فصل پنجم
ترانزیستور

۵-۱ مقدمه

عناصری که خاصیت تقویت کنندگی داشته باشند، به عبارت دیگر مدل آنها در حالت ایـده‌آل منـابع وابسته باشند، ترانزیستورها هستند - که کمک نیمه رسانا ها ساخته می شوند - یا تریود[۱] و پنتود[۲] که به صورت لامپ خلا[۳] وجود دارند.

در اوایل قرن ۲۰ میلادی، به واسطه آغاز ارتباطات بی سیم، جهت تقویت سیگنال ها نیاز به تقویت کننده پیدا شد. پس از ابداع لامپ دیود در سال ۱۹۰٤، در سال ۱۹۰٦ لیبن[٤] اتریشی و دو فارست[٥] آمریکایی مستقل از یک دیگر[٦]، لامپ تقویت کننده (تریود) را اختراع کردند، که خاصیت تقویت کنندگی سیگنال را دارد[۷]. در حال حاضر هنوز در فرکانس های بالا و توانهای زیاد، از این نوع لامپ ها

---

[1] Triode
[2] Penthode
[3] Vacuum Tube
[4] Robert von Lieben
[5] Lee De Forest
[6] ر. ک. به درس اصول مهندسی برق فصل اول
[7] ر. ک. به پیوست ۵-۱

استفاده می شود. ولی برای اکثر کار های متداول، استفاده از نیمه هادی ها مناسبتر است. ساخت ترانزیستور در ۲۳ دسامبر ۱۹٤۷ در آزمایشگاه بل[۱] در آمریکا توسط سه محقق: شاکلی[۲]، باردین[۳] و براتن[٤] اولین ترانزیستور به کمک ژرمانیوم ساخته شد. از اواخر دهه‌ی شصت قرن ۲۰ میلادی تقریباً تمام ترانزیستورهای معمولی را به کمک سیلیسیوم می سازند.

۵-۲ ساختار ترانزیستور دو قطبی

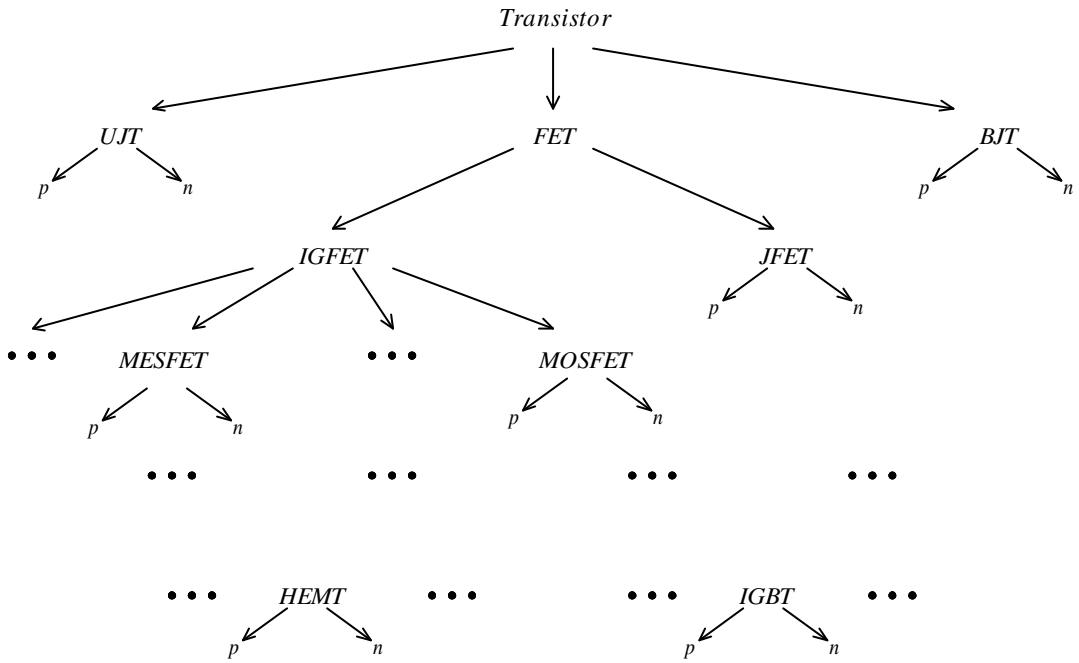
در این فصل (فصل ۵) می خواهیم ساختار و مشخصات تقویت کننده های پایه را بررسی کنیم. ساده‌ترین تقویت کننده ها به کمک یک المان تقویت کننده ساخته می شوند. در گذشته برای این منظور فقط لامپ‌های خلا[۵] در دسترس بود. امروزه در موارد عادی معمولاً از ترانزیستورها استفاده می شود.

ترانزیستورها عناصر سه قطبی هستند، که دارای خاصیت تبدیل مقاومت[٦] می‌باشند. ترانزیستورها انواع گوناگونی دارند؛ شکل ۵-۱ انواع متداول را نمایش میدهد.

اولین نوع ترانزیستور که بصورت تجاری به بازار عرضه شد *BJT*[۷] بود در حال حاضر نیز متداولترین ترانزیستور بصورت تکی[۸] نیز همان است. در این درس هم عمدتاً همین نوع ترانزیستور مورد بررسی قرار میگیرد. بنابراین از این به بعد هر گاه از ترانزیستور صحبت میشود، منظور *BJT* است.

---

[1] Bell Laboratories
[2] William B. Shockley
[3] John Bardeen
[4] Walter Brattain
[5] Vacuum Tube
[6] Transistor: TRANSfer resISTOR
[7] BJT: Bipolar Junction Transistor, ترانزیستور اتصالی دو قطبی
[8] Discrete



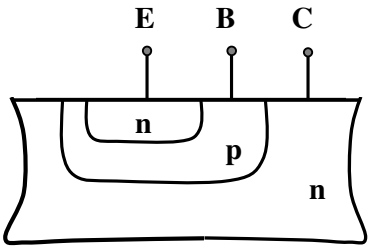
شکل ۵-۱ انواع متداول ترانزیستور

در ساخت ترانزیستورهای اولیه ژرمانیوم بـه کـار بـرده میـشد، ترانزیـستورهای امـروزی عمـدتاً بـا سیلیسیوم ساخته میشوند. *BJT*ها از سه لایه سیلیسیوم با ناخالصی n و p که یک در میان قرار گرفتـه اند تشکیل می شوند. بنابراین دو نوع ترانزیستور *npn* و *pnp* وجود دارد. در شـکل ۵-۱ ترانزیـستور *npn* با n و ترانزیستور *pnp* با p نمایش داده شده است. شکل ۵-۲ نماد و نحوه ساختمان سمبلیک ترانزیستور را نمایش میدهد.

ب الف

شکل ۵-۲ نماد، ساختمان و نمایش ساختاری ترانزیستور *BJT*: الف- *npn* و ب- *pnp*

پایه‌های ترانزیستور کلکتور[1] (C)، بیس[2] (B)، و امیتر[3] (E) نامیده میشوند. همانطور که از شکل ۵-۲ بر میآید، اتصال‌های $B-E$ و $B-C$ مانند دو دیود عمل می کنند. بنابراین برخی از مشخصات BJT مشابه مشخصات دیود است.



شکل ۵-۳ ساختمان ترانزیستور npn

برخلاف شکل ۵-۲، ساختمان واقعی ترانزیستور، متقارن نیست یعنی با تعویض پایه های C و E در مدار، مشخصات ترانزیستور تغییر می کند. شکل ۵-۳ ساختمان داخلی یک ترانزیستور متداول npn را نمایش میدهد. در ساختمان ترانزیستور، علاوه بر ابعاد هندسی، میزان ناخالصی لایه‌ها نیز با هم متفاوت است. در ضمن واضح است که اگر مانند شکل ۵-۲، دو عدد دیود را بهم وصل کنیم به هیچوجه یک ترانزیستور تشکیل نخواهد شد! (چرا؟). از آنجایی که ساختار BJT شبیه دیود است، خواص آنرا نیز دارد. از جمله:

$$i_B \propto e^{V_{BE}/nV_T}\ ,\quad \left.\frac{\Delta V_{BE}}{\Delta T} \approx -2mV/K\right|_{I_E=Const}\ ,\quad I_C(T_2) \approx I_C(T_1)\times 2^{(T_2-T_1)/10K}\ ,\quad \ldots$$

نحوه کار کرد ترانزیستور npn به طور خلاصه چنین است[4] (برای pnp مشابه است، تنها تفاوت اساسی در جهت ولتاژها و جریان ها است):

در شرایط کار کرد عادی دیود بیس - امیتر در جهت مستقیم و دیود بیس - کلکتور در جهت معکوس بایاس می شود. عرض لایه بیس بسیار کم و قابل مقایسه با عرض ناحیه تهی اتصال $p-n$ است. در بایاس مستقیم $V_{CE}>0$ است. اگر از بیس جریانی نگذرد ($I_B=0$)،

---

[1] جمع کننده Collector,

[2] پایه Base,

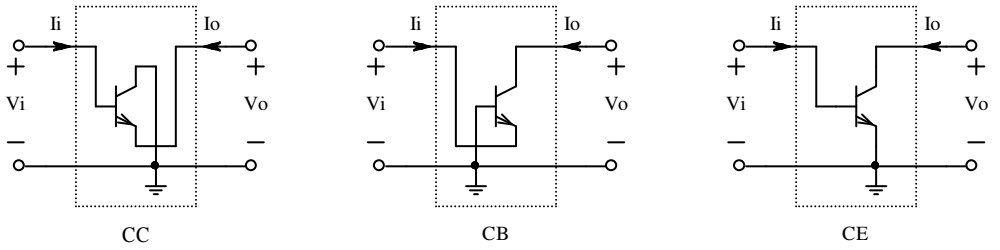
[3] پخش کننده Emitter,

[4] برای اطلاعات بیشتر به پیوست ۵-۲ و کتب مربوطه مراجعه نمایید.

چون دیود بیس – کلکتور در جهت معکوس بایاس شده است، فقط جریان اشباع معکـوس از کلکتور می گذرد، یعنی $I_{CB} \approx 0$ در نتیجه $I_{BE} \approx 0$. بـه ازای $I_B > 0$ بـه عبـارت دیگـر $V_{BE} > V_\gamma$، حامل ها وارد ناحیه بیس به عبارت دیگر ناحیه تهی شده، باعث افـزایش هـدایت اتصال لایه کلکتور – بیس می شود (مانند فتو دیود که با تابش نـور بـه اتـصال p-n انـرژی فتون ها باعث افزایش جریان معکوس می شود، انرژی الکترون ها و حفره ها باعـث افـزایش هدایت الکتریکی اتصال p-n به عبارت دیگر جریان کلکتور می شود)[1].

۵-۳ مشخصه های ترانزیستور

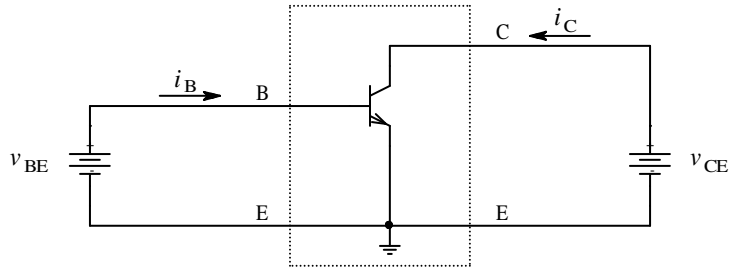
چون ترانزیستور یک سه قطبی است، در عمل یکی از پایه ها بین ورودی و خروجی مشترک خواهـد بود بنابراین بسته به این که کدام پایه مشترک باشد، سه آرایش: امیتر مشترک[2]، بیس مـشترک[3] و کلکتـور مشترک[4] می تواند وجود داشته باشد. در نتیجه در مدارها عملاً ترانزیستور بعنوان یک مدار چهار قطبـی[5] بعبارت دیگر دو دریچه‌ای[6]، بررسی میشود (شکل ۵-٤).



شکل ۵-٤ سه آرایش مدارهای ترانزیستوری: امیتر مشترک (CE)، بیس مشترک (CB) و کلکتور مشترک (CC)

[1] ر. ک. به فصل ٤-؟
[2] CE: Common Emitter
[3] CB: Common Base
[4] CC: Common Collector
[5] Four Pole
[6] Two Port

به علت این که مدار CE – بدلیل مشخصات بهتری که نسبت به دو مدار دیگر دارد – بیشتر به کار گرفته میشود، مشخصه این مدار را بررسی می کنیم (شکل ۵-۵). در ضمن چون ترانزیستور خاصیت تقویت کنندگی دارد، مسیر سیگنال در حالت ایده‌آل فقط در یک جهت است یعنی از ورودی به خروجی، بعبارت دیگر دریچه BE بعنوان ورودی و دریچه CE بعنوان خروجی به کار میرود بنابراین سه مشخصه برای ترانزیستور قابل تعریف است:



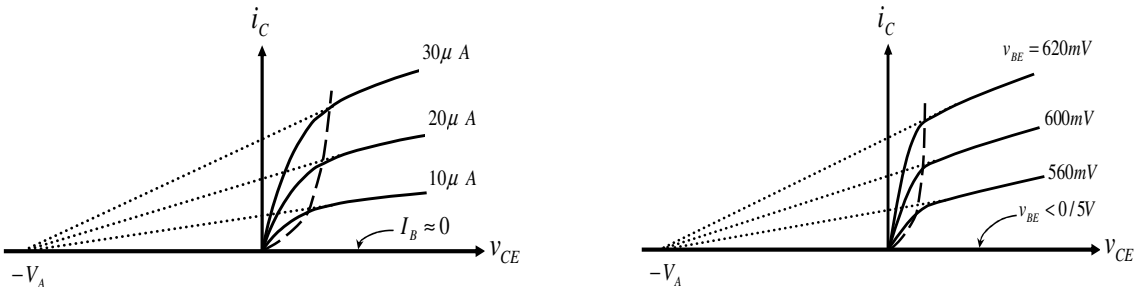
شکل ۵-۵ مدار CE

- **مشخصه ورودی**[1]: یعنی وابستگی i_B به v_{BE} با پارامتر V_{CE}
- **مشخصه خروجی**[2]: یعنی وابستگی i_C به v_{CE} با پارامتر V_{BE} یا I_B
- **مشخصه انتقالی**[3]: یعنی وابستگی i_C به v_{BE} یا i_B با پارامتر V_{CE}

مشخصه ورودی، بعلت این که عملاً مشخصه دیود BE است و در ناحیه فعال[4] وابستگی زیادی به V_{CE} ندارد؛ و مشخصه انتقالی، بعلت این که عملاً با یک ضریب ثابت قابل تعریف است، (در این درس) کاربرد زیادی ندارد.

[1] Input Characteristic
[2] Output Characteristic
[3] Transfer Characteristic
[4] بزودی، در همین قسمت تعریف می‌شود

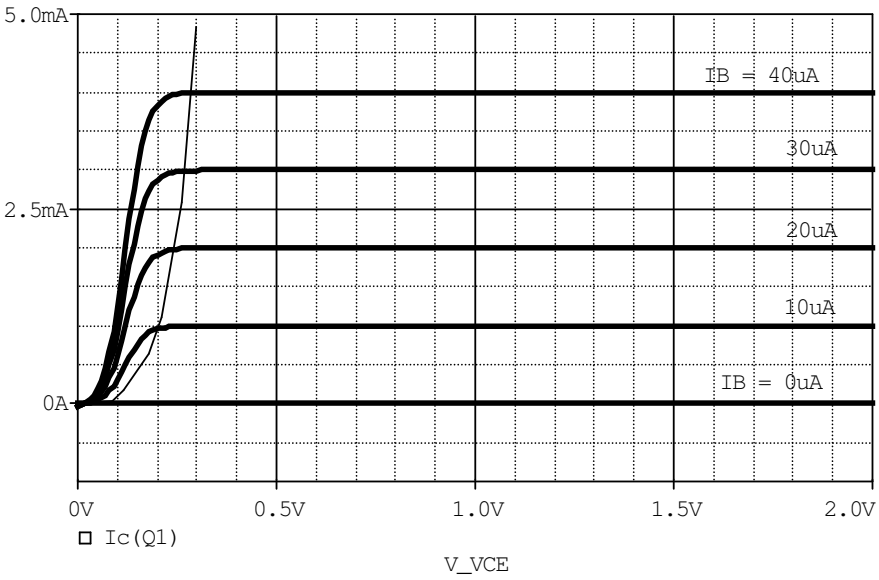
بنابراین مهمترین مشخصه ترانزیستور مشخصه خروجی آن است، که در اینجا بررسی می‌شود. در شکل ۵-٦ مشخصه خروجی یک ترانزیستور واقعی برای v_{CE}های بزرگ، به صورت کیفی نمایش داده شده است.



ب الف

شکل ۵-٦ مشخصه خروجی یک ترانزیستور الف- با پارامتر V_{BE} و ب- با پارامتر I_B

نمودار شکل ۵-٦ ب، برای یک ترانزیستور تقریباً ایده‌آل، به طور کمّی برای v_{CE}های کوچک در شکل ۵-۷ نمایش داده شده است (یکی از پارامترهای ترانزیستور V_A است که مقدار آن در حالت ایده آل ∞ فرض می‌شود).

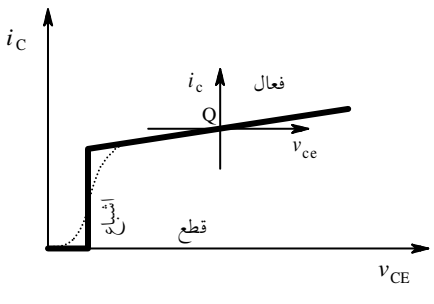


شکل ۵-۷ مشخصه خروجی امیتر مشترک برای یک ترانزیستور تقریباً ایده‌آل

در این مشخصه‌ها سه ناحیه قابل تفکیک است:

- در صورتی که $V_{BE} < 0.5V$، بعبارت دیگر $I_B \approx 0$ باشد، $i_C \approx 0$ می شود. در این حالت می گویند ترانزیستور قطع است و این محدوده را ناحیه قطع[1] نامند.
- در سمت چپ منحنی خط چین در نمودارهای شکل ۵-۶ به عبارت دیگر خط (نمایی) نازک در شکل ۵-۷، شیب منحنی خروجی زیاد است (مقاومت بین کلکتور و امیتر کم). در این حالت گویند ترانزیستور اشباع است و این محدوده را ناحیه اشباع[2] نامند. هنگامی که ترانزیستور اشباع است، $v_{CE} \approx 0.2 \cdots 0.3\text{V}$ فرض می‌شود. برای مثال در شکل ۵-۷ به ازای $I_B = 10\mu\text{A}$، برای $v_{CE} > \text{V}_{CE_{Sat}} \approx 0.2\text{V}$، $I_C = 1m\text{A}$ خواهد بود و به ازای $I_B = 40\mu\text{A}$، برای $v_{CE} > \text{V}_{CE_{Sat}} \approx 0.3\text{V}$، $I_C = 4m\text{A}$ می‌شود.
- بالاخره در محدوده بین این دو ناحیه، یعنی جایی که $i_C > 0$ و شیب منحنی کم است (مقاومت دینامیکی بزرگ بین کلکتور و امیتر)، ترانزیستور بعنوان یک منبع جریان وابسته (به ولتاژ، یا جریان)، بعبارت دیگر بعنوان یک المان فعال به کار میرود. به همین دلیل این محدوده را ناحیه فعال[3] نامند.

با توجه به مطالب فوق می توان نمودار شکل ۵-۶ را به کمک سه نیم خط، مانند شکل ۵-۸ تقریب زد. در این شکل نمودار نقطه چین مشخصه تقریبی یک ترانزیستور واقعی و خط پر نمودار ساده شده آن را نمایش می دهد. اگر در ناحیه فعال یک نقطه به روی منحنی انتخاب کنیم (Q) مانند آن است که



شکل ۵-۸ مشخصه خروجی ترانزیستور با تقریب خطی

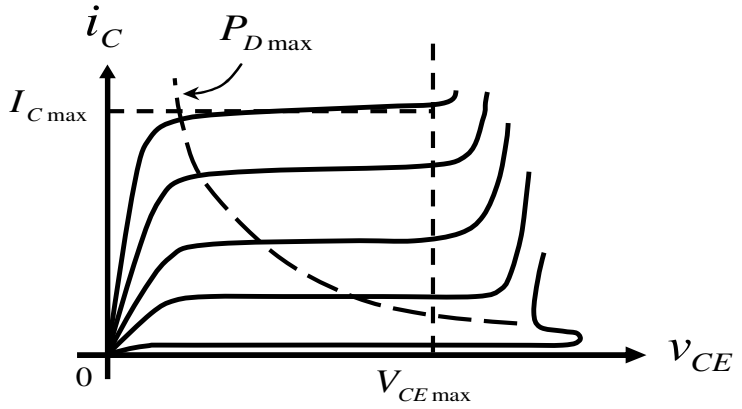
[1] Cut-off Region
[2] Saturation Region
[3] Active Region

برای علایم کوچک، مبداء مختصات $v_{ce} - i_c$ را به این نقطه منتقل کرده باشیم (نقطه کار).

از یک ترانزیستور می‌توان هم بعنوان یک تقویت کننده (خطی) استفاده کرد، که در این صورت باید در ناحیه فعال قرار گیرد؛ و هم به عنوان بعنوان یک سویچ، که در این صورت ترانزیستور یا در ناحیه قطع است یا در ناحیه اشباع، که تغییر حالت ترانزیستور بین این دو ناحیه به منزله قطع و وصل شدن سویچ می باشد.

علاوه بر ناحیه‌های کاری ذکر شده، برای این که ترانزیستور قابل استفاده باشد (معیوب نشود)، سه شرط زیر باید برقرار باشد:

- ولتاژ کلکتور- امیتر از حد مجاز خود تجاوز نکند: $v_{CE} < V_{CE_{\max}}$
- جریان کلکتور از حد مجاز خود تجاوز نکند: $i_C < I_{C_{\max}}$
- توان تلف شده بر روی ترانزیستور از حد مجاز خود تجاوز نکند: $i_C . v_{CE} < P_{D_{\max}}$



شکل ۵-۹ محدوده مجاز کار ترانزیستور

شکل ۵-۹ محدوده مجاز کار ترانزیستور را نمایش می‌دهد. همان طور که در شکل مشاهده می شود، اگر $v_{CE} > V_{CE_{\max}}$ شود، i_C بشدت افزایش می یابد در این حالت اصطلاحاً گویند ترانزیستور

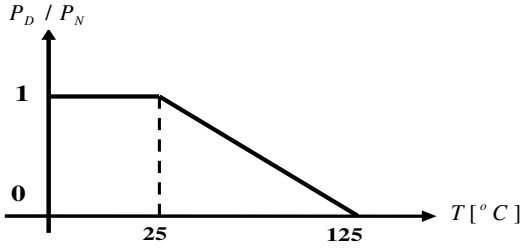
در ناحیه شکست[1] قرار گرفته است. به همین دلیل گاهی به $V_{CE_{\max}}$, V_{BD}, BDV یـا BV نیـز مـی گویند. در صورتی که i_C توسط مقاومت‌های خـارجی محـدود نگـردد، ترانزیـستور معیـوب مـی‌شـود (خواهد سوخت). در صورتی که v_{CE} حتی خیلی کمتر از مقدار مجاز باشد ولی $i_C > I_{C_{\max}}$ شود، باز هم ترانزیستور معیوب خواهد شد. از آن جایی که ولتاژ کلکتور و جریان آن تقریباً از هم مستقل هـستند (چرا؟)، توان تلف شده بر روی ترانزیستور: $P_D = i_C \cdot v_{CE} < P_{D_{\max}}$ به عبارت دیگر باید:

$$i_C < \frac{P_{D_{\max}}}{v_{CE}} \qquad (۱-۵)$$

بنابراین ناحیه محصور بین محورها و خطوط نقطه چین در شکل ۵-۸ را "محدوده کار ایمن[2]"گویند.

ترانزیـــستورها معمـــولاً بـــرای مشخـــصات: $V_{CE_{\max}} \approx 10 \cdots 1000V$، $I_{C_{\max}} \approx 10mA \cdots 100A$ و $P_{D_{\max}} \approx 50mW \cdots 500W$ موجود می‌باشـد. بـرای اکثـر ترانزیـستورهای معمـولی: $V_{CE_{\max}} \approx 40V$، $I_{C_{\max}} \approx 100mA$ و $P_{D_{\max}} \approx 300mW$ اســـت.

مقادیر فوق معمولاً در دمای $25^\circ C$ می باشند. بـا افزایش دما این مقادیر تغییر می کنند، بخـصوص $P_{D_{\max}}$ کاهش مـی‌یابـد. شـکل ۵-۱۰ وابـستگی توان قابل اتلاف بـر روی ترانزیـستور را بـه دمـا نمایش میدهد.



شکل ۵-۱۰ وابستگی توان ترانزیستور به دمای محفظه

برای مثال اگر توان نامی ترانزیستوری $P_{D_N} = 500mW$ باشد و دمای بدنه آن به $T = 75^\circ C$ برسـد، حداکثر توان قابل اتلاف بر روی این ترانزیستور $P_{D_{\max}} = 250mW$ خواهد بود.

---
[1] Break - Down Voltage
[2] SOA: Safe Operating Area

تذکر: مطالب ذکر شده در مورد ترانزیستور های npn و pnp یکسان است جز این که در حالت عادی (جهت مستقیم[1])برای npn : $i_B, i_C, v_{CE} > 0$ و برای pnp : $i_B, i_C, v_{CE} < 0$.

٥-٤ مدل های ترانزیستور

برای یک ترانزیستور در ناحیه فعال، رابطه وابستگی جریان کلکتور (خروجی) به ولتاژ بیس- امیتر (ورودی) طبق رابطه (٥-٢) تقریب زده میشود.

$$i_C \approx I_s e^{v_{BE}/n \cdot V_T}\left(1+\frac{v_{CB}}{V_A}\right) \qquad (٥-٢)$$

همانطور که مشاهده می شود، جریان خروجی علاوه بر ولتاژ ورودی به ولتاژ خروجی نیز وابسته است (شکل ٥-٦) در این رابطه؛ I_s، n و V_T همان مفاهیم پارامترهای دیود را دارند؛ و V_A ولتاژ ارلی[2] نام دارد که یکی از پارامترهای ترانزیستور است. تا زمانی که $v_{CE} << V_A$ باشد:

$$i_C \approx I_s \cdot e^{v_{BE}/n \cdot V_T} \qquad (٥-٢ \text{ الف})$$

برای ترانزیستورهای ایده‌آل $V_A \to \infty$ (شکل ٥-٧). از طرف دیگر: $i_C = f(i_B)$ که در حالت ایده آل: $i_C \propto i_B$. ضریب تناسب را β یا بهره جریان اتصال کوتاه امیتر مشترک، می‌نامند بنابراین:

$$i_B = \frac{1}{\beta} i_C = \frac{1}{\beta} I_s \cdot e^{v_{BE}/n \cdot V_T} \qquad (٥-٣)$$

$$\beta = \frac{i_C}{i_B} = Const. \qquad (٥-٤)$$

تذکر: در حالت ایده‌آل که سیستم خطی در نظر گرفته می‌شود:

$$\beta = \frac{i_C}{i_B} = \frac{I_C}{I_B} = \frac{i_c}{i_b} = Const.$$

---

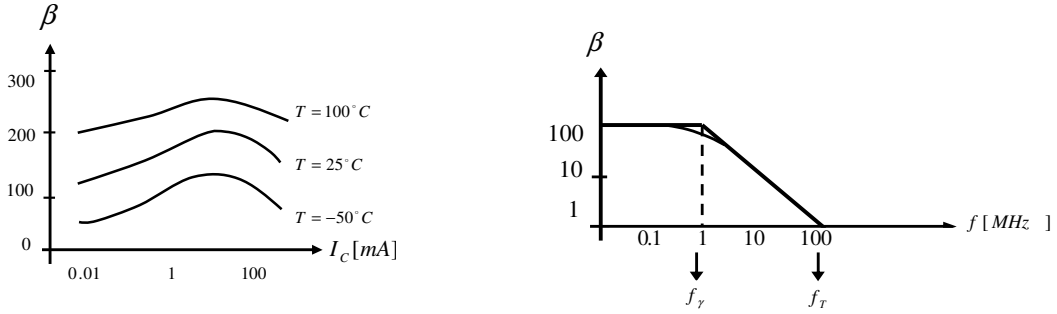
[1] Forward Mode
[2] Early Voltage

در این درس اغلب این رابطه به کار برده میشود ولی βی واقعی تابع عوامل بسیاری است، که به بعضی از آنها اشاره میشود:

در بسیاری از مسایل، برای سادگی $V_A \to \infty$ فرض می شود در مسایل واقعی معمولاً تا زمانی که $\frac{V_{CE}}{V_A} < 0.1$ باشد، این فرض قابل قبول است (خطای کمتر از ۱۰٪). برای محاسبه دقیقتر معمولاً سه پارامتر برای β تعریف میشود. *PSpice* نام گذاری زیر را به کار برده است:

- BF یا βی ایده‌آل مستقیم، که مقدار آن عبارت است از: $BF = \frac{I_C}{I_B}\Big|_{V_{CB}=0}$
- BDC مقدار واقعی β در نقطه کار (مقدار استاتیکی): $BDC = \frac{I_C}{I_B}\Big|_{I_C=I_Q} = BF\left(1+\frac{V_{CB}}{V_A}\right)$
- BAC مقدار β برای محاسبه سیگنال (مقدار دینامیکی): $BAC = \frac{\partial i_C}{\partial i_B}\Big|_{I_C=I_Q} = \frac{i_c}{i_b}$

علاوه بر آن β تابعی از فرکانس، دما و جریان نقطه کار نیز می‌باشد. شکل ۵-۱۱ مثالی برای این منظور نمایش می دهد.



ب الف

شکل ۵-۱۱ وابستگی β به: الف- فرکانس ب- جریان نقطه کار و دما

۵-٤-۱ مدل کلی ترانزیستور

در حالت کلی برای بررسی ترانزیستور از رابطه (۵-۲) استفاده می شود. توجه شود که این یک مدل بسیار ساده شده است که فقط با سه پارامتر I_S، n و V_A مشخص می شود. برای بررسی دقیق تر باید از مدلهایی که با پارامتر های بیشتری توصیف می شوند، استفاده کرد. برای مثال *PSpice* برای ترانزیستور از مدلی استفاده می کند که دارای بیش از ٤٠ پارامتر است! تازه این یک مدل به عبارت دیگر یک شبیه سازی ریاضی است که با دنیای واقعی می تواند فاصله‌ی زیادی داشته باشد. شبیه سازی فقط برای درک مطلب و تشخیص اشتباهات احتمالی فکری یا محاسباتی خوب است. پس از حصول اطمینان از صحت طراحی و (یا) محاسبات، باید مدارها را به صورت واقعی پیاده سازی کرد و مشخصات آنها را در آزمایشگاه اندازه گیری کرد، تا مطمئن شد که طرح درست بوده است.

برای بررسی های اولیه، و محاسبات دستی، مدل ساده شده رابطه (۵-۲) نیز بسیار پیچیده و وقت گیر است. چون حل مسئله منتهی به حل یک سیستم چند معادله چند مجهولی غیر خطی (نمایی) می شود، که بدست آوردن پاسخ به کمک روشهای تحلیلی - اگر غیر ممکن نباشد - بسیار دشوار خواهد بود. به همین دلیل در خیلی از مواقع از مدل های خطی (تقریب خطی رابطه فوق) استفاده می شود که در زیر به معرفی آنها می پردازیم.

۵-٤-۲ مدل های خطی *DC* ترانزیستور

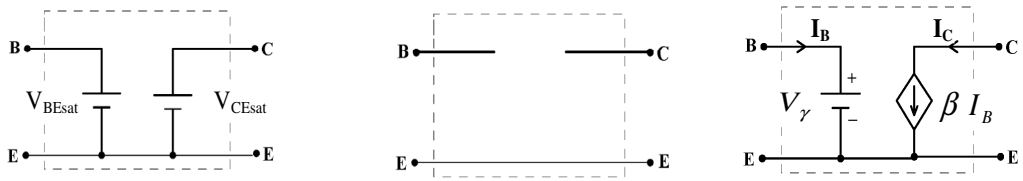
همانطور که در مورد دیود مشاهده شد، افت ولتاژ دو سر آن به هنگام بایاس شدن مقداری تقریباً ثابت است از آنجایی که اتصال *BE* عملاً یک دیود است، اگر در جهت مستقیم بایاس شده باشد، می

توان در آنالیز DC، بجای آن یک منبع ولتاژ مستقل با مقدار $V_{BE} \approx V_\gamma$ را به کار بـرد. اگـر در مـسایل مقدار این ولتاژ قید نشده باشد، $V_\gamma = 0.7V$ در نظر گرفته میشود.

در ناحیه فعال ترانزیستور، جریان خروجی (I_C) متناسب با جریان ورودی (I_B) است، بنابراین مـی توان در خروجی یک منبع جریان وابسته به جریان را در نظر گرفت: $I_C = \beta_{DC} \cdot I_B$.

توجه: اگر پس از محاسبه، $V_{BE} < 0.5V$ بدست آمد، نتیجه گرفته میشود کـه ترانزیـستور در ناحیـه قطع قرار دارد. و اگر پس از محاسبه، $V_{CE} < 0.2V$ یا $I_C < \beta_F I_B$ بدست آمد، نتیجه گرفته میشود که ترانزیستور در ناحیه اشباع قرار دارد (چرا؟).

بنابراین با در نظر گرفتن مطالب فوق، می توان سه مدل ایده‌آل شده DC برای سه حالت ترانزیستور در نظر گرفت (شکل ۵-۱۲).

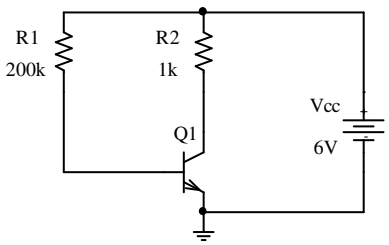


شکل ۵-۱۲ مدار معادل DC ترانزیستور در ناحیه: الف- فعال، ب- قطع و ج- اشباع

در این مدل‌ها، در صورتی که در مسئله مقدار پارامترها ذکر نشده باشد، $\beta = 100$ ، $V\gamma = 0.7V$ ، $V_{BEsat} = 0.8V$ و $V_{CEsat} = 0.2V$ به عنوان پیش فرض انتخاب می‌شوند.

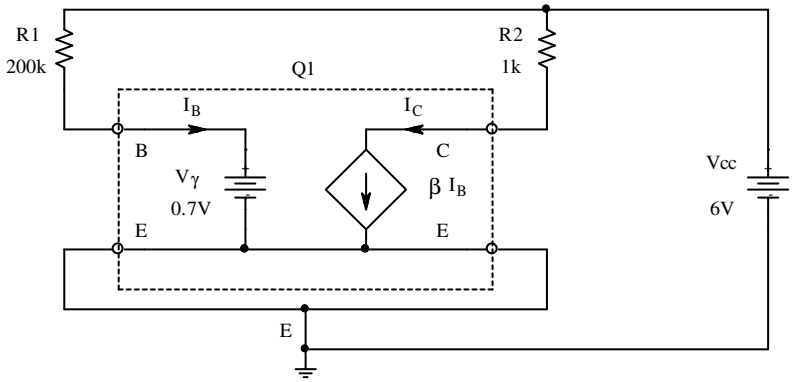
مثال ۵-۱ نقطه کار ترانزیستور (I_C ، V_{CE}) مدار شکل ۵-۱۳ را بدست آورید.

حل: در این مدار منبع تغذیه ٦ ولت اسـت لـذا از طریـق R1 جریان وارد بیس ترانزیستور می‌شود، پس دیـود بـیس- امیتر در جهت مستقیم بایاس شده، ترانزیستور قطع نیست (یا



شکل ۵-۱۳ مدار مثال ۵-۱

در ناحیه فعال قرار دارد یا اشباع است). با فرض این که ترانزیستور در ناحیه فعال قرار دارد، بجای ترانزیستور مدلش را قرار میدهیم. شکل ۵-۱۳، با جانشینی مدل ترانزیستور از شکل ۵-۱۲ الف، تبدیل به مدار شکل ۵-۱٤ می شود.



شکل ۵-۱٤ جانشینی مدل ترانزیستور در مدار شکل ۵-۱۳

چون پارامترهای ترانزیستور ذکر نشده‌اند، مقادیر پیش فرض $\beta = 100$ و $V\gamma = 0.7V$ در نظر گرفته می‌شوند. با استفاده از KVL در حلقه V_{CC}، $R1$، $V\gamma$ داریم:

$$V_{CC} - R1\, I_B - V_\gamma = 0 \quad \Rightarrow \quad I_B = \frac{V_{CC} - V_\gamma}{R1} = \frac{6V - 0.7V}{200k\Omega} = 26.5\mu A$$

از مدل ترانزیستور به عبارت دیگر رابطه (۵-٤):

$$I_C = \beta \cdot I_B = 100 \cdot 26.5\mu A = 2.65mA$$

استفاده از KVL در حلقه V_{CC}، $R2$، V_{CE} نتیجه می‌دهد:

$$V_{CC} - R2 \cdot I_C - V_{CE} = 0 \quad \Rightarrow \quad V_{CE} = V_{CC} - R2 \cdot I_C = 6V - 1k\Omega \cdot 2.65mA = 3.35V$$

چون $V_{CE} = 3.35V > V_{CEsat}$ است، لذا ترانزیستور در ناحیه فعال قرار داشته فرض اولیه صحیح است.

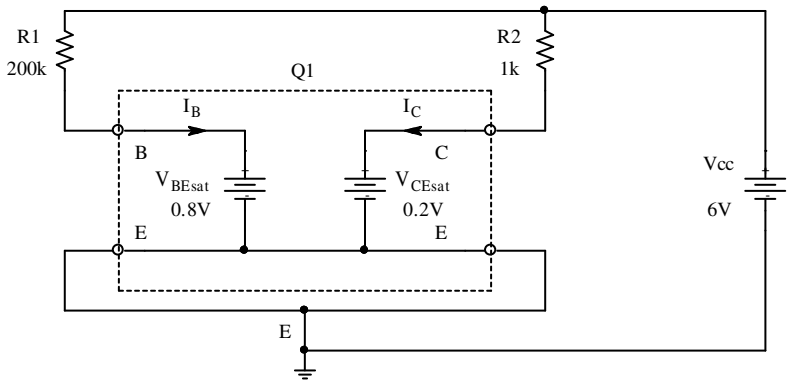
مثال ۵-۲ مثال قبل را برای ترانزیستوری با $\beta = 250$ حل کنید.

حل: چنان‌که فرض کنیم ترانزیستور در ناحیه فعال قرار دارد، میتوان از مدار شکل ۵-۱۴ استفاده کرده $I_B = 26.5\mu A$ حاصل می‌شود. در نتیجه:

$$I_C = \beta \cdot I_B = 250 \cdot 26.5\mu A = 6.625mA$$

$$V_{CE} = V_{CC} - R2 \cdot I_C = 6V - 1k\Omega \cdot 6.625mA = -0.625V$$

چون $V_{CE} = -0.625V < V_{CEsat}$ بدست آمد، لذا ترانزیستور در ناحیه اشباع قرار داشته فرض اولیه درست نیست. بنابراین شکل ۵-۱۳، با جانشینی مدل ترانزیستور از شکل ۵-۱۲ ج، تبدیل به مدار شکل ۵-۱۵ می شود.



شکل ۵-۱۵ جانشینی مدل ترانزیستور در حالت اشباع در مدار شکل ۵-۱۳

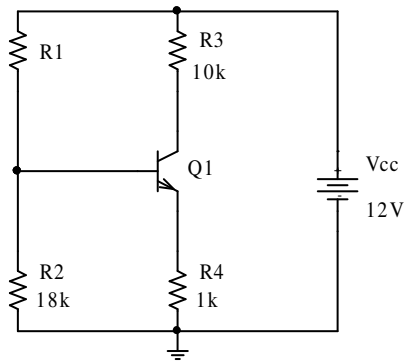
چنان که ملاحظه می شود، در این مدار I_C از I_B مستقل است (چرا؟) و داریم:

$$V_{CE} = V_{CE_{sat}} = 0.2V, \quad I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R2} = \frac{6V - 0.2V}{1k\Omega} = 5.8mA$$

مثال ۵-۳ نقطه کار ترانزیستور در مدار شکل ۵-۱۶ را برای دو حالت:

الف- $R1 = 100k\Omega$ و

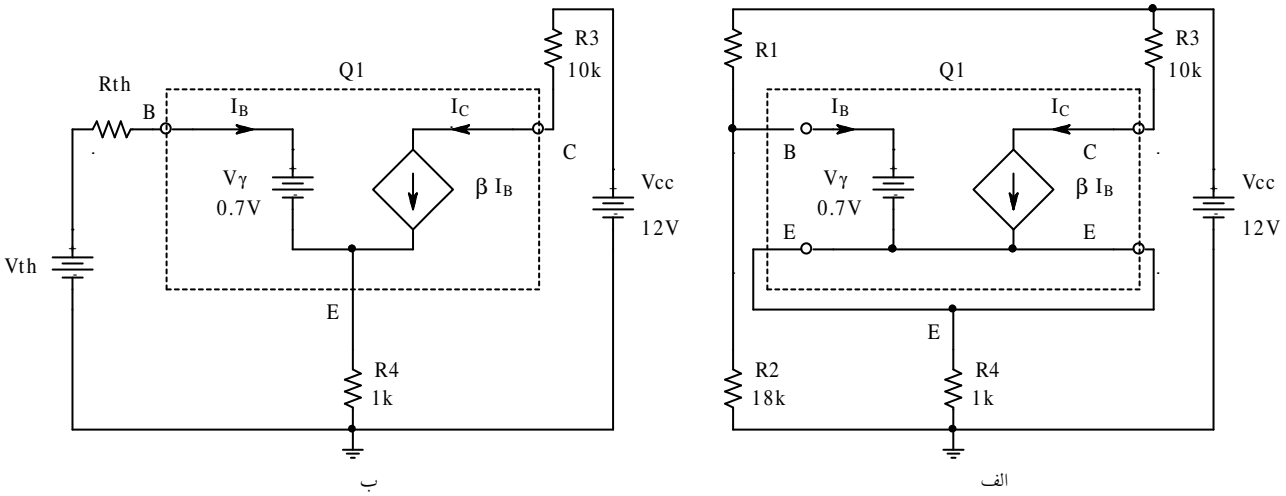
ب- $R1 = 500k\Omega$



شکل ۵-۱۶ مدار مثال ۵-۳

بدست آورید.

حل: در این مثال باز فرض می کنیم که ترانزیستور در حالت فعال قرار دارد. بنـابراین بجـای $Q1$ از مدار معادلش (شکل ۵-۱۲ الف) استفاده کرده شکل ۵-۱۷ الف حاصل می شود. بـرای سـاده تـر شـدن مدار، شبکه ای را که بیس ترانزیستور به بیرون می‌بیند؛ یعنی: $R1$، $R2$ و V_{CC} با مدار معـادل تـونن آن جانشین می کنیم (شکل ۵-۱۷ ب).



شکل ۵-۱۷ الف جانشینی ترانزیستور با مدل آن و ب- جانشینی شبکه از دید بیس با مدار معادل تونن آن

در این صورت داریم:

$$V_{th} = \frac{R2}{R1+R2}\cdot V_{CC}, \qquad R_{th} = R1 \| R2 = \frac{R1\cdot R2}{R1+R2}$$

به علت این که مشخصات ترانزیستور بیان نشده‌اند، مقـادیر پـیش فـرض $\beta = 100$ و $\mathrm{V}\gamma = 0.7\mathrm{V}$ در نظر گرفته می‌شوند.

الف- $R1 = 100k\Omega$، در این صورت:

$$V_{th} = \frac{18k\Omega}{100k\Omega+18k\Omega}\cdot 12V \approx 1.83V, \qquad R_{th} = 100k\Omega \| 18k\Omega \approx 15.3k\Omega$$

چون $V_{th} \approx 1.83V > 0.5V$ ترانزیستور یا در ناحیه فعال است یا در ناحیه اشباع (چرا؟). KVL در حلقه ورودی نتیجه میدهد:

$$\left.\begin{array}{l} V_{th} - R_{th} \cdot I_B - V_\gamma - R4 \cdot I_E = 0 \\ I_E = I_B + I_C \\ I_C = \beta \cdot I_B \end{array}\right\} \Rightarrow I_C = \beta \cdot \frac{V_{th} - V_\gamma}{R_{th} + (\beta + 1) \cdot R4} = 0.9716251mA \approx 0.97mA$$

و در خروجی:

$$V_{CC} - R3 \cdot I_C - V_{CE} - R4 \cdot I_E = 0, \Rightarrow V_{CE} = V_{CC} - R3 \cdot I_C - R4 \cdot \frac{\beta + 1}{\beta} I_C \approx 1.3V$$

لذا چون $V_{CE} \approx 1.3V > V_{CE_{sat}}$ پس ترانزیستور در ناحیه فعال بوده فرض اولیه صحیح است.

ب- $R1 = 500k\Omega$، در این صورت:

$$V_{th} = \frac{18k\Omega}{500k\Omega + 18k\Omega} \cdot 12V \approx 0.417V, \qquad R_{th} = 500k\Omega \| 18k\Omega \approx 17.4k\Omega$$

چون $V_{th} \approx 0.417V < 0.5V$ ترانزیستور در ناحیه قطع است (چرا؟).

در نتیجه: $I_B \approx 0$، $I_C \approx 0$، $V_{CE} \approx 12V$

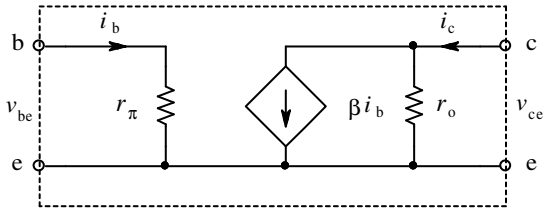
۵-٤-۳ مدلهای علایم کوچک ترانزیستور

در صورتی که ترانزیستور در ناحیه فعال بایاس شده و دامنه سیگنال به اندازه کافی کوچک باشد، با توجه به خاصیت دیود $B-E$ و مشخصه خروجی ترانزیستور (شکل ۵-٦) می توان مدل ورودی را یک مقاومت (r_{be}) و مدل خروجی را یک منبع جریان وابسته ($\beta \cdot i_b$) موازی با یک مقاومت (r_{ce}) در نظر گرفت. بنابراین مدل خطی ساده شده یک ترانزیستور برای سیگنال های کوچک (AC) به صورت

شکل ۵–۱۸ خواهد بود. معمولاً بجای r_{be} از $r_\pi \approx r_{\mathrm{be}}$ و بجای r_{ce} از $r_o \approx r_{\mathrm{ce}}$ استفاده می کننـد. در این مدل نیز اگر پارامترهای ترانزیستور داده نشده باشند، از مقادیر پیش فرض:

$$\beta = 100, \qquad r_o \to \infty, \qquad r_\pi \approx \frac{n \cdot V_T}{I_B} = \beta \cdot \frac{n \cdot V_T}{I_C} \approx \frac{2.5}{I_C} \qquad \left[k\Omega,\ mA\right]$$

استفاده می‌شود که در این رابطه I_C جریان نقطه کار ترانزیستور است.



شکل ۵–۱۸ مدل ساده شده ترانزیستور برای علایم کوچک

با مقایسه مدل علایم کوچک ترانزیستور (شکل ۵–۱۸) با مدل یک تقویت کننده جریان (شکل ۲–۱۳ ب، فصل ۲–۳) به این نتیجه می‌رسیم که ترانزیستور در ناحیه خطی مانند یک تقویت کننده جریان عمل می کند که برای آن:

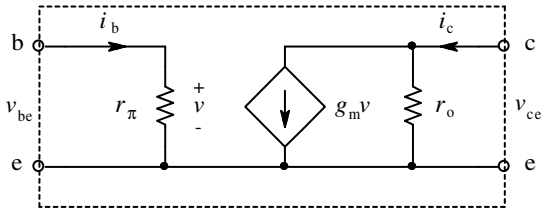
$$\beta = -A_i, \qquad r_\pi = R_{ia}, \qquad r_o = R_{oa}$$

است.

چنان که به جای i_b، v_{be} را بعنوان سیگنال ورودی در نظر بگیریم شکل ۵–۱۹ حاصل می شـود. بـا مقایسه این مدل با مدل تقویت کننده ترا رسانایی (شکل ۲–۱۳ د) به این نتیجه می‌رسیم که ترانزیـستور در ناحیه خطی مانند یک تقویت کننده هدایت تقابلی عمل می کند که برای آن:

$$g_m = -G_m, \qquad r_\pi = R_{ia}, \qquad r_o = R_{oa}$$

است.



شکل ۵-۱۹ مدل دیگر علایم کوچک ترانزیستور

به کمک رابطه (۵-۲) و شکل های ۵-۱۸ و ۵-۱۹ نتیجه می شود در ناحیه فعال:

$$\beta = \beta_{DC} \approx \beta_{AC} \equiv \left.\frac{\partial i_C}{\partial i_B}\right|_{V_{CE_Q}} = \beta_F \cdot \left(1 + \frac{V_{CB}}{V_A}\right) \qquad (۵-۵)$$

$$r_\pi = \frac{v_{be}}{i_b} \equiv \left.\frac{\partial v_{BE}}{\partial i_B}\right|_{I_{B_Q}} = r_{d_{BE}} = \frac{n \cdot V_T}{I_{B_Q}} = \frac{\beta \cdot n \cdot V_T}{I_{C_Q}} \qquad (۶-۵)$$

$$r_o = \frac{v_{ce}}{i_c} \equiv \left.\frac{\partial v_{CE}}{\partial i_C}\right|_{I_{C_Q},\, v_{be}=0} = \frac{V_A}{\beta_F \cdot I_{B_Q}} = \frac{V_A + V_{CB_Q}}{I_{C_Q}} \approx \frac{V_A}{I_{C_Q}} \qquad (۷-۵)$$

$$g_m = \frac{i_c}{v_{be}} \equiv \left.\frac{\partial i_C}{\partial v_{BE}}\right|_{I_{C_Q},\, v_{ce}=0} = \beta \cdot \frac{i_b}{v_{be}} = \frac{\beta}{r_\pi} = \beta \cdot \frac{I_{B_Q}}{n \cdot V_T} = \frac{I_{C_Q}}{n \cdot V_T} \qquad (۸-۵)$$

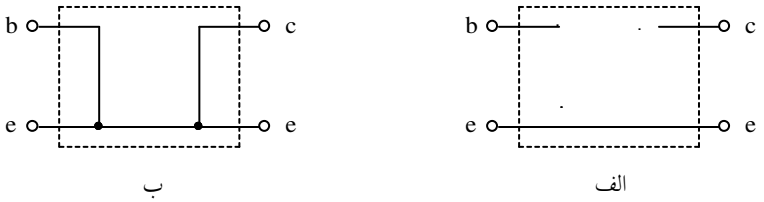
بنابراین با معلوم بودن پارامترهای ترانزیستور (n، β_F، و V_A)، دما (و در نتیجه V_T) و نقطه کار (V_{CE_Q}, I_{C_Q}) می توان از روابط فوق پارامترهای مدل علایم کوچک ترانزیستور را بدست آورد.

تذکر ۱: هدف این درس آموزش اصول و درک مفاهیم است. بنابراین سعی می شود حتی الامکان از ساده‌ترین مدلها استفاده شود. به همین دلیل برای ترانزیستور به تعریف فقط چهار پارامتر I_s، n، β_F، و V_A بسنده شده است. در صورتی که برای مثال - همانطور که ذکر شد - نرم افزار *PSpice* برای ترانزیستور بیش از ۴۰ پارامتر تعریف کرده است.

تذکر ۲: چنان که بخواهید جواب های بدست آمده از روش تحلیلی را با جوابهای بدست آمده از شبیه سازی با *PSpice* مقایسه کنید به نحو زیر عمل کنید:

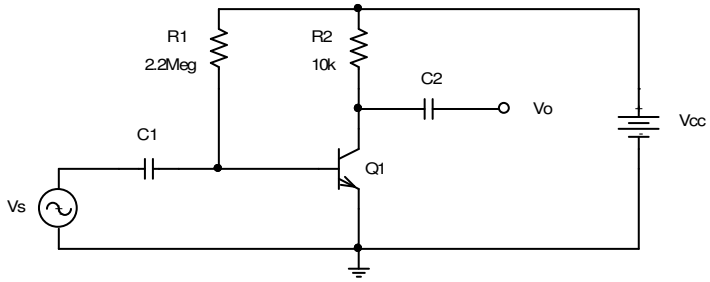
- برای ترانزیستور *QbreakN* را برای *npn* و *QbreakP* را برای *pnp* انتخاب کنید.
- در مدل ترانزیستور پارامترها را انتخاب کنید: $VAF = V_A , NF = n , BF = \beta_F$
- با توجه به دمای انتخاب شده در پنجره: *Analysis / Setup / Temperature*، مقدار V_T را بدست آورید: $T = Temperature + 273$، $V_T = \frac{k}{q}T \approx 86.25 \times T \left[\mu V , K\right]$

در حالت ایده‌آل، به کمک شکل ۵-۱۸ مدل علایم کوچک ترانزیستور در حالت قطع ($I_C \to 0$): $r_\pi \to \infty$، $r_o \to \infty$ و $g_m \to 0$، همچنین در حالت اشباع $r_\pi \to 0$ و $r_o \to 0$ بدست می آید (شکل ۵-۲۰).



شکل ۵-۲۰ مدار معادل ایده‌آل علائم کوچک ترانزیستور در ناحیه: الف- قطع، ب- اشباع

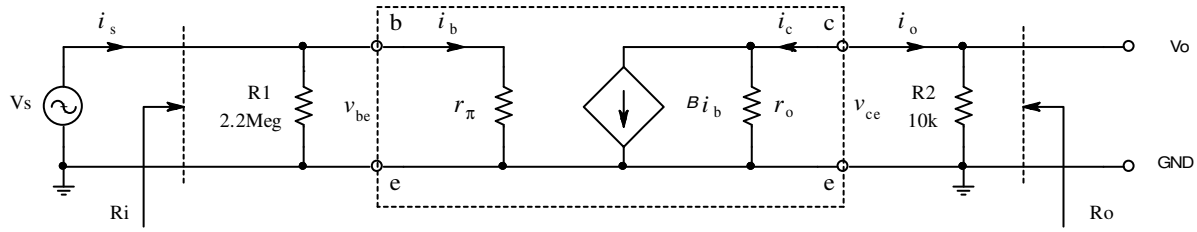
مثال ۵-٤ مشخصات تقویت کننده مدار شکل ۵-۲۱ را با فرض $\beta = 200$ و $r_\pi = 5k\,\Omega$، برای فرکانس های میانی بدست آورید.



شکل ۵-۲۱ مدار مثال ۵-٤

حل: منظور از مشخصات تقویت کننده یعنی: بهره‌های ولتاژ، جریان و توان و همچنین مقاومت‌های ورودی و خروجی مدار. بنا به تعریف فرکانس های میانی محدوده فرکانسی است که خازن‌ها (و سلف‌ها) در مدار موثر نیستند (ر. ک. به فصل ۱-٤-٤). یعنی در این مدار برای سیگنال، خازن‌ها را می توان مثل مدار

اتصال کوتاه در نظر گرفت. با استفاده از مدار معادل ترانزیستور (شکل ۵-۱۹) مدار به صورت شکل ۵-۲۲ حاصل می‌شود.



شکل ۵-۲۳ مدار معادل AC مدار شکل ۵-۲۱

با توجه به مطالب فوق و این واقعیت که مولفه‌ی سیگنال منبع تغذیه صفر است، خازن‌ها و V_{CC} را اتصال کوتاه در نظر گرفته، مدار به صورت شکل ۵-۲۳ در می‌آید. به کمک این مدار و بنا به تعریف، مشخصات مدار:

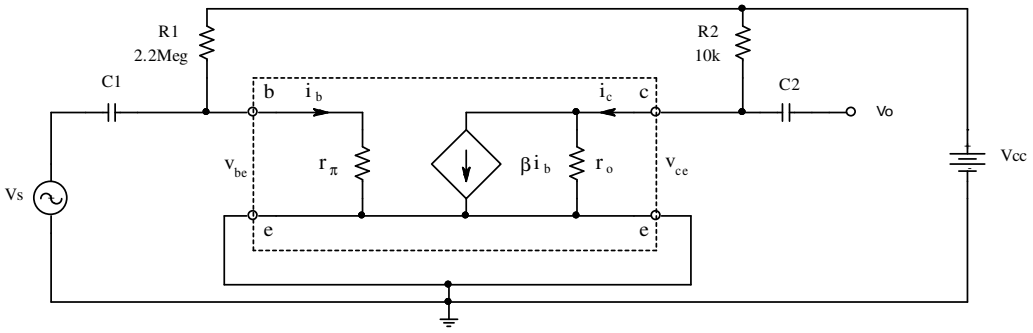
$$R_i = R1 \| r_\pi = 2.2M\Omega \| 5k\Omega \approx 5k\Omega$$

$$R_o = R2 \| r_o = 10k\Omega \| \infty = 10k\Omega$$

$$A_{i_s} \equiv \frac{i_o}{i_s} = \frac{-i_c}{i_b + i_{R1}} \approx \frac{-i_c}{i_b} = -\beta = -200$$

$$A_{v_s} \equiv \frac{v_o}{v_s} = \frac{i_o \cdot R2}{i_s \cdot R_i} \approx A_{i_s} \cdot \frac{R2}{R_i} \approx -200 \cdot \frac{10k\Omega}{5k\Omega} \approx -400$$

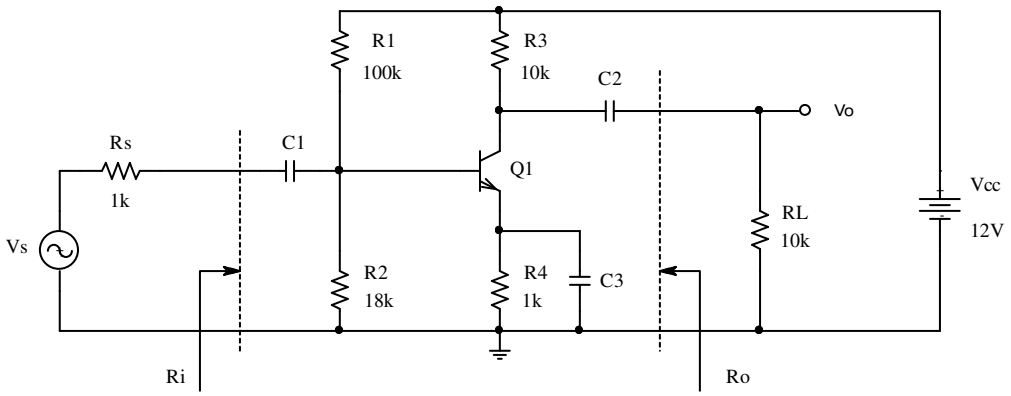
$$A_{p_s} \equiv A_{v_s} \, A_{i_s} \approx (-400) \times (-200) = 80000$$



شکل ۵-۲۲ استفاده از مدار معادل ترانزیستور در مدار شکل ۵-۲۱

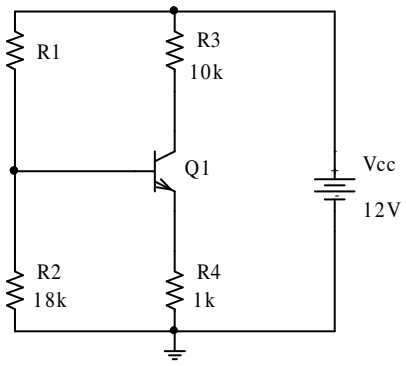
بدست می‌آید. این مدار یک تقویت کننده امیتر مشترک است (چرا؟). توجه کنید که در مدار امیتر مشترک، بهره ولتاژ و جریان هر دو دارای مقادیری منفی با قدر مطلق بزرگتر از یک هستند.

مثال ۵-۵ مشخصات مدار زیر را بدست آورید.



شکل ۵-۲۴ مدار مثال ۵-۵

حل: در این مثال مشخصات ترانزیستور ذکر نشده‌اند. بنابراین مقادیر پیش فرض یعنی $\beta = 100$ و $r_o \to \infty$ در نظر گرفته می‌شوند. ولی r_π چقدر است؟ برای این منظور باید ابتدا نقطه کار را بدست آورد. برای محاسبه نقطه کار باید مدار را از دید DC بررسی کنیم. چون خازن برای DC مثل مدار باز عمل می کند، لذا مدار به صورت شکل ۵-۲۵ در می‌آید.

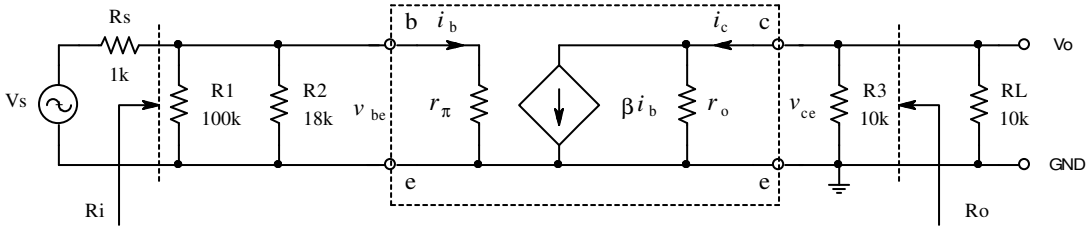


شکل ۵- ۲۵ جزء باقی مانده از مدار شکل ۵-۲۴ جهت بررسی مولفه DC.

با کمی دقت متوجه میشویم که این مدار همان مدار مثال ۵-۳ برای حالت الف است. لذا بدون این که مسئله را حل کنیم از جواب‌های مثال ۵-۳ استفاده می کنیم یعنی:

$$V_{CE} = 1.3V, \qquad I_C = 0.97mA \qquad \Rightarrow \qquad r_\pi = \beta \frac{n V_T}{I_C} \approx 2.6k\Omega$$

برای بررسی سیگنال، از مدل علایم کوچک به عبارت دیگر AC استفاده می کنیم. بنـابراین در ایـن مدار نیز خازن‌ها و منابع DC اتصال کوتاه در نظر گرفته شده، مدار شکل ۵-۲۶ حاصـل مـی شـود. از روی شکل و با توجه به تعاریف داریم:



شکل ۵-۲۶ مدار معادل AC مدار شکل ۵-۲۴

$$R = R1 \| R2 = 100k\Omega \| 18k\Omega \approx 15.3k\Omega$$

$$R_i = R \| r_\pi = 15.3k\Omega \| 2.6k\Omega \approx 2.2k\Omega$$

$$R_o = R3 \| r_o, \; r_o \to \infty, \quad \Rightarrow \quad R_o = R3 = 10k\Omega$$

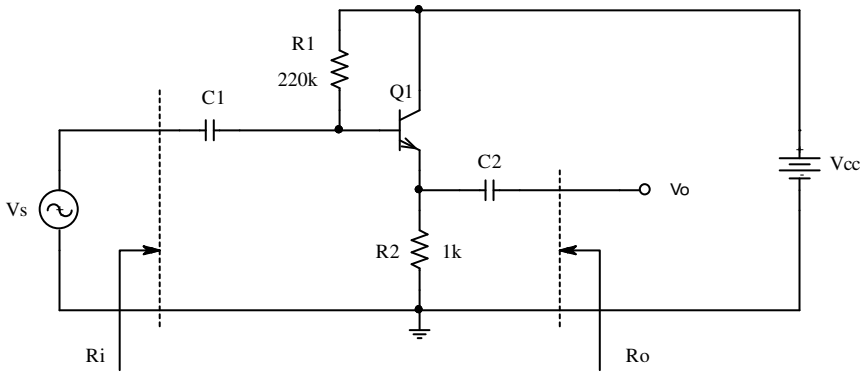
$$\left.\begin{aligned} A_{i_s} &\equiv \frac{i_L}{i_s} = \frac{i_L}{i_c} \cdot \frac{i_c}{i_b} \cdot \frac{i_b}{i_s} \\ r_o &\to \infty, \; \Rightarrow \; i_c = \beta \cdot i_b \\ \frac{i_L}{i_c} &= -\frac{R3}{R3 + RL} = -0.5 \\ \frac{i_c}{i_b} &= \beta = 100 \\ \frac{i_b}{i_s} &= \frac{R}{R + r_\pi} \approx 0.85 \end{aligned}\right\} \qquad \Rightarrow \qquad A_{i_s} = -0.5 \times 100 \times 0.85 \approx -43$$

$$A_{v_s} \equiv \frac{v_o}{v_s} = \frac{i_L \cdot R_L}{i_s \cdot (R_s + R_i)} = A_{i_s} \cdot \frac{R_L}{R_s + R_i} = -43 \cdot \frac{10k\Omega}{1k\Omega + 2.2k\Omega} \approx -134$$

$$A_{p_s} \equiv \frac{p_o}{p_s} = A_{v_s} \cdot A_{i_s} \approx 134 \times 43 \approx 5760$$

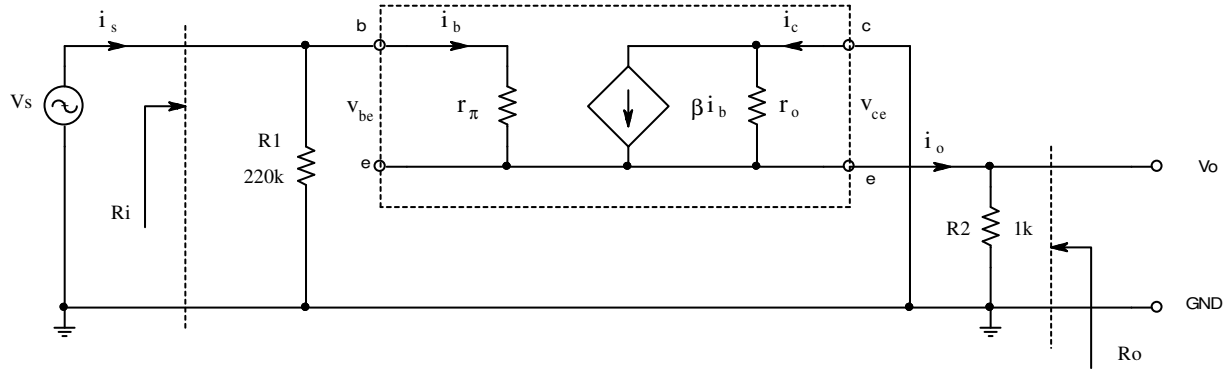
این مدار نیز یک تقویت کننده امیتر مشترک است (چرا؟).

مثال ۵-٦ مشخصات مدار زیر را با فرض $\beta = 200$ و $r_\pi = 1k\Omega$ بدست آورید.



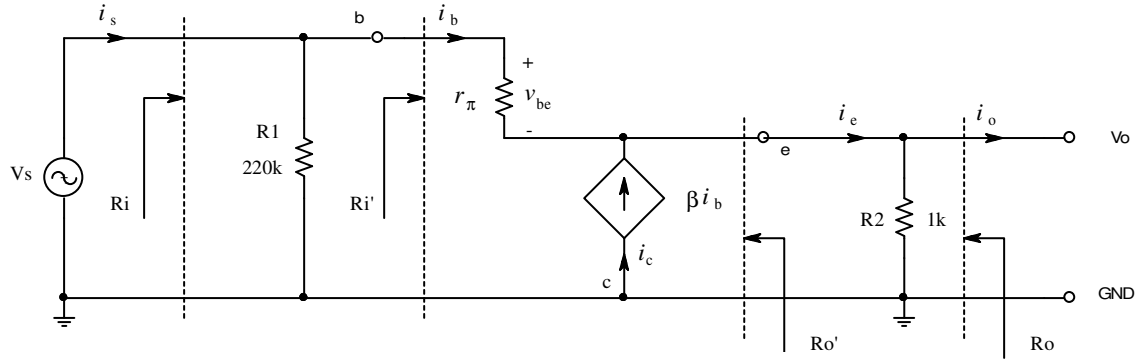
شکل ۵-۲۷ مدار مثال ۵-٦

حل: پارامترهای ترانزیستور در این مثال داده شده اند. بنابراین دیگر نیازی به محاسبه نقطه کار نیست. برای محاسبه مشخصات AC مدار، مجدداً خازنها و منبع تغذیه را اتصال کوتاه در نظر گرفته، مدل علایم کوچک ترانزیستور را جایگزین میکنیم.



شکل ۵-۲۸ مدل AC مدار شکل ۵-٦

برای درک ساده‌تر راه حل مدار، شکل ۵-۲۸ را به صورت شکل ۵-۲۹ رسم و با توجه به $r_o \to \infty$، آن را از مدار حذف میکنیم.



شکل ۵-۲۹ تغییر شکل یافته مدار شکل ۵-۲۸

توجه شود که در این مدار - بر خلاف دو مدار قبل - حلقه خروجی و ورودی بهم وابسته هستند (چرا؟). در نتیجه نمی‌توان حلقه ورودی را مستقل از خروجی بررسی کرد. برای ساده‌تر شدن بررسی، مقاومت ورودی از دید ترانزیستور - یعنی مقاومت بین بیس و زمین - را $R_i^{'}$، و مقاومت خروجی از دید ترانزیستور - یعنی مقاومت بین امیتر و زمین - را $R_o^{'}$ می‌نامیم.

با توجه به تعریف مقاومت ورودی و مقاومت خروجی، از روی شکل ۵-۲۸ مشخصات مدار بدست می‌آید.

$$\left.\begin{array}{l} R_i^{'} \equiv \left.\dfrac{v_b}{i_b}\right|_{i_o=0} \\ v_b = i_b \cdot r_\pi + i_e \cdot R2 \\ i_e = i_b + i_c \end{array}\right\} \quad \Rightarrow \quad R_i^{'} = r_\pi + (1+\beta)\cdot R2 = 1k\Omega + 201\times 1k\Omega = 202k\Omega$$

$$\left.\begin{aligned} R_o^{'} &\equiv -\frac{v_o}{i_e}\bigg|_{v_s=0} \\ v_o &= -v_{be} = -r_\pi \cdot i_b \\ i_e &= i_b + i_c \end{aligned}\right\} \quad \Rightarrow \quad R_o^{'} = \frac{r_\pi}{1+\beta} = \frac{1k\Omega}{201} \approx 5\Omega$$

$$R_i = R1 \| R_i^{'} = 220k\Omega \| 202k\Omega \approx 105k\Omega$$

$$R_o = R2 \| R_o^{'} = 1k\Omega \| 5\Omega \approx 5\Omega$$

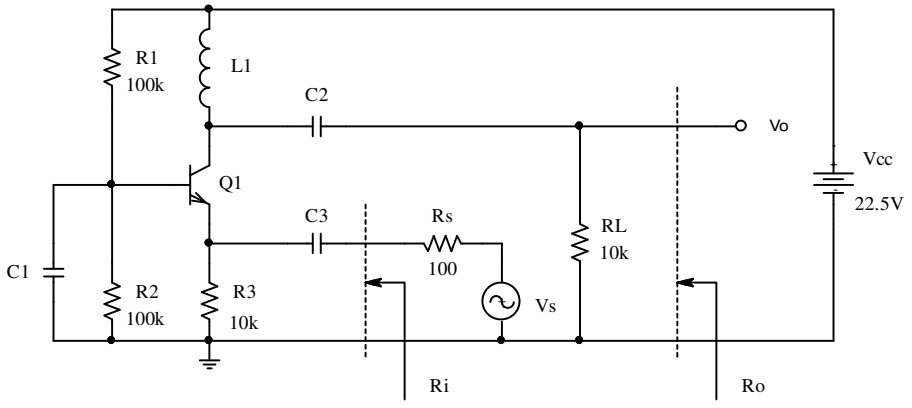
$$A_{i_s} \equiv \frac{i_L}{i_s} = \frac{i_e}{i_b} \cdot \frac{i_b}{i_s} = (1+\beta) \cdot \frac{R1}{R1 + R_i^{'}} = 201 \times \frac{220k\Omega}{220k\Omega + 202k\Omega} \approx 105$$

$$A_{v_s} \equiv \frac{v_o}{v_s} = \frac{i_e \cdot R2}{i_b \cdot R_i^{'}} = (1+\beta) \cdot \frac{R2}{R_i^{'}} = 201 \times \frac{1k\Omega}{202k\Omega} = 0.995 \approx 1$$

$$A_{p_s} \equiv \frac{p_o}{p_s} = A_{v_s} \cdot A_{i_s} \approx 105$$

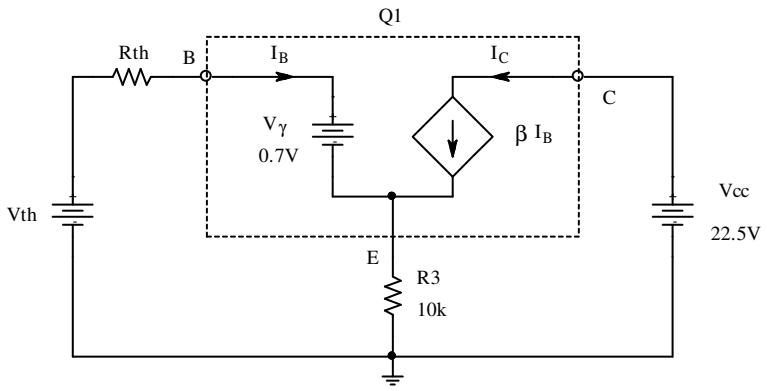
این مدار یک تقویت کننده کلکتور مشترک است (چرا؟). در تقویت کننده کلکتور مشترک، بهره ولتاژ و جریان دارای مقادیری مثبت هستند؛ بهره ولتاژ همواره از یک کوچکتر است (چرا؟) ولی با وجود این، یک تقویت کننده محسوب می‌شود (چرا؟).

مثال ۵-۷ مشخصات مدار زیر را بدست آورید.



شکل ۵-۳۰ مدار مثال ۵-۷

حل: در این مثال مشخصات ترانزیستور داده نشده است. بنابراین $\beta = 100$ و $r_o \to \infty$ فرض میشوند. برای بدست آوردن r_π باید نقطه کار را بدست آورد. برای این منظور مدار معادل DC را رسم میکنیم. برای DC خازنها مانند مدار باز و سلفها مثل اتصال کوتاه عمل میکنند (چرا؟). در نتیجه مدار شکل ۵-۳۱ حاصل می‌شود. از آنجا:



شکل ۵-۳۱ مدار معادل DC مدار شکل ۵-۳۰

$$R_{th} = R1 \| R2 = 50k\Omega$$

$$V_{th} = \frac{R2}{R1 + R2} \cdot V_{CC} = 11.25V$$

$$\left.\begin{aligned} V_{th} - I_B \cdot R_{th} - V_\gamma - (I_B + I_C) \cdot R3 = 0 \\ I_C = \beta \cdot I_B \end{aligned}\right\} \quad \Rightarrow \quad I_C = \beta \cdot \frac{V_{th} - V_\gamma}{R_{th} + (1+\beta).R3} \approx 1mA$$

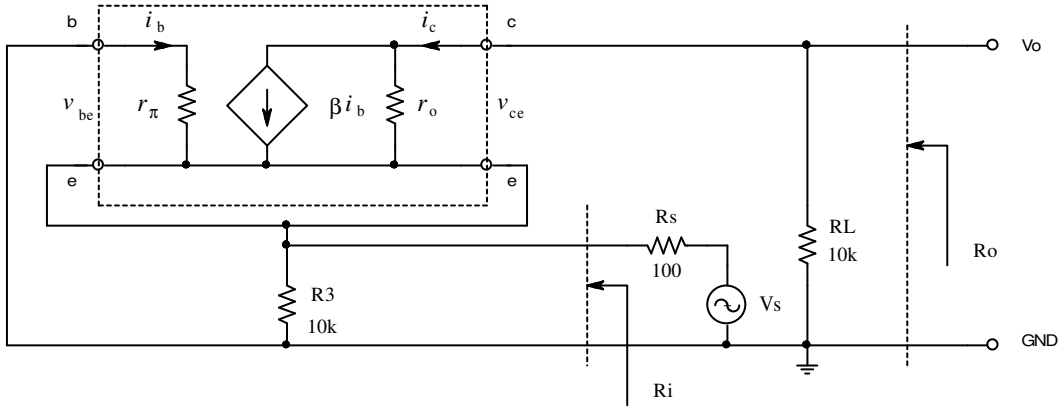
$$V_{CC} - V_{CE} - (I_C + I_B) \cdot R3 = 0 \quad \Rightarrow \quad V_{CE} \approx V_{CC} - I_C \cdot R3 \approx 12.5V >> V_{CEsat}$$

محاسبات فوق نشان می‌دهد که ترانزیستور در ناحیه فعال است. برای بررسی مشخصات دینامیکی مدار از مدل علایم کوچک آن استفاده میکنیم:

$$V_{CE} = 12.5V,\ I_C = 1mA \ \Rightarrow \ \beta = 100,\ r_\pi = \beta \cdot \frac{n \cdot V_T}{I_C} \approx 2.5k\Omega,\ r_o \to \infty$$

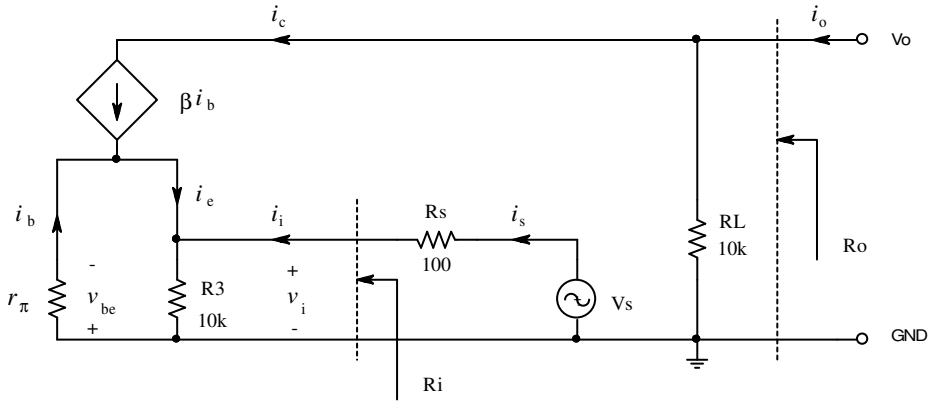
در فرکانس های میانی خازن‌ها مثل مدار اتصال کوتاه و سلف مثل مدار باز عمل میکنند (چرا؟).

بنابراین با جانشینی مدل علایم کوچک ترانزیستور، مدار شکل ۵-۳۰ به صورت شکل ۵-۳۲ در می‌آید.



شکل ۵-۳۲ مدار معادل *AC* مدار شکل ۵-۳۰

برای بررسی ساده‌تر مدار اندکی شکل آنرا تغییر فرم می‌دهیم. با در نظر گرفتن $r_o \to \infty$ و تعریف: $R_o \equiv \left.\frac{v_o}{i_o}\right|_{v_s=0}$، شکل ۵-۳۳ حاصل می‌شود. حال بکمک این شکل مشخصات مدار را بدست می‌آوریم.



شکل ۵-۳۳ تغییر شکل داده شده مدار شکل ۵-۳۲

$$\left.\begin{array}{l} i_e = i_b + i_c = (1+\beta)\cdot i_b \\ v_s = 0:\ \ i_e \cdot (R3 \| R_s) = i_b \cdot r_\pi \end{array}\right\} \Rightarrow\ i_e \cdot (R3 \| R_s) = \frac{i_e}{1+\beta}\cdot r_\pi \ \Rightarrow\ i_e = 0,\ \ i_c = 0$$

$$R_o \equiv \left.\frac{v_o}{i_o}\right|_{v_s=0} = \frac{v_o}{i_c + i_{RL}} = \frac{v_o}{= i_{RL}} = R_L = 10k\Omega$$

$$\left.\begin{array}{l} R_i \equiv \left.\dfrac{v_i}{i_i}\right|_{i_o=0} \\ R_i = R3 \| R_i^{'} \\ R_i^{'} \equiv -\left.\dfrac{v_i}{i_e}\right|_{i_o=0} = -\dfrac{-v_{be}}{(1+\beta)\cdot i_b} = \dfrac{r_\pi}{1+\beta} \end{array}\right\} \Rightarrow\ R_i = R3 \left\| \frac{r_\pi}{1+\beta} \approx 10k\Omega \right\| 25\Omega \approx 25\Omega$$

$$\left.\begin{array}{l} A_{vs} \equiv \left.\dfrac{v_o}{v_s}\right|_{i_o=0} \\ A_{vs} = \dfrac{v_o}{v_i}\cdot\dfrac{v_i}{v_s} \\ \dfrac{v_o}{v_i} = \dfrac{-i_c \cdot R_L}{-i_b \cdot r_\pi} = \beta \cdot \dfrac{R_L}{r_\pi} \approx 400 \\ \dfrac{v_i}{v_s} = \dfrac{R_i}{R_i + R_s} \approx 0.2 \end{array}\right\} \Rightarrow\ A_{vs} \approx 400 \times 0.2 \approx 80$$

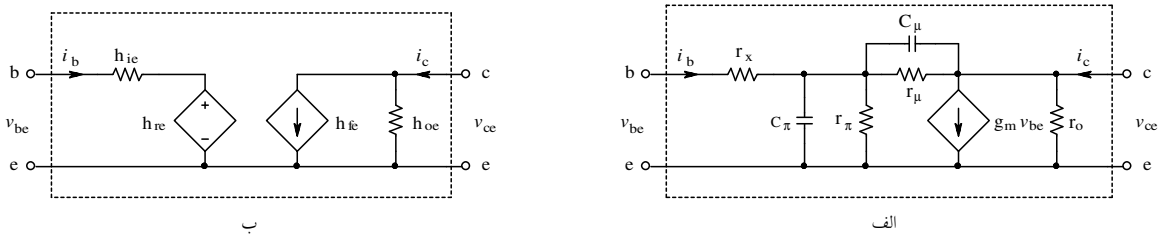
$$\left.\begin{array}{l} A_{i_s} \equiv \left.\dfrac{i_{RL}}{i_s}\right|_{i_o=0} \\ A_{i_s} = \dfrac{v_o / R_L}{v_i / R_i} \end{array}\right\} \Rightarrow\ A_{i_s} = \frac{v_o}{v_i}\cdot\frac{R_i}{R_L} \approx 400 \times \frac{25\Omega}{10k\Omega} \approx 1$$

$$A_{ps} = A_{vs} \cdot A_{i_s} \approx 80$$

این مدار یک تقویت کننده بیس مشترک است (چرا؟). در تقویت کننده بیس مشترک، بهره ولتاژ و جریان دارای مقادیری مثبت هستند؛ بهره جریان همواره از یک کوچکتر است (چرا؟) ولی با وجود این، یک تقویت کننده محسوب می‌شود (چرا؟).

۵-٤-٤ مدلهای دیگر علایم کوچک ترانزیستور

مدل شکل ۵-۱۹ ساده شده مدلی است که به نام مدل $h\text{-}\pi$ [1] مشهور است. این مدل در شکل ۵-۳٤ الف نمایش داده شده است. وجه تسمیه این مدل، فرم قرار گرفتن عناصر مدل هستند که شکل حرف یونانی Π را تداعی می کند. هایبرید نیز یعنی مختلط، زیرا جریان خروجی تابعی از ولتاژ ورودی است (کمیات ورودی و خروجی از دو جنس مختلف هستند). در این مدار معادل مقادیر نمونه به ازای جریان نقطه کار $(V_{CE} = 5V, I_C = 1mA)$، برای ترانزیستورهای معمولی چنین فرض می شوند: $r_x = r_{bb'} = 30\Omega$، این مقاومت در حقیقت مقاومت اهمی نیمه هادی بیس است که بین پایه بیس و اتصال بیس- امیتر قرار دارد؛ $r_\pi = 2.5k\Omega$ مقاومت دینامیکی لایه بیس- امیتر، که در جهت مستقیم بایاس شده است، می باشد؛ $r_o = 100k\Omega$ مقاومت دینامیکی بین کلکتور و امیتر که در حقیقت اثر ولتاژ ارلی است، می باشد؛ $r_\mu = 100M\Omega$ مقاومت دینامیکی لایه بیس- کلکتور، که در جهت معکوس بایاس شده است، می باشد؛ $C_\pi = 10pF$ ظرفیت خازنی اتصال بیس- امیتر و $C_\mu = 3pF$ ظرفیت خازنی اتصال بیس- کلکتور است؛ بالاخره $g_m = 40mA/V$ هدایت تقابلی ترانزیستور به عبارت دیگر ضریب تبدیل منبع جریان وابسته به ولتاژ است.



شکل ۵-۳٤ الف مدل h-π برای فرکانس بالا، ب مدل h برای فرکانس پایین

این مدل در فرکانس های بالا کار برد دارد، زیرا خازنهای C_π و C_μ اثر پایین گذری دارند (چرا؟). در فرکانس های میانی (و پایینی) خازن ها مثل مدار باز عمل می کنند. بنابراین مدل $h\text{-}\pi$ در فرکانس

[1] هیبرید- پی، هایبرید- پای، Hybrid-Pi

پایین، همان مدار شکل ۵-۳٤ است که خازنها از آن حذف شده اند. با توجه به این که $r_x << r_\pi << r_\mu$ است، در اکثر مواقع از اثر r_x (اتصال کوتاه) و r_μ (اتصال باز) صرف نظر می شود. در این صورت به مدار شکل ۵-۱۹ می رسیم.

تذکر: *PSpice* از مدل h-π می کند ولی r_μ را تعریف نکرده است ($r_\mu = \infty$).

مدل دیگری که در گذشته بیشتر مورد استفاده قرار می گرفت و امروزه نیز بعضی ها از آن استفاده می کنند مدل هایبرید (h) نام دارد. این مدل هم برای فرکانس های بالا مورد استفاده قرار می گیرد. در این صورت پارامترهای آنرا به کمک اعداد مختلط[1] بیان می کنند. شکل ۵-۳٤ ب مدل h در فرکانس پایین را نمایش می دهد. در این مدل پارامترها به کمک اعداد حقیقی بیان می شوند. پارامترهای h یک چهار قطبی توسط ماتریس h به صورت رابطه (۵-۹) بیان می شوند.

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ V_2 \end{pmatrix} \qquad (۵-۹)$$

از مدار شکل ۵-۳٤ ب و رابطه (۵-۹) نتیجه می شود:

$$\begin{pmatrix} v_{be} \\ i_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{ie} & h_{re} \\ h_{fe} & h_{oe} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_b \\ v_{ce} \end{pmatrix} \qquad (۵-۱۰)$$

به عبارت دیگر:

$$\begin{cases} v_{be} = h_{ie}\ i_b + h_{re}\ v_{ce} \\ i_c = h_{fe}\ i_b + h_{oe}\ v_{ce} \end{cases} \qquad (۵-۱۱)$$

که در این رابطه $h \equiv hybrid$ ، $i \equiv input$ ، $r \equiv reverse$ ، $f \equiv forward$ ، $o \equiv output$ و $e \equiv common\ emitter$، را تداعی می کنند. با توجه به رابطه (۵-۱۱):

$$h_{ie} \equiv \left.\frac{v_{be}}{i_b}\right|_{v_{ce}=0} = \left.\frac{v_{be}}{i_b}\right|_{v_{CE}=Const} = \left.\frac{v_{be}}{i_b}\right|_{V_{CE}=V_Q} \qquad (۵-۱۲)$$

[1] Complex Numbers

$$h_{re} \equiv \left.\frac{v_{be}}{v_{ce}}\right|_{i_b=0} = \left.\frac{v_{be}}{v_{ce}}\right|_{i_B=Const} = \left.\frac{v_{be}}{v_{ce}}\right|_{I_B=I_Q} \qquad (۱۳-۵)$$

$$h_{fe} \equiv \left.\frac{i_c}{i_b}\right|_{v_{ce}=0} = \left.\frac{i_c}{i_b}\right|_{v_{CE}=Const} = \left.\frac{i_c}{i_b}\right|_{V_{CE}=V_Q} \qquad (۱۴-۵)$$

$$h_{oe} \equiv \left.\frac{i_c}{v_{ce}}\right|_{i_b=0} = \left.\frac{i_c}{v_{ce}}\right|_{i_B=Const} = \left.\frac{i_c}{v_{ce}}\right|_{I_B=I_Q} \qquad (۱۵-۵)$$

و بالاخره به کمک روابط (۵-۸)، (۵-۱۲) تا (۵-۱۵) و شکل های ۵-۱۸، ۵-۱۹ و ۵-۳۴ ب نتیجه می شود:

$$h_{ie} \approx r_\pi\,, \qquad h_{re} \approx \frac{r_\pi}{r_\mu}\,, \qquad h_{fe} = \beta\,, \qquad h_{oe} = \frac{1}{r_o} \qquad (۱۶-۵)$$

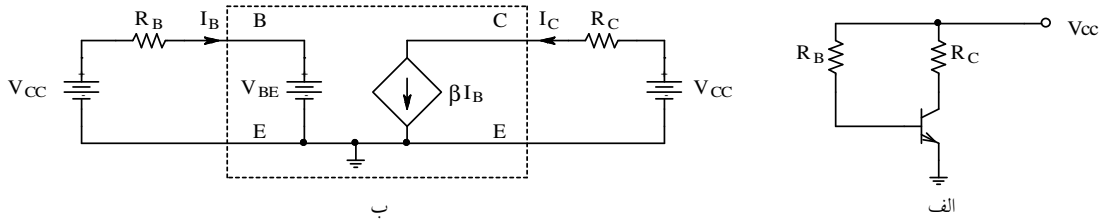
مدل های دیگری نیز نظیر مدل های Z، Y، S، ... برای ترانزیستور تعریف می شوند که بحث در مورد آنها از حوصله این درس خارج است.

۵-۵ بایاسینگ ترانزیستور

همانطور که می دانیم ترانزیستور - مانند هر تقویت کننده دیگر - ذاتاً یک عنصر پسیو غیر خطی است. برای این که بتوان ترانزیستور را بعنوان یک تقویت کننده خطی به کار گرفت، باید از یک عنصر فعال (منبع تغذیه) استفاده کرده به کمک انتخاب نقطه کار[1] مناسب آنرا در ناحیه خطی قرار داد به عبارت دیگر آنرا بایاس[2] نمود. به این عمل بایاسینگ[3] ترانزیستور گویند. مدار شکل ۵-۳۵ مدار ساده بایاسینگ ترانزیستور را در حالت CE نمایش میدهد.

---

[1] Quiescent Point, Operating Point
[2] Bias
[3] Biasing



شکل ۵-۳۵ بایاسینگ ترانزیستور الف- شماتیک ب- مدار معادل

برای محاسبه نقطه کار از مدار شکل ۵-۳۵ ب استفاده می کنیم:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} \qquad (۱۷-۵)$$

$$I_C = \beta I_B \qquad (۱۸-۵)$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C \qquad (۱۹-۵)$$

مثال ۵-۸ با فرض $\beta = 200$، $V_{CC} = 12V$، $I_C = 1mA$ و $V_{CE} = 6V$؛ مقاومت های مدار شکل ۵-۳۵ را بدست آورید.

حل: این مسئله یک مسئله‌ی طراحی به حساب می آید. در تجزیه و تحلیل، عناصر مدار مشخص هستند و مشخصات مدار مطلوب. در طراحی بر عکس، مشخصات مدار مفروض هستند و مقادیر عناصر باید بدست آیند. در طراحی های پیشرفته تر حتی ممکن است مدار معلوم نباشد و خود طراح باید پیشنهادی برای این منظور ارایه دهد. در این مسئله از رابطه (۵-۱۹) داریم:

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{I_C} = \frac{12V - 6V}{1mA} = 6k\Omega$$

و از (۵-۱۷) و (۵-۱۸):

$$R_B = \beta \frac{V_{CC} - V_{BE}}{I_C} = 200 \times \frac{12V - 0.7V}{1mA} = 2.26M\Omega$$

توجه کنید که مقاومت های بدست آمده غیر استاندارد هستند. نزدیکترین مقاومت استاندار از سری $E12$[1] عبارتند از: $R_B = 2.2M\Omega$ و $R_C = 5.6k\Omega$ که در این صورت $I_C \approx 1.027mA$ و $V_{CE} \approx 6.247V$ بدست می آید.

۵-۵-۱ پایداری نقطه کار

میدانیم که "تلرانس" β خیلی زیاد است. مثلاً برای ترانزیستور $BC107$ در دمای $25^\circ C$ و نقطه کار $(V_{CE} = 5V\ ,\ I_C = 2mA)$، در برگه اطلاعاتی[2] $\beta = 110\cdots450$ ذکر شد است! علاوه بر آن با افزایش دما β زیاد[3] و V_{BE} کم می شود. در مدار شکل ۵-۳۵ تغییرات V_{BE} تاثیر کمی بر روی جریان نقطه کار می گذارد (چرا؟) و بنابراین قابل اغماض است. ولی تغییر β بر اثر تعویض ترانزیستور یا تغییر دما باعث تغییر قابل ملاحظه نقطه کار خواهد شد.

مثال ۵-۹ فرض کنیم در یک تولید انبوه تعداد زیادی مدار مشابه مثال ۵-۸ را با ترانزیستورهای $BC107$ ساخته باشیم و دمای محیط از $-20^\circ C$ تا $+70^\circ C$ تغییر کند، می توان گفت βی نامی که ۲۰۰ در نظر گرفته شده بود، مثلاً در گستره $\beta = 100\cdots600$ تغییر می کند. تغییرات نقطه کار را برای این محدوده بدست آورید.

حل: از روابط (۵-۱۷) تا (۵-۱۹) داریم:

$$I_C(\beta = 100) = 100(12V - 0.7V)/2.2M\Omega \approx 0.5mA \ \Rightarrow\ V_{CE} \approx 9V$$

$$I_C(\beta = 600) = 600(12V - 0.7V)/2.2M\Omega \approx 3mA \ \Rightarrow\ V_{CE} \approx -6V$$

یعنی در حالت دوم ترانزیستور اشباع است و مقدار واقعی جریان و ولتاژ:

---

[1] ر. ک. به درس اصول مهندسی برق فصل پ ۳-۳

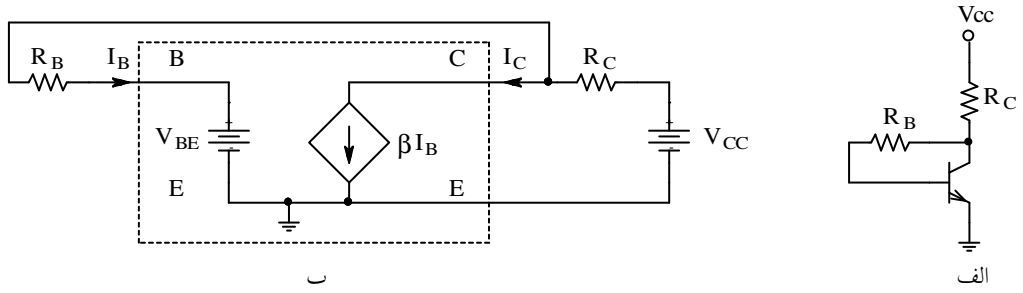
[2] ر. ک. به پیوست ۵-۳

[3] ر. ک. به شکل پ ۳-۳

$$V_{CE} = V_{CE_{sat}} \approx 0.2V\ , \quad I_C = (12V - 0.2V)/6k\Omega \approx 2mA$$

خواهد بود.

از مثال فوق ملاحظه می شود که نقطه کار (و در نتیجه پارامترهای ترانزیستور[1]) بشدت وابسته به β بوده عملاً نقطه کار قابل محاسبه نمی باشد و علاوه بر آن متغیر است. مطالب فوق مستقیماً از رابطه: $I_C = \beta I_B$ نتیجه می شود در مدار شکل ۵-۳۵ چون $I_B \approx Const$ (چرا؟) $I_C \sim \beta$ یعنی $\frac{\Delta I_C}{I_C} = \frac{\Delta \beta}{\beta}$ بنابراین در مدارهای واقعی باید طراح سعی کند I_B تابعی از β شود، بطوری که: $I_C = \beta I_B \approx Const.$. این امر به کمک فیدبک کردن[2] امکان پذیر است. شکل ۵-۳۶ مداری را برای این منظور نمایش میدهد.



شکل ۵-۳۶ مدار کلکتور بایاس الف- شماتیک ب- مدار معادل

نحوه عمل کرد این مدار - که به مدار کلکتور بایاس یا کلکتور فیدبک[3] مشهور است - به طور شهودی این چنین است: فرض کنیم در شرایط عادی $V_{CE} = V_Q$ و $I_C = I_Q$ باشد. در این صورت جریان $I_B = (V_Q - V_{BE})/R_B$ از بیس خواهد گذشت. حال اگر - به هر دلیل - β زیاد شود، I_C نیز می خواهد زیاد شود ($I_C > I_Q$). این امر باعث کاهش V_{CE} ($V_{CE} < V_Q$) و در نتیجه I_B می شود. این امر یعنی کمتر افزایش پیدا کردن $I_C = \beta I_B$. همچنین اگر β کم شود عکس این عمل اتفاق افتاده

[1] ر. ک. به روابط (۵-۶) تا (۵-۸)

[2] ر. ک. به درس اصول الکترونیک فصل ۳

[3] Collector Feedback

I_C کمتر کاهش می یابد. در نتیجه وابستگی تغییر جریان کلکتور به عبارت دیگر نقطه کار به β در این مدار به مراتب کمتر است تا مدار قبل.

حال می خواهیم به طور کمّی مدار را بررسی کنیم. از مدار شکل ۵-۳۶ ب:

$$\left.\begin{array}{l} I_B = (V_{CE} - V_{BE})/R_B \\ V_{CE} = V_{CC} - (1+\beta) I_B R_C \\ I_C = \beta I_B \end{array}\right\} \Rightarrow \quad I_C = \frac{\beta (V_{CC} - V_{BE})}{R_B + (1+\beta) R_C} \qquad (۲۰-۵)$$

بنابراین چون β هم در صورت کسر است و هم در مخرج آن، اثر همدیگر را تاحدی خنثی می کنند! (با مشتق گیری می توان دقیقاً اثر تغییرات β را بر روی I_C بدست آورد!).

اگر در این مدار: $R_B << (1+\beta) R_C$ انتخاب شود، چون $\beta >> 1$:

$$I_C \approx (V_{CC} - V_{BE})/R_C \approx Const.$$

نقطه کار عملاً غیر وابسته به β میشود! در این صورت مدار دو عیب خواهد داشت: مقاومت ورودی کم می شود (قضیه میلر)، و همچنین دامنه سیگنال خروجی کم خواهد بود ($V_{op} < 0.5V$ (چرا؟)). حسن مدار در این است که بر اثر تغییرات β اشباع نمی شود! (چرا؟).

مثال ۵-۱۰ مدار شکل ۵-۳۶ را با مفروضات مسئله های قبل حل کنید ($\beta_N = 200$).

حل: اول مقاومت های R_C و R_B را بدست می آوریم:

$$R_C = (V_{CC} - V_{CE})/(I_C + I_B) \approx (V_{CC} - V_{CE})/I_C = 6k\Omega \quad \Rightarrow \quad R_C = 5.6k\Omega$$

$$R_B = \beta (V_{CE} - V_{BE})/I_C = 1.06M\Omega \quad \Rightarrow \quad R_C = 1M\Omega$$

بنابراین از (۵-۲۰):

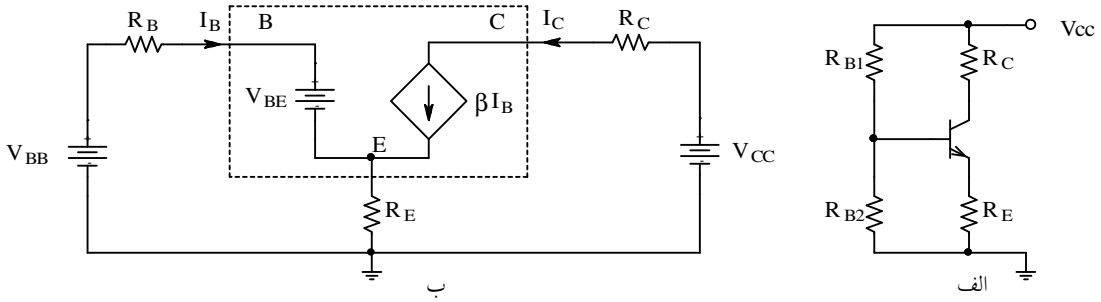
$$I_C = \frac{\beta . (V_{CC} - V_{BE})}{R_B + (1+\beta) R_C}$$

$$I_C(\beta = 100) \approx 0.68mA, \quad V_{CE} \approx 8V$$

$$I_C(\beta = 600) \approx 1.46mA\,, \quad V_{CE} \approx 3.2V$$

چنان که مشاهده میشود، پایداری نقطه کار نسبت به تغییرات β به مراتب بهتر از مدار قبل است.

متداولترین مدار بایاسینگ که قابل تعمیم به مدارهای CB و CC نیز می باشد، مدار شکل ۵-۳۷ است که برخی آنرا مدار بایاس سر خود[1] نامند.



شکل ۵-۳۷ مدار بایاس سر خود الف- شماتیک ب- مدار معادل

نحوه عمل کرد این مدار به طور شهودی این چنین است: فرض کنیم در شرایط عادی $V_{CE} = V_Q$ و $I_C = I_Q$ باشد. در این صورت اگر $I_B << I_{R_{B1}}$ انتخاب شده باشد، $V_B \approx Const.$ (چرا؟). اگر I_C - به هر دلیل - بخواهد افزایش یابد، I_E به عبارت دیگر V_E افزایش یافته باعث کاهش V_{BE} و در نتیجه افزایش کمتر I_C خواهد شد؛ و بر عکس.

برای بررسی کمّی، مدار معادل تونن از دید بیس را بدست می آوریم (شکل ۵-۳۷ ب).

$$V_{BB} = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} V_{CC}\,, \quad R_B = R_{B1} \parallel R_{B2}$$

KVL در حلقه ورودی نتیجه می دهد:

[1] Self Bias

$$\left.\begin{array}{l} V_{BB} - R_B\, I_B - V_{BE} - (\beta+1) I_B\, R_E = 0 \\ I_C = \beta\, I_B \end{array}\right\} \;\Rightarrow\; I_C = \frac{\beta (V_{BB} - V_{BE})}{R_B + (1+\beta) R_E} \qquad (۲۱-۵)$$

چنان که مشاهده میشود این رابطه نیز فرم رابطه (۵-۲۰) را دارد در اینجا نیز اگر شرط $R_B << (\beta+1) R_E$ برقرار باشد، $I_C \approx \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} \approx Const.$ خواهد بود.

مثال ۵-۱۱ مدار شکل ۵-۳۷ را با مفروضات مسئله های قبل حل کنید ($\beta_N = 200$).

حل: باید اول مقاومت های R_C، R_E، R_{B1} و R_{B2} را بدست آوریم. برخلاف دو مثال قبل، که برای دو مجهول (R_C و R_B) دو معادله در اختیار داشتیم، در اینجا برای چهار مجهول (R_C، R_E، R_{B1} و R_{B2}) فقط دو معادله (دو معلوم I_C و V_{CE}) را در اختیار داریم!

بنابراین در اینجا طراح با ذکاوت و تجربه ای که دارد، پارامترهای دیگر را باید انتخاب نماید. پس تفاوت بین طراحان و در نتیجه تفاوت در کیفیت مدارها در این نوع مسایل مشهود میگردد. به همین دلیل نیز – با وجود این که از چند دهه پیش، نرم افزار های تجزیه و تحلیل مدار های آنالوگ (مانند *PSpice*) وجود دارد – هنوز به کمک کامپیوتر نمی توان این گونه مدار های آنالوگ را طراحی نمود.

از رابطه (۵-۲۱) نتیجه میگیریم که هر قدر β بیشتر باشد، وابستگی مدار به آن کمتر است:

$$I_C(\beta \to \infty) = (V_{BB} - V_{BE}) / R_E \approx Const.$$

و به ازای یک β ی مشخص (و محدود) هر قدر R_E بزرگتر و R_B کوچکتر باشد، بهتر است. از طرف دیگر هر قدر R_E بزرگتر باشد، افت ولتاژ دو سر آن بیشتر شده، به ازای V_{CC} مشخص، دامنه سیگنال خروجی و راندمان مدار کمتر می شود (چرا؟). هر قدر R_B کوچکتر شود، مقاومت ورودی مدار نیز

کمتر میشود[1] که این امر خود عیب است (بهره کمتر، تلفات بیشتر مدار) بنابراین در اینجا باید مصالحه ای بین دو خاصیت متناقض ایجاد کرد. این مصالحه معمولاً با توجه به شرایط خاص مسئله‌ی موجود باید برقرار شود. میتوان ثابت کرد که برای پایداری، در نهایت مقدار $V_E = R_E I_E \approx R_E I_C$ مهم است (چرا؟).

در صورتی که دامنه ولتاژ خروجی زیاد نباشد ($V_{op} << V_{CC}$) معمولاً $V_E \approx \frac{1}{3} V_{CC}$ انتخاب می شود[2]. عملاً میتوان ثابت کرد، برای پایداری خوب کافی است $V_E \geqslant 1V$ ($V_E >> V_T$) باشد. بنابراین اگر شرط خاصی وجود نداشته باشد، در عمل معمولاً $V_E \approx 1V$ انتخاب میشود.

برای انتخاب R_B، میدانیم که هر قدر R_B کوچکتر باشد، مدار پایدارتر است، ولی در عوض مقاومت ورودی کمتر می شود. مقایسه ای که میتوان در این مورد انجام داد نسبت I_B به $I_{R_{B1}}$ است. از طرفی $I_{R_{B1}} \geqslant I_B$، از طرف دیگر $I_{R_{B1}} \leqslant \beta I_B$ باید باشد (چرا؟).

بنابراین یک انتخاب مناسب می تواند متوسط این دو مقدار باشد (واسطه هندسی (چرا؟)). یعنی: $I_{R_{B1}} = \sqrt{\beta}.I_B$. در اکثر مواقع چون بعنوان پیش فرض، $\beta = 100$ در نظر گرفته میشود، اگر شرط خاصی نباشد: $I_{R_{B1}} \approx 10 I_B$ انتخاب میشود.

توجه شود که موارد فوق فقط به صورت پیشنهاد هستند، که چون منطق نسبتاً قوی پشت آنها است، از سوی بیشتر طراحان پذیرفته شده است. در بعضی موارد یا برخی از طراحان – با در نظر گرفتن منطق های دیگر – ممکن است ضوابط دیگری را برای طراحی خود در نظر بگیرند. اگر در مدار شروط دیگر نیز بر قرار باشد (معلوم های بیشتر، معادلات بیشتر)، حق انتخاب کمتر و در نتیجه حل مسئله ساده تر و تنوع جوابهای درست، کمتر خواهد شد.

---

[1] ر. ک. به بخش ۵-۸

[2] معمولاً سدرا – مستقل از مقدار دامنه – از این پیشنهاد استفاده می کند.

حال بپردازیم به حل مسئله: چون $\beta = 200 >> 1$، $\beta + 1 \approx \beta$ در نظر گرفته شده:

$$R_E = \frac{V_E}{I_E} \approx \frac{V_E}{I_C} \approx \frac{1V}{1mA} = 1k\Omega$$

$$V_{CC} - I_C R_C - V_{CE} - I_E R_E = 0, \quad I_E \approx I_C$$

$$R_E + R_C \approx (V_{CC} - V_{CE}) / I_C = (12V - 6V) / 1mA = 6k\Omega \quad \Rightarrow \quad R_C = 5k\Omega$$

$$V_B = V_E + V_{BE} \approx 1V + 0.7V = 1.7V$$

$$I_{R_{B1}} \approx \sqrt{\beta}.I_B = \frac{I_C}{\sqrt{\beta}} = \frac{1mA}{\sqrt{200}} \approx 70\mu A$$

$$R_{B1} = (V_{CC} - V_B) / I_{R_{B1}} = (12V - 0.7V) / 70\mu A = 147K\Omega$$

$$R_{B2} = V_B / (I_{R_{B1}} - I_B) = 1.7V / 65\mu A = 26K\Omega$$

تذکر: مقاومتهای بدست آمده استاندارد نیستند! از آنجایی که در این نوع تقویت کننده ها دقت زیاد مطرح نیست، مقاومتها را به نزدیکترین مقاومت استاندارد انتخاب می کنیم بنابراین: $R_E = 1k\Omega$، $R_C = 4.7k\Omega$، $R_{B_1} = 150k\Omega$ و $R_{B_2} = 27k\Omega$. در نتیجه از شکل ۵-۳۷ و رابطه (۵-۲۱):

$$V_{BB} = V_{CC} \cdot \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} = 12V . \frac{27k}{150k + 27k} \approx 1.83V$$

$$R_B = R_{B1} \parallel R_{B2} = 150k\Omega \parallel 27k\Omega \approx 22.88k\Omega$$

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

$$I_C (\beta = 200) = \frac{200(1.83 - 0.7)V}{22.88K + 201K} = 1.0095mA, \quad V_{CE} \approx 6.3V$$

$$I_C (\beta = 100) = 0.912mA, \qquad V_{CE} \approx 6.8V$$

$$I_C (\beta = 600) = 1.087mA, \qquad V_{CE} \approx 5.8V$$

مشاهده میشود که این مدار دارای پایداری خوبی است. یعنی با تغییر β به اندازه ۵۰٪- تا ۳۰۰٪+، تغییرات I_C کمتر از ۱۰٪ ± می باشد! حتی اگر $\beta \to \infty$:

$$I_C(\beta \to \infty) = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E} = 1.13mA, \qquad V_{CE} \approx 5.56V$$

یعنی این مدار نسبت به دو مدار مذکور بسیار پایدارتر است. مدار اول (شکل ۵-۳۵) به ازای $\beta \geq 380$ اشباع میشود! (V_{CE} از مقدار نامی ٦ ولت به تقریباً صفر ولت تغییر می کند). مدار دوم (شکل ۵-۳٦) به ازای $\beta \to \infty$، $V_{CE} = V_{BE} = 0.7V$ و مدار سوم (شکل ۵-۳۷) به ازای $\beta \to \infty$، $V_{CE} \approx 5.56V$

۵-۵-۲ محاسبه تقریبی نقطه کار

همانطور که در مثال فوق مشاهده شد، در صورتی که مدار درست طراحی شده باشد، می توان با تقریب نسبتاً خوب، مستقیماً از روی شماتیک - و بدون به کار گیری مدار معادل - به جواب رسید (شکل ۵-۳۷ الف) برای این منظور کافیست دو شرط:

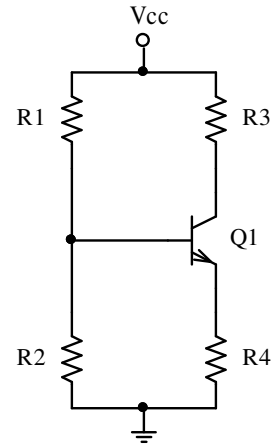
- $\beta >> 1$ که تقریباً همیشه صادق است و
- $\beta R_E >> R_{B2}$ باشد،

در این صورت می تواند $\beta \to \infty$ فرض شده، $I_C = 1.13mA$ بدست آید. برای تخمین خطا نسبت βR_E و R_{B2} مهم است (چرا؟). یعنی: $E_r \cong \frac{R_{B2}}{\beta R_E} = \frac{27k\Omega}{200 \times 1k\Omega} = 13.5\%$ که در صورت لزوم، با اصلاح خطا به مقدار واقعی بسیار نزدیک می شویم:

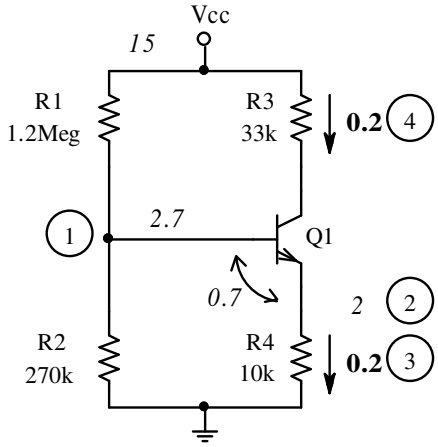
$$I_C = 1.13mA(1 - 0.135) = 0.98mA$$

توجه شود که مقدار خطا همیشه افزایشی است! (چرا؟).

مثال ۵-۱۲ نقطه کار مدار شکل ۵-۳۸ را با فرض: $\beta = 350$ ، $V_{BE} = 0.7V$ ، $R1 = 1.2M\Omega$ ، $R2 = 270k\Omega$ ، $R3 = 33k\Omega$ و $R4 = 10k\Omega$ بدست آورید.



شکل ۵-۳۸ مدار مسئله ۵-۱۲



شکل ۵-۳۹ حل مدار به روش ذهنی

حل: در این مدار شرط اول یعنی $\beta >> 1$ برقرار است ($\beta = 350$). فرض می کنیم شرط دوم نیز بر قرار باشد، یعنی $I_B << I_{R1}$. در این صورت $V_B \approx \frac{R2}{R1+R2} \cdot V_{CC} \approx 2.7V$. طبیعتاً این مقدار را می توان دقیقاً محاسبه کرد، ولی در مدارهای مفصل، نوشتن روابط و محاسبه مقادیر - بخصوص چنان که ماشین حساب هم در دسترس نباشد - وقت گیر است. بنابراین می خواهیم برای تمرین این مدار را از روش "ذهنی" و از روی شکل حل کنیم. شکل ۵-۳۸ یک بار دیگر در شکل ۵-۳۹ تکرار شده است. در این روش - با توجه به ساختار مدار - از یک نقطه مناسب شروع کرده، ولتاژهای گره‌ها و جریان های شاخه ها را بر روی شکل یادداشت می کنیم. در این شکل توالی بدست آمدن مقادیر توسط اعداد داخل دایره نمایش داده شده است.

مرحله ۱- ولتاژ منبع ۱۵ ولت است (*15*)، مجموع $R1$ و $R2$ حدود ۱,۵ مگا اهم است. اگر بتوانیم از جریان بیس صرفنظر کنیم، ولتاژ منبع به نسبت مقاومت ها بر روی آنها تقسیم می شود. بنابراین ولتاژ بیس حدوداً ۲,۷ ولت (*2.7*) خواهد بود.

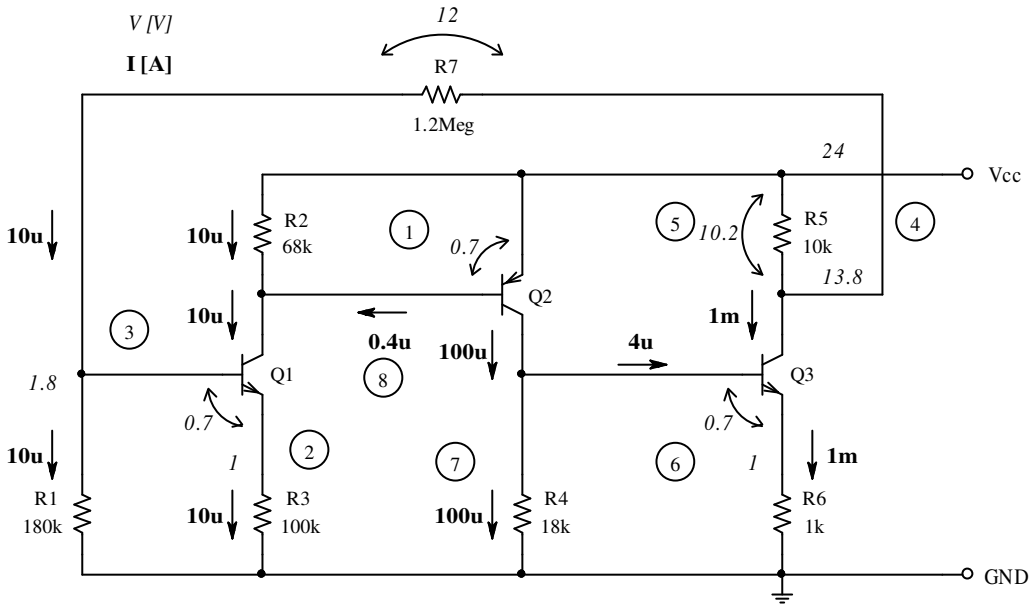
مرحله ۲- ولتاژ بیس - امیتر ۰,۷ ولت است (*0.7*) بنابراین ولتاژ امیتر ۲ ولت می شود (*2*).

مرحله ۳- این ولتاژ بر روی مقاومت امیتر می افتد بنابراین جریان امیتر ۰,۲ میلی آمپر (**0.2**) خواهد بود.

مرحله ٤- چون $\beta >> 1$، جریان کلکتور تقریباً با جریان امیتر برابر است. بنابراین جریان امیتر ۰,۲ میلی آمپر (**0.2**) خواهد بود.

مرحله ٥- مسئله با فرض $I_B << I_{R1}$ حل شده است. حال باید مطمئن شویم که این فرض درست بوده است. اگر $V_B \approx 2.7V$ با شد، $I_{R1} \approx I_{R2} \approx 10\mu A$ خواهد بود، که در مقابل $I_B = I_C / \beta$ به عبارت دیگر $I_B \approx 200/350\mu A$ بسیار بزرگ است، بنابراین فرض درست بوده همین جوابها قابل قبول هستند. با معلوم بودن جریان کلکتور، ولتاژ کلکتور - امیتر نیز بدست می آید ($V_{CE} \approx 6.4V$). بنابراین ترانزیستور در حالت فعال قرار داشته کلیه مفروضات و مقادیر صحیح هستند. جهت مقایسه، مقادیر را به روش سیستماتیک بدست می آوریم. نتیجه: $I_C = 193\mu A$، $I_B = 0.551\mu A$، $V_{CE} = 6.70V$، $I_{R1} = 10.31\mu A$ و $I_{R2} = 9.75\mu A$.

مثال ۵-۱۳ نقاط کار ترانزیستورها در مدار شکل ۵- ٤٠ را بدست آورید. $V_{CC} = 24V$، ترانزیستورها مشابه، $\beta = 250$ و $|V_{BE}| = 0.7V$ فرض شود.



شکل ۵-٤٠ مدار مثال ۵-۱۳

حل: مسئله را از روش ذهنی حل می کنیم. برای این منظور از مفروضاتی که بیشترین اطمینان را به آنها داریم آغاز می کنیم. در این مدار مطمئناً $V_{EB2} = 0.7V$ است (چرا؟) بنابراین از آن شروع می کنیم. در شکل ولتاژ ها را بر حسب V و جریان ها را برحسب **A** مشخص می کنیم.

مرحله اول- $I_{R2} = \frac{V_{R2}}{R2} = \frac{V_{EB2}}{R2} \approx 10\mu A$، با فرض این که $I_{B2} << I_{R2}$ باشد، جریان کلکتور ترانزیستور اول $I_{C1} \approx I_{R2} \approx 10\mu A$ خواهد بود.

مرحله دوم- چون $\beta >> 1$، $I_{R3} = I_{E1} \approx I_{C1} \approx 10\mu A$ و در نتیجه $V_{R3} = I_{E1} \cdot R3 \approx 1V$.

مرحله سوم- برای محاسبه V_{B1}، با توجه به مقدار $R1$، $V_{B1} = V_{R3} + V_{BE1} \approx 1.8V$ و از آنجا $I_{R1} \approx 10\mu A$ بدست می آید. توجه کنید که می توانستیم $V_{B1} = V_{R3} + V_{BE1} = 1.7V$ و از آنجا $I_{R1} \approx 10\mu A$ را بدست آوریم. ولی نحوه برخورد اولی با مسئله آگاهانه تر است. به هنگام تقریب زدن باید سعی کنیم، حتی الامکان تقریب های کاهشی و افزایشی را با هم خنثی کنیم تا خطای محاسباتی کم شود. در این حالت در مرحله اول دچار دو خطای کاهشی شده ایم. اول این که $\frac{V_{EB2}}{R2} > 10\mu A$ است و دوم این که $I_{C1} > I_{R2}$. در مرحله دوم نیز یک خطای کاهشی داریم زیرا $I_{E1} > I_{C1}$. بنابراین مطمئناً $V_{R3} > 1V$ و در نتیجه $V_{B1} > 1.7V$ خواهد بود.

مرحله چهارم- با فرض این که $I_{B1} << I_{R1}$ باشد، $V_{R7} = I_{R7} \cdot R7 \approx 12V$ بوده از آنجا ولتاژ خروجی $V_{C3} \approx 13.8V$ بدست می آید.

مرحله پنجم- $V_{R5} = V_{CC} - V_{C3} \approx 10.2V$، $I_{C3} = I_{R5} - I_{R7} \approx \frac{V_{R5}}{R5} \approx 1mA$.

مرحله ششم- چون $\beta >> 1$، $I_{R6} = I_{E3} \approx I_{C3} \approx 1mA$ و در نتیجه $V_{R6} = I_{E3} \cdot R6 \approx 1V$.

مرحله هفتم- مانند استدلال مرحله سوم: $I_{C2} \approx \frac{V_{R4}}{R4} \approx \frac{1.8V}{18k\Omega} \approx 100\mu A$.

مرحله هشتم- حال باید بررسی کنیم که فرض ها و در نتیجه تقریب ها در حد قابل قبول باشند. $I_{B1} = I_{C1} / \beta \approx 40nA$ و $I_{R1} \approx 10\mu$ بنابراین فرض $I_{B1} << I_{R1}$ صحیح است ($E_{rel} \approx 0.4\%$)، همچنین $I_{C1} \approx 10\mu$ و $I_{B2} \approx 400nA$ بنابراین $I_{B2} << I_{C1}$ نیز بر قرار است ($E_{rel} \approx 4\%$)، و بالاخره $I_{C2} \approx 100\mu$ و $I_{B1} \approx 4\mu A$ یعنی $I_{B1} << I_{C2}$ ($E_{rel} \approx 4\%$). بنابراین می توان گفت جواب

ها در حد قابل قبول بوده نیاز به اصلاح ندارند. در نتیجه: $I_{C1} \approx 10\mu A$ ، $I_{C2} \approx 100\mu A$ ، $I_{C3} \approx 1mA$ و از آنجا $V_{CE1} \approx 22.3V$ ، $V_{CE2} \approx 22.3V$ و $V_{CE3} \approx 12.8V$ بدست می آیند.

تذکر ۱- با بررسی اولیه به این نتیجه رسیدیم که خطای محاسباتی مطمئناً کمتر از ۱۰٪ می باشند. بنابراین با همان سعی اول به نتیجه رسیده‌ایم. در صورتی که دقت محاسباتی بیشتری مطلوب باشد، در همان دور اول جوابها را دقیقتر محاسبه می کنیم و با استفاده از جوابهای بدست آمده، یک بار دیگر مسئله را حل می کنیم. برای مثال:

$$I_{C1} = \frac{V_{EB2}}{R2} + I_{B2} = \frac{0.7V}{68k} + 0.4\mu A \approx 10.69\mu A$$

$$V_{B1} = I_{C1} \cdot R1 + V_{BE1} \approx 10.7\mu A \times 100k + 0.7V \approx 1.77V$$

$$V_{C3} = V_{B1} + (I_{R3} + I_{B1}) \cdot R7 \approx 1.77V + (9.833\mu A + 0.043\mu A) \times 1.2M\Omega \approx 13.6V$$

$$I_{C3} = \frac{V_{CC} - V_{C3}}{R5} - I_{R7} \approx \frac{24V - 13.6V}{10k\Omega} - 9.833\mu A \approx 1.03mA$$

$$V_{B3} = I_{E3} \cdot R6 + V_{BE} \approx 1.03mA \times 1k\Omega + 0.7V \approx 1.73V$$

$$I_{C2} = \frac{V_{B3}}{R4} + \frac{I_{C3}}{\beta} \approx 96.1\mu A + 4.12\mu A \approx 100.2\mu A$$

$$V_{CE1} = V_{CC} - V_{B1} \approx 24V - 1.77V \approx 22.23V$$

$$V_{CE2} = V_{CC} - V_{B3} \approx 24V - 1.73V \approx 22.27V$$

$$V_{CE3} = V_{C3} - I_{E3} \cdot R6 \approx 13.6V - 1.03V \approx 12.57V$$

همان طور که میدانیم، خطای مطلق محاسباتی در روش سعی و خطا، کمتر از نصف تفاضل دو مقدار متوالی است (چرا؟). بنابراین بیشترین خطای نسبی در جوابهای سعی دوم، مطمئناً کمتر از ۳,۵٪ خواهد بود ($|E_{rel}(I_{C1})| < 3.5\%$ ، $|E_{rel}(I_{C2})| < 0.1\%$ ، $|E_{rel}(I_{C3})| < 1.5\%$).

تذکر ۲- چنین به نظر می رسد که روش ذهنی پیچیده و مفصل است. ولی با اندکی تمرین به این نتیجه می رسید که چنین نیست. این مراحل و توضیحاتی که در اینجا نوشته شده اند، فقط جهت آموزش بوده در عمل (در تمرینات یا سر جلسه امتحان) نیازی به توضیح نیست و مستقیماً از روی شکل می توان جوابها را بدست آورد.

تذکر ۳- چون این روش غیر سیستماتیک است، بدون آگاهی از خواص مدار نمی توان آنرا حل کرد! لذا درک مطلب و حل تمرین های گوناگون و متعدد برای تسلط به این روش الزامی است.

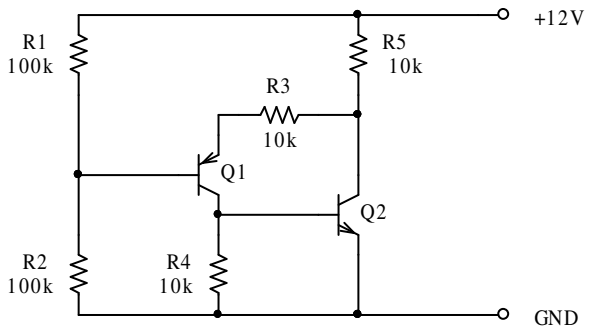
تذکر ٤- توصیه اکید می شود که این مسئله (و چند مسئله دیگر) را به روش استاندارد مداری (مثلاً با استفاده از KCL و KVL) حل کنید و این دو روش را با هم مقایسه نمایید.

مقایسه- برای تایید مطالب ذکر شده، جوابهای بدست آمده از سعی اول، سعی دوم و روش سیستماتیک ($PSpice$) در جدول ۵-۱ مقایسه شده اند.

جدول ۵-۱ مقایسه نتایج روش ذهنی با روش سیستماتیک

کمیت	سیستماتیک	سعی ۱	خطا (٪)	سعی ۲	خطا (٪)
$I_{C1}\ (\mu A)$	10.701	10	-6.54	10.69	-0.10
$V_{CE1}\ (V)$	22.226	22.3	$+0.33$	22.23	$+0.02$
$I_{C2}\ (\mu A)$	100.16	100	-0.16	100.2	$+0.04$
$V_{CE2}\ (V)$	22.271	22.3	$+0.13$	22.27	-0.00
$I_{C3}\ (mA)$	1.0251	1	-2.44	1.030	$+0.49$
$V_{CE3}\ (V)$	12.621	12.8	$+1.42$	12.57	-0.40

مثال ۵-۱۴ با فرض $\beta = 10$ و $|V_{BE}| = 0.7V$ نقطه کار ترانزیستورهای مدار شکل ۵-۴۱ را بدست آورید.



شکل ۵-۴۲ مدار مثال ۵-۱۴

تذکر: در این مثال عمداً مقادیر عناصر غیر واقعی انتخاب شده اند تا روش سعی و خطا[1] ملموس شود.

حل: در این مدار چون $\beta = 10$ مقدار کوچکی است اثر آنرا باید در نظر بگیریم بنابراین روش سعی و خطا را به کار می بریم برای شروع، $I_{B2} = 0$ فرض می شود. در این صورت در سعی اول (توجه شود که برای سادگی محاسبات - با در نظر گرفتن جهت جریان ها و ولتاژها - قدر مطلق مقادیر محاسبه می شوند).

آزمون اول:

$$V_{BE2} = 0.7V \quad \Rightarrow \quad I_{R4} = 70\mu A, \quad I_{C1} = 70\mu A, \quad I_{B1} = 7\mu A, \quad I_{E1} = 77\mu A$$

$$V_{B1} = 6V + 7\mu A \times 50k\Omega = 6.35V$$

$$V_{E1} = 6.35V + 0.7V = 7.05V$$

$$V_{C2} = 7.05V + 77\mu A \times 10k\Omega = 7.82V$$

$$I_{R5} = (12V - 7.82V)/10k\Omega = 418\mu A$$

$$I_{C2} = 418\mu A - 77\mu A = 341$$

$$I_{B2} = 341\mu A/10 = 34.1\mu A$$

[1] آزمون و خطا، Trail and Error

در آزمون اول به این نتیجه رسیدیم که فرض اول $I_{B2} = 0$ اشتباه است. خطـای محاسـباتی مطمئنـاً کمتر از ۵۰٪ است (چرا؟). اگر این میزان خطا قابل قبول باشد، مسئله همین جا به پایان رسـیده اسـت و مقادیر محاسبه شده جواب های مسئله هستند. در غیر این صورت، سعی دوم را با $I_{B2} = 34.1\mu A$ آغاز کرده یک بار دیگر محاسبات فوق را تکرار می کنیم.

آزمون دوم:

$$V_{BE2} = 0.7V \quad \Rightarrow \quad I_{R4} = 70\mu A, \quad I_{C1} = 104.1\mu A, \quad I_{B1} = 10.41\mu A, \quad I_{E1} = 114.51\mu A$$

$$V_{B1} = 6V + 10.41\mu A \times 50k\Omega = 6.521V$$

$$V_{E1} = 6.521V + 0.7V = 7.221V$$

$$V_{C2} = 7.221V + 114.51\mu A \times 10k\Omega = 8.366V$$

$$I_{R5} = (12V - 8.366V)/10k\Omega = 363.4\mu A$$

$$I_{C2} = 363.4\mu A - 114.51\mu A = 248.9\mu A$$

$$I_{B2} = 248.9\mu A / 10 = 24.89\mu A$$

در آزمون دوم به خطای محاسباتی مطمئناً کمتر از ۱۶٪ است (چرا؟). به همین ترتیـب مـی تـوان بـا افزایش تعداد آزمون ها به جواب های دقیق تر دست یافت. به عنوان مثال نتـایج چنـد آزمـون و مقـدار دقیق محاسبه شده از روش تحلیلی (KVL ، KCL) در جدول ۵-۲ گرد آوری شده اند.

جدول ۵-۲ نتایج مسئله ۵-۱۴

سعی	$I_{B2}[\mu A]$	$I_{C1}[\mu A]$	$I_{E1}[\mu A]$	$V_{B1}[V]$	$V_{C2}[V]$	$I_{C2}[\mu A]$
اول	0.000	70.00	77.00	6.350	7.820	341.0
دوم	34.10	104.1	114.5	6.521	8.366	248.9
سوم	24.89	94.89	104.4	6.475	8.219	273.7
چهارم	27.37	97.37	107.1	6.487	8.258	267.1
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
تحلیلی	26.84	96.87	106.6	6.484	8.250	268.4

تذکر ۱: هر قدر اثر جریان ها بیشتر محسوس باشد (βهای کوچک تر و مقاومتهای بزرگتر)، تعداد مراحل سعی و خطا بیشتر خواهد شد.

تذکر ۲: برای مدار های ساده (یک یا دو ترانزیستوری) اغلب ساده تر است که از روش تحلیلی (KVL، KCL) استفاده کرد. برای مدار های مفصل تر روش سعی و خطا سریعتر و با احتمال خطای کمتر، به نتیجه می رسد.

تذکر ۳: توصیه اکید می شود که مدار فوق را به روش تحلیلی نیز حل کنید.

۵-٦ محاسبه مشخصات دینامیکی مدارهای ترانزیستوری

همانطور که قبلاً آموختیم، منظور از مشخصات دینامیکی در تقویت کننده ها، معمولاً مقاومت ورودی (R_i) مقاومت خروجی (R_o)، بهره ولتاژ ($A_{v_s} \equiv \frac{v_o}{v_s}$) و گاهی علاوه بر اینها، بهره جریان ($A_{i_s} \equiv \frac{i_o}{i_s}$)، فرکانس های حد (f_l ، f_h) و ماکزیمم دامنه خروجی(V_{o_p}) میباشد. برای سادگی فعلاً فقط سه پارامتر اصلی را بررسی می کنیم. روش کلی بدست آوردن این پارامترها را نیز قبلاً آموخته ایم[1]. در حالت کلی حل این نوع مسائل در سه مرحله انجام میشود:

الف- محاسبه نقطه کار ترانزیستور(ها)؛ قرار دادن مدل DC و حل شبکه به کمک KVL، KCL، تونن، . . . .

ب- محاسبه پارامتر ترانزیستور(ها)؛ به کمک روابط (۵-٦) تا (۵-۸).

پ- محاسبه مشخصات دینامیکی مدار؛ قرار دادن مدل AC ترانزیستور (ها) و حل شبکه به کمک KVL، KCL، تونن، . . . .

در این بخش می خواهیم مشخصات سه مدار پایه را اندکی دقیق تر بررسی کنیم.

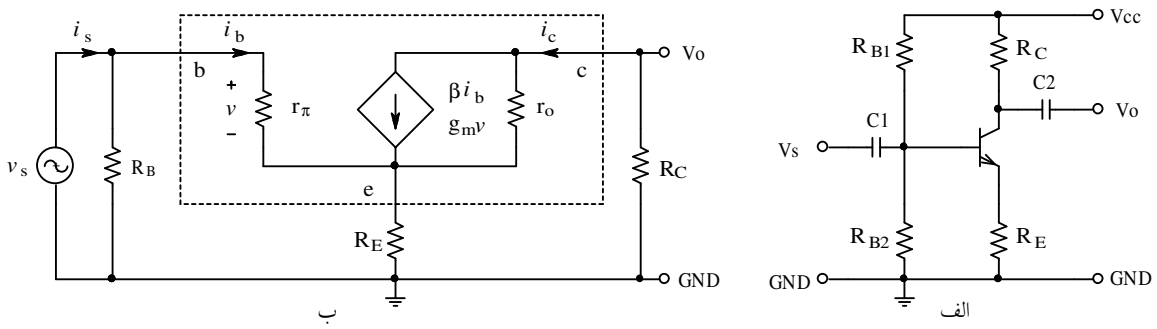
۵-٦-۱ مدار امیتر مشترک

مدار امیتر مشترک یک بار دیگر در شکل ۵-٤۳ نمایش داده شده است. این مدار یک تقویت کننده امیتر مشترک است، حتی با وجود این که امیتر از طریق یک مقاومت زمین شده است (چرا؟). این حالت

[1] ر. ک. به ۵-٤-۳

فرم کلی را بیان می دارد. اگر R_E وجود نداشته باشد (اتصال کوتاه برای DC و AC)، یا توسط یک خازن بای پس[1] برای AC اتصال کوتاه شده باشد، در بررسی مشخصات دینامیکی میتواند $R_E = 0$ در نظر گرفته شود.

نحوه محاسبه نقطه کار و محاسبه پارامترهای ترانزیستور قبلاً بررسی شد. بنابراین در اینجا فقط مشخصات دینامیکی (AC) مدار را بدست می آوریم. شکل ۵-۴۳ مدار معادل AC تقویت کننده را نمایش میدهد. همانطور که ذکر شد، معمولاً r_μ آنقدر بزرگ است که تاثیر قابل توجهی در مشخصات مدار ندارد، به همین دلیل هم در این شکل در نظر گرفته نشده است. چنان که اثر این مقاومت را نیز بخواهیم در نظر بگیریم از قضیه میلر استفاده کرده r'_μ موازی با $R_B = R_{B1} \| R_{B2}$ و r''_μ موازی با R_C در نظر گرفته می شود.



شکل ۵-۴۳ مدار امیتر مشترک، الف- شماتیک و ب- مدار معادل سیگنال کوچک

به کمک شکل ۵-۴۳ ب می توان بهره ولتاژ (جریان) و مقاومت ورودی را بدست آورد.

محاسبه مقاومت ورودی: اگر مقاومت دیده شده از سوی منبع سیگنال را به سمت مدار R_i، و از سوی بیس به سمت مدار را R'_i بنامیم و $R_B = R_{B1} \| R_{B2}$ باشد، داریم:

[1] اتصال کوتاه شدن مقاومت امیتر برای سیگنال ها توسط یک خازن، Bypass

بنا به تعریف: $R_i = \frac{v_s}{i_s} = R_B \| R_i' \,, \quad R_i' = \frac{v_s}{i_b}$

در حلقه کلکتور: $(i_c - \beta \cdot i_b) \cdot r_o + (i_c + i_b) \cdot R_E + i_c \cdot R_C = 0$

از آنجا: $i_c = \frac{\beta \cdot r_o - R_E}{r_o + R_E + R_C} \cdot i_b = B \cdot i_b$

در حلقه بیس: $v_s - i_b\, r_\pi - (i_b + i_c) R_E = 0$

در نتیجه: $R_i' = r_\pi + (1 + B)\, R_E$

از روابط فوق بهره جریان ترانزیستور یعنی نسبت جریان کلکتور به جریان بیس، در مدار:

$$B = \frac{\beta \cdot r_o - R_E}{r_o + R_E + R_C} \qquad (۲۲-۵)$$

و مقاومت ورودی از دید بیس:

$$R_i' = r_\pi + (1 + B) \quad R_E \qquad (۲۳-۵)$$

حاصل می شود. در مدارهای واقعی اکثراً $r_o >> R_E + R_C$، در اینصورت از (۲۲-۵):

$$B \approx \beta \qquad (۲۲-۵ \text{ الف})$$

به همین دلیل به β *"بهره‌ی جریان اتصال کوتاه ترانزیستور در امیتر مشترک"* گویند. اتصال کوتاه از این جهت که برای اندازه گیری β باید $R_E + R_C \to 0$. در این صورت:

$$R_i' \approx r_\pi + (1 + \beta) R_E \approx r_\pi + \beta\, R_E \qquad (۲۴-۵)$$

مفهوم این رابطه اینست که اگر در داخل ترانزیستور از سمت بیس به سوی امیتر بنگریم، مقاومتی (امپدانسهایی) که در امیتر قرار دارد، $\beta + 1$برابر بزرگتر دیده می شود (نام ترانزیستور از اینجا آمده است).

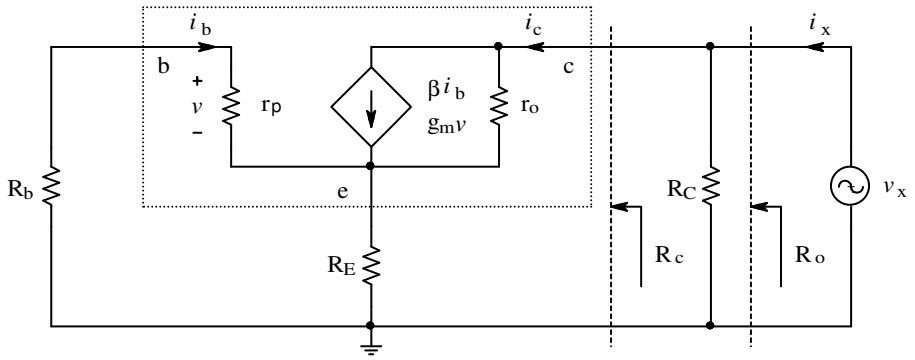
محاسبه بهره ولتاژ: بنا به تعریف بهره‌ی ولتاژ و از رابطه (۵-۲۲):

$$A_v = \frac{v_o}{v_b} = \frac{i_o R_C}{i_b R_i'} = \frac{-i_c R_C}{i_b R_i'} = -B\frac{R_C}{R_i'}, \quad B = \frac{\beta r_o - R_E}{r_o + R_E + R_C} \qquad (۲۵-۵)$$

برای اکثر مدار ها با $\beta \approx B$:

$$A_v \approx -\beta \frac{R_C}{R_i'} \qquad (۲۶-۵)$$

محاسبه مقاومت خروجی: برای محاسبه مقاومت خروجی، طبق روش استاندارد باید منبع سیگنال (ورودی) را صفر کرده یک منبع ولتاژ یا جریان در خروجی قرار داده، جریان به عبارت دیگر ولتاژ خروجی را بدست آورد. بنا به تعریف نسبت این ولتاژ به جریان معادل مقاومت خروجی مدار است. شکل ۵-۴۴ مدار معادل جهت محاسبه مقاومت خروجی تقویت کننده امیتر مشترک را در حالت کلی نشان می دهد.



شکل ۵-۴۴ مدار معادل جهت بدست آوردن مقاومت خروجی تقویت کننده امیتر مشترک

در حالت کلی منبع سیگنال می تواند یک منبع ولتاژ یا منبع جریان با مقاومت داخلی (خروجی) R_s باشد. بنابراین مقاومت دیده شده از سوی بیس به طرف منبع در حالت کلی: $R_b = R_{B1} \| R_{B2} \| R_s$ خواهد بود. **توجه کنید که مقدار این R_b با مقدار R_Bی که برای محاسبه‌ی مقاومت ورودی در نظر**

میگیریم متفاوت است! (چرا؟). از طرف دیگر اگر مقاومت دیده شده از سوی کلکتـور بـه داخـل مـدار (R_o') را R_c بنامیم، مقاومت خروجی $R_o = R_C \| R_c$ خواهد بود (چرا؟).

با توجه به تعریف مقاومت و استفاده از روابط مدار در شکل ۵-٤٤:

$$R_o \equiv \frac{v_x}{i_x}, \quad R_c \equiv \frac{v_x}{i_c}, \quad R_o = R_C \| R_c$$

$$v_x = (i_c - g_m v) \quad r_o + i_c \left(R_E \| (r_\pi + R_b)\right)$$

$$\left.\begin{array}{l} v = i_b \, r_\pi \\ i_b = -\dfrac{R_E}{R_E + r_\pi + R_b} i_c \end{array}\right\} \Rightarrow \quad \Rightarrow \; v = -\frac{r_\pi \, R_E}{R_E + r_\pi + R_b} i_c$$

$$v_x = i_c \, r_o + i_c \, g_m \frac{r_\pi \, R_E}{R_E + r_\pi + R_B} i_c \left(R_E \| (r_\pi + R_B)\right)$$

و در نتیجه:

$$R_c \equiv \frac{v_x}{i_c} = \left(1 + g_m \frac{r_\pi \, R_E}{R_E + r_\pi + R_b}\right) r_o + \left(R_E \| (r_\pi + R_b)\right) \qquad (۲۶-۵)$$

در مدارهای واقعی همواره $r_\pi << r_o$ (چرا؟) و معمولاً $R_b << r_\pi$، حتی اگر v_s یک منبع ولتاژ ایده‌آل باشد $R_b = 0$ خواهد بود (چرا؟). بنابراین:

$$R_c \approx \left(1 + g_m \cdot \left(R_E \| r_\pi\right)\right) \cdot r_o = r_o + \mu \cdot \left(R_E \| r_\pi\right) \qquad (۲۷-۵)$$

که در این رابطه $\mu = g_m \cdot r_o$ بهره ولتاژ ترانزیستور نامیده می شود. برای ترانزیستورهای معمولی $\mu \approx 1000 \cdots 4000$ (چرا؟). مفهوم رابطه (۵-۲۷) اینست که اگر در داخل ترانزیستور از طرف کلکتور

به سوی زمین بنگریم، مقاومتی (امپدانسهایی) که در امیتر قرار دارد، μ برابر بزرگتر دیده می شود. علاوه بر این، طبق رابطه فوق: $r_o \le R_c \le (\beta+1)\cdot r_o$ (چرا؟).

مثال ۵-۱۵ برای مدار شکل ۵-۴۳؛ بهره ولتاژ، مقاومت ورودی و مقاومت خروجی را با فرض $\beta = 100$، $r_\pi = 2.5k\Omega$، $r_o = 100k\Omega$، $R_{B1} = 150k\Omega$، $R_{B2} = 18k\Omega$، $R_C = 10k\Omega$ و $R_E = 1k\Omega$ را بدست آورید.

حل: از شکل های ۵-۴۳ و ۵-۴۴ و روابط (۵-۲۲) تا (۵-۲۶):

$$B = \frac{\beta\, r_o - R_E}{r_o + R_E + R_C} = \frac{100\times 100k\Omega - 1k\Omega}{100k\Omega + 1k\Omega + 10k\Omega} \approx 90.08$$

$$R_i' = r_\pi + (1+B)\, R_E = 2.5k\Omega + 91.08k\Omega = 93.58k\Omega$$

$$R_i = R_i' \| R_{B1} \| R_{B2} = 93.58k\Omega \| 150k\Omega \| 18k\Omega = 13.716k\Omega$$

$$A_v = -B\frac{R_C}{R_i'} = -90.08\times\frac{10k\Omega}{93.58k\Omega} = -9.626$$

$$g_m = \frac{\beta}{r_\pi} = \frac{100}{2.5k\Omega} = 40mA/V\,, \quad R_b = 0\,, \quad R_E \| r_\pi = 0.714k\Omega$$

$$R_c = (1 + g_m \frac{r_\pi\, R_E}{R_E + r_\pi + R_b})\; r_o + \left(R_E \| (r_\pi + R_b)\right)$$

$$R_c = (1 + 40\times 0.714)\times 100k\Omega + 0.714k\Omega = 2.958M\Omega$$

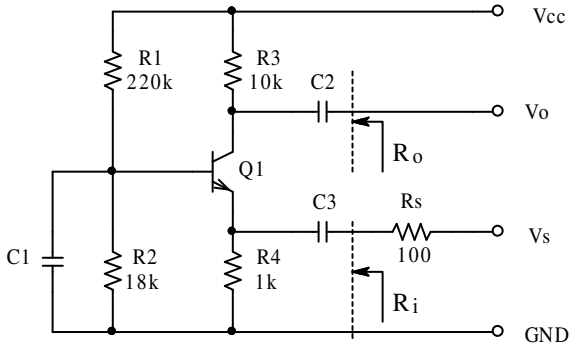
$$R_o = R_c \| R_C = 2.958M\Omega \| 10k\Omega = 9.966k\Omega$$

تذکر ۱: در الکترونیک، روابط بدست آمده برای یک مدار را نمی توان، و نباید! حفظ کرد. در این مسئله چون راه حل ارایه شده بود، از تکرار آن خودداری شده است. در تمرینات یا مسایل امتحان، باید شبکه - مانند روش ذکر شده - حل شود.

تذکر ۲: در خیلی از موارد می توان برای ترانزیستور $r_o \to \infty$ فرض شده محاسبات بسیار ساده تـر و حتی به صورت ذهنی انجام شود.

۵-٦-۲ مدار بیس مشترک

مثال ۵-۱٦ برای مدار شکل ۵-٤۵؛ بهره ولتـاژ، مقاومـت ورودی و مقاومـت خروجـی را بـا فـرض $\beta = 250$ ، $r_\pi = 2.5k\Omega$ و $r_o = 100k\Omega$ بدست آورید.



شکل ۵-٤۵ مدار مثال ۵-۱٦

حل: این مدار یک مدار بیس مشترک اسـت. همه خازن ها نقش بالا گذری دارند. بنابراین در فرکانس های میانی مانند اتصال کوتاه عمل مـی کنند. چون پارامترهای ترانزیـستورها داده شـده اند، نیاز به محاسبه نقطه کار نیست. برای بدست آوردن بهره مدار و مقاومت ورودی، خروجی را اتصال باز نگه داشته، مدار معادل علایم کوچک ترانزیستور را جانشین می کنیم (شکل ۵-٤٦ الف). برای سـاده تر شدن درک مسئله، اندکی آرایش عناصر را تغییر می دهیم (شکل ۵-٤٦ ب). در این مـدار $R_i' = \dfrac{v}{i}$ و $A_v = \dfrac{v_o}{v}$ تعریف مـی شـوند. در ایـن صـورت $R_i = R_i' \| R_E \| r_\pi$ و $A_{v_s} = \dfrac{R_i}{R_i + R_s} A_v$ خواهـد بـود (چرا؟).

در حلقه‌ی v، v_o، GND داریم:

$$v - (i - g_m v) r_o - i_o R_C = 0 , \quad i = i_o$$

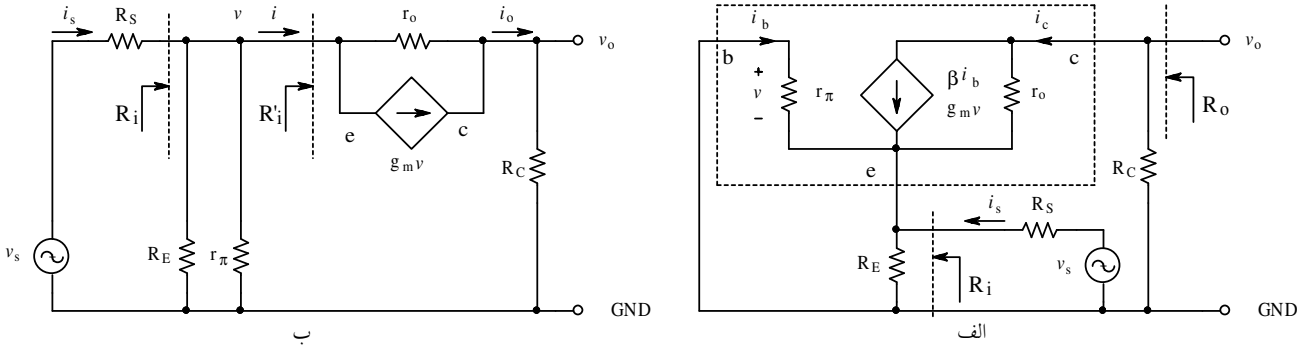
و از آنجا:

$$R_i' = \frac{v}{i} = \frac{r_o + R_C}{1 + g_m r_o} \approx \frac{1}{g_m} \qquad (۲۸-۵)$$

در مدار های واقعی همیشه $g_m r_o >>> 1$ (چرا؟) و در اکثر مواقع $r_o >> R_C$ است. بنابراین می توان گفت که مقاومت دیده شده از سوی امیتر به داخل ترانزیستور، تقریباً عکس g_m است.

برای محاسبه بهره ولتاژ داریم:

$$A_v = \frac{v_o}{v} = \frac{i_o R_C}{i R_i'} = \frac{R_C(1 + g_m r_o)}{r_o + R_C} \approx g_m R_C \qquad (۲۹-۵)$$



شکل ۵-٤٦ مدار معادل علایم کوچک مدار شکل ۵-٤٥ الف جایگزینی مدل ترانزیستور ب- مدار معادل برای محاسبه بهره و مقاومت ورودی

برای محاسبه مقاومت خروجی منبع سیگنال را صفر کرده، یک منبع خارجی به خروجی اعمال می کنیم. در این صورت به مداری مشابه مدار شکل ۵-٤٤ می رسیم که از تکرار آن خود داری می کنیم. حل مدار ما را به رابطه (۵-۲٦) می رساند. در این مدار $R_b = 0$ است و R_s با R_E موازی شده است. بنابراین:

$$R_c \equiv \frac{v_x}{i_c} = \left(1 + g_m \left(R_E \| R_s \| r_\pi\right)\right) r_o + \left(R_E \| R_s \| r_\pi\right) \approx \left(1 + g_m R_s\right) r_o \qquad (۳۰-۵)$$

در اکثر مدار های واقعی $R_s << R_E < r_\pi$ است.

حال می پردازیم به حل عددی مسئله: $g_m = \frac{\beta}{r_\pi} = \frac{250}{2.5k\Omega} = 100mA/V$، از (۵-۲۸):

$$R_i' = \frac{r_o + R_C}{1 + g_m r_o} = \frac{100k\Omega + 10k\Omega}{1 + 100mA/V \times 100k\Omega} \approx 11\Omega$$

$$R_i = R_i' \| r_\pi \| R_E \approx 11\Omega$$

از (۵-۲۹):

$$A_v = \frac{R_C(1 + g_m r_o)}{r_o + R_C} = \frac{10k\,\Omega \times (1 + 100mA/V \times 100k\,\Omega)}{100k\,\Omega + 10k\,\Omega} \approx 910$$

$$A_{v_s} = \frac{R_i}{R_i + R_s} A_v = \frac{11\Omega}{11\Omega + 100\Omega} \times 910 \approx 90$$

و بالاخره از (۵-۳۰):

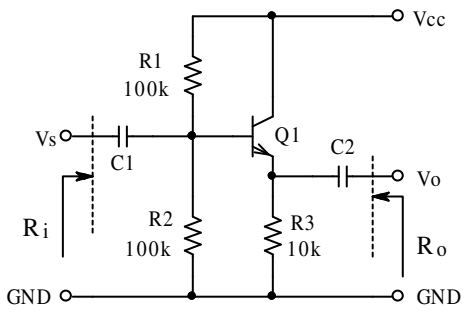
$$R_c \approx \left(1 + g_m\,(R_E \| R_s \| r_\pi)\right) r_o \approx (1 + 100mA/V \times 88\Omega) \times 100k\Omega \approx 980k\Omega$$

$$R_o = R_C \| R_c \approx 10k\Omega \| 980k\Omega \approx 9.9k\Omega$$

تذکر: در مدار بیس مشترک سیگنال خروجی با سیگنال ورودی هم فاز است.

۵-۶-۳ مدار کلکتور مشترک

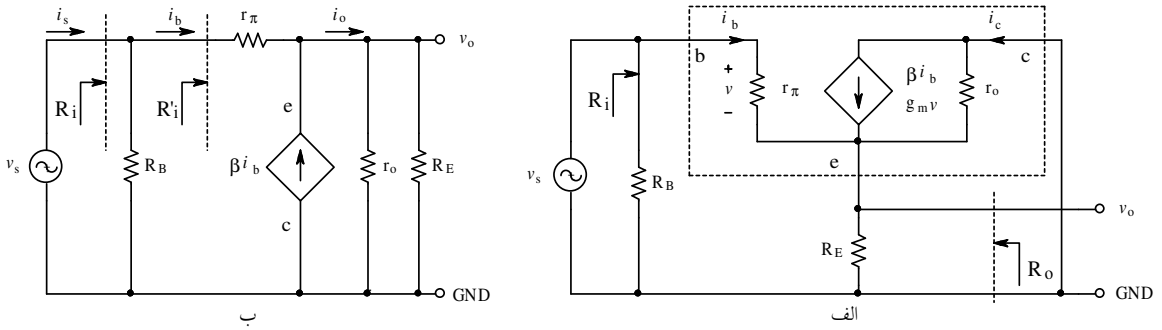
مثال ۵-۱۷ برای مدار شکل ۵-۴۷؛ بهره ولتاژ، مقاومت ورودی و مقاومت خروجی را با فرض $V_{CC} = 24V$ و $V_A = 100V$ بدست آورید.



شکل ۵-۴۷ مدار مثال ۵-۱۷

حل: این مدار یک مدار کلکتور مشترک است. همه خازن ها نقش بالا گذری دارند. بنابراین در فرکانس های میانی مانند اتصال کوتاه عمل می کنند. چون پارامترهای ترانزیستورها داده نشده اند، ابتدا باید نقطه کار را محاسبه کنیم. سپس پارامتر های ترانزیستور را حساب می کنیم. بعد از آن برای بدست آوردن

بهره مدار و مقاومت ورودی، خروجی را اتصال باز نگه داشته، مدار معادل علایم کوچک ترانزیستور را جانشین می کنیم (شکل ۵-۴۸ الف). برای ساده تر شدن درک مسئله، اندکی آرایش عناصر را تغییر می دهیم (شکل ۵-۴۸ ب). در این مدار $R_i' = \frac{v_s}{i_b}$ و $A_v = \frac{v_o}{v_s}$ تعریف می شوند. در این صورت $R_i = R_i' \| R_B$ و $R_B = R1 \| R2$ خواهد بود.



شکل ۵-۴۸ الف- مدار معادل علایم کوچک مدار شکل ۵-۴۵ ب- مدار معادل برای محاسبه بهره و مقاومت ورودی

از مدار شکل ۵-۴۸ ب:

$$v_s - i_b r_\pi - i_o (r_o \| R_E) = 0 , \quad i_o = (1+\beta) i_b \qquad (۳۱-۵)$$

و از آنجا:

$$R_i' = \frac{v_s}{i_b} = r_\pi + (1+\beta)(r_o \| R_E) \qquad (۳۲-۵)$$

در مدار های واقعی در اکثر مواقع $r_o >> R_E$، $\beta >> 1$ و $\beta R_E >> r_\pi$ است. بنابراین می توان گفت که مقاومت دیده شده از سوی بیس به داخل ترانزیستور، تقریباً β برابر مقاومت های دیده شده از سوی امیتر به سمت خارج است.

برای محاسبه بهره ولتاژ از (۵-۳۱) و (۵-۳۲) داریم:

$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = \frac{i_o (R_E \| r_o)}{i_b R_i'} = \frac{(1+\beta)(R_E \| r_o)}{(1+\beta)(R_E \| r_o) + r_\pi} \qquad (۳۳-۵)$$

بنابراین بهره ولتاژ مدار کلکتور مشترک همواره کوچکتر از یک است. در اکثر مدار های واقعی $(1+\beta)(R_E \| r_o) >> r_\pi$ است. در نتیجه بهره ولتاژ مدار کلکتور مشترک حدوداً برابر یک است.

برای محاسبه مقاومت خروجی باید ولتاژ منبع سیگنال را صفر کرده یک منبع به خروجی اعمال کرده نسبت ولتاژ به جریان را به دست آورد. با مقایسه مدارهای شکل های ۵-٤٦ الف و ۵-٤٨ الف، مشاهده می کنیم که مقاومت خروجی مدار امیتر مشترک، معادل است با مقاومت ورودی مدار بیس مشترک که در آن $R_C = 0$ قرار داده شده باشد. بنابراین از (۵-۲۸):

$$R_o = R_E \| r_\pi \| R'_o \,, \quad R'_o = \frac{v_x}{i_x} = \frac{r_o}{1+g_m r_o} \approx \frac{1}{g_m} \qquad (۳٤-۵)$$

حال می پردازیم به حل عددی مسئله. پارامترهای ترانزیستور که ذکر نشده اند، مقادیر پیش فرض آنها در نظر گرفته می شوند، یعنی: $V_{BE} = 0.7V$، $\beta_F = 100$، $n = 1$ و $V_T = 25mV$.

الف- محاسبه نقطه کار: اگر $I_B << I_{R1}$ فرض شود:

$$V_B \approx \frac{R2}{R1+R2} V_{CC} = 12V, \quad V_E = V_B - V_{BE} \approx 1V \quad \Rightarrow \quad I_C \approx 1.1mA$$

تذکر: اگر لازم باشد که مقادیر را دقیق حل کنیم، باز باید در ابتدا فرض بالا را در نظر بگیریم تا مقدار تقریبی $V_{CB} = 12V$ و از آنجا مقدار دقیق تر $\beta_{AC} = \beta_{DC} = \beta_F (1 + \frac{V_{CB}}{V_A}) = 112$ بدست آید. حال با توجه به مقدار دقیق β_{DC} می توان به کمک KVL و KCL نقطه کار را بدست آورد. در این صورت $V_B = 11.52V$، $V_E = 10.82V$، $V_{CB} = 12.48V$، $V_{CE} = 13.18V$ و $I_C = 1.073mA$ حاصل می شود، که به مقدار تقریبی بسیار نزدیک است.

ب- محاسبه پارامترهای ترانزیستور:

$$\beta_{AC}=112,\ g_m=\frac{I_C}{nV_T}=42.92mA/V,\ r_\pi=\frac{\beta_{AC}}{g_m}\approx 2.62k\Omega,\ r_o=\frac{V_A+V_{CB}}{I_C}\approx 104.4k\Omega$$

ب- محاسبه مشخصات مدار: از (۵-۳۲):

$$R_i'=r_\pi+(1+\beta)(r_o\|R_E)=2.62k\Omega+(1+112)(104.4k\Omega\|10k\Omega)=1033.84k\Omega$$

$$R_i=R1\|R2\|R_i'=100k\Omega\|100k\Omega\|1033.84k\Omega=47.69k\Omega$$

از (۵-۳۳):

$$A_v=\frac{(1+\beta)(R_E\|r_o)}{(1+\beta)(R_E\|r_o)+r_\pi}=\frac{(1+112)(10k\Omega\|104.4k\Omega)}{(1+112)(10k\Omega\|104.4k\Omega)+2.62k\Omega}=0.9977$$

و از (۵-۳٤):

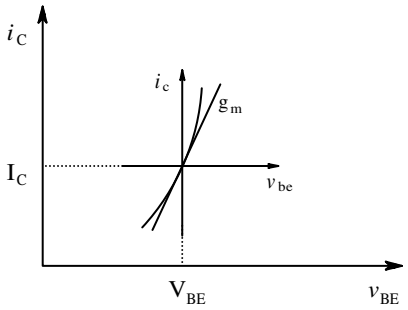
$$R_o'=\frac{r_o}{1+g_m r_o}=\frac{104.4k\Omega}{1+42.92mA/V\times 104.4k\Omega}=23.29\Omega$$

$$R_o=R_E\|r_\pi\|R_o'=10k\Omega\|2.62k\Omega\|23.29\Omega=23.04\Omega$$

۵-٦-٤ مدل ساده شده ترانزیستور و حل تقریبی مدارها

در این بخش می خواهیم به کمک مطالب فوق به یک مدل ساده شده ترانزیستور دست یابیم، که به کمک آن به طور شهودی و مستقیماً از روی مدار (بدون نوشتن معادلات) مشخصات دینامیکی مدار را بدست آوریم. طبیعتاً برای این که جوابهای حاصل از این روش دارای خطای قابل قبولی باشند، باید شروطی بر قرار باشند، که در باره آنها توضیح داده می شود.

اگر مشخصه انتقالی یک ترانزیستور را در نظر بگیریم، به طور کلی دارای فرم شکل ۵-٤۹ است. بهره ترانزیستور حول نقطه کار (V_{BE}, I_C)، هدایت انتقالی آن است (g_m). طبیعتاً هر قدر g_m بیشتر باشد، بهره ترانزیستور بیشتر خواهد بود؛ یعنی برای ترانزیستور ایده‌آل $g_m \to \infty$. حال با توجه به این که g_m هدایت الکتریکی است، عکس آن یک مقاومت خواهد بود، که ما آن را r_m می نامیم. توجه کنید که r_m جزو پارامترهای ترانزیستور تعریف نشده است، بلکه فقط یک مجهول معاون است که برای سادگی محاسبات به کار می رود.



شکل ۵-٤۹ قسمتی از مشخصه انتقالی

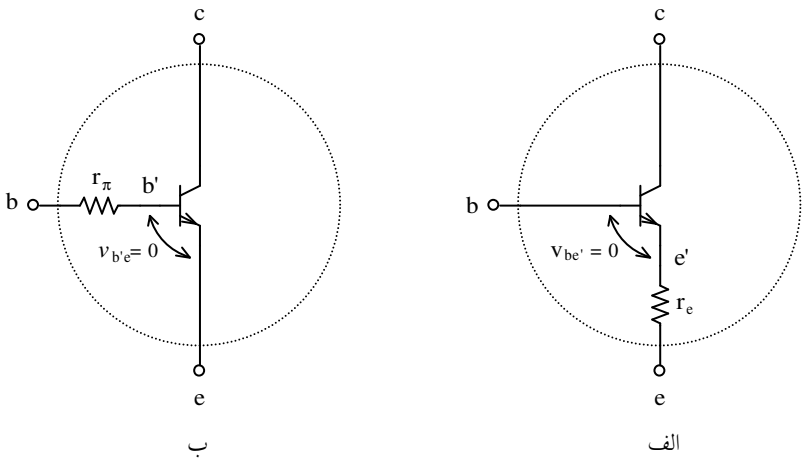
$$r_m \equiv \frac{1}{g_m} = \left.\frac{v_{be}}{i_c}\right|_{I_C} = \frac{n \cdot V_T}{I_C} \qquad (۳۵-۵)$$

در صورتی که برای ترانزیستوری $\beta >> 1$ باشد، $i_c \approx i_e$. بنابراین می توان طبق رابطه (۵-۳٦) مقاومتی به نام مقاومت امیتر تعریف کرد، که این مقاومت در حقیقت همان مقاومت دینامیکی اتصال بیس امیتر می باشد.

$$r_e \equiv \left.\frac{v_{be}}{i_e}\right|_{I_E} = \frac{n \cdot V_T}{I_E} \approx \frac{n \cdot V_T}{I_C} \approx r_m \approx \frac{1}{g_m} \qquad (۳۶-۵)$$

بنا به تعریف فوق برای یک ترانزیستور ایده‌آل باید $r_m \to 0$، به عبارت دیگر چون $i_c \neq \infty$، در نتیجه: $v_{be} \to 0$. بنابراین یک ترانزیستور واقعی را می توان به صورت یک ترانزیستور ایده‌آل و یک مقاومت سری با امیتر ایده‌آل تقریب زد. در شکل ۵-۵۰ الف پایه e' امیتر ترانزیستور ایده‌آل و e امیتر ترانزیستور واقعی است. این مدل در حقیقت بیان دیگری از رابطه ۵-۲۸ است و لذا هنگامی قابل استفاده است که در مدار $R_C << r_o$ به عبارت دیگر $r_o \to \infty$ باشد. با توجه به خاصیت تقویت کنندگی ترانزیستور، می توان اثر مقاومت امیتر را از دید بیس در نظر گرفت. در این صورت شکل ۵-۵۰ ب حاصل می شود. در این صورت پایه b' بیس ترانزیستور ایده‌آل و b بیس ترانزیستور واقعی و مقاومت بیس همان r_π خواهد بود.

$$r_\pi = (\beta + 1) \cdot r_e \approx \beta \cdot r_e \qquad (۳۷-۵)$$



شکل ۵-۵۰ مدل ساده شده یک ترانزیستور واقعی به کمک یک ترانزیستور ایده‌آل و
الف- مقاومت امیتر، ب- مقاومت بیس

۵-۶-۵ جمع بندی و مقایسه مدار ها

در این بخش می خواهیم خواص مدارهای پایه ترانزیستوری - یعنی امیتر، بیس و کلکتور مشترک - را با هم مقایسه نماییم.

با اندکی دقت در شکل مدارهای پایه و روابط بدست آمده برای مشخصات آنها، به این نتیجه می رسیم که بدون در نظر گرفتن اثر مقاومت های خارجی (بایاسینگ)، مقاومت ورودی کلکتور مشترک همان فرم مقاومت ورودی مدار امیتر مشترک را دارد، فقط از لحاظ کمّی مقدار آن در مدارهای مشابه بیشتر است. زیرا به ازای جریان نقطه کار یکسان، مقاومت امیتر در کلکتور مشترک بیشتر از مقاومت امیتر در مدار امیتر مشترک است (چرا؟). مقاومت خروجی و بهره‌ی ولتاژ بیس مشترک، همان فرم مدار امیتر مشترک را دارد، فقط بهره بیس مشترک مثبت (سیگنال خروجی هم فاز با سیگنال ورودی) و بهره امیتر مشترک منفی (سیگنال خروجی ۱۸۰ درجه اختلاف فاز با سیگنال ورودی) است. مقاومت خروجی کلکتور مشترک مشابه مقاومت ورودی بیس مشترک است. بهره ولتاژ کلکتور مشترک و بهره جریان بیس مشترک کوچکتر از یک است. مطالب فوق در جدول ۵-۳ خلاصه شده اند. در این جدول R'_C مقاومت معادل دیده شده از سوی کلکتور و R'_E مقاومت معادل دیده شده از سوی امیتر، به خارج است.

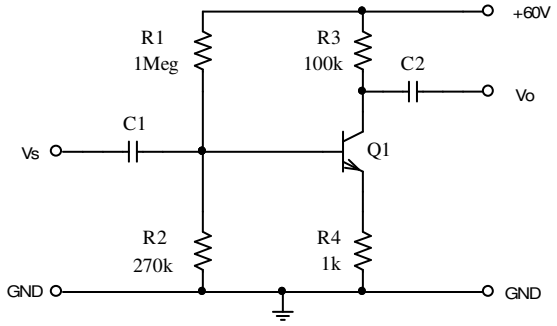
جدول ۵-۳ جمع بندی مشخصات مدارهای پایه

مدار	CE	CB	CC
R'_i	$r_\pi + (\beta+1)R_E$	$r_e = \frac{r_\pi}{\beta+1}$	$r_\pi + (\beta+1)R_E$
R'_o	$(1+g_m(r_\pi \| R_E))r_o$	$(1+g_m(r_\pi \| R_E))r_o$	$r_e = \frac{r_\pi}{\beta+1}$
A_v	$-\frac{R'_C \| R'_o}{r_e + R'_E}$	$\frac{R'_C \| R'_o}{r_e + R'_E}$	$\frac{R'_E}{r_e + R'_E}$
A_i	$-\beta$	$\alpha = \frac{\beta}{\beta+1}$	$\gamma = \beta+1$

۵-۷ چند مثال

در این بخش میخواهیم در قالب چند مثال، استفاده از روش مناسب در حل یک مسئله خاص را بیاموزیم.

مثال ۵-۱۸ بهره ولتاژ، مقاومت ورودی و مقاومت خروجی مدار شکل ۵-۵۱ را برای فرکانس های میانی بدست آورید. برای ترانزیستور $\beta_F = 10$، $V_A = 50V$، $V_{BE} = 0.7V$ و $n \cdot V_T = 25mV$ فرض شود.



شکل ۵-۵۱ مدار مثال ۵-۱۸

حل: طبق معمول برای بدست آوردن خواسته های مدار باید سه مرحله اجرا شود:

الف- بدست آوردن نقطه کار: در این مدار شرط $\beta \cdot R4 >> R2$ بر قرار نیست! بنابراین نمی توان از روش تقریبی استفاده کرد. با نوشتن روابط مدار (مدل DC ترانزیستور را در ذهن داریم!):

$$V_{Th} = \frac{R2}{R1+R2} \cdot V_{CC} = \frac{270}{270+1000} \times 60V \approx 12.7V$$

$$R_{Th} = R1 \| R2 = \frac{270 \times 1000}{270+1000} \approx 212.6k\Omega$$

$$\left.\begin{array}{l} V_{Th} - I_B \cdot R_{Th} - V_{BE} - (I_B + I_C) \cdot R4 = 0 \\ I_C = \beta \cdot I_B \end{array}\right\} \Rightarrow I_C = \beta \cdot \frac{V_{Th} - V_{BE}}{R_{Th} + (\beta+1) \cdot R4} \approx 0.54mA$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C \cdot R3 - I_E \cdot R4 = 60V - 0.54mA \times 100k\Omega - 0.54mA \times \frac{11}{10} \times 1k\Omega \approx 5.7V$$

بنابراین ترانزیستور در ناحیه فعال قرار دارد.

تذکر- در این مسئله $\beta_F = 10$ داده شده است، در صورتی که چون $V_A = 50V \neq \infty$، باید قبل از به کار بردن $\beta = \beta_{DC} > \beta_F$ مقدار آنرا حساب کنیم $(\beta = \beta_F \cdot (1 + V_{CB}/V_A))$! برای این منظور می بایست یک سیستم ۳ معادله با ۳ مجهول β، I_C و V_{CB} را حل می کردیم که پیچیده و وقت گیر می شود. به همین دلیل در این جا از روش آزمون و خطا استفاده کردیم و در آغاز فرض کردیم $\beta \approx \beta_F$. با این فرض $V_{CB} = V_{CE} - V_{BE} \approx 5V$ بدست آمد. بنابراین مطمئناً $E_{rel}(I_C) < 10\%$ (چرا؟). در صورت لزوم، β جدید را حساب کرده، یک بار دیگر مسئله را حل می کنیم، ... . توجه کنید که خطای V_{CE} به مراتب بیش از این خواهد بود (چرا؟). ولی در هر صورت ترانزیستور در ناحیه فعال قرار دارد (چرا؟). لذا اگر مقدار V_{CE} مهم باشد، حتماً باید روش سعی و خطا را استفاده کرد. ولی چون مشخصات ترانزیستور به عبارت دیگر مدار بیشتر وابسته به I_C است، نیاز به ادامه نیست (مقدار دقیق نقطه کار به کمک حل سیستم سه معادله سه مجهول فوق: $I_C = 0.5633mA$، $V_{CE} = 3.052V$).

ب- بدست آوردن پارامترهای ترانزیستور:

از (۵-۶)
$$r_\pi = \frac{\beta \cdot n \cdot V_T}{I_{C_Q}} \approx \frac{10 \times 25mV}{0.54mA} \approx 463\Omega \qquad (465)$$

از (۵-۷)
$$r_o = \frac{V_A + V_{CB_Q}}{I_{C_Q}} \approx \frac{50V + 5V}{0.54mA} \approx 102k\Omega \qquad (92.9)$$

از (۵-۸)
$$g_m = \frac{I_{C_Q}}{n \cdot V_T} \approx \frac{0.54mA}{25mV} \approx 21.6mA/V \qquad (22.5)$$

(مقادیر داخل پرانتز با $I_C = 0.5633mA$ حساب شده اند)

ج- بدست آوردن مشخصات مدار: چون در این مدار شروط $r_o >> R_C$ و $\beta >> 1$ بر قرار نیستند، پس نمی توان از روش تقریبی استفاده کرد. بنابراین باید مدل AC ترانزیستور را در مدار قرار داده، شبکه را حل کرد. چون قبلاً بارها از این روش استفاده شده است، از ذکر جزییات خودداری می شود.

مقاومت ورودی: اگر این مدار را با مدار شکل ۵-۴۳ مقایسه کنیم، مشاهده می کنیم که:

$$R_i = R1 \| R2 \| R_i'$$

از (۵-۲۳)

$$R_i' = r_\pi + (1+B)R_E$$

و از (۵-۲۲)

$$B = \frac{\beta \cdot r_o - R_E}{r_o + R_E + R_C}$$

با جای گذاری مقادیر:

$$B = \frac{\beta \cdot r_o - R_E}{r_o + R_E + R_C} = \frac{10 \times 102 - 1}{102 + 1 + 100} \approx 5$$

$$R_i' = r_\pi + (1+B)R_E = 0.463 + (5+1) \times 1 \approx 6.5k\Omega$$

$$R_i = R1 \| R2 \| R_i' = 1000 \| 270 \| 6.5 \approx 6.3k\Omega \qquad (6.283k\Omega)$$

مقاومت خروجی: اگر این مدار را با مدار شکل ۵-۴۴ مقایسه کنیم، مشاهده می کنیم که:

$$R_o = R3 \| R_c$$

از (۵-۲۶)

$$R_c = \left(1 + g_m \cdot \frac{r_\pi \cdot R_E}{R_E + r_\pi + R_B}\right) \cdot r_o + \left(R_E \| (r_\pi + R_B)\right)$$

در این مدار $R_B = 0$ (چرا؟). در نتیجه:

$$R_c = \left(1 + 21.6 \times \frac{0.463 \times 1}{1 + 0.463 + 0}\right) \times 102 + \left(1 \| (0.463 + 0)\right) \approx 800k\Omega$$

$$R_o = R3 \| R_c = 100 \| 800 \approx 89k\Omega \qquad (88.33k\Omega)$$

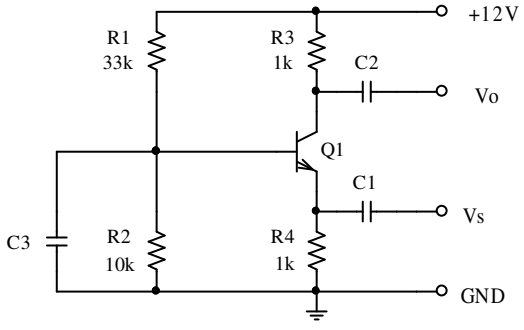
بهره ولتاژ: بنا به تعریف:

$$A_{v_s} \equiv \left.\frac{v_o}{v_s}\right|_{I_C} = \frac{-i_c R3}{i_b R_i'} = -B\frac{R3}{R_i'} \approx -5\times\frac{100}{6.5} \approx -77 \qquad (-77.33)$$

بنابراین در این مدار (که یک تقویت کننده امیتر مشترک است)، $A_{v_s} \approx -77$، $R_i \approx 6.3k\Omega$ و $R_o \approx 89k\Omega$ است. یعنی خطای: $E_{rel}(I_C) \approx -4.1\%$ و $E_{rel}(V_{CE}) \approx +86.8\%$ به عبارت دیگر $E_{rel}(V_{CB}) \approx +112.7\%$! باعث خطای پارامترهای مدل ترانزیستور به اندازه: $E_{rel}(r_\pi) \approx -0.43\%$، $E_{rel}(r_o) \approx +9.8\%$ و $E_{rel}(g_m) \approx -4\%$ و در نتیجه باعث خطای مشخصات مدار در حد: $E_{rel}(A_{v_s}) \approx -0.43\%$، $E_{rel}(R_i) \approx +0.27\%$ و $E_{rel}(R_o) \approx +0.76\%$ می شود.

مثال ۵-۱۹ با فرض $\beta = 250$، مشخصات مدار شکل ۵-۵۲ را بدست آورید. (این مدار بیس مشترک است).

حل: در این مثال فقط مقدار β تعیین شده است، بنابراین برای سایر پارامترها مقادیر پیش فرض آنها یعنی: $V_A \to \infty$، $V_{BE} = 0.7V$، $V_T = 25mV$ و $n = 1$ در نظر گرفته می شود.

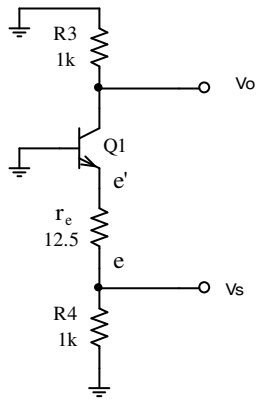


شکل ۵-۵۲ مدار مثال ۵-۱۹

الف- محاسبه نقطه کار: در این مدار $\beta \cdot R4 >> R2$ در نتیجه اگر از روش ذهنی مسئله را حل کنیم، با این مقادیر مطمئناً $|E_{rel}(I_C)| < 4\%$ خواهد بود (چرا؟). بنابراین $V_B \approx \frac{10}{43} \times 12 \approx 2.7V$، $V_E \approx 2V$، $I_E \approx I_C \approx 2mA$. (مقادیر دقیق: $I_E = 2.029mA$، $I_C = 2.021mA$).

ب- محاسبه پارامترهای ترانزیستور: چون در این مدار $\beta >> 1$ و $r_o \to \infty$، میتوان از رابطه (۵-۳۶) استفاده کرده: $r_e \approx \frac{n \cdot V_T}{I_C} \approx \frac{25mV}{2mA} = 12.5\Omega$.

ج- محاسبه مشخصات مدار: با استفاده از روش ذهنی در شکل ۵-۵۲ در امیتر ترانزیستور یک مقاومت r_e در نظر می گیریم (برای تمرین این مدار در شکل ۵-۵۳ تکرار شده است، ولی از این پس، این تغییرات را فقط در ذهن خود انجام میدهیم). به کمک این مدار و با توجه به این که $v_{e'} = 0$ و $i_c \approx -i_e$ مشخصات دینامیکی مدار را بدست می آوریم:



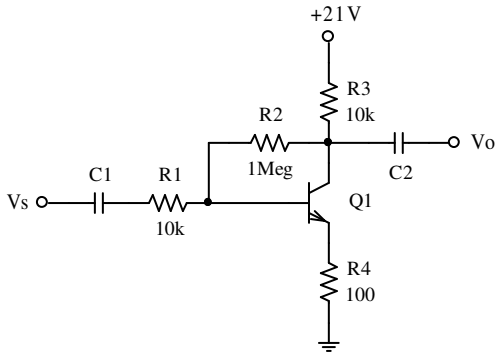
شکل ۵-۵۳ مدار علایم کوچک

$$R_i \equiv \left.\frac{v_s}{i_s}\right|_{i_o=0} = R4 \| r_e = 1k\Omega \| 12.5\Omega \approx 12.35\Omega \quad (\approx 12.5\Omega) \qquad (12.18)$$

$$R_o \equiv \left.\frac{v_o}{i_o}\right|_{v_s=0} = R3 \| R_c = 1k\Omega \| \infty = 1k\Omega \qquad (1k)$$

$$A_{v_s} \equiv \left.\frac{v_o}{v_s}\right|_{i_o=0} = \frac{i_c R3}{i_e r_e} \approx \frac{R3}{r_e} \approx \frac{1k\Omega}{12.5\Omega} \approx 80 \qquad (80.81)$$

مثال ۵-۲۰ مشخصات مدار شکل ۵-٥٤ را بدست بیاورید.



شکل ۵-٥٤ مدار مثال ۵-۲۰

حل: چون در این مثال پارامترهای ترانزیستور قید نشده اند، مقادیر پیش فرض آنها یعنی: $\beta = 100$، $V_A \to \infty$، $V_{BE} = 0.7V$، $V_T = 25mV$ و $n = 1$ در نظر گرفته می شود.

الف- محاسبه نقطه کار: چون این مدار ساده است، استفاده از روش سعی و خطا منطقی نیست (وقت گیر تر و مفصلتر از روش سیستماتیک خواهد بود). به کمک KVL:

$$V_{CC} - (I_C + I_B)\cdot R3 - I_B \cdot R2 - V_{BE} - (I_C + I_B)\cdot R4 = 0$$

$$I_C = \beta \cdot \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R2 + (\beta + 1)\cdot (R3 + R4)} = 100 \times \frac{21 - 0.7}{1000 + (100 + 1)\times (10 + 0.1)} \approx 1mA$$

$$V_{CE} = V_{CC} - (I_C + I_B)\cdot (R3 + R4) = 21 - 1.01 \times 10.1 \approx 10.8V$$

ب- محاسبه پارامترهای ترانزیستور: چون در این مدار $\beta >> 1$ و $r_o \to \infty$، میتوان از رابطه (۵-۳٦) استفاده کرده: $r_e \approx \frac{n \cdot V_T}{I_C} \approx \frac{25mV}{1mA} = 25\Omega$.

ج- محاسبه مشخصات مدار: برای استفاده از روش ذهنی - برای این که به مدار استاندارد امیتر مشترک برسیم - باید مقاومت "شناور" $R2$ را طبق قضیه میلر به دو مقاومت $R2' = \frac{R2}{1 - K}$ در ورودی،

و $R2'' = \frac{K \cdot R2}{K-1}$ در خروجی تقسیم کنیم[1]. در این صورت $K = \frac{v_c}{v_b} \equiv A_v$. چون $K < 0$ (چرا؟) و با فرض این که $|K| >> 1$، نتیجه می گیریم: $R2'' = \frac{K \cdot R2}{K-1} \approx R2$ (چرا؟). بنابراین:

$$K = A_v = -\frac{R2'' \| R3}{r_e + R4} \approx -\frac{1000k \| 10k}{25+100} \approx -80$$

$$R2' = \frac{R2}{1-K} \approx \frac{1000k}{1+80} \approx 12.5k\Omega$$

$$R_i' = R2' \| (\beta+1) \cdot (r_e + R4) \approx 12.5 \| (100 \times 0.125) \approx 6.3k\Omega$$

$$R_i = R1 + R_i' \approx 10 + 6.3 = 16.3k\Omega \qquad (16.286)$$

$$A_{v_s} \equiv \frac{v_o}{v_s} = \frac{v_c}{v_b} \cdot \frac{v_b}{v_s} = A_v \cdot \frac{R_i'}{R_i} \approx -80 \times \frac{6.3k}{16.3k} \approx -30 \qquad (-30.354)$$

تذکر ۱: چون این مدار ساده است می توان آنرا از روش سیستماتیک نیز حل کرد. توصیه اکید می شود که این کار را انجام دهید!

تذکر ۲: با فرض $|K| >> 1$، مقدار $K \approx -80$ حاصل شد. بنابراین فرض اولیه درست بوده نیازی به اصلاح نیست.

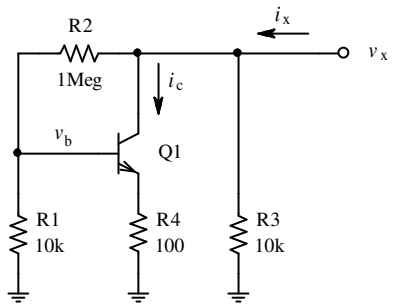
تذکر ۳: برای این که نیازمند ماشین حساب نباشیم و جوابها را سریع محاسبه کنیم، با توجه به مقادیر المانها، از اثر بعضی از آنها صرفنظر می کنیم. مثلاً برای محاسبه K از اثر $R2'' = 1M\Omega$، در مقابل $R3 = 10k\Omega$، صرفنظر کردیم (تقریب افزایشی). همچنین برای محاسبه $R2'$ از ۱ در مقابل ۸۰ صرفنظر کردیم (تقریب نقصانی). بنابراین این تقریب ها (خطای محاسباتی) تا حدی اثر هم دیگر را خنثی می کنند.

تذکر ٤: مقادیر داخل پرانتز ها مقادیر شبیه سازی شده توسط *PSpice* هستند.

---

[1] ر. ک. فصل ۱-۳-٦

تذکر ۵: برای محاسبه مقاومت خروجی، استفاده از رابطه $R_o = R2'' \| R3$ اشتباه است، زیرا بنا به تعریف: $R_o \equiv \left.\frac{v_o}{i_o}\right|_{v_s=0}$، بنابراین ضریب میلر بدست آمده در روابط فوق دیگر معتبر نمی باشد. لذا برای محاسبه مقاومت خروجی، یک منبع ولتاژ v_x را به خروجی اعمال کرده جریان این منبع را محاسبه می کنیم. برای این منظور شکل ۵-٥٤ به صورت شکل ۵-۵۵ تبدیل می شود.



شکل ۵-۵۵ نحوه محاسبه مقاومت خروجی

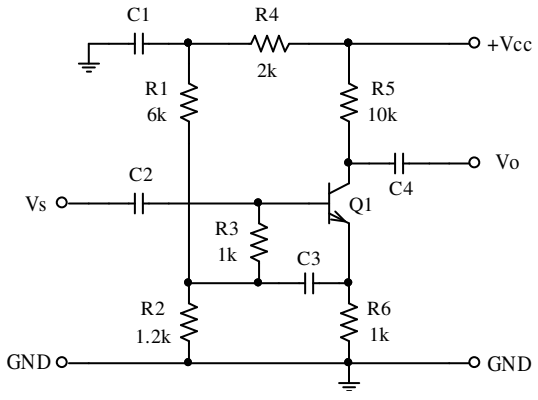
$$\left.\begin{aligned} R_o' &\equiv \frac{v_x}{i_c} \\ i_c \approx i_e &= \frac{v_b}{r_e + R4} \\ v_b &= \frac{R_b}{R_b + R2}\cdot v_x \end{aligned}\right\} \Rightarrow R_o' = (1 + R2/R_b)\cdot(r_e + R4)$$

$$R_b = ((\beta+1)\cdot(r_e+R4)) \| R1 = (101\times(25+100)) \| 10k = 5.58k\Omega$$

$$R_o' = (1+R2/R_b)\cdot(r_e+R4) = (1+1000/5.58)\cdot(25+100) \approx 22.5k\Omega$$

$$R_o = R_o' \| R3 \| (R2 + R_b) = 22.5 \| 10 \| (1000 + 5.58) \approx 6.9k\Omega \qquad (6.807)$$

مثال ۵-۲۱ مشخصات مدار شکل ۵-٥٦ را بدست آورید. برای ترانزیستور $\beta = 18$، $r_o \to \infty$ و $r_\pi = 1k\Omega$ فرض شود. مدار را برای دو حالت: الف- $C3 \to 0$ و ب- $C3 \to \infty$ حل کنید.



شکل ۵-٥٦ مدار مثال ۵-۲۱

حل: در این مثال پارامترهای مدل علایم کوچک ترانزیستور داده شده اند، بنابراین نیاز به

محاسبه نقطه کار نداریم. در ضمن چون β نسبتاً کوچک و علاوه بر آن مدار ساده است، بهتر است که از روش سیستماتیک استفاده کنیم.

الف- در این حالت خازن $C3 \to 0$، یعنی این خازن در مدار وجود ندارد. سایر خازنها برای فرکانس های میانی مانند اتصال کوتاه عمل می کنند.

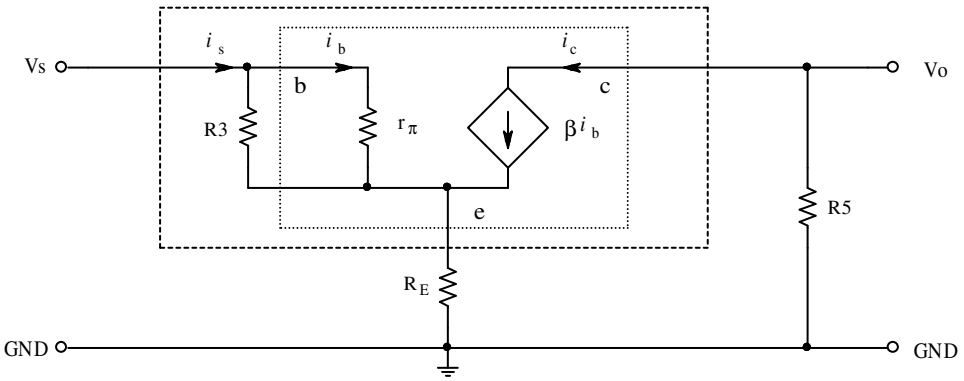
از (۵-۲٤): $R_i' = r_\pi + (1+\beta)R_E = 1k + (1+18)\times 1k = 20k\Omega$

از روی شکل: $R_i = R_i' \| (R3 + (R1 \| R2)) = 20 \| (1 + (6 \| 1.2)) \approx 1.8k\Omega$

از روی شکل ($r_o \to \infty$): $R_o = R_c \| R5 = R5 = 10k\Omega$

و: $A_{v_s} = \frac{v_o}{v_s} = \frac{-i_c R5}{i_b R_i'} = -\beta \frac{10k}{20k} = -9$

ب- در این حالت خازن $C3 \to \infty$، یعنی این خازن و سایر خازنها برای فرکانس های میانی مانند اتصال کوتاه عمل می کنند. در این صورت مقاومت $R3$ بین خروجی و ورودی قرار گرفته است. در این مدار توصیه نمی شود که از قضیه میلر استفاده کنیم. زیرا با وجود این که این مدار از لحاظ ساختاری مشابه مدار مثال ۵-۲۰ است، ولی بر خلاف مسئله قبل $R3 << R6$ نبوده اثر آن در خروجی قابل اغماض نمی باشد. در نتیجه خطای سعی اول بسیار زیاد بوده باید روش سعی و خطا را در چند مرحله انجام دهیم. علاوه برآن چون $K \approx 1$ (چرا؟)، ممکن است خطای محاسباتی اندک آن باعث بروز خطای قابل توجه در محاسبه مقاومت ورودی و بهره ولتاژ شود (چرا؟). بنابراین مسئله را از روش سیستماتیک حل می کنیم. در فرکانس های میانی برای علایم کوچک، مدار شکل ۵-٥٦ به صورت مدار شکل ۵-۵۷ در میاید.



شکل ۵-۵۷ مدار معادل علایم کوچک مدار شکل ۵-۵۶ برای فرکانس های میانی

در این مدار $R_E = R1\|R2\|R6 = 500\Omega$ است. همان طور که مشاهده می شود $R3$ موازی r_π قرار دارد. بنابراین آن قسمت از مدار که داخل مستطیل بزرگتر قرار دارد، مانند مدار معادل ترانزیستوری است که برای آن:

$$r'_\pi = r_\pi \| R3 = 500\Omega\,, \qquad \beta' \equiv \frac{i_c}{i_s} = \frac{i_c}{i_b}\cdot\frac{i_b}{i_s} = \beta\cdot\frac{R3}{R3+r_\pi} = 9$$

خواهد بود. بنابراین:

از (۵-۲۴): $$R_i = r'_\pi + (1+\beta')\cdot R_E = 0.5k\Omega + 10\times 0.5k\Omega = 5.5k\Omega$$

از روی شکل: $$R_o = R_c\|R5 = \infty\|10k\Omega = 10k\Omega$$

از روی شکل: $$A_{v_s} = \frac{v_o}{v_s} = \frac{-i_c\cdot R5}{i_s\cdot R_i} = -\beta'\cdot\frac{R5}{R_i} = -9\cdot\frac{10k\Omega}{5.5k\Omega} \approx -16.4$$

چنان که مشاهده می شود، وجود خازن $C3$ باعث افزایش مقاومت ورودی و بهره ولتاژ - به عبارت دیگر افزایش بهره جریان و توان - می شود. به این عمل - که بایاسینگ مدار را طوری اعمال

کنند، که بازگشت جزیی از سیگنال خروجی به ورودی[1] باعث افزایش مقاومت ورودی شود - بوت استرپ[2] گویند.

مثال ۵-۲۲ مثال های ۵-۱۵، ۵-۱۶ و ۵-۱۷ را از روش تقریبی حل کنید.

حل: در مثال ۵-۱۵، $r_\pi = 2.5k\Omega$ **و** $\beta = 100$**، بنابراین** $r_e \approx \frac{r_\pi}{\beta} = 25\Omega$. با توجه به مقادیر المانها، مستقیماً از روی مدار (شکل ۵-۴۳ الف) می توان مشخصات تقویت کننده را بدست آورد.

$$R_i \approx R_{B1} \| R_{B2} \| \beta(r_e + R_E) = 150k\Omega \| 18k\Omega \| 100(25 + 1k\Omega) \approx 14k\Omega \qquad (13.716)$$

$$R_o \approx R_C \approx 10k\Omega \qquad (9.966)$$

$$A_v \approx -\frac{R_C}{r_e + R_E} = -\frac{10k\Omega}{25\Omega + 1k\Omega} \approx -9.76 \approx -10 \qquad (-9.626)$$

در مثال ۵-۱۶، $r_\pi = 2.5k\Omega$ **و** $\beta = 250$**، بنابراین** $r_e \approx \frac{r_\pi}{\beta} = 10\Omega$. با توجه به مقادیر المانها، مستقیماً از روی مدار (شکل ۵-۴۵) می توان مشخصات تقویت کننده را بدست آورد.

$$R_i \approx R4 \| r_e = 1k\Omega \| 10\Omega \approx 9.9\Omega \approx 10\Omega \qquad (11)$$

$$R_o \approx R_C \approx 10k\Omega \qquad (9.966)$$

$$A_{v_s} \approx \frac{R_C}{r_e} \times \frac{R_i}{R_i + R_s} \approx 1000 \times \frac{10\Omega}{10\Omega + 100\Omega} \approx 90.9 \approx 91 \qquad (90)$$

در مثال ۵-۱۷، $I_C \approx 1.1mA$ **و** $\beta \approx 100$**، بنابراین** $r_e = \frac{nV_T}{I_C} \approx \frac{25mV}{1.1mA} \approx 22.5\Omega$. با توجه به مقادیر المانها، مستقیماً از روی مدار (شکل ۵-۴۷) می توان مشخصات تقویت کننده را بدست آورد.

[1] ر. ک. به فصل ۳ درس اصول الکترونیک (فیدبک مثبت)

[2] Boot Strap

$$R_i \approx R1 \| R2 \| \beta(r_e + R3) = 100k\Omega \| 100k\Omega \| 100(22.5 + 10k\Omega) \approx 47.6k\Omega \quad (47.69)$$

$$R_o \approx r_e \| R3 = 22.5\Omega \| 10k\Omega \approx 22.5\Omega \quad (23.04)$$

$$A_{v_s} \approx \frac{R3}{r_e + R3} = \frac{10k\Omega}{22.5\Omega + 10k\Omega} \approx 0.998 \approx 1 \quad (0.9977)$$

مقادیر داخل پرانتز مقادیری هستند که از روش دقیق مداری حساب شده اند. چنان که مشاهده می شود این روش با وجود این که نسبت به روش سیستماتیک ساده تر و شهودی است (احتمال خطا و رسیدن به مقادیر غیر واقعی کم است) جواب های به دست آمده به اندازه کافی دقیق هستند.

مثال ۵-۲۳ مداری برای مشخصات $\left|A_{v_s}\right| \geqslant 100$ ، $R_i \geqslant 10k\Omega$ و $R_o \leqslant 100\Omega$ طرح نمایید. $V_{CC} = 12V$ و $\beta = 250$ فرض شود.

حل: چون می خواهیم مقاومت ورودی و بهره بزرگ باشد، باید از امیتر مشترک استفاده کنیم. از آنجایی که بهره ولتاژ، مقاومت ورودی و مقاومت خروجی به هم وابسته اند، خواسته های مسئله را نمی توان به کمک یک طبقه امیتر مشترک بدست آورد؛ زیرا طبق رابطه (۵-۲۶):

$$\left|A_v\right| < \beta \frac{R_C}{R_i'} \approx \beta \frac{R_o}{R_i'}$$

و چون (از روی شکل مدار امیتر مشترک):

$$R_i = R_{B1} \| R_{B2} \| R_i' \quad \Rightarrow \quad R_i' > R_i$$

در نتیجه:

$$\left|A_v\right| < \beta \frac{R_o}{R_i} = 250 \times \frac{100\Omega}{10k\Omega} = 2.5$$

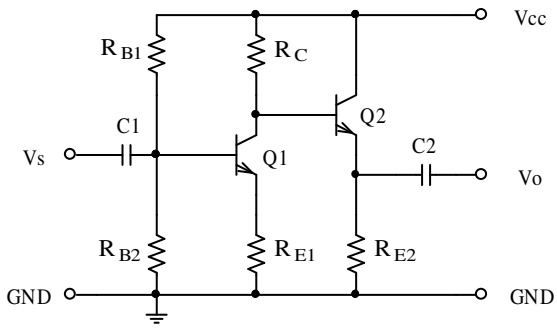
به عبارت دیگر:

$$R_i < \beta \frac{R_o}{|A_v|} = 250 \times \frac{100\Omega}{100} = 250\Omega$$

یا:

$$R_o > \frac{R_i |A_v|}{\beta} = \frac{10k\Omega \times 100}{250} = 4k\Omega$$

با توجه به مطالب فوق به این نتیجه می رسیم که برای پیاده سازی تقویت کننده ای با مشخصات مفروض، نیاز به ترکیب چند طبقه داریم. با اندکی تامل به این نتیجه می رسیم که بهره ولتاژ و مقاومت ورودی مطلوب با یک طبقه امیتر مشترک قابل دسترسی هستند (چرا؟). برای کاهش مقاومت خروجی هم می توان از یک طبقه کلکتور مشترک استفاده کرد. در این صورت می توان از مداری شبیه مدار شکل ۵–۵۸ بهره جست.



شکل ۵–۵۸ مدار پیشنهادی مثال ۵–۲۳

برای انتخاب مقادیر عناصر، تعداد مجهول ها (۵ عدد مقاومت) بیش از تعداد معلوم ها (ولتاژ منبع، بهره ولتاژ، مقاومت ورودی و خروجی) است. بنابراین برای حل مسئله باید از تجارب و سلیقه شخصی یا اطلاعات عمومی دیگر استفاده کنیم. برای مثال میدانیم که اگر شرط خاصی نباشد، برای جریان نقطه کار $I_{C2} = 1mA$ مقدار مناسبی است. در ضمن باز اگر آزادی عمل داشته با شیم بهتر است که $V_{CE2} \approx \frac{V_{CC}}{2}$ انتخاب شود تا تغییرات مجاز خروجی (به هر دلیل) بیشینه باشد. با این دو فرض:

$$R_{E2} = \frac{V_{R_{E2}}}{I_{E2}} \approx \frac{V_{CE2}}{I_{C2}} = \frac{V_{CC}}{2I_{C2}} = \frac{12V}{2mA} = 6k\Omega \quad \Rightarrow \quad R_{E2} = 5.6k\Omega$$

انتخاب می شود. توجه کنید که چون هدف از طراحی، معمولاً ساخت است؛ باید نزدیکترین مقدار استاندار به مقدار محاسبه شده، انتخاب شود.

با توجه به مقدار مطلوب مقاومت خروجی و این که $r_{e2} = \frac{nV_T}{I_{C2}} = 25\Omega$ است:

$$R_o = R_{E2} \| (r_{e2} + R_C / \beta) \Rightarrow 100\Omega > 5.6k\Omega \| (25\Omega + R_C / 250) \Rightarrow R_C < 18.75k\Omega$$

نزدیکترین مقدار استاندار به مقاومت محاسبه شده ۱۸ کیلو اهم است. با توجه به تلرانس مقاومت ها و برای اطمینان بیشتر، مقدار بعدی استاندارد یعنی $R_C = 15k\Omega$ انتخاب می شود. از آنجا:

$$I_{C1} \approx I_{R_C} = \frac{V_{R_C}}{R_C} = \frac{V_{CC} - V_{BE2} - V_{R_{E2}}}{R_C} = \frac{12V - 0.7V - 5.6V}{15k\Omega} \approx 0.4mA$$

برای انتخاب R_{E1} باید دو شرط رعایت شود. از طرفی این مقاومت در پایداری نقطه کار نقش اساسی دارد، بنابراین مثلاً افت ولتاژ دو سر آن یک ولت انتخاب شود. پس از دید DC (بایاسینگ) حتی الامکان باید $R_{E1} = \frac{V_{R_{E1}}}{I_{E1}} \geqslant \frac{1V}{0.4mA} = 2.5k\Omega$ انتخاب شود. بنابراین نزدیکترین مقدار استاندار یعنی $R_{E1} = 2.7k\Omega$ انتخاب می شود. از طرف دیگر بهره مدار وابسته به این مقاومت است، زیرا:

$$A_v = \frac{R_C \| \beta(r_{e2} + R_{E2})}{r_{e1} + R_{E1}}, \quad r_{e1} = \frac{nV_T}{I_{E1}} \approx 63\Omega \quad \Rightarrow \quad R_{E1} \leqslant 87\Omega \quad \Rightarrow \quad R_{E1} = 82\Omega$$

در این جا ظاهراً به یک تناقض بر می خوریم. از طرفی $R_{E1} = 2.7k\Omega$ یا بزرگتر باید باشد، از طرف دیگر $R_{E1} = 82\Omega$ یا کوچکتر! اما اگر توجه کنیم که $R_{E1} = 2.7k\Omega$ برای DC و $R_{E1} = 82\Omega$ برای AC باید انتخاب شود، تناقضی در بین نخواهد بود. بنابراین R_{E1} از دو مقاومت سری تشکیل می شود: $R_{E1b} = 2.7k\Omega$ که توسط یک خازن بای پس (از نظر AC اتصال کوتاه) می شود و $R_{E1a} = 82\Omega$.

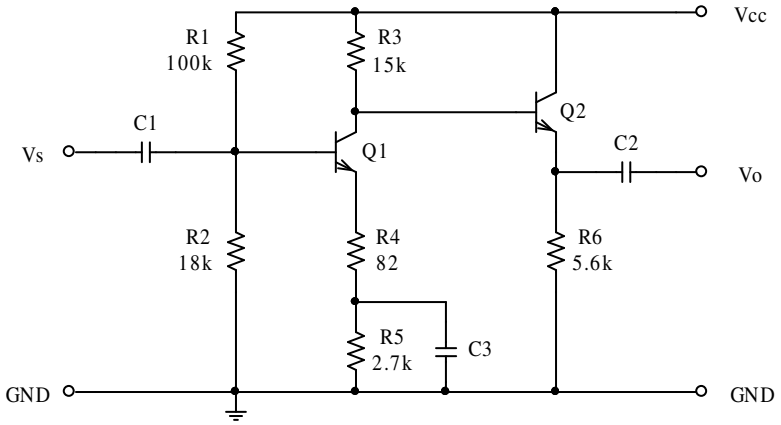
برای انتخاب R_{B1} و R_{B2} نیز دو شرط را بررسی می کنیم. از نظر DC (بایاسینگ):

$$V_B \approx \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} V_{CC}, \quad V_B \approx V_{BE} + I_{C1}(R_{E1a} + R_{E1b}) \quad \Rightarrow \quad R_{B1} \approx 6R_{B2}$$

از نظر AC (سیگنال):

$$R_i = R_{B1} \| R_{B2} \| \beta(r_{e1} + R_{E1a}) \;\Rightarrow\; R_{B1} \| R_{B2} > 13.8k\Omega$$

که پس از حل سیستم دو معادله دو مجهول فوق مقاومت های استاندارد $R_{B1} = 100k\Omega$ و $R_{B2} = 18k\Omega$ انتخاب می شوند. با توجه به مطالب فوق مدار طرح شده به صورت شکل ۵-۵۹ حاصل می شود.

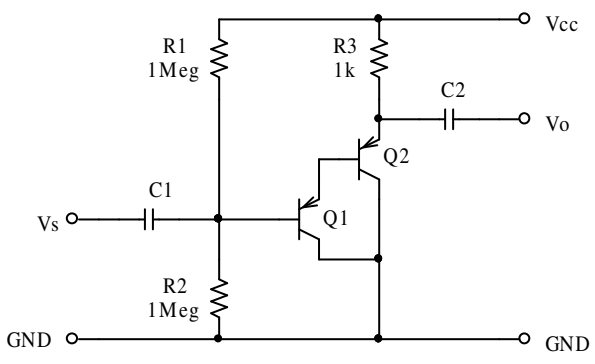


شکل ۵-۵۹ مدار طراحی شده برای خواسته های مثال ۵-۲۳

حال باید مدار را تحلیل کرد تا اگر خواسته های مسئله بر آورده نشده است، آنرا اصلاح کرد. با مقادیر انتخاب شده: $I_{C2} = 0.93mA$، $I_{C1} = 0.4mA$، $R_i = 10.8k\Omega$، $R_o = 86\Omega$ و $A_{v_s} = -100.4$ بوده خواسته های مسئله بر آورده شده است.

مثال ۵-۲۴ مشخصات مدار شکل ۵-۶۰ را با فرض $V_{CC} = 15V$ و $\beta = 250$ بدست آورید.

حل: این مدار در حقیقت یک مدار دو طبقه است. این مدار از دو ترانزیستور که در آرایش کلکتور مشترک به کار رفته اند، تشکیل شده است.



شکل ۵-۶۰ مدار مثال ۵-۲۴

مسئله را طبق معمول در سه مرحله حل می کنیم:

الف- محاسبه نقطه کار: با فرض این که $I_{B1} << I_{R1}$:

$$V_{B1} \approx \frac{R2}{R1+R2} V_{CC} = 7.5V \quad \Rightarrow \quad V_{E2} = V_{B1} + V_{EB1} + V_{EB2} \approx 8.9V$$

$$I_{E2} = \frac{V_{CC} - V_{E2}}{R3} \approx 6.1mA \approx 6mA \quad \Rightarrow \quad I_{C2} \approx I_{E2} \approx 6mA$$

$$I_{C1} \approx I_{E1} = I_{B2} = \frac{I_{C2}}{\beta_2} \approx 24\mu A \quad \Rightarrow \quad I_{B1} = \frac{I_{C1}}{\beta_1} \approx 96nA$$

از طرف دیگر $I_{R1} \approx (V_{CC} - V_{B1})/R1 \approx 7.5\mu A$. بنابراین فرض اولیه درست بوده جوابهای بدست آمده قابل قبولند. در ضمن هر دو ترانزیستور در ناحیه فعال هستند (چرا؟).

ب- محاسبه پارامتر های علایم کوچک ترانزیستور: چون V_A داده نشده است، مقدار آن خیلی بزرگ فرض شده، $r_o \to \infty$ و چون $\beta >> 1$؛ ساده تر است که این مسئله را از روش تقریبی حل کنیم. در نتیجه کافیست r_eها را بدست آوریم:

$$r_{e1} \approx \frac{nV_T}{I_{C1}} \approx \frac{25mV}{24\mu A} \approx 1k\Omega\,, \quad r_{e2} \approx \frac{nV_T}{I_{C2}} \approx \frac{25mV}{6mA} \approx 4.1\Omega \approx 4\Omega$$

ب- محاسبه مشخصات مدار: مستقیماً از روی مدار (بدون جانشینی مدل ترانزیستور و رسم مجدد مدار) می توان مشخصات آنرا بدست آورد.

$$R_i = R1 \| R2 \| \left(\beta_1 (r_{e1} + \beta_2 (r_{e2} + R3))\right) \approx 1M \| 1M \| \left(250(1k + 250(4 + 1k))\right) \approx 500k\Omega$$

$$R_o = R3 \left\| \left(r_{e2} + r_{e1}/\beta_2\right) \approx 1k \right\| \left(4 + 1k/250\right) \approx 8.2\Omega$$

$$A_v = A_{v1} \times A_{v2}$$

$$A_{v1} = \frac{\beta_2 (r_{e2} + R3)}{\beta_2 (r_{e2} + R3) + r_{e1}} \approx \frac{250(4 + 1k)}{250(4 + 1k) + 1k} \approx 0.996$$

$$A_{v2} = \frac{R3}{r_{e2} + R3} \approx \frac{1k}{4 + 1k} \approx 0.996$$

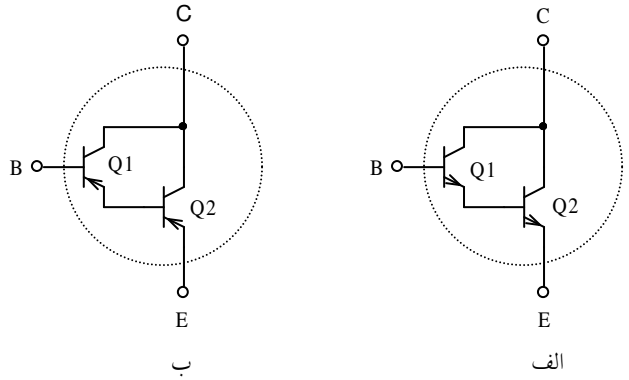
$$A_v = A_{v1} \times A_{v2} \approx 0.996 \times 0.996 \approx 0.992 \approx 1$$

تذکر ۱: در حل مسئله $V_{EB1} + V_{EB2} \approx 1.4V$ در نظر گرفته شده است. در صورتی که باید توجه شود که $V_{EB1} \neq V_{EB2} \neq 0.7V$ است (چرا؟).

تذکر ۲: با توجه به جهت واقعی ولتاژها و جریان ها – به جهت سادگی – قدر مطلق آنها در نظر گرفته شده است.

تذکر ۳: مقادیر محاسبه شده از روش دقیق تحلیلی عبارتند از: $I_{C1} = 23.96\mu A$، $I_{C2} = 6.014mA$، $A_v = 0.991786$، $R_i = 496.095k\Omega$، $R_o = 8.214\Omega$. بنابراین مشاهده می شود که روش تقریبی - حتی با خطاهای محاسباتی - به جوابهای قابل قبولی منتهی می شود.

تذکر ٤: آرایش دو ترانزیستور مانند مدار فوق در عمل زیاد پیش می آید. ترکیب دو ترانزیستور به این صورت را آرایش "دارلینگتن[1]" می نامند. این مجموعه را می توان به عنوان یک ترانزیستور در نظر گرفت. شکل ٥-٦١ ترانزیستور های دارلینگتن *npn* و *pnp* را نمایش می دهد.



شکل ٥-٦١ ترانزیستور دارلینگتن الف- *npn* ب- *pnp*

حال می پردازیم به بررسی مشخصات ترانزیستورهای دارلینگتن.:

[1] Darlington

$$\beta = \frac{i_C}{i_B},\ i_C = i_{C1} + i_{C2},\ i_{C2} = \beta_2 i_{B2} = \beta_2(\beta_1 + 1)i_{B1} \Rightarrow \beta = \beta_2\beta_1 + \beta_2 + \beta_1$$

$$V_{BE} = V_{BE1} + V_{BE2} \Rightarrow V_\gamma = V_{\gamma 1} + V_{\gamma 2} \approx 1.4V$$

$$r_\pi = (\beta_1 + 1)(r_{e1} + r_{\pi 2}),\ r_{e1} = r_{\pi 2} \Rightarrow r_\pi = 2(\beta_1 + 1)r_{e1} = 2r_{\pi 1} \approx 2\beta_1\beta_2 r_{e2}$$

$$r_e = (r_{e1} + r_{\pi 2})/(\beta_2 + 1) = 2r_{\pi 2}/(\beta_2 + 1) = 2r_{e2} \approx 2r_{\pi 1}/\beta_1\beta_2$$

با فرض $\beta_1 = \beta_2 >> 1$: $\beta = \beta_1\beta_2 = \beta_1^2$، $r_\pi = 2\beta r_{e2}$ و $r_e = r_{\pi 1}/2\beta$ خواهد بود. به این ترتیب مسئله فوق به طریق زیر ساده تر حل مشود. با $r_e = 2r_{e2} \approx 8.2\Omega$ و $\beta = \beta_1\beta_2 \approx 62500$:

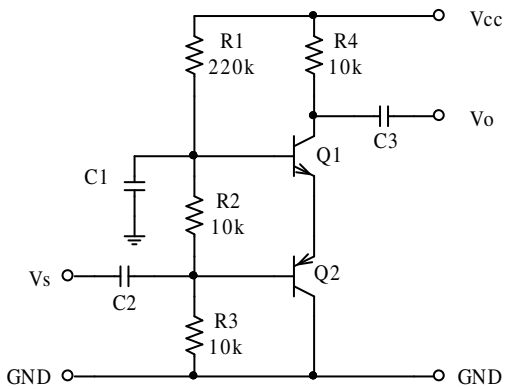
$$R_i = R1 \| R2 \| \beta(r_e + R3) \approx 1M \| 1M \| 62500 \times (8.2 + 1k) \approx 500k\Omega$$

$$R_o = R3 \| r_e \approx 1k \| 8.2 \approx 8.2\Omega$$

$$A_v = \frac{R3}{R3 + r_e} = \frac{1k\Omega}{1k\Omega + 8.2\Omega} \approx 0.992 \approx 1$$

مثال ۵-۲۵ مشخصات مدار شکل ۵-۶۲ را با فرض $I_{C1} = 1mA$ بدست آورید.

حل: این مدار نیز از دو ترانزیستور تشکیل شده است. در این مدار سیگنال ورودی به بیس ترانزیستور $Q2$ اعمال شده و سیگنال خروجی در کلکتور $Q1$ ظاهر میشود. $Q2$ در آرایش کلکتور مشترک و $Q1$ بیس مشترک استفاده شده اند.



شکل ۵-۶۲ مدار مثال ۵-۲۵

مدارهایی که ترکیبی از دو ترانزیستور به فرم مدار شکل ۵-۶۲ را دارند - یعنی ترانزیستور ورودی در کلکتور یا امیتر مشترک و ترانزیستور خروجی بیس مشترک به کار رفته باشند - دارای خواصی است که باعث می شود در عمل زیاد مورد استفاده قرار

گیرد. این مدار معمولاً "کاسکود[1]" نامیده می شود. در مورد خواص و کاربرد این مدار در دروس دیگر نظیر الکترونیک آنالوگ و مدارهای مخابراتی آشنا می شوید. فعلاً می خواهیم بهره ولتاژ در فرکانس های میانی و مقاومت های ورودی و خروجی را محاسبه کنیم.

در این مسئله جریان نقطه کار داده شده است ($I_{C1} = I_{C2} = 1mA$). چون پارامترهای ترانزیستور ذکر نشده اند، $\beta = 100$ ، $nV_T = 25mV$ و $V_A \to \infty$ فرض می شوند. (برای مقایسه مقادیر بدست آمده از روش تقریبی با مقادیر دقیق، مقادیر شبیه سازی شده داخل پرانتز ذکر شده اند).

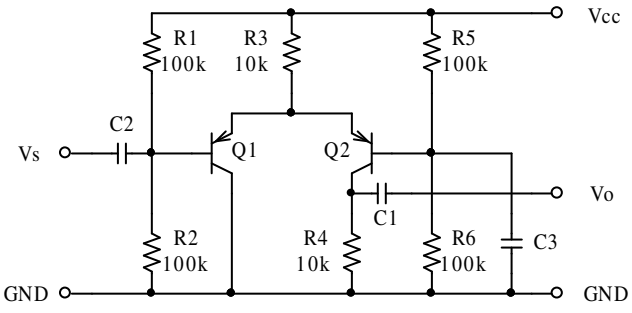
$$r_{e2} = r_{e1} \approx \frac{nV_T}{I_{C1}} \approx \frac{25mV}{1mA} = 25\Omega$$

$$R_o = R4 \| \cdots = R4 = 10k\Omega \qquad (10.000)$$

$$R_i = R3 \| R2 \| \beta_2 (r_{e2} + r_{e1}) = R3 \| R2 \| 2\beta r_{e2} = 10k\Omega \| 10k\Omega \| 5k\Omega = 2.5k\Omega \qquad (2.5005)$$

$$A_v = \frac{R4}{r_{e1} + r_{e2}} = \frac{R4}{2r_{e1}} = \frac{10k\Omega}{50\Omega} = 200 \qquad (199.921)$$

مثال ۵-۲۶ مشخصات مدار شکل ۵-۶۳ را با فرض $V_{CC} = 12V$ ، $\beta = 250$ و $nV_T = 26mV$ بدست آورید.



شکل ۵-۶۳ مدار مثال ۵-۲۶

حل: این مدار نیز از دو ترانزیستور تشکیل شده است. با کمی دقت متوجه می شویم که این مدار همان مدار کاسکود است. زیرا سیگنال به $Q1$ (کلکتور مشترک) اعمال و در $Q2$ (بیس مشترک) ظاهر می شود. این آرایش با طبقه کاسکود یک تفاوت اساسی دار و آن در

[1] Cascode

تقارن مدار نسبت به ورودی است (می توان v_s را بجای این که به اعمال کرد به $C3$ اعمال نمود). حتی می توان بین کلکتور $Q1$ و زمین یک مقاومت به اندازه $R4$ قرار داده در مدار تقارن کامل ایجاد کرد. می توان اثبات کرد که اگر دو سیگنال به بیس های $Q1$ و $Q2$ اعمال کنیم، تفاضل آنها تقویت شده و در خروجی ظاهر می شود. به همین دلیل هم این مدار یک "طبقه تفاضلی[1]" نامیده می شود. با خواص و کار برد این طبقه در درس اصول الکترونیک آشنا می شوید.

برای حل مسئله سه مرحله انجام می شود:

الف- محاسبه نقطه کار: برای این مدار نیز ساده تر است که بجای جانشین کردن مدل DC ترانزیستورها و حل دقیق به کمک KVL و KCL (توصیه اکید می شود که برای تمرین این کار را به کنید) از روش تقریبی (آزمون و خطا) استفاده شود (مقادیر دقیق داخل پرانتز نوشته شده اند).

$$V_B = V_{B1} = V_{B2} \approx \frac{V_{CC}}{2} = 6V \quad \Rightarrow \quad V_E = V_{E2} = V_{E1} = V_B + V_{EB} \approx 6.7V$$

$$I_E = I_{E1} = I_{E2} = \frac{I_{R3}}{2} = \frac{V_{CC} - V_E}{2R3} = \frac{12V\text{-}6.7V}{20k\Omega} \approx 0.26mA$$

$$I_C = I_{C1} = I_{C2} \approx I_{E1} \approx 0.26mA \qquad (0.26133)$$

ب- محاسبه پارامترهای ترانزیستورها:

$$r_e = r_{e1} = r_{e2} \approx \frac{nV_T}{I_C} \approx \frac{26mV}{0.26mA} = 100\Omega$$

پ- محاسبه مشخصات مدار:

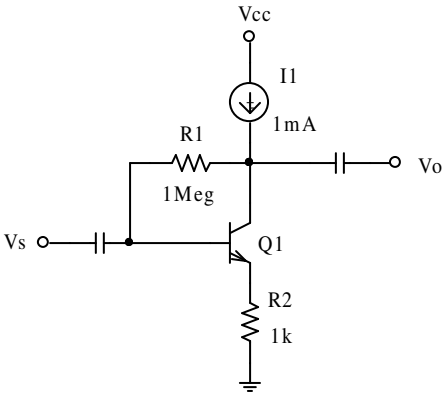
$$R_o = R4\|\cdots = R4 = 10k\Omega \qquad (10.000)$$

$$R_i = R1\|R2\|\beta_1(r_{e1} + R3\|r_{e2}) \approx R1\|R2\|2\beta r_e \approx 25k\Omega \qquad (24.810)$$

[1] Differential Stage

$$A_v \approx \frac{R4}{r_{e1}+r_{e2}} = \frac{R4}{2r_e} = \frac{10k\Omega}{200\Omega} = 50 \quad (r_e << R3) \qquad (50.271)$$

مثال ۵-۲۷ مشخصات مدار شکل ٥-٦٤ را با فرض $V_{CC} = 24V$، $\beta_F = 100$، $V_A = 50V$ و $nV_T = 25mV$ بدست آورید.



شکل ٥-٦٤ مدار مثال ٥-٢٧

حل: برای حل مسئله سه مرحله انجام می شود:

الف- محاسبه نقطه کار: در این مدار مقدار $I1$ داده شده است. در این مدار نیز ساده تر است که بجای جانشین کردن مدل DC ترانزیستورها و حل دقیق به کمک KVL و KCL (توصیه اکید می شود که برای تمرین این کار را به کنید) از روش تقریبی (آزمون و خطا) استفاده شود (مقادیر دقیق داخل پرانتز نوشته شده اند). در این مثال باید توجه شود که $\beta_F = 100$ داده شده است بنابراین باید اول β_{DC} حساب شود.

$$\beta_{DC_0} = \beta_F \,, \quad \beta_{DC_0} >> 1 \;\Rightarrow\; I_C \approx I1 = 1mA$$

$$I_{B_0} = \frac{I_C}{\beta_{DC_0}} \approx \frac{1mA}{100} = 10\mu A \;\Rightarrow\; V_{CB_0} = R1\, I_{B_0} \approx 10V$$

$$\beta_{DC_1} = \beta_F (1 + \frac{V_{CB_0}}{V_A}) = 100\,(1 + \frac{10V}{50V}) = 120$$

$$I_{B_1} = \frac{I_C}{\beta_{DC_1}} \approx \frac{1mA}{120} = 8.4\mu A \;\Rightarrow\; V_{CB_1} = R1\, I_{B_1} \approx 8.4V$$

$$\beta_{DC2} = \beta_F (1 + \frac{V_{CB_1}}{V_A}) = 100\,(1 + \frac{8.4V}{50V}) = 116.7 \approx 117$$

$$I_{B_2} = \frac{I_C}{\beta_{DC_2}} \approx \frac{1mA}{117} = 8.55\mu A \quad \Rightarrow \quad V_{CB_1} = R1\, I_{B_1} \approx 8.55V$$

چون اختلاف بین دو مقدار متوالی کمتر از ۳٪ است، پس خطای محاسباتی کمتر از ۱,۵٪ بوده نیاز به ادامه سعی و خطا نمی باشد. بنابراین:

$$.V_{CB} = 8.55V \;\; ،I_B = 8.55\mu A \;\; ،I_C = 1mA \;\; ،\beta_{AC} = \beta_{DC} = 117$$

ب- محاسبه پارامترهای ترانزیستورها: در این مسئله V_A مقدار نسبتاً کوچکی است، در نتیجه r_o نیز کوچک بوده از اثر آن نمی توان در مقابل $R1$ صرفنظر کرد. بنابراین روش تقریبی در این مثال به جوابهایی با خطاهای بزرگ منتهی می شود. در ضمن به علت سادگی مدار می توان از روش های سیستماتیک مداری استفاده کرد. پس باید پارامتر های مدل AC ترانزیستور را بدست آورد.

$$\beta = 117 \qquad (117)$$

$$r_\pi = \frac{nV_T}{I_B} = \frac{25mV}{8.55\mu A} \approx 2.92k\Omega \approx 3k\Omega \qquad (2.95)$$

$$r_o = \frac{V_A + V_{CB}}{I_C} \approx \frac{50V + 8.55V}{1mA} \approx 58.55k\Omega \approx 59k\Omega \qquad (59.0)$$

$$g_m = \frac{I_C}{nV_T} \approx \frac{1mA}{24mV} = 40mA/V \qquad (39.6)$$

پ- محاسبه مشخصات مدار: مدار معادل AC برای بدست آوردن R_i و A_v در شکل ۵-۶۵ نمایش داده شده است. بین دو گره b و e داریم:

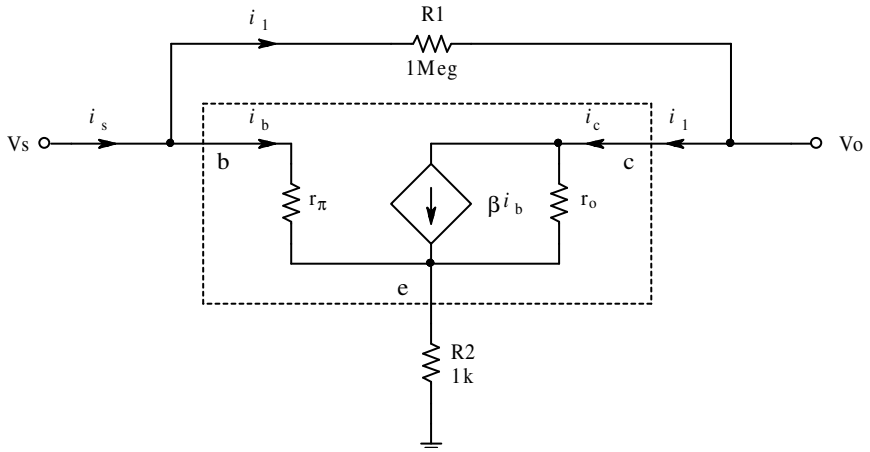
$$v_{be} = i_b\, r_\pi = i_1 R1 + (i_1 - \beta\, i_b) r_o$$

$$i_1 = \frac{r_\pi + \beta\, r_o}{R1 + r_o} i_b = B\, i_b \quad \Rightarrow \quad B = \frac{r_\pi + \beta\, r_o}{R1 + r_o} = \frac{3 + 117 \times 59}{1Meg + 59} = 6.52$$

$$v_s = i_b\, r_\pi + (i_b + i_1) R2 = (r_\pi + (1 + B)\, R2) i_b$$

$$i_s = i_b + i_1 = (1+B)\,i_b$$

$$R_i = \frac{v_s}{i_s} = \frac{r_\pi + (1+B)\,R2}{1+B} \approx \frac{3k\Omega + (1+6.52)\times 1k\Omega}{1+6.52} \approx 1.4k\Omega \qquad (1.3934)$$



شکل ۵-۶۵ مدار معادل مدار شکل ۵-۶۴ برای بدست آوردن مقاومت ورودی و بهره ولتاژ

$$v_o = \left(i_1 - \beta\, i_b\right) r_o + \left(i_1 + i_b\right) R2 = \left((B-\beta)\,r_o + (B+1)R2\right) i_b$$

$$v_s = i_s R_i = \left(r_\pi + (1+B)\,R2\right) i_b$$

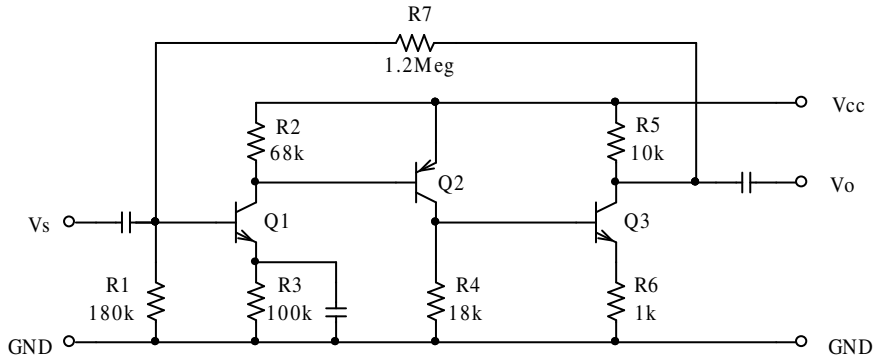
$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = \frac{(B-\beta)\,r_o + (B+1)R2}{r_\pi + (1+B)\,R2}$$

$$A_v = \frac{(6.52-117)\times 59k\Omega + (6.52+1)\times 1k\Omega}{3k\Omega + (1+6.52)\times 1k\Omega} \approx -620 \qquad (621.149)$$

برای محاسبه مقاومت خروجی - طبق روال - منبع سیگنال ورودی را صفر کرده، به خروجی منبع سیگنالی اعمال کرده، نسبت ولتاژ به جریان را بدست می آوریم. در این صورت:

$$R_o = R1 \left\| \left((1 + g_m (r_\pi \| R1))\, r_o + (r_\pi \| R1) \right) \right. \approx 647k\Omega \approx 650k\Omega \qquad (643.157)$$

مثال ۵-۲۸ مشخصات مدار شکل ۵-٦٦ را با فرض $V_{CC} = 24V$، $\beta = 250$، $V_A \to \infty$ و $nV_T = 25mV$ بدست آورید.



شکل ۵-٦٦ مدار مثال ۵-۲۸

حل: این مدار یک تقویت کننده سه طبقه است. هر سه ترانزیستور در آرایش امیتر مشترک استفاده شده اند. بنابراین انتظار داریم بهره مدار و مقاومت خروجی بزرگ و مقاومت ورودی کوچک با شد (چرا؟). طبق معمول حل مسئله در سه مرحله انجام میشود:

الف- محاسبه نقطه کار: در این مدار $V_A \to \infty$ بنابراین در ناحیه فعال ترانزیستورها مقدار β همواره مقدار ثابت داده شده است. به علت این که این مدار نسبتاً مفصل است، حل آن به طریق سیستماتیک بسیار وقت گیر بوده احتمال اشتباه در محاسبه زیاد است. بنابراین از روش آزمون و خطا استفاده می کنیم. این مدار در حقیقت همان مدار مثال ۵-۱۳ (شکل ۵-٤۰) است. بنابراین از تکرار آن خودداری کرده از جواب های بدست آمده استفاده می کنیم:

$$I_{C1} = 10.7\mu A \qquad I_{C2} = 100\mu A \qquad I_{C1} = 1.03mA$$

ب- محاسبه پارامترهای ترانزیستورها: در این مسئله $V_A \to \infty$ بنابراین می توان از روش تقریبی استفاده کرد:

$$r_e = \frac{nV_T}{I_C} \quad \Rightarrow \quad r_{e1} = 2.3k\Omega\,, \quad r_{e2} = 250\Omega\,, \quad r_{e3} = 24.3\Omega$$

پ- محاسبه مشخصات مدار: در این مدار مقاومت $R7$ شناور است (بین ورودی و خروجی قرار گرفته است. بنابراین محاسبه مقاومت ورودی از قضیه میلر استفاده می کنیم. چون بهره خیلی بزرگ است (چرا؟) $R''7 \approx R7$. در محاسبه بهره ولتاژ $R'7$ نقشی ندارد (چرا؟). برای محاسبه مقاومت خروجی، منبع ولتاژ ورودی صفر می شود، بنابراین از دید خروجی $R7$ دیگر شناور نیست، بلکه زمین شده است. در نتیجه:

$$R_O = R5 \| R7 \approx R7 = 10k\Omega \qquad (9.915)$$

$$A_v = A_{v1} \times A_{v2} \times A_{v3}$$

$$A_{v1} \approx -\frac{R2 \| \beta r_{e2}}{r_{e1}} = -\frac{68k\,\Omega \| 250 \times 250\,\Omega}{2.3k\,\Omega} \approx -14 \qquad (13.920)$$

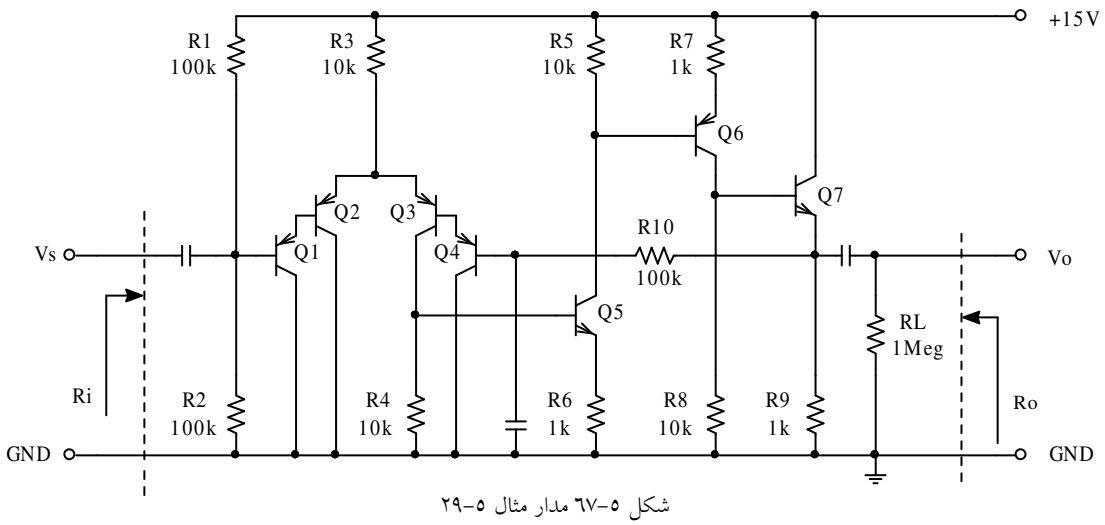
$$A_{v2} \approx -\frac{R4 \| \beta (r_{e3} + R6)}{r_{e2}} = -\frac{18k\,\Omega \| 250(24.3\,\Omega + 1k\,\Omega)}{250\,\Omega} \approx -67.3 \qquad (67.388)$$

$$A_{v3} \approx -\frac{R5 \| R7}{r_{e3} + R6} \approx -\frac{10k\Omega}{24.5\Omega + 1\Omega k} \approx -9.7 \qquad (9.644)$$

$$A_v = -14 \times 67.3 \times 9.7 \approx -9140 \approx 9000 \qquad (9046.1)$$

$$R_i = R1 \| R'7 \| \beta r_{e1} \approx 180k\Omega \left\| \frac{1.2M\Omega}{9000} \right\| 250 \times 2.3k\Omega \approx 133\Omega \qquad (132.511)$$

مثال ۵-۲۹ مشخصات مدار شکل ۵-۶۷ را با فرض $\beta = 250$ بدست آورید.



شکل ۵-۶۷ مدار مثال ۵-۲۹

حل: این مدار همان مدار شکل ۱-۱ است. چون مدار نسبتاً مفصل است از روش سعی و خطا استفاده می کنیم.

الف- محاسبه نقطه کار: برای سادگی با در نظر گرفتن جهت جریان ها و ولتاژ ها، قدر مطلق آنها را در نظر می گیریم. با فرض $I_{B1} << I_{R1}$ (که فرض درستی است (چرا؟)): $V_{B1} \approx 7.5V$. در صورتی که ترانزیستورها در ناحیه فعال باشند، برای آنها V_{BE} ها برابر بوده: $V_{B4} \approx V_{B1} \approx 7.5V$. از طرف دیگر $I_{R3} = \dfrac{V_{CC}-V_{EB2}-V_{EB1}-V_{B1}}{R3} \approx 0.6mA$ و $I_{R3} = I_{E2} + I_{E3}$. بنابراین $I_{C3} < 0.6mA$ و در نتیجه: $I_{B4} < \dfrac{0.6mA}{\beta_3 \times \beta_4} < 10nA$ یعنی $V_{R10} = R10\, I_{B4} < 1mV$. از آنجا: $V_{E7} \approx 7.5V$

$$V_{B7} = V_{E7} + V_{BE7} \approx 8.2V, \quad I_{C7} \approx I_{E7} \approx I_{R9} \approx 7.5mA \;\Rightarrow\; I_{B7} \approx 30\mu A$$

$$I_{C6} = \frac{V_{B7}}{R8} + I_{B7} \approx 850\mu A \;\Rightarrow\; V_{R7} \approx I_{C6} R7 \approx 0.85V$$

$$V_{R5} = V_{R7} + V_{EB6} \approx 1.6V \;\Rightarrow\; I_{C5} = I_{R5} + I_{B6} \approx 160\mu A$$

$$V_{R4} \approx I_{C5} R6 + V_{BE5} \approx 0.86V \;\Rightarrow\; I_{C3} = I_{R4} + I_{B5} \approx 86\mu A$$

$$I_{C2} \approx I_{R3} - I_{C3} \approx 514\mu A \;\Rightarrow\; I_{B1} = \frac{I_{C2}}{\beta_1\beta_2} \approx 8.2nA << I_{R1} \approx 75\mu A$$

بنابراین فرض اولیه درست بود. جواب های بدست آمده در سعی اول:

$$I_{C2} \approx 514\mu A,\ I_{C3} \approx 86\mu A,\ I_{C5} \approx 160\mu A,\ I_{C6} \approx 850\mu A,\ I_{C7} \approx 7.5mA$$

برای بدست آوردن خطای دور اول اختلاف بین V_{B1} و V_{B4} را بدست می آوریم. داریم:

$$\Delta V = V_{BE4} - V_{BE1} \approx 2nV_T \ln\frac{I_{C2}}{I_{C1}} \approx 120mV \log\frac{I_{C2}}{I_{C1}} \approx 93mV$$

(چرا؟). بنابراین $V_{E7} \approx V_{B4} = V_{B1} + \Delta V \approx 7.5V + 93mV = 7.593V$. چون خطای سعی اول حدود ۱٪ است، از ادامه محاسبات صرفنظر کرده همان مقادیر سعی اول را قابل قبول می دانیم.

ب- محاسبه پارامترهای ترانزیستورها: در این مسئله V_A داده نشده است بنابراین از اثر آن صرفنظر کرده، از روش تقریبی استفاده می کنیم. با کمی دقت مشاهده می شود که $Q1$ و $Q2$ به صورت دارلینگتن و $Q3$ و $Q4$ تقریباً به صورت دارلینگتن بسته شده اند (مثال ۵-۲۴ شکل های ۵-۶۰ و ۵-۶۱). بنابراین:

$$r_e = \frac{nV_T}{I_C} \;\Rightarrow\; r_{e2} = 48.5\Omega,\ r_{e3} = 290\Omega,\ r_{e5} = 156\Omega,\ r_{e6} = 29.4\Omega,\ r_{e7} = 3.3\Omega$$

پ- محاسبه مشخصات مدار: این مدار یک تقویت کننده چند طبقه است. طبق ورودی از یک طبقه تفاضلی (مثال ۵-۲۶) شامل ترانزیستور های $Q1$ تا $Q4$ تشکیل شده است (این طبقه در حقیقت ترکیبی از مدار های شکل های ۵-۶۰ و ۵-۶۳ است). طبقه های میانی آن از دو مدار امیتر مشترک ($Q5$ و $Q6$) و بالا خره طبقه خروجی از یک مدار کلکتور مشترک ($Q7$) تشکیل شده است.

$$R_i \approx R1 \| R2 \| 2\beta^2(r_{e2} + r_{e3}) \approx 50k\Omega \qquad (49.935)$$

$$R_o \approx RL \left\| R9 \right\| R10 \left\| (r_{e7} + R8/\beta) \approx 41.5\Omega \right. \tag{41.334}$$

$$A_v = A_{v_{1\cdots4}} \times A_{v_5} \times A_{v_6} \times A_{v_7}$$

$$A_{v_{1\cdots4}} \approx \frac{R4 \left\| \beta(r_{e5} + R6) \right.}{2r_{e3} + 2r_{e2}} = \frac{10k\Omega \| 250 \times (156\Omega + 1k\Omega)}{580\Omega + 97\Omega} \approx 14.3 \tag{14.971}$$

$$A_{v_5} \approx \frac{R5 \left\| \beta(r_{e6} + R7) \right.}{r_{e5} + R6} = \frac{10k\Omega \| 250(29.4\Omega + 1k\Omega)}{156\Omega + 1k\Omega} \approx 8.3 \tag{8.3608}$$

$$A_{v_6} \approx \frac{R8 \left\| \beta(r_{e7} + (R9 \| R10 \| RL)) \right.}{r_{e6} + R7} \approx \frac{10k\Omega \| 250(3.3\Omega + 1k\Omega)}{29.4\Omega + 1k\Omega} \approx 9.3 \tag{9.3101}$$

$$A_{v_7} \approx \frac{R9 \| \cdots}{r_{e6} + (R9 \| \cdots)} \approx \frac{1k\Omega}{3.3\Omega + 1k\Omega} \approx 0.997 \approx 1 \tag{0.9967}$$

$$A_v = 14.3 \times 8.3 \times 9.3 \times 1 \approx 1100 \tag{1161.5}$$

خلاصه:

مطالبی که از ترانزیستور باید به خاطر داشته باشیم:

۱- مشخصه انتقالی در ناحیه فعال طبق رابطه: $i_C = I_s e^{v_{BE}/nV_T}(1+\frac{V_{CB}}{V_A})$ تعریف می شود. در صورتی که شرط خاصی نباشد، $n=1$، $V_T = 25mV$ و $V_A \to \infty$ فرض میشود.

۲- مشخصه ورودی ترانزیستور مشخصه دیود بیس – امیتر آن است.

۳- مشخصه انتقالی ترانزیستور تقریباً همان مشخصه ورودی است که در یک مقدار ثابت ضرب شده باشد.

٤- در صورت ثابت بودن دما، با افزایش هر ٦٠ میلی ولت ولتاژ بیس – امیتر، جریان کلکتور ۱۰ برابر میشود.

۵- در صورت ثابت بودن ولتاژ بیس – امیتر، با افزایش هر ده در جه سانتیگراد، جریان کلکتور دو برابر میشود.

٦- در صورت ثابت بودن جریان گذرنده از بیس، با افزایش هر درجه سانتیگراد، ولتاژ بیس – امیتر، دو میلی ولت کم میشود.

۷- اگر شرط خاصی برقرار نباشد، افت ولتاژ بیس – امیتر ترانزیستور بایاس شده، ۰/۷ ولت فرض میشود.

۸- مدل DC یک ترانزیستور در ناحیه فعال، به کمک یک منبع ولتاژ مستقل با مقدار تقریباً ثابت V_{BE} در ورودی، و یک منبع جریان وابسته به جریان ورودی با مقدار β در خروجی، توصیف می شود. در صورتی که $V_A \to \infty$ باشد، $\beta = \beta_F$ مقداری ثابت

فـرض مـی شـود. در حالـت کلـی $\beta = \beta_F (1 + \frac{V_{CB}}{V_A})$ خواهـد بـود. اگـر مشخـصات ترانزیستور قید نشده باشند، به عنوان پـیش فـرض مقـادیر $V_{BE} = 0.7V$، $\beta_F = 100$ و $V_A \to \infty$ در نظر گرفته می شوند.

۹- مدل DC یک ترانزیستور در ناحیه اشباع، به کمک یک منبع ولتاژ مستقل با مقدار تقریبـاً ثابت $V_{BE_{sat}}$ در ورودی، و یک منبع ولتـاژ مـستقل بـا مقـدار تقریبـاً ثابـت $V_{CE_{sat}}$ در خروجی، توصیف می شود. اگر این مشخصات قید نشده باشند، بـه عنـوان پـیش فـرض مقادیر $V_{BE_{sat}} = 0.8V$ و $V_{CE_{sat}} = 0.2V$ در نظر گرفته می شوند.

۱۰- مدل های DC و AC یک ترانزیستور در ناحیه قطع، مدار اتصال باز بین هر سه پایـه در نظر گرفته می شود.

۱۱- مدل AC (علایم کوچک) یک ترانزیستور در ناحیه فعال در نقطه کـار $(V_{CE}\ ,\ I_C)$، بـه کمک یک مقاومت با مقدار $r_\pi = \beta \frac{nV_T}{I_C}$ در ورودی (بـین بـیس و امیتـر)، و یـک منبـع جریان وابسته به جریان ورودی با مقدار βi_b یا وابسته به ولتاژ ورودی با مقدار $g_m v_{be}$ ($g_m = \frac{I_C}{nV_T}$) موازی بـا یـک مقاومـت بـا مقـدار $r_o = \frac{V_A + V_{CB}}{I_C}$ در خروجـی (بـین کلکتور و امیتر)، توصیف می شود.

۱۲- مدل AC یک ترانزیستور در ناحیه اشباع، مدار اتصال کوتاه بین هر سه پایه در نظر گرفته می شود.