



وبسایت جامع الکترونیک، برق و کامپیوتر  
www.ir-micro.com

2

[www.ir-micro.com](http://www.ir-micro.com)

مراجع فارسی  
میکروکنترلرهای PIC





جمهوری اسلامی ایران

دانشگاه صنعتی شریف

دانشکده مهندسی برق

الکترونیک ۲

مدرس: استاد بازدار

## ← فهرست :

صفحه	عنوان
۹	بخش اول : بررسی ترانزیستور و مدارهای ساده آن
۱۰	۱- ترانزیستورهای Bipolar :
۱۲	۱-۱- مدل هیبریدینگ ترانزیستور Bipolar
۱۴	۱-۲- آرایشهای مختلف ترانزیستور
۲۱	۲- ترانزیستورهای اثر میدان :
۱۴	۲-۱- ساختمان و طرز کار J-FET
۲۴	۲-۲- مشخصه های J-FET
۱۷	۲-۳- ساختمان و طرز کار MOSFET
۲۶	۲-۴- بایاس کردن FET
۲۱	۲-۵- مدار معادل FET
۲۲	۲-۶- آرایشهای مختلف FET
۲۶	۳- روش انعکاس امپدانس :
۳۹	۳-۱- روش انعکاس امپدانس در مورد BJT
۴۲	۳-۲- روش انعکاس امپدانس در مورد FET
۴۷	۴- تقویت کننده های چند طبقه :
۵۷	بخش دوم : بررسی فرکانسی تقویت کننده ها
۵۹	۱- فرکانسهای پایین :
۵۹	۱-۱- خازن bypass در امپلیفایر
۶۲	۱-۲- خازن کوپلار در کلتور دیسی

صفحه	عنوان
۲۴	۱-۳- محاسبه تقریبی خازنهای کوپلاژ و <i>by pass</i>
۷	۲- فرکانسهای میانی :
۷	۲-۱- مدل $\pi$ ترانزیستور در فرکانسهای میانی پایین
۷۲	۳- فرکانسهای بالا :
۷۲	۳-۱- مدل ترانزیستورهای <i>BJT</i> و <i>FET</i> در فرکانسهای بالا
۷۲	۳-۲- قضیه میلر
۷۵	۳-۳- آرایش های مختلف ترانزیستور در فرکانسهای بالا
۱۷	بخش سوم : تقویت کننده های قدرت :
۸۹	۱- تقویت کننده کلاس A :
۸۹	۱-۱- بررسی یک تقویت کننده ساده کلاس A
۹۱	۱-۲- استفاده از سلف در تقویت کننده کلاس A
۹۲	۱-۳- بررسی محدودیتهای توان ، جریان و رتاز یک ترانزیستور
۶	۱-۴- استفاده از ترانسفورماتور در تقویت کننده کلاس A
۱۰۱	۲- تقویت کننده کلاس B :
۱۰۱	۲-۱- تقویت کننده پوش پول کلاس B با ترانس
۱۰۸	۲-۲- تقویت کننده پوش پول کلاس B بدون ترانس
۱۰۸	۲-۲-۱- برداشتن ترانس خروجی
۱۰۹	۲-۲-۲- برداشتن ترانس ورودی
۱۰۹	۲-۲-۳- استفاده از ترانزیستورهای مکمل

صفحه	عنوان
۱۱۹	بخش چهارم: تقویت کننده های دیفرانسیل
۱۲۰	۱- بررسی مدل ساده یک تقویت کننده دیفرانسیل:
۱۲۰	۱-۱- حالت سیگنال مشترک
۱۱۱	۱-۲- حالت سیگنال دیفرانسیل
۱۲۲	۱-۳- حالت کلی تقویت کننده دیفرانسیل
۱۲۹	۲- منابع جریان در تقویت کننده دیفرانسیل:
۱۳۰	۲-۱- محاسبه مقاومت دینامیکی یک منبع جریان
۱۳۲	۲-۲- انواع دیگر منابع جریان
۱۳۵	۲-۳- کاربرد منبع جریان در تقویت کننده دیفرانسیل
۱۳۹	۳- تقویت کننده دیفرانسیل نامتقارن:
۱۴۳	۴- استفاده از طبقه دیفرانسیل بعنوان تقویت کننده DC:
۱۴۷	بخش پنجم: تقویت کننده های عملیاتی:
۱۴۹	۱- طبقات مختلف یک OP.AMP:
۱۴۰	۱-۱- طبقه ورودی
۱۴۹	۱-۲- طبقه افزایش ضریب تقویت
۱۵۰	۱-۳- تغییر سطح دهنده
۱۵۰	۱-۴- طبقه نهایی
۱۵۲	۲- کاربردهای خطی OP.AMP:
۱۵۲	۲-۱- تقویت کننده معکوس کننده
۱۵۵	۲-۲- تقویت کننده معکوس نکلنده
۱۵۷	۲-۳- تقویت کننده اختلاف
۱۵۹	۲-۴- جمع کننده

صفحه	عنوان
۱۶۰	۲-۵ - تفریق کننده
۱۶۱	۲-۶ - اشکال گیر
۱۶۲	۲-۷ - مشتق گیر
۱۶۴	۲-۸ - مبدل امپدانس
۱۶۵	۲-۹ - مبدل ولتاژ به جریان
۱۶۵	۲-۱۰ - مبدل جریان به ولتاژ
۱۶۸	۳- کاربردهای خیر خطی OP.Amp :
۱۶۸	۳-۱ - تقویت کننده نگاریمی
۱۷۰	۳-۲ - تقویت کننده آنتی نگاریمی
۱۷۱	۳-۳ - یکسازها
۱۷۴	۳-۴ - ضرب کننده آنالوگ
۱۷۵	۳-۵ - مقایسه کننده
۱۷۶	۳-۶ - ترنزیستور
۱۷۸	۴- مشخصات یک OP.Amp واقعی :
۱۸۵	بخش ششم : تقویت کننده های فیدبک :
۱۸۶	۱- بررسی خواص فیدبک منفی :
۱۸۶	۱-۱ - تثبیت بهره تقویت کننده
۱۸۷	۱-۲ - کاهش نویز یا افزایش سیگنال به نویز
۱۹۰	۱-۳ - کاهش اعوجاج
۱۹۲	۱-۴ - افزایش پهنای باند
۱۹۳	۲- انواع فیدبک ها :
۱۹۳	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 فیدبک‌های غیر ایده‌ال :
۱۹۸	۳-۱- فیدبک شنت - شنت غیر ایده‌ال
۲۰۴	۳-۲- فیدبک سری - سری غیر ایده‌ال
۲۰۷	۳-۳- فیدبک سری - شنت غیر ایده‌ال
۲۱۱	۳-۴- فیدبک شنت - سری غیر ایده‌ال
۲۱۵	۳-۵- خلاصه
۲۲۱	بخش هفتم: منابع تغذیه تثبیت شده
۲۲۳	۱- منابع ولتاژ :
۲۲۳	۱-۱- یکسوساز پل
۲۲۵	۱-۲- تثبیت ولتاژ با استفاده از دیود زبر
۲۲۸	۱-۳- مدار سری
۲۳۲	۲- استفاده از فیدبک در منابع تغذیه :
۲۴۱	۳- تثبیت کننده‌های ولتاژ بصورت مدارهای مجتمع
۲۴۷	ضمیمه (۱) : مدار دار لیکتون
۲۴۹	ضمیمه (۲) : جدول متارمها و خازنهای استاندارد
۲۵۲	ضمیمه (۳) : چند امتحان نهایی

# بخش ۱

## بررسی ترانزیستور و مدارهای ساده آن

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

۱- ترانزیستورهای Bipolar (BJT)<sup>1</sup>

۲- ترانزیستورهای اثر میدان (FET)<sup>2</sup>

در این بخش ابتدا ترانزیستورهای Bipolar و آرایشهای مختلف آن، سپس ترانزیستورهای اثر میدان و آرایشهای مربوطه مورد مطالعه قرار گرفته و آنگاه روش انعکاس امپدانس در مورد BJT و FET معرفی میگردد، که آنالیز و بررسی مدارهای که این دو المان بصورت خطی رفتار می نمایند را ساده می کند و بالاخره در پایان تقویت کننده های چند طبقه مورد بحث قرار خواهند گرفت.

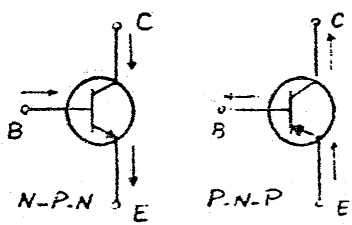
1: Bipolar Junction Transistor

Field Effect Transistor



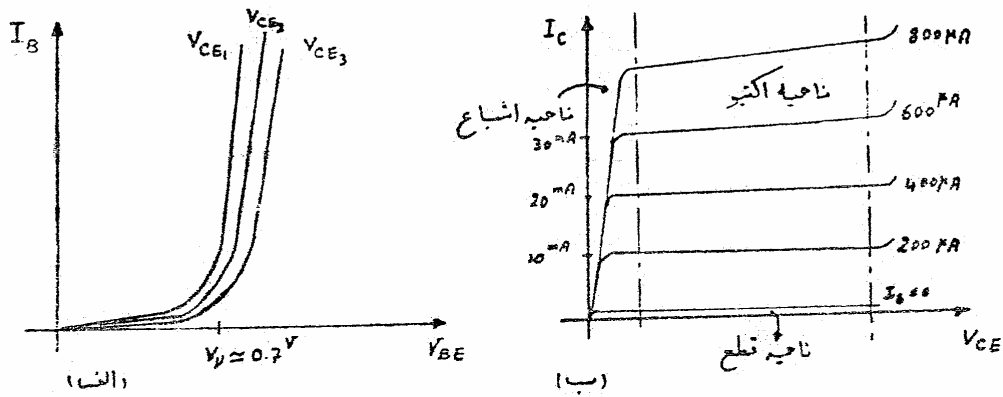
۱- ترانزیستورهای Bipolar = Bipolar Junction Transistor

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 و یا N-P-N می نامند. شکل (۱.۱) مدل شماتیکی ترانزیستورهای P-N-P و N-P-N را نمایش می دهد.



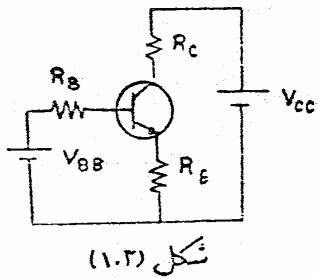
شکل (۱.۱)

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



شکل (۱.۲)

از کاربرد های مهم ترانزیستور می توان انواع تقویت کننده ها را نام برد. ساده ترین نوع تقویت کننده خطی است یعنی سیگنال ورودی بدون تغییر شکل و اعوجاج با دامنه ای مناسب با دامنه ورودی در خروجی ظاهر می شود. منظور اینست که از ترانزیستور بعنوان تقویت کننده استفاده کنیم باید آنگاه در نقطه کاری که در ناحیه مورد نظری باشد قرار دهیم.



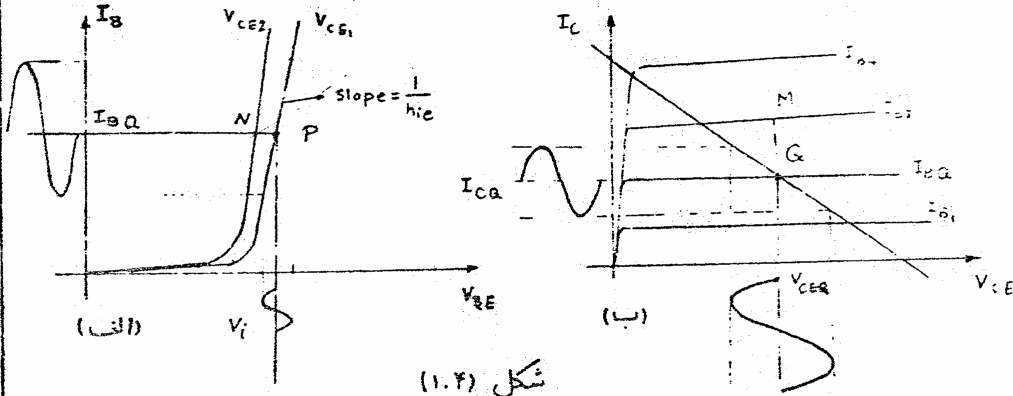
شکل (۱.۳)

شکل (۱.۳) مدل بایاس ساده یک ترانزیستور باشد. از معادلات حلقه دردی و خروجی مدار، نقطه کار بدست

$$V_{BB} = [R_B + (1+\beta)R_E] I_{BQ} + V_{BEQ} \quad (\text{اگر ترانزیستور در ناحیه اکتیو باشد})$$

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

حالت مشخصه دردی و خروجی ترانزیستور را در نظریه بگیریم. [شکل ۱.۴]

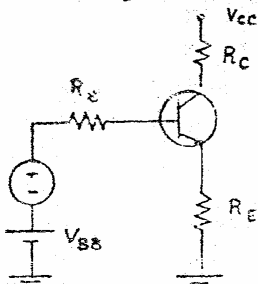


شکل (۱.۴)

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 شرط آنکه سیگنال کوچک باشد)

در نقطه Q روی مشخصه خروجی و نقطه P روی مشخصه دردی هماهنگی بر

معنی داریم می کنیم اگر سیگنال سینوسی  $v_i$  به مدار اعمال شود [شکل ۱.۵] موجب تغییرات  $I_B$  حول نقطه P خواهد بود.



شکل (۱.۵)

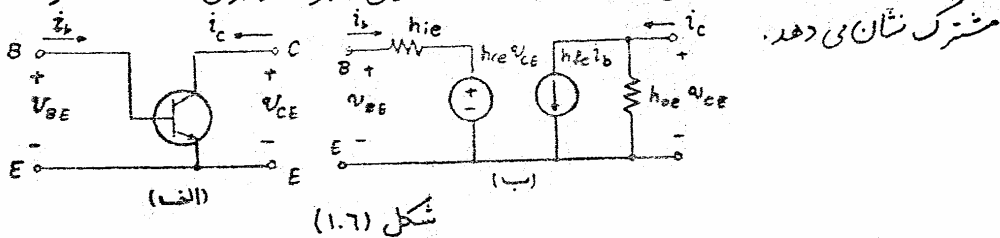
چنانچه دامنه  $v_i$  با اندازه کافی کوچک باشد می توان فرض کرد که این نوسانات روی خط مماس در نقطه P صورت می گیرد. بنابراین  $I_B$  نیز یک جریان سینوسی خواهد بود.

تغییر جریان ورودی موجب تغییر جریان خروجی می شود یعنی نقطه کار ترانزیستور حول نقطه Q روی خط بار تغییر خواهد کرد که با توجه به تزیب خطی بکار رفته شکل جریان  $i_c$  نیز یک سینوسی با دامنه ای برابر  $\beta$  دامنه جریان  $i_b$  خواهد بود

۱.۱) مدل هیبرید یک ترانزیستور Bipolar :

اگر نقطه کار ترانزیستور در ناحیه اکتیو قرار گیرد دامنه دستازهای 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-ب) مدل دینامیکی هیبرید را برای حالت ایستر مشترک نشان می دهد.



با توجه به شکل (۱.۶-ب) 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 پارامترهای  $h$  از روابط زیر بدست می آیند.

$$h_{ie} = \left. \frac{v_{be}}{i_b} \right|_{v_{ce}=0} = \left. \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B} \right|_{V_{CE}=cte}$$

$$h_{re} = \left. \frac{v_{be}}{v_{ce}} \right|_{i_b=0} = \left. \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta V_{CE}} \right|_{I_B=cte}$$

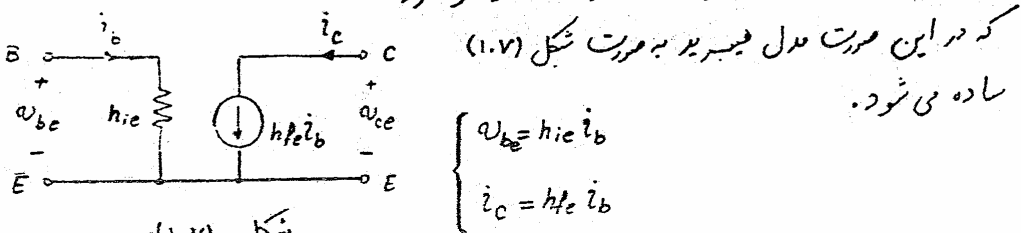
$$h_{fe} = \left. \frac{i_c}{i_b} \right|_{v_{ce}=0} = \left. \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \right|_{V_{CE}=cte}$$

$$h_{oe} = \left. \frac{i_c}{v_{ce}} \right|_{i_b=0} = \left. \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{CE}} \right|_{I_B=cte}$$

\* حرف کوچک نشان دهنده مولفه AC می باشد.

این پارامترها را می توان از مشخصه های ورودی و خروجی نیز بدست آورد با توجه به تعریف  $h_{oe}$  شب خط های در نقطه کار  $Q$  در مشخصه خروجی می باشد. همین ترتیب  $h_{fe}$  طول پاره خط  $MA$  به تغییرات جریان بیس است، همچنین  $h_{re}$  طول پاره - خط  $P-N$  به تغییرات دیناز کلکتور-ایستر و بالا فره  $h_{ie}$  عکس شب خط های بر معنی ورودی در نقطه  $P$  می باشند.

همانطوریکه از مشخصه های  $h_{oe}$  و  $h_{re}$  متادیر کوچکی هستند، همچنین در ساخت ترانزیستورهای 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



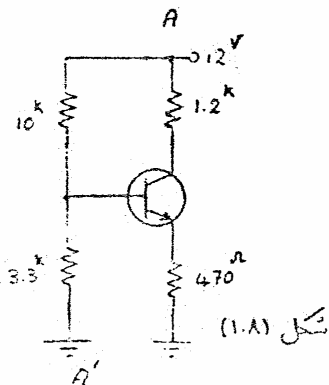
که در این صورت مدل هیبرید به صورت شکل (۱.۷) ساده می شود.

که در این معادلات  $h_{fe}$  همان  $\beta$  و  $h_{ie}$  مقاومت دینایکی 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 اطان ( $T \approx 20^\circ$ ) مقدار  $V_T$  تقریباً برابر  $25^{mV}$  می باشد.

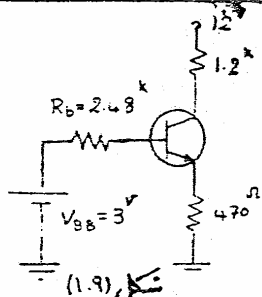


مثال) نقطه کار و  $h_{ie}$  را برای مدار شکل (۱.۸) بدست آورید ( $V_{BE} = 0.7$   $\beta = 50$ )

حل: از برش  $AA'$  معادل تونن آنرا در مدار قرار می دهیم. [شکل ۱.۹]

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

$$R_b = 10 \parallel 3.3 = 2.48 \text{ k}\Omega$$



شکل (۱.۹)

$$3 = 2.48 \frac{I_C}{\beta} + 0.7 + 0.47 I_C \Rightarrow I_C \approx I_E = 4.4 \text{ mA}$$

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

$$h_{ie} = \beta \frac{V_T}{I_C} = 50 \frac{25 \text{ mV}}{4.4 \text{ mA}} = 284.1 \Omega$$

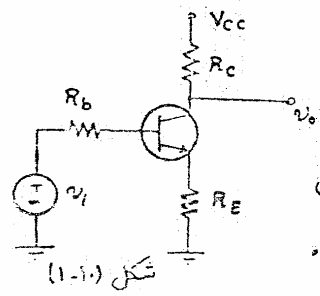
۱-۲) آرایشهای مختلف ترانزیستور Bipolar :

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

- الف، آرایش امیتر مشترک (C.E)
- ب، آرایش کلکتور مشترک (C.C)
- ج، آرایش بیس مشترک (C.B)

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

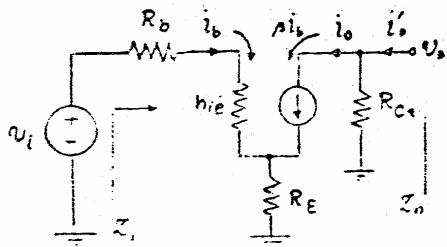
الف، آرایش امیتر مشترک (Common Emitter Configuration)



شکل (۱-۱۰)

مدل ساده یک مدار C.E بدون بایاسینگ، بصورت شکل (۱-۱۰) می باشد. ابتدا آنالیز DC انجام می دهیم بدین منظور کلیه منابع AC مدار را منفر کرده و نقطه کار ترانزیستور را بدست می آوریم. با استفاده از مشخصات نقطه کار،  $h_{ie}$  را محاسبه کرده سپس با قرار دادن مدل (Small-signal) بجای ترانزیستور و این بار با منفر کردن کلیه منابع DC قادر خواهیم بود که مدار را آنالیز AC کنیم.

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



- امپدانس ورودی:

$$V_o = -R_C \beta i_b$$

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

شکل (1-11)  $\Rightarrow i_b = \frac{V_i}{R_b + h_{ie} + R_E(1 + \beta)}$

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

- 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  $180^\circ$  بین ورودی و خروجی این تقویت کننده است. باید در حل مسائل دقت نمود که  $R_C$  معادلت مساوی قرار گرفته شده در کلمتور و  $R_E$  معادلت مساوی قرار گرفته شده در امیتر می باشد.

- ضریب تقویت جریان:

دیده می شود که

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

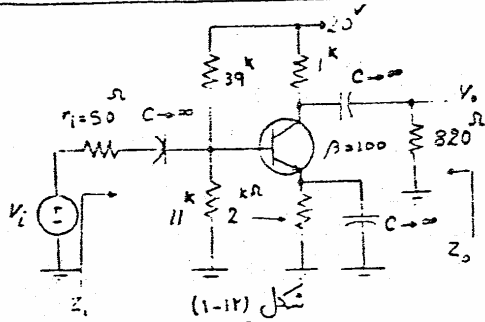
- امپدانس خروجی: برای محاسبه  $Z_o$  ابتدا  $v_i$  را صفر می کنیم، مشاهده می شود که  $v_{be} = 0$  می شود. در نتیجه:

$$Z_o = \left. \frac{v_o}{i_o} \right|_{v_i=0} = R_C$$

دیده می شود که با کاهش مقدار  $R_E$  افزایش می یابد در نتیجه می توان با آلد شدن یک خازن با ظرفیت بدانداز کافی بزرگ،  $R_E$  را اتصال کوتاه کرد. همین در ورودی و خروجی برای اینکه بعضی از الکترونها از نظر DC لزوم جدا باشند، می توان از خازن کوپلار استفاده کرد.

مثال) مطلوبست محاسبه نقطه کار ترانزیستور شکل (1-12) و امپدانس ورودی، امپدانس خروجی و بهره ولتاژ  $A_v = \frac{v_o}{v_i}$  با فرض آنکه  $V_{BE} = 0.7$  باشد.

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



$$R_b = 1 \parallel 39 = 8.58 \text{ k}\Omega$$

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

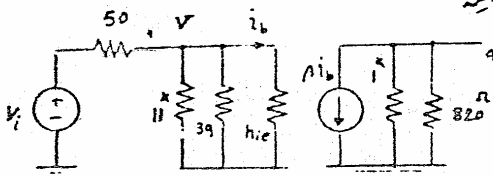
$$4.4 = 8.58 \times \frac{I_c}{100} + 0.7 + 2 \times I_c \Rightarrow I_c = 1.77 \text{ mA}$$

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

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

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

خازن‌ها اتصال کوتاه می‌باشند بدست می‌آوریم.



[شکل (1-14)]

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

$$V = h_{ie} i_b$$

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

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

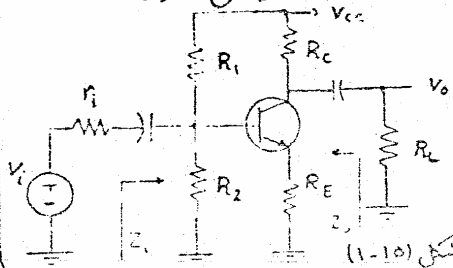
$$A_V = \frac{V_o}{V_i} = \frac{V_o}{V} \frac{V}{V_i}$$

$$A_{V0} = \frac{-(1 \parallel 0.82) \beta}{h_{ie}} \times \frac{(1 \parallel 39 \parallel 1.41)}{(1 \parallel 39 \parallel 1.41) + 0.05} = -30.64$$

$$Z_i = (1 \parallel 39 \parallel 1.412) = 1.212 \text{ k}\Omega \quad Z_o = 1 \parallel 0.82 = 450.5 \Omega$$

بطور کلی می‌توان گفت که آرایش امپدانس مشترک دارای فریب تقویت و نشان، جریان و توان زیاد است، همین جهت در تقویت کننده‌های آرایش C.E کاربرد زیادی دارد.

تشریح:

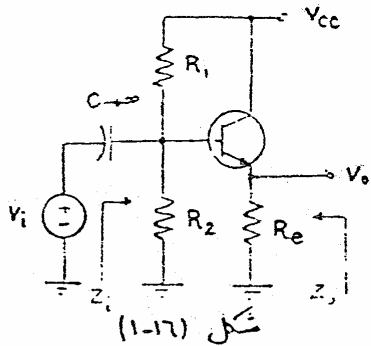


مطلوبت مناسبه  $A_V = \frac{V_o}{V_i}$   $Z_o, Z_i$  برای شکل (1-15). [مشخصات ترانزیستور  $(\beta, h_{ie})$ ]

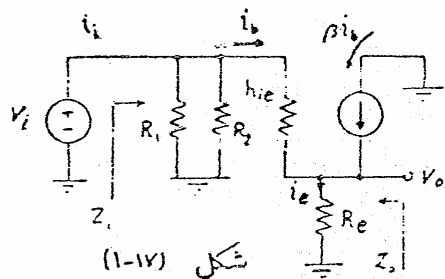
شکل (1-15)

ب- آرایش کلکتور مشترک : (Common Collector Configuration)

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



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



- امپدانس درودی:

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

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

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

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

در حالت کلی  $R_b$  معادلت در بیس، و  $R_e$  معادلت معادل درایستری می باشد.

- ضریب تنویبت ولتاژ:

با توجه به معادلات I و II داریم:  
که اگر  $h_{ie} \ll (1+\beta) R_e$  باشد  $A_{v0} \approx 1$  می شود.

$$\boxed{A_{v0} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{(1+\beta) R_e}{h_{ie} + (1+\beta) R_e}}$$



- ضریب تقویت جریان :  
 اگر از رابطه تقسیم جریان استفاده کنیم

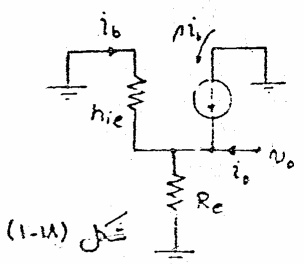
$$A_I = \frac{i_e}{i_i} = \frac{(1+\beta)i_b}{i_i} \quad (III)$$

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

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

از روابط III و IV نتیجه می گیریم که :

- امپدانس خروجی :  
 برای محاسبه امپدانس خروجی ابتدا  $V_i$  را منفرجه کنیم مطابق شکل (۱-۱۸) داریم :



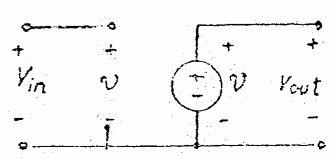
شکل (۱-۱۸)

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

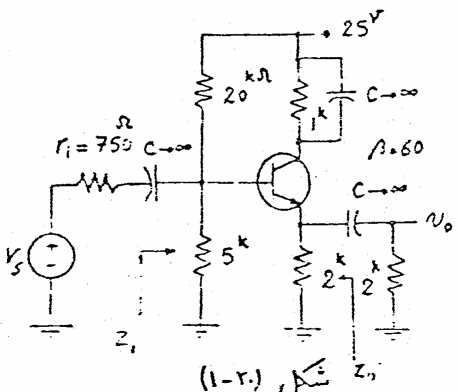
$$i_o = \frac{V_o}{R_e} + \frac{V_o(1+\beta)}{h_{ie}} \Rightarrow \frac{i_o}{V_o} = \left( \frac{1}{R_e} + \frac{1}{\left(\frac{h_{ie}}{1+\beta}\right)} \right) \Rightarrow Z_o = R_e \parallel \left( \frac{h_{ie}}{1+\beta} \right)$$

با توجه به محاسبات ، مشاهده می شود که مدار C.C ولتاژ را تقویت نمی کند ، یعنی  $A_{v \approx 1}$  ولی جریان را تقویت می کند و دارای امپدانس خروجی کوچک و امپدانس ورودی بزرگ است ، بنابراین می توان از آن بعنوان مدل امپدانس (Impedance Converter) استفاده کرد

[شکل (۱-۱۹)] در دردی و خروجی تقویت کننده ای چند طبقه قرار داد ، به علت اینکه در این مدار ولتاژ ابعثه متن ولتاژ دردی را دنبال می کند به آن (Emitter follower) میزنیم که میزند

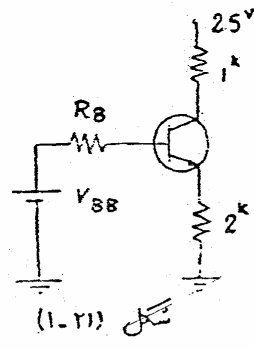


شکل (۱-۱۹)



مثال) مطلوبست محاسبه  $A_{V} = \frac{v_o}{v_s}$  و  $Z_i$  و  $Z_o$  برای مدار تقویت کننده شکل (1-20).

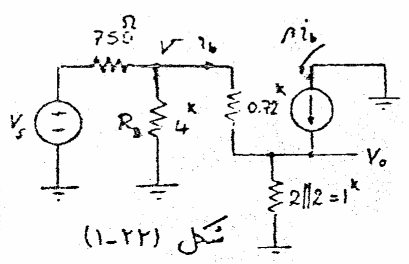
حل: ابتدا برای بدست آوردن نقطه کار معادل نون مدار در بیس را بدست می آوریم [شکل (1-21)]



$$R_B = 5 \parallel 20 = 4 \text{ k}\Omega$$

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

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



حال مدل دینامیکی مدار را رسم می کنیم [شکل (1-22)]

- امپدانس درودی:

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

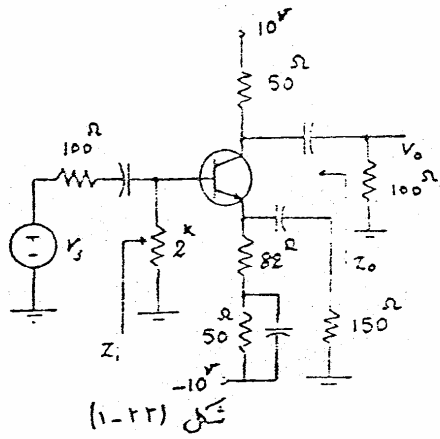
- امپدانس خروجی:

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

- ضریب تقویت ولتاژ:

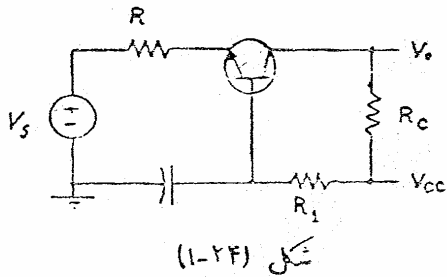
$$A_{V} = \frac{v_o}{v_s} = \frac{v_o}{v} \frac{v}{v_s} \quad \frac{v_o}{v} = \frac{(1+\beta)R'_E}{h_{ie} + (1+\beta)R'_E} = \frac{(1+60) \times 1}{0.72 + (1+60) \times 1} = 0.988 \approx 1$$

$$\frac{v}{v_s} = \frac{Z_i}{Z_i + r_i} = \frac{3.76}{3.76 + 0.75} = 0.83 \quad A_{V} = 0.988 \times 0.83 = 0.82$$

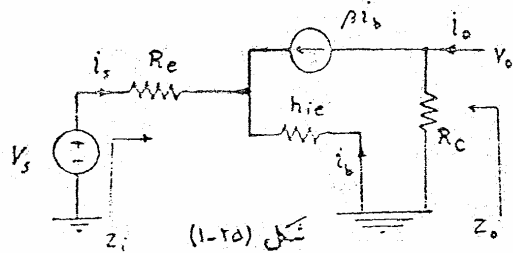


مطلوبت محاسبه امپدانس خروجی،  
 امپدانس درونی و ضریب تقویت دینار  
 برای مدار شکل (۱-۲۲).  
 ( $V_{BE} = 0.7V$   $\beta = 50$ )

ج: آرایش بیس مشترک: (Common base Configuration)



شکل (۱-۲۴) مدار یک تقویت کننده  
 بیس مشترک را نشان می دهد.  
 پس از بدست آوردن  $h_{ie}$  مدل  
 هیبرید را برای این ترانزیستور رسم می کنیم  
 [شکل ۱-۲۵]



- امپدانس درونی:

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

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

$$V_s = R_e i_s + \frac{i_s}{1+\beta} h_{ie} = (R_e + \frac{h_{ie}}{1+\beta}) i_s \Rightarrow Z_i = R_e + \frac{h_{ie}}{1+\beta}$$

- امپدانس خروجی:

اگر  $V_s = 0$  باشد  $i_s = 0$  می شود در نتیجه:

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

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

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

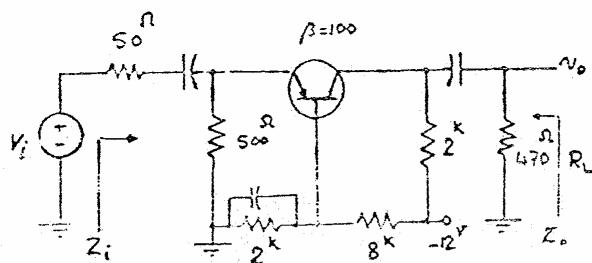
- ضریب تقویت ولتاژ :  
 اگر از رابطه (۱۱) استفاده کنیم :  
 مشاهده می شود که خروجی این  
 تقویت کننده اخلاف نازی بار رودی  
 ندارد .

- ضریب تقویت جریان :

$$A_I = \frac{-i_c}{i_s} \Big|_{i_{e..}} = \frac{-\beta i_b}{i_s} = \frac{-\beta \frac{-i_s}{1+\beta}}{i_s} = \frac{\beta}{1+\beta} \approx 1$$

دیده می شود که این آرایش دارای  $A_I = 1$  و ضریب تقویت ولتاژ آن تقریباً برابر  
 ضریب تقویت ولتاژ امپدانس مشترک و امپدانس ورودی آن است که می باشد .

کاربرد عمده آرایش بیس مشترک در فرکانسهای بالای باشد که در بخش دوم  
 آنرا مطالعه خواهیم کرد .



شکل (۱۱-۲۶)

تشریح :

مطلوبت محاسبه  $Z_o$  ،  $Z_i$

$$A_I = \frac{i_o}{i_i} \quad A_{v} = \frac{v_o}{v_i}$$

در تقویت کننده شکل (۱۱-۲۶)

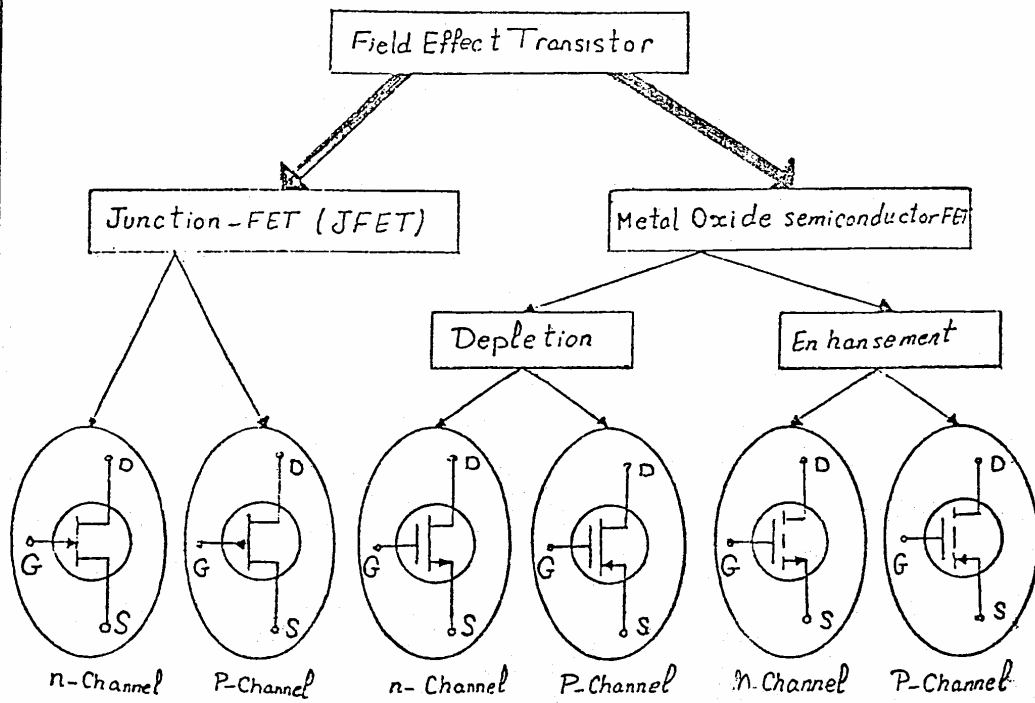
و توان تلفاتی در عبور از  $R_L$

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 ایستر را کنترل می‌نماید در یک ترانزیستور نوع اثر میدان «FET» ولتاژ ورودی جریان خروجی را کنترل می‌نماید. مثالهایی از کاربرد FET عبارتند از تقویت کننده‌های ولتاژ، Chopper، مدارهای لاجیکی و دستگاههای اندازه‌گیری با اسپدانس درودی بزرگ.

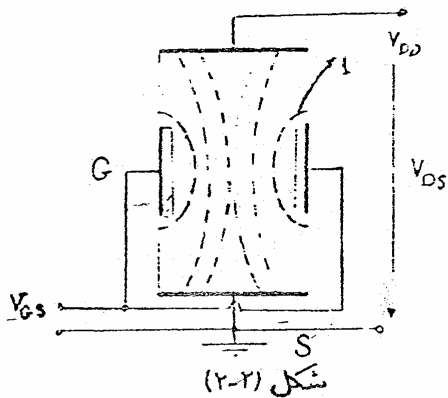
انواع معمول «FET» عبارتند از FET اتصال یا JFET (Junction-FET) و FET نیمه هادی-اکسید-فلز یا «MOSFET» (Metal-Oxide-Semiconductor). شکل (۲-۱) انواع مختلف FET و علامت اختصاری آنها را نمایش می‌دهد.



شکل (۲-۱)

۲-۱) ساختار و طرز کار J-FET

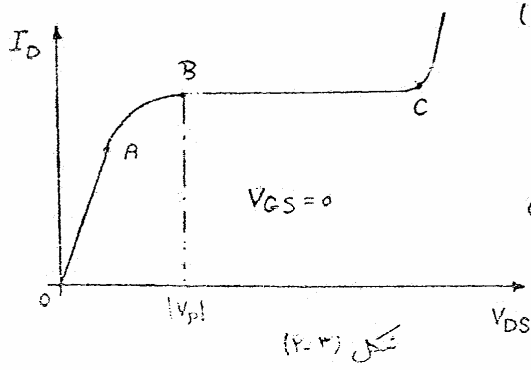
یک نیمه‌هادی، مثلاً از جنس سیلیسیم یا ژرمانیم  $n$  را می‌گیریم و به دو سر آن دو اتصال نازی وصل می‌کنیم هرگاه باین اتصالات رسانایی اعمال شود بهت منادمت آهن که به  $n$ ادی دلرد از آن جریانی می‌گذرد. [شکل ۲-۲]



الکترونی را که قبلاً مثبت منبع به آن وصل است (Drain-D)، الکترونی متقل به قلب منقنی را (Source-S) یا منبع حاملها و نیمه‌هادی بین دو الکترونی را که حاملها از آن عبور می‌کنند (Channel) گویند. در اینجا چون نوع نیمه‌هادی  $n$  است ترانزیستور را  $n$ -Channel-FET می‌نامند.

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

طرز کار انسان  $\&$  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 منادمت آهن نیمه‌هادی که به ابعاد هندسی و میزان ناخالصی کانال بستگی دارد، تعیین می‌شود بنابراین رابطه  $I_D$  و  $V_{DS}$  یک رابطه خطی است، شکل (۲-۳) از  $I_D = \alpha V_{DS}$  که به این منن نامیده آهن می‌گفته می‌شود.



با زیاد  $V_{DS}$  عبارت دیگر منقنی شدن گیت نسبت به درین یک میدان الکترونی می‌شود در حوالی اتصال  $P-N$

بر جودی آید [شکل ۲-۲ میدان ۱] که این میدان باعث انحراف حاملها و تنگ تر شدن مسیر آنها می گردد، یعنی سطح مقطع موثر نیمه هادی کمی شود و شب خط منحنی  $I_D$  به  $V_{DS}$  کمتری شود.

اگر باز هم  $V_{DS}$  را افزایش دهیم این میدان شدیدتر شده و در نتیجه کانال تنگ تر می شود و شب منحنی باز هم کمتری شود [شکل ۲-۳ از A تا B].  
در بعضی از موارد که از FET بعنوان مقاومت اهمی استفاده می کنند آنرا در ناحیه  $A B$  می برند. بالاخره اگر باز هم  $V_{DS}$  را افزایش دهیم سطح موثر کانال مناسب با آن کم و مقاومت 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.  
دشارتی را که در آن FET در آستانه اشباع قرار می گیرد دشارت  $Pinch-off$  می نامند [نقطه B در شکل ۲-۳] حال اگر  $V_{DS}$  را از حدی بیشتر کنیم (نقطه C) سطح کانال بسیار کوچک و میدانهای الکتریکی خیلی شدید خواهند شد بطوریکه ترانزیستور وارد ناحیه شکست یعنی شده و جریان  $I_D$  بلور ناآهانی زیاد می شود بطوریکه ترانزیستور آسیب می بیند.

### ۲-۲) مشخصه های J-FET

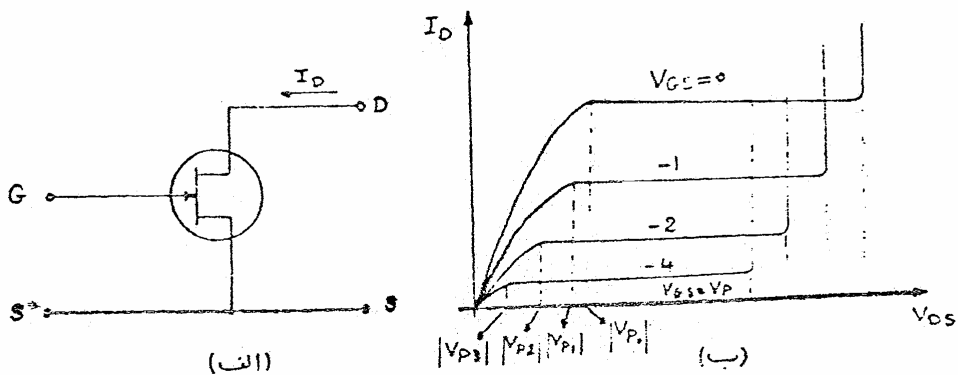
- بطور کلی برای در قلی لحظه مشخصه اصلی وجود دارد
- ۱- مشخصه ورودی: که تغییرات جریان ورودی را بر حسب تغییرات دشارت ورودی مشخص می کند.
  - ۲- مشخصه خروجی: که تغییرات جریان خروجی را بر حسب تغییرات دشارت خروجی نشان می دهد.
  - ۳- مشخصه انتقالی: که مولفه تغییرات جریان خروجی را بر حسب دشارت (دریافت جریان) ورودی بیان می کند.

۱- مشخصه ورودی: *Input Characteristic*

در مورد FET صحبت از مشخصه ورودی بی معنی است زیرا در ورودی اتصال GS در حالت عادی همواره در جهت معکوس بیکاری ورود و معادمت دیود در جهت معکوس خیلی بزرگ و جریان آن نزدیکاً صفر است. بنا بر این معنی بر محور  $V_{GS}$  منطبق است.

۲- مشخصه خروجی: *Output Characteristic*

شکل (۲-۴) الف) علامت اختصاری n-ch-FET را نشان می دهد. در شکل (۲-۴) ب) رابطه جریان درون از خروجی برای  $V_{GS}=0$  رسم شده است، اگر  $V_{GS}$  را منفی کنیم در عمل مثل آنستکه میدان الکتریکی بین درین دیکت را بازا، درن اثرات بین درین هموس، زیادتر کرده باشیم و نتیجه آنستکه بازا،  $V_{GS} < 0$  جریان  $I_D$  برای درنازهای مشابه  $V_{DS}$  کمتر از صفر است که  $V_{GS}=0$  باشد. این مطلب در شکل (۲-۴) ب) نشان داده شده است.



شکل (۲-۴)

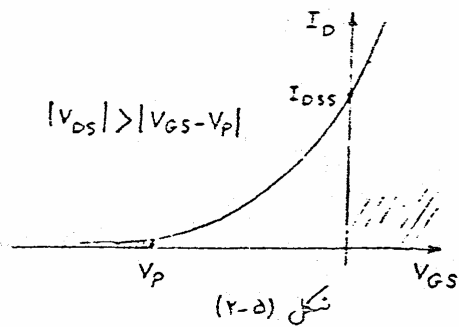
همانطوریکه ملاحظه می شود این معنی با به ازای  $V_{GS}$  های مختلف رسم شده است اثر  $V_{GS}$  باشد  $I_D$  ماکزیم مقدار خود را دارد و اگر  $V_{GS} \leq V_p$  شود  $I_D \approx 0$  خواهد شد.

در ضمن نقاط  $V_{p1}$  که در ابتدای ناحیه اشباعی باشند از رابطه  $|V_{p1}| = |V_p - V_{GS}|$  بدست می آید



۳- مشخصه انتقالی : Transfer Characteristic

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



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

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

در به لزای این متادیر  $V_{DS}$  جریان  $I_{DS}$  ثابت می باشد، با براین برای این مشخصه اغلب فقط یک منحنی رسم می گردد.

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

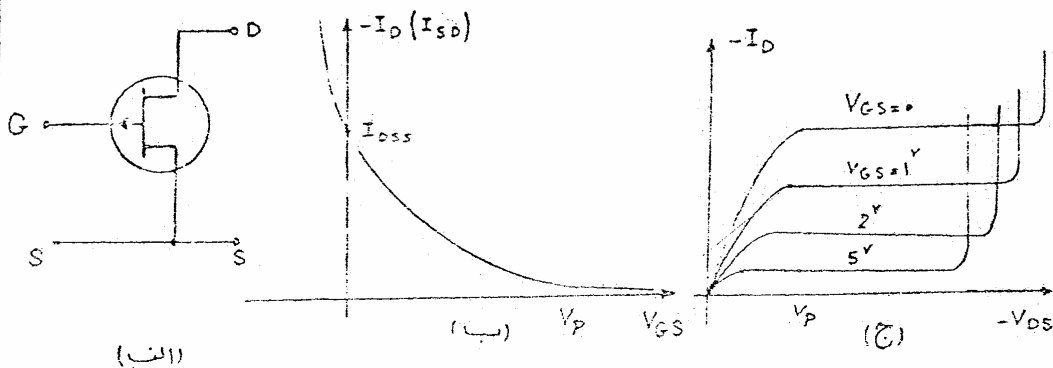
$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

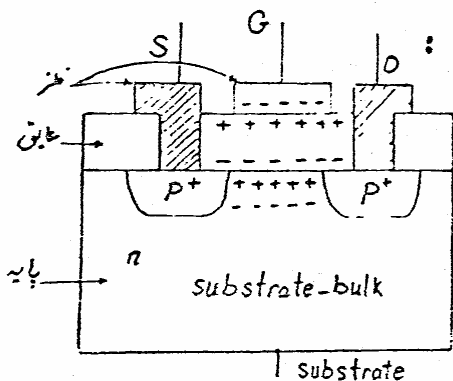
«در ناحیه اشباع»

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

متغیر است.

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





۲.۳ ساختار و طرز کار Mos-FET

شکل (۲-۷) مقطع یک

P-Channel-Enhancement-MOSFET

را افزایش می دهد.

بر روی یک قطعه نیمه هادی اصلی (substrate)

شکل (۲-۷)

یا (BULK) دو ناحیه با ناخالصی زیاد از

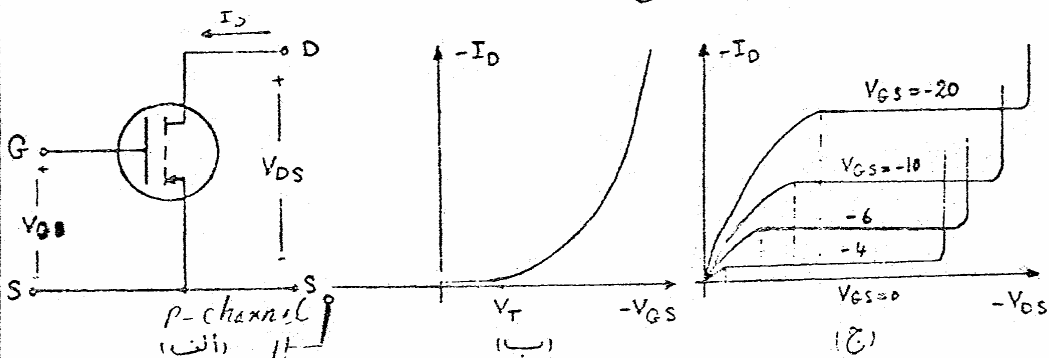
نوع P ایجاد می کنند که یکی از این دو ناحیه درین و دیگری سورس را تشکیل می دهد. یک لایه نازک عایق (معمولاً  $SiO_2$ ) که بر روی آن یک غشا نغزی (معمولاً AP) فراری گیرد، گیت را تشکیل می دهد.

اگر ولتاژ گیت نسبت به پایه منفرجه باشد بین دو ناحیه  $P^+$  جریانی برقرار

نخواهد شد  $I_D = 0$  [شکل ۲-۸ ب]. اگر  $V_{GS} < 0$  باشد به دلیل اتصال سورس

و پایه  $V_{GS} < 0$  است. بنابراین مقداری حفره در محل اتصال پایه و گیت

التهاب خواهد شد و تشکیل یک کانال از نوع P را خواهد داد، تشکیل این کانال عبور جریان بین درین و سورس را ممکن می سازد.



شکل (۲-۸)

با از زیاد  $V_{GS}$  ضخامت کانال بیشتر شده و در نتیجه جریان  $I_D$  افزایش

می یابد در صورتیکه  $V_{GS}$  را ثابت نگه داریم با بالا رفتن  $V_{GS}$  متدرج ضخامت

کانال کم می شود تا اینکه  $I_D$  ثابت ماند.

تذکره: مطالبی را که در مورد ترانزیستورهای n-ch گفته می شود در مورد ترانزیستورهای P-ch نیز صادق است و بالعکس.

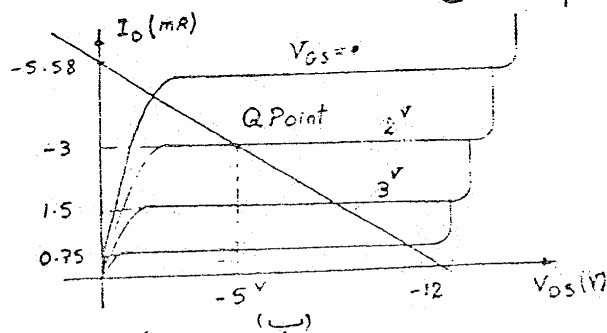
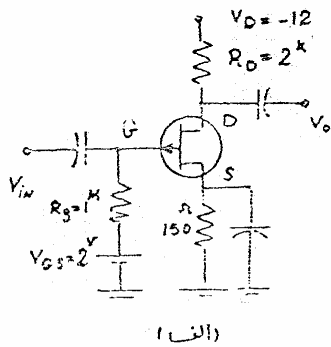
۲-۳) بایاس کردن FET :

هانظوری که در مورد عناصر (Bipolar-Junction-Tr.) ملاحظه شد برای عملکرد خوب کنتنگی FET، باید آنرا در نقطه کار مناسبی بایاس نمود (ناحیه اشباع)؛ که انتخاب نقطه کار معمولاً بر اساس شرایط مداری خواسته شده می باشد که نتایج می توان بعضی از شرایط را بصورت زیر بیان کرد.

- ۱- دیناژ خروجی ماکزیمم
- ۲- بهره دیناژ ماکزیمم
- ۳- تلفات توان می نیمم
- ۴- پایداری حرارتی
- ۵- منابع دیناژ در دسترس.

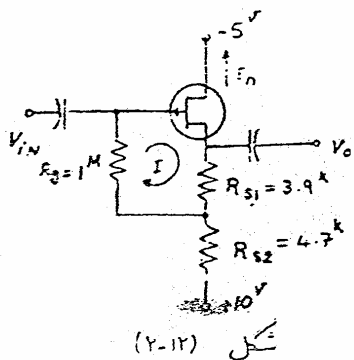
پس از انتخاب نقطه کار با مراجعه به مشخصات FET (مشخصات احتمالی و خروجی) می توان لامپهای مدار مورد نظر را محاسبه کرد.

شکل (۲-۱۱) مدار یک P-ch-J-FET را نشان می دهد. مدار نشان داده شده بوسیله دو منبع دیناژ، یکی برای ایجاد دیناژ گیت سورس و دیگری برای ایجاد دیناژ درین-سورس و جریان درین، بایاس شده است. در شکل (۲-۱۱) ب) خط باری که از KVL خروجی بدست آمده است روی مشخصه خروجی رسم شده است.



شکل (۲-۱۱)

تذکره: چون از گیت جریان نمی‌گذرد مقدار  $R_g$  مهم نیست (  $R_g$  نقطه معادلت ورودی مدار را مشخص می‌کند) معمولاً  $R_g$  را در حدود  $1M\Omega$  انتخاب می‌کنند. و  $R_s$  به نحوی انتخاب می‌شود که  $I_D$  مطلوب  $V_{GS}$  مورد نظر را بر روی FET ایجاد نماید.



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

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

حل: چونکه از معادلت  $1M$  جریانی می‌گذرد در حلقه (I) داریم:

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

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

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

جوابهای بدست 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:

$15 = (4.7 + 3.9) \times 2.1 - V_{DS} \Rightarrow V_{DS} = 3.66\text{ V} > 0$

پس  $I_D = 2.1\text{ mA}$  ناممکن قبول می‌باشد.

برای  $I_D = 1.13\text{ mA}$  داریم:

$15 = (4.7 + 3.9) \times 1.13 - V_{DS} \Rightarrow V_{DS} = -5.282\text{ V} < 0$

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

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

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

بسیار برتر است.

نقطه کار  $\begin{cases} I_D = 1.13\text{ mA} \\ V_{GS} = -5.282\text{ V} \end{cases}$

(۲-۵) مدار معادل FET :

پس از اینکه FET را در نقطه کار مناسبی قرار دادیم برای سیگنالهای کوچک لین ترانزیستور در حول نقطه کار تقریباً بصورت خطی عمل می کند می توان به جای FET مدل دینامیکی آن را قرار داد.

بطور کلی بدون در نظر گرفتن نوع FET می توان نوشت:

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

طبق سری تیلور برای توابع دو متغیره داریم:

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

حالت اگر  $\Delta v_{DS} = v_{DS}$   $\Delta v_{GS} = v_{GS}$   $\Delta i_D = i_D$  بنا می 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 می نامند (mutual Transfer Conductance) دگامی نیز به آن  $\gamma_{gs}$  (Common Source forward transadmittance) گفته می شود.

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

که  $r_d$  را (Output Drain Resistance) می گویند.

از روابط گفته شده می توان نتیجه گرفت:

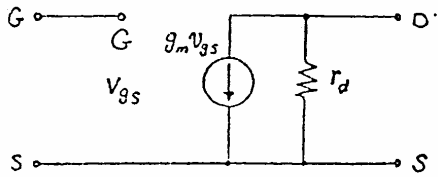
$$i_D = g_m v_{GS} + \frac{1}{r_d} v_{DS}$$

و با توجه به اینکه امپدانس ورودی FET

در DC بین  $10^8$  تا  $10^{10}$  اهم برای J-FET و بین  $10^{10}$  تا  $10^{14}$  اهم برای MOS-FET می باشد می توان بین گیت و سورس را اتصال باز در نظر گرفت.

(۱۱) اندیس حرف بزرگ سرز نقطه کار و حرف کوچک سرز سیگنال کوچک می باشند.

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



رنج تغییرات  $g_m$  و  $r_d$  برای J-FET و MOSFET در جدول (۲-۱) بیان شده است.

شکل (۲-۱۳)

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

جدول (۲-۱)

در FET بعلت اینکه جریان ورودی خیلی کم است، خروجی فقط توسط ولتاژ ورودی کنترل می‌شود که نسبت

تغییرات ولتاژ خروجی به ورودی را فریب تقویت ولتاژ FET گویند و به  $\mu$  نمایش می‌دهند.

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

$$\mu = g_m r_d$$

تعریف می‌شود. در رنج تغییرات  $\mu$  در حدود ۱۰ تا ۲۵۰ می‌باشد.

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

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

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

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

«هدایت متقابل»

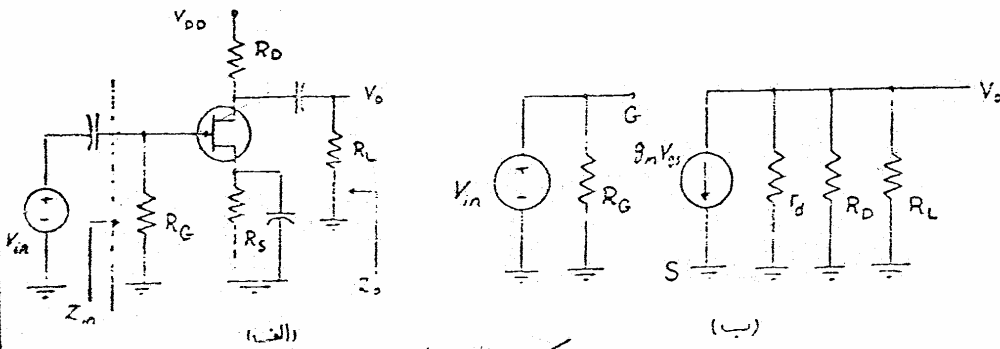
۲-۶) آرایشهای مختلف FET:

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

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

الف: آرایش سروس مشترک:

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



شکل (۲-۱۴)

حال به بررسی گیت لمی اساسی مداری که باید برای این ترکیب با بدست آوریم می‌پردازیم. به علت اینکه گیت جریان قابل ملاحظه‌ای ندارد بنابراین به استثنای جریان کمی که از  $R_G$  مداری کند می‌توان گفت که منبع سیگنال جریانی به مدار نمی‌دهد. بنابراین  $R_i$  بخت بهیچت میل می‌کند. حال سایر کمپنهای مدار را بصورت زیر می‌نویسیم:

$$Z_i = R_G$$

- امپدانس درودی:

- امپدانس خروجی:

برای بدست آوردن امپدانس خروجی مسج درودی را باید مشترک کنیم پس  $V_{gs} = 0$

$$Z_o = R_D \parallel R_L$$

می‌شود در نتیجه:

- ضریب فنویت رتاز:

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

برای بدست آوردن این کیت داریم:

$$V_o = -g_m V_{gs} (r_d \parallel R_o \parallel R_L)$$

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

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

$$r_d \gg R'_L \Rightarrow A_V \approx -g_m R'_L$$

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

$$I_{DSS} = 5 \text{ mA} \quad V_P = -6 \text{ V} \quad r_d = 100 \text{ k}\Omega \quad R_L = 15 \text{ k}\Omega \quad R_o = 10^4 \Omega$$

$I_{DS} = 4 \text{ mA}$  باشد، مطربت کاسب  $Z_i$ ،  $Z_o$ ،  $A_V$ .

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

حل: امپدانس درودی:

$$Z_o = r_d \parallel R_o \parallel R_L = 100 \text{ k} \parallel 10^4 \parallel 15 \text{ k} = 5.66 \text{ k}\Omega$$

- امپدانس خروجی:

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

- ضریب فنویت رتاز:

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

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

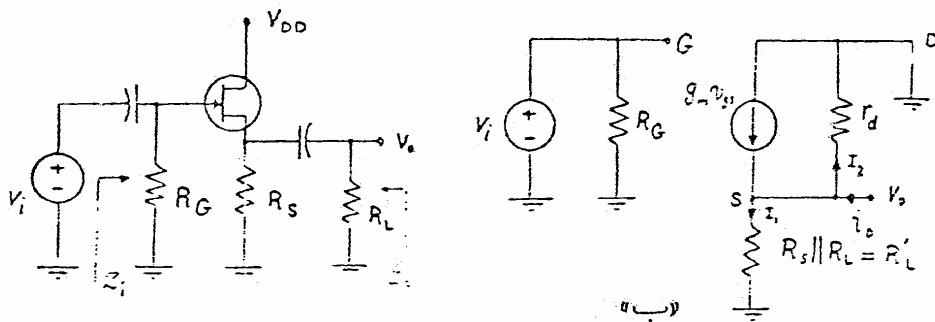
ب: آرایش > رین مشترک:

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

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

دربین یک آنها ناهمبندی دارد.





«الف»

«ب»

شکل (۲-۱۵)

در این حالت دین زمین شده و جهت جریان  $g_m v_{gs}$  باعث می شود که هنگامیکه  $v_i$  مثبت است  $v_o$  نیز مثبت باشد بنابراین در این مدار هیچ اختلاف نازی بین ولتاژهای دردی و خروجی نخواهد بود. کیهنهای اساسی این مدار را بصورت زیر محاسبه می کنیم:

$$Z_i = R_G$$

- امپدانس ورودی:

- امپدانس خروجی:

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

$$Z_o = \left. \frac{v_o}{i_o} \right|_{v_i=0} \quad v_{gs} = -v_s = -R'_L I_1 \quad (I) \quad v_o = -v_{gs} = v_s \quad (II)$$

$$i_o = I_1 + I_2 - g_m v_{gs} \quad (III) \quad I_2 = \frac{v_o}{r_d} \quad (IV) \quad \text{از روابط I, II, III, IV نتیجه می شود.}$$

$$i_o = \frac{v_o}{R'_L} + \frac{v_o}{r_d} + g_m v_o \Rightarrow Z_o = \frac{v_o}{i_o} = \frac{1}{\left(\frac{1}{R'_L} + \frac{1}{r_d} + g_m\right)} = \frac{r_d}{1+\beta} \parallel R'_L$$

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

حال اگر  $r_d \gg R'_L$  باشد داریم:

- ضریب تقویت ولتاژ:

$$A_v = \left. \frac{v_o}{v_i} \right|_{i_o=0} \quad v_i = v_o + v_{gs} \quad v_o = g_m v_{gs} (r_d \parallel R'_L)$$

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

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

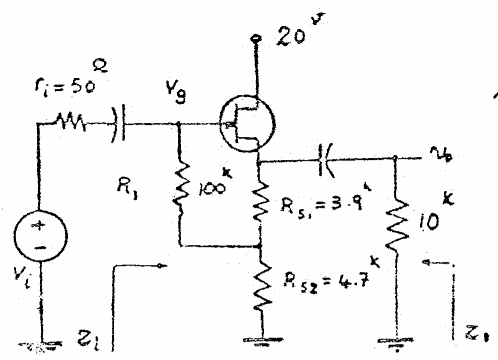
مثال) برای مدار نشان داده شده در شکل (۱۵-۲) اگر  $R_G = 100 \text{ k}\Omega$  ،  $R_S = 10 \text{ k}\Omega$  ،  $R_L = 10 \text{ k}\Omega$  ،  $g_m = 4 \text{ mS}$  ،  $r_d = 200 \text{ k}\Omega$  ،  $Z_i$  ،  $Z_o$  ،  $A_v$  را بدست آورید.

حل: چونکه  $r_d \gg R'_L$  پس

$$Z_i = R_G = 100 \text{ k}\Omega$$

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

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



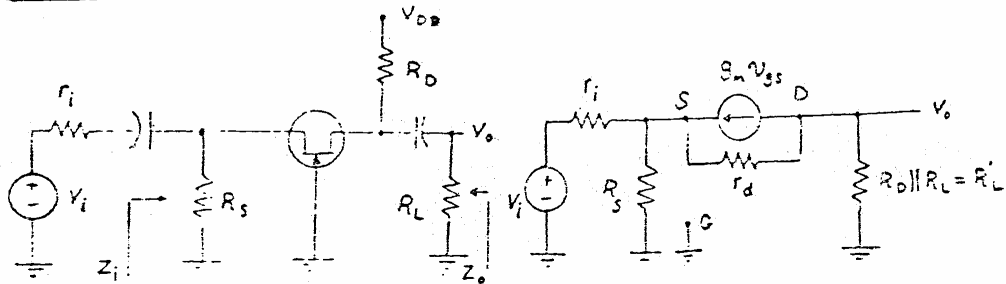
شکل (۲-۱۶)

تشریح:

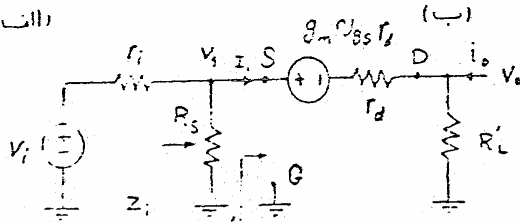
مطلوبت محاسبه  $Z_o$  ،  $Z_i$  ،  $A_v$  برای مدار شکل (۲-۱۶).  
 ( $r_d = 100 \text{ k}\Omega$  ،  $V_p = -6 \text{ V}$  و  $I_{DSS} = 16 \text{ mA}$ )  
 (امپدانس درودی بدست آمده را با  $R_i$  مقایسه کنید و علت را بیان کنید)

ج: آرایش گیت مشترک:

امپدانس درودی این آرایش نظیر مدار بیس مشترک در ترانزیستورهای (BJT) ، مدار گیت است. یک مدار نمونه از این آرایش در شکل (۱۷-۲) نشان داده شده است و مدار معادل آن را می توانید در شکل (۱۷-۲) بدست آورید. این شکل دردی شود.



(الف)



(ب)

شکل (۲-۱۷)

- امپدانس درودی:

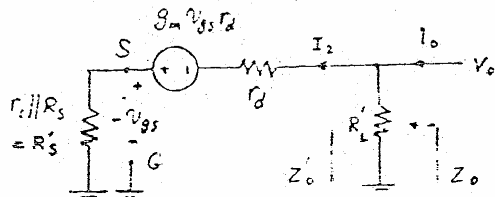
$$Z_i = R_s \parallel Z'_i \quad Z'_i = \left. \frac{-V_{gs}}{I_1} \right|_{i_o=0}$$

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

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

- امپدانس خروجی:

برای محاسبه امپدانس خروجی منبع درودی را منفرجه کنیم [شکل ۲-۱۸] آنوقت داریم:



شکل (۲-۱۸)

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

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

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

$$\frac{V_o}{I_2} = r_d + (1 + g_m r_d) R'_S = r_d + (1 + \mu)(r_i \parallel R_S)$$

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

- ضریب تقویت ولتاژ:

$$R'_V = \frac{V_o}{V_i} \quad V_o = R'_L I_1$$

با توجه به شکل (۱۷-۲-ج)

$$V_i = -V_{gs} = g_m V_{gs} r_d + (r_d + R'_L) I_1 \Rightarrow V_i = \frac{r_d + R'_L}{1 + \mu} I_1$$

$$A'_V = \frac{R'_L I_1}{\frac{r_d + R'_L}{1 + \mu} I_1} = \frac{(1 + \mu) R'_L}{r_d + R'_L} \quad A_{V'} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{V_o}{V_i} \times \frac{V_i}{V_i} = \frac{(1 + \mu) R'_L}{r_d + R'_L} \times \frac{Z_i}{Z_i + r_i}$$

$$\Rightarrow A_{V'} = \frac{(1 + \mu) R'_L}{r_d + R'_L} \frac{R_S \parallel \frac{r_d + R'_L}{1 + \mu}}{R_S \parallel \frac{r_d + R'_L}{1 + \mu} + r_i}$$

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

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

$Z_i = 10 \text{ k}\Omega$  ،  $R_S = 10 \text{ k}\Omega$  ،  $R_L = 4 \text{ k}\Omega$  ،  $g_m = 4 \text{ mA/V}$  ،  $r_d = 100 \text{ k}\Omega$  باشد مطلوب است محاسبه  $Z_o$  ،  $A_{V'}$

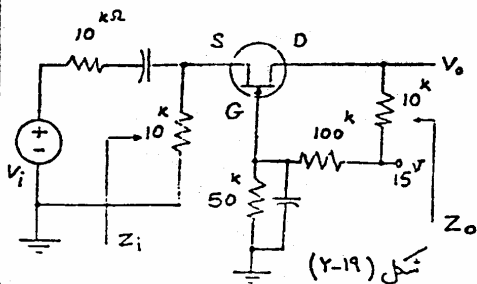
$$A_{V'} = \frac{V_o}{V_i} \quad Z_o$$

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

حل:

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

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



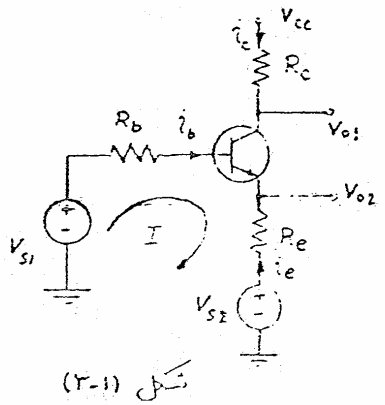
تمرین ۳  
برای تقویت کننده شکل (۱۹-۲)  $Z_i$

$Z_o$  ،  $A_{V'}$  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 مشکلی نباشد در اینجا ناسعی می کنیم که روشی ارائه دهیم تا با کمک آن بتوانیم این روابط را به سادگی بدست بیاوریم.

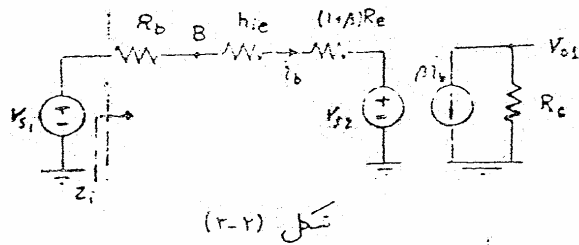


(۳-۱) روش انعکاس امپدانس در مورد (BJT):  
 شکل (۳-۱) یک ترانزیستور BJT را نمایش می دهد.  
 در اینجا  $R_b$ ,  $R_c$  و  $R_e$  مقاومت معادل دیده شده از بیس و کلکتور را بسته می باشند. و  $V_{S1}$  و  $V_{S2}$  منابع سیگنالهای کوچک و  $i_b$  و  $i_e$  جریانهای آنها هستند.

از kVL در حلقه (I):

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

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



در این نمایش تمام عناصر بسته به بیس اتصال داده شده است. داریم:

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

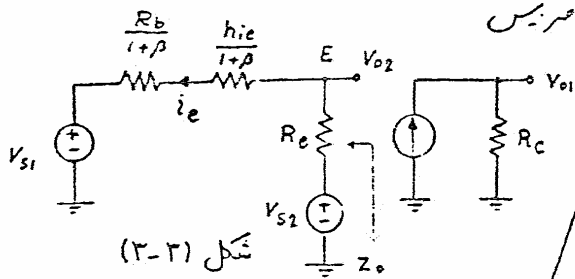
$$A_{V1} = \left. \frac{V_{O1}}{V_{S1}} \right|_{V_{S2}=0} = \frac{-\beta i_b R_c}{Z_i i_b} = \frac{-\beta R_c}{R_b + h_{ie} + (1+\beta) R_e}$$

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

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

شکل (۳-۳) مدل مداری معادلات (II)

را نشان می دهد. در این نمایش تمام عناصر بیس به ایمیتر منتقل شده اند.



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

در اینجا  $A_{v1} = \frac{v_{o2}}{v_{s1}}$  یک تقسیم دهنده متادمنی است که:

$$A_{v1} = \frac{v_{o2}}{v_{s1}} \Big|_{v_{s2}=0} = \frac{R_e}{R_e + \left( \frac{h_{ie}}{1+\beta} \right) + \left( \frac{R_b}{1+\beta} \right)}$$

$$\Rightarrow A_{v1} = \frac{(1+\beta) R_e}{R_b + h_{ie} + (1+\beta) R_e}$$

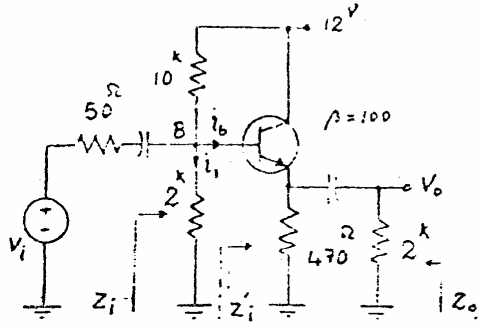
مطاب گفته شده رای توان بصورت منظم زیر بیان کرد.  
- قاعده کلی:

الف - از دید بیس:

- ۱- آلفای در بیس بدون تغییر باقی می ماند.
- ۲- متادمنهای ایمیتر در  $(1+\beta)$  ضرب می شوند.
- ۳- منابع دهنده در ایمیتر بدون تغییر انتقال می یابند.
- ب- از دید ایمیتر:

- ۱- آلفای در ایمیتر بدون تغییر باقی می ماند.
- ۲- متادمنهای در بیس بر  $(1+\beta)$  تقسیم می شوند.
- ۳- منابع دهنده 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:

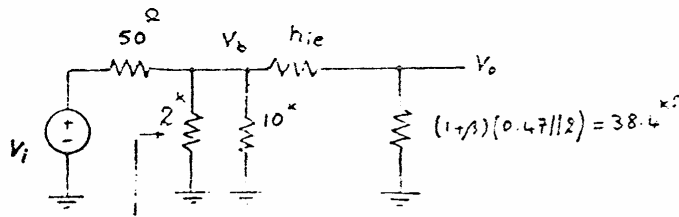


مثال) مطلوبست  $Z_i$ ،  $Z_o$ ،  $A_v$  برای مدار شکل (۲-۴).

حل: ابتدا نقطه کار را پیدا می کنیم  
آر از جریان ها در مقابل  $Z_i$  صریحاً  
کنیم:

شکل (۲-۴)

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



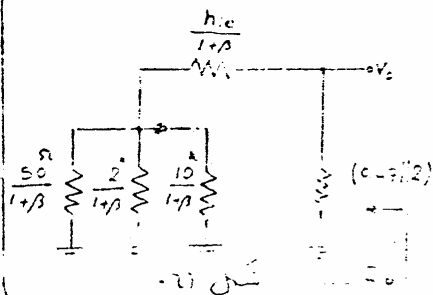
پس شکل (۲-۵) داریم:

شکل (۲-۵)

$$Z_i = (2 \parallel 10) \parallel Z_i' = (2 \parallel 10) \parallel (h_{ie} + (1+\beta)R_e) = 38.4 \text{ k}\Omega$$

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

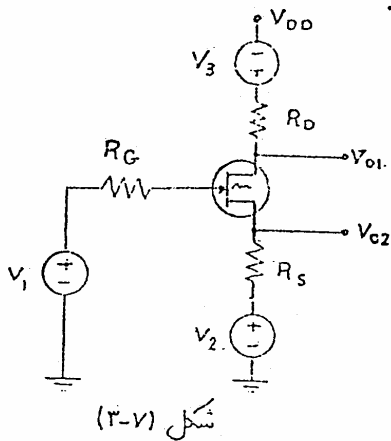
$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{v_o}{v_b} \cdot \frac{v_b}{v_i} = \frac{38.4}{38.4 + 0.9} \cdot \frac{Z_i}{Z_i + 0.05} = \frac{38.4}{38.4 + 0.9} \times \frac{1.6}{1.6 + 0.05} \approx 0.98$$



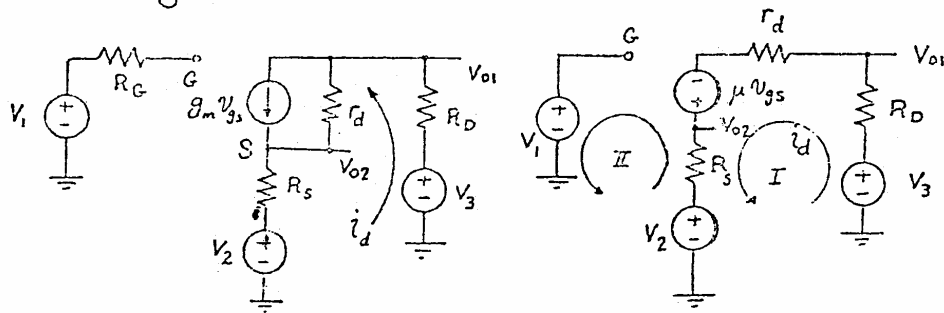
شکل (۲-۶) اشغال عناصر به امیتر را نشان می دهد.

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

دید می شود که این روش راه حل را چقدر ساده می کند.  
 دانشجویان عزیز با کنی ترین خواهند دید که حتی دیگر احتیاجی به کشیدن مدار  
 معادل نیمة ندارند و اهمیت این روش در این است که بدین ترتیب منابع دتاز  
 با جریان وابسته در مدار حذف می گردند.  
 از دید کنتور: بین وابسته هیچ تأثیری روی معادست کلتور نه از نه در معادستی که در کلتور با نه برابر می آید  
 آن جزا بود.  
 روش انعکاس امپدانس در مورد FET: (۳-۲)



شکل (۳-۷) یک مدار FET به عنوان تئوریت کننده  
 نشان می دهد که  $V_1$ ،  $V_2$  و  $V_3$  منابع دتاز  
 سینالهای کوچک هستند. ابتدا مدار معادل AC  
 تئوریت کننده را در نظری می گیریم. [شکل ۳-۸]



(الف) مدار معادل AC (ب) مدار معادل AC ساده شده  
 شکل (۳-۸)

از KVL در حلقه (I):

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

از KVL در حلقه (II):

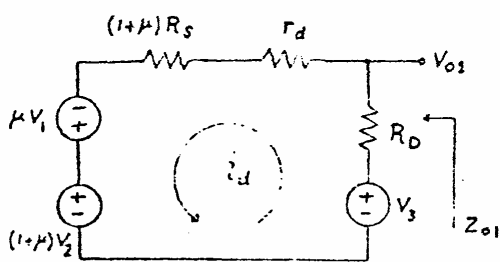
$$V_1 = v_{gs} + R_s i_d + V_2 \Rightarrow v_{gs} = V_1 - R_s i_d - V_2 \quad (2)$$



F2

آر رابطه (2) را در (1) قرار دهیم:

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



شکل (3-9) مدار معادل رابطه (3) را نشان می دهد.  
با داشتن این مدار کمیت  $Z_{o1}$  و  $A_{v1}$  براحتی محاسبه می شوند.

شکل (3-9) مدار از دید درین

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

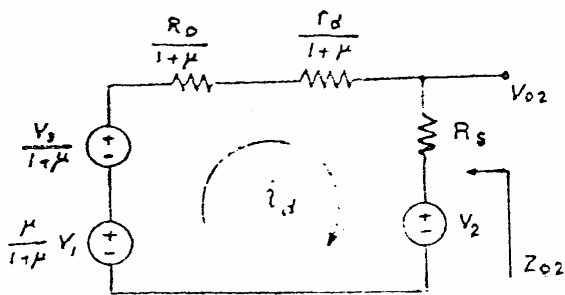
$$A_{v1} = \left. \frac{v_{o1}}{v_1} \right|_{v_2=v_3=0} = \mu \frac{v_{o1}}{\mu v_1} \Big|_{v_2=v_3=0} = \mu \frac{R_D}{R_D + r_d + (1 + \mu)R_S} = \frac{\mu R_D}{r_d + R_D + (1 + \mu)R_S}$$

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

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

شکل (3-10) مدار معادل رابطه (4) را نشان می دهد.

برای این شکل نیز داریم:



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

$$A_{v2} = \left. \frac{v_{o2}}{v_1} \right|_{v_2=v_3=0} = \frac{\mu}{\mu + 1} \frac{v_{o2}}{\frac{\mu}{\mu + 1} V_1}$$

شکل (3-10) مدار از دید سورس

$$A_{v2} = \frac{\mu}{1 + \mu} \times \frac{R_S}{R_S + \frac{R_D + r_d}{1 + \mu}} = \frac{\mu R_S}{R_D + r_d + (1 + \mu)R_S}$$

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

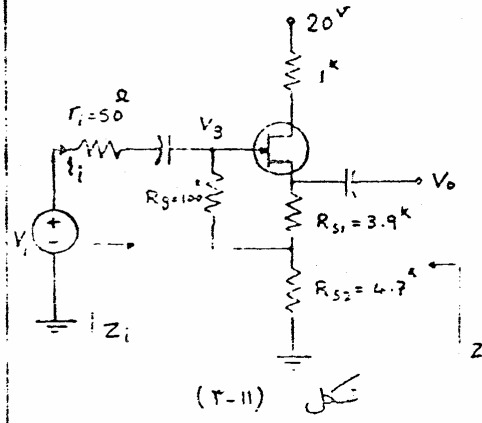
قاعده کلی:

الف - از دید درین:

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

ب - از دید سورس:

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



شکل (۳-۱۱)

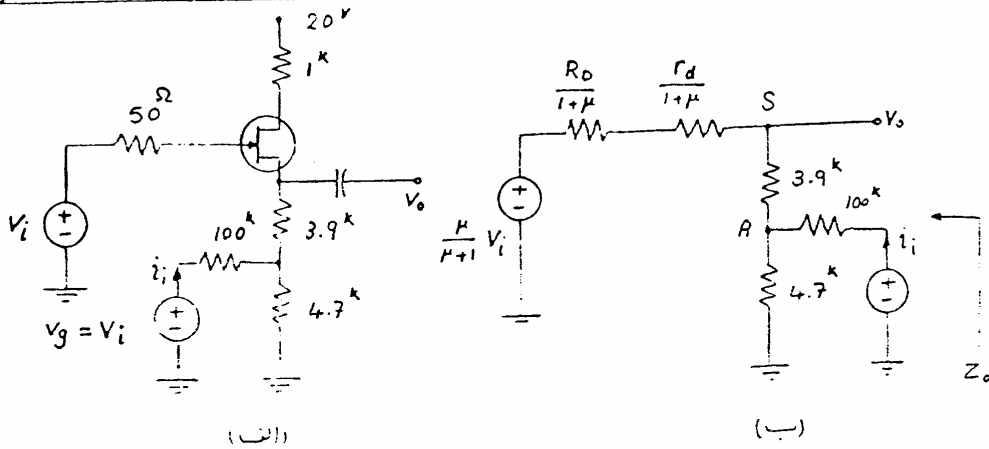
مثال) منظورست محاسبه  $Z_i$ ،  $Z_o$  و  $A_{v_i}$  بر تئویت کننده شکل (۳-۱۱).  
 $(\beta_{m_1} = 3.5 \text{ mA/V}, r_d = 100 \text{ k})$

حل: چونکه گیت FET جریانی نمی کشد و  $r_i \gg R_G$  است می توان  $V_G = V_i$

فرض کرد و مدار را بصورت شکل (۳-۱۲) ساده کرد.

شکل (۳-۱۲) ب) مدار معادل از دید سورس را نشان می دهد.

۴۵



شکل (۳-۱۲)

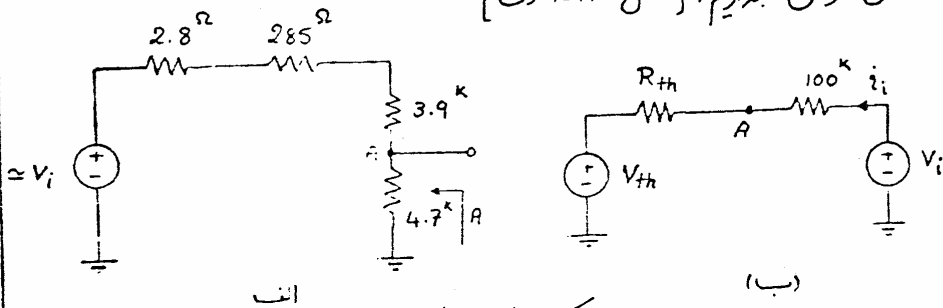
- امپدانس خروجی:

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

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

- 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)

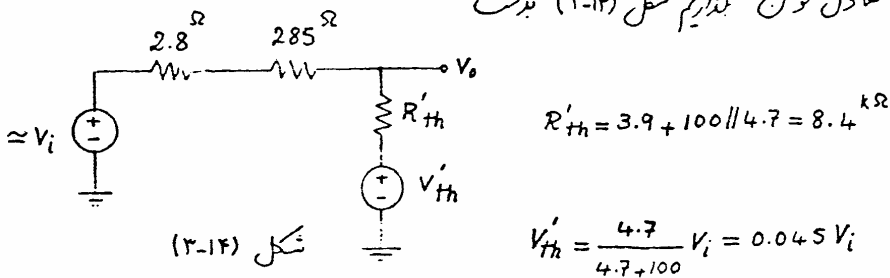
$$R_{th} = 4.7 \parallel (3.9 + 285 + 2.8) = 2.21 \text{ k} \quad V_{th} = \frac{4.7 \times V_i}{4.7 + 3.9 + 285 + 2.8} = 0.53 V_i$$

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

دیده می شود که  
امپدانس درودی بالا رفته است.

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

- ضریب تقویت ولتاژ: با توجه به شکل (۱۲-۳-ب) اگر در نقطه S برای منبع  $v_i$  معادل نونین بگیریم شکل (۱۴-۳) بدست می آید.

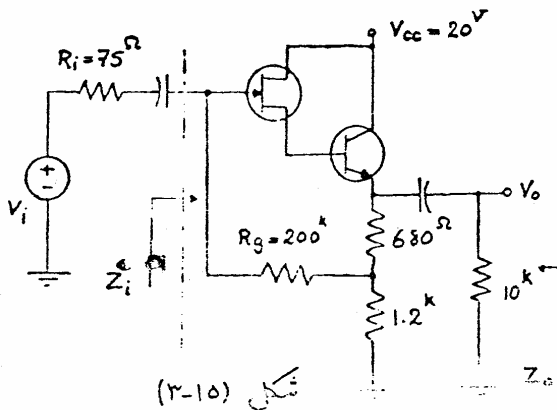


حال اگر از اصل جمع آثار استفاده کنیم:

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

$$V_o = \frac{8.4 \text{ k}}{8.4 \text{ k} + 287.8} v_i + \frac{287.8}{287.8 + 8.4 \text{ k}} 10.045 v_i \Rightarrow \boxed{A_{v0} = 0.968}$$

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



تشریح:  
مطلوبت محاسبه  $Z_i$  و  $Z_o$  و  $A_v$  برای مدار شکل (۱۵-۳)

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

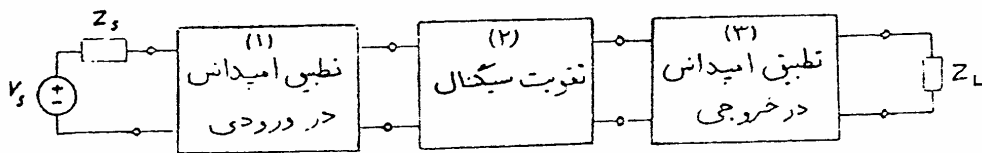
$$(r_d = 100 \text{ k})$$

۴- تقویت کننده های چند طبقه Multistage Amplifiers

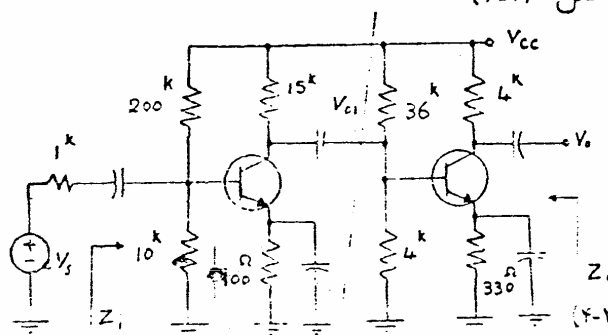
در اغلب موارد دیده می شود که مشخصات یک تقویت کننده خواسته شده نظیر، ضریب تقویت، توان خروجی، امپدانس در خروجی، امپدانس خروجی و پهنای باند را نمی توان بوسیله یک ترانزیستور بدست آورد، برای بدست آوردن مشخصات مورد نظر می توان از یک تقویت کننده چند طبقه استفاده کرد. طبقات مختلف می توانند به سه طریق به یکدیگر متصل شوند.

- ۱- اتصال مستقیم
  - ۲- اتصال بوسیله خازن کوپلتر
  - ۳- اتصال بوسیله ترانسفورماتور
- در اتصال مستقیم تقویت کننده در فرکانسهای پایین و صفر تا در 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.



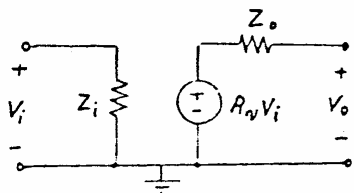
شکل (۴-۱)



مثال ۱  
حال به ذکر چند مثال می پردازیم.  
برای مدار شکل (۴-۲)  $Z_o$ ,  $A_v$  و  $Z_i$  را بدست آورید.  
( $h_{ie} = 1.1 k\Omega$ ,  $\beta = 50$ )  
شکل (۴-۲)

\* در این مورد در بخش دوم بحث خواهد شد.

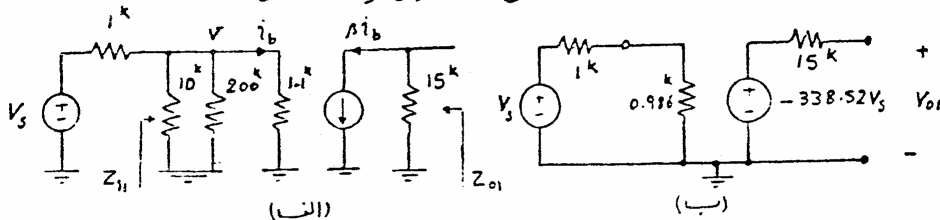
حل: این مسأله را می توان به در روش حل کرد یکی اینکه طینات را از یکدیگر جدا فرض کرده، اثر بارگذاری را در نظر بگیریم و هر طبقه را مانند شکل (۴-۳) مدل کنیم سپس اینها را به دنبال هم بگذاریم و مسأله را حل کنیم، روش دوم اینکه اثر بارگذاری طینات روی یکدیگر را در نظر گرفته و مسأله را یکجا حل نمائیم.



شکل (۴-۳)

روش اول:

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



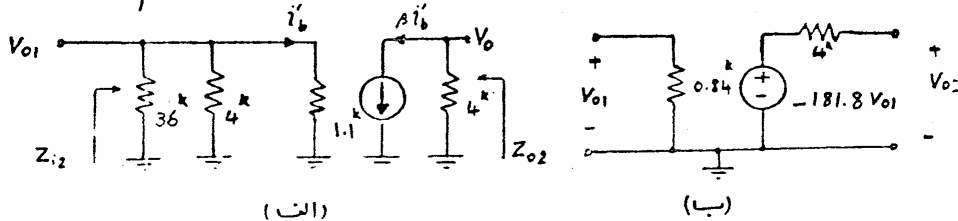
شکل (۴-۴)

$$Z_{i1} = 10 \parallel 200 \parallel 1.1 = 0.986 \text{ k}\Omega \quad A'_{v1} = \frac{v_{o1}}{v_s} = \frac{v_{o1}}{v} \cdot \frac{v}{v_s} = \frac{-\beta \times 15}{h_{ie}} \cdot \frac{Z_i}{Z_i + 1k}$$

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

شکل (۴-۴ ب) مدل ساده

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



شکل (۴-۵)

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

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

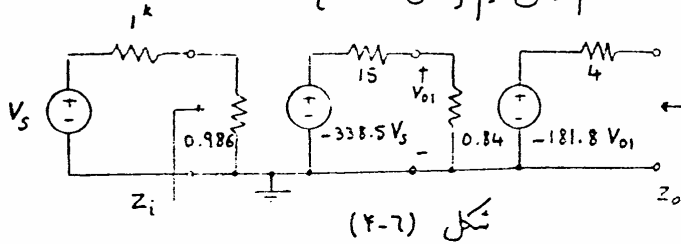
شکل (۴-۵ ب)

$$A'_{v2} = \frac{v_{o2}}{v_{o1}} = \frac{-\beta \times 4}{1.1} = -181.8$$

مدار ساده شده طبقه دوم را نشان می دهد.

۴۹

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



شکل (۴-۶)

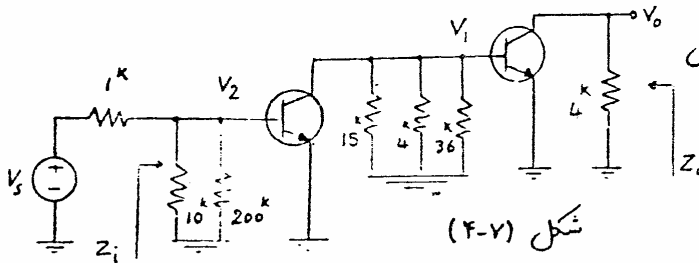
در این حالت داریم:

$$Z_i = 986 \Omega$$

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

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

- روش دوم:



شکل (۴-۷)

شکل (۴-۷) مدل دینامیکی

مدار اصلی است.

با توجه به اثر بارگذاری

طبقات بر روی یکدیگر

داریم؟

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

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

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

$$\Rightarrow A_v = 3273.2$$

در این مثال دیده می شود که هر دو روش نتایج یکسانی می دهند ولی ما

همیشه در حل مسائل برای سهولت از روش دوم استفاده می کنیم.

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

در جرم معمولاً:

پس مثلاً اگر  $R_c = 10^k \Omega$  انتخاب شود

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

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

و از طرف:

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

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

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

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

انتخاب  $R_{e1}$  آزادی عمل بیشتری داریم زیرا هر قدر  $V_E$  بعبارت دیگر  $R_e$  بزرگتر باشد، پایداری مدار بیشتر خواهد شد.

چونکه ما کمترین دامنه دینامیک مد نظر است پس نقطه کار باید وسط خط بار AC باشد یعنی  $V_{CE1} = V_{R_c}$  انتخاب می شود.

$$V_{E1} = V_{CC} - V_{R_c} - V_{CE1} = 12 - 2 \times 3.33 = 5.34^V$$

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

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

مقاومت است ندارد

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

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

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

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

در مقابل جریان مقاومت  $R_1$  و  $R_2$  صرف نظر کرد.

$$V_{B1} = R_{e1} \times I_{C1} + 0.6 = 15 \times 0.333 + 0.6 = 5.6^V$$

در این محاسبات « غلی بزرگتره » را ۱۰ برابر در نظر می گیریم.



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

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

$$R_i = \frac{12 - 5.6}{16.9 \mu A} = 377.1 \text{ k}\Omega \Rightarrow \boxed{R_1 = 390 \text{ k}\Omega} \quad \text{استاندارد}$$

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

مشاهده می شود که :

- برای مناسب  $R_{e2}$  :

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

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

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

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

$$R_{e2} = \frac{8.67 - 0.6}{0.5} = 16.4 \text{ k}\Omega \Rightarrow \boxed{R_{e2} = 16 \text{ k}\Omega}$$

با توجه به  
التهایی که مناسبه کردم.

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

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

$$A_v = \frac{-\beta [R_c \parallel (h_{ie2} + (1 + \beta) R_{e2})]}{15} \Rightarrow \boxed{A_v = -133}$$

مثال ۳ مدارای با مشخصات  $V_{CE} = 6V$  ،  $Z_o \leq 1^k$  ،  $Z_i \geq 100^k \Omega$  ،  $|A_v| \geq 100$  طراحی کنید (  $V_{BE} = 0.7$  ،  $\beta \geq 200$  ) .  $V_{CC} = 12V$

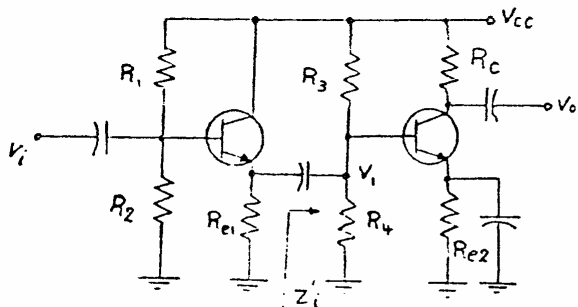
حل: این مثال را هم می توان از راه مثال قبل حل کرد . راه دیگر این است که ابتدا امپدانس خروجی را محاسبه کنیم ، مثلاً اگر یک C-E در نظر بگیریم:

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

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

پس شرط  $Z_i \geq 100^k$

نقض شده است . بدین منظور برای بالا بردن امپدانس می توان از C.C در طبقه اول استفاده کرد . [شکل ۴-۱۰]



برای امپدانس خروجی:

$$Z_o \leq 1^k \Rightarrow R_c = 1^k \Omega$$

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

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

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

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

$$I_{B2} = \frac{3^{mA}}{200} = 15^{mA} \Rightarrow I_{R4} \gg I_{B2} \Rightarrow I_{R4} = 10 \times 15^{mA} = 0.15^{mA}$$

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

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

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

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

با فرض اینکه:

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

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

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

$$V_{E1} = 12 - 6 = 6^V \quad I_{C1} = \frac{6}{3.3} = 1.8^{mA} \quad h_{ie1} = \frac{200 \times 25}{1.8^{mA}} = 2.75^{k\Omega}$$

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

برای بایرداری مدار نسبت به  $\beta$  و حرارت، جریان معارمت  $R_1$  و  $R_2$  را  $10$  برابر جریان بیس ترانزیستور  $T_1$  می گیریم.

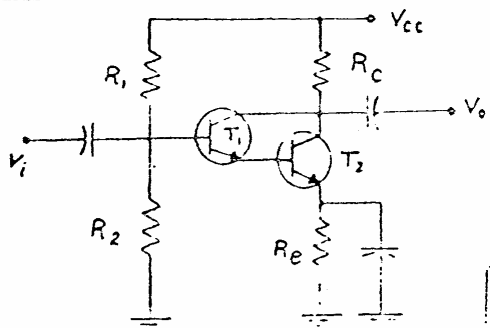
$$\Rightarrow V_{B1} = 6 + 0.7 = 6.7^V$$

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

دیگی می شود که شرط  $Z_i \geq 100^{k\Omega}$  تنفی می شود.

چونکه امپدانس ورودی بالا و ضریب تقویت و ناساز نسبتاً بالا می خواهیم می توانیم از زوج دار لیتغون \* استفاده کنیم. [شکل ۱۱-۴].

\* ضمیمه (I) را مطالعه نمایند.



به جای ترانزیستورهای  $T_1$  و  $T_2$  می توان  
 یک ترانزیستور با مشخصات  
 $\beta = \beta_1 \beta_2$   
 $h_{ie} = 2h_{ie1}$   
 قرار دهیم.  
 رای این حالت داریم:

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

شکل (۴-۱۱)

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

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

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

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

رای مقاومت  $R_e$  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:

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

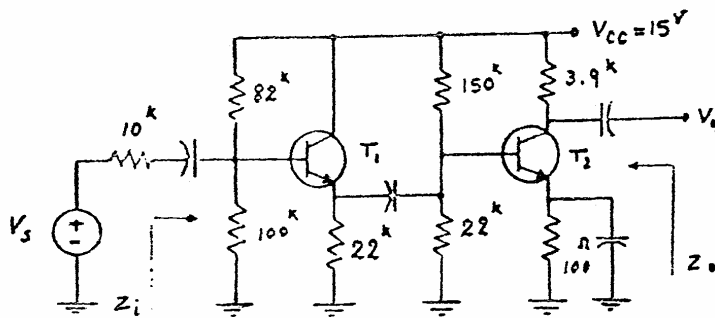
$Z_o = 1 \text{ k}\Omega$

$$A_v = \frac{-200 \times 1}{193} = -100$$

شماره ۳

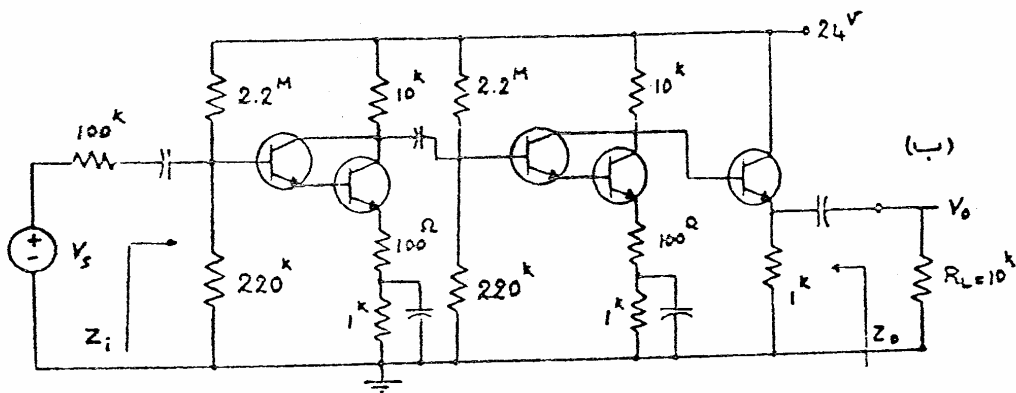
۱- مطلوب است طرح تقویت کننده ای با  $Z_o = 50 \Omega$  و  $Z_i = 100 k\Omega$ ،  $A_v \approx 250$  ترانزیستورهای موجود  $(V_{BE} = 0.7V, \beta_{min} = 100)$ .

۲- مطلوب است مناسب  $A_v$ ،  $Z_o$  و  $Z_i$  برای مدارهای شکل (۴-۱۲).

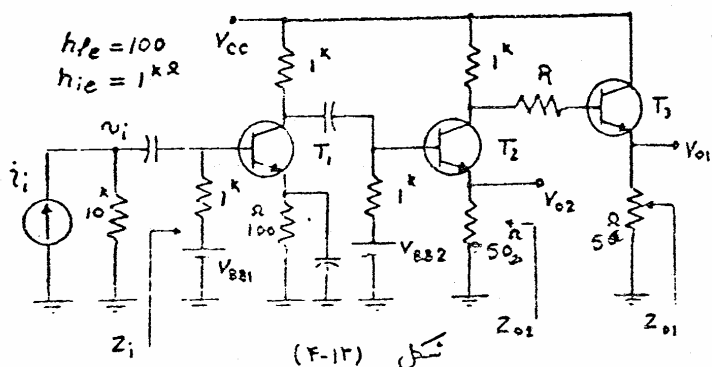


(الف)

شکل (۴-۱۲)



(ب)



شکل (۴-۱۳)

۳- معادلت  $R$  را در مدار

شکل (۴-۱۳) طوری پیدا کنید

$$\frac{v_{o1}}{i_i} = -\frac{v_{o2}}{i_i}$$

که شود سپس  $Z_{o1}$ ،  $Z_{o2}$ ،  $Z_i$

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

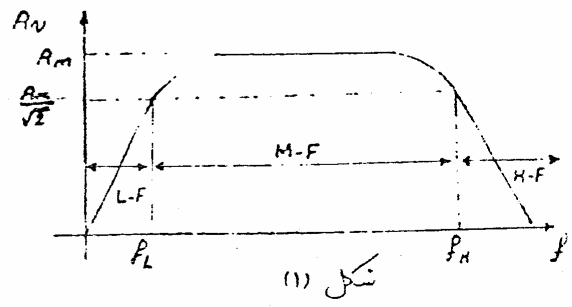
آوردید.

## بخش ۲

# بررسی فرکانسی تقویت کننده‌ها

در فصلهای قبلی دیدیم که بسط خازن کوپلاژ طبقات مختلف یک مدار را به یکدیگر متصل، و یا در تقویت کننده امپتر مشترک بسط خازن "bypass" مناد است امپتر را اتصال کوتاه می‌کردیم و در محاسباتمان این خازن‌ها را اتصال کوتاه در نظری می‌گرفتیم در صورتیکه در فرکانسهای پایین، امپدانس این خازن‌ها زیاد می‌شود و باعث کاهش ضریب تقویت می‌گردد.

شکل (۱۱) تغییرات ضریب تقویت و سازه با جریان یک مدار نمونه که از خازنهای کوپلاژ و "bypass" در آن استفاده شده است را نسبت به فرکانس نشان می‌دهد، که  $f_L$  و  $f_H$  فرکانسهای هستند که



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

$B = f_H - f_L$  را بهای باند یک تقویت کننده می‌نامند.

کاهش ضریب تقویت در فرکانسهای پایین را خازنهای کوپلاژ و "bypass" سب می‌شوند.

از آنجا که اتصال بی داخلی، امپتر بیس - کلکتور، خازنهای کوپلاژ را

شکل می دهند که امپدانس آنها در فرکانسهای بالا مطرح می شود، کاهش فریب  
تئویت در فرکانسهای بالا ناشی از تأثیر این خازنهاست.

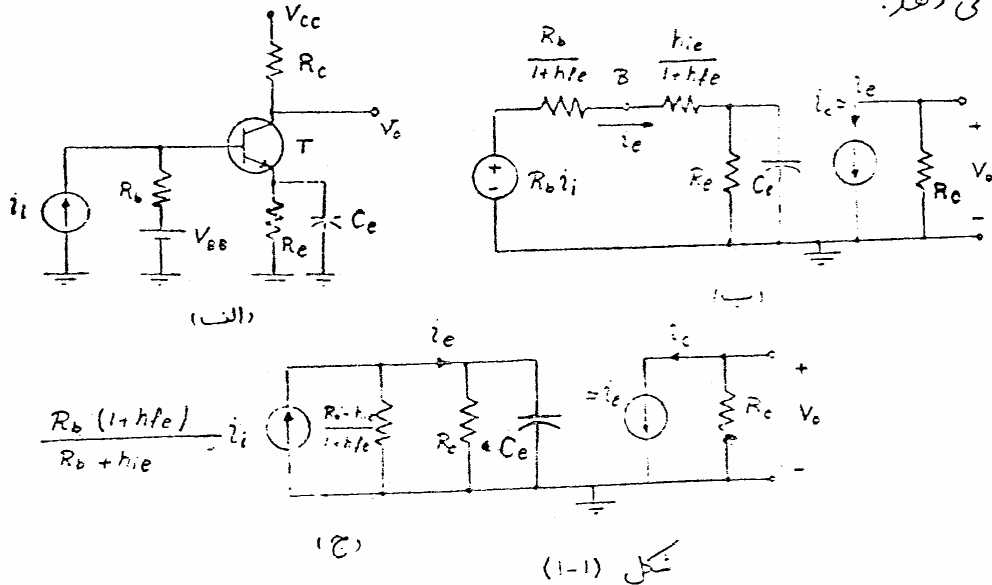
با توجه به این مطالب می توان در هر نامیه ای از فرکانس، یک مدل مداری  
برای تئویت کننده در نظر گرفت. در فرکانسهای پایین ( $f < f_H$ ) خازنهای داخلی  
ترازبستور، اتصال باز و خازنهای کوپلاژ و "bypass" در مدل گنجانده می شود،  
در فرکانسهای میانی ( $f_L < f < f_H$ ) تمامی خازنهای داخلی ترازبستور  
اتصال باز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

۱- فرکانسهای پایین  $\text{Low Frequency Range}$

با توجه به کار بردهای مختلف یک ترنزیستور کمده می دانیم که فرکانس قطع پایین آن نقش مهمی در طراحی آنها ایفا می کند، در اینجا ما از محاسبات زیاد بهره گیری کرده و مدار ترنزیستور کمده خود را شامل ترانزیستور، خازن و مقاومت در نظر می گیریم و فرکانس قطع پایین را برای این مدار در نظر گرفته و خازنهای کوپلاژ و "bypass" را بطور تزیینی محاسبه می کنیم.

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

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





با توجه به شکل (۱-۱-ج) داریم:

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

$$A_i \approx \left[ \frac{R_b(1+h_{fe})}{R_b+h_{ie}} \right] \left( \frac{s + \frac{1}{R_c C_e}}{s + \frac{1}{[Re] \left( \frac{R_b+h_{ie}}{1+h_{fe}} \right) C_e}} \right)$$

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

تقویت در فرکانسهای بیانی است بل می‌کند.

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

دیده می‌شود که  $A_i$  دلرایی یک منفر در

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

اگر بخواهیم که نامده این قطب دمنر از یکدیگر زیاد باشد یعنی  $\omega_2 \gg \omega_1$  شود باید:

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

با در نظر گرفتن شرط (I) داریم:

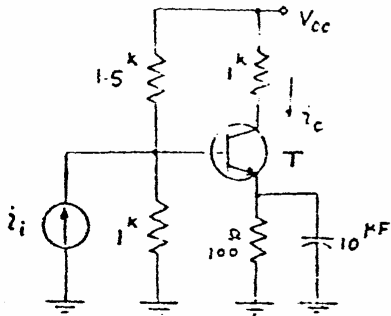
$$|A_i| = A_{im} \left| \frac{j\omega + \omega_1}{j\omega + \omega_2} \right| \approx \frac{A_{im}\omega}{\sqrt{\omega^2 + \omega_2^2}} \quad \omega > \omega_1$$

برای بدست آوردن فرکانس  $f = f_L$  که در این فرکانس ضرب تقویت جریان 3dB کاهش میدادی کند داریم:

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

نتیجه می گیریم که خازن bypass در استریک فرکانس قطع پایین در

$f_L = \frac{1}{2\pi R'_e C_e}$  (که  $R'_e$  معادله در سری  $C_e$  است) بر مبنای آورد.



شکل (۱-۲)

با توجه 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:

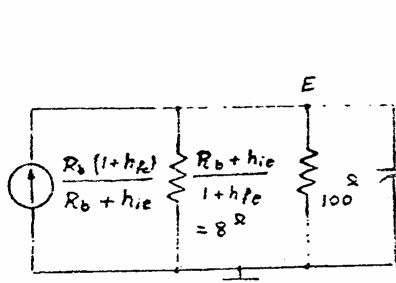
مطابق رابطه بدست آمده در درس:

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

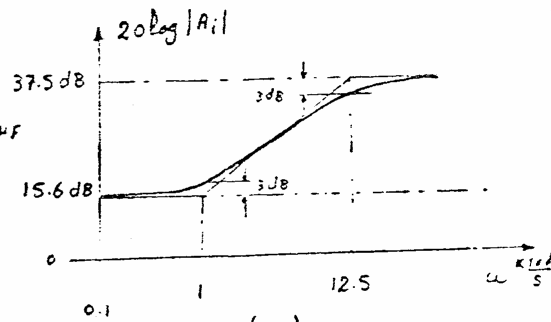
$$\Rightarrow A_i = 6 \left( \frac{1+j10^{-3}\omega}{1+j80 \times 10^{-6}\omega} \right)$$

شکل (۱-۳) مدار معادل AC در

شکل (۱-۲) ب)  $|A_i|$  را نمایش می دهد.



(الف)



(ب)

شکل (۱-۳)

$$f_L = \frac{12.5k}{2\pi} = 2kHz$$

فرکانس قطع  
پایین

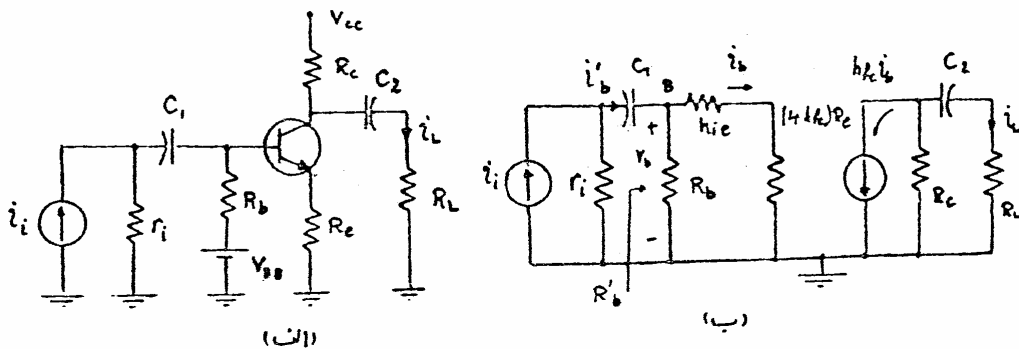
چونکه  $\omega_2 > 10\omega_1$  در نتیجه:

۱-۲) خازن کوبلاژ در کلکتور و بیس :

The Base and Collector Coupling Capacitor:

حل 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 کوبلاژ را نمایش می دهد، و شکل (۱-۴ ب) مدار معادل AC که از آنجا میسر به بیس انتقال یافته اند را نمایش می دهد.



شکل (۱-۴)

مطابق شکل (۱-۴):

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

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

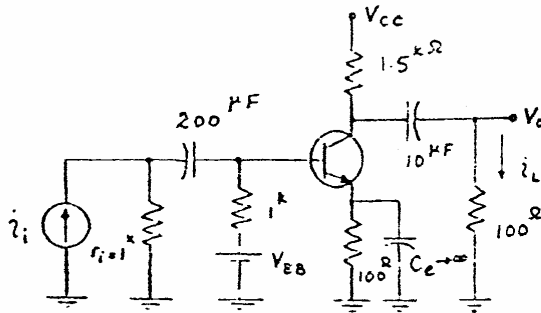
$$\times \left( \frac{r_i}{r_i + R'_b + \frac{1}{sC_1}} \right) \Rightarrow A_i \approx - \left( \frac{R_c}{R_c + R_L} \right) \left( \frac{r_i \parallel R'_b}{\frac{h_{ie}}{1+h_{fe}} + R_c} \right) \left[ \frac{S}{S + \frac{1}{(r_i + R'_b)C_1}} \right]$$

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

از معادله (II) و شکل (۱-۴ ب) نتیجه گرفته می شود که دو مدار ورودی و خروجی روی هم تأثیر ندارند. و در اینجا ما دو قطب در فرکانسهای  $\omega_1$  و  $\omega_2$  داریم.

$$\omega_1 = \frac{1}{R'_1 C_1} \quad \omega_2 = \frac{1}{R'_2 C_2}$$

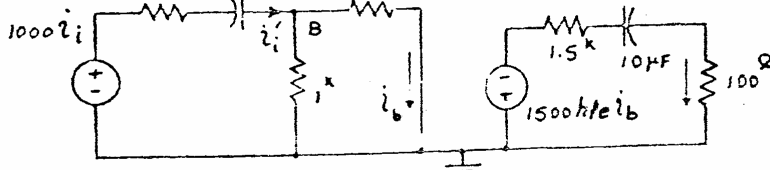
که  $R'_1$  ,  $R'_2$  متارمهای معادل فرارگرفته در دوسر خازنهای  $C_1$  و  $C_2$  می باشند.



مثال (مطلوبت رسم  $A_{i,1}$ )  
برای تزویت کننده شکل (۱-۵)  
( $h_{ie} = 1k\Omega$  ,  $h_{fe} = 100$ )

شکل (۱-۵)

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

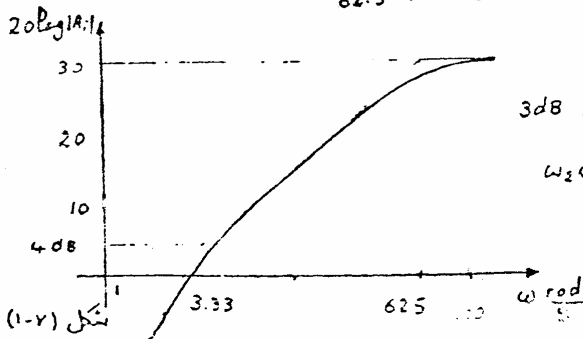


شکل (۱-۶)

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

$$\Rightarrow A_i = (-75 \times 10^6) \frac{(j\omega 10^{-5})(j\omega 2 \times 10^{-4})}{(1 + j\frac{\omega}{62.5})(1 + j\frac{\omega}{3.33})} \Rightarrow \omega_1 = 62.5 \quad \omega_2 = 3.33$$

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

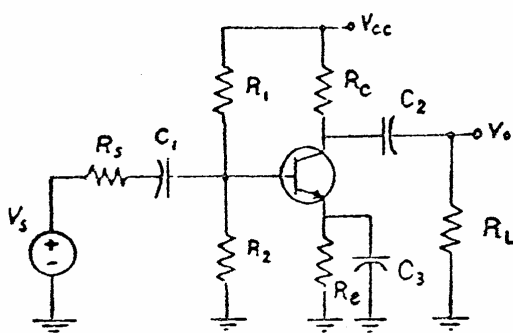


شکل (۱-۷)

در اینجا دیگر کاهش ضرب تزویت به اندازه 3dB دقتاً در 62.5 نمی باشد ولی چونکه  $\omega_2 \ll \omega_1$  است .  $\omega = 62.5$  تزویت خوبی برای ترکانس قطع پایین می باشد.

۱-۳) محاسبه تقریبی خازنهای کوپلاز و bypass

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



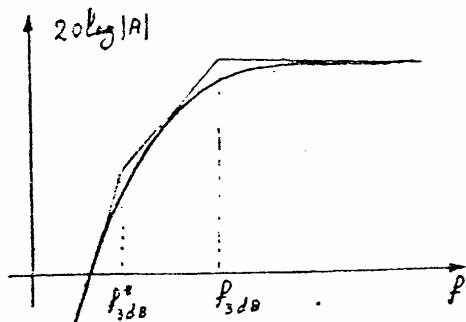
شکل (۱-۸)

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 فرار گرفته در دسر  $C$  است. (خازنی است که فرکانس قطع پایین به آن 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 فرکانس های قطع آنها با یکدیگر مختلف باشند. از نظر اقتصادی بهترین است که  $f_{3dB}$  داده شده را به خازنی که معادلت معادل دیده شده از دسر آن کمترین است اختصاص دهیم. می توان دید که اغلب خازن در امیتر، کمترین مقدار معادلت معادل در دسر آن فرار گرفته است در نتیجه  $f_{3dB}$  را به خازن در امیتر اختصاص می دهیم و  $f_{3dB}^* = \frac{1}{10} f_{3dB}$  را به خازنهای  $C_1$  و  $C_2$  اختصاص می دهیم [شکل ۱-۹]. در نتیجه موقع محاسبه معادلت معادل در سر امیتر، خازنهای  $C_1$  و  $C_2$  اتصال کوتاه می باشند و در موقع محاسبه خازنهای  $C_1$  و  $C_2$  خازن  $C_3$  اتصال باز می باشد.



شکل (۱-۹)

اگر  $R'_1$ ،  $R'_2$  و  $R'_3$  معادلهای  
 معادل در سری خازنهای  $C_1$ ،  $C_2$  و  $C_3$   
 باشند، داریم:

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

$$R'_2 = R_L + R_C$$

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

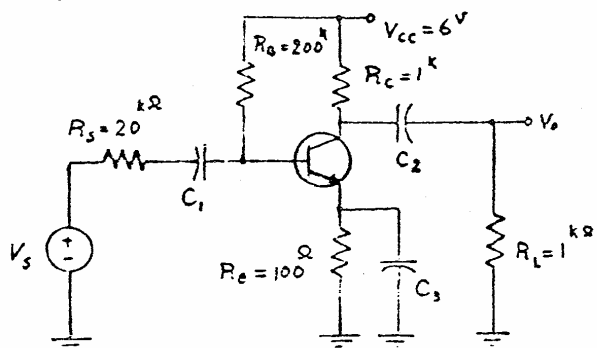
$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_{3dB}^* R'_1}$$

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

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

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

مثال ۱۱) برای تقریب 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:

$$I_C = \frac{6 - 0.7}{0.1 + \frac{200}{1+\beta}} = 4.8 \text{ mA}$$

$$h_{ie} = \beta \frac{25 \text{ mV}}{I_C} = 200 \frac{25 \text{ mV}}{4.8 \text{ mA}} = 1.04 \text{ k}\Omega$$

$$R'_1 = R_s + R_B \parallel (h_{ie} + (1+\beta)R_e) = 20 \text{ k}\Omega + 200 \text{ k}\Omega \parallel [1.04 \text{ k}\Omega + 201 \times 0.1] = 39 \text{ k}\Omega$$

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

$$R'_3 = R_e \parallel \left( \frac{h_{ie} + R_s \parallel R_B}{1 + \beta} \right) = 0.1 \parallel \left( \frac{1.04 + 20 \parallel 200}{201} \right) = 49 \Omega$$

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

$$C_3 = \frac{1}{2\pi f_3 R'_3} = \frac{1}{2\pi \times 10^4 \times 49} = 325 \mu\text{F} \Rightarrow \boxed{C_e = 330 \mu\text{F}} \text{ استاندارد}$$

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

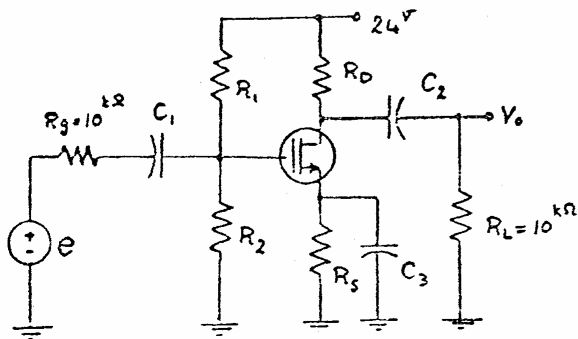
$$\Rightarrow \boxed{C_2 = 82 \mu\text{F}}$$

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_{3dB}^* R'_1} = \frac{1}{2\pi \times 1 \times 39000} = 4.1 \mu\text{F} \Rightarrow \boxed{C_1 = 4.7 \mu\text{F}}$$

تذکره: خازنهای انتخاب شده استاندارد می باشند.

مثال ۲) تقویت کننده شکل (۱-۱۱) را در نظر بگیرید. معادله بار استرهای MOSFET

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



الف. عبارتهای  $R_0, R_2, R_1$  و  $R_s$  را همان قبیل کنید که:

۱- نقطه کار ترانزیستور

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

۲- فریب تقویت دهنده

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

ب- خازنهای  $C_1, C_2, C_3$  را همان قبیل کنید که فرکانس قطع پایین تر تقویت کننده

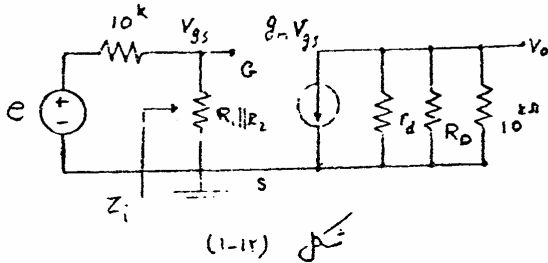
شکل (۱-۱۱)

کنترل از 5 Hz شود.

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

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

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



- بازخوبه قریب تنزیت :

$Z_i = R_1 \parallel R_2 \approx 1 \text{ M}\Omega$        $\frac{v_{gs}}{e} \approx \frac{Z_i}{Z_i + 10^k} \approx 1 \Rightarrow A_v = \frac{v_o}{v_{gs}}$

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

$\Rightarrow R_D = 2^k \Omega$       از KVL در حلقه فرود می:  $V_{DD} = V_{DS} + (R_S + R_D) I_D$

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

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 خازنهای  $C_1$ ،  $C_2$  و  $C_3$  ابتدا  $f_{3dB}^* = 0.1 f_{3dB}$  را به جای  $f_{3dB}$  در این صورت با توجه به روش انعکاس امپدانس در FET داریم:

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

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

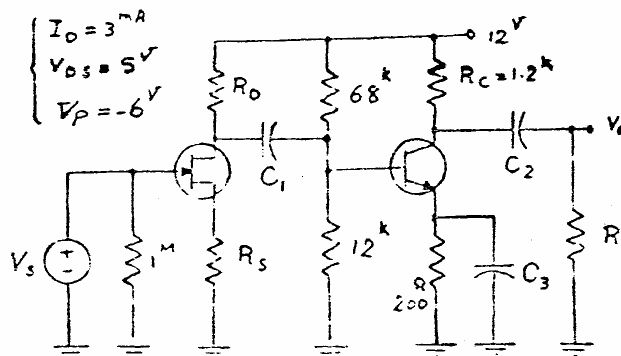
$$R'_3 = R_S \parallel \left( \frac{r_d + R_D \parallel R_L}{1 + \mu} \right) = 2^k \parallel \left( \frac{2 + 20 \parallel 10}{1 + 6.4 \times 20} \right) = 50 \Omega$$

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

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

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

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

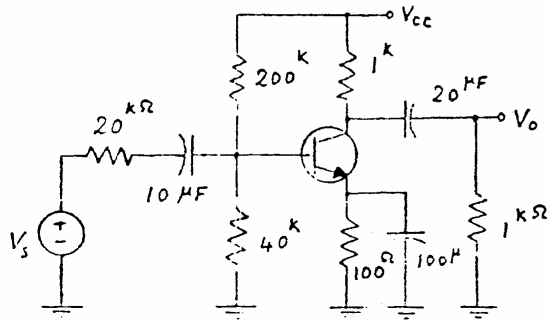


تشریح:

۱. مطلوبت محاسبه خازنهای کوپلاژ و bypass در مدار شکل (۱-۱۳). برای آنکه فرکانس قطع پایینتر از

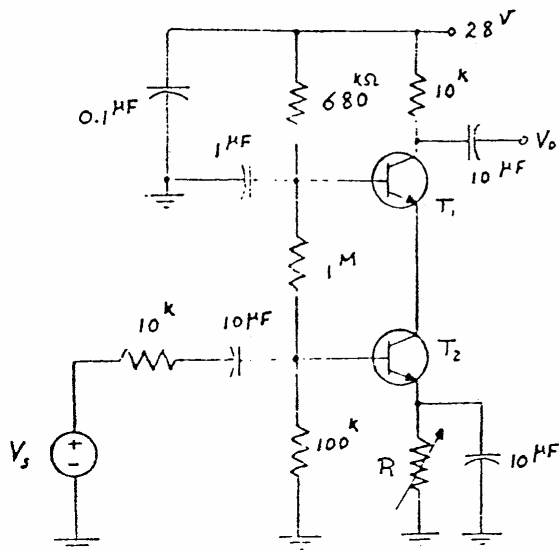
$10^4$  Hz نشود. ( $r_d = 50^k$ ،  $I_{DSS} = 5^mA$ ،  $\beta = 50$ )

شکل (۱-۱۳)



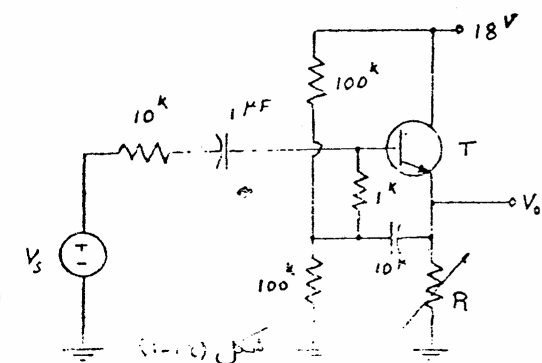
شکل (۱-۱۴)

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



شکل (۱-۱۵)

۳- تویب کننده شکل (۱-۱۵) را  
در نظر بگیرید.  
الف: معادست  $R$  را طوری  
بدست آورید که جریان کلکتور ترانزیستور  
برابر  $0.1^mA$  شود.  
ب:  $1A_v$  را رسم کرد. و فرکانس  
قطع پایین را محاسبه نمایید.  
( $h_{fe}=250$ )



شکل (۱-۱۶)

۴- تویب کننده شکل (۱-۱۶) را  
در نظر بگیرید.  
الف: معادست  $R$  را برای  $I_c=1^mA$   
تعیین نمایید.  
ب: فرکانس قطع پایین را  
محاسبه کنید.

فرکانسهای میانی  $\equiv \equiv \equiv$  Mid Frequency Range

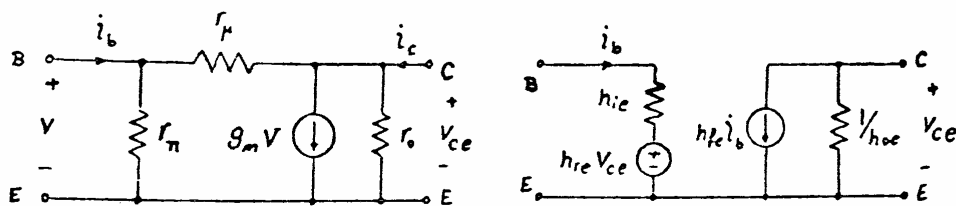
در فرکانسهای میانی همانطور که گفته شد تمام خازنهای bypass و کاپلاژ، اتصال کوتاه و خازنهای داخلی ترانزیستور اتصال باز در نظر گرفته می شود. تمامی محاسبات و حل مسائلی که قبلاً داشتیم در فرکانسهای میانی بوده است. لذا دانشجویان آشنایی کامل با این آنالیز داشته و دیگر بخش در این مورد لازم نیست.

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

مدل  $\pi$  ترانزیستور در فرکانسهای میانی و پایین:

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

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



(الف)

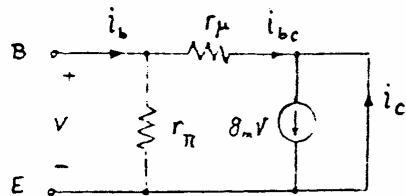
شکل (۲-۱)

(ب)

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

حال پارامترهای مدل  $\pi$  را برپسیدیم تعریف مدل «H» بدست می آیدیم.

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



شکل (۲-۲) مدل دینایی، وقتی که  $V_{ce}=0$  را نشان می‌دهد.

شکل (۲-۲)

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

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

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

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

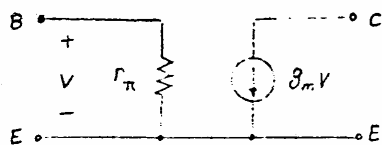
$$\Rightarrow h_{oe} = \frac{r_{\pi} + r_{\mu} + r_o + g_m r_{\pi} r_o}{r_o (r_{\pi} + r_{\mu})}$$

در عمل سعی می‌شود که در مواقع ساخت ترانزیستورها  $r_{\mu}$  خیلی بزرگ شود در

اینصورت:  $h_{ie} = r_{\pi}, h_{re} = 0$

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

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



شکل (۲-۳)

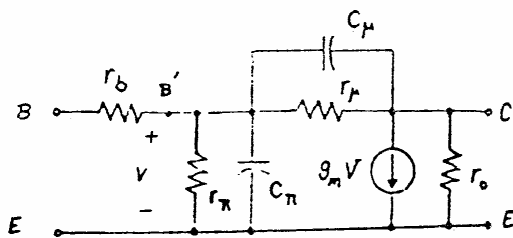
در بعضی از مواقع از  $r_o$  نیز صرف نظر می‌شود و مدار بصورت شکل (۲-۳) ساده می‌شود.

۳- فرکانسهای بالا  $\text{High Frequency Range}$

دیدیم که در فرکانسهای پایین خازنهای کوپلاز و bypass رفتار مدار تقویت کننده را تعیین می‌کند. ولی در فرکانسهای بالا محدودیت فرکانس را خازنهای داخلی ترانزیستور تعیین می‌کنند در اینجا ما ابتدا مدل ترانزیستور در این فرکانسها را گنجه و سپس به آرایشهای مختلف ترانزیستور در این فرکانسهای پردازیم.

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

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



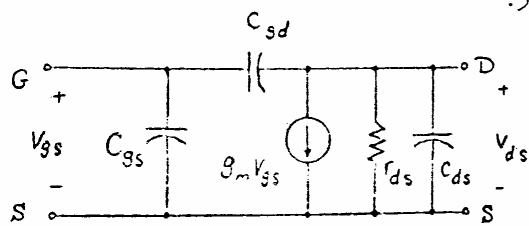
شکل (۳-۱)

که  $C_\pi$  خازن بین بیس و امیتر و  $C_\mu$  خازن بین کلکتور و بیس هستند.

معمولاً  $C_\mu \ll C_\pi$  که

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

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



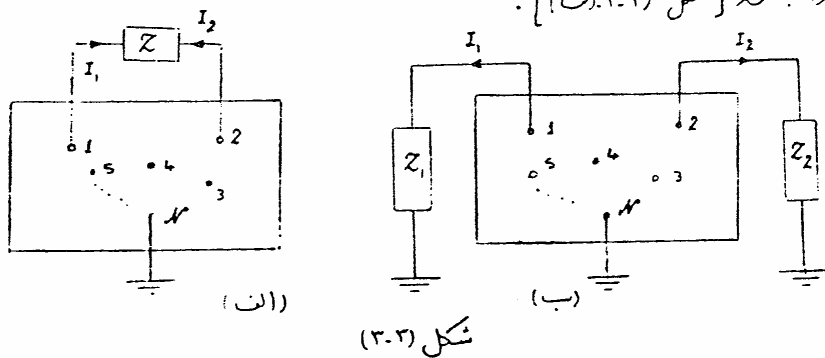
شکل (۳-۲)

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

که  $C_{gs}$  خازن بین گیت و سورس و  $C_{gd}$  خازن بین گیت و درین و  $C_{ds}$  خازن بین درین و سورس می باشند.  
 بدلیل اینکه امپدانس ورودی  $FET$  شامل قسمت متناوبتی نمی باشد در فرکانسهای بالا خازن معادل ورودی  $FET$  اهمیت فراوانی در فریب تنوعت دارد.  
 در مورد  $FET$  در فرکانسهای بالا بیشتر از این بحث نمی کنیم و تمامی نتایج مشابه ترانزیستورهای معمولی بدست می آیند.

قضیه میلر:  $(3-2)$  Miller's Theorem:

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



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

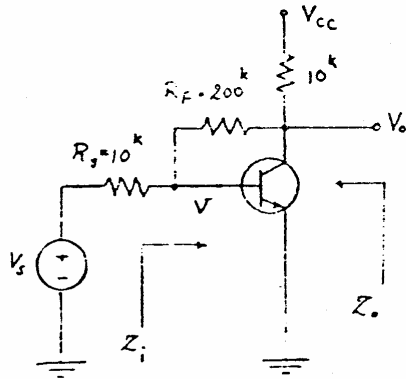
$$k = \frac{V_2}{V_1} \quad \text{و} \quad Z_2 = \frac{kZ}{k-1} \quad \text{باشد} \quad \text{و} \quad Z_1 = \frac{Z}{1-k}$$

اثبات:

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

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

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



شکل (۳-۴)

مثال در توییت کننده شکل (۳-۴)،

مطوبت  $A_V$ ،  $Z_i$ ،  $Z_o$  و  $Z_2$   
 $(r_{\pi} = 1.1 \text{ k}\Omega, g_m = 50 \text{ mS})$

حل: اگر بخواهیم از روش مستقیم مشد را حل  
 نائیم، محاسبات آن کمی پیچیده می باشد. در نتیجه از  
 قضیه میلر استفاده می کنیم

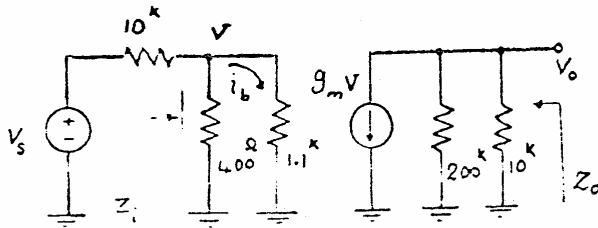
اگر ابتدا از معادلت  $R_F = 200 \text{ k}\Omega$  در خروجی صرقتر کنیم

$$k = \frac{V_o}{V} = -g_m R_C \quad k = -50 \times 10 = -500 \Rightarrow Z_1 = \frac{R_F}{1 - k} = \frac{200 \text{ k}}{1 - (-500)} = \boxed{400 \text{ }\Omega}$$

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

شکل (۳-۵) مدار معادل ساده شده

نوسا 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 در باره 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.

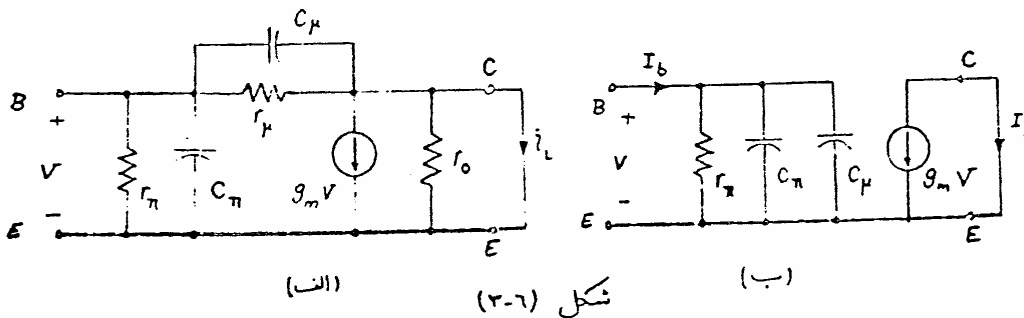
۳-۳) آرایشهای مختلف ترانزیستور در فرکانسهای بالا:

الف: آرایش امیتر مشترک: *The Common Emitter Configuration:*

این آرایش را در فرکانسهای پایین بررسی کردیم حال به خواص این آرایش در فرکانسهای بالایی پردازیم:

- ضریب نفوذت جریان اتصال کوتاه در C.E.

برای آنالیز فرکانسی ابتدا یک مدار نفوذت کننده C.E. در نظر گرفته که کلاً توسط امیتر اتصال کوتاه ( $R_L = 0$ ) باشد. مدل دینامیکی این مدار در شکل (۳-۶-الف) نشان داده شده است.



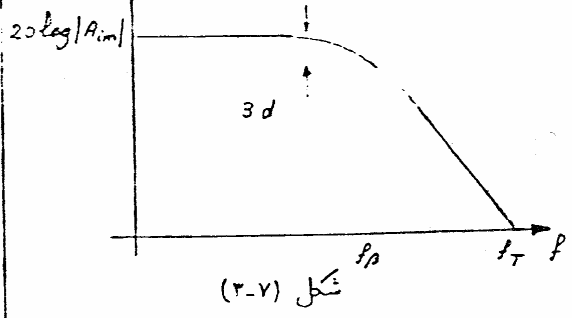
اگر  $r_{\mu}$  را به خاطر بزرگ بودن آن در نظر نگیریم و از جریان  $C_{\mu}$  در مقابل  $g_m v$  صرف نظر کنیم شکل تقریبی (۳-۶-ب) بدست می آید که  $I_b$ ،  $I_L$  دامنه جریانهای سینوسی می باشند.



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

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

فرکانس قطع 3dB مدار اتصال کوتاه C.E. را  $f_{\beta}$  می نامند.  
 (Cut of frequency)  
 و فرکانسی که در آن ضریب تقویت جریان اتصال کوتاه مدار C.E. برابر واحد شود را  
 فرکانس  $f_T$  می نامند. [شکل (۲-۷)]  
 در نتیجه:



$|A_i| = 1 \Rightarrow f = f_T$

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

شکل (۲-۷)

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

$f_T$  به حاصلضرب ضریب تقویت جریان اتصال کوتاه در بهای باند سینه می گویند.  
 (Short circuit current-gain-bandwidth product)

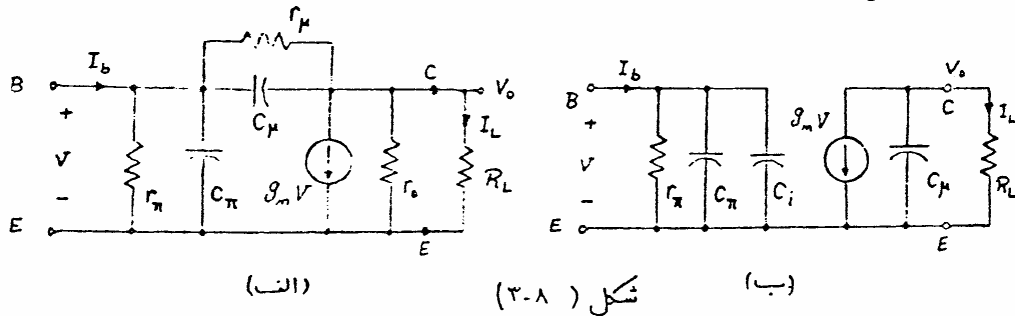
با فرض  $C_{\mu} \ll C_{\pi}$  پس با داشتن  $f_T$  می توان  $C_{\pi}$  را محاسبه کرد.

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

منظور ما از  $(C_{\pi} + C_{\mu})$  می باشد.

- ضریب تقویت جریان با بار اهدی:

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



از  $r_o$  و  $r_\mu$  بخاطر بزرگ بودنشان صرف نظر می کنیم. دراز قضیه میسر برای خازن  $C_\mu$  استفاده می کنیم:

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

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

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

اگر  $g_m R_L \gg 1$  آنگاه:  $C_o \approx C_\mu$

شکل (۳-۸-ب) مدل دینامیکی ساده شده توسط قضیه میسر را نشان می دهد. چونکه ثابت زمانی که توسط  $C_\mu$  در خروجی بوجود می آید  $\tau_o = R_L C_\mu$  خیلی کوچک است، معمولاً می توان از آن در مقابل ثابت زمانی درودی  $(\tau_i)$  صرف نظر کرد. در اینصورت خواهیم داشت:

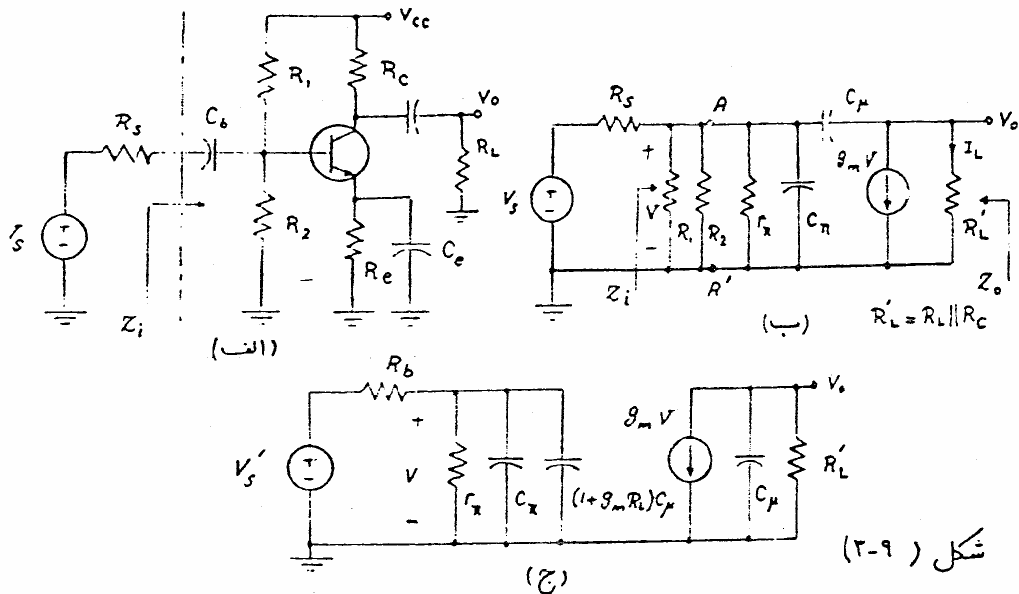
$$V = I_b \left\{ r_\pi \parallel [C_\pi + (1+g_m R_L) C_\mu] \right\}, \quad A_i = \frac{I_L}{I_b} = \frac{-g_m V}{I_b} = \frac{-hfe}{1+j\omega r_\pi [C_\pi + C_\mu (1+g_m R_L)]}$$

$$A_i = \frac{-hfe}{1 + jf/f_H} \Rightarrow \boxed{f_H = \frac{1}{2\pi r_n [C_n + (1 + g_m R_L) C_\mu]}} \Rightarrow f_H < f_\beta$$

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.



اگر از مدار معادل تونین  $AA'$  بگذاریم:

$$R_b = R_1 \parallel R_2 \parallel R_s \quad V_s' = \frac{R_1 \parallel R_2}{R_1 \parallel R_2 + R_s} V_s$$

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

- امپدانس ورودی:

$$Z_i = (R_1 \parallel R_2 \parallel r_n) \parallel [C_n + (1 + g_m R_L) C_\mu]$$

- امپدانس خروجی:

$$Z_o = R_L \parallel C_\mu$$

- ضریب تقویت ولتاژ:

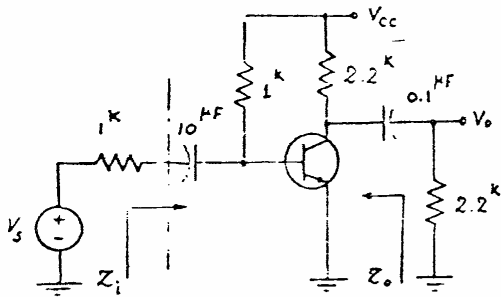
باتوجه به شکل (۳-۹-ج)، اگر از اثر خازن  $C_{\mu}$  در خروجی صرف نظر کنیم:

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

ثابت زمانی ورودی مدار

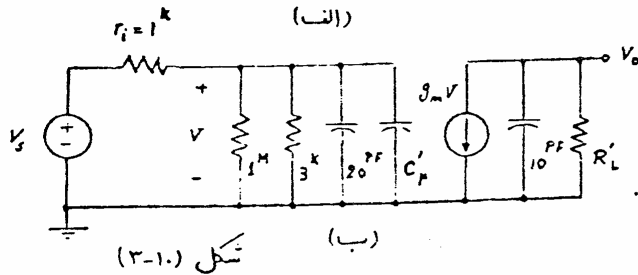
$$A_V = \frac{V_o}{V_s} = \frac{-g_m R'_L V}{V_s} = \frac{-g_m R'_L V}{V'_s} \times \frac{V'_s}{V_s} = \frac{R_1 \parallel R_2}{R_1 \parallel R_2 + R_s} \times \frac{-g_m \frac{r_{\pi}}{r_{\pi} + R_b} R'_L}{1 + j\omega (R_b \parallel r_{\pi}) [C_{\pi} + C_{\mu} (1 + g_m R'_L)]}$$

$$\Rightarrow A_V = \frac{A_{V_o}}{1 + j f / f_H} \Rightarrow \boxed{f_H = \frac{1}{2\pi (r_{\pi} \parallel R_b) [C_{\pi} + C_{\mu} (1 + g_m R'_L)]}}$$



مثال: مطلوبست فرکانس قطع بالا و  $Z_i$ ،  $Z_o$ ،  $A_V$  برای مدار تقویت کننده شکل (۳-۱۰-ان)

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



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

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

$$C'_{\mu} = C_{\mu} (1 + g_m R'_L) = 10 \text{ pF} (1 + 100 \times 1.1) = 1.11 \text{ nF}$$

$$Z_i = (1 \text{ M} \parallel 3 \text{ k}) \parallel (20 \text{ pF} + 1.11 \text{ nF}) = \frac{3 \times 10^3 \times \frac{1}{j\omega 1.13 \text{ nF}}}{3 \times 10^3 + \frac{1}{j\omega 1.13 \text{ nF}}} = \frac{3000}{1 + j\omega 3.39 \times 10^{-6}}$$

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

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

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

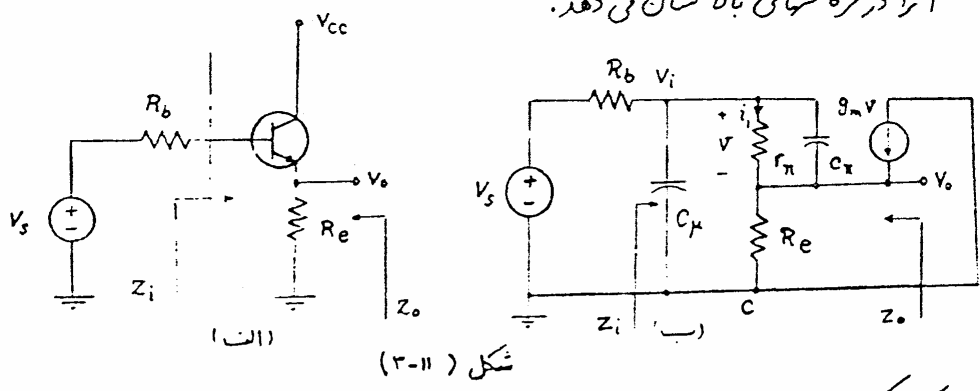
$$\Rightarrow A_v = \frac{\frac{3}{3+1} (-100 \times 1.1)}{1 + j\omega 1.13 \times 10^{-9} \times 0.75 \times 10^3} = \frac{-82.5}{1 + j\omega 8.475 \times 10^{-7}}$$

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

فرکانس قطع بالا:

ب- آرایش کلکتور مشترک: The Common Collector configuration:

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



از آنجا که بررسی دقیق این مدار مستلزم محاسبات زیادی است لذا بر سید محاسبات تریوتی مدار را مورد بررسی قرار می دهیم.  
در فرکانسهای مورد نظر جریان خازن  $C_\pi$  خیلی کمتر از جریان  $r_\pi$  می باشد در نتیجه جریان مقاومت  $R_e$  تقریباً برابر  $i_b$  می شود.

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

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

$$Z_i = C_\mu \parallel [r_\pi \parallel C_\pi + (1+\beta)R_e]$$

- امپدانس ورودی:

$$Z_o \approx R_e \parallel \left[ \frac{(R_b \parallel C_\mu) + (r_\pi \parallel C_\pi)}{1+\beta} \right]$$

- امپدانس خروجی:

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

- ضریب تقویت ولتاژ:

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{(1+\beta)R_e}{(1+\beta)R_e + (r_\pi \parallel C_\pi)}$$

$$A_v = \frac{(1+\beta)R_e}{(1+\beta)R_e + (r_\pi \parallel C_\pi)} \times \frac{Z_i}{Z_i + R_b}$$

بهت بزرگ بودن اثر  $R_e$  نسبت به  $(r_\pi \parallel C_\pi)$  می توان از اثر  $C_\pi$  در مقابل  $C_\mu$  صرف نظر کرد. در نتیجه داریم:

$$A_v = \frac{C_\mu \parallel (1+\beta)R_e}{C_\mu \parallel (1+\beta)R_e + R_b} = \frac{\frac{(1+\beta)R_e}{j\omega C_\mu}}{(1+\beta)R_e + \frac{1}{j\omega C_\mu}} = \frac{(1+\beta)R_e}{R_b + (1+\beta)R_e} = \frac{A_{v_0}}{1 + j\frac{f}{f_H}}$$

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

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

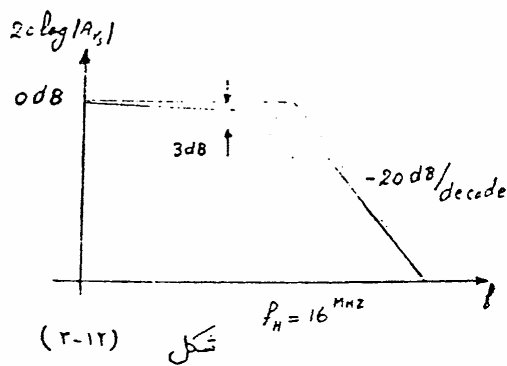
(مثال) در صورتیکه در مدار شکل (۱۱-۳-۱۱)  $r_\pi = 3 \text{ k}\Omega$  ،  $R_e = 1 \text{ k}\Omega$  ،  $R_b = 1 \text{ k}\Omega$  ،  $C_\mu = 10 \text{ pF}$  ،  $C_\pi = 20 \text{ pF}$  ،  $\beta = 300$  باشد. مطلوب است رسم  $|A_{v_i}| = \frac{|v_o|}{|v_s|}$  بر حسب فرکانس دهی.

حل: چون مدار خازن کربلاژ دارد bypass ندارد در نتیجه ضرب تئوری دیناز مدار برای فرکانسهای پایین و فرکانسهای میان برابراست.

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

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

فرکانس قطع بالا



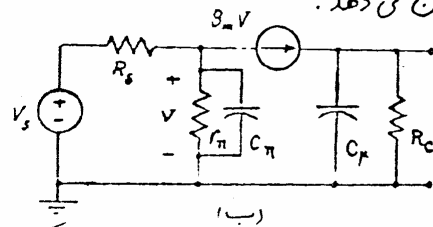
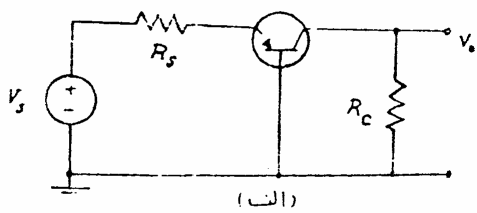
$$A_{v_{3dB}} = \frac{0.99}{1 + f/f_H} = \frac{0.99}{1 + f/16 \times 10^6}$$

شکل (۳-۱۲)  $20 \log |A_{v_s}|$  را بر حسب  $f$  نشان می دهد.

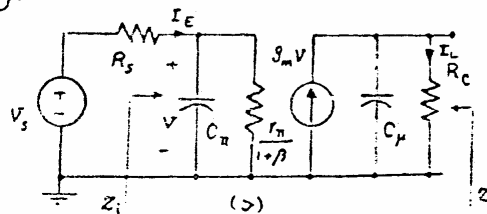
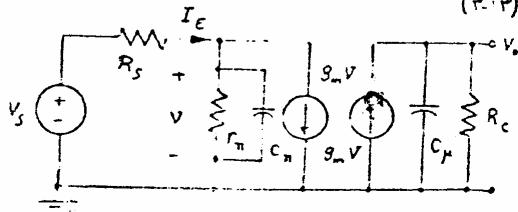
ج - مدار بیس مشترک: The common Base configuration:

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

اشاره می دهد.



شکل (۳-۱۳)



و شکل‌های (۳-۱۳ ب و ج د) هر یک مدار معادل ساده شده دیگری می‌باشند. ابتدا فریب تنویت جریان اتصال کوتاه ( $R_C = 0$ ) را بدست می‌آوریم:

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

$$A_I = \frac{\alpha}{1 + j\omega \frac{C_{\pi} r_{\pi}}{1+\beta}} = \frac{\alpha}{1 + j \frac{f}{f_{\alpha}}} \Rightarrow \boxed{f_{\alpha} = \frac{1+\beta}{2\pi C_{\pi} r_{\pi}}}$$

که  $f_{\alpha}$ ، فرکانس قطع 3dB فریب تنویت جریان اتصال کوتاه مدار بیس مشترک می‌باشد.

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

دیده می‌شود که فرکانس قطع مدار C.B.  $(1+\beta)$  برابر فرکانس قطع مدار

C.E. است در نتیجه آرایش C.B. بهای باند بیشتری نسبت به C.E. دارد. و به همین دلیل اغلب مدار C.B. در فرکانسهای بالا استفاده می‌شود.

حال با توجه به شکل (۳-۱۳ د) با فرض ( $R_C \neq 0$ ) داریم:

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

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

$$A_V = \frac{A_{V_0}}{(1 + j \frac{f}{f_1}) (1 + j \frac{f}{f_2})}$$

که قطبهای تابع شبکه در فرکانسهای  $f_1$  و  $f_2$  می‌باشند.

و فرکانس قطع 3dB

با توجه به  $f_1$  و  $f_2$  بدست می‌آید.

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

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



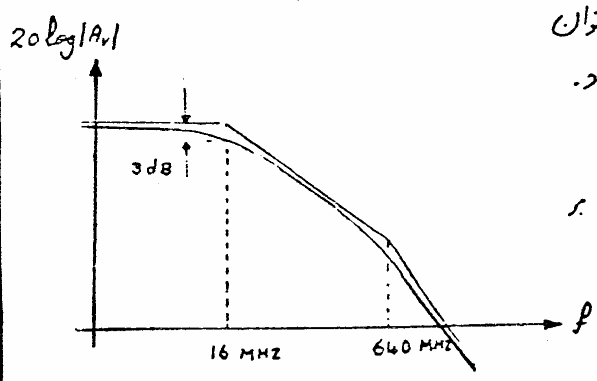
مثال) مطلوبت مناسب فرکانس قطع بالا برای مدار شکل (۳-۱۳) در صورتی که  $\beta = 100$  ،  $C_{\mu} = 10^{PF}$  ،  $C_{\pi} = 20^{PF}$  ،  $R_C = 1^{k\Omega}$  ،  $r_{\pi} = 2.5^{k\Omega}$  ،  $R_S = 25^{\Omega}$  باشد

حل:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_C C_{\mu}} = \frac{1}{2\pi \times 1000 \times 10^{-11}} = 16 \text{ MHz}$$

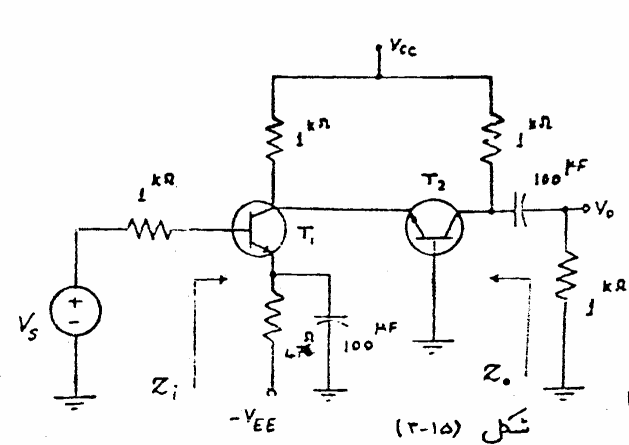
$$f_2 = \frac{1}{2\pi C_{\pi} (R_S \parallel \frac{r_{\pi}}{1+\beta})} = \frac{1}{2\pi \times 20 \times 10^{-12} (25 \parallel \frac{2500}{101})} = 640 \text{ MHz}$$

با توجه 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)



تشریح:

مطلوبت رسم  $|A_v(j\omega)|$  ،  $|Z_i(j\omega)|$  ،  $|Z_o(j\omega)|$  بر حسب  $f$  ، برای شکل (۳-۱۵) در دست آوردن فرکانس قطع پایین فرکانس قطع بالا .

( $\beta = 20$  ،  $r_{\pi} = 1^k$  ،  $C_{\mu} = 5^{PF}$  ،  $C_{\pi} = 50^{PF}$ )

شکل (۳-۱۵)

این مدار، تقویت کننده cascode می گویند که در فرکانسهای بالا از آن استفاده می شود.

«تشریح: بررسی کلی مشخصه فرکانسی یک تقویت کننده.»

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

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

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

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

$$r_{\pi} = 0 \quad r_{\pi} = 1250\Omega \quad \beta = 100 \quad r_{\mu} = \infty \quad r_o = \infty \quad C_{\pi} = 200PF \quad C_{\mu} = 10PF$$

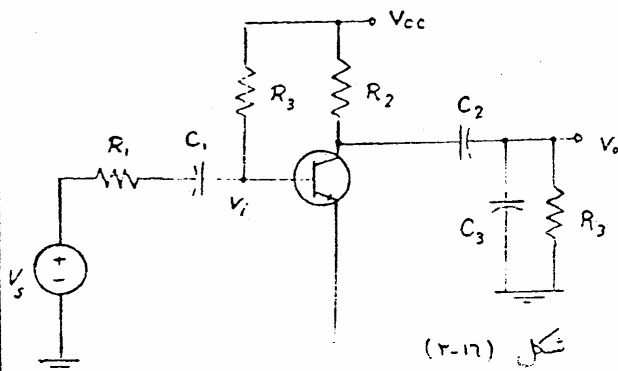
۱- نقطه کار ترانزیستور را بدست آورید. ( $V_{BE} = 0.6$ )

۲- ضریب تقویت ( $A_v = \frac{V_o}{V_i}$ ،  $A_{v0} = \frac{V_o}{V_i}$ )، 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 فرکانسها پایین رسم کرده و عبارت  $A_v(s)$  را بدست آورید و معنی  $|A_v(s)|_{s=j\omega}$  را بر حسب  $\omega$  رسم کنید و فرکانس قطع پایین را محاسبه نمایید.

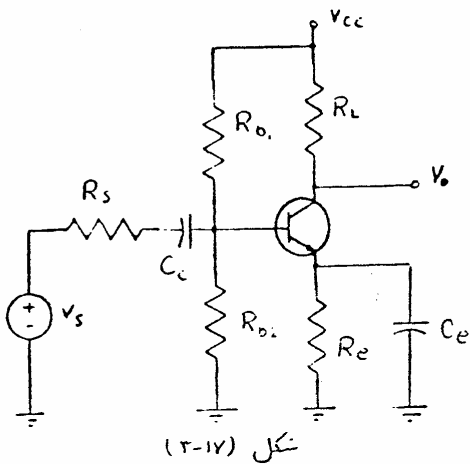
۴- مدار معادل تقویت کننده را برای فرکانسهای بالا رسم کرده و عبارت

$A_v(s)$  را بدست آورید و معنی  $|A_v(s)|_{s=j\omega}$  را رسم نموده و فرکانس قطع بالا را دقیقاً محاسبه نمایید.



شکل (۳-۱۶)

شهرین های مختلف :



شکل (۳-۱۷)

۱. مدار تقویت کننده شکل (۳-۱۷) را در نظر بگیرید. مقادیر الاینده مشخصات ترانزیستور عبارتند از:

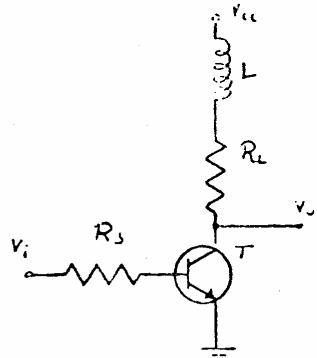
$$R_{b1} \cdot R_{b2} \parallel R_{b2} = 10 \text{ k}\Omega \quad R_c = 0.3 \text{ k}\Omega$$

$$R_s = 1 \text{ k}\Omega \quad C_{\mu} = 10 \text{ pF} \quad f_T = 300 \text{ MHz}$$

$$\beta_o = 40 \quad I_c = 2.3 \text{ mA} \quad V_{CE} = 5 \text{ V}$$

خازنهای  $C_c$  و  $C_e$  و مقاومت  $R_L$  این تقویت کننده را طوری محاسبه نمایید که فرکانس قطع پایین برابر  $f_c = 50 \text{ kHz}$  و فرکانس قطع بالا  $f_h = 1 \text{ MHz}$  گردد.

۲. شکل (۳-۱۸) مدل ساده تقویت کننده امپدانس مشترک را نشان می دهد. برای آنکه بهنای این تقویت کننده را افزایش دهیم از یک سلف سری در مدار استفاده شده است.



شکل (۳-۱۸)

الف) بطور کیفی توضیح دهید که چگونه سلف سری اضافه شده به بار می تواند پاسخ فرکانس را بهبود دهد.  
 ب) تابع تبدیل  $V_o = V_i$  را بطور دقیق بر حسب پارامترهای مدار محاسبه نمایید. رعایت افزایش بهنای بار را با توجه به سلف و قطبهای تابع تبدیل در محاسبه نمایید.

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

