \frac{1}{\beta}$$

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

$$v_e = v_i - \beta i_o = v_i - \beta a v_e$$

- امپدانس ورودی :

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

$$Z_{out} = \left. \frac{v_o}{i_o} \right|_{v_i=0}$$

$$i_o = \frac{v_o}{Z_o} + a v_e = \frac{v_o}{Z_o} + a (-\beta i_o)$$

- امپدانس خروجی :

$$i_o = \frac{v_o}{(1 + \beta a) Z_o}$$

$$\Rightarrow \boxed{Z_{out} = (1 + \beta a) Z_o}$$

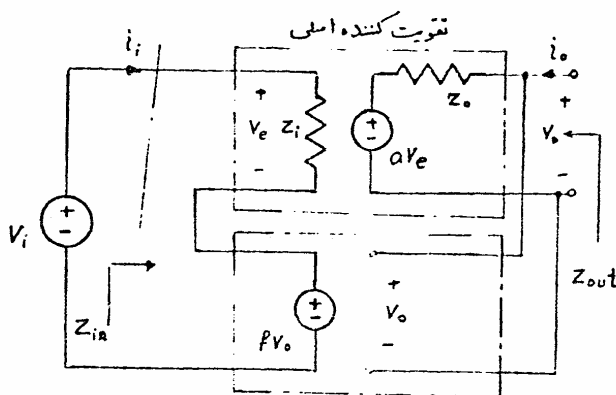
ملاحظه می‌نمود که

امپدانس خروجی و ورودی

$(1 + \beta a)$ برابر بزرگتر شده‌اند.

Series-Shunt Feedback:

(۲-۳) فیدبک سری - شنت :



شکل (۲-۳)

شکل (۲-۳) مدار یک تقویت کننده اصلی را با فیدبک سری - شنت نمایش می‌دهد. در این مدار شبکه فیدبک از ولتاژ خروجی نمونه‌برداری و با ولتاژ ورودی متناهی می‌کنند.

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

- ضریب تقویت $A_v = \frac{V_o}{V_i}$

$$V_i = V_e + f V_o \quad V_o = a V_e$$

از KVL در ورودی:

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

- امپدانس درودی:

$$Z_{in} = \frac{V_i}{i_i} = \frac{V_e + f V_o}{i_i} = \frac{V_e + a f V_e}{i_i} = \frac{V_e}{i_i} (1 + a f)$$

$$\boxed{Z_{in} = (1 + a f) Z_i}$$

- امپدانس خروجی:

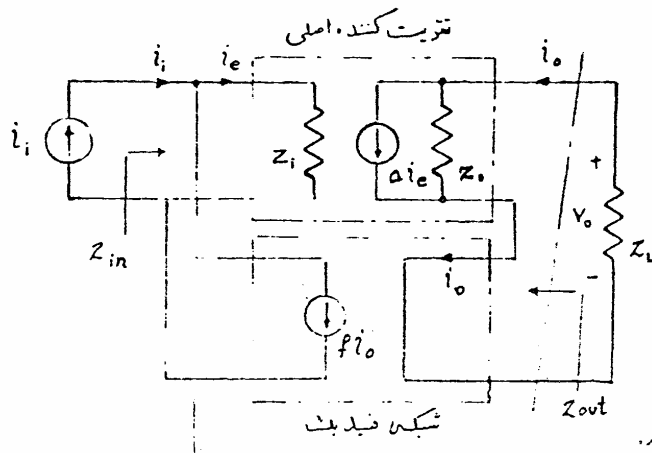
$$Z_{out} = \left. \frac{V_o}{i_o} \right|_{V_i=0} = \frac{Z_o i_o + a V_e}{i_o} = \frac{Z_o i_o - a f V_o}{i_o} = Z_o - a f Z_{out}$$

$$\Rightarrow \boxed{Z_{out} = \frac{Z_o}{1 + a f}}$$

در اینجا امپدانس درودی در
(۱+af) ضرب و امپدانس خروجی بر
(۱+af) تقسیم شده است.

Shunt-Series Feedback:

فیدبک شنت-سری: (۲-۴)



شکل (۲-۴)

شکل (۲-۴) مدار یک

تقویت کننده اصلی را با

فیدبک شنت-سری

نمایش می دهد.

مدار فیدبک از جریان

خروجی نمونه برداری

کرده و با جریان درودی مقایسه می کند.

برای تابع انتقال $A_I = \frac{i_o}{i_i}$ می باشد.

- ضریب تقویت $A_I = \frac{i_o}{i_i}$

$$i_i = i_e + \beta i_o$$

از k_{EL} در ورودی

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

$$A_I = \frac{i_o}{i_i} = \frac{a i_e}{i_e + \beta i_o} = \frac{a}{1 + \beta a} \quad \beta a \gg 1 \Rightarrow A_I \approx \frac{1}{\beta}$$

- امپدانس ورودی:

$$Z_{in} = \frac{V_i}{i_i} = \frac{Z_i i_e}{i_i} = \frac{Z_i i_e}{i_e + \beta i_o} \Rightarrow Z_{in} = \frac{Z_i}{1 + \beta a}$$

- امپدانس خروجی:

$$Z_{out} = \left. \frac{V_o}{i_o} \right|_{i_i=0} \quad i_o = \frac{V_o}{Z_o} + a i_o = \frac{V_o}{Z_o} - \beta a i_o$$

$$i_o = \frac{V_o}{1 + \beta a} \Rightarrow Z_{out} = (1 + \beta a) Z_o$$

تاکنون دیدیم که شنت در ورودی و خروجی سبب کاهش امپدانس به اندازه $\frac{1}{1 + \beta a}$ برابر دسری در ورودی و خروجی سبب زیاد امپدانس به اندازه $(1 + \beta a)$ برابر می شود. بنابراین توسط یک می توان امپدانس ورودی و خروجی را تغییر داد.

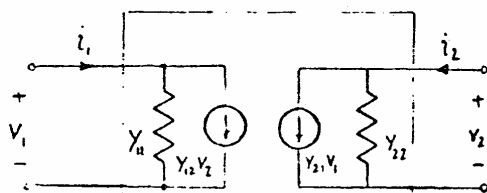
۳- بررسی فیدبک های غیرایده‌ال

شبکه های فیدبک بکار رفته در مدار تقویت کننده های واقعی، ایده‌ال نبوده و 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 بهریت ایده‌ال (بدون اثر بارگذاری) در نظر گرفته شود. و برای محاسبه پارامترهای کل مدار می توان از روابط بدست آمده برای حالت فیدبک ایده‌ال استفاده نمود.

(۳-۱) فیدبک شنت - شنت غیرایده‌ال:

تقویت کننده اصلی و شبکه فیدبک را می توان برسیه انواع دو قطبی یا مدل کرد برای این نوع فیدبک بهتر است که از دو قطبی با پارامترهای ادیتانس استفاده شود. شکل (۳-۱) یک مدار دو قطبی با پارامترهای ادیتانس را نشان می دهد.

که روابط توصیف کننده این مدل بهریت زیر می باشد.



$$\begin{cases} I_1 = Y_{11} V_1 + Y_{12} V_2 \\ I_2 = Y_{21} V_1 + Y_{22} V_2 \end{cases}$$

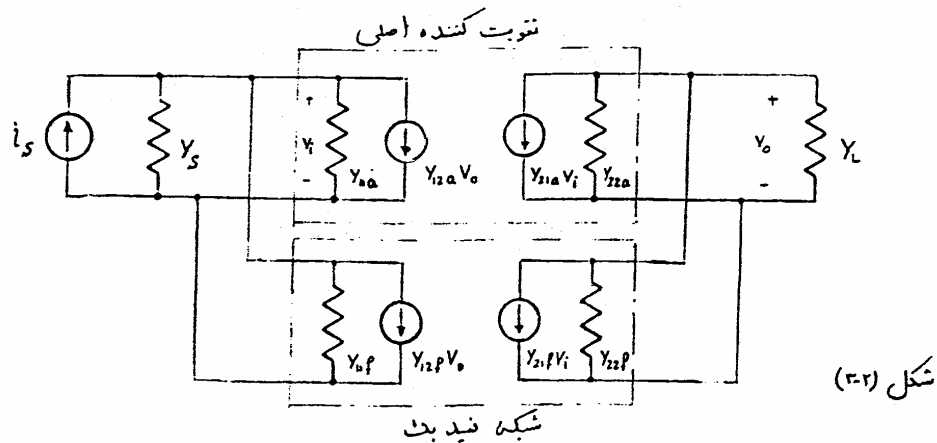
شکل (۳-۱)

شکل (۳-۲) مدار تقویت کننده

اصلی با فیدبک شنت - شنت غیرایده‌ال را نشان می دهد. ابتدا تاج تبدیل $\frac{V_o}{I_s}$ را بدست می آوریم.

$$I_s = (Y_s + Y_{11a} + Y_{11p}) V_i + (Y_{12a} + Y_{12p}) V_o$$

از KCL در گره ورودی،



از KCL در گره خروجی:

اگر V_i و V_o را بصورت زیر تعریف کنیم:

$$\begin{cases} V_i = V_s + Y_{11a} + Y_{11p} \\ V_o = V_L + Y_{22a} + Y_{22p} \end{cases} \quad \text{آنگاه:}$$

$$V_i = \frac{-V_o}{Y_{21a} + Y_{21p}} \quad i_s = \frac{-Y_i V_o}{Y_{21a} + Y_{21p}} + (Y_{21a} + Y_{21p}) V_o$$

$$\frac{V_o}{i_s} = \frac{Y_{21a} + Y_{21p}}{(Y_{12a} + Y_{12p})(Y_{21a} + Y_{21p}) - Y_i Y_o} \quad \text{اگر صورت و مخرج را بر } -Y_i Y_o \text{ تقسیم کنیم:}$$

$$A_Z = \frac{V_o}{i_s} = \frac{-(Y_{21a} + Y_{21p}) / Y_i Y_o}{1 + \frac{-(Y_{21a} + Y_{21p})}{Y_i Y_o} (Y_{21a} + Y_{21p})}$$

اگر $a = \frac{-(Y_{21a} + Y_{21p})}{Y_i Y_o}$ و $p = Y_{12a} + Y_{12p}$ در نظر بگیریم، مشاهده می‌شود که روابط نزدیک ایده‌آل بدست می‌آید.

چون فریب بهره مستقیم تقویت‌کننده خیلی بیشتر از شبکه فیدبک است در نتیجه:

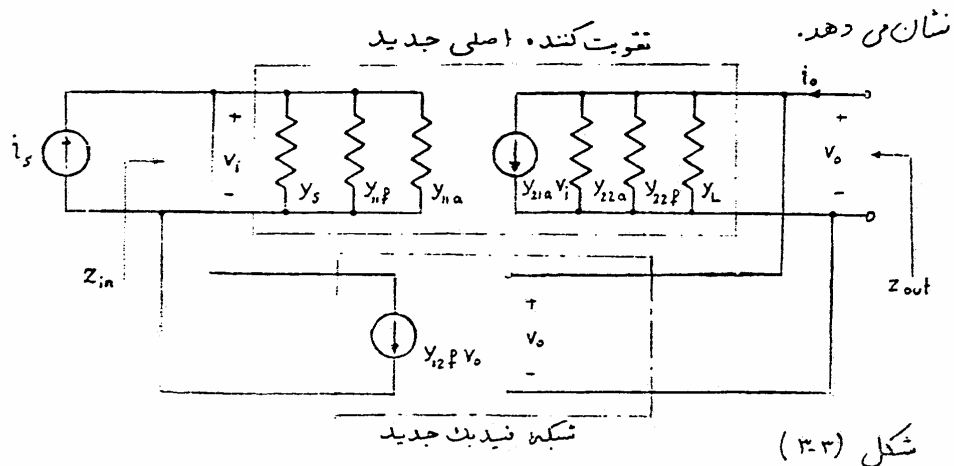
$$|Y_{21a}| \gg |Y_{21p}|$$

در همین فریب بهره در جهت معکوس شبکه فیدبک خیلی بزرگتر از تقویت‌کننده اصلی است. بنابراین:

$$|Y_{12a}| \ll |Y_{12p}|$$

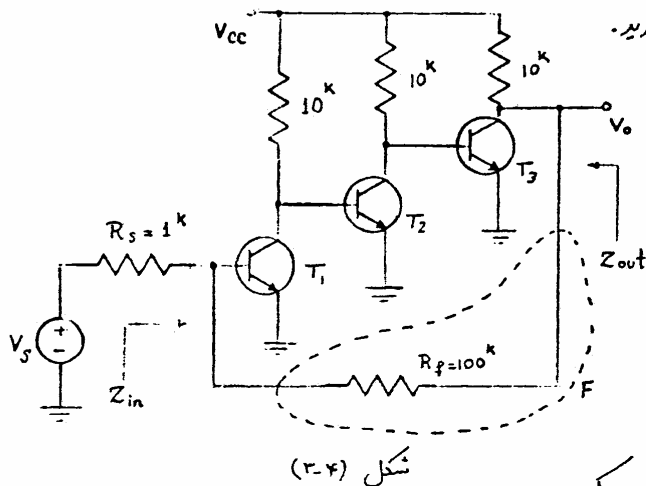
پس در فریب اتصال شبکه فیدبک جدید (ایده‌آل) $p = Y_{12p}$ فریب

تقویت کننده جدید
شکل (۳-۳) مدار تقویت کننده اصلی جدید



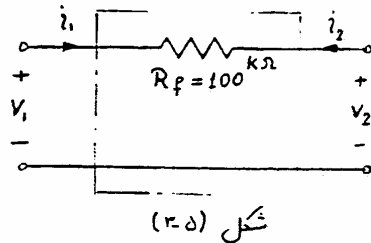
بایدست آوردن تابع انتقال، امپدانس خروجی و ورودی تقویت کننده جدید، می توان با استفاده از روابط لیدال همه پارامترهای تقویت کننده کل را محاسبه کرد.

مثال در مدار تقویت کننده شکل (۳-۴) ترانزیستری بکار رفته مشابه بوده و دارای مشخصات $\beta = 50$ و $h_{ie} = 10^4$ می باشند. Z_{in} و Z_{out} و $A_v = \frac{V_o}{V_s}$ را برای این تقویت کننده بدست آورید.



حل: ابتدا باید شبکه فیدبک را پیدا کرده و نوع فیدبک را بدست آوریم. اگر شبکه فیدبک را مانند ناحیه خط چین شکل (۳-۴) در نظر بگیریم، مشاهده می شود که این شبکه از ولتاژ خروجی نمونه برداری و با جریان ورودی مقایسه می کند.

در نتیجه نوع فیدبک مثبت - مثبت بوده و تابع انتقال ما $\frac{V_o}{i_s}$ می باشد.
 شکل (۳-۵) شبکه فیدبک را نشان می دهد.

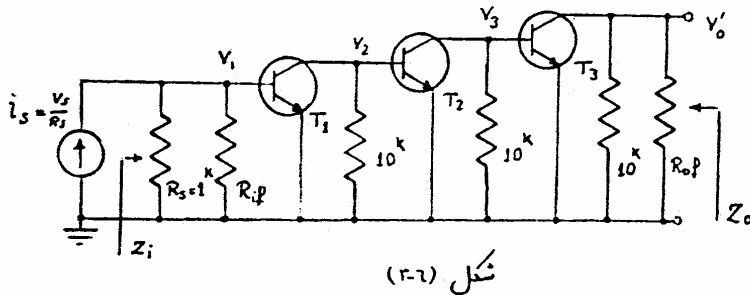


$$\frac{1}{R_{if}} = y_{11} = \frac{i_1}{V_1} \Big|_{V_2=0} = \frac{1}{R_F} = \frac{1}{100k}$$

$$\frac{1}{R_{of}} = y_{22} = \frac{i_2}{V_2} \Big|_{V_1=0} = \frac{1}{R_F} = \frac{1}{100k}$$

$$f = y_{12} = \frac{i_1}{V_2} \Big|_{V_1=0} = \frac{-1}{R_F} = \frac{-1}{100k}$$

چونکه در این مدل نمونه خروجی با جریان ورودی متایسه می شود بنابراین می توانیم R_s و مقاومت داخلی آن (معادل Norton آنرا قرار می دهیم. شکل (۳-۶) مدار تقویت کننده جدید را نشان می دهد.



برای این تقویت کننده:

$$a = \frac{V_o'}{i_s} = \frac{V_o'}{V_1 / (R_s \parallel R_{if} \parallel h_{ie})} = (R_s \parallel R_{if} \parallel h_{ie}) \frac{V_o'}{V_1} = (1 \parallel 100 \parallel 10^3) \times \frac{V_o'}{V_1} \times \frac{V_2}{V_2} \times \frac{V_3}{V_1}$$

$$a = 0.9 \times \frac{-\beta_3 (10 \parallel R_{of})}{h_{ie3}} \times \frac{-\beta_2 (10 \parallel h_{ie3})}{h_{ie2}} \times \frac{-\beta_1 (10 \parallel h_{ie2})}{h_{ie1}} = -25568.2 \text{ k}\Omega$$

$$Z_i = R_s \parallel R_{if} \parallel h_{ie1} = 900 \Omega$$

$$Z_o = R_{of} \parallel 10^3 = 9.1 \text{ k}\Omega$$

با توجه به روابط ایستاد داریم:

$$\frac{V_o}{i_s} = \frac{a}{1 + a\beta} \quad Z'_{in} = \frac{Z_i}{1 + a\beta} \quad Z_{out} = \frac{Z_o}{1 + a\beta}$$

با داشتن این گیات می توان پارامترهای دلخواه تقویت کننده کل را بدست آورد.

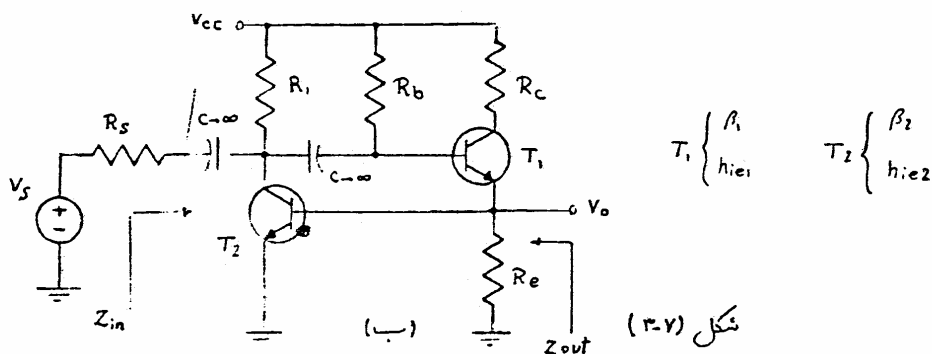
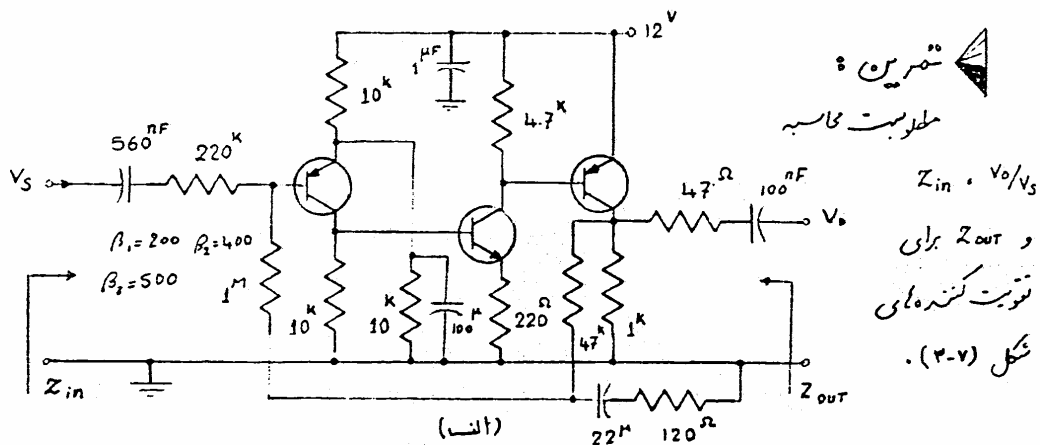
$$1 + a\beta = 1 + (-255.68)(-0.01) = 256.7 \quad \text{- ضرب تقویت ولتاژ}$$

$$\frac{V_o}{i_s} = \frac{-255.68}{256.7} = -99.6 \text{ k}\Omega \quad A_v = \frac{V_o}{V_s} = \frac{V_o}{R_s i_s} = \frac{1}{1^k} \cdot \frac{V_o}{i_s} = -99.6$$

$$Z'_{in} = \frac{900}{256.7} = 3.5 \Omega \quad Z'_{in} = R_s \parallel Z_{in} \quad \text{- امپدانس ورودی}$$

$$\Rightarrow \frac{1}{Z_{in}} = \frac{1}{Z'_{in}} - \frac{1}{R_s} = \frac{1}{3.5} - \frac{1}{1000} \Rightarrow \boxed{Z_{in} = 3.51 \Omega} \quad \text{- امپدانس خروجی}$$

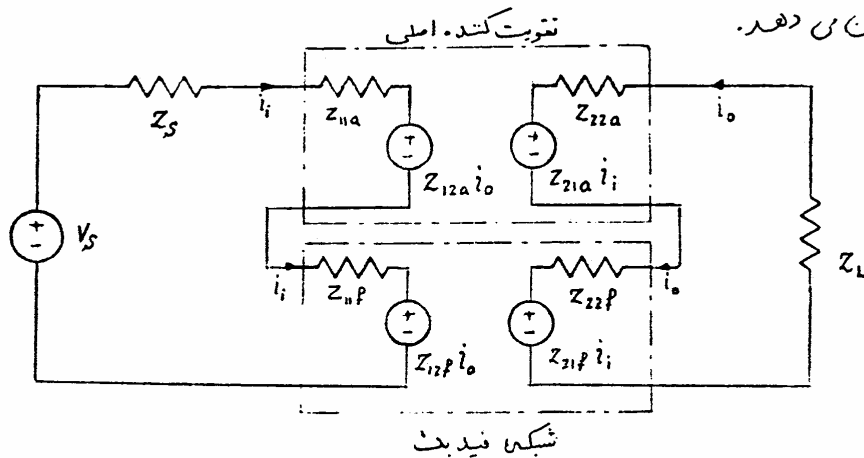
$$Z_{out} = \frac{9.1^k}{256.7} = 35.5 \Omega$$



۲۰۳

۳-۲) فییدبک سری - سری غیرایده‌آل:
شکل (۳-۸) مدار یک تقویت کننده با فیدبک سری - سری را

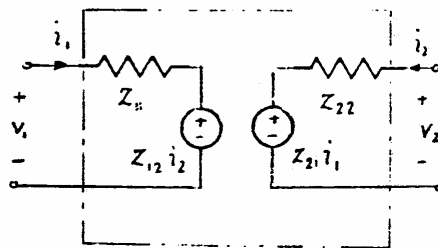
نشان می دهد.



شبکه فییدبک

شکل (۳-۸)

برای سادگی محاسبات از پارامترهای امپدانس (Z) برای تقویت کننده اصلی و شبکه فیدبک استفاده می کنیم.



شکل (۳-۹)

شکل (۳-۹) مدل یک در قطبی با

پارامترهای امپدانس را نشان می دهد.

که روابط بین ولتاژ بار جریانهای ورودی

آن به صورت زیر می باشند.

$$\begin{cases} V_1 = Z_{11} i_1 + Z_{12} i_2 \\ V_2 = Z_{21} i_1 + Z_{22} i_2 \end{cases}$$

- ضریب تقویت $\frac{i_o}{V_S}$:

$$V_S = (Z_S + Z_{11a} + Z_{11p}) i_i + (Z_{12a} + Z_{12p}) i_o \quad \text{از KVL در ورودی}$$

$$0 = (Z_{21a} + Z_{21p}) i_i + (Z_L + Z_{22a} + Z_{22p}) i_o \quad \text{از KVL در خروجی}$$

اگر Z_i و Z_o را به صورت زیر

تعریف کنیم.

$$\begin{cases} Z_i = Z_S + Z_{11a} + Z_{11p} \\ Z_o = Z_L + Z_{22a} + Z_{22p} \end{cases}$$

نتیجاً 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 ضریب تقویت میسیم شبکه
نیز یک رادر متابل تقویت کننده اصلی

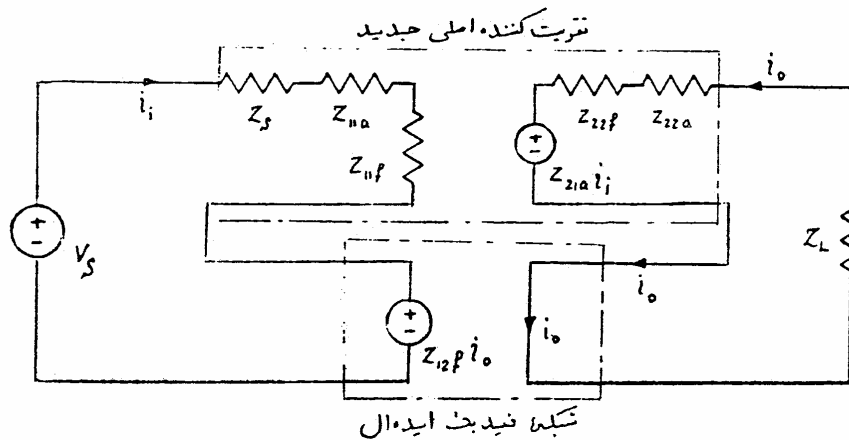
در ضریب تقویت معکوس تقویت کننده اصلی رادر متابل شبکه نیز یک صر نظر کنیم، داریم:

$$|Z_{21a}| \gg |Z_{21f}|, \quad |Z_{12a}| \ll |Z_{12f}|$$

$$\frac{i_o}{V_s} = \frac{\frac{-Z_{21a}}{Z_i Z_o}}{1 + \left(\frac{-Z_{21a}}{Z_i Z_o} \right) Z_{12f}} = \frac{a}{1 + af} \Rightarrow a = \frac{-Z_{21a}}{Z_i Z_o}, \quad f = Z_{12f}$$

در نتیجه ۱

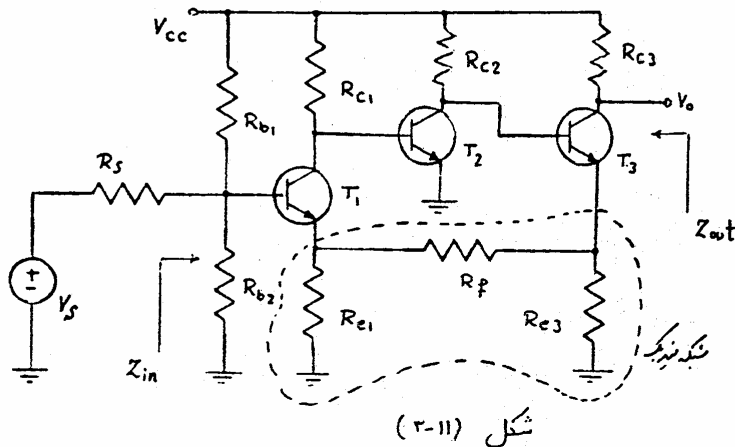
بنابر این با توجه به روابط به دست آمده می توان مدار تقویت کننده شکل (۳-۸) را به صورت یک تقویت کننده جدید با شبکه نیز یک ایده آل مدل کرد. [شکل (۳-۱۰)]



شکل (۳-۱۰)

با به دست آوردن پارامترهای تقویت کننده اصلی جدید می توان با روابط به دست آمده برای حالت ایده آل، پارامترهای کل مدار را محاسبه کرد.

(مثال) مطلوبت محاسبه Z_{in} ، Z_{out} و $\frac{V_o}{V_s}$ برای مدار تقویت کننده شکل (۳-۱۱) ، از R_{b1} و R_{b2} هم بخاطر بزرگ بردشان صرف نظر کنید.



حل: جریان گذرنده از مقاومت R_{c3} جریان خروجی فرض می کنیم. شبکه فیدبک را مانند شکل (۳-۱۱) انتخاب می کنیم

جریان وارد شده به

شکله فیدبک $\frac{\beta+1}{\beta}$ برابر جریان

خروجی است که با تقریب خوبی می توان آنرا برابر جریان خروجی در نظر گرفت.

شکله فیدبک از جریان خروجی نمونه برداری و با دستاثر ورودی مقایسه می کند بنابراین

فیدبک از نوع سری-سری می باشد. برای بدست آوردن R_{if} ، R_{op} و β

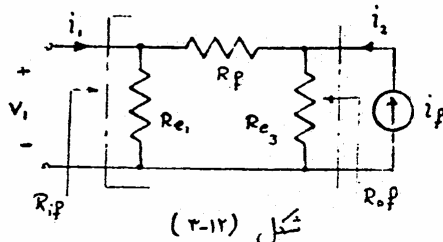
بدون در نظر گرفتن نوع دو قطبی می توان بهر دست زیر عمل کرد.

β چون شکله فیدبک از جریان خروجی نمونه برداری می کند یک منبع جریان

در خروجی قرار می دهیم (جریان باید دارد شکله فیدبک شود) و چون با دستاثر ورودی

تقویت کننده مقایسه می کند، در نتیجه دستاثر قسمت ورودی شکله فیدبک را اندازه گیری

می کنیم. [شکل (۳-۱۲)]



شکل (۳-۱۲)

$$\beta = \frac{V_2}{V_1} = R_{e3} \cdot \frac{i_{e3}}{i_p} = \frac{R_{e1} R_{e3}}{R_{e1} + R_p + R_{e3}}$$

R_{op} و R_{if} برای بدست آوردن

امپدانسهای خروجی و ورودی شکله فیدبک می توان در موقع محاسبه هر کدام طرف دیگر

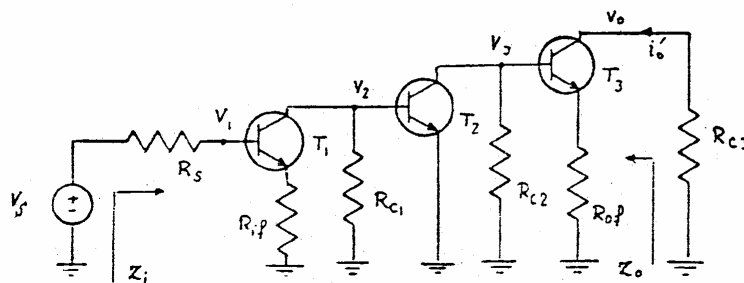
شکله را اگر به صورت شنت بکار برده است، اتصال کوتاه، و اگر به صورت سری بود، اتصال باز در نظر گرفت. برای محاسبه R_{if} ، خروجی شبکه نینک به دلیل سری بودن اتصال باز می‌کنایم و همچنین برای امپدانس خروجی R_{of} نیز همین کاری را انجام می‌دهیم.

$$R_{if} = R_{e1} \parallel (R_f + R_{e3})$$

$$R_{of} = R_{e3} \parallel (R_f + R_{e1})$$

با اثر بارگذاری شبکه نینک روی تقویت کننده اصلی، تقویت کننده جدید شکل

(۳-۱۳) درست می‌آید.



برای تقویت کننده

اصلی جدید شکل (۳-۱۳)

داریم:

$$a = \frac{i_o'}{V_s} = \frac{-V_o/R_{c3}}{V_s} = \frac{-1}{R_{c3}} \frac{V_o}{V_s} = \frac{-1}{R_{c3}} \times \frac{V_o}{V_3} \times \frac{V_3}{V_2} \times \frac{V_2}{V_s}$$

$$\Rightarrow a = \frac{-1}{R_{c3}} \times \frac{-\beta_3 R_{c3}}{h_{ie3} + (1+\beta_3)R_{of}} \times \frac{-\beta_2 [R_{c2} \parallel (h_{ie3} + (1+\beta_3)R_{of})]}{h_{ie2}} \times \frac{-\beta_1 [R_{c1} \parallel h_{ie2}]}{R_s + h_{ie1} + (1+\beta_1)R_{if}}$$

$$Z_i = R_s + h_{ie1} + (1+\beta_1)R_{if}$$

$$Z_o = \infty$$

برای مدار کل:

$$\frac{i_o}{V_s} = \frac{a}{1+a\beta}$$

$$\frac{V_o}{V_s} = -R_{c3} \frac{i_o}{V_s} = \frac{-R_{c3} a}{1+a\beta}$$

$$Z'_{in} = (1+a\beta) Z_i$$

$$Z'_{in} = R_s + Z_{in} \Rightarrow Z_{in} = (1+a\beta)(R_s + h_{ie1} + (1+\beta_1)R_{if}) - R_s$$

$$Z'_{out} = (1+a\beta) Z_o \approx \infty$$

$$Z_{out} = R_{c3} \parallel Z'_{out} \approx R_{c3}$$

مطلوبست محاسبه A_v ، Z_{in} و Z_{out} برای شکل (۲-۱۱) در صورتیکه پارامترهای مدار بصورت زیر باشد. (از مقادیرهای R_{B1} ، R_{B2} صرف نظر کنید)

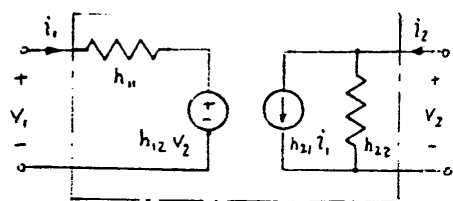
$$\beta_1 = \beta_2 = \beta_3 = 100 \quad R_{e3} = R_{e1} = 470^{\Omega} \quad R_f = 150^k \quad R_s = 1^k$$

$$R_{c1} = 1.2^k \quad R_{c2} = 1.8^k \quad R_{c3} = 3.3^k \quad h_{ie1} = h_{ie2} = h_{ie3} = 1.1^k$$

$$R_{b1} = 47^k \quad R_{b2} = 150^k$$

(۳-۲) فیدبٹ سری - ثنت غیر اید، ال:

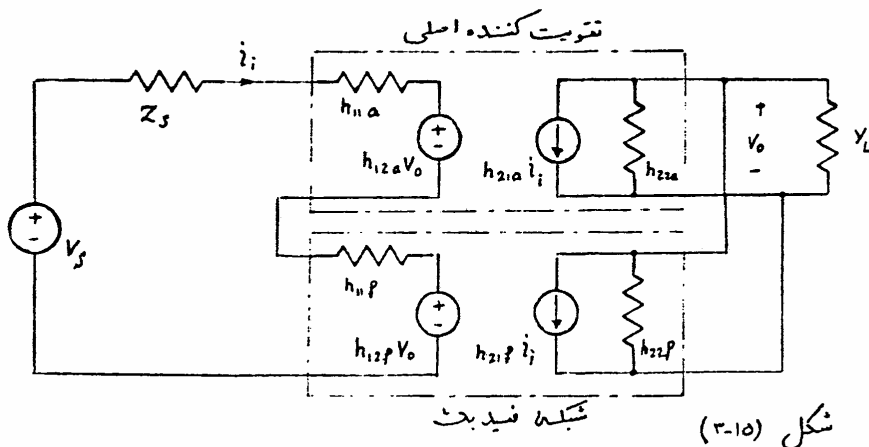
در این نوع میله یک، جریان ورودی با دلتا از خردی میله یک میله یک و تقویت کننده اصلی یکسان می باشد. بنابراین می توان از پارامترهای هاینبریه در قطبی برای مدل کردن تقویت کننده میله یک استفاده کرد. شکل (۳-۱۴) مدل شائیکس یک در قطبی با پارامترهای هاینبریه را نشان می دهد.



$$\begin{cases} V_1 = h_{11} \dot{z}_1 + h_{12} V_2 \\ \dot{z}_2 = h_{21} \dot{z}_1 + h_{22} V_2 \end{cases}$$

شکل (۳-۱۴)

شکل (۱۵-۳) مدار یک تقویت کننده با منبع یک سر-شنت را نشان می دهد



حال با استفاده از پارامترهای هایبرید در قطب‌های تابع انتقال $\frac{V_o}{V_s}$ را بدست می‌آوریم.

$$V_s = (Z_s + h_{11a} + h_{11f}) i_i + (h_{12a} + h_{12f}) V_o \quad \text{از KVL در ورودی:}$$

$$0 = (h_{21a} + h_{21f}) i_i + (Y_L + h_{22a} + h_{22f}) V_o \quad \text{از KCL در خروجی:}$$

$$\begin{cases} Z_i = Z_s + h_{11a} + h_{11f} \\ Y_o = Y_L + h_{22a} + h_{22f} \end{cases} \quad \text{اگر } Z_i \text{ و } Y_o \text{ را به صورت زیر تعریف کنیم،}$$

از روابط بالا خواهیم داشت:

$$A_V = \frac{V_o}{V_s} = \frac{\frac{h_{21a} + h_{21f}}{-Z_i Y_o}}{1 + \frac{h_{21a} + h_{21f}}{-Z_i Y_o} (h_{12f} + h_{12a})}$$

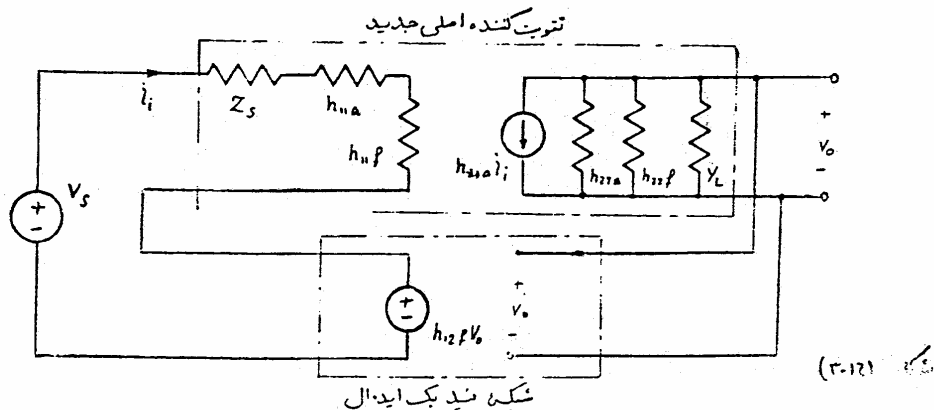
و با توجه به خواص تقریب‌کننده اصلی و شبکه نیدبک خواهیم داشت:

$$|h_{21a}| \gg |h_{21f}| \quad , \quad |h_{12a}| \ll |h_{12f}| \quad \text{بنابراین داریم:}$$

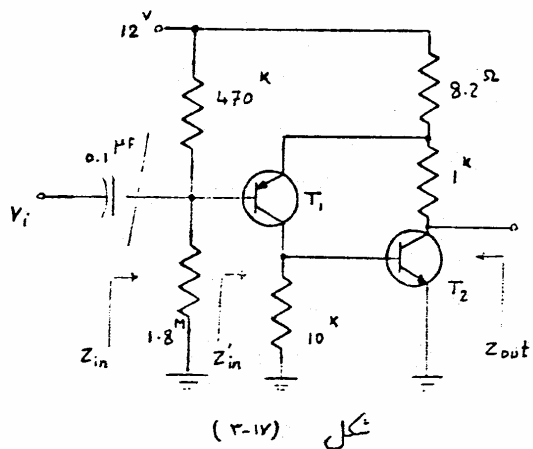
$$A_V = \frac{V_o}{V_s} \approx \frac{\frac{-h_{21a}}{Z_i Y_o}}{1 + \left(\frac{-h_{21a}}{Z_i Y_o}\right) h_{12f}} \frac{a}{1 + \theta f} \Rightarrow a = \frac{-h_{21a}}{Z_i Y_o} \quad , \quad f = h_{12f}$$

با توجه به روابط بدست آمده می‌توان مدار شکل (۳-۱۵) را به صورت یک تقریب‌کننده

مدیر به مانند نیدبک ایده‌آل مطابق مدار شکل (۳-۱۶) در نظر گرفت.



۲۰۹



شکل (۳-۱۷)

مثال مدار تقویت کننده
شکل (۳-۱۷) را در نظر بگیرید
اسی، نیدیک را مشخص نمایید.

ب، فرض

$$h_{ie1} = 64k \quad h_{ie2} = 1.4k$$

$$\beta_1 = 200 \quad \beta_2 = 400$$

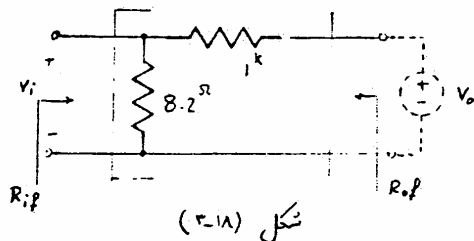
فرض تقویت دشار $\frac{V_o}{V_i}$ را در

فرکانسهای میانی بدست آورید.

ج: Z_{in} ، Z'_{in} و Z_{out} را محاسبه نمایید.

حل: اسی، نیدیک از نوع سری-شنت می باشد.

ب، شکل (۳-۱۸) شبکه نیدیک را نشان می دهد.



شکل (۳-۱۸)

برای بدست آوردن f_i ، منبع دشار

در خروجی قرار می دهیم و دشار ورودی
را اندازه می گیریم.

$$f_i = \frac{V_i}{V_o} = \frac{8.2}{8.2 + 1000} = 8.13 \times 10^{-3}$$

برای بدست آوردن R_{iP} ، چون خروجی شنت است آنرا اتصال کوتاه.

$$R_{iP} = 8.2 \parallel 1k = 8.13 \Omega$$

می نمایم.

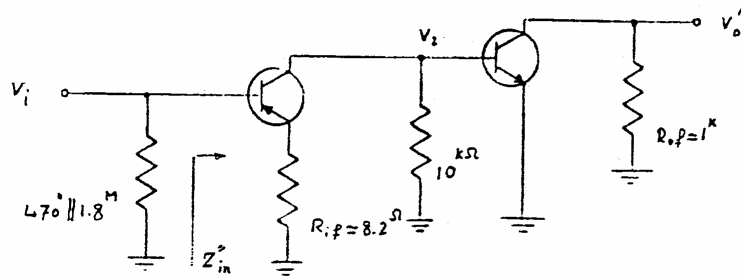
و همچنین برای R_{oP} ، ورودی را به علت سری بودن اتصال باز در نظر می گیریم.

$$R_{oP} = 1k \parallel 8.2 \Omega = 1.008 k\Omega$$

شکل (۳-۱۹) تقویت کننده اصلی جدید را نشان می دهد. برای این تقویت کننده.

نایم:

$$a = \frac{V_o}{V_i} = \frac{V_o}{V_2} \cdot \frac{V_2}{V_1} = \frac{-200(10^3 \parallel 1.4^k)}{64^k + 201(8.13^{\Omega})} \cdot \frac{-400(1.008^k)}{1.4^k} = 1077.5$$



شکل (۳-۱۹)

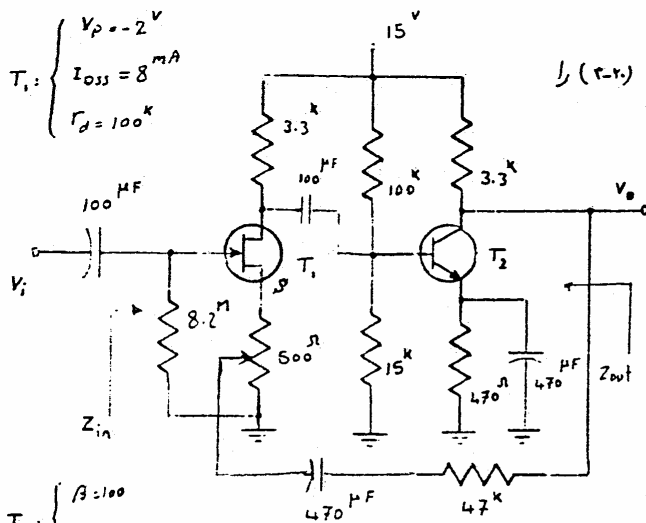
$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{a}{1 + a\beta} = \frac{1077.5}{1 + 1077.5 \times 8.13 \times 10^{-3}} = 110.4$$

$$Z'_{in} = 64 + 201 \times 8.13 = 65.6^k \quad Z'_{in} = (1 + a\beta) Z_{in} = 641^k \Omega$$

$$Z_{in} = 470^k \parallel 1.8^M \parallel Z'_{in} = 235.6^k \Omega \quad Z'_{out} = 1^k$$

$$Z_{out} = \frac{Z'_{out}}{1 + a\beta} = \frac{1^k}{1 + 8.13 \times 10^{-3} \times 1077.5} = 102.5 \Omega$$

اسیدان فردی



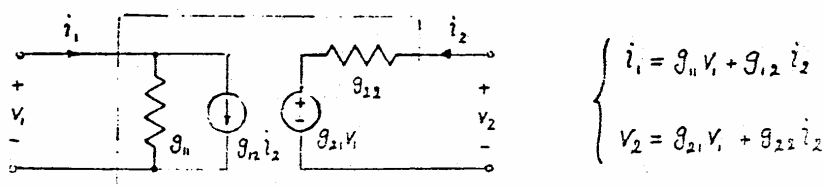
شکل (۳-۲۰)

تقریب :
مدار تقویت کننده شکل (۳-۲۰) را

دقت نظر بگیرید
انت ۱ نوع فیدبک را تعیین کرده و بگویید
درجه حرارت ۵۰ درجه می شود
ب ۱ جریانهای نقطه کار، I_{CQ} و I_{DQ}
را بدست آورید.
ج ۱ اگر بانه تر در نقطه کار باشد
مربوب تر نسبت ولتاژ V_o/V_i را بدست آورید.
د ۱ Z_{in} و Z_{out} را محاسبه نمایید.

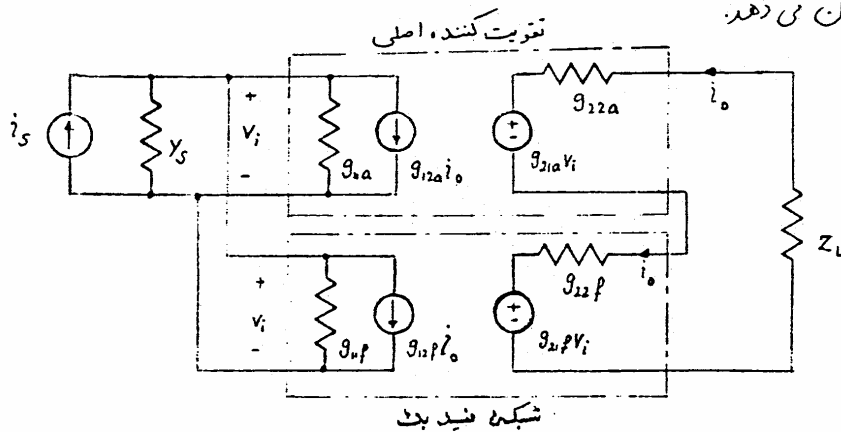
۳-۴) فیدبک شنت-سری غیرایده‌ال:

در فیدبک شنت-سری ولتاژ ورودی تقویت کننده و شبکه فیدبک در هم‌چنین جریان خروجی آنها یکسان هستند. که در این حالت مناسبترین مدل دو قطبی، برای محاسبات مان، استفاده از پارامترهای (G) می‌باشد. شکل (۳-۲۱) مدل نمائیکی یک دو قطبی با پارامترهای G را نشان می‌دهد.



شکل (۳-۲۱)

شکل (۳-۲۲) مدار یک تقویت کننده با فیدبک شنت-سری را با استفاده از مدل G، نشان می‌دهد.



شکل (۳-۲۲)

- ضریب تقویت: $A_v = \frac{i_o}{i_s}$

$$i_s = (y_s + g_{na} + g_{np})V_i + (g_{12a} + g_{12p})i_o$$

از KCL در ورودی،

$$0 = (g_{21a} + g_{21p})V_i + (Z_L + g_{22a} + g_{22p})i_o$$

از KVL در خروجی،

اگر y_i و z_o را بهرست زیر تعریف کنیم،

$$\begin{cases} y_i = y_s + g_{11a} + g_{11f} \\ z_o = z_L + g_{22a} + g_{22f} \end{cases}$$

از روابط بالا نتیجه می شود که،

$$A_I = \frac{i_o}{i_s} = \frac{\frac{g_{21a} + g_{21f}}{-z_o y_i}}{1 + \frac{g_{21a} + g_{21f}}{-z_o y_i} (g_{12a} + g_{12f})}$$

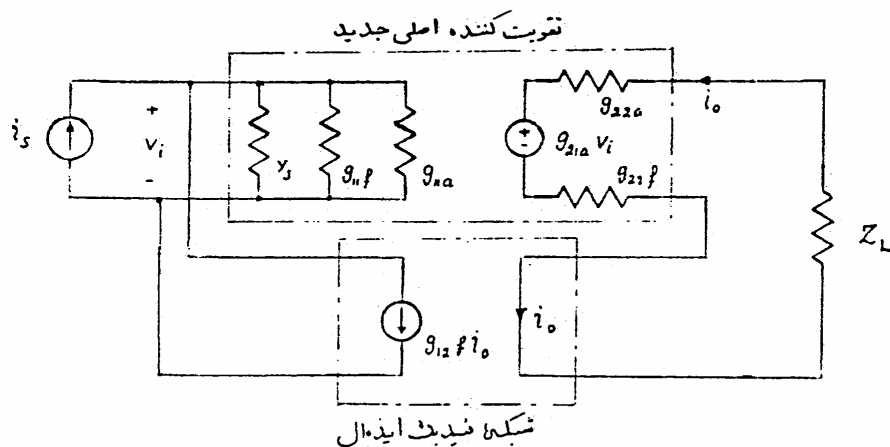
با توجه به خواص تقویت کننده اصلی شبکه فیدبک خواهیم داشت،

$$|g_{21a}| \gg |g_{21f}| \quad , \quad |g_{12a}| \ll |g_{12f}|$$

بنابراین،

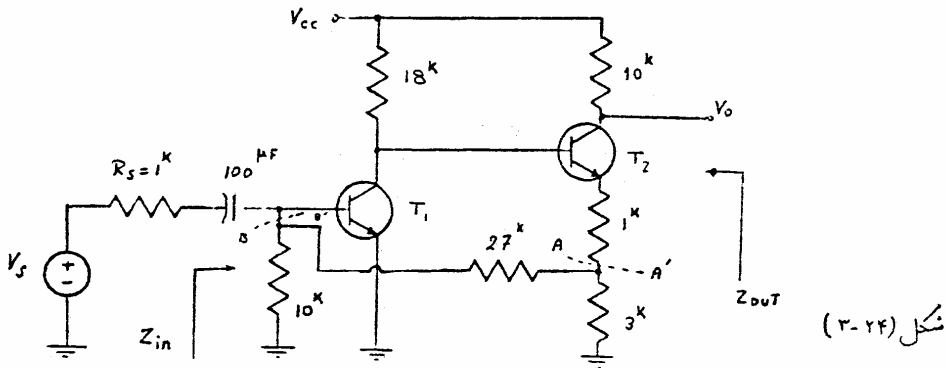
$$A_I = \frac{i_o}{i_s} \approx \frac{\frac{-g_{21a}}{y_i z_o}}{1 + \left(\frac{-g_{21a}}{y_i z_o} \right) g_{12f}} = \frac{a}{1 + a f} \Rightarrow a = \frac{-g_{21a}}{y_i z_o} \quad , \quad f = g_{12f}$$

با توجه به روابط بدست آمده، مدار تقویت کننده شکل (۳-۲۲) را می توان بهرست یک تقویت کننده جدید با شبکه فیدبک ایده آل در نظر گرفت [شکل (۳-۲۳)]

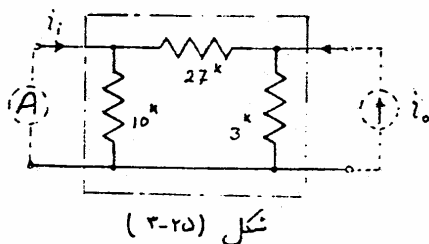


شکل (۳-۲۳)

مثال در مدار تقویت کننده شکل (۳-۲۴) $A_V = \frac{V_o}{V_s}$ ، Z_{in} و Z_{out} را بدست آورید. $(\beta = 50, r_n = 2^k)$



حل: اگر سطاین برشهای AA' و BB' مدار فیدبک را جدا کنیم (حالتی دیگری را نیز می توان در نظر گرفت) فیدبک از نوع شنت سری بوده و تابع انتقال $\frac{V_o}{V_s}$ می باشد. شکل (۳-۲۵) شبکه فیدبک را نشان می دهد.



f : برای بدست آوردن f یک منبع جریان در خروجی گذاشته و جریان اتصال کوتاه ورودی را بدست می آوریم. (در شکل (۳-۲۵) A یک آمپر متر است)

$$f = \frac{i_i}{i_o} = -\frac{3}{3+27} = -0.1$$

R_{if} در منبع بسته آوردن

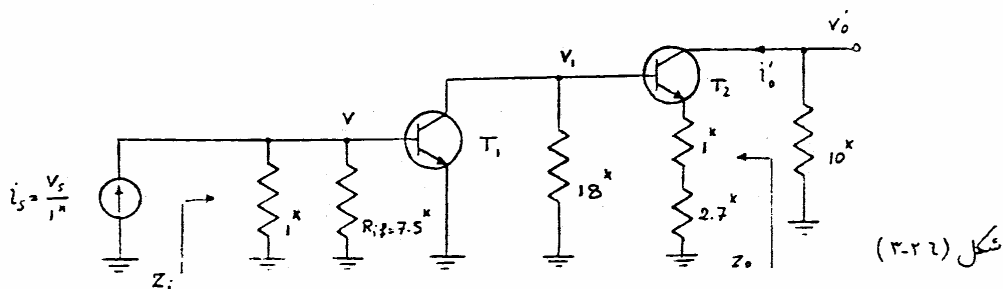
R_{if} بدیل اینکه خروجی بهرست سری است در نتیجه اتصال باز در نظر گرفته می شود.

$$R_{if} = 10 \parallel (27+3) = 7.5 \text{ k}\Omega$$

R_{of} : برای محاسبه R_{of} ورودی را به دلیل شنت بودن اتصال کوتاه در نظر می گیریم.

$$R_{of} = 3 \parallel 27 = 2.7 \text{ k}\Omega$$

شکل (۳-۲۶) تقویت کننده اصلی را با در نظر گرفتن اثر بارگذاری شبکه فیدبک نشان می دهد.



شکل (۲-۲۲)

پارامترهای تقویت کننده جدید :

$$a = \frac{i_o'}{i_s} = \frac{1 \parallel 7.5 \parallel 2}{-10} \times \frac{V_o}{V_i} \times \frac{V_i}{V}$$

$$\Rightarrow a = \frac{-0.61}{10} \times \frac{-50 [18 \parallel (2 + 51 \times 3.7)]}{2^k} \times \frac{-50 \times 10}{2 + 51 \times 3.7} = -66$$

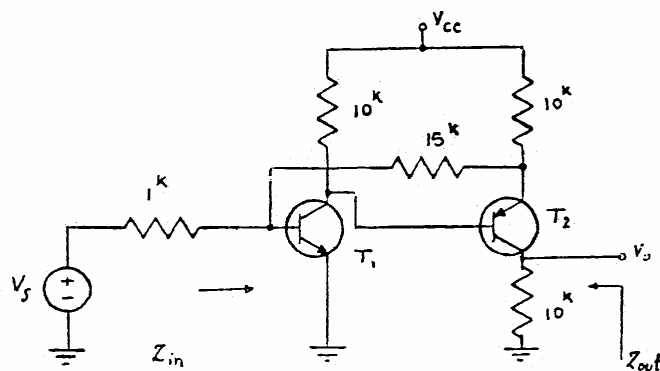
$$Z_i = 1 \parallel 7.5 \parallel 2 = 0.61 \quad Z_o \approx \infty$$

- پارامترهای مدار کلی تقویت کننده :

$$\frac{i_o}{i_s} = \frac{a}{1 + af} = \frac{-66}{1 + (-0.1)(-66)} = -8.7$$

$$A_V = \frac{V_o}{V_s} = \frac{-i_o \times 10}{i_s \times 1^k} = 86.8 \quad Z_{in}' = \frac{Z_i}{1 + af} = \frac{0.61}{7.6} = 80.2^{\Omega}$$

$$Z_{in}' = Z_{in} \parallel R_s \Rightarrow \boxed{Z_{in} = 87.2^{\Omega}} \quad Z_{out}' = (1 + af) Z_o \approx \infty \Rightarrow \boxed{Z_{out} = 10^k}$$



شکل (۲-۲۷)

تقریب :

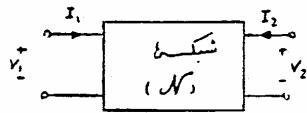
در مدار تقریب کننده :

شکل (۲-۲۷) $A_V = \frac{V_o}{V_s}$

Z_{in} و Z_{out} را بدست آوریم. ($\beta = 50, r_{\pi} = 3^k$)

خلاصه: (۳-۵)

جدول (۳-۱) ، مطالب گفته شده در مورد انواع نمادیکها را بطور خلاصه بیان می‌کند.



در این جدول دردی دو قطبی را سمت چپ و خروجی آنرا در سمت راست در نظر می‌گیریم. [شکل (۱۳-۱۸)]

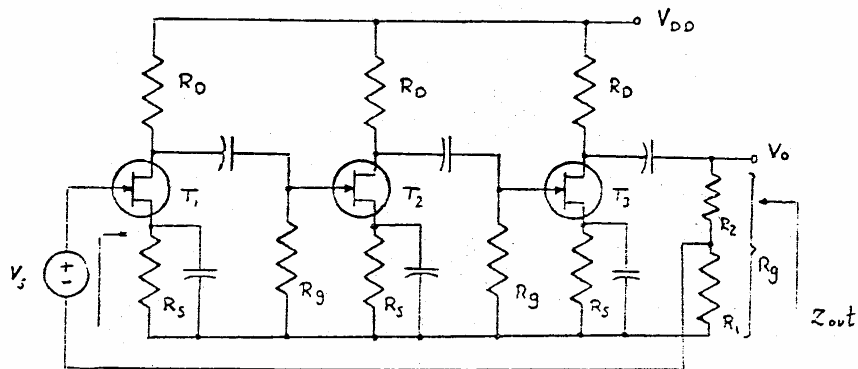
شکل (۳-۲۸)

نوع نمادیک	پارامتر دو قطبی	متغیر خروجی	متغیر ورودی	تابع انتقال	R_{if}	R_{of}	f
شنت-شنت	y	v_o	i_s	$\frac{v_o}{i_s}$	خروجی اتصال کوتاه	ورودی اتصال کوتاه	منبع ولتاژ در خروجی و اندازه‌گیری جریان اتصال کوتاه در ورودی
سری-سری	z	i_o	v_s	$\frac{i_o}{v_s}$	خروجی اتصال باز	ورودی اتصال باز	منبع جریان در خروجی و اندازه‌گیری ولتاژ در ورودی
سری-شنت	h	v_o	v_s	$\frac{v_o}{v_s}$	خروجی اتصال کوتاه	ورودی اتصال کوتاه	منبع ولتاژ در خروجی و اندازه‌گیری ولتاژ در ورودی
شنت-سری	G	i_o	i_s	$\frac{i_o}{i_s}$	خروجی اتصال باز	ورودی اتصال کوتاه	منبع جریان در خروجی و اندازه‌گیری حثث اتصال کوتاه در ورودی

جدول (۳-۱)

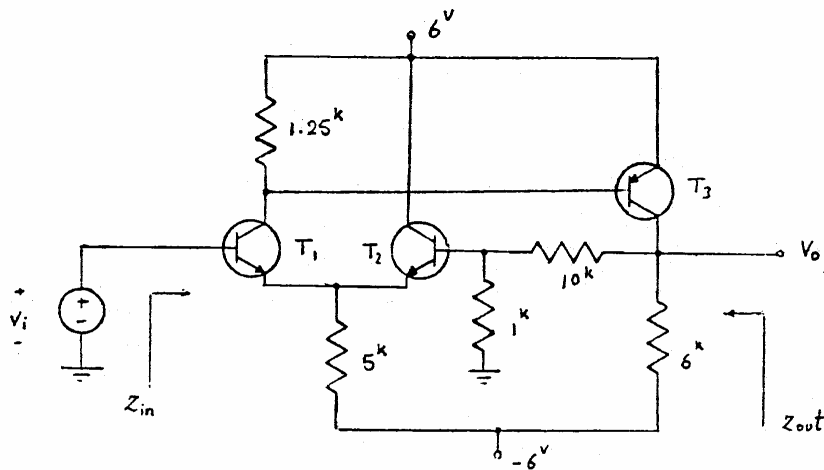
تمرین‌های مختلف:

۱. مطلوبت محاسبه Z_{in} ، Z_{out} و $A_V = \frac{V_o}{V_i}$ در مدار شکل (P-1) در صورتیکه:
 $R_D = 50^k$ ، $R_g = 1^M$ ، $R_1 = 400^{\Omega}$ ، $g_m = 6^{mA/V}$ ، $r_d = 10^k$



شکل (P-1)

۲. تقویت کننده فیدبک دار شکل (P-2) را در نظر بگیرید، در صورتیکه $\beta_{PNP} = 200$ ، $V_{BE} = 0.7^V$ ، $V_A = \infty$ ، مقدار DC ورودی صفر باشد. مطلوبت:
 $A_V = \frac{V_o}{V_i}$ ، بهره ولتاژ حلقه باز (Loop-Gain)، امیدانس ورودی و امیدانس خروجی.



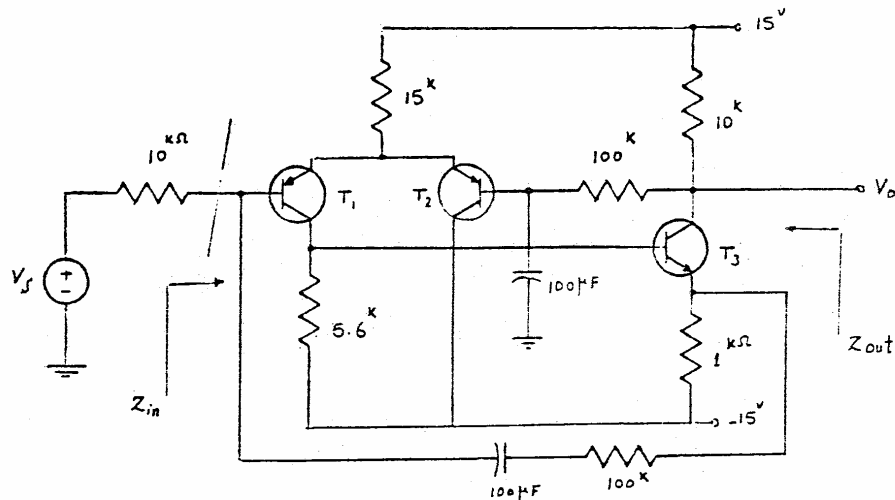
شکل (P-2)

۲۱۷

۳- مدار تقویت کننده شکل (P-3) را در نظر بگیرید. با فرض اینکه $\beta = 200$ ،

$$(V_{BE} = 0.6V) \quad (V_{CE} = 0 \Rightarrow V_{CE} = 0)$$

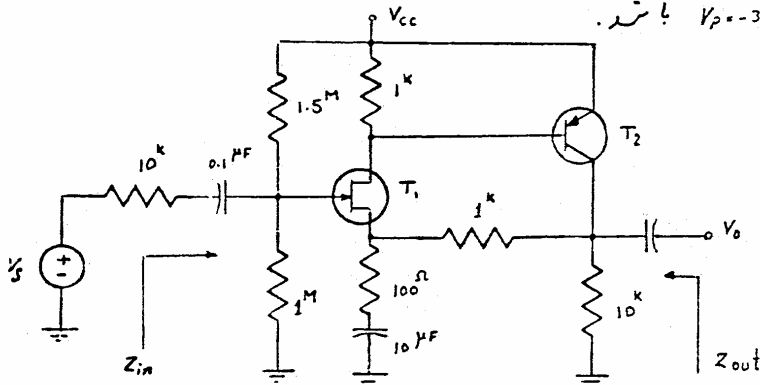
الف) نوع بیدک را مشخص کنید ب جریانهای نقطه کار سه ترانزیستور را بدست آورید.
ج) بهره تقویت کننده $\frac{V_o}{V_i}$ را محاسبه کنید Z_{in} و Z_{out} را حساب کنید.



شکل (P-3)

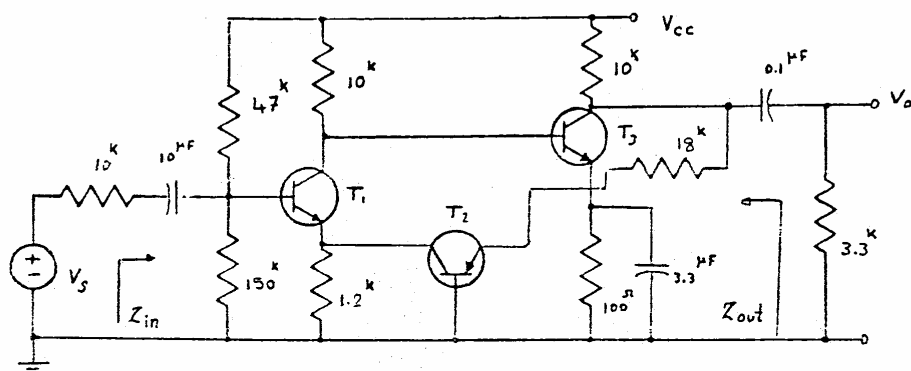
۴- با توجه به مدار تقویت کننده شکل (P-4) مطلوبیت محاسبه Z_{out} ، Z_{in}

$$r_d = 50k\Omega, \beta = 50, I_C = 1mA, A_v = \frac{V_o}{V_i} \text{ در فرکانسهای میانی، با فرض اینکه } V_P = -3V, g_m = 2mA/V$$



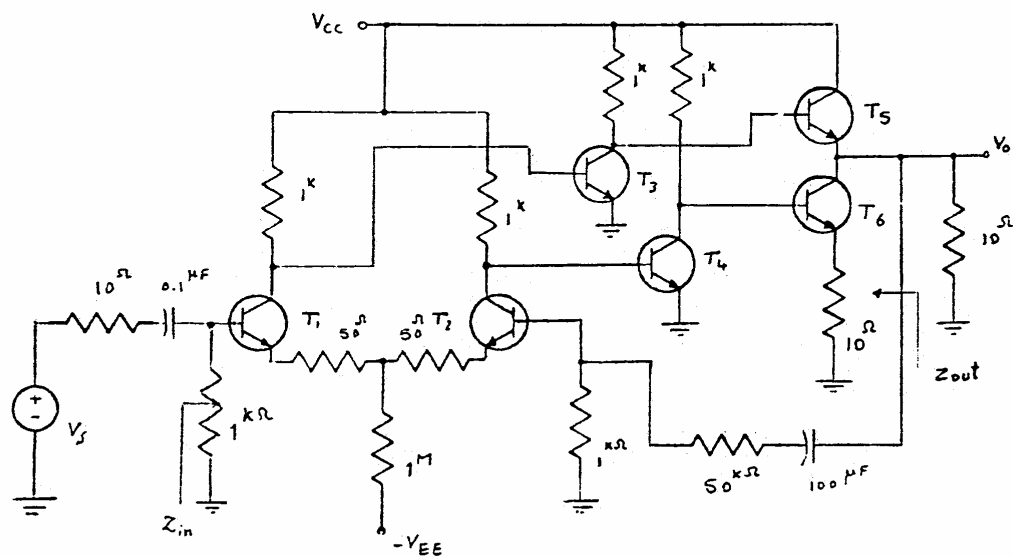
شکل (P-4)

۵- مدار توصیف کننده شکل (P-5) را در نظر بگیرید :
 مطلوبست $A_v = \frac{V_o}{V_s}$ ، Z_{in} ، Z_{out} با فرض اینکه $\beta = 100$ و $h_{ie} = 2 \text{ k}\Omega$ باشد.



شکل (P-5)

۶- مطلوبست محاسبه Z_{in} ، Z_{out} و $A_v = \frac{V_o}{V_s}$ برای مدار توصیف کننده شکل (P-6) با فرض اینکه $h_{ie} = 1.25 \text{ k}\Omega$ و $\beta = 50$ باشد.



شکل (P-6)

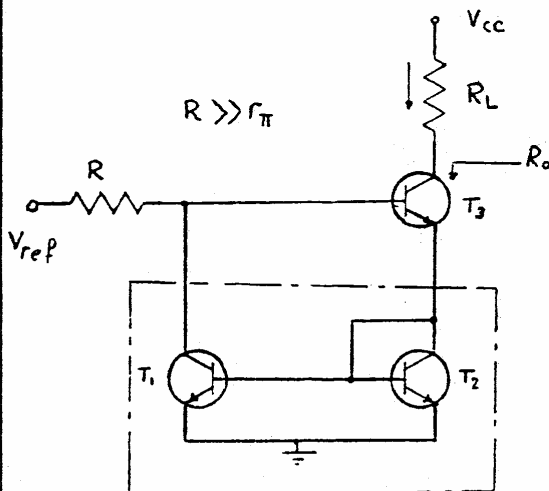
۷- منبع جریان شکل (P-7) را در نظر بگیرید.

می‌خواهیم امپدانس خروجی این منبع جریان را با در نظر گرفتن متناظر محاسبه نماییم. ترانزیستورهای بکار رفته مشابه هستند و دارای مشخصات زیر می‌باشند.

$$T_1, T_2, T_3 : \beta, r_o, r_{\pi}$$

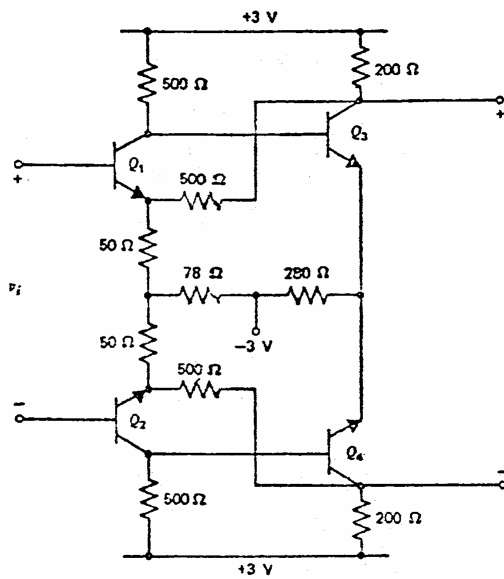
الف: با استفاده از مدل سیگنال‌های کوچک ترانزیستور و نوشتن معادلات مدار می‌توانیم امپدانس خروجی (R_o) منبع جریان را محاسبه نماییم.

ب: برای آنکه عملیات محاسباتی را کاهش دهیم. از خواص شبکه نیدبک در بدست آوردن امپدانس خروجی استفاده می‌کنیم ابتدا شبکه‌ای را که توسط خط چین مشخص شده را بعنوان شبکه نیدبک در نظر بگیریم. که این شبکه از جریان خروجی نمونه برداری و با جریان ورودی مقایسه می‌کند (فرض کنید V_{be} بعنوان منبع ولتاژ ورودی است) حال با استفاده از روش حل شبکه‌های نیدبک دار، امپدانس خروجی (R_o) را بدست آوریم.



شکل (P-7)

ج: علت اختلاف بسیار زیاد نتایج نسبت به الف. و ب. را بطور مستقل بیان دارید.



شکل (P-8)

۸. تقویت کننده فیدبک دار شکل

(P-8) را در نظر بگیرید.

الف، در صورتیکه ورودی مدار در حالت متعادل صفر باشد و با توجه به اینکه β بزرگ است. نقطه کار ترانزیستورها را بدست آورید.

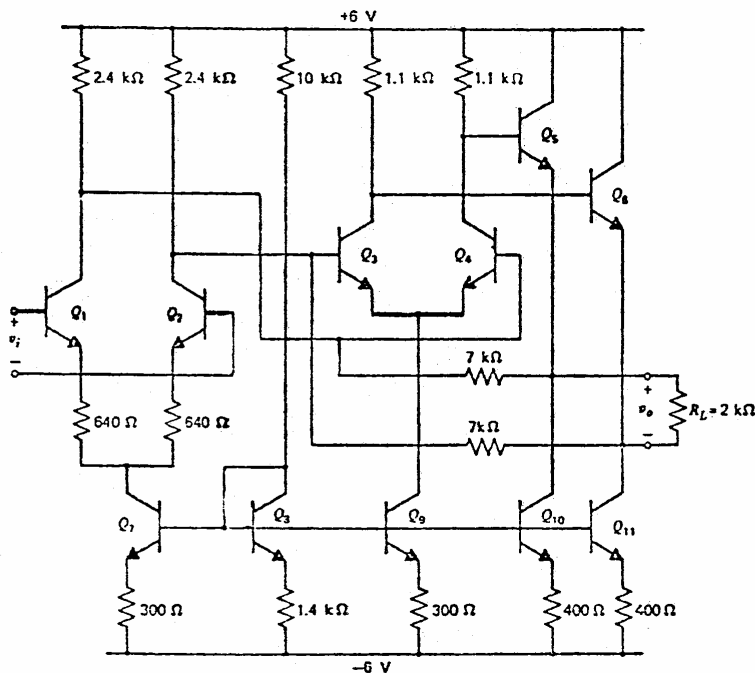
$$A_{v0} = \frac{v_o}{v_i}$$

ب امیدانی ورودی، امیدانی خروجی و بهره حلقه مدار را بدست آورید.

$$\beta = 100 \quad r_o = 50 \Omega \quad V_A = \infty$$

$$V_{BE(on)} = 0.7 \text{ V}$$

۹. شکل (P-9) مدار یک تقویت کننده با باند عرض را نشان می دهد.



شکل (P-9)

الف، با فرض مشابه بودن

ترانزیستورها، جریان نقطه

کار آنها را بدست

آورید.

ب، امیدانی ورودی،

امیدانی خروجی و بهره

رابطه را برای حالتی که

$$R_L = 2 \text{ k}\Omega$$

شده است را محاسبه

نمایید.

$$\beta = 100 \quad r_o = \infty$$

$$r_o = \infty \quad V_A = \infty$$



بخش ۷

منابع تغذیه تثبیت شده

در اکثر مدارها و دستگاههای الکترونیکی برای تأمین قدرت خروجی و توان معرفی خود سیستم احتیاج به منابع تغذیه می باشد، که این منابع می توانند از نوع دتاز و یا جریان باشند. منابع جریان را بطور مختصر در بخش تثبیت کننده های دیترانسل " بررسی کردیم حال به بررسی منابع دتاز می پردازیم.

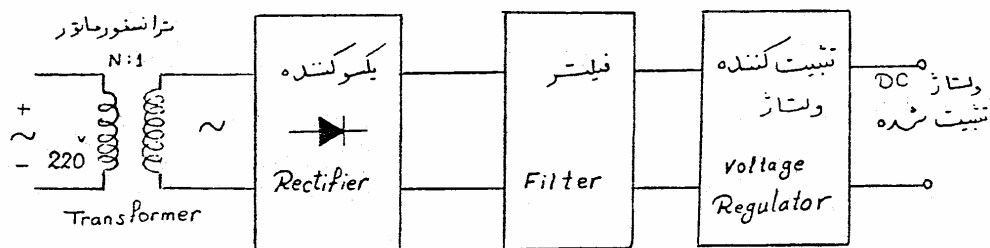
تثبیت کننده های دتاز یکی از مشهورترین مدارهای هستند که به صورت مدارهای مجتمع خطی (Linear Ics) ساخته می شوند. ورودی این مدارها توسط یک دتاز dc که تقریباً ثابت است، تغذیه می شود و در خروجی دتازی پایین تر از ورودی، ولی تثبیت شده تحویل می دهند. همچنین این دتاز تثبیت شده باید در حوزه نسبتاً وسیعی از تغییرات جریان بار، تغییرات دتاز ورودی و تغییرات شرایط محیطی از قبیل درجه حرارت، تغییرات قابل ملاحظه ای نداشته باشند.

برای تولید دتاز dc با تغییرات نسبتاً کوچک، می توان برق شهر را توسط ترانسفورماتور مناسب تغییر داده و خروجی آنرا به

یکسوسازی، به یک فیلتر پایین گذر اعمال کرد. خروجی فیلتر یک ولتاژ dc می باشد که تغییرات نسبتاً کوچکی حول مقدار متوسط آن دارد. و به این تغییرات ریبِل (Ripple) گفته می شود.

مدارهای مجتمع تثبیت ولتاژ (IC voltage Regulators) بطور متنوع در ولتاژهای مختلف و مدارات 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 نمود.

شکل (۱۱) بلوک دیاگرام کلی یک منبع تغذیه با ولتاژ تثبیت شده را نشان می دهد.



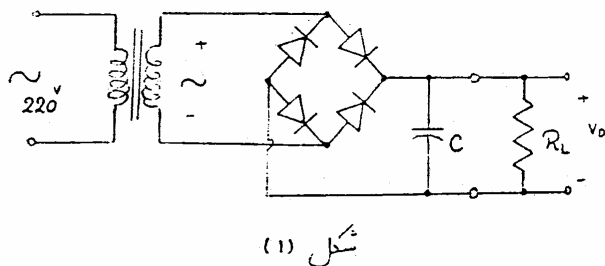
شکل (۱۱) شکل کلی یک منبع تغذیه با ولتاژ تثبیت شده.

در این بخش ابتدا قسمت های مختلف یک منبع تغذیه ولتاژ مورد بررسی قرار گرفته و سپس استفاده از نیدیک در این مدارها مورد مطالعه قرار می گیرد. و در آخر ضمن معرفی اجمالی تثبیت کننده های ولتاژ که به صورت مدارهای مجتمع ساخته می شوند، محدودیت های و چگونگی استفاده از آنها بطور مختصر بررسی می گردد.

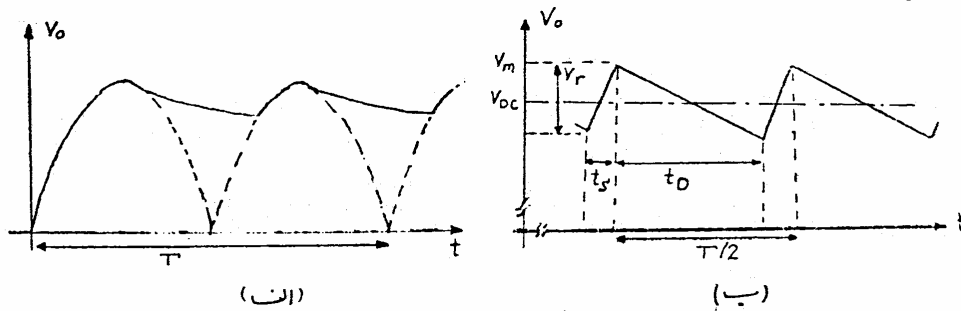
۱- منابع ولتاژ :

۱-۱) یکسوساز پل :

در عمل با استفاده از ترانزیستور یا ترانزیستورهای کاهنده، ولتاژ برق شهر را به یک ولتاژ سینوسی با دامنه مورد نیاز تبدیل می کنند و بر وسیله پل دیود و خازن «C» 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 (۱)]



شکل (۱-۲) ولتاژ یکسو شده بر وسیله پل دیود و خازن «C» در شکل (۱-۲-ب) شکل تقریبی ولتاژ خروجی را نشان می دهد.



شکل (۱-۲)

ولتاژ دوسر خازن در مخرج تکیه :

$$V_C = V_m e^{-t/\tau} = V_m \left(1 - \frac{t}{\tau} + \frac{t^2}{2\tau^2} - \dots \right)$$

اگر از جلالت درجه دوم به بالا صرف نظر کنیم آنگاه :

$$V_C \approx V_m \left(1 - \frac{t}{\tau} \right) \quad \tau = R_L C$$

$$V_r = -V_m \left(1 - \frac{T/2}{\tau}\right) + V_m = \frac{T}{2\tau} V_m$$

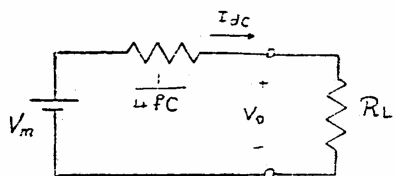
$$I_{dc} = C \frac{dV_c}{dt} \approx C \frac{V_m}{\tau} \Rightarrow$$

$$V_r = \frac{I_{dc}}{2fC}$$

که V_r تغییرات
ماکزیمم ولتاژ خروجی
است.

$$V_{DC} = V_m - \frac{V_r}{2} = V_m - \frac{I_{dc}}{4fC} \quad (I)$$

شکل (۱-۳) مدل مداری
رابطه (I) را نشان می‌دهد.



شکل (۱-۳)

مثال مطلوبست محاسبه ریبیل و ولتاژ DC خروجی مدارشکل (۱-۱) در
صورتیکه ولتاژ ثانویه ترانسفورماتور 12^V ، 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:

$$V_m = V_{oT} - 2V_D = 17 - 2 \times 0.7 = 15.6^V$$

$$I_{dc} = \frac{V_{DC}}{100} \Rightarrow V_{DC} = V_m - \frac{V_r}{2} \Rightarrow V_{DC} = 15.6 - \frac{I_{dc}}{4fC} = 15.6 - \frac{V_{DC}/100}{4 \times 50 \times 1000 \mu F}$$

$$\Rightarrow V_{DC} = 14.85^V$$

$$V_r = 2 \times 0.05 V_{DC} = 1.56^V$$

با آنکه مدارشکل (۱-۱) برای تغذیه برخی از سیستمهای الکترونیکی
کتابت می‌کند، ولی در بسیاری از کاربردهای دقیقتر به علت داشتن
اشکالات زیر قابل استفاده نمی‌باشد:

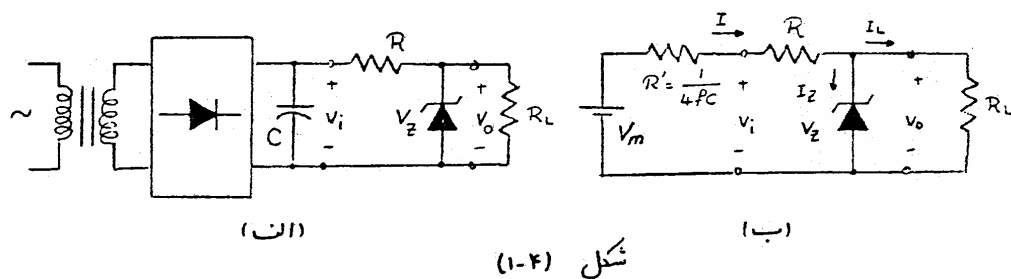
- ۱- با تغییر بار (جریان مصرفی) مقدار این ولتاژ تغییر می‌کند.
- ۲- علاوه بر تغییر ولتاژ DC، نوسانات، رپل، رانیز داراست.
- ۳- تا تغییر ولتاژ شبکه، این ولتاژ نیز تغییر می‌کند.
- ۴- ولتاژ خروجی با تغییر درجه حرارت نیز کمکت تغییر نماید.

تشریح:

مثال قبل را با در نظر گرفتن مقاومت خروجی ترانزیستور، $R_{OT} = 5 \Omega$ حل نماید.

(۱-۲) تثبیت ولتاژ با استفاده از دیود زنر:

با توجه به مشخصه (۷-۱) دیود زنر می‌توان مدار شکل (۱-۴-الف) را جهت تثبیت ولتاژ DC در نظر گرفت.



شکل (۱-۴-ب) مدار معادل، مدار شکل (۱-۴-الف) را نشان می‌دهد.
برای این شکل داریم:

$$I = \frac{V_i - V_Z}{R} \quad I = I_L + I_Z$$

عیب 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 در نظر بگیریم

$$I_{Zmax} = I_{Lmax} = \frac{V_m - V_Z}{R' + R}$$

بنابراین به دو طریق می توان جریان در دینتر (دیا I_{Lmax}) را زیاد کرد.

۱- V_m را افزایش دهیم.

۲- R را کاهش دهیم.

ولی بدلیل محدود بودن جریان قابل تحمل در دینتر، جریان بار R_L نیز محدود خواهد بود.

- ضرایب تثبیت:

درجه تثبیت ولتاژ V_o دیا میزان تغییرات آن به سه عامل اساسی زیر

بستگی دارد.

۱- میزان بار خروجی

۲- تغییرات احتمالی ولتاژ شبکه

۳- تغییرات درجه حرارت

بنابراین تغییرات ولتاژ V_o را می توان به صورت زیر بیان کرد.

$$\Delta V_o = \frac{\partial V_o}{\partial I_L} \Delta I_L + \frac{\partial V_o}{\partial V_i} \Delta V_i + \frac{\partial V_o}{\partial T} \Delta T = S_I \Delta I_L + S_V \Delta V_i + S_T \Delta T$$

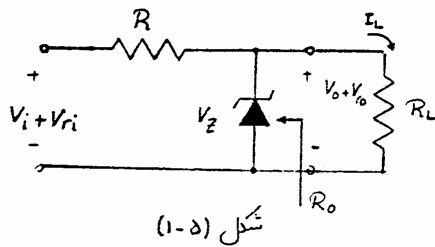
که در این رابطه ضرایب S_I ، S_V و S_T به صورت زیر تعریف می شوند.

$$S_I = \left(\frac{\partial V_o}{\partial I_L} \right) \bigg|_{V_i = ct, T = ct} \quad \text{"ضریب تثبیت جریانی"}$$

$$S_V = \left(\frac{\partial V_o}{\partial V_i} \right) \bigg|_{I_L = ct, T = ct} \quad \text{"ضریب تثبیت ولتاژ"}$$

$$S_T = \left(\frac{\partial V_o}{\partial T} \right) \bigg|_{I_L = ct, V_i = ct} \quad \text{"ضریب تثبیت حرارتی"}$$

۲۲۷



حال این فرانس را برای
مدار منبع تغذیه با دیود زنر بدست
می آوریم. [شکل (۱-۵)]

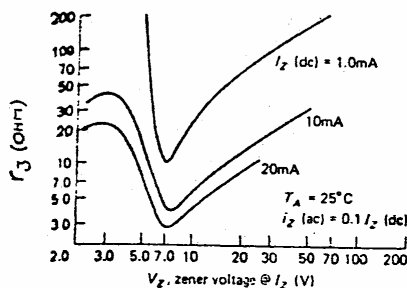
- محاسبه S_I :

$$S_I = \left(\frac{\partial V_o}{\partial I_L} \right) \bigg|_{\substack{V_i = ct \\ T = ct}} = R_o = r_Z \parallel R$$

که r_Z 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_Z را بر حسب V_Z برای جریان های
مختلف I_Z نشان می دهد.



مشاهده می شود که زنرهای
۷ تا ۷.۵ ولت کمترین مقاومت
دینامیکی را دارا می باشند.

- محاسبه S_V :

اگر $r_Z \gg R_L$ باشد
خواهیم داشت :

$$S_V = \frac{V_o}{V_{ri}} = \frac{r_Z \parallel R_L}{r_Z \parallel R_L + R} \Rightarrow S_V = \frac{r_Z}{r_Z + R}$$

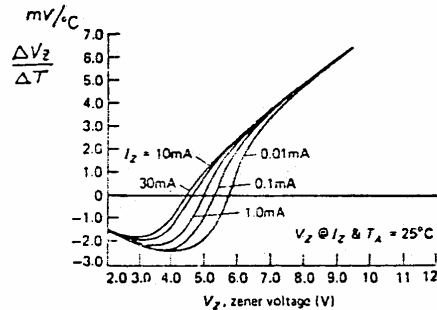
- محاسبه S_T :

اگر از تغییرات حرارتی R صرف نظر
کنیم.

$$S_T = \left(\frac{\partial V_o}{\partial T} \right) \bigg|_{\substack{V_i = ct \\ I_L = ct}} = \frac{\Delta V_Z}{\Delta T}$$

شکل (۱-۷) منحنی های فریب حرارتی یک گرده از زنها را نشان

می دهد.



شکل (۱-۷)

مشاهده می شود که فریب حرارتی

زنهای کمتر از ۵ منفی و برای
زنهای بین ۵ الی ۶ ولتی تقریباً منفر
و برای زنهای بزرگتر از ۶ مثبت
است.

بنابراین زنهای ۵ الی ۶

ولتی بهترین فریب مثبت حرارتی را
دارا می باشند. برای داشتن فریب

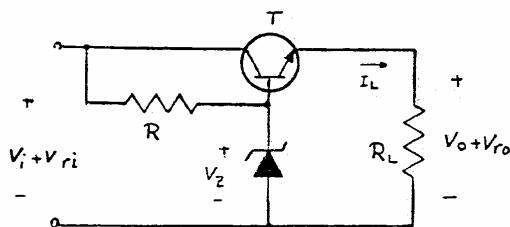
حرارتی خوب، در دلتاهای بالای توان ترکیبی از دیود زنهای کمتر و بیشتر
از ۵ را بطور سری مورد استفاده قرار داد.

(۱-۳) مدار سری :

برای مستقل کردن جریان I_L از I_Z و افزایش جریان

بار می توان یک ترانزیستور به مدار تقی اضافه کرد. [شکل (۱-۸)]

ولتاژ خروجی این مدار برابر است با :



شکل (۱-۸)

$$V_o = V_Z - V_{BE}$$

بدلیل اینکه ترانزیستور T بین

بار و منبع ولتاژ ورودی به صورت سری

قرار گرفته است، به این مدار «مدار سری»
گفته می شود.

- محاسبه ضرایب تشبیه :

اگر $r_3 \ll R$ و $r_3 \ll h_{ie}$ در نظر بگیریم :

$$S_I = \left(\frac{\partial V_o}{\partial I_L} \right) \bigg|_{\substack{V_i = cV_o \\ T = cT_o}} = \frac{R \parallel r_3 + h_{ie}}{1 + \beta} \quad S_I = \frac{h_{ie}}{1 + \beta} = \frac{\beta}{\beta + 1} \frac{V_T}{I_L} = \frac{V_T}{I_L}$$

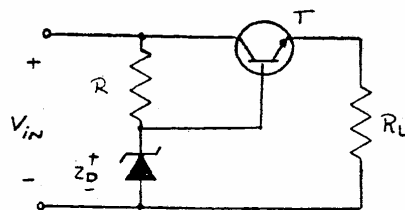
منابع می شود که هر چه جریان I_L افزایش یابد S_I کوچکتر می شود.
بنابراین S_I تابعی از I_L می باشد.

$$S_V = \left(\frac{\partial V_o}{\partial V_i} \right) \bigg|_{\substack{I_L = cI_o \\ T = cT_o}} = \frac{\partial V_o}{\partial V_3} \frac{\partial V_3}{\partial V_i} = \frac{(1 + \beta) R_L}{h_{ie} + (1 + \beta) R_L} \times \frac{r_3 \parallel (h_{ie} + (1 + \beta) R_L)}{r_3 \parallel [h_{ie} + (1 + \beta) R_L] + R} \approx \frac{r_3}{r_3 + R}$$

$$S_T = \left(\frac{\partial V_o}{\partial T} \right) \bigg|_{\substack{V_i = cV_o \\ I_L = cI_o}} = \frac{\partial (V_3 - V_{BE})}{\partial T} = \frac{\partial V_3}{\partial T} - \frac{\partial V_{BE}}{\partial T}$$

اگر علامت ضریب حرارتی
زیر و ترازیستور یکی باشد
 S_T کوچک خواهد شد.

مثال) منبع تغذیه شکل (۱-۹) را برای مشخصات داده شده طرح
نموده دیسک ماکزیم دامنه ر پیل در خروجی $V_{ro} = 10V$ امپدانس دینامیکی خروجی
(r_o) و راندمان مدار $\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}}$ را محاسبه نمایید.



شکل (۱-۹)

$$Z_D = 12V / 0.5W \quad I_{Zmin} = 5mA \quad V_{in} = 20V \pm 10\%$$

$$r_3 = 10^4 \quad \beta = 100 \quad I_{out} \rightarrow 100mA$$

حل: برای آگ Z_o همیشه در ناحیه شکست

قرار گیرد :

$$I_{Rmin} = I_{Zmin} + \frac{100mA}{1 + \beta}$$

$$I_R \geq I_{Zmin} + \frac{100}{101} = 5 + 1 = 6^{mA} \quad R_{max} = \frac{(V_{in})_{min} - V_Z}{I_{Rmin}} = \frac{18-12}{6} = 1^{k\Omega}$$

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{V_{out} I_L}{V_{in} I_{in}} \approx \frac{V_{out}}{V_{in}} \quad P_Z = 6^{mA} \times 12^V = 0.072^W < 0.5^W$$

$$V_{out} = 12 - 0.6 = 11.4^V \Rightarrow \eta = \frac{11.4}{20} = 57\%$$

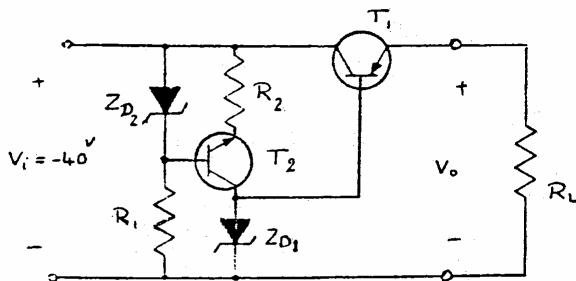
$$V_{ro} \approx \frac{r_z}{r_z + R} V_{ri} \Rightarrow V_{ro} = \frac{10^{\Omega}}{10^{\Omega} + 1^{k\Omega}} \times 4 = 40^{mV} \quad \text{"ریبل ماکزیم"}$$

$$r_o = \frac{h_{ie} + (r_z \parallel R)}{1 + \beta} \approx \frac{r_z + h_{ie}}{1 + \beta} = \frac{r_z}{1 + \beta} + \frac{\beta}{1 + \beta} \frac{V_T}{I_L} \Rightarrow \begin{cases} \frac{r_z}{1 + \beta} = \frac{10}{101} \approx 0.1^{\Omega} \ll 1 \\ \Rightarrow r_o = \frac{25^{mV}}{I_L} \end{cases}$$

تقریباً

الف، رگولاتور شکل (۱-۱۰) را برای جریان بار 100^{mA} ، $V_o = -10^V$

طرح کنید.



$$(I_{Z1})_{min} = 10^{mA}$$

$$V_{CE2} = 5^V$$

$$(I_{Z2})_{min} = 5^{mA}$$

$$\beta_1 = \beta_2 = 20$$

ب. اگر تغییرات در

$$V_i = 40 \pm 10\%$$

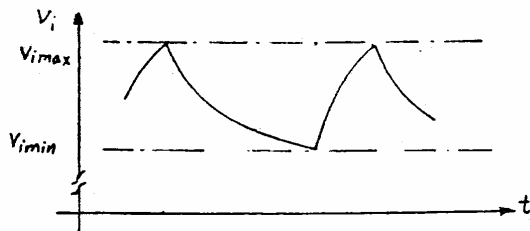
باشد دامنه ریبل در خروجی را بدست آورید.

$$(h_{oe2} = 20 \times 10^{-6} \Omega, r_{z1} = 10^{\Omega})$$

شکل (۱-۱۰)

- محدودیت جریان مدار سری :

با افزایش جریان خروجی « مدار سری » جریان ورودی نیز بالا رفته و سبب افزایش رپل در طبقه یکوساز می شود؛ در حالی ممکن است، ولتاژ ورودی به اندازه ای پایین بیاید که جریان ریزش نشود و یا اینکه ترانزیستور T دارد ناحیه قطع شود.



شکل (۱-۱۱)

بنابراین حداقل سطح ولتاژ

در ورودی :

$$V_{imin} > V_Z$$

در طبقه یکوساز رپل دیود :

$$V_{dc} = (V_{OT} - 2V_D) - \frac{1}{4f_c} I_{dc}$$

که V_D افت ولتاژ در

دیود هر دیود رپل یکوساز می باشد.

$$(V_i)_{min} = V_{dc} - \frac{V_r}{2} = (V_{OT} - 2V_D) - \frac{1}{2f_c} (I_i)_{max}$$

$$\Rightarrow (V_i)_{min} = V_Z = (V_{OT} - 2V_D) - \frac{1}{2f_c} (I_L)_{max} \Rightarrow \boxed{I_{Lmax} = 2f_c [(V_{OT} - 2V_D) - V_Z]}$$

بنابراین جریان ماکزیم بار توسط رابطه (I) بدست می آید.

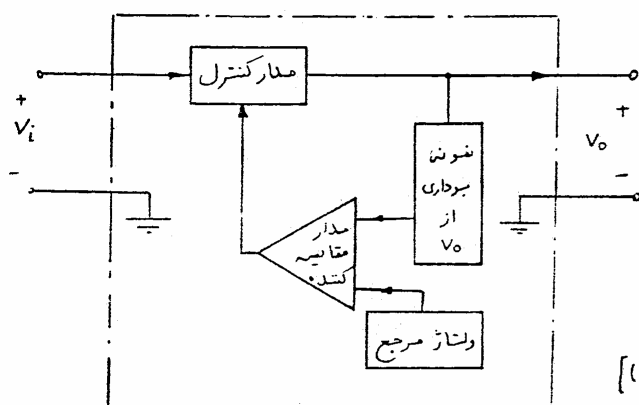
← معایب مدار سری

- ۱- مقاومت خروجی به جریان بار بستگی دارد و با کاهش جریان بار (بارهای کوچک) امپدانس خروجی منبع تغذیه افزایش یابد.
- ۲- V_D به درجه حرارت بستگی دارد. ۳- V_D غیر قابل تنظیم است.

۲- استفاده از فیدبک در منابع تغذیه:

در عمل برای بهتر تثبیت کردن منابع تغذیه DC، از یک سیستم فیدبک استفاده می‌کنند.

شکل (۲-۱) یک



شکل (۲-۱)

نمونه متداول از اصول کلی این سیستم را نشان می‌دهد.

یکی از مدارهای

متداول این طرح،

مدار «سری» است. [شکل (۲-۲)]

که ترانزیستور T بعنوان مدار

کنترل، OP.Amp بعنوان

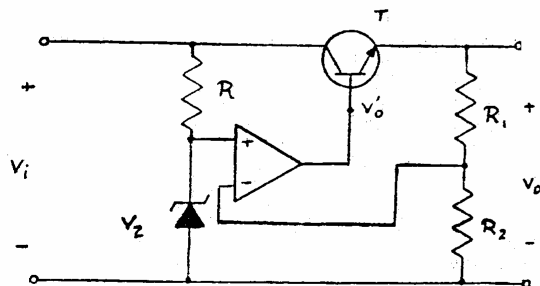
مدار مقایسه کننده، دیود زنر

و مقاومت R بعنوان ولتاژ

مرجع بوده و مقاومت های

R_1 ، R_2 عمل نمونه برداری را

انجام می‌دهند.



شکل (۲-۲)

در مدار شکل (۲-۲) اگر

ضریب تقویت OP.Amp را A_d در نظر بگیریم:

$$V_o' = \left(V_Z - \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_o \right) A_d, \quad V_o = V_o' + V_{BE}$$

$$V_o - V_{BE} = \left(V_2 - \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_o \right) A_d \Rightarrow V_o = \frac{A_d V_2}{1 + \frac{A_d R_2}{R_1 + R_2}} + \frac{V_{BE}}{1 + \frac{A_d R_2}{R_1 + R_2}}$$

اگر $A_d \gg 1$ باشد.

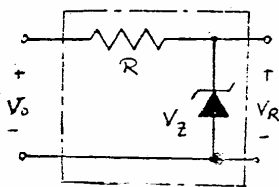
$$V_o \approx \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) V_2$$

مشاهده می شود که با تغییر نسبت $\frac{R_1}{R_2}$

می توان ولتاژ خروجی را تغییر داد. بنابراین یکی از اشکالات مدار قبل که غیر قابل تنظیم بودن ولتاژ V_o بود، برطرف می گردد.

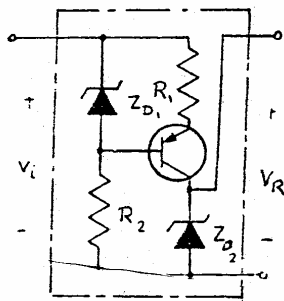
با توجه به اینکه اگر جریان خروجی افزایش یابد رپل ولتاژ V_i نیز افزایش یافته و در نتیجه رپل V_o و نسبتاً رپل در خروجی افزایش می یابد. برای رفع این اشکال می توان از مدارهای شکل (۲-۳) استفاده کرد.

در شکل (۲-۳-الف) ولتاژ ورودی برای مدار ولتاژ مرجع V_o بوده که دارای رپل خیلی کوچکی نسبت به V_i می باشد. در شکل (۲-۳-ب) جریان دیود زنر « ZD_2 » توسط یک منبع جریان تأمین می شود که در داخل خود منبع جریان دیود زنر ZD_1 بکار رفته است. همانطور که مشاهده می شود، ولتاژ در سر ZD_2 نسبت به تغییرات V_i تقریباً ثابت است. ولتاژهای مرجع در شکل (۲-۳-ب) دارای پایداری حرارتی نیستند. لذا می توان با قرار دادن دو دیود زنر و یک دیود

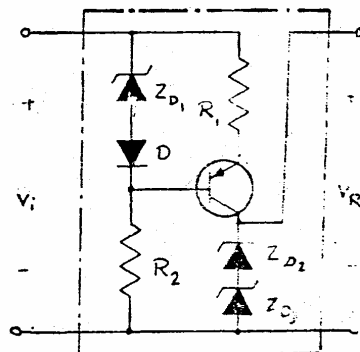


(الف)

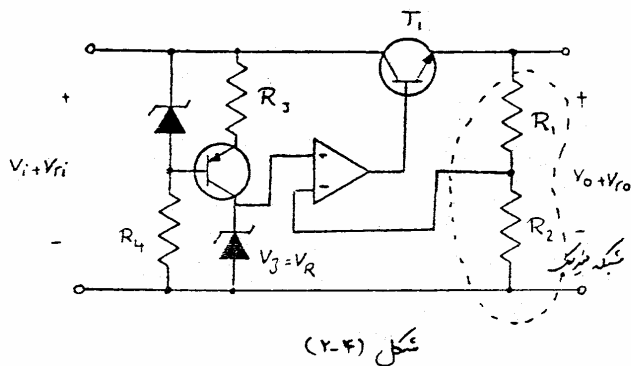
شکل (۲-۳)



(ب)



معمولی که دارای ضرب حرارتی مختلف علامه اند، اثر درجه حرارت را در ولتاژ مرجع از بین ببرد. [شکل (۲-۳) ج ۱]
 شکل (۲-۴) یک رگرلاتور سری که دارای منیجیک و منبع جریان برای ولتاژ مرجع است را نشان می دهد.



شکل (۲-۴)

حال فرایند تثبیت را برای این مدار محاسبه می کنیم.

شبکه منیجیک را بصورت ناحیه خطا چین در شکل (۲-۴)

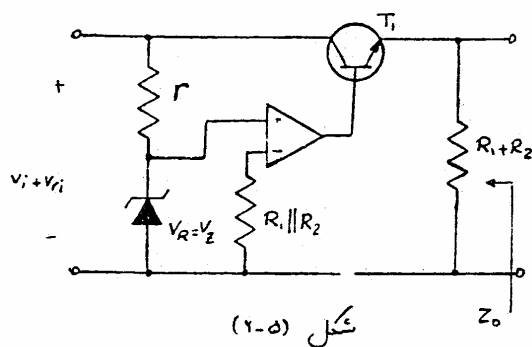
در نظر می گیریم. در این شکل

شبکه منیجیک از ولتاژ عبور دارد

و با ولتاژ ورودی مقایسه می کند. (منیجیک از نوع سری - شنت می باشد)

بنابراین:

$$R_i f = R_1 \parallel R_2 \quad R_o f = R_1 + R_2 \quad f = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$



شکل (۲-۵)

شکل (۲-۵) مدار اصلی جدید

را نشان می دهد.

اگر r را مقاومت دینامیکی

منبع جریان و A_d و R_o

ضرب تقویت و امپدانس

خروجی op.Amp باشند.

داریم:

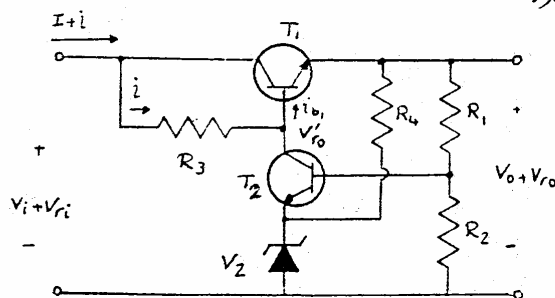
$$a = \frac{v_o'}{v_R} \approx A$$

$$S_I = Z_{out} = \frac{Z_o}{1 + a\beta} = \frac{(R_1 + R_2) \parallel \left(\frac{h_{ie} + R_o}{1 + \beta_1} \right)}{1 + A_d \beta} = \frac{(R_1 + R_2) \parallel \left(\frac{h_{ie} + R_o}{1 + \beta_1} \right)}{1 + A_d \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right)}$$

$$S_V = \frac{V_{ro}}{V_{ri}} = \frac{V_{ro}}{V_3} \frac{V_3}{V_{ri}} = \frac{A_d}{1 + A_d \beta} \times \frac{r_3}{r_3 + r} = \frac{A_d}{1 + A_d \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right)} \times \frac{r_3}{r_3 + r}$$

$$S_T = \frac{\partial V_o}{\partial T} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \frac{\partial V_3}{\partial T}$$

شکل (۲-۶) مدار یک رگولاتور را که بجای OP-Amp از ترانزیستور T_2 استفاده شده است را نشان می‌دهد.



دشارت خروجی این مدار
عبورت رلیط زیر می‌باشد:

$$V_o = \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) (V_Z + V_{BE})$$

شکل (۲-۶)

- معادله S_V :

طبق تقریب ۱

$$S_V = \left(\frac{\partial V_o}{\partial V_i} \right) \bigg|_{\substack{I_L = dc \\ r = de}} = \frac{V_{ro}}{V_{ri}} = \frac{V_{ro}}{V_{ro}} \times \frac{V'_{ro}}{V_{ri}}$$

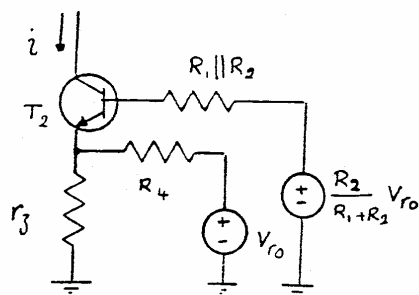
اگر $V_o/V'_{ro} \approx 1$ باشد خواهیم داشت:

$$S_V \approx \frac{V'_{ro}}{V_{ri}}$$

بفرض $I_L = dc$ می‌توان نتیجه گرفت که تقریباً $I_{b1} \approx de$ و در

نتیجه $i_{b1} \approx i_{b1}$ (تغییرات i_{b1} را نشان می‌دهد) بنا براین:

$$i = i_{b1} + i_{c2} = i_{c2}$$



شکل (۲-۷)

برای محاسبه i از مدار ساده شده
شکل (۲-۷) استفاده می‌کنیم.
باتوجه به قضیه جمع آثار
خواهیم داشت:

$$i = \frac{V_{ro}}{R_4 + r_{e3} \parallel \left(\frac{h_{ie2} + R_1 \parallel R_2}{1 + \beta_2} \right)} + \frac{\frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{ro}}{r_{e3} \parallel R_4 + \frac{R_1 \parallel R_2 + h_{ie2}}{1 + \beta_2}}$$

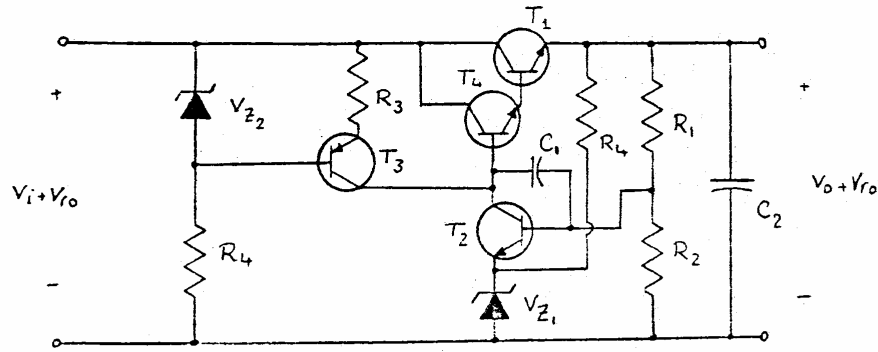
اگر از R_4 ناظر بزرگ بودن آن صرف‌نظر کنیم،

$$i = \frac{\frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{ro}}{r_{e3} + \frac{R_1 \parallel R_2 + h_{ie2}}{1 + \beta_2}}$$

چون $V_{ro} \ll V_{ri}$ بنابراین می‌توان
از آن در محاسبه V_{ri} صرف‌نظر کرد.

$$i = \frac{V_{ri} - V_{ro}}{R_3} \approx \frac{V_{ri}}{R_3} \Rightarrow S_V = \frac{V_{ro}}{V_{ri}} = \frac{r_{e3} + \frac{R_1 \parallel R_2 + h_{ie2}}{1 + \beta_2}}{\frac{R_2 R_3}{R_1 + R_2}}$$

بنابراین برای کاهش S_V باید R_3 را افزایش دهیم ولی افزایش R_3 ممکن است موجب کاهش جریان ترانزیستور T_2 و دیود زener شود و در نتیجه دیود زener از حالت زener خارج گردد. برای رفع این اشکال می‌توانیم R_3 را به‌طور دینامیکی افزایش دهیم یعنی بجای مقاومت R_3 از یک منبع جریان استفاده نماییم. [شکل (۲-۸)]
همچنین برای کاهش جریان i_{b1} می‌توان از زوج دارلینگتون بجای ترانزیستور T_1 استفاده کرد. [شکل (۲-۸)]



شکل (۲-۸)

بدلیل اینکه امپدانس دیده شده در کلکتور ترانزیستور T_2 خیلی زیاد است لذا ضریب تقویت ولتاژ این ترانزیستور بالا می باشد. در مدار ممکن است در فرکانسهای بالا به نوسان درآید. برای رفع این اشکال می توان خازن کوچکی را بین کلکتور و بیس این ترانزیستور قرار داد. (خازن C_1) و خازن C_2 در خروجی موجب حذف نوسانات فرکانس بالا می گردد. که این نوسانات می توانند ناشی از قطع و وصل ناگهانی جریان بار باشد.

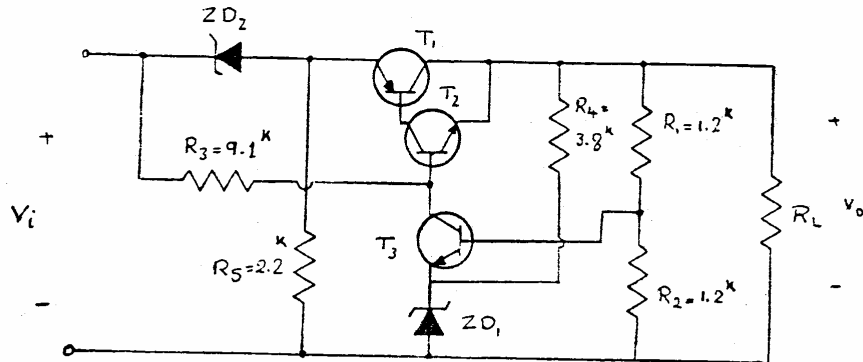
تقریب:

در مدار منبع تغذیه شکل (۲-۹) با فرض:

$$\begin{array}{llllll} V_{i1} = 5.2^V & V_{Z1} = 12^V & V_{Z2} = 17^V & r_{31} = r_{32} = 10^{\Omega} & \beta_3 = 40 & \\ \beta_1 = 30 & \beta_2 = 40 & h_{ie1} = 80^{\Omega} & h_{ie2} = 1^{\text{K}\Omega} & h_{ie3} = 3^{\text{K}\Omega} & \end{array}$$

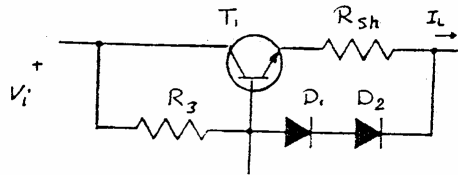
$$S_V = \frac{\Delta V_o}{\Delta V_i} \quad , \quad S_I = Z_o = \frac{\Delta V_o}{\Delta I_L} \quad , \quad V_o \text{ مطلق است}$$

* این تحلیل در صورتیکه سیگنال ورودی کوچک باشد و از نوسانات فرکانس بالا جلوگیری می کند.



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 دایود را نشان می دهد.



شکل (۲-۱۰)

در اینجا \$R_{sh}\$ مقاومت کوچکی است که باعث محدود شدن جریان ترانزیستور می گردد.

برای این مدار ۱

$$I_{Sh} = \frac{2V_0 - V_{BE}}{R_{Sh}}$$

$$I_{Lmax} = \frac{V_i - 2V_0}{R_3} + \frac{2V_0 - V_{BE}}{R_{Sh}}$$

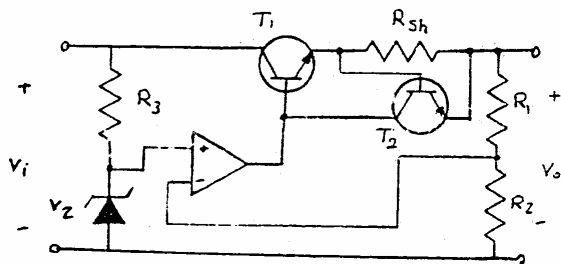
شکل (۲-۱۱) یک رگولاتور ولتاژ

با یک محدودکننده جریان را نشان می دهد.

اگر $R_{sh} I_L > 0.7$ شود

ترانزیستور \$T_2\$ متوقف می کار کرده و

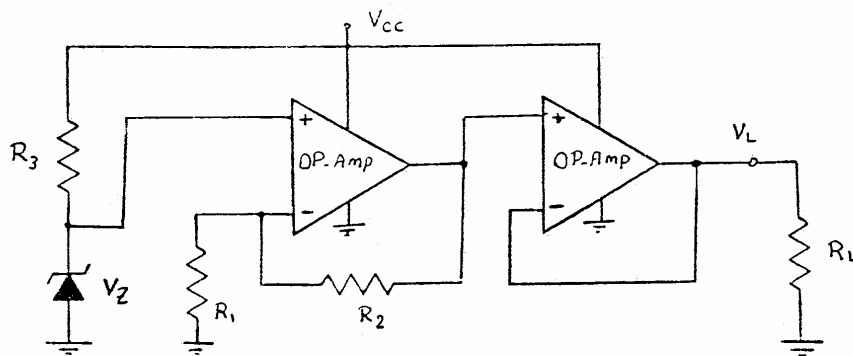
ولتاژ خروجی را کاهش می دهد.



شکل (۲-۱۱)

مثال) الف: مدار رگرلاتور شکل (۲-۱۲) را چنان محاسبه کنید که بتواند تحت ولتاژ $V_L = 15^V$ جریان بار تا 50^{mA} را تأمین کند. منبع ولتاژ رگرله نشده بین 20^V تا 25^V می‌تواند تغییر کند. و ولتاژی موجود عبارتند از OP.Amp های با $I_{Omax} = 50^{mA}$ و دیرد زیر 3.3^V با $I_{3min} = 1^{mA}$.

ب: در صورتیکه حداکثر جریانی که OP.Amp می‌تواند تحویل بدهند $I_{Omax} = 5^{mA}$ باشد. و ترانزیستور 1^A با $\beta = 100$ موجود باشد. مدار را با اعطای کردن یک تقویت کننده جریان در طبقه نهایی تکمیل کرده و حداقل توان نامی ترانزیستور مورد استفاده را محاسبه نمایید.
ج: برای رگرلاتور قسمت (ب) با استفاده از یک ترانزیستور. یک محدود کننده جریان طرح کنید، بطوریکه جریان بار به حداکثر 50^{mA} محدود شود.



شکل (۲-۱۲)

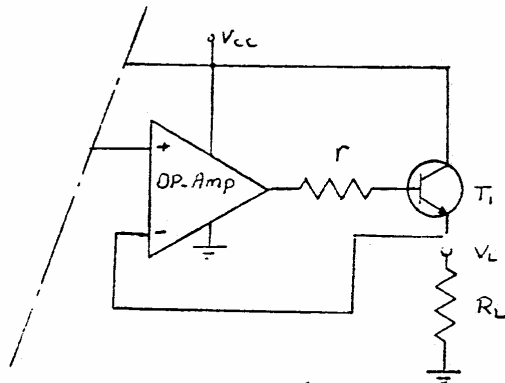
$$V_Z = 3.3^V$$

حل: الف:

$$V_L = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_Z \times 1 = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_Z \Rightarrow 1 + \frac{R_2}{R_1} = \frac{V_L}{V_Z} = \frac{15}{3.3} = 4.545$$

$$R_2 = 3.545 R_1 \Rightarrow \boxed{R_2 = 355^k} \quad \text{آر } R_1 = 100^k \text{ انتخاب می‌شود.}$$

$$R_{3max} = \frac{V_{imin} - V_Z}{I_{2min}} = \frac{20 - 3.3}{1^{mA}} = 16.7 \Rightarrow \boxed{R_3 = 15^k \Omega}$$



شکل (۲-۱۳)

ب: برای طبقه نهایی شکل

(۲-۱۳) را در نظر می‌گیریم.

مقاومت $r = 10^k$ برای

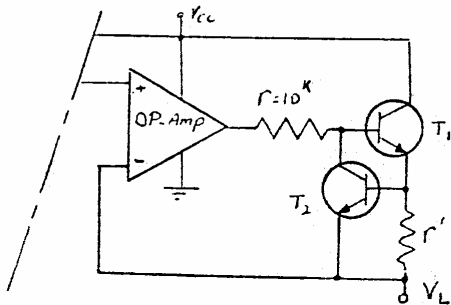
ممد کردن جریان OP-Amp بکاررفته

است.

$$I_{Lmax} = 50^{mA} \quad I_{bmax} = \frac{50}{100} = 0.5^{mA} < 5^{mA}$$

بنابراین جریان OP-Amp کمتر از حد مجاز آن می‌باشد.

$$P_{Cmax} = (V_{CCmax} - V_o) I_{Cmax} = (25 - 15) 50^{mA} \Rightarrow P_{Cmax} = 0.5^W$$



شکل (۲-۱۴)

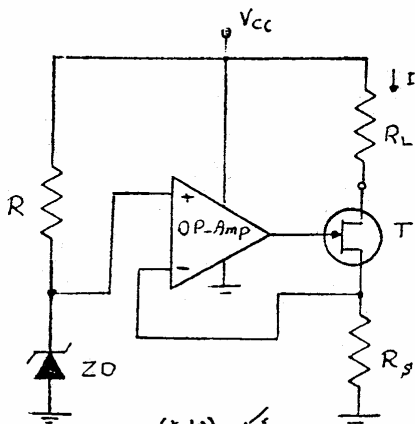
ج: شکل (۲-۱۴) طبقه نهایی را بایک

ممد کننده جریان نشان می‌دهد.

$$I_{E1max} = \frac{V_{BE2}}{r'} \Rightarrow r' = \frac{0.6}{50^{mA}}$$

$$r' = 12^{\Omega}$$

شماره ۱:



شکل (۲-۱۵)

منبع جریان شکل (۲-۱۵) را برای جریان

ثابت 1^{mA} طرح کرد. مقاومت داخلی منبع جریان (۱۶)

و حداکثر مقاومت بار (R_L) را محاسبه می‌نماید.

$$V_{CC} = 15^V \quad OP-Amp: A_o = 10000$$

$$V_{ZO} = 4.7^V \quad I_{2min} = 1^{mA}$$

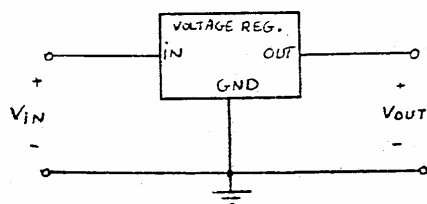
$$FET: V_{p0} = -6^V, I_{OSS} = 4^{mA} \quad r_d = 10^k$$

کننده‌های ولتاژ بصورت مدارهای مجتمع :

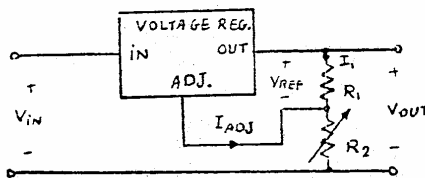
این نوع تثبیت کننده با عبورتهای مختلفی ساخته می شوند ولی از نظر ساختمان خارجی تقریباً یکسان می باشند. که معروفترین آنها، مدارهای مجتمع با سه پایه می باشند. این تثبیت کننده ها برای ولتاژهای مثبت و منفی ساخته می شوند و از نظر ولتاژ خروجی به دو دسته زیر تقسیم بندی می شوند:

۱- ولتاژ خروجی ثابت [شکل (۳-۱) الف]

۲- ولتاژ خروجی قابل تنظیم [شکل (۳-۱) ب]



(الف) ولتاژ ثابت



(ب) ولتاژ قابل تنظیم

شکل (۳-۱)

ولتاژ خروجی تثبیت کننده ولتاژ شکل (۳-۱) ب صورت رابطه زیر می باشد.

$$V_o = V_{REF} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + I_{ADJ} R_2$$

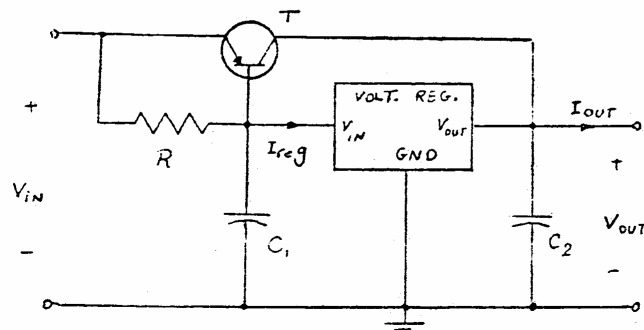
مثال در موردنیکه در شکل (۳-۱) ب از $ICLM317$ استفاده نمایم .
 که برای این IC $V_{REF} = 1.25^V$ و $I_{ADJ} = 100 \mu A$ می باشد.
 و در حالتیکه $R_1 = 240 \Omega$ و $R_2 = 2.4^k\Omega$ باشد. ولتاژ خروجی را محاسبه نمائید.

$$V_o = 1.25 \left(1 + \frac{2.4^k}{240}\right) + 100 \mu A \times 2400 \Omega = 13.99 \approx 14^V \quad \text{حل:}$$

از محدودیت I_{Cmax} این I_C می توان جریان خروجی ماکزیمم I_{Omax} و حداقل ولتاژ درودی 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

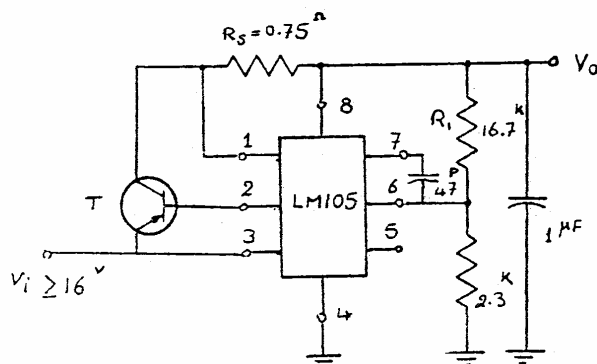
انتخاب ترانزیستور T (Pass Transistor) و مقاومت R معمولاً با توجه به شرایط کار و فرمولهای داده شده از طرف سازنده صورت می گیرد. بعنوان مثال برای سری $78**$ (شش گانه)، مشخص کننده ولتاژ خروجی (است) که یک تثبیت کننده ولتاژ مثبت است. β ترانزیستور T و مقاومت R از روابط زیر بدست می آیند.

$$\beta \geq \frac{I_{Omax}}{I_{regmax}}$$

$$R = \frac{0.9}{I_{reg}} = \frac{\beta V_{SE}}{I_{regmax}(\beta+1) - I_{Omax}}$$

در این مدار C_2 خازن کوچکی است (مثلاً 100^{PF}) که برای تضعیف ولتاژهای فرکانس بالا، مورد استفاده قرار گرفته است. معمولاً برای دفع توان حرارتی این تثبیت کننده I_C از رادیاتور

(heat Sink) استفاده می شود که اندازه و شرایط آن توسط سازنده برای مقایره معینی از جریان بار داده می شود.
 شکل (۳-۳) یک منبع ولتاژ ۱۵ ولتی که جریان مجاز خروجی آن 200mA است را نشان می دهد.



شکل (۳-۳)

در این مدار خازن $1\mu\text{F}$ برای حذف نوسانات خروجی ، خازن 47pF برای جلوگیری از نوسانات فرکانس بالا ، مقادیرهای 16.7K و 2.3K بعنوان شبکه فیدبک ، مقاومت 0.75Ω برای محدود کردن جریان خروجی و ترانزیستور T بعنوان ترانزیستور Pass مورد استفاده قرار گرفته است .

جدول (۷-۱) مشخصات بعضی از رگولاتورهای ولتاژ ثابت را بیان می کند .

جدول (۷-۲) مشخصات بعضی از رگولاتورهای ولتاژ قابل تنظیم را بیان می کند .

Output current
max'

Type	P _Q	V _{in} (V)	No sink ^a			Regulation typ		Input voltage		120Hz ripple typ (dB)	Temp. stabil. typ (mV)	Lamp term. max (%)	Output impedance		Comments	
			I _{case} (A)	I _{in} (A)	P _{in} (W)	Load ^b (mV)	Line ^c (mV)	β _{CM} (°C/mV)	min (V)				max (V)	10Hz dB		100Hz dB
Positive ^d																
μA78L05A/C	TO-92	5	0.1	0.1	0.6	5	50	35	7	35	50	—	0.25	0.2	Small package	
LM240-AZ5.0	TO-39	5	0.5	0.2	0.7	10	3	18	7	36	80	40	0.4	0.01	Small package	
μA78M05HC	TO-3	5	1.0	0.6	2.2	20	4	3.0	7	35	80	50	0.4	0.04	Original ±5V regulator	
μA7805UC	TO-220	5	1.0	0.45	1.7	10	3	3.0	7	35	80	30	0.4	0.01	Popular series	
LM340T-5	TO-220	15	1.0	0.15	1.7	12	4	3.0	17	35	70	100	0.4	0.02	Popular series	
μA7815UC	TO-220	15	1.0	0.15	1.7	12	4	3.0	17	35	70	100	0.4	0.02	Popular series	
LM340T-15	TO-220	15	1.0	0.15	1.7	12	4	3.0	17	35	70	100	0.4	0.02	Popular series	
μA7805SC	TO-3	5	1.0	0.6	2.2	10	3	3.5	7	35	80	30	0.4	0.01	Popular series	
LM340K-5	TO-3	5	1.0	0.6	2.2	10	3	3.5	7	35	80	30	0.4	0.01	Popular series	
LM3605	TO-3	5	2.0	0.75	2.8	30 ^a	100 ^b	2.5	7.6	30	75	—	—	0.002	0.02	{ Lambda: 1.5A, 3A, 5A, 8A avail.
LM323K	TO-3	5	3.0	0.6	2	25	5	2.0	7	20	70	30	0.7	0.01	0.02	
μA78H05KC	TO-3	5	5.0	0.8	3	10	10	2.0	8	25	60	50	—	0.002	0.003	{ Hybrid, 12V and 15V also
LM33905	TO-3	5	8.0	0.8	3	20 ^a	100 ^b	0.7	7.6	25	60 ^c	100	—	0.004	0.01	Monolithic
μA78P05	TO-3	5	10.0	0.8	3	5	10	1.6	7.5	40	60 ^c	75	—	—	Hybrid	
Negative ^d																
LM172L-15A/CZ	TO-92	-15	0.1	0.05	0.6	75 ^a	45 ^b	35	-17	-35	40	—	0.4 ^c	0.05	0.05	Small package
LM320L-2-15	TO-39	-15	0.4	0.6	0.7	45	7	18	-16.5	-35	60	60	—	0.06	0.07	Small package
μA730M15AHC	TO-39	-15	0.4	0.6	0.7	45	7	18	-16.5	-35	60	60	—	0.06	0.07	Small package
LM320H-15	TO-220	-15	1.0	0.15	1.7	4	3	3.0	-16.5	-35	60	60	0.4	0.06	0.07	Popular series
μA7315UC	TO-220	-15	1.0	0.15	1.7	4	3	3.0	-16.5	-35	60	60	0.4	0.06	0.07	Popular series
LM320T-15	TO-3	-15	1.0	0.2	2.2	4	3	3.5	-16.5	-35	60	60	0.4	0.06	0.07	Popular series
μA7315KC	TO-3	-15	1.0	0.2	2.2	4	3	3.5	-16.5	-35	60	60	0.4	0.06	0.07	Popular series
LM320K-15	TO-3	-5	3.0	0.2	2.1	10	5	2.0	-7.5	-20	65	25	1.0	0.02	0.04	Popular series
LM345K-5.0	TO-3	-5	3.0	0.2	2.1	10	5	2.0	-7.5	-20	65	25	1.0	0.02	0.04	Popular series
All V _{in} = 1.75 V _{ce} . All include internal thermal shutdown and current-limiting circuitry. Most are available in ±5, 6, 8, 10, 12, 15, 18, and 24 volt units. A few are also available in -2, -3, -4, -5, 2, -9, +2.6, +6.2, +9, and 17 volt units. ^a Maximum. ^b Typical. ^c For 50°C ambient. ^d For 50°C to 50% I _{case} . ^e For V _{in} = 15 volts. ^f V _{CE} for 0°C to 100°C junction temperature. ^g 1000 hours. ^h All have ±4% voltage tolerance (max).																

جدول (۷-۱) رگرسیونهای رگرسیونی ثابت

ADJUSTABLE VOLTAGE REGULATORS

ADJUSTABLE VOLTAGE REGULATORS																							
Type	Pol.	Pkg.	Output voltage			Regulation typ.			Input voltage			Dropout voltage			120Hz ripple reject typ (dB)	Temp. stab. typ (%)	Long-term stab. max (%)	Output impedances		Thermal Shutdown	Int. curr. limit	Ext. curr. limit	Comments
			min (V)	max (V)	I _m (A)	Load ¹ (%)	Line ² (%)	β _{CM} (°C/W)	min (V)	max (V)	I _m (A)	min (V)	max (V)	10Hz (Ω)				1kHz (Ω)					
Three-terminal																							
LM317H	+	TO-39	1.2	37	0.5	0.1	0.2	12	—	40 ²	2 ¹	—	40 ²	2 ¹	80	0.6	0.3	0.01	0.03	✓	✓	✓	Small package
LM337H	-	TO-39	-1.2	-37	0.5	0.3	0.2	12	—	-40 ²	2 ¹	—	-40 ²	2 ¹	75	0.5	0.3	0.02	0.02	✓	✓	✓	Negative 317H
LM317T	+	TO-220	1.2	37	1.5	0.1	0.2	4	—	40 ²	2.5 ¹	—	40 ²	2.5 ¹	80	0.6	0.3	0.01	0.03	✓	✓	✓	Popular
LM317HK	+	TO-3	1.2	57	1.5	0.1	0.2	2.3	—	60 ²	2.5 ¹	—	60 ²	2.5 ¹	80	0.6	0.3	0.01	0.03	✓	✓	✓	High voltage 317
LM337T	-	TO-220	-1.2	-37	1.5	0.3	0.2	4	—	-40 ²	2.5 ¹	—	-40 ²	2.5 ¹	75	0.5	0.3	0.02	0.02	✓	✓	✓	Negative 317T
LM337HK	-	TO-3	-1.2	-47	1.5	0.3	0.2	2.3	—	-50 ²	2.5 ¹	—	-50 ²	2.5 ¹	80	0.6	0.3	0.02	0.02	✓	✓	✓	High-voltage 337
LM350K	+	TO-3	1.2	32	2.0	0.1	0.1	2	—	35 ²	2.5 ¹	—	35 ²	2.5 ¹	80	0.6	0.3	0.005	0.02	✓	✓	✓	
LM338K	+	TO-3	1.2	32	5.0	0.1	0.1	2	—	35 ²	2.5 ¹	—	35 ²	2.5 ¹	80	0.6	0.3	—	—	✓	✓	✓	
Four-terminal																							
µA78M5GHC	+	TO-39	5	30	0.5	1 ¹	1 ¹	18	7.5	40	2.5	—	40	2.5	80	3 ¹	—	—	—	✓	✓	✓	Small package
µA79M5GHC	-	TO-39	-2.5	-30	0.5	1 ¹	1 ¹	18	-7	-40	2 ¹	—	-40	2 ¹	65	3 ¹	—	—	—	✓	✓	✓	Small package
µA78G5GHC	+	TO-220	5	30	1.0	1 ¹	1 ¹	7.5	7.5	40	2.5	—	40	2.5	80	3 ¹	—	—	—	✓	✓	✓	
µA79G5GHC	-	TO-220	-2.5	-30	1.0	1 ¹	1 ¹	7.5	-7	-40	2 ¹	—	-40	2 ¹	60	3 ¹	—	—	—	✓	✓	✓	
LA7818U	+	TO-3	4	30	1.5	0.6 ¹	2 ¹	3	6.5	40	2.4	—	40	2.4	70	3 ¹	—	0.003	0.02	✓	✓	✓	Lambda
LA7818U	-	TO-3	-2.6	-30	1.5	0.6 ¹	2 ¹	3	-6.5	-40	2.1	—	-40	2.1	60	3 ¹	—	0.02	0.04	✓	✓	✓	Lambda
LA7816U	+	TO-3	4	30	2.0	0.6 ¹	2 ¹	2.5	6.5	35	2.6	—	35	2.6	70	2 ¹	—	0.002	0.02	✓	✓	✓	Lambda
LA7814U	-	TO-3	-4	-35	2.0	0.6 ¹	2 ¹	1.5	-6.5	-40	2.3	—	-40	2.3	70	2 ¹	—	0.001	0.01	✓	✓	✓	Lambda
LA7819U	+	TO-3	4	30	5.0	0.6 ¹	1 ¹	0.9	6.5	35	2.6	—	35	2.6	65	2 ¹	—	0.0005	0.004	✓	✓	✓	Lambda
Multiterminal																							
LM3176N	+	mini-DIP	5	37	0.025	0.2 ¹	0.6 ¹	190 ¹	9	40	3	—	40	3	60 ¹	1 ¹	—	—	—	✓	✓	✓	
LM305AH	+	TO-5	4.5	40	0.045	0.03	0.3	45	8.5	50	3	—	50	3	80	0.3	0.1	—	—	✓	✓	✓	Original mfg. reg.
LM304H	-	TO-5	0	-40	0.025	1mV	0.2	45	-8	-40	2	—	-40	2	65	0.3	0.01	—	—	✓	✓	✓	Classic
µA723PC	+	DIP	2	37	0.15	0.03	0.1	150 ¹	9.5	40	3	—	40	3	75	0.5	0.1	0.05	0.1	✓	✓	✓	Improved 723
SG3532J	+	DIP	2	38	0.17	0.1	0.1	125 ¹	4.7	40	2	—	40	2	66	0.5	0.3	—	—	✓	✓	✓	
NE550N	+	DIP	2	40	0.15	0.03	0.08	150 ¹	8.5	40	3	—	40	3	90	0.2	0.1 ¹	0.1	0.1	✓	✓	✓	Lambda, improved 723
LA51000	+	TO-5	3	38	0.15	0.1 ¹	0.2	160 ¹	5	50	2	—	50	2	69 ¹	1.5 ¹	—	0.004	0.05	✓	✓	✓	High voltage
LA51100	+	TO-5	3	48	0.15	0.1 ¹	0.2	160 ¹	8	32	3.5	—	32	3.5	80	0.3	—	0.03	0.1	✓	✓	✓	Several fixed voltages;
LM0075C	-	TO-8	0	-27	0.2	0.04	0.1	100 ¹	-8	-32	3.5	—	-32	3.5	70	0.2	—	0.03	0.05	✓	✓	✓	pin prog. (10, 1%)
LM0075C	+	TO-8	0	27	0.2	0.02	0.05	100 ¹	9	35	3	—	35	3	100	0.2	—	0.05	0.1	✓	✓	✓	Precision, may configure
MC1463R	+	TO-66	2.5	32	0.6	0.005	0.05	7	-9	-35	3	—	-35	3	90	0.2	—	0.02	0.03	✓	✓	✓	Reg. AIC 1463
MC1463R	+	TO-66	-2.8	-32	0.6	0.005	0.05	17	-9	-35	3	—	-35	3	90	0.2	—	0.02	0.03	✓	✓	✓	Lab supply; good curr.
MC1463R	+	DIP	0	1000	—	0.02	0.05	170 ¹	—	—	2 ¹	—	—	2 ¹	70	0.4	—	—	—	✓	✓	✓	limit; hours with aux. pwr. supply

¹For ΔV_o = 15 volts.

²ΔV_o for 0°C to 100°C junction temperature.

³At 1000 hours.

⁴Maximum V_o - V_{ref}.

⁵Typical.

⁶Minimum or maximum (whichever).

I_m 10% to 50% $I_{m, \text{max}}$
case, I_m

ΔV_o for $\Delta V_i = 15$ volts.

ΔV_o for 0°C to 100°C junction temperature.

t_{1000} hours.

Maximum $V_o - V_{ref}$

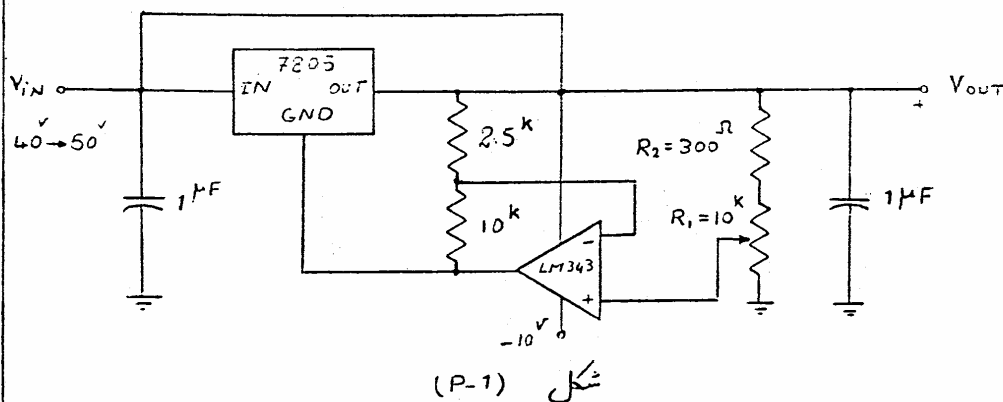
Typical

Minimum or maximum (worst case)

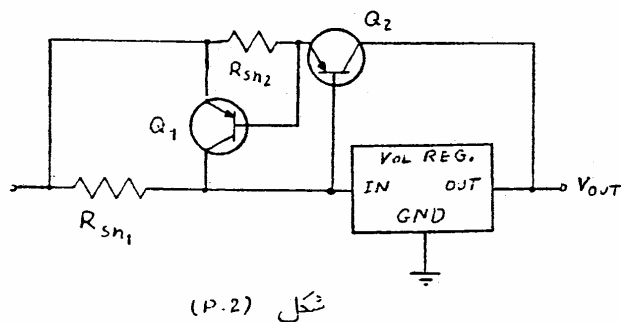
جدول (۷-۲) رگولاتورهای ولتاژ قابل تنظیم

تشریح‌های مختلف :

۱- یکی از روش‌های افزایش ولتاژ خروجی « تثبیت‌کننده‌های ولتاژ » ، اتصال ترمینال GND آنها به یک بناسیل دیگر بجای زمین است . مدار شکل (P-1) از این روش استفاده نموده و ضمناً توسط مقاومت متغیر R_1 یک ولتاژ قابل تنظیم در خروجی ایجاد می‌کند . مدار را آنالیز کرده و ولتاژ V_{OUT} را در فستیکه R_1 از صفر تا $10\text{ k}\Omega$ تغییر می‌کند بدست آورید .



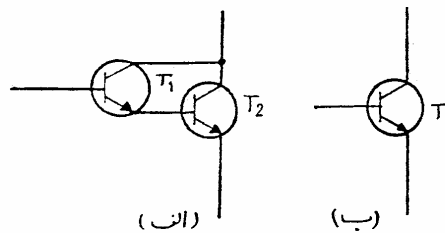
۲- مدار شکل (P-2) را در نظر بگیرید . در این مدار حداکثر جریان خروجی تثبیت کننده ، افزایش یافته است . این مدار را آنالیز نموده و نقش هر یک از آنها را تشریح نمایید .



ضمیمه (۱)

== مدار دارلینگتون == The Darlington Configuration: ==

یکی از ترکیب‌هایی که در تقویت کننده‌ها مورد استفاده قرار می‌گیرد زوج دارلینگتون می‌باشد. [شکل (۱-ا)] بعلاوه 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 آنالیز مدارها می‌توان بجای این ترکیب از یک ترانزیستور معادل استفاده کرد. [شکل (۱-ب)]

$$T_1: h_{ie1}, h_{fe1}$$

$$T_2: h_{ie2}, h_{fe2}$$

$$T: h_{ie}, h_{fe}$$

$$h_{ie} = h_{ie1} + (1 + h_{fe1}) h_{ie2} \approx h_{ie1} + h_{fe1} h_{ie2} \quad (I)$$

$$h_{ie2} = h_{fe2} \frac{V_T}{I_{C2}} \approx h_{fe2} \frac{V_T}{h_{fe2} I_{C1}} = \frac{V_T}{I_{C1}} = \frac{1}{h_{fe1}} h_{ie1} \quad (II)$$

$$h_{ie} = h_{ie1} + h_{fe1} \frac{h_{ie1}}{h_{fe1}} = 2 h_{ie1}$$

از روابط (I)، (II) نتیجه می‌گیریم:

$$I_{E1} = I_{B2} \quad I_{B1} = I_B ; I_C = I_{C2} + I_{C1} = h_{fe} I_B$$

$$I_{B2} = I_{E1} = (1 + h_{fe1}) I_{B1} \quad I_C = I_{C1} + I_{C2} = h_{fe1} I_B + h_{fe2} (1 + h_{fe1}) I_B$$

$$\Rightarrow I_C = (h_{fe1} + h_{fe2} + h_{fe1} h_{fe2}) I_B$$

$$\Rightarrow (1 + h_{fe}) = (1 + h_{fe1})(1 + h_{fe2}) \Rightarrow$$

$$h_{fe} \approx h_{fe1} h_{fe2}$$

بدین ترتیب مشخصات ترانزیستور معادل بدست می آید:

$$T: \begin{cases} h_{fe} = h_{fe1} h_{fe2} \\ h_{ie} \approx 2h_{ie1} \end{cases}$$

← ضمیمه (۲)

جدول مقادیر متها و خازنهای استاندارد

در طراحی مدارهای الکترونیک لازم است که مقادیر الایزای 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 $\frac{1}{4}$ ، $\frac{1}{2}$ ، 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 تذکر است که مقادیر قید شده در جدول در مقادیری از 10^n ($n=0, 1, 2, \dots, 6$) نیز 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	51	82
13	22	36	56	91
15	24	39	62	100

جدول (۲)

این مقادیر نیز در ضریب از 10^n ($n=0, 1, 2, 3, 4, 5, 6$) نیز ساخته می‌شوند.

۱-۳. مقاومت با خطای کمتر از ۱ درصد:

این مقادیر در طراحی‌هایی که به دقت زیاد و پایایی خوبی نیاز باشد بکار می‌روند. جدول ۱۳ این مقادیر را به دست می‌دهد.

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	
144	199	277	388	545	765	931

جدول (۳)

این مقادیر نیز در مضارب از 10^n ($n=0, 1, 2, 3, 4, 5, 6$) موجود می‌باشند.

۲- خازنها :

۲-۱- خازنهای سرمایه‌گذاری :

در جدول (۴) لیست خازنهای سرمایه‌گذاری ارائه گردیده است. این خازنها دارای خطایی کمتر از ۱ درصد می‌باشند.

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			

جدول (۴)

مقادیر این جدول بر حسب PF می‌باشند.

۲-۲. خازنهای تانتالیوم :

نسبت این خازنها در جدول ۱۵ کمانده شده است. این خازنها در مضارب از 10^n ($n = 0, 1, 2, 3, 4, 5$) نیز موجود می باشند.

۰.۰۰۵۷	۰.۰۰۵۶	۰.۰۰۶۸	۰.۰۱	۰.۰۱۲	۰.۰۱۵	۰.۰۱۸	۰.۰۲۲	۰.۰۲۷	۰.۰۳۳	۰.۰۳۹	۰.۰۵۲۲
--------	--------	--------	------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	--------

جدول ۱۵

مقادیر ذکر شده در جدول ۱۵ بر حسب μF می باشند.

ضمیمه (۳) ←

چند امتحان نهائی

در اینجا سؤالات مربوط به چند امتحان نهائی درس اکترنیٹ (II) را ارائه کرده ایم. پس از اتمام درس اکترنیٹ II دانشجویان برای آزمون خود می توانند ابتدا این جزوه را بدقت مطالعه کرده و سپس مسائل داده شده مربوط به یکی از امتحانات را در مدت زمان ذکر شده حل نمایند و با نقاط ضعف و قوت خویش در حل مسائل آشنا گردند.

تیرماه ۱۳۶۶

"بسمه تعالی"

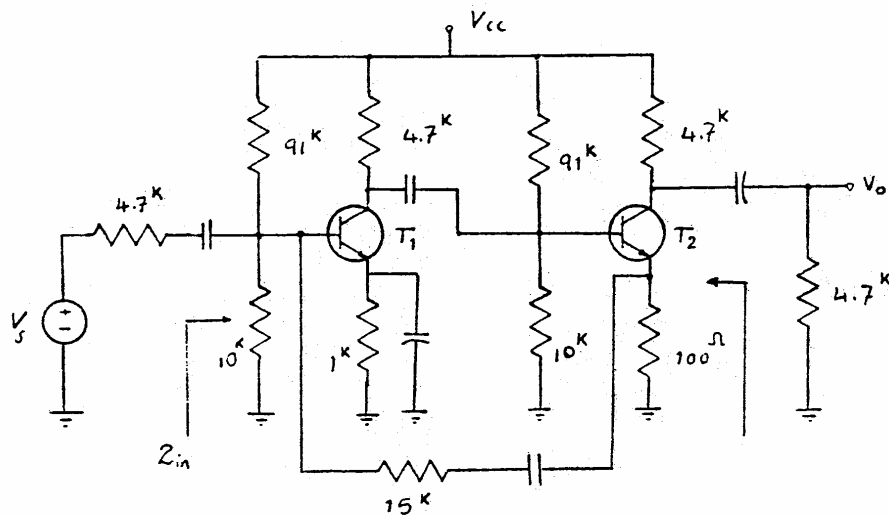
مدت : ۳ ساعت

جمع نمرات : ۱۰۰

امتحان الکترونیک ۲ (۰۳۲ - ۲۵)

مسئله اول : (۱۵ نمره) .

تقویت کننده شکل زیر را در نظر بگیرید در صورتیکه برای هر دو ترانزیستور

داشته باشیم : $\beta = 50$, $r_{\pi} = 1.1K\Omega$, مطلوبست $A_V = \frac{V_o}{V_s}$ و Z_{in} و Z_{out} 

مسئله دوم : (۲۷ نمره)

تقویت کننده شکل زیر را در نظر بگیرید. در صورتیکه مشخصات ترانزیستورها به

قرار زیر باشد :

$$T_1, T_2, T_3, T_4, T_5 : \begin{cases} V_{BE} = 0.6V \\ \beta = 100 \end{cases} \quad T_6 : \begin{cases} V_{BE} = 0.6V \\ \beta = 50 \end{cases}$$

$$FET : \begin{cases} V_P = -4V \\ I_{DSS} = 8mA \\ r_d = 100K \end{cases}$$

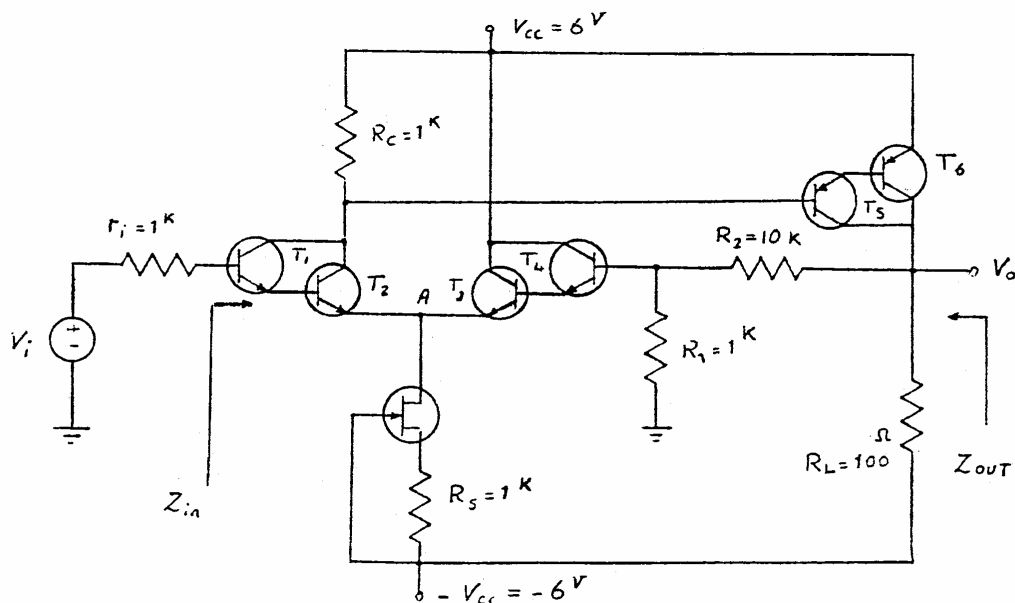
مطلوبست :

الف - جریا نه‌ای نقطه کار کننده ترانزیستورها

ب - نوع فیدبک با دلیل و توضیح کافی

ج - $A_V = \frac{V_O}{V_i}$ و Z_{in} و Z_{out}

د - مینیمم ولتاژ نقطه A برای آنکه مدار بطور صحیح کار کند.



مسئله سوم : (۱۸ نمره)

تقویت کننده قدرت شکل زیر را در نظر بگیرید. در مورتیکه $\beta_1 = \beta_2 = 25$ و $\beta_3 = \beta_4 = 100$ و ترانزیستورها از نوع سیلیسیم ($V_{BE} = 0.6V$) باشند و مشخصات op-Amp بصورت زیر باشد.

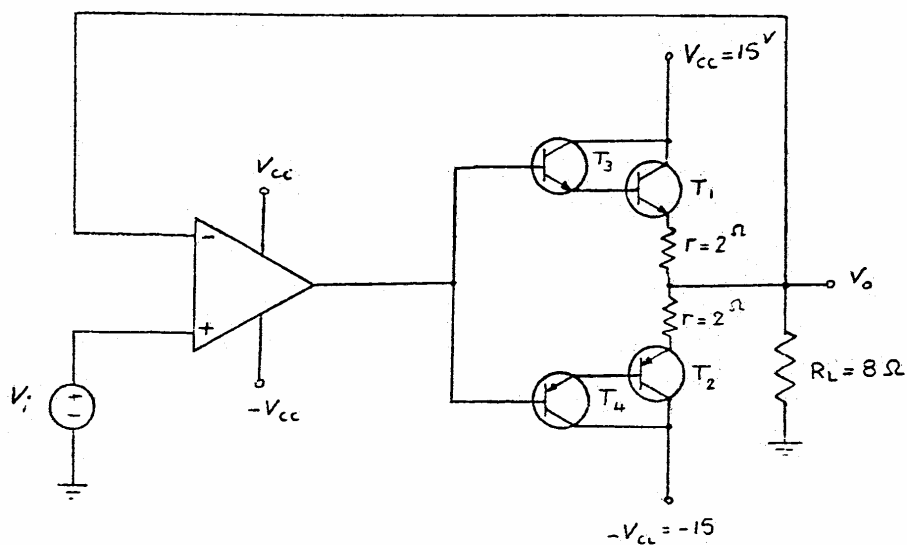
$$\text{op - Amp} \left\{ \begin{array}{l} A = \infty \\ R_i = \infty \\ R_o = 0 \\ V_{o \max} = \pm 15V \\ I_{o \max} = \pm 1mA \end{array} \right.$$

به سئوالات زیر پاسخ دهید :

الف - اگر V_i یک موج سینوسی باشد V_o به چه صورت است ؟ آیا V_o دارای اعوجاج است ؟ چرا ؟

ب - توان مصرفی ماکزیمم در بار (R_L)، $P_{L \max}$ ، توان ماکزیمم منبع تغذیه ($\pm V_{CC}$) و راندمان ماکزیمم $\eta_{\max} = \frac{P_{L \max}}{P_{CC \max}}$ را حساب کنید. (از توان مصرفی op-Amp صرف نظر می شود)

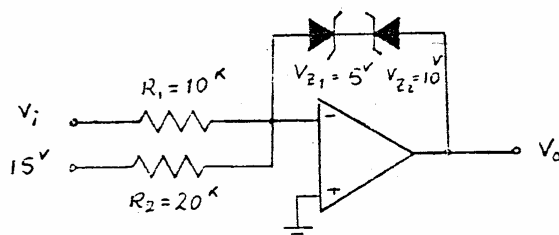
ج - مشخصات ترانزیستورها $P_{C \max}$ ، $V_{CE \max}$ ، $I_{C \max}$ را تعیین کنید.



۲۵۷

مسئله چهارم : (۱۰ نمره)

مطلوبست رسم مشخه $V_o - V_i$ مدار زیر در صورتیکه $-10V \leq V_i \leq 10V$
(ولتاژ دیودزنرها را در جهت مستقیم صفرولت بگیرید .)



مسئله پنجم : (۱۵ نمره)

تقویت کننده کلکتور مشترک زیر را در نظر بگیرید . در صورتیکه مشخصات
ترانزیستور بقرا زیر باشد :

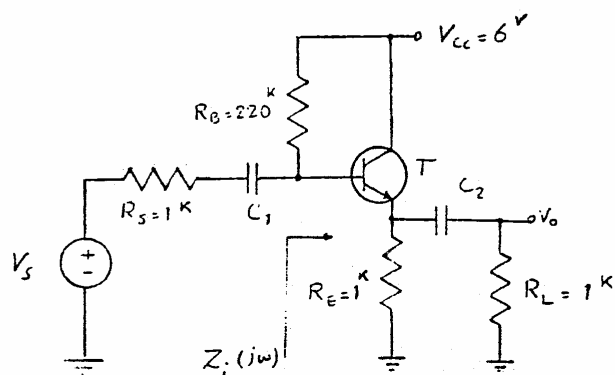
$$C_{\pi} = 100PF , C_{\mu} = 6PF , r_{\mu} = \infty$$

$$\beta = 50 , V_{BE} = 0.6V$$

مطلوبست :

الف - ظرفیتهای خازن های C_1 و C_2 برای آنکه فرکانس قطع پائین
(F_L) تقویت کننده حداکثر 20HZ باشد .

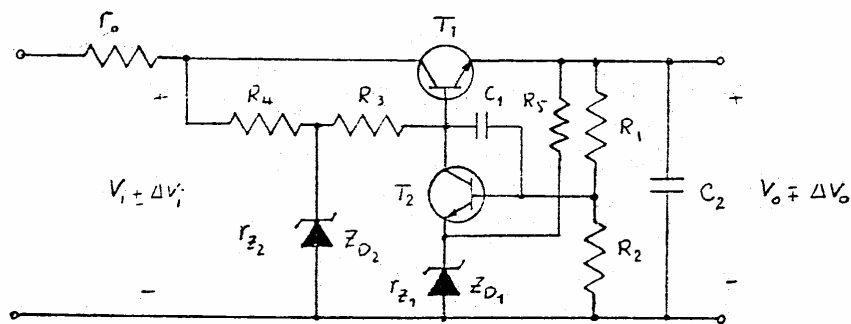
ب - امپدانس ورودی مدار $Z_i(j\omega)$ را برای فرکانس های بالا بدست آورید .



مسئله ششم : (۱۵ نمره)

مدا ر منبع تغذیه تثبیت شده زیر را در نظر گرفته بدستورات زیر پاسخ دهید :
الف - عملکرد کلی این رگولاتور را با توجه به وجود دیود زener ZD_2 شرح
دا ده نقش هر یک از اجزا را در مدا رتوضیح دهید .

ب - مقدار تقریبی $S_V = \frac{\Delta V_O}{\Delta V_i}$ را پیدا کنید . (فرض کنید وقتی $\Delta V_i \gg \Delta V_O$ میتوان نوشت $\Delta V_O \approx 0$) مقاومت خروجی r_o ثابته ترانسفر ما تور به علاوه پل دیود است .



گنجینه علمی ایرانی

دانشگاه صنعتی شریف

دانشکده مهندسی برق

تیرماه - ۱۳۶۸

مدت امتحان : ۳ ساعت

جمع نمرات : ۱۰۰

امتحان پایان ترم درس الکترونیک ۲ (۳۲-۲۵)

سوال اول (۲۰ نمره)

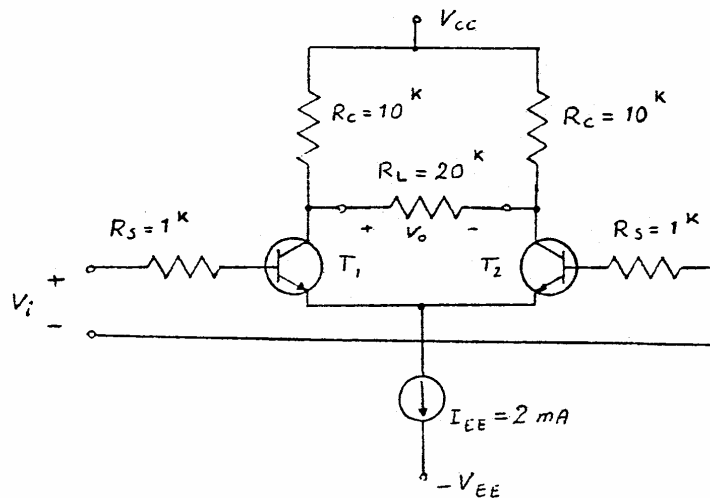
تقویت کننده دیفرانسیل شکل زیر را در نظر بگیرید. هر دو ترانزیستور کاملاً مشابه بوده و دارای مشخصات ذیل میباشند:

$$\beta = 100, r_{be} = 200 \Omega, C_{\mu} = 0.5 \text{ pF}, f_T = 400 \text{ MHz}$$

$$V_T = 26 \text{ mV}, V_A = \infty$$

الف - ضریب تقویت ولتاژ $A_d = \frac{V_o}{V_i}$ را در فرکانس های بالابندست آورده با تعیین f_{-3dB} بالایی تقویت کننده منحنی $|A_d|$ را بر حسب فرکانس رسم کنید.

ب - امپدانس ورودی تقویت کننده را برای فرکانس های بالابندست آورید.



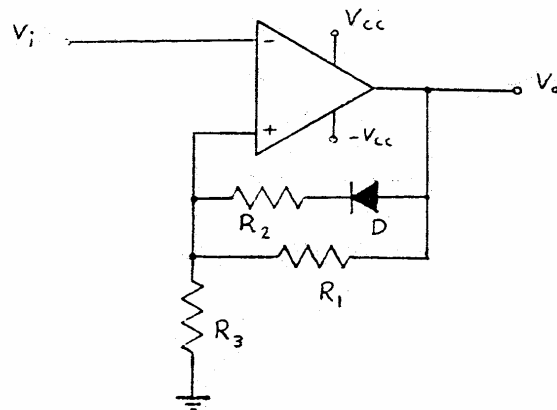
سوال دوم (۱۵ نمره)

مشخصه خروجی بر حسب ورودی ($V_o - V_i$) مدار شکل زیر را در دو حالت زیر بدست آورید:

الف- دیود در جهت نشان داده شده قرار دارد.

ب- دیود در جهت عکس نشان داده شده قرار دارد.

(تقویت کننده عملیاتی و دیود را ایده‌آل در نظر بگیرید).



۲۶۱

سؤال سوم (۳۰ نمره)

تقویت کننده فیدبک دار شکل زیر را در نظر بگیرید. در صورتیکه :

$$\beta_1 = 200 \quad \beta_2 = 400 \quad , \quad \beta_3 = 500$$

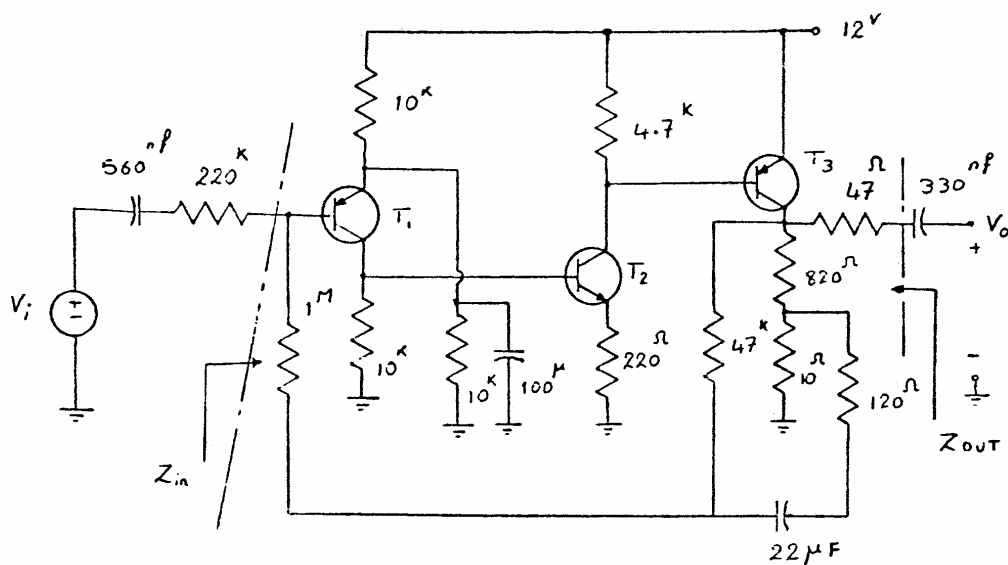
$$V_T = 26 \text{ mV} \quad , \quad V_{BE(ON)} = 0.7 \text{ V} \quad , \quad V_A = \infty$$

باشد. مطلوب است :

الف - جریان نقطه کار هر یک از ترانزیستورها

(در ادامه حل مسئله می توانید $I_{C1} = 70 \mu\text{A}$, $I_{C2} = 150 \mu\text{A}$ و $I_{C3} = 5.6 \text{ mA}$ بگیرید)

ب - ضریب تقویت $A_V = \frac{V_o}{V_i}$ ، امپدانس ورودی Z_{in} و امپدانس خروجی Z_{out}



سوال چهارم (۲۰ نمره)

رگولاتور ولتاژ شکل زیر را در نظر بگیرید. مشخصات المانهای مدار به قرار زیر است:

$$\begin{aligned} \text{FET} \begin{cases} I_{OSS} = 20 \text{ mA} \\ V_P = 8 \text{ V} \\ r_d = 100 \text{ k}\Omega \end{cases} \quad \text{OP-Amp} \begin{cases} R_o = 100 \Omega \\ A_d = 10000 \end{cases} \quad \text{BJT} \begin{cases} \beta = 50 \\ V_T = 26 \text{ mV} \end{cases} \end{aligned}$$

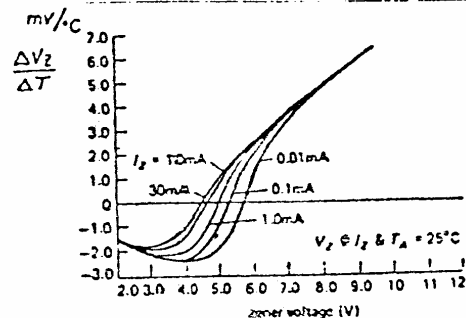
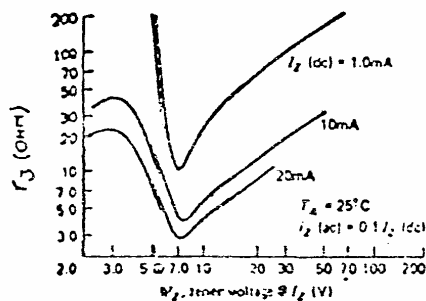
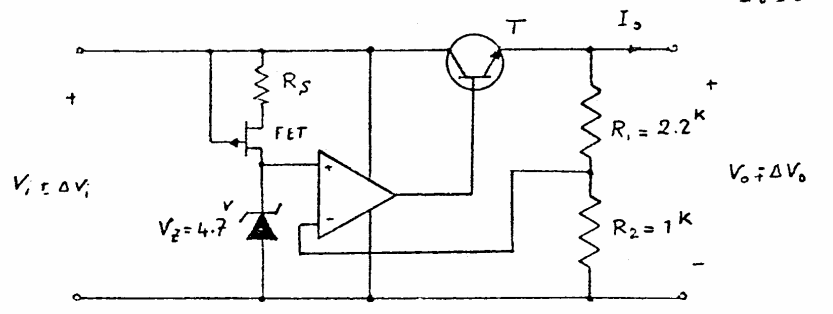
الف - مقاومت R_F را چنان تعیین کنید که جریان دیود زنر 10 mA شود.

ب - ولتاژ خروجی V_O را بدست آورید.

ج - ضرایب تثبیت

$$S_V = \left(\frac{\partial V_O}{\partial V_i} \right) \bigg|_{\substack{I_o = \text{cte} \\ T = \text{cte}}} \quad , \quad S_I = \left(\frac{\partial V_O}{\partial I_o} \right) \bigg|_{\substack{V_i = \text{cte} \\ T = \text{cte}}}$$

و $S_T = \left(\frac{\partial V_O}{\partial T} \right) \bigg|_{\substack{V_i = \text{cte} \\ I_o = \text{cte}}}$ را برای جریان بار $I_o = 1 \text{ A}$ بدست آورید.



سوال پنجم (۱۵ نمره)

مدار شکل زیر طبقه ششایی یک تقویت کننده را نشان میدهد. در صورتیکه :

$$V_{CC} = 15V, \quad V_{BE(ON)} = 0.7, \quad V_T = 26mV, \quad V_A = \infty, \quad V_{CE(sat)} = 0.2V$$

$$\beta_{(PNP)} = 50, \quad \beta_{(NPN)} = 200, \quad I_S = 10^{-14}A$$

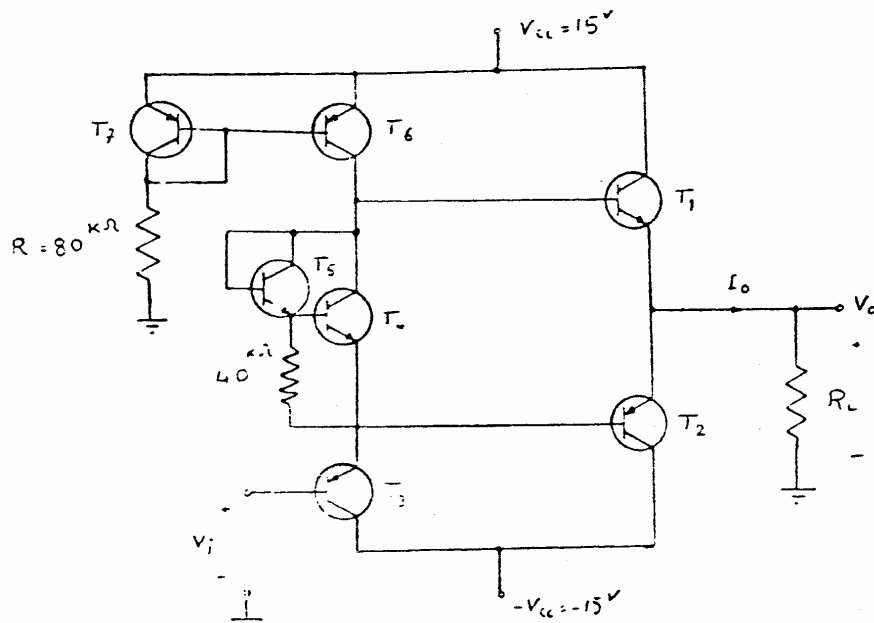
الف- برای $V_o = 0$ جریان کلیه ترانزیستورها را بدست آورید.

ب- حداکثر مقدار مثبت و منفی V_o را برای $R_L = 100\Omega$ و $R_L = 1k\Omega$ بدست آورید

ج- حداکثر توانی که به بار $R_L = 1k\Omega$ میتوان داد بدون آنکه شکل موج ولتاژ دوسر برابر بریده شود را حساب کرد.

راندمان طبقه پوش- پول را در این حالت بدست آورید.

(شکل موج خروجی را سینوسی فرض کنید)



تهیه کننده : حامد مظاهری
Hamed@ir-micro.com

شما هم میتوانید مقالات خود را به ما ارسال کنید تا با نام شما در سایت قرار داده شود

www.ir-micro.com

مراجع فارسی
میکروکنترلرهای PIC

