

كتاب الإلكترونيک ۱ و ۲ پارسه

تهیه شده در الکترونیک باز | مرجع دانلود الکترونیک

www.gselectgronic.ir

تهیه و تنظیم: صادق حیدری فراهانی

Sadegh.heidari.farahani@gmail.com

فصل دوم

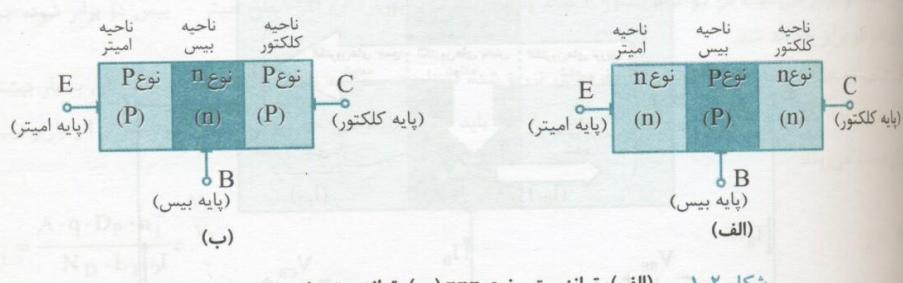
۲ فصل ترانزیستورهای پیوندی دوقطبی (BJT)

مقدمة

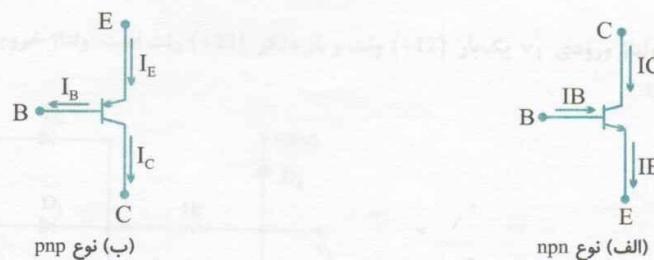
در بخش اول، پیوند $p-n$ و دیود که عنصر غیر خطی دوپایه‌ای است، مورد بررسی قرار گرفت. عنصر سه‌پایه‌ای که در این بخش مورد بررسی قرار می‌گیرد، ترانزیستور دوقطبی است که از دو پیوند $p-n$ و سه پایه تشکیل شده است. بسیاری از تقvoیت‌کننده‌های امواج و مدارهای منطقی و منابع جریان از این ترانزیستورها ساخته می‌شوند. ترانزیستورهای BJT چه به صورت مدار مجتمع و چه به صورت ترانزیستور تکی در دسترس هستند. در این عناصر، جریان گذرنده از یک پایه به پایه دیگر به وسیله پایه سوم قابل کنترل است؛ این کنترل هم به صورت خطی و هم به صورت قطع و وصل انجام می‌گیرد که حالت اخیر آن در مدارات رقمی (دیجیتال) به کار می‌رود. جریان کنترل شده به وسیله الکترون‌ها و حفره‌ها انجام می‌شود و به این سبب به دوقطبی موسوم شده‌اند.

۱- ساختمان فیزیکی توانزیستورهای پیوندی دوقطبی

در شکل (۱-۲) ساختار (برش داده شده) ترانزیستورهای pnp و ترانزیستورهای pnp نشان داده شده است. در شکل (۱-۲) علامت فاراڈای این، هد نوع ترانزیستور است، رسی شده است.



شكل ١-٢ (الف): ترانزistor نوع npn (ب)؛ ترانزistor نوع pnp



شکل ۲-۲ علامت قراردادی ترانزیستور BJT

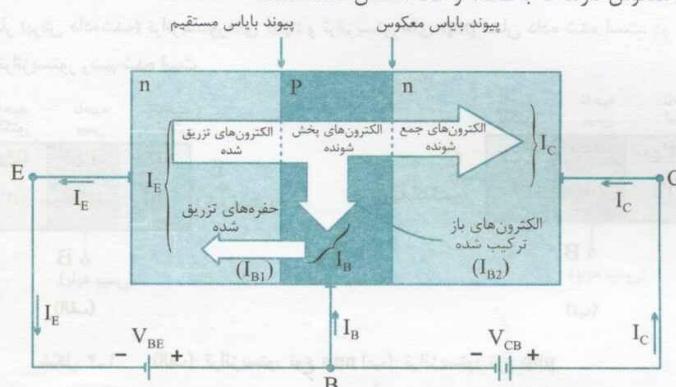
با توجه به شکل (۲-۱)، ترانزیستور BJT از دو پیوند امیتر - بیس و کلکتور - بیس تشکیل شده است. ترانزیستور بایاس شده در حالت فعال به عنوان تقویت‌کننده و یا به عنوان منبع جریان به کار می‌رود. در این حالت پیوند امیتر - بیس دارای بایاس مستقیم و پیوند کلکتور - بیس دارای بایاس معکوس است. ترانزیستور در حالت قطع یا خاموش، پیوند امیتر - بیس دارای بایاس معکوس و پیوند کلکتور - بیس هم دارای بایاس معکوس است. ترانزیستور در حالت اشاع، پیوند امیتر - بیس دارای بایاس مستقیم و پیوند کلکتور - بیس هم، بایاس مستقیم دارد. در جدول (۱) حالات کار ترانزیستور BJT نشان داده شده است.

جدول ۱-۲ حالات کار ترانزیستورهای دوقطبی (BJT)

حالات کار	بایاس پیوند بیس - امیتر	بایاس پیوند کلکتور - بیس
فعال	مستقیم	معکوس
قطع	معکوس	معکوس
اشاع	مستقیم	مستقیم

۲-۲ چگونگی کار ترانزیستور در حالت فعال

در شکل (۲-۳) برش ترانزیستور NPN نشان داده شده است. در این شکل مقیاس‌ها واقعی نیستند و صرفاً به منظور بررسی چگونگی کار ترانزیستور رسم شده است. ولتاژهای بیرونی وصل شده چنان است که پیوند امیتر - بیس، بایاس مستقیم و پیوند کلکتور - بیس، بایاس معکوس دارند که V_{BE} و V_{CB} نشان داده شده‌اند.



شکل ۲-۳ نمای عبور جریان در ترانزیستور بایاس شده فعال. در این شکل مؤلفه‌های جریان معکوس ناشی از حامل‌های اقلیت وابسته به دما نشان داده نشده است.

با توجه به شکل (۲-۳) بایاس مستقیم پیوند بیس - امیتر، موجب عبور جریان از این پیوند می‌شود. جریان اخیر از دو مؤلفه تشکیل شده است. مؤلفه نخست، الکترون‌هایی هستند که از ناحیه امیتر به ناحیه بیس وارد می‌شوند و مؤلفه دوم حفره‌هایی هستند که از ناحیه بیس به ناحیه امیتر تزریق می‌شوند. در ترانزیستورها مؤلفه نخست خیلی بزرگ‌تر از مؤلفه دوم است. برای داشتن چنین حالتی از مؤلفه‌های جریان بیس، ناحیه امیتر با آلاینده زیاد و ناحیه بیس با آلاینده کم ساخته می‌شوند. در این مورد چگالی الکترون‌ها در ناحیه امیتر زیاد و چگالی حفره‌ها در ناحیه بیس کم است.

جریان کل پیوند امیتر - بیس، جریان امیتر (I_E) را به وجود می‌آورند. پس جریان امیتر مجموع جریان حفره‌ها از بیس به امیتر و جریان الکترون‌ها از امیتر تا بیس است. چون آلاینده ناحیه بیس بسیار کمتر از آلاینده امیتر است، درنتیجه مؤلفه جریان الکترون از امیتر به بیس بسیار بیشتر از مؤلفه جریان حفره از بیس به امیتر است. در این صورت مؤلفه الکترون در جریان امیتر، مؤلفه غالب است. در طراحی ترانزیستور، چگالی الکترون‌ها در امیتر زیاد و چگالی حفره‌ها در بیس کم است. در شکل (۲-۳) می‌توان جریان کلکتور را مشاهده کرد. مقدار کمی از الکترون‌های جاری شده از ناحیه امیتر به ناحیه بیس با حامل‌های مثبت موجود در ناحیه بیس ترکیب می‌شوند. از آنجاکه پیوند کلکتور نسبت به بیس، مثبت است، بقیه الکترون‌ها از ناحیه تهی پیوند کلکتور - بیس به ناحیه کلکتور رانده می‌شوند و جریان کلکتور را به وجود می‌آورند.

$$I_C = I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \quad (2-2)$$

$$I_S = \frac{A \cdot q \cdot D_n \cdot n_i^2}{N_A \cdot W} \quad (2-2)$$

$n_i = 1.5 \times 10^{10}$ $\frac{\text{حمل}}{\text{cm}^3}$: غلظت الکترون‌ها یا حفره‌های آزاد در سیلیسیم ذاتی در دمای معین در $T = 300^\circ\text{K}$.

است.

A : سطح پیوند امیتر - بیس

q : بار الکترون

D_n : ضریب انتشار الکترون‌ها در ناحیه بیس

W : پهنای مؤثر بیس

جریان اشباع I_S با پهنای مؤثر بیس (W) نسبت معکوس و با سطح A نسبت مستقیم دارد. I_S در گستره 10^{-12} تا 10^{-15} آمیز است. چون I_S به n_i وابسته است و n_i با افزایش دما زیاد می‌شود؛ بنابراین I_S تقریباً به ازای هر ۵ درجه سانتی‌گراد افزایش دما، دو برابر می‌شود، در دو ترانزیستور با تمام پارامترهای برابر به جز A ، اگر سطح امیتر - بیس دو برابر شود، جریان کلکتور هم دو برابر خواهد شد.

جریان بیس دو مؤلفه دارد. I_{B_1} ناشی از حفره‌های تزریق شده از ناحیه بیس به ناحیه امیتر است و مقدار آن بسیار بیشتر از I_{B_2} است، I_{B_2} ناشی از حفره‌هایی است که مدار خارجی باید برای جایگزینی حفره‌هایی تأمین شود که بر اثر بازترکیب در بیس از دست می‌روند.

$$I_{B_1} = \frac{A \cdot q \cdot D_p \cdot n_i^2}{N_D \cdot L_p} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \quad (3-3)$$

D_p : ضریب انتشار حفره در امیتر

L_p : طول بخش حفره در امیتر

N_D : غلظت آلاینده در امیتر

$$I_{B_2} = \frac{Q_n}{\tau_b} \quad (4-2)$$

Q_n : بار ذخیره شده در ناحیه بیس ناشی از حامل اقلیت است.

τ_b : میانگین زمان لازم برای ترکیب الکترون های اقلیت با حفره های اکثریت در ناحیه بیس است.

$$Q_n = \frac{A \cdot q \cdot w \cdot n_i^2}{2 N_A} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \quad (5-2)$$

$$I_{B_2} = \frac{A \cdot q \cdot w \cdot n_i^2}{2 \tau_b \cdot N_A} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \quad (6-2)$$

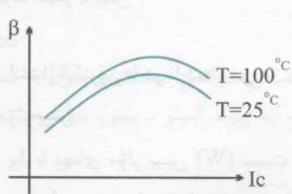
$$I_B = I_{B_1} + I_{B_2} \quad (7-2)$$

$$I_B = I_S \left(\frac{D_P \cdot N_A \cdot W}{D_n \cdot N_D \cdot L_P} + \frac{W^2}{2 D_n \cdot \tau_b} \right) e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \quad (8-2)$$

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} \quad (9-2)$$

$$I_B = \frac{I_S}{\beta} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \quad (10-2)$$

$$\beta = \frac{1}{\frac{D_P \cdot N_A \cdot W}{D_n \cdot N_D \cdot L_P} + \frac{W^2}{2 D_n \cdot \tau_b}} \quad (11-2)$$



شکل ۴-۲ وابستگی β به جریان کلکتور و دما

از رابطه (11-2) دیده می شود که ضریب β در یک ترانزیستور معین ثابت است. ضریب β با افزایش دما زیاد می شود. در شکل (4-2) منحنی تغییرات β و جریان I_C و دما نشان داده است. برای افزایش β باید پهنه ای بیس (W) باریک باشد و آلاینده کم داشته باشد و آلاینده امیتر

زیاد باشد؛ یعنی $\frac{N_A}{N_D}$ کم در نظر گرفته شود. β ، ضریب

متداولی است که بهره جریان امیتر مشترک نام دارد.

جریان امیتر حاصل جمع جریان های بیس و کلکتور است:

$$I_E = I_C + I_B \quad (12-2)$$

$$I_E = I_C + \frac{I_C}{\beta} \quad (13-2)$$

$$I_E = I_C \left(\frac{1 + \beta}{\beta} \right) \quad (14-2)$$

$$I_E = I_C \left(\frac{1}{\alpha} \right) \quad (15-2)$$

$$\alpha = \frac{\beta}{1 + \beta} \quad (16-2)$$

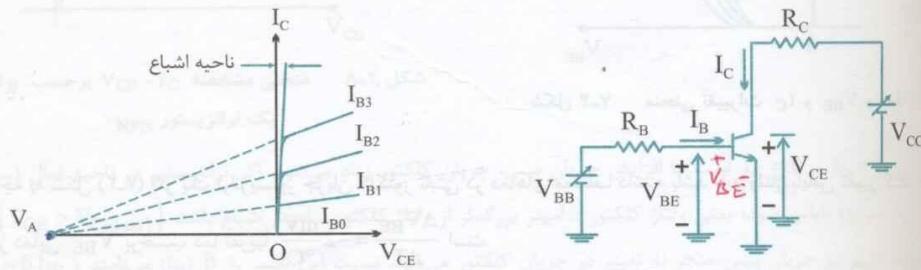
$$I_E = I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \quad (17-2)$$

$$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha} \quad (18-2)$$

α در همه ترانزیستورها کمتر از یک است. در این صورت مشاهده می‌شود که جریان کلکتور از جریان امیتر کمتر است ($I_C = \alpha I_E$) در محاسبات معمولی اگر α تقریباً یک فرض شود، در این صورت می‌توان از جریان I_B در محاسبات صرف نظر گرد و جریان امیتر و کلکتور را مساوی قرار داد. α بهره جریان بیس مشترک نام دارد.

۳-۲ اثر ارلی (Early Effect)

جریان کلکتور ترانزیستور با تغییر ولتاژ کلکتور - امیتر تغییر می‌کند. اگر مطابق شکل (۵-۲) تغییرات جریان کلکتور (I_C) بر حسب تغییرات V_{CE} و I_B ثابت و رسم شود، منحنی تغییرات مطابق شکل (۶-۲) دیده خواهد شد. ولتاژ ارلی به افتخار داشتمندی به نام ارلی اسمن‌گذاری شده است.



شکل ۶-۲ منحنی تغییرات I_B , I_C و V_{CE} در ناحیه فعال

شکل ۵-۲ ترانزیستور با ایاس شده در ناحیه اشباع

مطابق شکل (۶-۲) امتداد منحنی‌های ربع اول در ولتاژ V_A یکدیگر را قطع می‌کنند، V_A (ولتاژ ارلی) برای هر ترانزیستور عدد مشخصی است. مقدار V_A در ترانزیستورهای NPN در گستره ۵۰ تا ۱۲۰ ولت و در ترانزیستورهای PNP مشابه کمتر است. در مقدار معینی از V_{BB} یعنی با افزایش V_{CE} که ولتاژ بایاس معکوس کلکتور به بیس است، پهنهای ناحیه تهی این پیوند افزایش می‌یابد. فرو رفتن سد پتانسیل در ناحیه بیس که دارای آلاینده کم است بیشتر از ناحیه کلکتور است، درنتیجه پهنهای مؤثر بیس (W) کاهش یافته و I_S زیاد می‌شود که منجر به افزایش جریان کلکتور می‌شود.

$$I_C = \left(I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \right) \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A} \right) \quad (19-2)$$

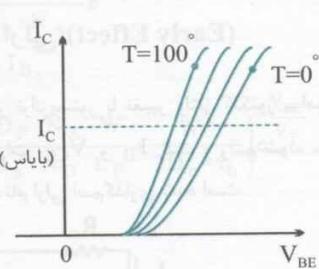
با توجه به شکل (۶-۲) شبیه محدود منحنی مشخصه را می‌توان به صورت مقاومت دینامیکی که از کلکتور به امیتر دیده می‌شود، بررسی کرد:

$$r_o = r_{ce} = \left. \frac{\partial V_{CE}}{\partial I_C} \right|_{V_{BE}=\text{ثابت}} \quad (20-2)$$

$$r_o \approx \frac{V_A}{I_C} \quad (21-2)$$

اگر $\frac{V_{CE}}{V_A} = r_{ce}$ خیلی کم باشد، می‌توان در رابطه (۱۹-۲) از صرف‌نظر کرد و از رابطه (۱-۲) استفاده کرد. مقاومت رابطه (۱۹-۲) دیده می‌شود که جریان کلکتور با افزایش دما افزایش می‌یابد. در مدارات الکترونیکی با استفاده از روش‌های جبران‌سازی سعی می‌شود تغییرات جریان کلکتور نسبت به تغییر دما به حداقل ممکن برسد:

$$V_{BE} = V_T \ln \frac{I_C}{I_S} \quad (22-2)$$



منحنی تغییرات I_C و V_{BE} در بایاس مستقیم بر حسب تغییرات دما در شکل (۷-۲) نشان داده شده است.

شکل ۷-۲ منحنی تغییرات I_C و V_{BE} و دما

با توجه به شکل (۷-۲) اگر یک ترانزیستور جریان کلکتور ثابتی در دمای‌های مختلف داشته باشد باید ولتاژ بایاس تغییر کند. ضریب تغییر دمایی V_{BE} بر حسب دما تقریباً $\frac{\Delta V_{BE}}{\Delta T} = -2 \frac{mV}{^{\circ}C}$ است.

در محاسبات تند می‌توان از تبدیل $\ln(x)$ و $\log(x)$ استفاده کرد:

$$V_{BE} = (26 mV)(2.3) \ln \frac{I_C}{I_S} \quad (23-1)$$

$$V_{BE} = (60 mV) \ln \frac{I_C}{I_S} \quad (23-2)$$

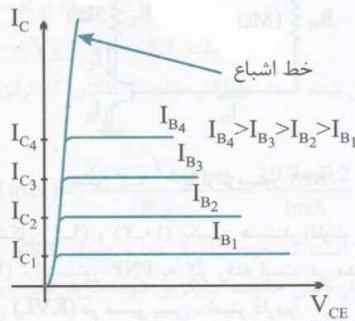
۴-۳ جریان معکوس کلکتور - بیس ترازیستور (I_{CBO})

جریان عبوری از پیوند کلکتور-بیس که ناشی از حامل‌های اقلیت تولیدشده در اثر دمایست I_{CBO} نشان داده می‌شود. جریان معکوس از کلکتور به بیس با امیتر باز است. این جریان حدود نانوآمپر بوده و مقدار آن به V_{CB} وابسته است. تقریباً به ازای هر 10 درجه سانتی‌گراد دو برابر می‌شود. ضریب دمایی I_{CBO} بیشتر از ضریب دمایی I_S است؛ زیرا I_{CBO} دارای مؤلفه نشتی زیادی است.

به عنوان مثال اگر I_{CBO} در یک ترانزیستور یک نانوآمپر در صفر درجه سانتی‌گراد باشد، در اثر افزایش دما، مقدار I_{CBO} در صد درجه سانتی‌گراد $1 nA \left[\frac{100-0}{2-10} \right] = 1.024 \mu A$ تقریباً برابر با یک میکروآمپر است. این افزایش دمایی سبب افزایش جریان کلکتور ترانزیستور می‌شود. در صورتی که مدار ترانزیستور درست طرح نشده باشد، ممکن است ترانزیستور در دمای کم فعال باشد

و با افزایش دما اشباع شود و از عملکرد واقعی خود دور شود. حالت اشباع ترانزیستور موقعیتی است که تغییر جریان بیس موجب تغییری در جریان کلکتور ترانزیستور نمی‌شود؛ یعنی کنترل از دست رفته است. روش‌های پایداری نسبت به متغیرهای ترانزیستور در این بخش بررسی خواهد شد.

۸-۲ بایاس کردن ترانزیستور (BJT)



شکل ۸-۲ منحنی مشخصه $V_{CE} - I_C$ در برشب I_B یک ترانزیستور NPN

بایاس کردن عبارت است از ایجاد جریان مناسب (I_C) و ولتاژ مناسب کلکتور - امپیر (V_{CE}) تا آنکه ترانزیستور در ناحیه کار مورد نظر (فعال یا اشباع یا قطع) کار کند. در شکل (۸-۲) منحنی مشخصه ($V_{CE} - I_C$) برشب تغییرات جریان بین (I_B) برای یک ترانزیستور NPN نشان داده شده است. اگر ترانزیستور PNP باشد، I_C به $-I_C$ و V_{CE} به $-V_{CE}$ تبدیل می‌شوند.

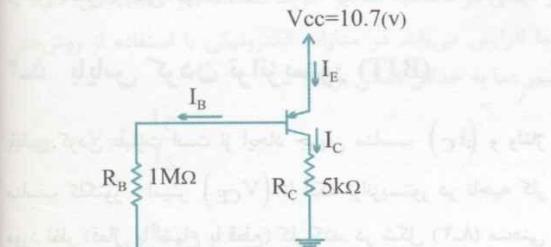
در جریان $I_C = 0$ ، $I_B = 0$ است. با افزایش جریان بیس، جریان کلکتور زیاد می‌شود. اگر ترانزیستور در ناحیه فعال (سمت راست خط اشباع) بایاس شود؛ یعنی ولتاژ کلکتور - امپیر بزرگ‌تر از ولتاژ کلکتور - امپیر اشباع باشد ($V_{CE} > V_{CE(sat)}$) در این صورت تغییر در جریان بیس منجر به تغییر در جریان کلکتور می‌شود. نسبت این تغییر را β (بتا) می‌نامند و $I_C = \beta \cdot I_B$ است. در یک مدار اشباع شده $V_{CE} = V_{CE(sat)}$ است و افزایش جریان بیس منجر به افزایش جریان کلکتور نخواهد شد.

وقتی ترانزیستور اشباع شود، نسبت β برقرار نیست و $\frac{I_C}{I_B}$ هر عدد کمتر از β را می‌تواند داشته باشد. ضریب β در

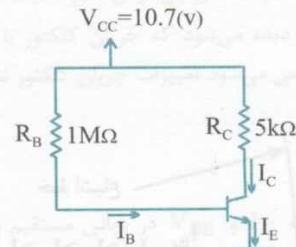
ترانزیستورهای جریان کم معمولاً صد یا بیشتر است. مقدار β در برگه مشخصات ترانزیستور داده می‌شود. اگر $I_B = 0$ باشد، جریان کلکتور هم تقریباً صفر است و ترانزیستور خاموش تلقی می‌شود. در این صورت برشب نوع کاربرد ترانزیستور در مدار می‌توان آن را در ناحیه فعال یا اشباع یا قطع بایاس کرد. ترانزیستور بایاس شده در ناحیه فعال به عنوان تقویت‌کننده و یا منبع جریان به کار می‌رود، ترانزیستور بایاس شده در ناحیه اشباع یا خاموش به عنوان کلید قطع و اشباع در مدارهای الکترونیکی به کار می‌رود. همان‌گونه که در شکل (۸-۲) دیده می‌شود، ولتاژ اشباع ترانزیستور وابسته به جریان حالت اشباع ترانزیستور است. در ترانزیستورهای جریان کم، ولتاژ اشباع معمولاً چند ده میلیولت تا چند صد میلیولت است. در محاسبات معمولی، غالباً ولتاژ اشباع ترانزیستور ۰.۲ ولت فرض می‌شود، مگر آنکه منحنی مشخصه ترانزیستور در دسترس باشد. در ترانزیستورهای جریان زیاد، با توانایی جریان کلکتور بیشتر از آمپر، ولتاژ اشباع می‌تواند از یک ولت هم بیشتر باشد که به وسیله سازنده ترانزیستور در برگه اطلاعات آن درج می‌شود. در تقویت‌کننده‌های توان زیاد که جریان ترانزیستور زیاد است، ولتاژ اشباع حتی تا ۲ ولت هم دیده می‌شود. اکنون روش‌های مختلف بایاس کردن ترانزیستور با ذکر مثال آورده می‌شود.

مثال ۱: در شکل های (۹-۲) و (۱۰-۲) جریان های بیس و امیتر و کلکتور و ولتاژ کلکتور - امیتر را حساب کنید.

$$\text{فرض شوند. } \left(|V_{CE(sat)}| = 0.2, |V_{BE(on)}| = 0.7, \beta = 100 \right)$$



شکل ۱۰-۲ با ترانزیستور PNP



شکل ۹-۲ با ترانزیستور NPN

مدار شکل (۹-۲) و (۱۰-۲) یکسان هستند تفاوت آنها در نوع ترانزیستور است. در شکل (۹-۲) ترانزیستور NPN و در شکل (۱۰-۲) ترانزیستور PNP به کار رفته است. در مدار شکل (۹-۲)، ابتدا فرض شود که ترانزیستور در ناحیه فعال قرار دارد. با نوشتند (KVL) در مسیر بیس - امیتر داریم:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} = 10 \mu A \quad \text{میکروآمپر}$$

$$I_C = \beta \cdot I_B = 1 \text{ mA} \quad \text{میلی آمپر}$$

$$I_E = (1 + \beta) I_B = 1.01 \text{ mA}$$

$$V_C = V_{CC} - R_C \cdot I_C = 5.7 \text{ V}$$

$$V_{CE} = V_C - V_E = 5.7 \text{ V}$$

دیده می شود که $V_{CE} > V_{CE(sat)}$ است؛ بنابراین ترانزیستور در ناحیه فعال بایاس شده است. می توان حداکثر مقاومت کلکتور را برای آنکه ترانزیستور در آستانه اشباع بایاس شود، حساب کرد:

$$R_{C(max)} = \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{I_C} = \frac{10.7 - 0.2}{1 \text{ mA}} = 10.5 \text{ k}\Omega$$

اگر R_C بیشتر از 10.5 کیلو اهم انتخاب شود، ترانزیستور در حالت اشباع باقی می ماند. مثلاً اگر $R_C = 21 \text{ k}\Omega$ انتخاب شود، آن گاه:

$$I_C = \frac{10.7 - 0.2}{21 \text{ k}\Omega} = 0.5 \text{ mA}$$

$$\frac{I_C}{I_B} = \frac{0.5 \text{ mA}}{10 \mu \text{A}} = 50$$

اگر $R_C = 210 \text{ k}\Omega$ ، 210 کیلو اهم انتخاب شود، آن گاه:

$$I_C = \frac{10.7 - 0.2}{210 \text{ k}\Omega} = 50 \mu \text{A}$$

$$\frac{I_C}{I_B} = 5$$

در مدار شکل (۱۰-۲) داریم:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{EB}}{R_B} = 10\mu A$$

$$I_C = \beta \cdot I_B = 1mA$$

$$I_E = (1 + \beta) I_B = 1.01mA$$

$$V_C = R_C \cdot I_C = 5V$$

$$V_{EC} = V_E - V_C = 5.7 \text{ ولت}$$

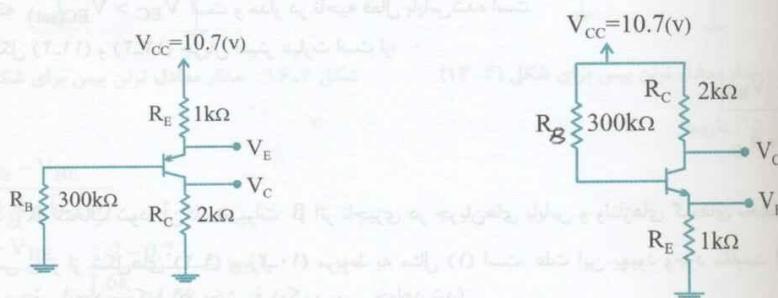
دیده می‌شود که $V_{EC} > V_{EC(sat)}$ است و ترانزیستور در ناحیه فعال بایاس شده است. حداکثر مقاومت کلکتور که ترانزیستور در آستانه اشباع واقع می‌شود، برابر است با:

$$R_C(\max) = \frac{V_{CC} - V_{EC(sat)}}{I_B} = \frac{10.7 - 0.2}{1mA} = 10.5k\Omega$$

نظر به اینکه β ترانزیستور از یک نوع خاص دارای حداقل و حداکثری است که خود متأثر از دما و جریان کلکتور است، درنتیجه در مدارهای مثال (۱) اگر ترانزیستور به کاررفته با ترانزیستور دیگری از همان خانواده جایگزین شود، جریان‌های بایاس و ولتاژ کلکتور نیز تغییر می‌یابد و چه بسا ترانزیستور از ناحیه فعال به ناحیه اشباع برود.

مثال ۲: در مدار شکل (۱۱-۲) و (۱۲-۲) جریان‌ها و ولتاژ گره‌ها را حساب کنید.

$$(|V_{CE(sat)}| = 0.2, |V_{BE(on)}| = 0.7, \beta = 100)$$



شکل ۱۲-۲

شکل ۱۱-۲

در شکل (۱۱-۲) با فرض فعال بودن مدار با نوشتن KVL در شاخه بیس - امپیتر داریم:

$$V_{CC} - V_{BE} = R_B \cdot I_B + I_E \cdot R_E$$

$$V_{CC} - V_{BE} = R_B I_B + I_B (1 + \beta) R_E$$

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + R_E (1 + \beta)} = 25\mu A$$

$$I_E = (1 + \beta) I_B$$

$$I_E = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{\frac{R_B}{1 + \beta} + R_E} = 2.5mA$$

غالباً از رابطه اخیر برای محاسبه I_E استفاده می‌شود:

$$I_C = \alpha I_E = \frac{\beta}{1+\beta} \cdot I_E = 2.5 \text{ mA}$$

$$V_E = R_E \cdot I_E = 2.5 \text{ V}$$

$$V_C = V_{CC} - R_C \cdot I_C = 5.7 \text{ V}$$

$$V_{CE} = V_C - V_E = 3.2 \text{ V}$$

دیده می‌شود که $V_{CE} > V_{CE(sat)}$ است و مدار در ناحیه فعال بایاس شده است. برای تعیین حداکثر مقاومت R_C تا ترانزیستور در آستانه اشباع قرار بگیرد با نوشتن KVL در شاخه کلکتور - امیتر داریم:

$$V_{CC} = R_C \cdot I_C + V_{CE(sat)} + V_E$$

$$R_{C_{max}} = \frac{V_{CC} - V_E - V_{CE(sat)}}{I_C} = 3.2 \text{ k}\Omega$$

در مدار شکل (۱۲-۲) هم داریم:

$$I_E = \frac{V_{CC} - V_{EB}}{\frac{R_B}{1+\beta} + R_E} = 2.5 \text{ mA}$$

$$V_E = V_{CC} - R_E \cdot I_E = 8.2 \text{ V}$$

$$V_C = R_C \cdot I_C = 5 \text{ V}$$

$$V_{EC} = 3.2 \text{ V}$$

دیده می‌شود که $V_{EC} > V_{EC(sat)}$ است و مدار در ناحیه فعال بایاس شده است.

در مدارهای شکل (۱۱-۲) و (۱۲-۲) جریان امیتر عبارت است از:

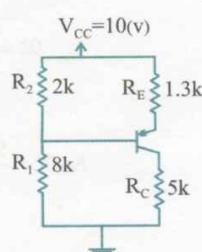
$$I_E = \frac{V_{CC} - |V_{BE}|}{\frac{R_B}{1+\beta} + R_E}$$

اگر $R_E \gg \frac{R_B}{1+\beta}$ انتخاب شود، آن‌گاه تغییرات β اثر ناچیزی در جریان‌های بایاس و ولتاژ‌های گره‌های مختلف دارد. بنابراین

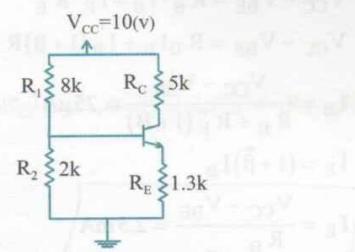
این شکل بایاس بهتر از شکل‌های (۹-۲) و (۱۰-۲) مربوط به مثال (۱) است. علت این بهبود وجود مقاومت امیتر است. این مقاومت فیدبک منفی ایجاد می‌کند (در بخش فیدبک برسی خواهد شد).

مثال ۳: در مدارهای شکل (۱۳-۲) و (۱۴-۲) جریان‌ها و ولتاژ‌های گره‌ها را محاسبه کنید

$$\left(|V_{CE(sat)}| = 0.2 \quad , \quad |V_{BE(ON)}| = 0.7 \quad , \quad \beta = 160 \right)$$



شکل ۱۴-۲



شکل ۱۳-۲

در مدار شکل (۱۳-۲) و (۱۴-۲) برای سهولت حل می‌توان ابتدا مقاومت تونن بیس (R_B) و ولتاژ تونن بیس (V_B) را به دست آورد. ولتاژ تونن بیس ولتاژی است که پایه بیس باز تلقی شود. در شکل (۱۳-۲) داریم:

$$V_B = \frac{V_{CC}}{R_1 + R_2} \cdot R_2 = 2\text{ V}$$

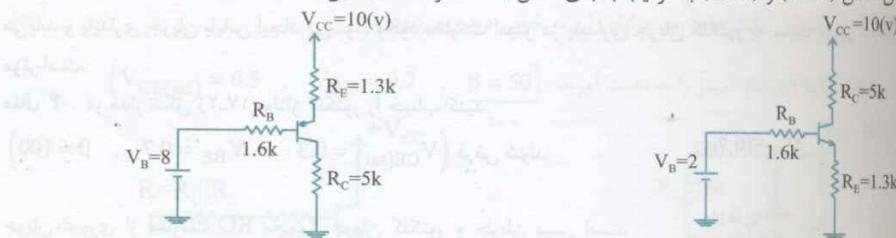
و همچنین مقاومت تونن بیس R_B مقاومت حالت بیس باز است.
 $R_B = R_1 \parallel R_2 = 1.6\text{ k}\Omega$

و در مدار شکل (۱۴-۲) داریم:

$$V_B = \frac{V_{CC}}{R_1 + R_2} \cdot R_1 = 8\text{ V}$$

$$R_B = R_1 \parallel R_2 = 1.6\text{ k}\Omega$$

اکنون مدار معادل شکل (۱۵-۲) و (۱۶-۲) به ترتیب به جای شکل (۱۳-۲) و (۱۴-۲) قابل استفاده هستند.



شکل ۱۶-۲ مدار معادل تونن بیس برای شکل (۱۳-۲)

در مدار شکل (۱۵-۲) داریم:

$$I_B = \frac{V_B - V_{BE}}{R_B + R_E (1 + \beta)}$$

$$I_E = \frac{V_B - V_{BE}}{\frac{R_B}{1 + \beta} + R_E} = \frac{2 - 0.7}{\frac{1.6\text{k}}{1 + \beta} + 1.3\text{k}} = 1\text{ mA}$$

$$I_C = \alpha I_E \approx 1\text{ mA}$$

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{1\text{ mA}}{160}$$

$$V_E = R_E \cdot I_E = 1.3\text{ V}$$

$$V_C = V_{CC} - R_C \cdot I_C = 5\text{ V}$$

$$V_{CE} = V_C - V_E = 3.7\text{ V}$$

مدار در ناحیه فعال بایاس شده است.

برای مدار شکل (۱۶-۲) داریم:

$$I_E = \frac{V_{CC} - V_{EB} - V_B}{\frac{R_B}{1 + \beta} + R_E} = 1\text{ mA}$$

$$I_C = \alpha I_E = 1\text{ mA}$$

$$V_E = V_{CC} - R_E \cdot I_E = 8.7 \text{ V}$$

$$V_C = R_C \cdot I_C = 5 \text{ V}$$

$$V_{EC} = V_E - V_C = 3.7 \text{ V}$$

مدار در ناحیه فعال بایاس شده است.

در مثال (۳) هم نقش مقاومت امیتر در پایداری جریان‌ها و ولتاژها دیده می‌شود، اگر $R_E \gg \frac{R_B}{1+\beta}$ باشد، تغییرات β در مدار

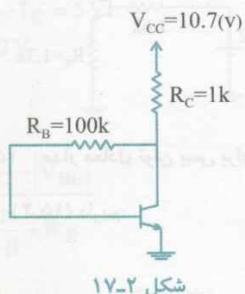
بسیار کم‌اثر است و همچنین با داشتن $V_B = \frac{V_{CC}}{R_1 + R_2} R_2$ ، تغییرات V_{BE} هم نقش کمتری نسبت به مثال (۲) دارد. هرگاه $V_B \gg V_{BE}$ باشد، آن‌گاه تغییرات دمایی V_{BE} هم در اندازه‌های بایاس کم‌رنگ می‌شود. در این‌گونه بایاس می‌توان چنین گفت که اگر تغییری در جریان کلکتور رخ بدهد مثلاً بخواهد زیاد شود، در این صورت ولتاژ امیتر هم زیاد می‌شود و اگر

ولتاژ بیس به اندازه کافی ثابت باشد، پس V_{BE} کم می‌شود و با توجه به رابطه $I_C = I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}$ ، جریان کلکتور کاهش

می‌یابد و پایداری جریان بایاس ایجاد می‌شود. وجود مقاومت امیتر در پایداری جریان کلکتور به سبب تغییر دمایی I_{CB0} بسیار مؤثر است.

مثال ۴: در مدار شکل (۱۷-۲) ولتاژ کلکتور را حساب کنید.

$$(V_{CE(sat)} = 0.3, V_{BE} = 0.7, \beta = 100)$$



جریان عبوری از مقاومت RC مجموع جریان کلکتور و جریان بیس است، از این‌رو در محاسبه بایاس داریم:

$$I_E = I_{(R_C)} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{\frac{R_B}{1+\beta} + R_C} = 5 \text{ mA}$$

$$V_C = V_{CC} - R_C \cdot I_E = 5.7 \text{ V}$$

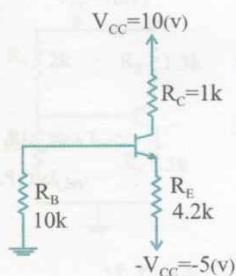
$$V_C - V_E = 5.7 \text{ V}$$

در این نوع بایاس، ترانزیستور هرگز اشباع نمی‌شود؛ زیرا:

$$V_C = V_{BE} + R_C (I_B)$$

$$V_{CE} = V_{BE} + R_B (I_B) > V_{CE(sat)}$$

مثال ۵: در مدار شکل (۱۸-۲)، ولتاژ V_{CE} را به دست آورید.



$$(V_{CE(sat)} = 0.5, V_{BE} = 0.7, \beta = 100)$$

شکل ۱۸-۲

ولتاژ تونن بیس و R_B مقاومت تونن بیس است.

$$I_E = \frac{V_B - V_{BE} - (-V_{CC})}{R_B + R_E} = \frac{0 - 0.7 + 5}{10k + 4.2k} = 1mA$$

$$I_B = \frac{I_E}{1 + \beta} = 10 \mu A$$

$$V_B = -R_B (I_B) = -0.1V = -100mV$$

$$V_E = -0.8V$$

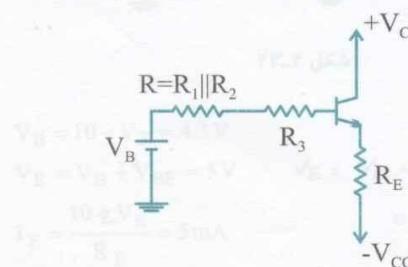
$$V_C = V_{CC} - R_C \cdot I_C \approx 9V$$

$$V_{CE} = 9.8V$$

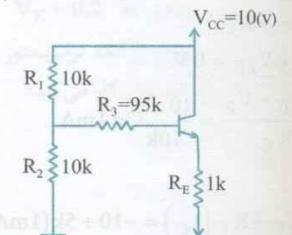
ترانزیستور فعال است.

در سیاری از مدارهای الکترونیکی از چند منبع ولتاژ (منبع تغذیه) برای سهولت بایاس مدار استفاده می‌شود. داشتن چند تغذیه مجاز زیادی دارد که در مسائل بخش‌های بعد مزایای آن به خوبی دیده می‌شود.

مثال ۶: در مدار شکل (۱۹-۲) ولتاژ امیتر را به دست آورید.



شکل ۲۰-۲ مدار معادل تونن بیس



شکل ۱۹-۲

حل:

در شکل (۲۰-۲) مدار معادل تونن نیز نشان داده شده است.

ولتاژ تونن:

$$V_B = \frac{V_{CC}}{R_1 + R_2} \cdot R_2 = 5V$$

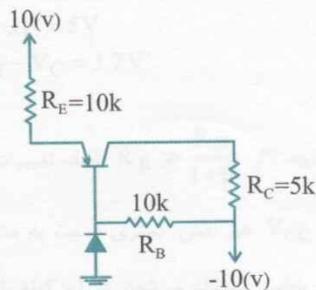
$$R_B = (R_1 \parallel R_2) + R_3 = 100k$$

$$I_E = \frac{V_B - V_{BE} - (-V_{CC})}{R_B + R_E} = \frac{5 - 0.7 + 10}{1k + 1k} = 7.15mA$$

$$V_E = -10 + I_E (R_E) = -2.85V$$

$$V_{CE} = V_C - V_E = 12.85V$$

مثال ٧: در مدار شکل (٢١-٢)، V_C را به دست آورید.



$$|V_{CE(sat)}| = 0.2 \quad , \quad V_D = V_{BE} = 0.7 \quad , \quad \beta \text{ بزرگ}$$

شکل ٢١-٢

حل :

با داشتن (β) بزرگ از جریان بیس صرفنظر می‌شود:

$$I_D = \frac{10 - V_D}{10k} = 0.93 \text{ mA}$$

$$V_B = V_D = -0.7 \text{ V}$$

$$V_E = V_B + V_{EB} = 0 \text{ V}$$

$$I_E = \frac{+V_{CC} - V_E}{R_E} = \frac{10 - 0}{10k} = 1 \text{ mA}$$

$$I_C \approx I_E$$

$$V_C = -V_{CC} + R_C (I_C) = -10 + 5k (1 \text{ mA}) = -5 \text{ V}$$

$$V_{EC} = V_E - V_C = 5 \text{ V}$$

$$V_{EC} > V_{EC(sat)}$$

فعال است

برای تعیین حداقل مقاومت RC تا ترانزیستور در آستانه اشباع باشد، داریم:

$$R_{C(\max)} = \frac{V_E - V_{EC(sat)} - (-V_{CC})}{I_C (\text{فعال})} = \frac{0 - 0.2 + 10}{1 \text{ mA}} = 9.8 \text{ k}$$

مثال ٨: در مدار شکل (٢٢-٢) جریان خروجی I_o را حساب کنید.

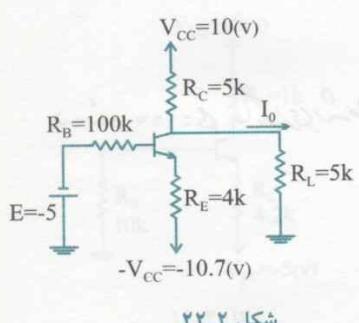
$$(V_{BE} = 0.7 \quad , \quad \beta = 100)$$

با فرض فعال بودن مدار، داریم:

$$I_E = \frac{-5 - V_{BE} + 10.7}{R_B + R_E} = 1 \text{ mA}$$

$$I_C = \alpha I_E = 1 \text{ mA}$$

$$\text{KCL} \rightarrow \frac{V_C - 10}{R_C} + I_C + \frac{V_C}{R_L} = 0$$



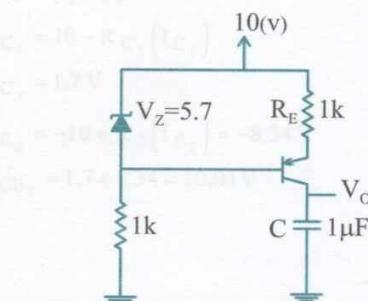
شکل ٢٢-٢

$$V_C = 2.5 \text{ V} \Rightarrow V_{CE} = 8.2 \text{ V}$$

$$I_o = \frac{V_C}{R_L} = 0.5 \text{ mA}$$

ترانزیستور فعال است.

مثال ۹: در مدار شکل (۲۳-۲)، ولتاژ اولیه خازن صفر ولت است. با وصل منبع تغذیه به مدار، پس از چه مدتی ترانزیستور اشباع می‌شود؟



شکل ۲۳-۲

($V_{CE(sat)} = 0.2$ ، $|V_{BE}| = 0.7$)
ترانزیستور با وصل تغذیه دارای بیاس ایس است و جریان کلکتور ایجاد می‌شود و این جریان سبب شارژ خازن می‌شود.
وقتی ولتاژ کلکتور ترانزیستور به $V_E - 0.2$ ولت برسد،
ترانزیستور اشباع می‌شود. پیش از آنکه ترانزیستور اشباع شود،
مدار به صورت منبع جریان مستقل کار می‌کند:

$$V_B = 10 - V_Z = 4.3 \text{ V}$$

$$V_E = V_B + V_{BE} = 5 \text{ V} \quad V_E = V_B - (-V_{BE})$$

$$I_E = \frac{10 - V_E}{R_E} = 5 \text{ mA}$$

$$I_C = \alpha I_E = 5 \text{ mA}$$

خازن به وسیله منبع جریان ۵ میلیآمپری شروع به شارژ می‌کند:

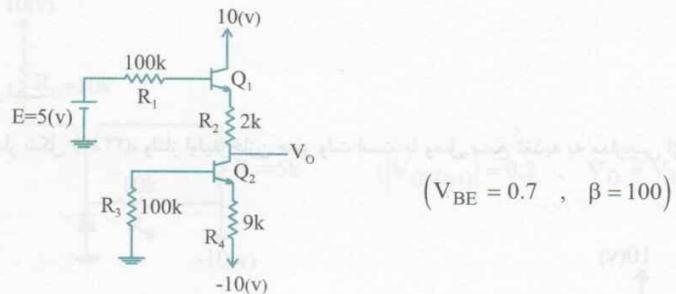
$$C(V_C) = (I_C)T \quad CV = I_C T$$

$$V_{C(max)} = V_E - V_{EC(sat)} = 4.8 \text{ V}$$

$$T = \frac{C \cdot V_{C(max)}}{I_C} = \frac{1 \mu\text{F} \times 4.8}{5 \text{ mA}} = 0.96 \text{ m sec}$$

مدار مثال (۹) برای تولید موج دندانهای به کار می‌رود. اگر ترانزیستوری به دو سر خازن C وصل شود و در زمان‌های کمتر از ۰.۹۶ میلی ثانیه آن ترانزیستور اشباع شود، خازن دشارژ می‌شود و با برداشتن ولتاژ کنترل از روی بیس ترانزیستور خازن دوباره شارژ می‌شود که نتیجه آن ایجاد موج دندانه ارهای در خروجی V_0 است.

مثال ۱۰: در مدار شکل (۲۴-۲)، ولتاژ DC خروجی (V_o) را حساب کنید. ترانزیستورها یکسان هستند.



شکل ۲۴-۲

$$I_{E_2} = \frac{0 - 0.7 + 10}{R_3 + R_4} = 0.93 \text{ mA}$$

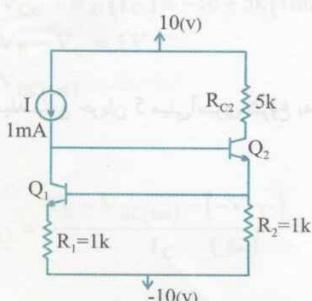
$$I_{C_2} = \alpha I_{E_2} = 0.92 \text{ mA} = I_{E_1}$$

$$I_{B_1} = \frac{I_{E_1}}{1 + \beta} = \frac{0.92 \text{ mA}}{1 + 100} = 9 \mu\text{A}$$

$$V_{B_1} = E - R_1 (I_{B_1}) = 4.1 \text{ V}$$

$$V_{E_1} = 4.1 - 0.7 = 3.4 \text{ V}$$

$$V_o = V_{E_1} - I_{E_1} (R_2) = 1.56 \text{ V}$$



شکل ۲۵-۲

مثال ۱۱: در مدار شکل (۲۵-۲) با فرض β بزرگ برای ترانزیستورها و $I_S = 10^{-14} \text{ A}$ ولتاژ کلکتور ترانزیستور Q_2 را حساب کنید. منبع جریان $I = 1 \text{ mA}$ به منظور بایاس ترانزیستور Q_1 وصل شده است.

حل: فعال است؛ زیرا $V_{CE_1} = V_{BE_2} + V_{BE_1}$ و با توجه به β بزرگ می‌توان از جریان بیس ترانزیستورها صرف نظر کرد:

$$I_{C_1} = I = 1 \text{ mA}$$

$$I_{E_1} = \frac{I_{C_1}}{\alpha} = 1 \text{ mA}$$

٤٩ ترانزیستورهای پیوندی ...

$$V_{BE_1} + I_E (R_1) = I_{E_2} (R_2)$$

$$V_T \cdot \ln \frac{I_{C_1}}{I_S} + I_{E_1} (R_1) = I_{E_2} (R_2)$$

$$(60\text{mV}) \log \frac{1\text{mA}}{10^{-14}\text{A}} + 1\text{mA}(1\text{k}) = I_{E_2}(1\text{k})$$

$$I_{E_2} = 1.66\text{mA}$$

$$I_{C_2} = \alpha (I_{E_2}) = 1.66\text{mA}$$

$$V_{C_2} = 10 - R_{C_2} (I_{C_2})$$

$$V_{C_2} = 1.7\text{V}$$

$$V_{E_2} = -10 + R_2 (I_{E_2}) = -8.34\text{V}$$

$$V_{CE_2} = 1.7 + 8.34 = 10.04\text{V}$$

هم فعال است. Q_2

مثال ۱۲: در مدار شکل (۲۶-۲) جریان امیتر ترانزیستور Q_3 را به دست آورید.

شکل ۲۶-۲

با فرض Q_1 فعال داریم:

$$I_{B_1} = \frac{10 - 0.7}{9.3k} = 1\text{mA}$$

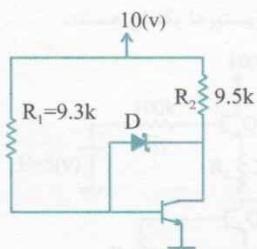
$$V_{C_1} = 10\text{V} - \beta I_{B_1} (20\text{k}) \Rightarrow V_{C_1} < 0$$

بنابراین Q_1 در حالت اشباع قرار دارد و $V_{C_1} = 0.2$ ولت است.

$$V_{B_2} = \frac{10 - 0.2}{20\text{k}} \times 10\text{k} + 0.2 = 5.1\text{V}$$

$$R_{B_2} = R_2 \parallel R_3 = 5\text{k}$$

$$I_{E_3} = \frac{V_{B_2} - 2V_{BE}}{R_{B_2} + R_4} = 3.7\text{mA}$$



شکل ۲۷-۲

مثال ۱۳: در مدار شکل (۲۷-۲) دیود شاتکی با ولتاژ آستانه $V_D = 0.3$ ولت بین کلکتور و بیس وصل شده است، با فرض $V_{CE(sat)} = 0.3$ ، $V_{BE} = 0.7$ و $\beta = 200$ جریان کلکتور ترانزیستور را به دست آورید.

حل:

$$V_B = 0.7$$

$$V_C = V_B - V_D = 0.7 - 0.3 = 0.4 \text{ V}$$

$$V_{CE} = 0.4 \text{ V}$$

$$V_{CE} > V_{CE(sat)}$$

بنابراین نصب دیود از اشباع ترانزیستور جلوگیری کرده است. اگر دیود نبود، ترانزیستور اشباع می‌شد.

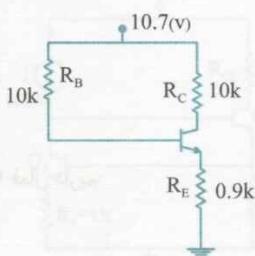
$$\text{KCL (بیس)} \Rightarrow \frac{0.7 - 10}{9.3k} + I_D + I_B = 0 \quad (1)$$

$$I_{(R_2)} = \frac{10 - 0.4}{9.5k} = 1 \text{ mA} \quad (2)$$

$$I_C = I_D + I_{(R_2)} \quad (3)$$

اگر در رابطه (1) از I_B صرفنظر شود، $I_D \approx 1 \text{ mA}$ است؛ از این‌رو

مثال ۱۴: در مدار شکل (۲۸-۲)، جریان‌های I_E و I_B و I_C را حساب کنید.



$$(V_{CE(sat)} = 0.2 \text{ , } V_{BE} = 0.7 \text{ , } \beta = 100)$$

شکل ۲۸-۲

با فرض فعلی بودن مدار، داریم:

$$I_E = \frac{10.7 - 0.7}{R_B + R_E} \approx 1 \text{ mA} \Rightarrow I_C \approx 1 \text{ mA}$$

$$V_{CE} = 10.7 - (R_C + R_E)1 \text{ mA} = -0.2 \text{ V}$$

ترانزیستور اشباع است و رابطه β وجود ندارد.

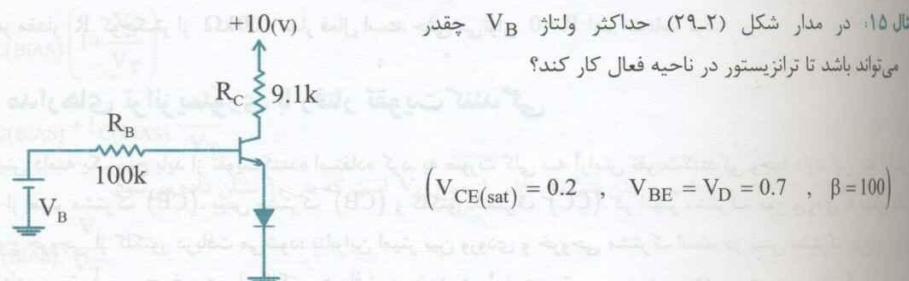
برای محاسبه I_E و I_B و I_C باید سه رابطه نوشته شود و مقدار جریان‌ها محاسبه شوند.

$$I_E = I_C + I_B \quad (1)$$

$$10.7 - V_{BE} = R_B(I_B) + R_E(I_E) \quad (2)$$

$$10.7 - V_{CE(sat)} = R_C(I_C) + R_E(I_E) \quad (3)$$

از حل این سه رابطه مقادیر مجهول I_E و I_C و I_B به دست می‌آیند که با یکدیگر نسبت β و α و V_{BE} نخواهند داشت.



شکل ۲۹-۲

حداکثر جریان کلکتور در آستانه اشباع عبارت است از:

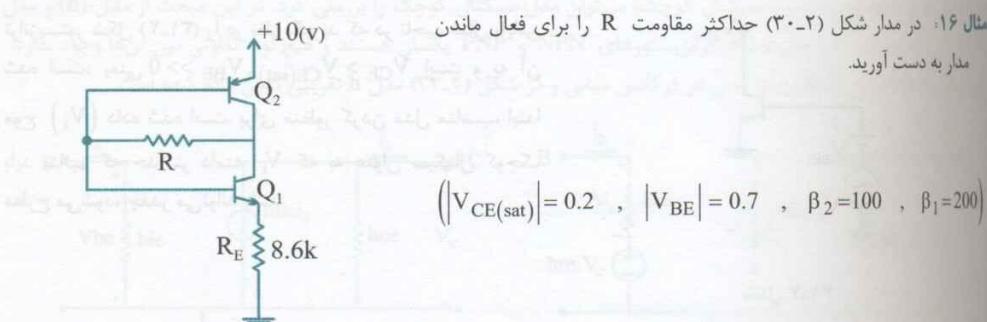
$$I_{C(max)} = \frac{10 - V_{CE(sat)} - V_D}{R_C} = 1 \text{ mA}$$

$$I_{B(max)} = \frac{I_C}{\beta} = 10 \mu\text{A}$$

$$V_{B_{max}} = R_B \cdot I_B + V_{BE} + V_D$$

$$V_{B_{max}} = 1 + 0.7 + 0.7 = 2.4 \text{ V}$$

مثال ۱۶: در مدار شکل (۳۰-۲) حداکثر مقاومت R را برای فعال ماندن مدار به دست آورید.



شکل ۳۰-۲

$$V_{B_2} = 10 - 0.7 = 9.3$$

$$V_{E_1} = 9.3 - V_{BE} = 8.6$$

$$I_{E_1} = 1 \text{ mA} = I_{E_2}$$

$$I_{B_1} = \frac{I_{E_1}}{1 + \beta_1} = \frac{1 \text{ mA}}{201} = 5 \mu\text{A}$$

میکروآمپر

$$I_{B_2} = \frac{I_{E_2}}{1 + \beta_2} \approx 10 \mu A$$

$$V_{C_1(\min)} = V_{E_1} + V_{CE(sat)} = 8.8$$

$$R_{max} = \frac{9.3 - 8.8}{5 \mu A} = 100 k\Omega$$

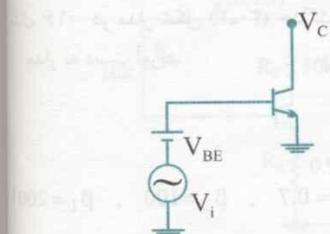
به ازای هر مقدار R کوچکتر از $100 k\Omega$ مدار فعال است. حتی می‌توان $R = 0$ اهم انتخاب کرد.

۶-۲ مدارهای ترانزیستوری با رفتار تقویت‌کنندگی

برای افزایش دامنه یک موج باید از تقویت‌کننده استفاده کرد. به صورت کلی سه آرایش تقویت‌کنندگی وجود دارد. این سه آرایش عبارت‌اند از امپیر مشترک (CE)، بیس مشترک (CB) و کلکتور مشترک (CC). در امپیر مشترک، موج ورودی به بیس داده شده و موج خروجی از کلکتور دریافت می‌شود؛ بنابراین امپیر بین ورودی و خروجی مشترک است. در بیس مشترک موج ورودی به امپیر داده می‌شود و موج خروجی از کلکتور دریافت می‌شود. در این صورت بیس بین ورودی و خروجی مشترک است. در کلکتور مشترک، موج ورودی به بیس داده شده و موج خروجی از امپیر دریافت می‌شود؛ بنابراین کلکتور بین ورودی و خروجی مشترک است.

در هر یک از مدارهای تقویت‌کننده پارامترهای مورد نظر عبارت‌اند از بهره ولتاژ یا بهره جریان، مقاومت ورودی، مقاومت خروجی، حداکثر دامنه سیگنال قابل حصول در خروجی بدون آنکه موج خروجی دچار بریدگی شود، جریان مصرفی مدار تحث ولتاژ تغذیه معین، پاسخ فرکانسی مدار، سرعت پاسخ‌دهی مدار به موج ورودی و غیره. در این مبحث صرفاً به عملکرد مدار به ازای موج کوچک که سیگنال کوچک نامیده می‌شود، بسنده می‌کنیم. برای شناخت این عملکرد احتیاج به مدلی است که بتوان تقویت‌کننده را بررسی کرد. این مدل را مدل سیگنال کوچک می‌نامند.

۷-۲ سیگنال کوچک در مدارهای ترانزیستوری (BJT)



شکل ۳۱-۲

ترانزیستور شکل (۳۱-۲) را در نظر بگیرید که در ناحیه فعال بایas شده است؛ یعنی $0 < V_{CE} < V_{CE(sat)}$ ، $V_{BE} \gg 0$ است و به آن موج (V_i) داده شده است. برای منظور کردن مدل مناسب، ابتدا باید بدانیم که حداکثر دامنه V_i که به عنوان سیگنال کوچک مطرح می‌شود، چقدر می‌تواند باشد.

برای یافتن این حوزه، از معادله جریان کلکتور بر حسب ولتاژ بین بیس و امپیر استفاده می‌شود:

$$I_C = I_S e^{\frac{(V_{BE} + V_i)}{V_T}} \quad (24-2)$$

$$I_C = I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T} + \frac{V_i}{V_T}} \quad (25-2)$$

$$I_C = I_{C(BIAS)} e^{\frac{V_i}{V_T}} \quad (26-2)$$

$$e^x = 1 + x + \frac{x^2}{2} + \dots \quad (27-2)$$

اگر در رابطه (۲۷-۲)، $x << 1$ باشد، رابطه نمایی را می‌توان به صورت خطی بیان کرد.

$$e^x \approx 1 + x$$

در مورد مدار شکل (۳۱-۲) اگر V_i خیلی کوچک‌تر از V_T باشد، در این صورت جریان کلکتور عبارت است از:

$$I_C = I_{C(BIAS)} \left(1 + \frac{V_i}{V_T} \right) \quad (28-2)$$

$$I_C = I_{C(BIAS)} + I_{C(BIAS)} \cdot \frac{V_i}{V_T} \quad (29-2)$$

در رابطه (۲۹-۲)، جزء دوم مربوط به جریان سیگنال ناشی از موج V_i است که با I_C نشان داده می‌شود.

$$i_c = I_{C(BIAS)} \cdot \frac{V_i}{V_T} \quad (30-2)$$

$$\frac{I_{C(BIAS)}}{V_T} = g_m \quad (31-2)$$

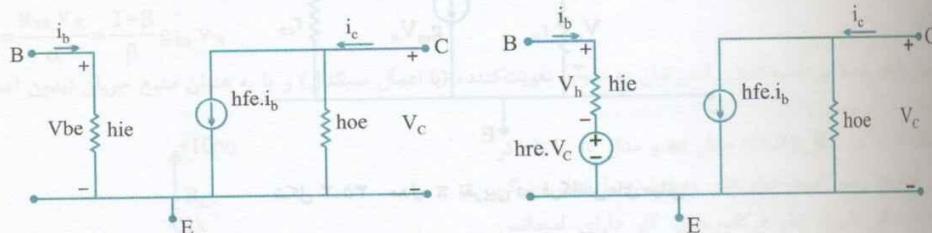
$$i_c = g_m \cdot V_i \quad (32-2)$$

$$i_b = \frac{i_c}{\beta} = \frac{g_m \cdot V_i}{\beta} \quad (33-2)$$

$$i_e = \frac{i_c}{\alpha} = \frac{g_m \cdot V_i}{\alpha} \quad (34-2)$$

روابط (۳۲-۲) و (۳۴-۲) و (۳۳-۲)، نشان‌دهنده مؤلفه‌های جریان سیگنال در پایه‌های ترانزیستور در اثر سیگنال کوچک هستند. $(V_i \ll V_T)$

بر اساس بحث گفته شده در مورد سیگنال کوچک، می‌توان مدل سیگنال کوچک را بررسی کرد. در این مبحث از مدل (h) و مدل (π) نام برده می‌شود. این مدل‌ها برای ترانزیستورهای NPN و PNP یکسان هستند و هیچ‌گونه تفاوتی بین آن‌ها وجود ندارد. در شکل (۳۲-۲) مدل h (هایبرید) کامل در فرکانس میانی و در شکل (۳۳-۲) مدل h تقریبی نشان داده شده است.



شکل ۳۳-۲ مدل h تقریبی در فرکانس‌های میانی

شکل ۳۲-۲ مدل h کامل در فرکانس‌های میانی

پارامترهای h در ترکیب امیتر مشترک عبارت‌اند از:

$$v_{be} = h_{ie} \cdot i_b + h_{re} \cdot v_c \quad (35-2)$$

$$i_c = h_{fe} i_b + h_{re} \cdot v_c \quad (36-2)$$

$$h_{ie} = \left. \frac{\partial v_{be}}{\partial i_b} \right|_{v_c = \text{ثابت}} \quad (37-2)$$

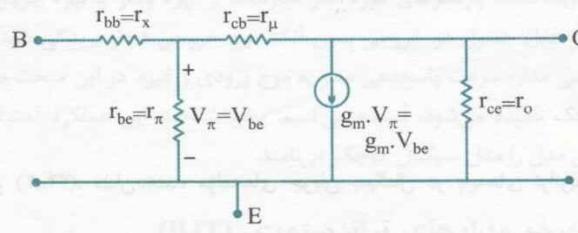
$$h_{re} = \left. \frac{\partial v_{be}}{\partial v_c} \right|_{i_b = \text{ثابت}} \quad (38-2)$$

$$h_{fe} = \left. \frac{\partial i_c}{\partial i_b} \right|_{v_c = \text{ثابت}} \quad (39-2)$$

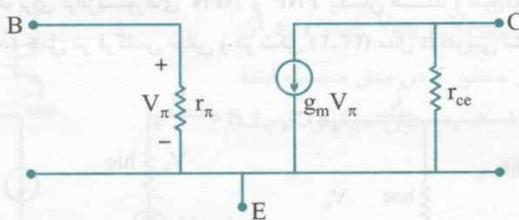
$$h_{oe} = \left. \frac{\partial i_c}{\partial v_c} \right|_{i_b = \text{ثابت}} \quad (40-2)$$

منحنی تغییرات h_{ie} و h_{re} و h_{fe} و h_{oe} بر حسب جریان کلکتور (بایاس) به وسیله سازنده ترانزیستور در برگه مشخصات درج می‌شود. چون مقدار h_{re} خیلی کم (معمولًا حدود 10^{-4}) است، از $h_{re} \cdot v_c$ می‌توان صرفنظر کرد و مدل تقریبی شکل (۳۳-۲) را به کار برد.

در شکل (۳۴-۲) مدل π کامل در فرکانس میانی و در شکل (۳۵-۲) مدل تقریبی نشان داده است. فرکانس میانی، فرکانسی است که خازن‌های داخلی ترانزیستور که خازن‌های پارازیتی نام دارند، به صورت اتصال باز منظور می‌شوند.



شکل ۳۴-۲ مدل π کامل در فرکانس‌های میانی



شکل ۳۵-۲ مدل π تقریبی در فرکانس‌های میانی

سازگاری مدل π و مدل h را می‌توان از روابط زیر استنباط کرد.

$$r_e = \frac{V_T}{I_E} \quad (\text{مقاومت دینامیکی از امیتر تا بیس}) \quad (41-2)$$

$$r_\pi = r_e (1 + \beta) \quad (\text{مقاومت دینامیکی از بیس تا امیتر}) \quad (42-2)$$

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} = \frac{\alpha}{r_e} \quad (\text{قابلیت هدایت انتقالی کلکتور}) \quad (43-2)$$

$$r_{ce} = \frac{V_A}{I_C} \quad (44-2)$$

$$\frac{r_{ce}}{r_e} = \frac{\frac{V_A}{I_C}}{\frac{V_T}{I_E}} \approx \frac{V_A}{V_T}$$

V_A : ولتاژ ارلی ترانزیستور است.

r_π : مقاومت حجمی بیس است. این مقاومت در محاسبات معمولی به سبب کم بودن نسبت به r_π قابل صرفنظر است. این مقاومت در محاسبات نویز ترانزیستور نقش اساسی را ایفا می‌کند. مقاومت r_μ خیلی بیشتر از (r_{ce}) است. در غالب موارد از اثر این مقاومت صرفنظر می‌شود ولی هرگاه مقاومت ورودی یا مقاومت خروجی مدار خیلی زیاد باشد، اثر r_μ را نمی‌توان نادیده گرفت.

$$h_{fe} \cdot i_b = g_m \cdot V_\pi \quad (45-2)$$

$$h_{ie} = r_\pi \quad (46-2)$$

$$h_{re} \approx \frac{r_\pi}{r_\pi + r_\mu} \quad (47-2)$$

$$\frac{1}{h_{oe}} \approx r_{ce} \quad (48-2)$$

با توجه به اینکه استفاده از مدل π ساده‌تر از مدل h است، غالباً از مدل π برای محاسبات پارامترهای تقویت‌کننده استفاده می‌شود. برای سهولت در محاسبات، به خاطر داشتن تبدیل‌های زیر بسیار سودمند است:

$$g_m \cdot r_\pi = \beta \quad (49-2)$$

$$\frac{1}{g_m} \parallel r_\pi = r_e \quad (50-2)$$

$$\frac{\alpha}{g_m} = r_e \approx \frac{1}{g_m} \quad (51-2)$$

$$i_b = \frac{g_m \cdot V_\pi}{\beta} \quad (52-2)$$

$$i_e = \frac{g_m V_\pi}{\alpha} = \frac{1+\beta}{\beta} g_m \cdot V_\pi \quad (53-2)$$

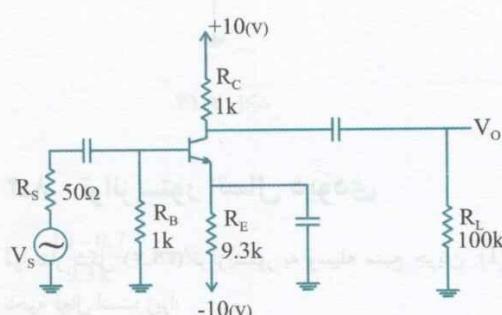
هر مدار بایاس شده در ناحیه فعال را می‌توان به عنوان تقویت‌کننده (با اعمال سیگنال) و یا به عنوان منبع جریان (بدون اعمال سیگنال) به کار برد.

مثال ۱۷: در شکل (۳۶-۲) مدل ac و مدل π را با ذکر

اندازه‌ها رسم کنید. خازن‌های وصل شده را خیلی بزرگ

در نظر بگیرید (در فرکانس‌های کار دارای امپدانس

ناچیزی تصور شوند) $(V_A = 100V, \beta = 100)$



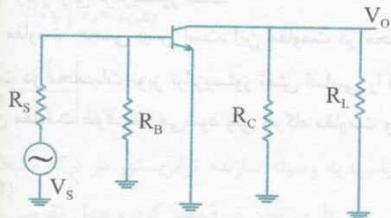
شکل ۳۶-۲ مدار بایاس شده با اعمال سیگنال ورودی

حل:

$$I_E = \frac{O - V_{BE} - (-10)}{\frac{R_B}{1+\beta} + R_E} \approx 1 \text{ mA}$$

مدار دارای بیاس فعال است.

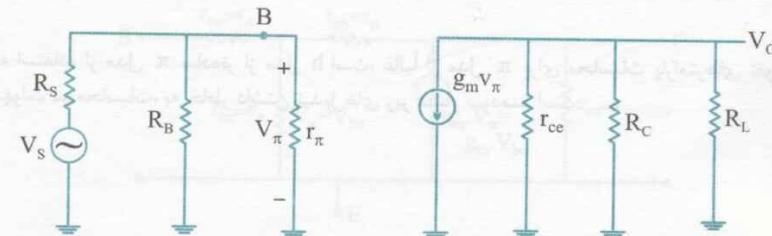
$$V_C = 10 - R_C \cdot I_C \approx 9 \text{ V}$$



در شکل (۳۷-۲) مدل ac رسم شده است. در مدل ac، منابع تغذیه صفر تلقی می‌شوند.

شکل ۳۷-۲ مدل ac برای مدار شکل (۳۶-۲)

در شکل (۳۸-۲) مدل π تقریبی رسم شده است.



شکل ۳۸-۲ مدل π تقریبی برای مدار شکل (۳۶-۲)

$$r_e = \frac{V_T}{I_E} = \frac{25 \text{ mV}}{1 \text{ mA}} = 25 \Omega$$

$$r_\pi = r_e (1 + \beta) \approx 2.5 \text{ K}$$

$$g_m = \frac{\alpha}{r_e} = \frac{1}{25 \Omega} = 40 \text{ m}\mathcal{V}, (\text{ms}), (\text{mmho})$$

$$r_{ce} \approx \frac{V_A}{I_C} = \frac{100 \text{ V}}{1 \text{ mA}} = 100 \text{ K}$$

۸-۲ ترانزیستور اتصال دیودی

در مدار شکل (۳۹-۲) ترانزیستور به وسیله منبع جریان (I) بیاس شده است، کلکتور به بیس وصل شده است. این مدار در

ناحیه فعال است؛ زیرا:

$$V_{CE} = V_{BE} > V_{CE(\text{sat})}$$

٥٧ ترانزیستورهای پیوندی ...

شکل ۴۰-۲ مدل π مدار شکل (۳۹-۲)

شکل ۳۹-۲ ترانزیستور اتصال دیودی

برای اندازه‌گیری مقاومت خروجی R_o ، تغییرات v_0 به $i_0 = i_x$ و $v_x = v_0$ نوشته شده است:

$$R_o = \frac{V_x}{i_x}$$

$$V_x = V_\pi$$

$$i_x = \frac{V_\pi}{r_{ce}} + g_m V_\pi + \frac{V_\pi}{r_\pi}$$

$$R_o = \frac{V_x}{i_x} = r_{ce} \parallel r_\pi \parallel \frac{1}{g_m}$$

$$R_o \approx r_\pi \parallel \frac{1}{g_m} = r_e$$

در این صورت مقاومت داخلی یک ترانزیستور اتصال دیودی برابر است با $\frac{V_T}{I_E}$. ترانزیستور اتصال دیودی کاربرد وسیعی در ساخت منابع جریان و بارهای فعال و مبدل‌های دما به جریان و... دارد.

مثال ۱۸: در مدار شکل (۴۱-۲) مقاومت R_o را به دست آورید.
 $(\beta = 100, V_A = 100V, V_T = 25mV)$

شکل ۴۱-۲

حل:

از مقاومت $9.3k\Omega$ جریان امیتر می‌گذرد:

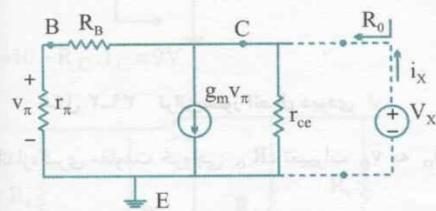
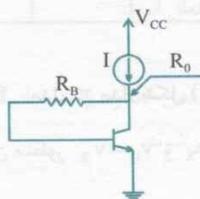
$$I_E = \frac{10 - 0.7}{9.3k} = 1mA$$

$$r_{ce} = \frac{V_A}{I_C} \approx 100 k\Omega$$

$$r_e = \frac{25mV}{I_E} \approx 25\Omega$$

$$R_o \approx r_{ce} \parallel r_e \approx 25\Omega$$

در مدار شکل (٤٢-٢) مقاومت خروجی R_o را با رسم مدل π مطابق شکل (٤٣-٢)، می‌توان به صورت زیر به دست آورد:

شکل ٤٣-٢ مدل π 

شکل ٤٢-٢

$$R_o = \frac{V_x}{i_x}$$

$$i_x = g_m \cdot v_\pi + \frac{V_\pi}{r_\pi} + \frac{V_x}{r_{ce}}$$

$$V_x = V_\pi + \frac{V_\pi}{r_\pi} \cdot R_B$$

$$\frac{V_x}{i_x} = R_o = \frac{R_B + r_\pi}{1 + g_m r_\pi} \approx r_e + \frac{R_B}{1 + \beta}$$

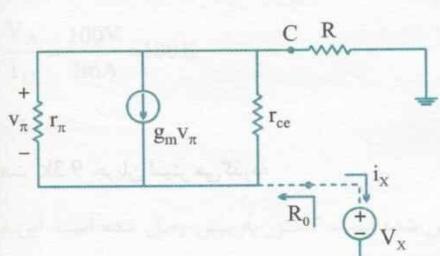
در مدار شکل (٤٤-٢) مقاومت خروجی R_o را با رسم مدل π می‌توان به دست آورد.

$$R_o \approx r_e + R_E$$

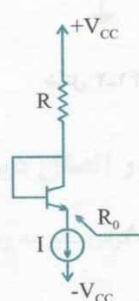
از r_{ce} صرف‌نظر شده است.

در مدار شکل (٤٥-٢)، مقاومت R_o را می‌توان با رسم مدل π مطابق شکل (٤٦-٢) به دست آورد.

شکل ٤٤-٢



شکل ٤٦-٢



شکل ٤٥-٢

با نشتن KVL در مدار نسبت $R_o = \frac{V_x}{i_x}$ حاصل می‌شود، از r_{ce} صرف‌نظر شده است.

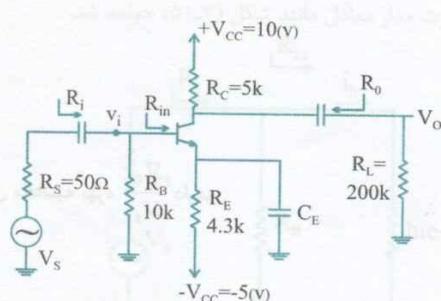
$$R_o \approx r_e + R$$

۴. تقویت‌کننده امیتر مشترک (CE)

این نوع تقویت‌کننده در دو حالت به کار می‌رود، حالت نخست آنکه تمام مقاومت بایاس روی امیتر (R_E) به وسیله خازن پایوس شده است. خازن در محاسبات DC باز است و در محاسبات ac اتصال کوتاه فرض می‌شود و حالت دوم آنکه تمام مقاومت امیتر و یا بخشی از آن به وسیله خازن بایس نمی‌شود. در این صورت در حالت ac مقداری مقاومت در امیتر وجود دارد و در محاسبات ac منظور می‌شود.

در شکل (۴۷-۲) تقویت‌کننده امیتر مشترک را مشاهده می‌کنید که تمام مقاومت امیتر به وسیله خازن روی امیتر بایس شده است. تقویت‌کننده در ناحیه فعال بایاس شده است؛ یعنی $V_{CE} > V_{CE(sat)}$ است.

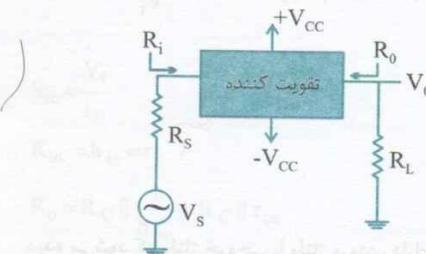
$$(\beta = 400, V_A = 100V)$$



شکل ۴۷-۲

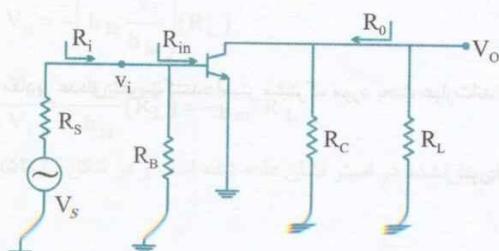
در این نوع تقویت‌کننده که مطابق شکل (۴۸-۲) رسم شده است، مقادیر R_i و R_o و بپره ولتاژ $\frac{V_o}{V_s}$ را به دست آورید.

$$\begin{aligned} \text{ابتدا جریان‌های DC و ولتاژها را به دست می‌آوریم:} \\ I_E = \frac{V_B - V_{BE} - (-V_{CC})}{R_B + R_E} \approx 1mA \\ V_C = V_{CC} - R_C \cdot I_C = 5V \end{aligned}$$



شکل ۴۸-۲

مشاهده می‌شود که مدار در ناحیه فعال بایاس شده است. مدل AC مطابق شکل (۴۹-۲) و مدل (π) مطابق شکل (۵۰-۳) است.



شکل ۴۹-۲ مدل AC برای امیتر مشترک

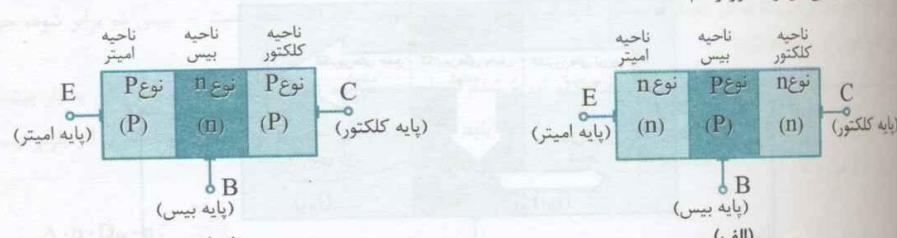
فصل ۲ ترانزیستورهای پیوندی دوقطبی (BJT)

مقدمه

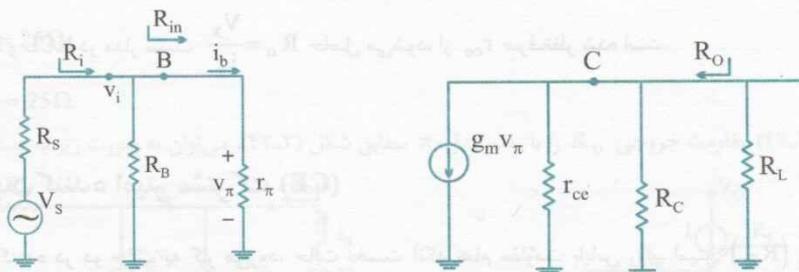
در بخش اول، پیوند p-n و دیوید که عنصر غیر خطی دوپایه‌ای است، مورد بررسی قرار گرفت. عنصر سه‌پایه‌ای که در این بخش مورد بررسی قرار می‌گیرد، ترانزیستور دوقطبی است که از دو پیوند p-n و سه پایه تشکیل شده است. بسیاری از تقویت‌کننده‌های امواج و مدارهای منطقی و منابع جریان از این ترانزیستورها ساخته می‌شوند. ترانزیستورهای BJT چه به صورت مدار مجمع و چه به صورت ترانزیستور تکی در دسترس هستند. در این عناصر، جریان گذرنده از یک پایه به دیگر به وسیله پایه سوم قابل کنترل است؛ این کنترل هم به صورت خطی و هم به صورت قطع و وصل انجام می‌گیرد که حالت اخیر آن در مدارات رقمی (دیجیتال) به کار می‌رود. جریان کنترل شده به وسیله الکترون‌ها و حفره‌ها انجام می‌شود و به این سبب به دوقطبی موسوم شده‌اند.

۱-۱ ساختمان فیزیکی ترانزیستورهای پیوندی دوقطبی

در شکل (۱-۲) ساختار (برش داده شده) ترانزیستورهای npn و ترانزیستورهای pnp نشان داده شده است. در شکل (۱-۲) علامت فرازداری این دو نوع ترانزیستور رسم شده است.



شکل ۱-۲ (الف): ترانزیستور نوع npn (ب): ترانزیستور نوع pnp

شکل ۵۰-۲ مدل π مدار امپیٹ مشترک

دیده می شود که در شکل (۵۰-۲) به جای ترانزیستور، مدل π آن جانشین شده است.

$$R_{in} = \frac{V_\pi}{i_b} = r_\pi = r_e (1 + \beta)$$

$$R_i = R_{in} \parallel R_B$$

$$R_o = r_{ce} \parallel R_C$$

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{V_o}{V_i} \cdot \frac{V_i}{V_s}$$

$$\text{برای محاسبه بهره } \frac{V_o}{V_s} \text{ داریم:}$$

$$\text{برای تعیین } \frac{V_o}{V_i} \text{ در خروجی } (V_o) \text{ نوشته می شود:}$$

$$\frac{V_o}{R_L} + \frac{V_o}{R_C} + \frac{V_o}{r_{ce}} + g_m V_\pi = 0$$

$$V_\pi = +V_i$$

$$\frac{V_o}{V_i} = -g_m (R_L \parallel r_{ce} \parallel R_C) = -g_m \cdot R'_L$$

دیده می شود که ولتاژ خروجی با ولتاژ ورودی دارای (180) درجه اختلاف فاز است.

$$V_i = \frac{V_s}{R_s + R_i} \cdot R_i$$

$$\frac{V_i}{V_s} = \frac{R_i}{R_i + R_s}$$

مقادیر عددی تقویت کننده امپیٹ مشترک مورد بحث عبارت اند از:

$$r_\pi = \frac{V_T}{I_E} = \frac{25\text{mV}}{1\text{mA}} = 25\Omega$$

$$R_i = R_{in} = r_e (1 + \beta) \approx 10\text{k}\Omega$$

$$R_i = R_{in} \parallel R_B = 5\text{k}\Omega$$

$$R_o = r_{ce} \parallel R_C = \frac{100\text{V}}{1\text{mA}} \parallel 5\text{k} = 5\text{k}$$

٦١

ترانزیستورهای پیوندی ...

$\frac{V_o}{V_i} = -g_m R'_L \approx -\frac{R'_L}{r_e} \approx -\frac{200k \parallel 100 \parallel 5k}{25\Omega} = -186$

$\frac{V_i}{V_S} = \frac{R_i}{R_i + R_S} = \frac{5k}{5k + 50\Omega} \approx 1$

$\frac{V_o}{V_S} = \frac{V_o}{V_i} \cdot \frac{V_i}{V_S} = -186$

در این صورت اگر موج ورودی را مثلاً سینوسی فرض کنیم و دامنه آن خیلی کوچکتر از 25 میلیولت باشد، خروجی دامنه‌ای 186 برابر ورودی خواهد داشت و خروجی نسبت به ورودی 180 درجه اختلاف فاز دارد. در قسمت‌های دیگر حداکثر دامنه خروجی را بدون بریدگی حساب می‌کنیم.

در تمام تقویت‌کننده‌های امپیتر مشترک، ورودی و خروجی دارای 180 درجه اختلاف فاز است. در مدار امپیتر مشترک مورد بحث می‌توان مدل h ترانزیستور را به جای مدل π جانشین کرد. در این صورت مدار معادل مانند شکل (۵۱-۲) خواهد شد.

شکل ۵۱-۲ مدل h

$h_{ie} = \frac{V_i}{i_b}$

$R_{in} = h_{ie} = r_\pi$

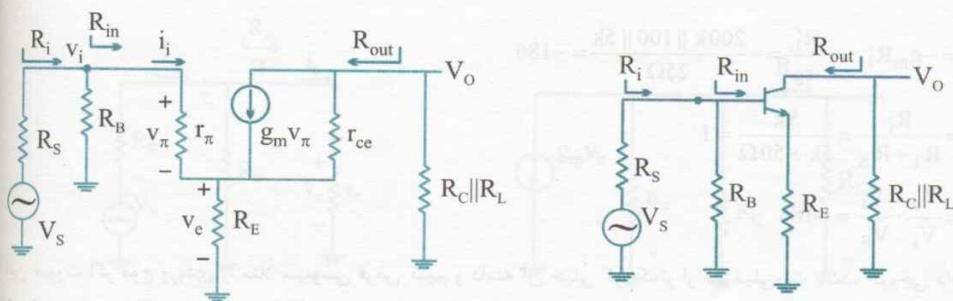
$R_o = R_C \parallel \frac{1}{h_{oe}} \approx R_C \parallel r_{ce}$

$V_o = -(h_{fe} \cdot i_b) \left(\frac{1}{h_{oe}} \parallel R_C \parallel R_L \right)$

$V_o = -\left(h_{fe} \frac{V_i}{h_{ie}} \right) (R'_L)$

$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{h_{fe}}{h_{ie}} (R'_L) = -g_m \cdot R'_L$

در شکل (۵۲-۲) مدل ac تقویت‌کننده امپیتر مشترک با مقاومت بای‌پس نشده در امپیتر نشان داده شده است و در شکل (۵۳-۲) مدل π مشاهده می‌شود.



شکل ٥٢-٢ مدل ac تقویت‌کننده امپیر مشترک با مقاومت RE با پس‌نشدۀ به وسیله خازن

$$R_{in} = \frac{V_i}{i_i}$$

$$i_i = i_b$$

$$V_i = V_\pi + V_e$$

$$V_e = i_e \cdot R_E$$

$$i_e = i_b + g_m V_\pi + \frac{V_o - V_e}{r_{ce}}$$

با صرفنظر کردن از r_{ce} داریم:

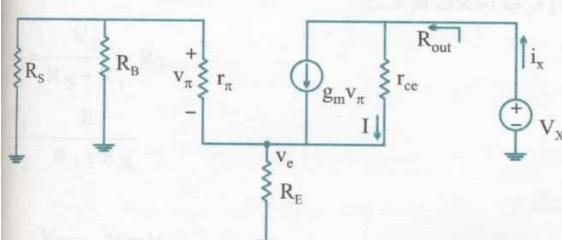
$$i_e = \frac{g_m V_\pi}{\alpha}$$

$$i_b = \frac{i_e}{1+\beta}$$

با جانشینی کردن روابط بالا مقاومت R_{in} به دست می‌آید:

$$R_{in} = r_\pi + R_E (1+\beta) = (r_e + R_E)(1+\beta)$$

$$R_i = R_B \parallel R_{in}$$



شکل ٥٤-٢ تعیین مقاومت خروجی

$$R_{out} = \frac{V_x}{i_x}$$

$$R_S \parallel R_B = R_b$$

برای تعیین مقاومت خروجی R_{out} ، در مدار شکل (٥٣-٢)، V_S برابر صفر قرار داده می‌شود. در این صورت مطابق شکل (٥٤-٢)، R_{out} به دست می‌آید.

$$i_x = \frac{V_x - V_e}{r_{ce}} + g_m V_\pi$$

$$V_e = -(V_\pi + i_b \cdot R_b)$$

$$V_x = i(r_{ce}) + V_e$$

$$i = \frac{V_x - V_e}{r_{ce}}$$

از حل روابط بالا مقاومت R_{out} به دست می‌آید.

$$R_{out} = R_E \parallel (R_b + r_\pi) + r_{ce} \left[1 + g_m \frac{R_E \cdot r_\pi}{R_E + r_\pi + R_b} \right]$$

$$R_{out} = r_{ce} \left[1 + g_m \frac{R_E \cdot r_\pi}{R_E + r_\pi + R_b} \right]$$

$$R_{out} = r_{ce} [1 + g_m (r_\pi \parallel R_E)]$$

اگر بتوان از R_b در برابر $(R_E + r_\pi)$ صرفنظر کرد، آن‌گاه:

$$\frac{V_o}{V_i} \text{ برای به دست آوردن بهره ولتاژ با صرفنظر کردن از } r_{ce} \text{ از شکل (۵۳-۲) داریم:}$$

$$V_o = -g_m V_\pi (R_C \parallel R_L) = -h_{fe} \cdot i_b (R_C \parallel R_L)$$

$$V_i = i_b (R_{in})$$

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{h_{fe} (R_C \parallel R_L)}{(r_e + R_E)(1 + \beta)}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{g_m (R_C \parallel R_L)}{1 + g_m \cdot R_E}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_C \parallel R_L}{r_e + R_E}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = -G_m (R_C \parallel R_L)$$

مقاومت R_E سبب کاهش بهره ولتاژی، افزایش مقاومت‌های ورودی و خروجی می‌شود، اگر مقاومت R_E هم منظور شود،

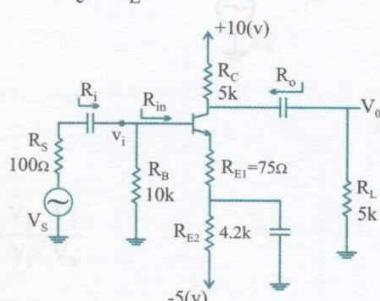
آن‌گاه:

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_C \parallel R_L \parallel R_o}{r_e + R_E}$$

مثال ۱۹: در مدار شکل (۵۵-۲)، مقاومت‌های ورودی R_i

و خروجی R_o و بهره ولتاژ $\frac{V_o}{V_s}$ را حساب کنید.

$$(\beta = 400 , V_A = 100 V)$$



شکل ۵۵-۲

$$I_E \approx \frac{0 - 0.7 + 5}{R_B + R_{E_1} + R_{E_2}} = 1 \text{ mA}$$

مدار فعال است.

$$V_C = 10 - 1 \text{ mA} (R_C) = 5 \text{ V}$$

$$r_e = \frac{V_T}{I_E} \approx 25 \Omega \quad , \quad r_\pi = r_e (1 + \beta) \approx 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_{in} = (r_e + R_E)(1 + \beta) = 40 \text{ k}\Omega$$

$$R_i = R_B \parallel R_{in} = 8 \text{ k}\Omega$$

$$R_o = R_{out} \parallel R_C$$

صرف نظر شده است. از $R_s \parallel R_B$

$$R_{out} \approx r_{ce} (1 + g_m (r_\pi \parallel R_{E_1}))$$

$$R_{out} \approx 100 \text{ k}\Omega (1 + 3) = 400 \text{ k}\Omega$$

$$R_o = R_C = 5 \text{ k}\Omega$$

$$\frac{V_o}{V_i} \approx -\frac{R_C \parallel R_L \parallel R_{out}}{r_e + R_{E_1}} = -\frac{2.5 \text{ k}}{100 \Omega} = -25$$

$$\frac{V_i}{V_s} = \frac{R_i}{R_i + R_s} \approx 1$$

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{V_o}{V_i} \cdot \frac{V_i}{V_s} \approx -25$$

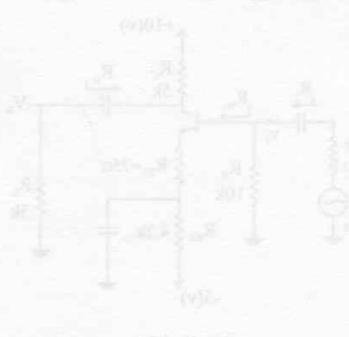
در مثال (۱۹) اگر R_{E_1} هم به وسیله خازن بای پس می شد، بهره ولتاژی افزایش می یافتد، در این صورت:

$$\frac{V_o}{V_i} \approx -\frac{R_C \parallel R_L \parallel r_{ce}}{r_e} = -100$$

و مقاومت ورودی R_{in} برابر با r_π می شود:

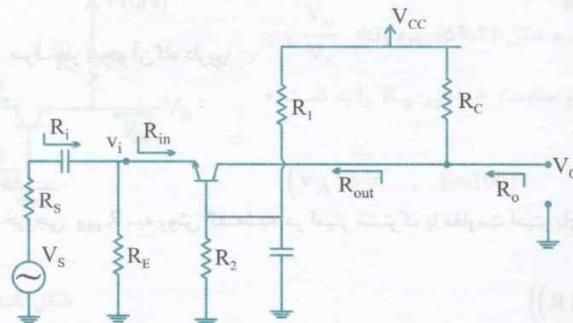
$$R_{in} = r_e (1 + \beta) = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_i = R_{in} \parallel R_B = 5 \text{ k}\Omega$$

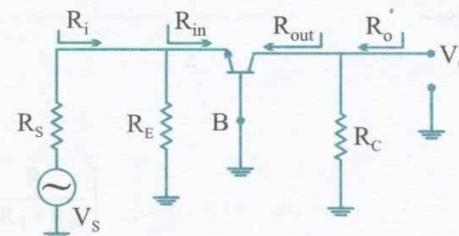


۱۰-۲ تقویت کننده بیس مشترک (CB)

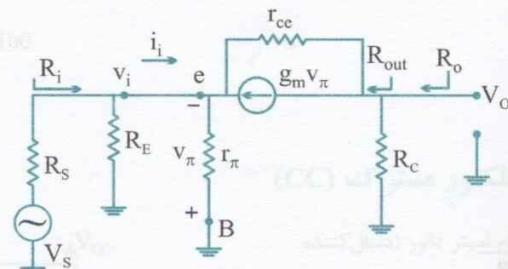
در مدار شکل (۵۶-۲) که در ناحیه فعال بایاس شده است، موج ورودی به امپیتر اعمال شده و خروجی از کلکتور دریافت شده است. مدل ac و مدل π مطابق شکل (۵۷-۲) و (۵۸-۲) است.



شکل ۵۶-۲ تقویت کننده بیس مشترک



شکل ۵۷-۲ مدل ac

شکل ۵۸-۲ مدل π

برای به دست آوردن بهره ولتاژی داریم:

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{V_o}{V_i} \cdot \frac{V_i}{V_s}$$

برای تعیین بهره ولتاژ در خروجی KCL نوشته می‌شود.

$$\frac{V_o}{R_C} + g_m V_\pi + \frac{V_o - V_i}{r_{ce}} = 0$$

$$V_\pi = -V_i$$

$$\frac{V_o}{R_C} - g_m V_i + \frac{V_o}{r_{ce}} - \frac{V_i}{r_{ce}} = 0$$

اگر از $\frac{V_i}{r_{ce}}$ در برابر $g_m V_i$ صرفنظر شود، آن‌گاه داریم:

$$\frac{V_o}{V_i} = g_m (r_{ce} \parallel R_C)$$

موج خروجی و ورودی هم‌فاز هستند.

برای به دست آوردن مقاومت خروجی R_{out} ، به روش گفته شده در امیتر مشترک با مقاومت امیتر با پس‌نشده داریم:

$$R_s \parallel R_E = R$$

$$R_{out} = r_{ce} \left(1 + g_m (r_\pi \parallel R) \right)$$

برای به دست آوردن مقاومت ورودی R_{in} ، نسبت $\frac{V_i}{i_i}$ برقرار می‌شود:

$$V_i = -V_\pi$$

$$i_i = \frac{V_i}{r_\pi} + \frac{V_i - V_o}{r_{ce}} + g_m V_i$$

$$V_o = \left(i_i - \frac{V_i}{r_\pi} \right) \cdot R_C$$

$$R_{in} = \frac{V_i}{i_i} = \frac{r_{ce} + R_C}{1 + g_m r_{ce}} \parallel r_\pi$$

مقاومت R_{in} بر حسب مقادیر R_C و r_{ce} و r_π و r_e بین V_o و V_i است.
اگر $R_C \ll r_{ce}$ باشد، آن‌گاه:

$$R_{in} \approx \frac{1}{g_m} \parallel r_\pi = r_e$$

$$R_i = R_{in} \parallel R_E$$

$$\frac{V_i}{V_s} = \frac{R_i}{R_i + R_s}$$

$$\frac{V_o}{V_s} = g_m (r_{ce} \parallel R_C) \cdot \frac{R_i}{R_i + R_s}$$

هرگاه خازن بیس برداشته شود و $R_1 \parallel R_2 = R_B$ باشد، آن‌گاه:

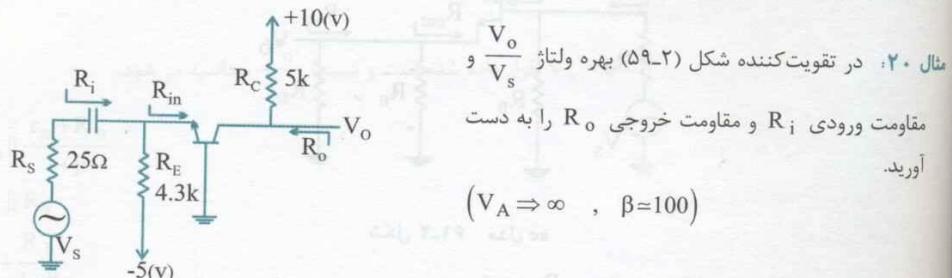
$$R_{in} \approx r_e + \frac{R_B}{1 + \beta}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{R_C}{r_e + \frac{R_B}{1 + \beta}}$$

هر کاربرد تقویت‌کننده بیس مشترک، اگر R_s بزرگ باشد، ممکن است بهره خیلی کم شود، زیرا مقاومت R_{in} کم است.

زمینای خوب این نوع تقویت‌کننده پاسخ فرکانس زیاد آن است.

وزن خروجی تقریباً با جریان ورودی $i_e \approx i_c$ برابر است. این تقویت‌کننده گاهی به نام بافر جریان هم نام‌گذاری می‌شود.



شکل ۵۹-۲

$$I_E = \frac{0 - V_{BE} + 5}{4.3k} = 1mA$$

ترانزیستور در ناحیه فعال بایاس شده است.

$$V_C = 5V$$

$$r_e = \frac{V_T}{I_E} = 25\Omega$$

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{V_o}{V_e} \cdot \frac{V_e}{V_s} = (g_m R_C) \left(\frac{R_i}{R_i + R_s} \right)$$

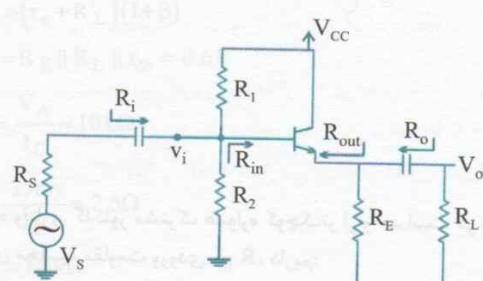
$$R_{in} = r_e = 25\Omega$$

$$R_i = R_E \parallel R_{in} = 25\Omega$$

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{5k}{25\Omega} \cdot \frac{25\Omega}{25\Omega + 25\Omega} = 100$$

$$R_o = R_{out} \parallel R_C = 5k$$

۱۱-۲ تقویت‌کننده کلکتور مشترک (CC)

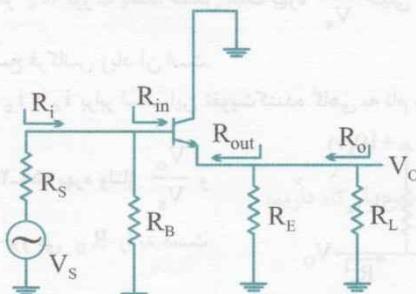


تقویت‌کننده کلکتور مشترک به نام امیتر فالور (دبال‌کننده اپیز) نیز به کار می‌رود.

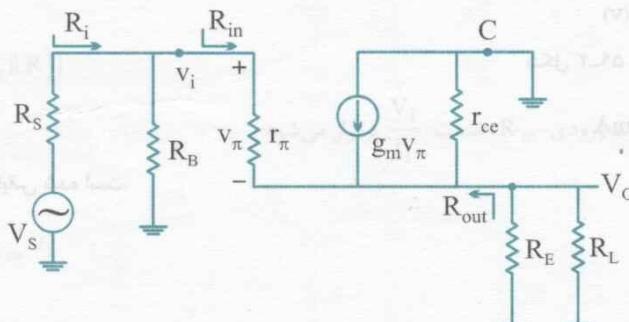
در شکل (۶۰-۲) موج ورودی به بیس ترانزیستور وارد می‌شود و خروجی از امیتر دریافت می‌شود.

شکل ۶۰-۲ تقویت‌کننده کلکتور مشترک

در شکل ۶۱-۲ و ۶۲-۲ مدل ac و مدل π نشان داده شده است.



شکل ۶۱-۲ مدل ac



شکل ۶۲-۲ مدل π

محاسبه بهره ولتاژ:

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{V_o}{V_i} \cdot \frac{V_i}{V_s}$$

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{V_o}{V_i} \cdot \frac{R_i}{R_i + R_s}$$

$$V_i = V_\pi + V_o$$

$$V_o = (g_m V_\pi + i_b) (r_{ce} \parallel R_E \parallel R_L)$$

$$V_o = \left(\frac{g_m V_\pi}{\alpha} \right) (R'_L)$$

$$R'_L = r_{ce} \parallel R_E \parallel R_L$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{R'_L}{r_e + R'_L}$$

بهره ولتاژی کلکتور مشترک همواره کوچک‌تر از واحد است. در فرکانس میانی ورودی و خروجی هم‌فاز هستند.

برای محاسبه مقاومت ورودی R_{in} ، داریم:

$$R_{in} = \frac{V_i}{i_i}$$

$$V_i = V_\pi + V_o$$

$$R_{in} = r_\pi + R'_L (1 + \beta)$$

$$R_{in} = (r_e + R'_L) (1 + \beta)$$

مقدار مقدار ورودی کلکتور مشترک زیاد است.

برای محاسبه مقاومت خروجی R_{out} قرار داده شده است و نسبت $\frac{V_o}{i_o}$ محاسبه می‌شود.

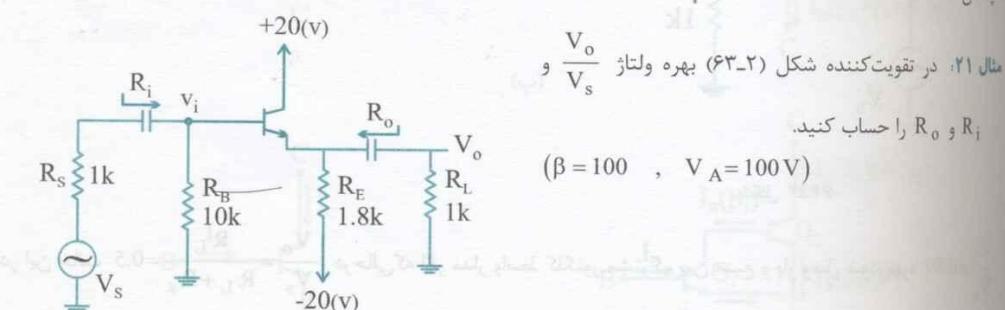
$$R_{out} = r_{ce} \parallel \frac{r_\pi + R_b}{1 + \beta}$$

$$R_b = R_B \parallel R_S$$

$$R_{out} = r_e + \frac{R_b}{1 + \beta}$$

$$R_o = R_{out} \parallel R_E$$

تقویت کلکتور مشترک دارای مقاومت خروجی کم است.
این نوع تقویت‌کننده با داشتن مقاومت ورودی زیاد و مقاومت خروجی کم به عنوان بافر ولتاژ شناخته می‌شود که دارای نقش تطبیق اپلیکاس است.



شکل ۶۳-۲

$$I_E = \frac{0 - 0.7 + 20}{\frac{10k}{1 + \beta} + R_E} \approx 10 \text{ mA}$$

$$R_{in} = (r_e + R'_L) (1 + \beta)$$

$$R'_L = R_E \parallel R_L \parallel r_{ce} \approx 0.6 \text{ k}\Omega$$

$$r_{ce} = \frac{V_A}{I_C} \approx 10 \text{ k}\Omega$$

$$r_e = \frac{25mv}{I_E} \approx 2.5 \Omega$$

$$R_{in} \approx 60 \text{ k}\Omega$$

$$R_i = R_B \parallel R_{in} \approx 8.6 \text{ k}\Omega$$

$$R_o = R_E \parallel r_{ce} \parallel \frac{r_\pi + R_b}{1+\beta}$$

$$R_b = R_s \parallel R_B = 900\Omega$$

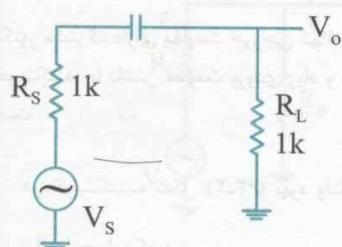
$$r_\pi = r_e (1+\beta) = 250\Omega$$

$$R_0 = 11\Omega$$

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{V_o}{V_i} \cdot \frac{V_i}{V_s}$$

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{R'_L}{r_e + R'_L} \cdot \frac{R_i}{R_i + R_s}$$

$$\frac{V_o}{V_s} = (0.995) \frac{8.6k}{9.6k} = 0.89$$



شکل ۶۴-۲

مثال (۲۱) را بررسی قرار می‌دهیم: منبع سیگنالی V_s با مقاومت داخلی $R_s = 1k\Omega$ وجود دارد. این منبع باید به بار وصل شود. به شکل (۶۴-۲) نگاه کنید:

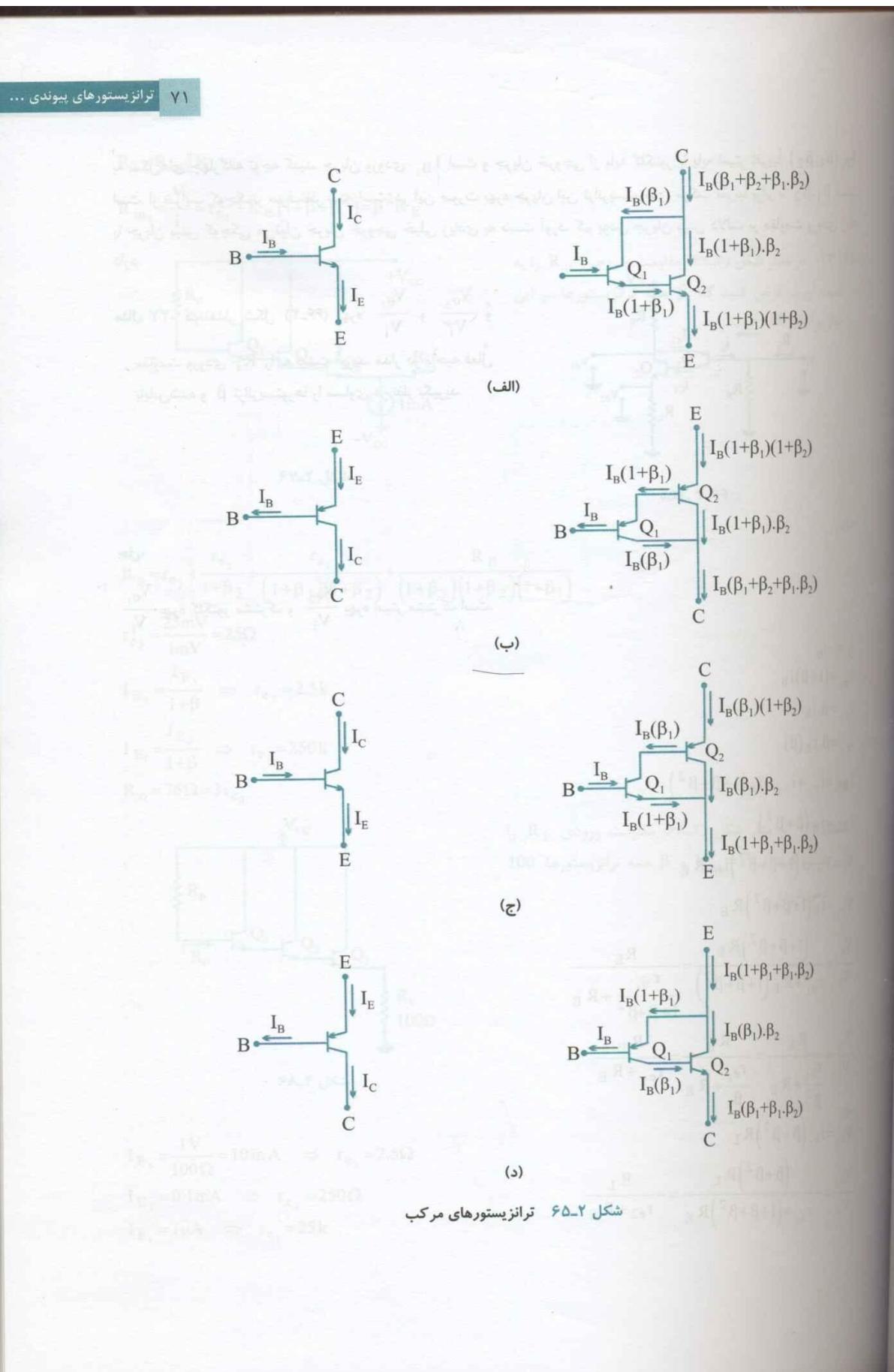
$$\text{در این حالت } \frac{V_o}{V_s}, \text{ در حالی که اگر مدار واسط کلکتور مشترک بین منبع و بار وصل شود، بهره } 0.89 = \frac{R_L}{R_L + R_s} = 0.5$$

می‌شود. مشاهده می‌شود بهره ولتاژ ۸۰ درصد افزایش یافته است؛ البته هزینه این افزایش بهره نصب یک مدار ترانزیستوری و مصرف مقداری توان از منبع تغذیه است.

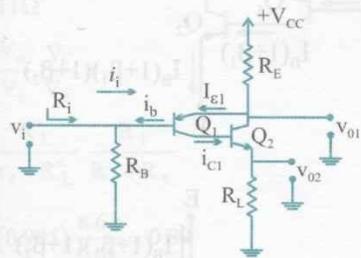
۱۲-۲ ترانزیستورهای مرکب

برای افزایش بهره جریان ترانزیستور $\left(\frac{i_c}{i_b} \right)$ و افزایش مقاومت ورودی مدارهای الکترونیک، از ترانزیستورهای مرکب استفاده می‌شود. این ترکیب‌ها را آرایش دارلینگتون و زوج‌های مکمل می‌نامند. در شکل (۶۵-۲) (الف) و (ب) و (ج) و (د) چهار نوع

ترانزیستور مکمل ممکن نشان داده شده است. این ترکیب‌ها به صورت بسته‌های آماده نیز در دسترس هستند. این ترکیب‌ها به صورت ترانزیستور NPN و PNP عمل می‌کنند. در شکل (۶۵-۲) جریان هر ترانزیستور و جریان کل نیز نشان داده شده است.



به شکل‌های چهارگانه توجه کنید. جریان ورودی I_{B_1} است و جریان خروجی از پایه کلکتور یا پایه امیتر تقریباً $I_{B_1}(\beta_1 \cdot \beta_2)$ است. از ضرایب کوچک‌تر صرف‌نظر شده است. در این صورت بهره جریان این ترانزیستورهای مرکب تقریباً برابر با $\beta_1 \cdot \beta_2$ است با جریان بیس کوچکی می‌توان جریان خروجی خیلی زیادی به دست آورد. کم بودن جریان بیس دلالت بر مقاومت ورودی زیاد دارد.



شکل ٦٦-٢

مثال ٦٦-٢: در مدار شکل (٦٦-٢) بهره $\frac{V_{0_2}}{V_i}$ و $\frac{V_{0_1}}{V_i}$ را به دست آورید. مدار در ناحیه فعال بایاس شده و β ترانزیستورها را مساوی در نظر بگیرید.

$$i_1 = -i_b$$

$$i_{e_1} = (1 + \beta) i_b$$

$$i_{c_1} = \beta \cdot i_b$$

$$i_{c_2} = \beta \cdot i_b (\beta)$$

$$i_{RE} = i_{e_1} + i_{c_2} = i_b (1 + \beta + \beta^2)$$

$$i_{RL} = i_b (\beta + \beta^2)$$

$$V_i = V_{\pi_1} + (1 + \beta + \beta^2) i_b \cdot R_E$$

$$V_{0_1} = i_b (1 + \beta + \beta^2) R_E$$

$$\frac{V_{0_1}}{V_i} = \frac{(1 + \beta + \beta^2) R_E}{r_{\pi_1} + R_E (1 + \beta + \beta^2)} = \frac{R_E}{\frac{r_{\pi_1}}{1 + \beta + \beta^2} + R_E}$$

$$\frac{V_{0_1}}{V_i} = \frac{R_E}{\frac{r_{\pi_1}}{\beta^2} + R_E} = \frac{R_E}{\frac{r_{e_1}}{\beta} + R_E} = \frac{R_E}{r_{e_2} + R_E}$$

$$V_{0_2} = i_{b_1} (\beta + \beta^2) R_L$$

$$\frac{V_{0_2}}{V_i} = -\frac{(\beta + \beta^2) R_L}{r_{\pi_1} + (1 + \beta + \beta^2) R_E} = -\frac{R_L}{r_{e_2} + R_E}$$

حل:

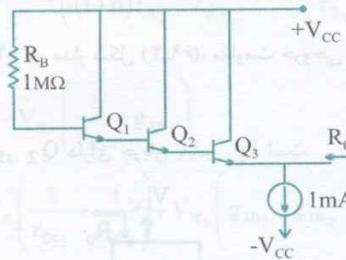
$$\frac{V_{0_2}}{V_i} \text{ بهره کلکتور مشترک و } \frac{V_{0_1}}{V_i} \text{ بهره امیتر مشترک است.}$$

... ترانزیستورهای پیوندی ...

٧٣

$$R_i = R_{in} \parallel R$$

$$R_{in_1} = \frac{V_i}{I_i} = r_{\pi_1} + R_E (1 + \beta + \beta^2) = \beta^2 R_E$$



شکل ٦٧-٢

مثال ٤٣: در مدار شکل (٦٧-٢) مقاومت خروجی R_o را به دست آورید. فرض کنید که β همه ترانزیستورها در این مدار برابر با ۱۰۰ است.

حل:

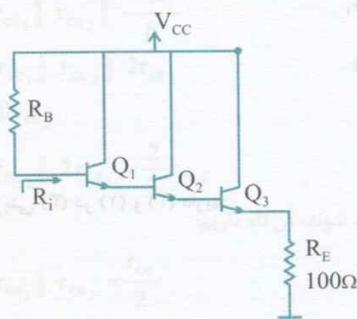
$$R_o = r_{e_3} + \frac{r_{e_2}}{1+\beta_3} + \frac{r_{e_1}}{(1+\beta_3)(1+\beta_2)} + \frac{R_B}{(1+\beta_3)(1+\beta_2)(1+\beta_1)}$$

$$r_{e_3} = \frac{25mV}{1mV} = 25\Omega$$

$$I_{E_2} = \frac{I_{E_3}}{1+\beta} \Rightarrow r_{e_2} = 2.5k$$

$$I_{E_1} = \frac{I_{E_2}}{1+\beta} \Rightarrow r_{e_1} \approx 250k$$

$$R_o = 76\Omega = 3r_{e_3}$$



شکل ٦٨-٢

مثال ٤٤: در مدار شکل (٦٨-٢) مقاومت ورودی R_i را تعیین کنید. ($V_{E_3} = 1V$ و β همه ترانزیستورها ۱۰۰ فرض شود)

حل:

$$I_{E_3} = \frac{1V}{100\Omega} = 10mA \Rightarrow r_{e_3} = 2.5\Omega$$

$$I_{E_2} = 0.1mA \Rightarrow r_{e_2} = 250\Omega$$

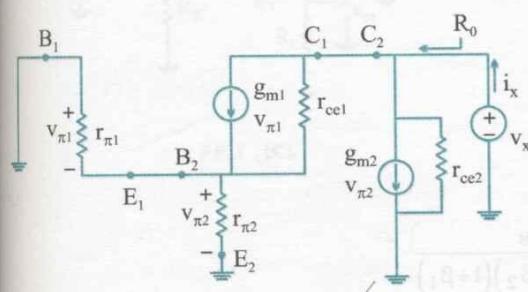
$$I_{E_1} = 1\mu A \Rightarrow r_{e_1} = 25k$$

$$\begin{aligned} R_{in_3} &= (r_{e_3} + R_E)(1+\beta) \approx 10k = R_{L_2} \\ R_{in_2} &= (R_{L_2} + r_{e_2})(1+\beta) = (\beta)^2 R_E = R_{L_1} = 1M\Omega \\ R_i &= (R_{L_1} + r_{e_1})(1+\beta) = \beta^3 R_E = 10^8 \Omega \end{aligned}$$

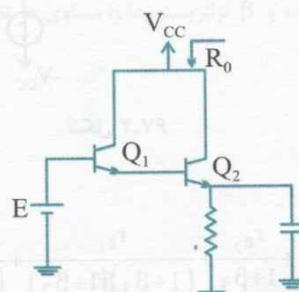
مثال ٢٥: در مدار شکل (٦٩-٢)، مقاومت خروجی R_o را به دست آورید.

$$(\beta_1 = \beta_2 = \beta, V_{A_1} = V_{A_2} = V_A)$$

ترانزیستور Q_2 دارای جریان بیاس I_E است.



شکل ٦٩-٢ مدار معادل



شکل ٦٩-٢

حل:

$$R_o = \frac{V_x}{i_x}$$

$$\text{KCL (خروجی)} \Rightarrow i_x = \frac{V_x}{r_{ce_2}} + g_{m_2} V_{\pi_2} + g_{m_1} V_{\pi_1} + \frac{V_x - V_{\pi_2}}{r_{ce_1}} \quad (١)$$

$$\text{KCL (Q}_1\text{ امیتر)} \Rightarrow \frac{V_{\pi_2}}{r_{\pi_2}} + \frac{V_{\pi_2}}{r_{\pi_1}} - g_{m_1} V_{\pi_1} + \frac{V_{\pi_2} - V_x}{r_{ce_1}} = 0 \quad (٢)$$

$$V_{\pi_2} = -V_{\pi_1} \quad (٣)$$

با جایگزینی (٣) در (١) و (٢) داریم:

$$i_x = \frac{V_x}{r_{ce_2}} - g_{m_2} V_{\pi_1} + g_{m_1} V_{\pi_1} + \frac{V_x}{r_{ce_1}} + \frac{V_{\pi_1}}{r_{ce_1}} \quad (٤)$$

$$\frac{V_{\pi_1}}{r_{\pi_2}} - \frac{V_{\pi_1}}{r_{\pi_1}} - g_{m_1} V_{\pi_1} - \frac{V_x}{r_{ce_1}} - \frac{V_{\pi_1}}{r_{ce_1}} = 0 \quad (٥)$$

از رابطه (٥) داریم:

$$\frac{V_x}{r_{ce_1}} = -V_{\pi_1} \left(\frac{1}{r_{\pi_1}} + \frac{1}{r_{\pi_2}} + g_{m_1} + \frac{1}{r_{ce_1}} \right) \quad (٦)$$

جریان امیتر Q_2 ، $(1+\beta)$ برابر جریان امیتر Q_1 است و درنتیجه:

$$\begin{aligned} r_{\pi_1} &= (1+\beta)r_{\pi_2} \\ g_m \cdot r_\pi &= \beta \\ \frac{V_x}{r_{ce}} &= -V_{\pi_1} \left(\frac{1}{(1+\beta)r_{\pi_2}} + \frac{1}{r_{\pi_2}} + g_{m_1} + \frac{1}{r_{o_1}} \right) \end{aligned} \quad (7)$$

با تقریب خوبی داریم:

$$\frac{V_x}{r_{ce_1}} \approx -V_{\pi_1} \left(\frac{1}{r_{\pi_2}} + g_{m_1} \right) \quad (8)$$

$$i_x = V_x \left(\frac{1}{r_{ce_1}} + \frac{1}{r_{ce_2}} \right) + V_{\pi_1} \left(g_{m_1} - g_{m_2} + \frac{1}{r_{ce_1}} \right) \quad (9)$$

$$i_x \approx V_x \left(\frac{1}{r_{ce_1}} + \frac{1}{r_{ce_2}} \right) + V_{\pi_1} \left(g_{m_1} - g_{m_2} \right) \quad (10)$$

مقدار V_{π_1} از رابطه (8) در رابطه (10) جاشین شود.

$$\begin{aligned} i_x &= V_x \left(\frac{1}{r_{ce_1}} + \frac{1}{r_{ce_2}} \right) + \frac{V_x}{r_{ce_1} \left(\frac{1}{r_{\pi_2}} + g_{m_1} \right)} \left(g_{m_2} - g_{m_1} \right) \\ R_o &= \frac{V_x}{i_x} = r_{o_1} \parallel r_{o_2} \parallel \frac{r_{ce_1} \left(\frac{1}{r_{\pi_2}} + g_{m_1} \right)}{g_{m_2} - g_{m_1}} \end{aligned}$$

$$g_{m_2} = \beta g_{m_1}, \quad r_{e_1} = \beta r_{e_2}, \quad r_{e_1} = r_{\pi_2}$$

$$R_o = r_{ce_1} \parallel r_{ce_2} \parallel \frac{2r_{ce_1}}{\beta}$$

$$R_o = r_{ce_1} \parallel r_{ce_2} \parallel 2r_{ce_2}$$

$$r_{ce_1} = \beta r_{ce_2}$$

$$R_o = r_{ce_2} \parallel 2r_{ce_2} \approx \frac{2}{3}r_{ce_2}$$

هرگاه در مدار مورد نظر با نصب منبع جریان در امیتر Q_1 ، $I_1 = I_2$ انتخاب شوند، آن‌گاه داریم:

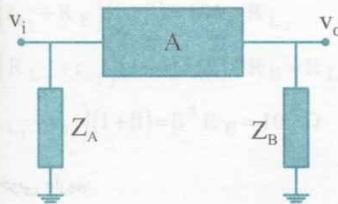
$$R_o = r_{ce_1} \parallel r_{ce_2} \approx \frac{r_{ce}}{2}$$

۱۳- قضیه میلر

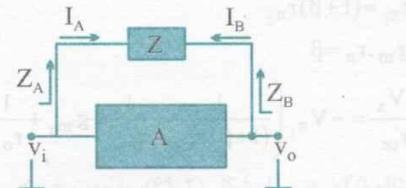
به کارگیری قضیه میلر در بسیاری از موارد، محاسبات مدارهای الکترونیکی را ساده‌تر می‌کند. در مدار شکل (۷۱-۲)

$$\frac{V_o}{V_i} = A \quad \text{نوبت‌کننده‌ای با بهره ولتاژ وجود دارد. بین گره ورودی و گره خروجی امپدانس (Z) وصل شده است. می‌توان}$$

امپدانس (Z) را باز کرد و معادل آن را در گره خروجی و گره ورودی قرار داد.



شکل ٧٢-٢



شکل ٧١-٢

$$I_A = \frac{V_i - V_o}{Z} = \frac{V_i \left(1 - \frac{V_o}{V_i}\right)}{Z}$$

$$Z_A = \frac{V_i}{I_A} = \frac{Z}{1 - \frac{V_o}{V_i}} = \frac{Z}{1 - A}$$

$$I_B = \frac{V_o - V_i}{Z} = \frac{V_o \left(1 - \frac{V_i}{V_o}\right)}{Z}$$

$$Z_B = \frac{V_o}{I_B} = \frac{Z}{1 - \frac{V_i}{V_o}} = \frac{Z}{1 - \frac{1}{A}}$$

اگر بهره ولتاژی (A)، منفی و بزرگتر از 1 و Z مقاومتی باشد، آن‌گاه:

$$R_A = \frac{R}{1-A}$$

مقاومت R_A کوچک‌تر از R است، اگر z سلفی باشد، سلف معادل در ورودی:

$$L(A) = \frac{L}{1-A}$$

اگر Z خازنی باشد، در این صورت (خازن معادل ورودی) $C_A = C(1-A)$ اگر Z مقاومتی باشد، مقاومت معادل در خروجی:

$$R_B = \frac{R}{1 - \frac{1}{A}}$$

اگر بهره ولتاژی تقویت‌کننده مثبت و کوچک‌تر از 1 باشد و Z، مقاومت R باشد (مثلاً تقویت‌کننده از نوع کلکتور مشترک باشد) در این صورت R_A بزرگ‌تر از R می‌شود:

$$R_A = \frac{R}{1-A}$$

مقاومت منفی بزرگی می‌شود: R_B

$$R_B = \frac{R}{1 - \frac{1}{A}}$$

حالت اخیر که برای افزایش مقاومت ورودی کلکتور مشترک یا ترکیب‌های مرکب به کار می‌رود، روش (بوت استرپ) نامیده می‌شود. در این صورت گفته می‌شود مقاومت R بوت استرپ شده است.

جهن مقاومت R_B در حالت اخیر منفی می‌شود و مقدار آن خیلی بزرگ‌تر از مقاومت‌های موازی با آن است، غالباً از این مقاومت منفی صرف‌نظر می‌شود. مثلاً یک مقاومت $1M\Omega$ - را با یک مقاومت 1 کیلو اهم موازی فرض کنید، مقاومت معادل برابر می‌شود با:

$$R_T = \frac{1k(-1M)}{1k - 1M} \approx +1k$$

فرض کنید تقویت‌کننده‌ای مثلاً کلکتور مشترک دارای بهره $0.98 = \frac{V_o}{V_i}$ باشد و بین ورودی و خروجی آن مقاومت 10 کیلو اهم فوار داده شود، مقاومت معادل در ورودی R_A و مقاومت معادل در خروجی R_B عبارت‌اند از:

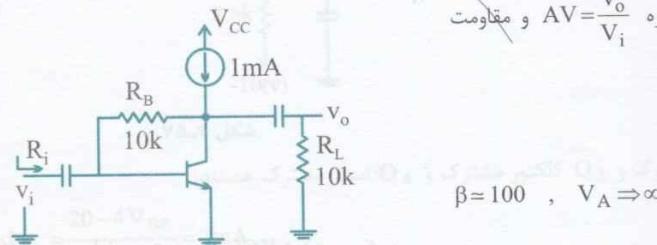
$$R_A = \frac{10k}{1 - 0.98} = 500k\Omega$$

$$R_B = \frac{10k}{1 - \frac{1}{0.98}} = -490k\Omega$$

با افزایش مقاومت ورودی تضعیف سیگنال کم می‌شود و یا بهره ولتاژی طبقه قبیل زیاد می‌شود.

مثال ۲۶: در مدار شکل (۷۳-۲) بهره $AV = \frac{V_o}{V_i}$ و مقاومت

ورودی i را محاسبه کنید.



شکل ۷۳-۲

برای محاسبه بهره $\frac{V_o}{V_i}$ در خروجی KCL نوشته می‌شود.

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} \approx \frac{1}{25\Omega}$$

$$\frac{V_o}{R_L} + g_m V_\pi + \frac{V_o - V_i}{R_B} + \frac{V_o}{r_{ce}} = 0$$

$$\frac{V_o}{R_L} + \frac{V_i}{25\Omega} + \frac{V_o}{R_B} - \frac{V_i}{R_B} = 0$$

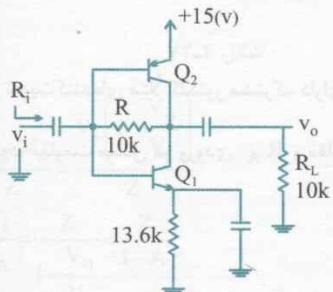
$$A_v = \frac{V_o}{V_i} \approx -\frac{R_B \parallel R_L}{25\Omega} \approx -\frac{-5000}{25} = -200 = -g_m (R_B \parallel R_L)$$

صرف‌نظر شده است. اگر نتوان از $\frac{V_i}{R_B}$ در مقابل $\frac{V_i}{r_{ce}}$ صرف‌نظر کرد، رابطه کامل را باید محاسبه کرد.

$$R_i = r_\pi \parallel \frac{R_B}{1 - A_v} = r_e (1 + \beta) \parallel \frac{10k}{201}$$

$$R_i \approx 2.5 \parallel \frac{10k}{201} \approx 50\Omega$$

اگر $\frac{V_o}{V_i} = -3$ به دست می‌آید.



شکل ۲۴-۲

مثال ۲۷: در مدار شکل (۲۴-۲) بهره ولتاژ $\frac{V_o}{V_i}$ و مقاومت ورودی R_i را حساب کنید.
 $\beta_1 = \beta_2 = 100$
 $V_{AP} = V_{AN} = 100V$

$$I_{E_1} = I_{E_2} \approx \frac{15 - 2V_{BE}}{13.6k} = 1mA$$

$$r_{ce_1} = r_{ce_2} = \frac{V_A}{I_C} = 100k$$

$$V_i = V_\pi$$

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} \approx \frac{1}{25\Omega}$$

برای محاسبه بهره ولتاژ در خروجی KCL نوشته می‌شود.

$$\frac{V_o}{R_L} + \frac{V_o}{r_{ce_1}} + \frac{V_o}{r_{ce_2}} + g_{m_1} V_\pi + g_{m_2} V_\pi + \frac{V_o - V_i}{R} = 0$$

$$V_\pi = V_i$$

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = -2g_m [R_L \parallel r_{ce} \parallel r_{ce} \parallel R] = -360$$

$$R_i = r_{\pi_1} \parallel r_{\pi_2} \parallel \frac{R}{1 - A_v}$$

$$r_{\pi_1} = r_{\pi_2} = r_e (1 + \beta) \approx 2.5k$$

$$R_i \approx 2.5k \parallel 2.5k \parallel \frac{10k}{1 + 360} \approx 27\Omega$$

اگر در مثال (۲۷)، $\beta_1 = 200$ و $\beta_2 = 100$ فرض شود، در این صورت:

$$I_{B_1} \approx \frac{1mA}{\beta_1} = 5\mu A$$

$$I_{B_2} \approx \frac{1mA}{\beta_2} = 10\mu A$$

جزیان مقاومت R برابر با ۵ میکروآمپر از چپ به راست است. برای فعال ماندن مدار با توجه به اینکه $V_{E_1} = 13.6$ ولت است، بنابراین حداقل ولتاژ کلکتور Q_1 با فرض $V_{CE(sat)} = 0.2$ ولت برابر با $+13.8$ ولت می‌شود.

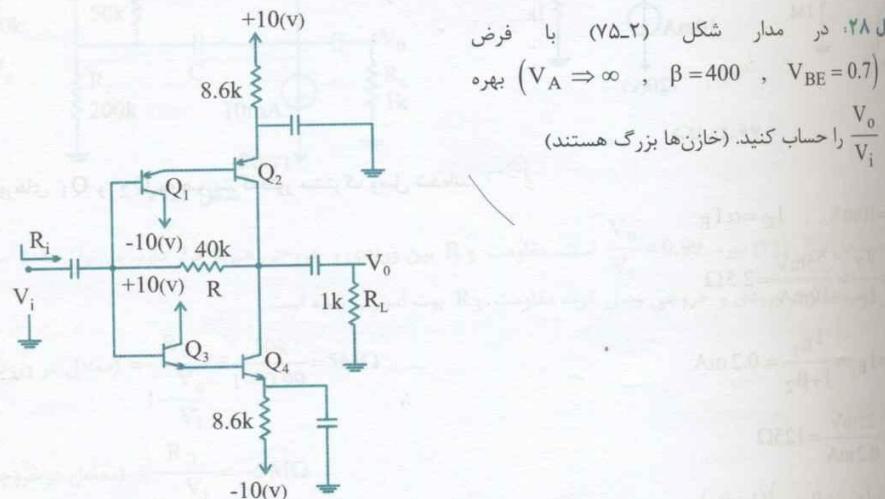
$$R_{max} = \frac{V_{B_1} - V_{C_1}}{5\mu A} = 100k$$

اگر مقاومت R بزرگ‌تر از $100k$ بزرگ‌تر از $100k$ انتخاب شود Q_1 اشباع خواهد شد و برای مدار بهره ولتاژ وجود ندارد.

مثال ۲۸: در مدار شکل (۷۵-۲) با فرض

($V_A \Rightarrow \infty$ ، $\beta = 400$ ، $V_{BE} = 0.7$)

$$\frac{V_o}{V_i}$$
 را حساب کنید. (خازن‌ها بزرگ هستند)



شکل ۷۵-۲

Q_1 کلکتور مشترک و Q_2 امیتر مشترک و Q_3 کلکتور مشترک و Q_4 امیتر مشترک هستند.

$$I_{E_2} = I_{E_4} = \frac{20 - 4V_{BE}}{2(8.6k)} = 1mA$$

$$r_{e2} = r_{e4} = 25\Omega$$

$$r_{e1} = r_{e3} = (1 + \beta)r_{e2} \approx 10k\Omega$$

$$\text{KCL خروجی} \Rightarrow \frac{V_o}{R_L} + \frac{V_o - V_i}{R} + g_m V_{\pi_2} + g_m V_{\pi_4} + \frac{V_o}{r_{ce2}} + \frac{V_o}{r_{ce4}} = 0$$

$$\frac{V_{e1}}{V_i} = \frac{R_{in2}}{R_{in2} + r_{e1}} = \frac{1}{2} \Rightarrow \frac{V_{e3}}{V_i} = \frac{1}{2} \Rightarrow V_{\pi_2} = V_{\pi_4} = \frac{V_i}{2}$$

$$\frac{V_o}{1k} + 2 \frac{V_i}{2 \times 25\Omega} \approx 0$$

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} \approx -40$$

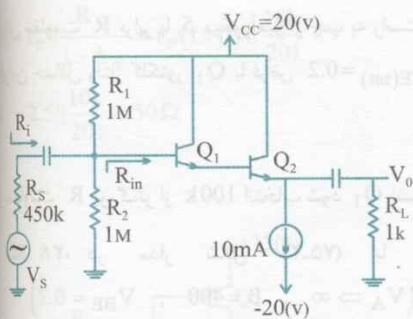
مقادیر R به صورت میلر در ورودی وصل می‌شود:

$$R_i = R_{in} \parallel R_{in3} \parallel \frac{R}{1 - A_v} \approx 1k\Omega$$

$$R_{in1} = (R_{in2} + r_{e1})(1 + \beta) \approx 8M\Omega = R_{in3}$$

مثال ٢٩: در مدار شکل (٧٦-٢) مقاومت ورودی R_i و بهره

$$\left(\beta_1 = 100, \beta_2 = 50 \right) \text{ را به دست آورید. } \frac{V_o}{V_s}$$



شکل ٧٦-٢

ترانزیستورهای Q_1 و Q_2 به صورت کلکتور مشترک وصل شده‌اند.

$$I_{E_2} = 10\text{mA}, I_C = \alpha I_E$$

$$r_{e_2} = \frac{V_T}{I_C} \approx \frac{25\text{mV}}{10\text{mA}} = 2.5\Omega$$

$$I_{B_2} = I_{E_1} = \frac{I_{E_2}}{1 + \beta_2} \approx 0.2\text{mA}$$

$$r_{e_1} \approx \frac{25\text{mV}}{0.2\text{mA}} \approx 125\Omega$$

$$R_{in_1} = \left(r_{e_1} + R_{in_2} \right) (1 + \beta_1)$$

$$R_{in_2} = \left(r_{e_2} + R_L \right) (1 + \beta_2) \approx 51\text{k}\Omega$$

$$R_{in_1} \approx 5.1\text{M}\Omega$$

$$R_i = R_1 \parallel R_2 \parallel R_{in_1} \approx 450\text{k}\Omega$$

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{V_o}{V_{b_2}} \cdot \frac{V_{b_2}}{V_s}$$

$$\frac{V_o}{V_{b_2}} = \frac{R_{L_3}}{R'_{L_2} + r_{e_2}} \approx 0.997$$

$$\frac{V_{b_2}}{V_i} = \frac{R'_{L_1}}{R'_{L_1} + r_{e_1}} = \frac{R_{in_2}}{R_{in_2} + r_{e_1}} \approx 0.997$$

$$\frac{V_o}{V_{b_1}} = 0.99$$

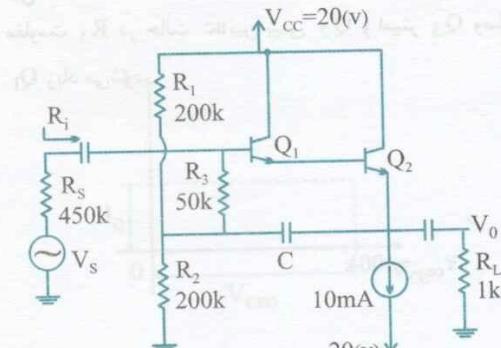
$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{V_o}{V_{b_1}} \cdot \frac{V_{b_1}}{V_s} = 0.99 \left(\frac{R_i}{R_i + R_s} \right) \approx 0.5$$

$$R_{in} = \frac{R}{\beta_1 + 1} \parallel R'_{L_1} \parallel R = \frac{R}{\beta_1 + 1}$$

$$R_{in} = 0.5\text{M}\Omega = (0.1 + 1) \left(\frac{1}{125} + \frac{1}{51} \right) = 0.5\text{M}\Omega$$

ترانزیستورهای بیوندی ...

۸۱



شکل ۷۷-۲

مثال ۳۰: مقاومت ورودی مدار شکل (۷۷-۲) را به دست اورید، $\beta_1=100$ ، $\beta_2=50$ ، $\beta_1\beta_2$ خازن‌ها خیلی بزرگ هستند، به طوری که امپدانس آن‌ها در فرکانس سیگнал ورودی قابل صرف‌نظر کردن است.

با توجه به حل مثال (۲۹) بهره $\frac{V_o}{V_i} \approx 0.99$ است. مقاومت R_3 بین ورودی و خروجی هم‌فاز قرار دارد. می‌توان مقدار معادل آن را طبق فضیه میلر در ورودی و خروجی وصل کرد، مقاومت R_3 بوت استرپ شده است:

$$R_3 = \frac{R_3}{1 - \frac{V_o}{V_i}} = \frac{50k}{1 - 0.99} \approx 5M\Omega \quad (\text{معادل در ورودی})$$

$$R_3 = \frac{R_3}{1 - \frac{V_i}{V_o}} = -5M\Omega \quad (\text{معادل در خروجی})$$

R_{in_1} (طبق مثال ۲۹) $\approx 5M\Omega$

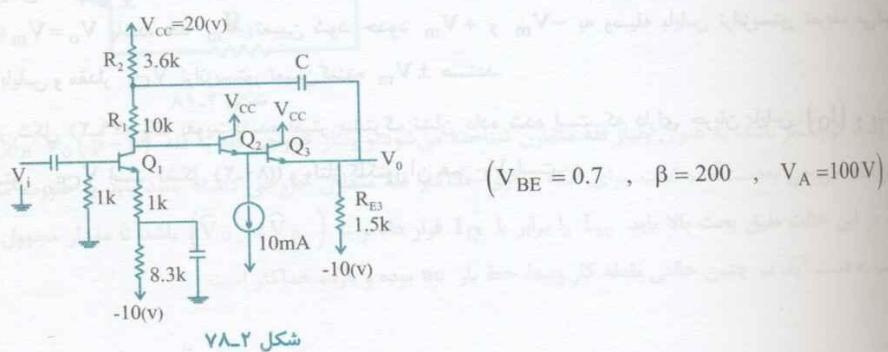
$$R_{in_1} = R_3 \parallel R_{in_1} = 2.5M\Omega$$

دیده می‌شود با روش بالا (بوت استرپ شدن R_3) مقاومت ورودی بسیار زیاد می‌شود و درنتیجه افت سیگنال در مقاومت منبع R_S کاهش می‌یابد.

$$\frac{V_o}{V_S} = \frac{V_o}{V_i} \cdot \frac{V_i}{V_S}$$

$$\frac{V_o}{V_S} = 0.99 \left(\frac{R_i}{R_i + R_S} \right) \approx 0.9$$

مثال ۳۱: در مدار شکل (۷۸-۲) بهره ولتاژی $\frac{V_o}{V_i}$ را به دست آورید.



شکل ۷۸-۲

حل:

مقاومت R_1 در حالت ac بین بیس Q_2 و امیتر Q_3 وصل شده است، بنابراین مقاومت معادل آن به عنوان مقاومت بار برای Q_1 زیاد می‌شود.

$$I_{E_1} = \frac{0 - 0.7 + 10}{1k + 9.3k} = 1mA = I_{C_1}$$

$$V_{C_1} \approx 6.4V \Rightarrow V_{E_3} \approx 5V \Rightarrow I_{E_3} \approx 10mA$$

$$r_{e_1} = r_{e_3} \approx 2.5\Omega, r_{e_1} = 25\Omega, r_{ce_2} = r_{ce_3} \approx 10k, r_{ce_1} = 100k$$

$$R_{L_3} = 1.5k \parallel 3.6k \parallel r_{ce_3} = 957\Omega \Rightarrow R_{in_3} \approx 192k$$

$$R_{L_2} = R_{in_3} \parallel r_{ce_2} \approx 9.5k, R_{in_2} \approx 1.9M\Omega$$

$$\frac{V_o}{V_{b_2}} \approx (A_3)(A_2) \approx \frac{R_{L_3}}{r_{e_3} + R_{L_3}} \cdot \frac{R_{L_2}}{r_{e_2} + R_{L_2}} \approx 0.997$$

$$R_{L_1} = \frac{R_1}{1 - 0.997} \parallel R_{in_2} \parallel R_{o_1}, R_{o_1} \approx r_{ce_1} \left[1 + g_m (r_{\pi_1} \parallel R_{E_1}) \right] \approx 3.3M$$

$$R_{L_1} \approx 172k \Rightarrow \frac{V_o}{V_i} \approx -170$$

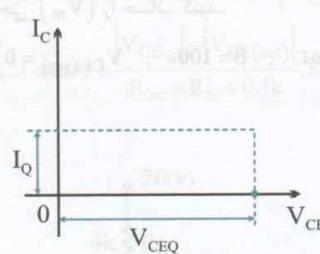
اگر خازن C باز باشد، آن‌گاه:

$$\frac{V_o}{V_i} \approx \frac{13.6k \parallel R_{o_1} \parallel R_{in_3}}{1k + r_e} = -13$$

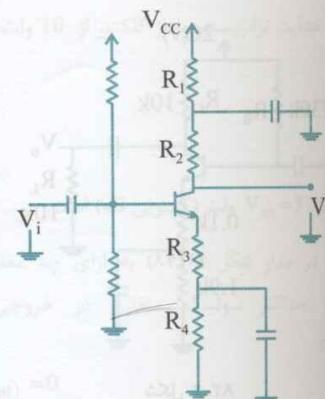
۱۴-۲ حداقل دامنه (V_m) نوسانات در خروجی یک مدار ترانزیستوری

به یک مدار بایاس شده از نوع امیتر مشترک یا کلکتور مشترک و یا بیس مشترک وقتی موج ورودی داده شود، در خروجی تقویت شده آن موج دریافت می‌شود که دامنه خروجی برابر با $V_{o_{max}} = V_{i_{max}} [A_V]$ است. به تقویت کننده هر اندازه دامنه موج ورودی را نمی‌توان اعمال کرد؛ زیرا خروجی دارای حدودی است که به ازای ورودی بیشتر، خروجی دارای بردگی می‌شود و یا به عبارتی ترانزیستور به ازای دامنه‌هایی از ورودی به قطع و یا اشباع می‌رود و از آن به بعد هرگونه تغییر در ورودی باعث تغییر در خروجی نخواهد شد. در این صورت لازم است حدود مجاز ولتاژ خروجی تقویت کننده محاسبه شود. مثلاً اگر $V_o = V_m \sin \omega t$ باشد، حد V_m تعیین شود. حدود $+V_m$ و $-V_m$ به وسیله بایاس ترانزیستور تعریف می‌شود؛ یعنی جریان بایاس و مقدار V_{CE} ترانزیستور تعیین کننده $V_m \pm$ هستند.

در مدار شکل (۷۹-۲) یک تقویت کننده امیتر مشترک نشان داده شده است که دارای جریان بایاس (I_Q) و ولتاژ دوسر ترانزیستور V_{CE_Q} است. (شکل (۸۰-۲)) و ولتاژ کلکتور آن هم V_C است.



شکل ۸۰-۲



شکل ۷۹-۲

در این صورت قابلیت‌های ترانزیستور I_Q و V_{CEQ} است. حال اگر موج ورودی به ترانزیستور چنان باشد که هدایت ترانزیستور را کم کند، نهایتاً ترانزیستور در آستانه خاموشی واقع می‌شود. حداکثر تغییر جریان در این حالت از I_Q تا صفر است. ولتاژ کلکتور ترانزیستور عدد $V_C + V_{CC}$ است که با کاهش هدایت ترانزیستور این ولتاژ به سمت $+V_{CC}$ میل می‌کند، در این صورت حداکثر دامنه ممکن خروجی مثبت عبارت است از:

$$\hat{V}_{o+} = I_Q \cdot R_L = I_Q \cdot R_2$$

اگر نصوح کنید که ترانزیستور بدون سیگنال است. اگر موج ورودی درجهٔی باشد که منجر به هدایت بیشتر ترانزیستور شود، V_{CE} شروع به کم شدن می‌کند تا به آستانه اشباع برسد. در این صورت ولتاژ قلهٔ دیگر تا آستانه اشباع ترانزیستور است.

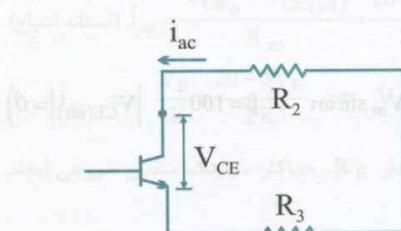
$$\hat{V}_{o-} = \underbrace{\frac{V_{CEQ} - V_{CE(sat)}}{R_{ac}}}_{\text{حداکثر جریان}} \times R_L \quad (\text{ترانزیستور در آستانه اشباع})$$

حداکثر جریان

این موضوع در شکل (۸۱-۲) نشان داده شده است.

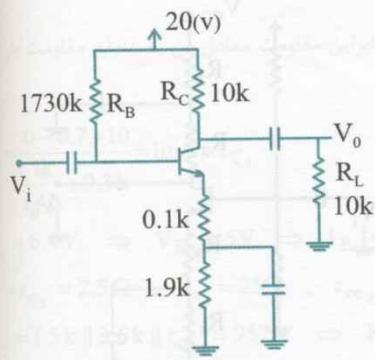
$$\hat{V}_{o-} = \frac{V_{CEQ} - V_{CE(sat)}}{R_2 + R_3} R_2$$

دو سر کلکتور - امیتر است. R_3 و R_2 مقاومت ac



شکل ۸۱-۲

هر کلام از قله‌ها کوچکتر باشد، به عنوان ولتاژ قلهٔ متقارن شناخته می‌شود و ولتاژ خروجی قلهٔ به قله (p-p) برابر با دو برابر کمترین قلهٔ خروجی به دست آمده است. برای آنکه مداری حداکثر قلهٔ متقارن خروجی داشته باشد باید به صورت مناسب بایاس شود. در این حالت طبق بحث بالا باید I_{ac} را برابر با I_Q قرار داد و یا $(\hat{V}_{o+} = \hat{V}_{o-})$ باشد تا مقدار مجھول برای بایاس مناسب به دست آید. در چنین حالتی نقطه کار وسط خط بار ac بوده و بازده حداکثر است.



شكل ٨٢-٢

مثال ٣٢: در مدار شکل (٨٢-٢) ماکریم سوئینگ متقارن ولتاژ خروجی (V_m) را حساب کنید.

$$(V_o = V_m \sin \omega t, \beta = 100, V_{CE(sat)} \approx 0)$$

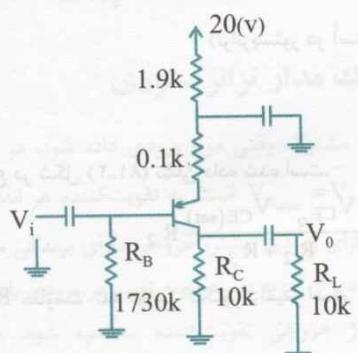
$$I_E = I_Q = \frac{20 - 0.7}{R_B + 2k} \approx 1\text{mA}$$

$$V_E \approx 2\text{V} \Rightarrow V_{CEQ} = 8\text{V}$$

$$\hat{V}_{o+} = I_Q \cdot R'_L = 1\text{mA} (R_C \parallel R_L) = 5\text{V}$$

$$\hat{V}_{o-} = \frac{V_{CEQ} - V_{CE(sat)}}{R_{ac}} \cdot R'_L = \frac{8 - 0}{5.1\text{k}} (5\text{k}) = 7.8\text{V}$$

در این صورت $V_m = 5$ ولت (کمترین قله) است.



شكل ٨٣-٢

مثال ٣٣: در مدار شکل (٨٣-٢)، ماکریم سوئینگ متقارن ولتاژ خروجی (V_m) را به دست آورید.

$$(V_o = V_m \sin \omega t, \beta = 100, |V_{CE(sat)}| \approx 0)$$

$$I_Q = \frac{20 - 0.7}{R_B + 2k} = 1\text{mA}$$

$$V_E = 18\text{V}$$

$$V_C = 10\text{V}$$

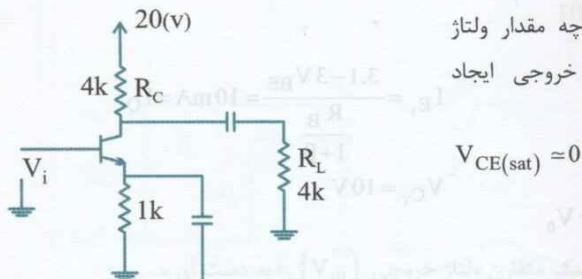
$$|V_{CEQ}| = 8\text{V}$$

با کم شدن هدایت ترانزیستور ولتاژ کلکتور از ۱۰ ولت به سمت صفر ولت می‌رود.

$$\hat{V}_{o_-} = I_Q \cdot R'_L = 1\text{mA} \left(R_C \parallel R_L \right) = 5\text{V}$$

$$\hat{V}_{o_+} = \frac{|V_{CEQ}| - |V_{CE(sat)}|}{R_{ac}} \cdot R'_L = \frac{8 - 0}{5.1\text{k}} = 7.8\text{V}$$

در این صورت $V_m = 5$ ولت (کمترین قله) است.



شکل ۸۴-۲

مثال ۳۴: در مدار شکل (۸۴-۲) به ازای چه مقدار ولتاژ حداکثر سوئینگ متقارن در خروجی ایجاد می‌شود؟

$$I_Q = \frac{V_E}{1\text{K}}$$

$$V_C = 20 - 4K(I_Q)$$

$$V_C = 20 - 4(V_E)$$

$$V_{CEQ} = 20 - I_Q(R_C) - V_E = 20 - 5(V_E)$$

$$\hat{i}_{ac} = \frac{V_{CEQ} - V_{CE(sat)}}{R_{ac}} = \frac{20 - 5V_E}{2\text{K}}$$

$$I_Q = \hat{i}_{ac} \Rightarrow \frac{V_E}{1\text{K}} = \frac{20 - 5V_E}{2\text{K}} \Rightarrow V_E = 2.8\text{V} \Rightarrow V_B = 3.5\text{V}$$

مثال ۳۵: در مدار شکل (۸۴-۲) اگر $V_B = 6.7$ ولت باشد، به ازای چه مقدار R_E ، حداکثر سوئینگ متقارن خروجی ایجاد می‌شود؟

$$V_E = 6\text{V}$$

$$I_Q = \frac{6}{R_E (\text{K}\Omega)}$$

$$V_C = 20 - 4K(I_Q) = 20 - 4 \left(\frac{6}{R_E} \right)$$

$$V_{CEQ} = 20 - \frac{24}{R_E} - 6 = 14 - \frac{24}{R_E}$$

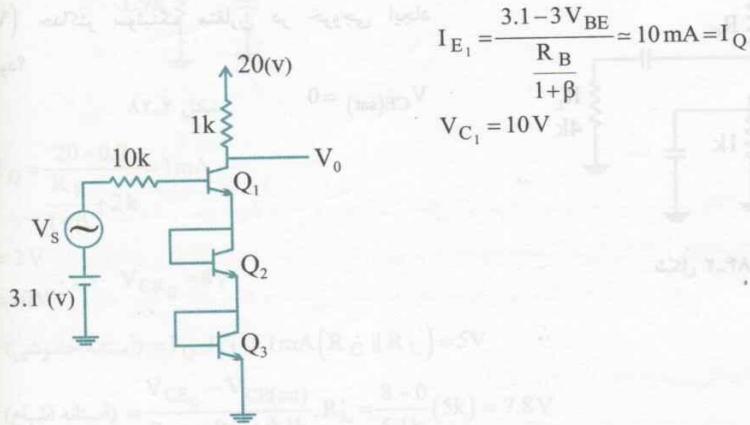
$$i_{ac} = \frac{V_{CEQ} - V_{CE(sat)}}{R_{ac} = R_C \parallel R_L = 2K} = \frac{14(R_E) - 24}{2R_E}$$

$$I_Q = I_{ac} \Rightarrow R_E \approx 2.5 K\Omega$$

مثال ٣٦: در مدار شکل (٨٥-٢) دامنه خروجی (V_m) چقدر می‌تواند باشد؟

$$(\beta \approx 100, V_{BE} = 0.7, V_{CE(sat)} = 0.1)$$

حل:



شكل ٨٥-٢

$$V_{E_1} = 1.4V$$

$$V_{CE_1} = 8.6V$$

$$\hat{V}_{o+} = I_Q \cdot R_C \approx 10V$$

$$\hat{V}_{o-} = \frac{V_{CE_1} - V_{CE(sat)}}{R_{ac}} \times 1K = 8.5V$$

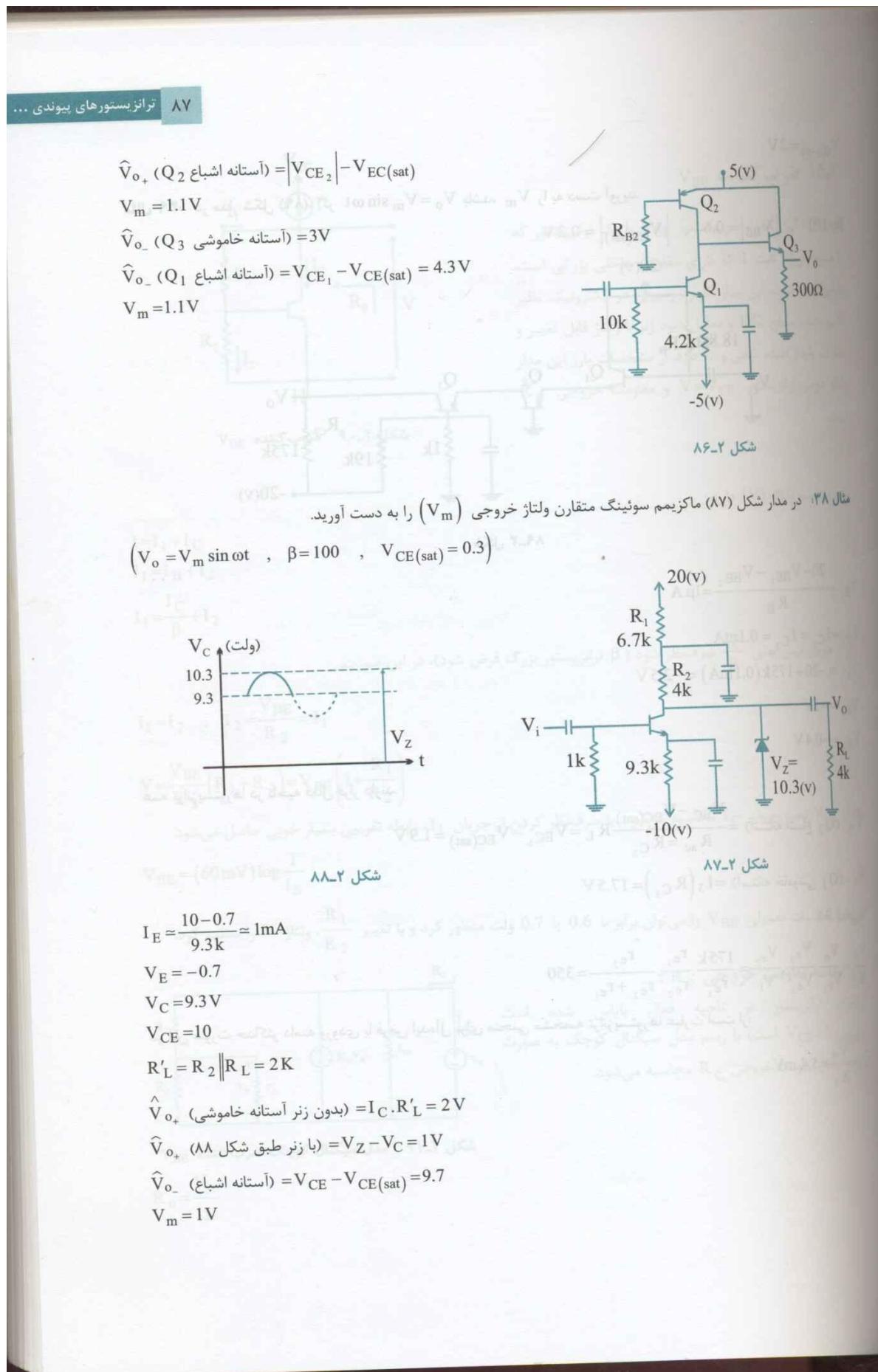
در این صورت $V_m = 8.5$ است.

مثال ٣٧: در مدار شکل (٨٦-٢) حداکثر دامنه خروجی (V_m) را به دست آورید. ولتاژ DC خروجی با تنظیم R_{B2} به

$$(\beta = 100, |V_{BE}| = 0.7, |V_{CE(sat)}| = 0.2)$$

$$V_o = V_{E_3} = 3V$$

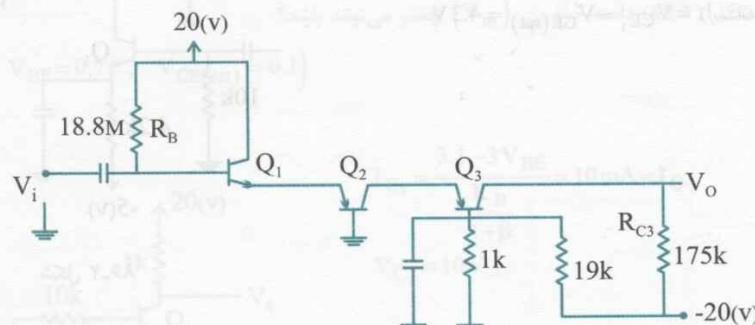
$$V_{B_3} = V_{C2} = 3.7V$$



$$V_{o(p-p)} = 2 \text{ V}$$

مثال ۳۹: در مدار شکل (۸۹.۱)، اگر $V_m = V_m \sin \omega t$ باشد، $V_o = V_m \sin \omega t$ را به دست آورید.

$$\beta = 100, |V_{BE}| = 0.6, |V_{CE(sat)}| = 0.2 \text{ V}$$



شکل ۸۹.۲

$$I_{B_1} = \frac{20 - V_{BE_1} - V_{BE_2}}{R_B} = 1 \mu \text{A}$$

$$I_{C_1} = I_{C_2} \approx I_{C_3} \approx 0.1 \text{ mA}$$

$$V_{C_3} \approx -20 + 175k(0.1 \text{ mA}) = -2.5 \text{ V}$$

$$V_{B_3} = -1 \text{ V}$$

$$V_{E_3} \approx -0.4 \text{ V}$$

همه ترانزیستورها در ناحیه فعال قرار دارند.

$$\hat{V}_{o+} (\text{آستانه اشباع } Q_3) = \frac{V_{BC} - V_{BC(sat)}}{R_{ac} = R_{C_3}} R_L = V_{EC_3} - V_{EC(sat)} = 1.9 \text{ V}$$

$$\hat{V}_{o-} (\text{آستانه خاموشی } Q_3) = I_3(R_{C_3}) = 17.5 \text{ V}$$

$$V_m = 1.9 \text{ V}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{V_o}{V_{e_3}} \cdot \frac{V_{e_3}}{V_{e_2}} \cdot \frac{V_{e_2}}{V_i} \approx \frac{175k}{r_{e_3}} \cdot \frac{r_{e_3}}{r_{e_2}} \cdot \frac{r_{e_2} + r_{e_1}}{r_{e_2} + r_{e_1}} \approx 350$$

در این صورت حداقل دامنه ورودی با فرض ایدهآل برای منحنی مشخصه ترانزیستورها عبارت است از:

$$\hat{V}_i = \frac{\hat{V}_o}{A_V} = 5.4 \text{ mV}$$

٨٩ ترانزیستورهای بیوندی ...

٩٠-٢ ضرب کننده V_{BE}

در شکل (٩٠-٢) مدار ضرب کننده V_{BE} با یک ترانزیستور که با منبع جریان ثابت I که دارای مقاومت داخلی بزرگی است، بایاس شده است. این مدار کاربرد وسیعی در الکترونیک نظیر تغیردهنده سطح DC و معادل دیود زنر با ولتاژ قابل تغییر و مدارات پایدارکننده بایاس و... دارد. از مشخصات بارز این مدار ولتاژ دوسر ترانزیستور $V = V_{CE}$ و مقاومت خروجی R_o است.

شکل ٩٠-٢ ضرب کننده V_{BE}

برای محاسبه ولتاژ (V) داریم:

$$I = I_1 + I_C$$

$$I_1 = I_B + I_2$$

$$I_1 = \frac{I_C}{\beta} + I_2$$

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

اگر از جریان بیس یعنی $\frac{I_C}{\beta}$ صرفنظر شود (β ترانزیستور بزرگ فرض شود)، در این صورت:

$$I_1 = I_2, \quad I_2 = \frac{V_{BE}}{R_2} \approx I_1$$

منظر تحت جریان I_C محاسبه می‌شود. با صرفنظر کردن از جریان I_1 ، رابطه تقریبی بسیار خوبی حاصل می‌شود.

$$V_{BE} = (60 \text{ mV}) \log \frac{I}{I_S}$$

در اغلب محاسبات معمولی V_{BE} را می‌توان برابر با 0.6 یا 0.7 ولت منظور کرد و با تغییر V را تنظیم کرد.

برای محاسبه مقاومت خروجی R_o :

از آنجاکه ترانزیستور در ناحیه فعال بایاس شده است $V_{CE} > V_{CE(sat)}$ است) با رسم مدل سیگنال کوچک به صورت شکل (٩١-٢) مقاومت خروجی R_o محاسبه می‌شود.

شکل ٩١-٢ مدل سیگنال کوچک ضرب کننده V_{BE}

$$R_o = \frac{V_x}{i_x}$$

$$v_x = V_\pi + \left[\frac{V_\pi}{R_2} + \frac{V_\pi}{r_\pi} \right] R_1$$

$$v_x = \frac{V_x}{r_{ce}} + g_m V_\pi + \left(\frac{V_\pi}{R_2} + \frac{V_\pi}{r_\pi} \right)$$

$$r_0 = \frac{V_x}{I_x} = r_{ce} \parallel \left[\frac{1}{g_m} \left(1 + \frac{R_1}{R_2 \parallel r_\pi} \right) \right]$$

با فرض β بزرگ يعني $r_\pi \gg R_2$

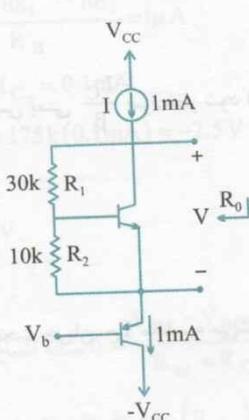
$$r_0 \approx r_e \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right)$$

$$r_e \approx \frac{V_T}{I_E} \approx \frac{V_T}{I}$$

مثال ٤٠: در مدار شکل (٩٢-٢) اگر $\beta = 400$ فرض شود، ولتاژ V و مقاومت R_0 را به دست آورید.

$$(I_s \approx 10^{-13} \text{ A} , I = 1 \text{ mA})$$

حل:



شكل ٩٢-٢

$$V_{BE} = 60 \text{ mV} \log \left(\frac{1 \text{ mA}}{10^{-13}} \right) = 0.6 \text{ V}$$

$$V_{CE} = V_{BE} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) = 0.6 \left(1 + \frac{30}{10} \right) = 2.4 \text{ (V)}$$

$$\frac{1}{2} \text{ gal}(V_{CE} 0) = 3.8 \text{ V}$$

جريان مقاومت R_1 برابر است با:

$$I_{R_1} = \frac{2.4}{40 \text{ k}} = 0.06 \text{ mA}$$

اگر از تقریب دوم استفاده شود، آن گاه:

$$I_C = 1 - 0.06 = 0.94 \text{ mA}$$

$$V_{BE} \approx 0.598 \text{ V} \Rightarrow V_{CE} \approx 2.4 \text{ V}$$

$$r_e \approx \frac{25 \text{ mV}}{1 \text{ mA}} \approx 25 \Omega$$

$$r_\pi \approx r_e (1 + \beta) \approx 10 \text{ k}\Omega$$

٩١

هرگاه β خیلی بزرگ باشد، آن‌گاه:

$$R_o \approx r_e \left(1 + \frac{R_1}{R_2 \parallel r_\pi} \right) = 175\Omega$$

$$R_o \approx r_e \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) = 100\Omega$$

مثال ۴۱: در مدار شکل (۹۳-۲)، ولتاژ V و مقاومت خروجی R_o را حساب کنید.

شکل ۹۳-۲

اگر از جریان مقاومت‌ها صرف‌نظر شود، در این صورت داریم:

$$I_{C_1} = 9.9\text{ mA}$$

$$I_{C_2} = 0.1\text{ mA}$$

$$V = (V_{BE_1} + V_{BE_2}) \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right)$$

$$V_{BE_1} = (60\text{ mV}) \log \frac{9.9\text{ mA}}{10^{-14}} = 720\text{ mV}$$

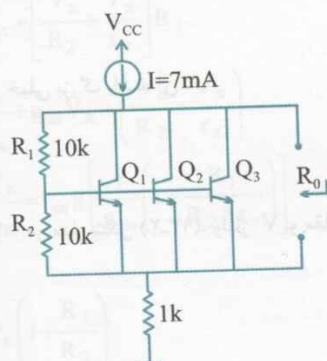
$$V_{BE_2} = (60\text{ mV}) \log \frac{0.1\text{ mA}}{10^{-14}} = 600\text{ mV}$$

$$V = 1.32 \left(1 + \frac{50}{50} \right) = 2.64\text{ V}$$

جریان مقاومت‌ها تقریباً برابر است با:

$$I_{(R_1)} = \frac{V}{100\text{ k}} = 26.4\mu\text{A} , R_{in_2} \approx 500\text{ k}$$

$$R_o \approx 2r_{e_1} \left(1 + \frac{R_1}{R_2 \parallel R_{in_2}} \right) \approx 5\Omega \left(1 + \frac{50}{45.5} \right) \approx 10.5\Omega$$



شکل ۹۴-۲

مثال ۴۲، در مدار شکل (۹۴-۲) با فرض β بزرگ برای ترانزیستورها و $I_{S_1} = 2I_{S_2} = 4I_{S_3}$ مقاومت خروجی R_0 را تعیین کنید.

با صرف نظر کردن از جزیان R_1 ، می‌توان به جای سه ترانزیستور فقط یک ترانزیستور با جریان کلکتور ۷ میلیآمپر در نظر گرفت

$$R_0 = r_e \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right)$$

$$r_e = \frac{25mV}{7mA}$$

$$R_0 = \frac{25}{7} (1+1) = 7\Omega$$

۱۶-۲ پایداری نقاط کار DC در مدارهای ترانزیستوری (BJT)

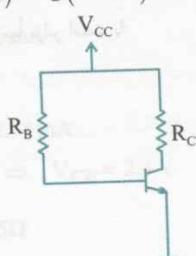
عملکرد یک مدار ترانزیستوری تابع نقاط کار، (جریان‌ها و ولتاژ‌های بایاس) است. اگر جریان ترانزیستورها به علتی تغییر یابد، عملکرد مدار تغییر پیدا می‌کند و چه versa ترانزیستوری از ناحیه فعل به ناحیه اشباع برود. جریان کلکتور ترانزیستور تابعی از ولتاژ منبع تغذیه، مقاومت‌های بایاس و خود ترانزیستور به کاررفته در مدار است. ولتاژ تغذیه دارای تغییرات است. مقاومت‌های بایاس، تولرانس و ضریب دمایی منفی و یا مشتب دارند، ضریب β و V_{BE} و جریان اشباع معکوس ترانزیستورها با دما تغییر می‌یابند؛ بنابراین می‌توان جریان کلکتور را به صورت زیر نوشت:

$$I_C = f(V_{CC}, V_{BE}, \beta, I_{CBO}, R, \dots)$$

$$\Delta I_C = \frac{\partial I_C}{\partial V_{CC}} \Delta V_{CC} + \frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}} \Delta V_{BE} + \frac{\partial I_C}{\partial \beta} \Delta \beta + \frac{\partial I_C}{\partial I_{CBO}} \Delta I_{CBO}$$

$$\Delta I_C = S_1 (\Delta V_{CC}) + S_2 (\Delta V_{BE}) + S_3 (\Delta \beta) + S_4 (\Delta I_{CBO})$$

ضرایب S ، ضرایب پایداری هستند. اگر $S=0$ باشد، پایداری بایاس کامل است. مدار شکل (۹۵) را در نظر بگیرید.



شکل ۹۵-۲

در این مدار مقاومت‌ها را ثابت فرض کنید.

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B}$$

$$I_C = \beta I_B + (1+\beta) I_{CBO}$$

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} \cdot \beta + (1+\beta) I_{CBO}$$

$$\frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}} = -\frac{\beta}{R_B}$$

$$\frac{\partial I_C}{\partial V_{CC}} = \frac{\beta}{R_B}$$

$$\frac{\partial I_C}{\partial I_{CBO}} = (1+\beta)$$

$$\frac{\partial I_C}{\partial \beta} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} + I_{CBO}$$

به عنوان مثال اگر V_{CC} به اندازه یک ولت تغییر یابد، تغییر جریان بایاس به سبب تغییر V_{CC} برابر با $\frac{\beta}{R_B}$ ولت است و

با اگر دماز 25 درجه تغییر یابد، در این صورت مقدار تغییر جریان کلکتور به سبب تغییر V_{BE} برابر است با:

$$\Delta I_C = -\frac{\beta}{R_B} \Delta V_{BE} = -\frac{\beta}{R_B} [-2mV(35-25)] = \frac{\beta}{R_B} (20mV)$$

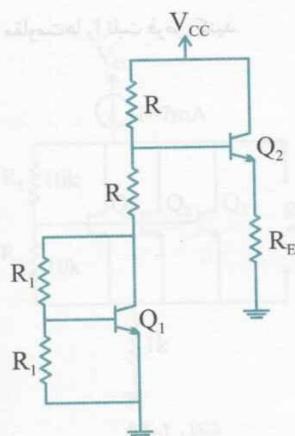
و هر گاه I_{CBO} به ازای هر 10 درجه سانتی‌گراد دو برابر شود، در این صورت تغییر I_C به سبب تغییر 10 درجه دما برابر است با:

$$\Delta I_C = I_{CBO} \left[(2)^{\frac{10}{10}} \right] (1+\beta) = 2 I_{CBO} (1+\beta)$$

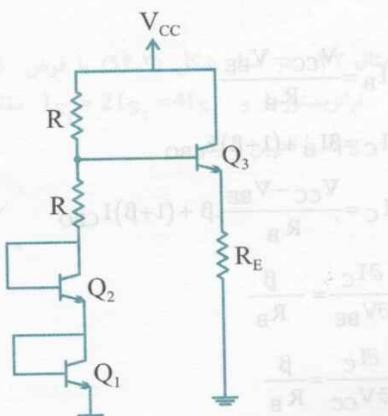
های پایدار کردن نسیی جریان کلکتور نسبت به متغیرهای مختلف روش‌های جبران‌سازی متعددی به کار می‌رود. مثلاً برای پایداری نسیی جریان کلکتور در برابر تغییر دمایی V_{BE} ، از وصل چند دیود یا ضرب‌کننده V_{BE} در مسیر بایاس بیس یا در اینتر ترانزیستور استفاده می‌شود و یا برای جبران‌سازی در برابر تغییر دمایی I_{CBO} از وصل دیود معکوس در بیس ترانزیستور یا وصل مقاومت امپیتر استفاده می‌شود.

مثال ۴۳: در مدار شکل (۹۶-۲) ترانزیستورها، V_{BE} یکسان با ضریب دمایی برابر دارند، با فرض $\frac{\Delta V_{BE}}{\Delta T} = -2mV^{\circ C}$ تغییرات

جریان امپیتر بر حسب تغییر دما را به دست آورید.



شکل ٩٧-٢



شکل ٩٦-٢

$$V_B = \frac{V_{CC} - 2V_{BE}}{2R} \cdot R + 2V_{BE} = \frac{V_{CC}}{2} - V_{BE}$$

$$R_B = R \parallel R = \frac{R}{2}$$

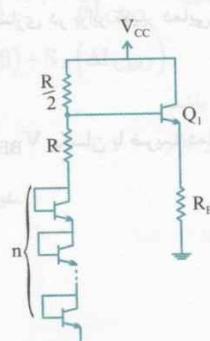
$$I_E = \frac{V_B - V_{BE_3}}{\frac{R_B + R_E}{1 + \beta} + R_E} = \frac{\frac{V_{CC}}{2}}{\frac{R}{2(1 + \beta)} + R_E}$$

دیده می شود که جریان امیتر ترانزیستور به V_{BE} وابسته نیست و تغییرات دمایی V_{BE} سبب تغییر جریان امیتر ترانزیستور نمی شود، به جای Q_1 و Q_2 در شکل (٩٦-٢) می توان از ضرب کننده V_{BE} مطابق شکل (٩٧-٢) استفاده کرد. در این مدار $V_{CE_1} = 2V_{BE}$ است.

مثال ٤٤: در مدار شکل (٩٨-٢) جریان نقطه کار (I_E) باید مستقل از تغییرات دما باشد. با فرض β ثابت و بزرگ و

$$\frac{\Delta V_{BE}}{\Delta T} \neq 0 \quad I_{CBO} = 0$$

حل:



شکل ٩٨-٢

ترانزیستورهای پیوندی ...

۹۵

با توجه به β بزرگ داریم:

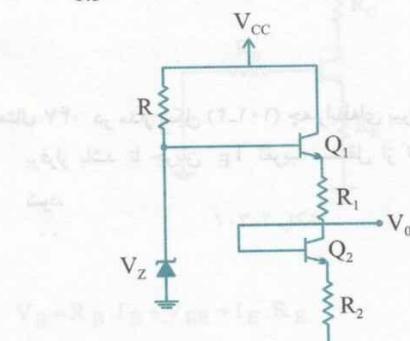
$$V_{BE_1} + R_E \cdot I_E = nV_{BE} + I(R)$$

$$I = \frac{V_{CC} - nV_{BE}}{R + \frac{R}{2}}$$

$$V_{BE} \left(1 - n + \frac{n}{1.5}\right) = \frac{V_{CC} - R_E \cdot I_E}{1.5}$$

ضریب V_{BE} اگر برابر صفر قرار داده شود، آن‌گاه I_E مستقل از V_{BE} خواهد شد:

$$1 - n + \frac{n}{1.5} = 0 \quad , \quad n = 3$$



شکل ۹۹-۲

مثال ۹۵: در مدار شکل (۹۹-۲) با فرض β ثابت و بزرگ و ترانزیستورهای مشابه اگر

$$V_z = 10 \text{ Volt}, \frac{\Delta V_z}{\Delta T} = 3 \text{ mV/}^{\circ}\text{C} \quad \text{و} \quad \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta T} = -2 \text{ mV/}^{\circ}\text{C}$$

باشد، نسبت $\frac{R_1}{R_2}$ را چنان تعیین کنید تا V_0 با تغییر دما ثابت بماند.

$$V_o = V_{BE_2} + I_2 \cdot R_2$$

$$I_2 = \frac{V_z - V_{BE_1} - V_{BE_2}}{R_1 + R_2}$$

$$V_o = V_{BE} + \frac{R_2}{R_1 + R_2} (V_z - 2V_{BE})$$

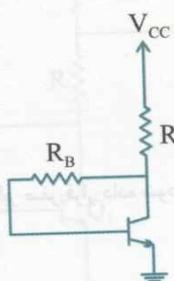
$$\frac{\Delta V_o}{\Delta T} = 0 \Rightarrow \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta T} + \frac{R_2}{R_1 + R_2} \left(\frac{\Delta V_z}{\Delta T} - 2 \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta T} \right) = 0$$

$$-2 \text{ mV} + \frac{R_2}{R_1 + R_2} (3 \text{ mV} + 4 \text{ mV}) = 0$$

$$\frac{R_1}{R_2} = 2.5$$

مثال ۴۶: در مدار شکل (۱۰۰-۲) تغییرات I_E بر حسب تغییرات V_{CC} را حساب کنید.

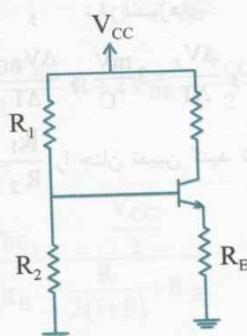
حل:



$$I_E = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + R_C}$$

$$\frac{\partial I_E}{\partial V_{CC}} = \frac{1}{R_B + R_C}$$

شکل ۱۰۰-۲

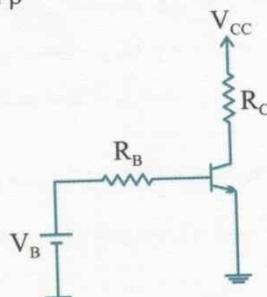


مثال ۴۷: در مدار شکل (۱۰۱-۲) چه رابطه‌ای بین مقاومت‌ها برقرار باشد تا جریان I_E تقریباً مستقل از تغییرات β شود.

شکل ۱۰۱-۲

$$I_E = \frac{V_B - V_{BE}}{R_1 \parallel R_2 + R_E}$$

$$R_E \gg \frac{R_1 \parallel R_2}{1 + \beta}$$



شکل ۱۰۲-۲

مثال ۴۸: در مدار شکل (۱۰۲-۲) تغییرات I_C بر حسب V_{BE} و I_{CBO} را که تابع دما هستند، محاسبه کنید.

$$0 = (V_{mB} + V_{mE}) \frac{1}{R + R_C} + V_{mC} - I_{CBO} R_C$$

$$I_C = \frac{V_{mC} - V_{mB} - V_{mE}}{R + R_C}$$

ترانزیستورهای پیوندی ...

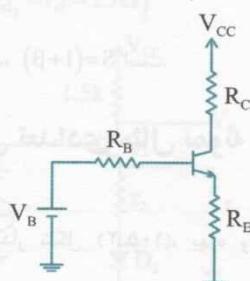
۹۷

$$I_C = \beta I_B + (1 + \beta) I_{CBO}$$

$$I_C = \beta \frac{V_B - V_{BE}}{R_B} + (1 + \beta) I_{CBO}$$

$$S_1 = \frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}} = -\frac{\beta}{R_B}, \quad S_2 = \frac{\partial I_C}{\partial I_{CBO}} = (1 + \beta)$$

$$\Delta I_C = S_1 (\Delta V_{BE}) + S_2 (\Delta I_{CBO})$$



شکل ۱۰۳-۲

مثال ۴۹ در مدار شکل (۱۰۳-۲) و $S_1 = S(V_{BE})$ ، $S_2 = S(I_{CBO})$ را محاسبه کنید.

$$V_B = R_B \cdot I_B + V_{BE} + I_E \cdot R_E$$

$$I_C = \beta I_B + (1 + \beta) I_{CBO}$$

$$I_E = I_C + I_B = (1 + \beta)(I_B + I_{CBO})$$

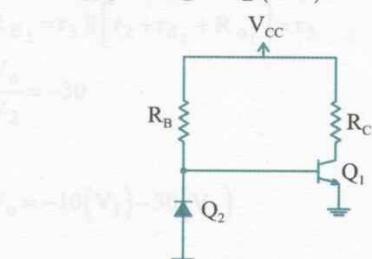
$$V_B = R_B \cdot I_B + V_{BE} + R_E (1 + \beta)(I_B + I_{CBO})$$

$$I_B = \frac{V_B - V_{BE} - (1 + \beta) R_E \cdot I_{CBO}}{R_B + (1 + \beta) R_E}$$

$$I_C = \beta \frac{V_B - V_{BE} - (1 + \beta) R_E \cdot I_{CBO}}{R_B + (1 + \beta) R_E} + (1 + \beta) I_{CBO}$$

$$S_1 = -\frac{\beta}{R_B + (1 + \beta) R_E}$$

$$S_2 = \frac{\partial I_C}{\partial I_{CBO}} = \frac{R_B + \beta(R_B + R_E)}{R_B + R_E(1 + \beta)}$$



شکل ۱۰۴-۲

مثال ۵۰ در مدار شکل (۱۰۴-۲) با فرض V_{BE} ثابت

I_{CBO} مساوی برای Q_1 و Q_2 باشد و $S = \frac{\partial I_C}{\partial I_{CBO}}$

دست آورید

$$I_{C_1} = \beta I_B + (1+\beta) I_{CBO_1}$$

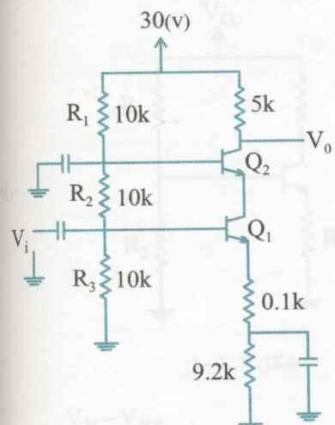
$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} - I_{CBO_2}$$

$$I_{C_1} = \beta \left(\frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} - I_{CBO} \right) + (1+\beta) I_{CBO}$$

$$S = \frac{\partial I_C}{\partial I_{CBO}} = 1$$

اگر Q_2 باز باشد، $S = (1+\beta)$ است.

١٧-٢ حل تعدادی مثال نمونه



شكل ١٠-٥-٢

مثال ٥١: در مدار شکل (١٠-٥-٢)، بپرسی ولتاژی $\frac{V_o}{V_i}$ را محاسبه کنید. ترانزیستورها مشابه و $V_{BE} = 0.7$ ، $V_A = \infty$ ، $\beta = 300$ فرض شود.

حل:

این مدار به نام تقویت‌کننده آبشاری (کاسکوڈ) مشهور است. Q_1 امیر مشترک و (Q_2) بیس مشترک است.

$$V_{B_1} = 10 \text{ V}$$

$$I_{E_1} = \frac{10 - V_{BE}}{(R_1 + R_2) \| R_3 + 9.3 \text{ k}} \approx 1 \text{ mA} \approx I_{C_1} \approx I_{C_2}$$

$$r_{e_1} = r_{e_2} \approx 25 \Omega = \frac{\alpha}{g_m} \approx \frac{1}{g_m}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{V_o}{V_{e_2}} \cdot \frac{V_{e_2}}{V_i} = [A_{Q_2(\text{CB})}] [A_{Q_1(\text{CE})}]$$

مثال ۱۰-۶-۲ در مدار شکل (۱۰-۶-۲) بر حسب V_1 وقتی $V_2 = 0$ و V_0 بر حسب V_2 وقتی $V_1 = 0$ است، محاسبه شود.

جریان کلکتور را $1mA$ فرض کنید.

$(r_1 = r_2 = r_3 = r_{d_1} = r_d = 25\Omega)$

بر حسب V_1 ، Q_1 امیتر مشترک و Q_2 بیس مشترک است.

بر حسب V_2 ، Q_2 امیتر مشترک و Q_1 به صورت مقاومت فعال با مقاومت داخلی R_{o_1} عمل می‌کند.

شکل ۱۰-۶-۲

$$R_{o_1} = r_{ce} \left(1 + g_m (r_\pi \parallel R_{E_1}) \right)$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{V_o}{V_{e_2}} \cdot \frac{V_{e_2}}{V_{C_1}} \cdot \frac{V_{C_1}}{V_1}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1.5k}{r_{e_2} \cdot \frac{(r_{e_2} \parallel r_3)}{(r_{e_2} \parallel r_3) + r_2 + r_{d_2}}} \cdot \frac{(r_{e_2} \parallel r_3) + r_2 + r_{d_2}}{r_{e_1} + r_1 + r_{d_1}} = -10$$

$$\frac{V_o}{V_2} = -\frac{1.5k}{r_{e_2} + R_{E_2}}$$

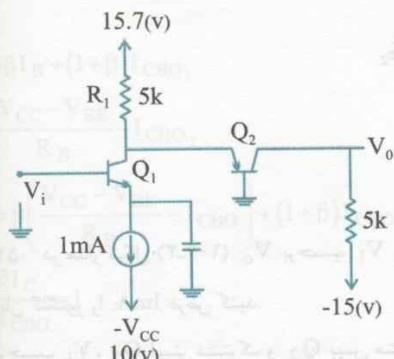
امیتر مشترک با مقاومت امیتر (Q_2)

$$R_{E_2} = r_3 \parallel [r_2 + r_{d_2} + R_{o_1}] \approx r_3$$

$$\frac{V_o}{V_2} \approx -30$$

بر حسب V_1 و V_2 عبارت است از:

$$V_o = -10(V_1) - 30(V_2)$$



شکل ۱۰.۷-۲

مثال ۵.۳: در مدار شکل (۱۰.۷-۲) بهره ولتاژی $\frac{V_o}{V_i}$ را مشخص کنید. $V_{BE} = 0.7$

حل: این مدار به نام کاسکود تاشده شناخته می‌شود که از ترکیب Q_1 امیتر مشترک و Q_2 بیس مشترک ساخته شده است. به جای مقاومت ۵ کیلو اهم در کلکتور Q_1 در بسیاری از مدارها از منبع جریان استفاده می‌شود.

$$V_{B_2} = 0 \Rightarrow V_{E_2} = 0.7$$

$$I_{(R_1)} = \frac{15.7 - 0.7}{5k} = 3 \text{ mA}$$

$$I_{E_2} \approx 3 \text{ mA} - I_{C_1} = 2 \text{ mA}$$

$$V_{C_2} \approx -5 \text{ V}$$

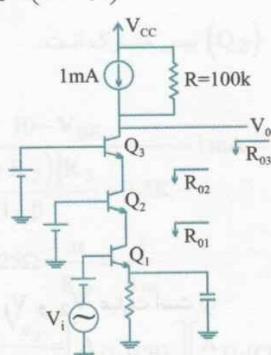
$$r_{e_1} \approx 25\Omega, r_{e_2} \approx 12.5\Omega$$

$$R_{in_2} = r_{e_2} \approx 12.5\Omega$$

$$R_{L_1} = R_{in_2} \parallel R_1 \approx 12.5\Omega$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{V_o}{V_{e_2}} \cdot \frac{V_{e_2}}{V_i}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = + \frac{R_{C_2}}{r_{e_2}} \cdot \left(- \frac{R_{L_1}}{r_{e_1}} \right) \approx -200$$



شکل ۱۰.۸-۲

مثال ۵.۴: در مدار شکل (۱۰.۸-۲)، مدار در ناحیه فعال بایاس شده است. مقاومت خروجی R_{out} را به دست آورید. بهره ولتاژ $\frac{V_o}{V_i}$ را تعیین کنید.

$$(\beta = 100, V_A = 100 \text{ V})$$

ترانزیستورهای پیوندی ...

۱۰۱

حل:

$$r_{ce} = \frac{V_A}{I_c} \approx 100\text{k}\Omega$$

$$r_e = \frac{25\text{mV}}{I_E} \approx 25\Omega$$

$$r_\pi = r_e (1 + \beta) \approx 2.5\text{k}\Omega$$

$$R_{o_1} = r_{ce_1} = 100\text{k}\Omega$$

$$R_{o_2} \approx r_{ce_2} \left(1 + g_m (r_\pi \parallel R_{E_2}) \right)$$

$$R_{E_2} = R_{o_1}$$

$$R_{o_2} \approx \beta r_{ce_2} \approx 10\text{M}\Omega$$

$$R_{o_3} \approx r_{ce_3} \left(1 + g_m (r_\pi \parallel R_{E_3}) \right)$$

$$R_{E_3} = R_{o_2}$$

$$R_{o_3} \approx \beta r_{ce} \approx 10\text{M}\Omega$$

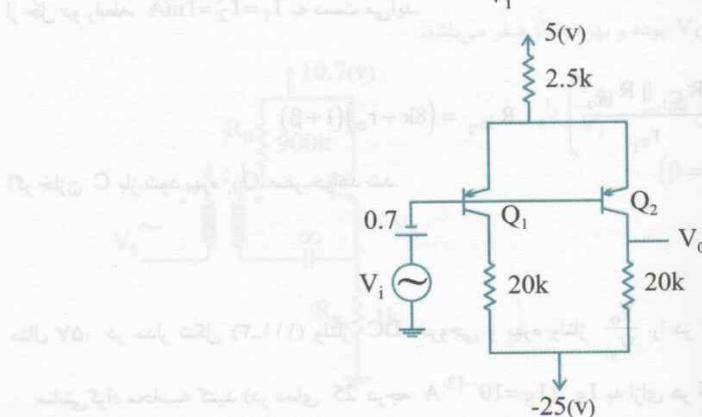
$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{V_o}{V_{e_2}} \cdot \frac{V_{e_2}}{V_{e_1}} \cdot \frac{V_{e_1}}{V_i}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{R \parallel r_{ce_3}}{r_{e_3}} \cdot \frac{R_{in_3}}{r_{e_2}} \cdot \frac{r_{e_2}}{r_{e_1}}$$

$$R_{in_3} = \frac{R_{L_3} + r_{ce_3}}{1 + g_m r_{ce_3}} \parallel r_\pi = 50\Omega$$

$$\frac{V_o}{V_i} \approx -4000$$

مثال ۱۰.۵ در مدار شکل (۱۰.۹-۲) با ترانزیستورهای مشابه بهره $\frac{V_o}{V_i}$ را مشخص کنید.



شکل ۱۰.۹-۲

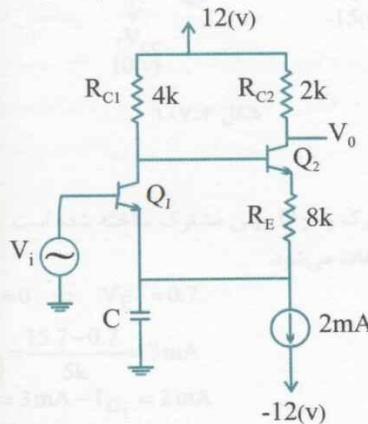
$$V_B = -0.7$$

$$V_E = 0$$

$$I_{E_1} + I_{E_2} = \frac{5 - 0}{2.5k} = 2 \text{ mA}$$

$$I_{E_1} = I_{E_2} = 1 \text{ mA}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_{L_2}}{r_{e_2} + 2(R_E)} = -4$$



شكل ۱۱۰-۲

مثال ۵۶: در مدار شکل (۱۱۰-۲) بهره ولتاژ $\frac{V_o}{V_i}$ را مشخص کنید. ($\beta = 400$)

با صرف نظر کردن از جریان بیس‌ها $I_C = I_E$ است.

$$V_{C_1} = V_{CC} - R_{C_1} I_1 = 12 - 4I_1$$

$$V_{E_2} = V_{C_1} - V_{BE_1}, \quad V_{E_1} = -V_{BE_1}$$

$$I_2 = \frac{V_{E_2} - V_{E_1}}{R_E} = \frac{12 - 4I_1}{8k}$$

از حل دو رابطه، $I_1 = I_2 = 1 \text{ mA}$ به دست می‌آید.

$$r_{e_1} = r_{e_2} = 25\Omega$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{V_o}{V_{b_2}} \cdot \frac{V_{b_2}}{V_i} = \left(\frac{R_{C_2}}{r_{e_2} + R_E} \right) \left(\frac{R_{C_1} \parallel R_{in_2}}{r_{e_1}} \right), \quad R_{in_2} = (8k + r_e)(1 + \beta)$$

اگر خازن C باز شود بهره Q1 صفر خواهد شد.

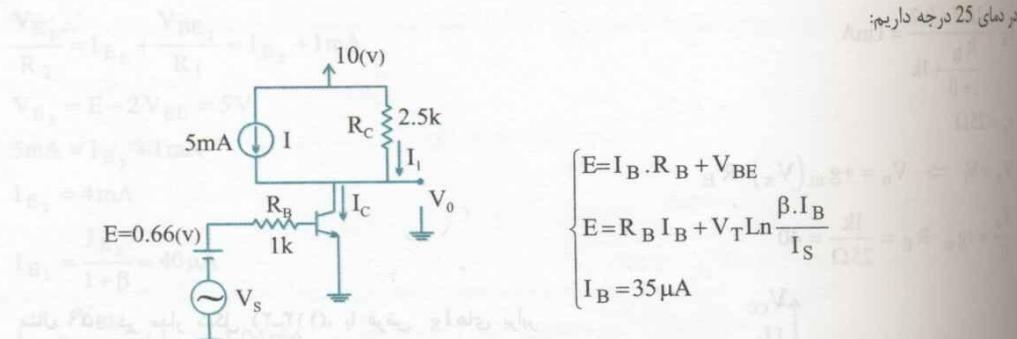
$$\frac{V_o}{V_i} = 40$$

مثال ۵۷: در مدار شکل (۱۱۱-۲) ولتاژ DC خروجی و بهره ولتاژ $\frac{V_o}{V_s}$ را در دمای 25 درجه سانتی‌گراد و 35 درجه سانتی‌گراد محاسبه کنید (در دمای 25 درجه $I_S = 10^{-13} \text{ A}$). $I_S = 10^{-13} \text{ A}$ به ازای هر 5 درجه سانتی‌گراد دو برابر می‌شود.

$$(V_T = 25 \text{ mV}, \quad V_{CE(sat)} = 0.2, \quad \beta = 200)$$

ترانزیستورهای پیوندی ...

۱۰۳



شکل ۱۱۱-۲

با چندبار حل جایگزینی I_B به دست می‌آید:

$$I_C = \beta I_B = 7 \text{ mA} \Rightarrow I_1 = 7 \text{ mA} - I = 2 \text{ mA} \Rightarrow V_C = 5 \text{ V}$$

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} = \frac{7 \text{ mA}}{25 \text{ mA}} \Rightarrow \frac{V_o}{V_s} \cdot \frac{V_o}{V_b} \cdot \frac{V_b}{V_s} = (-g_m \cdot R_C) \left(\frac{R_{in}}{R_{in} + R_B} \right)$$

$$\frac{V_o}{V_s} = -292$$

در دمای 35 درجه سانتی‌گراد داریم:

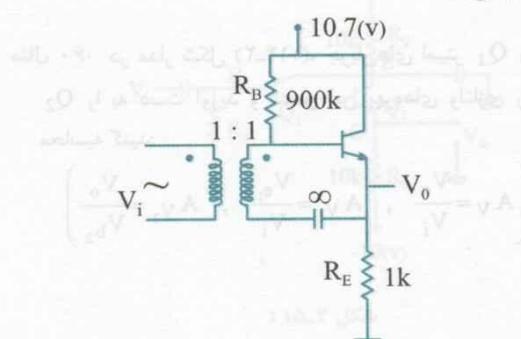
$$I_S = 10^{-13} \left[\frac{\frac{35-25}{5}}{2} \right] = 4 \times 10^{-13} \text{ A}$$

$$E = I_B \cdot R_B + V_T \ln \frac{\beta I_B}{4 \times 10^{-13}} \Rightarrow I_B = 60 \mu\text{A}$$

$$I_C \approx \beta \cdot I_B = 12 \text{ mA}$$

$$I_1 = I_C - I = 7 \text{ mA}$$

$$V_C = 10 - 7 \text{ mA} (2.5 \text{ k}) = -5.5$$

پارابو ترانزیستور اشباع است و $V_C = 0.2 \text{ V}$ بوده و بهره ولتاژ صفر می‌باشد.

مثال ۱۱۲: در مدار شکل (۱۱۲-۲) بهره تقریبی را حساب کنید. ($\beta \approx 100$ ، $V_{BE} \approx 0.7$)

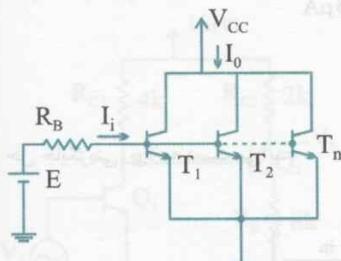
شکل ۱۱۲-۲

$$I_E = \frac{10.7 - 0.7}{\frac{R_B}{1 + \beta} + 1k} \approx 1mA$$

$$r_e = 25\Omega$$

$$V_\pi = V_i \Rightarrow V_o \approx +g_m(V_\pi) \cdot R_E$$

$$\frac{V_o}{V_i} = +g_m \cdot R_E \approx \frac{1k}{25\Omega} \approx 40$$



شكل ۱۱۳-۲

$$V_{BE_1} = V_{BE_2} = \dots = V_{BE_N}$$

$$V_T \ln \frac{I_{C_1}}{I_S} = V_T \ln \frac{I_{C_2}}{I_S} = \dots = V_T \ln \frac{I_{C_N}}{I_S}$$

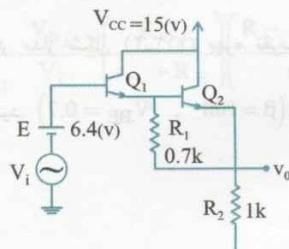
$$I_{C_1} = I_{C_2} = \dots = I_{C_N}$$

$$I_o = I_{C_1} + I_{C_2} + \dots + I_{C_N} = NI_C$$

$$I_i = I_{b_1} + I_{b_2} + \dots + I_{b_N}$$

$$I_i = \frac{I_{C_1}}{\beta_1} + \frac{I_{C_2}}{\beta_2} + \dots + \frac{I_{C_N}}{\beta_N}$$

$$I_i = \frac{I_o}{N} \left[\frac{1}{\beta_1} + \frac{1}{\beta_2} + \dots + \frac{1}{\beta_N} \right] \Rightarrow \frac{I_o}{I_i} = N \left[\beta_1 \parallel \beta_2 \parallel \dots \parallel \beta_N \right]$$



شكل ۱۱۴-۲

مثال ۵۹: در مدار شکل (۱۱۳-۲)، با فرض I_S های برابر

$$\frac{I_o}{I_i} = \frac{I_o}{I_i}$$

برای همه ترانزیستورها و (β) های مختلف، رابطه را به دست آورید. همه ترانزیستورها با یکدیگر موازی هستند و در ناحیه فعال بایاس شده‌اند. $(V_{CE} > V_{CE(sat)})$

$$(V_{CE} > V_{CE(sat)})$$

مثال ۶۰: در مدار شکل (۱۱۴-۲)، جریان‌های امیتر Q_1 و Q_2 را به دست آورید و سپس این بهره‌های ولتاژی را محاسبه کنید:

$$\left(A_V = \frac{V_o}{V_i}, \quad A_{V_1} = \frac{V_{e_1}}{V_i}, \quad A_{V_2} = \frac{V_o}{V_{b_2}} \right)$$

$$(r_\mu = \infty, \quad V_A = \infty, \quad V_T = 25mV, \quad \beta_1 = \beta_2 = 100, \quad V_{BE} = 0.7V) \quad \text{فرض}$$

١٠٥ ترانزیستورهای بیوندی ...

$$\frac{V_{E_2}}{R_2} = I_{E_2} + \frac{V_{BE_2}}{R_1} = I_{E_2} + 1\text{mA}$$

$$V_{E_2} = E - 2V_{BE} = 5\text{V}$$

$$5\text{mA} = I_{E_2} + 1\text{mA}$$

$$I_{E_2} = 4\text{mA}$$

$$I_{B_2} = \frac{I_{E_2}}{1+\beta} = 40\mu\text{A}$$

$$I_{E_1} = \frac{V_{BE_2}}{R_1} + I_{B_2} = 1.04\text{mA}$$

$$r_{e_2} = \frac{25\text{mV}}{4\text{mA}} = 6.25\Omega, \quad r_{e_1} = \frac{25\text{mV}}{I_{E_1}} \approx 24\Omega$$

$$A_{V_2} = \frac{V_o}{V_{b_2}} = \frac{R_{E_2}}{R_{E_2} + r_{e_2}} \approx 0.993\text{V}$$

$$(Q_1 \text{ مقاومت موثر } R_1 \text{ در امیتر ۱}) = \frac{R_1}{1-A_{V_2}} \approx 110\text{k}$$

$$R_{in_2} = (r_{e_2} + R_{E_2})(1+\beta) \approx 100\text{k}$$

$$R'_{E_1} = 110\text{k} \parallel 100\text{k} \approx 52\text{k}$$

$$R_{in_1} = (r_{e_1} + R'_{E_1})(1+\beta) \approx 5.2\text{M}\Omega$$

$$A_{V_1} = \frac{R'_{E_1}}{R'_{E_1} + r_{e_1}} \approx 0.999$$

$$A_V = \frac{V_o}{V_i} \approx 0.99$$

مثال ۶۱: در مدار شکل (۱۱۵-۲) که از ترانزیستورهای مرکب با حالت امیتر مشترک کار می‌کند:

با فرض:

$$|V_{BE}| = 0.7\text{V}$$

$$|V_{CE(sat)}| = 0.3\text{V}$$

$$\beta_1 = \beta_2 = 100$$

شکل ۱۱۵-۲

(الف) حداقل مقاومت R_1 را برای فعال بودن مدار به دست آورید. (ب): R_1 را برای حداکثر سوئینگ متقارن شخص کنید.

الف: ابتدا جریان Q_2 را در آستانه اشباع حساب کنید. $V_{CE(sat)} = V_{BE_2} + V_{EC_1(sat)} = 1(V)$ برای سهولت در محاسبات

فرض کنید که $(I_{Q_2} = I_{R_2} = I_{(R_3)} = I)$ باشد.

در این مدار با خروجی V_0 , Q_1 امیتر مشترک و Q_2 کلکتور مشترک است:

$$I = \frac{11 - (-10) - V_{CE(sat)}}{R_2 + R_3} = \frac{21 - 1}{20k} = 1mA$$

$$V_{E_1} = 11 - R_2 (1mA) = 1V \Rightarrow V_{B_1} = 0.3V$$

$$I_{(R_1)} = \frac{I}{\beta^2 + \beta + 1} \approx 0.1\mu A \Rightarrow R_{1\min} = \frac{V_{B_1}}{I_{B_1}} = 3M\Omega$$

ب: برای تعیین R برای حداکثر سوئینگ متقارن خروجی، I را مجھول در نظر بگیرید:

$$V_{CE_2} = 21 - I(20k)$$

$$\hat{V}_{o_-} = I \cdot R_3 = 10(I)$$

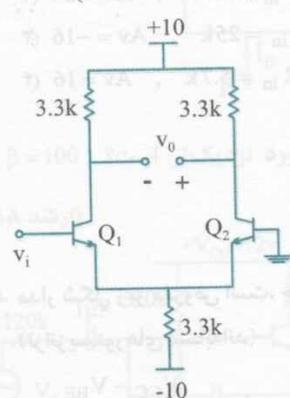
$$\hat{V}_{o_+} = \frac{V_{CE_2} - V_{CE(sat)}}{R_{ac}} \cdot R_3 = 21 - 20k(I) - 1$$

$$\hat{V}_{o_+} = \hat{V}_{o_-} \Rightarrow I = \frac{2}{3}mA \Rightarrow V_{E_1} = \frac{13}{3}V \Rightarrow V_{B_1} = \frac{10.9}{3}V$$

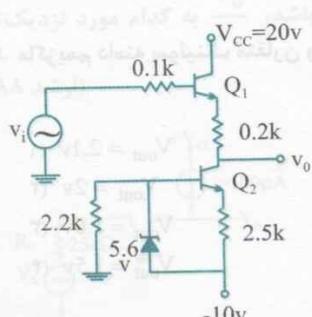
$$I_{B_1} = \frac{I}{\beta^2 + \beta + 1} \approx \frac{2}{3} \times 10^{-7}A \Rightarrow R_{B_1} = \frac{V_{B_1}}{I_{B_1}} \approx 54.5M\Omega$$

مجموعه تست‌های آزمون سراسری

۱. در شکل داده شده، ترانزیستورها یکسان هستند. اگر دمای پیوند ترانزیستور Q_1 برابر با 25°C و دمای پیوند Q_2 برابر 45°C باشد، برای چه مقدار از V_i ولتاژ خروجی برابر صفر خواهد شد؟ (ارشد ۸۴)



۲. مدار شکل زیر به ازای کدام یک از ولتاژهای ورودی داده شده، خروجی حدود صفر ولت می‌باشد؟ ($\beta = 100$) (ارشد ۸۵)



۳. در شکل مقابل میزان R_2 را طوری تعیین کنید که دامنه سوئینگ منفی خروجی حدود ۱V باشد. ($h_{fe} = 50$)

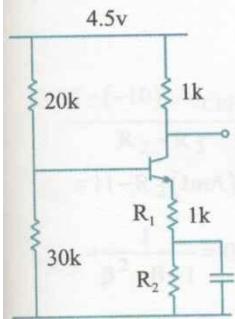
$$\text{خیلی بزرگ و } (V_{CE(sat)} = 0.2 \text{ V})$$

$$R_2 = 1\text{k} \quad (1)$$

$$R_2 = 2\text{k} \quad (2)$$

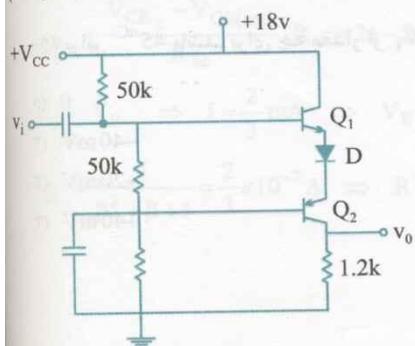
$$R_2 = 5.6\text{k} \quad (3)$$

$$R_2 = 3.3\text{k} \quad (4)$$



۴. در مدار مقابل مطلوب است تعیین بفره ولتاژ و امپدانس ورودی مدار. ($I_C(Q_1) = 1\text{mA}$, $\beta_1 = 100$, $\beta_2 = 50$, $V_T = 25\text{mV}$)

$$(I_C(Q_1) = 1\text{mA}, \beta_1 = 100, \beta_2 = 50, V_T = 25\text{mV})$$



$$R_{in} = 2.3\text{k} , Av = -24 \quad (1)$$

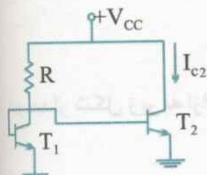
$$R_{in} = 5.7\text{k} , Av = 24 \quad (2)$$

$$R_{in} = 25\text{k} , Av = -16 \quad (3)$$

$$R_{in} = 5.7\text{k} , Av = 16 \quad (4)$$

۵. مدار شکل زیر مفروض است. جریان I_{C2} کدامیک از گزینه‌های زیر است؟
(ترانزیستورهای مشابه‌اند)

(ارشد ۸۷)

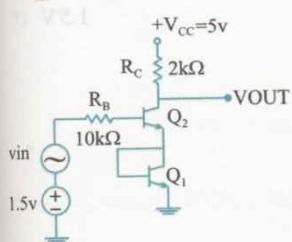


$$I_{C2} = \frac{\beta(V_{CC} - V_{BE})}{R} \quad (1) \quad I_{C2} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R} \quad (1)$$

$$I_{C2} = \frac{\beta}{\beta+1} \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R} \quad (2) \quad I_{C2} = \frac{\beta(V_{CC} - V_{BE})}{(\beta+2)R} \quad (3)$$

۶. ماکریم دامنه سوئینگ متقارن ولتاژ خروجی مدار تقویت‌کننده شکل زیر برابر است با:

$$(V_{CE(sat)} = 0.2 \text{ V}, V_{BE} = 0.7 \text{ V}, \beta = 100)$$



$$V_{out} = 2.1\text{v} \quad (1)$$

$$V_{out} = 2\text{v} \quad (2)$$

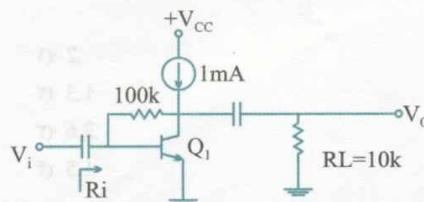
$$V_{out} = 1.6\text{v} \quad (3)$$

$$V_{out} = 1.5\text{v} \quad (4)$$

ترانزیستورهای پیوندی ...

۱۰۹

۷. بپره ولتاژ و مقاومت ورودی مدار شکل مقابل به طور تقریبی برابر کدام است؟ (۸۷) (ارشد)

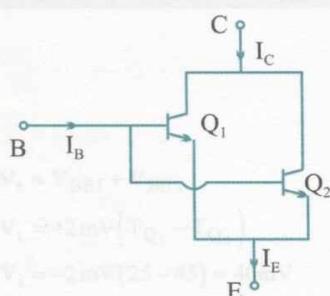


$R_i = 2.5\text{k}\Omega \text{ و } Av = -10 \text{ (۱)}$

$R_i = 2.5\text{k}\Omega \text{ و } Av = -40 \text{ (۲)}$

$R_i = 225\Omega \text{ و } Av = -100 \text{ (۳)}$

$R_i = 225\Omega \text{ و } Av = -400 \text{ (۴)}$

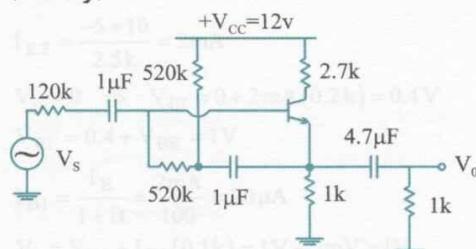
۸. در شکل مقابل ترانزیستورها در همه پارامترها با هم برابرند به جز β . با این شرایط β برای ترکیب موازی دو ترانزیستور کدام است؟ (۸۷) (ارشد)

$\frac{\beta_1 + \beta_2}{2} \text{ (۲)}$

$\frac{2\beta_1\beta_2}{\beta_1 + \beta_2} \text{ (۱)}$

$\frac{\beta_1^2 + \beta_2^2}{\beta_1 + \beta_2} \text{ (۴)}$

$\frac{\beta_1 \cdot \beta_2}{\beta_1 + \beta_2} \text{ (۳)}$

۹. در مدار شکل مقابل، در فرکانس‌های میانی مقدار $A_v = \frac{V_o}{V_s}$ به کدام مورد نزدیک‌تر است؟ (۰) و (۱۰۰) (۸۸) (ارشد)فرض شود $V_A = \infty$ و $V_T = 25\text{mV}$ و $V_{BE} = 0.6$ 

0.29 (۱)

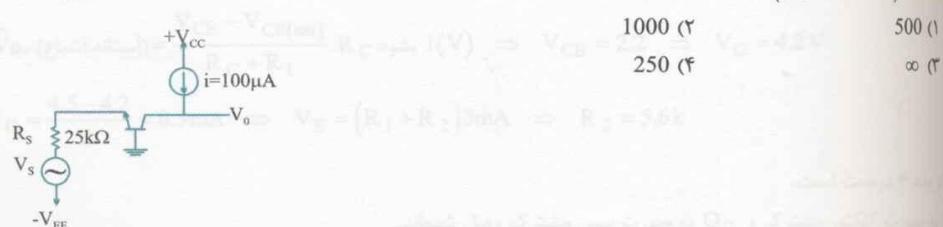
0.49 (۲)

0.68 (۳)

0.94 (۴)

۱۰. در تقویت‌کننده زیر اگر $V_A = 25\text{V}$ و $\beta = 100$ و منبع جریان ایده‌آل باشد، $\frac{V_o}{V_s}$ به کدام مورد نزدیک‌تر است؟ (۰) و (۱۰۰) (۸۸) (ارشد)

$(V_T = 25\text{mV}) \text{ است؟}$



پاسخنامه

$$\begin{aligned} V_i &= V_{BE1} + V_{BE2} \\ V_i &= -2 \text{ mV} (T_{Q_1} - T_{Q_2}) \\ V_i &= -2 \text{ mV} (25 - 45) = 40 \text{ mV} \end{aligned}$$

۱. گزینه ۴ درست است.

$$\begin{aligned} V_{B2} &= -10 + V_z = -4.4 \text{ V} \\ V_{E2} &= -5 \text{ V} \\ I_{E2} &= \frac{-5 + 10}{2.5k} = 2 \text{ mA} \\ V_o &= 0 \Rightarrow V_{E1} = 0 + 2 \text{ mA} (0.2 \text{ k}) = 0.4 \text{ V} \\ V_{B1} &= 0.4 + V_{BE} = 1 \text{ V} \\ I_{B1} &= \frac{I_E}{1 + B} = \frac{2 \text{ mA}}{100} = 20 \mu\text{A} \\ V_i &= V_{B1} + I_{B1} (0.1 \text{ k}) = 1 \text{ V} + 2 \text{ mV} = 1 \text{ V} \end{aligned}$$

۲. گزینه ۳ درست است.

$$\begin{aligned} V_B &= \frac{4.5}{50k} 30 \text{ k} = 2.7 \text{ V} \Rightarrow V_E = 2 \text{ V} \\ \hat{V}_{0-} &= \frac{V_{CE} - V_{CE(sat)}}{R_C + R_1} \cdot R_C \text{ بشود } 1(\text{V}) \Rightarrow V_{CE} = 2.2 \Rightarrow V_C = 4.2 \text{ V} \\ I_C &= \frac{4.5 - 4.2}{1k} = 0.3 \text{ mA} \Rightarrow V_E = (R_1 + R_2) 3 \text{ mA} \Rightarrow R_2 = 5.6 \text{ k} \end{aligned}$$

۳. گزینه ۴ درست است.

۴. به صورت کلکتور مشترک و Q_2 به صورت بیس مشترک وصل شده‌اند.

$$r_d = \frac{V_T}{I} = 25\Omega$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{V_o}{V_{e2}} \cdot \frac{V_{e2}}{V_{e1}} \cdot \frac{V_{e1}}{V_i}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1.2k}{r_{e2}} \cdot \frac{r_{e2}}{r_{e2} + r_d} = +16$$

توضیح لازم به محاسبه R_{in} نیست زیرا $R_{in} < 25k$ است و فقط گزینه ۴ با بهره مثبت قابل قبول است.

۵. گزینه ۳ درست است.

$$I_t = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R}$$

$$I_t = I_{C1} + I_{B1} + I_{B2} = I_{C1} + \frac{I_{C1}}{\beta} + \frac{I_{C2}}{\beta}$$

$$V_{BE1} = B V_{E2} \Rightarrow \frac{I_{C1}}{I_{S1}} = \frac{I_{C2}}{I_{S2}} \Rightarrow I_{C1} = I_{C2}$$

$$I_t = I_C \left(1 + \frac{2}{\beta} \right) \Rightarrow I_{C2} = \frac{\beta(V_{CC} - V_{BE})}{(\beta + 2)R}$$

۶. گزینه ۲ درست است.

$$I_E = \frac{1.5 - 2V_{BE}}{R_B} = 1mA$$

$$V_{CE} = 5 - V_{BE} - 2k(1mA) = 2.3V$$

$$\hat{V}_{o+} = I_Q \cdot R_C = 2V$$

$$\hat{V}_{o-} = \frac{V_{CE} - V_{CE}(\text{sat})}{R_{ac}} \cdot R_C \approx 2.1$$

کمترین دامنه خروجی 2 ولت است.

۷. گزینه ۴ درست است.

$$gm = \frac{I_C}{V_T} = \frac{1}{25\Omega}$$

$$Av = -gm[R_B \parallel R_L] \approx -400$$

$$R_i = \frac{R_B}{1 - Av} \parallel r_\pi = \frac{100k}{401} \parallel 2.5k = 225$$

۸. گزینه ۱ درست است.

$$V_{BE1} = V_{BE2} \Rightarrow I_{C1} = I_{C2} = I$$

$$I_B = I_{B1} + I_{B2} = \frac{I_{C1}}{\beta_1} + \frac{I_{C2}}{\beta_2} = \frac{I}{\beta_1} + \frac{I}{\beta_2}$$

$$I_B = \frac{I_C}{2\beta_1} + \frac{I_C}{2\beta_2} \Rightarrow \frac{I_C}{I_B} = \frac{2\beta_1\beta_2}{\beta_1 + \beta_2}$$

ترانزیستورهای پیوندی ...

۱۱۳

۹. گزینه ۱ درست است.

$$V_B = 12\text{V}$$

$$R_B = 520\text{k} + 520\text{k} = 1040\text{k}$$

$$I_E = \frac{12 - 0.6}{1040\text{k} + R_E} = 1\text{mA} \Rightarrow r_e = 25\Omega \Rightarrow A_V = \frac{V_o}{V_B} = 1$$

$$R_i = \frac{520\text{k}}{1 - A_V} \parallel (R'_L + r_e) (1 + \beta) = 50\text{k}$$

$$\frac{V_o}{V_s} = (1) \frac{R_i}{R_i + R_s} = 0.29$$

۱۰. گزینه ۱ درست است.

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{V_o}{V_e} \cdot \frac{V_e}{V_s}$$

$$r_e = 250\Omega$$

$$r_\pi = 25\text{k}$$

$$r_{ce} = \frac{25\text{V}}{0.1\text{mA}} = 250\text{k}$$

$$\frac{V_o}{V_s} = (g_m \cdot r_{ce}) \left(\frac{r_\pi}{r_\pi + R_s} \right)$$

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{250\text{k}}{250\Omega} \left(\frac{25\text{k}}{50\text{k}} \right) = 500$$

۱۱. گزینه ۴ درست است.

باوجه به شکل داریم:

$$V_{B2} = 2 \Rightarrow V_{E2} = 1.3 \Rightarrow V_{B1} = 0.6 \text{V} = V_{C2} = 0.6$$

$$V_{CE2} = 0.6 - 1.3 = -0.7 \Rightarrow (\text{اشباع Q}_2) \Rightarrow V_{C2} = V_{E2} + 0.2 = 1.5 \text{V}$$

$$I_x = \frac{3 - 1.5}{1\text{k}} = 1.5 \text{mA}$$

 V I_B I_B