بسمه تعالی

جزوه

الکترونیک

دانشگاه

تهران

استاد

دکتر افضلی

مطالب این بخش

هدف: مروری بر مقدمات و مطالب پایه ای مورد نیاز برای درس الکترونیک ۲

۱- قراردادهای نمادگذاری
۲- المانهای خطی R، C و L
۳- منبع مستقل و وابسته
۴- قوانین تقسیم مقاومتی ولتاژ و جریان
۵- مدار معادل تونن و نورتن
۶- بلوک دیاگرام تقویت‌کننده پایه با مقاومت منبع و بار
۷- تعاریف تقویت‌کننده‌ها
۸- مدل های عمومی تقویت کننده های یک طرفه
۹- دستورالعمل تجزیه و تحلیل مدارات الکترونیکی
۱۰- دیود

توجه‌ای در ابتدای درس

- در الکترونیک، اگرچه می‌توان از روش‌های مداری استفاده نمود، ولی باید به طور ذهنی و با بررسی مدار به طور تقریبی روابط مورد نظر را حتی‌الامکان به دست آورد.
- در واقع هدف از درس الکترونیک "مرختن مفاهیم و بدست آوردن توانایی در استفاده از تقریب‌ها" است.

قراردادهای نمادگذاری

توجه: (حوزه زمان)

مثال ولتاژ پیش‌خمیتر
جریان درین

متغیرهای DC	I_D ،V_{BE}
متغیرهای علامت کوچک AC	i_d ،v_{be}
متغیرهای مجموع	i_D ،v_{BE}

$v_{BE} = V_{BE} + v_{be}$
$i_D = I_D + i_d$

توجه:

$\partial v_{BE} = v_{be}$
$\partial i_D = i_d$

توجه: (حوزه فرکانس)
برای تبدیل فوریه (ω) و تبدیل لاپلاس (s): $V_{be}(\omega)$ ،$I_d(\omega)$ ،$V_{be}(s)$ ،$I_d(s)$

مقاومت R

حوزه زمان	→	$v = iR$
حوزه فرکانس مختلط ($s = \sigma + j\omega$)	→	$V = IR$
حوزه فرکانس حقیقی ($j\omega$)	→	$V = IR$
$t \to 0$ ($s \to \infty$; $\omega \to \infty$)	→	$V = IR$
$t \to \infty$ ($s \to 0$; $\omega \to 0$)	→	$V = IR$

www.ttnar.ir

خازن C

حوزه زمان → $i = C\frac{dv}{dt}$

حوزه فرکانس مختلط $(s = \sigma + j\omega)$ → $I = CsV$

حوزه فرکانس حقیقی $(j\omega)$ → $I = Cj\omega V$

$t \to 0$ $(s \to \infty;\ \omega \to \infty)$ → $I = \infty$ → اتصال کوتاه

$t \to \infty$ $(s \to 0;\ \omega \to 0)$ → $I = 0$ → مدار باز

سلف L

حوزه زمان → $v = L\frac{di}{dt}$

حوزه فرکانس مختلط $(s = \sigma + j\omega)$ → $V = LsI$

حوزه فرکانس حقیقی $(j\omega)$ → $V = Lj\omega I$

$t \to 0$ $(s \to \infty;\ \omega \to \infty)$ → $I = 0$ → مدار باز

$t \to \infty$ $(s \to 0,\ \omega \to 0)$ → $I = \infty$ → اتصال کوتاه

خلاصه المانهای خطی R، C و L

المان	حوزه زمان	حوزه فرکانس مختلط: $s = \sigma + j\omega$	حوزه فرکانس حقیقی: $j\omega$	$t \to 0$ $s \to \infty$ $\omega \to \infty$	$t \to \infty$ $s \to 0$ $\omega \to 0$
مقاومت R	$v = iR$	$V = IR$	$V = IR$	$V = IR$	$V = IR$
خازن C	$i = C\frac{dv}{dt}$	$I = CsV$	$I = Cj\omega V$	$I = \infty$ اتصال کوتاه	$I = 0$ مدار باز
سلف L	$v = L\frac{di}{dt}$	$V = LsI$	$V = Lj\omega I$	$I = 0$ مدار باز	$I = \infty$ اتصال کوتاه

توجه: محاسبات بایاس (DC) متناظر با $\omega = 0$ است.

منابع مستقل

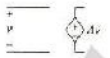
- منبع ولتاژ V

- منبع جریان I

www.ttnar.ir

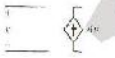
منابع وابسته

منبع ولتاژ کنترل شده با ولتاژ

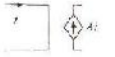


منبع ولتاژ کنترل شده جریان

منبع جریان کنترل‌شده با ولتاژ



منبع جریان کنترل شده با جریان



قانون تقسیم مقاومتی ولتاژ

برای دو مقاومت سری

$$V_1 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V$$

$$V_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V$$

بسط به سه مقاومت سری

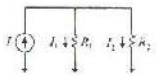
$$V_1 = \frac{R_1}{R_1 + R_2 + R_3} V$$

$$V_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2 + R_3} V$$

$$V_3 = \frac{R_3}{R_1 + R_2 + R_3} V$$

قانون تقسیم مقاومتی جریان

برای دو مقاومت موازی:



$$I_1 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} I$$

$$I_2 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} I$$

بسط به سه مقاومت موازی:

$$I_1 = \frac{R_2 \parallel R_3}{R_1 + R_2 \parallel R_3} I$$

$$I_2 = \frac{R_1 \parallel R_3}{R_2 + R_1 \parallel R_3} I$$

$$I_3 = \frac{R_1 \parallel R_2}{R_3 + R_1 \parallel R_2} I$$

تقریب مقاومتی

اگر $R_1 >> R_2$ آنگاه

برای ترکیب سری

$$R_{eq} = R_1 + R_2 \approx R_1$$

و برای ترکیب موازی:

$$R_{eq} = R_1 \parallel R_2 \approx R_2$$

www.ttnar.ir

مدار معادل تونن و نورتن

- استفاده از مدار معادل‌های تونن و نورتن زمانی صورت می‌پذیرد که ما فقط دنبال رابطه جریان و ولتاژ دو سر یک مدار هستیم و کاری به روابط جریان و ولتاژ نقطه‌های دیگر داخل آن مدار نداریم.
- در این صورت آن مدار را به صورت یک مدار معادل متشکل از یک منبع و یک مقاومت که دارای مقدار جریان و ولتاژ یکسان با آن مدار هستند جایگزین می‌کنیم.

مدار معادل تونن و نورتن

روش به دست آوردن مدار معادل:

۱- ولتاژ دوسر مدار را به صورت مدار باز (OC) محاسبه می‌کنیم ← $v_{o(OC)}$

۲- جریان دوسر مدار را به صورت اتصال کوتاه (SC) محاسبه می‌کنیم ← $i_{o(SC)}$

۳- مقاومت تونن (نورتن) را از رابطه زیر به دست می‌آوریم:

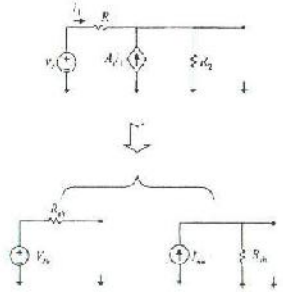
$$R_{th} = \frac{v_{o(OC)}}{i_{o(SC)}}$$

مدار معادل تونن مدار معادل نورتن

مدار معادل تونن و نورتن

مثال:

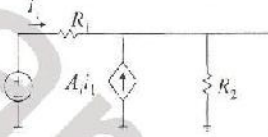
$R_1 = 20K;\ R_2 = 1K;\ A_i = 50$



مدار معادل تونن مدار معادل نورتن

مدار معادل تونن و نورتن

۱) برای محاسبه $v_{o(OC)}$ از اصل جمع‌پذیری آثار استفاده می‌کنیم:



صرف نظر از: منبع وابسته منبع مستقل

$$v_o(\text{oc}) = \frac{R_2}{R_1 + R_2} v_s + A_i i_1 (R_1 \| R_2)$$

توجه: در صورتی که i_1 را با در نظر گرفتن هر دو منبع محاسبه شود، می‌توان از رابطه فوق (اصل جمع‌پذیری آثار) استفاده کرد.

$$i_1 = \frac{v_s}{R_1 - R_2} - A_i i_1 \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

با استفاده از اصل جمع‌پذیری خواهیم داشت:

$$\rightarrow \quad i_1 = \frac{v_s}{R_1 - R_2} \frac{1}{1 - A_i \dfrac{R_2}{R_1 + R_2}} = \frac{v_s}{R_1 + (1 + A_i) R_2}$$

$$\rightarrow \quad v_o(\text{oc}) = \frac{R_2}{R_1 - R_2} v_s + A_i (R_1 \| R_2) \frac{v_s}{R_1 + (1 + A_i) R_2} = \frac{(1 + A_i) R_2}{R_1 + (1 + A_i) R_2} v_s$$

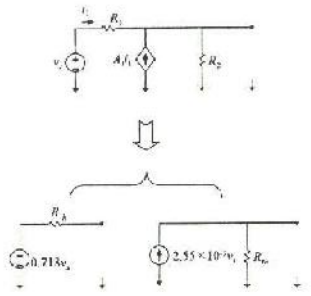
رابطه فوق مثل تقسیم مقاومتی ولتاژ بین مقاومتهای R_1 و $(1+A_i)R_2$ است.

www.tnar.ir

مدار معادل تونن و نورتن

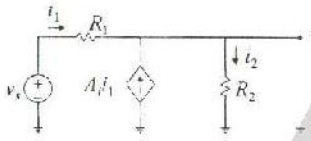
با جاگذاری مقادیر عددی:

$$R_{th} = \frac{v_o(\text{oc})}{i_o(\text{sc})} = \frac{0.718 v_s}{2.55\times10^{-3} v_s} - 282\Omega$$



مدار معادل تونن مدار معادل نورتن

مدار معادل تونن و نورتن



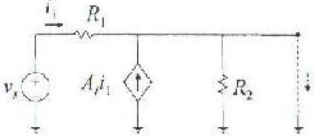
بدون استفاده از اصل جمع‌پذیری آثار خواهیم داشت:

$$i_1 = \frac{v_s - v_o(\text{oc})}{R_1}$$

$$v_o(\text{oc}) = i_2 R_2$$

$$i_2 = i_1 + A_i i_1 = (1 + A_i) i_1$$

$$\rightarrow \quad v_o(\text{oc}) = \frac{(1+A_i)R_2}{R_1 + (1+A_i)R_2} v_s$$



۲) برای محاسبه $i_{o(SC)}$ از اصل جمع‌پذیری آثار استفاده می‌کنیم:

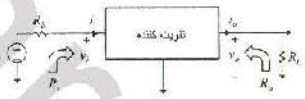
$$i_o(\text{sc}) = \frac{v_s}{R_1} + A_i i_1$$

$$i_1 = \frac{v_s}{R_1}$$

$$i_o(\text{sc}) = \frac{v_s}{R_1} + A_i \frac{v_s}{R_1} = (1 - A_i)\frac{v_s}{R_1}$$

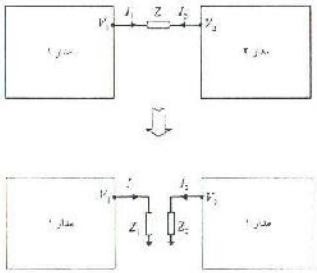
بلوک دیاگرام پایه تقویت‌کننده با منبع و بار

- تقویت کننده فقط سیگنال الکتریکی را تقویت می‌کند.
- سیگنال الکتریکی: جریان یا ولتاژ تابع زمان $v(t)$ ،$i(t)$
- سیگنال الکتریکی نشانگر یک پدیده در دنیای خارج است که یک خاصیت آن را با استفاده از یک حسگر یا Transducer تبدیل به سیگنال الکتریکی می‌شود.
- در صورت لزوم سیگنال پس از تقویت توسط تقویت‌کننده، با استفاده از ابزاره دیگری (Actuator) به پارامتر غیرالکتریکی مورد نیاز تبدیل می‌شود.



قضیه میلر

مفهوم هنگامی که بخواهیم دو مدار از طریق امپدانس Z به یکدیگر وصل شده اند را (برای ساده سازی محاسبات) از یکدیگر ایزوله بکنیم، بدون آن که در مقادیر جریان ها و ولتاژهای دو مدار فوق تغییری حاصل گردد، مورد استفاده قرار می گیرد.



$$A_v = \frac{V_2}{V_1}$$

$$Z_1 = \frac{Z}{1 - A_v} \qquad Z_2 = \frac{Z}{1 - \frac{1}{A_v}}$$

اگر $A_v \gg 1$ آنگاه:

$Z = R \rightarrow |R_1| \ll R \;\&\; R_2 \approx R$ $\qquad Z = 1/j\omega C \rightarrow |C_1| \gg C \;\&\; C_2 \approx C$

اگر $0 < A_v \ll 1$ آنگاه:

$Z = R \rightarrow R_1 \approx R \;\&\; |R_2| \ll R$ $\qquad Z = 1/j\omega C \rightarrow C_1 \approx C \;\&\; C_2 \gg C$

www.ttnar.ir

بلوک دیاگرام پایه تقویت‌کننده با منبع و بار

مثال امواج صوتی صدای انسان با استفاده از یک میکروفون به یک سیگنال الکتریکی شده، این سیگنال الکتریکی توسط تقویت‌کننده یا آمپلی‌فایر تقویت شده و سپس سیگنال الکتریکی تقویت‌شده با استفاده از یک بلندگو دوباره تبدیل به امواج صوتی می‌شود.

مقاومت میکروفون R_S

مقاومت بلندگو R_L

تعاریف تقویت‌کننده‌ها

بهره ولتاژ

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

بیان بهره ولتاژ به دسیبل (dB)

$$A_v = 20\log\frac{v_o}{v_i}$$

$$A_v(s) = 20\log\left|\frac{V_o(s)}{V_i(s)}\right|$$

$$A_v(\omega) = 20\log\left|\frac{V_o(\omega)}{V_i(\omega)}\right|$$

تعاریف تقویت‌کننده‌ها

بهره جریان

$$A_i = \frac{i_o}{i_i}$$

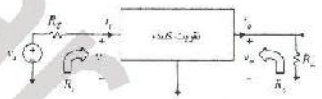
بیان بهره جریان به دسیبل (dB)

$$A_i = 20\log\frac{i_o}{i_i}$$

$$A_i(s) = 20\log\left|\frac{I_o(s)}{I_i(s)}\right|$$

$$A_i(\omega) = 20\log\left|\frac{I_o(\omega)}{I_i(\omega)}\right|$$

تعاریف تقویت‌کننده‌ها



بهره توان

$$A_p = \frac{p_o}{p_i} = \frac{v_o i_o}{v_i i_i}$$

بیان بهره توان به دسیبل (dB)

$$A_p = 10\log\frac{p_o}{p_i}$$

$$A_p(s) = 10\log\left|\frac{P_o(s)}{P_i(s)}\right|$$

$$A_p(\omega) = 10\log\left|\frac{P_o(\omega)}{P_i(\omega)}\right|$$

www.ttnar.ir

تعاریف تقویت‌کننده‌ها

$$A_v = 20\log\frac{v_o}{v_i}$$

$$A_i = 20\log\frac{i_o}{i_i}$$

$$A_p = 10\log\frac{p_o}{p_i}$$

توجه: دلیل تفاوت ضرایب 20 و 10:
مثال: توان یک مقاومت

$$P_R = V^2/R = I^2R \rightarrow$$

در این صورت:

$$P \propto V^2 \rightarrow \quad 10\log P \propto 10\log V^2$$
$$10\log V^2 = 20\log V$$

$$P \propto I^2 \rightarrow \quad 10\log P \propto 10\log I^2$$
$$10\log I^2 = 20\log I$$

مدل های عمومی تقویت کننده های یک طرفه

تقویت کننده یک طرفه (Unilateral Amplifier):

توجه: برای این نوع تقویت کننده ها، فقط ورودی بر خروجی اثر می گذارد و خروجی بر ورودی اثر نمی گذارد.

۱) محاسبه مقاومت خروجی تقویت کننده

$$R_o = \left.\frac{v_o}{i_o}\right|_{v_i=0} \quad \text{یا} \quad R_o = \left.\frac{v_o}{i_o}\right|_{i_i=0}$$

۲) محاسبه مقاومت ورودی تقویت کننده

$$R_i = \frac{v_i}{i_i}$$

مدل های عمومی تقویت کننده های یک طرفه

تقویت کننده دوطرفه (Bilateral Amplifier):

توجه برای این نوع تقویت کننده ها، هم ورودی بر خروجی اثر می گذارد و هم خروجی بر ورودی اثر می گذارد.

۱) محاسبه مقاومت خروجی تقویت کننده

$$R_o = \left.\frac{v_o}{i_o}\right|_{v_i=0} \quad \text{یا} \quad R_o = \left.\frac{v_o}{i_o}\right|_{i_i=0}$$

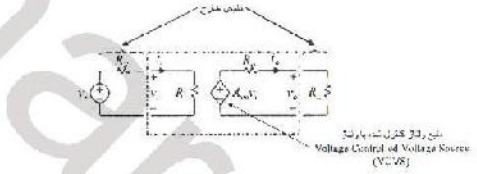
۲) محاسبه مقاومت ورودی تقویت کننده

$$R_i = \left.\frac{v_i}{i_i}\right|_{v_o=0} \quad \text{یا} \quad R_i = \left.\frac{v_i}{i_i}\right|_{i_o=0}$$

مدل های عمومی تقویت کننده های یک طرفه

تقویت کننده ولتاژ یک طرفه:

- ابزاره یا مداری می خواهیم که ولتاژ ورودی را تقویت کرده، و در خروجی تحویل دهد، پاید به طور ذاتی دارای منبع ولتاژ وابسته با بهره ولتاژ (A_{vo}) خیلی بزرگتر از یک باشد.
- برای حداکثر کردن بهره ولتاژ، باید مقاومت ورودی هرچه بزرگتر و مقاومت خروجی هرچه کوچکتر باشد.



o: Open باز

$$v_o = A_{vo}v_i\frac{R_L}{R_L + R_o}$$

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = A_{vo}\frac{R_L}{R_L + R_o}$$

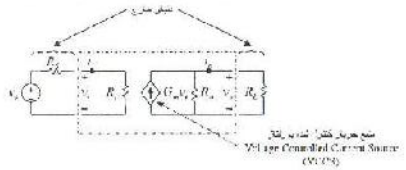
$$\frac{v_o}{v_s} = A_{vo}\frac{R_L}{R_L + R_o}\frac{R_i}{R_S + R_i}$$

www.ttnar.ir

مدل های عمومی تقویت کننده های یک طرفه

تقویت کننده هدایت انتقالی یک طرفه:

- باید هدایت انتقالی ذاتی (G_m) بزرگ داشته باشیم تا تقویت کنندگی داشته باشیم.
- مقاومت ورودی بالا و مقاومت خروجی بالا مطلوب می باشند.



$$i_o = G_m v_i \frac{R_o}{R_L + R_o}$$

$$G = \frac{i_o}{v_i} = G_m \frac{R_o}{R_L + R_o}$$

$$\frac{i_o}{v_s} = G_m \frac{R_o}{R_L + R_o} \frac{R_i}{R_S + R_i}$$

$$v_o = i_o R_L$$

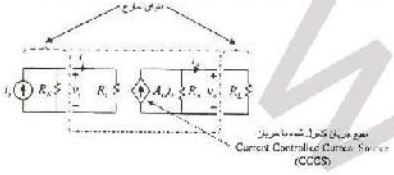
$$\frac{v_o}{v_s} = \frac{i_o R_L}{v_s} = \frac{i_o}{v_s} R_L$$

$$\frac{v_o}{v_s} = G_m \frac{R_i}{R_S + R_i} \frac{R_o R_L}{R_o + R_L}$$

مدل های عمومی تقویت کننده های یک طرفه

تقویت کننده جریان یک طرفه:

- افراد با مداری که می خواهیم جریان در ورودی را تقویت کرده و در خروجی تحویل دهد، باید دارای منبع جریان وابسته با بهره جریان (A_{is}) خیلی بزرگتر از یک باشد.
- برای حداکثر کردن بهره جریان، مقاومت ورودی باید هرچه کوچکتر و مقاومت خروجی هرچه بزرگتر باشد.



s: Short اتصال کوتاه

$$i_o = A_{is} i_i \frac{R_o}{R_L + R_o}$$

$$A_i = \frac{i_o}{i_i} = A_{is} \frac{R_o}{R_L + R_o}$$

$$\frac{i_o}{i_s} = A_{is} \frac{R_o}{R_L + R_o} \frac{R_S}{R_S + R_i}$$

معادل تونن منبع

$$v_o = i_o R_L$$

$$v_s = i_s R_S$$

$$\frac{v_o}{v_s} = \frac{i_o R_L}{i_s R_S} = A_{is} \frac{1}{R_S + R_i} \frac{R_o R_L}{R_o + R_L}$$

نحوه محاسبه بهره چند طبقه

اگر دو تقویت کننده را به یکدیگر وصل کنیم، بهره ولتاژ می تواند به دو صورت محاسبه می گردد:

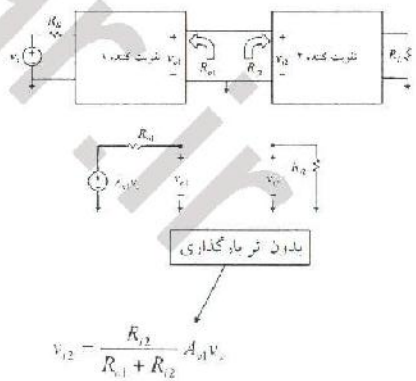
روش اول:

۱) بهره ولتاژ طبقه اول را به طور مستقل محاسبه کرده و سپس با استفاده از مدار معادل تونن یا یک مقاومت و منبع ولتاژ مدل می کنیم.

۲) ورودی تقویت کننده طبقه دوم را برز با مقاومت ورودی آن مدل می کنیم.

۳) با استفاده از تقسیم مقاومتی، ولتاژ ورودی طبقه دوم، v_{i2}، به دست می آید.

۴) با داشتن ولتاژ ورودی طبقه دوم، می توان بهره ولتاژ آن را مثل یک تقویت کننده یک طبقه به دست آورد.

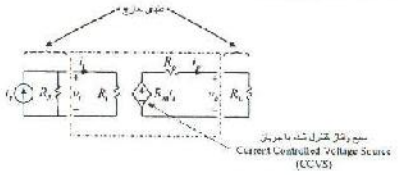


$$v_{i2} = \frac{R_{i2}}{R_{o1} + R_{i2}} A_{v1} v_s$$

مدل های عمومی تقویت کننده های یک طرفه

تقویت کننده مقاومت انتقالی یک طرفه:

- باید مقاومت انتقالی ذاتی (R_m) بزرگ داشته باشیم تا خاصیت تقویت کنندگی داشته باشیم.
- مقاومت ورودی پائین و مقاومت خروجی پائین مطلوب می باشند.



$$v_o = R_m i_i \frac{R_L}{R_L + R_o}$$

$$R = \frac{v_o}{i_i} = R_m \frac{R_L}{R_L + R_o}$$

$$\frac{v_o}{i_s} = R_m \frac{R_L}{R_L + R_o} \frac{R_S}{R_S + R_i}$$

معادل تونن منبع:

$$v_s = i_s R_S$$

$$\frac{v_o}{v_s} = \frac{v_o}{i_s R_S} = \frac{v_o}{i_s} \frac{1}{R_S}$$

$$\frac{v_o}{v_s} = R_m \frac{1}{R_S + R_i} \frac{R_L}{R_o + R_L}$$

www.ttnar.ir

دستورالعمل تجزیه و تحلیل مدارات الکترونیکی

۱- در این مدارات از المان‌های غیرخطی دیود و ترانزیستور استفاده می‌شود.

۲- برای این که المان‌های غیرخطی در محدوده خاص مورد نظر (حول نقطه کار) قرار گیرند، از منابع DC جریان و ولتاژ استفاده می‌شود. ← بایاس کردن

۳- علاوه بر منابع DC، منابع علامت کوچک ac به مدار اعمال می‌شوند که مدار وظیفه تقویت آنها را به عهده خواهد داشت.

۴- با استفاده از اصل جمع‌پذیری آثار تجزیه و تحلیل به دو قسمت تقسیم می‌شود:

تجزیه و تحلیل DC یا بایاس

تجزیه و تحلیل ac علامت کوچک

Diode دیود

مدل علامت کوچک ac:

دیود را با یک مقاومت دینامیکی r_d که از رابطه مقابل به دست می‌آید جایگزین می‌کنیم: $r_d = \frac{nV_T}{I_D}$

اثبات:

$$v_D = V_D + v_d$$
$$i_D = I_D + v_d$$

$$i_D = I_S\left[\exp\left(\frac{v_D}{nV_T}\right)-1\right] \rightarrow \frac{1}{r_d} = \frac{\partial i_D}{\partial v_D} = \frac{I_D}{nV_T} \rightarrow i_d = \frac{v_d}{r_d} = r_d^{-1}v_d = \frac{I_D}{nV_T}v_d$$

توجه: همیشه رابطه نمایی بین جریان و ولتاژ منتهی به ضریب مناسب شبیه r_d می‌شود.

همان گونه که خواهیم دید در ترانزیستور BJT این ضرائب برابر r_π ،r_e و g_m خواهند شد.

$$i_C = I_S\exp\left(\frac{v_{BE}}{V_T}\right) \qquad i_B = \frac{i_C}{\beta} = \frac{I_S}{\beta}\exp\left(\frac{v_{BE}}{V_T}\right) \qquad i_E = \frac{i_C}{\alpha} = \frac{I_S}{\alpha}\exp\left(\frac{v_{BE}}{V_T}\right)$$

$$g_m = \frac{\partial i_C}{\partial v_{BE}} = \frac{I_C}{V_T} \qquad r_\pi = \frac{\partial v_{BE}}{\partial i_B} = \frac{V_T}{I_B} \qquad r_e = \frac{\partial v_{BE}}{\partial i_E} = \frac{V_T}{I_E}$$

دستورالعمل تجزیه و تحلیل مدارات الکترونیکی

۵- در تجزیه و تحلیل DC، **المان‌های غیرخطی** با مدار معادل DC جایگزین می‌شوند، **منابع علامت کوچک** در مدار صفر می‌شوند، و نقاط کار برای المان‌های غیرخطی به دست می‌آیند.

۶- در تجزیه و تحلیل علامت کوچک، **مدار معادل خطی المان غیرخطی** با استفاده از نقاط بایاس به دست آمده، از تحلیل DC مورد استفاده قرار می‌گیرد و **منابع DC** در مدار صفر می‌شوند.

۷- ولتاژ و جریان‌های هر قسمت مدار حاصل جمع قسمت DC و قسمت علامت کوچک است.

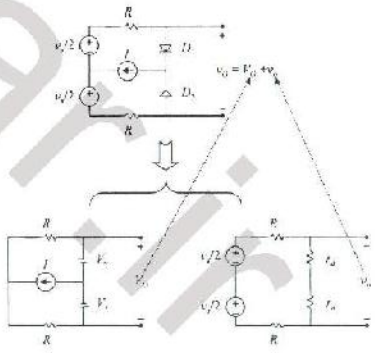
۸- صفر کردن منابع به صورت زیر صورت می‌پذیرد:

منبع ولتاژ = 0 ← اتصال کوتاه

منبع جریان = 0 ← مدار باز

Diode دیود

مثال:



v_s: منبع علامت کوچک

I منبع جریان DC

تجزیه و تحلیل DC

$v_s = 0$ ← تقارن ← $I_{D1} = I_{D2} = I/2$

$V_{D1} = V_{D2} = V_\gamma$

www.ttnar.ir

مطالب این بخش

هدف: مروری بر ترانزیستورهای BJT، مدل DC، مدارهای بایاس، مدل ac علامت کوچک، و کاربرد آن به عنوان تقویت کننده

۱- انواع
۲- نواحی کار
۳- مشخصه I-V
۴- رابطه I-V
۵- مدل ترانزیستور BJT برای محاسبات DC
۶- بایاس کردن برای مدارات مجزا
۷- فنون های انعکاس دو بیس و امیتر
۸- مدل ترانزیستور برای محاسبات ac علامت کوچک
۹- رابطه مدار معادل π-h با مدار معادل h
۱۰- استفاده از ترانزیستور در تقویت‌کننده ها

مطالب این بخش

هدف: مروری بر ترانزیستورهای BJT، مدل DC، مدارهای بایاس، مدل ac علامت کوچک، و کاربرد آن به عنوان تقویت کننده

۱۱- مدار تقویت‌کننده امیتر مشترک CE
۱۲- تقویت‌کننده بیس مشترک CB
۱۳- تقویت‌کننده کلکتور مشترک CC یا دنبال‌کننده امیتر EF
۱۴- حداکثر تغییرات سیگنال خروجی یک تقویت کننده ترانزیستوری

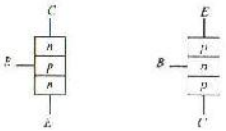
انواع

ترانزیستور یک المان غیرخطی است.

این ترانزیستور دارای دو نوع pnp و npn است.

ترانزیستور از دو دیود pn (دو پیوند p و n) تشکیل شده است:

پیوند بیس - امیتر: BEJ
پیوند کلکتور - بیس: CBJ

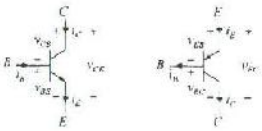


جریان ها:

i_C, i_E, i_B

ولتاژها:

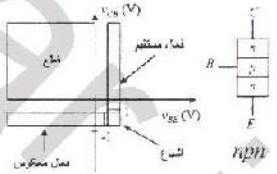
npn: v_{CB}, v_{BE}, v_{CE}
pnp: v_{BC}, v_{EB}, v_{EC}



نماد مداری ترانزیستور BJT

نواحی کار

نواحی کار ترانزیستورها:

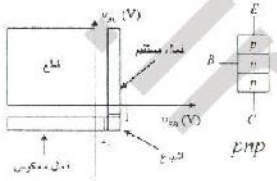


قطع: ترانزیستور خاموش است جریانی جاری نمی‌شود و به عنوان سوئیچ باز عمل می‌کند.

اشباع: ترانزیستور روشن است و به عنوان سوئیچ بسته عمل می‌کند.

فعال معکوس: به عنوان یک تقویت‌کننده ضعیف عمل می‌کند و به ندرت در این منطقه استفاده می‌شود.

فعال مستقیم: به عنوان تقویت‌کننده در این ناحیه کار می‌کند.

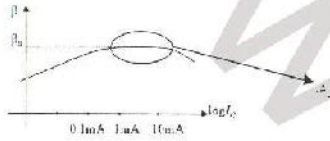


توجه: برای کاربردهای آنالوگ ترانزیستور در ناحیه **فعال مستقیم** کار می‌کند. برای کاربردهای دیجیتال ترانزیستور در حالت پایدار در نواحی قطع و اشباع است.

www.tnaker.ir

رابطه I-V

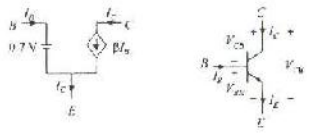
توجه: β یک ترانزیستور BJT ثابت نبوده و تابع نقطه کار ترانزیستور (I_{CQ}) است.



تغییرات β با جریان کلکتور

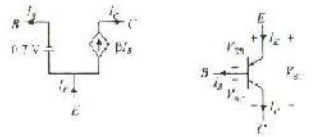
دو محدوده جریان متوسط β را تقریباً ثابت فرض کرد.

مدل ترانزیستور BJT برای محاسبات DC



npn

توجه: I_B و V_{CE} توسط مدار خارجی تعیین می‌شوند.



pnp

مدل ترانزیستور BJT برای محاسبات DC

V_{BE} و V_{EB} در مدل فعال ثابت فرض شدند.

اگر V_A را بی‌نهایت فرض کنیم، رابطه دقیقتر برای ولتاژ V_{BE} و V_{EB} خواهیم داشت:

$$npn:\ I_C = I_S e^{\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right)} \rightarrow V_{BE} = V_T \ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right)$$

$$pnp:\ I_C = I_S e^{\left(\frac{V_{EB}}{V_T}\right)} \rightarrow V_{EB} = V_T \ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right)$$

توجه:

۱) V_{BE} **تغییرات کمی** (خطی) با جریان کلکتور (درجه حرارت) دارد که در بیشتر محاسبات دستی از آن صرف‌نظر می‌شود.

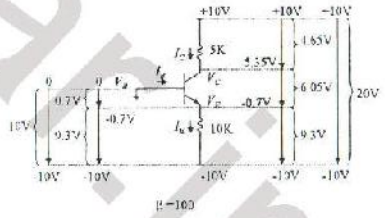
مثال: ۱۰ برابر شدن I_C منجر به ۶۰ میلی‌ولت تغییرات در V_{BE} می‌شود.

۲) تغییرات کم V_{BE} با تغییرات I_C ناشی از **بستگی لگاریتمی** این ولتاژ با این جریان دارد.

مدل ترانزیستور BJT برای محاسبات DC

مثال ۱:

فرض می‌کنیم ترانزیستور در ناحیه فعال است.



$$I_E = \frac{-0.7-(-10)}{10K} = 0.93\text{mA}$$

$$I_E = 0.93\text{mA} \approx I_C$$

$$I_B = \frac{I_C}{\beta+1} = \frac{0.93}{101} = 9.2\mu\text{A}$$

$$10\text{V} - V_C = I_C R_C = 4.65\text{V}$$

$$V_C = 5.35\text{V}$$

$$V_{CE} = 5.35-(-0.7) = 6.05\text{V}$$

$$V_{BC} = -5.35 \le 0.3V \rightarrow \text{قابل}$$

توجه:

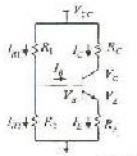
۱. برای محاسبات مداری اختلاف پتانسیل مورد استفاده قرار می‌گیرد.

۲. در صورتی که β کوچک باشد خطای تقریب $I_C \cong I_E$ زیاد می‌شود

www.ttnar.ir

بایاس کردن برای مدارات مجزا

هدف از بایاس کردن ترانزیستور آن است که ترانزیستور را در ناحیه فعال قرار دهیم

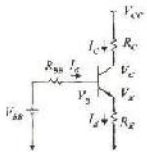


مدار بایاسی که عموماً مورد استفاده قرار می‌گیرد:

$$I_{R1}=\frac{V_{CC}-V_E}{R_1} \qquad I_{R2}=\frac{V_B}{R_2} \qquad I_E=\frac{V_B-V_{BE}}{R_E} \qquad I_B=\frac{V_B-V_{BE}}{(\beta+1)R_E}$$

برای سهولت در محاسبات بایاس از مدار معادل تونن استفاده می‌کنیم.

با یافتن V_B می‌توانیم جریانهای I_{R1}، I_{R2} و I_B را حساب کنیم.

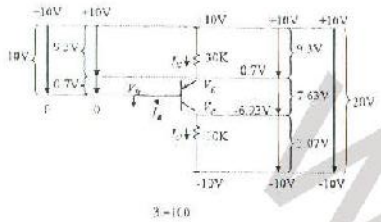


$$R_{th}=R_{BB}=\frac{R_1R_2}{R_1+R_2} \qquad V_{th}=V_{BB}=\frac{R_2}{R_1+R_2}V_{CC}$$

$$I_B=\frac{V_{BB}-V_{BE}}{(\beta+1)R_E+R_{BB}} \qquad V_B=V_{BB}-I_BR_{BB}$$

مدل ترانزیستور BJT برای محاسبات DC

مثال ۲:



فرض می‌کنیم ترانزیستور در ناحیه فعال است.

$$I_E=\frac{10-0.7}{30K}=0.31mA$$

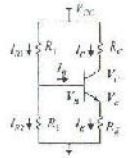
$$I_C=\frac{\beta}{\beta+1}I_E=0.307mA$$

$$I_B=\frac{I_E}{\beta+1}=\frac{0.31}{101}=3.07\mu A$$

$$V_C=10V-I_CR_C=-10+3.07V=-6.93V$$

$$V_{BC}=6.93V\geq -0.3V \quad \rightarrow \text{فعال}$$

بایاس کردن برای مدارات مجزا



به جای استفاده از مدار معادل تونن، اگر جریان بیس خیلی کوچکتر از I_{R1} (۰/۱ آن) باشد، می‌توان V_B را با V_{BB} تقریبا مساوی قرار داد:

$$I_B\ll I_{R1} \quad \rightarrow \quad V_B\approx V_{BB}$$

در نتیجه برای جریان بیس خواهیم داشت:

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

یک راه دیگر چک کردن اعتبار تقریب فوق (بدون ابتدا به دست آوردن جریان بیس) صحت شرط زیر است:

$$(\beta+1)R_E\gg R_{BB}$$

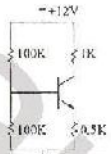
(R_E یعنی افت ولتاژ R_{BB} خیلی کوچکتر از افت ولتاژ است)

$$\&\quad I_B=\frac{V_{BB}-V_{BE}}{(\beta+1)R_E+R_{BB}} \quad \rightarrow \quad I_B\approx\frac{V_{BB}-V_{BE}}{(\beta+1)R_E}$$

توجه: خیلی بزرگتر یا خیلی کوچکتر در الکترونیک، به طور معمول برمبنای ۱۰ برابر و یا ۰/۱ درنظر گرفته می‌شود.

بایاس کردن برای مدارات مجزا

مثال ۳: ترانزیستور npn



$\beta=100$

$R_{BB}=50K$

$V_{BB}=6V$

$R_{BB}\approx(\beta+1)R_E$ ← نمی‌توانیم از رابطه تقریبی استفاده کنیم

$$I_B=\frac{6-0.7}{50+50}=53\mu A$$

$$I_E=I_C=\beta I_B=5.3mA$$

$$V_E=I_ER_E=2.65\ V$$

$$V_B=V_E+0.7=3.35V$$

$$V_C=12-R_CI_C=6.7V$$

$$V_{BC}=-3.35\ V\leq 0.3V \quad \rightarrow \text{فعال}$$

$$I_{R1}=\frac{12-3.35}{100}=86.5\mu A$$

$$I_{R2}=33.5\mu A$$

توجه: ولتاژهای بیس، کلکتور و میتر دارای مقدار DC مخالف صفر هستند.

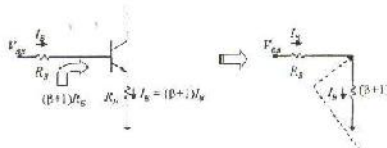
← خازن‌های Coupling/Decoupling برای اتصال سیگنال علامت کوچک مورد نیاز خواهد بود.

www.ttnar.ir

قانونهای انعکاس در بیس و امیتر

قانون انعکاس در بیس: مقاومت‌های متصل به امیتر از بیس $\beta-1$ بر بر دیده می‌شوند.

- این قانون برای محاسبه جریان بیس مورد استفاده قرار می‌گیرد.

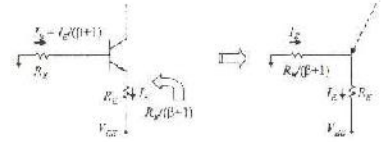


قانون انعکاس در بیس

با صرف نظر از BEJ

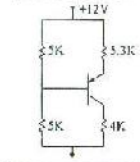
قانون انعکاس در امیتر: مقاومت‌های متصل به بیس از امیتر $1/(\beta+1)$ برابر دیده می‌شوند.

- این قانون برای محاسبه جریان امیتر مورد استفاده قرار می‌گیرد.



قانون انعکاس در امیتر

بایاس کردن برای مدارات مجزا



مثال ۴: ترانزیستور pnp

$R_{BB}=2.5\text{K}$ $V_{BB}=6\text{V}$ $\beta=100$

$(\beta+1)R_E=530\text{K}$ ➔

$R_{BE}<<(\beta+1)R_E$ ➔ می توانیم از رابطه تقریبی استفاده کنیم.

$V_B \approx V_{BB}=6\text{V}$

$V_E=6+0.7=6.7\text{V}$

$I_E=\dfrac{12-6.7}{5.3}=1\text{mA}\cong I_C$

$I_B=10\mu\text{A}$

$V_C=I_C R_C=4\text{V}$

$V_{BC}=2\text{V}$

$V_{BC}=2\text{ V}>-0.3\text{V}$ ➔ فعال

$I_{R1}=\dfrac{12-6}{5}=1.2\text{mA}=I_{R2}$

توجه: ۱) همیشه با داشتن ولتاژ بیس (امیتر) می توان به طور تقریبی ولتاژ امیتر (بیس) را به دست آورد.

۲) ولتاژهای بیس، کلکتور و امیتر دارای مقدار DC مخالف صفر هستند.

➔ خازن‌های Decoupling برای اتصال سیگنال علامت کوچک مورد نیاز خواهد بود.

مدل ترانزیستور برای محاسبات ac علامت کوچک

توجه: همیشه رابطه نمایی بین جریان و ولتاژ متهی به ضریب تناسب شبیه r_d می شود. همان گونه که خواهیم دید در ترانزیستور BJT این ضرایب برابر r_π، r_e و g_m خواهند شد.

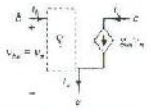
با صرف نظر از اثر Early:

$$i_C=I_S\exp\left(\frac{v_{BE}}{V_T}\right)$$

$$g_m=\left.\frac{\partial i_C}{\partial v_{BE}}\right|_{v_{CE}=\text{cte}}=\left.\frac{i_c}{v_{be}}\right|_{v_{ce}=0}$$ ➔ مدت انتقالی: خروجی ناشی از ورودی

$$\boxed{g_m=\frac{I_C}{V_T}}$$

$i_c=g_m v_{be}$



➔ ما باید یک منبع جریان وابسته در خروجی بین کلکتور و امیتر قرار دهیم.

مدل ترانزیستور برای محاسبات ac علامت کوچک

روابط مورد استفاده در ناحیه فعال مستقیم:

$$i_C=I_{S0}\exp\left(\frac{v_{BE}}{V_T}\right)\left(1+\frac{v_{CE}}{V_A}\right)$$

$$i_B=\frac{i_C}{\beta}=\frac{I_S}{\beta}\exp\left(\frac{v_{BE}}{V_T}\right)$$

$$i_E=\frac{i_C}{\alpha}=\frac{I_S}{\alpha}\exp\left(\frac{v_{BE}}{V_T}\right)$$

برای درنظر گرفتن اثر Early روابط زیر می‌توانند مورد استفاده قرار گیرند:

$$I_S=I_{S0}\left(1+\frac{v_{CE}}{V_A}\right)$$

یا

$$\beta=\beta_0\left(1+\frac{v_{CE}}{V_A}\right)$$

$$\alpha=\frac{\beta_0}{\beta_0+1}$$

www.tnari.ir

مدل ترانزیستور برای محاسبات ac علامت کوچک

توجه:

۱- مدار معادل‌های علامت کوچک رفتار غیرخطی ترانزیستور را با یک مدار با المان‌های خطی جایگزین می‌کنند.

۲- هرگاه از امیتر به درون ترانزیستور نگاه کنیم مقاومت r_e را می‌بینیم و هرگاه از بیس به درون ترانزیستور نگاه کنیم مقاومت r_π را می‌بینیم.

۳- توجه داشته باشید $r_\pi = (\beta+1)r_e$ است. همچنین:

$$r_e = \frac{\alpha}{g_m} \qquad r_\pi = \frac{\beta}{g_m}$$

۴- در مدل h-π به جای استفاده از منبع جریان وابسته به ولتاژ می توان از یک منبع جریان وابسته به جریان استفاده کنیم.

$$g_m v_\pi = \beta \frac{v_\pi}{r_\pi} = \beta i_b$$

۵- توجه داشته باشید که روابط و مدل‌های فوق تقریبی می‌باشند ولی تقریب‌های آنها قابل قبول برای طرحی الکترونیکی است.

مدل ترانزیستور برای محاسبات ac علامت کوچک

۱) با توجه به رابطه جریان بیس با ولتاژ V_{BE} می‌توان مدار معادل زیر را بین بیس و امیتر درنظر گرفت.

$$i_B = \frac{i_C}{\beta} = \frac{I_S}{\beta}\exp\left(\frac{v_{BE}}{V_T}\right)$$

$$\frac{1}{r_\pi} = \left.\frac{\partial i_B}{\partial v_{BE}}\right|_{v_{CE}=cte} \approx \left.\frac{i_b}{v_{be}}\right|_{v_{ce}=0} \rightarrow \text{مقاومت بین بیس و امیتر} \quad r_\pi = \frac{V_T}{I_B}$$

$$v_\pi = r_\pi i_b$$

توجه: در این حالت، جریان امیتر را از روی جریان بیس به دست می آوریم.

۲) با توجه به رابطه جریان امیتر با ولتاژ V_{BE} می‌توان مدار معادل زیر را بین بیس و امیتر درنظر گرفت.

$$i_E = \frac{i_C}{\alpha} = \frac{I_S}{\alpha}\exp\left(\frac{v_{BE}}{V_T}\right)$$

$$\frac{1}{r_e} = \left.\frac{\partial i_E}{\partial v_{BE}}\right|_{v_{CE}=cte} \approx \left.\frac{i_e}{v_{be}}\right|_{v_{ce}=0} \rightarrow \text{مقاومت بین بیس و امیتر} \quad r_e = \frac{V_T}{I_E}$$

$$v_\pi = r_e i_e$$

توجه: در این حالت، جریان بیس را از روی جریان امیتر به دست می آوریم.

مدل ترانزیستور برای محاسبات ac علامت کوچک

اضافه کردن r_o

در صورتی بخواهیم که بستگی جریان کلکتور به ولتاژ V_{CE} را درنظر بگیریم، از یک مقاومت r_o که بین کلکتور و امیتر وصل می‌شود استفاده می‌کنیم

به دست آوردن r_o

$$r_o^{-1} = g_o = \left.\frac{\partial i_C}{\partial v_{CE}}\right|_{v_{BE}=cte} \approx \left.\frac{i_o}{v_{ce}}\right|_{v_{be}=0}$$

$$I_C = I_S \exp\left(\frac{v_{BE}}{V_T}\right)\left(1+\frac{v_{CE}}{V_A}\right)$$

$$r_o^{-1} = g_o = \left.\frac{\partial i_C}{\partial v_{CE}}\right|_{v_{BE}=cte} = \frac{I_S \exp\left(\frac{v_{BE}}{V_T}\right)}{V_A} \approx \frac{I_C}{V_A}$$

مدل ترانزیستور برای محاسبات ac علامت کوچک

تبدیل مدار معادل h-π به مدار معادل T

۱- منبع جریان وابسته به جریان بیس در خروجی به منبع جریان وابسته به جریان امیتر در خروجی تبدیل می کنیم.

۲- چون جریان خروجی به عنوان تابعی از جریان امیتر به جای بیس داده شده است، مقاومت بین بیس و امیتر باید مقاومت دیده شده از امیتر، r_π به جای r_π باشد.

www.ttnar.ir

مدل ترانزیستور برای محاسبات ac علامت کوچک

مقاومت های دیده شده از درون ترانزیستور BJT:

مقاومت دیده شده از امیتر تا بیس: r_e

مقاومت دیده شده از بیس تا امیتر: r_π

مقاومت دیده شده از کلکتور تا امیتر: r_o

مقاومت دیده شده از امیتر تا کلکتور : r_o

مقاومت دیده شده از کلکتورهنگامی که امیتر دارای مقاومت R_E و بیس دارای مقاومت R_B است:

$$R_{in,collector} = r_o\left(1+\frac{\beta R_E}{r_\pi + R_B + R_E}\right)$$

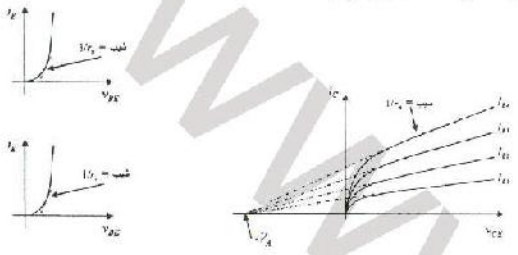
مقاومت دیده شده از امیتر هنگامی که کلکتور دارای مقاومت R_C و بیس دارای مقاومت R_B است:

$$R_{in,emitter} = \left(r_e + \frac{R_B}{\beta+1}\right)\left(\frac{r_o + R_C}{r_o}\right) \approx \left(r_e + \frac{R_B}{\beta+1}\right)$$

توجه: هنگامی که از بار فعال استفاده می شود، **رابطه تقریبی** که با فرض بزرگ بودن r_o در مقایسه با مقاومت های دیگر مدار به دست آمده اند ممکن است که قابل استفاده نباشند.

مدل ترانزیستور برای محاسبات ac علامت کوچک

توجه داشته باشید که r_π و r_e از تقریب مشخصه i_B-v_{BE} و i_E-v_{BE} و r_o از تقریب خطی مشخصه i_C-v_{CE} به دست آمده اند.



رابطه مدار معادل h-π با مدار معادل h

مدار معادل h:

$$v_i = h_i i_i - h_r v_o$$
$$i_o = h_f i_i - h_o v_o$$

تقویت کننده دو طرفه فرض می شود.

i: ورودی (Port 1)

o: خروجی (Port 2)

r: معکوس

f: مستقیم

امیتر مشترک: $C: o$ $B: i$

بیس مشترک: $C: o$ $E: i$

کلکتور مشترک: $E: o$ $B: i$

مزیت پارامترهای h برای ترانزیستور فقط سادگی محاسبه آنها از روی مشخصات اندازه گیری شده جریان – ولتاژ این افراده می باشد.

$$h_{11} = h_i = \left.\frac{v_i}{i_i}\right|_{v_o=0}$$

$$h_{12} = h_r = \left.\frac{v_i}{v_o}\right|_{i_i=0}$$

$$h_{21} = h_f = \left.\frac{i_o}{i_i}\right|_{v_o=0}$$

$$h_{22} = h_o = \left.\frac{i_o}{v_o}\right|_{i_i=0}$$

رابطه مدار معادل h-π با مدار معادل h

تکمیل مدار معادل h-π:

مقاومتهای r_x و r_μ باید اضافه شوند تا مدار معادل کامل شود

r_x بسیار کوچک است و ناشی از اتصال اهمی به بیس است.

r_μ بسیار بزرگ است

$$r_\mu \approx \beta r_o ; 10\beta r_o$$

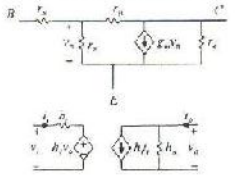
← تقویت کننده دو طرفه می شود.

معمولاً r_μ را به خاطر بزرگی آن حذف می کنیم وجود آن فقط محاسبات را پیچیده تر می کند و ایزوله کردن C از B را برهم می زند.

مزیت مدار معادل h-π اینکه اجزای مدار معادل h-π به طور نزدیک مرتبط با نحوه کار فیزیکی افزاره می باشد و به طراح دید خوبی در رابطه نحوه کار مدار می دهد.

www.tnar.ir

رابطه مدار معادل h-π با مدار معادل h



به فرض این که از روی مشخصات پارامترهای h را به دست آورده ایم، می توان نشان داد که می توانیم پارامترهای h-π را از روی این پارامترها به دست آوریم.

مشابها با داشتن پارامترهای h-π می توانیم پارامترهای h را به دست آوریم.

$$r_\pi \approx \frac{h_{fe}}{g_m}$$

$$r_x \approx h_{ie} - r_\pi$$

$$r_\mu \approx \frac{r_\pi}{h_{re}}$$

$$r_o = \left(h_{oe} - \frac{h_{fe}}{r_\mu} \right)^{-1}$$

$$h_{ie} = r_x + (r_\pi \parallel r_\mu) \approx r_x + r_\pi$$

$$h_{fe} = \frac{g_m v_\pi}{i_b} \approx g_m r_\pi = \beta_{ac}$$

$$h_{re} = \frac{r_\pi}{r_\mu + r_\pi} \approx \frac{r_\pi}{r_\mu}$$

$$h_{oe} \approx \frac{1}{r_o} - \frac{\beta}{r_\mu}$$

توجه:
از آنجا که r_μ خیلی r_π است، عبارت مربوط به r_x نتیجه دقیقی نخواهد داد.

این مقاومت در فرکانس های پائین قابل صرف نظر کردن می باشد.

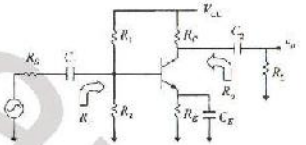
رابطه مدار معادل h-π با مدار معادل h

امیتر مشترک: زیر نویس e اضافه می شود.
بیس مشترک: زیر نویس b اضافه می شود.
کلکتور مشترک: زیر نویس c اضافه می شود.

مثال: امیتر مشترک

$$h_{ie} = h_{11}$$
$$h_{oe} = h_{22}$$
$$h_{re} = h_{12}$$
$$h_{fe} = h_{21}$$

مدار تقویت‌کننده امیتر مشترک (Common Emitter: CE)



الف) بدون مقاومت R_E دیده شده در مسیر سیگنال ac

خازن‌های C_1 و C_2 خازن‌های Coupling و Decoupling و C_E خازن Bypass هستند.

C_1 سبب می‌شود که مقدار dc منبع سیگنال که در برخی موارد صفر هست نتواند ولتاژ dc (بایاس) بیس را تغییر دهد.

C_2 سبب می‌شود که ولتاژ dc کلکتور به سیگنال خروجی v_o اضافه نشود و سیگنال خروجی با dc صفر باشد.

C_E سبب می‌شود که سیگنال ac از مقاومت R_E عبور نکند و میتر به زمین وصل شود. (خازن برای تجزیه و تحلیل ac اتصال کوتاه در نظر گرفته می‌شود)

توجه: برای این که ترانزیستور در ناحیه فعال بایاس شود:

باید ولتاژ بیس-امیتر بزرگتر از 0.5V (ولتاژ بیس بزرگتر از 0) باشد.

همچنین باید ولتاژ کلکتور-امیتر بزرگتر از 0.2V (ولتاژ کلکتور بزرگتر از 0) باشد.

این شرایط توسط مقاومت های R_1، R_2، R_C و R_E محقق می شود.

استفاده از ترانزیستور در تقویت‌کننده ها

با توجه به این که در ترانزیستور تقویت جریان وجود دارد، ترانزیستور می‌تواند در یک تقویت‌کننده مورد استفاده قرار گیرد. بدین‌منظور ترانزیستور را ابتدا با مدار بایاس مناسب به ناحیه فعال می‌بریم. سپس بسته به خواص تقویت‌کنندگی مورد نظر سیگنال ورودی را یا به بیس و یا به امیتر اعمال می‌شود و سیگنال خروجی یا از امیتر و یا از کلکتور گرفته می‌شود.

پایه مشترک	نوع تقویت‌کننده	اعمال سیگنال ورودی به	گرفتن سیگنال خروجی از	بهره جریان	بهره ولتاژ	مقاومت ورودی	مقاومت خروجی
امیتر	امیتر مشترک CE	بیس	کلکتور	بزرگ	بزرگ	بزرگ	بزرگ
کلکتور	کلکتور مشترک CC	بیس	امیتر	بزرگ	کوچکتر از ۱	بزرگ	کوچک
بیس	بیس مشترک CB	امیتر	کلکتور	کوچکتر از ۱	بزرگ	کوچک	بزرگ

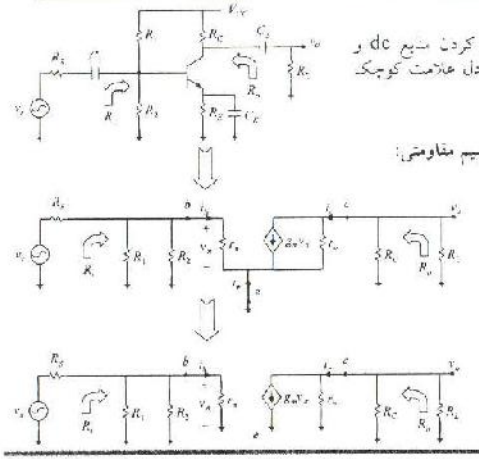
www.ttnar.ir

مدار تقویت‌کننده امیتر مشترک CE

تجزیه و تحلیل علامت کوچک:

۱) اتصال کوتاه کردن خازن‌ها و صفر کردن منبع dc و جایگزین کردن ترانزیستور با مدار معادل علامت کوچک می‌تواند صورت پذیرد.

۲) برای بایاس کردن با استفاده از تقسیم مقاومتی:



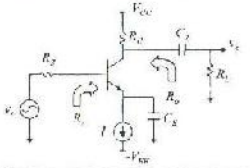
توجه: این تقویت‌کننده (CE با $R_E = 0$)، یک تقویت‌کننده یک طرفه است

مدار تقویت‌کننده امیتر مشترک CE

ب) بایاس کردن با استفاده از منبع جریان:

توجه داشته باشید که نیاز به استفاده از خازن C_1 نمی‌باشد.

در صورتی که مقدار ولتاژ بایاس کلکتور نیز صفر باشد، نیاز به استفاده از خازن C_2 نیز نمی‌باشد.



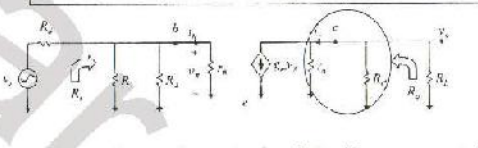
توجه: برای این که ترانزیستور در ناحیه فعال بایاس شود:

باید ولتاژ بیس–امیتر بزرگتر از 0.5V باشد.

همچنین باید ولتاژ کلکتور–امیتر بزرگتر از 0.2V باشد.

این شرایط توسط مقاومت های R_C و منبع جریان I محقق می شود.

مدار تقویت‌کننده امیتر مشترک CE



A_v

راه اول: جریان خروجی را به دست آورده و سپس در مقاومت‌های دیده شده در خروجی ضرب می‌کنیم تا ولتاژ خروجی را به دست آوریم:

$$v_o = -g_m v_\pi (R_o \| R_L)$$

$$v_\pi = \frac{R_i}{R_i + R_S} v_s$$

$$v_o = -g_m \frac{R_i}{R_i + R_S} v_s (R_o \| R_L) \quad \rightarrow \quad A_v = \frac{v_o}{v_s} = -g_m \frac{R_i}{R_i + R_S} (R_o \| R_L)$$

در صورتی که $R_S = 0$ باشد، ولتاژ $v_\pi = v_s$ خواهد شد.

$$\rightarrow A_v = -g_m (R_o \| R_L)$$

مدار تقویت‌کننده امیتر مشترک CE

R_i:

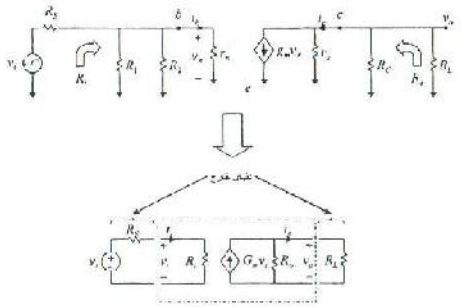
با توجه به زمین بودن امیتر، مقاومت دیده شده از بیس r_π است:

$$R_i = R_1 \| R_2 \| r_\pi$$

R_o:

با توجه به زمین بودن امیتر و صفر بودن جریان بیس (تعریف مقاومت خروجی در تقویت‌کننده‌های یک طرفه که منبع ورودی را صفر می‌کند) خواهیم داشت:

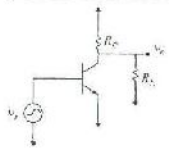
$$R_o = r_o \| R_C$$



توجه: توجه داشته باشید که مقاومت ورودی، مقاومت خروجی نمادهای مداری هستند و در جایی که مفید واقع شوند با استفاده از مدار معادل تعریف شده‌اشان می‌توانند مورد استفاده قرار گیرند و در غیر این صورت معنای خاصی ندارند.

www.ttnak.ir

مدار تقویت‌کننده امیتر مشترک CE



شکل دیگر رابطه (بهره برای $R_S = 0$): $A_v = -g_m(R_o \| R_L)$

$$g_m = \frac{\alpha}{r_e} \rightarrow A_v = -\alpha\frac{(R_o \| R_L)}{r_e} \approx -\frac{(R_o \| R_L)}{r_e} \approx -\frac{(r_o \| R_C \| R_L)}{r_e}$$

$$\frac{v_c}{v_{be}} = -\alpha\frac{R_C^{Total}}{R_E^{Total}}$$

به طور کلی همیشه می توانیم داشته باشیم:

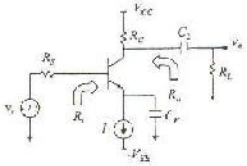
در امیتر مشترک (به عنوان حالت خاص)، با توجه به این که ولتاژ خروجی از کلکتور گرفته می‌شود و ولتاژ ورودی به بیس اعمال شده است و امیتر زمین شده است، به طور کلی می‌توانیم همیشه داشته باشیم:

$$v_e = 0 \rightarrow v_{be} = v_b - v_e = v_b \rightarrow \frac{v_c}{v_b} = -\alpha\frac{R_C^{Total}}{R_E^{Total}}$$

در واقع رابطه فوق بیانگر این نکته است که جریان کلکتور و امیتر با یک ضریب α با یکدیگر تفاوت دارند.

مدار تقویت‌کننده امیتر مشترک CE

۲) برای بایاس کردن با استفاده از منبع جریان:



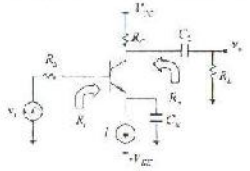
$$R_i = r_\pi$$
$$R_o = r_o \| R_C$$

ابتدا رابطه بین ولتاژ v_s و v_b را به دست آورده و سپس از فرمول نسبت v_o/v_b استفاده می‌کنیم:

$$v_b = \frac{r_\pi}{r_\pi + R_S} v_s \rightarrow \frac{v_b}{v_s} = \frac{r_\pi}{r_\pi + R_S}$$

$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = \frac{v_c}{v_s} = \frac{v_c}{v_o}\frac{v_b}{v_s} \rightarrow A_v = \frac{r_\pi}{r_\pi + R_S}\left(-\alpha\frac{(r_o \| R_C \| R_L)}{r_e}\right) \quad \& \quad \frac{r_\pi}{r_e} = \beta + 1$$

مدار تقویت‌کننده امیتر مشترک CE



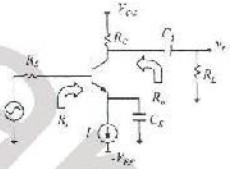
$$A_v = \frac{r_\pi}{r_\pi + R_S}\left(-\alpha\frac{r_o \| R_C \| R_L}{r_e}\right) = -\alpha\frac{r_\pi}{r_\pi + R_S}\left(\frac{r_o \| R_C \| R_L}{r_e}\right)$$

$$= -\alpha\frac{r_\pi}{r_e}\left(\frac{r_o \| R_C \| R_L}{r_\pi + R_S}\right) = -\alpha(\beta+1)\left(\frac{r_o \| R_C \| R_L}{r_\pi + R_S}\right)$$

$$= -\alpha\frac{r_o \| R_C \| R_L}{(r_\pi + R_S)/(\beta+1)} = -\alpha\frac{r_o \| R_C \| R_L}{r_e + R_S/(\beta+1)} \rightarrow \boxed{A_v = -\alpha\frac{r_o \| R_C \| R_L}{r_e + R_S/(\beta+1)}}$$

مدار تقویت‌کننده امیتر مشترک CE

راه دیگر به دست آوردن A_v:



می‌خواهیم بدون استفاده از رابطه تقسیم مقاومتی ولتاژ منبع و با استفاده از قانون انعکاس در امیتر و بسط فرمول نسبت v_{be}/v_b، بهره این مدار را به دست آوریم.

مقاومت متصل به کلکتور: $R_C^{Total} = r_o \| R_C \| R_L$

مقاومت دیده شده در امیتر: $R_E^{Total} = r_e + \frac{R_S}{(\beta+1)}$

در نتیجه خواهیم داشت: $A_v = -\frac{v_c}{v_s} = -\alpha\frac{R_C^{Total}}{R_E^{Total}} \rightarrow \boxed{A_v = -\alpha\frac{r_o \| R_C \| R_L}{r_e - R_S/(\beta+1)}}$

توجه: بسط فرمول نسبت v_b/v_{be} به واحتی قابل استفاده برای تقویت کننده CE با بایاس تقسیم مقاومتی نمی باشد.

www.ttnar.ir

مدار تقویت‌کننده امیتر مشترک CE

تقویت‌کننده امیتر مشترک با مقاومت R_E دیده شده در مسیر سیگنال.

توجه داشته باشید گرچه ما این نوع تقویت‌کننده را نیز CE می‌نامیم ولی امیتر در این حالت از طریق یک مقاومت به زمین وصل می‌شود.

← همچی مشترک (Common Nothing)

R_i:

با استفاده از قانون انعکاس در بیس:

$$R_i = r_\pi + (\beta + 1)R_E = (\beta - 1)(r_e + R_E)$$

توجه: این تقویت‌کننده، یک تقویت‌کننده دوطرفه است.

مدار تقویت‌کننده امیتر مشترک CE

A_I:

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

$$i_b = \frac{v_\pi}{r_\pi}$$

تقسیم مقاومتی جریان:

$$i_o = -g_m v_\pi \frac{R_o}{R_o + R_L} = -g_m v_\pi \frac{r_o \parallel R_C}{r_o \mid R_C - R_L}$$

در نتیجه:

$$A_i = \frac{-g_m v_\pi}{\frac{v_\pi}{r_\pi}} \frac{r_o \parallel R_C}{r_o \mid R_C + R_L} = -r_\pi g_m \frac{r_o \parallel R_C}{r_o \mid R_C + R_L} = -\beta \frac{r_o \parallel R_C}{r_o \mid R_C + R_L}$$

با استفاده از مدار معادل که منبع جریان وابسته βi_b را حاضر نتیجه به دست می‌آمد.

اگر $\beta >> 1$ ➔ $|A_I| >> 1$

مدار تقویت‌کننده امیتر مشترک CE

A_v:

با فرض بی نهایت بودن R، با استفاده از فرمول بهره CE می‌توانیم داشته بنویسیم:

$$A_v = -\alpha \frac{R_C \parallel R_L}{R_E + r_e + R_S /(\beta + 1)} \approx -\frac{R_C \parallel R_L}{R_E + r_e + R_S /(\beta + 1)}$$

اگر R بی نهایت فرض نشود، می‌توانیم داشته باشیم:

$$A_v = -\alpha \frac{R_C \parallel R_L \parallel R}{R_E + r_e + R_S /(\beta + 1)} \approx -\frac{R_C \parallel R_L \parallel R}{R_E + r_e + R_S /(\beta - 1)}$$

مدار تقویت‌کننده امیتر مشترک CE

R_o:

با توجه به این که در این حالت میتر زمین نیست نمی‌توان r_o را به طور موازی با R_C در نظر گرفت.

از آنجا که مقاومت r_π (به خاطر اثر فیدبک) به صورت

$$R = r_o\left(1 + \frac{\beta R_E}{r_\pi + R_B + R_E}\right)$$

دیده می شود که بسیار بزرگتر از r_o است و در نتیجه می‌توان R را بی‌نهایت فرض کرد.

بی نهایت گرفتن R را می توان معادل بی نهایت گرفتن r_o در نظر گرفت.

با بی نهایت گرفتن r_o:

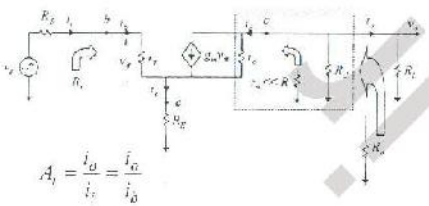
$$R_o \approx R_C$$

www.ttnar.ir

مدار تقویت‌کننده امیتر مشترک CE

A_i

با بی نهایت گرفتن r_o



$$A_i = \frac{i_o}{i_i} = \frac{i_o}{i_b}$$

$$i_b = \frac{v_\pi}{r_\pi}$$

$$i_o = -g_m v_\pi \frac{R_o}{R_o + R_L} \approx -g_m v_\pi \frac{R_C}{R_C + R_L} \rightarrow$$

$$A_i = \frac{g_m v_\pi}{\frac{v_\pi}{r_\pi}} \frac{R_C}{R_C + R_L} = -r_\pi g_m \frac{R_C}{R_C + R_L} = -\beta \frac{R_C}{R_C + R_L}$$

مدار تقویت‌کننده بیس مشترک CB

توجه:
برای این مدار $v_b = 0$ است.
برای سادگی محاسبات از r_o صرف‌نظر می‌کنیم.

R_i

مقاومت ورودی برابر مقاومت دیده شده از امیتر است:

$$R_i \approx r_e$$

R_o

با بی نهایت گرفتن r_o (← تقویت‌کننده یک طرفه):

$$R_o \approx R_C \; (v_s = 0 \rightarrow R_o = R_C \| r_o \; ; \text{ فرض } R_S = 0)$$

توجه: این تقویت‌کننده، تقریباً یک تقویت کننده یک طرفه است.

A_v

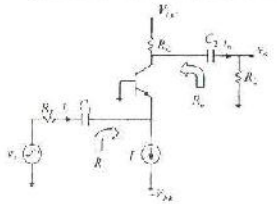
$$\frac{v_c}{v_{be}} = -\alpha \frac{R_C^{Total}}{R_E^{Total}} \quad \& \quad v_{be} = v_b - v_e = -v_e \rightarrow \frac{v_c}{v_e} = \alpha \frac{R_C^{Total}}{R_E^{Total}} \cong \frac{R_C \| R_L}{r_e}$$

بسط فرمول نسبت v_c/v_{be}:

(با توجه به $v_c \approx 0 \rightarrow r_o \| R_C$)

$$\left.\begin{aligned} R_C^{Total} &\cong r_o \| R_C \| R_L \\ R_E^{Total} &= r_e + R_S \end{aligned}\right\} \rightarrow A_v = \frac{v_c}{v_s} \cong \alpha \frac{R_C \| r_o \| R_L}{R_S + r_e}$$

مدار تقویت‌کننده بیس مشترک CB



A_i

$$i_i = -i_e$$

$$A_i = \frac{i_o}{i_i} = \frac{i_c}{-i_e} \frac{i_o}{i_c}$$

$$\frac{i_c}{i_e} = \alpha \quad \& \quad \frac{i_o}{i_c} = -\frac{R_C}{R_C + R_L}$$

$$\rightarrow \quad A_i = \frac{i_o}{i_i} = -\alpha \left(-\frac{R_C}{R_C + R_L} \right)$$

توجه: اگر $R_L << R_C$ باشد، آنگاه خواهیم داشت:

$$A_i \approx \frac{i_o}{i_i} = \alpha \approx 1$$

با استفاده از مدار معادل T همین نتیجه به دست می آمد.

برای این تقویت‌کننده مقاومت ورودی کوچک، مقاومت خروجی بزرگ و بهره جریان نزدیک به ۱ است. در نتیجه این تقویت‌کننده می‌تواند به عنوان یک بافر جریان عمل کند.

مدار تقویت‌کننده بیس مشترک CB

استفاده از بافر جریان برای هنگامی است که منبع جریانی که دارای مقاومت منبع کوچک است به یک بار بزرگ وصل کنیم. دو صورتی که از بافر جریان استفاده نشود، کسری کوچک از جریان منبع از بار عبور می‌کند.

بدون استفاده از بافر جریان

$$i_L = i_s \frac{R_S}{R_S + R_L}$$

$$R_S << R_L \rightarrow i_L << i_s$$

با استفاده از بافر جریان

$$i_i = i_s \frac{R_S}{R_S + R_i} \qquad A_i \simeq 1$$

$$R_S >> R_i \rightarrow i_i \simeq i_s$$

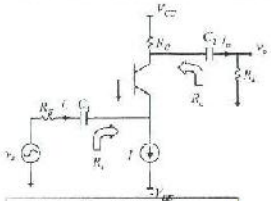
$$i_L = A_i i_i \frac{R_o}{R_o + R_L} \approx A_i i_s \frac{R_o}{R_o + R_L}$$

$$R_o >> R_L \; \& \; A_i \simeq 1 \rightarrow i_L \approx i_s$$

www.ut.ac.ir

۱۴

مدار تقویت‌کننده بیس مشترک CB



اگر از r_o صرف‌نظر نکنیم، این تقویت‌کننده، یک تقویت کننده دو طرفه خواهد شد. در این صورت می توان چهار پارامتر تقویت کننده ذاتی را بدون R_S و R_L به دست آورد و یا این مقاومتها را در مقاومت ورودی، خروجی، و بهره ها به صورت زیر شامل کرد:

$$R_i = \left(r_e + \frac{R_B}{\beta+1}\right)\left(\frac{r_o + R_C \parallel R_L}{r_o}\right)$$

$$R_o = R_C \parallel r_o\left(1 + \frac{\beta R_S}{r_\pi + R_S}\right)$$

مقاومت موجود در بیس

$$A_v = \frac{v_o}{v_s} \cong \alpha\frac{R_C \parallel R_L}{R_{in,emitter}}$$

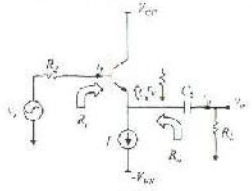
یادآوری:

$$R_{in,emitter} = \left(r_e + \frac{R_L}{\beta+1}\right)\left(\frac{r_o + R_C}{r_o}\right)$$

توجه: همان گونه که مشاهده می شود، معدلات پیچیده تر شده اند. در بسیاری از موارد به این پیچیدگی نیازی نمی باشد. ولی به عنوان مثال اگر $R_C = r_o$ باشد، بهره نصف می شود.

مدار تقویت‌کننده کلکتور مشترک CC یا دنبال‌کننده امیتر EF

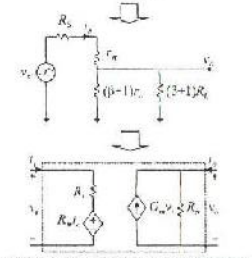
A_v:



با توجه به این که کلکتور به زمین وصل شده است، r_o را می‌توان به طور موازی با R_C درنظر گرفت.

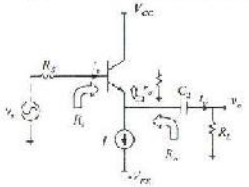
از طرف دیگر با استفاده از قانون انعکاس در بیس و تقسیم مقاومتی ولتاژ خواهیم داشت:

$$A_v = \frac{(\beta+1)(R_L \parallel r_o)}{R_S + r_\pi + (\beta+1)(R_L \parallel r_o)} \approx 1$$



توجه: این تقویت‌کننده، یک تقویت‌کننده دوطرفه است.

مدار تقویت‌کننده کلکتور مشترک CC یا دنبال‌کننده امیتر EF



R_o:

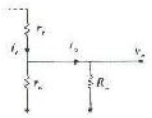
$$R_o = \left.\frac{v_o}{i_o}\right|_{v_i=0} = r_e \parallel r_o \approx r_e$$

R_i:

$$R_i = \left.\frac{v_i}{i_i}\right|_{i_o=0} = r_\pi + (\beta+1)r_o$$

برای یک تقویت‌کننده دوطرفه: مقاومت بار از مدار باز می شود.

A_i:



$$A_i = \frac{i_o}{i_i} = \frac{i_o}{i_b}$$

$$i_o = i_e\frac{r_o}{r_o + R_L}$$

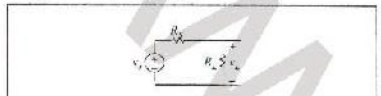
$$\rightarrow \quad A_i = \frac{i_e}{i_b}\frac{r_o}{r_o + R_L} = (\beta+1)\frac{r_o}{r_o + R_L} \approx \beta$$

برای این تقویت‌کننده مقاومت ورودی بزرگ، مقاومت خروجی کوچک، و بهره ولتاژ نزدیک به ۱ است. در نتیجه این تقویت‌کننده می‌تواند به عنوان یک بافر ولتاژ عمل کند.

مدار تقویت‌کننده کلکتور مشترک CC یا دنبال‌کننده امیتر EF:

استفاده از بافر ولتاژ برای هنگامی است که منبع ولتاژی که دارای مقاومت منبع بزرگ است به یک بار کوچک وصل شود. در صورتی که از بافر ولتاژ استفاده نشود، کسری کوچک از ولتاژ منبع دوسر بار می‌افتد.

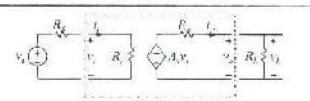
بدون استفاده از بافر ولتاژ



$$v_L = v_s\frac{R_L}{R_S + R_L}$$

$$R_S >> R_L \quad \rightarrow \quad v_L << v_s$$

با استفاده از بافر ولتاژ



$$v_i = v_s\frac{R_i}{R_S + R_i} \qquad A_v \approx 1$$

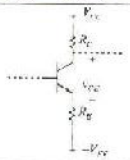
$$R_S << R_i \quad \rightarrow \quad v_i \approx v_s$$

$$v_L = A_v v_i\frac{R_L}{R_o + R_L} \approx A_v v_s\frac{R_L}{R_o + R_L}$$

$$R_o << R_L \;\&\; A_v \approx 1 \quad \rightarrow \quad v_L \approx v_s$$

sharif.edu/~www

حداکثر تغییرات سیگنال خروجی یک تقویت کننده ترانزیستوری



باید مطمئن شویم که ترانزیستور اشباع نشود:

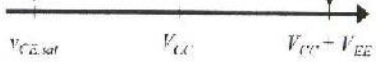
$v_{CE} > V_{CE,sat}$

← جریان زیادی از مقاومت R_C (و R_E) عبور نکند.

باید مطمئن شویم که ترانزیستور قطع نشود:

$v_{CE} < V_{CC} + V_{EE}$; $V_{EE} > 0$

← اختلاف پتانسیل لازم برای افتادن در سر مقاومت (R_E و) R_C وجود دارد.



© Ali Afzali-Kusha
afzali@ut.ac.ir

www.ttnar.ir

مطالب این بخش

هدف: بررسی فیزیک ترانزیستورهای FET، مدل DC، مدارهای بایاس، مدل ac علامت کوچک، و کاربرد آن به عنوان تقویت کننده و کلید (سوئیچ) است.

۱- MOSFET: مقدمه
۲- MOSFET: مشخصه و ربطه I-V
۳- انواع MOSFET
۴- JFET
۵- مدارهای FET در DC
۶- FET به عنوان یک تقویت‌کننده AC
۷- مدار معادل علامت کوچک، فرکانس‌های پایین و میانی
۸- بایاس کردن FET (مدارهای مجزا Discrete)
۹- استفاده از ترانزیستور در تقویت‌کننده‌ها
۱۰- تقویت‌کننده گیت مشترک CG
۱۱- تقویت‌کننده درین مشترک CD یا دنبال‌کننده سورس SF
۱۲- حداکثر تغییرات سیگنال خروجی یک تقویت کننده ترانزیستوری
۱۳- کاربرد ترانزیستور FET به عنوان کلید
۱۴- بستن ترانزیستور به صورت دیود

MOSFET: مقدمه

ترانزیستورهای اثر میدانی نیمه‌هادی- کسید-فلز
MOSFET: Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor

- نام دیگر IGFET: Insulated Gate FET می‌باشد
- از سال ۱۹۳۰ شناخته شده بوده است.
- در دهه ۱۹۶۰ به عنوان یک افزارهٔ عملی ساخته شد.
- از اواخر دهه ۱۹۷۰، بسیار مورد استفاده قرار گرفته است.
- در این ترانزیستورها جریان به وسیله ولتاژ اعمالی بین دو ترمینال دیگر کنترل می‌شود.
- هم به عنوان تقویت‌کننده (کاربردهای آنالوگ) و هم به عنوان کلید (کاربردهای آنالوگ و دیجیتال) مورد استفاده قرار می‌گیرد.
- تنها با استفاده از MOSFET ها و بدون استفاده از مقاومت و دیود می‌توان مدارات منطقی، و حافظه ساخت.
- غالب تراشه‌های ریزپردازنده‌ای و حافظه‌ای از تکنولوژی MOSFETها برای VLSI (Very Large Scale Integrated Circuits) استفاده می‌کنند.

MOSFET: مقدمه

- همچنین مدارات MOSFET در کاربردهای آنالوگ نیز بسیار مورد استفاده قرار می‌گیرند.
- دارای نویز کمتری می‌باشد که آنها را به عنوان کاندید خوبی برای طبقات ورودی تقویت‌کننده‌های چند طبقه (مثل تقویت‌کننده‌های عملیاتی) مطرح می‌کند.
- در مقایسه با BJT، این ترانزیستورها می‌توانند کاملاً کوچکتر ساخته شوند و ساخت آنها نیز نسبت به BJT آسانتر باشد.
- قابلیت جریان‌دهی FETها کمتر از BJTها می‌باشد و در نتیجه شارژ و دشارژ کردن خازن‌های مدار را کندتر انجام می‌دهند.
  ← سرعت آنها در مقایسه با BJTها کمتر می‌باشد.
- مزایای MOS
  ← مقاومت ورودی بالا
  ← اندازه کوچک
  ← مصرف توان کمتر
  ← سهل بودن ساخت
- عیب عمده FET ها پایین بودن حاصلضرب پهنای باند- بهره تقویت یا G.BW (Gain-Bandwidth Product) می‌باشد.

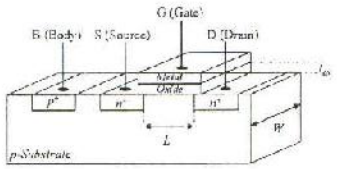
MOSFET: مقدمه

- مکانیزم جریان از یک نوع حامل تشکیل می‌شود.
- در صورتی که الکترون بوجود آورنده جریان باشد کانال n (n-channel) نامیده می‌شود
- n-channel MOSFET گاهی NMOS نامیده می‌شود
- در صورتی که حفره بوجود آورنده جریان باشد کانال p (p-channel) نامیده می‌شود
- p-channel MOSFET گاهی PMOS نامیده می‌شود.
- با عنوان ترانزیستورهای تک‌قطبی Unipolar نیز به آنها اشاره می‌شود.
- جریان عبوری از Gate در حدود 10^{-15}A می‌باشد.
- امپدانس ورودی این ترانزیستور در فرکانس های پائین بسیار بالا می‌باشد (حدود 100MΩ).
- مقاومت کانال بدون اعمال ولتاژ مناسب $10^{4}\Omega$ می‌باشد.

www.ttnar.ir

MOSFET: مقدمه

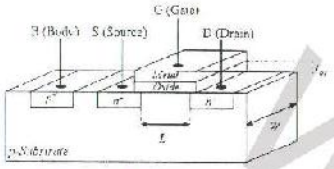
- حداقل طول افزاره در حال حاضر
$L = 45\text{nm} = 0.045\mu\text{m}$
می باشد.
- پهنای افزاره به طور معمول مضارب صحیحی از L انتخاب می شود.
- ضخامت اکسید رشد داده شده چندین nm انتخاب می شود.
- از لحاظ تئوری S و D می‌توانند جای خود را با یکدیگر عوض کنند بدون این که تغییری در مشخصه و رفتار ترانزیستور حاصل گردد



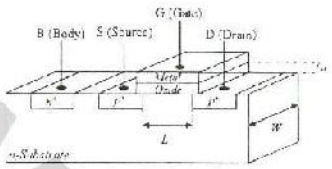
E-mode n-ch.MOSFET

نماد مداری

MOSFET: مقدمه



E-mode n-ch MOSFET



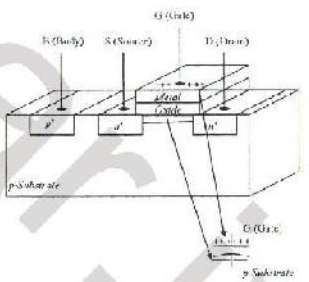
E-mode p-ch.MOSFET

نماد مداری

نماد مداری

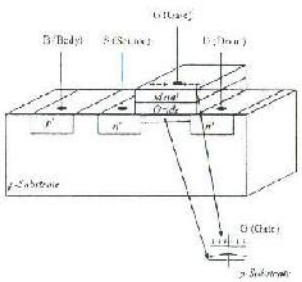
MOSFET: مقدمه

- به طور معمول ترمینال چهارم را به S وصل می‌کنیم.
- با اتصال بین ترمینال به یک ولتاژ دیگر (غیر از ولتاژ S) عملاً می‌توان ولتاژ گیت لازم برای جاری شدن یک جریان مشخص در کانال را تغییر داد.



MOSFET: مقدمه

- برای برقراری جریان بین ترمینال D و S احتیاج به وجود الکترون (حفره) های آزاد در ناحیه کانال می‌باشد.
  ← این الکترون (حفره) ها را به توسط ولتاژ مثبت (منفی) که به گیت اعمال می‌کنیم می‌توانیم ایجاد کنیم.
- هرچه ولتاژ اعمالی بزرگتر باشد الکترون (حفره) های بیشتری در کانال وجود خواهند داشت که مقاومت کانال را بیشتر پایین می‌آورند
- در NMOSهای افزایشی این ولتاژ مثبت بوده و در حال حاضر کوچکتر 0.5 ولت می‌باشد.
- در PMOS های افزایشی این ولتاژ منفی بوده و در حال حاضر حدود بزرگتر 0.5- ولت می‌باشد
- از آنجا که برای برقراری جریان، باید ولتاژ مبنی (منفی) به ترمینال D نسبت به ترمینال S اعمال شود تعداد الکترون (حفره) های کانال هنگامی که در طول کانال از S به سمت D می‌روسم کاهش می‌یابد.



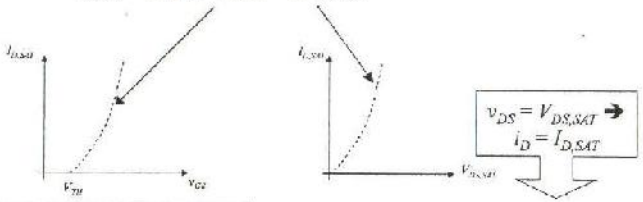
www.ttnar.ir

۱۴

MOSFET: مشخصه و رابطه I-V

قبل از مدل کاملتر، توجه داشته باشید:

$$I_{D,SAT} = K(v_{GS} - V_{TH})^2 = KV_{DS,SAT}^2$$



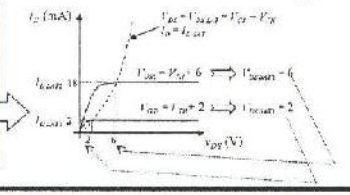
$v_{DS} = V_{DS,SAT} \rightarrow i_D = I_{D,SAT}$

برای یک v_{GS} داده شده، از منحنی ناحیه خطی به منحنی $I_{D,SAT}$ به عنوان تابعی از $V_{DS,SAT}$ می توان رسید.

مرز ناحیه خطی و اشباع:

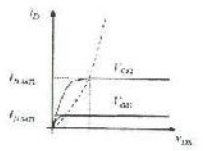
$v_{DS} = V_{DS,SAT} = v_{GS} - V_{TH}$

$\rightarrow i_D = I_{D,SAT}$

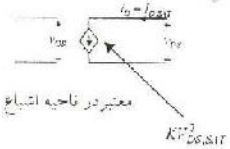


MOSFET: مشخصه و رابطه I-V

ناحیه اشباع: مقدار جریان در این ناحیه تقریباً ثابت می‌ماند. از آن جا که مشخصه در مرز ناحیه خطی و اشباع پیوسته می‌باشد برای به دست آوردن مقدار جریان در ناحیه اشباع مقدار ولتاژ $v_{DS,SAT}$ را در رابطه ناحیه خطی قرار می‌دهیم. در نتیجه خواهیم داشت:



$$i_D = K(v_{GS} - V_{TH})^2 = KV_{DS,SAT}^2 = I_{D,SAT}$$



توجه: در این مدل توجه داشته باشید که جریان i_D تقریباً مستقل از v_{DS} می‌باشد همان‌گونه که i_C تقریباً مستقل از v_{CE} در ترانزیستورهای BJT بود.

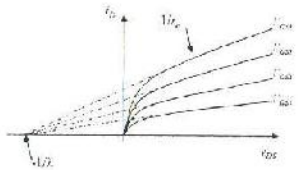
براساس مدل بالا جریان Drain کاملاً از ولتاژ v_{DS} مستقل می‌باشد که این مدل بسیار ایده‌آل و غیرعملی می‌باشد. همانند ترانزیستورهای BJT جریان i_D با افزایش ولتاژ v_{DS} افزایش می‌یابد ← مدل کاملتر

MOSFET: مشخصه و رابطه I-V

ناحیه اشباع: مدل کاملتر

افزایش جریان بر اثر افزایش ولتاژ v_{DS} ناشی از تغییر طول کانال (Channel Length Modulating) می‌باشد.

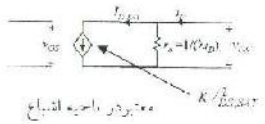
در نتیجه معادله جریان در ناحیه اشباع را باید به نحوی تغییر دهیم که این تغییرات را در بر بگیرد:



$$i_D = K(v_{GS} - V_{TH})^2\left[1 + \lambda(v_{DS} - V_{DS,SAT})\right]$$

- λ یک پارامتر برای MOSFET می‌باشد.
- $1/\lambda$ به طور معمول متناظر با ولتاژ Early از 30V تا 200V می‌باشد.

$$V_A = \frac{1}{\lambda}$$



مشابه تعریف r_o برای علامت کوچک، مقاومتی بین S و D می توانیم تعریف کنیم که معتبر برای تجزیه و تحلیل DC نیز باشد:

$$r_o^{-1} \equiv \left.\frac{\partial i_D}{\partial v_{DS}}\right|_{v_{GS}=cte} = \lambda K(V_{GS} - V_{TH})^2 \approx \lambda I_D \quad \rightarrow \quad r_o \approx \frac{1}{\lambda I_D} = \frac{V_A}{I_D}$$

MOSFET: مشخصه و رابطه I-V

اثر بدنه Body Effect: اگر ولتاژ جداگانه‌ای به ترمینال چهارم اعمال شود، ولتاژ آستانه تغییر می‌یابد.

$$V_{TH} = V_{TH0} - \gamma\left[\sqrt{2\phi_f + v_{SB}} - \sqrt{2\phi_f}\right]$$

V_{TH0} ولتاژ آستانه هنگامی که ترمینال چهارم به ترمینال S وصل است $(V_{SB} = 0)$.

v_{SB} ولتاژ عمالی بین بدنه B و S می‌باشد.

بدنه در بایاس معکوس ← $v_{SB} > 0$

۱) $i_D = f(V_{TH})$ ← تغییر V_{TH} منتهی به تغییر i_D می شود.

۲) اثر بدنه: تغییر v_{SB} منتهی به تغییر V_{TH} منتهی می شود.

۱) و ۲) ← تغییر v_{SB} منتهی به تغییر i_D می شود.

← منبع جریان وابسته در خروجی در مدل علامت کوچک

www.ttnar.ir

MOSFET: مشخصه و رابطه I-V

مشخصات MOSFET کانال-p:

- PMOSFETها دقیقاً همانند NMOSFETها می‌باشند با این تفاوت که حامل‌های جریان حفره‌ها می‌باشند.

← در نتیجه در تمامی توضیحات فوق کافی است که به جای الکترون حفره استفاده کنیم و همچنین جهت جریان و ولتاژ را عکس کنیم.

- بنداً PMOS ها بیشتر مورد استفاده قرار می‌گرفتند زیرا مشکلاتی در ساخت NMOS بود ولی حال NMOS غالباً مورد استفاده قرار می‌گیرند زیرا ساخت کمتری را اشغال می‌کنند، سریعتر می‌باشند، و قدرت جریان‌دهی آنها نیز بالاتر است.

$$\mu_n \approx 2\,\mu_p$$

← جریان کمتر برای PMOS ها (سرعت پایین‌تر)

- بقیه معادلات همانند معادلات ترانزیستور کانال-n می‌باشند.

MOSFET: مشخصه و رابطه I-V

بستگی حرارتی ولتاژ آستانه:

$$\frac{\partial V_{TH}}{\partial T} = -2\,mV/^{\circ}C$$

توجه: بستگی حرارتی رابطه جریان - ولتاژ

در ناحیه خطی و اشباع روابط جریان - ولتاژ به ترتیب برابر بود با:

$$i_D = K\left[2(v_{GS}-V_{TH})v_{DS} - v_{DS}^2\right]$$

$$i_D = K(v_{GS}-V_{TH})^2\left[1+\lambda(v_{DS}-V_{DS,SAT})\right]$$

هم V_{TH} و هم K تابع درجه حرارت می‌باشند. برآیند آن:

$$\left.\begin{array}{l} T\uparrow \rightarrow K\downarrow \rightarrow i_D\downarrow \\ T\uparrow \rightarrow |V_{TH}|\downarrow \rightarrow i_D\uparrow \end{array}\right\} \rightarrow \quad T\uparrow \rightarrow i_D\downarrow$$

انواع MOSFET

Enhancement-Mode (E-Mode)

- همانگونه که از شرح نحوه کار ترانزیستور برآمد بر اثر ولتاژ اعمالی الکترون‌های آزاد به کانال که نیمه‌هادی نوع p می‌باشد افزوده می‌شوند.

← هدایت کانال افزایش می‌یابد.

← ترانزیستور روشن می‌شود.

← در نتیجه به این نوع از ترانزیستورها Enhancement-Mode می‌گویند.

← برای خاموش کردن این ترانزیستورها (قطع شدن جریان بین D و S) کافی است که ولتاژ مثبت v_{GS} از یک حدی کوچکتر شود.

← MOSFET حالت افزایشی (Enhancement-Mode) از انواع دیگر بسیار بیشتر مورد استفاده قرار گرفته‌اند.

MOSFET: مشخصه و رابطه I-V

مکانیزم‌های شکست در MOSFET:

۱. اولین مکانیزم شکست مکانیزم شکست بهمنی است. هنگامی که ولتاژ v_{DS} بیش از اندازه افزایش یابد (۵۰ تا ۱۰۰ ولت) پیوند معکوس بین Drain و بدنه می‌شکند و جریان به طور زیادی افزایش می‌یابد.

۲. مکانیزم دیگر شکست Punch-through می‌باشد و در ترانزیستورهای با طول کوتاه اتفاق می‌افتد. در این مکانیزم ناحیه تخلیه طرف Drain به ناحیه تخلیه طرف Source می‌رسد (کمتر از ۲۰ ولت) اتفاق می‌افتد).

۳. مکانیزم سوم شکست زمانی اتفاق می‌افتد که ولتاژ v_{GS} از یک حدی بزرگتر شود شکست در لایه اکسید اتفاق می‌افتد. این شکست برای ولتاژهای کمتر از ۵۰ ولت اتفاق می‌افتد. از آن جا که مقاومت ورودی MOSها زیاد می‌باشد، هرگونه بار استاتیک می‌تواند بر روی Gate جمع شده و ولتاژ لازم را برای شکست بهمنی ایجاد کند. در نتیجه دست زدن به این ترانزیستورها می‌تواند سبب سوختن آنها شود مگر این که با استفاده از دیود مدار Clamp برای محدود کردن حداکثر ولتاژ v_{GS} این ترانزیستورها را محافظت کنیم.

www.ttnar.ir

انواع MOSFET

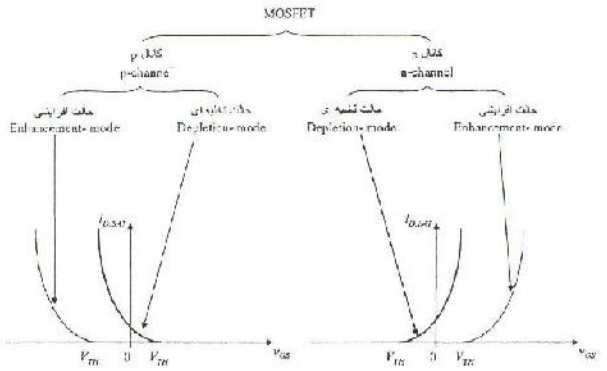
Depletion-Mode (D-Mode)

- نوع دیگر ترانزیستورهای MOSFET حالت تخلیه‌ی Depletion Mode می‌باشد.
- ← در این نوع به طریق مصنوعی و در هنگام ساخت ترانزیستور، الکترون‌های آزاد در کانال تعبیه شده‌اند.
- ← بدون اعمال ولتاژ مثبت بین ترمینال G و S جریان جاری خواهد شد و به اصطلاح ترانزیستور روشن خواهد بود.
- ← در صورتی که بخواهیم الکترون‌های درون کانال را تخلیه کنیم، این بار باید ولتاژ منفی به G اعمال کنیم تا ترانزیستور را خاموش کنیم.
- MOSFETهای حالت تخلیه‌ای همانند MOSFETهای حالت افزایشی می‌باشند با این تفاوت که V_{TH} آنها منفی می‌باشد. در نتیجه به ازای $v_{GS} = 0$ نیز جریان داریم.

Complementary MOS (CMOS)

- CMOS: تکنولوژی MOS مکمل از دو ترانزیستور PMOS و NMOS تشکیل می‌شود.
- در کاربردهای آنالوگ و دیجیتال مورد استفاده قرار می‌گیرد.
- دارای مزایایی از قبیل سرعت بالا و مصرف پایین می‌باشند و طراحی مدار را در برخی موارد آسان می‌کنند.

انواع MOSFET



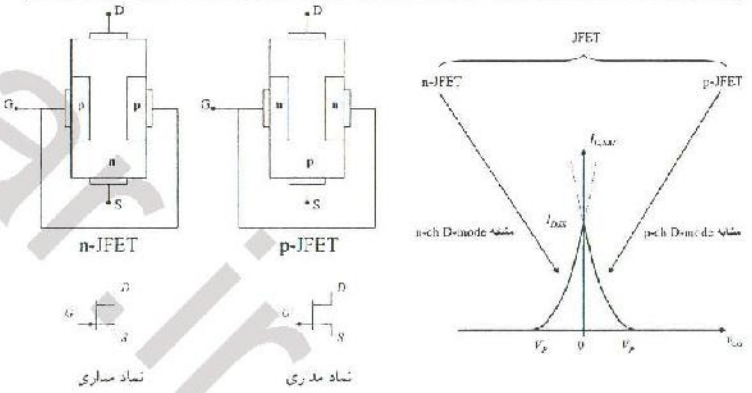
JFET

ترانزیستورهای اثر میدانی پیوندی

Junction FET: JFET

- ساده‌ترین ترانزیستور می‌باشد.
- JFETها هم به صورت کانال-n و هم به صورت کانال-p ساخته می‌شوند.
- در JFET جریان Gate صفر نمی‌باشد و در واقع جریان اشباعی معکوس دیود است.
- ← به ازای هر ۱۰ درجه سانتی‌گراد افزایش، این جریان دو برابر می‌شود.
- مقاومت ورودی بالا ولی کمتر از MOSFET
- مورد استفاده در ورودی تقویت‌کننده‌های عملیاتی که در بقیه مدار از BJT استفاده می‌شود
- JFET همانند یک MOS حالت تخلیه‌ای می‌باشد و در نتیجه مشخصات بسیار مشابه آن می‌باشد.
- MOSFET حالت تخلیه‌ای را می‌توان در حالت افزایشی نیز مورد استفاده قرار داد ولی استفاده از JFET در این حالت (به خاطر قرار گرفتن در بایاس مستقیم و جریان نشتی زیاد در ورودی) ممکن نمی‌باشد.

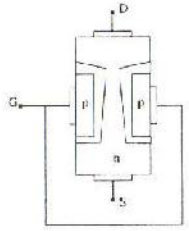
JFET



www.ttnar.ir

JFET

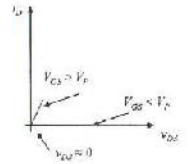
ناحیه خطی ...



۴) حالتی را درنظر بگیرید که کانال وجود دارد و کاملاً Pinch-off نشده است. به عنوان مثال، هنگامی که پایاس معکوس در مقدار حداقل خود می‌باشد، در واقع پهنای ناحیه تخلیه بسیار کوچکتر خواهد بود و در نتیجه الکترون‌ها بین D و S می‌توانند جاری شوند و جریان را به وجود آورند.

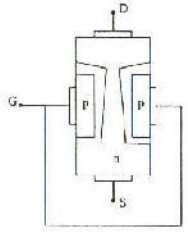
۵) اگر ولتاژ v_{DS} تقریباً برابر صفر باشد، پهنای ناحیه تخلیه در سرتاسر کانال ثابت خواهد بود و در نتیجه پهنای کانال نیز ثابت خواهد بود.

۶) در این حالت با افزایش ولتاژ v_{DS} می‌توان جریان را افزایش داد. این افزایش جریان تا زمانی صورت می‌گیرد که در طرف D کانال از الکترون‌ها کاملاً تخلیه نشده باشد و به اصطلاح در ناحیه خطی باشیم.



JFET

ناحیه خطی

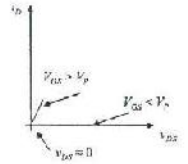


۱) پایاس معکوس بین نیمه‌هادی نوع n و نیمه‌هادی نوع p سبب بوجود آمدن ناحیه تخلیه بزرگ می‌شود که بسته به مقدار معکوس بودن این پایاس مقدار ناحیه تخلیه بزرگتر خواهد بود.

۲) با اعمال ولتاژ به Gate می‌توان مقدار پایاس معکوس را تغییر داد و در نتیجه کانال را کوچک و بزرگ کرد و پیرو آن مقاومت کانال و نهایتاً جریان عبوری را تغییر داد تا جایی که این جریان را به صفر رساند.

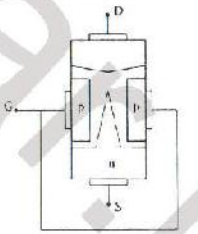
۳) در نتیجه، با افزایش پایاس معکوس می‌توان پهنای ناحیه تخلیه را به حدی رساند که کانال کاملاً از بین برود که در این صورت Pinch-off به طور کامل اتفاق افتاده است و ولتاژ v_{GS} که سبب این اتفاق ولتاژ $V_P\,(V_{TH})$ نامیده می‌شود. این زمانی است که کانال کاملاً از D تا S به صورت Pinch-off درآمده است.

۴) مقدار این ولتاژ (V_P) برای JFETهای با کانال-n منفی خواهد بود.

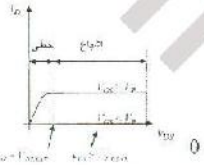


JFET

ناحیه اشباع ...



۵) همانند MOSFET در ناحیه اشباع، بر اثر افزایش ولتاژ v_{DS} طول مؤثر کانال کاهش می‌یابد و به اصطلاح تغییر طول کانال اتفاق می‌افتد و در نتیجه جریان i_D افزایش می‌یابد (در شکل نشان داده نشده است).

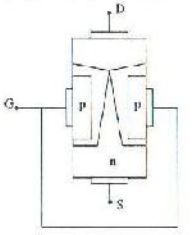


$V_{GS} < V_P$ ⇒ ترانزیستور خاموش

$0 > V_{GS} > V_P$ ⇒ ترانزیستور روشن ⇒ $\begin{cases} V_{DS} < V_{DS\,SAT} & \text{خطی} \\ V_{DS} > V_{DS\,SAT} & \text{اشباع} \end{cases}$

JFET

ناحیه اشباع



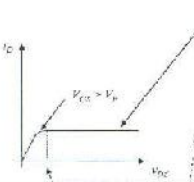
۱) با افزایش بیشتر v_{DS}، پهنای ناحیه تخلیه در طرف D بزرگتر شده و نهایتاً به جایی می‌رسد که در طرف D پدیده Pinch-off اتفاق می‌افتد. این پدیده در ولتاژ زیر اتفاق می‌افتد:

$$v_{DS} = V_{GS} - V_P = V_{DS,SAT} \;\rightarrow\; V_{DS,SAT} = f(V_{GS})$$

۲) در این صورت جریان i_D اشباع می‌شود و وارد ناحیه اشباع می‌شویم. پس از آن با افزایش ولتاژ v_{DS}، جریان i_D افزایش قابل ملاحظه‌ای نمی‌یابد.

۳) در هنگام اشباع جریان، فقط کانال در طرف Drain (تقریباً) از بین می‌رود.

۴) ناحیه اشباع در مشخصه i_D-v_{DS} معمولاً ناحیه Pinch-off نامیده می‌شود.



www.ttnaft.ir

مدارهای FET در DC

راه حل DC:

- در ناحیه اشباع فرض می کنیم که $\lambda = 0$
  در این صورت I_D تعیین کننده V_{GS} و به همین ترتیب V_{GS} تعیین کننده I_D است.
- اگر در ناحیه اشباع باشیم:
  ← بیان I_D بر حسب V_{GS} یا بیان V_{GS} بر حسب I_D در معادله درجه ۲ جریان- ولتاژ
  ← حل معادله درجه ۲ جریان- ولتاژ برای به دست آوردن V_{GS} یا I_D
  ← یکی از دو جواب که قابل قبول می باشد. جواب غیر قابل قبول منتهی به جوابی خواهد شد که خاموش بودن ترانزیستور را به دنبال خواهد داشت.
- اگر در ناحیه خطی باشیم:
  ← I_D بر حسب V_{GS} و V_{DS} از معادله درجه ۲ جریان-ولتاژ به دست می آید. حداقل ۲ متغیر از این ۳ متغیر باید داده شده باشد.

توجه: اگر ندانیم که ترانزیستور در ناحیه خطی یا اشباع است با فرضی که محتمل است شروع کرده و سپس در انتها صحت آن را چک می کنیم.

مشخصه جریان-ولتاژ JFET

کار در ناحیه خطی:

$$i_D = I_{DSS}\left[2\left(1-\frac{v_{GS}}{V_P}\right)\left(-\frac{v_{DS}}{V_P}\right)-\left(\frac{v_{DS}}{V_P}\right)^2\right]$$

کار در ناحیه اشباع:

$$i_D = I_{DSS}\left(1-\frac{v_{GS}}{V_P}\right)^2\left[1+\lambda\left(v_{DS}-V_{DS\,SAT}\right)\right] \qquad \lambda = \frac{1}{V_A}$$

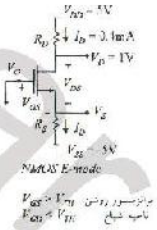
با تغییرات مقابل، روابط MOSFET عینا می توند مورد استفاده قرار گیرد

$$K = \frac{I_{DSS}}{V_P^2} \quad \& \quad V_{TH} = V_P$$

توجه:
JFETهای کانال-p دارای معادلات مشابه می باشند.
← V_P مثبت می باشد.
← جریان از Drain خارج می شود.

مدارهای FET در DC

مثال ۱: ...



به صور معمول دو جواب داریم $0.4 = 0.4(V_{GS}-2)^2$ ←

1) $V_{GS1} = 1V$ ← $V_{GS} < V_{TH}$ ← ترانزیستور خاموش
(زیرآستانه قابل قبول، نیست) ← غیر قابل قبول

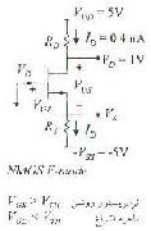
2) $V_{GS2} = 3V$ ← $V_{GS} > V_{TH}$ ← ترانزیستور روشن
← جواب قابل قبول

← $V_S = -3V$

$$R_D = \frac{5-(1)}{0.4} = 10K\Omega$$

$$R_S = \frac{-3-(-5)}{0.4} = 5K\Omega$$

مدارهای FET در DC



مثال ۱: مطلوبست تعیین R_D و R_S به نحوی که $V_D = +1\ V$ ، $I_D = 0.4\ mA$

$V_D = +1\ V$ & $I_D = 0.4\ mA$
$\mu_n C_{ox} = 20\ \mu A/V^2$
$W = 400\ \mu m$
$L = 10\ \mu m$
$V_{TH} = 2\ V$
R_S & R_D = ?
$V_D = +1\ V$ ← $V_{GD} = -1\ V < V_{TH}$ ← ناحیه اشباع

از اثر تغییر طول کانال صرف‌نظر کنید. پارامتر هدایت:

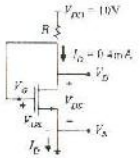
$$K = \frac{1}{2}(20)\left(\frac{400}{10}\right) = 400\frac{\mu A}{V^2} = 0.4\frac{mA}{V^2}$$

ناحیه اشباع:

$I_D = K(V_{GS}-V_{TH})^2$
I_D ← V_{GS}

www.ttnar.ir

مدارهای FET در DC



NMOS E-mode

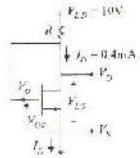
$V_{GS} > V_{TH}$ ترانزیستور روشن
$V_{GS} < V_{TH}$ ناحیه اشباع

مثال ۲: تعیین R در مدار مقابل

$I_D = 0.4$ mA
$V_D = ?$
$\mu_n C_{ox} = 20\ \mu A/V^2$
$W = 100\ \mu m$
$L = 10\ \mu m$
$V_{TH} = 2$ V
$R = ?$
$V_S = 0$
$V_{DG} = 0$ V ➔ $V_{GD} = 0$ V $< V_{TH}$ ➔ ناحیه اشباع
$V_G = V_D$

$$K = \frac{1}{2}(20)\left(\frac{100}{10}\right) = 100\frac{\mu A}{V^2} = 0.1\frac{mA}{V^2}$$

مدارهای FET در DC



NMOS E-mode

$V_{GS} > V_{TH}$ ترانزیستور روشن
$V_{GS} < V_{TH}$ ناحیه اشباع

مثال ۲: ...

$I_D = K(V_{GS} - V_{TH})^2$
I_D ➔ V_{GS}

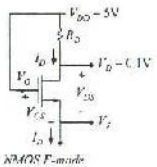
$0.4 = 0.1(V_{GS} - 2)^2$ ➔

1) $V_{GS1} = 0$V ➔ $V_{GS} < V_{TH}$ ➔ ترانزیستور خاموش

2) $V_{GS2} = 4$V ➔ $V_{GS} > V_{TH}$ ➔ ترانزیستور روشن

$$R = \frac{10 - (4)}{0.4} = 15K\Omega$$

مدارهای FET در DC



NMOS E-mode

$V_{GS} > V_{TH}$ ترانزیستور روشن
$V_{GD} < V_{TH}$ ناحیه اشباع

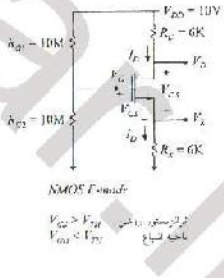
مثال ۳: $V_D = 0.1$ V، مقاومت مؤثر بین Drain و Source چه مقدار می‌باشد؟

$V_D = 0.1$ V
$K = 0.5$ mA/V^2
$V_{TH} = 1$ V
$r_{DS} = ?$
$V_S = 0$
$V_{GS} = V_G - V_S = 5 - 0 = 5 > V_{TH}$ ➔ ترانزیستور روشن
$V_{GD} = 5 - 0.1 = 4.9$ V $> V_{TH}$ ➔ ناحیه خطی
V_{GS} & V_{DS} ➔ I_D
$I_D = 0.5[2 \times (5-1) \times 0.1 - 0.01] = 0.395$ mA

$$R_D = \frac{V_{DD} - V_D}{I_D} = \frac{5 - 0.1}{0.395} = 12.4K\Omega$$

$$r_{DS} = \frac{V_{DS}}{I_D} = \frac{0.1}{0.395} = 253\Omega$$

مدارهای FET در DC



NMOS E-mode

$V_{GS} > V_{TH}$ ترانزیستور روشن
$V_{GS} < V_{TH}$ ناحیه اشباع

مثال ۴: مدار مقابل را تجزیه و تحلیل کنید:

$K = 0.5$ mA/V^2
$V_{TH} = 1$ V

حال باید حدس بزنیم که در ناحیه خطی می‌باشد و یا در ناحیه اشباع.

فرض اول: در ناحیه اشباع

$I_D = K(V_{GS} - V_{TH})^2$

بدلیل V_{GS} برحسب I_D که مجهول دیگر است:

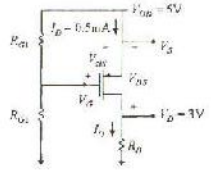
$V_S = R_S I_D$ ➔ $V_{GS} = V_G - V_S = 5 - 6I_D$
$V_D = V_{DD} - R_D I_D = 10 - 6I_D$
I_D ➔ V_{GS}
$I_D = K(V_{GS} - V_{TH})^2$ ➔ $I_D = 0.5(5 - 6I_D - 1)^2$

1) $I_{D1} = 0.89$mA ➔ $V_{GS} = -0.34$V $< V_{TH}$ ➔ ترانزیستور خاموش ➔ غیر قابل قبول
2) $I_{D2} = 0.5$mA ➔ $V_{GS} = 2$V $> V_{TH}$ ➔ ترانزیستور روشن & $V_D = 7$V
$V_{GD} = -2$V $< V_{TH}$ ➔ ناحیه اشباع

www.ttnar.ir

مدارهای FET در DC

مثال ۵: ...



PMOS E-mode

$V_{GS} < V_{TH}$ ترانزیستور روشن
$V_{SD} > V_{TH}$ ناحیه اشباع

$V_S = V_{DD}$

$V_{SG} = V_S - V_G = V_{DD} - V_G \rightarrow V_G = V_{DD} - V_{SG} = 3$ V

$\rightarrow V_{GD} = 3 - 3 = 0 > V_{TH} \rightarrow$ ناحیه اشباع

$V_G \rightarrow R_{G2} = 3$ M; $R_{G1} = 2$ M

$$R_D = \frac{V_D}{I_D} = \frac{3}{0.5} = 6\text{K}$$

برای p-ch MOSFET بودن در ناحیه اشباع تا زمانی ادامه پیدا خواهد کرد که V_D به اندازه‌ای زیاد نشود که رابطه $V_{GD} > V_{TH}$ برقرار نباشد.

$V_{GD,min} = V_G - V_{D,max} = V_{TH}$

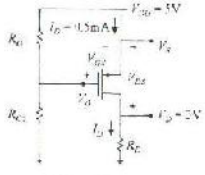
$\rightarrow V_{GD,min} = V_G - V_{D,max} = 3 - V_{D,max} = -1$

$\rightarrow V_{D,max} = 3 - (-1) = 4$ V برای ورود به ناحیه خطی

$$R_{D,max} = \frac{V_{D,max}}{I_D} = \frac{4}{0.5} = 8\text{K}$$

مدارهای FET در DC

مثال ۵: طراحی برای تعیین R_{G1}، R_{G2} و حداکثر مقدار R_D به نحوی که ترانزیستور همچنان در ناحیه اشباع باقی بماند.



PMOS E-mode

$V_{GS} < V_{TH}$ ترانزیستور روشن
$V_{SD} > V_{TH}$ ناحیه اشباع

$K = 0.5$ mA/V²

$V_{TH} = -1$ V

$V_D = 3$ V

$I_D = 0.5$ mA

$R_D = ?$

$R_{D,max} = ?$

$I_D = K(V_{GS} - V_{TH})^2$

$I_D \rightarrow V_{GS}$

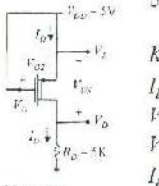
$0.5 = 0.5[V_{GS} - (-1)]^2$; $V_{GS} < 0$

$V_{GS1} = \ldots \rightarrow$ ترانزیستور خاموش $\rightarrow$ غیر قابل قبول

$V_{GS2} = -2$ V $< V_{TH}$ $\rightarrow$ ترانزیستور روشن

مدارهای FET در DC

مثال ۶: مدار زیر را تجزیه و تحلیل کنید. همچنین حداکثر R_D را برای باقی ماندن در ناحیه اشباع تعیین کنید.



PMOS D-mode

$V_{GS} < V_{TH}$ ترانزیستور روشن
$V_{SD} > V_{TH}$ ناحیه اشباع

$K = 0.5$ mA/V² & $V_{TH} = 1$ V

$I_D = ?$ & $R_{D,max} = ?$

$V_{GS} = 0$

$V_{GS} = V_G - V_S = 5 - 5 = 0 < V_{TH} \rightarrow$ ترانزیستور روشن

$I_D = K(V_{GS} - V_{TH})^2$

$V_{GS} \rightarrow I_D$

$I_D = 0.5(0 - 1)^2 = 0.5$ mA

$V_D = 0.5 \times 5 = 2.5$ V $\rightarrow V_{GD} = 2.5$ V $> V_{TH} \rightarrow$ ناحیه اشباع

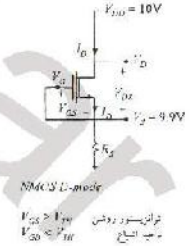
برای باقی ماندن در ناحیه اشباع

$V_{GD,min} = V_G - V_{D,max} = 5 - V_{D,max} = 1 \rightarrow V_{D,max} = 5 - 1 = 4$ V

$$R_{D,max} = \frac{V_{D,max}}{I_D} = \frac{4}{0.5} = 8\text{K}$$

مدارهای FET در DC

مثال ۷: طراحی به نحوی که:



NMOS D-mode

$V_{GS} > V_{TH}$ ترانزیستور روشن
$V_{SD} < V_{TH}$ ناحیه اشباع

$V_S = 9.9$ V

$K = 0.5$ mA/V²

$V_{TH} = -1$ V

$V_{GS} = 0 > V_{TH} \rightarrow$ ترانزیستور روشن

$V_{DS} = 0.1$ V

$V_{GD} = -0.1$ V $> V_{TH} \rightarrow$ ناحیه خطی

V_{GS} & $V_{DS} \rightarrow I_D$

$I_D = 0.5\{2 \times [0-(-1)) \times 0.1] - 0.01\} \approx 0.1$ mA

$$R_S = \frac{V_S}{I_D} = \frac{9.9}{0.1} = 99\text{K} \approx 100\text{K}$$

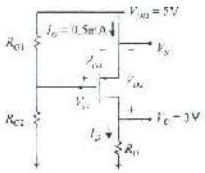
و سپس محاسبه r_{DS} (مقاومت مؤثر Source Drain)

$$r_{DS} = \frac{V_{DS}}{I_D} = \frac{0.1}{0.1} = 1\text{K}$$

www.ttnar.ir

مدارهای FET در DC

مثال ۵: طراحی برای تعیین R_{G1} ،R_{G2} و حداکثر مقدار R_D به نحوی که ترانزیستور ممچنان در ناحیه اشباع باقی بماند.



PMOS E-mode

$V_{GS} < V_{TH}$ ترانزیستور خاموش
$V_{SD} > V_{SG} - V_{TH}$ ناحیه اشباع

$K = 0.5\ \text{mA/V}^2$

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

$V_D = 3\ \text{V}$

$I_D = 0.5\ \text{mA}$

$R_D = ?$

$R_{D,\max} = ?$

$I_D = K(V_{GS} - V_{TH})^2$

$I_D \rightarrow V_{GS}$

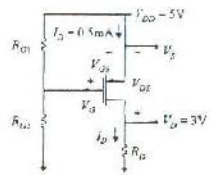
$0.5 = 0.5[V_{GS} - (-1)]^2; \quad V_{GS} < 0$

$V_{GS1} = \ldots$ ➔ ترانزیستور خاموش ➔ غیر قابل قبول

$V_{GS2} = -2\ \text{V} < V_{TH}$ ➔ ترانزیستور روشن

مدارهای FET در DC

مثال ۵: ..



PMOS E-mode

$V_{GS} < V_{TH}$ ترانزیستور خاموش
$V_{SD} > V_{SG} - V_{TH}$ ناحیه اشباع

$V_S = V_{DD}$

$V_{SG} = V_S - V_G = V_{DD} - V_G \rightarrow V_G = V_{DD} - V_{SG} = 3\ \text{V}$

$\rightarrow V_{GD} = 3 - 3 - 0 > V_{TH} \rightarrow$ ناحیه اشباع

$V_G \rightarrow R_{G2} = 3\ \text{M}; R_{G1} = 2\ \text{M}$

$$R_D = \frac{V_D}{I_D} = \frac{3}{0.5} = 6\text{K}$$

برای p-ch MOSFET بودن در ناحیه اشباع تا زمانی ادامه پیدا خواهد کرد که V_D به اندازه‌ای زیاد نشود که رابطه $V_{GD} > V_{TH}$ برقرار نباشد.

$V_{GD,\min} = V_G - V_{D,\max} = V_{TH}$

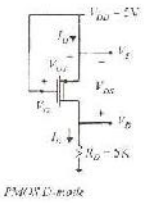
$\rightarrow \quad V_{GD,\min} = V_G - V_{D,\max} = 3 - V_{D,\max} = -1$

$\rightarrow \quad V_{D,\max} = 3 - (-1) = 4\ \text{V}$ برای ورود به ناحیه خطی

$$R_{D,\max} = \frac{V_{D,\max}}{I_D} = \frac{4}{0.5} = 8\text{K}$$

مدارهای FET در DC

مثال ۶: مدار زیر را تجزیه و تحلیل کنید. همچنین حداکثر R_D را برای باقی ماندن در ناحیه اشباع تعیین کنید.



PMOS D-mode

$V_{GS} < V_{TH}$ ترانزیستور روشن
$V_{SD} > V_{SG} - V_{TH}$ ناحیه اشباع

$K = 0.5\ \text{mA/V}^2$ & $V_{TH} = 1\ \text{V}$

$I_D = ?$ & $R_{D,\max} = ?$

$V_{GS} = 0$

$V_{GS} = V_G - V_S = 5 - 5 = 0 < V_{TH}$ ➔ ترانزیستور روشن

$I_D = K(V_{GS} - V_{TH})^2$

$V_{GS} \rightarrow I_D$

$I_D = 0.5(0 - 1)^2 = 0.5\ \text{mA}$

$V_D = 0.5 \times 5 = 2.5\ \text{V} \rightarrow V_{GD} = 2.5\ \text{V} > V_{TH}$ ➔ ناحیه اشباع

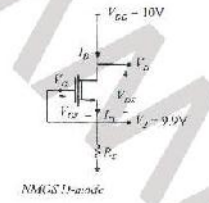
برای باقی ماندن در ناحیه اشباع

$V_{GD,\min} = V_G - V_{D,\max} = 5 - V_{D,\max} = 1 \rightarrow V_{D,\max} = 5 - 1 = 4\ \text{V}$

$$R_{D,\max} = \frac{V_{D,\max}}{I_D} = \frac{4}{0.5} = 8\text{K}$$

مدارهای FET در DC

مثال ۷: طراحی به نحوی که:



NMOS D-mode

$V_{GS} > V_{TH}$ ترانزیستور روشن
$V_{DS} < V_{DS}$ ناحیه خطی

$V_S = 9.9\ \text{V}$

$K = 0.5\ \text{mA/V}^2$

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

$V_{GS} = 0 > V_{TH}$ ➔ ترانزیستور روشن

$V_{DS} = 0.1\ \text{V}$

$V_{GS} = -0.1\ \text{V} > V_{TH}$ ➔ ناحیه خطی

V_{GS} & $V_{DS} \rightarrow I_D$

$I_D = 0.5\{2 \times [0-(-1)) \times 0.1] - 0.01\} \approx 0.1\ \text{mA}$

$$R_S = \frac{V_S}{I_D} = \frac{9.9}{0.1} = 99\text{K} \approx 100\text{K}$$

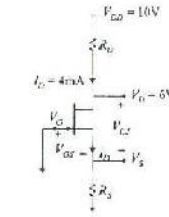
و سپس محاسبه r_{DS} (مقاومت مؤثر Source Drain)

$$r_{DS} = \frac{V_{DS}}{I_D} = \frac{0.1}{0.1} = 1\text{K}$$

www.ut.ac.ir

مدارهای FET در DC

مثال ۸ طراحی به نحوی که



$V_D = 6$ V
$I_D = 4$ mA
$V_P = -4$ V
$I_{DSS} = 16$ mA

مجهول مساله

$R_D = ?$
$R_S = ?$

$K = \frac{I_{DSS}}{V_P^2} = \frac{16}{16} = 1\frac{mA}{V^2}$

$V_{TH} = V_P$

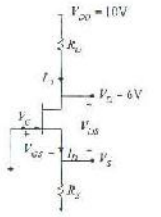
$V_{GD} = -6\text{ V} < V_{TH}$ ➔ ناحیه اشباع

n-JFET

$V_{GS} > V_{TH}$ ترانزیستور روشن
$V_{GD} < V_{TH}$ ناحیه اشباع

مدارهای FET در DC

مثال ۸ ...



$I_D = K(V_{GS} - V_{TH})^2$
$I_D \rightarrow V_{GS}$

$4 = 1[V_{GS} - (-4)]^2$ ➔

1) $V_{GS1} = -6\text{ V} < V_{TH}$ ➔ غیر قابل قبول ➔ ترانزیستور خاموش
2) $V_{GS2} = -2\text{ V} > V_{TH}$ ➔ ترانزیستور روشن
➔ $V_S = 2$ V

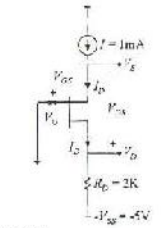
n-JFET

$V_{GS} > V_{TH}$ ترانزیستور روشن
$V_{GD} < V_{TH}$ ناحیه اشباع

$R_S = \frac{V_S}{I_D} = \frac{2}{4} = 0.5K$

$R_D = \frac{V_{DD} - V_D}{I_D} = \frac{10-6}{4} = 1K$

مدارهای FET در DC



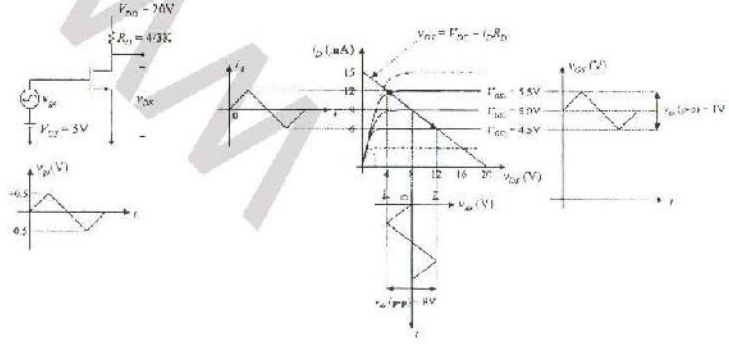
مثال ۹ تجزیه و تحلیل مدار مقابل برای پیدا کردن نقطه کار و ناحیه عمل FET

$V_P = 2$ V
$I_{DSS} = 4$ mA
$I_D = 1$ mA
$V_D = I_D R_D - 5 = -3$ V
$V_{TH} = V_P$
$V_{GD} = V_G - V_D = 0 - (-3) = 3\text{ V} > V_{TH}$ ➔ ناحیه اشباع
$I_D = K(V_{GS} - V_{TH})^2$
$I_D \rightarrow V_{GS}$
$1 = 1(V_{GS} - 2)^2$ ➔
1) $V_{GS1} = 3\text{ V} > V_{TH}$ ➔ ترانزیستور خاموش ➔ غیر قابل قبول
2) $V_{GS2} = 1\text{ V} < V_{TH}$ ➔ ترانزیستور روشن
➔ $V_S = -1$ V

p-JFET

$V_{GS} < V_{TH}$ ترانزیستور روشن
$V_{GD} > V_{TH}$ ناحیه اشباع

FET به عنوان یک تقویت‌کننده AC



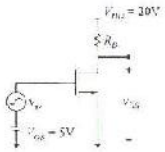
www.ut.ac.ir

FET به عنوان یک تقویت‌کننده AC

- اگر نقطه کار به طرف چپ محور v_{DS} شیفت پیدا می کرد به ازای جریان‌های (ac) مثبت سیگنال می‌توانستیم وارد ناحیه خطی بشویم و در نتیجه سیگنال ما دچار اعوجاج می‌شد.
- همچنین اگر نقطه کار به سمت راست محور v_{DS} شیفت پیدا می‌کرد، به ازای جریان‌های (ac) منفی سیگنال می‌توانستیم وارد ناحیه قطع شویم و دوباره سیگنال ما در خروجی دچار اعوجاج می‌شد.
- پس همیشه باید ولتاژ V_{DSQ} وسط ناحیه اشباع انتخاب شود تا حداقل اعوجاج را داشته باشیم، مگر این که دامنه سیگنال ورودی کم باشد.

$$V_{DSQ} = \frac{V_{DD} + V_{DS,SAT}}{2}$$

- اگر مقاومت R_D به طور مناسب انتخاب نشود این نقطه کار به دست نخواهد آمد.
- معادله خط بار



$$v_{DS} = V_{DD} - i_D R_D$$

جریان مقاومت R_D

$$i_{RD} = \frac{V_{DD} - v_{DS}}{R_D} = i_D$$

← خط بار

جریان ترانزیستور

$$i_D = f(v_{GS}, v_{DS})$$

FET به عنوان یک تقویت‌کننده AC

مقاومت R_D و ترانزیستور با هم سری هستند ← جریان عبوری از دو المان سری باید یکسان باشد.
در نتیجه جریان مقاومت R_D و ترانزیستور را با هم برابر قرار می دهیم: $i_D = i_{RD}$
برای یک V_{SG} داده شده، تقاطع خط بار با مشخصه، تعیین کننده I_{DQ} و V_{DSQ} برای آن V_{GSQ} است.
برای این مثال:

$$R_D = \frac{4}{3}\text{K}$$

با استفاده از شکل می‌توان دید که

$v_{gs} = 0$ → نقطه کار → $I_{DQ} = 9\text{ mA}$ & $V_{DSQ} = 8\text{ V}$

$$|A_v| = \left|\frac{v_o(\text{p-p})}{v_{gs}(\text{p-p})}\right| = 8$$

→ $A_v = -8$

FET به عنوان یک تقویت‌کننده AC

تجزیه و تحلیل جبری (فرمولی)
به دست آوردن مدل علامت کوچک:
با توجه به این که جریان گیت تقریباً صفر فرض می کنیم، مقاومت بین G و S بی نهایت است و به صورت مدار باز مدل می شود.
می دانیم جریان درین در خروجی تابعی است از ولتاژ v_{GS} در ورودی ← هدایت انتقالی g_m شبیه ترانزیستورهای BJT خواهیم داشت. برای علامت کوچک، دنبال به دست آوردن رابطه زیر هستیم:

$$i_d = g_m v_{gs}$$

ابتدا از شیب مشخصه i_D-v_{DS} در ناحیه اشباع صرف نظر می کنیم. ($\lambda = 0$)

راه اول به دست آوردن g_m:
ولتاژ کل (DC + علامت کوچک) اعمال می‌کنیم و بعد مقادیر DC را جدا کرده، و مقادیر علامت کوچک را به یکدیگر مرتبط می‌کنیم تا پارامترهای علامت کوچک را تعریف کنیم.

$$i_D = I_D + i_d = K(v_{GS} - V_{TH})^2$$

$v_{GS} = V_{GS} + v_{gs}$ V_{GS}: ولتاژ بایاس v_{gs}: سیگنال ورودی

($v_{gs} \approx 0$ → Small Signal Analysis تجزیه و تحلیل علامت کوچک)

FET به عنوان یک تقویت‌کننده AC

$$i_D = K(V_{GS} + v_{gs} - V_{TH})^2$$

$$i_D = K(V_{GS} - V_{TH})^2 + 2K(V_{GS} - V_{TH})v_{gs} + Kv_{gs}^2 = I_D + 2K(V_{GS} - V_{TH})v_{gs} + Kv_{gs}^2$$

$I_D = K(V_{GS} - V_{TH})^2$	جریان درین DC
$i_d = 2K(V_{GS} - V_{TH})\, v_{gs} = g_m v_{gs}$	جریان درین علامت کوچک
Kv_{gs}^2	اعوجاج غیر خطی

$2(V_{GS} - V_{TH}) >> v_{gs}$ → $i_D \approx I_D + 2K(V_{GS} - V_{TH})v_{gs} = I_D + i_d$

$i_d = 2K(V_{GS} - V_{TH})\, v_{gs} = g_m v_{gs}$ → $g_m = 2K(V_{GS} - V_{TH})$ هدایت انتقالی

www.ttnar.ir

FET به عنوان یک تقویت‌کننده AC

بهره ولتاژ (به صورت جبری و بدون استفاده از مدار معادل)

$$v_{DS} = V_{DS} + v_{ds}$$
$$v_{DS} = V_{DD} - i_D R_D = V_{DD} - (I_D + i_d) R_D = V_{DD} - I_D R_D - i_d R_D$$
$$\rightarrow V_{DS} = V_{DD} - I_D R_D$$
$$v_{ds} = -i_d R_D$$

$$v_{ds} = -i_d R_D = -g_m v_{gs} R_D \rightarrow$$

$$A_v = \frac{v_{ds}}{v_{gs}} = -g_m R_D$$

همان گونه که از تجزیه و تحلیل بالا مشاهده می‌شود، تجزیه و تحلیل DC و علامت کوچک را می‌توانیم از یکدیگر جدا کنیم تا محاسبات بسیار آسان‌تر شود.

FET به عنوان یک تقویت‌کننده AC

راه دیگر به دست آوردن g_m:

$$g_m = \left.\frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}}\right|_{\substack{v_{DS}=\text{cte} \\ v_{GS}=\text{cte}}} = \left.\frac{i_d}{v_{gs}}\right|_{\substack{v_{ds}=0 \\ i_g=0}} \rightarrow$$ هدایت انتقالی: در خروجی ناشی از ورودی

$$MOSFET: \rightarrow \quad g_m = \frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} = \frac{i_d}{v_{gs}} = \frac{\partial\left[K(v_{GS} - V_{TH})^2\right]}{\partial v_{GS}} = 2K(V_{GS} - V_{TH})$$

$$g_m = 2K(V_{GS} - V_{TH})$$

$$g_m = 2K\sqrt{\frac{I_D}{K}} = 2\sqrt{KI_D}$$ بیان g_m برحسب I_D

$$JFET: \rightarrow \quad g_m = \frac{I_{DSS}}{|V_P|}\sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}$$

FET به عنوان یک تقویت‌کننده AC

$$MOSFET: \rightarrow \quad g_m = \mu_n C_{ox}\left(\frac{W}{L}\right)(V_{GS} - V_{TH})$$

$$g_m \propto (V_{GS} - V_{TH}) \rightarrow (V_{GS} - V_{TH})\uparrow$$

ولی حداکثر سیگنال برای حداقل غوجاج (ماندن در ناحیه اشباع) کاهش می‌یابد.

$$g_m \propto \left(\frac{W}{L}\right)\uparrow \rightarrow W\uparrow \;\&\; L\downarrow$$

$$g_m = 2\sqrt{KI_D} \rightarrow g_m = 2\sqrt{\mu_n C_{ox}}\sqrt{\frac{W}{L}}\sqrt{I_D}$$

$$g_m \propto \sqrt{\frac{W}{L}} \rightarrow W\uparrow \;\&\; L\downarrow$$

$$g_m \propto \sqrt{I_D} \rightarrow I_D\uparrow$$

FET به عنوان یک تقویت‌کننده AC

مقایسه *MOSFET* با *BJT*: در BJT ها g_m فقط به جریان I_C بستگی داشت.

مثال عددی:

MOSFET:

$I_D = 1$ mA

$\mu_n C_{ox} = 20$ mA/V²

$W/L = 1 \rightarrow g_m = 0.2$ mA/V

$W/L = 100 \rightarrow g_m = 2$ mA/V

BJT:

$I_C = 1$ mA $\rightarrow g_m = 40$ mA/V

← کاهش بهره و سرعت در مقایسه با BJT به خاطر کاهش هدایت انتقالی.

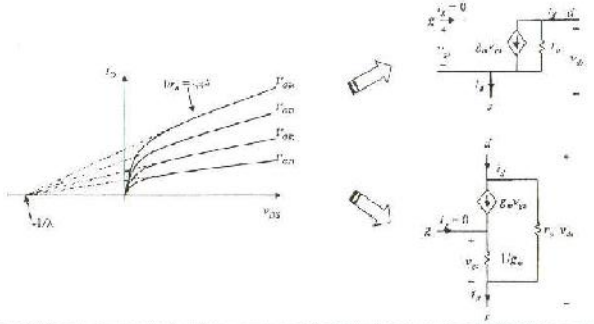
www.tinari.ir

مدار معادل علامت کوچک فرکانس‌های پایین و میانی

اضافه کردن اثر تغییرات جریان درین با تغییرات ولتاژ V_{DS}:

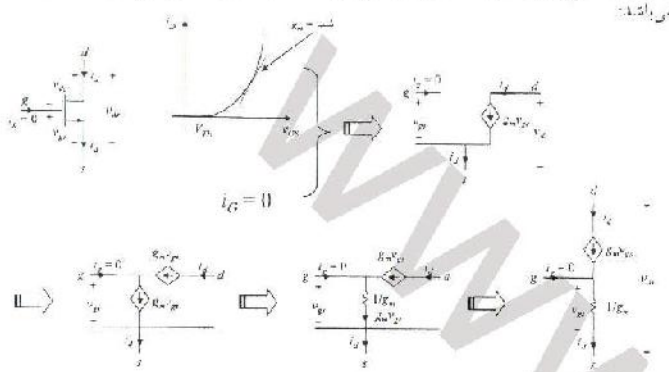
توجه: شیب مشخصه i_D-v_{DS} در ناحیه اشباع در نظر می گیریم. $(\lambda > 0)$

$$i_D = K(v_{GS} - V_{TH})^2[1+\lambda(v_{DS} - V_{DS,SAT})]$$



مدار معادل علامت کوچک فرکانس‌های پایین و میانی

FET همانند یک منبع جریان کنترل شده با ولتاژ عمل می‌کند. مقاومت ورودی این منبع جریان بسیار بالا می باشد:



مدار معادل علامت کوچک فرکانس‌های پایین و میانی

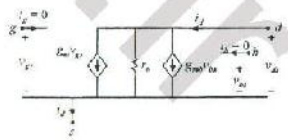
اضافه کردن اثر تغییرات جریان درین با تغییرات ولتاژ V_{SB}:

$$V_{TH} = V_{TH0} + \gamma\left[\sqrt{2\phi_f + v_{SB}} - \sqrt{2\phi_f}\right]$$

$$g_{mb} = \left.\frac{\partial i_D}{\partial v_{SB}}\right|_{\substack{v_{GS}=cte \\ v_{GS}=cte}} = \left.\frac{i_d}{v_{bs}}\right|_{\substack{v_{ds}=0 \\ v_{gs}=1}}$$

هدایت انتقالی بدنه ← جریان در خروجی ناشی از اثر بدنه

$$g_{mb} = \chi g_m \rightarrow \chi = \left.\frac{\partial V_{TH}}{\partial V_{SB}}\right|_{v_{GS}=cte} = \frac{\gamma}{2\sqrt{2\phi_f + V_{SB}}} \qquad 0.1 < \chi < 0.3$$



مدار معادل علامت کوچک فرکانس‌های پایین و میانی

به دست آوردن g_d

← مقاومت بین سورس و درین

$$r_o^{-1} = g_d = \left.\frac{\partial i_D}{\partial v_{DS}}\right|_{\substack{v_{GS}=cte \\ v_{BS}=cte}} = \left.\frac{i_d}{v_{ds}}\right|_{\substack{v_{gs}=0 \\ v_{bs}=0}}$$

$$r_o^{-1} = g_d = \left.\frac{\partial i_D}{\partial v_{DS}}\right|_{\substack{v_{GS}=cte \\ v_{BS}=cte}} = \left.\frac{\partial\{K(v_{GS}-V_{TH})^2[1+\lambda(v_{DS}-V_{DS,SAT})]\}}{\partial v_{DS}}\right|_{\substack{v_{GS}=cte \\ v_{BS}=cte}}$$

$$= K(V_{GS}-V_{TH})^2\lambda \approx \lambda I_D$$

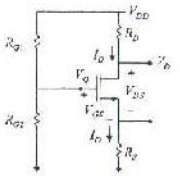
www.ttnar.ir

بایاس کردن FET (مدارهای مجزا Discrete)

مدارهای بایاس تثبیت شده:

پایداری I_D به ازای تغییرات K و V_{TH} از یک افزاره به افزاره دیگر دارای اهمیت بسیار است.

۱) بایاس کردن با استفاده از تقسیم مقاومتی و مقاومت فیدبک (سری) در Source:



$$V_G = \frac{R_{G2}}{R_{G1}+R_{G2}} V_{DD}$$

$$V_S = R_S I_D$$

$$V_D = V_{DD} - R_D I_D$$

$$V_{GS} = V_G - V_S$$

$$\rightarrow \quad V_{GS} = V_G - R_S I_D \qquad (1)$$

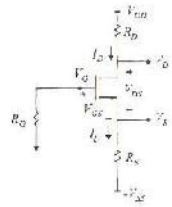
$$V_{DS} = V_{DS} - (R_S + R_D) I_D \quad \text{خط بار} \qquad (2)$$

$$I_D = f(V_{GS}, V_{DS}) \qquad (3)$$

توجه: ۳ معادله ۳ مجهول که می تواند به صورت گرافیکی نیز حل گردد.

بایاس کردن FET (مدارهای مجزا Discrete)

۲) بایاس کردن با استفاده از مقاومت فیدبک در Source:



$$V_S = R_S I_D - V_{SS}$$

$$V_D = V_{DD} - R_D I_D$$

$$V_G = 0$$

$$\rightarrow \quad V_{GS} = V_G - V_S = 0 - (R_S I_D - V_{SS}) = V_{SS} - R_S I_D \qquad (1)$$

$$V_{DS} = V_D - V_S = V_{DD} + V_{SS} - (R_S + R_D) I_D \quad \text{خط بار} \qquad (2)$$

$$I_D = f(V_{GS}, V_{DS}) \qquad (3)$$

توجه: ۳ معادله ۳ مجهول که می تواند به صورت گرافیکی نیز حل گردد.

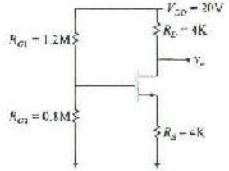
توجه: مدارات فوق مدارات دارای فیدبک (سری) بوده و در نتیجه دارای پایداری هستند و تغییرات T، K و V_{TH} در جریان اثر کمی می گذارند:

$$I_D \uparrow \rightarrow R_S I_D \uparrow \rightarrow V_{GS} \downarrow \rightarrow I_D \downarrow$$

توجه: برای کاهش توان مصرفی، مقاومت های متصل به گیت در محدوده MΩ انتخاب می شوند

بایاس کردن FET (مدارهای مجزا Discrete)

مثال: مدار زیر را طراحی کنید (تعیین V_S). فرض کنید که حداکثر تغییرات سیگنال خروجی ±4V باشد.



به طور معمول R_D به توسط بهره مورد نیاز و حداکثر Swing (اوج تا اوج ولتاژ خروجی) تعیین می شود.

$K = 0.25\ \text{mA/V}^2 \qquad V_{TH} = 2\ \text{V}$

تجزیه و تحلیل DC:

خودمان انتخاب می‌کنیم: $V_S = 4\ \text{V}$

$\rightarrow V_{GS} = V_G - V_S = 4\ \text{V} > V_{TH}$ ← ترانزیستور روشن

$I_D = K(V_{GS} - V_{TH})^2$

$I_D = 0.25 \times (4-2)^2 = 1\ \text{mA}$

$V_D = V_{DD} - R_D I_D = 20 - 4 \times 1 = 16\ \text{V}$

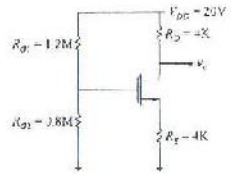
$\rightarrow V_{DS} = V_D - V_S = 12\ \text{V}$

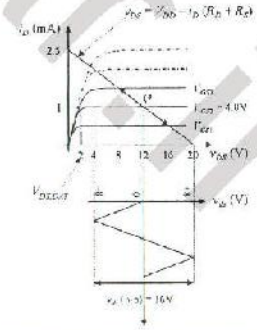
$V_{GD} = V_G - V_D = 8 - 16 = -8\ \text{V} < V_{TH}$ ← ناحیه اشباع

$V_{DSQ} = 12\ \text{V} \ \& \ I_{DQ} = 1\ \text{mA}$

بایاس کردن FET (مدارهای مجزا Discrete)

مثال: ...





$v_D = V_{DD} - R_D i_D \rightarrow v_d = -R_D i_d$

$v_S = R_S i_D \rightarrow v_s = R_S i_d$

$v_{ds} = v_d - v_s \rightarrow v_{ds} = -i_d(R_D + R_S)$

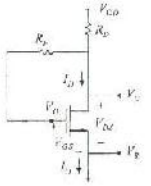
$v_d = v_{ds} \dfrac{R_D}{R_S + R_D}$

$v_{ds}(\text{p-p}) = 16\ \text{V} \rightarrow v_d(\text{p-p}) = v_s(\text{p-p}) = 8\ \text{V}$

www.ttnar.ir

بایاس کردن FET (مدارهای مجزا Discrete)

۳) بایاس کردن با استفاده از مقاومت فیدبک بین Drain و Gate



$V_S = 0$

$V_D = V_{DD} - R_D I_D$

$V_G = V_D \rightarrow V_{GD} = 0 \rightarrow$

اگر MOSFET افزایشی داشته باشیم ← $V_{GD} = 0 < V_{TH}$ ← ناحیه اشباع

اگر MOSFET تخلیه ای داشته باشیم ← $V_{GD} = 0 > V_{TH}$ ← ناحیه خطی

$$V_{GS} = V_G - V_S = V_D - V_S = V_{DS} \quad (1)$$

$$V_{DS} = V_{DD} - R_D I_D \quad \text{خط بار} \quad (2)$$

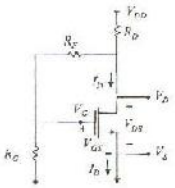
$$I_D = f(V_{GS}, V_{DS}) \quad (3)$$

توجه: ۳ معادله ۳ مجهول که می تواند به صورت گرافیکی نیز حل گردد.

نکته: با در نظر گرفتن اثر میلر، مقاومت ورودی با R_F متناسب است.

بایاس کردن FET (مدارهای مجزا Discrete)

۳) بایاس کردن با استفاده از مقاومت فیدبک بین Drain و Gate و مقاومت Gate



$V_S = 0$

$V_D \cong V_{DD} - R_D I_D; \quad (R_F \& R_G >> R_D)$

$V_G = \dfrac{R_G}{R_F + R_G} V_D \rightarrow$

$$V_{GS} = V_G - V_S = \frac{R_G}{R_F + R_G} V_D \quad 0 = \frac{R_G}{R_F - R_G} V_D = \frac{R_G}{R_F + R_G} V_{DS} \quad (1)$$

$V_{DS} \cong V_{DD} - R_D I_D$ خط بار (2)

$I_D = f(V_{GS}, V_{DS})$ (3)

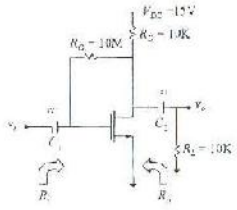
توجه: ۳ معادل ۳ مجهول که می تواند به صورت گرافیکی نیز حل گردد.

توجه: مدارات فوق مدارات دارای فیدبک (موازی) بوده و در نتیجه دارای پایداری هستند و تغییرات T، K و V_{TH} در جریان اثر کمی می گذارند: $I_D \uparrow \rightarrow R_D I_D \uparrow \rightarrow V_{DS} \downarrow \rightarrow V_{GS} \downarrow \rightarrow I_D \downarrow$

بایاس کردن FET (مدارهای مجزا Discrete)

مثال: مدار مقابل را تجزیه و تحلیل کنید:

ابتدا باید نقاط کار را به دست آوریم (تجزیه و تحلیل DC انجام دهیم).



$K = 0.125 \text{ mA/V}^2; \quad V_{TH} = 1.5 \text{ V}$

$V_A = 50 \text{ V}$

$V_{GD} = 0 < V_{TH} \rightarrow$ ناحیه اشباع

$V_D = 15 - 10 I_D - V_G - V_{GS}$

$I_D = K(V_{GS} - V_{TH})^2$

$I_D = 0.125(V_{GS} - 1.5)^2 = 0.125(15 - 10 I_D - 1.5)^2 \rightarrow I_D = 1.06 \text{ mA}$

$\rightarrow V_D = 4.4 \text{ V} \; \& \; V_G = 4.4 \text{ V}$

$\rightarrow$ مقاومتها در ورودی و خروجی مورد نیاز هستند

$g_m = 2K(V_{GS} - V_{TH})$

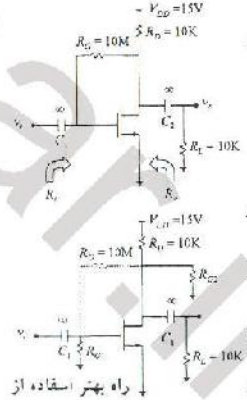
$g_m = 2 \times 0.125 \times (4.4 - 1.5) = 0.725 \text{ mA/V}$

$r_o = \dfrac{V_A}{I_D} = \dfrac{50}{1.06} = 47K$

بایاس کردن FET (مدارهای مجزا Discrete)

مثال: ...

توجه: با استفاده از قضیه میلر مقاومت R_G را به دو مقاومت R_{G1} و R_{G2} تجزیه می کنیم:



$$R_{G1} = \frac{R_G}{1 - A_v} \quad \& \quad R_{G2} = \frac{R_G}{1 - \frac{1}{A_v}}$$

از آن جا که برای تقویت کننده یک طبقه معادل

$A_v < -g_m (R_D \| R_L \| r_o) = -3.3 \rightarrow R_{G2} > R_{G1} > 10/4.3 \approx 2.33\text{M}$

در نتیجه:

$R_D << R_{G2} \rightarrow R_D \| R_{G2} \approx R_D$

$\rightarrow A_v \approx -0.725(10\text{K} \| 10\text{K} \| 47\text{K}) \approx -3.3\text{V}$

نمی توان از قضیه میلر استفاده کرد. تقویت کننده دو طرفه است. (البته برای مدار معادل کامل باید اثر خروجی در ورودی را نیز لحاظ کرد).

$R_i = R_G = 10 \text{ M}$ ← $(v_o = v_d = 0)$

$R_o = R_G \| R_D \| r_o = 8.25 \text{ K}$ ← $(v_i = v_g = 0)$

راه بهتر استفاده از فیدبک است.

www.tnari.ir

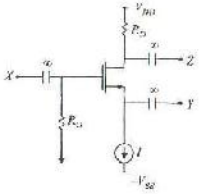
استفاده از ترانزیستور در تقویت‌کننده ها

پیه مشترک	نوع تقویت‌کننده	اعمال سیگنال ورودی به	گرفتن سیگنال خروجی از	بهره جریان	بهره ولتاژ	مقاومت ورودی	مقاومت خروجی
سورس	سورس مشترک CS	گیت	درین	بزرگ	بزرگ	بزرگ	بزرگ
درین	درین مشترک CD	گیت	سورس	بزرگ	کوچکتر از ۱	بزرگ	کوچک
گیت	گیت مشترک CG	سورس	درین	کوچکتر یا مساوی ۱	بزرگ	کوچک	بزرگ

استفاده از ترانزیستور در تقویت‌کننده ها

آرایش‌های مختلف برای تقویت‌کننده‌های یک طبقه:

با توجه به این که در ترانزیستور هدایت انتقالی وجود دارد، ترانزیستور می‌تواند در یک تقویت‌کننده مورد استفاده قرار گیرد. بدین‌منظور ترانزیستور را ابتدا با مدار بایاس مناسب به ناحیه فعال می‌بریم. سپس بسته به خواص تقویت‌کنندگی مورد نظر سیگنال ورودی را یا به گیت و یا به سورس اعمال می‌شود و سیگنال خروجی یا از سورس و یا از درین گرفته می‌شود.



استفاده از ترانزیستور در تقویت‌کننده ها

مقاومت های دیده شده از درون ترانزیستور FET

مقاومت دیده شده از سورس تا گیت هنگامی که سورس زمین شده است:

$1/g_{m}$ $\quad (v_b = 0 \;\&\; v_s = 0 \rightarrow v_{bs} = 0)$

مقاومت دیده شده از سورس تا گیت هنگامی که گیت زمین شده است:

$1/(g_m + g_{mb})$ $\quad (v_b = 0 \;\&\; v_g = 0 \rightarrow v_{bs} = v_{gs})$

مقاومت دیده شده از گیت تا سورس ∞

مقاومت دیده شده از درین تا سورس (هنگامی که سورس زمین شده باشد) r_o

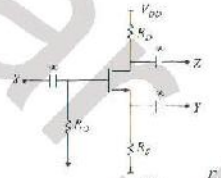
مقاومت دیده شده از سورس تا درین (هنگامی که درین زمین شده باشد): $r_o \| 1/g_{mb}$

مقاومت دیده شده از درین هنگامی که سورس دارای مقاومت R_S است:

$$R_{in,drain} = \left[1 + (g_m + g_{mb})R_S\right] r_o + R_S$$

مقاومت دیده شده از سورس هنگامی که درین دارای مقاومت R_D است:

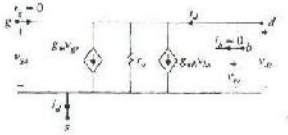
$$R_{in,source} = \frac{R_D + r_o}{1 + (g_m + g_{mb}) r_o}$$



توجه: تقسیم یک ولتاژ بین یک مقاومت و دو اتصال گیت-سورس که به صورت سری هستند، با توجه به صفر بودن جریان گیت ها، به طور مساوی بین دو اتصال گیت-سورس تقسیم می شود.

استفاده از ترانزیستور در تقویت‌کننده ها

منبع جریان وابسته ناشی از اثر بدنه:



منبع جریان وابسته ناشی از اثر بدنه بین d و s قرار دارد.

همیشه: $v_b = 0$

CS: $\rightarrow v_b = v_s = 0 \rightarrow g_{mb} v_{bs} = 0$ $\rightarrow$ حذف از مدار معادل

CG: $\rightarrow v_b = v_g = 0 \rightarrow g_{mb} v_{bs} = g_{mb} v_{gs} \rightarrow$

به جای دو منبع جریان وابسته، یک منبع جریان وابسته با هدایت انتقالی $g_m + g_{mb}$ استفاده می کنیم

CD: $\rightarrow v_b = v_d = 0 \rightarrow g_{mb} v_{bs} = g_{mb} v_{ds} \rightarrow$

جایگزین کردن منبع جریان وابسته ناشی از اثر بدنه با مقاومت $1/g_{mb}$ و در نتیجه در خروجی به جای مقاومت r_o مقاومت $r_o \| 1/g_{mb}$ خواهیم داشت.

www.ttnar.ir

استفاده از ترانزیستور در تقویت‌کننده ها

دستورالعمل استفاده از روابط بدست آمده برای BJT برای FET

توجه: بعد از اعمال تغییرات فوق برای g_{mb} مدار معادل FET را می توان کاملا شبیه مدار معادل BJT در نظر گرفت با این تفاوت که $r_\pi = \infty$ & $\beta = \infty$ & $\alpha = 1$ باشند.

در نتیجه از بسیاری از روابط BJT با اعمال تغییرات زیر

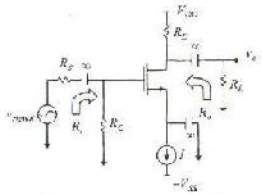
$r_\pi = \infty$
$\beta = \infty$
$\alpha = 1 \rightarrow r_e \rightarrow 1/g_m$ (BJT: $r_e = \alpha/g_m$)
$e \rightarrow s$
$b \rightarrow g$
$c \rightarrow d$

می توانیم استفاده کنیم.

توجه: در مطالب این بخش، R_S هم برای مقاومت سورس و هم برای مقاومت منبع استفاده می شود. بر مبنای مدار و رابطه مورد نظر، باید این دو مقاومت از یکدیگر تشخیص داده شوند.

مدار تقویت‌کننده سورس مشترک (CS)

تقویت‌کننده سورس مشترک بدون مقاومت R_S دیده شده در مسیر سیگنال:



R_i:

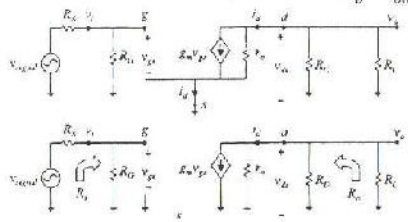
$R_i = R_G$

مقاومت ورودی بالا – به وسیله R_G محدود می‌شود.

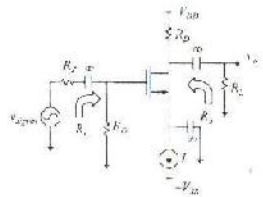
R_o:

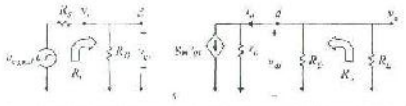
$R_o = r_o \| R_D$

مقاومت خروجی بالا می‌باشد.



مدار تقویت‌کننده سورس مشترک (CS)





$$A_v = \frac{v_d}{v_{sigmal}} = \frac{v_d}{v_g} \times \frac{v_g}{v_{sigmal}} \qquad A_v$$

$$\frac{v_g}{v_{sigmal}} = \frac{R_G}{R_S + R_G}$$

$$\frac{v_d}{v_g} = \frac{R_D^{Total}}{R_S^{Total}}$$

$$\frac{v_d}{v_g} = \frac{-r_o \| R_D \| R_L}{1/g_m} = -g_m (r_o \| R_D \| R_L)$$

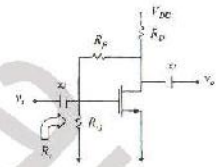
$$\rightarrow A_v = -\frac{R_G}{R_S + R_G} g_m (r_o \| R_D \| R_L)$$

ویژگی ها: اختلاف فاز ۱۸۰ درجه
بهره ولتاژ بالا
پاسخ فرکانسی نامطلوب (در فرکانس‌های بالا)

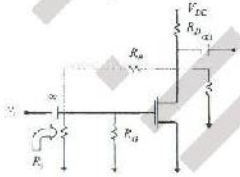
مدار تقویت‌کننده سورس مشترک (CS)

کاهش امپدانس ورودی ناشی از مقاومت فیدبک:

در دو مدار بایاس تثبیت شده با استفاده از مقاومت فیدبک R_F (یکی دارای $R_G = \infty$ و دیگری دارای $R_G < \infty$) به خاطر اثر میلر مقاومت R_F به صورت یک مقاومت در ورودی و یک مقاومت در خروجی ظاهر می‌شود. مقاومت در ورودی با مقاومت ورودی گیت (تقریبا بی‌نهایت) موازی شده و مقاومت ورودی تقویت‌کننده کاهش می‌یابد:



$$R_i = R_G \| \frac{R_F}{1 - A_v} \quad \& \quad \frac{R_F}{1 - A_v} << R_G \rightarrow R_i \approx \frac{R_F}{1 - A_v}$$

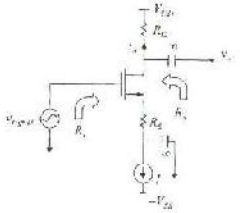


$$A_v = -g_m \left(r_o \| R_D \| \frac{R_F}{1 - 1/A_v} \right) \quad \& \quad R_D << \frac{R_F}{1 - 1/A_v}$$

$$\rightarrow A_v \approx -g_m (r_o \| R_D)$$

www.ttnari.ir

مدار تقویت‌کننده سورس مشترک (CS)



گر پارامتر هدایت انتقالی معادل را به صورت زیر تعریف کنیم:

$$G_m = \left.\frac{i_o}{v_i}\right|_{v_o=0} = -\frac{g_m r_o}{R'_o}$$

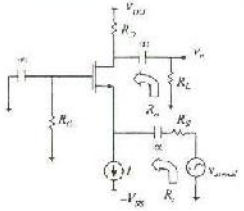
با استفاده از مدار معادل علامت کوچک می توانیم نشان دهیم که بهره ولتاژ را می توانیم از رابطه زیر به دست آوریم:

$$A_v = G_m R_o$$

علت آن که نتوانستیم از روابط مشابه BJT در اینجا استفاده کنیم، وجود g_{mb} می باشد.

توجه: این رابطه کلی است و در مدارات دیگر نیز می تواند استفاده شود. ابتدا G_m و سپس R_o را حساب نموده و سپس از رابطه فوق بهره به دست می آوریم.

مدار تقویت‌کننده گیت مشترک (CG)



با صرف نظر از r_o

$$R_i \approx \frac{1}{g_m + g_{mb}} \qquad R_i$$

مقاومت ورودی پایین: اگر سیگنال از طریق یک منبع جریان عمال می‌شود (معمولاً) مقاومت کم مزیت است و نه عیب. دامنه سیگنال جریان ورودی برابر سیگنال جریان خروجی می‌شود ولی با این تفاوت که دارای امپدانس خروجی بسیار بالاتر.

R_o با پی نهایت گرفتن r_o (← تقویت کننده یک طرفه)

$$R_o \approx R_D$$

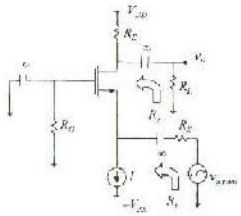
مقاومت خروجی همانند CS بالا می‌باشد.

A_v

$$A_v \approx \frac{R_D \parallel R_L}{R_S + \frac{1}{g_m + g_{mb}}}$$

ویژگی ها:
- بهره ولتاژ همانند CS بالا (بدون اختلاف فاز ۱۸۰ درجه)
- مزیت عمده پهنای باند بسیار بزرگتر می‌باشد.
- تقویت‌کننده به صورت بافر جریان عمل می‌کند.

مدار تقویت‌کننده گیت مشترک (CG)



اگر از r_o صرف‌نظر نکنیم، این تقویت‌کننده، یک تقویت کننده دو طرفه خواهد شد. در این صورت می توان چهار پارامتر تقویت کننده ذاتی را بدون R_S و R_L به دست آورد و با این مقاومتها را در مقاومت ورودی، خروجی، و بهره ها به صورت زیر شامل کرد (برای R_i و R_o به اسلاید ۶۸ مراجعه کنید):

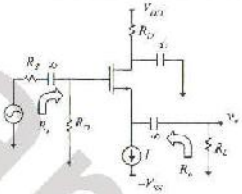
$$R_i = \frac{[R_D \parallel R_L + r_o}{1-(g_m+g_{mb})r_o} \approx \frac{R_D \parallel R_L}{(g_m+g_{mb})r_o} + \frac{1}{g_m+g_{mb}}$$

$$R_o = \{[1+(g_m+g_{mb})R_S]r_o + R_S\} \parallel R_D \parallel R_L$$

$$A_v = \frac{(g_m+g_{mb})r_o - 1}{r_o + (g_m+g_{mb})r_o R_S + R_S - (R_D \parallel R_L)}(R_D \parallel R_L)$$

توجه: در فرکانس کاری که خازن گیت صفر فرض می شود، مقاومت R_G و خازن در مسیر سیگنال نمی باشد و در نتیجه در روابط ظاهر نمی شوند.

مدار تقویت‌کننده درین مشترک (CD) یا دنبال‌کننده سورس (SF):



R_i

$$R_i = R_G$$

R_o

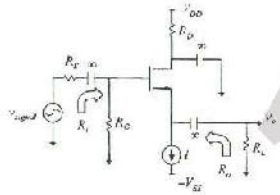
$$R_o = \left.\frac{v_o}{i_o}\right|_{v_i=0} = \frac{1}{g_m} \parallel \frac{1}{g_{mb}} \parallel r_o$$

$$= \frac{1}{g_m + g_{mb}} \parallel r_o \approx \frac{1}{g_m + g_{mb}}$$

معمولاً بسیار کوچک می باشد ← مزیت عمده این نوع تقویت‌کننده‌ها می‌باشد.

www.ttnar.ir

مدار تقویت‌کننده درین مشترک (CD) یا دنبال‌کننده سورس(SF):



A_v

$$A_v = \frac{v_s}{v_{signal}} = \frac{v_s}{v_g} \times \frac{v_g}{v_{signal}} \qquad \frac{v_g}{v_{signal}} = \frac{R_G}{R_S + R_G}$$

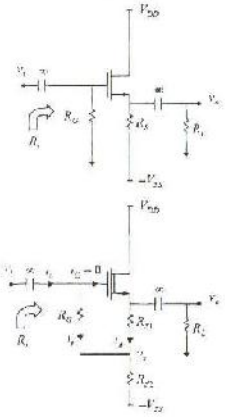
با استفاده از روابط BJT

$$\rightarrow \quad A_v = \frac{R_G}{R_S + R_G} \frac{\left(\frac{1}{g_{mb}} \| r_o \| R_L\right)}{\frac{1}{g_m} + \left(\frac{1}{g_{mb}} \| r_o \| R_L\right)}$$

توجه: از آنجا که سیگنال خروجی سورس دنبال‌کننده سیگنال ورودی در گیت می‌باشد، به آن می‌گوییم دنبال‌کننده سورس.
به عنوان بافر ولتاژ می‌توانند استفاده شوند.

مدار تقویت‌کننده درین مشترک (CD) یا دنبال‌کننده سورس(SF):

بالا بردن مقاومت ورودی (با استفاده از روش Bootstraping)



مقاومت ورودی FETها خیلی زیاد می‌باشد ولی این مقاومت با مقاومت R_G که به صورت معمول در بایاس مورد استفاده قرار می‌گیرد موازی شده و در نتیجه مقاومت ورودی تقویت‌کننده R_G می‌باشد.

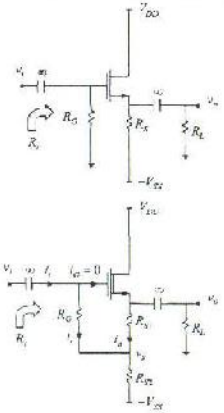
برای رفع این مشکل در یک مدار درین مشترک، مقاومت R_G را به جای این که به زمین مستقیماً وصل کنیم، آن را از طریق مقاومت R_{S2} به زمین وصل می‌کنیم.

- افت ولتاژ دو سر مقاومت R_G کمتر خواهد بود
- جریان ورودی i_i کاهش می‌یابد
- مقاومت دیده شده از گیت بالاتر خواهد بود.

$R_i = R_G$

مدار تقویت‌کننده درین مشترک (CD) یا دنبال‌کننده سورس(SF):

بالا بردن مقاومت ورودی (با استفاده از روش Bootstraping)



$$R_i = \frac{v_i}{i_i} \qquad \& \quad i_i = \frac{v_i - v_x}{R_G} \qquad (1)$$

$$i_i << i_d \quad \rightarrow \quad v_x \approx \frac{R_{S2}}{R_{S1} + R_{S2}} v_o \qquad (2)$$

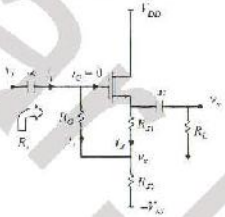
$$(1)\ \&\ (2) \rightarrow \quad R_i = \frac{R_G}{1 - \frac{v_x}{v_i}} \approx \frac{R_G}{1 - A_v \frac{R_{S2}}{R_{S1} + R_{S2}}}$$

مثال:

$$A_v = 0.9 \qquad R_{S2} = 9R_{S1}$$

$$R_i \approx \frac{R_G}{1 - A_v \frac{R_{S2}}{R_{S1} + R_{S2}}} = \frac{R_G}{1 - 0.9\frac{0.9}{0.1 + 0.9}} \approx 5R_G$$

مدار تقویت‌کننده درین مشترک (CD) یا دنبال‌کننده سورس(SF):



توجه:

- توجه داشته باشید جریان DC از R_G عبور نمی کند.

$V_{RG} = 0 \rightarrow V_{RG} = V_{GS} + V_{RS1} = 0 \rightarrow V_{GS} = -V_{RS1} < 0$

ترانزیستور مورد استفاده باید از نوع تخلیه ای (یا JFET) باشد.

- با توجه به این که R_G مقاومت بسیار بزرگی می‌باشد، با استفاده از قضیه میلر می توان نشان داد که اثر آن بر روی بهره ولتاژ مدار درین مشترک کم است. در نتیجه بهره درین مشترک به دست آمده از قبل بدون اتصال R_G به R_{S1} و R_{S2} قابل استفاده می‌باشد.

- اگر $R_{S1} = 0$ ($A_v \approx 1$) جریان i_{RG} به حد قل خود می‌رسد:

$v_{RG} = v_{RS1} + v_{gs}$

کوچک $v_{RG} / R_G = (v_{gs} - 0)/R_G = v_{gs}/R_G$; v_{gs}

www.ttnar.ir

حداکثر تغییرات سیگنال خروجی یک تقویت کننده ترانزیستوری

توجه:

حداکثر تغییرات سیگنال مثبت v_{ds} (بدون وارد شدن به ناحیه قطع) برابر است با

$$v_{ds}(\text{p+}) = V_{DD} - V_{DSQ}$$

حداکثر تغییرات سیگنال منفی v_{ds} (بدون وارد شدن به ناحیه خطی) برابر است با

$$v_{ds}(\text{p–}) = V_{DSQ} - V_{DS,SAT}$$

حداکثر تغییرات سیگنال v_{ds} متقارن

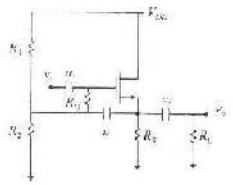
$$v_{ds}(\text{p–p}) = \min[v_{ds}(\text{p+}), v_{ds}(\text{p–})]$$

← در صورتی که مقاومت بار دینامیک و استاتیک یکسان باشند برای بیشینه کردن حداکثر تغییرات سیگنال v_{ds} متقارن (بدون وارد شدن به ناحیه قطع و خطی) باید نقطه کار وسط ناحیه اشباع برای یک V_{GS} داده شده انتخاب شود:

$$V_{DSQ} = \frac{V_{DD} - V_{DS,SAT}}{2} = \frac{V_{DD} + V_{GS} - V_{TH}}{2}$$

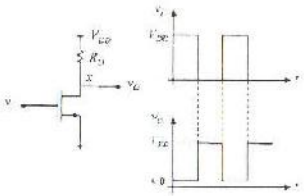
توجه: در تجزیه و تحلیل علامت کوچک، در بیشتر موارد می توان سیگنال ورودی را تقریبا صفر فرض کرد.

مدار تقویت‌کننده درین مشترک (CD) یا دنبال‌کننده سورس(SF):



در مدارهای بایاس با تقسیم مقاومتی همانند BJT از مدار مقابل برای بالا بردن مقاومت ورودی (با استفاده از روش Bootstraping) می توانیم استفاده می‌کنیم. در اینجا نیازی نیست که ترانزیستور از نوع افزایشی باشد.

کاربرد ترانزیستور FET به عنوان کلید



کاربردهای FET به عنوان کلید را می‌توان به دو دسته تقسیم کرد: کلید دیجیتال و کلید آنالوگ

الف) کلید دیجیتال:

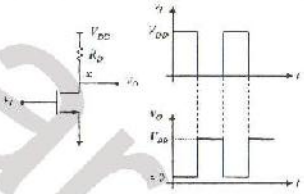
ترانزیستور همانند سوئیچی بین نقطه x و زمین عمل می‌کند. v_I: کنترل کننده سوئیچ می‌باشد.

FET به عنوان کلید دیجیتال عمل می کند.

از آن جا که مقدار v_{GS} تعیین‌کننده مقدار ولتاژ v_{DS} می‌باشد هنگامی که $v_I = 0$ می‌باشد ترانزیستور قطع (سوئیچ باز) و ولتاژ خروجی برابر V_{DD} خواهد بود.

هنگامی که $v_I = V_{DD}$ باشد ترانزیستور روشن (سوئیچ بسته) خواهد بود و می‌تواند به ناحیه خطی (v_{DS} کوچک) بسته به مقدار R_D و تفاضل $v_{GS} - V_{TH}$ برود. در این وضعیت، ترانزیستور به صورت مقاومت با اندازه r_{DS} عمل می‌کند، ولتاژ کمی را در خروجی نشان می‌دهد، و در نتیجه به عنوان صفر منطقی تلقی می‌شود. مقدار مقاومت r_{DS} در این حدت تعیین کننده ولتاژ خروجی است.

کاربرد ترانزیستور FET به عنوان کلید



$$v_O = v_{DS} = V_{DD} - i_D R_D$$

$$v_I = v_{GS}$$

$v_I = 0 \rightarrow i_D = 0 \rightarrow v_O = V_{DD}$

→ سوئیچ باز

$v_I = V_{DD} \rightarrow i_D >> 0 \rightarrow v_O = V_{DD} - i_D R_D \approx 0$

→ سوئیچ بسته

سوئیچ JFET و یا D-MODE هم همانند E-MODE می‌باشد با این تفاوت که ولتاژ کوچکتر باید به نحوی اعمال شود که دیگر ترانزیستور هدایت نکند (بدون اعمال ولتاژ ترانزیستور هدایت می کند.)

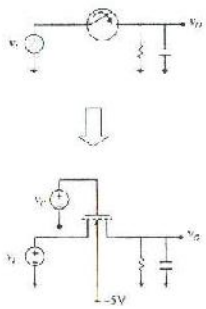
www.ttnari.ir

کاربرد ترانزیستور FET به عنوان کلید

مثال:

$-5V < v_O < +5V \rightarrow -5V < v_I < +5V$

سوئیچ به توسط سیگنال v_G خاموش و روشن می‌شود. داشتن 7V به عنوان سیگنال روشن‌کننده در تمامی حالت سبب روشن بودن ترانزیستور (V_{TH} = 2V) خواهد شد و داشتن 3V- در تمامی حالات ترانزیستور را خاموش خواهد کرد. مقادیر 1V+ و 1V- نیز برای تضمین روشن و خاموش بودن به اندازه کافی ترانزیستور می‌باشد.



$v_G = v_C \;\&\; v_S = v_I \;(\perp v_O)$

$v_{C,off} < V_{TH} + v_{I,min} \rightarrow v_{C,off} < 2 - 5 = -3V \rightarrow v_{C,off} = -1V$

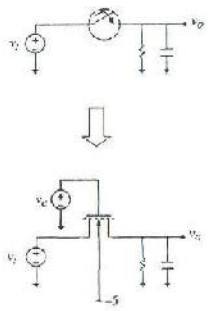
$v_{C,on} > V_{TH} + v_{I,max} \rightarrow v_{C,on} > 2 + 5 = +7V \rightarrow v_{C,on} = +8V$

معایب آن این می‌باشد که مقاومت r_{DS} به مقدار زیاد تابع سیگنال ورودی (تعیین‌کننده V_{DS}) می‌باشد. همچنین ولتاژهای v_C ولتاژهای راحتی برای تولید نمی‌باشند.

توجه: سوئیچ بهتر استفاده از CMOS (PMOS و NMOS به طور موازی) می‌باشد که به عنوان Transmission Gate نیز شناخته می‌شود.

کاربرد ترانزیستور FET به عنوان کلید

ب) کلید آنالوگ:



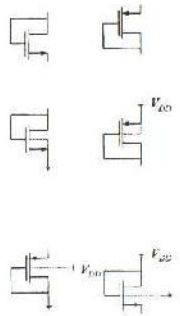
- اگر کلید به صورت باز باشد (ترانزیستور خاموش) دو قسمت از یکدیگر مستقل خواهند بود.
- اگر کلید به صورت بسته باشد (ترانزیستور روشن)، دو قسمت مدار به یکدیگر متصل خواهند بود. در این صورت مقاومت r_{DS} مهم خواهد بود و باید آن را به حداقل برسانیم.

سوئیچ‌های آنالوگ FET بر مشابه آنها از نوع BJT به دلایل زیر بسیار ترجیح دارند:

۱) تقارن مشخصه برای v_{DS} مثبت و منفی.

۲) مشخصه BJT حول $v_{CE} = 0$ دارای جریان کلکتور قابل توجهی نیست و از مبدأ به صورت یک مقاومت خطی عبور نمی‌کند. آنها یک ولتاژ offset ($\approx 0.2V$) برای شروع جریان نشان می‌دهند.

بستن ترانزیستور به صورت دیود



DC: برای محاسبات DC، ولتاژ V_{GS} توسط جریان عبوری تعیین می‌شود.

مقاومت دینامیکی: در صورتی که اثر بدنه وجود نداشته باشد، با استفاده از مدار معادل می‌توان نشان داد که مقاومت دینامیکی دیود برابر است با:

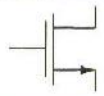
$$r_d = \frac{1}{g_m} \| r_o \approx \frac{1}{g_m}$$

مقاومت دینامیکی: در صورتی که اثر بدنه وجود داشته باشد، با استفاده از مدار معادل می‌توان نشان داد که مقاومت دینامیکی دیود برابر است با:

$$r_d = \frac{1}{g_m + g_{mb}} \| r_o \approx \frac{1}{g_m + g_{mb}}$$

www.ut.ac.ir

خلاصه FET

نوع	n-ch E-mode MOSFET	n-ch D-mode MOSFET	n-JFET	p-ch E-mode MOSFET	p-ch D-mode MOSFET	p-JFET
نماد مداری						
علامت V_{TH} (V_P)	+	-		-		+
K	$\frac{1}{2}\mu_n C_{ox}\left(\frac{W}{L}\right)$		$\frac{I_{DSS}}{V_P^2}$	$\frac{1}{2}\mu_p C_{ox}\left(\frac{W}{L}\right)$		$\frac{I_{DSS}}{V_P^2}$
شرط روشن بودن ترانزیستور	$v_{GS} > V_{TH}$			$v_{GS} < V_{TH}$		
علامت v_{GS}	+	+ و -	-	-	+ و -	+
علامت v_{DS}	+			-		
شرط کار در ناحیه خطی	$V_{DS} < v_{GS} - V_{TH}$ $V_{GD} > V_{TH}$			$V_{DS} > v_{GS} - V_{TH}$ $V_{GD} < V_{TH}$		
شرط کار در ناحیه اشباع	$V_{DS} > v_{GS} - V_{TH}$ $V_{GD} < V_{TH}$			$V_{DS} < v_{GS} - V_{TH}$ $V_{GD} > V_{TH}$		
$V_A = 1/\lambda$	+			-		
رابطه i-v در ناحیه خطی	$i_D = K\left[2(v_{GS} - V_{TH})v_{DS} - v_{DS}^2\right]$			$i_D = K\left[2(v_{GS} - V_{TH})v_{DS} - v_{DS}^2\right]$		
رابطه i-v در ناحیه اشباع	$i_D = K(v_{GS} - V_{TH})^2\left[1 + \lambda(v_{DS} - V_{DS,SAT})\right]$			$i_D - K(v_{GS} - V_{TH})^2\left[1 + \lambda(v_{DS} - V_{DS,SAT})\right]$		
r_o	$r_o = \frac{\lvert V_A \rvert}{I_D}$			$r_o = \frac{\lvert V_A \rvert}{I_D}$		
g_m	$g_m = 2K(V_{GS} - V_{TH})$			$g_m = 2K(V_{GS} - V_{TH})$		
g_{mb}	$\frac{\gamma}{2\sqrt{2\phi_f + V_{SB}}} g_m$			$\frac{\gamma}{2\sqrt{2\phi_f + V_{SB}}} g_m$		

www.ttnar.ir

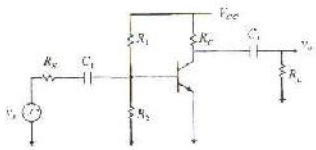
مطالب این بخش

هدف: آشنایی با مفهوم پاسخ فرکانسی تقویت کننده ها و بررسی پاسخ فرکانسی پائین تقویت کننده های FET و BJT است.

۱- یادآوری مفهومی
۲- پاسخ فرکانسی تقویت کننده خطی
۳- طبقه بندی تقویت کننده ها از لحاظ پاسخ فرکانسی
۴- محاسبه تقریبی فرکانس قطع پائین و بالا
۵- پاسخ فرکانسی های پائین تقویت کننده سورس مشترک
۶- پاسخ فرکانسی های پائین تقویت کننده امیتر مشترک

یادآوری مفهومی

در تقویت کننده امیتر مشترک مقابل:



- خازن Coupling (C_1) و/یا ولتاژ DC برابر V_B در خود ذخیره می‌کند تا تفاوت ولتاژ DC بین دو منبع سیگنال را جبران کند
- خازن Decoupling (C_2) و/یا ولتاژ DC برابر V_E در خود ذخیره می‌کند تا سیگنال خروجی بدون سیگنال DC کلکتور به گره فرو جی برسد.
- مسیر مقاومتی شارژ و دشارژ برای خازن‌های Coupling و Decoupling باید همیشه وجود داشته باشد.
- مطلوب است که سیگنال (ac) بدون هیچ مشکلی از این دو خازن عبور کند.

← این خازن ها باید بزرگ باشند تا از یک طرف با سیگنال ac شارژ و دشارژ کامل نشوند تا سیگنال همچنان بتواند از آنها عبور کند و از طرف دیگر با توجه به ظرفیت بالای آنها این شارژ و دشارژها مقادیر DC آنها را تغییر ندهند.

یادآوری مفهومی

حوزه زمان: هر سیگنال متغیر با زمان را می‌توان به صورت مجموع سیگنال‌های سینوسی با دامنه و فرکانس‌های متفاوت نوشت:

← تبدیل فوریه (و در حالت عمومی‌تر تبدیل لاپلاس) ← حوزه فرکانس

← به بین فرکانس‌ها و دامنه‌ها طیف سیگنال می‌گوییم.

- اگر مشخصه جریان-ولتاژ یک المان مداری متغیر با زمان نباشد، یک سیگنال در عبور از این المان تمامی مؤلفه‌های فرکانسی خود را حفظ خواهد کرد و کلیه دامنه‌ها به یک اندازه تضعیف می‌شوند.

← سیگنال تغییر شکل پیدا نمی‌کند. مثال: مقاومت $v_R = i_R R$

- اگر مشخصه جریان-ولتاژ یک المان مداری متغیر با زمان باشد، یک سیگنال در عبور از این المان تمامی مؤلفه‌های فرکانسی خود را حفظ نخواهد کرد و کلیه دامنه‌ها به یک اندازه تضعیف نمی‌شوند

← سیگنال تغییر شکل پیدا می‌کند.

← این اجزا که دارای مشخصه جریان-ولتاژ متغیر با زمان هستند، راکتیو می باشند. مثال: خازن و سلف.

$$i_C = C\frac{dv_C}{dt} \qquad v_L = L\frac{di_L}{dt}$$

یادآوری مفهومی

- به جای حل معادلات دیفرانسیلی-انتگرالی در حوزه زمان معادلات را به صورت جبری در حوزه فرکانس ($j\omega$ یا s) حل می‌کنیم

توجه: خازن تا وقتی که شارژ و یا دشارژ کامل نشده است، جریان از خود عبور می دهد.

- در مورد خازن سری، دلیل عدم حفظ تمامی مؤلفه‌های این است که در صورتی که فرکانس پائین باشد، خازن پر شده، ولتاژ دو سر آن ثابت شده و جریان ان صفر می‌شود و آن فرکانس عمدتاً عبور نمی‌کند. اگر فرکانس بالا باشد، خازن پر نمی‌شود و آن فرکانس عمدتاً عبور می‌کند.

- اگر مدار تقویت کننده ترانزیستوری دارای خازن باشد، همه مؤلفه‌های فرکانسی عبور نخواهند کرد.

← بهره تقویت کننده تابع فرکانس می‌شود

← تعریف پاسخ فرکانسی تقویت کننده بر مبنای بهره تقویت کننده در فرکانس های مختلف.

www.ttnari.ir

یادآوری مفهومی

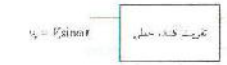
- خازن-هایی که باید سیگنال از آنها عبور کند، باید بزرگ باشند. مثال خازن Coupling در ورودی، Decoupling در خروجی و خازن-های Bypass. (انتخاب شده توسط طراح مدار). تا وقتی این خازن-ها اتصال کوتاه شوند. سیگنال با تقویت مورد نظر از ورودی به خروجی می‌رسد.
  ← فرکانس قطع پائین
- خازن-هایی که نباید سیگنال از آنها عبور کند، باید کوچک باشند. مثال خازن های داخلی ترانزیستورهای BJT و FET (تعیین شده توسط تکنولوژی ساخت). وقتی این خازن-ها اتصال کوتاه شوند، سیگنال در خروجی نخواهیم داشت.
  ← فرکانس قطع بالا

نتیجه گیری:

- خازن هایی که تعیین کننده پاسخ فرکانسی پائین می باشند باید نسبت به عبور جریان ac **اتصال کوتاه** عمل کند در نتیجه حتی الامکان بزرگ انتخاب می شود تا شارژ و یا دشارژ کامل آنها در زمان طولانی صورت پذیرد.
- از طرف دیگر خازن هایی که تعیین کننده پاسخ فرکانسی بالا می باشند باید نسبت به عبور جریان مدار باز عمل کنند که تا در مدار اصلاً دیده نشوند. در این صورت معمولاً مقادیر آنها هرچه ممکن است باید کوچکتر باشد تا شارژ و یا دشارژ کامل آنها سریع تر صورت پذیرد.

پاسخ فرکانسی تقویت کننده خطی

- از آن جا که بهره ولتاژ به دست آمده برای تقویت کننده ها در فرکانس های مختلف متفاوت می باشد. نیاز به مطالعه نیز رفتار فرکانسی (حوزه فرکانس) می باشیم.

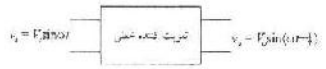


  ← تبدیل فوریه یا لاپلاس
  ← تجزیه سیگنال ورودی و خروجی به مولفه های فرکانسی
  ← تعریف تابع انتقال (پاسخ فرکانسی) با استفاده از نسبت سیگنال خروجی به ورودی

- از آن جا که هر سیگنالی را می توانیم به صورت تبدیل فوریه نیز نشان دهیم، می توانیم با استفاده از پاسخ فرکانسی (تابع انتقال) و تبدیل فوریه سیگنال ورودی، سیگنال خروجی را به دست آورد.

پاسخ فرکانسی تقویت کننده خطی

- از یک عدد مختلط برای مشخص کردن هر مولفه فرکانسی استفاده می کنیم.



- عدد مختلط ← دامنه و فاز

$v_i = V_i \sin\omega t$ & فازور → $\tilde{V}_i = V_i$

$v_o = V_o \sin(\omega t+\phi)$ & فازور → $\tilde{V}_o = V_o e^{j\phi}$

برای همین است که در تجزیه و تحلیل فازوری (Phasor) هر سیگنال سینوسی با یک دامنه و یک فاز مشخص می‌شود

تابع انتقال (پاسخ فرکانسی) $T(\omega) = A_v(\omega) = \dfrac{\tilde{V}_o(\omega)}{\tilde{V}_i(\omega)}$

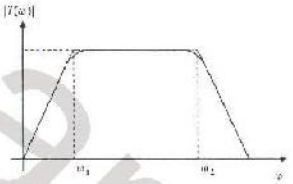
دامنه تابع انتقال (پاسخ دامنه) $|T(\omega)| = |A_v(\omega)| = \dfrac{V_o}{V_i}$

فاز تابع انتقال (پاسخ فاز) $\angle T(\omega) = \angle A_v(\omega) = \phi - 0 = \phi$

$0 < \angle T(\omega) < 360$

پاسخ فرکانسی تقویت کننده خطی

- ω_1 و ω_2 محدوده ای که فرکانس هایی که باید تقویت شوند باید در آن قرار گیرند.
- ω_1 و ω_2 تعیین شده به توسط اجزا راکتیو تقویت کننده می باشند. اگر وجود نداشته باشند $\omega_1 = 0$ و $\omega_2 = \infty$ خواهند بود.
- اجزا راکتیو شامل خازن و سلف می شوند.



المان	امپدانس	راکتانس (سوسپتانس)
L	$j\omega L$	$1/j\omega L$
C	$1/j\omega C$	$j\omega C$

www.ttnar.ir

۲۴/

پاسخ فرکانسی تقویت کننده خطی

- به جای استفاده از فرکانس موهومی $(j\omega)$ می توان از فرکانس مختلط (s) تبدیل لاپلاس استفاده کرد تا انجام عملیات جبری را راحت تر کرد.

$s = \sigma + j\omega$ ➔ تبدیل لاپلاس

$s = j\omega$ ➔ تبدیل فوریه

$j\omega \rightarrow s$ ➔ تبدیل فوریه ← تبدیل لاپلاس

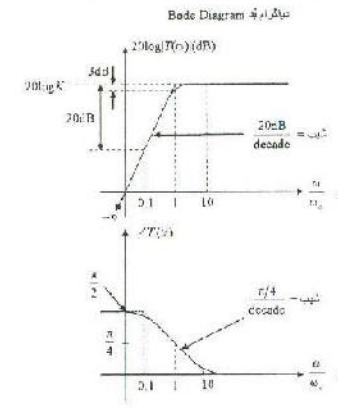
$$T(j\omega) = \frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)} \rightarrow T(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)}$$

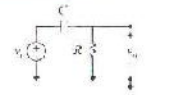
➔ $j\omega$ مناسب برای عملیات عددی ➔ به عنوان تابعی از فرکانس رسم می‌کنیم.

➔ s مناسب برای عملیات جبری

پاسخ فرکانسی تقویت کننده خطی

مثال: مدار بالاگذر





$$T(s) = \frac{RCs}{1+RCs} \rightarrow T(s) = \frac{Ks}{s+\omega_o} \rightarrow$$

$$T(s) = \frac{K}{1+\frac{\omega_o}{s}} \quad \& \quad T(\omega) = \frac{K}{1-j\frac{\omega_o}{\omega}}$$

$$K = A_M = 1$$

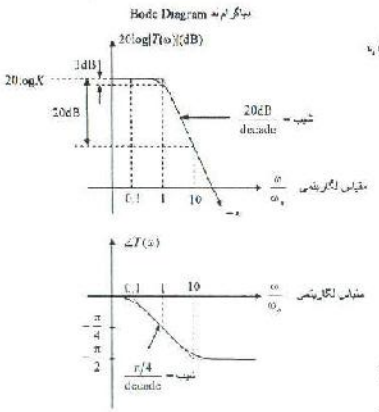
$$\omega_o = \frac{1}{RC} = \omega_L$$

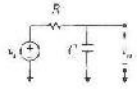
$$T(\omega)_{\omega=0} = 0 \quad \&$$

$$T(\omega)|_{\omega=\infty} = K$$

پاسخ فرکانسی تقویت کننده خطی

مثال: مدار پائین گذر





$$T(s) = \frac{1}{1+RCs} \rightarrow T(s) = \frac{K}{1-\frac{s}{\omega_o}} \quad \&$$

$$T(\omega) = \frac{K}{1+j\frac{\omega}{\omega_o}}$$

$$K = A_M = 1$$

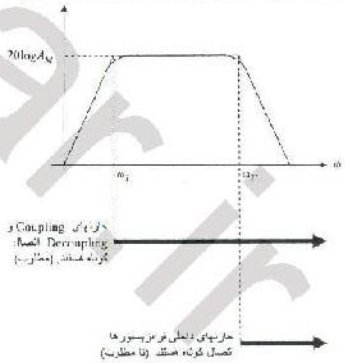
$$\omega_o = \frac{1}{RC} = \omega_H$$

$$T(\omega)|_{\omega=0} = K \quad \&$$

$$T(\omega)|_{\omega=\infty} = 0$$

طبقه بندی تقویت کننده ها از لحاظ پاسخ فرکانسی

۱) تقویت کننده کوپل شده خازنی

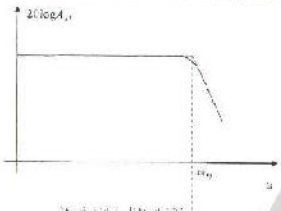


- فرکانس قطع پائین ناشی از خازن خارجی است که برای وصل دو طبقه مختلف، یا کوپل کردن سیگنال ورودی به تقویت کننده استفاده می شود.
- فرکانس قطع بالا در مورد ناشی از خازن های داخلی (ذاتی) خود افزاره(های) تقویت کننده می باشد.

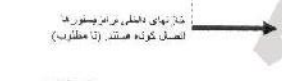
www.tnar.ir

طبقه بندی تقویت کننده ها از لحاظ پاسخ فرکانسی

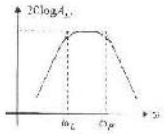
۲) تقویت کننده کوپل شده مستقیم (بدون خازن کوپل کردن)



- فرکانس قطع پائین صفر می باشد. چون از خازن خارجی که برای وصل دو طبقه مختلف و یا کوپل کردن سیگنال ورودی به تقویت کننده استفاده نمی شود.
- فرکانس قطع بالا ناشی از خازن های داخلی (ذاتی) خود قزاره(های) تقویت کننده می باشد.



۳) تقویت کننده کوپل شده میان گذر یا تنظیم شده (Tuned)



- بحث تقویت کننده نوع ۳) در الکترونیک ۳ و مدارهای مخابراتی مطرح خواهد شد.

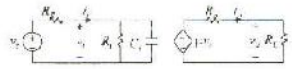
توجه:

$\omega_H - \omega_L =$ پهنای باند

$G.BW =$ بهره × پهنای باند

طبقه بندی تقویت کننده ها از لحاظ پاسخ فرکانسی

مثال: تقویت کننده مقابل را درنظر بگیرید. این تقویت کننده به صورت مستقیم کوپل شده است. در نتیجه فقط فرکانس قطع بالا دارد.



$\omega = 0$ → خازن مدار باز → $\dfrac{v_o}{v_s} = \mu \dfrac{R_i}{R_i + R_S} \dfrac{R_L}{R_o + R_L} = K$

$\omega = \infty$ → خازن اتصال کوتاه → $\dfrac{v_o}{v_s} = 0$

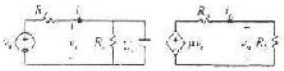
$0 < \omega < \infty$ → $R_i \rightarrow R_i \| \dfrac{1}{Cs}$ →

$$\frac{v_o}{v_s} = \mu \frac{R_i}{R_i + R_S} \frac{R_L}{R_o + R_L} \frac{1}{1 + sC_t(R_i \| R_S)}$$

$$= \frac{K}{1 - sC_t(R_i \| R_S)} = \frac{K}{1 + \dfrac{s}{\omega_H}}$$

→ $\omega_H = \dfrac{1}{C_t(R_i \| R_S)}$

طبقه بندی تقویت کننده ها از لحاظ پاسخ فرکانسی



فرکانس قطع به توسط خازن C_t تعیین می شود و این فرکانس از عکس حاصلضرب این خازن با مقاومتی که این خازن (در صورت صفر کردن منبع) می بیند به دست می آید.

در این مثال $\omega_L = 0$ است در نتیجه:

$$G.BW = \mu \cdot \frac{R_i}{R_i + R_S} \cdot \frac{R_L}{R_o + R_L} \cdot \frac{1}{C_t(R_i \| R_S)} = \mu \cdot \frac{R_L}{R_o + R_L} \cdot \frac{1}{C_t R_S}$$

توجه: برای بحث بیشتر پیرامون فرکانس قطع بالا تقویت کننده ها به الکترونیک ۳ مراجعه شود.

طبقه بندی تقویت کننده ها از لحاظ پاسخ فرکانسی

توجه: ω_H و ω_L را به صورت ω_{-3dB} نیز نشان می دهند.

$P \propto v_o^2$ & $V_o(\omega)\big|_{\omega=\omega_3} = \dfrac{V_{o,max}}{\sqrt{2}}$ → $P_o(\omega)\big|_{\omega=\omega_3} = \dfrac{P_{o,max}}{2}$ → dB در واحد

$$10\log P_o(\omega)\big|_{\omega=\omega_3} = 10\log P_{o,max} - 10\log 2 = 10\log P_{o,max} - 3\text{dB}$$

→ $\omega_3 = \omega_{-3dB}$

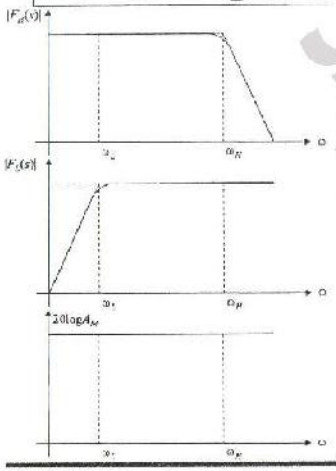
$P \propto i_o^2$ & $I_o(\omega)\big|_{\omega=\omega_3} = \dfrac{I_{o,max}}{\sqrt{2}}$ → $P_o(\omega)\big|_{\omega=\omega_3} = \dfrac{P_{o,max}}{2}$ → dB در واحد

$$10\log P_o(\omega)\big|_{\omega=\omega_3} = 10\log P_{o,max} - 10\log 2 = 10\log P_{o,max} - 3\text{dB}$$

→ $\omega_3 = \omega_{-3dB}$

www.ttnar.ir

طبقه بندی تقویت کننده ها از لحاظ پاسخ فرکانسی



تابع بهره $A(s)$:

- به طور کلی تابع بهره در حوزه فرکانسی به صورت مقابل بیان می شود:

$$A(s) = A_M F_L(s) F_H(s)$$

$$0 < F_L(s) < 1 \quad \& \quad 0 < F_H(s) < 1$$

L: فرکانس پائین $A(s) \approx A_M F_L(s)$

H: فرکانس بالا $A(s) \approx A_M F_H(s)$

M: فرکانس میانی $A(s) \approx A_M$

محاسبه تقریبی فرکانس قطع پائین و بالا

۱) محاسبه تقریب ω_H (مدار پائین گذر):

شکل کلی $F_H(s)$ به صورت مقابل می باشد:

$$F_H(s) = \frac{1 + a_1 s + a_2 s^2 + \ldots + a_{n_H} s^{n_H}}{1 + b_1 s + b_2 s^2 + \ldots + b_{n_H} s^{n_H}} \quad \rightarrow \quad F_H(s)\big|_{s=\infty} = 0 \quad \& \quad F_H(j\omega)$$

n_H خازن (و یا سلف) باید وجود داشته باشد.

ضرائب a_i و b_i هر **عدد حقیقی** می‌توانند باشند.

با استفاده از کامپیوتر و پس از به دست آوردن $F_H(s)$ و رسم $|F_H(j\omega)|$ می توان ω_H را به دست آورد.

اگر بخواهیم دیدی از مدار بدون استفاده از به دست آوردن $F_H(s)$ و کامپیوتر به دست آوریم از رابطه زیر استفاده می کنیم (رابطه دقیق):

$$b_1 = \frac{1}{\omega_{p1}} - \frac{1}{\omega_{p2}} + \ldots + \frac{1}{\omega_{pn}} = \sum_{i=1}^{n_H} C_i R_{io}$$

محاسبه تقریبی فرکانس قطع پائین و بالا

روش ثابت زمانی های مدار باز Open Circuit Time Constants

زمانی که همه قطب‌ها حقیقی باشند نتایج نسبتا دقیقی می دهد.

- تک تک خازن ها را جداگانه درنظر می گیریم، منابع را صفر می کنیم، خازن های دیگر را مدار باز می کنیم (ظرفیت خازن های دیگر را صفر فرض می کنیم)، و مقاومتی که خازن نام می بیند یعنی مقاومت نام را در آن خازن ضرب می کنیم.
- رابطه تقریبی:

$$b_1 \approx \frac{1}{\omega_{p1}} \quad \rightarrow \quad \omega_H \approx \omega_{p1} \approx \frac{1}{\sum_{i=1} C_i R_{io}}$$

- تقریب زمانی دقیق است که **یک قطب غالب داشته باشیم و همچنین صفرها غالب نباشند** (قطب غالب حداقل چهار برابر کوچکتر از قطب‌ها و صفرهای دیگر مدار باشد).
- در رابطه فوق فقط باید RCهایی را استفاده نمود که در مسیر سیگنال دیده می شوند.
- در مدارهای پیچیده معمولاً ما نمی دانیم که عبارت فوق برقرار است یا نه. با این وجود رابطه فوق نتایج بسیارخوبی را به دست می دهد. **این محاسبات نشان می دهد که کدام خازن (ها) محدودکننده فرکانس قطع می باشند.**

محاسبه تقریبی فرکانس قطع پائین و بالا

۲) محاسبه تقریب ω_L (مدار بالا گذر):

شکل کلی $F_L(s)$ به صورت مقابل می باشد:

$$F_L(s) = \frac{s^{n_L} + d_1 s^{n_L - 1} + \ldots}{s^{n_L} + e_1 s^{n_L - 1} + \ldots} \quad \rightarrow \quad F_L(s)\big|_{s=0} = 0 \quad \& \quad F_L(j\omega)$$

n_L خازن (و یا سلف) باید وجود داشته باشد.

ضرائب d_i و e_i هر عدد حقیقی می‌توانند باشند.

با استفاده از کامپیوتر و پس از به دست آوردن $F_L(s)$ و رسم $|F_L(j\omega)|$ می توان ω_L را به دست آورد.

اگر بخواهیم دیدی از مدار بدون استفاده از به دست آوردن $F_L(s)$ و کامپیوتر به دست آوریم از رابطه زیر استفاده می کنیم (رابطه دقیق):

$$e_1 = \omega_{z1} - \omega_{p2} + \ldots + \omega_{pn} = \sum_{i=1}^{n_L} \frac{1}{C_i R_{io}}$$

www.ut.ac.ir

محاسبه تقریبی فرکانس قطع پائین و بالا

روش ثابت زمانی هنری-اتصال کوتاه Short Circuit Time Constants

زمانی که همه قطب‌ها حقیقی باشند نتایج نسبتا دقیقی می‌دهد.

← تک تک خازن ها را جداگانه درنظر می گیریم، منابع را صفر می کنیم، خازن های دیگر را اتصال کوتاه می کنیم (ظرفیت خازن های دیگر را بی نهایت فرض می کنیم) و مقاومتی که خازن آنام می بیند یعنی مقاومت آنام را در آن ضرب می کنیم.

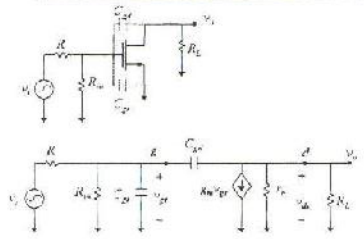
رابطه تقریبی:

$$\omega_1 \approx \omega_{p1} \quad \rightarrow \quad \omega_L \approx \omega_{p_1} \approx \sum_{i=1}^{n_L} \frac{1}{C_i R_{i_0}}$$

- تقریب زمانی دقیق است که یک قطب غالب داشته باشیم و همچنین صفرها غالب نباشند (قطب غالب حداقل چهار برابر کوچکتر از قطب‌ها و صفرهای دیگر مدار باشد)
- در رابطه فوق فقط باید RCهایی را استفاده نمود که در مسیر سیگنال دیده می شوند.
- در مدارهای پیچیده معمولاً ما نمی دانیم که عبارت فوق برقرار است یا نه. با این وجود رابطه فوق نتایج بسیارخوبی را به دست می دهد. این محاسبات نشان می دهد که کدام خازن (ها) محدودکننده فرکانس قطع می باشند.

طبقه بندی تقویت کننده ها از لحاظ پاسخ فرکانسی

مثال: بایاس در مدار مقابل نشان داده نشده است.

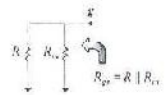


$$R'_L = R_L \| r_o$$
$$R = 100\ \text{K}$$
$$R_{in} = 420\ \text{K}$$
$$C_{gs} = C_{gd} = 1\ \text{pF}$$
$$R'_L = 3.33\ \text{K}$$
$$g_m = 4\ \text{mA/V}$$

برای محاسبه بهره باند میانه تمامی خازن های داخلی ترانزیستور، مدار باز و تمامی خازن های کوپل کردن اتصال کوتاه درنظر گرفته می شوند.

$$A_M = \frac{v_o}{v_s} = -\frac{R_{in}}{R + R_{in}} g_m R'_L \quad \rightarrow \quad A_M = -\frac{420}{420+100} \times 4 \times 3.33 = -10.8$$

طبقه بندی تقویت کننده ها از لحاظ پاسخ فرکانسی



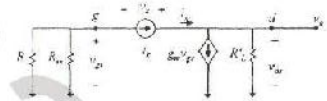
مقاومتی که C_{gs} می بیند برابر است:

$$R_{gs} = R_{in} \| R = 80.8\ \text{K}$$

$$\tau_{gs} = R_{gs} C_{gs} = 1 \times 10^{-12} \times 80.8 \times 10^3 = 80.8\ \text{nS}$$

طبقه بندی تقویت کننده ها از لحاظ پاسخ فرکانسی

مقاومتی که C_{gd} می بیند برابر است:



$$R_{gd} = \frac{v_x}{i_x} \qquad (1)$$

$$i_x = -\frac{v_{gs}}{R} - \frac{v_{gs}}{R_{in}} \quad \rightarrow \quad v_{gs} = -i_x (R \| R_{in}) \qquad (2)$$

$$\frac{v_{gs} - v_x}{R'_L} + g_m v_{gs} = i_x \qquad (3)$$

$$(1), (2), \& (3) \quad \rightarrow \quad R_{gd} = (R_{in} \| R) + R'_L + g_m R'_L (R_{in} \| R) = 1.16\ \text{M}$$

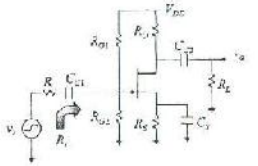
$$\tau_{gd} = R_{gd} C_{gd} = 1 \times 10^{-12} \times 1.16 \times 10^6 = 1160\ \text{nS} \quad \rightarrow \quad \tau_{gd} >> \tau_{gs}$$

$$\omega_H \approx \frac{1}{\tau_{gs} + \tau_{gd}} \qquad \omega_H \approx \frac{1}{(80.8 + 1160) \times 10^{-9}} = 806\text{Krad/S} \quad \rightarrow \quad f_H \approx 128\ \text{KHz}$$

www.ttnar.ir

پاسخ فرکانس های پائین تقویت کننده سورس مشترک

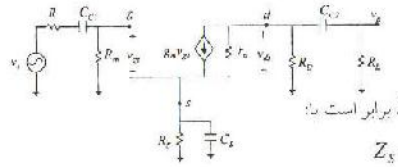
فرض می کنیم تمامی خازن های ذاتی اتصال باز می باشند



$$R_{in} = R_{G1} \| R_{G2}$$

$$v_g(s) = v_i(s) \frac{R_{in}}{R_{in} + R + \frac{1}{sC_{C1}}} \rightarrow$$

$$\frac{v_g(s)}{v_i(s)} = \frac{R_{in}}{R_{in} + R} \frac{s}{s + \frac{1}{C_{C1}(R_{in} + R)}}$$



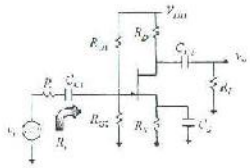
$$\omega_{p1} = \frac{1}{C_{C1}(R_{in} + R)}$$

امپدانس و دمیتانس برای خازن C_S و مقاومت R_S برابر است با:

$$Z_S = R_S \| \frac{1}{C_S s} \quad \& \quad Y_S = \frac{1}{R_S} + C_S s$$

پاسخ فرکانس های پائین تقویت کننده سورس مشترک

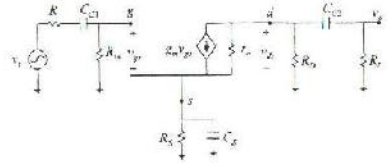
با صرف نظر از جریان r_o در مقابل $g_m v_{gs}$ خواهیم داشت:



$$i_d = g_m v_{gs} - i_s \rightarrow v_{gs} = \frac{i_d}{g_m} \rightarrow V_{gs} = \frac{I_d}{g_m}$$

$$V_g(s) = V_{gs} + V_s \rightarrow V_g = \frac{I_d}{g_m} + Z_S I_d$$

$$\rightarrow I_d(s) = \frac{V_g(s)}{\frac{1}{g_m} + Z_S} = g_m V_g \frac{Y_S}{g_m + Y_S}$$

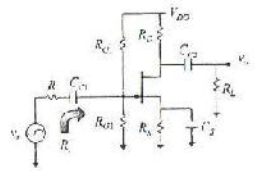


$$I_o(s) = g_m V_g(s) \frac{s + \frac{1}{C_S R_S}}{s + \frac{1}{C_S(R_S \| g_m^{-1})}}$$

$$\rightarrow \omega_z = \frac{1}{C_S R_S} \quad \& \quad \omega_{p2} = \frac{1}{C_S(R_S \| g_m^{-1})}$$

معمولاً $R_S >> g_m^{-1} \rightarrow \omega_z << \omega_p$

پاسخ فرکانس های پائین تقویت کننده سورس مشترک

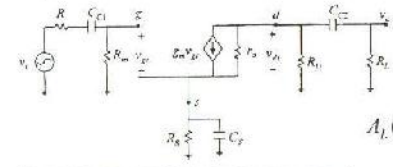


$$\frac{1}{g_m} << R_S \rightarrow \omega_{p2} \approx \frac{g_m}{C_S}$$

معمولاً $\omega_{p2} >> \omega_{p1}$ ←

با زمین فرض کردن سورس (برای موازی سازی r_o با R_D و R_L) و استفاده از تقسیم امپدانسی ولتاژ:

$$V_o(s) = -I_d(s)(R_D \| r_o \| R_L) \frac{s}{s + \frac{1}{C_{C2}[R_L + (R_D \| r_o)]}}$$



$$\rightarrow \omega_{p3} = \frac{1}{C_{C2}[R_L + (R_D \| r_o)]}$$

$$A_L(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = A_M \frac{s}{s + \omega_{p1}} \cdot \frac{s + \omega_z}{s + \omega_{p2}} \cdot \frac{s}{s + \omega_{p3}}$$

$$A_M = -\frac{R_{in}}{R_{in} + R} g_m (R_D \| r_o \| R_L)$$

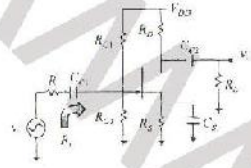
توجه:

$s = j\omega$ & $\omega >>> \omega_{p1}, \omega_{p2}, \omega_{p3}, \omega_z$

$\rightarrow |A_L(j\omega)| \simeq A_M$

پاسخ فرکانس های پائین تقویت کننده سورس مشترک

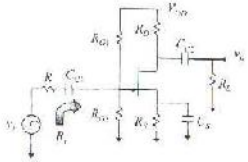
مثال: می خواهیم مقادیر مناسبی برای خازن های کوپل کردن C_{C1}، C_{C2} و C_S به نحوی انتخاب کنیم که پاسخ فرکانسی پائین در فرکانس $100Hz$ دارای قطب غالب باشد و نزدیکترین قطب یا صفر حداقل یک دهه از آن دور باشد. بهره ولتاژ باند میانی را نیز تعیین کنید.



$V_{DD} = 20$ V
$R = 100$ K
$R_{G1} = 1.4$ M
$R_{G2} = 0.6$ M
$R_S = 3.5$ K
$R_D = 5$ K
$r_o = \infty$
$R_L = 10$ K
$V_P = -2$ V $= V_{TH}$
$I_{DSS} = 8$ mA $\rightarrow K = \frac{I_{DSS}}{V_P^2} = \frac{8}{4} = 2 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$

ut.ac.ir

پاسخ فرکانس های پائین تقویت کننده سورس مشترک



$I_D = 2\,\text{mA} \rightarrow g_m = 2\sqrt{KI_D} = 2\sqrt{2}\times 2 = 4\,\frac{\text{mA}}{\text{V}}$

$V_{GS} = -1\,\text{V}$

$V_L = 10\,\text{V}$

$R_{in} = R_{G1} \| R_{G2} = 420\,\text{K}$

علامت — به عنوان اختلاف فاز 180 درجه باید در نظر گرفته شود.

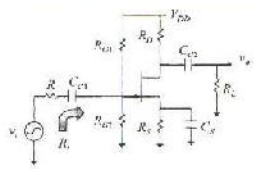
$R_{in} = R + R_{in} = 520\,\text{K}$

$A_M = -\frac{R_{in}}{R_{in}+R_s} g_m (R_D \| r_o \| R_L) = -10.8 = 20.7\text{dB}$

$R_{CS} = R_S \| \frac{1}{g_m} = 0.233\text{K}$

$R_{C2} = R_D + R_L = 15\,\text{K}$

پاسخ فرکانس های پائین تقویت کننده سورس مشترک



با توجه به این که مقاومت R_{CS} از مقاومت های دیگر کوچکتر است قطب غالب منطقاً از حاصلضرب $R_{CS}C_S$ ناشی شود.

$R_{CS} \ll R_{C1}$ & R_{C2} →

قطب غالب: $\frac{1}{R_{CS}C_S}$ $\quad 2\pi\times 100\text{Hz} = \frac{1}{R_{CS}C_S}$

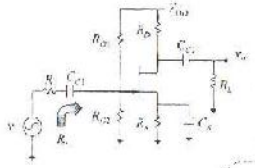
$\rightarrow C_S = 6.83\,\mu\text{F}$

$f_z = \frac{1}{2\pi C_S R_S} = \frac{1}{2\pi\times 6.83\times 10^{-6}\times 3.5\times 10^3} = 6.7\text{Hz} \ll 100\text{Hz}$

$f_{L1} = f_{L2} = \frac{100}{10} = 10\text{Hz}$ →

$C_{C1} = \frac{1}{2\pi\times 10\times 520\times 10^3} = 0.03\mu\text{F}$ $\quad C_{C2} = \frac{1}{2\pi\times 10\times 15\times 10^3} = 1.06\mu\text{F}$

پاسخ فرکانس های پائین تقویت کننده سورس مشترک



استفاده از روش ثابت زمانی های اتصال کوتاه:

$C_S = C_{C2} = \infty \rightarrow R_{t1} = R + R_{in}$

$C_S = C_{C1} = \infty \rightarrow R_{C2} = R_D \| r_o + R_L$

$C_{C1} = C_{C2} = \infty \rightarrow R_C = R_S \| \frac{1}{g_m}$

$\tau_{C1} = (R + R_{in})C_{C1} = 520\text{K} \times 0.03\mu$

$\tau_{C2} = (R_D + R_L)C_{C2} = 15\text{K} \times 1.06\mu$

$\tau_{CS} = \left(R_S \| g_m^{-1}\right)C_{CS} = 0.233\text{K} \times 6.83\mu$

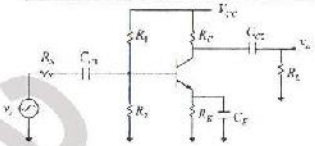
جریان گیت صفر است و در نتیجه $v_g = 0$

$f_L = \frac{1}{2\pi}\left(\frac{1}{\tau_{C1}} + \frac{1}{\tau_{C2}} + \frac{1}{\tau_{CS}}\right) \rightarrow$

$f_L \approx 100\text{Hz} + 10\text{Hz} + 10\text{Hz} = 120\text{Hz}$

←در نتیجه روش ثابت زمانی اتصال کوتاه نتایج دقیقی می دهد که برای محاسبات اولیه قبل از کامپیوتر مناسب می باشد.

پاسخ فرکانس های پائین تقویت کننده امیتر مشترک



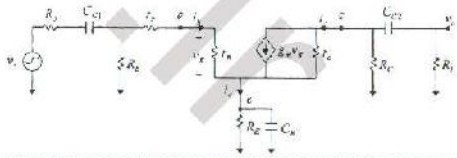
امیتر مشترک: محاسبه فرکانس قطع پایین در این حالت مشکل تر از حالت FET می باشد زیرا جریان ورودی در گیت از صفر می باشد. می توان نشان داد:

$A(s) = A_M \frac{1}{1+\frac{s}{\omega_{p1}}} \frac{s^2(s+\omega_z)}{(s+\omega_{p1})(s+\omega_{p2})(s-\omega_{p3})}$

استفاده از روش ثابت زمانی های اتصال کوتاه: $C_E = C_{C2} = \infty \rightarrow R_{C1} = R_S + R_B \| (r_x + r_\pi)$

$C_E = C_{C1} = \infty \rightarrow R_{C2} = R_L + (R_C \| r_o)$

$C_{C1} = C_{C2} = \infty \rightarrow R_{CE} \approx R_E \| \frac{r_x + r_\pi + (R_E \| R_S)}{\beta_o + 1} = R'_E$

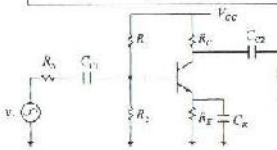


$\omega_L \approx \frac{1}{\tau_{C1}} + \frac{1}{\tau_{C2}} - \frac{1}{\tau_{CE}} \rightarrow$

$\omega_L \approx \frac{1}{C_{C1}R_{C1}} - \frac{1}{C_{C2}R_{C2}} + \frac{1}{C_{CE}R_{CE}}$

www.ttnar.ir

پاسخ فرکانس های پائین تقویت کننده امیتر مشترک



توجه: صفر نسبت v_b/v_i ؛ مانی اتفاق می افتد که:

$$Z_E = \infty$$

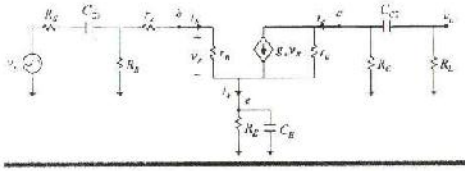
$$Z_E = \frac{1}{\frac{1}{R_E} + sC_E} \qquad \omega_Z = \frac{1}{R_E C_E} \rightarrow \omega_1 >> \omega_2$$

توجه: مقاومت های R_B ،R_1 ،R_2 و R_S در Z_E شامل نمی شوند زیرا آنها در A_{Nl} به صورت یک فاکتور شامل شده اند و صفر مربوط به v_x/v_s می باشند. این صفر بهره ولتاژ را به صورت زیر تبدیل می کند:

$$A_v(s) \propto (s + \omega_Z)$$

$$R'_E << R_{C1},\ R_{C2} \rightarrow$$

قطب غالب: $\dfrac{1}{R'_E C_E}$



توجه: مقادیر استاندارد خازن ها به نحوی انتخاب می شود که ω_L کوچکتر از مقدار مورد نظر شود.

© Ali Afzali-Kushe
afzali@ut.ac.ir

www.ut.ac.ir

مطالب این بخش

هدف: آشنایی با تقویت کننده های تفاضلی و منابع جریان.

۱- مقدمه
۲- رفتار علامت بزرگ زوج تفاضلی BJT
۳- رفتار علامت کوچک تقویت‌کننده تفاضلی BJT
۴- نحوه تقسیم سیگنال ورودی بین دو ترانزیستور ورودی
۵- تجزیه و تحلیل علامت کوچک تقویت‌کننده تفاضلی BJT
۶- معادل بودن یک تقویت‌کننده تفاضلی با یک مدار امیتر مشترک
۷- تقویت‌کننده تفاضلی در حالت مد مشترک
۸- مشخصات غیرایده‌آل تقویت‌کننده‌های تفاضلی
۹- بایاس کردن تقویت‌کننده‌های تفاضلی با استفاده از مقاومت R_E
۱۰- تقویت‌کننده‌های تفاضلی MOS
۱۱- نکاتی در طراحی مدارات مجتمع
۱۲- ترانزیستور بسته شده به صورت دیود

مطالب این بخش

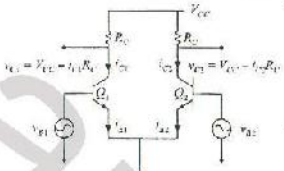
هدف: آشنایی با تقویت کننده های تفاضلی و منابع جریان.

۱۳- آئینه جریان BJT
۱۴- منبع جریان ساده
۱۵- مدارهای کنترل‌کننده جریان
۱۶- مدارات منابع جریان بهبود یافته
۱۷- منابع جریان با استفاده از MOS
۱۸- تقویت‌کننده تفاضلی با بار فعال

مقدمه

مدار کلکتور باید به نحوی باشد که ترانزیستور هیچگاه وارد ناحیه اشباع نشود.

قانون کلی: $v_{B1} < v_{B2} \rightarrow i_{E1} < i_{E2}$



حالت اول: هر دو پین به یکدیگر وصل شده و دارای ولتاژی که ولتاژ مد مشترک نامیده می‌شود، هستند.

$Q_1 = Q_2$
$v_{E1} = v_{E2} = v_E$
$NPN: V_{BE,ON} = 0.7\ \text{V}$ & $PNP: V_{EB,ON} = 0.7\ \text{V}$
$v_{B1} = v_{B2} = v_{CM}$ CM: *Common Mode*
$\rightarrow \quad v_E = v_{CM} - 0.7$

$\rightarrow i_{E1} = i_{E2} = \frac{I}{2} \quad i_{C1} = i_{C2} = \alpha\frac{I}{2}$

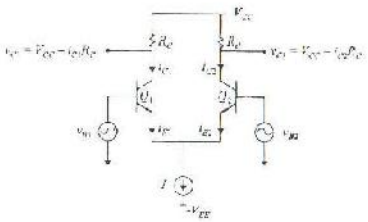
$v_{C1} = v_{C2} = V_{CC} - \alpha\frac{I}{2}R_C \quad v_{C2} - v_{C1} = 0$

حال اگر ولتاژ v_{CM} تغییر پیدا کند، از آنجا که ولتاژ v_{B1} و v_{B2} به یک اندازه تغییر می‌کنند $\leftarrow v_{C2} - v_{C1}$ همچنان صفر خواهد ماند.

$\leftarrow$ دفع (*Reject*) ولتاژ مشترک را نتیجه می‌دهد.

مقدمه

آرایش زوج دیفرانسیلی BJT در شکل مقابل نمایش داده شده است.



کاربرد (به طور معمول در مدارت مجتمع):

۱) **آنالوگ**

این تقویت‌کننده‌ها در مدارات مجتمع آنالوگ بسیار مورد استفاده قرار می‌گیرند.

طبقه ورودی هر Op-Amp به عنوان مثال از این نوع طبقات تشکیل شده است.

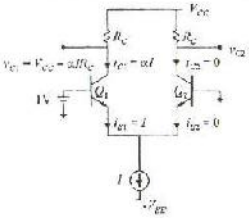
۲) **دیجیتال**

آنها برای مدارات لاجیک (منطقی) سریع که Emitter Coupled Logic (ECL) نامیده می‌شوند نیز به کار می‌روند.

- ✓ یک مزیت عمده این می‌باشد که هرگونه تغییر در درجه حرارت یا ولتاژ تغذیه به یک اندازه طبقات مختلف را تحت تأثیر قرار می‌دهد و در نتیجه همانند نویز در این مدارات تضعیف می گردد.
- ✓ تقویت‌کننده‌های تفاضلی عمدتاً در ابزار دقیق مورد استفاده قرار می‌گیرند تا بتوان سیگنال مد مشترک را حذف نمود.
- ✓ این مدارات می‌توانند نیز در طراحی مدارات مجزا مورد استفاده قرار گیرند ولی معمول نمی‌باشد.

www.ttnari.ir

مقدمه



حالت دوم: حالتی را درنظر بگیرید که v_{B2} را به زمین وصل کنیم و ولتاژ v_{B1} را به $+1V$.

Q_1 روشن خواهد بود و تمام جریان را از خود عبور می‌دهد.

Q_2 خاموش خواهد بود و جریان آن صفر خواهد بود.

$v_{B1} = 1\ V$

$v_{B2} = 0\ V$

توجه: ترانزیستور روشن تعیین کننده ولتاژ امیتر v_E است.

$v_{B1} - v_{B2} = 1\ V \rightarrow$ Q_1: On

Q_2: Off

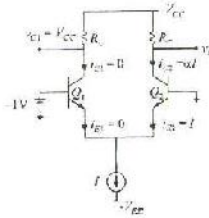
$v_E = v_{B2} - 0.7 = 1 - 0.7 = 0.3\ V \rightarrow$

$i_{E1} = I \rightarrow i_{C1} = \alpha I \rightarrow v_{C1} = V_{CC} - \alpha I R_C$

$i_{E2} = 0 \rightarrow i_{C2} = 0 \rightarrow v_{C2} = V_{CC}$

$v_{C1} - v_{C2} = -\alpha I R_C$

مقدمه



حالت سوم: حالتی را درنظر بگیرید که v_{B2} را به زمین وصل کنیم و ولتاژ v_{B1} را به $-1\ V$.

Q_2 روشن خواهد بود و تمام جریان را از خود عبور می‌دهد.

Q_1 خاموش خواهد بود و جریان آن صفر خواهد بود.

$v_{B1} = -1\ V$

$v_{B2} = 0\ V$

توجه: ترانزیستور روشن تعیین کننده ولتاژ امیتر v_E است.

$v_{B1} - v_{B2} = -1\ V \rightarrow$ Q_1: Off

Q_2: On

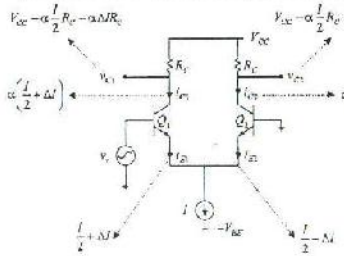
$v_E = v_{B2} - 0.7 = 0 - 0.7 = -0.7\ V \rightarrow$

$i_{E2} = I \rightarrow i_{C2} = \alpha I \rightarrow v_{C2} = V_{CC} - \alpha I R_C$

$i_{E1} = 0 \rightarrow i_{C1} = 0 \rightarrow v_{C1} = V_{CC}$

$v_{C1} - v_{C2} = +\alpha I R_C$

مقدمه



حالت چهارم: اختلاف پتانسیل بین دو پیس چند میلی‌ولت می‌باشد.

← یک ترانزیستور $I/2+\Delta I$ و دیگری $I/2-\Delta I$ از خود عبور خواهد داد.

←

$v_I > 0$ ولی $v_I \simeq 0$

حالتی است که این تقویت‌کننده تفاضلی به صورت خطی رفتار می‌کند. خواهیم دید که در این حالت:

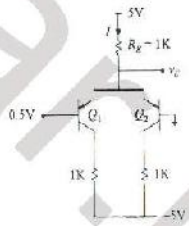
$i_{E1} = \frac{I}{2} + \Delta I \qquad i_{C1} = \alpha\left(\frac{I}{2} + \Delta I\right) \qquad v_{C1} = V_{CC} - \alpha\frac{I}{2}R_C - \alpha\Delta I R_C$

$i_{E2} = \frac{I}{2} - \Delta I \qquad i_{C2} = \alpha\left(\frac{I}{2} - \Delta I\right) \qquad v_{C2} = V_{CC} - \alpha\frac{I}{2}R_C + \alpha\Delta I R_C$

$\rightarrow \qquad v_{C2} - v_{C1} = 2\alpha\Delta I R_C$

مقدمه

مثال:



Q_1 : Off → $v_{C1} = -5\ V$

Q_2 : On → $v_E = v_B - V_{EB,ON} = 0 - 0.7\ V$

→ $I = \frac{5 - 0.7}{1} = 4.3 mA$

→ $v_{C2} = -0.7\ V$

www.tnar.ir

رفتار علامت بزرگ زوج تفاضلی BJT

مشاهده: اختلاف بسیار کوچک، در اختلاف ولتاژ بین دو بیس سبب می‌شود که $e^{\frac{v_{B2}-v_{B1}}{V_T}}$ بزرگ شده و یک کسری کوچکی از جریان I از ترانزیستور Q_1 عبور خواهد کرد و بقیه آن از Q_2 (تقریباً تمامی جریان I)

$$v_{B1}=v_{B2}=v_{CM} \rightarrow i_{E1}=i_{E2}=\frac{I}{2} \rightarrow \neq f(v_{B1},v_{B2})$$

$$v_{B1}-v_{E2}=2V_T=2\times 26=52\ \text{mV} \rightarrow \begin{cases} i_{E1}=\dfrac{I}{1-e^{-2}}\approx I \\ i_{E2}=\dfrac{I}{1-e^{2}}<<I \end{cases}$$

$$v_{B1}-v_{E2}=4V_t=4\times 26=104\ \text{mV} \rightarrow \begin{cases} i_{E1}=\dfrac{I}{1-e^{-4}}\approx I \\ i_{E2}=\dfrac{I}{1+e^{4}}\approx 0 \end{cases}$$

رفتار علامت بزرگ زوج تفاضلی BJT

تحلیل کلی:

$$i_{E1}=\frac{I_S}{\alpha}e^{\frac{v_{B1}-v_E}{V_T}} \quad \& \quad i_{E2}=\frac{I_S}{\alpha}e^{\frac{v_{B2}-v_E}{V_T}}$$

$$\& \quad \frac{i_{E1}}{i_{E2}}=e^{\frac{v_{B1}-v_{B2}}{V_T}} \rightarrow \begin{cases} \dfrac{i_{E1}}{i_{E1}+i_{E2}}=\dfrac{1}{1-e^{\frac{v_{B2}-v_{B1}}{V_T}}} & (1a) \\ \dfrac{i_{E2}}{i_{E1}+i_{E2}}=\dfrac{1}{1+e^{\frac{v_{B1}-v_{B2}}{V_T}}} & (1b) \end{cases}$$

جریان‌ها به عنوان تابعی از جریان کل و تفاضل دو ولتاژ بیس ← نام تقویت‌کننده تفاضلی

$$i_{E1}+i_{E2}=I \qquad (2)$$

$$(1)\ \&\ (2) \rightarrow \begin{cases} i_{E1}=\dfrac{I}{1+e^{\frac{v_{B2}-v_{B1}}{V_T}}} & \& \quad i_{C1}=\alpha i_{E1} \\ i_{E2}=\dfrac{I}{1+e^{\frac{v_{B1}-v_{B2}}{V_T}}} & \& \quad i_{C2}=\alpha i_{E2} \end{cases}$$

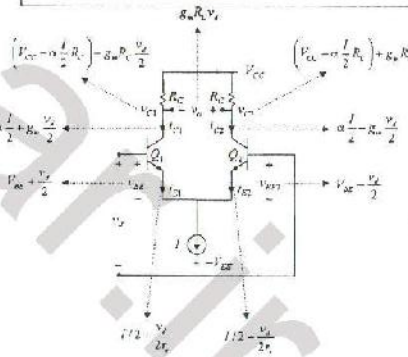
رفتار علامت کوچک تقویت‌کننده تفاضلی BJT

منبع جریان در حالت AC در مدار دیده می‌شود و اختلاف پتانسیل v_d بین دو بیس وجود دارد. چون هر دو بیس یکسان هستند پس باید وسط آنها زمین باشد و

$$v_{be1}=\frac{v_d}{2} \quad \& \quad v_{be2}=-\frac{v_d}{2}=-v_{eb2}$$

بین بیس‌ها، و امیتر قرار گیرد

امیتر ترمینال مشترک بین دو ترانزیستور است و ولتاژها نسبت به آن می توانند سنجیده شوند.



راه های اعمال سیگنال ورودی:

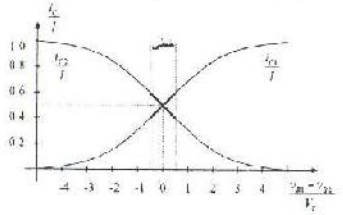
۱) یکی از دو بیس می‌تواند زمین شود و دیگری به v_d وصل شود.

۲) روش دیگر وصل کردن در خروجی یک تقویت‌کننده تفاضلی به ورودی‌های این تقویت‌کننده تفاضلی می‌باشد. ($v_d/2$ به یک ورودی و $-v_d/2$ به ورودی دیگر).

در این صورت در واقع $v_{CM}+v_d/2$ به یک ورودی و $v_{CM}-v_d/2$ به ورودی دیگر وصل شده است.

رفتار علامت بزرگ زوج تفاضلی BJT

مشخصه کاملاً غیر خطی است.



همان‌گونه که از شکل مقابل مشاهده می‌شود، فقط در ناحیه بین $V_T/2$ و $-V_T/2$ می‌توان رفتار خطی را مشاهده نمود.

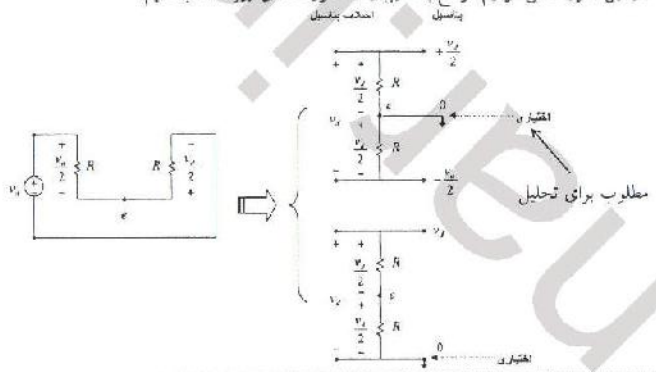
← تجزیه و تحلیل در این ناحیه تجزیه و تحلیل علامت کوچک می‌تواند باشد.

www.ttnar.ir

نحوه تقسیم سیگنال ورودی بین دو ترانزیستور ورودی

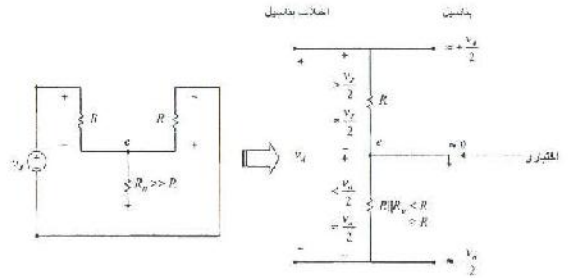
برای مدار داده شده، اعمال ورودی از طریق یک منبع سیگنال هنگامی که مقاومت متصل به گره e بی نهایت است.

در این صورت می توانیم مرجع پتانسیل را به صورت های زیر انتخاب کنیم:



نحوه تقسیم سیگنال ورودی بین دو ترانزیستور ورودی

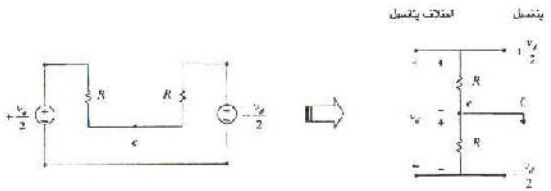
برای مدار داده شده، اعمال ورودی از طریق یک منبع سیگنال هنگامی که مقاومت متصل به گره e بی نهایت نیست.



با زمین سیگنال یا زمین R_0 یکی نیست و جریان R_0 صفر نیست ولی با تقریب از جریان آن صرف نظر می کنیم. در نتیجه می توانیم فرض کنیم که هر یک از Rها به اندازه $v_0/2$ ولتاژ دو سرش می افتد.

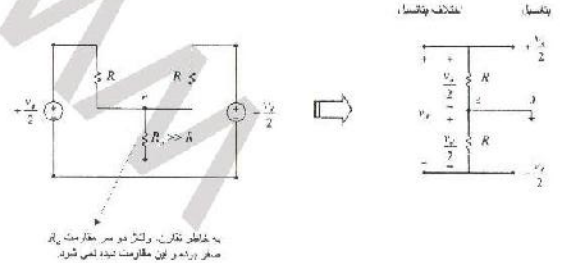
نحوه تقسیم سیگنال ورودی بین دو ترانزیستور ورودی

برای مدار داده شده، اعمال ورودی از طریق دو منبع سیگنال تفاضلی هنگامی که مقاومت متصل به گره e بی نهایت است.



نحوه تقسیم سیگنال ورودی بین دو ترانزیستور ورودی

برای مدار داده شده، اعمال ورودی از طریق دو منبع سیگنال تفاضلی هنگامی که مقاومت متصل به گره e بی نهایت نیست:



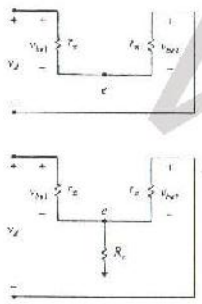
ut.ac.ir

نحوه تقسیم سیگنال ورودی بین دو ترانزیستور ورودی

در مقایسه با مدار قبل، برای یک مدار تقویت کننده تفاضلی BJT خواهیم داشت

$R = r_\pi$

R_o: مقاومت خروجی منبع جریان



رفتار علامت کوچک تقویت‌کننده تفاضلی BJT

تجزیه و تحلیل جبری:

$v_{B1} - v_{B2} = v_d \rightarrow$ $i_{C1} = \dfrac{\alpha I}{1+e^{-\frac{v_d}{V_T}}}$ $i_{C1} = \dfrac{\alpha I e^{\frac{v_d}{2V_T}}}{e^{\frac{v_d}{2V_T}} + e^{-\frac{v_d}{2V_T}}}$ (1)

$i_{C2} = \dfrac{\alpha I}{1+e^{\frac{v_d}{V_T}}}$ $i_{C2} = \dfrac{\alpha I e^{-\frac{v_d}{2V_T}}}{e^{\frac{v_d}{2V_T}} + e^{-\frac{v_d}{2V_T}}}$ (2)

(1) & $\dfrac{v_d}{2} \ll V_T \rightarrow$ $i_{C1} \approx \dfrac{\alpha I\left(1+\frac{v_d}{2V_T}\right)}{1+\frac{v_d}{2V_T}-1-\frac{v_d}{2V_T}} = \dfrac{\alpha I}{2}\left(1+\dfrac{v_d}{2V_T}\right)$

$\rightarrow$ $i_{C1} \approx \dfrac{\alpha I}{2} + \dfrac{\alpha I}{2V_T}\dfrac{v_d}{2}$ $I_{C1} = \dfrac{\alpha I}{2}$ $i_{c1} = +\dfrac{\alpha I}{2V_T}\dfrac{v_d}{2} = g_m \dfrac{v_d}{2}$

مشابهاً داریم:

$\rightarrow$ $i_{C2} \approx \dfrac{\alpha I}{2} - \dfrac{\alpha I}{2V_T}\dfrac{v_d}{2}$ $I_{C2} = \dfrac{\alpha I}{2}$ $i_{c2} = -\dfrac{\alpha I}{2V_T}\dfrac{v_d}{2} = -g_m \dfrac{v_d}{2}$

تجزیه و تحلیل علامت کوچک تقویت‌کننده تفاضلی BJT

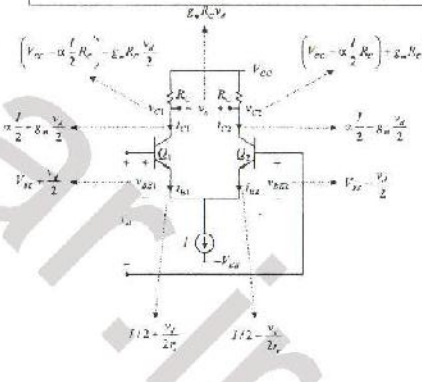
پارامترهای مدار معادل علامت کوچک تقویت کننده های تفاضلی:

$I_{E1} = I_{E2} = \dfrac{I}{2} \rightarrow$ $r_e = r_{e1} = \dfrac{V_T}{I_E} = \dfrac{V_T}{I/2} = \dfrac{2V_T}{I}$

$I_{C1} = I_{C2} = \dfrac{\alpha I}{2} \rightarrow$ $g_{m1} = g_{m2} = \dfrac{I_C}{V_T} = \dfrac{\alpha I/2}{V_T} = \dfrac{\alpha I}{2V_T}$

$I_{B1} = I_{B2} = \dfrac{I}{2(\beta+1)} \rightarrow$ $r_{\pi 1} = r_{\pi 2} = \dfrac{V_T}{I_B} = \dfrac{V_T}{I/2(\beta+1)} = \dfrac{2(\beta+1)V_T}{I}$

رفتار علامت کوچک تقویت‌کننده تفاضلی BJT



$v_i = v_d$

$v_{BE1} = V_{BE} + \dfrac{v_d}{2}$ $v_{be1} = \dfrac{v_d}{2}$

$v_{BE2} = V_{BE} - \dfrac{v_d}{2}$ $v_{be2} = -\dfrac{v_d}{2}$

$i_{C1} = \alpha\dfrac{I}{2} + g_m\dfrac{v_d}{2}$

$i_{C2} = \alpha\dfrac{I}{2} - g_m\dfrac{v_d}{2}$

$v_{C1} = \left(V_{CC} - \alpha\dfrac{I}{2}R_C\right) - g_m R_C\dfrac{v_d}{2}$

$v_{C2} = \left(V_{CC} - \alpha\dfrac{I}{2}R_C\right) + g_m R_C\dfrac{v_d}{2}$

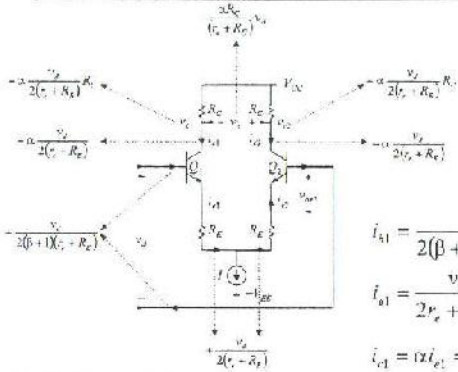
$v_o = v_{C2} - v_{C1} = g_m R_C v_d$

www.ttnar.ir

رفتار علامت کوچک تقویت‌کننده تفاضلی BJT

روش دیگر به دست آوردن مقادیر علامت کوچک

توجه: این روش زمانی که مقاومت R_E در امیترهای هر یک از دو ترانزیستور وجود داشته باشند بسیار مفید است.



$v_i = v_d$

ولتاژ v_d بر دو سر دو مقاومت r_e می‌افتد و در نتیجه جریان

$$i_{b1} = \frac{v_d}{2(\beta+1)(r_e+R_E)} = -i_{b2}$$

$$i_{e1} = \frac{v_d}{2r_e + 2R_E} = -i_{e2} \rightarrow$$

$$i_{c1} = \alpha i_{e1} = -i_{c2}$$

$$v_{C1} = -\alpha \frac{v_d}{2(r_e - R_E)} R_C = -v_{C2}$$

توجه: این روش قابل اعمال به تقویت کننده امیتر مشترک غیر تفاضلی نیز است.

رفتار علامت کوچک تقویت‌کننده تفاضلی BJT

$$i_{c1} = +g_m \frac{v_d}{2} \qquad i_{c2} = -g_m \frac{v_d}{2}$$

حالت کلی، که r_o نیز در نظر گرفته شود:

$$\left.\begin{aligned} v_{o1} = v_{c1} &= -g_m \frac{v_d}{2}(R_C \| r_o) \\ v_{o2} = v_{c2} &= +g_m \frac{v_d}{2}(R_C \| r_o) \end{aligned}\right\} \rightarrow \quad v_o = v_{c2} - v_{c1} = +g_m v_d (R_C \| r_o)$$

$$A_d = \frac{v_o}{v_d} = +g_m (R_C \| r_o)$$

$$A_{d1} = \frac{v_{c1}}{v_d} = -\frac{1}{2} g_m (R_C \| r_o)$$

$$A_{d2} = \frac{v_{o2}}{v_d} = +\frac{1}{2} g_m (R_C \| r_o)$$

رفتار علامت کوچک تقویت‌کننده تفاضلی BJT

خروجی تفاضلی *Differential Ended*

$$v_o = v_{c2} - v_{c1} = \alpha \frac{v_d}{(r_e + R_E)} R_C$$

$$A_d = \frac{v_o}{v_d} = \alpha \frac{R_C}{(r_e + R_E)} \approx \frac{R_C}{(r_e + R_E)}$$

دو صورتی که از یک منبع استفاده شود، R_S را برای دو طرف در نظر می گیریم:

$$A_d = \frac{v_o}{v_s} = \alpha \frac{R_C}{(r_e + R_E) + R_S/[2(\beta+1)]} \approx \frac{R_C}{(r_e + R_E) + R_S/[2(\beta+1)]}$$

خروجی تک انتهایی *Single Ended*

R_S بی

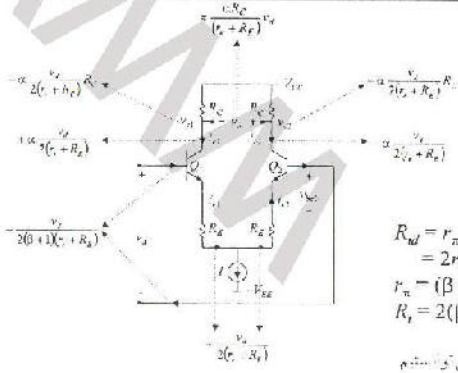
$$A_{d1} = \frac{v_{o1}}{v_d} = -\frac{v_{o2}}{v_d} = -A_{d2} = -\alpha \frac{R_C}{2(r_e - R_E)} \approx \frac{R_C}{2(r_e + R_E)}$$

R_S با

$$A_{d1} = \frac{v_{o1}}{v_s} = -\frac{v_{o2}}{v_s} = -A_{d2} = -\alpha \frac{R_C}{2(r_e - R_E) + R_S/(\beta+1)} \approx -\frac{R_C}{2(r_e - R_E) + R_S/(\beta+1)}$$

رفتار علامت کوچک تقویت‌کننده تفاضلی BJT

مقاومت تفاضلی ورودی: مقاومت دیده شده بین دو پین می‌باشد



$$i_{e1} = (\beta+1) i_{b1}$$

$$i_i = i_{b1}$$

$$i_i = \frac{v_s}{R_i}$$

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

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

$$R_i = 2(\beta+1)(r_e + R_E)$$

از قاعده انعکاس مقاومت امیتر در پین نیز می توانستیم استفاده کنیم.

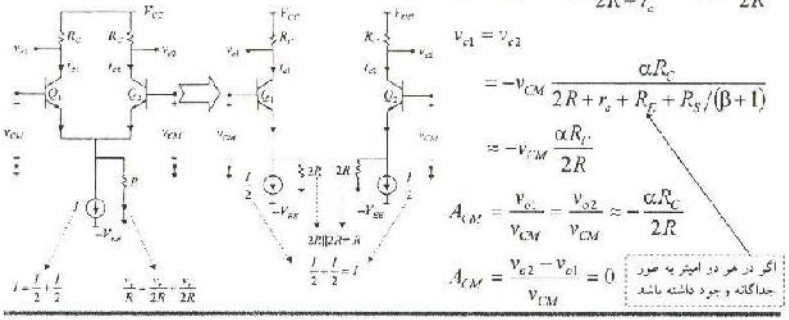
www.ut.ac.ir

تقویت‌کننده تفاضلی در حالت مد مشترک

بهره مد مشترک: *Common-Mode Gain*

می‌توان بهره مد مشترک را به صورت زیر محاسبه کرد.

← برای تجزیه و تحلیل می‌توانیم نصف مدار حالت مشترک زیر را مورد استفاده قرار دهیم



$$v_{c1} = v_{c2} = -v_{CM}\frac{\alpha R_C}{2R + r_e} \approx -v_{CM}\frac{\alpha R_C}{2R}$$

$$v_{c1} = v_{c2} = -v_{CM}\frac{\alpha R_C}{2R + r_e + R_E + R_S/(\beta+1)} \approx -v_{CM}\frac{\alpha R_C}{2R}$$

$$A_{CM} = \frac{v_{o1}}{v_{CM}} = \frac{v_{o2}}{v_{CM}} \approx -\frac{\alpha R_C}{2R}$$

$$A_{CM} = \frac{v_{o2} - v_{o1}}{v_{CM}} = 0$$

اگر در هر دو امیتر یه صور جداگانه و جود داشته باشد

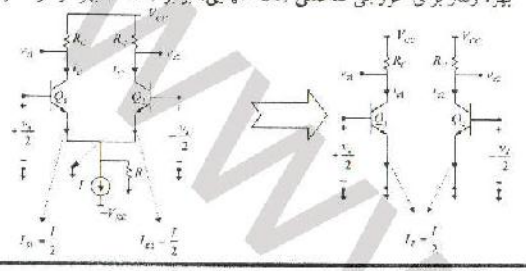
معادل بودن یک تقویت‌کننده تفاضلی با یک مدار امیتر مشترک

برای محاسبه بهره ولتاژ و مقاومت ورودی تقویت کننده تفاضلی از مدار معادل ساده شده (نصفه مدار تفاضلی *(Differential Half Circuit* می‌توانیم استفاده کنیم.

← برای تجزیه و تحلیل علامت کوچک می‌توانیم نصف مدار تفاضلی زیر را مورد استفاده قرار دهیم.

برای تجزیه و تحلیل از مدار معادل H-π استفاده می‌کنیم.

- مقاومت ورودی زوج تفاضلی **دو برابر** مقاومت ورودی مدار نصفه می‌باشد.
- بهره ولتاژ برای خروجی **تفاضلی (تک انتهایی)** برابر (نصف) بهره ولتاژ مدار نصفه است.



اگر بخواهیم خیلی دقیق باشیم، باید R به صور موازی با منبع جریان قرار گیرد. ولی از آن جا که ما از R فقط برای محاسبات ac استفاده می کنیم، بدین نحو اتصال آن را نشان داده ایم.

تقویت‌کننده تفاضلی در حالت مد مشترک

نسبت دفع حالت مشترک:

Common Mode Rejection Ratio: CMRR

$$\text{CMRR} = \left|\frac{A_d}{A_{CM}}\right| \quad \& \quad \text{CMRR} = 20\log\left|\frac{A_d}{A_{CM}}\right|$$

خروجی تفاضلی

$$A_d = \frac{v_{o2} - v_{o1}}{v_d} = \alpha\frac{R_C}{r_e}$$

$$A_{CM} = \frac{v_{o2} - v_{o1}}{v_{CM}} = 0$$

$$\text{CMRR} = \infty$$

خروجی تک انتهایی

$$A_d = \frac{v_{o2}}{v_d} = \alpha\frac{R_C}{2r_e}$$

$$A_{CM} = \frac{v_{o2}}{v_{CM}} \approx -\frac{\alpha R_C}{2R}$$

$$\text{CMRR} \approx R/r_e \simeq g_m R$$

برای خروجی تک انتهایی در صورتی که r_o و r_μ را نیز در نظر بگیریم:

$$A_{CM} \approx -\frac{\alpha R_C}{2R}\left[1 - 2R\left(\frac{1}{\beta r_\pi} + \frac{1}{\alpha r_\mu}\right)\right]$$

تقویت‌کننده تفاضلی در حالت مد مشترک

در حالت ایده‌آل اگر خروجی را به صورت تک انتهایی بگیریم:

$$\text{CMRR} \approx g_m R$$

در حالت ایده‌آل اگر خروجی را به صورت تفاضلی بگیریم و به شرط آن که در مدار عیناً یکسان باشند:

$$\text{CMRR} = \infty$$

حتی در حالت خروجی تفاضلی، در صورت یکسان نبودن ترانزیستورها، مقاومت‌ها، و دیگر پارامترهای دو ترانزیستور $\text{CMRR} \neq \infty$ خواهد شد. برای نشان دادن آن ←

حالتی را درنظر بگیرید که کلکتور ترانزیستور دوم دارای مقاومت $R_C + \Delta R_C$ باشد. در این صورت خواهیم داشت:

$$v_{c1} = -v_{CM}\frac{\alpha R_C}{2R + r_e + R_E + R_S/\beta + 1} \approx -v_{CM}\frac{\alpha R_C}{2R}$$

$$v_{c2} = -v_{CM}\frac{\alpha(R_C + \Delta R_C)}{2R + r_e + R_E + R_S/\beta + 1} \approx -v_{CM}\frac{\alpha(R_C + \Delta R_C)}{2R}$$

$$v_o = v_{c2} - v_{c1} = -v_{CM}\frac{\alpha\Delta R_C}{2R}$$

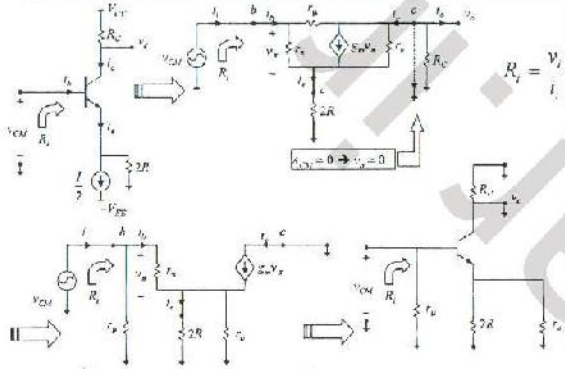
$$A_{CM} \approx \frac{\Delta R_C}{2R} << 1 \quad \text{یا} \quad A_{CM} = \frac{R_C}{2R}\frac{\Delta R_C}{R_C} \rightarrow \text{CMRR} = 2g_m R\frac{R_C}{\Delta R_C}$$

www.ttnar.ir

تقویت‌کننده تفاضلی در حالت مد مشترک

مقاومت ورودی حالت مشترک:

$$R_i = \left.\frac{v_i}{i_i}\right|_{i_o=0}$$



چون این مقاومت ورودی بسیار بالا می‌باشد. r_o و r_μ نیز باید در نظر گرفته شوند.

توجه: تقریب صفر بودن خروجی از این حقیقت است که به خاطر کوچک بودن A_{CM} ولتاژ خروجی v_o را می‌توانیم صفر در نظر بگیریم.

$$R_{ICM} = \frac{1}{2}\{r_\mu \| (\beta+1)[r_e + (2R \| r_o)]\}$$

$$R_E \neq 0 \rightarrow \quad R_{ICM} = \frac{1}{2}\{r_\mu \| (\beta+1)[r_e + ((R_E+2R) \| r_o)]\}$$

تقویت‌کننده تفاضلی در حالت مد مشترک

توجه: فائون کلی برای نشان دادن دو سیگنال متفاوت برحسب سیگنالهای متوسطشان و اختلافشان:

$x_1 \neq x_2$

تغییر متغیر:

$$\left.\begin{aligned} x_d &= x_1 - x_2 \\ x_{CM} &= \frac{x_1 + x_2}{2} \end{aligned}\right\} \rightarrow \begin{cases} x_1 = x_{CM} + \dfrac{x_d}{2} \\ x_2 = x_{CM} - \dfrac{x_d}{2} \end{cases}$$

برای ولتاژ ورودی:

$v_1 \neq v_2$

$$\left.\begin{aligned} v_d &= v_1 - v_2 \\ v_{CM} &= \frac{v_1 + v_2}{2} \end{aligned}\right\} \rightarrow \begin{cases} v_1 = v_{CM} + \dfrac{v_d}{2} \\ v_2 = v_{CM} - \dfrac{v_d}{2} \end{cases}$$

$$\rightarrow \quad v_o = A_d(v_1 - v_2) + A_{CM}\left(\frac{v_1 + v_2}{2}\right) \quad \rightarrow v_o = A_d v_{id}\left(1 + \frac{1}{\text{CMRR}}\frac{v_{CM}}{v_{id}}\right)$$

تقویت‌کننده تفاضلی در حالت مد مشترک

مثال: برای یک تقویت‌کننده‌های تفاضلی ابتدا ورودی $v_1 = 50\mu V$ و $v_2 = -50\mu V$ می‌باشد و سپس مقدار آنها $950\mu V$ و $1050\mu V$ را انتخاب می‌کنیم. با فرض CMRR برابر

الف) 100 ب) 10^6

ولتاژ خروجی را در هر دو حالت محاسبه کنید.

$v_1 = 50\mu V$ & $v_2 = -50\mu V$ → $v_{cm} = 0$

$v_1 = 1050\mu V$ & $v_2 = 950\mu V$ → $v_{cm} = 1000\mu V$

(الف) CMRR = 100 & (ب) CMRR = 10^6

الف) حالت اول ($v_{cm} = 0$)

$$v_o = 100\mu V \times A_d$$

حالت دوم ($v_{cm} = 1000\mu V$)

$$v_o = 100A_d\left(1 + \frac{10}{\text{CMRR}}\right) = 100A_d(1.1)$$

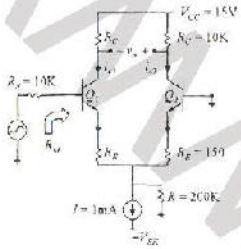
ب) حالت اول ($v_{cm} = 0$)

$$v_o = 100\mu V \times A_d$$

حالت دوم ($v_{cm} = 1000\mu V$)

$$v_o = 100A_d\left(1 + \frac{10}{\text{CMRR}}\right) = 100A_d(1.001)$$

مثال تقویت‌کننده تفاضلی



$\beta = 100$

مثال:

مطلوبست تعیین

الف) R_{id}

ب) بهره ولتاژ v_o/v_{id} با صرف‌نظر از r_o

ج) بدترین حالت بهرهٔ مد مشترک اگر دقت مقاومت‌ها ±1% باشد.

د) CMRR به واحد dB؛

هـ) مقاومت ورودی مد مشترک اگر $V_A = 100V$ باشد و $r_\mu = 10\beta r_o$ باشد.

$I_E = 0.5$ mA

$I_C = \alpha \times 0.5\text{ mA} \approx 0.5\text{mA}$

$r_e = \frac{V_T}{I_E} = \frac{25}{0.5} = 50\Omega$

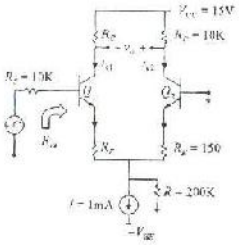
$R_{id} = 2(\beta+1)(r_e + R_E) = 2 \times 101 \times (50 + 150) \approx 40$ K

با صرف نظر از اثر r_o

$$A_d = \frac{v_o}{v_i} \approx \frac{R_C}{r_e + R_E - R_S/[2(\beta+1)]}$$

توجه: مقاومت‌های R_E جهت افزایش محدوده خطی تقویت کننده تفاضلی می‌باشند.

مثال تقویت‌کننده تفاضلی



$$A_d=\frac{v_o}{v_s}\approx\frac{10K}{(50+150+10K/[2(100+1)])}\approx 40$$

$$A_{CM}\approx\frac{\Delta R_C}{2R}=\frac{[0.01-(-0.01)]\times 10K}{2\times 200K}=5\times10^{-4}$$

$$\text{CMRR}=20\log\frac{A_d}{A_{CM}}=20\log\frac{40}{5\times10^{-4}}\approx 96dB$$

$$r_o=\frac{V_A}{I_C}=\frac{100}{0.5}=200K$$

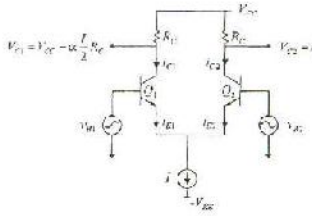
&

$$r_\mu\approx 10\beta r_o=10\times100\times200\,K=200\,M$$

$$R_{ICM}=\frac{1}{2}\{200M\,\|\,(100-1)[50+\{(150+2\times200K)\|200K\}]\}\approx 6.3M$$

مثال تقویت‌کننده تفاضلی

محدودهٔ ولتاژ مد مشترک:



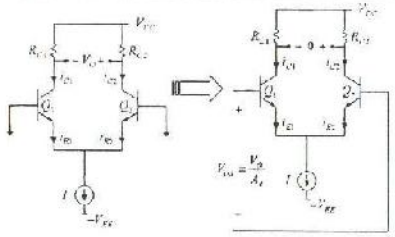
ولتاژ مد مشترک v_{ICM} باید حداکثر مقداری باشد که که دیود CB هیچ یک از ترانزیستورها در بایاس مستقیم وارد نشود.

← به عنوان مثال اگر V_{ICM} حداکثر برابر $v_{C1}=v_{C2}$ شود ولتاژ دوسر دیود CB صفر خواهد بود و این دیود در بایاس مستقیم قرار نمی‌گیرد:

$$V_{CM,\max}=V_{B1}=V_{C1}=V_{CC}-\alpha\frac{I}{2}R_C$$

حداقل مقدار ولتاژ مد مشترک نیز باید به اندازه‌ای باشد که منبع جریان بتواند جریان I را تولید کند.

مشخصات غیرایده‌آل تقویت‌کننده‌های تفاضلی



ولتاژ آفست ورودی:

- با فرض این که دو ترانزیستور عین هم باشند و مقاومت‌ها نیز یکسان باشند، هنگامی که ولتاژ عبریکسان به دو پین اعمال نکرده‌ایم خروجی تفاضلی باید صفر باشد.
- در عمل نه مقاومت‌ها دقیقاً یکسان می‌باشند و ترانزیستورها عین هم.
- در نتیجه حتی اگر هر دو پین را به یک ولتاژ به عنوان مثال به زمین وصل کنیم، ولتاژ خروجی یک مقدار نامساوی با صفر خواهد داشت.
- به این ولتاژ «ولتاژ آفست dc خروجی» می‌گوییم

برای صفر کردن ولتاژ خروجی تفاضلی باید ولتاژ ورودی مخالف صفر اعمال کنیم. ولتاژ ورودی که این ولتاژ خروجی تفاضلی را صفر می‌کند، «ولتاژ آفست dc ورودی» نمیده می‌شود. این ولتاژ از رابطه مقابل به دست می‌آید.

$$V_{os}=\frac{V_o}{A_d}$$

این ولتاژ باید به پین ترانزیستور اون اعمال شود.

جهت ولتاژ (مثبت یا منفی بودن) بعد از ساخت تقویت‌کننده مشخص خواهد شد.

مشخصات غیرایده‌آل تقویت‌کننده‌های تفاضلی

به عنوان مثال به تجزیه و تحلیل آفست ناشی از یکسان نبودن (*Mismatch*) مقاومت‌های R_C می‌پردازیم.

$$R_{C1}\neq R_{C2}$$

تغییر متمیز:

$$R_{Cd}=R_{C1}-R_{C2}=\Delta R_C$$

$$R_{CCM}=\frac{R_{C1}-R_{C2}}{2}=R_C$$

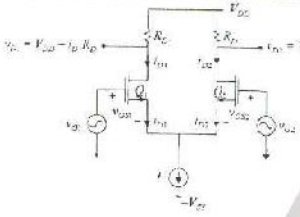
$$R_{C1}=R_C-\frac{\Delta R_C}{2}\qquad R_{C2}=R_C-\frac{\Delta R_C}{2}$$

$$V_{C1}=V_{CC}-\left(\frac{\alpha I}{2}\right)\left(R_C+\frac{\Delta R_C}{2}\right)\qquad V_{C2}=V_{CC}-\left(\frac{\alpha I}{2}\right)\left(R_C-\frac{\Delta R_C}{2}\right)$$

$$\rightarrow\quad V_O=V_{C2}-V_{C1}=\left(\frac{\alpha I}{2}\right)\Delta R_C\qquad V_{OS}=\frac{V_O}{A_d}=\frac{\left(\frac{\alpha I}{2}\right)\Delta R_C}{A_d}$$

www.ttnafzali.ir

تقویت‌کننده‌های تفاضلی MOS



به خاطر مقاومت ورودی بسیار بالا نسبت به ترانزیستورهای BJT ترجیح دارند.

چون آنها به عنوان تقویت‌کننده مورد استفاده قرار می‌گیرند، در نتیجه باید در ناحیه اشباع بایاس شوند.

حالت مشترک:

با فرض یکنواخت بودن K، V_{TH} و ... های یکسان برای دو ترانزیستور و همچنین R_D برابر خواهیم داشت:

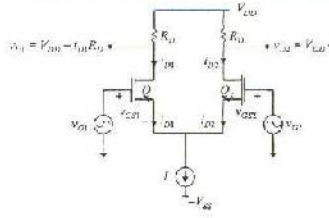
$$V_{GS1} = V_{GS2} = V_{GS}$$

$$I_D = \frac{I}{2} = K(V_{GS} - V_{TH})^2$$

در نتیجه:

$$I_{D1} = I_{D2} = I_D$$

تقویت‌کننده‌های تفاضلی MOS



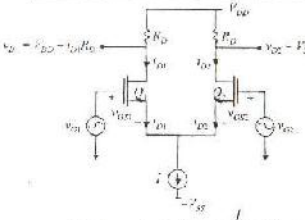
حالت تفاضلی:

$$v_{GS1} = V_{GS} + v_{gs1} = V_{GS} + v_{g1}$$
$$v_{GS2} = V_{GS2} + v_{gs2} = V_{GS} + v_{g2}$$
$$i_{D1} = I_{D1} - i_{d1} = I_D + i_{d1}$$
$$i_{D2} = I_{D2} - i_{d2} = I_D + i_{d2}$$
$$v_{S1} = v_{S2}$$
$$v_{GS1} - v_{GS2} = v_{gs1} - v_{gs2} = v_{g1} - v_{g2} = v_{id} \quad (1)'$$
$$i_{D1} = K(v_{GS1} - V_{TH})^2$$
$$i_{D2} = K(v_{GS2} - V_{TH})^2$$
$$\sqrt{i_{D1}} = \sqrt{K}(v_{GS1} - V_{TH})$$
$$\sqrt{i_{D2}} = \sqrt{K}(v_{GS2} - V_{TH})$$
$$\sqrt{i_{D1}} - \sqrt{i_{D2}} = \sqrt{K}(v_{GS1} - v_{GS2}) \quad (1)''$$

(1)'&(1)'' ➔

$$\sqrt{i_{D1}} - \sqrt{i_{D2}} = \sqrt{K} v_{id} \quad (1)$$
$$i_{D1} + i_{D2} = I \quad (2)$$

تقویت‌کننده‌های تفاضلی MOS



(1)&(2) ➔

$$i_{D1} = \frac{I}{2} + \sqrt{2KI}\left(\frac{v_{id}}{2}\right)\sqrt{1 - \frac{(v_{id}/2)^2}{I/2K}}$$
$$i_{D2} = \frac{I}{2} - \sqrt{2KI}\left(\frac{v_{id}}{2}\right)\sqrt{1 - \frac{(v_{id}/2)^2}{I/2K}}$$

$v_{id} = 0$ ➔ $i_{D1} = i_{D2} = \frac{I}{2} = I_{D1} = I_{D2} = I_D$ & $V_{GS1} = V_{GS2} = V_{GS}$

➔

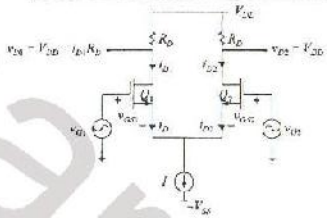
$$i_{D1} = \frac{I}{2} + \left(\frac{I}{V_{GS} - V_{TH}}\right)\left(\frac{v_{id}}{2}\right)\sqrt{1 - \left(\frac{v_{id}/2}{V_{GS} - V_{TH}}\right)^2}$$

علامت کوچک: قابل صرف نظر

$$g_m = \frac{2I_D}{V_{GS} - V_{TH}}$$

➔ $i_{D1} \approx \frac{I}{2} + \left(\frac{I}{V_{GS} - V_{TH}}\right)\left(\frac{v_{id}}{2}\right)$ ➔ $i_{D1} \approx \frac{I}{2} + g_m\left(\frac{v_{id}}{2}\right)$ ➔ $i_{d1} \approx g_m\left(\frac{v_{id}}{2}\right)$

تقویت‌کننده‌های تفاضلی MOS



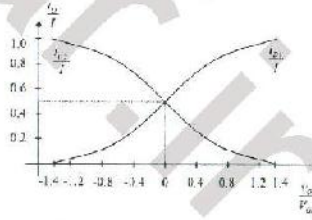
مشابهاً

$$i_{D2} = \frac{I}{2} - \left(\frac{I}{V_{GS} - V_{TH}}\right)\left(\frac{v_{id}}{2}\right)\sqrt{1 - \left(\frac{v_{id}/2}{V_{GS} - V_{TH}}\right)^2}$$

علامت کوچک:

➔ $i_{D2} \approx \frac{I}{2} - \left(\frac{I}{V_{GS} - V_{TH}}\right)\left(\frac{v_{id}}{2}\right)$

➔ $i_{D2} \approx \frac{I}{2} - g_m\left(\frac{v_{id}}{2}\right)$ ➔ $i_{d2} \approx -g_m\left(\frac{v_{id}}{2}\right)$



مشخصه کاملاً غیر خطی است.

$|v_{id}|_{max} = \sqrt{2}(V_{GS} - V_{TH})$ ➔

$i_{D1} = I$ ➔ $i_{D2} = 0$

www.ttnar.ir