

# كتاب الكترونيک او ۲ مارس

تهیه شده در الکترونیک باز | مرجع دانلود الکترونیک

[www.gselectronic.ir](http://www.gselectronic.ir)

تهیه و تنظیم: صادق حیدری فراهانی

Sadegh.heidari.farahani@gmail.com

فصل پنجم

## فصل ۵ تقویت کننده‌های تفاضلی

(۱-۷) تقویت کننده تفاضلی BJT از دو مرکزگاه موج‌های تفاضلی ورودی

نمودار ۱-۵ نمایی از مدار تقویت کننده تفاضلی با دو مرکزگاه موج است. این مدار از دو ترانزیستور BJT می‌باشد که در مدارهای تفاضلی معمولی مورد استفاده قرار می‌گیرند.

$$(۱-۸) V_2 - V_{d2} = V_{d1} - V_1$$

$$(۱-۹) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۰) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۱) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۲) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۳) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۴) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۵) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۶) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۷) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۸) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۹) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۲۰) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۲۱) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۲۲) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۲۳) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۲۴) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۲۵) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۲۶) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۲۷) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۲۸) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۲۹) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۳۰) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۳۱) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۳۲) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۳۳) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۳۴) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۳۵) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۳۶) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۳۷) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۳۸) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۳۹) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۴۰) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۴۱) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۴۲) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۴۳) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۴۴) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۴۵) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۴۶) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۴۷) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۴۸) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۴۹) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۵۰) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۵۱) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۵۲) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۵۳) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۵۴) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۵۵) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۵۶) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۵۷) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۵۸) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۵۹) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۶۰) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۶۱) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۶۲) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۶۳) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۶۴) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۶۵) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۶۶) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۶۷) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۶۸) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۶۹) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۷۰) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۷۱) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۷۲) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۷۳) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۷۴) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۷۵) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۷۶) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۷۷) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۷۸) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۷۹) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۸۰) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۸۱) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۸۲) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۸۳) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۸۴) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۸۵) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۸۶) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۸۷) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۸۸) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۸۹) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۹۰) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۹۱) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۹۲) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۹۳) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۹۴) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۹۵) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۹۶) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۹۷) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۹۸) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۹۹) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۰۰) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۰۱) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۰۲) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۰۳) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۰۴) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۰۵) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۰۶) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۰۷) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۰۸) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۰۹) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۱۰) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۱۱) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۱۲) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۱۳) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۱۴) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۱۵) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۱۶) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۱۷) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۱۸) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۱۹) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۲۰) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۲۱) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۲۲) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۲۳) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۲۴) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۲۵) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۲۶) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۲۷) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۲۸) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۲۹) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۳۰) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۳۱) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۳۲) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۳۳) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۳۴) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۳۵) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۳۶) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۳۷) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۳۸) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۳۹) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۴۰) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۴۱) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۴۲) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۴۳) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۴۴) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۴۵) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۴۶) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۴۷) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۴۸) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۴۹) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۵۰) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۵۱) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۵۲) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۵۳) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۵۴) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۵۵) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۵۶) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۵۷) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۵۸) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۵۹) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۶۰) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۶۱) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۶۲) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۶۳) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۶۴) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۶۵) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۶۶) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۶۷) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۶۸) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۶۹) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۷۰) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۷۱) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۷۲) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۷۳) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۷۴) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$(۱-۱۷۵) V_2 = V_{d1} + V_1$$

$$\frac{V_1 + V_2}{2} = V_{CM} = V_{i_{CM}} \quad (2-5)$$

تفاضل موج‌های ورودی را ولتاژ تفاضلی ورودی نام‌گذاری می‌کنند و با یکی از جمله‌های رابطه (۵-۱) نشان می‌دهند. میانگین دو موج ورودی را ولتاژ وجه مشترک ورودی می‌نامند و با یکی از جملات رابطه (۵-۲) نشان می‌دهند.  $V_{o_1}$ ،  $V_{o_2}$  ولتاژ خروجی ترانزیستورهاست. این ولتاژ‌ها عبارت‌اند از:

$$V_{o_1} = Ad_1(v_d) + ACM_1(V_{CM}) \quad (3-5)$$

$$V_{o_2} = Ad_2(v_d) + ACM_2(V_{CM}) \quad (4-5)$$

$$V_{o_1} - V_{o_2} = (Ad_1 - Ad_2)V_d + (ACM_1 - ACM_2)V_{CM} \quad (5-5)$$

بهره ولتاژ تفاضلی در خروجی  $Q_1$ ،  $Q_2$  به ازای ورودی تفاضلی است.  $ACM_1$ ،  $ACM_2$ ،  $Ad_1$ ،  $Ad_2$  بهره ولتاژ وجه مشترک در خروجی  $Q_1$ ،  $Q_2$  به ازای ورودی وجه مشترک است. در تقویت‌کننده تفاضلی می‌توان خروجی را به صورت  $(V_{o_1} - V_{o_2})$  مورد استفاده قرار داد که به آن خروجی تفاضلی گفته می‌شود.

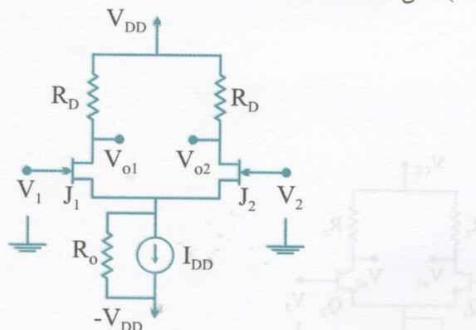
در یک تقویت‌کننده تفاضلی ایده‌آل که تمام اجزای آن کاملاً تطبیق شده و منبع جریان ایده‌آل باشد، تقویت‌کننده تفاضلی به ولتاژ‌های وجه مشترک ورودی پاسخ نمی‌دهد. ولتاژ‌های وجه مشترک ورودی در بیس  $Q_1$ ،  $Q_2$  هم‌دامنه و هم‌فاز هستند. در صورت ایده‌آل تلقی کردن تقویت‌کننده تفاضلی،  $ACM_1$ ،  $ACM_2$  در روابط (۳-۵) و (۴-۵) و (۵-۵) (۴-۵) و (۵-۵) با صفر است ولی هرگز چنین اتفاقی نمی‌افتد و الزاماً در خروجی‌های  $V_{o_1}$ ،  $V_{o_2}$  سهمی از موج‌های وجه مشترک وجود دارد. کمیتی که مرغوبیت تقویت‌کننده تفاضلی را بیان می‌کند، نسبت بهره تفاضلی به بهره وجه مشترک در روابط (۳-۵)، (۴-۵) و (۵-۵) است. این نسبت را رد سیگنال وجه مشترک می‌گویند. (CMRR)

$$CMRR = \left| \frac{Ad}{ACM} \right| \quad (6-5)$$

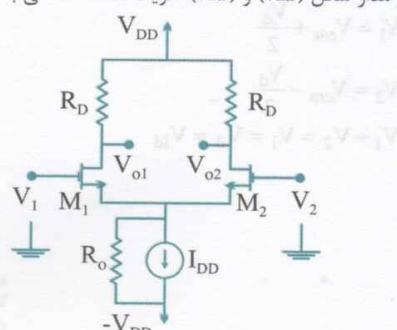
(Common mode Rejection Ratio)

$$CMRR = 20 \log \left| \frac{Ad}{ACM} \right| \quad (\text{برحسب دسیبل}) \quad (7-5)$$

با توجه به روابط (۳-۵)، (۴-۵) و (۵-۵)، برای محاسبه خروجی‌ها می‌توان خروجی‌ها را جزء به جزء حساب کرد؛ یعنی بهره تفاضلی و بهره وجه مشترک را به صورت جدا حساب کرد و سپس خروجی‌های  $V_{o_1}$ ،  $V_{o_2}$  را از جمع این آثار محاسبه کرد. در مدار شکل (۲-۵) و (۳-۵) تقویت‌کننده تفاضلی با (FET) نشان داده شده است.



شفکل ۳-۵ تفاضلی با JFET



شفکل ۲-۵ تفاضلی با ماسفت

تمام مطالب گفته شده روابط (۱-۵) الی (۷-۵) در مورد تفاضلی‌های FET هم کاملاً صادق است.

## ۲-۵ عملکرد تقویت کننده تفاضلی BJT از دیدگاه موج‌های تفاضلی ورودی

به مدار شکل (۱-۵) توجه کنید. اگر  $Q_1, Q_2$  در ناحیه فعال بایاس شده باشند؛ یعنی  $V_{CE} > V_{CE}(\text{sat})$  باشد و مقاومت داخلی منبع جریان  $R_0 = \infty$  فرض شود و ترانزیستورها کاملاً تطبیق شده باشند، عبارت‌های زیر را می‌توان نوشت: (فرض شود

$$\frac{V_{CE}}{V_A} \text{ ناچیز باشد}$$

$$V_1 - V_2 = V_{b1e} - V_{b2e} = V_d$$

$$V_{b1e} = V_T \cdot \ln \frac{I_{C_1}}{I_S} \rightarrow I_{C_1} = I_S e^{\frac{V_{b1e}}{V_T}} \quad (8-5)$$

$$V_{b2e} = V_T \ln \frac{I_{C_2}}{I_S} \rightarrow I_{C_2} = I_S e^{\frac{V_{b2e}}{V_T}} \quad (9-5)$$

$$\frac{I_{C_1}}{I_{C_2}} = \exp \frac{v_{b1e} - v_{b2e}}{V_T} = \exp \frac{V_d}{V_T} \quad (10-5)$$

$$I_{C_1} + I_{C_2} = \alpha(I_{EE}) \quad (11-5)$$

با ترکیب روابط (۸-۵) الی (۱۱-۵) و انجام عملیات ریاضی، جریان‌های  $I_{C_1}, I_{C_2}$  به دست می‌آیند:

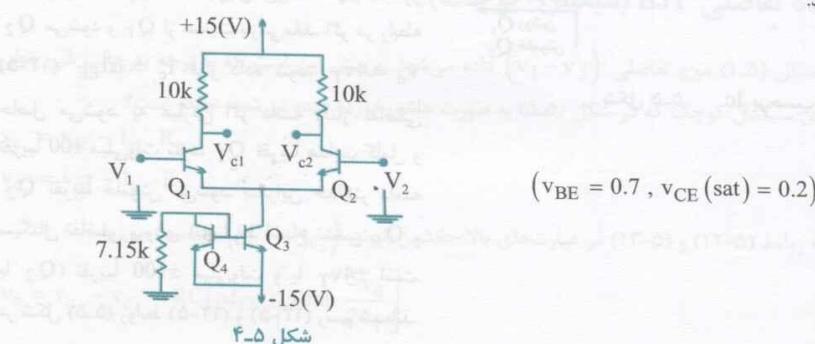
$$I_{C_1} = \frac{\alpha(I_{EE})}{1 + \exp\left(\frac{-V_d}{V_T}\right)} \quad (12-5)$$

$$I_{C_2} = \frac{\alpha(I_{EE})}{1 + \exp\left(\frac{V_d}{V_T}\right)} \quad (13-5)$$

روابط (۱۲-۵) و (۱۳-۵) برای حالت فعال ترانزیستور هستند. در به دست آوردن این روابط از اثر ارلی صرف‌نظر شده است؛ یعنی  $v_{CE} \ll V_A$  منظور شده است. در روابط (۱۲-۵) و (۱۳-۵) اگر  $v_d = 0$  باشد، جریان‌های  $I_{C_1}, I_{C_2}$  برابر با  $\frac{\alpha I_{EE}}{2}$  است (مثلاً  $v_1 = v_2 = -1$  ولت یا  $v_1 = v_2 = 0.2$  ولت) و یا ( $v_1 = v_2 = -0.2$  ولت)، این جریان‌ها ارتباطی به اندازه  $v_1, v_2$  ندارند. البته اندازه‌های مساوی  $v_1, v_2$  تا آنچه می‌توانند زیاد یا کم شوند که ترانزیستور  $Q_1$  و یا  $Q_2$  یا ترانزیستور به کار رفته در منبع جریان  $I_{EE}$  از حالت فعال خارج نشوند.

مثال ۱: در مدار شکل (۴-۵) حداکثر و حداقل دامنه‌های  $v_1 = v_2$  چقدر می‌توانند باشند تا مدار در ناحیه فعال کار کند؟

$\beta$  را بزرگ فرض کنید.



حل:

$$v_1 = v_2 = v \text{ (ولت)}$$

$$I_3 = \frac{15 - 0.7}{7.15k} = 2 \text{ mA}$$

با توجه به روابط (۱۲-۵) و (۱۳-۵) با  $v_d = 0$

$$I_{c_1} = \frac{\alpha I_3}{2} = 1 \text{ mA}$$

$$I_{c_2} = \frac{\alpha I_3}{2} = 1 \text{ mA}$$

$$v_{c_1} = v_{c_2} = 15 - 10k(1 \text{ mA}) = 5 \text{ V}$$

$$v_{E_1}(\text{max}) = v_c - v_{CE}(\text{sat}) = 4.8 \text{ V}$$

$$(V_1, V_2)_{\text{max}} = V_{E_1} + 0.7 = 5.5 \text{ V}$$

اگر  $v_1 = v_2$  بخواهد از ۵.۵ ولت تجاوز کند،  $Q_1$ ،  $Q_2$  اشباع می‌شوند. اکنون حالت اشباع  $Q_3$  را هم م neuropور کنید.

$$V_{E_3} = -15 \text{ V}$$

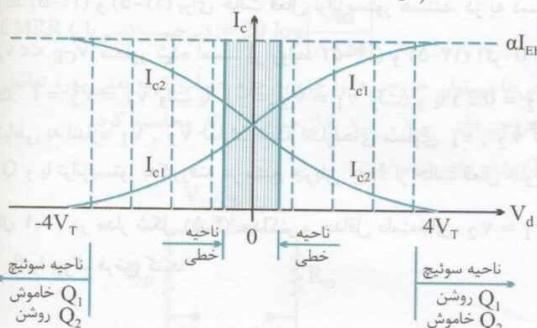
$$v_{c_{\text{min}}} = -14.8 \text{ V}$$

$$(v_1, v_2)_{\text{min}} = -14.1 \text{ (V)}$$

اگر  $v_1 = v_2 = -14.1$  از  $v_1 = v_2 = v$  ولت کوچکتر شود، منبع جریان اشباع است.

در این صورت حداقل دامنه ولتاژ مشترک ورودی  $v_1 = v_2$  برابر با  $+5.5$  ولت و حداقل مقدار ولتاژ مشترک ورودی  $v_1 = v_2$  برابر با  $-14.1$  ولت است؛ بنابراین لذا حداقل ولتاژ وجه مشترک برای این مدار که به صورت متقاضان تعریف شود  $\pm 5.5$  ولت است.

(Maximum INPUT Common Mode voltage)

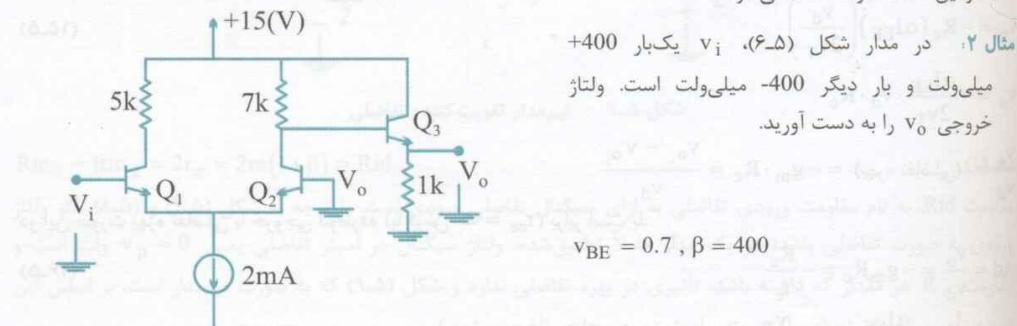


شكل ۵.۵  $v_d$  بر حسب  $I_c$

اکنون به بررسی خروجی‌ها به ازای  $v_1 - v_2 \neq 0$  می‌پردازیم. روابط (۱۲-۵) و (۱۳-۵) را در نظر بگیرید. روابط نمایی هستند، هرگاه  $v_1 - v_2 = v_d$  به  $v_1 - v_2 = v_d$  سهم  $\alpha I_{EE}$  کلکتوری برسد تقریباً همه جریان  $I_c$  شده و  $Q_1$  تقریباً دارای جریان نزدیک صفر می‌شود و برعکس اگر  $v_2 - v_1 = v_d$  به  $v_2 - v_1 = v_d$  سهم  $\alpha I_{EE}$  کلکتور حداکثر برسد، تقریباً همه جریان  $I_c$  شده و  $Q_2$  می‌شود و  $Q_1$  از هدایت بازمی‌ماند. اگر در رابطه  $v_d = 4v_T$  قرار داده شود، حاصل می‌شود. به عبارتی اگر دامنه ولتاژ تفاضلی تقریباً ۱۰۰ میلیولت شود،  $Q_1$  تقریباً هدایت کامل و  $Q_2$  تقریباً خاموش می‌شود. بنابراین حداقل دامنه و سیگنال تفاضلی ورودی (به شرط اشباع نشدن  $Q_1$  و  $Q_2$ ) تقریباً ۱۰۰ میلیولت و یا  $\pm 4v_T$  است. در شکل (۵.۵) روابط (۱۲-۵) و (۱۳-۵) رسم شده‌اند.

### ۳-۳ تقویت کننده تفاضلی در فاصله کلیه (سوئیچ تفاضلی)

مطلوب شکل (۵-۵) و روابط (۱۲-۵) و (۱۳-۵) در صورت اشباع نشدن ترانزیستورها، حداقل سیگنال تفاضلی ورودی حوالی  $4V_T$  است که تا این مقدار، سیگنال بزرگ نامیده می‌شود. درصورتی که ولتاژ تفاضلی  $(v_1 - v_2)$  بیشتر از  $4V_T$  اعمال شود، یکی از ترانزیستورها روشن و دیگری خاموش خواهد شد. در بسیاری از مقایسه‌کننده‌ها و مبدل‌های دیجیتال به آنalog از نوع BJT از این حالت کار استفاده می‌شود.



شکل ۶-۵

حل: به ازای  $v_i = +400$  میلیولت طبق روابط (۱۳-۵) و (۱۴-۵) و همچنین منحنی شکل (۵-۵)،  $Q_1$  روشن و  $Q_2$  خاموش است. چون  $\alpha = \frac{\beta}{1+\beta}$

$$I_{c_2} = 2\text{mA}, I_{c_1} = 0 \quad (\text{فعال است})$$

$$v_{c_1} = 5\text{V} \quad Q_2 = \text{(خاموش)} \rightarrow v_0 = \frac{15 - v_{BE_3}}{7\text{k} + 1\text{k}} \times 1\text{k} = 14.3\text{V}$$

$$v_1 = -400\text{mV} \rightarrow Q_1 = \text{(روشن)} \rightarrow I_{c_1} = 2\text{mA} \rightarrow v_{c_1} = 1\text{V}$$

ترانزیستور  $Q_2$  فعال است و  $v_0 = 0.3$  ولت می‌شود.

اگر  $v_i = -400\text{mV}$  باشد و مقاومت کلکتور  $Q_2 = 7.5\text{k}$  کیلو اهم انتخاب شود،  $Q_3$  خاموش است و  $v_0 = 0$  ولت می‌شود.

هرگاه  $R_{c_2} > 7.5\text{k}$  انتخاب شود، ضمن آنکه  $Q_2$  به حالت اشباع خواهد رفت.

### ۴-۳ تقویت کننده تفاضلی BJT (سیگنال کوچک)

به تقویت کننده تفاضلی شکل (۱-۵) موج تفاضلی  $(v_1 - v_2)$  داده می‌شود. پرسش این است که با توجه به حالت غیر خطی

تقویت کننده، مقدار ورودی سیگنال کوچک که در شکل (۵-۵) به صورت هاشور خورده دیده می‌شود، چقدر است؟

$$v_{c_1} = v_{cc} - I_{c_1} \cdot R_c$$

$$v_{c_2} = v_{cc} - I_{c_2} \cdot R_c$$

اگر  $I_{c_1}$  و  $I_{c_2}$  مربوط به روابط (۱۲-۵) و (۱۳-۵) در عبارت‌های بالا جانشین شوند:

$$v_0 = v_{c_1} - v_{c_2} = RC(\alpha I_{EE}) \left[ \tanh \frac{-v_d}{2V_T} \right] \quad (۱۴-۵)$$

بسط رابطه  $\text{Tanh}(x)$  عبارت است از:

$$\text{Tanh}(x) = x - \frac{x^3}{3} + \frac{2x^5}{15} - \dots$$

اگر  $x < 1$  باشد، آن‌گاه:  $\text{Tanh}(x) \approx x$

بنابراین در رابطه (۱۴-۵) اگر  $1 > \left| \frac{v_d}{2v_T} \right| > 1$  باشد، در این صورت رابطه (۱۴-۵) به صورت خطی قابل قبول است.

$$v_o = -R_c (\alpha I_{EE}) \left( \frac{v_d}{2v_T} \right) \quad (15-5)$$

$$v_o = -\frac{\alpha I_{EE}}{2v_T} \cdot v_d \cdot R_c$$

$$\frac{v_o}{v_d} = -g_m \cdot R_c = -\frac{v_{o_1} - v_{o_2}}{v_d}$$

در این صورت بهره تفاضلی با خروجی دوطرفه (با فرض  $r_{ce} = \infty$ ) برابر است با:

$$Ad = \frac{v_o}{v_d} = -g_m R_c = -\frac{R_c}{r_e} \quad (16-5)$$

$$g_m = \frac{I_c}{v_T} = \frac{\alpha I_{EE}}{2v_T}, \quad r_e = \frac{v_T}{I_E}$$

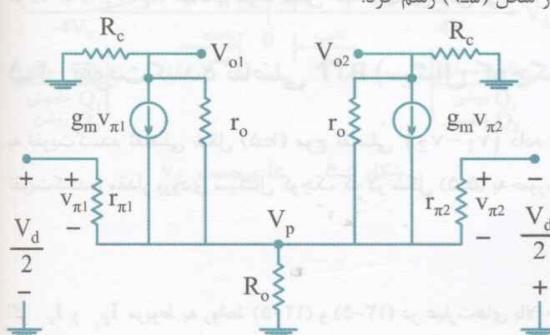
اگر خروجی فقط  $v_{o_1}$  باشد، در این صورت:

$$Ad_1 = \frac{v_{o_1}}{v_d} = -\frac{g_m R_c}{2} = -\frac{R_c}{2r_e} \quad (17-5)$$

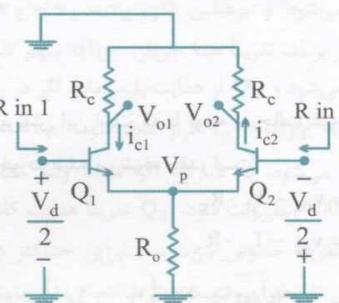
اگر خروجی فقط  $v_{o_2}$  باشد، در این صورت:

$$Ad_2 = \frac{v_{o_2}}{v_d} = +\frac{g_m R_c}{2} = +\frac{R_c}{2r_e} \quad (18-5)$$

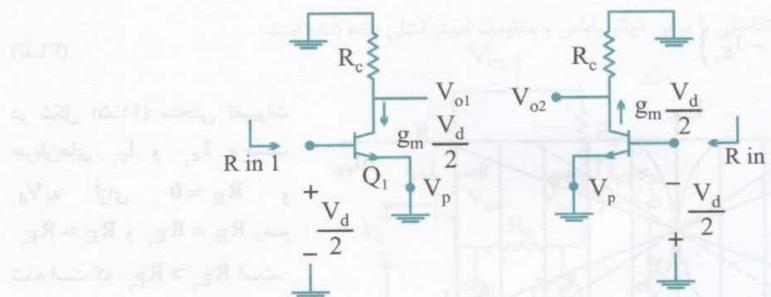
نموداری می‌کنند. چون ترانزیستورها دارای مقاومت  $r_{ds}$  هستند، این مقاومت‌ها باید با  $R_c$  موزای شوند تا بهره‌های تفاضلی روابط (۱۶-۵) الی (۱۸-۵) به دست آیند. روابط (۱۶-۵) الی (۱۸-۵) را با سیگنال تفاضلی کمتر از ۲۰ میلیولت به خوبی می‌توان به کار برد؛ زیرا مقادیر غیر خطی تا این مقدار ولتاژ تفاضلی قابل اغراض است. اگر دامنه ورودی تفاضلی زیاد شود، هارمونیک‌ها در خروجی خودنمایی می‌کنند. با توجه به روابط (۱۶-۵) الی (۱۸-۵) و مدل ac تقویت‌کننده تفاضلی شکل (۱-۵) را می‌توان به صورت شکل (۷-۵) و مدار معادل شکل (۸-۵) و نیم‌مدار شکل (۹-۵) رسم کرد.



شکل ۸-۵ مدل  $\pi$  تفاضلی



شکل ۷-۵ مدل ac تفاضلی



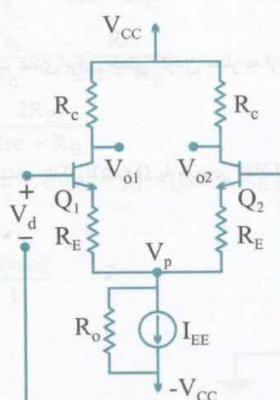
شکل ۹.۵ نیم‌مدار تقویت کننده تفاضلی

$$R_{in1} = R_{in2} = 2r_\pi = 2re(1+\beta) = Rid \quad (۹.۵)$$

مقاومت  $R_{in}$  به نام مقاومت ورودی تفاضلی به ازای سیگنال تفاضلی ورودی است. با توجه به شکل ۷.۵ و ۸.۵، اگر ولتاژ ورودی به صورت تفاضلی باشد، در یک مدار کاملاً تطبیق شده، ولتاژ سیگنال در امیتر تفاضلی یعنی  $V_p = 0$  ولت است و مقاومت  $R_0$  هر مقدار که داشته باشد، تأثیری در بهره تفاضلی ندارد و شکل ۹.۵ که به صورت نیم‌مدار است، بر اساس این توجیه ترسیم شده است. (در  $V_p = 0$ ، امیتر زمین مجازی تلقی می‌شود.)

### ۵.۵ تقویت کننده تفاضلی با مقاومت امیتر

در شکل ۱۰.۵ تقویت کننده تفاضلی با مقاومت امیتر نشان داده شده است.



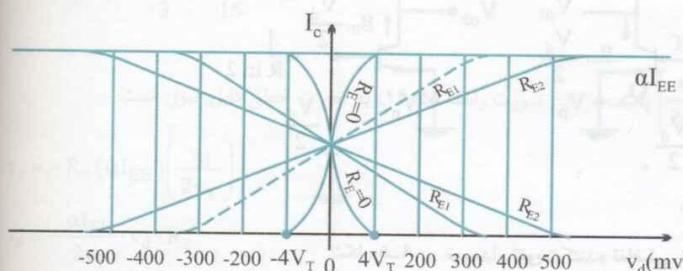
شکل ۱۰.۵ تقویت کننده تفاضلی با مقاومت امیتر

در یک تقویت کننده تفاضلی بدون مقاومت امیتر حوزه خطی کار به ازای سیگنال تفاضلی خیلی کمتر از  $2v_T$  است (مثلاً کمتر از 20 mV). اگر موج ورودی دامنه بزرگ داشته باشد، با وصل مقاومت امیتر می‌توان دامنه‌های بزرگ ورودی تفاضلی را به صورت خطی به وسیله این تقویت کننده، تقویت کرد. این مقاومت‌ها ایجاد فیدبک منفی می‌کنند. در این صورت بهره تفاضلی کاهش می‌یابد و مقاومت ورودی تفاضلی زیاد می‌شود. برای تعیین تقریبی مقاومت امیتر لازم برای دامنه  $i = v_d = V_d$  که بزرگ است.:

داریم:

$$V_i = V_{BE_1} + I_{E_1}(R_E) - I_{E_2}(R_E) - V_{BE_2} \quad (۱۰.۵)$$

$$v_i = V_T \ln \frac{I_{c_1}}{I_{c_2}} + R_E (I_{E_1} - I_{E_2}) \quad (21-5)$$



شکل ۱۱-۵ منحنی تغییرات جریان‌های  $I_{c_1}$  و  $I_{c_2}$  بر حسب  $v_d$  و مقاومت امپتر

همان‌گونه که از روابط (۲۰-۵) و (۲۱-۵) برمی‌آید، ناحیه خطی ولتاژ تفاضلی ورودی با افزایش  $R_E$  زیاد می‌شود، به طوری که با مقاومت  $R_E$  تقریباً ناحیه خطی تقویت‌کنندگی تا ۵۰۰ میلی‌ولت زیاد شده است. به عنوان مثال اگر  $I_{EE} = 1 \text{ mA}$  باشد و حداکثر ولتاژ ورودی تفاضلی ۱ ولت فرض شود، برای آنکه به ازای  $I_{E_1} = 0.9 I_{EE}$  مدار خطی کار کند، داریم:

$$IV = V_T \ln \frac{0.9 \text{ mA}}{0.1 \text{ mA}} + R_E (0.9 - 0.1)$$

$$R_E = 1.2 \text{ k}\Omega$$

در محاسبات عادی برای خطی کردن مدار به ازای حداکثر ورودی مورد نظر مقدار تقریبی  $R_E$  عبارت است از:

$$R_E \approx \frac{V_i (\text{max})}{I_{EE}}$$

در تقویت‌کننده شکل (۱۰-۵) با ورودی تفاضلی، گره ۰ ولت است و نیم‌مدار، جوابگوی محاسبات سیگنال‌های تفاضلی است.

$$i_{c_1} = G_m \cdot v_d \quad (22-5)$$

$$i_{c_2} = -G_m \cdot v_d \quad (23-5)$$

$$G_m = \frac{1}{2r_e + 2R_E} \quad (24-5)$$

$$Ad_1 = \frac{v_{o_1}}{v_d} \approx -\frac{R_c}{2r_e + 2R_E} \quad (25-5)$$

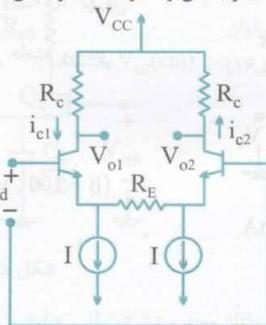
$$Ad_2 = \frac{v_{o_2}}{v_d} = +\frac{R_c}{2r_e + 2R_E} \quad (26-5)$$

$$Ad = \frac{v_{o_1} - v_{o_2}}{v_d} = -\frac{R_c}{r_e + R_E} \quad (27-5)$$

$$R_{id} = 2r_\pi + 2R_E(1+\beta) = 2(r_e + R_E)(1+\beta) \quad (28-5)$$

در شکل (۱۱-۵) منحنی تغییرات جریان‌های  $I_{c_1}$  و  $I_{c_2}$  بر حسب ازای  $V_d$  و  $R_E = R_{E_2}$  و  $R_E = R_{E_1}$  شده است که  $R_{E_2} > R_{E_1}$  است.

در شکل (۱۲-۵)، تقویت کننده تفاضلی با نوعی دیگر بایاس و مقاومت امیتر نشان داده شده است.



شکل ۱۲-۵ تقویت کننده تفاضلی با دو منبع جریان و یک مقاومت امیتر

$$i_{c_1} = G_m \cdot v_d \quad (30-5)$$

$$i_{c_2} = -G_m v_d \quad (31-5)$$

$$G_m = \frac{1}{2r_e + R_E} \quad (32-5)$$

$$Ad_1 = \frac{v_{o_1}}{v_d} = -\frac{R_c}{2r_e + R_E} \quad (33-5)$$

$$Ad_2 = \frac{v_{o_2}}{v_d} = +\frac{R_c}{2r_e + R_E} \quad (34-5)$$

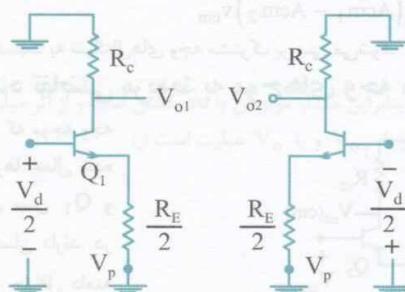
$$Ad = -\frac{2R_E}{2r_e + R_E} \quad (35-5)$$

$$R_{id} = 2r_\pi + R_E(1 + \beta) = (2r_e + R_E)(1 + \beta) \quad (36-5)$$

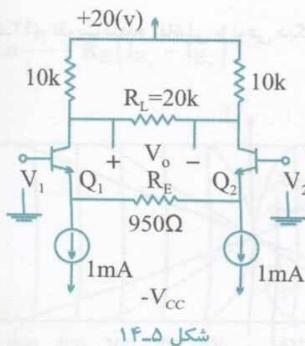
و مقاومت امیتر لازم برای ناحیه خطی عبارت است از:

$$R_E > \frac{V_{d(max)}}{I}$$

در شکل (۱۳-۵)، مدل نیم‌مدار ac برای شکل (۱۲-۵) رسم شده است.



شکل ۱۳-۵ نیم‌مدار ac برای تقویت تفاضلی نشان داده شده در شکل (۱۲-۵)



مثال ۳: در تقویت‌کننده تفاضلی شکل (۱۴-۵)، بهره  $\frac{V_o}{V_i}$  و مقاومت ورودی تفاضلی و حداکثر دامنه ورودی برای کار خطی تفاضلی را به دست آورید.

$$(\beta = 100, v_A \approx \infty)$$

حل:

$$I_{E_1} = I_{E_2} = 1 \text{ mA} \rightarrow I_{c_1} = I_{c_2} \approx 1 \text{ mA}$$

$$v_{c_1} = v_{c_2} \approx 20 - 1 \text{ mA}(10 \text{ k}) = 10 \text{ V}$$

$$v_1 - v_2 = v_i$$

$$\frac{v_o}{v_i} = -\frac{(R_{c_1} + R_{c_2}) \| R_L}{r_{e_1} + r_{e_2} + R_E} \approx -\frac{10 \text{ k}}{1 \text{ k}} \approx -10$$

$$R_{id} = (2r_e + R_E)(1 + \beta) \approx 100 \text{ k}\Omega$$

$$v_{imax} (\text{خطی}) = 1 \text{ mA} (R_E) = 950 \text{ mV} = 1 \text{ V}$$

در مثال ۳، اگر  $R_E = 0$  باشد، در این صورت:

$$\frac{v_o}{v_i} \approx -\frac{(R_{c_1} + R_{c_2}) \| R_L}{2r_e} \approx -\frac{10 \text{ k}}{50 \Omega} \approx -200$$

$$R_{id} = 2r_e(1 + \beta) \approx 5 \text{ k}\Omega$$

$$v_{imax} (\text{خطی}) = 20 \text{ mV}$$

محاسبات انجام شده تاکنون برای اندازه‌گیری بهره تفاضلی و مقاومت ورودی تفاضلی برای ناحیه خطی بود. در روابط (۳-۵) و (۴-۵) دیدیم که ولتاژ خروجی  $v_{o_1}$ ،  $v_{o_2}$  و  $v_o$  عبارت بودند از:

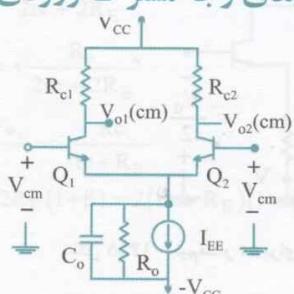
$$v_{o_1} = Ad_1(v_d) + Acm_1(v_{cm})$$

$$v_{o_2} = Ad_2(v_d) + Acm_2(v_{cm})$$

$$v_{o_1} - v_{o_2} = (Ad_1 - Ad_2)v_d + (Acm_1 - Acm_2)v_{cm}$$

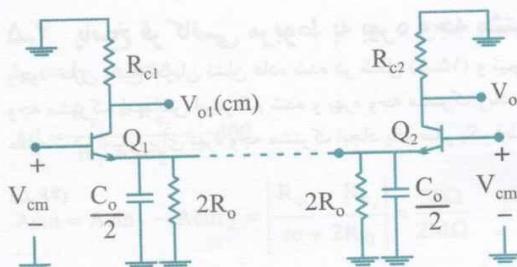
اکنون عملکرد تقویت‌کننده تفاضلی نسبت به سیگنال‌های وجه مشترک بررسی می‌شود.

## ۶-۵ عملکرد تقویت‌کننده تفاضلی هربوتوط به موج‌های وجه مشترک ورودی



شکل ۱۵-۵ بررسی تقویت‌کننده تفاضلی از دیدگاه وجه مشترک

مدار شکل (۱۵-۵) را در نظر بگیرید که وجه مشترک صرفاً به پایه‌های ترانزیستورها اعمال شده است. موج وجه مشترک در ورودی بیس  $Q_1$  و بیس  $Q_2$ ، دامنه یکسان و فاز یکسان دارند. در مثال (۱) و شکل (۴-۵) حداکثر و حداقل دامنه  $v_{cm}$  برای اشباع نشدن تقویت‌کننده محاسبه شد. اکنون بهره وجه مشترک و مقاومت ورودی وجه مشترک بیان می‌شود.



شکل ۱۶-۵ نیم‌دار وجه مشترک

هر کدام از ترانزیستورهای  $Q_1$ ،  $Q_2$  به ازای ولتاژ وجه مشترک ( $V_{cm}$ ) به صورت امیتر مشترک با امپدانس روی امیتر کار می‌کند. در فرکانس خیلی کم حافظه باز است و بهره وجه مشترک عبارت است از:

$$A_{CM_1} = \frac{v_{o_1}(CM)}{v_{CM}} = -\frac{g_m \cdot R_{C_1}}{1 + g_m(2R_o)} \approx -\frac{R_{C_1}}{r_e + 2R_o} \quad (۳۶-۴)$$

$$A_{CM_2} = \frac{v_{o_2}(CM)}{v_{CM}} = -\frac{g_m \cdot R_{C_2}}{1 + g_m(2R_o)} \approx -\frac{R_{C_2}}{r_e + 2R_o} \quad (۳۷-۴)$$

$$A_{CM_1} - A_{CM_2} = -\frac{R_{C_1} - R_{C_2}}{r_e + 2R_o} = \left| \frac{\Delta R_C}{2R_o} \right| \quad (۳۸-۴)$$

$$R_{iCM_1} = \left[ ((2R_o \parallel r_{ce}) + r_e)(1 + \beta) \right] \parallel r_u \quad (۳۹-۴)$$

$$R_{iCM_2} = \left[ ((2R_o \parallel r_{ce}) + r_e)(1 + \beta) \right] \parallel r_u \quad (۴۰-۴)$$

و مقاومت ورودی وجه مشترک عبارت است از:

$$R_{iCM} = R_{iCM_1} \parallel R_{iCM_2} \quad (۴۱-۴)$$

$$R_{iCM} = \frac{1}{2} \left\{ \left[ ((2R_o \parallel r_{ce}) + r_e)(1 + \beta) \right] \parallel r_u \right\} \quad (۴۲-۴)$$

اگرچه مقاومت  $r_u$  بین بیس و کلکتور  $Q_1$  و یا  $Q_2$  وصل شده است، مقدار مؤثر آن که باید در روابط (۳۹-۴) یا (۴۰-۴) یا (۴۱-۴) وارد شود برابر است با:

$$r_u = \frac{r_u}{1 - ACM} \quad (۴۳-۴)$$

از انجاک  $ACM$  خیلی کمتر از ۱ است، بنابراین مقدار مؤثر آن با  $r_u$  بسیان است و از اثر مبلاط در آن صرفنظر می‌شود.

مقدار CMRR به ازای خروجی  $V_{o_1}$  و یا  $V_{o_2}$  و یا  $V_o$  عبارت است از:

$$CMRR = \left| \frac{A_{d_1}}{A_{CM_1}} \right| \quad (۴۴-۴)$$

$$CMRR = \left| \frac{A_{d_2}}{A_{CM_2}} \right| \quad (۴۵-۴)$$

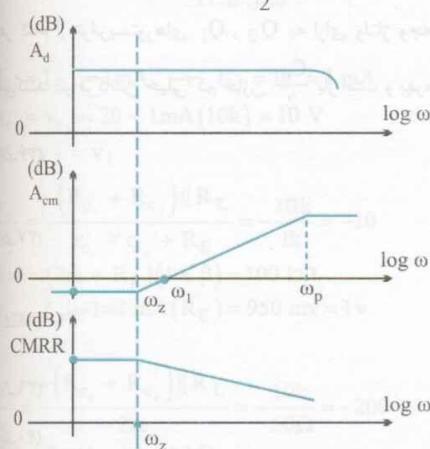
$$CMRR = \left| \frac{A_{d_1} - A_{d_2}}{A_{CM_1} - A_{CM_2}} \right| \quad (۴۶-۴)$$

### ۷-۵ پاسخ فرکانسی مربوط به بهره وجه مشترک و CMRR

وجود خازن منبع جریان نشان داده شده در شکل (۱۶-۵) و نیم‌مدار شکل (۱۵-۵) سبب می‌شود که با افزایش فرکانس سیگنال وجه مشترک، ایندکس امپیتر کم شده و بهره وجه مشترک زیاد شود و CMRR کاهش یابد. مطابق شکل (۱۶-۵) وجود خازن و مقاومت در امپیتر، برای بهره وجه مشترک ایجاد یک صفر یک قطب می‌کند:

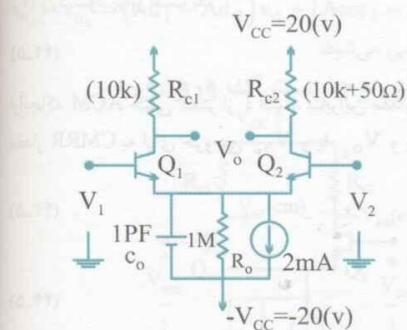
$$\omega_z = \frac{1}{2R_0} \cdot \frac{1}{c_0} \quad (\text{فرکانس صفر}) \quad (46-5)$$

$$\omega_p = \frac{1}{2R_0 \parallel re} \cdot \frac{1}{c_0} \quad (\text{فرکانس قطب}) \quad (47-5)$$



شکل ۱۷-۵ پاسخ فرکانس بهره وجه مشترک و CMRR

با توجه به روابط مربوط به CMRR برای افزایش ACM کم شود که مستلزم داشتن منبع جریان با مقاومت داخلی بزرگ است. و در خروجی دوطرفه تطبیق داشتن  $R_{C1}$  و  $R_{C2}$  همراه با مقاومت بزرگ منبع جریان، سبب افزایش چشمگیر CMRR است. به سبب عدم انتiac  $Q_1$  و  $Q_2$  و  $R_{C1}$  و  $R_{C2}$  و محدود بودن مقاومت داخلی منبع جریان، CMRR بیشتر از ۱۵۰ دسی‌بل مشاهده نمی‌شود. مقدار پاسخ CMRR در یک مدار چند طبقه اصولاً مربوط به اولین طبقه تفاضلی به کاررفته در ورودی است.



شکل ۱۸-۵

در شکل (۱۷-۵)، پاسخ فرکانس بهره وجه مشترک و CMRR بر حسب (۴۶-۵) و همچنین پاسخ فرکانس حالت تفاضلی مربوط به خازن‌های مربوط به خازن‌های داخلی ترانزیستورها و خازن بار است که در الکترونیک ۳ مورد بحث قرار می‌گیرند. در این مبحث با توجه به شکل (۱۷-۵) فرکانس قطع بالا یا فرکانس (-3dB) بالایی مربوط به بهره وجه مشترک  $\omega_p$  و فرکانس قطع پایین  $\omega_z$  است. فرکانس قطع بالا مربوط به CMRR هم  $\omega_z$  است. دیده می‌شود در فرکانسی مثل  $\omega_1$  بهره وجه مشترک صفر dB یا عدد ۱ است؛ یعنی هر آنچه موج وجه مشترک در ورودی با فرکانس  $\omega_1$  است در خروجی هم دیده خواهد شد.

**مثال ۴:** در مدار شکل (۱۸-۵)، مطلوب است بهره تفاضلی و بهره وجه مشترک و CMRR و فرکانس -3dB مربوط به  $(\beta = 100), (v_A = \infty)$  : CMRR

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

$$Ad = \frac{R_{c_1} + R_{c_2}}{r_{e1} + r_{e2}} \approx -400$$

$$A_{cm} = A_{cm1} - A_{cm2} = \left| \frac{R_{c_1} - R_{c_2}}{r_{e} + 2R_0} \right| \approx \frac{50\Omega}{2M\Omega}$$

$$CMRR = \frac{Ad}{A_{cm}} \approx 16 \times 10^6$$

$$CMRR = 144 \text{ dB} = 20 \log(16 \times 10^6)$$

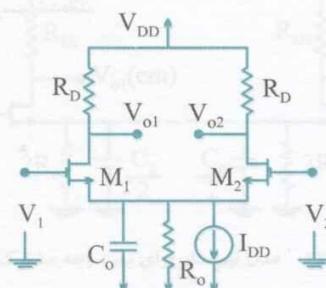
فرکانس -3dB مربوط به CMRR برابر است با:

$$\omega_z = \frac{1}{2R_0 \frac{C_0}{2}} = 1 \text{ M} \frac{\text{Rad}}{\text{s}}$$

فرکانس -3dB مربوط به بهره وجه مشترک برابر است با:

$$\omega_p = \frac{1}{2R_0 \parallel r_e} \cdot \frac{1}{\frac{C_0}{2}} = 80 \text{ G} \frac{\text{Rad}}{\text{s}}$$

## ۸-۱ تقویت کننده تفاضلی با ماسفت



شکل ۱۹-۵

در شکل (۱۹-۵)، نوعی تقویت کننده تفاضلی با ترانزیستورهای ماسفت تطبیق می‌شود و بار اهمی  $R_D$  و منبع جریان با مقاومت داخلی  $R_0$  و خازن داخلی  $C_0$  نشان داده شده است. اگر ترانزیستورها در ناحیه فعال (اشباع) باشند، با نوشتن روابط جریان  $I_D$  بر حسب ولتاژ  $V_{GS}$  می‌توان بهره سیگنال کوچک را به دست آورد.

$$v_1 - v_2 = v_d = v_{id} = v_i \quad (۴۸)$$

$$\frac{v_1 + v_2}{2} = v_{cm} = v_{icm} \quad (۴۹)$$

$$v_{o_1} = Ad_1(v_d) + A_{cm_1}(v_{cm}) \quad (۵۰)$$

$$v_{o_2} = Ad_2(v_d) + A_{cm_2}(v_{cm}) \quad (۵۱)$$

$$v_{o_1} - v_{o_2} = (Ad_1 - Ad_2)(v_d) + (A_{CM_1} - A_{CM_2})v_{cm} \quad (۵۲)$$

$$CMRR = \left| \frac{Ad}{A_{cm}} \right| \quad (۵۳)$$

$$k = \frac{1}{2} \mu_{COX} \frac{W}{L} \quad (54-5)$$

$$I_{D_1} = k(v_{GS} - v_T)^2 \quad (55-5)$$

$$I_{D_2} = k(V_{G_2S} - V_T)^2 \quad (56-5)$$

$$I_{D_1} + I_{D_2} = I_{DD} \quad (57-5)$$

$$v_{G_1} - v_{G_2} = v_1 - v_2 = v_d \quad (58-5)$$

با جایگزین کردن روابط (55-5) الی (58-5) و انجام عملیات لازم، جریان  $I_{D_1}$  و  $I_{D_2}$  به دست می‌آیند:

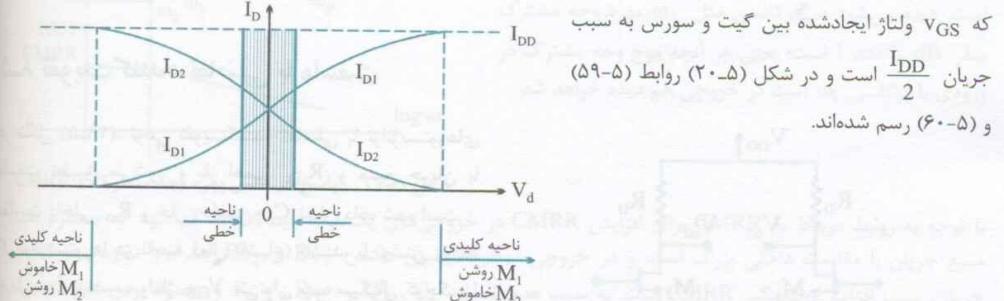
$$I_{D_1} = \frac{I_{DD}}{2} + \frac{1}{2} k \cdot v_d \sqrt{\frac{2I_{DD}}{k} - v_d^2} \quad (59-5)$$

$$I_{D_2} = \frac{I_{DD}}{2} - \frac{1}{2} k v_d \sqrt{\frac{2I_{DD}}{k} - v_d^2} \quad (60-5)$$

اگر در رابطه (59-5)،  $I_{D_1} = I_{DD}$  جانشین شود حداکثر  $v_d$  به دست آید که در این صورت  $I_{D_2} = 0$  است و همین طور اگر  $I_{D_1} = I_{DD}$  جانشین شود،  $I_{D_2} = 0$  می‌شود و حداکثر  $v_d$  در جهت منفی حاصل می‌شود. حداکثر ولتاژ تفاضلی به دست آمده

برابر است با:

$$v_{d(\max)} = \sqrt{2}(v_{GS} - v_T) \quad (61-5)$$



شکل ۲۰-۵ تغییرات جریان درین  $M_1$  و  $M_2$  بر حسب  $V_d$

ناحیه خطی تفاضلی با ماسفت را می‌توان تا 20 درصد  $v_{d(\max)}$  از رابطه (61-5) محاسبه کرد. ناحیه هاشورخورده در شکل

(20-5) این ناحیه را نشان می‌دهد. در ناحیه سیگنال کوچک (ناحیه خطی) داریم: ( $rds = \infty$ )

$$id_1 = \frac{g_m v_d}{2} \quad (62-5)$$

$$id_2 = -g_m \frac{v_d}{2} \quad (63-5)$$

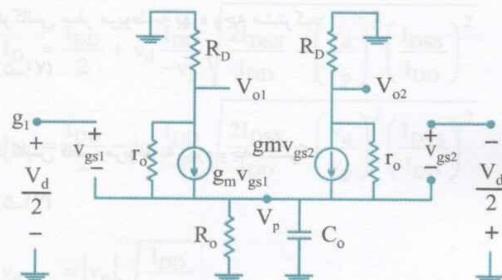
$$Ad_1 = \frac{v_{o_1}}{v_d} = -\frac{g_m \cdot R_D}{2} \quad (64-5)$$

$$Ad_2 = \frac{v_{o_2}}{v_d} = +\frac{g_m R_D}{2} \quad (65-5)$$

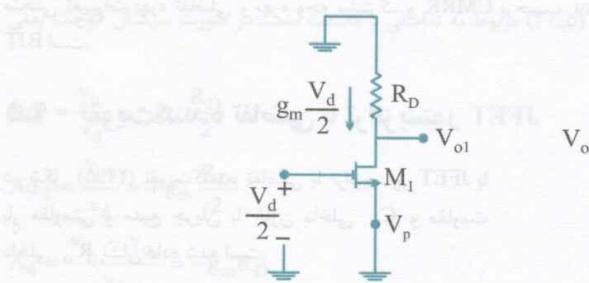
$$Ad = \frac{v_{o_1} - v_{o_2}}{v_d} = -g_m R_D \quad (66-5)$$

تقویت کننده‌های تفاضلی

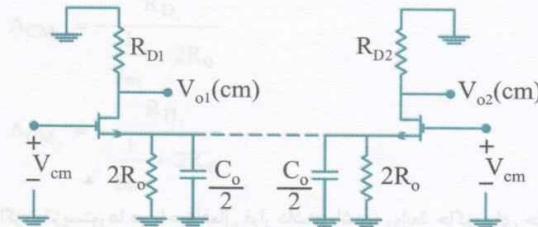
۲۲۵

شکل ۲۱-۵ مدل  $\pi$  در تقویت کننده تفاضلی با ماسفت

روابط (۶۲-۵) الی (۶۶-۵) درست مانند روابط سینگال کوچک مربوط به تفاضلی BJT است. مدل سیگنال کوچک تقویت کننده تفاضلی با ماسفت در شکل (۲۱-۵) و در شکل (۲۲-۵) نیم‌مدار تقویت کننده تفاضلی نشان داده است.



شکل ۲۲-۵ نیم‌مدار در تقویت کننده تفاضلی با ماسفت



شکل ۲۳-۵ مدل نیم‌مدار برای بهره وجه مشترک

به سبب تقارن کامل  $v_p = 0$  است و روابط (۶۲-۵) الی (۶۶-۵) را می‌توان از شکل (۲۲-۵) به دست آورد. برای محاسبه بهره وجه مشترک و پاسخ فرکانس بهره وجه مشترک و CMRR درست مانند تفاضلی با BJT رفتار می‌شود. نیم‌مدار برای بهره وجه مشترک مطابق شکل (۲۳-۵) است.

در فرکانس کم که خازن  $C_0$  بدون اثر است، داریم:

$$A_{CM_1} = -\frac{R_{D_1}}{\frac{1}{g_m} + 2R_0} \quad (۶۷-۵)$$

$$A_{CM_2} = -\frac{R_{D_2}}{\frac{1}{g_m} + 2R_0} \quad (۶۸-۵)$$

$$A_{CM_1} - A_{CM_2} = \left| \frac{\frac{R_{D_1} - R_{D_2}}{1}{+}{2R_0}}{g_m} \right| \quad (۶۹-۵)$$

فرکانس صفر مربوط به بهره وجه مشترک:

(۷۰-۵)

$$\omega_z = \frac{1}{2R_0} \cdot \frac{1}{C_0} \cdot \frac{1}{2}$$

فرکانس قطب مربوط به بهره وجه مشترک:

(۷۱-۵)

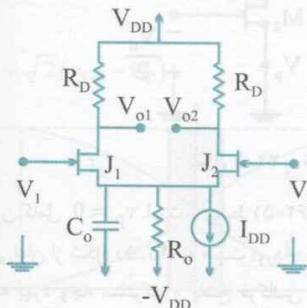
$$\omega_p = \frac{1}{2R_0 \parallel \frac{1}{g_m}} \cdot \frac{1}{C_0} \cdot \frac{1}{2}$$

$$CMRR = \left| \frac{Ad}{ACM} \right|$$

متحنی تغییرات بهره تفاضلی و بهره وجه مشترک و CMRR بر حسب  $\omega$  درست مانند پاسخ فرکانس شکل (۱۷-۵) در مورد BJT است.

## ۹-۵ تقویت کننده تفاضلی با ترانزیستور JFET

در شکل (۳۴-۵) تقویت کننده تفاضلی با ترانزیستور JFET با بار مقاومتی و منبع جریان با خازن داخلی  $C_0$  و مقاومت داخلی  $R_0$  نشان داده شده است.



شکل ۲۴-۵ تقویت کننده تفاضلی با JFET

اگر ترانزیستورها در ناحیه فعال قرار داشته باشند، روابط حاکم برای حالت تفاضلی عبارت است از:

$$V_1 - V_2 = V_d$$

$$\frac{V_1 + V_2}{2} = V_{cm}$$

$$I_{D_1} = I_{DSS} \left( 1 - \frac{V_{G,S}}{V_p} \right)^2 \quad (72-5)$$

$$I_{D_2} = I_{DSS} \left( 1 - \frac{V_{G,S}}{V_p} \right)^2 \quad (73-5)$$

$$V_{G_1} - V_{G_2} = V_d \quad (74-5)$$

$$I_{D_1} + I_{D_2} = I_{DD} \quad (75-5)$$

از روابط (۷۲-۵) الی (۷۵-۵) جریان  $I_{D_1}$  و  $I_{D_2}$  به دست می آید:

$$I_{D_1} = \frac{I_{DD}}{2} + v_d \frac{I_{DD}}{-v_p} \sqrt{\frac{2I_{DSS}}{I_{DD}} - \left(\frac{v_d}{v_p}\right)^2 \left(\frac{I_{DSS}}{I_{DD}}\right)^2} \quad (76-5)$$

$$I_{D_2} = \frac{I_{DD}}{2} - v_d \frac{I_{DD}}{-v_p} \sqrt{\frac{2I_{DSS}}{I_{DD}} - \left(\frac{v_d}{v_p}\right)^2 \left(\frac{I_{DSS}}{I_{DD}}\right)^2} \quad (77-5)$$

به ازای  $V_{d_{max}} = I_{DD}$  دست می‌آید:

$$v_{d_{(max)}} = \left|v_p\right| \sqrt{\frac{I_{DD}}{I_{DSS}}} \quad (78-5)$$

ناحیه خطی کمتر از 20 درصد مقدار ماکریم  $v_d$  است. به ازای دامنه سیگنال بیشتر از  $(v_d)_{(max)}$ ، مدار به صورت کلید کار می‌کند. منحنی تغییرات  $I_D$  بر حسب  $v_d$  مانند شکل (۳۰-۵) مربوط به تفاضلی با ماسفت است. در صورت سیگنال کوچک یعنی  $v_d$  کمتر از 20 درصد ماکریم داریم:

$$A_{D1} = \frac{v_{o_1}}{v_d} = -g_m \frac{R_D}{2} \quad (79-5)$$

$$A_{D2} = \frac{v_{o_2}}{v_d} = +g_m \frac{R_D}{2} \quad (80-5)$$

$$A_d = \frac{v_{o_1} - v_{o_2}}{v_d} = -g_m R_D \quad (81-5)$$

و برای مقادیر وجه مشترک مانند نیم‌مدار شکل (۲۳-۵) داریم:

$$A_{CM_1} = -\frac{R_{D_1}}{\frac{1}{g_m} + 2R_0} \quad (82-5)$$

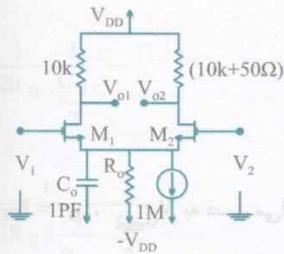
$$A_{CM_2} = -\frac{R_{D_2}}{\frac{1}{g_m} + 2R_0} \quad (83-5)$$

$$\left(A_{CM_1} - A_{CM_2}\right) = \left|\frac{\frac{R_{D_1} - R_{D_2}}{\frac{1}{g_m} + 2R_0}}{\frac{R_{D_1} + R_{D_2}}{\frac{1}{g_m} + 2R_0}}\right| \quad (84-5)$$

$$\omega_z = \frac{1}{2R_0} \cdot \frac{c_0}{2} \quad (85-5)$$

$$\omega_p = \frac{1}{2R_0 \parallel \frac{1}{g_m} \cdot \frac{c_0}{2}} \quad (86-5)$$

منحنی تغییرات بهره تفاضلی و بهره وجه مشترک و CMRR بر حسب  $\omega$  درست مانند پاسخ فرکانسی شکل (۱۷-۵) در مورد BJT است.



شكل ٢٥-٥

**مثال ٥:** در تقویت‌کننده تفاضلی شکل (٢٥-٥) بهره تفاضلی، بهره وجه مشترک و CMRR و فرکانس -3dB مربوط به CMRR را به دست آورید.

$$(g_m = 1\text{mA/V})$$

$$v_d = v_1 - v_2$$

$$v_{cm} = \frac{v_1 + v_2}{2}$$

$$Ad_1 = \frac{v_{o_1}}{v_d} = -\frac{R_{D_1}}{\frac{1}{g_m}} = -10$$

$$Ad_2 = \frac{v_{o_2}}{v_d} = +g_m \cdot R_D \approx +10$$

$$Ad = -\frac{R_{D_1} + R_{D_2}}{\frac{1}{g_m} + \frac{1}{g_m}} \approx -20$$

$$A_{CM_1} = -\frac{R_{D_1}}{\frac{1}{g_m} + 2R_0} = \frac{10k}{1k + 2M\Omega}$$

$$A_{CM_2} = -\frac{R_{D_2}}{\frac{1}{g_m} + 2R_0} = -\frac{10k + 50\Omega}{1k + 2M\Omega}$$

$$\left| A_{CM_1} - A_{CM_2} \right| = \frac{50\Omega}{1k + 2M\Omega} = ACM \approx 25 \times 10^{-6}$$

$$CMRR = \left| \frac{Ad}{ACM} \right| \approx 8 \times 10^5 \quad \text{برای خروجی تفاضلی (دوطرفه)}$$

$$CMRR = 108\text{dB}$$

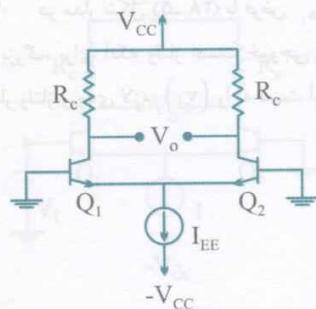
$$\omega_z = \frac{1}{2R_0} \cdot \frac{1}{C_0} = 1M \frac{\text{Rad}}{\text{s}}$$

اگر در مدار بالا باشد و  $V_T = 2$  ولت و  $k = 0.25 \text{ mA/v}^2$  فرض شود. در این صورت:

$$v_{d_{max}} = \sqrt{2}(4 - 2) = 2.8 \text{ ولت}$$

$$v_d(\text{خطی}) \approx 0.2 \times 2.8 \approx 560 \text{ mV}$$

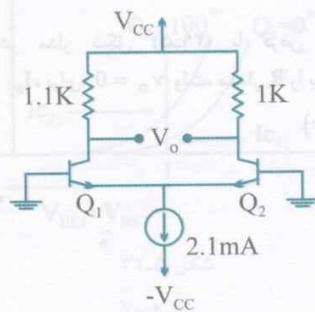
### ۱۰- ولتاژ افست در تقویت کننده تفاضلی (Offset Voltage)



شکل ۲۶-۵

تقویت کننده تفاضلی شکل (۲۶-۵) را در نظر بگیرید که دارای ورودی‌های صفر ولت است. هرگاه هر دو ترانزیستور کاملاً تطبیق شده باشند و  $R_{C_1} = R_{C_2}$  باشد، درنتیجه  $v_{C_1} = v_{C_2}$  است و  $v_{C_1} - v_{C_2} = 0$  ولت است. در این صورت ولتاژ افست در خروجی صفر ولت است. عدم تطبیق در هر یک از اجزای منجر به ایجاد ولتاژ DC در خروجی می‌شود؛ یعنی خروجی دارای افست می‌شود.

اگر این ولتاژ افست تقسیم بر بیهوده تفاضلی ( $Ad$ ) شود ولتاژ افست ورودی به دست می‌آید (البته اگر ولتاژ افست ایجادشده در ورودی کم‌دامنه باشد). اکنون اگر ولتاژ افست بین دو پایه ورودی وصل شود، آن‌گاه ولتاژ افست خروجی را می‌توان صفر کرد. برای حذف افست در خروجی (در صورت نیاز) می‌توان در ورودی ولتاژ افست مناسب وصل کرد و یا آنکه در امیترهای ترانزیستورها، مقاومت مناسب قرار داد. در مثال‌های زیر مقادیر ولتاژ افست ایجادشده و روش‌های حذف آن‌ها مورد توجه قرار می‌گیرد. برای حل امثال‌ها اعداد بزرگ انتخاب شده‌اند. در عمل مقادیر افست کم است؛ زیرا در تقویت کننده‌های تفاضلی تلاش می‌شود تا حد امکان، مدار داشته تطبیق خوبی داشته باشد.



شکل ۲۷-۵

مثال ۶: در مدار شکل (۲۷-۵) با فرض  $I_{S_2} = 1.1(I_{S_1})$  ولتاژ افست خروجی را حساب کنید. ( $\beta$  را بزرگ در نظر بگیرید)

$$V_{BE_1} = V_{BE_2}$$

$$v_T \ln \frac{I_{C_1}}{I_{S_1}} = v_T \ln \frac{I_{C_2}}{I_{S_2}} \rightarrow \frac{I_{C_1}}{I_{S_1}} = \frac{I_{C_2}}{I_{S_2}}$$

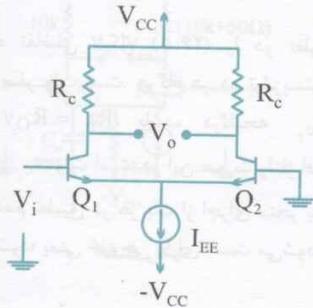
$$I_{C_1} + I_{C_2} = 2.1 \text{ mA}$$

$$I_{C_1} = 1 \text{ mA}, I_{C_2} = 1.1 \text{ mA}$$

$$v_o = v_{cc} - R_{C_1} (I_{C_1}) - [v_{cc} - R_{C_2} (I_{C_2})] = 0 \text{ ولت}$$

$$v_{o_0} = 0 \rightarrow I_{C_1} = I_{C_2} = 1 \text{ mA}$$

$$v_{o_0} - I_{C_1} (R) - v_{DD} = 0$$



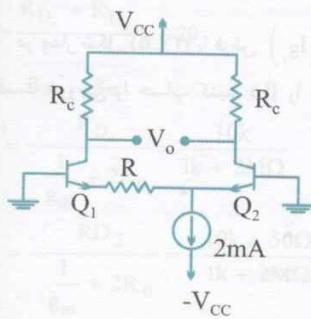
شکل ۲۸-۵

**مثال ۷:** در مدار شکل (۲۸-۵) با فرض  $\beta \gg 1$ ، برای آنکه ولتاژ افست خروجی صفر ولت شود، مقدار ولتاژ ورودی لازم ( $v_i$ ) را به دست آورید.

**حل:** برای داشتن  $v_o = 0$  با توجه به مقاومت‌های برابر ( $R_c$ )، باید  $I_{c_1} = I_{c_2}$  شود.

$$v_i = v_T \ln \frac{I_{c_1}}{I_{s_1}} - v_T \ln \frac{I_{c_2}}{I_{s_2}}$$

$$v_i = v_T \ln \frac{I_{s_2}}{I_{s_1}} \approx 60 \text{ mV} \log \frac{1}{10} \approx -60 \text{ mV}$$



شکل ۲۹-۵

**مثال ۸:** در مدار شکل (۲۹-۵) با فرض  $\beta \gg 1$  و  $v_o = 0$ ، برای  $I_{c_1} = 2I_{c_2}$  ولت، مقدار  $R$  را به دست آورید. ( $v_T = 26 \text{ mV}$ )

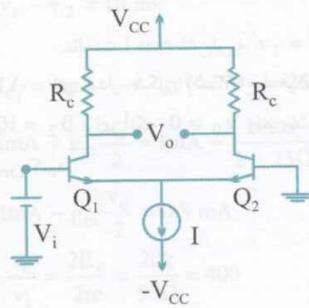
$$v_o = 0 \rightarrow I_{c_1} = I_{c_2}$$

$$v_T \ln \frac{I_{c_1}}{I_{s_1}} + I_{E_1}(R) - v_T \ln \frac{I_{c_2}}{I_{s_2}} = 0$$

$$I_{c_1} = I_{c_2}$$

$$\ln A(R) = v_T \ln \frac{I_{s_2}}{I_{s_1}}$$

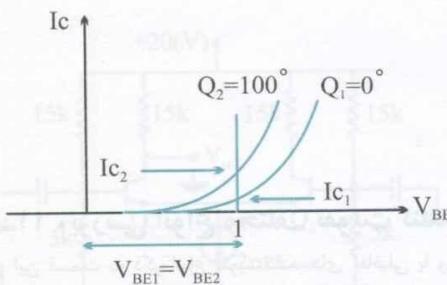
$$R = 18\Omega$$



شکل ۳۰-۵

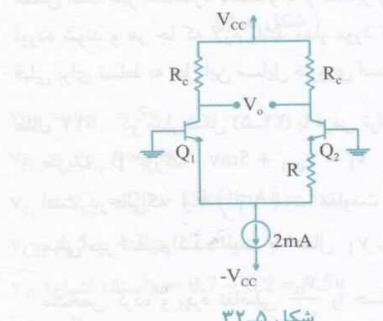
مثال ۹: در مدار شکل (۳۰-۵) ترانزیستورها کاملاً مشابه فرض می‌شوند. اگر  $Q_1$  در دمای صفر درجه و  $Q_2$  در دمای ۱۰۰ درجه قرار داده شوند، با فرض  $\frac{\Delta v_{BE}}{\Delta T} = -2 \frac{mv}{^{\circ}C}$ ، مقدار  $v_i$  را برای  $v_0 = 0$  به دست آورید.

$$\begin{aligned} I_{c_1} &= I_{c_2} \\ v_i &= v_{BE_1} - v_{BE_2} \\ v_i &= -2mv(T_{Q_1} - T_{Q_2}) = +200 \text{ mv} \end{aligned}$$



شکل ۳۱-۵

به شکل (۳۱-۵) توجه کنید. اگر هر دو بیس برابر با صفر ولت فولت داده شوند، در این صورت  $v_{BE}$  ها برابر می‌شوند و  $I_{c_1}$  کمتر از  $I_{c_2}$  خواهد شد، برای افزایش  $I_{c_1}$  و کاهش  $I_{c_2}$ ، به ولتاژ مشبک  $v_i$  برای معادل کردن خروجی نیاز است.



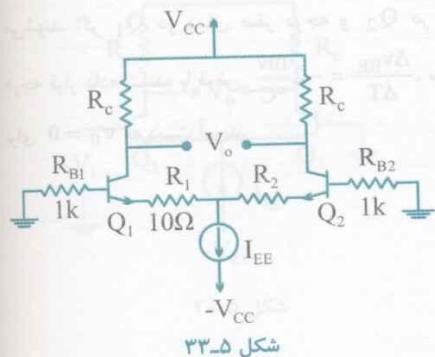
شکل ۳۲-۵

مثال ۱۰: در مدار شکل (۳۲-۵) ترانزیستورها برابرند.  $Q_1$  در دمای ۲۵ درجه و  $Q_2$  در دمای ۵۰ درجه قرار دارند. برای  $v_0 = 0$ ، مقدار  $R$  را حساب کنید. ( $\beta$  بزرگ فرض کنید).

$$\begin{aligned} v_0 = 0 &\rightarrow I_{c_1} = I_{c_2} = 1 \text{ mA} \\ v_{BE_1} - I_{E_2}(R) - v_{BE_2} &= 0 \end{aligned}$$

$$-2mv(T_{Q_1} - T_{Q_2}) = 1mA(R)$$

$$R = 50 \Omega$$



**مثال ۱۱:** در مدار شکل (۳۳-۵) با فرض  $\beta_1 = 50$  و  $\beta_2 = 100$  برای آنکه  $v_0 = 0$  ولت باشد، مقدار  $R_2$  را تعیین کنید.

$$v_0 = 0 \rightarrow I_{c_1} = I_{c_2}$$

$$\frac{I_{c_1}}{\beta_1} R_{B_1} + v_{BE_1} + I_{E_1}(R_1) = \frac{I_{c_2}}{\beta_2} + v_{BE_2} + I_{E_2}(R_2)$$

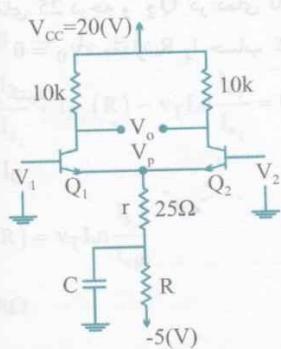
$$I_{c_1} = I_{c_2} \rightarrow v_{BE_1} = v_{BE_2}$$

$$\alpha = \frac{\beta}{1+\beta} \approx 1 \rightarrow I_c = I_E$$

$$\frac{R_{B_1}}{\beta_1} + R_1 \approx \frac{R_{B_2}}{\beta_2} + R_2 \rightarrow R_2 = 20\Omega$$

### ۱۱-۵ برسی انواع مختلف تقویت کننده‌های تفاضلی

در این قسمت به ذکر انواع تقویت کننده‌های تفاضلی با ورودی BJT و FET با بارهای مقاومتی و بارهای فعال و ترکیب‌های چندطبقه پرداخته می‌شود. برای یادگیری بهتر، مطالب در قالب مثال‌ها آورده می‌شوند. اعداد مثال‌ها برای سهولت محاسبات ممکن است غیر استاندارد باشند و یا از مقادیر واقعی دور باشند. در این مثال‌ها سعی شده است ترکیب‌های متداول در الکترونیک آورده شوند و هر جا که لازم باشد مدار مورد تجزیه و تحلیل قرار بگیرد. پر واضح است که آشنایی کامل به مطالب بخش‌های قبلی برای تسلط به حل این مسایل ضروری است.



**مثال ۱۲:** در مدار شکل (۳۴-۵) با فرض ترانزیستورهای تطبیق شده و ضریب  $\beta$  بزرگ،  $v_2 = v_{cm} - 5mv$  و  $v_1 = v_{cm} + 5mv$  است. در حالی که  $v_2 = v_1$  است، مقاومت  $R$  برای  $I_{c_1} = I_{c_2} = 1$  میلی‌آمپر تنظیم شده است. با اعمال  $v_1$ ،  $v_2$ ،  $v_o$ ،  $v_d$ ، جریان کلکتورها را مشخص کرده و بهره تفاضلی  $\frac{v_o}{v_d}$  را حساب کنید. (خازن  $C$  بسیار بزرگ فرض شود)

حل:

$$v_{id} = v_1 - v_2 = 10 \text{ mV}$$

با توجه به صورت مسئله، عدد  $v_{cm}$  ثابت فرض شده است که در حالت  $v_1 = v_2 = 1 \text{ mA}$  جریان‌ها ۱ شده‌اند:

$$I_{c_1} = I_{c_2} = 1 \text{ mA} \rightarrow r_{e1} = r_{e2} = 25\Omega$$

$$I_{c_1} = 1 \text{ mA} + g_m \frac{v_d}{2} = 1 \text{ mA} + \frac{10 \text{ mV}}{2 \times 25\Omega} = 1.2 \text{ mA}$$

$$I_{c_2} = 1 \text{ mA} - g_m \frac{v_d}{2} = 0.8 \text{ mA}$$

$$|Ad| = \frac{v_o}{v_i} = \frac{2R_c}{2r_e} = \frac{20k}{50\Omega} \approx 400$$

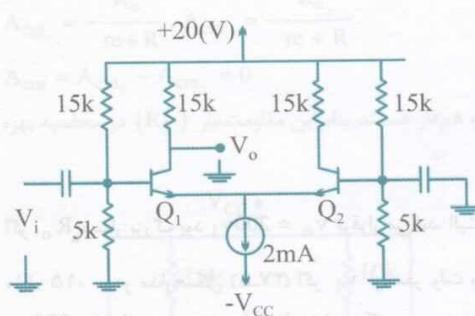
ولتاژ ac گره امپیتر  $v_p = 0$  است و مقاومت  $r$  تأثیری در بهره نخواهد داشت. از آنجاکه مدار تطبیق شده است و  $R_{c_1} = R_{c_2}$  ولتاژ خروجی دیفرانسیل کامل است؛ بنابراین:

$$A_{cm} = A_{cm1} - A_{cm2} = \frac{R_{c_1} - R_{c_2}}{r_e + 2r} = 0$$

و به نظر می‌رسد CMRR به سمت بی‌نهایت میل کرده باشد:

$$CMRR = \frac{|Ad|}{A_{cm}} = \frac{400}{0} = \infty$$

مثال ۱۳: در مدار شکل (۳۵.۵) با فرض  $\beta$  بزرگ و  $v_{BE}(\text{sat}) = 0.5$  ولت، حداقل دامنه سینوسی در ورودی با خروجی بریده‌نشده چقدر است؟



شکل ۳۵.۵

$$v_{B_1} = v_{B_2} = 5 \text{ V}$$

$$v_{E_1} = v_{E_2} = 4.3 \text{ V}$$

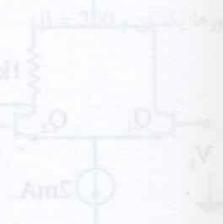
$$v_{c_1} = v_{c_2} = 20 - 15k(1 \text{ mA}) = 5 \text{ V}$$

$$v_{CE} = 5 - 4.3 = 0.7 \text{ V}$$

$$\widehat{v_o} (\text{آستانه اشباع}) = 0.7 - 0.2 = 0.5 \text{ V}$$

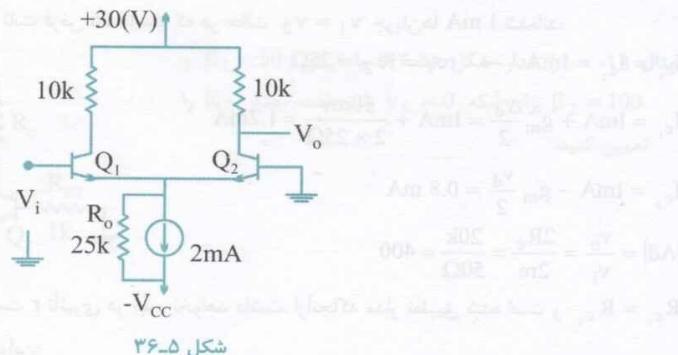
$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{R_c}{2r_e} \approx 300, v_{imax} = \frac{0.5 \text{ V}}{300} \approx 1.7 \text{ mV}$$

حل:



شکل ۳۵.۶

**مثال ۱۴:** در مدار شکل (۳۶-۵) با  $\beta$  بزرگ  $v_0$  بر حسب  $v_i$  را حساب کنید.



شکل ۳۶-۵

$$I_1 = I_2 = 1\text{mA}$$

$$v_i - 0 = v_d$$

$$\frac{v_i + 0}{2} = v_{cm}$$

$$r_e = r_{e_2} = 25\Omega$$

$$v_0 = Ad_2(v_d) + A_{cm_2}(v_{cm})$$

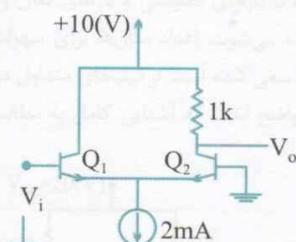
$$Ad_2 = \frac{10k}{2r_e} = 200, A_{cm_2} = -\frac{10k}{r_e + 50k} \approx -0.2$$

$$v_0 = 200(v_d) - 0.2 \frac{v_i}{2} = 200v_i - 0.1v_i = 199.9(v_i)$$

اگر  $r_o$  بسیار بزرگ بود  $v_0 = 200v_i$  برقرار می‌شد. البته  $v_i$  تا آنجا می‌تواند باشد که در خروجی بردگی ایجاد نشود.

**مثال ۱۵:** در مدار شکل (۳۷-۵) اگر  $v_i$  از صفر ولت به

۲۰۰ میلیولت برود تغییر  $v_0$  را مشخص کنید.



شکل ۳۷-۵

$$v_i = 0 \rightarrow I_1 = I_2 = 1\text{mA} \rightarrow v_0 = 9\text{V}$$

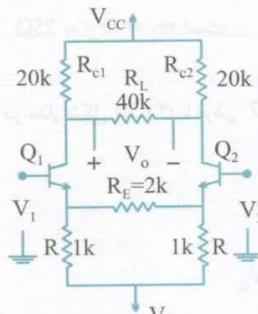
$$v_i = -200\text{mV} \rightarrow Q_1 \text{ و } Q_2 \text{ (خاموش)}$$

$$I_2 = 2\text{mA} \rightarrow v_0 = 8\text{V}$$

$$\Delta v_0 = 9 - 8 = 1\text{V}$$

تقویت کننده‌های تفاضلی

۲۳۵



شکل ۳۸-۵

مثال ۱۶: در مدار شکل (۳۸-۵)، اگر  $R_E \gg r_e$  باشد،بهره تفاضلی  $\frac{V_o}{V_{cm}}$  و بهره وجه مشترک  $\frac{V_o}{V_d}$  را حساب کنید.

$$v_o = A_d(v_d) + A_{cm}(v_{cm})$$

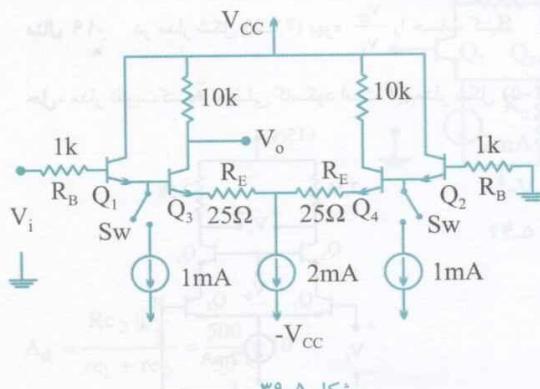
$$A_d = \frac{(R_c + R_c) \| R_L}{2r_e + (R_E \| (R + R))} = -20$$

$$A_{cm} = A_{cm_1} - A_{cm_2}$$

$$A_{cm_1} = -\frac{R_{c_1}}{r_e + R}, \quad A_{cm_2} = -\frac{R_{c_2}}{r_e + R}$$

$$A_{cm} = A_{cm_1} - A_{cm_2} = 0$$

به سبب ولتاژ وجه مشترک، سیگنال وجه مشترک در کلکتورها برابر و هم‌فاز هستند بنابراین مقاومت بار ( $R_L$ ) در محاسبه بهره وجه مشترک باز است؛ چون جریان وجه مشترک از آن نمی‌گذرد.



شکل ۳۹-۵

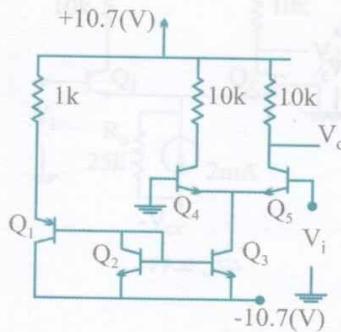
مثال ۱۷: در مدار شکل (۳۹-۵)، بهره  $\frac{V_o}{V_i}$  رامشخص کنید. الف: کلید باز (a): کلید بسته (ترانزیستورها یکسان و  $\beta = 200$ )

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{10k}{2 \left[ \frac{R_B}{(1+\beta)^2} + \frac{r_e 1}{1+\beta} + r_e 3 + R_E \right]} \approx -\frac{10k}{150} \approx -66$$

کلید باز:

$$\frac{V_o}{V_i} \approx -\frac{10k}{100} \approx -100 \quad \text{در این حالت } re_1 = re_2 = 25\Omega \text{ است.}$$

**مثال ۱۸:** در مدار شکل (۴۰-۵) با فرض  $\beta = 100$  و  $v_{BE} = 0.7$  بهره  $\frac{V_o}{V_i}$  را حساب کنید.



شکل ۴۰-۵

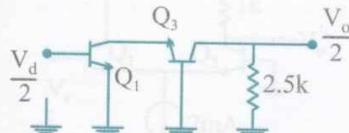
$$I_{E_1} = \frac{10.7 + 10.7 - 2VB_E}{1k} = 20 \text{ mA}$$

$$I_{B_1} = \frac{20 \text{ mA}}{1 + \beta} = 0.2 \text{ mA} \rightarrow I_{B_1} = I_{c_2} + I_{B_2} + I_{B_3} \rightarrow I_{c_3} = \frac{0.2 \text{ mA}}{1 + \beta} = 0.2 \text{ mA}$$

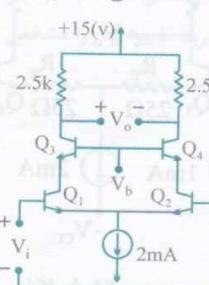
$$I_{E_2} = I_{E_3} = 0.1 \text{ mA} \rightarrow re_4 = re_5 = 250\Omega \rightarrow \frac{V_o}{V_i} \approx -\frac{10k}{2re} \approx -20$$

**مثال ۱۹:** در مدار شکل (۴۱-۵) بهره  $\frac{V_o}{V_i}$  را حساب کنید.

حل: مدار تقویت کننده تفاضلی کاسکوڈ است، نیم مدار شکل (۴۲-۵) جواب مسئله است.



شکل ۴۲-۵ نیم مدار



شکل ۴۱-۵

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{V_o}{V_d} = (A_3)(A_1) = -100$$

تقویت کننده‌های تفاضلی ۲۳۷

مثال ۲۰: در مدار شکل (۴۳-۵) بهره  $\frac{V_o}{V_d}$  را به دست آورید.

شکل ۴۳-۵

حل:

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{R_D}{\frac{1}{g_m} + \frac{1}{g_m} + r + r}$$

مثال ۲۱: در مدار شکل (۴۴-۵)، بهره تفاضلی  $\frac{V_o}{V_{cm}}$  و بهره وجه مشترک  $\frac{V_o}{V_d}$  را به دست آورید.

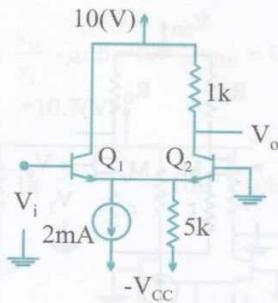
شکل ۴۴-۵

حل:

$$A_d = \frac{R_{c2} \parallel \frac{R}{2}}{r_{e1} + r_{e2}} = \frac{500}{50} = 10$$

$$A_{cm} = -\frac{R_{c2}}{r_{e2} + 2R_0} = -\frac{1k}{100k} = -0.01$$

مثال ٢٢: در مدار شکل (٤٥-٥)  $v_i = 10\text{ mv}$  است.  $v_o$  را حساب کنید.



شکل ٤٥-٥

حل:

$$v_d = v_i - 0 = 10\text{ mv}$$

$$v_{cm} = \frac{v_i - 0}{2} = 5\text{ mv}$$

$$Ad = \frac{1k}{2re} = 20$$

$$A_{cm} = -\frac{1k}{25\Omega + 10k} \approx -0.1$$

$$v_o = Ad(v_d) + A_{cm}(v_{cm}) = 199.5\text{ mv}$$

راه حل دوم:  $Q_1$  به صورت کلکتور مشترک و  $Q_2$  به صورت بیس مشترک است. این راه حل، واقعیت انتقال موج  $v_i$  از  $Q_1$  تا خروجی  $Q_2$  است.

$$\frac{v_o}{v_i} = (A_2)(A_1)$$

$$A_2 = g_m R_{L_2} = \frac{1k}{re}$$

$$A_1 = \frac{R'_{L_1}}{re_1 + R'_{L_1}}$$

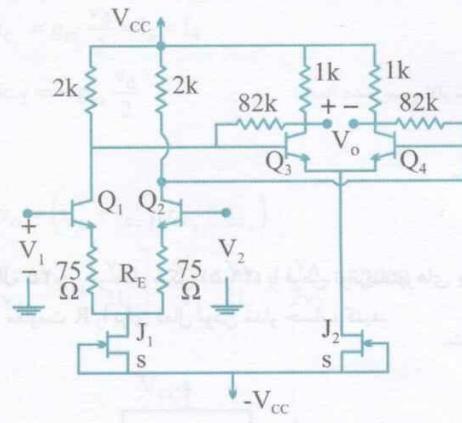
$$R'_{L_1} = 5k \parallel re_2$$

$$\frac{v_o}{v_i} = 19.95$$

$$v_o = 199.5\text{ mv}$$

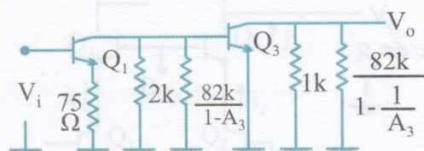
تقویت کننده‌های تفاضلی

۲۳۹



شکل ۴۶-۵

مثال ۲۳: در مدار شکل (۴۶-۵) با فرض  $\beta$  بزرگ و بهره  $\frac{V_o}{V_d}$  را به دست آورید.



شکل ۴۷-۵

حل: با توجه به تقارن کامل مدار، حل نیم‌مدار بسیار مناسب است. مقاومت  $82\text{ k}\Omega$  را به صورت میلر در ورودی  $Q_4$ ،  $Q_3$  قرار بدهید.

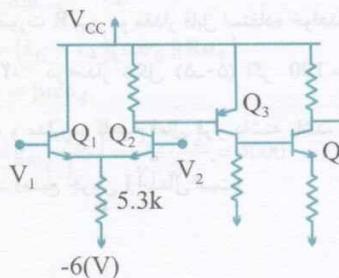
جریان امیتر هر ترانزیستور  $1\text{ mA}$  است؛ یعنی  $\frac{I_{DSS}}{2}$  است.

$$A_d = \frac{V_o}{V_i} = (A_3)(A_1)$$

$$A_3 \approx -\frac{1k}{25\Omega} \approx -40$$

$$A_1 = \frac{R'_{L_1}}{r_{e1} + R_{E_1}} \approx \frac{R_{in_1} \parallel 2k \parallel 2k}{100\Omega} \approx -10$$

$$A_d = 400$$



شکل ۴۸-۵

مثال ۲۴: در مدار شکل (۴۸-۵)، CMRR را به دست آورید. CMRR مربوط به تقویت کننده تفاضلی است.

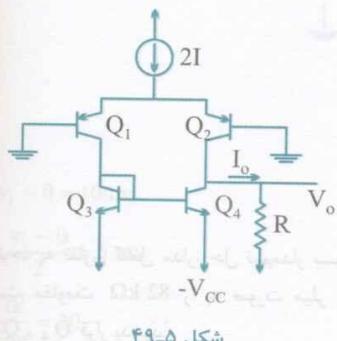
حل:

$$I_{EE} = \frac{-0.7 + 6}{5.3 \text{ k}} = 1 \text{ mA} \rightarrow I_1 = I_2 = 0.5 \text{ mA}$$

$$r_{e1} = r_{e2} = 50 \Omega$$

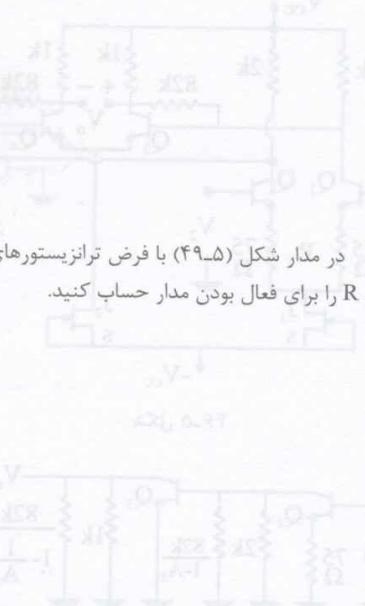
$$Ad = \frac{R_{L2}}{2r_e}, A_{cm} = -\frac{R_{L2}}{r_e + 2 \times 5.3 \text{ k}}$$

$$\text{CMRR} = \left| \frac{A_d}{A_{cm}} \right| = 100$$



شكل ۴۹-۵

**مثال ۴۹-۵:** در مدار شکل (۴۹-۵) با فرض ترانزیستورهای یکسان، مقاومت  $R$  را برای فعال بودن مدار حساب کنید.



**حل:** این تقویت‌کننده دارای بار فعال  $Q_4$ ,  $Q_3$ ، به صورت آینه جریان ساده است:

$$I_{E1} = I_{E2} = I$$

$$I_{c1} = I_{c2} = \alpha I$$

$$I_{c4} = \frac{I_{c1}}{1 + \frac{2}{\beta}}$$

$$I_0 = I_{c2} - I_{c4}$$

$$V_o = -V_{cc} + (R \cdot I_0)$$

این ولتاژ باید  $Q_4$ ,  $Q_2$  را در ناحیه فعال نگه‌دارد:

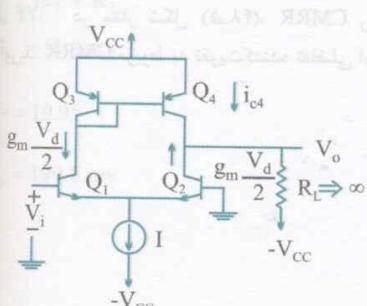
$$Q_4 \text{ (فعال)} \rightarrow v_C - v_E > v_{CE} \text{ (sat)}$$

$$Q_2 \text{ (فعال)} \rightarrow v_E - v_c > v_{EC} \text{ (sat)}$$

در این صورت  $R$  بین دو مقدار قابل استفاده خواهد بود.

**مثال ۵۰-۵:** در مدار شکل (۵۰-۵) اگر  $V_{Ap} = V_{AN} = 100$  ولت

باشد و مدار در ناحیه فعال قرار داشته باشد، بهره  $\frac{V_o}{V_d}$  را مشخص کنید. (منبع جریان  $I$  ایده‌آل است)



شكل ۵۰-۵

حل:

$$i_{c_1} = g_m \frac{V_d}{2} = i_3 = i_4$$

$$i_{c_2} = -g_m \frac{V_d}{2}$$

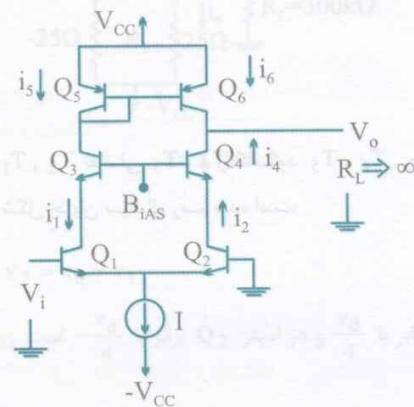
در روی شکل علامت منفی حذف شده و جریان  $i_{c_2}$  با علامت به سمت بالا رسم شده است:

$$Q_4, Q_3 \text{ آینه جریان هستند، پس } i_{c_4} = g_m \frac{V_d}{2} \text{ است:}$$

$$v_o = (i_{c_4} + i_{c_2})(r_{ce_4} \parallel r_{ce_2})$$

$$\frac{v_o}{v_d} = g_m \left[ \frac{v_A}{2I_c} \right] = \frac{I_c}{v_T} \cdot \frac{v_A}{2I_c} = \frac{v_A}{2v_T} = 2000$$

تقویت کننده  $Q_1, Q_2, Q_3, Q_4$  تفاضلی با بار فعال از نوع آینه جریان ساده است.



مثال ۵۱-۵: در مدار شکل (۵۱-۵)، با فرض  $\beta$  بزرگ و ولت بفرم  $v_{AP} = v_{AN} = 100$  را به دست آورید.

شکل ۵۱-۵

حل:  $Q_1, Q_2, Q_3, Q_4$  تفاضلی،  $Q_5, Q_6$  کاسکود،  $Q_6$  بار فعال (آینه جریان ساده) است.

بر روی شکل جریان‌ها نشان داده شده‌اند:

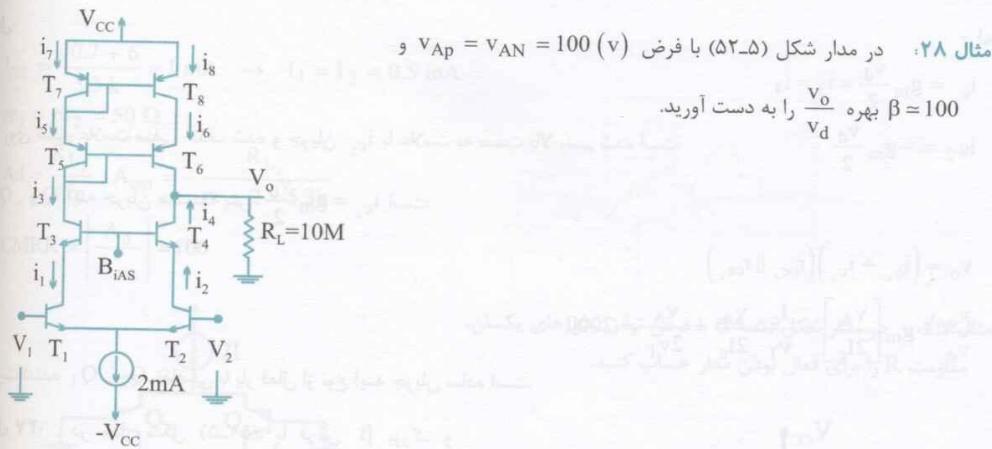
$$i_1 = g_m \frac{V_d}{2} = i_3 = i_5 = i_6$$

$$i_2 = g_m \frac{V_d}{2} = i_4$$

$$v_o = (i_6 + i_4)(r_{ce_6} \parallel R_{o4})$$

$$R_{o4} = \beta r_{ce_4}$$

$$\frac{v_o}{v_i} \approx g_m \left[ \frac{v_A}{I_c} \right] = \frac{I_c}{v_T} \cdot \frac{v_A}{I_c} \approx 4000$$



شکل ۵۲-۵

**حل:** تناقضی  $T_2, T_1$  کاسکود است.

بر روی شکل جریان سیگنال رسم شده است:

$$i_1 = i_3 = i_5 = i_7 = i_8 = i_6 = g_m \frac{V_d}{2}$$

$$i_2 = i_4 = g_m \frac{V_d}{2}$$

$$v_o = 2g_m \frac{V_d}{2} [R_L \parallel R_{o_6} \parallel R_{o_4}]$$

$$R_{o_6} \approx \beta r_o = \frac{100}{2} \times \frac{V_A}{1mA} = 5 M\Omega$$

$$R_{o_4} \approx \beta r_o = 100 \frac{V_A}{1mA} = 10 M\Omega$$

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{I_c}{V_T} [3.3 M\Omega] = 1.33 \times 10^5$$

هرگاه به جای  $T_8, T_7, T_6, T_5$  آینه جریان ویلسون وصل شود، مقاومت خروجی آینه جریان ویلسون هم تقریباً

و بهره تغییر نمی‌کند.

با مقایسه مثال ۲۶، ۲۷، ۲۸ دیده می‌شود که تقویت کننده کاسکود با بار فعال ویلسون یا کاسکود می‌تواند بهره ولتاژ بسیار

بزرگی را ایجاد کنند.

مثال ۲۹: در مدار شکل (۵۳-۵)، بهره ولتاژ  $\frac{V_o}{V_i}$  را حساب کنید.

شکل ۵۳-۵

حل:

$$V_1 - V_2 = V_d = V_i$$

جزیانها روی شکل نشان داده شده‌اند، ولتاژ سیگنال در امپتر  $Q_1$  برابر با  $\frac{V_d}{4}$  و در امپتر  $Q_2$  برابر با  $\frac{V_d}{4}$  است. زیرا بهره  $Q_1, Q_2, Q_5$  می‌باشد.

$$i_1 = i_3 = i_5 = i_6 = g_m \frac{V_d}{4}$$

$$i_2 = i_4 = g_m \frac{V_d}{4}$$

$$V_o = -(i_4 + i_6) [R_{o_4} \parallel R_{o_6} \parallel R_L]$$

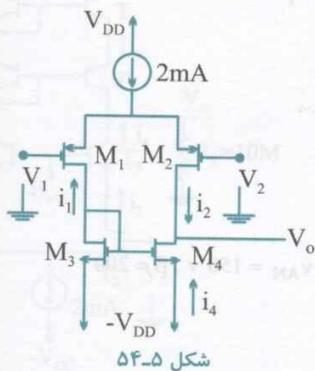
$$\frac{V_o}{V_d} = -\frac{g_m}{2} [R_{o_4} \parallel R_{o_6} \parallel R_L]$$

$$R_{o_4} = r_{ce} [1 + g_m (r_{\pi 4} \parallel r_e)] = 300k$$

$$R_{o_6} = r_{ce} [1 + g_m (r_{\pi 6} \parallel R_E)] = 300k$$

$$\frac{V_o}{V_d} \approx -2000$$

مثال ۳۰: در مدار شکل (۵۴-۵) بهره  $\frac{V_o}{V_i}$  را مشخص کنید.



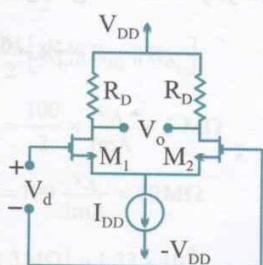
$$g_m = I_m A / v, v_{Ap} = v_{AN} = 100 v$$

حل: تقویت کننده تفاضلی با ترانزیستور ماسفت و بار فعال از نوع آینه جریان ماسفت است. جریان های سیگنال در شکل نشان داده شده اند:

$$v_0 = (i_2 + i_4)(rds_2 \parallel rds_4)$$

$$i_2 = |i_4| = g_m \frac{v_d}{2}$$

$$\frac{v_o}{v_d} = 2g_m \left[ \frac{v_A}{I_D} \parallel \frac{v_A}{I_D} \right] = 100$$



مثال ۳۱: در مدار شکل (۵۵-۵)،  $v_{T_1} = v_{T_2}$

و  $k_2 = 2k_1$  و لتاژ DC در گیت  $M_1$  و  $M_2$  برابرند و

مدار در ناحیه فعال بایان شده است بهره  $\frac{V_o}{V_d}$  را به دست آورید.

$$v_{GS1} = v_{GS2} \rightarrow I_{D_2} = 2I_{D_1}$$

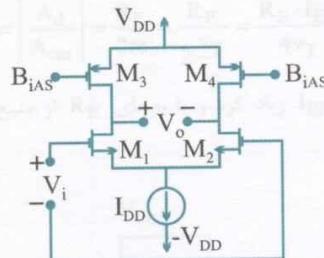
$$I_{D_1} + I_{D_2} = I_{DD}$$

$$I_{D_2} = \frac{2}{3} I_{DD}$$

$$g_{m_2} = 2g_{m_1}$$

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{R_D + R_D}{\frac{1}{g_{m_1}} + \frac{1}{g_{m_2}}} = \frac{4}{3} g_{m_1} \cdot R_D$$

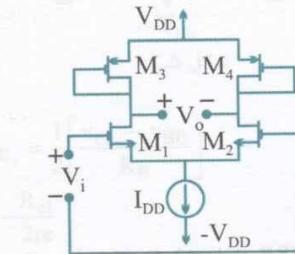
تقویت کننده‌های تفاضلی ۲۴۵



شکل ۵۶-۵

مثال ۳۲: در مدار شکل (۵۶-۵) با فرض g<sub>m</sub> و rd برابربرای ترانزیستورها بهره  $\frac{V_o}{V_i}$  را به دست آورید.

$$\frac{V_o}{V_i} = -g_m \left[ rd_1 \parallel rd_3 \right] = -g_m \frac{rd}{2}$$

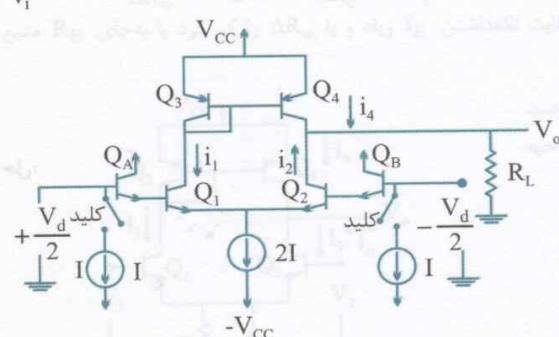


شکل ۵۷-۵

مثال ۳۳: در مدار شکل (۵۷-۵) با فرض g<sub>m</sub> و rd برابربرای ترانزیستورها بهره  $\frac{V_o}{V_i}$  را به دست آورید.

$$\frac{V_o}{V_i} = -g_m \left[ rd_1 \parallel rd_2 \parallel \frac{1}{g_{m_3}} \right]$$

$$\frac{V_o}{V_i} \approx -1$$



شکل ۵۸-۵

مثال ۳۴: در مدار شکل (۵۸-۵)، در حالی که مدار

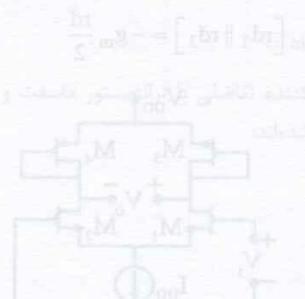
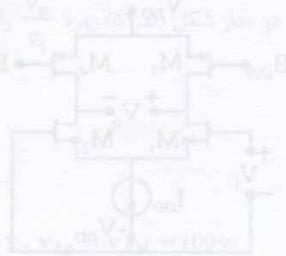
در ناحیه فعال بایاس شده است، رابطه بهره  $\frac{V_o}{V_d}$  را

در حالت کلید باز و بسته بنویسید.

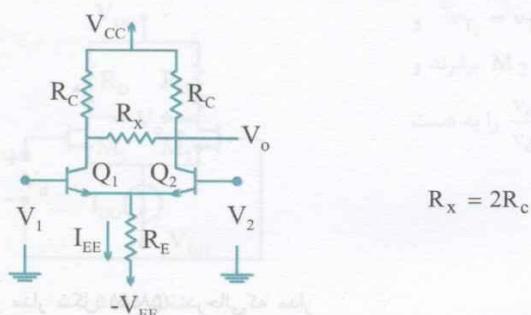
حل:

$$\begin{aligned}
 & v_{eA} = \frac{v_d}{4}, v_{eB} = -\frac{v_d}{4} \\
 & i_1 = i_4 = g_m \frac{v_d}{4} \\
 \text{كليد ياز} \rightarrow & i_2 = -g_m \frac{v_d}{4} \\
 & v_o = (i_4 + i_2)(r_{o4} \parallel r_{o2} \parallel R_L) \\
 & \frac{v_o}{v_d} = \frac{1}{2} g_m (r_{o4} \parallel r_{o2} \parallel R_L)
 \end{aligned}$$
  

$$\begin{aligned}
 & v_{eA} \approx \frac{v_d}{2} \\
 & v_{eB} \approx -\frac{v_d}{2} \\
 \text{كليد بسته} \rightarrow & i_1 = i_4 = g_m \frac{v_d}{2} \\
 & i_2 = -g_m \frac{v_d}{2} \\
 & \frac{v_o}{v_d} = g_m (r_{o4} \parallel r_{o2} \parallel R_L)
 \end{aligned}$$



**مثال ٣٥:** در مدار شکل (٥٩-٥) رابطه CMRR را به دست آورید.



شكل ٥٩-٥

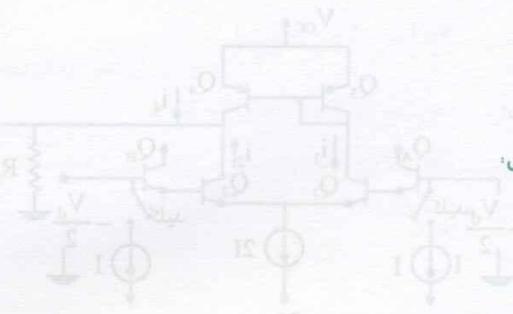
$$R_x = 2R_c$$

$$I_{EE} = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_E}$$

$$A_d = \frac{R_{c2} \parallel \frac{R_x}{2}}{r_e + r_e} = \frac{R_c}{4r_e}$$

$$A_{cm} = -\frac{R_{c2}}{r_e + 2R_E} \approx -\frac{R}{2R_E}$$

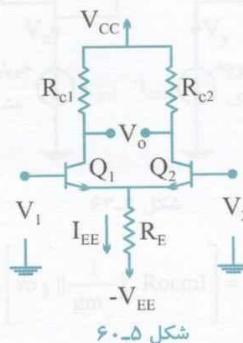
حل:



$$CMRR = \left| \frac{A_d}{A_{cm}} \right| = \frac{R_E}{2r_e} = \frac{R_E}{2 \frac{V_T}{I_E}} = \frac{R_E \cdot I_{EE}}{4V_T}$$

برای افزایش CMRR می توان  $-v_{EE}$  و  $R_E$  را ضمن ثابت نگهداشتن  $I_{EE}$  زیاد کرد و یا بهجای  $R_E$  از منبع جریان با مقاومت بزرگ استفاده کرد.

**مثال ۳۶:** در مدار شکل (۶۰-۵) رابطه CMRR را به دست آورید.



شکل ۶۰-۵

$$(v_A = \infty)$$

$$R_E \gg \frac{V_T}{I_E}$$

$$I_{E_1} = I_{E_2} = \frac{1}{2} \left[ \frac{v_{EE} - v_{BE}}{R_E} \right]$$

$$Ad_1 = -\frac{R_{c1}}{2r_e}$$

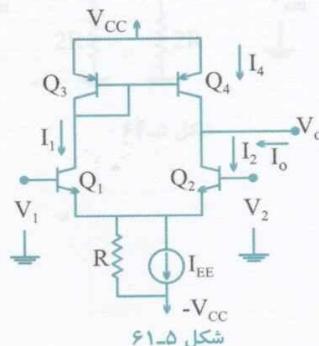
$$Ad_2 = +\frac{R_{c2}}{2r_e}$$

$$A_{cm_1} = -\frac{R_{c1}}{r_e + 2R_E}, A_{cm_2} = -\frac{R_{c2}}{r_e + 2R_E}$$

$$CMRR = \left| \frac{Ad_1 - Ad_2}{A_{cm_1} - A_{cm_2}} \right| = \frac{R_{c1} + R_{c2}}{R_{c1} - R_{c2}} \cdot \frac{R_E}{r_e}$$

$$CMRR = \frac{R_{c1} + R_{c2}}{\Delta R_c} \cdot \frac{R_E}{r_e} = \frac{R_{c1} + R_{c2}}{\Delta R_c} \cdot \frac{R_E}{V_T} \cdot I_E$$

برای افزایش CMRR می توان  $-v_{EE}$  و  $R_E$  را ضمن ثابت نگهداشتن  $I_E$  زیاد و یا  $\Delta R_c$  را کم کرد یا بهجای  $R_E$  منبع جریان با مقاومت داخلی بزرگ وصل کرد.



شکل ۶۱-۵

**مثال ۳۷:** در مدار شکل (۶۱-۵)، CMRR را به دست آورید.  $\beta$  ترانزیستورها را مساوی فرض کنید. مدار در ناحیه فعال است.

$$A_d = 2 \frac{g_m}{2} [r_o 4 \parallel r_o 2] \approx g_m \frac{r_o}{2}$$

$$A_d = \frac{r_o}{2r_e}$$

حل: بهره تفاضلی عبارت است از:

برای محاسبه بهره وجه مشترک بر روی شکل، جریان‌های  $I_1$  و  $I_2$  مربوط به سیگنال وجه مشترک رسم شده است:

$$I_2 = I_o + I_4 \rightarrow I_o = I_2 - I_4$$

$$I_2 = \frac{V_{cm}}{\frac{1}{g_m} + 2R} \approx \frac{V_{cm}}{r_e + 2R} \approx \frac{V_{cm}}{2R}$$

$$I_1 = \frac{V_{cm}}{r_e + 2R} \approx \frac{V_{cm}}{2R}$$

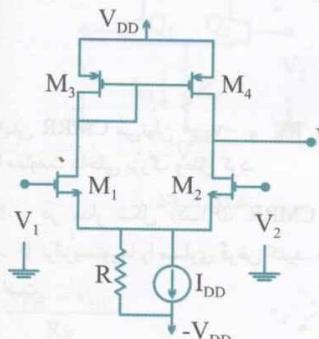
$$I_4 = \frac{I_1}{1 + \frac{2}{\beta}} = \frac{V_{cm}}{2R \left(1 + \frac{2}{\beta}\right)}$$

$$I_o = \frac{V_{cm}}{2R} - \frac{V_{cm}}{2R \left(1 + \frac{2}{\beta}\right)} \approx \frac{2V_{cm}}{2R(2 + \beta)} = \frac{V_{cm}}{\beta \cdot R}$$

$$v_o(cm) = I_o \cdot R'_L = \frac{V_{cm}}{\beta \cdot R} [r_o 4 \parallel r_o 2] \approx \frac{V_{cm}}{\beta \cdot R} \left[ \frac{r_o}{2} \right]$$

$$A_{cm} = \frac{r_o}{2\beta R}$$

$$CMRR = \left| \frac{A_d}{A_{cm}} \right| \approx \frac{\beta R}{r_e} \approx g_m \cdot \beta \cdot R$$



شکل ۶۲-۵

مثال ۳۸: در مدار شکل (۶۲-۵) با فرض تشابه ترانزیستورها و  $r_o = r_{ds}$  CMRR را بدست آورید.

تقویت گنندۀ‌های تفاضلی ۲۴۹

شکل ۶۳-۵

$Ad = g_m (r_o4 \parallel r_o2) = g_m \left( \frac{r_o}{2} \right)$  حل: بهره تفاضلی:

برای محاسبه بهره وجه مشترک:  $v_1 = v_2 = v_{cm}$ ، شکل ۶۳-۵ را در نظر بگیریم:

$$v_x = -i_{cm1} \left[ r_o3 \parallel \frac{1}{g_m} \parallel R_{ocm1} \right] = -i_{cm1} \left[ \frac{r_o3}{1 + g_m r_o3} \right]$$

$$i_4 = +v_x [g_{m4}] = -i_{cm1} \left[ \frac{r_o3}{1 + g_m r_o3} \right] [g_{m4}]$$

$$v_y = -[i_{cm2} + i_4] \cdot r_o4$$

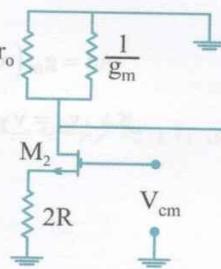
$$i_{cm1} = i_{cm2}$$

$$v_y = -i_{cm1} \left[ \frac{r_o}{1 + g_m r_o} \right]$$

دیده می‌شود که  $v_x$  و  $v_y$  به ازای سیگنال وجه مشترک برابر هستند و بنابراین ( $x, y$ ) حالت اتصال کوتاه مجازی دارند. در این صورت شکل ۶۲-۵ را از نظر سیگنال وجه مشترک می‌توان به صورت شکل ۶۴-۵ رسم کرد.

شکل ۶۴-۵

نیم مدار شکل (۶۴-۵) مانند (۶۵-۵) است.



٦٥-٥ شکل

$$\frac{v_0 \text{ (cm)}}{v_{cm}} = Acm = -\frac{\frac{1}{g_m} \| ro}{\frac{1}{g_m} + 2R} \approx -\frac{\frac{1}{g_m}}{\frac{1}{g_m} + 2R} \approx -\frac{1}{1 + 2g_m \cdot R}$$

$$CMRR = \left| \frac{Ad}{Acm} \right| \approx g_m^2 \cdot ro \cdot R = \frac{4(ID)^2}{(v_{GS} - v_T)^2} \cdot \frac{v_A}{I_D} \cdot R$$

$$g_m = 2k(v_{GS} - v_T)$$

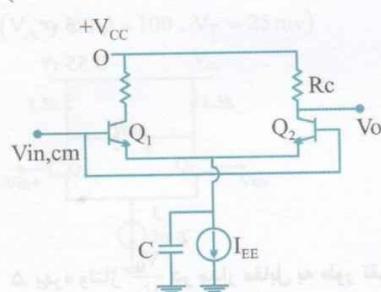
卷之三

## مجموعه تست‌های آزمون سراسری

۱. تقویت‌کننده تفاضلی شکل مقابل کاملاً متقارن بوده و منبع جریان  $I_{EE}$  ایده‌آل است. فرکانس قطع ۳dB مربوط

به بهره ولتاژ حالت مشترک  $\frac{V_0}{V_{in,cm}}$  ناشی از وجود خازن  $C$  کدامیک از مقادیر زیر است؟ (ارشد ۸۶)

$$\left( g_{m1} = g_{m2} = g_m = 1 \frac{\text{mA}}{\text{V}}, C = \left( \frac{5}{\pi} \right) \text{PF}, R_C = 5 \text{k} \right)$$



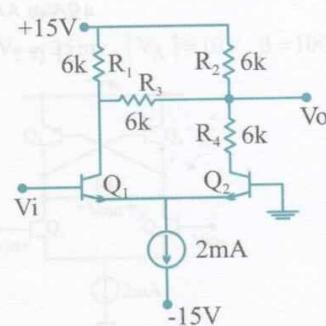
$$f_b = 20 \text{ MHz}$$

$$f_b = 40 \text{ MHz}$$

$$f_b = 100 \text{ MHz}$$

$$f_b = 200 \text{ MHz}$$

۲. در مدار شکل مقابل بهره  $\frac{V_o}{V_i}$  کدام است؟ (ارشد ۸۶) ( $\beta = 100, V_A = \infty, V_{BE} = 0.6, V_T = 25 \text{ mV}$ )



40 (۱)

60 (۲)

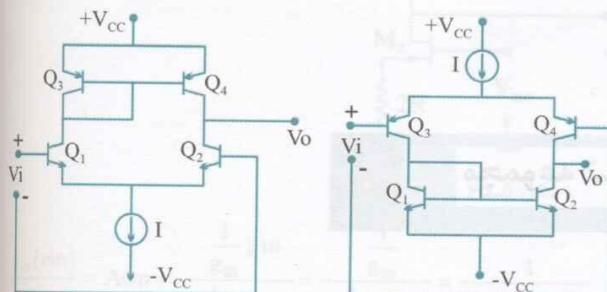
80 (۳)

120 (۴)

(۸۶) در مدارهای رو به رو چه رابطه‌ای با هم دارند؟ در شکل ۱:  $\frac{V_o}{V_i} = AV_2$  و در شکل ۲:  $\frac{V_o}{V_i} = AV_1$

npn  $|V_A| = 100\text{ V}$ ,  $\beta_n = 200$

pnp  $|V_A| = 50\text{ V}$ ,  $\beta_p = 100$



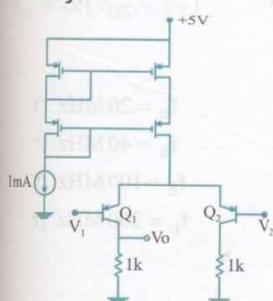
$$AV_1 = \frac{1}{2} AV_2 \quad (1)$$

$$AV_1 = AV_2 \quad (2)$$

$$AV_1 = 2AV_2 \quad (3)$$

$$AV_1 = 4AV_2 \quad (4)$$

(۸۷) در مدار شکل مقابل ترانزیستورهای Mos را مشابه و دارای  $|V_T| = 0.5\text{ V}$  و  $\beta = 4 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$  و ترانزیستورهای دوقطبی را هم مشابه و دارای فرض کنید. اگر  $V_1 = 2\text{ V}$  و  $V_2 = 1.995\text{ V}$  باشد، آن‌گاه ولتاژ  $V_o$  به کدام گزینه نزدیک‌تر است؟



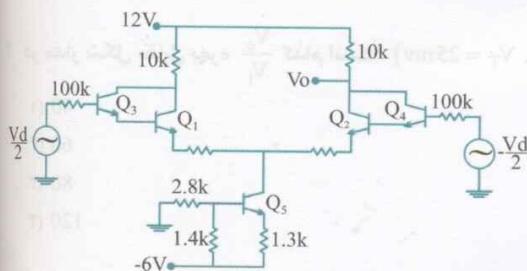
۰.۴ (۱)

۰.۴۵ (۲)

۰.۵ (۳)

۰.۵۵ (۴)

(۸۸) در مدار مقابل به طور تقریبی برابر است با:  $\frac{V_o}{V_d} = 200$



200 (۱)

62 (۲)

45.5 (۳)

31 (۴)

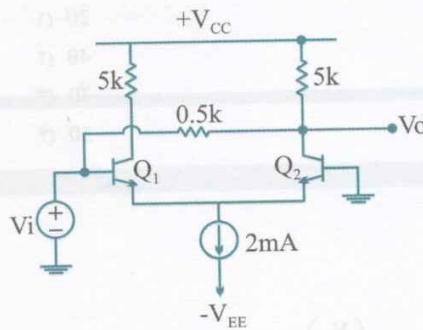
تقویت کننده‌های تفاضلی ۲۵۳

۶ در مدار تقویت کننده زیر  $V_i$  سیگنال کوچک و سطح DC آن صفر است. بهره ولتاژ برابر با کدام است؟

(منبع جریان را ایده‌آل در نظر بگیرید.)

(ارشد ۸۸)

$$(V_A = \infty, V_T = 25 \text{ mV}, \beta = 100, Q_1 = Q_2)$$



10 (۱)

20 (۲)

5 (۳)

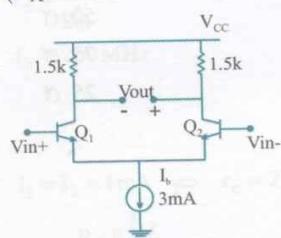
15 (۴)

۷ در مدار شکل زیر مساحت پیوند بیس - امپیتر ترانزیستور  $Q_1$  دو برابر ترانزیستور  $Q_2$  است و هر دو ترانزیستور در ناحیه فعال بایاس شده‌اند. منبع جریان  $I_b$  ایده‌آل است. بهره ولتاژ تفاضلی  $A_d$  برابر با آن تقریباً

$$A_d = \frac{V_{out}}{V_{in+} - V_{in-}}$$

(ارشد ۸۸)

$$(V_A = \infty, \beta = 100, V_T = 25 \text{ mV})$$



$100 \frac{V}{V}$  (۱)

$90 \frac{V}{V}$  (۲)

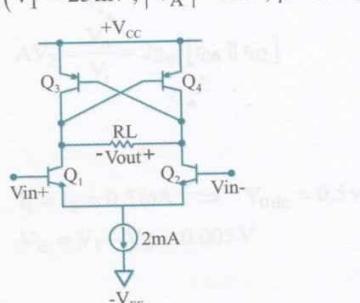
$80 \frac{V}{V}$  (۳)

$70 \frac{V}{V}$  (۴)

۸ در مدار شکل زیر همه ترانزیستورها در ناحیه فعال بایاس شده‌اند. بهره ولتاژ برابر است با:

(ارشد ۸۸)

$$(V_T = 25 \text{ mV}, |V_A| = 10 \text{ V}, \beta = 100, R_L = 50 \Omega)$$



$200 \frac{V}{V}$  (۱)

$300 \frac{V}{V}$  (۲)

$400 \frac{V}{V}$  (۳)

$100 \frac{V}{V}$  (۴)

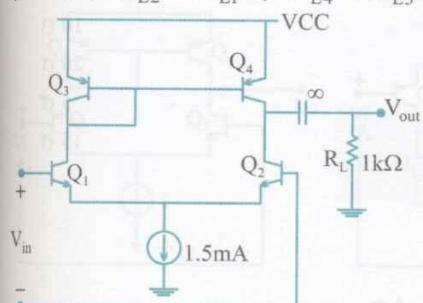
۹. در مدار شکل مقابل همه ترانزیستورها در ناحیه فعال بایاس شده‌اند. مساحت پیوند بیس - امیتر ترانزیستورهای

$$\text{و } Q_4 \text{ به ترتیب دو برابر ترانزیستورهای } Q_1 \text{ و } Q_3 \text{ است. مقدار بهره ولتاژ آن تقریباً کدام}$$

(۸۹) ارشد

است؟

$$\beta = 100, A_{E2} = 2A_{EI}, A_{E4} = 2A_{E3}, V_T = 25 \text{ mV}, V_A = \infty$$



(۸۹) ارشد

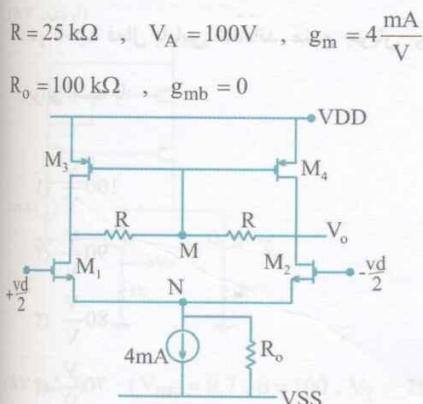
$$10. \text{ بهره ولتاژ تفاضلی مدار مقابل } \left( \frac{V_o}{V_d} \right) \text{ کدام است؟}$$

20 (۱)

40 (۲)

30 (۳)

50 (۴)



100 (۱)

50 (۲)

75 (۳)

25 (۴)

$$I_{Q1} = I_2 = \frac{V_i}{r_{e2} + R_{22}} = \frac{V_i}{75\Omega}$$

$$I_{Q2} = 2I_2 \Rightarrow I_2 = 2I_1 = 2I_1 = \frac{2Vi}{75\Omega}$$

$$V_o = (I_2 + I_1)(R_{22}) = \frac{3Vi}{75\Omega} (10) \Rightarrow \frac{V_o}{Vi} = 40$$

۴. گزینه ۲ درست است.

$$01 = \frac{jB}{jA} = j^2$$

$$v \in 0,0 = (\pm 0,0)01 = (\text{Imag}j)01$$

$$\bar{z}1,0 = (\text{Imag}j)_0 V - z_{00} V > 0$$

## پاسخنامه

۱. گزینه ۴ درست است.

فرکانس 3dB مربوط به فرکانس قطب مدار است.

$$f_p = f_b = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{c} \cdot \frac{1}{r_e} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{\frac{5}{2\pi} \text{PF}} \cdot \frac{1}{1000}$$

$$r_e = \frac{1}{g_m}$$

$$f_b = 200 \text{ MHz}$$

۲. گزینه ۱ درست است.

باتوجه به  $V_A = \infty$  و منبع جریان ایده‌آل داریم:

$$I_1 = I_2 = 1 \text{ mA} \Rightarrow r_e = 25\Omega$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{R_2 \parallel \frac{R_3}{2}}{2r_e} = \frac{2k}{50} = 40$$

۳. گزینه ۲ درست است.

$$AV_1 = \frac{V_o}{V_i} = 2g_m [r_{04} \parallel r_{02}]$$

$$AV_2 = \frac{V_o}{V_i} = 2g_m [r_{04} \parallel r_{02}]$$

: (۱) بهره برای مدار

: (۲) بهره برای مدار

باتوجه به  $r_0$  های یکسان برای هر دو مدار  $AV_1 = AV_2$  است.

۴. گزینه ۲ درست است.

$$I_1 = I_2 = 0.5 \text{ mA} \Rightarrow V_{0dc} = 0.5 \text{ v}$$

$$V_d = V_1 - V_2 = 0.005 \text{ V}$$

$$A_d = \frac{R_L}{2r_e} = -10$$

$$V_o(\text{signal}) = -10(0.005) = 0.05 \text{ V}$$

$$V_o = V_{odc} - V_o(\text{signal}) = 0.45$$

۴. گزینه ۴ درست است.

$$V_{BS} = -6 \frac{2.8k}{2.8k + 1.4k} = -4$$

$$I_{E5} = \frac{-4 + 6 - 0.7}{1.3} = 1 \text{ mA}$$

$$I_{E1} = I_{E2} = 0.5 \text{ mA} \Rightarrow r_{e1} = r_{e2} = 50\Omega$$

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{R_{C2}}{2 \left[ 2r_{e1} + 50 + \frac{100}{(1+\beta)^2} \right]} = 31$$

۵. گزینه ۱ درست است.

$$I_{C2} = \frac{g_m V_i}{2} \approx \frac{V_i}{2r_e} \approx \frac{V_i}{50\Omega}$$

$$K_{CL}(V_0) \Rightarrow \frac{V_0}{5k} + \frac{V_0 - V_i}{0.5k} - \frac{V_i}{50\Omega} = 0$$

$$\frac{V_0}{V_i} = 10$$

۶. گزینه ۳ درست است.

با توجه به  $I_s$  ها،  $I_{S1}$  دو برابر  $I_{S2}$  است؛ بنابراین جریان بایاس  $Q_1$  دو برابر  $Q_2$  است.

$$I_1 = 2 \text{ mA} \Rightarrow r_{e1} = 12.5\Omega$$

$$I_2 = 1 \text{ mA} \Rightarrow r_{e2} = 25\Omega$$

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{1.5k + 1.5k}{12.5 + 25} = 80$$

۷. گزینه ۱ درست است.

از مقاومت  $R_L$  جریان سیگنال عبور نمی‌کند.

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

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{r_{ce1} \parallel r_{ce3}}{r_e} \approx \frac{5k\Omega}{25\Omega} = 200$$

برای آشنایی با تحلیل کامل، مدل  $\pi$  مدار را رسم کنید؛ آنگاه  $V_{c1}$  و  $V_{c2}$  را با نوشتن  $K_{CL}$  به دست آورید؛ آنگاه

$$V_0 = V_{c1} - V_{c2}$$

۸. گزینه ۲ درست است.

$$I_{S2} = 2I_{S1} \Rightarrow I_2 = 2I_1 \Rightarrow I_1 = 0.5 \text{ mA} , I_2 = 1 \text{ mA} \Rightarrow r_{e2} = 25\Omega , r_{e1} = 50\Omega$$

تقویت کننده‌های تفاضلی ۲۵۷

$I_{C1} = I_1 = \frac{V_i}{r_{e1} + r_{e2}} = \frac{V_i}{75\Omega}$  ،  $I_{C2} = I_2 = \frac{V_i}{75\Omega}$   
 $I_{S4} = 2I_{S3} \Rightarrow I_4 = 2I_3 = 2I_1 = \frac{2V_i}{75\Omega}$   
 $V_o = (I_2 + I_4)(R_L) = \frac{3V_i}{75\Omega} (1k) \Rightarrow \frac{V_o}{V_i} = 40$

اگرینه ۴ درست است.

با توجه به تقارن مدار می‌توان گره M و N را زمین مجازی در نظر گرفت.

$I_1 = |I_2| = g_m \frac{V_d}{2}$   
 $V_o = g_m \frac{V_d}{2} [r_{o2} \parallel r_{o4} \parallel R] \Rightarrow \frac{V_o}{V_d} = 25$

در شکل (م-۶) اگر  $V_1 - V_2 = 1V$  باشد حداقل مقاومت R برای حالت خالی تقویت کننده با توجه به محدودیت  $R = 500$  کوهنده باشد.

**شکل (م-۶)**

در شکل (م-۶) جذکتر مانند ولتاژ تفاضلی برای حالت خالی مدار تقویت کننده مذکور مسند دارد.

**شکل (م-۷)**

در شکل (م-۷) جذکتر مانند ولتاژ تفاضلی برای حالت خالی مدار تقویت کننده مذکور مسند دارد.