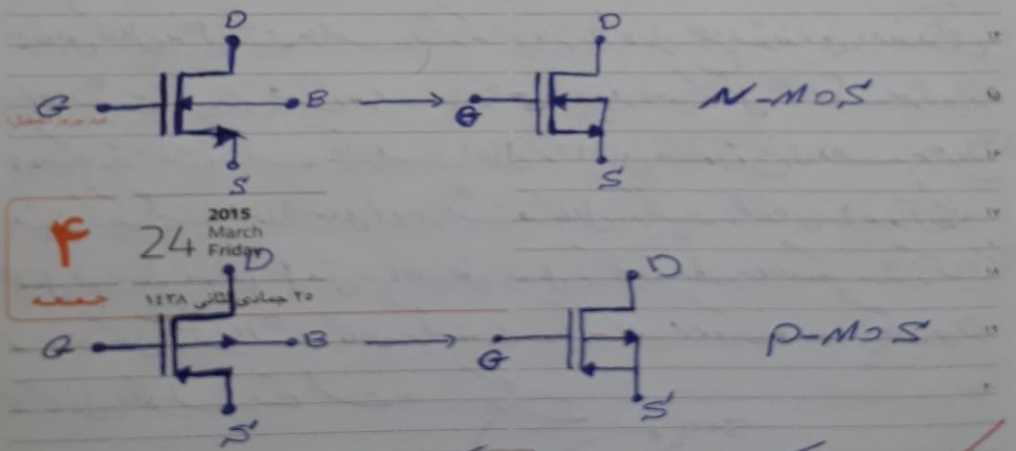
سه درس اول الکترونیک ۳

دکتر رستمی زاده

ترانزیستورهای MOS (نیمه‌هادی‌های فلز اکسید شده)

مدارهایی که شامل هر دو ترانزیستورهای کانال N و کانال P هستند نام مدارات CMOS دارند و ترانزیستورهای MOS کلمات فلز، اکسید و نیمه‌هادی است که به ترتیب دلالت بر مواد سازنده گیت، عایق و کانال دارد. هرچند که در تکنولوژی‌های امروز بجای گیت فلزی از گیت پولی سیلیکون استفاده می‌شود.

سمبل‌های مداری ترانزیستورهای MOS بصورت زیر است:



نکته: NMOS بلک بایاس و PMOS بلک بالایی وصل می‌شود.

اکسید سیلیکون SiO_2

۶ 26 2017 March Sunday یکشنبه ۲۷ جمادی‌الثانی ۱۴۳۸

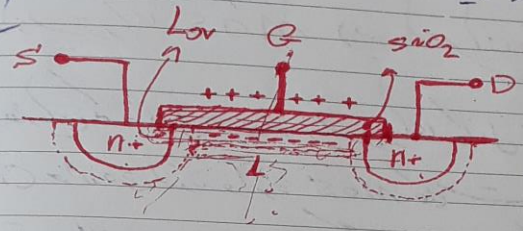
۵ 25 2017 March Saturday شنبه ۲۶ جمادی‌الثانی ۱۴۳۸

۱۳۹۶

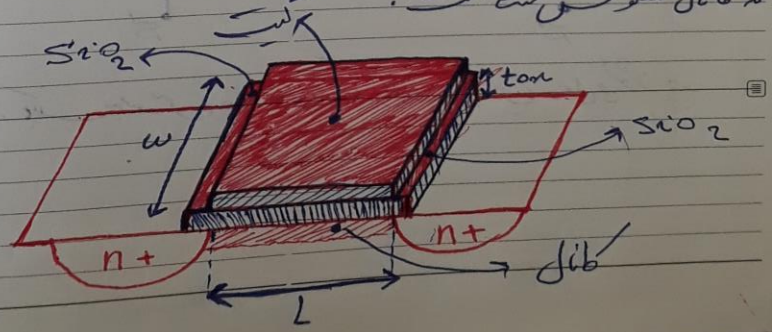
ش ی د س چ پ ج

۱ ۲ ۳ ۴ ۵ ۶ ۷ ۸ ۹ ۱۰ ۱۱ ۱۲ ۱۳ ۱۴ ۱۵ ۱۶ ۱۷ ۱۸ ۱۹ ۲۰ ۲۱ ۲۲ ۲۳ ۲۴ ۲۵ ۲۶ ۲۷ ۲۸ ۲۹ ۳۰ ۳۱

ساختار ترانزیستور N-MOS را تقریبی بررسی می‌کنیم



مبانی عملکرد: اگر بدنه‌ی ترانزیستور MOS را مانند یک خازن عمل می‌کند در حالت گیت به عنوان یک صفحه‌ی خازن و سطح بالایی زیر لایه‌ی عایق نازک SiO_2 به عنوان صفحه دیگر خازن عمل می‌کند اگر ولتاژ گیت خیلی منفی باشد بار مثبت در ناحیه کانال جمع خواهد شد از آنجا که زیرلایه متوالا هست P منفی ناخالص شده است این ولتاژ گیت منفی به سادگی باعث افزایش ناخالصی کانال به P مثبت خواهد شد که این اثر باعث کانال جمع شونده می‌نامند زمانی که ولتاژ گیت ترانزیستور اعمال شود اتفاق متفاوتی رخ می‌دهد در ولتاژهای مثبت کوچک گیت ابتدا سایل‌های بار مثبت در کانال زیر گیت رانده می‌شوند و آنگاه کانال از سطح ناخالصی P منفی به ناحیه تهی تبدیل می‌گردد بطور خلاصه یک ولتاژ گیت مثبت که بقدر کافی بزرگ باشد کانال زیر گیت را تبدیل به ناحیه N می‌کند و بنابراین گفته می‌شود که کانال معکوس شده است.



۱۳۹۶

۷ کوشنبه — 2017 March Monday 27 — ۲۸ جمادی‌الثانی ۱۴۳۸

فروردین

ش	ی	د	س	چ	پ	ج
۴	۳	۲	۱			
۱۱	۱۰	۹	۸	۷	۶	۵
۱۸	۱۷	۱۶	۱۵	۱۴	۱۳	۱۲
۲۵	۲۴	۲۳	۲۲	۲۱	۲۰	۱۹
	۳۱	۳۰	۲۹	۲۸	۲۷	۲۶

۸ سه‌شنبه — 2017 March Tuesday 28 — ۲۹ جمادی‌الثانی ۱۴۳۸

ولتاژ گیت سورسی که به ازای آن چگالی الکترون های رسانش در زیر گیت با چگالی حفره های زیر بستر P متعادل شود ولتاژ آستانه نام دارد و با V_T یا (V_{tn} ، V_{tp}) نشان می دهیم هنگامی که ولتاژ گیت مثبت برای اعمال می گردد گیت با بستر P تشکیل یک خازن داده و الکترون ها از سورس جمع آوری می کند و برای ولتاژ گیت بیش تر از V_{tn} یک کانال نوع N ایجاد شده و باعث یک اتصال بین درین و سورس می گردد و برای ولتاژهای گیت سورس کمتر از V_{tn} فرض بر این است که ترانزیستور خاموش بوده و جریانی بین درین و سورس وجود ندارد ولی باید توجه کرد فرض جریان صفر بین این دو برای ترانزیستور خاموش یک تقریب است در حقیقت برای ولتاژ گیت حدود V_{tn} هیچ تغییر ناگهانی جریان وجود ندارد و برای ولتاژهای گیت سورس که به مقدار خیلی کمی از V_{tn} کمتر باشند جریان زیر آستانه نوعی وجود خواهد داشت هنگامی که ولتاژ گیت سورس بزرگتر از V_{tn} است کانال ایجاد می شود چنانچه V_{GS} افزایش پیدا کند چگالی الکترون ها در کانال افزایش پیدا می کند در نتیجه چگالی بار متناسب با $(V_{GS}-V_{tn})$ می باشد که اغلب آن ها ولتاژ گیت سورس موثر می نامند و آن را با V_{eff} یا V_{ov} نشان می دهند

$$V_{eff}=V_{ov}=V_{GS}-V_{tn}$$

چگالی بار الکترون ها بصورت زیر تعریف می شود:

چگالی بار

$$Q_n=C_{ox}(V_{GS}-V_{tn})=C_{ox}\cdot V_{eff}$$

C_{ox} ظرفیت گیت در واحد سطح و در رابطه زیر بدست می آید

در رابطه زیر K_{ox} قابلیت گذردهی SiO_2 و تقریبا برابر با 3,9 و t_{ox} ضخامت اکسیدی زیر گیت می باشد

$$C_{ox}=\frac{K_{ox}\cdot\varepsilon_0}{t_{ox}}$$

$$K_{ox}\simeq 3,9$$

۱۳۹۶

۹ 29 March 2017 Wednesday
چهارشنبه ۳۰ جمادی‌الثانی ۱۴۳۸

فروردین
ش ک د س چ پ ج
۱ ۲ ۳ ۴
۵ ۶ ۷ ۸ ۹ ۱۰ ۱۱
۱۲ ۱۳ ۱۴ ۱۵ ۱۶ ۱۷ ۱۸
۱۹ ۲۰ ۲۱ ۲۲ ۲۳ ۲۴ ۲۵
۲۶ ۲۷ ۲۸ ۲۹ ۳۰ ۳۱

۱۰ 30 March 2017 Thursday
پنجشنبه ۱ رجب ۱۴۳۸

۱۱ 31 March 2015 Friday
جمعه ۲ رجب ۱۴۳۸

نکته: خازن بار الکتریکی همانطوری عمل می‌کند که ولتاژ درین و سورس هر دو صفر باشد.

برای بدست آوردن کل خازنیت گیت باید Cox در سطح موثر گیت ($W \cdot L$) ضرب شود که W عرض گیت و L طول موثر گیت می‌باشد بنابراین داریم:

$$C_{gs} = W \cdot L \cdot C_{ox} \quad , \quad Q_n = W \cdot L \cdot C_{ox} (V_{GS} - V_{tn})$$

اگر ولتاژ سورس به بالای صفر ولت افزایش یابد یک اختلاف پتانسیل بین درین و سورس ایجاد می‌گردد که این اختلاف پتانسیل منجر به جاری شدن جریان از درین به سورس می‌شود رابطه بین V_{DS} و جریان درین سورس (I_D) همان رابطه‌ای است که برای یک مقاومت حاکم است با فرض اینکه V_{DS} مقدار کوچکی باشد داریم:

$$I_D = \mu_n \cdot Q_n \cdot \frac{W}{L} \cdot V_{DS}$$

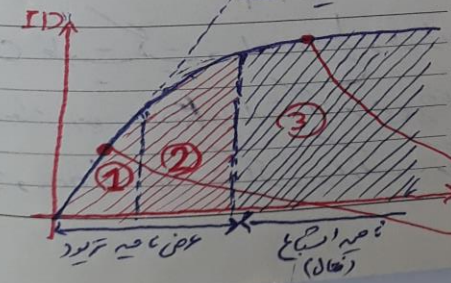
ولادت حضرت امام محمد باقر (ع) (۵۷ ه‍.ق)

در رابطه فوق μ_n قابلیت تحرک پذیری الکترون‌ها در نزدیکی سطح سیلیکون می‌باشد

با توجه به رابطه Q_n در صفحه قبل داریم:

$$I_D = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{tn}) V_{DS}$$

همانطوری که ولتاژ درین افزایش می‌یابد به نقطه‌ای می‌رسیم که ولتاژ گیت کانال در طرف درین تا ولتاژ آستانه هدایت (V_{tn}) کاهش می‌یابد این اتفاق در $V_{GD} = V_{tn}$ رخ می‌دهد بنابراین رابطه I_D و V_{DS} بصورت زیر است



① $I_D = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{tn}) V_{DS}$

② $I_D = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \left[(V_{GS} - V_{tn}) \cdot V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right]$

③ $I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{tn})^2$

$I_D < \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{tn}) V_{DS}$

$I_D = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{tn}) V_{DS}$

$V_{DS(sat)} = V_{GS} - V_{tn} = V_{eff}$

برای VDS هایی که نزدیک صفر نیستند رابطه ID برحسب VDS دیگر خطی نیست بلکه ناحیه‌ی کار که رابطه $V_{DS} > V_{eff}$ یا $V_{DS} > V_{DS(sat)}$ جریان دهن مستقل از VDS است را به این ناحیه، ناحیه‌ی اشباع می‌گویند و ناحیه‌ای که ID به همراه VDS تغییر می‌کند ناحیه‌ی تریود یا اهمیک نامند بنابراین ترانزیستورهای MOS در حالت کشیده با همگی باید در ناحیه‌ی اشباع بایاس شوند

نکته: در عنوان صفحه قبل ناحیه‌ی تریود را به دو قسمت تقسیم کردیم به هر قسمت که ناحیه‌ی تریود ID دارای رابطه‌ی خاص خودش است و بین این دو ناحیه‌ی خاصه‌ی گذاری وجود دارد جریان هر ناحیه نوشته شده است

معادل سازی سیگنال بزرگ:

معادله‌ی ناحیه‌ی تریود برای یک ترانزیستور MOS معادله‌ای است که جریان درین را به ولتاژ گیت سورس (V_{GS}) و درین سورس (V_{DS}) ربط می‌دهد

$$I_D = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L}\left[(V_{GS} - V_{tn})V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2}\right]$$

همانگونه که VDS زیاد می‌شود ID هم زیاد می‌شود تا اینکه در انتهای درین کانال دچار انسداد می‌شود و درین زائل است که ID دیگر افزایش پیدا نمی‌کند این انسداد زمانی اتفاق می‌افتد که تقریبا $V_{DG} = V_{tn}$ $V_{DS} = V_{GS} - V_{tn} = V_{eff}$ بنابراین، منسداد شدن جریان از رابطه‌ی تریود می‌آید و جریان در ناحیه‌ی اشباع (که با یک تقریب مرتبه اول، تغییرات V_{DS} است) با بیش دقت زیاد

تا وقتی بایاس شدن از جریان در ناحیه فعال از رابطه $ID = \frac{1}{2}\mu n Cox \frac{W}{L}(VGS - Vt_0)^2$ بدلیت می آید بنابراین برای VDS بزرگتر از Veff جریان ثابت باقی می ماند

اثر بدنه:

معادلات سیگنال بزرگ براساس فرض یکسان بودن ولتاژ سورس (VS) و زیرلایه (بدنه) نوشته می شود ولی سورس و زیرلایه همیشه چنین نیستند و اختلاف ولتاژی متفاوتی با هم دارند در این مورد یک اثر نامطلوب وجود دارد که بوسیله افزایش ولتاژ آستانه (Vt) هنگامی که ولتاژ بایاس معکوس زیرلایه افزایش یابد می توان آن را مدل کرد که معمولاً اثر بدنه خوانده می شود بنابراین اثر بدنه لحاظ در طراحی مدارات آنالوگ مهم بوده و می توان وجود آن را نادیده گرفت برای محاسبه اثر بدنه از روابط زیر استفاده می کنیم:

$$Vtn = Vtn_0 + \gamma\left[\sqrt{VSB + 2|\phi_f|} - \sqrt{2|\phi_f|}\right]$$

در این رابطه Vtn_0 ولتاژ آستانه در مقدار $VSB = 0$ می باشد که VSB ولتاژ سورس زیرلایه می باشد و گاما (γ) پارامتر بدنه خوانده می شود و دارای واحد $\sqrt{V}$ می باشد توجه شود که γ دارای یک وابستگی مستقیم با چگالی الکترون (ND) است

$$\gamma = \frac{\sqrt{2q \cdot NA \cdot Ks \cdot \varepsilon_0}}{Cox}$$

ثابت بولتزمن $\rightarrow Ks = 1.38 \times 10^{-23}$

ϕ_f چگالی حرارتی پیوند می باشد

تمام معادلاتی که گفته شد اکنون برای N-MOS صادق است برای P-MOS این فرمول ها صدق می کند بشرطی که یک علامت منفی جلوی متغیر ولتاژ

فروردین

۱۶ چهارشنبه — 2017 April Wednesday 5 — ۷ رجب ۱۴۳۸

۱۷ پنجشنبه — 2017 April Thursday 6 — ۸ رجب ۱۴۳۸

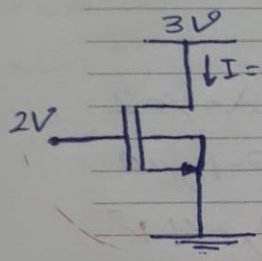
۱۸ جمعه — 2015 April Friday 7 — ۹ رجب ۱۴۳۸

۱۳۹۶

۱ مقدار گیری بین V_{GS} به V_{DS} ، V_{SG} به V_{SD} ، V_{tn}

۷ به V_{tp} تبدیل می‌شود

۸ مثال) در مدار زیر جریان I را حساب کنید



۹ $\frac{W}{L} = \frac{10\mu m}{1\mu m}$ $\gamma = 0.5$ $\phi = 0.7$

۱۰ $V_{to} = 0.7$ $K_n = \mu_n C_{ox} = 200 \frac{\mu A}{V^2}$ $\lambda = 0.02$

۱۱ $V_{tn} = V_{to} + \gamma\left[\sqrt{|V_{SB} + 2|\phi_f|} - \sqrt{2|\phi_f|}\right]$ $\Rightarrow$ $V_{SB} = 0$

۱۲ $V_{tn} = 0.7 + 0.5\left[\sqrt{0 + 2|-0.7|} - \sqrt{2|-0.7|}\right] = 0.7\,V$

۱۳ $V_{GS} = V_G - V_S = 2 - 0 = 2V$

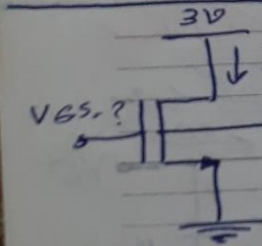
۱۴ $V_{DS} = V_D - V_S = 3 - 0 = 3V$ ترانزیستور اشباع است

۱۵ شرط اشباع بودن $\longrightarrow$ $V_{DS} > V_{eff} \Rightarrow 3 > (2 - 0.7)$

۱۶ $I_D = \frac{1}{2}\mu_n C_{ox}\frac{W}{L}(V_{GS} - V_{tn})^2 \Rightarrow$

۱۷ $I_D = \frac{1}{2} \times 200 \times 10 \times 10^{-6}(2 - 0.7)^2 = 1.69\,mA$

۱۸ تمرین: مدار زیر V_{GS} را حساب کنید.



۱۹ نقیه پارامترها همانند مثال قبل است

۲۰ $V_{tn} = 0.7 + 0.5\left[\sqrt{-1 + 1.4} - \sqrt{0.4}\right] = 0.4241\,V$

$I_D = \frac{1}{2}\mu_n C_{ox}\frac{W}{L}(V_{GS} - V_{tn})^2 \Rightarrow V_{GS} - V_{tn} = \sqrt{\frac{2I_D}{\mu_n C_{ox}\frac{W}{L}}}$

$V_{GS} - V_{tn} = \sqrt{\frac{2 \times 0.12 \times 10^{-3}}{200 \times 2 \times 10^{-6}}} = 1 \Rightarrow V_{GS} = V_{tn} + 1 = 0.4241 + 1 = 1.4241$

$V_{GS} = 1.4241\,V$

روز سلامتی

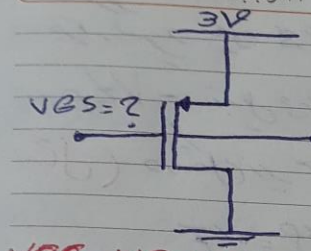
۱۳۹۶

۱۹ شنبه — 8 April Saturday 2017 — ۱۰ رجب ۱۴۳۸

فروردین

۲۰ یکشنبه — 9 April Sunday 2017 — ۱۱ رجب ۱۴۳۸

مثال) در شکل زیر VSG را محاسبه کنید.



$\frac{W}{L}=10\mu m \quad V_{to}=-0.8$

$K_p=\mu_p C_{ox}=50\ \mu A/V^2 \quad \lambda=0.02$

$V_{BS}=V_B-V_S=4-3=1V \quad \gamma=0.5 \quad 2\phi_f=0.7 \quad I_D=10\mu A$

$V_{tp}=-0.8-0.5\left[\sqrt{1+0.7}-\sqrt{0.7}\right]=-1.04V$

$I_D=\frac{1}{2}\mu_p C_{ox}\frac{W}{L}(V_{SG}-|V_{tp}|)^2 \Rightarrow$

$V_{SG}-|V_{tp}|=\sqrt{\frac{2I_D}{\mu_p C_{ox}\frac{W}{L}}}=\sqrt{\frac{2\times10\times10^{-6}}{50\times10\times10^{-6}}}=\sqrt{\frac{2}{50}}=\frac{1}{5}=0.2$

$V_{SG}=|V_{tp}|+0.2=1.04+0.2=1.24V$

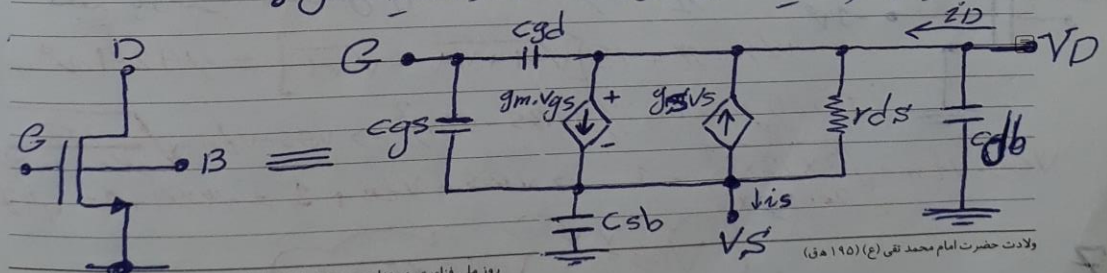
$V_{SG}-|V_{tp}|=V_{eff} \Rightarrow V_{eff}=1.24-1.04=0.2$

$V_{SD}=3 \rightarrow$ شرط اشباع عبور ترانزیستور $\rightarrow V_{SD}>V_{SG}-|V_{tp}| \Rightarrow$

$3>1.24-1.04 \Rightarrow$ بنابراین ترانزیستور اشباع است.

سیگنال کوچک:

مدور سیگنال کوچک یک ترانزیستور MOS در ناحیه فعال:



در این مدار ابتدا با استفاده از DC حول نقطه کار خطی یعنی همه خازن‌ها را مدار باز در نظر می‌گیریم به عبارتی این ساختار به مدل فرکانس پایین نشان داده می‌شود بهترین پارامتر آن منبع جریان کنترل شده با ولتاژ می‌باشد که به آن هدایت انتقالی یا ترارسانایی می‌گویند و واحد آن زیمنس است.

$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}}$$ تغییرات جریان درین نسبت به تغییرات ولتاژ گیت سورس

$$I_D = \frac{1}{2}\mu_n C_{ox} \frac{W}{L}(V_{GS}-V_{tn})^2$$ از این رابطه مشتق می‌گیریم

$$g_m = \mu_n C_{ox}\frac{W}{L}(V_{GS}-V_{tn}) = \mu_n C_{ox}\frac{W}{L}V_{eff} \Rightarrow$$

$$V_{GS}-V_{tn} = \frac{g_m}{\mu_n C_{ox}\frac{W}{L}} \Rightarrow \frac{g_m}{\mu_n C_{ox}\frac{W}{L}} = \sqrt{\frac{2I_D}{\mu_n C_{ox}\frac{W}{L}}}$$

از رابطه اول $\rightarrow V_{GS}-V_{tn} = \sqrt{\frac{2I_D}{\mu_n C_{ox}\frac{W}{L}}}$

$$g_m = \sqrt{\frac{2I_D(\mu_n C_{ox}\frac{W}{L})^2}{\mu_n C_{ox}\frac{W}{L}}} \Rightarrow g_m = \sqrt{2I_D\mu_n C_{ox}\frac{W}{L}}$$

$$g_s = \frac{\partial I_D}{\partial V_{SB}} = \frac{\partial I_D}{\partial V_{tn}} \times \frac{\partial V_{tn}}{\partial V_{SB}} \Rightarrow$$

$$\frac{\partial I_D}{\partial V_{tn}} = -\mu_n C_{ox}\frac{W}{L}(V_{GS}-V_{tn}) = -g_m$$ رابطه ۱

$$V_{tn} = V_{to} + \gamma\left[\sqrt{V_{SB}+2|\phi_f|} - \sqrt{2|\phi_f|}\right]$$

$$\frac{\partial V_{tn}}{\partial V_{SB}} = \frac{\gamma}{2\sqrt{V_{SB}+2|\phi_f|}}$$ رابطه ۲

$$D,S \text{ نسبت به } \rightarrow g_s = -\frac{\gamma g_m}{2\sqrt{V_{SB} + 2|\phi_f|}}$$

اگر سورس به بدنه متصل باشد ΔV_{SB} (تغییرات ولتاژ سورس بالک) برابر صفر خواهد بود بنابراین لازم نیست g_s در نظر گرفته شود اما اگر سورس داخل چاه نسل به بدنه باشد ولی مستقیماً به آن وصل نباشد در این صورت اثر g_s باید در نظر گرفته شود زیرا ΔV_{SB} حتماً صفر نیست.

مقاومت دیده سورس (r_{ds}):

مقاومت r_{ds} که در مدار سیگنال کوچک ترانزیستور نمایش داده شده عاملی امپدانس خروجی محدود ترانزیستور می باشد این پارامتر مدول اسپیون طول کانال و اثر آن بر جریان درین در تغییرات V_{DS} مدل می کند.

وفات حضرت زینب (س) ۶۲۶ هـ.ق - تغییر قبلهٔ مسلمین از بیت‌المقدس به مکهٔ معظمه (۲ ه‍.ق)

در هنگام محاسبهٔ جریان درین از این قسمت خطی تا اشباع می رود

$$I_D = \frac{1}{2}\mu_n C_{ox} \frac{W}{L}\left[(V_{GS} - V_{th})^2 (1 + \lambda(V_{DS} - V_{eff}))\right]$$

$$\frac{1}{r_{ds}} = g_{ds} = \frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} = \lambda\left[\frac{1}{2}\mu_n C_{ox} \frac{W}{L}(V_{GS} - V_{eff})^2\right]$$

$$\frac{1}{r_{ds}} = \lambda I_D \Rightarrow r_{ds} = \frac{1}{\lambda I_D}$$

خازن‌ها در ترانزیستور MOS :

همیشه خازن در مدل سیگنال کوچک مربوط به ترانزیستورهای فیلدی هستند در ترانزیستورهای MOS بزرگترین خازن C_{gs} است این خازن اصولا به تغییرات بار کانال در اثر تغییر V_{GS} بوجود می آید می توان نشان داد که $C_{gs}=\frac{2}{3}WLC_{ox}$ است هنگامی که دقت بیشتری مدنظر باشد یک جمله اضافی به جمله اضافه می شود تا هم پوشانی بین گیت و سورس به حساب آید که این جمله با یعنی مقدار خازن لبه را شامل می شود خازن لبه مربوط به شرایط مرزی است $C_{ov}=WL_{ov}C_{ox}$ و $C_{gs}=WC_{ox}[\frac{2}{3}L+L_{ov}]$

خازن دیگری که وجود دارد خازن C_{gd} است این خازن به خازن فیلیر نیز معروف است و هنگامی اثر آن هم می شود که ترانزیستور در بهره ی بالا و فرکانس بزرگ کار کند C_{gd} اصولا مربوط به هم پوشانی بین گیت و درین و خازن لبه ای است که مقدار آن برابر با $C_{gd}=C_{ox}.W.L_{ov}$ می باشد

دو خازن دیگر نیز در مدارات مجتمع دارای اهمیت است این دو خازن، خازن گیت درین و سورس هستند که با $C_{gs}-C_{gw}$ و $C_{db}-C_{jw}$ نشان داده می شود این خازن ها بواسطه چگالی ناخالصی زیادی که در نواحی P هست زیر ناحیه اکسید ضخیم وجود دارد می توانند بزرگ باشند دلیل وجود این نواحی برای اطمینان از عدم وجود جریان نشتی بین ترانزیستورها است چون این نواحی دارای چگالی ناخالصی زیادی بوده و در کنار درین و سورس

۲۹ 18 2017 April Tuesday
سه‌شنبه ۲۰ رجب ۱۴۳۸

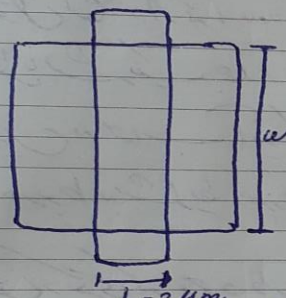
فروردین
۴ ۳ ۲ ۱
۱۱ ۱۰ ۹ ۸ ۷ ۶ ۵
۱۸ ۱۷ ۱۶ ۱۵ ۱۴ ۱۳ ۱۲
۲۵ ۲۴ ۲۳ ۲۲ ۲۱ ۲۰ ۱۹
۳۱ ۳۰ ۲۹ ۲۸ ۲۷ ۲۶
ش ی د س چ پ ج

۲۸ 17 2017 April Monday
دوشنبه ۱۹ رجب ۱۴۳۸

۱۳۹۶

خازن‌های گیرنده خازن‌های لایه کناری باعث ایجاد ظرفیت‌های زیرلایی می‌شوند در مشخص کردن مقدار خازن‌های CdB (خازن درین بالک) و CSB (خازن سورس بالک) مورد توجه قرار می‌گیرند

مثال): در ترانزیستور زیر با توجه به ابعاد ترانزیستور، مقدار خازن‌های cgd و cgs را محاسبه کنید.



$\mu = 240 \frac{cm^2}{V.sec}$

$K_{ox} = 3,9$ $\varepsilon_0 = 8,85 \times 10^{-12} \frac{F}{m}$

$t_{ox} = 40 A$ $L_{ov} = 0,03 \mu m$

$V_{to} = 0,4V$ $\gamma = 0,05$ $\varphi_0 = 0,6$ $2|\varphi_f| = 1$

$V_{SB} = 1V$ $V_{GS} = 1,1V$ $V_{DS} = 2V$

$C_{gd} = C_{ov} = C_{ox} \cdot W \cdot L_{ov}$

$C_{ox} = \frac{K_{ox} \cdot \varepsilon_0}{t_{ox}} = \frac{3,9 \times 8,85 \times 10^{-12}}{40} = 863 \times 10^{-9}$

$V_{th} = V_{to} + \gamma \left[\sqrt{V_{SB} + 2|\varphi_f|} - \sqrt{2|\varphi_f|} \right] \Rightarrow$

$V_{th} = 0,4 + 0,05 \left[\sqrt{1 + 0,6} - \sqrt{0,6} \right] = 0,425$

$\begin{cases} V_{th} = 0,425V \\ V_{GS} = 1,1V \end{cases}$ $V_{eff} = V_{GS} - V_{th} = 1,1 - 0,425 = 0,675V$

ترانزیستور اشباع است ← شرط اشباع بودن $V_{DS} > V_{eff} \Rightarrow 2 > 0,675$

$C_{gd} = C_{ov} = 25 \times 10^{-6} \times 0,03 \times 10^{-6} \times 863 \times 10^{-9} = 647,25 \times 10^{-21} F$

$C_{gs} = W C_{ox} \left[\frac{2}{3} L + L_{ov} \right] = \frac{2}{3} C_{ox} W \cdot L + C_{ov} \Rightarrow$

$C_{gs} = \frac{2}{3} \times 863 \times 10^{-9} \times 25 \times 10^{-6} \times 2 \times 10^{-6} + 647,25 \times 10^{-21} = 89,4 \times 10^{-15} F$

۱۳۹۶

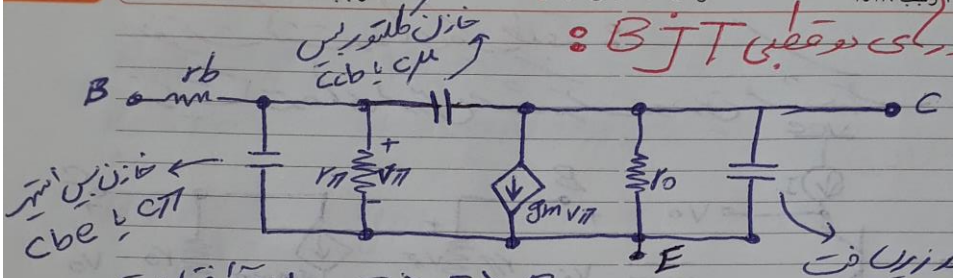
۳۱ پنجشنبه — 20 April 2017 Thursday — ۲۲ رجب ۱۴۳۸

فروردین

ش	ی	د	س	چ	پ	ج
						۴ ۳ ۲ ۱
۵	۶	۷	۸	۹	۱۰	۱۱
۱۲	۱۳	۱۴	۱۵	۱۶	۱۷	۱۸
۱۹	۲۰	۲۱	۲۲	۲۳	۲۴	۲۵
۲۶	۲۷	۲۸	۲۹	۳۰	۳۱	

۳۰ چهارشنبه — 19 April 2017 Wednesday — ۲۱ رجب ۱۴۳۸

ترانزیستورهای دوقطبی BJT :



خازن کلکتور بیس C_{μ} یا C_{cb}

خازن بیس امیتر C_{π} یا C_{be}

خازن کلکتور زیرلایه C_{cs}

از نظر فیزیک $C > E > B$

از نظر ناخالصی $E > C > B$

$I_C = I_S \cdot e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}$

$r_{\pi} = h_{ie} = \beta \cdot r_e$ $\quad h_{oe} = r_o = \frac{V_A}{I_C}$ ← ولتاژ اولیا

$h_{fe} = \beta$ $\quad V_T = \frac{K \cdot T}{q} = 26\,mV$

$C_{\mu} = C_{cb} = \frac{C_{\mu 0}}{\sqrt{1 + \frac{V_{CB}}{\phi_0(cs)}}}$ ← ظرفیت پیوند کلکتور بیس تحت بایاس معکوس

$C_{cs} = \frac{C_{cs0}}{\sqrt{1 + \frac{V_{cs}}{\phi_0(cs)}}}$ ← ولتاژ کلکتور زیرلایه

۲۱ April 2015 Friday — ۲۲ رجب ۱۴۳۸

۱ ← یا خیلی خیلی کوچیک میشه

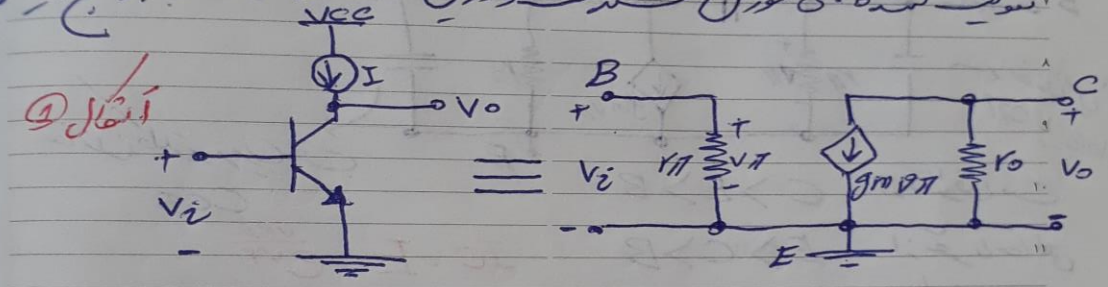
کلکتور بیس

A → آنگستروم $= 10^{-10}\,m$ → متر ≈ غطرانتم

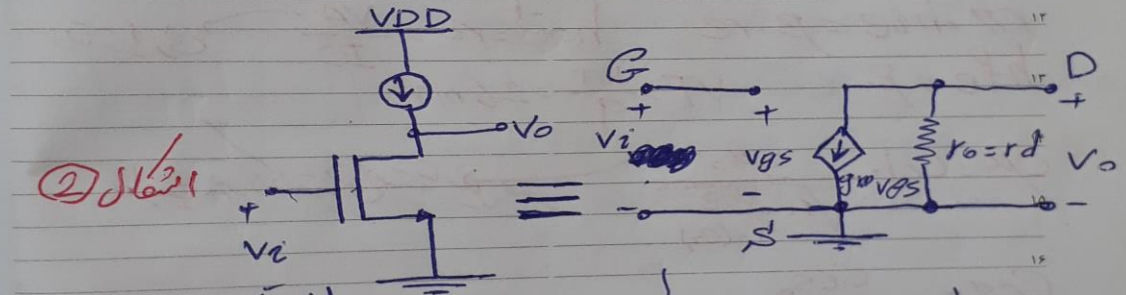
نکته:

تقویت کننده های تک طبقه :

تقویت کننده های سورس مشترک و درین مشترک با بار منبع جریان ثابت :



اشکال ①



اشکال ②

در مدل های بالا به جای مقاومت های RC و RD منبع جریان ثابت گرفته ایم

استفاده از منبع جریان به دو دلیل صورت گرفته است :

① در مقادیر کار مجتمع ایجاد مقاومت های تلرانس زیادی است به همین خاطر ساخت منبع جریان ثابت راحت تر است و استفاده از آن نیز راحت تر است

② با استفاده از منبع جریان ثابت مقاومت بسیار بزرگی برای تقویت کننده فراهم می شود (در حالت ایده آل بی نهایت)

به این ترتیب می توان بهره بسیار بزرگتر از بهره هایی که RC و RD در اختیار ما قرار می دهند داشت

با این منبع جریان ثابت مدارهای دیگری را نیز مثال می زنیم .

$R_{in} = r_\pi \qquad V_i = V_\pi$

$R_o = r_o \qquad V_o = -g_m V_\pi \cdot r_o$

روابط اشکال ①

$A_V = \frac{V_o}{V_i} = -g_m \cdot r_o$

$R_{in} = \infty \qquad R_o = r_o$

$V_i = V_{GS} \qquad V_o = -g_m V_{gs} \cdot r_o$

روابط اشکال ②

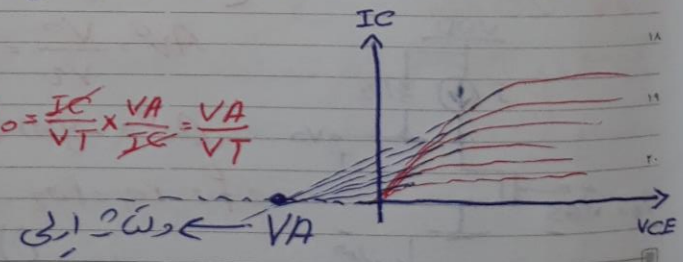
$A_V = \frac{V_o}{V_i} = -g_m \cdot r_o$

در هر دو مدار (اشکال 1 و 2) بهره ولتاژ به اندازه $g_m \cdot r_o$ دارند چون این مکزیمم بهره قابل دستیس تقویت کننده ها است آن بهره ذاتی می نامند و آن را با A_0 نشان می دهند در ترانزیستورهای BJT روابط زیر برقرار است:

$A_{V_0} = g_m \cdot r_o$

$g_m = \frac{I_C}{V_T} \Rightarrow A_0 = \frac{I_C}{V_T} \times \frac{V_A}{I_C} = \frac{V_A}{V_T}$

$r_o = \frac{V_A}{I_C}$ ← دلتا ولی



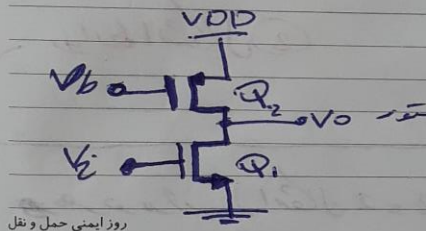
پس بهره ذاتی یا A_0 همان نسبت دلتا ولی به دلتا ترمال است دلتا ولی یک پارامتر فاداری و دلتا ترمال یک پارامتر خیریتی است بنابراین در صنعت یک ترانزیستور BJT بهره ذاتی مستقل از ساعت پیوند و جریان

بنابراین الست در حالی که در مسافت چنین چیزی نیست.

روابط مسافت بصورت زیر است:

$$g_m = \frac{2I_D}{V_{GS}-V_{tn}} = \frac{I_D}{\frac{V_{eff}}{2}} = \sqrt{2I_D \mu_n C_{ox} \frac{W}{L}}$$

با توجه به فرمول، بهره ذاتی در مسافت می توان با انتخاب مسافت بلندتر و استفاده از V_{eff} کوچکتر افزایش داد.



روز ایمنی حمل و نقل

اثر مقاومت خروجی بار منبع جریان:

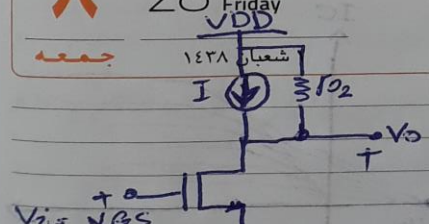
منبع جریان ساده ای توان با استفاده از یک ترانزیستور PMOS بایاس شده در ناحیه اشباع ساخت

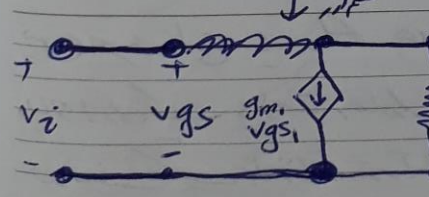
$$\begin{cases} V_o = -g_{m_1} V_{gs_1} (r_{o_1} \| r_{o_2}) \\ V_i = V_{gs_1} \end{cases} \Rightarrow$$

$$A_V = \frac{V_o}{V_i} = \frac{-g_{m_1} V_{gs_1} (r_{o_1} \| r_{o_2})}{V_{gs_1}} \Rightarrow$$

$$A_V = -g_m (r_{o_1} \| r_{o_2})$$

if: $r_{o_1} = r_{o_2} \Rightarrow A_V = -\frac{1}{2} g_m r_o$



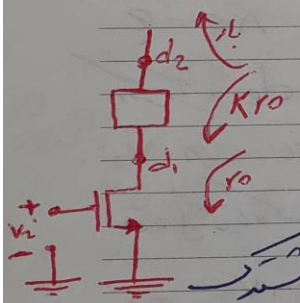


در این حالت می بینیم که منبع جریان بی نهایت نیست بلکه مقاومت خروجی آن

مقدار محدود r_{O_2} است بنابراین مقاومت خروجی محدود بار منبع جریان ایجاد می‌کند. بهره ولتاژ حال از $g_{m_1}(r_{O_1} \| r_{O_2})$ به $g_{m_1} r_{O_1}$ کاهش می‌دهد این کاهش بهره می‌تواند قابل ملاحظه باشد مثلاً اگر ولتاژ A_1 و A_2 برابر باشد بهره نصف می‌شود.

اثر این بهره ترانزیستور پایه:

باید راهی پیدا کرد که بتوان مقاومت خروجی هر ترانزیستور تقویت کننده را بالا برد این راه حل $g_{m_1} r_{O_1}$ ایجاد شده در ترانزیستور تقویت کننده را خنثی کند یعنی باید راهی یافت که جریان $g_{m_1} v_{in}$ با ضریب بهتری از مقاومت بار r_O یا همان r_{ds} بگذرد و مقاومت بار را بیشتر افزایش دهد.



با توجه به شکل دوم به جای منبع جریان باید یک باز جریان قرار داد.

باز جریان همزاد باز ولتاژ یا دنباله‌ی ولتاژ است که ولتاژ را می‌گذراند ولی یک سیم مقاومت پایین‌تر.

در سه نوع آرایه‌ای که داریم تقویت کننده مشترک پایه مشترک پرکاربرد باز جریان مناسب است بنابراین بالا بردن مقاومت خروجی تقویت کننده به تنهایی کافی نیست باید مقاومت با منبع جریان را بالا ببریم که در این کار با یک باز جریان امکان پذیر است.

قرار دادن یک مدار کسکود مشترک پایه مشترک در بالای تقویت کننده‌ی سورس مشترک یا امیتر مشترک بهره انجام عمل باز جریان کاسکود جریان نام دارد.

نکته: کسکود با کاسکود فرق می‌کند

اردیبهشت

ش	ی	د	س	چ	پ	ج
					۱	۲
۳	۴	۵	۶	۷	۸	۹
۱۰	۱۱	۱۲	۱۳	۱۴	۱۵	۱۶
۱۷	۱۸	۱۹	۲۰	۲۱	۲۲	۲۳
۲۴	۲۵	۲۶	۲۷	۲۸	۲۹	۳۰
۳۱						

۱۱ 1 2017 May Monday — دوشنبه — ٤ شعبان ١٤٣٨

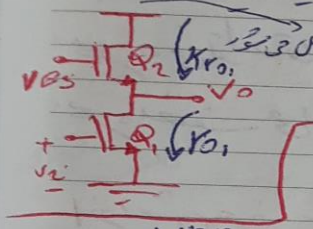
۱۲ 2 2017 May Tuesday — سه‌شنبه — ٥ شعبان ١٤٣٨

۱۳۹۶

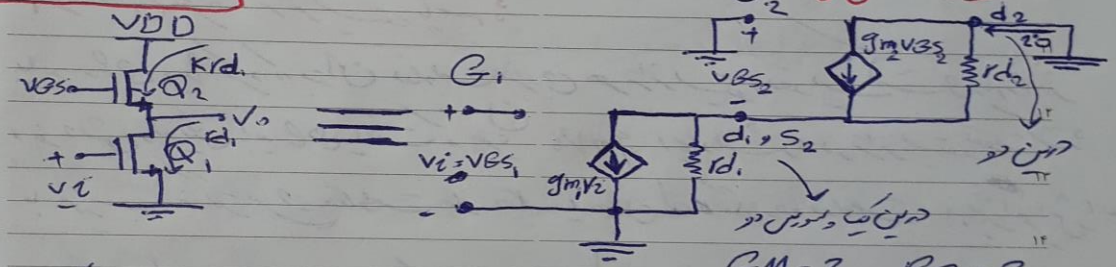
بنابراین منظور از کاسکود کردن استفاده از یک ترانزیستور گیت مشترک با بایس مشترک در بالای تقویت کننده‌ای بدون مشترک یا امیتر مشترک است.

انجام تقویت جریان.

به مقاومت خروجی نمی‌خورد



کاسکود در مانسفی:



$G_M = ?$ $R_O = ?$

اگر گره d_2 مدام معادله به زمین اتصال کوتاه شود جریان که از اتصال کوتاه می‌گذرد $i_o = G_M \cdot V_i$ است بنابراین برای تأمین G_M باید خروجی را از لحاظ سیگنال اتصال کوتاه کنیم و i_o بیابیم

$$S_2, d_1 \text{ گره } KCL \Rightarrow g_{m_2} V_{GS_2} + \frac{V_{GS_2}}{r_{d_2}} = \frac{V_{GS_1}}{r_{d_1}} + g_{m_1} V_i \Rightarrow$$

$$V_{GS_1} = -V_{GS_2} \quad , \quad V_{GS_1} = V_i$$

$$g_{m_2} V_{GS_2} + \frac{V_{GS_2}}{r_{d_2}} + \frac{V_{GS_2}}{r_{d_1}} = g_{m_1} V_i \Rightarrow$$

V_{GS_2} را فاکتور بگیرید

$$V_{GS_2}\left(g_{m_2} + \frac{1}{r_{d_2}} + \frac{1}{r_{d_1}}\right) = g_{m_1} V_i \Rightarrow$$

چون $\frac{1}{r_{d_2}}$ و $\frac{1}{r_{d_1}}$ خیلی کوچک هستند آن‌ها را حذف می‌کنیم

$$g_{m_2} V_{GS_2} = g_{m_1} V_i$$

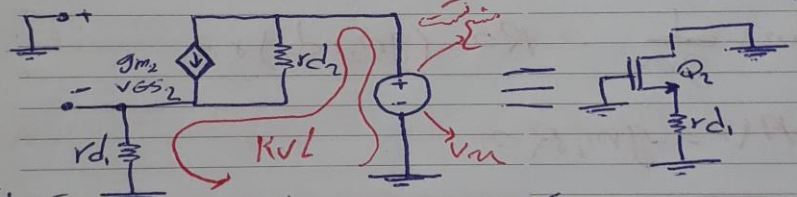
$g_{m_2} \gg \frac{1}{r_{d_1}}, \frac{1}{r_{d_2}}$ ولادت حضرت امام زین العابدین (ع) (۳۸ ه‌ق) و روز جانباز - روز جهانی کار و کارگر

$$i_o = g_{m_2} V_{GS_2} + \frac{V_{GS_2}}{r_{d_2}} \Rightarrow$$

$$i_o = V_{GS_2}\left(g_{m_2} + \frac{1}{r_{d_2}}\right) \xrightarrow{g_{m_2} \gg \frac{1}{r_{d_2}} \text{ چون}} \boxed{i_o = g_{m_2} V_{GS_2}} \quad (۳)$$

$$(۲)\text{و}(۱) \rightarrow i_o = g_{m_1} V_i \Rightarrow \boxed{\frac{i_o}{V_i} = g_{m_1} = G_M}$$

برای بدست آوردن مقاومت خروجی مدار سیگنال ها بی اثر می کنیم لذا منبع ولتاژ V_i اتصال کوتاه می شود (یعنی به زمین وصل می شود) و این کار منبع جریان $g_{m_1} V_i$ چون وابسته به V_i است حذف می شود



نکته: جهت بدست آوردن R_o بعد از بی اثر کردن منابع و ترسیم سیگنال باید زمینه را انتخاب کرد

$$\begin{cases} -V_{in} + (i_o - g_{m_2} V_{GS_2}) r_{d_2} + i_{in} r_{d_1} = 0 \\ V_{GS_2} = 0 - i_{in} \cdot r_{d_1} \;,\; i_o = i_{in} \end{cases} \Rightarrow$$

$$V_{in} = \left[i_{in} - g_{m_2}(-i_{in} r_{d_1})\right] r_{d_2} + i_{in} r_{d_1} \Rightarrow$$

$$V_{in} = i_{in} r_{d_2} + i_{in} g_{m_2} r_{d_1} r_{d_2} + i_{in} r_{d_1} \Rightarrow$$

$$V_{in} = i_{in}\left[r_{d_2} + g_{m_2} r_{d_1} r_{d_2} + r_{d_1}\right] \Rightarrow$$

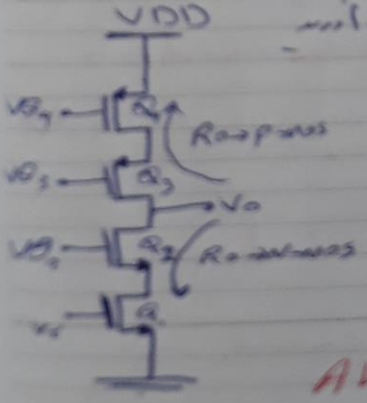
$$R_O = \frac{V_m}{i_m} = r_{d_1} + r_{d_2} + g_{m_2} r_{d_1} r_{d_2}$$

معمولا مقاومت قبل جمله $g_{m_2} r_{d_1} r_{d_2}$ غالب است لذا $R_O \simeq g_{m_2} r_{d_1} r_{d_2}$ است
با توجه به رابطه $R_O = (g_{m_2} r_{d_2}) r_{d_1}$ تاثیر سورس مشترک مقاومت خروجی
مقابل گیت e ناقدیب $g_{m_2} r_{d_2}$ که بعد از آن است افزایش می‌دهد

مثال) در مدار زیر A_V ، R_O ، R_{in} را بدست آورید

$$R_{in} = \frac{1}{g_{m_1}} \qquad R_O = (g_{m_2} r_{d_2}) \| r_{d_1}$$

$$A_V = -g_{m_1} R_O$$



مثال) در مدار زیر A_V ، R_O ، R_{in} را بدست آورید

$$R_{in} = \frac{1}{g_{m_1}}$$

$$R_{OP} = (g_{m_3} r_{d_3}) \| r_{d_4}$$

$$R_{ON} = (g_{m_2} r_{d_2}) \| r_{d_1}$$

$$R_O = R_{OP} \| R_{ON}$$

$$A_V = -g_{m_1} R_O$$

سوال امتحانی

مثال) در مدار زیر تقویت کننده باید طوری طراحی شود که با جریان بایاس 5mA و با بهره ولتاژ $A_v = 15$ کار کند. مطلوب است محاسبه $(W/L)_{Q_2}$ ترانزیستور Q_2

$V_{DD} = 1.8\,V$

$\lambda_1 = 0.15\,V^{-1}$ $\lambda_2 = 0.05\,V^{-1}$

$|V_t| = 0.4\,V$

$\mu_n C_{ox} = 200\ \mu A/V^2$ $\mu_p C_{ox} = 100\ \mu A/V^2$

$I_{D1} = I_{D2} = 0.5\,mA$

$r_{d1} = \frac{1}{\lambda_1 I_{D1}} = \frac{1}{0.15 \times 0.5 \times 10^{-3}} = 13.3\,k\Omega \Rightarrow r_{d1} = 13.3\,k\Omega$

$r_{d2} = \frac{1}{\lambda_2 I_{D2}} = \frac{1}{0.05 \times 0.5 \times 10^{-3}} = 40\,k\Omega \Rightarrow r_{d2} = 40\,k\Omega$

$A_v = \frac{V_o}{V_i} = -g_{m2} R_o \Rightarrow R_o = r_{d1} \| r_{d2} = 13.3 \| 40$

$A_v = 15 \Rightarrow 15 = -g_{m2}(13.3 \| 40) \Rightarrow g_{m2} = 1.5\,mS$

$g_{m2} = \mu_p C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_{Q_2} (V_{GS} - V_{tn}) = \sqrt{2 I_D \mu_p C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_{Q_2}}$

$g_{m2}^2 = 2 I_D \mu_p C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_{Q_2} \Rightarrow$

$g_{m2}^2 = 2 \times 0.5 \times 10^{-3} \times 100 \times 10^{-6} \times \frac{W}{L} \Rightarrow$

$2.25 \times 10^{-6} = 100 \times 10^{-9} \times \frac{W}{L} \Rightarrow \frac{W}{L} = \frac{2.25 \times 10^{-6}}{100 \times 10^{-9}} = 22.5$

$\frac{W}{L} = 22.5$

اردیبهشت

۲۰ چهارشنبه 10 May 2017 Wednesday ۱۳ شعبان ۱۴۳۸

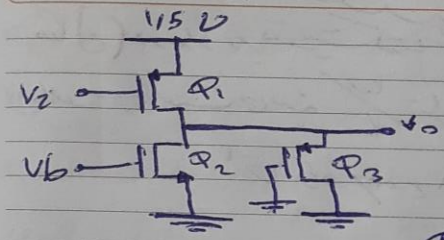
۲۱ پنجشنبه 11 May 2017 Thursday ۱۴ شعبان ۱۴۳۸

۲۲ جمعه 12 May 2015 Friday ۱۵ شعبان ۱۴۳۸

سوال امتحانی

۱۳۹۶

مثال:



$I_{D1} = 100\mu A \quad I_{D2} = I_{D3}$

N-mos: $\lambda = 0.1 V^{-1}$ P-mos: $\lambda = 0.2 V^{-1}$

$g_{m1} = 10 \frac{mA}{V^2} \quad g_{m2} = 5 \frac{mA}{V^2} \quad g_{m3} = 20 \frac{mA}{V^2}$

$R_{in} = ? \quad R_o = ? \quad A_V = ?$

$I_{D2} = I_{D3} = \frac{I_{D1}}{2} = \frac{100\mu A}{2} = 50\mu A$

$r_{d1} = \frac{1}{0.2 \times 100 \times 10^{-6}} = 50k \quad r_{d2} = \frac{1}{0.1 \times 50 \times 10^{-6}} = 200k \quad r_{d3} = \frac{1}{0.2 \times 50 \times 10^{-6}} = 100k$

$R_o = r_{d1} \| r_{d2} \| \frac{1}{g_{m3}} \| r_{d3} \Rightarrow$

$R_o = 50 \| 200 \| 5 \| 100 \simeq 0.05 k\Omega = 50\Omega$

$A_V = -g_{m1} \cdot R_o = -10 \times 10^{-3} \times 50 = -0.5$

$R_{in} = \frac{1}{g_{m1}} = \frac{1}{10 \frac{mA}{V^2}} = \frac{1000}{10} = 100\Omega$