



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





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 هیبریدیک 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
۲۹	۲-۴- بایاس کردن FET
۳۱	۲-۵- مدار معادل FET
۲۳	۲-۶- آرایشهای مختلف FET
۳۰	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 امپلیر
۶۲	۱-۲- خازن کوپلار در کلکتور و بیس

عنوان _____ صفحه

- ۱-۳. محاسبه تقریبی خازنهای کوپلر و bypass ۶۴
۲. فرکانسهای میانی: ۷
- ۲-۱. مدل π ترانزیستور در فرکانسهای میانی پایین ۷
۳. فرکانسهای بالا: ۷۲
- ۳-۱. مدل ترانزیستورهای BJT و FET در فرکانسهای بالا ۷۲
- ۳-۲. قضیه میلر ۷۲
- ۳-۳. آرایش های مختلف ترانزیستور در فرکانسهای بالا ۷۵
- بخش سوم: تقویت کننده های قدرت: ۱۷
۱. تقویت کننده کلاس A: ۸۹
- ۱-۱. بررسی یک تقویت کننده ساده کلاس A ۸۹
- ۱-۲. استفاده از سلف در تقویت کننده کلاس A ۹۱
- ۱-۳. بررسی محدودیتهای توان، جریان و دشارژ یک ترانزیستور ۹۳
- ۱-۴. استفاده از ترانستورهای توان در تقویت کننده کلاس A ۹۷
۲. تقویت کننده کلاس B: ۱۰۱
- ۲-۱. تقویت کننده پوش پول کلاس B با ترانس ۱۰۱
- ۲-۲. تقویت کننده پوش پول کلاس B بدون ترانس ۱۰۸
- ۲-۴-۱. برداشتن ترانس خروجی ۱۰۸
- ۲-۴-۲. برداشتن ترانس ورودی ۱۰۹
- ۲-۴-۳. استفاده از ترانزیستورهای مکمل ۱۰۹

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 با مقنارن:
۱۴۳	۴- استفاده از طبقه دیفرانسیل بعنوان تقویت کننده DC:
۱۴۷	بخش پنجم: تقویت کننده های عملیاتی:
۱۴۹	۱- طبقات مختلف یک OP.Amp:
۱۴۵	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 نکشنده
۱۵۷	۲-۳- تقویت کننده اختلاف
۱۵۹	۲-۴- جمع کننده

عنوان _____ صفحه

۱۶۰	۲-۵. تفریق کننده
۱۶۱	۲-۶. اشتغال گیر
۱۶۲	۲-۷. مشتق گیر
۱۶۴	۲-۸. مبدل اسپدانس
۱۶۵	۲-۹. مبدل ولتاژ به جریان
۱۶۵	۲-۱۰. مبدل جریان به ولتاژ
۱۶۸	۳- کاربردهای خیر خطی OP.Amp :
۱۶۸	۲-۱. تقویت کننده نگاریمی
۱۷۰	۲-۲. تقویت کننده آنتی نگاریمی
۱۷۱	۲-۳. یکسوزها
۱۷۴	۲-۴. ضرب کننده آنالوگ
۱۷۵	۳-۵. مقایسه کننده
۱۷۶	۳-۶. ترانزیستور
۱۷۸	۴- مشخصات یک OP.Amp واقعی :

بخش ششم : تقویت کننده های فیدبک :

۱۸۵	۱- بررسی خواص فیدبک منفی :
۱۸۶	۱-۱. تثبیت بهره تقویت کننده
۱۸۷	۱-۲. کاهش نویز یا افزایش پهنای باند 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 ایده‌آل :
۱۹۸	۳-۱- فیدبک شنت - شنت غیر ایده‌آل
۲۰۴	۳-۲- فیدبک سری - سری غیر ایده‌آل
۲۰۷	۳-۳- فیدبک سری - شنت غیر ایده‌آل
۲۱۱	۳-۴- فیدبک شنت - سری غیر ایده‌آل
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 زنر
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 لینگتون
۲۴۹	ضمیمه (۲) : جدول مقادیر و بازدهی استاندارد
۲۵۳	ضمیمه (۳) : چند امتحان نهایی

بخش ۱

بررسی ترانزیستور و مدارهای ساده آن

ترانزیستور یکی از مقدارترین 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 Bipolar¹ (BJT)

۲- ترانزیستورهای اثر میدان (FET)²

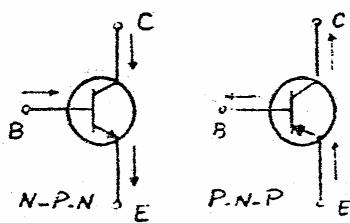
در این بخش ابتدا ترانزیستورهای Bipolar و آرایشهای مختلف آن، سپس ترانزیستورهای اثر میدان و آرایشهای مربوطه مورد مطالعه قرار گرفته و آنگاه روش انعکاس امپدانس در مورد BJT و FET معرفی میگردد، که آنالیز و بررسی مدارهای که این دو المان بصورت خطی رفتار می نمایند را ساده می کند و بالاخره در پایان نقیصت کننده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

1: Bipolar Junction Transistor

Field Effect Transistor

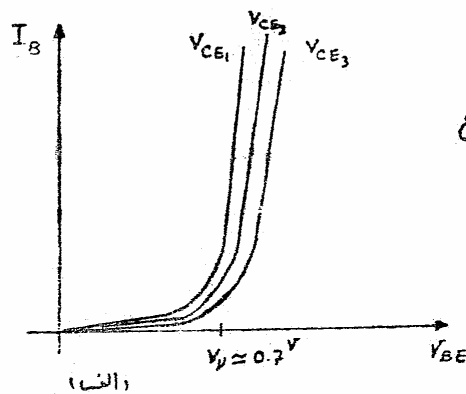
۱- ترانزیستورهای Bipolar

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

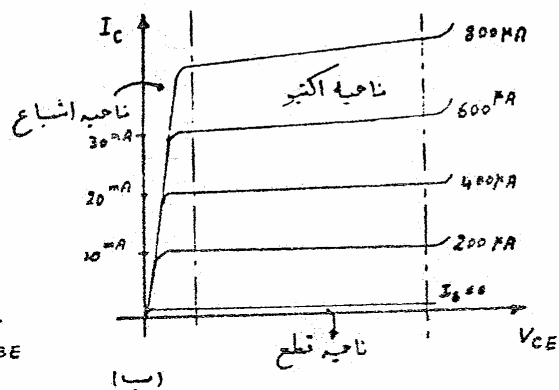


شکل (۱.۱)

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



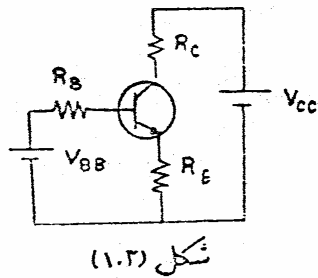
(الف)



(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. به منظور اینکه از ترانزیستور به عنوان تقویت کننده استفاده کنیم باید آنرا در نقطه کاری که در ناحیه مورد نظری باشد قرار دهیم.



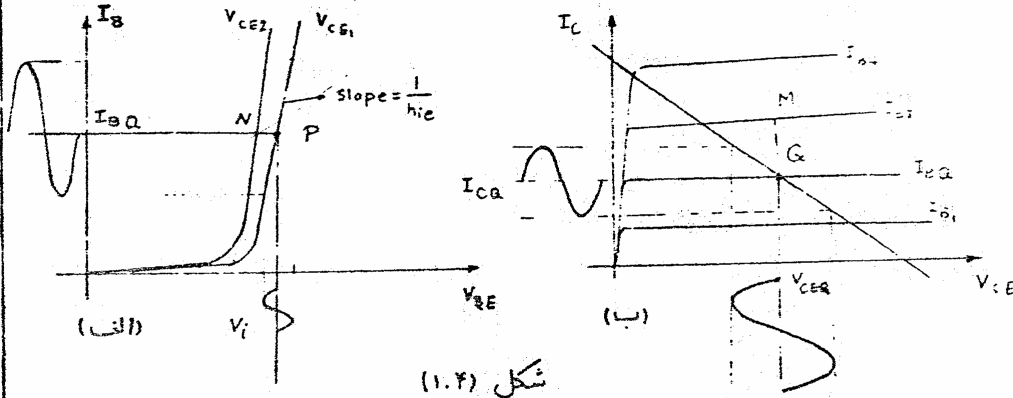
شکل (۱.۳)

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

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

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

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

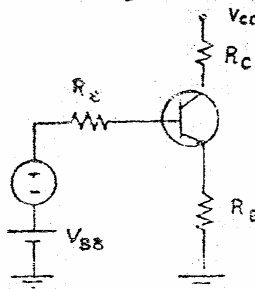


شکل (۱.۴)

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

در نقطه Q روی مشخصه خروجی و نقطه P روی مشخصه ورودی 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 شد.



شکل (۱.۵)

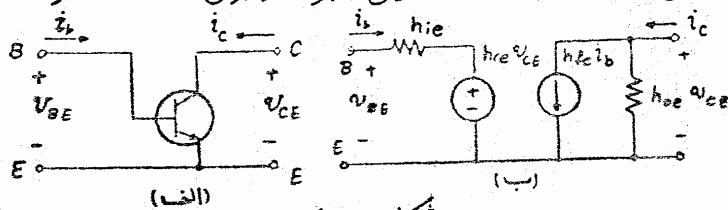
جایگزین دامنه V_i با اندازه کافی کوچک باشد می توان فرض کرد که این تفاوت روی خط مماس در نقطه P صورت می گیرد. بنابراین I_B نیز یک جریان سینوسی خواهد بود.

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 β دامنه جریان i_b خواهد بود

(۱.۱) مدل هیبرید یک ترانزیستور Bipolar :

اگر نقطه کار ترانزیستور در ناحیه اکتیو قرار گیرد و 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) مدل دینامیکی هیبرید را برای حالت آمیتر مشترک نشان می دهد.



شکل (۱.۶)

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.

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

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

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

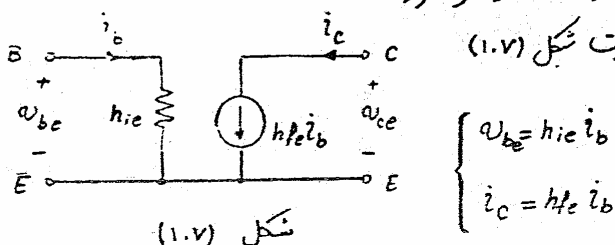
$$h_{oe} = \left. \frac{i_c}{v_{ce}} \right|_{i_b=0} = \left. \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{CE}} \right|_{I_B=cte}$$

* حروف کوچک نشان دهنده مولفه AC می باشند.

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

همانطوریکه از مشخصه های h_{re} و h_{oe} مقادیر 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.



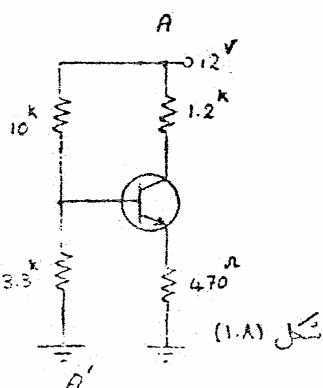
شکل (۱.۷)

که در این معادلات h_{fe} همان β و h_{ie} مقاومت دینامیکی 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.



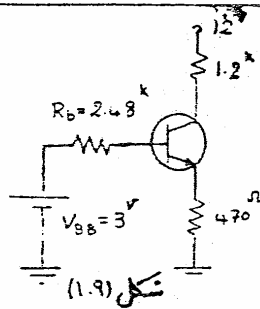
شکل (۱.۸)

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

حل: از بخش AA' معادل تونن آکثرا در مدار قرار می دهیم. [شکل ۱.۹]

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

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



$$3 = 2.67 + 0.7 + 0.47 I_C \Rightarrow I_C \approx I_E = 4.4 \text{ mA}$$

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

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

۱-۲) آرایشهای مختلف ترانزیستور Bipolar :

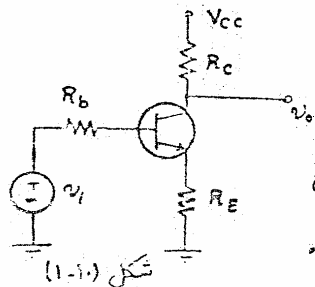
بسته به اینکه سیگنال ورودی به مدار بیس یا امیتر و سیگنال خروجی از مدار کلکتور یا امیتر گرفته شود سه آرایش مختلف در تقویت کننده ها خواهیم داشت که عبارتند از:

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)



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

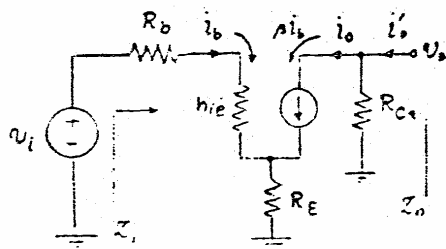
می باشد. ابتدا آنالیز DC انجام می دهیم بدین منظور

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

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

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

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



۱- امپدانس ورودی:

$$V_o = -R_C \beta i_b$$

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

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

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

- ضریب تقویت ولتاژ:

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{-\beta R_C i_b}{i_b (R_b + h_{ie} + (1 + \beta) R_E)} \Rightarrow A_v = \frac{-\beta R_C}{R_b + h_{ie} + (1 + \beta) R_E}$$

علامت منفی نشان دهنده اختلاف فاز 180° بین ورودی و خروجی این تقویت کننده است. باید در حل مسائل دقت نمود که R_C معادلت معادل قرار گرفته شده در کلکتور و R_E معادلت معادل قرار گرفته شده در امیتر می باشد.

- ضریب تقویت جریان:

دیده می شود که

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

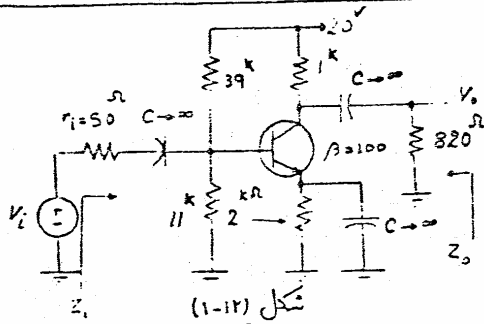
۲- امپدانس خروجی: برای محاسبه Z_o ابتدا v_i را صفر می کنیم، مشاهده می شود که $Z_o = R_C$ می شود. در نتیجه:

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

دیده می شود که با کاهش R_E مقدار A_v افزایش می یابد. در نتیجه می توان با گذاشتن یک خازن با ظرفیتی به اندازه کافی بزرگ، R_E را اتصال کوتاه کرد. همچنین در ورودی و خروجی برای اینکه بعضی از الکترون ها از نظر DC لزوم دار جدا باشند، می توان از خازن کوپلار استفاده کرد.

مثال) مطلوبست محاسبه نقطه کار ترانزیستور شکل (۱-۱۲) را 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.



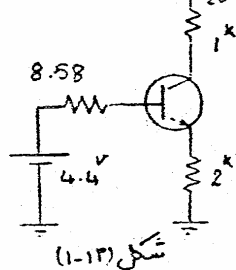
$$R_b = 11 \parallel 39 = 8.58 \text{ k}\Omega$$

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

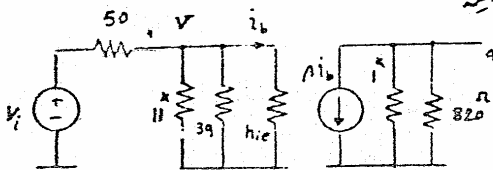
$$4.4 = 8.58 \times \frac{I_c}{100} + 0.7 + 2 \times I_c \Rightarrow I_c = 1.77 \text{ mA}$$

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

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



حال مدل small-signal مدار را با در نظر گرفتن لینک خازن‌ها اتصال کوتاه می‌باشند بدست می‌آوریم.



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

$$V = h_{ie} i_b$$

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

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

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

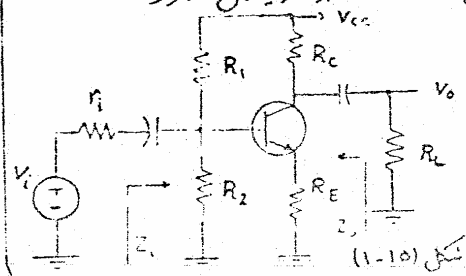
$$A_V = \frac{-(1 \parallel 0.82) \beta}{h_{ie}} \times \frac{(11 \parallel 39 \parallel 1.41)}{(11 \parallel 39 \parallel 1.41) + 0.05} = -30.64$$

$$Z_i = (11 \parallel 39 \parallel 1.412) = 1.212 \text{ k}\Omega$$

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

بطور کلی می‌توان گفت که آرایش امپد مشترک دارای فرب تقویت و توان زیاد است و همین جهت در تقویت کننده‌های آرایش C.E کاربرد زیادی دارد.

تشریح:

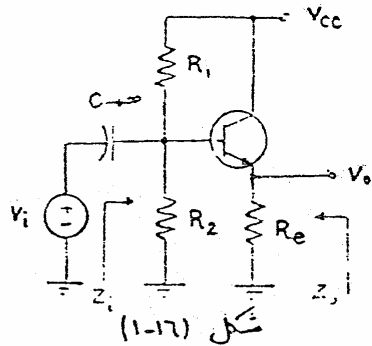


مطلوبت محاسبه A_V, Z_i, Z_o

برای شکل (1-15) [مشاهده کنید] (R_b, h_{ie})

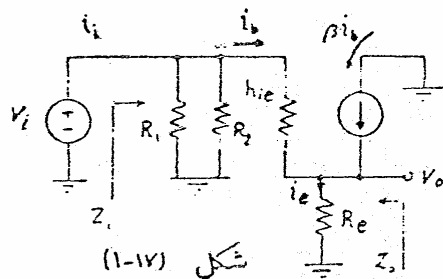
ب- آرایش کلکتور مشترک : (Common Collector Configuration)

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



شکل (۱-۱۶)

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



شکل (۱-۱۷)

- امپدانس ورودی:

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

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

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

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

در حالت کلی R_b مقاومت معادل در بیس، و R_e مقاومت معادل در اِمیتر می‌باشد.

- ضریب تنویبت ولتاژ:

با توجه به معادلات I و II داریم:

که اگر $h_{ie} \ll (1+\beta) R_e$ باشد $A_{v0} \approx 1$ می‌شود.

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

- ضریب تقویت جریان :

اگر از رابطه تقسیم جریان استفاده

کنیم

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

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

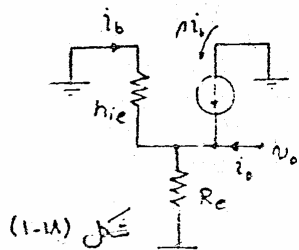
از روابط III و IV نتیجه می گیریم که :

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

- امپدانس خروجی :

برای محاسبه امپدانس خروجی ابتدا V_i را منفری کنیم

مطابق شکل (۱-۱۸) داریم :



شکل (۱-۱۸)

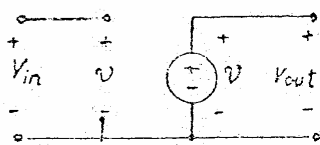
$$Z_o = \left. \frac{V_o}{i_o} \right|_{V_i=0} \quad i_o = \frac{V_o}{R_e} - (1+\beta)i_b \quad i_b = -\frac{V_o}{h_{ie}}$$

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

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

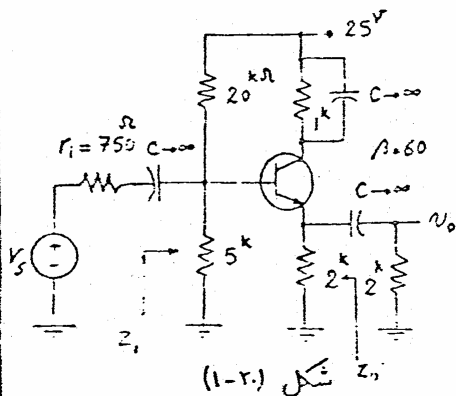
[شکل (۱-۱۹)] در ورودی و خروجی تقویت کننده ای چند

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



شکل (۱-۱۹)

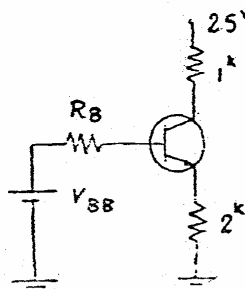
۱۹



شکل (۱-۲۰)

مثال) مطلوبست محاسبه $A_v = \frac{v_o}{v_s}$ و Z_i و Z_o برای مدار تنویر کننده شکل (۱-۲۰).

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

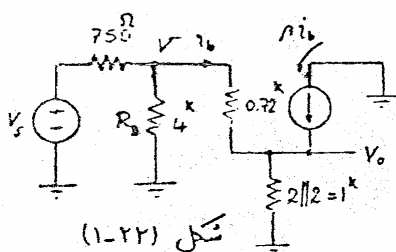


شکل (۱-۲۱)

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

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

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



شکل (۱-۲۲)

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

۱- امپدانس درودی:

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

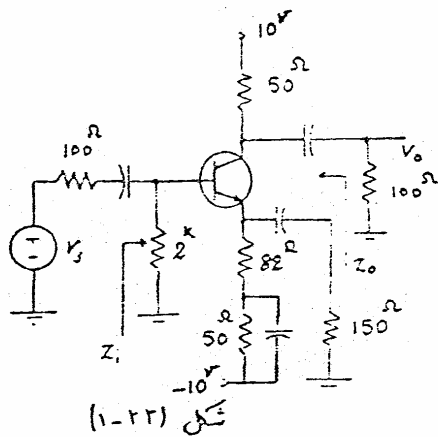
۲- امپدانس خروجی:

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

۳- ضریب تنویر ولتاژ:

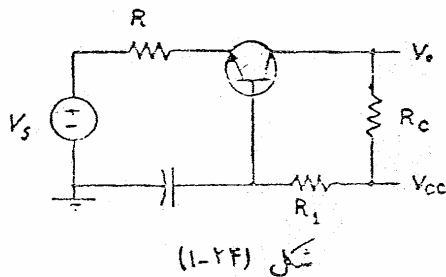
$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = \frac{v_o}{V} \frac{V}{v_s} \quad \frac{v_o}{V} = \frac{(1+\beta)R'_E}{h_{ie} + (1+\beta)R'_E} = \frac{(1+60) \times 1}{0.72 + (1+60) \times 1} = 0.988 \approx 1$$

$$\frac{V}{v_s} = \frac{Z_i}{Z_i + r_i} = \frac{3.76}{3.76 + 0.075} = 0.83 \quad A_v = 0.988 \times 0.83 \approx 0.82$$

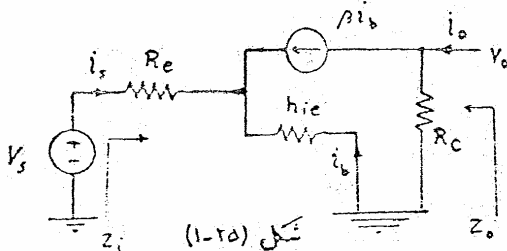


مطلوبست محاسبه امپدانس خروجی،
امپدانس ورودی و ضریب تقویت دشار
برای مدار شکل (۱-۲۳).
($V_{BE} = 0.7V$ $\beta = 50$)

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
میرید را برای این ترانزیستور رسم می کنیم
[شکل ۱-۲۵]



- امپدانس ورودی:

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

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

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

- امپدانس خروجی:

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

اگر $V_s = 0$ باشد، $i_b = 0$ می شود در نتیجه:

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

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

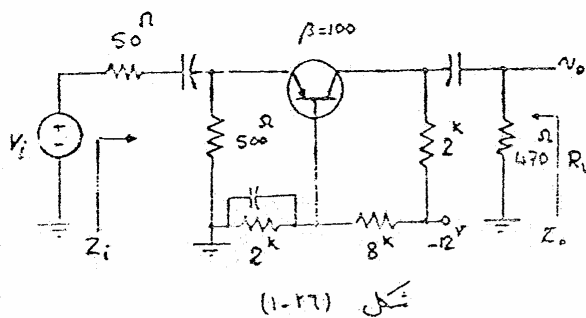
- ضریب تقویت ولتاژ :
اگر از رابطه (I) استفاده کنیم :
مشاهده می شود که خروجی این
تقویت کننده اخلاف نازی بار رددی
ندارد.

- ضریب تقویت جریان :

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

دید می شود که این آرایش دارای $A_I \approx 1$ و ضریب تقویت ولتاژ آن تقریباً برابر
ضریب تقویت ولتاژ امپدانس مشترک و امپدانس ورودی آن صاف کم می باشد.

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



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 (۱-۲۶)

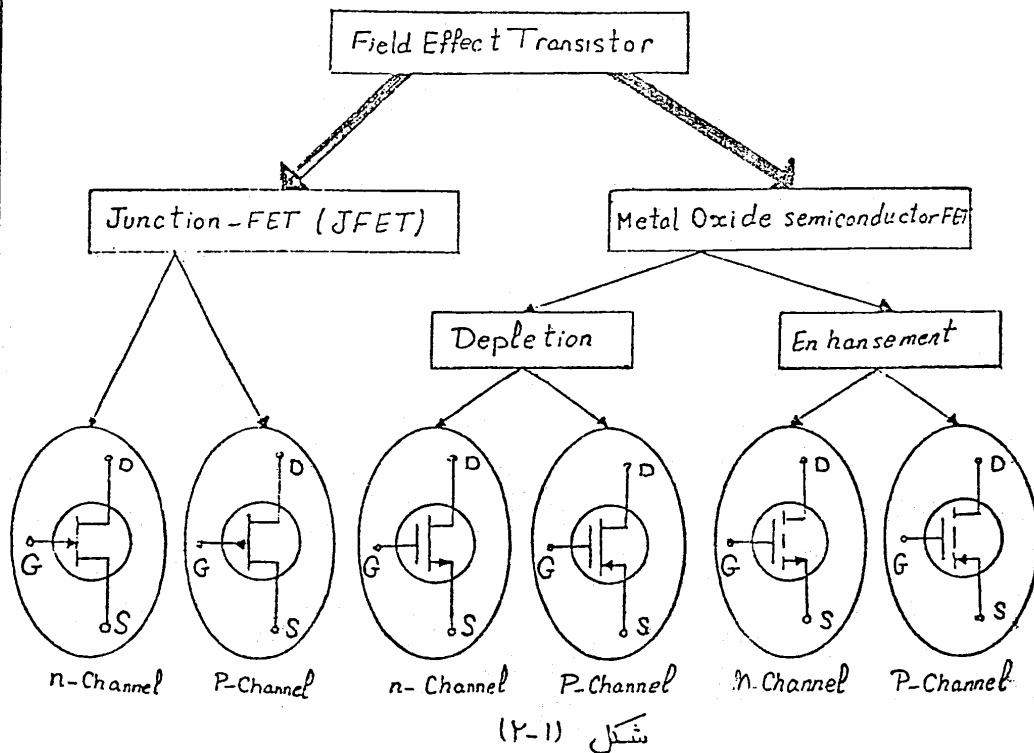
و توان تلفاتی در مقاومت R_L

اگر دامنه ولتاژ ورودی 10^{mV} باشد.

۲- ترانزیستورهای اثر میدان $\text{Field Effect Transistors}$

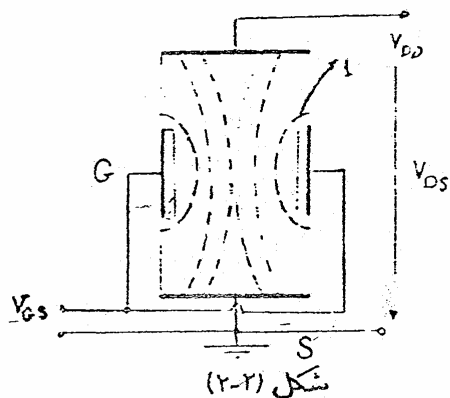
در یک ترانزیستور PNP یا NPN معمولی (جریان بیس)، جریان کلکتور یا ایستر را کنترل می‌نماید. در یک ترانزیستور نوع اثر میدان «FET» ولتاژ ورودی جریان خروجی را کنترل می‌نماید. مثالهایی از کاربرد FET عبارتند از: تقویت کننده‌های ولتاژ، Chopper، مدارهای لاجیکی و دستگاههای اندازه‌گیری با اسپدش درودی بزرگ.

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



۲-۱) ساختار و طرز کار J-FET

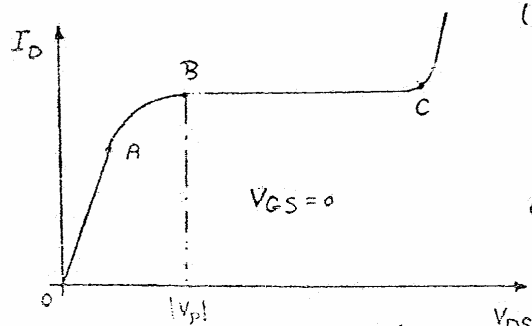
یک نیمه هادی، مثلاً از جنس سیلیسیم دوز نوع n را می گیریم و به در سر آن دو اتصال نازی وصل می کنیم هرگاه به این اتصالات دشارژی اعمال شود بهت منادمت اهمی که به هادی دلد از آن جریانی می گذرد. [شکل ۲-۲]



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

حال اگر در دو طرف کانال مقداری ناخالصی P اضافه کنیم و در دراهم وصل می کنیم اتصال $P-N$ بوجود آوردیم، به الکترو د جدیدی که بدین طریق بوجود آمده است (Gate-G) گفته می شود و این الکترو دی است که توسط آن جریان حاملها (I_D) کنترل می شود.

طرز کار انسان ۵ 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 اهمی نیمه هادی که به ابعاد هندسی و میزان ناخالصی کانال بستگی دارد، تعیین می شود بنابراین رابطه I_D و V_{DS} یک رابطه خطی است، شکل (۲-۳) از A تا B که به این منن نامیده اهمی میز گفته می شود.



با از یاد V_{DS} عبارت دیگر منقی شدن گیت نسبت به درین یک میدان الکترونیکی شدیدی 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 کم می شود و شب خط منحنی I_D به V_{DS} گسری 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 گسری 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 تا O 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. وشاری را که در آن FET در آستانه اشباع قرار می گیرد وشار $Pinch-off$ 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 دارد ناحیه شکست یعنی شده و جریان I_D بطور ناآهائی زیاد می شود بطوریکه ترانزیستور آسیب می بیند.

۲-۲) مشخصه های J-FET

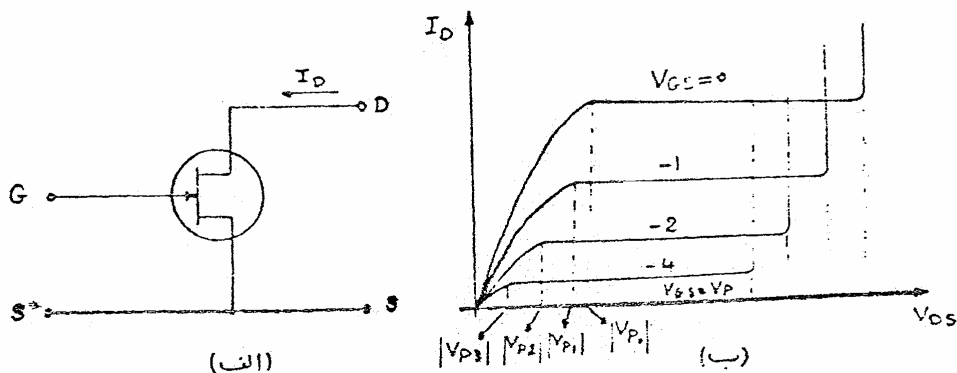
- بطور کلی برای در قلی لحظه مشخصه اهمی وجود دارد
- ۱- مشخصه ورودی: که تغییرات جریان ورودی را بر حسب تغییرات وشار ورودی مشخص می کند.
 - ۲- مشخصه خروجی: که تغییرات جریان خروجی را بر حسب تغییرات وشار خروجی نشان می دهد.
 - ۳- مشخصه انتقالی: که متوالاً تغییرات جریان خروجی و بر حسب وشار (دریافت جریان) ورودی 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 یکبارگی ورود و معادمت دیود در جهت معکوس خیلی بزرگ و جریان آن نزدیکاً صفر است. بنابراین معنی بر محور V_{GS} منطبق است.

۲- مشخصه خروجی: Output Characteristic

شکل (۲-۴) (الف) علامت اختصاری n-ch-FET را نشان می‌دهد. در شکل (۲-۴) (ب) رابطه جریان دیناژ خروجی برای $V_{GS}=0$ رسم شده است، اگر V_{GS} را منفی کنیم در عمل مثل آنستکه میدان الکتریکی بین درین و گیت را بازاء دیناژ ثابت بین درین و سورس، زیادتر کرده باشیم و نتیجه آنستکه بازاء $V_{GS} < 0$ جریان I_D برای دیناژهای مشابه V_{DS} کمتر از موتقی است که $V_{GS}=0$ باشد. این مطلب در شکل (۲-۴) (ب) نشان داده شده است.



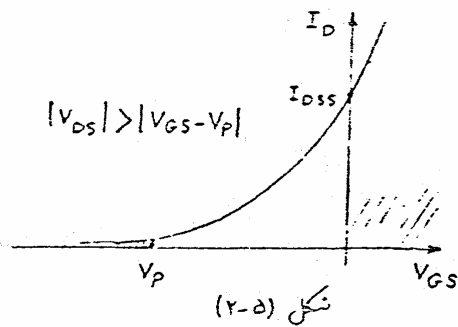
شکل (۲-۴)

هالطوریکه ملاحظه می‌شود این معنی با به ازای V_{GS} های مختلف رسم شده است اثر V_{GS} باشد I_D ماگزیم 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 امتدادی نامعیه اشباع می‌باشند از رابطه $|V_{P1}| = |V_P - V_{GS}|$ بدست می‌آید

۳- مشخصه انتقالی : Transfer Characteristic

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



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

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

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

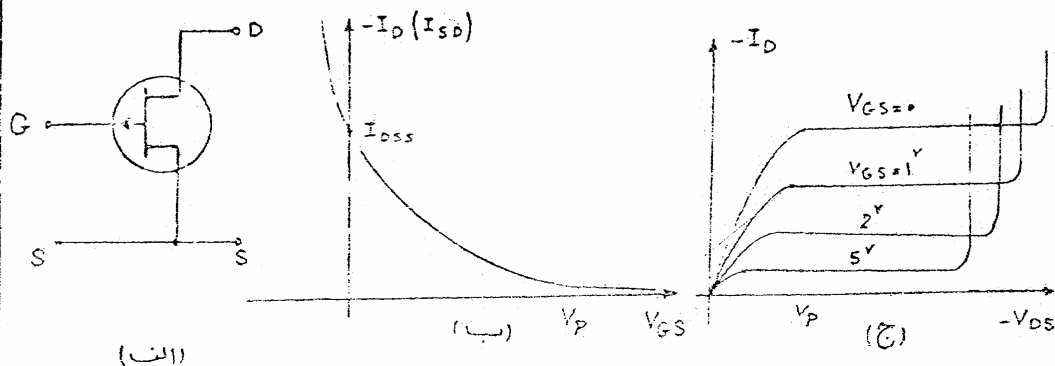
اگر به ازای $|V_{GS}| \geq |V_P|$ جریان I_D را مندر در نظر بگیریم این منحنی را می توان به وسیله یک سه تریب زد. وقتی که $|V_{GS}| < |V_P|$ داریم:

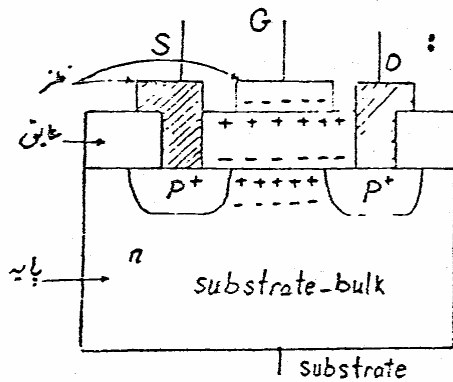
$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

«در ناحیه اشباع»

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

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





ساختمان و طرز کار Mos-FET : شکل (۲-۷) مقطع یک

P-Channel - Enhancement - MOSFET

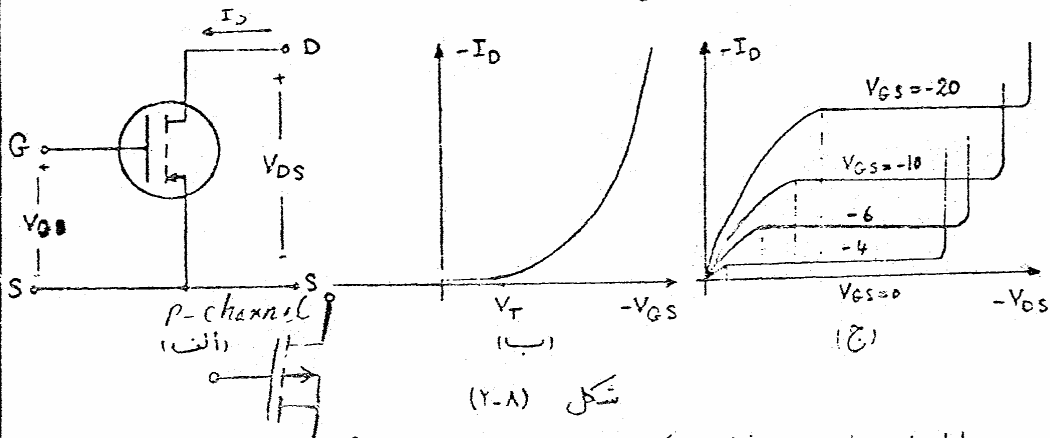
را افزایش می دهد.

بر روی یک قطعه نیمه هادی اصلی (substrate)

یا (BULK) در 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) قرار می گیرد، گیت را تشکیل می دهد.

اگر دین از گیت نسبت به پایه منفی 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 $V_{GS} (gate-bulk) < 0$ است. بنابراین مقداری منفی در محل اتصال پایه و گیت اتفاق خواهد افتاد 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 افزایش $|V_{GS}|$ ضخامت کانال بیشتر شده و در نتیجه جریان I_D افزایش می یابد در صورتیکه V_{GS} را ثابت نگه داریم با بالا رفتن $|V_{DS}|$ بدرج ضحمت 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.

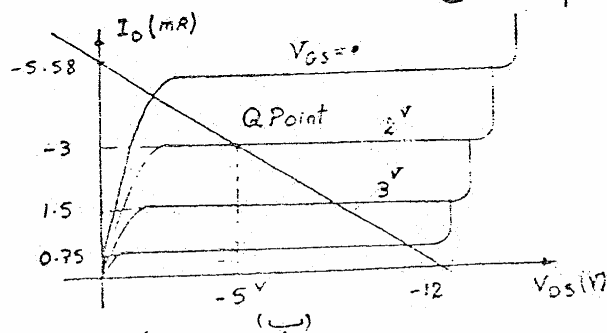
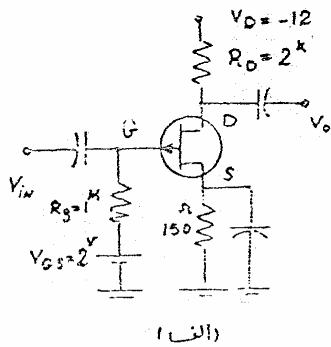
۲-۳) بایاس کردن FET :

همانطوریکه در مورد عناصر (Bipolar-Junction-Tr.) ملاحظه شد برای عملکرد خوبت کنتگی 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 مثلاً می توان بعضی از شرایط را بصورت زیر بیان کرد.

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

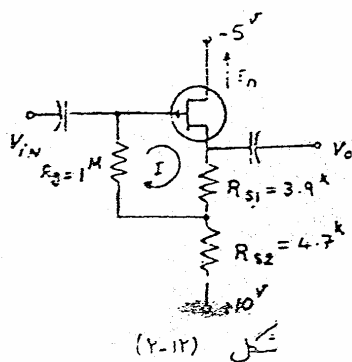
پس از انتخاب نقطه کار با مراجعه به مشخصات FET (مشخصات احتمالی و خروجی) می توان لامپهای مدار مورد نظر را محاسبه کرد.

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



شکل (۲-۱۱)

تذکره: چون از گیت جریان نمی‌گذرد مقدار R_D مهم نیست (R_D نقطه مدارات ورودی مدار را مشخص می‌کند) معمولاً R_D را در حدود $1\text{M}\Omega$ 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 مدارات 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.

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

برای $I_D = 1.13\text{mA}$ داریم:

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

$$|-5.282| > |3.9 \times 1.13 + (-6)| = 1.593 \quad \text{و} \quad |V_{DS}| > |V_{GS} - V_P|$$

نیمه برقرار است.

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

۲-۵) مدار معادل FET :

پس از اینکه FET را در نقطه کار مناسبی قرار دادیم برای سگنالهای کوچک این 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:

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

$$\Delta i_D = i_d \quad \Delta v_{GS} = v_{gs} \quad \Delta v_{DS} = v_{ds} \quad \text{حال اگر داریم:}$$

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

که g_m را هدایت متقابل

یا انتقالی می نامند (mutual Transfer Conductance) دگامی نیز به آن y_{fs} (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:

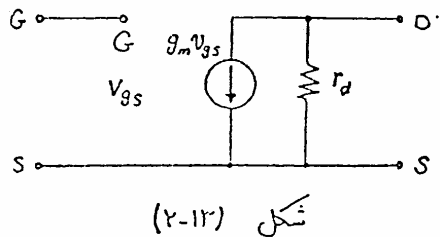
$$i_d = g_m v_{gs} + \frac{1}{r_d} v_{ds}$$

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 سگیت و سورها 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.

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

جدول (۲-۱)

در FET بابت اینکه جریان
درودی خیلی کم است، خروجی،
نقطه متوسط ولتاژ درودی
کنترل می‌شود که نسبت

تغییرات ولتاژ خروجی به درودی را ضریب تقویت ولتاژ FET گویند و به μ
نمایش می‌دهند.

$$\mu \equiv - \left. \frac{\partial v_{DS}}{\partial v_{GS}} \right|_{I_D} \approx - \left. \frac{\Delta v_{DS}}{\Delta v_{GS}} \right|_{I_D} = - \left. \frac{v_{DS}}{v_{GS}} \right|_{i_d=0} \quad \boxed{\mu = g_m r_d} \quad \text{که}$$

تعریف می‌شود. در رنج تغییرات μ 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:

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

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

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

«هدایت متقابل»

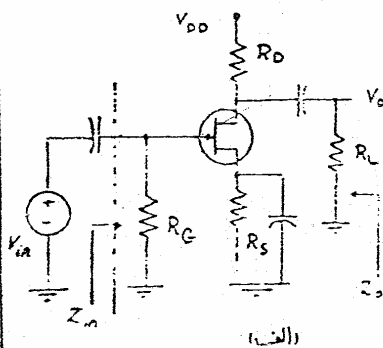
۲-۶) آرایشهای مختلف FET:

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

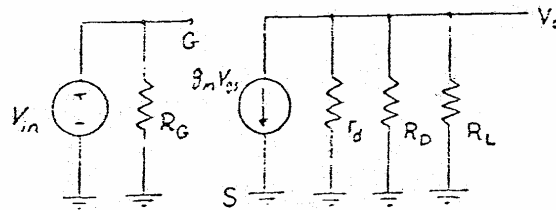
- الف: آرایش سورس مشترک
ب: آرایش درین مشترک
ج: آرایش گیت مشترک
که در اینجا بطور خلاصه در مورد هر کدام بحث می‌کنیم:

الف: آرایش سورس مشترک:

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



(الف)



(ب)

شکل (۲-۱۴)

حال به بررسی گیت لمی اساسی مداری که باید برای این ترکیب بدست آوریم می‌پردازیم. به علت اینکه گیت جریان قابل ملاحظه‌ای ندارد بنابراین به استثنای جریان کمی که از R_G می‌توان گفت که منبع سگیتال جریانی به مدار نمی‌دهد. بنابراین R_i گیت به‌هیچ‌بیل نمی‌کند. حال سایر گیت‌های مدار را بصورت زیر می‌نویسیم:

$$Z_i = R_G$$

- امپدانس درودی:

- امپدانس خروجی:

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

$$Z_o = R_D \parallel R_L$$

و ملاحظه می‌شود در نتیجه:

- ضریب تنویت دشار:

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

برای بدست آوردن این کیت داریم:

$$V_o = -g_m V_{gs} (r_d \parallel R_D \parallel R_L) \quad \text{داز طرینی توان نوشت:}$$

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

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

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

مثال) برای مدار نشان داده شده در شکل (۲-۱۴) اگر

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

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

$$Z_i = R_G = 10 \text{ M}\Omega$$

حل: امپدانس ورودی:

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

- امپدانس خروجی:

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

- ضریب تنویت دشار:

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

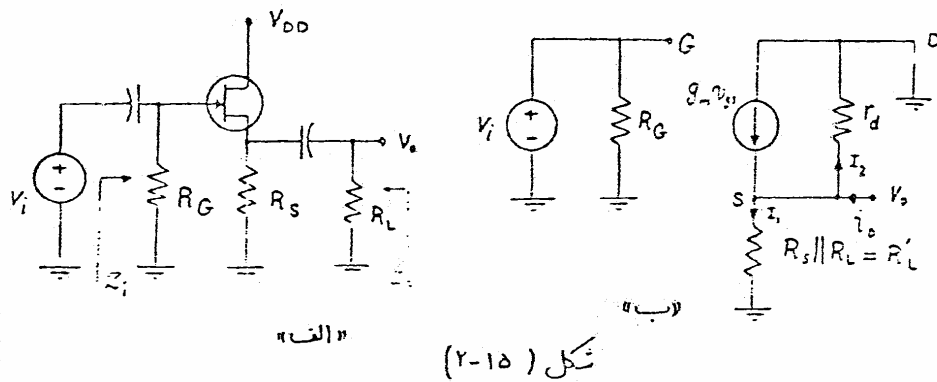
$$A_V = -1.5 \times 5.66 \Rightarrow A_V = -8.44$$

ب: آرایش درین مشترک:

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

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

دربین یک آنالایز می دهد.



در این حالت درین 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 فاز بین ولتاژهای ورودی و خروجی نخواهد بود. کینتهای 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:

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

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

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

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

حال اگر $r_d \gg R'_L$ باشد داریم:

- ضریب تقویت ولتاژ:

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

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

دید می شود که A_v مثبت بوده، دکرتر از واحد است.

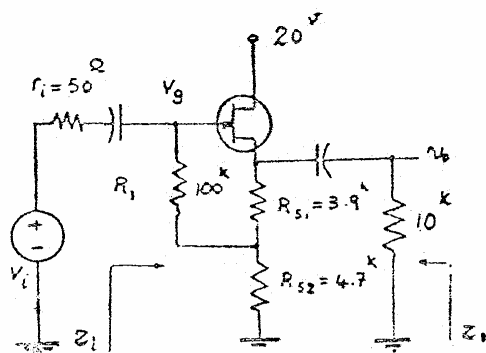
مثال برای مدار نشان داده شده در شکل (۲-۱۵) اگر $R_G = 100 \text{ k}\Omega$ ، $R_S = 10 \text{ k}\Omega$ ، $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ ، $g_m = 4 \text{ mS}$ ، $r_d = 200 \text{ k}\Omega$ ، Z_i ، Z_o ، A_v را بدست آورید.

حل: چونکه $r_d \gg R'_L$ پس

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

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

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



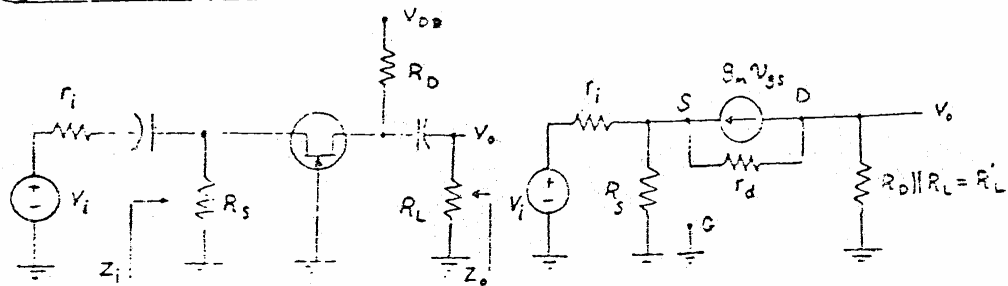
شکل (۲-۱۶)

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

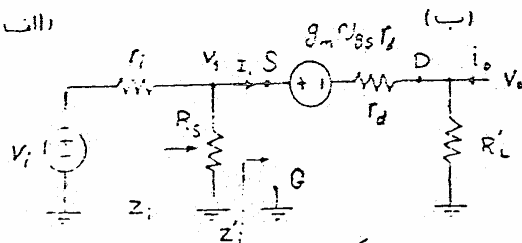
ج: آرایش گیت مشترک:

امپدانس درودی این آرایش نظیر مدار بیس مشترک در ترانزیستورهای (BJT) ، مدار کی است. یک مدار نمونه از این آرایش در شکل (۲-۱۷) نشان داده شده است و مدار معادل آن را می توان در شکل (۲-۱۸) دید.

۳۷



(الف)



(ب)

شکل (۲-۱۷)

- امپدانس ورودی:

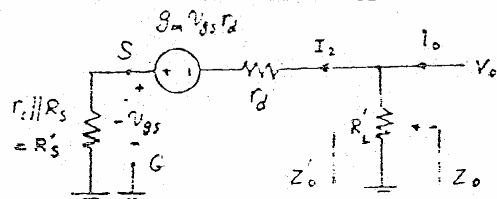
$$Z_i = R_S \parallel Z'_i \quad Z'_i = \left. \frac{-V_{gs}}{I_1} \right|_{i_o=0}$$

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

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

- امپدانس خروجی:

برای محاسبه امپدانس خروجی منبع درونی را منفری کنیم [شکل ۲-۱۸] آفرنت داریم:



شکل (۲-۱۸)

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

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

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

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

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

- ضریب تقویت ولتاژ:

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} \quad V_o = R'_L I_i \quad \text{با توجه به شکل (۱۷-۲-ج)}$$

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

$$A'_v = \frac{R'_L I_i}{\frac{r_d + R'_L}{1 + \mu} I_i} = \frac{(1 + \mu) R'_L}{r_d + R'_L} \quad A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{V_o}{V_i} \times \frac{V_i}{I_i} = \frac{(1 + \mu) R'_L}{r_d + R'_L} \times \frac{Z_i}{Z_i + r_i}$$

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

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

مثال برای مدار نشان داده شده در شکل (۱۷-۲-الف) اگر $r_i = 0$ ، $R_D = 2 \text{ k}\Omega$ ، $r_d = 100 \text{ k}\Omega$ ، $g_m = 4 \text{ mS}$ ، $R_L = 4 \text{ k}\Omega$ ، $R_S = 10 \text{ k}\Omega$ باشد مطلوبست محاسبه Z_i

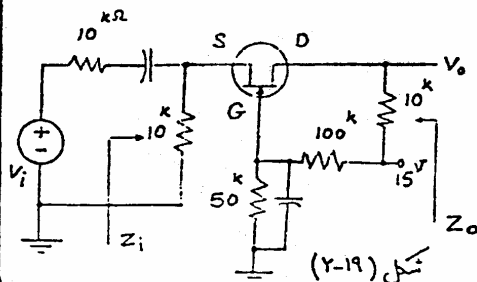
$$A_v = \frac{V_o}{V_i} , Z_o$$

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

حل:

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

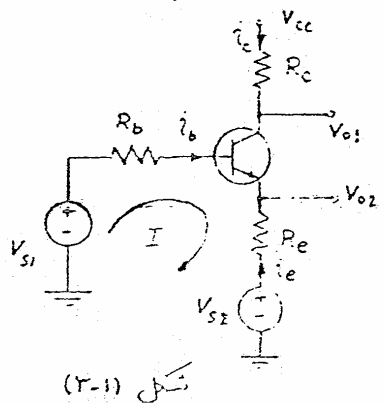
$$r_i = 0 \Rightarrow A_v = \frac{(1 + \mu) R'_L}{r_d + R'_L} = \frac{401 \times 1.33}{100 + 1.33} = 5.26$$



تمرین:
برای تقویت کننده شکل (۱۹-۲) Z_i ، Z_o ، A_v را بدست آورید.
($r_d = 20 \text{ k}\Omega$ ، $I_{DSS} = 1 \text{ mA}$ ، $V_p = -1 \text{ V}$)

۳- روش انعکاس امپدانس = Impedance Reflection Methode =

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



(۳-۱) روش انعکاس امپدانس در مورد (BJT):

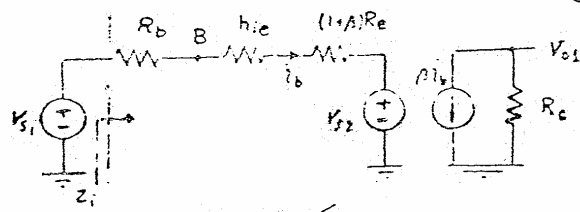
شکل (۳-۱) یک ترانزیستور BJT را نمایش می دهد.

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:

شکل (۳-۲)

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

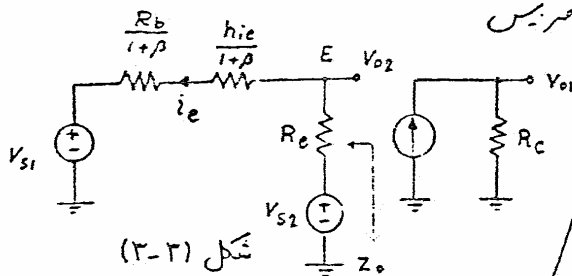
$$A_v = \frac{V_{O1}}{V_{S1}} \bigg|_{V_{S2}=0} = \frac{-\beta i_b R_c}{Z_i i_b} = \frac{-\beta R_c}{R_b + h_{ie} + (1+\beta) R_e}$$

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

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

شکل (۲-۳) مدل مداری معادلات (II)

را نشان می‌دهد. در این نمایش تمام عناصر بیس به‌ایستة منتقل شده‌اند.



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

در اینجا $A_v = \frac{v_{o2}}{v_{s1}}$ یک تقسیم‌کننده معادنی است که:

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

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

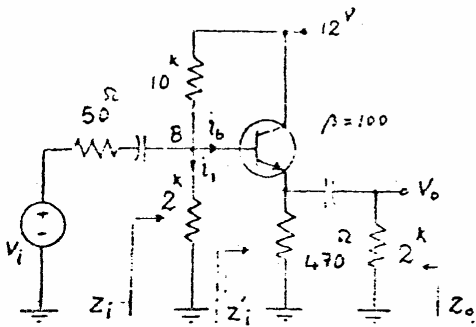
مطاب‌گفته شده رای‌توان بصورت منظم زیر بیان کرد.
- قاعده کلی:

الف - از دید بیس:

- ۱- المانهای در بیس بدون تغییر باقی می‌مانند.
- ۲- معادله‌های ایستر در $(1+\beta)$ ضرب می‌شوند.
- ۳- منابع ولتاژ در ایستر بدون تغییر انتقال می‌یابند.
- ب - از دید ایستر:

- ۱- المانهای در ایستر بدون تغییر باقی می‌مانند.
- ۲- معادله‌های در بیس بر $(1+\beta)$ تقسیم می‌شوند.
- ۳- منابع ولتاژ در بیس بدون تغییر انتقال می‌یابند.

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 می‌کنیم:

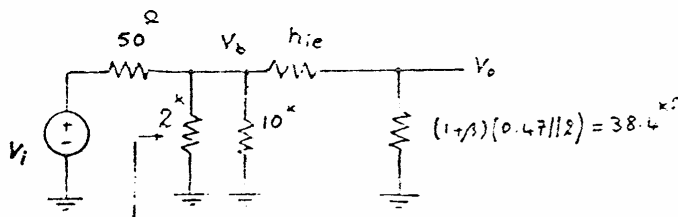


مثال) مطلوبست Z_o ، Z_i ، A_v برای مدار شکل (۲-۴).

حل: ابتدا نقطه کار را پیدا می‌کنیم
اثر از جریان ها در مقابل Z_i و Z_o را می‌نظر

شکل (۲-۴)

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



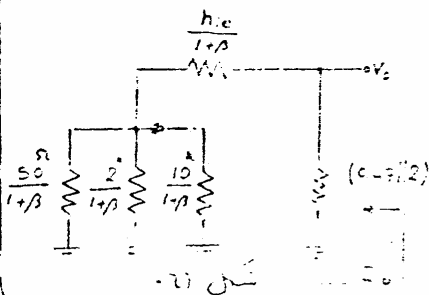
پس شکل (۲-۵) داریم:

شکل (۲-۵)

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

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

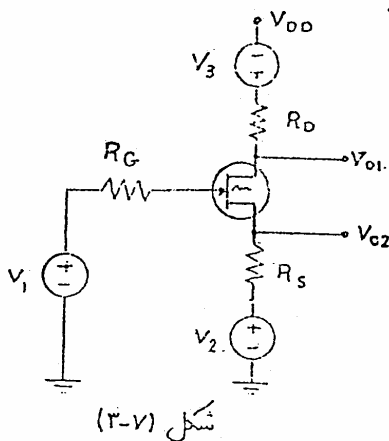
$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{v_o}{v_e} \times \frac{v_b}{v_i} = \frac{38.4}{38.4 + 0.9} \times \frac{Z_i}{Z_i + 0.05} = \frac{38.4}{38.4 + 0.9} \times \frac{1.6}{1.6 + 0.05} \approx 0.98$$



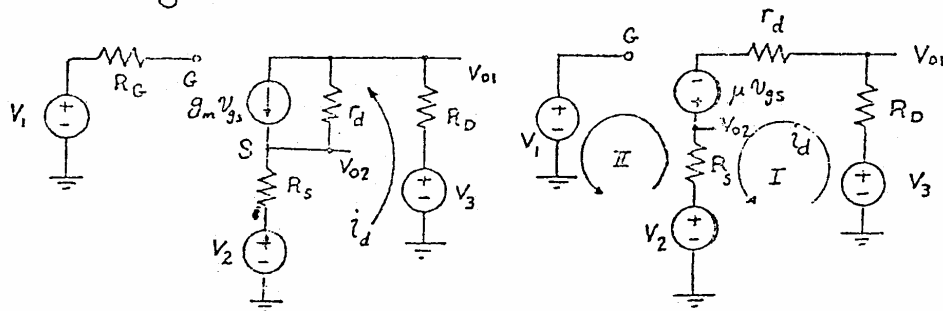
شکل (۲-۶) اتصال عناصر به امپدانس نشان می‌دهد.

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

دیده می شود که این روش راه حل را چقدر ساده می کند.
 دانشجویان عزیز با کنی تمرین خواهند دید که حتی دیگر احتیاجی به کشیدن مدار
 معادل نیمة ندارند و اهمیت این روش در این است که بدین ترتیب منابع دشار
 با جریان وابسته در مدار حذف می گردند.
 از دستکتور: پس وابسته هیچ تأثیری روی مدار نیست کلاً و نه در معادلاتی که در کتور با آن برابر می آید
 آن حذف می شود.
 روش انعکاس امپدانس در مورد FET: (۳-۲)



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



شکل (۳-۸)

از KVL در حلقه (I):

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

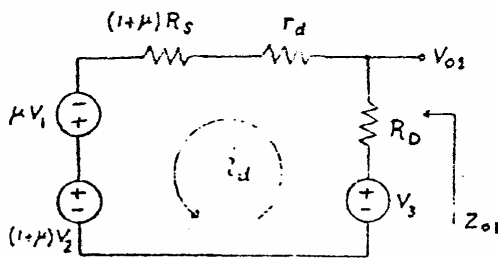
از KVL در حلقه (II):

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

F2

آمرابطه (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 مدارکیات Z_{o1} و A_{v1} بدرا حقی محاسبه می شوند.

شکل (3-9) مدار از دید درین

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

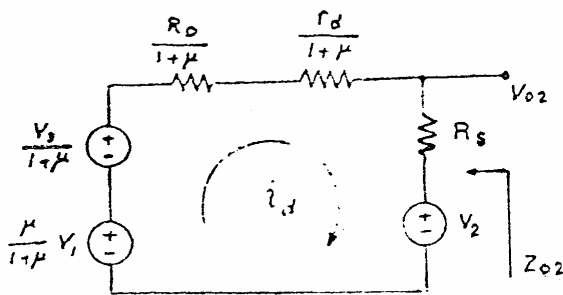
$$A_{v1} = \left. \frac{v_{o1}}{v_1} \right|_{v_2=v_3=0} = \mu \left. \frac{v_{o1}}{\mu v_1} \right|_{v_2=v_3=0} = \mu \frac{R_D}{R_D + r_d + (1+\mu)R_S} = \frac{\mu R_D}{r_d + R_D + (1+\mu)R_S}$$

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:



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

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

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 و سورس R_G هیچ تأثیر ندارد و به درین سورس اتصال نمی یابد، نتایج گرفته شده را می توان بصورت فاعده کلی زیر بیان کرد.

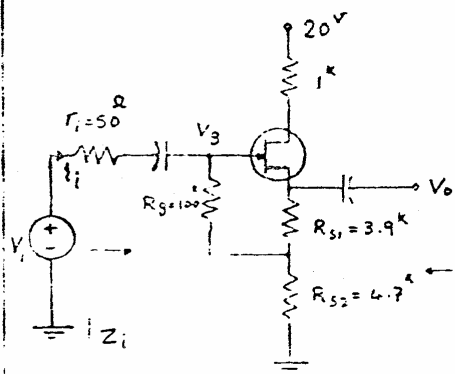
فاعده کلی:

الف - از دید درین:

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

ب - از دید سورس:

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



شکل (۳-۱۱)

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

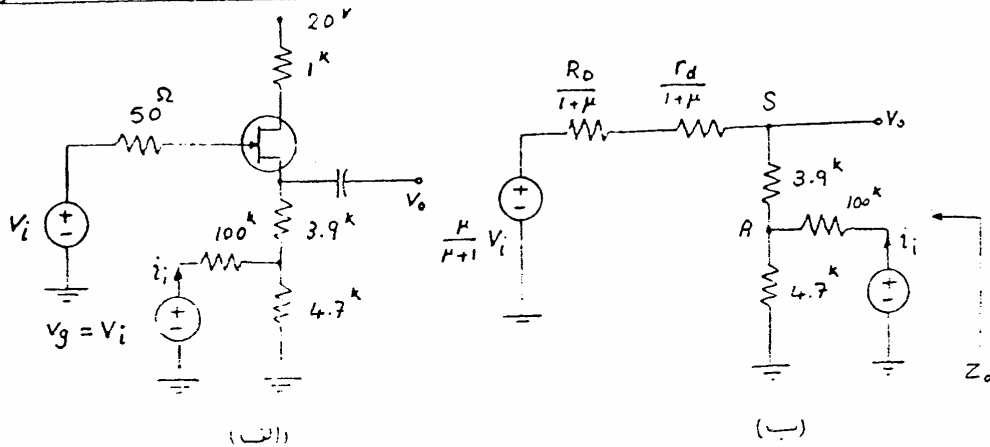
حل: چونکه گیت FET جریانی نمی کشد

و $r_i \gg R_G$ است می توان $V_G = V_i$

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

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

۴۵



شکل (۳-۱۲)

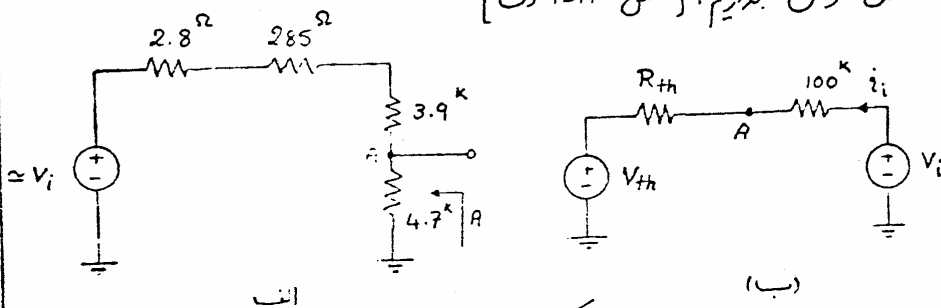
- امپدانس خروجی:

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

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

- 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)

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

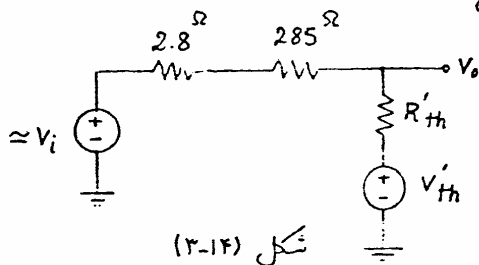
$$V_i - V_{th} = (100 + R_{th}) i_i \quad V_i - 0.53 V_i = (100 + 2.21) i_i$$

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

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

دید می شود که
امپدانس ورودی بالا رفته است.

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



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

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

شکل (۱۴-۳)

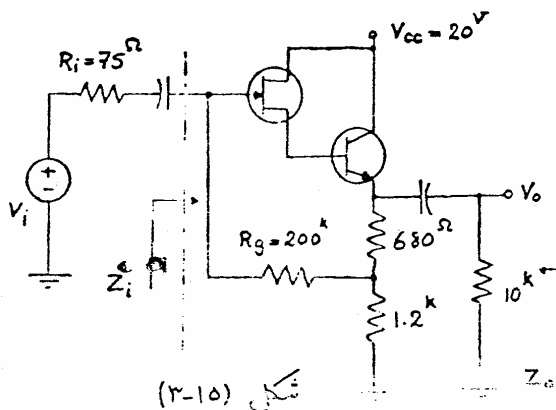
حال اگر از امل جمع آثار استفاده کنیم:

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

$$V_o = \frac{8.4 \text{ k}}{8.4 \text{ k} + 287.8 \text{ k}} v_i + \frac{287.8 \text{ k}}{287.8 \text{ k} + 8.4 \text{ k}} 10.045 v_i \Rightarrow$$

$$A_v = 0.968$$

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



شکل (۱۵-۳)

تقریب:

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

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

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

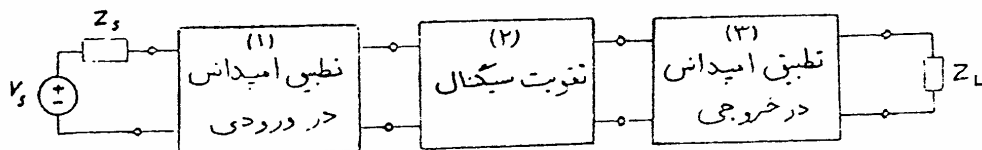
۴. تقویت کننده های چند طبقه Multistage Amplifiers

در اغلب موارد دیده می شود که مشخصات یک تقویت کننده خواسته شده نظیر، ضریب تقویت، توان خروجی، امپدانس درودی، 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.

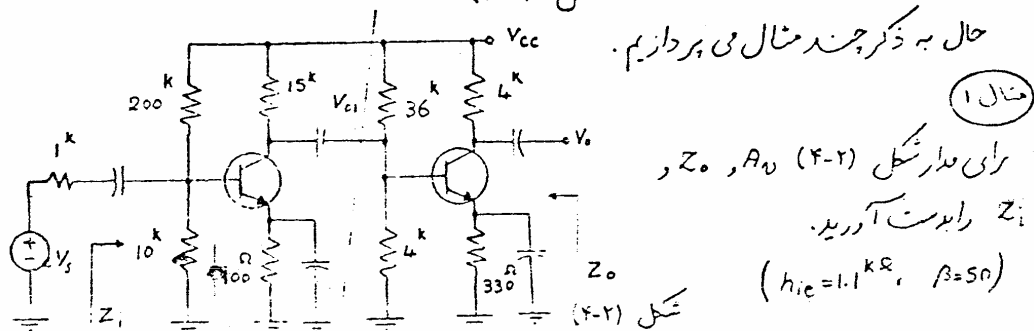
- ۱- اتصال مستقیم
 - ۲- اتصال بوسیله خازن کوپلر
 - ۳- اتصال بوسیله ترانسفورماتور
- در اتصال مستقیم تقویت کننده در فرکانسهای پایین و صفر تا در به کار خودی باشد در صورتیکه در اتصال با خازن و یا ترانس فرکانس باید از حد معینی کمتر نشود.*

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)

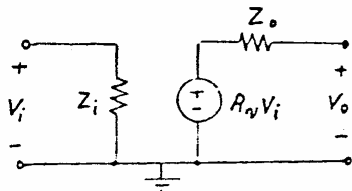
حال به ذکر چند مثال می پردازیم.



شکل (۴-۲)

* در این مورد در بخش دوم بحث خواهد شد.

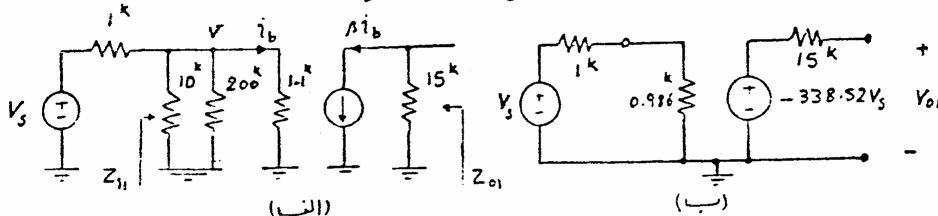
حل: این مسأله را می توان به در روش حل کرد یکی اینکه طبقات را از یکدیگر جدا فرض کرده، اثر بارگذاری را در نظر بگیریم و هر طبقه را مانند شکل (۴-۳) مدل کنیم سپس اینها را به دنبال هم بگذاریم و مسأله را حل کنیم، روش دوم اینکه اثر بارگذاری طبقات روی یکدیگر را در نظر گرفته و مسأله را یکجا حل نمائیم.



شکل (۴-۳)

- روش اول:

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



شکل (۴-۴)

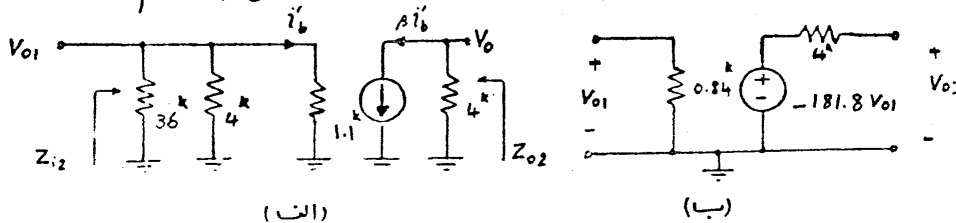
$$Z_{i1} = 10 \parallel 200 \parallel 1.1 = 0.986 \text{ k}\Omega$$

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

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

شکل (۴-۴ ب) مدل ساده

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



شکل (۴-۵)

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

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

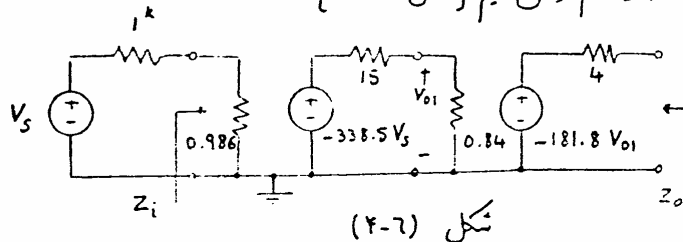
شکل (۴-۵ ب)

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

مدل ساده شده طبقه دوم را نشان می دهد.

۴۹

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



شکل (۴-۶)

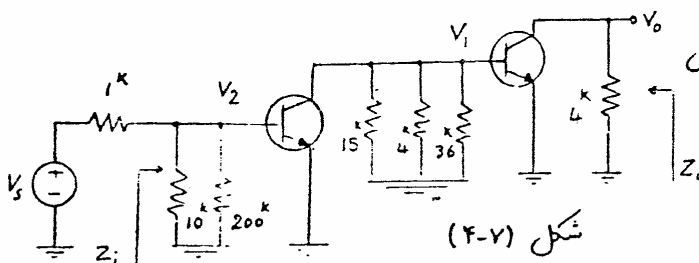
در این حالت داریم:

$$Z_i = 986 \Omega$$

$$Z_o = 4 k\Omega$$

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

- ردش دوم:



شکل (۴-۷)

شکل (۴-۷) مدل دینامیکی مدار اصلی است. با توجه به اثر بارگذاری طبقات ورودی یکدیگر داریم؟

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

$$Z_o = 4 k\Omega$$

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

\Rightarrow

$$A_v = 3273.2$$

در این مثال دیده می شود که هر دو ردش نتایج یکسانی می دهند ولی ما همیشه در حل مسائل برای سهولت از ردش دوم استفاده می کنیم.

$$(h_{ie2} + (1+\beta)R_{E2}) \gg R_C$$

در جملین معمولاً:

پس مثلاً اگر $R_C = 10^4 \Omega$ انتخاب شود

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

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

و از طرفی:

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

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

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

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 را در نظر می‌گیریم پس نقطه کار باید وسط خط بار AC باشد یعنی $V_{CE1} = V_{R_C}$ انتخاب می‌شود.

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

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

$$R_{E1} = 15^4 \Omega$$

مقاومت استاندارد

حال مقادیر R_1 و R_2 را محاسبه می‌نماییم

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

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

اگر $I_{B1} \gg I_{R_2}$ از جریانی 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 «خیلی بزرگتر» را ۱۰ برابر در نظر می‌گیریم.

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

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

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

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

مشاهده می شود که :

- برای محاسبه R_{e2} :

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

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

اگر :

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

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

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

با توجه به
انتخابی که مناسبه کردم.

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

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

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

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

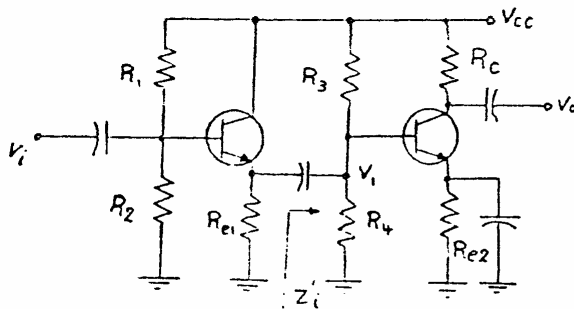
حل: این مثال را هم می توان از راه مثال قبل حل کرد. راه دیگر این است که ابتدا امپدانس خروجی را محاسبه کنیم، مثلاً اگر یک C-E در نظر بگیریم:

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

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

پس شرط $Z_i \geq 100 \text{ k}\Omega$

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



شکل (۴-۱۰)

برای امپدانس خروجی:

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

با فرض اینکه:

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

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

چونکه 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 β و حرارت،

جریان معارمت R_1 ، R_2 را 10 برابر جریان

بیس ترانزیستور T_1 می گیریم.

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

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

دیگه می شود که شرط

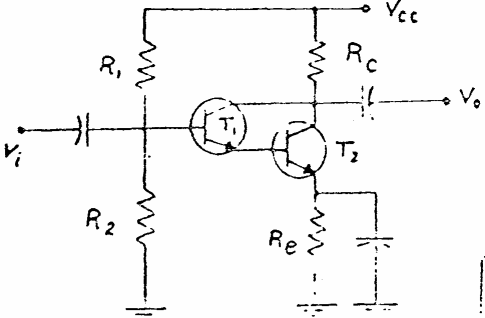
$Z_i \geq 100^{k\Omega}$ تنفیض شود.

چونکه امپدانس ورودی بالا و ضریب تقویت و رتاز نسبتاً بالا می خواهیم

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

* ضمیمه (I) را مطالعه نمایند.

۵۵



به جای ترانزیستورهای T_1 و T_2 می‌توانیم یک ترانزیستور با مشخصات

$$\begin{cases} \beta = \beta_1 \beta_2 \\ h_{ie} = 2h_{ie1} \end{cases}$$

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:

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

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

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

$$I_{R2} = \frac{2.5}{470} = 5.3 \text{ }\mu\text{A} \quad R_1 = \frac{12 - 2.5}{5.3 \text{ }\mu\text{A}} = 1792 \text{ k}\Omega$$

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

با توجه به المانهای محاسبه شده داریم:

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

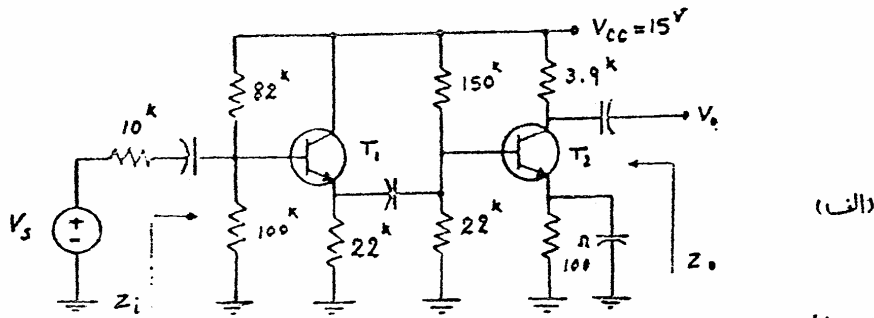
$Z_o = 1 \text{ k}\Omega$

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

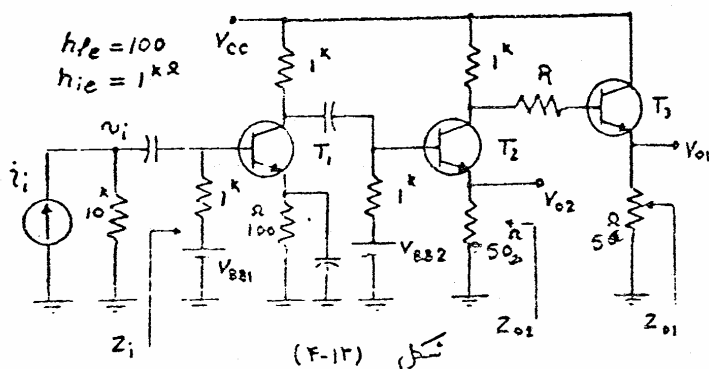
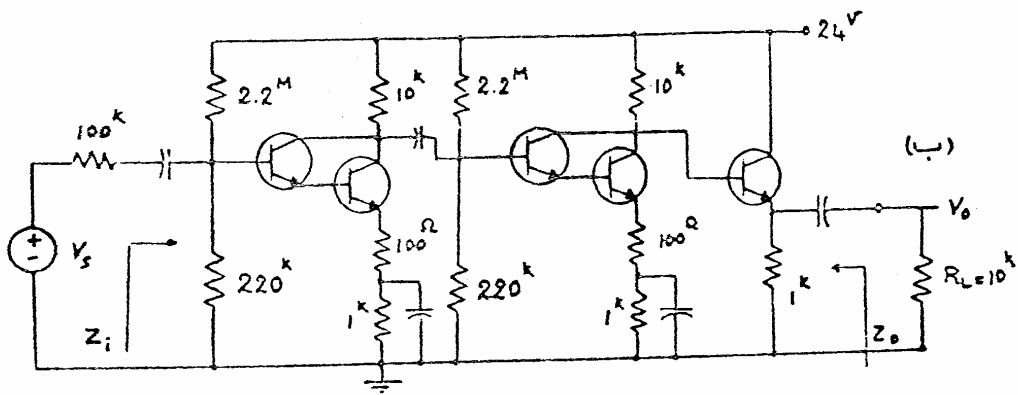
شماره پنجم

۱. مطلوب است طرح تنوید 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 مناسبه A_v ، Z_o و Z_i برای مدارهای شکل (۴-۱۲). مشخصات ترانزیستور $(V_{BE} = 0.7V, \beta = 100)$.



شکل (۴-۱۲)



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

و $A_v = \frac{v_{o1}}{v_i}$ را بدست آورید.

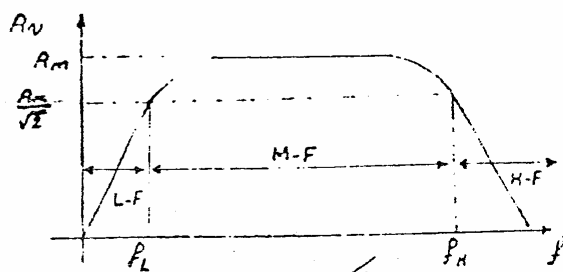
بخش ۲

بررسی فرکانسی تقویت کننده ها

در فصلهای قبلی دیدیم که بوسیله خازن کوپلاژ قطعات مختلف یک مدار را به یکدیگر متصل، و یا در تقویت کننده آمپتر مشترک بوسیله خازن "bypass" مناد است آمپتر را اتصال کوتاه می کردیم و در محاسباتمان این خازنها را اتصال کوتاه، در نظریه گرفتیم در صورتیکه در فرکانسهای پایین، امپدانس این خازنها زیاد می شود و باعث کاهش ضریب تقویت می گردد.

شکل (۱) تغییرات ضریب تقویت و دساز یا جریان یک مدار نمونه که از خازنهای کوپلاژ و "bypass" در آن استفاده شده است را نسبت به فرکانس نشان می دهد، که f_L و f_H فرکانسهای هستند که

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



شکل (۱)

$f_H = f_{\beta} - f_{\beta}$ را بهای مانند یک تقویت کننده می نامند.

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

از آنجا که اتصال بی داخلی، آمپتر بیس-کلیکتور، خازنهای کوپلاژ را

تشکیل می دهند که امیدواریم آنها در فرکانسهای بالا مطرح می شود، کاهش ضرب
تثبیت در فرکانسهای بالا ناشی از تأثیر این خازنهاست.

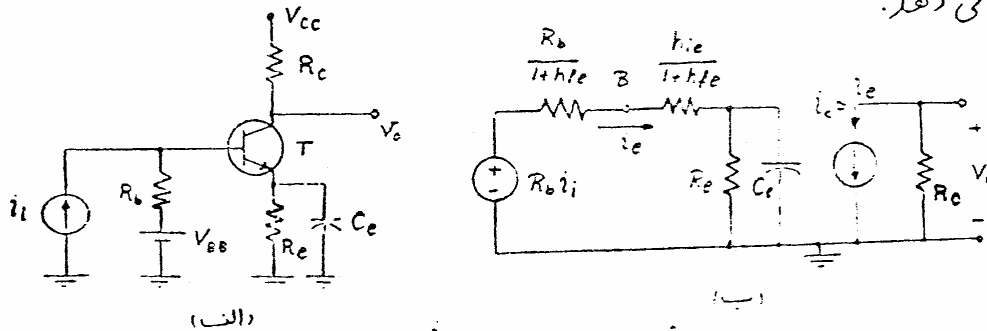
با توجه به این مطالب می توان در برنامه ای از فرکانس، یک مدل مداری
برای تثبیت کننده در نظر گرفت. در فرکانسهای پایین ($f < f_H$) خازنهای داخلی
ترازبستور، اتصال باز و خازنهای کوپلاژ و "bypass" در مدل گنجانده می شود،
در فرکانسهای میانی ($f_H < f < f_H$) تمامی خازنهای داخلی ترازبستور
اتصال باز و خازنهای کوپلاژ 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 Low Frequency Range

با توجه به کار بردای مختلف یک ترانزیستور می دانیم که فرکانس قطع پایین آن نقش مهمی در طراحی نهایی آن دارد. در اینجا ما از محاسبات زیاد بهره‌گیری کرده و مدار ترانزیستور خود را شامل ترانزیستور، خازن و مقاومت در نظر می‌گیریم و فرکانس قطع پایین را برای این مدار در نظر گرفته و خازنهای کوپلاژ و "bypass" را بطور تفریبی محاسبه می‌کنیم.

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

شکل (۱-۱-الف) یک ترانزیستور کننده یک طبقه را نشان می‌دهد، در اینجا خازنهای کوپلاژ حذف شده و خازن در امیتر را مورد بررسی قرار می‌دهیم؛ شکل (۱-۱-ب) مدل AC مدار، که طبق روش انعکاس امپدانس، این‌ها را در بیس به امیتر انتقال داده شدند و شکل (۱-۱-ج) مدار ساده شده آنرا نمایش می‌دهد.



شکل (۱-۱)

با توجه به شکل (۱-۱ ج) داریم:

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

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

دفعه که ω خیلی بزرگ باشد

A_i به سمت A_{im} که همان ضرب

تقویت در فرکانسهای میانی است میل می کند.

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

دید می شود که A_i دلرایی یک منفر در

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

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

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

با در نظر گرفتن شرط (I) داریم:

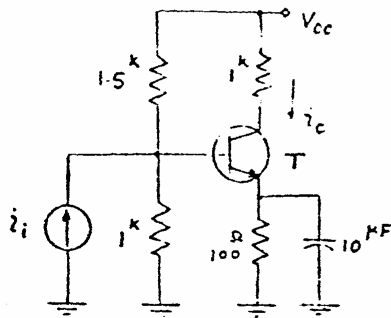
$$|A_i| = A_{im} \left| \frac{j\omega + \omega_1}{j\omega + \omega_2} \right| \approx \frac{A_{im}\omega}{\sqrt{\omega^2 + \omega_2^2}} \quad \omega > \omega_1$$

برای بدست آوردن فرکانس $f = f_L$ که در این فرکانس ضرب 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 اینتریک ترانس قطع بایس در

$$f_L = \frac{1}{2\pi R'_e C_e} \quad (\text{که } R'_e \text{ معادلت در سر } C_e \text{ است}) \text{ بر مود می آید.}$$



شکل (۱-۲)

با توجه به شکل (۱-۲) مطلوبت رسم

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

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

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

حل:

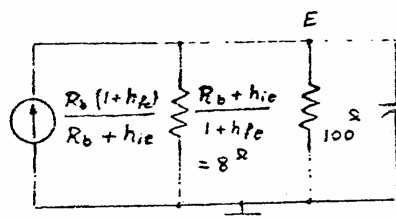
مطابق رابطه بدست آمده در درس:

$$A_i = \frac{i_e}{i_i} = \left[\frac{(1+200) \times 0.6}{1+0.6} \right] \left(\frac{j\omega + \frac{1}{100\Omega \parallel 10^{-5}}}{j\omega + \frac{1}{100\Omega \parallel \left(\frac{1+0.6}{201} \right)}} \right)$$

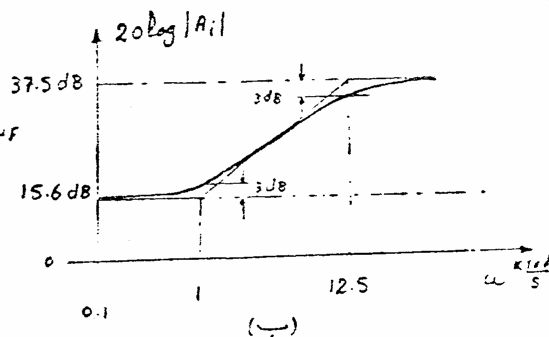
$$\Rightarrow A_i = 6 \left(\frac{1+j10^{-3}\omega}{1+j80 \times 10^{-6}\omega} \right)$$

شکل (۱-۳-الف) مدار معادل AC در

شکل (۱-۳-ب) $|A_i|$ را نمایش می دهد.



(الف)



(ب)

شکل (۱-۳)

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

ترانس قطع
بایس

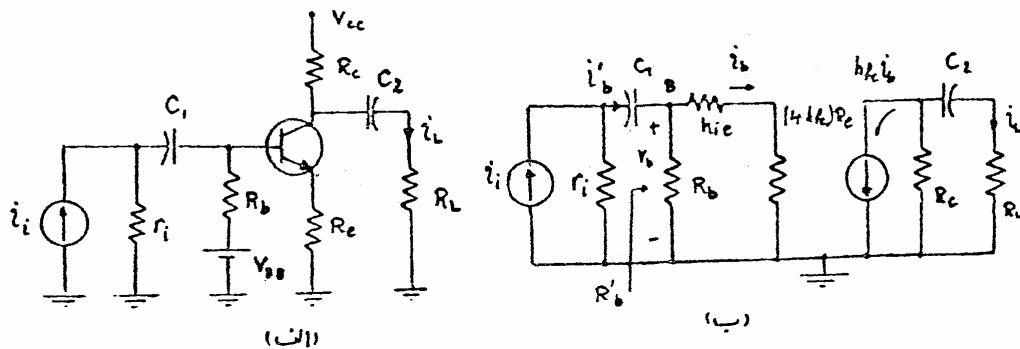
چونکه $\omega_2 > 10\omega_1$ در نتیجه:

(۱-۲) خازن کوپلاژ در کلکتور و بیس :

The Base and Collector Coupling Capacitor:

حل در خازن کوپی در ورودی و یکی در خروجی قرار می دهیم و اثر آنرا در فرکانسهای پایین بررسی می کنیم.

شکل (۱-۴ الف) مدار با در خازن کوپلاژ را نمایش می دهد، و شکل (۱-۴ ب) مدار معادل AC که ولتاژهای آمپتر به بیس انتقال یافته اند را نمایش می دهد.



شکل (۱-۴)

مطابق شکل (۱-۲) :

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

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

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

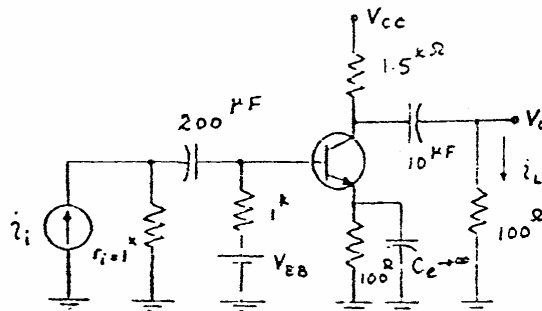
$$\times \left[\frac{S}{S + \frac{1}{(R_c + R_L)C_2}} \right] \quad (II)$$

از معادله (II) و شکل (۱-۴ ب)

نتیجه گرفته می شود که در مدار ورودی و خروجی روی هم تأثیر ندارند و در اینجا ما دو قطب در فرکانسهای ω_1 و ω_2 داریم.

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

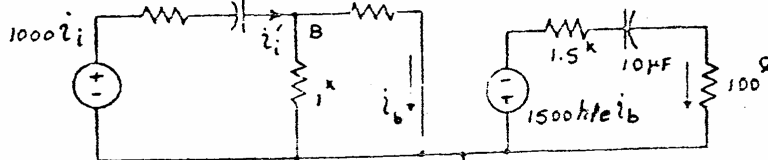
که R'_1 ، R'_2 مدارهای معادل فرارگرفته در دوسر خازنهای C_1 و C_2 می باشند.



شکل (۱-۵)

مثال) مطلوبیت رسم $|A_i|$ برای تقویت کننده شکل (۱-۵) ($h_{ie} = 1k\Omega$ ، $h_{fe} = 100$)

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

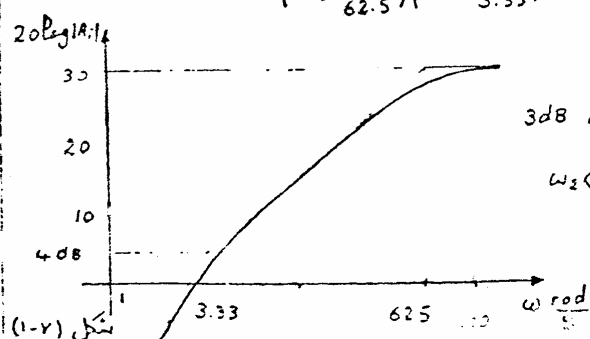


شکل (۱-۶)

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

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

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

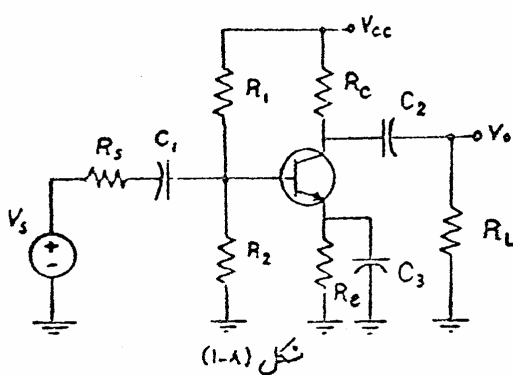


شکل (۱-۷)

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

۱-۳) محاسبه تقریبی خازنهای کوبلاز 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 گستره از آن فرکانس در نظر گرفت.



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

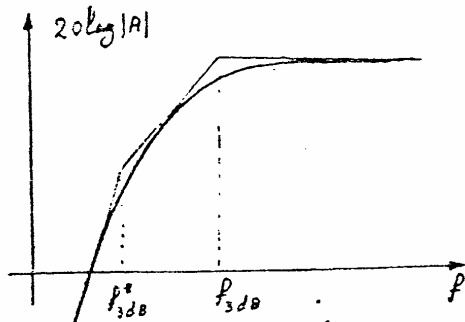
$$f_{3dB} = \frac{1}{2\pi RC}$$

که در آن

R معادلت معادل فرارگرفته در دسر C است. (خازنی است که فرکانس قطع پایین به آن نسبت داده می شود) دیده می شود که هرچه 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 امپدانس کمترین مقدار معادلت معادل در دسر آن فرارگرفته است در نتیجه f_{3dB} را به خازن در امپدانس کمترین 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 دسر امپدانس، 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:

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

$$R'_2 = R_L + R_c$$

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

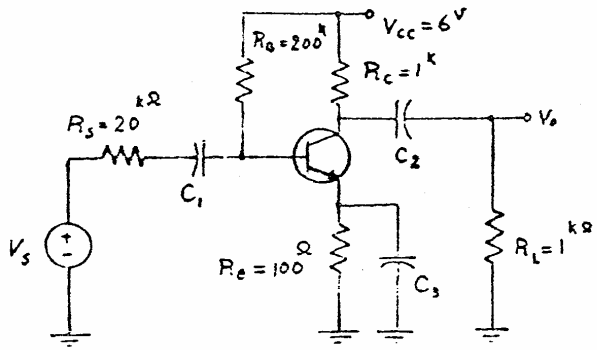
$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_{3dB}^* R'_1}$$

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

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

روش پیشنهادی روشی است کاملاً عملی که با تقریب بسیار خوبی خازنهای مورد نظر را می توان
محاسبه کرد. این روش را می توان در مورد تقویت کننده های مبتنی بر FET نیز به کار برد.

مثال ۱۱) برای تقویت کننده شکل (۱-۱۰) خازنهای C_1 ، C_2 و C_3 را چنان
نویسید 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:

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

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

$$R'_1 = R_s + R_1 \parallel R_2 \parallel [h_{ie} + (1+\beta)R_e] = 20 \text{ k}\Omega + 200 \text{ k}\Omega \parallel [1.04 \text{ k}\Omega + 201 \times 0.1] = 39 \text{ k}\Omega$$

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

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

اگر f_{3dB} را به C_3 اختصاص دهیم.

$$C_3 = \frac{1}{2\pi f_{3dB} R'_3} = \frac{1}{2\pi \times 10 \times 49} = 325 \mu F \Rightarrow \boxed{C_E = 330 \mu F} \quad \text{استاندارد}$$

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

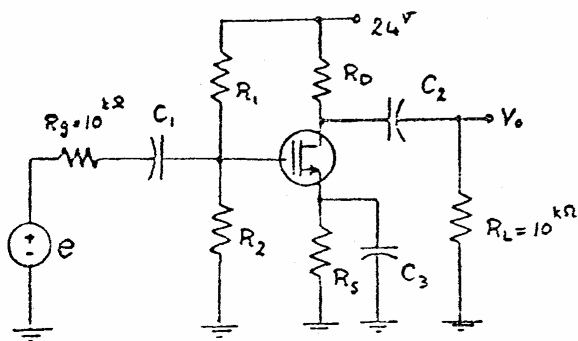
$$\Rightarrow \boxed{C_2 = 82 \mu F}$$

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

تذکره: خازنهای انتخاب شده استاندارد نباشند.

مثال ۲) تقویت کننده شکل (۱-۱۱) را در نظر بگیرید. متادیر پارامترهای 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_1 , R_2 را بیان کنید که:

۱- نقطه کار ترانزیستور

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

۲- فریب تقویت دهنده

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

ب- خازنهای C_1 , C_2 , C_3 را همان قبیل کنید که فرکانس قطع پایینتر از فریب تقویت کننده

شکل (۱-۱۱)

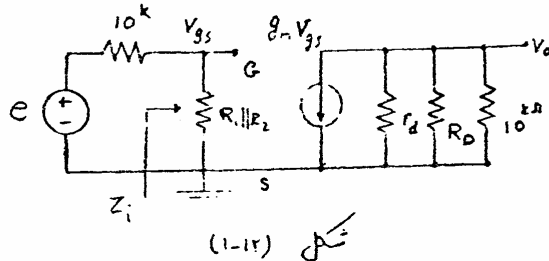
۶۷

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 (۱-۱۱) رسم کنیم، شکل
(۱-۱۲) بدست می آید



- بازخورد قوی تر است :

$Z_i = R_1 \parallel R_2 \approx 1 \text{ M}\Omega$ $\frac{v_{GS}}{v_i} \approx \frac{Z_i}{Z_i + 10^4} \approx 1 \Rightarrow A_v = \frac{v_o}{v_{GS}}$

$A_v = -g_m (r_d \parallel R_D \parallel 10^4) \Rightarrow -10 = -6.4 \times (20^k \parallel R_D \parallel 10^4)$

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

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

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 خازنها اگر f_{3dB} را به خازن C_3 اختصاص دهیم و $f_{3dB}^* = 0.1 f_{3dB}$ را به خازنهای C_1 و C_2 اختصاص دهیم در این صورت با توجه به روش انعکاس ایدئال در FET داریم:

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

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

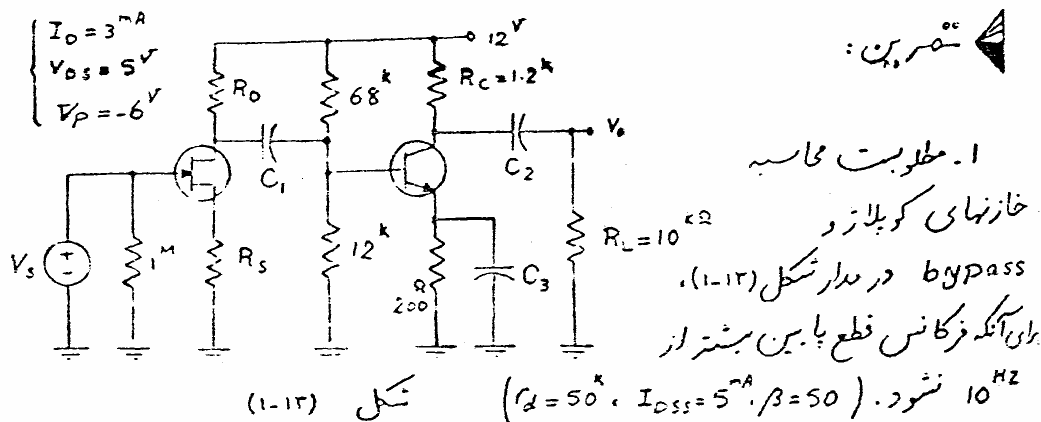
$$R'_3 = R_S \parallel \left(\frac{r_d + R_D \parallel R_L}{1+\mu} \right) = 2^k \parallel \left(\frac{2 + 20 \parallel 10}{1 + 6.4 \times 20} \right) = 50^{\Omega}$$

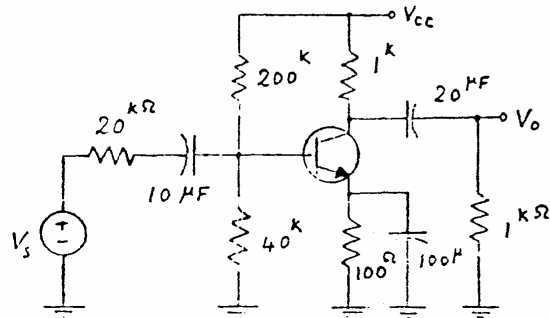
بدین ترتیب خازنهای C_1 ، C_2 و C_3 بدست می آیند.

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

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

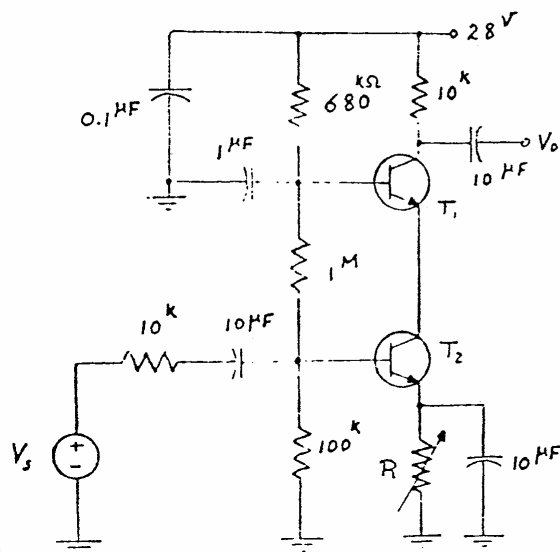
$$C_3 = \frac{1}{2\pi f_{3dB} R'_3} = \frac{1}{2\pi \times 5 \times 150} = 200 \mu F \Rightarrow C_3 = 220 \mu F$$





شکل (۱-۱۴)

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

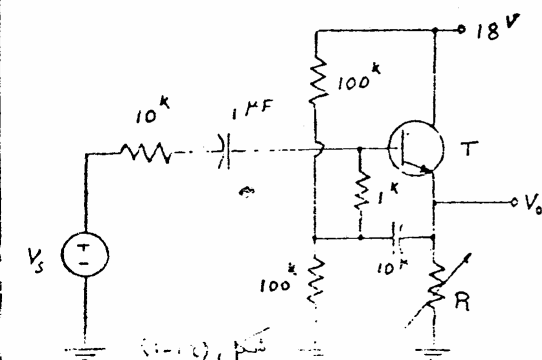


شکل (۱-۱۵)

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

الف: مقادیر R را طوری
بدست آورید که جریان کلکتور ترانزیستورها
برابر 0.1 mA شود.

ب: $1A_v$ را رسم کرد و فرکانس
قطع پایین را مناسب نماید.
($h_{fe}=250$)



شکل (۱-۱۶)

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

الف: مقادیر R را برای $I_C=1\text{ mA}$
تعیین نماید.

ب: فرکانس قطع پایین را
محاسبه کند.

فرکانسهای میانی = Mid Frequency Range =

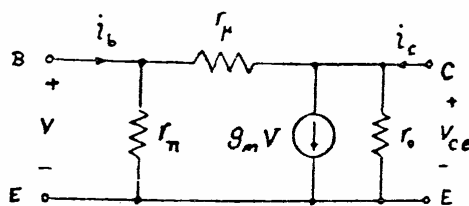
در فرکانسهای میانی همانطور که گفته شد تمام خازنهای bypass، دکوپلاژ، اتصال کوتاه و خازنهای داخلی ترانزیستور اتصال باز در نظر گرفته می شود. تمامی محاسبات در حل مسائلی که قبلاً داشتیم در فرکانسهای میانی بوده است، لذا دانشجویان آشنایی کامل با این آنالیز داشته و دیگر بخشی در این مورد لازم نیست.

تا حال در فرکانسهای پایین و میانی مدل هیبرید را برای آنالیز سیگنالهای کوچک بکار می بردیم حال بایستی دیگر از مدلهای «small signal» که مدل « π » (PI) نامیده می شود آشنایی شویم.

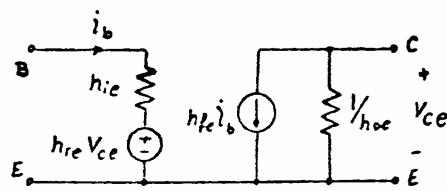
مدل π ترانزیستور در فرکانسهای میانی و پایین:

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

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



(الف)



(ب)

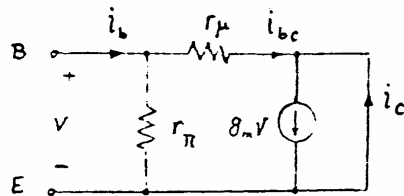
شکل (۲-۱)

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

حال پارامترهای مدل π را برپایه تعاریف مدل «H» بدست می آوریم.

۷۱

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



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

شکل (۲-۲)

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

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

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

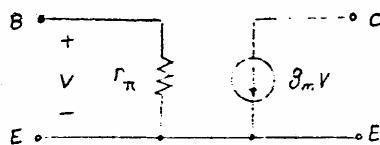
$$h_{oe} = \left. \frac{i_c}{V_{ce}} \right|_{i_b=0} \quad i_c = \frac{V_{ce}}{r_o} + g_m V + \frac{V_{ce}}{r_{\pi} + r_{\mu}} \quad V = \frac{r_{\pi}}{r_{\pi} + r_{\mu}} V_{ce}$$

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

در عمل سعی می شود که در موقع ساخت ترانزیستور r_{μ} خیلی بزرگ شود در

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

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



شکل (۲-۳)

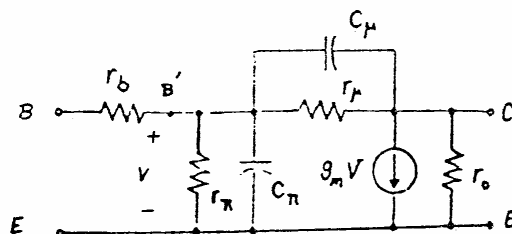
در بعضی از مواقع از r_o نیز صرف نظر می شود و مدار بصورت شکل (۲-۳) ساده می شود.

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

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

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

شکل (۳-۱) مدل π ترانزیستور در فرکانسهای بالا را نشان می دهد.



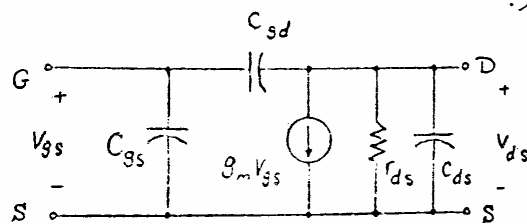
شکل (۳-۱)

که C_π خازن بین بیس و امیتر
و C_μ خازن بین کلکتور و بیس
هستند.

معمولاً $C_\mu \ll C_\pi$ که

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

r_b مقاومت کوچکی است که در فرکانسهای خیلی بالا که C_π بصورت اتصال کوتاه عمل می کند مقاومت ورودی را تعیین می کند. در ضمن در اغلب مواقع به علت کوچک بودن r_b از آن صرف نظر می شود.



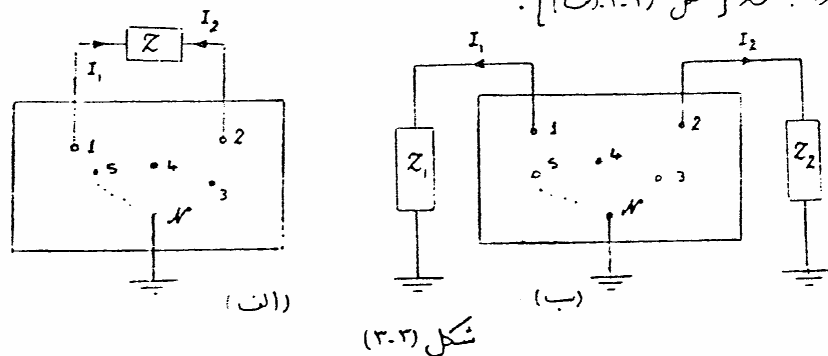
شکل (۳-۲)

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

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 معادمتی نمی باشد در فرکانسهای بالا خازن معادل ورودی FET اهمیت فراوانی در فریب تنوید دارد.
 در مورد FET در فرکانسهای بالا بیشتر از این بحث نمی کنیم و غای می شایم مشابه ترانزیستورهای معمولی بدست می آید.

قضیه میلر: (۳-۲) *Miller's Theorem:*

هرگاه یک شبکه دارای n گره باشد، اگر یکی از این گره ها بعنوان مرجع (زمین) در نظر گرفته شود و بقیه در گره شلای (۱)، (۲) امپدانس Z وصل شده باشد [شکل (۳-۳) (ب)].



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

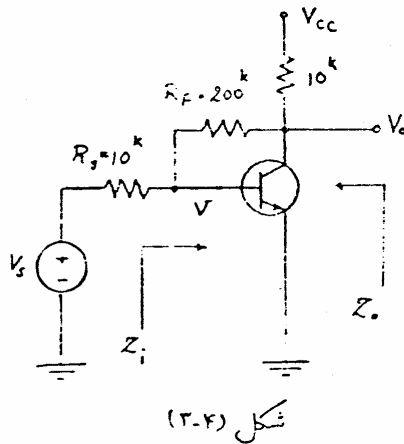
$$k = \frac{V_2}{V_1} \quad , \quad Z_1 = \frac{Z}{1-k} \quad , \quad Z_2 = \frac{kZ}{k-1} \quad \text{باشد.}$$

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 تنزیس k را باید داشته باشیم.



مثال در تنزیس کننده شکل (۳-۴)،
مطلوبت Z_i ، Z_o ، A_v
($r_{\pi} = 1.1 \text{ k}\Omega$ ، $g_m = 50 \text{ mS}$)

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

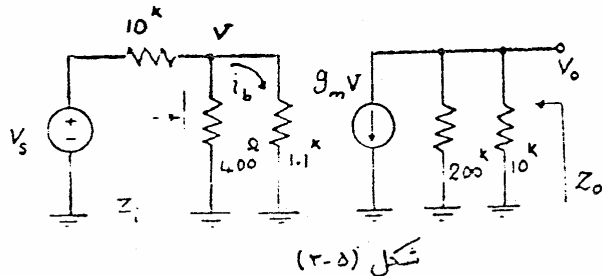
اگر ابتدا از مقاومت $R_F = 200 \text{ k}\Omega$ در خروجی صفر کنیم

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

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

شکل (۳-۵) مدار معادل ساده شده

نوسان قضیه میلر را نشان می دهد.



شکل (۳-۵)

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

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

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

حال اگر دوباره مقدار k را بدست آوریم

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

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

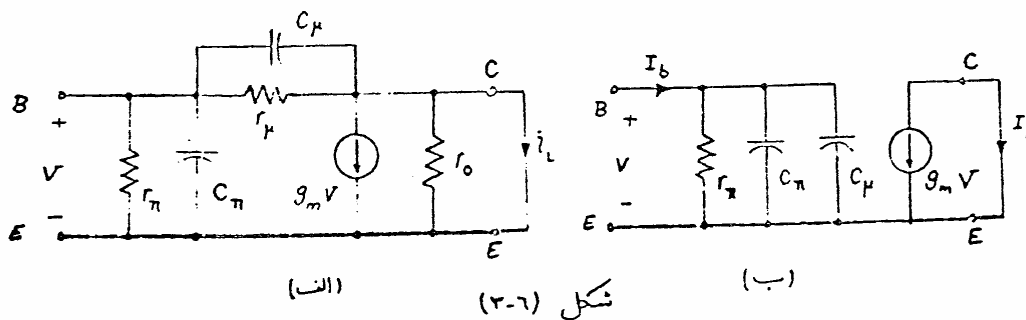
۳-۳) آرایشهای مختلف ترانزیستور در فرکانسهای بالا :

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 تقویت جریان اتصال کوتاه در C.E.

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



اگر r_μ را به خاطر بزرگ بودن آن در نظر نگیریم و از جریان C_μ در مقابل $g_m v$ صرف نظر کنیم شکل تقریبی (۳-۶-ب) بدست می آید که I_L دامنه جریانهای سبزی می باشند.

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

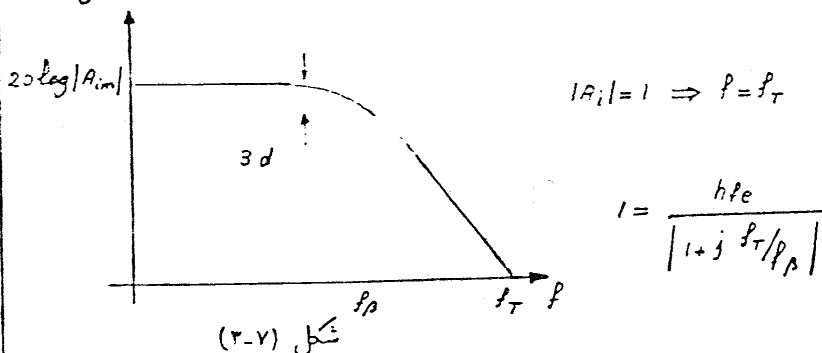
$$A_i = \frac{I_L}{I_b} = \frac{-g_m V}{I_b} = \frac{-g_m r_{\pi}}{1 + j\omega(C_{\pi} + C_{\mu})r_{\pi}} = \frac{-h_{fe}}{1 + j f/f_{\beta}} \Rightarrow \boxed{f_{\beta} = \frac{1}{2\pi(C_{\pi} + C_{\mu})r_{\pi}}}$$

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

(Cut of frequency)

و فرکانسی که در آن ضرب تنوید جریان اتصال کوتاه مدار C.E. برابر واحد شود را فرکانس f_T می نامند. [شکل (۲-۷)]

در نتیجه:



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

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

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

به f_T حاصلضرب ضرب تنوید جریان اتصال کوتاه در بهای باند می گویند.

(Short circuit current-gain-bandwidth product)

با فرض $C_{\mu} \ll C_{\pi}$:

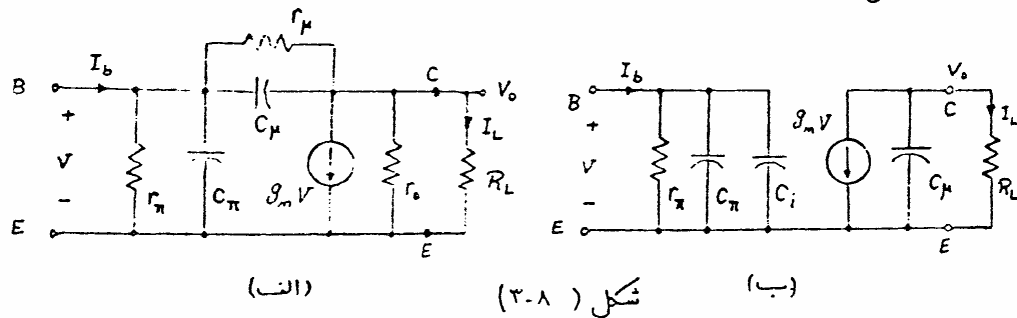
$$f_T = h_{fe} f_{\beta} = \frac{h_{fe}}{2\pi(C_{\pi} + C_{\mu})r_{\pi}} = \frac{g_m r_{\pi}}{2\pi(C_{\pi} + C_{\mu})r_{\pi}} \approx \frac{g_m}{2\pi C_{\pi}}$$

پس با داشتن f_T می توان C_{π} را محاسبه کرد.

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

- ضریب تقویت جریان با بار اسی:

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



از r_o ، r_μ بخاطر بزرگ بودنشان صرف نظر می کنیم، و از تقصیه میسر برای خازن C_μ 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: $\boxed{C_o \approx C_\mu}$

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

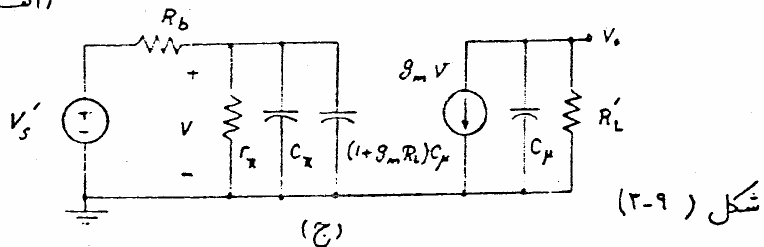
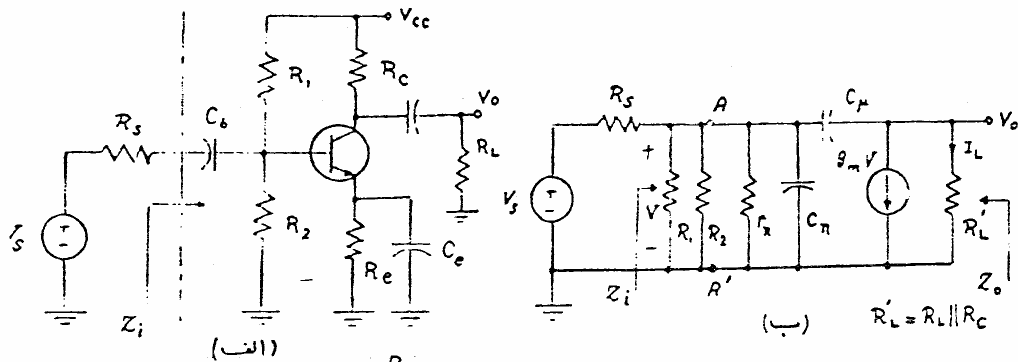
$$V = I_b \left\{ r_\pi \parallel [C_\pi + (1+g_m R_L) C_\mu] \right\}, \quad A_i = \frac{I_L}{I_b} = \frac{-g_m V}{I_b} = \frac{-hfe}{1+j\omega r_\pi [C_\pi + C_\mu (1+g_m R_L)]}$$

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

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

- آنالیز یک مدار کامل C.E. :

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

- امپدانس ورودی:

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

- امپدانس خروجی:

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

- ضریب تقویت ولتاژ:

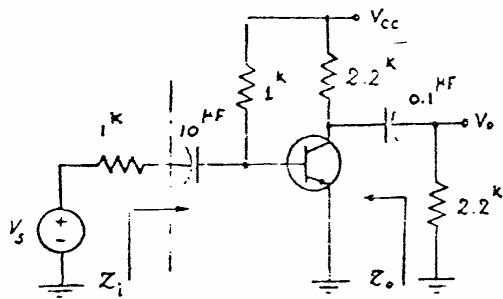
باتوجه به شکل (۳-۹ ج)، اگر از اثر خازن C_μ در خروجی صرف نظر کنیم:

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

ثابت زمانی ورودی مدار

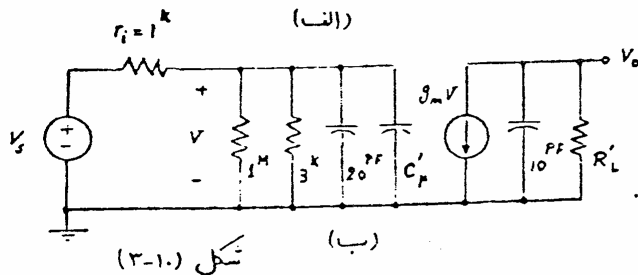
$$A_V = \frac{V_o}{V_s} = \frac{-g_m R'_L V}{V_s} = \frac{-g_m R'_L V}{V_s} \times \frac{V_s}{V_s} = \frac{R_1 \parallel R_2}{R_1 \parallel R_2 + R_s} \times \frac{-g_m \frac{r_\pi}{r_\pi + R_b} R'_L}{1 + j\omega (R_b \parallel r_\pi) [C_\pi + C_\mu (1 + g_m R'_L)]}$$

$$\Rightarrow A_V = \frac{A_{V_0}}{1 + j f / f_H} \Rightarrow f_H = \frac{1}{2\pi (r_\pi \parallel R_b) [C_\pi + C_\mu (1 + g_m R'_L)]}$$



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

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



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

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

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

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

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

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

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

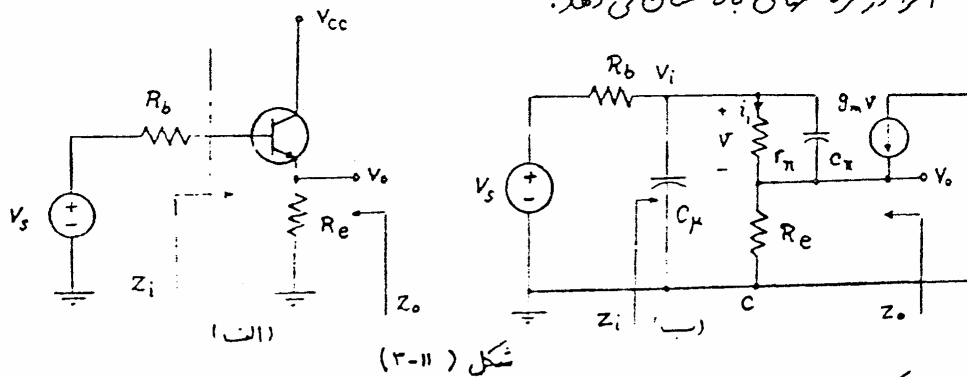
$$f_h = \frac{1}{2\pi \times 8.475 \times 10^{-7}} = 188 \text{ kHz}$$

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

فرکانس قطع بالا:

ب- آرایش کلکتور مشترک: The Common Collector configuration:

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



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

در فرکانسهای مورد نظر جریان خازن C_π خیلی کمتر از جریان r_π می باشد
در نتیجه جریان معادمت R_e تقریباً برابر $\beta_i (1+\beta)$ 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_π در مقابل C_μ صرف نظر کرد. در نتیجه داریم:

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

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

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

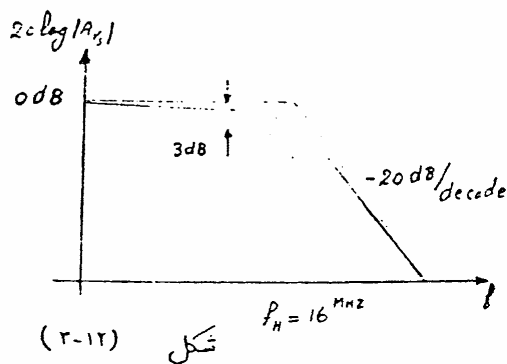
مثال) در صورتیکه در مدار شکل (۱۱-۳-۱) $r_\pi = 3 \text{ k}\Omega$ ، $R_e = 1 \text{ k}\Omega$ ، $R_b = 1 \text{ k}\Omega$ ، $C_\mu = 10 \text{ pF}$ ، $C_\pi = 20 \text{ pF}$ ، $\beta = 300$ باشد. مطلوب است رسم $|A_v| = \frac{|v_o|}{|v_s|}$ بر حسب فرکانس دهی.

حل: چون مدار خازن کربلاژ دارد bypass ندارد در نتیجه ضرب تئویت دناز مدار برای فرکانسهای پایین و فرکانسهای میانی برابر است.

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

$$f_H = \frac{1}{2\pi \times 10^{-8} \text{PF} \times [1^k \parallel (1+300) \times 1^k] \times 1000} = 16 \text{ MHz}$$

فرکانس قطع بالا

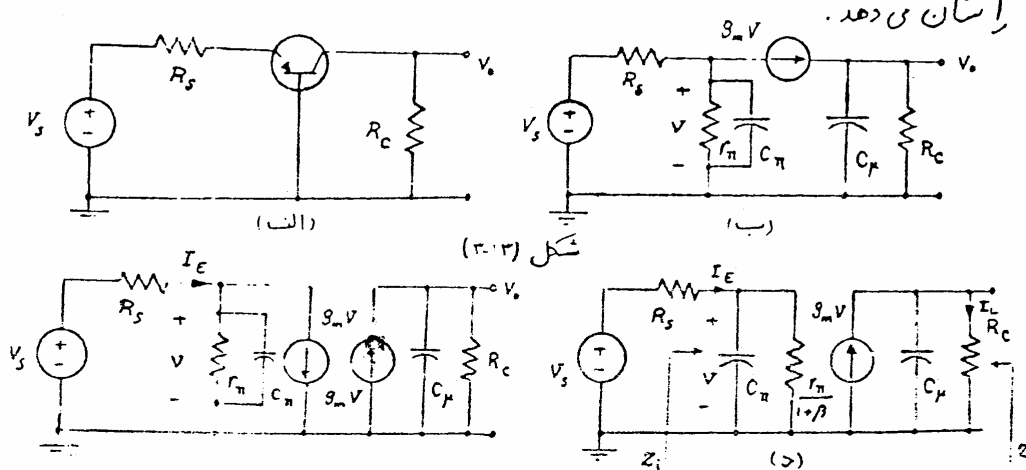


$$A_{V_o} = \frac{0.99}{1 + j f / 16 \times 10^6}$$

شکل (۳-۱۲) $20 \log |A_v|$ را بر حسب f نشان می دهد.

ج - مدار بیس مشترک: The common Base configuration:

شکل (۳-۱۳) مدار یک تئویت کننده C.B. بدون در نظر گرفتن بایاسینگ نشان می دهد.



و شکل‌های (۳-۱۳ ب و ج د) هر یک مدار معادل ساده شده دیگری می‌باشند. ابتدا فریب تنوید 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_{α} ، فرکانس قطع 3dB فریب تنوید 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:

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

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

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

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

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.

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

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

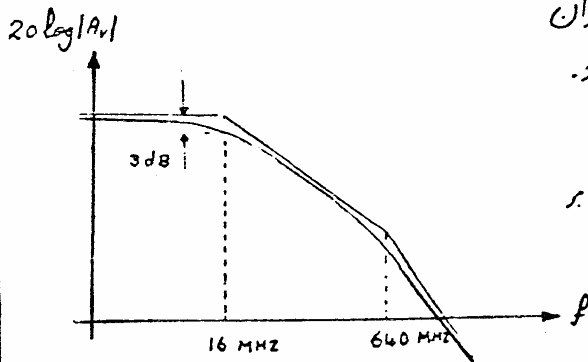
مثال مطلوبت محاسبه فرکانس قطع بالا برای مدار شکل (۳-۱۳) در صورتی که $\beta = 100$ ، $C_\mu = 10^{PF}$ ، $C_\pi = 20^{PF}$ ، $R_C = 1^k\Omega$ ، $r_\pi = 2.5^k\Omega$ ، $R_S = 25\Omega$ باشد

حل:

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

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

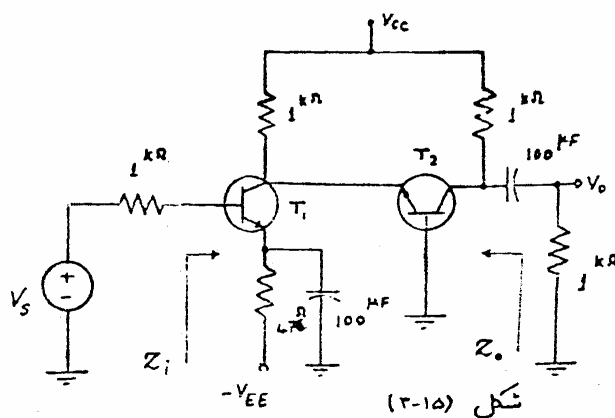
باتوجه به اینکه $f_1 \ll f_2$ است در نتیجه قطبها به اندازه کافی از هم دور هستند پس فرکانس قطع بالا را با تقریب بسیار خوبی می توان به $f_1 = 16 \text{ MHz}$ اختصاص داد.



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

شکل (۳-۱۴)

تصویر:



شکل (۳-۱۵)

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

این مدار تقویت کننده cascode می گویند که در فرکانسهای بالا اثر آرمی استیجی شدن

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 « π » 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 ($A_{v_o} = \frac{V_o}{V_i}$ ، $A_{v_s} = \frac{V_o}{V_s}$) ، امپدانس ورودی (Z_i) و امپدانس خروجی (Z_o) این تقویت کننده را برای فرکانسهای میانی بدست آورید.

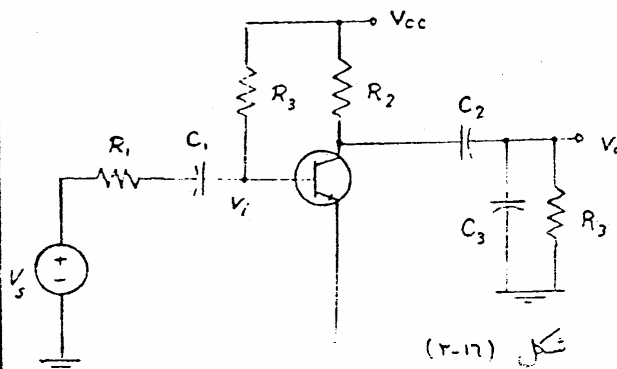
۳- مدار معادل تقویت کننده را برای فرکانسها پایین رسم کرده و عبارت $A_v(s)$ را بدست آورید و منحنی $|A_v(s)|_{s=j\omega}$ را بر حسب ω رسم کنید و فرکانس قطع پایین را محاسبه نمایید.

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

$A_v(s)$ را بدست آورید و منحنی

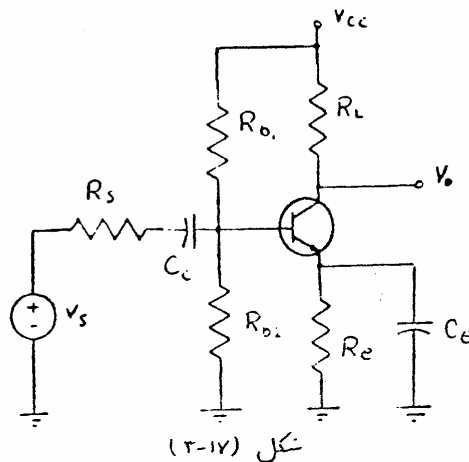
$|A_v(s)|_{s=j\omega}$ را رسم نموده و فرکانس

قطع بالا را دقیقاً محاسبه نمایید.



شکل (۳-۱۶)

شهرین های مختلف :



شکل (۲-۱۷)

۱. مدار تقویت کننده شکل (۲-۱۷)
رادر نظر بگیریم. مقادیر الیها در مشخصات
ترانزیستور عبارتند از:

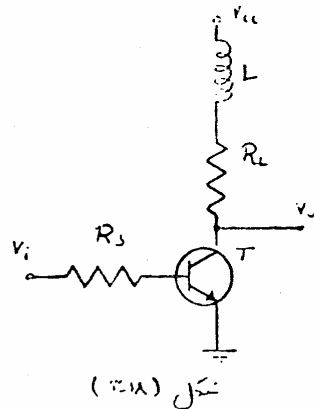
$$R_{b1} \cdot R_{b2} \parallel R_{b2} = 10^4 \Omega \quad R_c = 0.3^k \Omega$$

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

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

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

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



شکل (۲-۱۸)

الف. بطور کینی تر ضعیف دهیم که
چگونه سلف سری اضافه شده به بار می تواند
پایخ فرکانس را بهبود دهد.

ب. تابع تبدیل V_o به V_i را بطور
دقیق بر حسب پارامترهای مدار محاسبه
نمایید. رعایت افزایش بهای باند را
باندجه به سلف و قطبهای تابع تبدیل را تعیین
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

