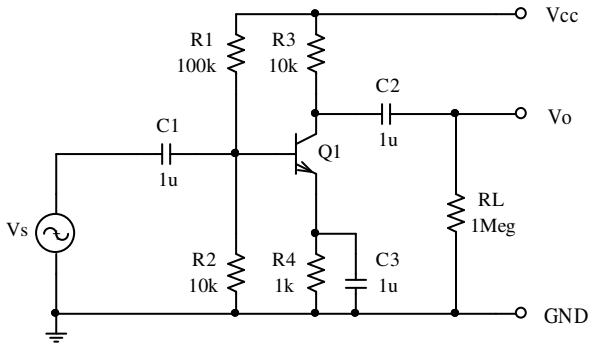
فصل دوم

تقویت کننده تفاضلی

۲-۱ مقدمه

مـدار شـکل ۲-۱ را در نظـر بگیریـد. بـا فـرض $I_C = 1mA$ و $\beta = 100$ مشخـصات ترانزیـستور:

$g_m = 40mA/V$، $r_e = 25\Omega$، $r_\pi = 2.5k\Omega$ و $r_o = \infty$ بدست می‌آید.



شکل ۱-۲ مدار امیتر مشترک

از آنجا مشخصات مدار:

$$R_o = R3 = 10k\Omega$$

$$R_i = R1 \parallel 2 \parallel r_\pi = 100\,k\Omega \parallel 10\,k\Omega \parallel 2.5\,k\Omega \approx 2\,k\Omega$$

$$A_{v_s} = -g_m(R_C \parallel R_L) \approx -g_m \cdot R_C = -40\,mA/V \times 10\,k\Omega = -400$$

حاصل می‌شود. این تقویت کننده، یک تقویت کننده AC است که برای آن:

$$\tau_1 = R_i \cdot C_1 \approx 2k\Omega \times 1\mu F = 2\,ms \qquad (f_1 \approx 80\,Hz)$$

$$\tau_2 = (R_o + R_L) \cdot C_2 \approx 1M\,\Omega \times 1\mu F = 1s \qquad (f_2 \approx 0.16\,Hz)$$

$$\tau_3 = (r_e \parallel R4) \cdot C_3 \approx 25\,\Omega \times 1\mu F = 25\,\mu s \qquad (f_3 \approx 6\,kHz)$$

یعنی $f_l = 6kHz$ می‌باشد. یعنی این تقویت کننده فقط برای سیگنال‌های با مؤلفه‌های بالای $6kHz$ قابل استفاده است.

فرض کنیم با این تقویت کننده می‌خواهیم یک دماسنج برای اندازه‌گیری دمای محیط بسازیم. در صورتی که حساسیت سنسور[1] $S = 0.1\ mV/°C$ باشد و بخواهیم دمای $T_a = -50 \cdots +50°C$ را بکمک یک ولتمتر با محدوده[2] $V_m = -2 \cdots +2V$ اندازه‌گیری نماییم، نیاز به یک تقویت کننده با بهره ولتاژ: $|A_v| = \dfrac{2\,V/50°C}{0.1mV/°C} = 400$ داریم. بنابراین به نظر می‌رسد که مدار شکل ۲-۱ بهره مطلوب را داشته باشد. ولی اگر پاسخ فرکانسی تقویت کننده را با طیف سیگنال (شکل ۲-۲) مقایسه کنیم، می‌بینیم که همپوشانی این دو عملاً صفر است. یعنی قسمت عمده‌ی انرژی سیگنال در فرکانس‌های حدود صفر هرتز قرار دارد. در صورتی که تقویت کننده مزبور سیگنال‌های بالای $6kHz$ را تقریباً بطور کامل تقویت می کند. (بهره این تقویت کننده در محدوده فرکانسی سیگنال کمتر از 10^{-12} است (چرا؟)).

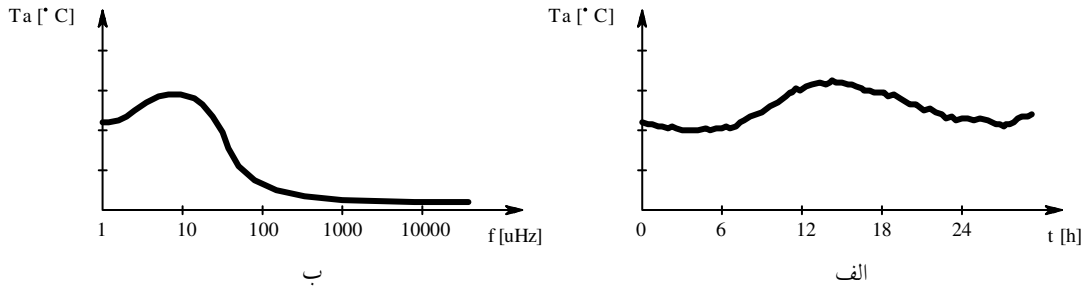
بنابراین از این تقویت کننده به هیچ وجه نمی‌توان برای منظور فوق استفاده کرد. (حتی اگر ظرفیت خازنها را هم میلیونها برابر بیشتر انتخاب کنیم).

---

[1] حسگر، Sensor

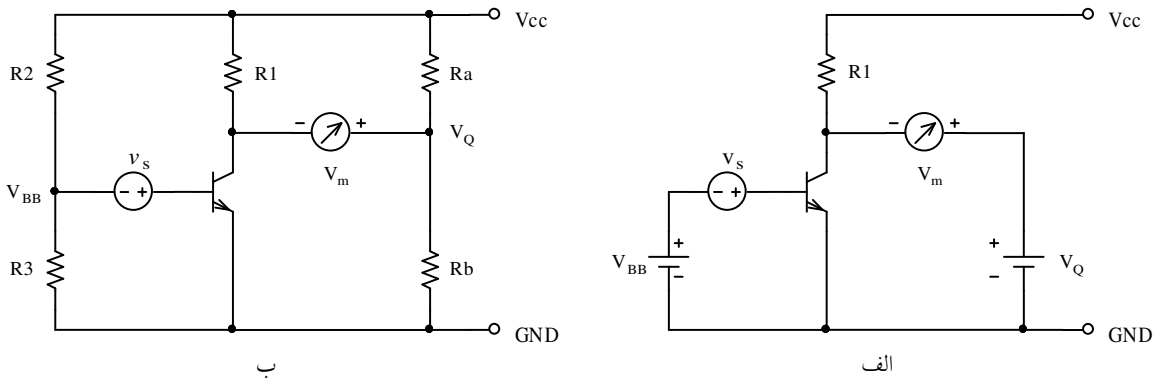
[2] محدوده، Range

همانطور که از طیف فرکانسی سیگنال بر می‌آید، برای این منظور باید از یک تقویت کننده DC استفاده نماییم. یعنی از خازن‌های کوپلاژ و بای‌پس نمی‌توان استفاده کرد.



شکل ۲-۲ الف- تغییرات دمای محیط در شبانه روز و ب- طیف فرکانسی آن

شکل ۲-۳ پیشنهادی برای این منظور ارایه می‌کند. بکمک V_{BB} ترانزیستور در نقطه کار مطلوب (یعنی: $V_Q = V_{CE} = V_{CC}/2$ و $I_Q = I_C$) بایاس می‌شود.



شکل ۲-۳ الف- یک تقویت کننده *DC* و ب- نحوه پیاده سازی آن

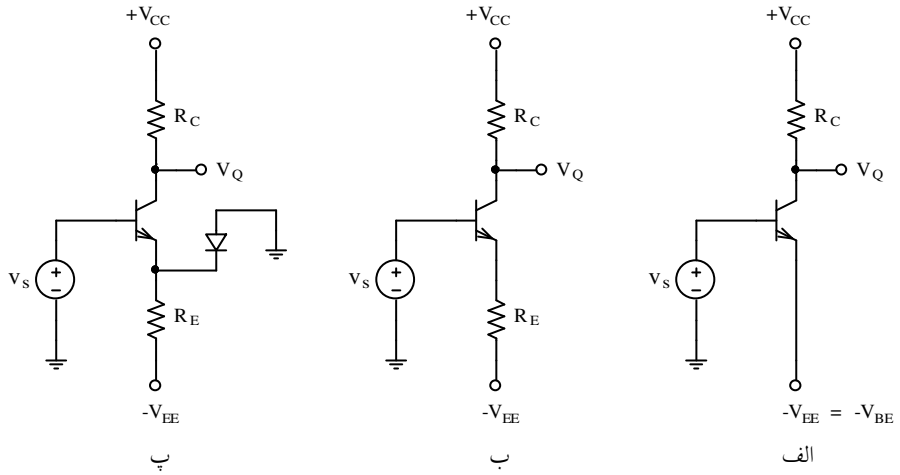
هنگامی که $v_s = 0$ است ولتمتر نیز باید صفر ولت را نمایش دهد. بنابراین بکمک منبع ولتاژ V_Q اثر ولتاژ نقطه کار بر روی ولتمتر حذف می شود. با فرض این که مقاومت داخلی ولتمتر خیلی زیاد باشد ($R_m \to \infty$) داریم: $v_m = -g_m \cdot R_c \cdot v_s = A_{v_s} \cdot v_s$.

این امر صحیح است که این پیشنهاد خواسته های مساله را (به ظاهر) بر آورده می سازد، ولـی در عمل دارای عیوب زیادی است و قابل استفاده نمی باشد، زیرا:

- منبع ورودی شناور است (هیچ کدام از سرهای منبع سیگنال زمین نیستند). این عیب در بعضی از موارد قابل اغماض است، یا اصلاً ممکن است به حساب نیاید.
- ولتمتر (مقاومت بار) شناور است (هیچ کدام از سرهای ولتمتر زمین نیستند). اگـر فقـط یک ولتمتر را بخواهیم در نظر بگیریم این عیب نیز مهم نیـست. ولـی در عمـل بجـای ولتمتر، یک طبقه دیگر تقویت کننده، یا یک قسمت دیگر مدار ممکن است قرار گیـرد. در چنین مواردی این مدار قابل استفاده نخواهد بود (چرا؟).
- در عمل V_{BB} و V_Q را بکمک تقسیم ولتاژ از V_{CC} بدست می آورند (شکل ٤-٢ ب). در این صورت اگر مقاومتهای مقسمهای ولتاژها کوچک باشند، تلفات زیاد می شـود، و اگر بزرگ باشند، خطا زیاد میشود. به علت این که مقاومت داخلی ولتمترهمـو لاً زیـاد است، مقاومتهـای R_a و R_b تـأثیر قابـل ملاحظـه ای روی مـدار نمـی گذارنـد ولـی مقاومتهای بایاسینگ ($R_B = R2 \parallel R3$) باعـث کـاهش شـدید بهـره ولتـاژ مـی شـوند ($|A_v| \approx R1/(r_e + R_B/\beta)$)که طبیعتاً این امر نا مطلوب است.
- با تغییر V_{CC} نقطه کار و در نتیجه V_m تغییر می کند کهاین تغییر شدیداً باعـث ایجـاد خطا می شود ($\frac{\Delta V_m}{\Delta V_{CC}} = \beta \cdot \frac{R1}{R_B + r_\pi} \cdot \frac{R3}{R2+R3} - \frac{1}{2}$ (چـرا؟)). گذشـته از آن، تغییـر نقطه کار باعث تغییر بهره ولتاژ می شود، که آن هم - هر چند کمتـر - ایجـاد خطـا در ولتاژ خروجی می کند.

- **ناپایداری حرارتی:** عیوب فوق الذکرعموماً تا حدودی قابل جبران یا گاهی حتی قابل اغماض هستند، ولی عیب اصلی مدار فوق، وابستگی زیاد آن به دمای ترانزیستور است! همانطور که می دانیم با تغییر دما I_S، β و V_{BE} تغییر می کنند و این تغییرات همگی همسو هستندیعنی مثلاً با افزایش دما، هر کدام از سه عامل فوق، باعث افزایش I_C می گردد. اگر برای سادگی فقط تأثیر دما به روی V_{BE} را در نظر بگیریم داریم: $\frac{\Delta V_{BE}}{\Delta T} \approx -2mV/°C$ یعنی اگر دمای محیط فقط $10°C$ تغییر کند، $\Delta V_{BE} \approx 20mV$ می شود. که این معادل تغییرات $200°C$ دمای مورد اندازه گیری در مثال فوق می باشد (چرا؟).
- و بالاخره ایمنی این مدار در مقابل نویز کم است، یعنی سیگنال و نویز در ورودی از همدیگر قابل تفکیک نبوده، به یک اندازه تقویت می شوند: $S/N = 1 \equiv 0dB$.

اگر فعلاً مسأله شناور بودن بار مهم نباشد، می خواهیم راه حلی برای سایر اشکالات مدار پیدا کنیم. شکل ۲-٤ تقویت کننده با منبع سیگنال غیر شناور را نمایش می دهد.



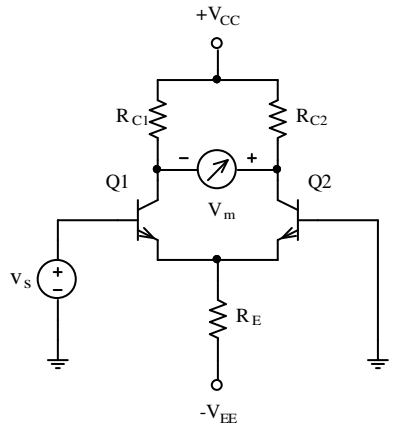
پ ب الف

$|A_v| = R_C / (r_e + (R_E \parallel r_d))$ $|A_v| = R_C / (R_E + r_e)$ $|A_v| = R_C / r_e$

شکل ۲-٤ تقویت کننده با منبع سیگنال غیر شناور

در مدار شکل ۲-٤ الف یک ولتاژ منفی به اندازه ولتاژ بایاس ورودی تقویت کننده به امیتر اعمال می شود. در این صورت به ازای: $V_B = 0$، $V_O = V_Q$ و $I_C = I_Q$ خواهد بود. برای ایجاد این ولتاژ نیاز به یک منبع منفی($-V_{EE}$) و یک مقاومت (R_E) داریم (شکل ۲-٤ ب). وجود این مقاومت باعث کم شدن بهره ولتاژ می شود. حال اگر مانند شکل ۲-٤ پ یک دیود در جهت مستقیم - بین امیتر و زمین قرار دهیم - با فرض این که مشخصه این دیود و مشخصه دیود امیتر ترانزیستور یکسان باشد، در حالی که ترانزیستور درست بایاس می شود، بهره ولتاژ نیز به اندازه قابل توجهی بیش از بهره مدار شکل ۲-٤ ب خواهد بود (چرا؟).

از آنجایی که عملاً مشخصه یک دیود و یک ترانزیستور با هم یکسان نیستند، اگر بجای یک دیود معمولی، از دیود $B-E$ یک ترانزیستور مشابه با ترانزیستور اصلی استفاده کنیم، می توان امیدوار بود که مشخصه های دو ترانزیستور، بسیار بهم نزدیک باشند. برای این که این تشابه کامل شود، از یک مدار متقارن نظیر شکل ۲-۵ استفاده می شود. این مدار به علت تقارن دارای دو ورودی است. یعنی منبع سیگنال می تواند به بیس $Q1$ یا بیس $Q2$ یا بین دو بیس قرار گیرد. به علت این که تفاضل دو سیگنال بین دو ورودی (بین دو بیس) تقویت می شود[1]، به این مدار یک تقویت کننده تفاضلی[2] یا طبقه تفاضلی گویند.



شکل ۲-۵ یک طبقه تفاضلی

با فرض این‌که ترانزیستورها کاملاً یکسان و $R_{C1} = R_{C2} = R_C$ باشد، این مدار عیوب ذکر شده امیتر مشترک ساده را ـ بجز شناور بودن بار در خروجی ـ ندارد.

[1] ر. ک. فصل ۲-۳

[2] Differential Amplifier, Diff. Stage, Diff. Pair, Emitter Coupled Pair

در این مدار: $I_{C1} = I_{C2} = I_C$ و در نتیجه: $r_{e_1} = r_{e_2} = r_e$ بنابراین مشخصات مدار:

$$R_o = R_{C1} + R_{C2} = 2R_C$$

$$R_i = (\beta_1 + 1)(r_{e_1} + R_E \parallel r_{e_2}) \approx 2\beta r_e = 2r_\pi$$

$$A_{vs} \equiv \frac{v_m}{v_s} = \frac{2R_C}{r_{e_1} + (r_{e_2} \parallel R_E)} \approx \frac{R_C}{r_e}$$

در صورتی که V_{CC} به اندازه ای باشد که ترانزیستورها اشباع نشوند، مقدار آن هیچ تأثیری بر روی کارکرد مدار ندارد. (چرا؟).

در صورتی که V_{EE} به اندازه کافی بزرگ باشد، تغییرات آن تاثیر قابل ملاحظه ای بر روی V_m ندارد (چرا؟)، فقط به علت تغییر I_C (بخاطر تغییر V_{EE})، بهره مدار و در نتیجه V_m تغییر می کند.

تغییر دما ـ همانطور که خواهیم دید ـ تأثیر کمی بر روی کار کرد مدار خواهد داشت. نویز پذیری این مدار نیز به مراتب کمتر از مدار امیتر مشترک معمولی می باشد، به همین دلیل حتی در بعضی از موارد در تقویت کننده های AC نیز از طبقه تفاضلی استفاده می شود.

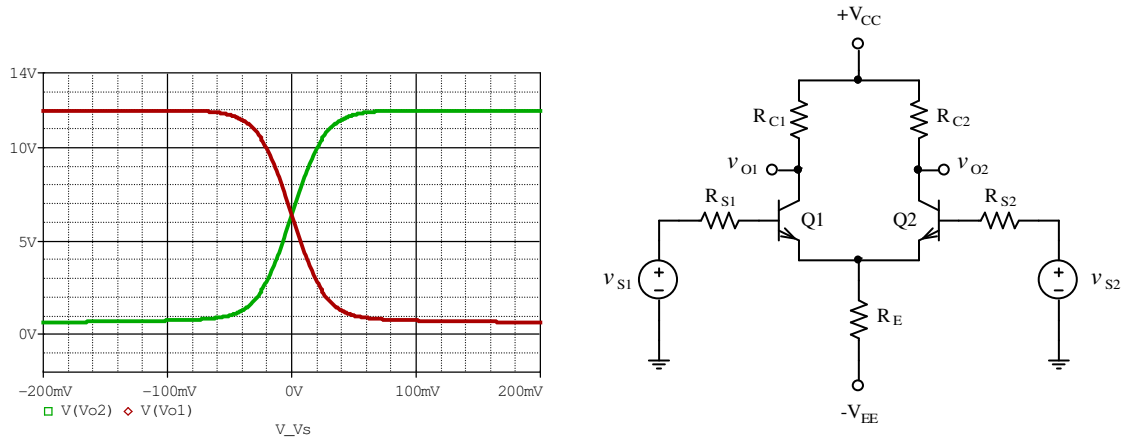
۲-۲ بررسی علایم بزرگ

۲-۲-۱ بررسی کیفی

شکل ۲-٦ الف یک تقویت کننده تفاضلی با دو منبع سیگنال v_{S1} و v_{S2} را نمایش می دهد. با فرض این که V_{CC} و V_{EE} به اندازه کافی[1] بزرگ باشند، می خواهیم مدار را بررسی کنیم. برای مثال

[1] منظور از "به اندازه کافی" یعنی مقادیری که به ازای آن، مدار کار خود را درست انجام دهد.

اگـر $v_{S1} < -100mV$ و $v_{S2} > 100mV$ باشـد، ($v_{S1} - v_{S2} < -200mV$)، $Q1$ قطـع و $Q2$ اشـباع است (چرا؟). با افزایش v_{S1} (و (یا) کاهش v_{S2}) به تدریج $Q1$ و $Q2$ وارد ناحیه فعال می شوند. بـا ادامه روند تغییرات، حالت عوض می شود. یعنی به تدریج $Q1$ وارد ناحیـه اشـباع و $Q2$ وارد ناحیـه قطع می شود. شکل ۲-٦ ب تغییرات ولتاژهای خروجـی را بـر حـسب ولتاژهـای ورودی (مشخـصه انتقالی) نمایش می دهد. در این مثال $V_{CC} = V_{EE} = 12V$ انتخاب شده اند. منحنی قرمز رنـگ ولتـاژ



ب الف

شکل ۲-٦ الف- مدار یک تقویت کننده تفاضلی و ب – مشخصه انتقالی آن

کلکتور $Q1$ و منحنی سبز رنگ ولتاژ کلکتور $Q2$ را نمایش می دهد.

تذکر: قطع شدن یک ترانزیستور همزمان با اشباع شدن ترانزیستور دیگـر رخ نمـی دهـد. حتـی بـا توجه به مقدار مقاومت لهامکان دارد که اصـ ـلاً ترانزیستورها اشباع نشوندولی مطمئن اً قطع خواهند شد (چرا؟)برای طراحی بهینه معمو لاً $V_{EE} = V_{CC}$ و $R_C = R_E$ انتخاب می شوند (چرا؟).

محاسبه نقطه کار: در نقطه کار ($v_{S1} = v_{S2} = 0$) و با فرض $V_{R_S} \approx 0$:

$$I_{R_E} = (V_{EE} - V_{BE}) / R_E \approx V_{EE} / R_E$$

$$I_{C_1} = I_{C_2} = I_C \approx I_{R_E} / 2$$

$$V_{CE_1} = V_{CE_2} = V_{CE_Q} = V_{CC} - R_C \cdot I_C + V_{BE}$$

مثال ۲-۱: نقاط کار ترانزیستور و ماکزیمم دامنه سیگنال خروجی مدار شکل ۲-۶ را، با فرض مشابه بودن ترانزیستورها، $v_{S1} = 0$، $v_{S2} = v_S$، $R_{S1} = R_{S2} = 1k\Omega$، $R_{C1} = R_{C2} = 68k\Omega$، $R_E = 56k\Omega$، $V_{CC} = V_{EE} = 12V$، $\beta = 250$ و $V_{BE} = 0.7V$ بدست آورید.

حل: بعلت تقارن مدار، $V_{CE_1} = V_{CE_2} = V_{CE}$ و $I_{C_1} = I_{C_2} = I_C$. در ضمن از اثر R_{S1} و R_{S2} بر روی نقطه کار می توان صرفنظر کرد (چرا؟).

$$I_{R_E} = (V_{EE} - V_{BE}) / R_E = (12V - 0.7V) / 56k\Omega \approx 200\mu A$$

$$I_C = I_{R_E} / 2 \approx 100\mu A$$

$$V_{CE_Q} = V_{CC} - I_C \cdot R_C + V_{BE} = 12V - 100\mu A \times 68k\Omega + 0.7V = 5.9V$$

$$\left.\begin{aligned} V_{OP_1}{}^{+} &= I_C \cdot R_C \approx 6.8V \\ V_{OP1}{}^{-} &= V_{CE_Q} - V_{CE_{SAT}} = 5.9V - 0.2V = 5.7V \end{aligned}\right\} \Rightarrow V_{OP_1} \approx 5.7V$$

بعلت تقارن: $(v_{o2} = -v_{o1})$

$$V_{OP2} = V_{OP1} \Rightarrow V_{OP} = 2 \cdot V_{OP1} \approx 11V$$

۲-۲-۲ بر رسی کمی

در این بخش می خواهیم مشخصه انتقالی طبقه تفاضلی شکل ۲-۶ الف، یعنی تابع نمودار شکل ۲-۶ ب را بدست آوریم. با فرض $R_{C2} = R_{C1} = R_C$ و $R_{S2} = R_{S1} \approx 0$:

$$v_{O1} = V_{CC} - R_C \cdot i_{C1} \qquad (۲-۱)$$

$$v_{O2} = V_{CC} - R_C \cdot i_{C2} \qquad (۲-۲)$$

در صورتی که ولتاژ خروجی را ولتاژ بین دو کلکتور در نظر بگیریم (خروجی تفاضلی):

$$v_O = v_{O1} - v_{O2} = -R_C \cdot (i_{C1} - i_{C2}) \qquad (۳-۲)$$

از (۱-۱۰۰) بـه عبـارت دیگـر (۱-۱۰۹) داریـم: $v_{BE} = n \cdot V_T \cdot \ln(i_C / I_S)$. بـا فـرض مـشابه بـودن ترانزیستورها، $n = 1$، $\beta >> 1$ و $V_A \to \infty$، به کمک KVL در حلقه ورودی:

$$v_{S1} - v_{BE1} - v_{S2} + v_{BE2} = 0$$

در نتیجه:

$$v_{S1} - v_{S2} = v_{BE1} - v_{BE2} = V_T \cdot \ln \frac{i_{C1}}{I_S} - V_T \cdot \ln \frac{i_{C2}}{I_S} = V_T \cdot \ln \frac{i_{C1}}{i_{C2}} \qquad (٤-۲)$$

همچنین با انتخاب $I_{EE} = I_{R_E}$ و ایـن واقعیـت کـه تـا زمـانی کـه ترانزیـستورها اشـباع نـشده باشـند $i_{R_E} \approx I_{R_E} = (V_{EE} - V_{BE})/R_E$ (چرا؟)، به کمک KCL:

$$i_{C1} - i_{C2} = I_{EE} \qquad (۵-۲)$$

با جانشینی i_{C1} از (۲-٤) در (۲-۵):

$$i_{C2} \cdot \exp \frac{v_{S1} - v_{S2}}{V_T} + i_{C2} = I_{EE}$$

به عبارت دیگر:

$$i_{C2} = \frac{I_{EE}}{1 + \exp((v_{S1} - v_{S2})/V_T)} \qquad (٦-۲)$$

و به همین ترتیب:

$$i_{C1} = \frac{I_{EE}}{1 + \exp((v_{S2} - v_{S1})/V_T)} = \frac{I_{EE} \cdot \exp((v_{S1} - v_{S2})/V_T)}{1 + \exp((v_{S1} - v_{S2})/V_T)} \qquad (۷-۲)$$

روابط (۲-٦) و (۲-۷) مبین نحوه کار کرد طبقه تفاضلی می باشندمثلاً اگر $v_{S1}-v_{S2}$ خیلی منفی باشد، $\exp\frac{v_{S1}-v_{S2}}{V_T}\to 0$ و در نتیجه $i_{C1}\to 0$ و $i_{C2}\to I_{EE}$. همچنین اگر $v_{S1}-v_{S2}$ خیلی مثبت باشد، $\exp\frac{v_{S1}-v_{S2}}{V_T}\to \infty$ و در نتیجه $i_{C1}\to I_{EE}$ و $i_{C2}\to 0$.

و اما خیلی منفی یا خیلی مثبت یعنی چه؟ چنان که فرض کنیم $i_{C1}=0.01I_{EE}\approx 0$، از رابطه (۲-۷)

$$i_{C1}=\frac{I_{EE}\cdot\exp\left((v_{S1}-v_{S2})/V_T\right)}{1+\exp\left((v_{S1}-v_{S2})/V_T\right)}=\frac{I_{EE}}{100}$$

و از آن جا

$$\exp\left((v_{S2}-v_{S1})/V_T\right)\approx 0.01\ \Rightarrow\ v_{S2}-v_{S1}\approx -V_T\ln 100\approx -4.6V_T\approx -115mV$$

بنابراین به ازای ولتاژهای $v_{S1}-v_{S2}$ منفی تر از حدود $-100mV$ ترانزیستور $Q1$عملاً به حالت قطع می رود، به همین دلیل این ولتاژها را می توان "خیلی منفی" در نظر گرفت. و به همین ترتیب به ازای ولتاژهای $v_{S1}-v_{S2}$ مثبت تر از حدود $+100mV$ ترانزیستور $Q2$عملاً به حالت قطع می رود، به همین دلیل این ولتاژها را می توان "خیلی مثبت" در نظر گرفت.

برای محاسبه ولتاژهای خروجی از (۲-۱) و (۲-۷):

$$v_{O1}=V_{CC}-R_C\cdot\frac{I_{EE}\cdot\exp\left((v_{S1}-v_{S2})/V_T\right)}{1+\exp\left((v_{S1}-v_{S2})/V_T\right)} \qquad (۲-۸)$$

و همچنین از (۲-۲) و (۲-٦):

$$v_{O2}=V_{CC}-R_C\cdot\frac{I_{EE}}{1+\exp\left((v_{S1}-v_{S2})/V_T\right)} \qquad (۲-۹)$$

بنابراین اگر ولتاژ خروجی مدار را تفاضل دو ولتاژ فوق را در نظر بگیریم:

$$v_O=v_{O1}-v_{O2}=-R_C\cdot(i_{C1}-i_{C2}) \qquad (۲-۱۰)$$

با مجهول معاون گرفتن $e^x=\exp\left((v_{S1}-v_{S2})/V_T\right)$، روابط (۲-۸) و (۲-۹) به صورت:

$$v_{O1} = V_{CC} - R_C \cdot I_{EE} \cdot \frac{e^x}{1+e^x} \qquad (۲-۸ \text{ الف})$$

$$v_{O2} = V_{CC} - R_C \cdot I_{EE} \cdot \frac{1}{1+e^x} \qquad (۲-۹ \text{ الف})$$

در می آیند. با جانشینی این روابط در (۲-۱۰):

$$v_O = R_C \cdot I_{EE} \cdot \frac{1-e^x}{1+e^x} = -R_C \cdot I_{EE} \cdot \tanh(x/2)$$

و از آن جا:

$$v_O = -R_C \cdot I_{EE} \cdot \tanh \frac{v_{S1} - v_{S2}}{2V_T} \qquad (۲-۱۱)$$

از این رابطه نتیجه می شود که ولتاژ تفاضلی خروجی، به ازای ولتاژ تفاضلی ورودی خیلی منفی، از حالت "اشباع" به مقدار $v_O = +R_C \cdot I_{EE}$، شروع می شود، و با افزایش ورودی به تدریج وارد ناحیه خطی می شود. رابطه ولتاژ خروجی از ولتاژ ورودی به ازای مقادیر نسبتاً کوچک $|v_{S1} - v_{S2}|$ یک رابطه خطی خواهد بود. با افزایش ورودی به ولتاژ های خیلی مثبت، مدار به حالت "اشباع" به مقدار $v_O = -R_C \cdot I_{EE}$، می رسد. توجه کنید که مفهوم "اشباع مدار" با مفهوم "اشباع ترانزیستور" متفاوت است. با وجود این که در بررسی انجام شده فرض بر این بود که ترانزیستورها اشباع نمی شوند، ولی مدار دو حالت اشباع دارد.

از مطالب فوق چنین نتیجه گرفته می شود که چنان که بخواهیم از زوج تفاضلی به عنوان سویچ استفاده کنیم، باید $|v_{S1} - v_{S2}| > 4V_T$ باشد، و چنان که بخواهیم از آن به عنوان یک تقویت کننده خطی استفاده کنیم، باید $|v_{S1} - v_{S2}| << 4V_T$ باشد. خانواده ای از مدارهای منطقی ساخته می شود که در آنها از زوج تفاضلی استفاده می کنند؛ این تکنولوژی به ECL [1] مشهور است.

[1] ECL: Emitter Coupled Logic

تذکر ۱- در بررسی های انجام شده، $n=1$ فرض شده است. واضح است که در غیر این صورت، در تمام روابط فوق به جای V_T، $n\cdot V_T$ قرار می گیرد.

تذکر ۲- ولتاژ ورودی برای محدوده خطی، به عبارت دیگر حدود اشباع مدار؛ مستقل از مقادیر المانهای مدار یا مقدار منابع تغذیه می باشد. این محدوده ها فقط به نسبت ولتاژ ورودی به $n\cdot V_T$ بستگی دارد.

تذکر ۳- برای این که میزان خطای ناشی از غیر خطی بودن مشخصه انتقالی یک زوج تفاضلی به عنوان یک تقویت کننده خطی را به دست آوریم، به این نحو عمل می کنیم:

برای سادگی در نوشتن روابط: $v_I = v_{S1} - v_{S2}\,,\ x = \dfrac{v_I}{2V_T}$

از (۲-۱۱) $v_O = -R_C \cdot I_{EE} \cdot \tanh x$

از طرف دیگر در صورت خطی بودن: $v'_O = v_o = A_v \cdot v_i$

و بنا به تعریف و به کمک (۲-۱۱): $A_v \equiv \left.\dfrac{\partial v_O}{\partial v_I}\right|_{V_I=0} = -\dfrac{R_C \cdot I_{EE}}{2V_T}$

در نتیجه: $v'_O = -\dfrac{R_C \cdot I_{EE}}{2V_T} \cdot v_i = -R_C \cdot I_{EE} \cdot x$

بنا به تعریف خطای نسبی: $E_r = \dfrac{v'_O - v_O}{v_O} = \dfrac{x - \tanh x}{\tanh x}$

مقدار خطا برای سیگنال ورودی با دامنه های مختلف با فرض $n=1$ و $V_T = 25mV$ در جدول ۲-۱ منعکس شده است.

جدول ۲-۱ خطای ناشی از غیر خطی بودن بهره یک طبقه تفاضلی

x	0.01	0.02	0.05	0.1	0.175	0.2	0.39	0.5	1
$V_i[mV]$	0.5	1	2.5	5	8.75	10	19.5	25	50
$E_r[\%]$	0.003	0.013	0.083	0.333	1.02	1.33	5.02	8.19	31.3

همان طور که از این جدول بر می آید، برای خطای حدود یک در صد، دامنه سیگنال ورودی باید کمتر از حدود نه میلی ولت باشد. برای مقایسه؛ برای مدار امیتر مشترک، برای خطای حدود یک در صد، دامنه سیگنال ورودی باید کمتر از حدود یک میلی ولت باشد. و این یکی دیگر از مزایای طبقه تفاضلی نسبت به طبقه امیتر مشترک است.

۲-۳ بررسی علایم کوچک

همانطور که از نمودار شکل ۲-٦ ب و رابطه (۲-۱۱) بر می آید، مشخصه انتقالی تقویت کننده تفاضلی، (مانند هر تقویت کننده واقعی دیگر) یک تابع غیر خطی است. اگر حول نقطه کار، تغییرات ورودی (دامنه سیگنال) به اندازه کافی کوچک باشد، می توان تقویت کننده را خطی فرض کرد. اگر یکی از ورودیها را زمین کرده، سیگنال را به ورودی دیگر اعمال کنیم مثلاً در مدار شکل ۲-٦ الف $v_{S2}=0$ و $v_{S1}=v_S$)، مدار مانند یک ترکیب کلکتور مشترک ساده $(Q1)$ و بیس مشترک ساده $(Q2)$ عمل می کند. نحوه محاسبه مشخصات تقویت کننده را برای این حالت در فصل ۱ بررسی کرده ایم.

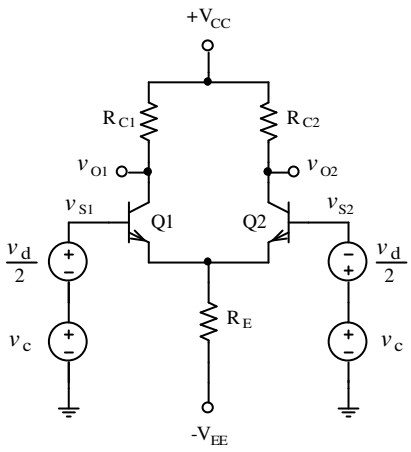
حال می خواهیم دو منبع مستقل v_{S1} و v_{S2} را به تقویت کننده اعمال کرده مشخصات مدار را بدست آوریم. توسط v_{S1} و v_{S2} می توان دو ولتاژ حالت تفاضلی[1] (v_d) و حالت مشترک[2]، (v_c) را چنین تعریف کرد:

$$\begin{cases} v_d = v_{s_1} - v_{s_2} \\ v_c = \dfrac{v_{s_1} + v_{s_2}}{2} \end{cases} \qquad (۱۲-۲)$$

و از آنجا:

$$\begin{cases} v_{s_1} = v_c + \dfrac{v_d}{2} \\ v_{s_2} = v_c - \dfrac{v_d}{2} \end{cases} \qquad (۱۳-۲)$$

برای مثال اگر $v_{s_1} = 2.01V$ و $v_{s_2} = 1.99V$ باشد، $v_d = 20mV$ و $v_c = 2V$ خواهد بود. بنـابراین مدار شکل ۶-۲ را می توان بصورت مدار شکل ۷-۲ در نظـر گرفت[3]. یعنی همواره می توان بجای دو منبـع سـیگنال v_{s_1} و v_{s_2}، تفاضل آنها را به عنوان یک مؤلفه سیگنال و متوسط آنها را بعنوان مؤلفه دیگر در نظر گرفت. تا زمانی که تقویت کننده در ناحیه خطی به کار رود، می توان با استفاده از قـضیه جمـع آثـار، ولتاژهـای خروجـی را بدسـت آورد. یعنـی بـا فـرض $R_{C1} = R_{C2} = R_C$ و $Q_1 \equiv Q_2$:



شکل ۲-۷ تعریف مولفه های ولتاژ های تفاضلی و مشترک

$$\begin{cases} v_{o_1} = A_{v_c} \cdot v_c + A_{v_d} \cdot v_d \\ v_{o_2} = A_{v_c} \cdot v_c - A_{v_d} \cdot v_d \end{cases} \qquad (۱۴-۲)$$

---

[1] Differential Mode
[2] Common Mode
[3] چون R_{s1} و R_{s2} در مدار نقش اساسی ندارند، برای سادگی آنها را حذف کرده ایم

بعبارت دیگر:

$$v_o = v_{o1} - v_{o2} = 2A_{v_d} \cdot v_d \qquad (۱۵-۲)$$

رابطه (۲-۱۵) نشان می دهد که در صورتی که تقویت کننده ایده‌آل باشد، فقط تفاضل دو سیگنال ورودی در بین دو خروجی ظاهر می شود! به همین دلیل نام این تقویت کننده را، تقویت کننده تفاضلی گذاشته اند.

در عمل می توان ولتاژ خروجی را از هر کدام از خروجیها (v_{o1} یا v_{o2}) نسبت به زمین در نظر گرفت. در این صورت به تقویت کننده "تک انتهایی"[1] گفته می شود. یا ولتاژ بین دو خروجی را ($v_{o1} - v_{o2}$) در نظر گرفت، در این صورت به تقویت کننده، "تفاضلی در خروجی"[2] گفته می شود.

در حالت عادی تقویت کننده بصورت تک انتهایی مورد استفاده قرار می گیرد. در صورتی که منظور سیگنال تفاضلی در خروجی باشد، مشخصات مدار را برای هر کدام از هر دو خروجی در نظر گرفته اثر آن را بین دو خروجی بدست می آورند.

برای بدست آوردن مشخصات مدار، طبق قضیه جمع آثار، می توان مدار شکل ۲-۷ را بصورت مدارهای شکل ۲-۸ تجزیه نمود. در مدار شکل ۲-۸ الف، تا زمانی که مدار در ناحیه خطی باشد، با افزایش v_{B1} به اندازه ΔV، i_{C1} به اندازه ΔI_C افزایش می یابد. در این حال v_{B2} به اندازه ΔV و i_{C2} به اندازه ΔI_C کاهش می یابد (چرا؟). یعنی:

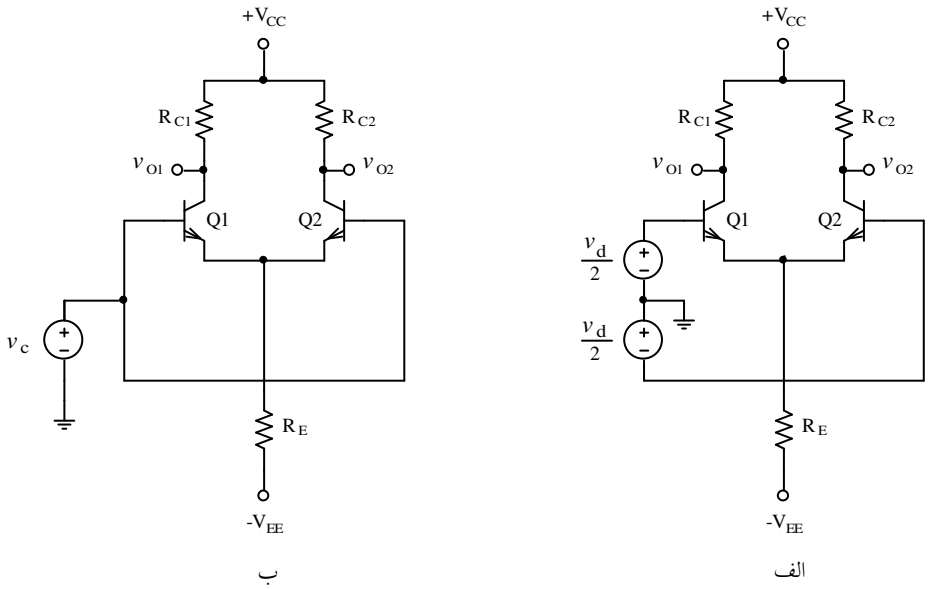
$$I_{R_E} \approx I_{C_1} + I_{C_2} = 2I_C$$

$$\Delta I_{R_E} \approx \Delta I_{C_1} + \Delta I_{C_2} = \Delta I_C - \Delta I_C = 0$$

$$\Delta V_{R_E} = \Delta I_{R_E} \cdot R_E \approx 0$$

---

[1] Single Ended
[2] Differential Ended

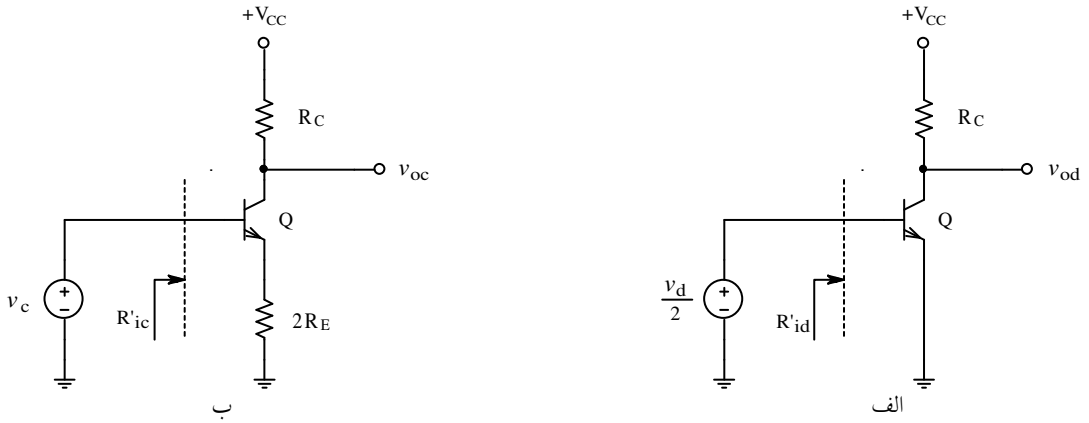


شکل ۲–۸ تجزیه مدار زوج تفاضلی به دو حالت الف– تفاضلی و ب– مشترک

این امر به مفهوم این است که: $v_e \approx 0$ و $i_{R_E} \approx 0$. یعنی برای بررسی مشخصات دینامیکی مدار، می توان بجای مدار شکل ۲–۸ الف، از مدار شکل ۲–۹ الف استفاده کرد. همچنین در مدار شکل ۲–۸ ب، بیس ها بهم و امیتر ها بهم وصل هستند، بنابراین:

$$v_{BE_1} = v_{BE_2} \qquad \Rightarrow \qquad i_{C_1} = i_{C_2} \qquad v_{CE_1} = v_{CE_2}$$

یعنی این مدار مثل دو مدار امیتر مشترک، که با هم موازی بسته شده اند، عمل می کند. در نتیجه می توان آنرا بصورت مدار شکل ۲–۹ ب در نظر گرفت.



شکل ۲–۹ نیم شاخه تقویت کننده تفاضلی در حالت: الف– تفاضلی و ب– مشترک

محاسبه مشخصات مدار در حالت تفاضلی: از روی شکل ۲-۹ الف:

$$R'_{id} = r_\pi = (\beta + 1)\cdot r_e$$

$$R_{id} = 2R'_{id} = 2\,r_\pi \approx 2\,\beta\,r_e \qquad (۱۶-۲)$$

$$A_{vd} \equiv \frac{v_{od}}{v_d} = -\frac{1}{2}\,g_m\,R_{od} \approx -\frac{R_C}{2\,r_e} \qquad (۱۷-۲)$$

با فرض $n\cdot V_T = 25mV$:

$$A_{vd} \approx -\frac{1}{2}\,g_m\,R_C = -\frac{1}{2}\cdot\frac{I_C\cdot R_C}{n\cdot V_T} = -20V_{R_C}$$

این رابطه بیان می دارد که برای بهره ولتاژ فقط مقدار افت ولتاژ بر روی مقاومت کلکتور در نقطه کار مهم است.

محاسبه مشخصات مدار در حالت مشترک: از روی شکل ۲-۹ ب:

$$R'_{ic} = r_\pi + 2(\beta+1)R_E = (\beta+1)\cdot(r_e + 2R_E) \approx 2\beta\,R_E$$

$$R_{ic} = R'_{ic}/2 \approx \beta\,R_E \qquad (۱۸-۲)$$

$$A_{vc} \approx -\frac{R_C}{r_e + 2R_E} \approx -\frac{R_C}{2R_E} \qquad (۱۹-۲)$$

محاسبه مقاومت خروجی: چون برای محاسبه مقاومت خروجی، منابع ورودی را صفر کرده یک سیگنال از خروجی به مدار اعمال می کنیم، مدارهای شکل های ۲- ۸، ۲-۹ الف و ب از این جهت معادل خواهند بود. بنابراین مقاومت خروجی برای حالت تفاضلی و مشترک یکسان بوده، برابر است با:

$$R_{oc} = R_{od} \approx 2r_o \| R_C \approx R_C \qquad (۲۰-۲)$$

(چرا؟).

تذکر: در بررسی های فوق $V_A \to \infty$ و در نتیجه $r_o \to \infty$ و $\beta >> 1$ در نظر گرفته شده است. این امر باعث ایجاد خطای محاسباتی می شود که در اکثر مدار های واقعی قابل اغماض است. برای محاسبه دقیق مدار می توانید به پیوست ۲-۱ مراجعه نمایید.

اگر در مدار شکل ۲-۷ خروجی را تفاضلی بگیریم، در محاسبه مقاومت ورودی تغییری حاصل نمی شود (چرا؟). بهره و مقاومت خروجی از روابط زیر بدست می آیند (چرا؟).

$$\left|A_{vd}\right| = g_m R_C \approx \frac{R_C}{r_e} \approx 40 V_{R_C} \qquad (۲۱-۲)$$

$$A_{vc} = 0 \qquad (۲۲-۲)$$

$$R_{oc} = R_{od} = 2R_C \qquad (۲۳-۲)$$

حال بر گردیم سر دما سنج خودمان. اگر این دما سنج را بکمک مدار شکل ۲-۵ بسازیم و بجای v_s حسگر دما را قرار دهیم:

از (۲-۲۱): $A_{vd} = 40 V_{R_C}$

و از خواسته های مسئله: $A_{vd} = 400$

نتیجه می شود: $V_{R_C} = 10V$

از آن جایی که $-2V \le V_m \le 2V$ می تواند باشد، باید:

$$V_{CE} \ge \frac{V_{\max}}{2} + V_{CE_{sat}} = 1V + 0.3V = 1.3V$$

و در نتیجه: $V_{CC} \ge V_{R_C} + V_{CE} - V_{BE} = 10V + 1.3V - 0.7V = 10.6V$

باشد (چرا؟)بنابراین مثلاً $V_{CC} = V_{EE} = 12V$ انتخاب می شود و از آنجا:

$$\left.\begin{aligned} I_{R_E} &\approx 2I_{R_C} = 2I_C \\ V_{R_E} &= V_{EE} - V_{BE} \end{aligned}\right\} \Rightarrow \quad R_E = \frac{V_{R_E}}{I_{R_E}} = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{2I_C}$$

توجه شود که در این مدار مقادیر R_E و R_C مهم نیستند، بلکه فقط نسبت آنها (چرا؟). برای این که مقدار R_m در میزان بهره اثر قابل ملاحظه ای نداشته باشد، باید: $R_C << R_m$ باشد. از طرف دیگر هر قدر R_C و در نتیجه R_E کوچکتر انتخاب شوند، مصرف باطری بیشتر می شود. با توجه به این که ولت مترهای امروزیمعمو لاً دارای مقاومت داخلی $R_m \geq 10M\Omega$ هستند، انتخاب $I_C = 100\mu A$ و در نتیجه:

$$R_{C1} = R_{C2} = \frac{V_{R_C}}{I_C} = \frac{10V}{0.1mA} = 100k\Omega$$
$$R_E = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{2I_C} = \frac{12V - 0.7V}{0.2mA} = 56.5k\Omega$$

می تواند انتخاب خوبی باشد (مقاومت های استاندارد: $100k\Omega$ و $56k\Omega$).

این مدار خواسته های مسئله را برآورده می سازد $(A_V = 400)$، و عیوب مدار امیتر مشترک ساده را ندارد، زیرا:

- منبع ورودی شناور نیست
- شناور بودن بار در این مدار عیب به حساب نمی آید
- برخلاف مدار شکل ۲-۳، تغییر V_{CC} (تا زمانی که تقویت کننده به مرز اشباع نرودمثلاً در این مثال $V_{CC} > 11V$) هیچگونه تأثیری بر روی کارکرد مدار ندارد. تغییر V_{EE} فقط بر روی A_v تأثیر می گذارد. بطوری که:

$$\frac{\Delta V_O}{\Delta V_{CC}} = 0, \quad \frac{\Delta A_v / A_v}{\Delta V_{CC} / V_{CC}} = 0, \quad \frac{\Delta V_O}{\Delta V_{EE}} = 0, \quad \frac{\Delta A_v / A_v}{\Delta V_{EE} / V_{EE}} \approx 1$$

(چرا؟). یعنی مثلاً با تغییر ده درصدی V_{EE}، بهره مدار نیز ۱۰٪ تغییر می کند، که معادل با همان مقدار تغییر در مدار شکل ۲-۳ است. ولی این تغییر V_{EE} تأثیری روی V_O ندارد، در صورتی که در مدار شکل ۲-۳، با توجه به مقدار β، مقاومتها و سیگنال ورودی، خطای اندازه گیری می تواند ∞% نیز بشود! (چرا؟)

- حسن اصلی این مدار در پایداری حرارتی آن است. در این مدار چون دما، بر روی هر دو ترانزیستور یکسان اثر می کند، این اثر در خروجی خنثی می شود. (از (۲-۲۲): $A_{vc}=0$)

- بنابراین تغییر دما فقط روی I_C و در نتیجه A_v تأثیر می گذارد که مقدار آن هم بسیار ناچیز است[1]. بطوری که: $\frac{\Delta V_o}{\Delta T}=0, \quad \frac{\Delta A_v / A_v}{\Delta T} \approx \frac{0.015\%}{°C}$

- بالاخره ایمنی این مدار در مقابل نویز خارجی بسیار بالاست. زیرا بعلت این که نویز خارجی به هر دو ورودی تقویت کننده بصورت مشترک ظاهر می شود و $Av_c=0$ است، در خروجی اثر آن حذف می شود. بنابراین در حالت ایده‌آل:

$$S/N=\infty \equiv \infty\ dB$$

[1] برای اثبات این مطلب به پیوست ۲-۲ مراجعه نمایید.

۲-٤ حذف حالت مشترک

همانطور که دیدیم در عمل معمولاً سیگنال اصلی در بین دو ورودی تقویت کننده تفاضلی قرار می گیرد و تغییرات ناخواسته (اثر دما، نویز) بصورت حالت مشترک به تقویت کننده اعمال می شود. به همین دلیل نسبت بهره تفاضلی به بهره مشترک به عنوان معیاری برای کیفیت تقویت کننده به حساب می آید. این نسبت را ضریب حذف حالت مشترک[1] می نامند. بنا به تعریف:

$$CMRR = \left|\frac{A_{vd}}{A_{vc}}\right| \qquad (۲-۲٤ \text{ الف})$$

$$CMRR[dB] = 20\log\left|\frac{A_{vd}}{A_{vc}}\right| \qquad (۲-۲٤ \text{ ب})$$

اگر خروجی را تفاضلی بگیریم، در حالت ایده‌آل – همانطور که در بخش قبل دیدیم – $CMRR \to \infty$. ولی در عمل اولاً به واسطه یکسان نبودن کامل مشخصات ترانزیستورها و داشتن تلرانس مقاومتها سیگنال دو خروجی کاملاً یکسان نبوده و در نتیجه: $A_{vc} \neq 0$ به عبارت دیگر $CMRR$ مقداری محدود خواهد بود ثانیاً اکثراً در طبقه تفاضلی از خروجی تک انتهایی استفاده می شود. در این صورت با فرض ایده‌آل بودن عناصر:

از (۲-۱۷) $$|A_{vd}| \approx \frac{R_C}{2r_e}$$

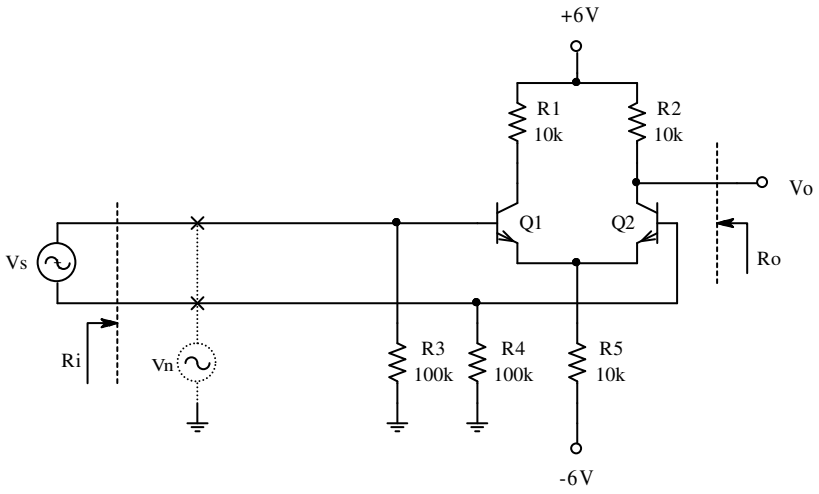
و از (۲-۱۹) $$|A_{vc}| \approx \frac{R_C}{2R_E}$$

در نتیجه:

[1] CMRR: Common Mode Rejection Ratio

$$CMRR = \left|\frac{A_{vd}}{A_{vc}}\right| \approx \frac{R_E}{r_e} \qquad (۲۵-۲)$$

مثال ۲-۲ با فرض $\beta = 200$ مشخصات مدار شکل ۲-۱۰ را بدست آورید.



شکل ۲-۱۰ مدار مثال ۲-۲

حل:

الف- ابتدا جریان نقطه کار را بدست می آوریم. با فرض این که از افت ولتاژ بر روی مقاومتهای بیس صرفنظر کنیم:

$$I_C \approx \frac{V_{EE} - V_{BE}}{2R_E} = \frac{6V - 0.7V}{20k\Omega} = 265\mu A \approx 0.26mA$$

اگر جواب دقیقتر مد نظر باشد، باید افت ولتاژ روی مقاومتهای $R3$ و $R4$ را هم در نظر بگیریم. در نتیجه:

$$\left.\begin{aligned} I_B = I_{B1} = I_{B2} = \frac{I_C}{\beta} \approx \frac{0.26\mu A}{200} \\ V_{R_B} = I_B \cdot R_B \approx 0.13V \end{aligned}\right\} \quad \Rightarrow \quad I_C \approx \frac{6V - 0.7V - 0.13V}{20k\Omega} \approx 258\mu A$$

حل مسئله را با جریان کلکتور تقریبی ادامه می دهیم. جوابهای دقیق (شبیه سازی شده) داخل پرانتز نوشته شده اند.

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C \cdot R_C + V_E = 6V - 10k\Omega \times 0.26mA + 0.7V = 4.1V \quad (4.26V)$$

ب- بدست آوردن پارامترهای ترانزیستور (چون جز β سایر پارامتر ها ذکر نشده اند، مقادیر پیش فرض یعنی $V_A \to \infty$ و $n \cdot V_T = 25mV$):

$$r_e \approx \frac{n \cdot V_T}{I_C} = \frac{25mV}{0.26mA} \approx 100\Omega, \quad r_o \approx \frac{V_A}{I_C} \to \infty$$

پ- بدست آوردن مشخصات مدار:

$$|A_{vd}| \approx \frac{R_C}{2r_e} = \frac{10k}{2 \times 100\Omega} = 50 \quad (49.47)$$

$$|A_{vc}| \approx \frac{R_C}{2R_E} = \frac{10k}{2 \times 10k} = 0.5 \quad (0.495)$$

$$R_{id} \approx 2R_B \parallel 2\beta r_e = 200k\Omega \parallel 2 \times 200 \times 100\Omega \approx 33.33k\Omega \quad (33.48k\Omega)$$

$$R_{ic} \approx \frac{1}{2}(R_B \parallel 2\beta R_E) = \frac{1}{2}(100k \parallel 2 \times 200 \times 10k) \approx 48.78k\Omega \quad (48.79k\Omega)$$

$$R_{od} = R_{oc} \approx R_C = 10k\Omega \quad (10k\Omega)$$

$$CMRR = |A_{vd} / A_{vc}| \approx 100 \equiv 40dB \quad (99.94)$$

مفهوم $CMRR = 100$ یعنی این که اگر فرضاً دامنه سیگنال $V_s = 1mV$ و دامنه نویز $V_n = 10mV$ باشد، ولتاژ خروجی:

$$v_o = A_{vd} \cdot v_s + A_{vc} \cdot v_N = 50mV \cdot \sin \omega_s t + 5mV \cdot \sin \omega_n t$$

خواهد بود. به عبارت دیگر:

$$\left.\begin{array}{l}(S/N)_i = -20dB \\ (S/N)_o = +20dB\end{array}\right\} \Rightarrow \frac{(S/N)_o}{(S/N)_i} = 40dB$$

تغییرات ولتاژ خروجی بر اثر تغییرات دما را هم می توان مانند اثر نویز در نظر گرفت، زیرا دما بر روی V_{BE}ی هر دو ترانزیستور بطور یکسان اثر می کند. مثلاً بر اثر افزایش $\Delta T = 5°C$، ولتاژ بیس - امیتر هر ترانزیستور فرضاً $\Delta V_{BE} = -10mV$ تغییر می کند. این امر باعث افزایش مجموع جریان امیتر ترانزیستورها به اندازه $\Delta I_{R_E} \approx -\Delta V_{BE}/R_E = 10mV/10k\Omega = 1\mu A$، بعبارت دیگر $\Delta I_C = 0.5\mu A$ و در نتیجه $\Delta V_o = 5mV$ می گردد. یعنی تغییرات دما با ضریب A_{vc} در خروجی ظاهر می شود.

از این مثال نتیجه می گیریم که هر قدر $CMRR$ بزرگتر باشد، مقاومت مدار در مقابل نویز خارجی و پایداری حرارتی بیشتر می شود.

از رابطه (۲-۲۵) نتیجه می شود که برای بالا بردن $CMRR$ باید R_E را بزرگ انتخاب کرد. ولی:

$$CMRR = \frac{R_E}{r_e} = \frac{(V_{EE} - V_{BE})/I_E}{n \cdot V_T / I_C} \approx \frac{V_{EE} - V_{BE}}{2 \cdot n \cdot V_T} \approx \frac{V_{EE} - V_{BE}}{50mV} \qquad (۲۶-۲)$$

چون R_E و r_e هر دو تابعی از I_E هستند، r_e به R_E وابسته بوده، با زیاد شدن R_E، r_e هم بزرگ می شود. بنابراین زیاد شدن R_E به تنهایی کمکی به بزرگ شدن $CMRR$ نمی کند.

از رابطه (۲-۲۶) نتیجه می گیریم که چون $V_{BE} \approx const.$، هر قدر V_{EE} بزرگتر باشد، $CMRR$ نیز بیشتر می شودبنابراین اگر مثلاً در مداری به $CMRR \geq 60\ dB$ نیاز باشد:

$$60\ dB \equiv 1000, \quad CMRR \approx V_{EE}/50mV \geq 1000 \quad \Rightarrow \quad V_{EE} \geq 50V$$

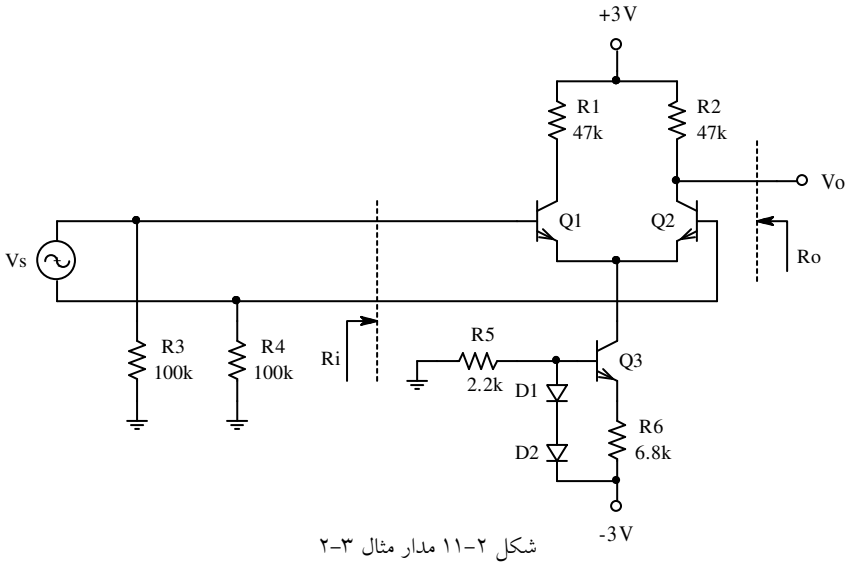
یا اگر $CMRR \geq 80\ dB$ مطلوب باشد، باید $V_{EE} \geq 500V$ انتخاب شود! در عمل مدارهایی نیز وجود دارد که برای آنها $CMRR > 120\ dB$. یعنی اگر بخواهیم از مدار شکل ۲-۱۰ برای این منظور استفاده کنیم، باید $V_{EE} > 50kV$ باشد! توجه کنید که این مقادیر با فرض ایده‌آل بودن عناصر به دست آمده اند.

در صورتی که همانطور که ذکر شد، در مدارهای واقعی مقدار $CMRR$ به مراتب کمتر از آنی است که توسط رابطه (۲-۲۵) محاسبه می شود. پس راه حل فائق آمدن بر این معضل چیست؟ چگونه می توان با ولتاژهای چند ولتی به $CMRR > 60\ dB$ یا حتی $CMRR > 120\ dB$ دست یافت؟ برای این منظور راه حل های گوناگونی وجود دارد، که در عمل از ترکیبی از آنها استفاده می شود. اکنون می خواهیم یکی از این پیشنهاد ها را بررسی نماییم.

از رابطه (۲-۲۵) نتیجه می شود که وابستگی r_e به R_E از طریق I_E به عبارت دیگر I_C است. بنابراین اگر بتوان کاری کرد که در عین حال این که I_E (I_C) به اندازه کافی بزرگ است - با یک ولتاژ محدود - R_E بتواند خیلی بزرگ باشد، به راه حل مطلوب دست یافته ایم.

همانطور که می دانیم یک منبع جریان یک دو قطبی است - که در حالت ایده‌آل - با افت ولتاژ صفر و مقاومت بینهایت می تواند یک جریان مشخصی را تولید نماید. بنابراین اگر در طبقه تفاضلی بجای R_E از یک منبع جریان استفاده کنیم، می توان به خواسته های مسئله دست یافت.

مثال ۲-۳ با فرض مشابه بودن ترانزیستور ها با مشخصات: $V_D = V_{BE} = 0.7V$، $\beta_F = 250$ و $V_A = 100$ مشخصات مدار شکل ۲-۱۱ را بدست آورید.



شکل ۲-۱۱ مدار مثال ۳-۲

حل:

الف– بایاسینگ مدار:

$$\beta_{DC} \approx \beta_{AC} \approx \beta_F \approx 250 \qquad (252)$$

$$I_D \approx \frac{V_{EE} - 2V_D}{R5} \approx (3V - 2\times 0.7V)/2.2k \approx 0.73mA \qquad (727\mu A)$$

$$I_{C3} \approx \frac{2V_D - V_{BE}}{R6} = \frac{0.7V}{6.8k} \approx 0.1mA \qquad (103\mu A)$$

$$I_{C1} = I_{C2} = \frac{1}{2} I_{C3} \approx 50\mu A \qquad (51.1\mu A)$$

با فرض $V_{R3} = V_{R4} \approx 0$:

$$V_{CE1} = V_{CE2} = V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C + V_{BE}$$

$$V_{CE} = 3V - 50\mu A\times 47k + 0.7V = 1.35V \qquad (1.28V)$$

توجه کنید که در این مدار – تا زمانی که ترانزیستورها در ناحیه فعال باقی بمانند، از اثر ارلی بتوان صرفنظر کرد و $V_D = V_{BE} = Const.$ فرض شوند – مقادیر $R_B = R3 = R4$، V_{CC} و V_{EE} هیچ نقشی در نحوه کارکرد مدار ندارند. و این یکی دیگر از محسنات این مدار است. یعنی عدم وابستگی به منابع تغذیه و مقاومتهای بایاسینگ خارجی مدار.

ب– محاسبه پارامترهای دیودها و ترانزیستورها:

$$r_{d_1} = r_{d_2} = r_d = n \cdot V_T / I_D = 25mV/0.73mA \approx 34.2\Omega \qquad (34.4\Omega)$$

$$r_{e_1} = r_{e_2} = r_e \approx n \cdot V_T / I_C \approx 25mV/50\mu A = 500\Omega$$

$$r_{\pi_1} = r_{\pi_2} = r_\pi \approx \beta \cdot r_e \approx 250\times 500\Omega = 125k\Omega \qquad (123k\,\Omega)$$

$$g_{m_1} = g_{m_2} = g_m \approx 1/r_e \approx 1/500\Omega \approx 2mA/V \qquad (2.04mA/V)$$

$$r_{o_1} = r_{o_2} = r_o = (V_A + V_{CB})/I_C \approx 100V/50\mu A = 2M\Omega \qquad (1.97M\Omega)$$

$$r_{e_3} \approx n \cdot V_T / I_{C3} = 25mV/0.1mA = 250\,\Omega$$

$$r_{\pi_3} \approx \beta \cdot r_{e_3} \approx 250 \times 250\Omega = 62.5\,k\Omega \qquad (61.5k\Omega)$$

$$g_{m_3} \approx 1/r_{e_3} \approx 1/250\Omega = 4\,mA/V \qquad (4.1mA/V)$$

$$r_{o_3} \approx V_A / I_{C3} \approx 100V/0.1mA = 1M\Omega \qquad (984k\Omega)$$

از آن جایی که منبع جریان جانشین R_E شده است، باید بجای R_E مقاومت خروجی منبع جریان (R_{o_3}) را قرار دهیم. با توجه به این که $r_{d_1} + r_{d_2} << r_{\pi_3}$ است:

$$R_E = R_{o_3} \approx (1 + g_{m_3}(R6 \parallel r_{\pi_3}))\, r_{o_3}$$

$$R_E \approx (1 + 4\,mA/V\,(6.8k\Omega \parallel 62.5k\Omega)) \times 1M\Omega \approx 25\,M\Omega$$

پ- محاسبه مشخصات مدار:

$$R_{id} = 2\,r_\pi = 2 \times 125k\Omega = 250\,k\Omega \qquad (246.4k\Omega)$$

$$R_{od} \approx R_2 \parallel 2r_{o_2} \approx 47k\Omega \parallel 4M\Omega \approx 47\,k\Omega \qquad (46.45k\Omega)$$

$$A_{vd} = \tfrac{1}{2}\, g_m \left(R_C \| r_o\right) \approx \frac{1}{2} \times 2\,mA/V \times 47\,k\Omega = 47 \qquad (246.87)$$

$$R_{ic} \approx \tfrac{1}{2}\,\beta\,(r_o \parallel 2\,R_E) = \frac{1}{2} \times 250 \times \left(2M \parallel \left(2 \times 25M\right)\right) \approx 250\,M\Omega \qquad (239.2M\Omega)$$

$$R_{oc} = R_{od} \approx 47\,k\Omega \qquad (46.45k\Omega)$$

$$A_{vc} \approx -R_C / 2R_E \approx -47k\Omega\,/\left(2 \times 25\,M\Omega\right) \approx -10^{-3} \qquad (-0.817 \times 10^{-3})$$

$$CMRR = \left|\frac{A_{vd}}{A_{vc}}\right| \approx R_E / r_e \approx 25\,M\Omega\,/500\Omega = 50000 \equiv 94\,dB \qquad (57382 \equiv 95.18dB)$$

بنابراین با منابع تغذیه فقط ۳ ولتی، به ضریب حذف های حدود ۱۰۰ دی بی دست یافتیم (همانطور که ذکر شد مقادیر V_{CC} و V_{EE} نقش اساسی در $CMRR$ بازی نمی کنند).

۲-۵ محدوده های ولتاژ ورودی و خروجی

در مدار شکل ۲-۱۱ چون $I_{C1} = I_{C2} \approx I_{C3}/2 \approx Const.$ و مستقل از V_B است - تا زمانی که ترانزیستورها قطع یا اشباع نشوند - v_s را می توان بجای این که نسبت به زمین بایاس کرد، نسبت به ولتاژ دیگری سنجید! یعنی $R_{B_1} = R3$ و $R_{B_2} = R4$ را می توان (همزمان) به ولتاژی غیر از $0V$ هم وصل نمود. محدوده ای که این ولتاژ می تواند قبول کند، محدوده حالت مشترک[1] نام دارد.

اگر $V_B = V_{B_1} = V_{B_2}$ را بالا ببریم تا زمانی که Q_1 و Q_2 اشباع نشده اند، مدار کار خود را درست انجام می دهد. برای مثال در مدار فوق:

$$V_{B_{\max}} = V_{CC} - I_C R_C - V_{CE_{sat}} + V_{BE}$$

$$V_{B_{\max}} \approx 3V - 50\mu A \times 47k\Omega - 0.3V + 0.7V \approx 1.1V \qquad (1.08V)$$

اگر V_B را پایین بیاوریم، تا زمانی که Q_3 اشباع (Q_1 و Q_2 قطع) نشده است مدار کار خود را درست انجام می دهد. یعنی:

$$V_{B_{\min}} = -V_{EE} + V_{R6} + V_{CE_{sat}} + V_{BE}$$

$$V_{B_{\min}} \approx -3V + 0.7V + 0.3V + 0.7V \approx -1.3V \qquad (-1.35V)$$

بنابراین $CMR \approx -1.3V \cdots +1.1V$، یعنی اگر بایاسینگ خارجی مدار از حدود ۳,۱- ولت تا ۱,۱+ ولت تغییر کند، تأثیری در مشخصات مدار نخواهد داشت. توجه کنید که CMR برای $v_s = 0$ تعریف شده

[1] CMR: (Input) Common Mode Range

است ولی برای $v_s \neq 0$ نیز صادق است، زیرا دامنه سیگنال ورودی از چند میلی ولت تجاوز نمی کند (چرا؟).

بالاخره محدوده ولتاژ خروجی را OVR[1] و ماکزیمم دامنه خروجی سینوسی را OVS[2] گویند. در این مثال:

$$V_{o_{\max}} \approx V_{CC} = 3V$$

$$V_{o_{\min}} = -V_{BE} + V_{CE_{sat}} \approx -0.4V$$

بنابراین: $OVR = -0.4 \cdots + 3V$

و چون: $V_{o_Q} = V_{CC} - I_C R_C = 3V - 50\mu A \times 47\,k\Omega = 0.65V$

$$V_{op}^{+} = V_{o_{\max}} - V_{o_Q} = 3V - 0.65V \approx 2.3V$$

$$V_{op}^{-} = V_{o_Q} - V_{o_{\min}} = 0.65V - (-0.4V) \approx 1V$$

$$OVS = V_{op} = \min(V_{op}^{+}, V_{op}^{-}) \approx 1V \qquad (2V_{pp})$$

OVR: Output Voltage Range [1]
OVS: Output Voltage Swing [2]