Subject: Year: Month: Date:

الکترونیک ۲ ـ دکتر آشتیانی

میان ترم : ۱۴ آذر ۹۸ ، پنجشنبه صبح

پایان ترم : ۲۳ ، ۱۰ ، ۹۸ ، دوشنبه عصر

رمز CECM : elec2-98-99-1

رفع اشکال : دوشنبه ها ، ساعت ۱۳:۳۰ تا ۱۴:۳۰ ، اتاق 417 ، ساعات دیگه هم اگه کاری نداشتم ، میشه بیاید

نمره دهی : میان ترم : ٪۲۵
پایان ترم : ٪۴۰
سوال ها باهم دیگه داده می شه و باهم دیگه تصحیح می کنند

HW : ٪۵
کوییز : ٪۱۵ (۸ـ۱۰)
پروژه : ٪۱۰
بین ها و دکتر اصفلی کوشا ، کاملا جداهستن

* نمره پیشرفت نداریم *

مرجع :

* Microelectronic Circuits, Sedra/Smith, Ed 6th

* Fundamentals of Microelectronics, Razavi

Subject:

Year: Month: Date:

TA : مهندس باغستانی

ساعت 1:13 { مهندس ملکی

مباحث :

۱- یادآوری BJT و مدل T

۲- MOSFET

۳- مدارات مجتمع (تقویت کننده کسکود و آینه جریان)

۴- تقویت کننده تفاضلی

۵- پاسخ فرکانس پایین تقویت کننده

۶- تقویت کننده فیدبک

۷- تقویت کننده توان

۸- تقویت کننده عملیاتی (آپ امپ)

نقشه الکترونیک و موقعیت ما در آن :

الکترونیک آنالوگ : تمام مباحثی که در کلاس ۱، ۲ و ۳ می خوانیم. (= تقویت کننده ها)

Subject: Year: Month: Date:

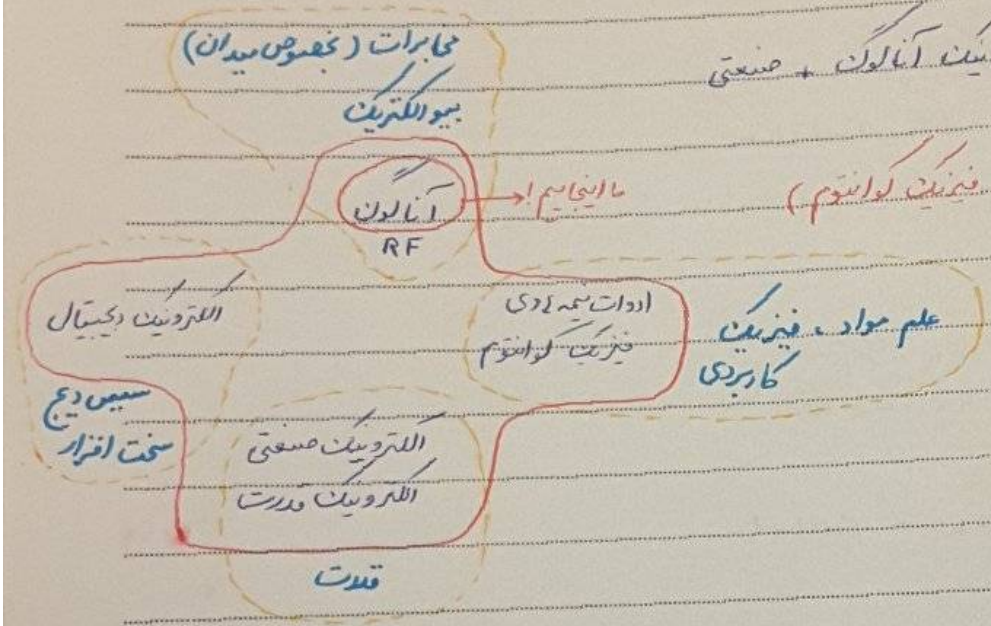
الکترونیک فرکانس بالا (RF)

الکترونیک دیجیتال

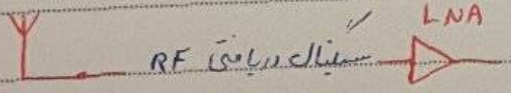
الکترونیک صنعتی یا الکترونیک قدرت (تبدیل ولتاژ بالا، جریان های Drive بالا)

ابزار دقیق = الکترونیک آنالوگ + صنعتی

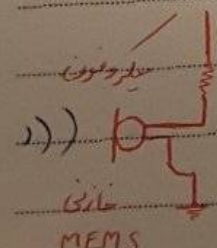
ادوات نیمه هادی (+ فیزیک کوانتوم)



الکترونیک آنالوگ یعنی تقویت کننده و همه مسائل مربوط به آن ← می خواهیم سیگنالی را تقویت کنیم، مثلاً چه سیگنالی؟



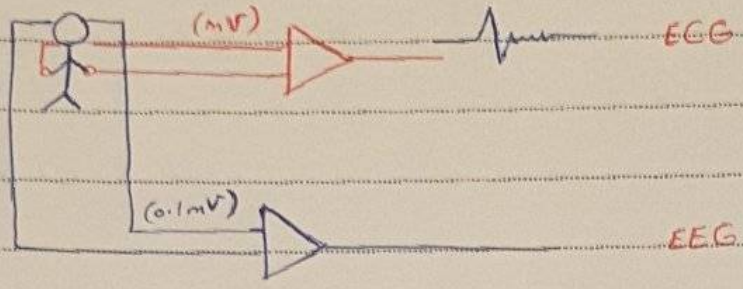
(الف) سیگنال دریافتی در سیستم های مخابراتی معمولاً بسیار ضعیف اند! نیاز به تقویت کننده دارند

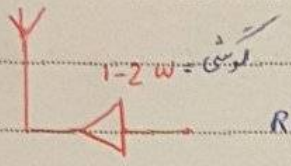


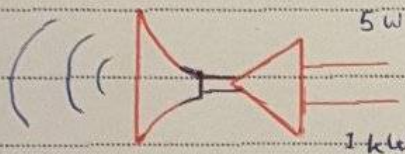
مثلاً انرژی سیگنال های صوتی خیلی کم است

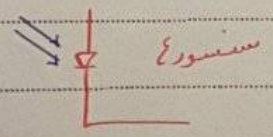
(۰.۷ V)

Subject: Year: Month: Date:









مثلاً در دوربین ۷: دوربین 24MPx یعنی

24 میلیون سنسور نوری دارد

چرا با چنان سیگنال ۷ی کوچک کار میکنیم؟

۱. کوچک یا بزرگ بودن نسبی است؛ مثلاً در لاک قدرت، 100° نیز خوب حساب میشه و باید

سیگنال را در اندازه معمول کاری بالا ببریم

Subject: Year: Month: Date:

۲- از یه متنی کوپلتو، نویز طبیعی (که ذات رندم و غیر قابل اندازه گیری دارند) که روی سیگنال می افتند، سیگنال را غیر قابل فیلتر می کنند:

۱- نویز ناشی از حرکات گرمایی الکترون ها

۲- تداخل، نویز سیستم توان 50Hz روی RF

۳- جرقه های شمع ماشین های در حال عبور، موتورهای الکتریکی و ...

۳- برای طراحی فیلترها و مدارهای صنعتی از تقویت کننده استفاده می شه

پارامترهای مهم در تقویت کننده ها

۱- بهره تقویت کننده

۲- مقاومت ورودی

۳- مقاومت خروجی

۴- پهنای باند کار تقویت کننده (گوشی 2-3 GHz با پهنای MHz و بلن = 100Hz تا 1)

۵- توان مصرفی / بازدهی

Subject: Year: Month: Date:

تقویت کننده

آجری سازنده: ترانزیستور

- ✓ BJT
- ✓ MOSFET
- JFET
- HEMT
- ...

عنصر = معادله (مدل ریاضی)

↓

مدل سازی

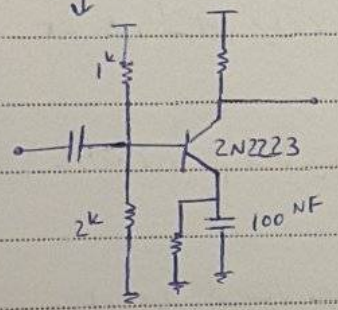
(بیشتر بگوید چطور تحلیلش کرد)

↓

(توپولوژی های اولیه) تحلیل و طراحی مدارهای تقویت کننده

بدست آوردن پارامترها

↓



حالا می خواهیم ببینیم وقتی ساختیم، پارامترهای مورد نظرمان را (تقریبا) دارند یا نه.

*** ۱- مدار را بسازیم و تست کنیم.

** ۲- شبیه سازی (CAD) کنیم.

وقت هیچ ۳- تحلیل دستی (تئوری): تحلیل سیگنال کوچک

همیشه درست روش اول است، کی بریم سراغ شبیه سازی؟ ۱- پول نداریم

۲- وقت نداریم کامل بنویسیم مثلا ۱۰۰ ترانزیستور را بسازیم، بعد بفهمیم یه مقاومت را غلط گذاشته‌ایم

ایراد شبیه سازی: خیلی عوامل جیتی و تفاوت

به صورت کامل مدل نشده‌اند

Subject: Year: Month: Date:

تحلیل دستی هم که کلاً منتفی هم کردیم، در تحلیل دستی خودمون رو لیمیت میکنیم مثلاً برای توصیف ترانزیستور ۷ پارامتر تعریف می‌کنیم. بعد میایم معادله درجه ۲ رو حلش می‌کنیم

در PSpice برای توصیف ترانزیستور 50 پارامتر تعریف شده و معادلات رو حل می‌کنه، حدی با 32 بیت دقت حل می‌کنه. تازه با این حال، نسبت به حالت واقعی ناقص‌ه!

پس تحلیل دستی و تئوری به چه دردی می‌خوره؟

به درد این که بفهمیم پیچ‌های تنظیم کجاست؟ برای رسیدن به نتیجه‌ی دلخواه، حدوداً باید چه چیزی رو چقدر تغییر بدیم. اگر این مرحله رو خوب بفهمیم، بعدش دستگاه شبیه‌سازی، مثل سیمون می‌تونیم

بعدش Spice نباشیم.

پس ارزش تئوری ابداً در دقت آن نیست، بلکه در برقراری ارتباط بین مغز ما و مدار، بین علم و صنعت حاضر است.

برای حل مسائل این درس، از کروکی استفاده می‌کنیم، چون بالای سه گره، بیشتر از ۱۵ دقیقه وقت می‌گیره تا حل بشه، در این درس تکنیک‌هایی رو می‌آموزیم که مدارهای خاص تقویت کننده را سریع‌تر و درست‌تر تحلیل کنیم + می‌خواهیم دید کاربردی از هر کاری که در مدار انجام می‌دهیم،

SOBHAN

بدست آوریم.

Subject: Year: Month: Date:

در این تکنیک ها، برای رسیدن به سرعت تحلیل بالا باید تقریب بزنیم. اصل کار الکترونیک ۲، همین تکنیک هاست که تقریب هم بخش مهمی از آن هاست.

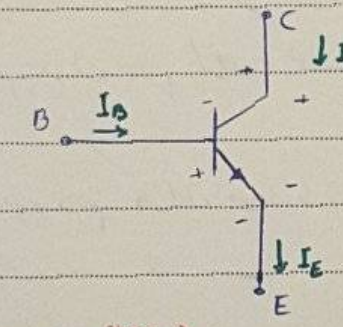
⟸ تمرین: در این درس بسیار مهم است: به خاطر همین، اکثراً میان ترم را خراب می کنند. مسائل را تا تهش خودتون حل کنید و با اعداد نهایی چک کنید؛ راه حل بقیه را نبینید.

یادآوری BJT
مدل T
مثال از مدل T

جلسه‌ی دوم:

اولین قدم برای استفاده از هر چیزی در تحلیل و طراحی، مدل بودن آن است.

مدل مداری:



(1) $I_C = I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A}\right)$ ← البته دقیق‌تر $\rightarrow I_S \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1\right)$ ، $V_T = 26\,mV$ in $300\,°k$

رابطه اصلی (مشخصه) BJT
رابطه فیزیکی

(2) $I_C = \beta I_B$, $\beta \gg 1$

(3) $I_E = I_C + I_B$ ($\sim$ KCL)

این سه رابطه، روابط اصلی BJT اند. اما روابط وابسته دیگری از ترکیب این سه هم بدست می آید.

طبق رابطه اصلی فیزیکی (1)، هیچ تنظیم I_C ، V_{BE} است. رابطه‌ی (2) مدل و ناشی از رابطه‌ی (1) است.

Subject:

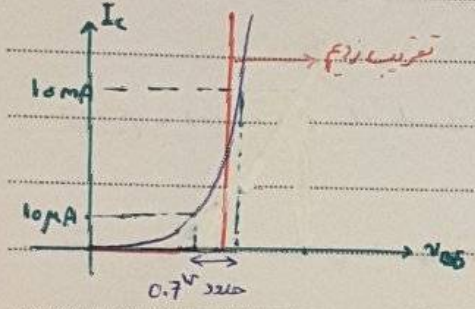
Year: Month: Date:

$I_C = \frac{\beta}{1+\beta} I_E \Rightarrow I_C = \alpha I_E$ $\alpha \simeq 1$

$\alpha < 1$

$I_E = \frac{I_C}{\alpha}$

حالا کار بردن با فرمول (۱) کار سختی بود، در نتیجه کاری که در کلاس انجام دادیم، این بود که تقریب زدیم!



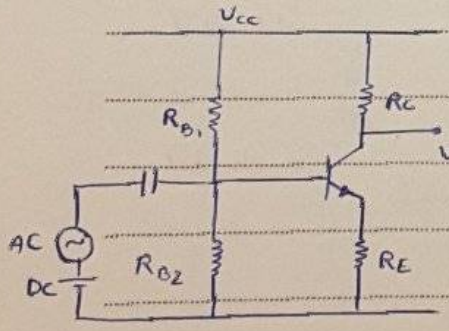
در بازه کاری ما V_{BE} چندان تغییری نمی کند؛

پس آن را ثابت $V_{BE,on} = 0.7^V$ در نظر می گیریم.

↓

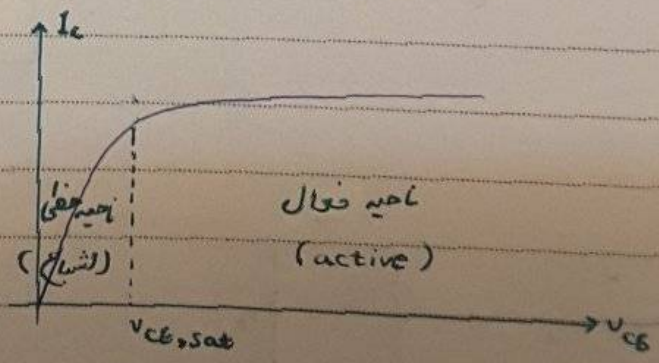
در تحلیل DC ← بایاس DC:

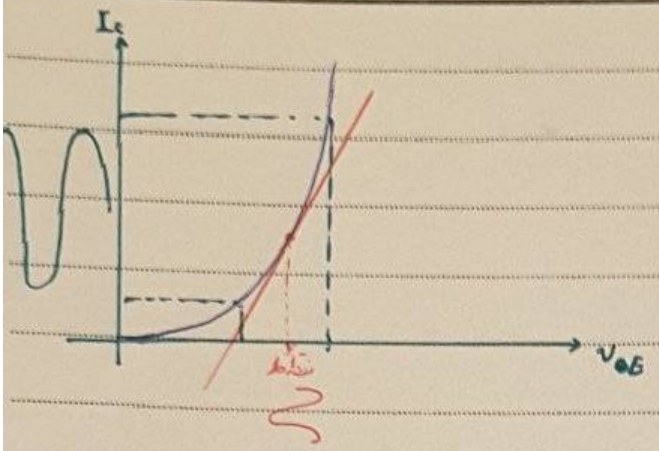
فرض: $V_{BE,on} = 0.7^V$



برای یافتن سوینگ + برای یافتن ناحیه کاری ← V_{CE}

برای تحلیل سیگنال بزرگ ← I_C





جای تحلیل DC تقریب را به اندازه‌ی کافی دقیق بود.

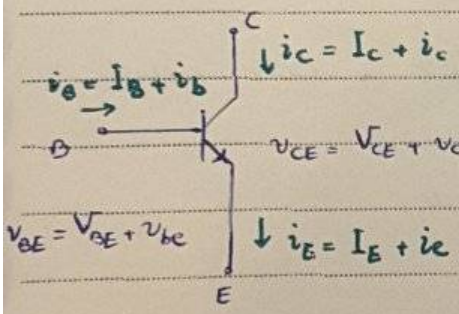
ولی در تحلیل AC ، اگر تقریب را بزنیم،

اصلاً اثر تقویت‌کنندگی حذف می‌شود ← تقریب خطی (مرتبه اول تیلور)

می‌زنیم. این تقریب، اگر دامنه‌ی ولتاژ AC از یه حدی بیشتر شود،

دقت خود را از دست می‌دهد ← شرط سیگنال کوچک

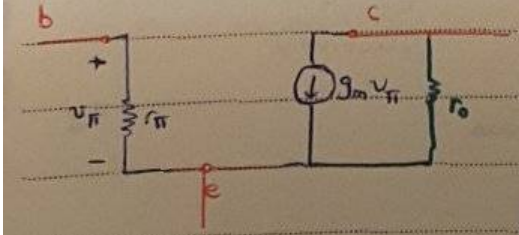
← می‌خواهیم مدل سیگنال کوچک (مداری) را بیابیم.



اوّل معادله

اوّل مدار ✓

مهم‌ترین رابطه‌ای که باید پیدا کنیم، رابطه i_c با v_{be} است.



یکی تو تابع دلش خواسته،

نام گذاشته v_π و صدت شده!

$$I_C = \beta I_B \Rightarrow (I_C + i_c) = \beta(I_B + i_b) \Rightarrow i_c = \beta i_b$$

$i_c = \beta i_b$

$i_c = g_m v_{be}$

$\Rightarrow r_\pi \Rightarrow$ باید از عنصر مقاومت استفاده کنیم $\Rightarrow$ رابطه خطی دارند v_{BE} و i_b

این رابطه هم طبق KCL در i_c $\rightarrow$ $i_E + i_e = I_B + i_b + I_C + i_c \Rightarrow i_e = i_b + i_c$

مدل مداری پیشنهادی برقرار است!

$\Leftarrow$ هر سه معادله‌ی اساسی BJT در مدل پیشنهادی سیگنال کوچک قرار گرفتند.

حالا می‌ریم سراغ تعیین مقادیر پارامترهای مدل:

$$\begin{cases} g_m = \dfrac{I_C}{V_T} \\ r_\pi = \dfrac{\beta}{g_m} \end{cases} \qquad r_o = \frac{V_A}{I_C}$$

داشتیم: $g_m = \dfrac{i_c}{v_{be}} = \dfrac{\Delta I_C}{\Delta v_{BE}} \simeq \dfrac{\partial I_C}{\partial v_{BE}}$ ، $I_C = I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}}$

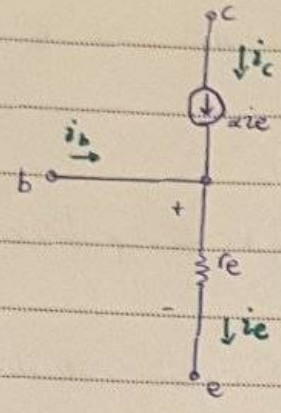
$$\Rightarrow g_m = I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} \left(\frac{1}{V_T}\right) = \frac{I_C}{V_T}$$

$$r_\pi = \frac{v_\pi}{i_b} = \frac{v_{be}}{i_b} = \frac{dv_{BE}}{dI_B} = \left(\frac{dI_B}{dv_{BE}}\right)^{-1} = \left(\frac{1}{\beta}\frac{dI_C}{dv_{BE}}\right)^{-1} = \left(\frac{g_m}{\beta}\right)^{-1} = \frac{\beta}{g_m}$$

این مدل π بود که خیلی هم معمول است. $\leftarrow$ قلب آن r_π بود.

اما مدل دیگری هم داریم که قلب آن r_e است.

مدل T



مدل T نهایتاً با مدل π هیچ فرقی نداره،
غیر از اینکه r_e در آن مدل نیست.

$$r_e = \frac{\partial v_{BE}}{\partial I_E} = \left(\frac{1}{\alpha}\frac{\partial I_C}{\partial v_{BE}}\right)^{-1} = \frac{\alpha}{g_m}$$

$\alpha \simeq 1$ معمولاً داریم $\Rightarrow r_e \simeq \frac{1}{g_m}$

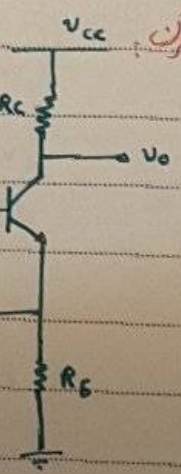
از طرف دیگر: $r_e = \frac{V_T}{I_C/\alpha} = \frac{V_T}{I_E}$

یک نکته دیگه مدل T این است که r_π در آن مستقیم بدست می‌آید.

در مدل π، r_e مستقیم بدست می‌آید.

در کل مدل T دقیق‌تر از مدل π است، اما بعضی جاها خیلی کمک می‌کند.

تقویت‌کننده امیتر مشترک:

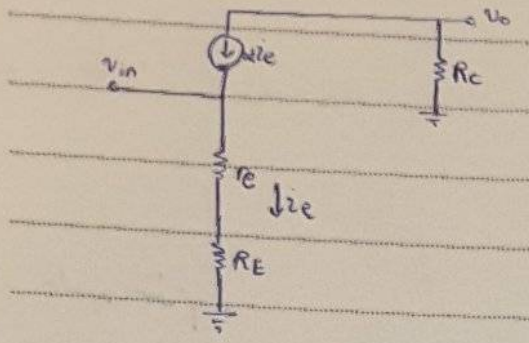


C_E با: $\frac{v_o}{v_{in}} = -g_m R_C$

C_E بدون: $\frac{v_o}{v_{in}} = \frac{-R_C}{\frac{1}{g_m} + R_E}$ = تقریبی

با مدل π به سختی بدست می‌آید.

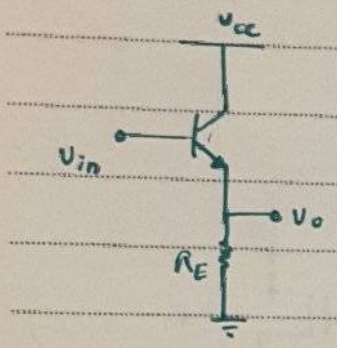
ولی با مدل T با دقت و به راحتی.



$$ie = \frac{v_{in}}{r_e + R_E} \Rightarrow v_o = -R_C \alpha ie$$

$$= \frac{-\alpha R_C}{r_e + R_E} v_{in}$$

$$\Rightarrow \frac{v_o}{v_{in}} = \frac{-\alpha R_C}{\frac{\alpha}{g_m} + R_E} \simeq \frac{-R_C}{\frac{1}{g_m} + R_E}$$



تقویت کننده کلکتور مشترک یا

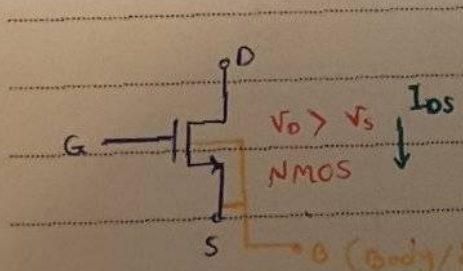
→ Emitter Follower

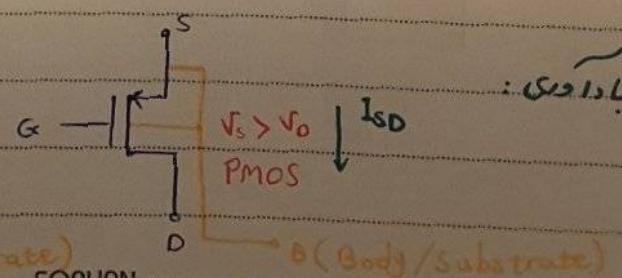
$$\frac{v_o}{v_{in}} \simeq \frac{R_E}{\frac{1}{g_m} + R_E}$$ = تقریبی → دقیق آن با مدل T به راحتی بدست می آید

* نکته: مدل T جایی مفید است که در امیتر مقاومت داریم، یا خازی نداریم و معمولاً سیگنال را به بیس می دهیم.

اگر با جریان یا سورس کار داریم، ترجیحاً سراغ مدل T نروید.

MOSFET





یادآوری:

Subject:

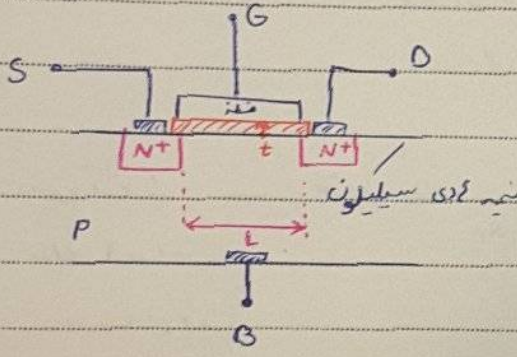
Year: Month: Date:

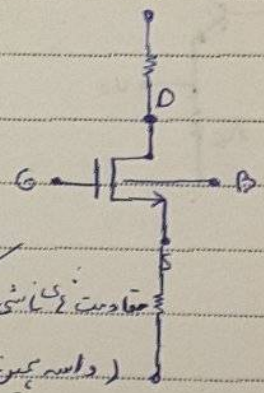
جلسه ستوم :

MOSFET = ترانزیستور عمیق است، نسبت به BJT بکاربرد تر است ؛ خصوص در IC ها مثلاً

کلکور 99.99٪ ترانزیستورهای کاربردی MOSFET است

مدل





نیمه‌ی سیلیکون

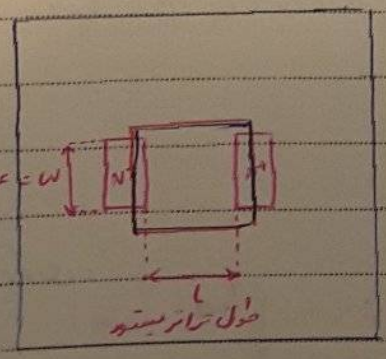
مقاومت ناشی از کمبود الکترون در N

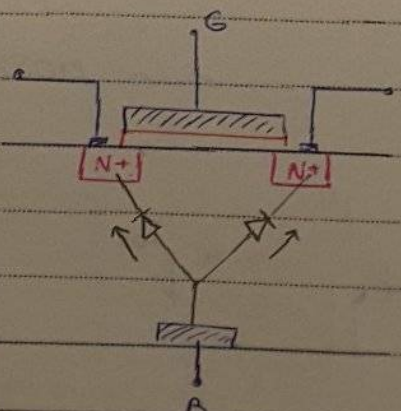
(واسه همین N+ می‌ذاریم)

فاصله‌ی بین دو N+ = 2.50 nm

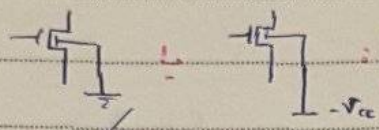
با افزایش تک تک نازک تر میشه

W, L, t (ضخامت ناحیه‌ی الکترونیک) پارامترهای مهمی هستند.

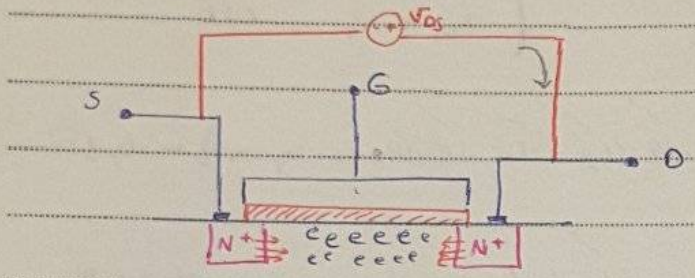




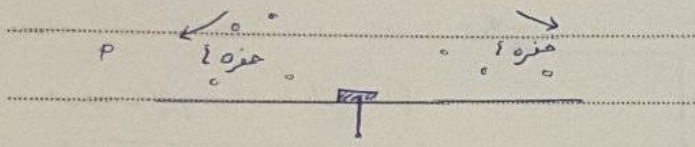
این دیود ها اگر روشن باشند، لایه سایه جریان را کشیده و توان تلف می کنند ← جریانی بین S و D ایجاد می کنند که با ولتاژ G کنترل نمی شود ← B باید همیشه به کم ترین ولتاژ موجود در مدار وصل باشد تا مطمئن باشیم این دیود ها خاموش اند (یا $-V_{cc}$ یا زمین) :



در ترانزیستور های بازاری، Bulk به S وصله، این کار تفاوت هایی در عملکرد ترانزیستور ایجاد می کند که بعدا می گیم



میدان های مخالف جریان در P-n junction بین N^+ و سایره تشکیل می شود

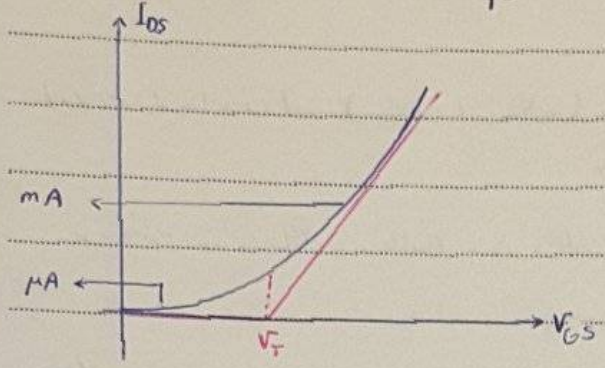


برای از بین بردن آن، با اعمال ولتاژ + به Gate بصورت غیر مستقیم میدان مخالف میدان قبلی را ایجاد کرده و میدان قبلی را کم (یا cancel) می کنیم.

الکترون ها باید خیلی خیلی از S به D برسند (= هدیه نفوذ) برای افزایش سرعت ترانزیستور نیاز داریم جای نفوذ، زیر Gate را کاملا رسانا کنیم.

با بالا بردن ولتاژ G، ابتدا حفره ها از زیر گیت فراری اند و بار ⊖ ایجاد می شود (= حالت خلیه ترانزیستور) گیم باز هم ولتاژ G را بالا ببریم، الکترون های آزاد اونایی که در Si نوع P وجود دارند زیر گیت جمع شده و به نوع N تبدیل می شود ← یک کانال رسانا زیر گیت ایجاد می شود.

حالا با افزایش V_{DS} جریان DS افزایش می‌یابد. با افزایش V_{GS} هم کانال رسانا، رساناتر می‌شود و جریان DS افزایش می‌یابد. می‌دیم تحلیت رو دقیق‌تر می‌کنیم.

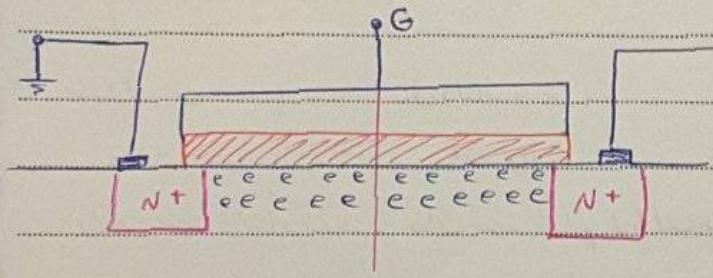


$V_{GS} \geq V_T$, ON

$V_{GS} < V_T$, OFF

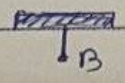
قرارداد تعریف V_T : ولتاژی که در آن چگالی الکترون کانال به 10^{16} $/cm^3$ شود.

حالا می‌خواهیم جریان عبوری از کانال را محاسبه کنیم.



فرض می‌کنیم پهنای کانال در تمام طول آن ثابت است: پس یه

جایی را انتخاب می‌کنیم تا $I = \frac{\Delta q}{\Delta t}$ آن را حساب کنیم.



$$I = \lim_{\Delta t \to 0} \frac{\Delta q}{\Delta t} = \underbrace{Q}_{\text{بار بر واحد حجم}} \cdot v \cdot \frac{\Delta t}{\Delta t} \cdot t_{ch} \times W = \underbrace{Q_S}_{\text{بار بر واحد سطح}} \cdot v \cdot \frac{\Delta t}{\Delta t} \cdot W$$

(سرعت الکترون)

$$= Q_S \cdot W \times \frac{v}{L}$$

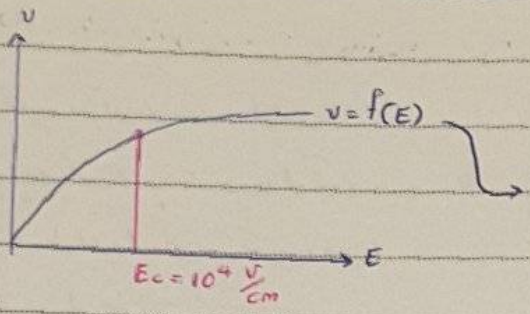
V_{GS} ← تابع

V_{DS} ← تابع

t_{ch} نسبت به W خیلی خیلی کوچک است. $t_{ch} \ll W$

Subject: Year: Month: Date:

در فیزیک الکترونیک داشتیم:



در میدان های خیلی کوچک: $v = \mu_n E$

تقریب خطی می زنیم

mobility

$$\Rightarrow I = Q_S \cdot W \cdot \mu_n \vec{E} = -Q_S \cdot W \cdot \mu_n \frac{dV(x)}{dx}$$

TFT ترانزیستور فیزیک با حالی داره!

کوانتوم هم داره :))

با توجه به $\rightarrow Q_S = C_{ox}(V_{GS} - V(x) - V_T)$

$$\Rightarrow I = -C_{ox}(V_{GS} - V_T - V(x)) W \mu_n \frac{dV(x)}{dx}$$

$$\Rightarrow \int_0^L I\,dx = \int_0^{V_{DS}} C_{ox}(V_{GS} - V_T - V(x)) W \mu_n\, dV(x)$$

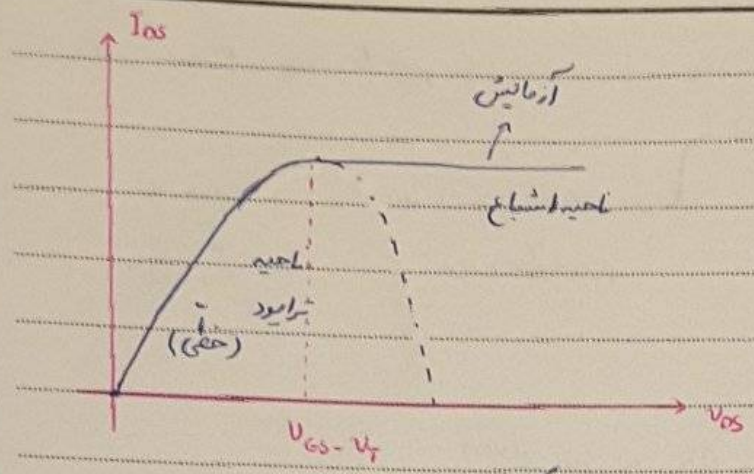
$$\Rightarrow I_{DS} \cdot L = \mu_n C_{ox} W \left[(V_{GS} - V_T) V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2\right]$$

$$\rightarrow I_{DS} = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \left[(V_{GS} - V_T) V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2\right]$$ با وجود تقریب های دقیقی

$V_{GS} > V_T$

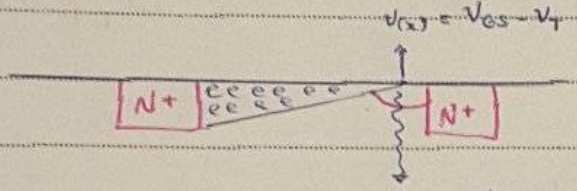
که زدیم، این معادله برای ترانزیستورهای

متوسط کاربرد دارد. برای ترانزیستورهای جدید 7^{nm} مثلاً دیگه کار نمی کند



این قضیه نشان می‌دهد که معادله‌ی با
تا یک نمودار درست و بعد از آن
غلط! (این اتفاق در تقریب‌های با
بالاخره زیاد می‌افتد)

از بالا، مثل رسانا عقب نشینی می‌کند: $v_{DS} = v_{GS} - v_t$



$$I_D = \frac{1}{2}\mu_n C_{ox}\frac{W}{L}(v_{GS}-v_T)^2 = \left[\text{مربعی}\right]_{v_{DS}\to v_{GS}-v_T}$$

ناحیه‌ی تریود ترانزیستور که I_D فقط با v_{GS} کنترل می‌شود، ناحیه‌ی مطلوب تقویت‌کنندگی!

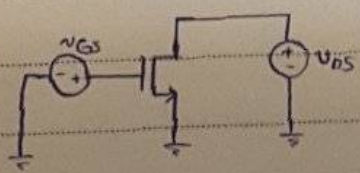
جلسه چهارم

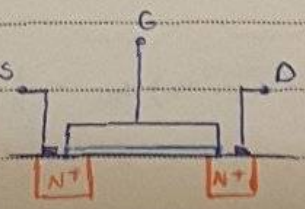
MOSFET

مشخصه‌ی I-V

NMOS مقاومتی

مثال



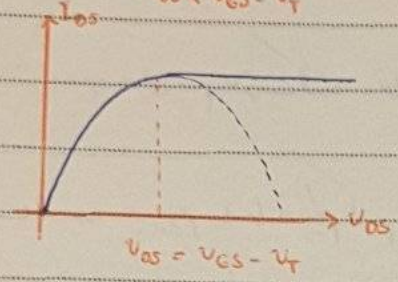


Subject: Year: Month: Date:

OFF : $v_{GS} < v_T$, $I_{DS} = 0$

-Triod) ON : $v_{GS} > v_T$, $I_{DS} = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \left[(v_{GS} - v_T) v_{DS} - \frac{1}{2} v_{DS}^2 \right]$

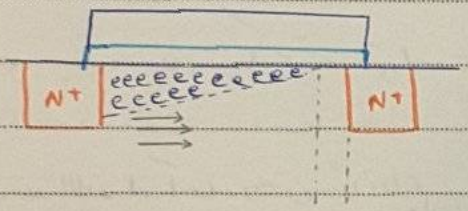
(Linear , $v_{DS} < v_{GS} - v_T$



$C_{ox} = \frac{\varepsilon_{ox}}{t_{ox}}$

از نقطه‌ی $v_{DS} = v_{GS} - v_T$ به بعد، افزایش ولتاژ بی‌تاثیر

افزایش جریان در کانال نمی‌شود



(Sat) ON : $v_{GS} > v_T$, $I_D = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \left[\frac{1}{2} (v_{GS} - v_T)^2 \right]$

, $v_{DS} > v_{GS} - v_T$

از ناحیه‌ی اشباع و فعال BJT ثابت بود ،

اما در MOSFET به v_{GS} بستگی دارد .

MOSFET		BJT
OFF	⟷	OFF
Triod	⟷	Sat
Sat	⟷	Active

BJT { $v_{CE} < v_{CE,sat}$, $v_{CE} > v_{CE,sat}$

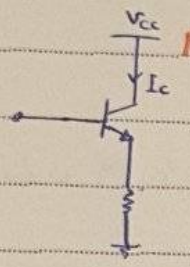
MOSFET : $v_{DS} = v_{GS} - v_T = 0.5^V , 1^V , \dots$

کتاب بیدا V_{ov} ، Ed.7 را به رسمیت شناخته.

Subject: Year: Month: Date:

نکته: موقع بایاس بردن BJT ، I_C و V_{CE} را تنظیم می کردیم. مهم تر I_C است ؛ چون I_C است که بهما g_m می دهد و g_m بهره می دهد.

+ یک spec خیلی مهم تقویت کننده ، توان مصرفی آن است که $P = V_{CC} \cdot I_C$ است و V_{CC} معمولاً دست ما نیست ! ← مجبوریم I_C را تنظیم کنیم



← پس ، V_T ، V_{GS} کمیت مهمی است ← نامی روی آن قرار می دهیم :

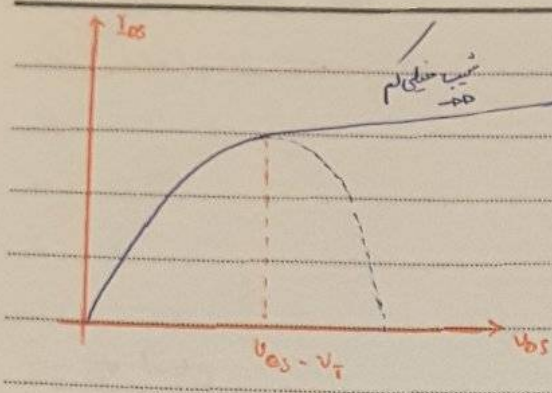
چه قدر بالاتر از آستانه روشن شدن داریم به $V_{overdrive} = V_{ov} = V_{GS} - V_T$ ولتاژ MOSFET می دهیم.

نکته : V_{GS} از V_{DS} مهم تره ؛ چون ON و OFF بودن را آن تعیین می کند.

حواله : خط راست مشخصه ی I_{DS} برحسب V_{DS} دقیقاً ثابت نیست ، بلکه به آرامی با افزایش V_{DS} ، I_{DS} افزایش می یابد.

چون در ناحیه ی اشباع ، با افزایش V_{DS} طول واقعی کانال (L) کاهش می یابد ؛ در نتیجه ، ولتاژ $V_{GS} - V_T$ در فاصله ی کم تری اعمال شده ، پس جریان بیشتری تولید می کند.

Subject: Year: Month: Date:



مدل دقیق‌تر ← $I_D = \frac{1}{2}\mu_n C_{ox}\frac{W}{L}(v_{GS}-v_T)^2(1+\lambda v_{DS})$

ناحیه اشباع

این تقریب تا ۳۵ سال پیش کاملاً دقیق و کارآمد بود.

برای تکنولوژی امروز اصلاً دقیق نیست، اما در حدی که برای پیدا کردن پیچ‌های تنظیم در کلیل دستی به درد بخوره، دقیقه.

معمولاً μ_n به تنهایی برای ما مهم نیست و نه C_{ox}، بلکه حاصل‌ضربشون و در نتیجه کمیت جدیدی تعریف می‌شه: $k'_n = \mu_n C_{ox}$ و به کمیت دیگه $k_n = \mu_n C_{ox}\frac{W}{L}$

MOSFET:

$v_{GS} < v_T \Rightarrow$ OFF

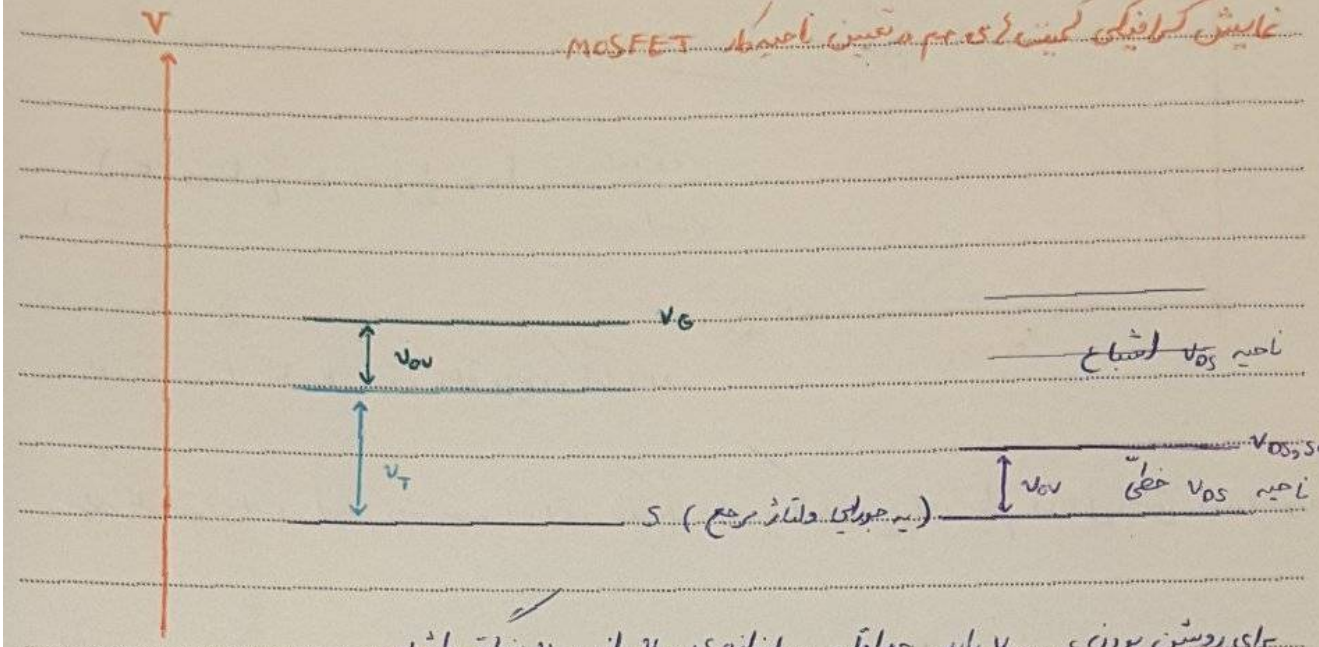
$v_{GS} > v_T \Rightarrow$ ON:

- $v_D < v_G - v_T$
  - $v_{DS} < v_{GS} - v_T \Rightarrow$ Triod:
    $I_D = \mu_n C_{ox}\frac{W}{L}\left[(v_{GS}-v_T)v_{DS} - \frac{1}{2}v_{DS}^2\right]$
- $v_D > v_G - v_T$
  - $v_{DS} > v_{GS} - v_T \Rightarrow$ Sat:
    $I_D = \frac{1}{2}\mu_n C_{ox}\frac{W}{L}(v_{GS}-v_T)^2(1+\lambda v_{DS})$

کاهی اوقات استاد از شرط پایین راحت رد نه!

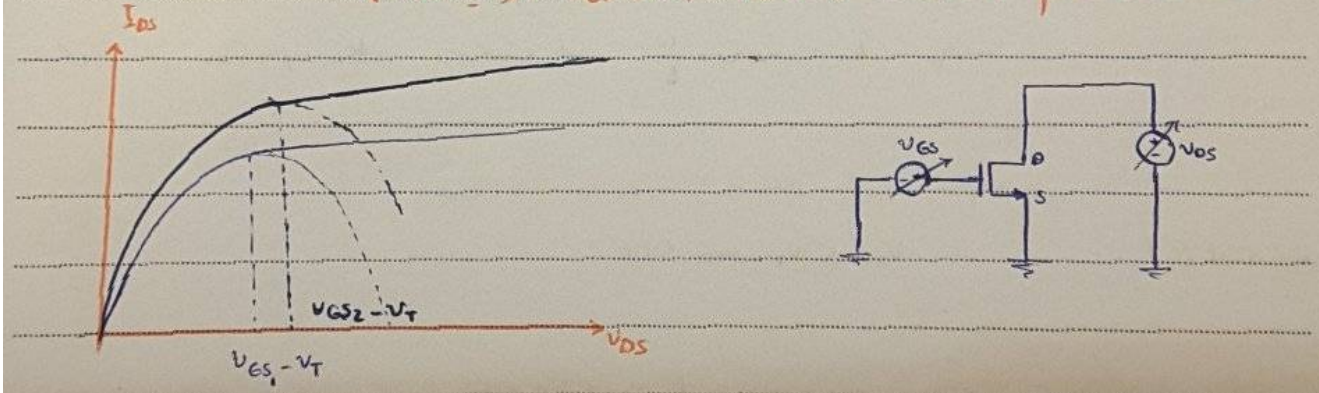
Subject: Year: Month: Date:

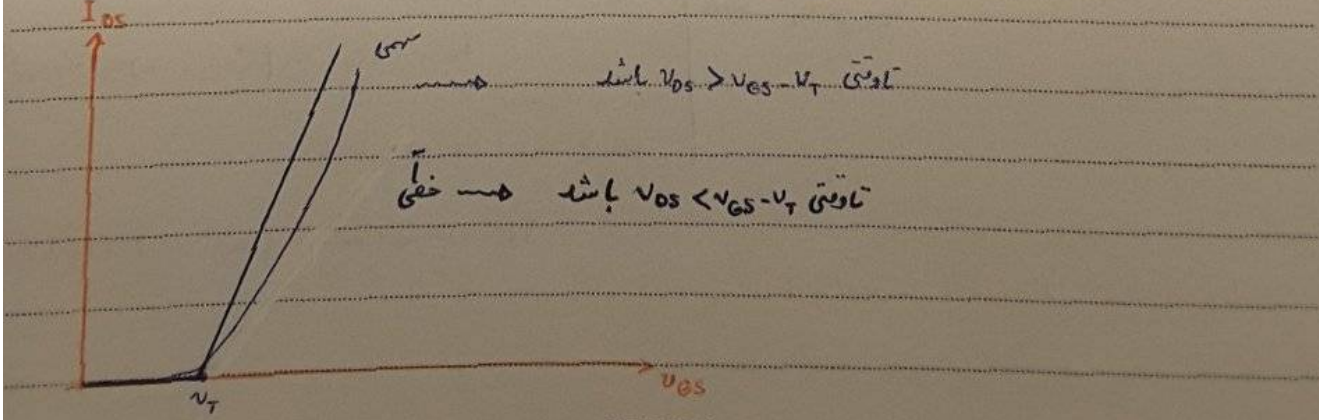
نمایش گرافیکی کیفیت کنترل ولتاژ بر تعیین ناحیه MOSFET



برای روشن بودن، V_G باید حداقل به اندازه‌ی V_T از V_S بزرگتر باشد

رفتار ترانزیستور نوع n در حالت MOSFET ($V_{GS} > V_T$) (ON)





SOBHAN

Subject: Year: Month: Date:

یک مثال برای آشنایی با عدد و ارقام

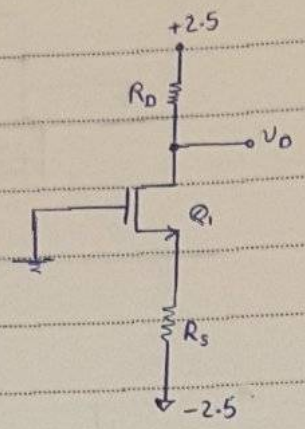
$V_t = 0.7^V$

$W = 32^{\mu m}$

$L = 1^{\mu m}$

$\mu_n C_{ox} = 100^{\frac{\mu A}{V^2}}$

$\lambda = 0$



$R_D, R_S = ?$ → $\begin{cases} I_D = 0.4^{mA} \\ V_O = +0.5^V \end{cases}$

ناحیه کاری؟ قطعاً اشباع!

$v_G = 0$

$v_O = 0.5$ $\quad 0.5 > 0 - 0.7$ ✓

$v_t = 0.7$

$I_D = \frac{1}{2}\mu_n C_{ox}\frac{W}{L}(v_{GS} - v_t)^2 \Rightarrow 400 = \frac{1}{2} \times 100 \times 32 (v_{GS} - v_t)^2$

$\Rightarrow v_{GS} - v_t = 0.5^V \Rightarrow v_{GS} = 0.5 + v_t = 0.5 + 0.7 = 1.2^V$

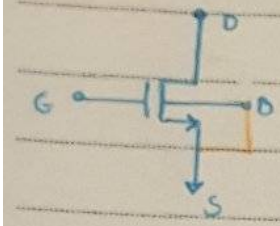
$R_S = \frac{v_S - (-2.5)}{I_S} = \frac{-1.2 + 2.5}{0.4} = 3.25^{k\Omega}$

$I_D = I_S \Rightarrow R_D = \frac{2.5 - 0.5}{0.4} = 5^{k\Omega}$

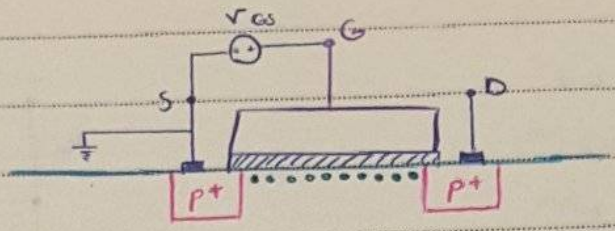
جلسه پنجم:

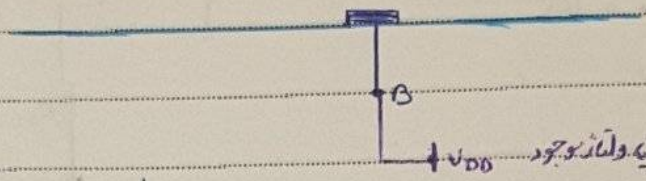
MOSFET : PMOS و NMOS دارد. PMOS برای ...

NMOS



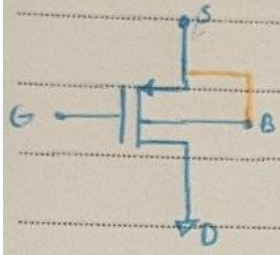
$V_D > V_S$





پایین ترین ولتاژ موجود در مدار

PMOS

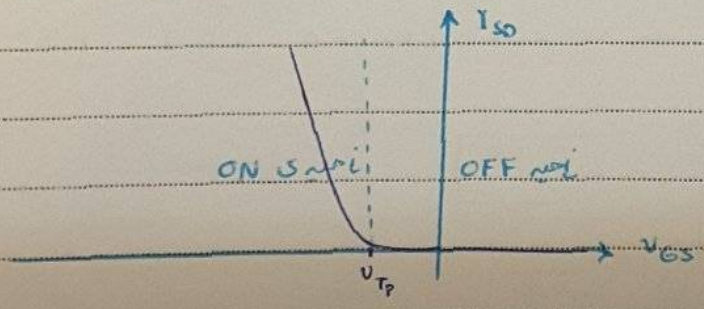


$V_S > V_D$ I_{SD}

در PMOS ، V_{GS} باید منفی باشد تا حفره‌ها زیر گیت جمع شوند؛ درنتیجه، ولتاژ آستانه هم منفی است:

$V_{Tn} > 0$

$V_{GS} < V_{Tp} < 0$:ON



ترانزیستورهای بازاری که سه پایه دارند، D و S مشابه می‌شوند.

به این ترتیب، تفاوت بین پایه‌های S و D از بین می‌رود و مهم است که ترانزیستور را کدام وری در مدار بگذاریم.

نامساوی‌های PMOS همیشه برعکس نامساوی‌های NMOS است.

Subject:

Year: Month: Date:

① OFF : $v_{GS} > v_{Tp} \Rightarrow I_{SD} = 0$

② ON : $v_{GS} < v_{Tp}$:

(2-1) Triod : $I_{SD} = \mu_p C_{ox} \frac{W}{L} \left[(v_{GS} - v_{Tp}) v_{DS} - \frac{v_{DS}^2}{2} \right]$

$\mu_p < \mu_n \xrightarrow{\text{معمولا}} \mu_p \simeq \frac{1}{3} \mu_n$

NMOS جریان دهی بهتر و g_m بیشتری دارد.

(2-2) Sat : $I_{SD} = \frac{1}{2} \mu_p C_{ox} \frac{W}{L} (v_{GS} - v_T)^2 (1 - \lambda v_{DS})$

$(1 + \lambda v_{SD})$

شرط اشباع : $v_{DS} < v_{GS} - v_{Tp}$, $\begin{cases} v_{GS} < 0 \\ v_{Tp} < 0 \end{cases}$

فرمول های مقداری با تغییر جنس حل کردن شون گیج کننده می شه. از فرمول های قدرمطلقی استفاده

می کنیم.

① OFF : $|v_{GS}| > |v_{Tp}|$, فرض: $v_{GS} < 0$, $v_{Tp} < 0$

(2-1) Triod : $|I_{DS}| = \mu_p C_{ox} \frac{W}{L} \left[(|v_{GS}| - |v_{Tp}|) |v_{DS}| - \frac{1}{2} |v_{DS}|^2 \right]$, فرض: $v_{GS} < 0$, $v_{Tp} < 0$, $v_{DS} < 0$, $I_{DS} < 0$

شرط تراید : $|v_{DS}| < |v_{GS}| - |v_{Tp}|$

(2-2) Sat : $|I_{DS}| = \frac{1}{2} \mu_p C_{ox} \frac{W}{L} \left[|v_{GS}| - |v_{Tp}| \right]^2 (1 + \lambda |v_{DS}|)$

شرط اشباع : $|v_{DS}| > |v_{GS}| - |v_{Tp}|$

SOBHAN

Subject: Year: Month: Date:

PMOS راحتی بگیرید! سئوالات و مطالب مهم روی NMOS تمرکز دارند که بایت می‌شود و حل PMOS

ضعیف بشیم.

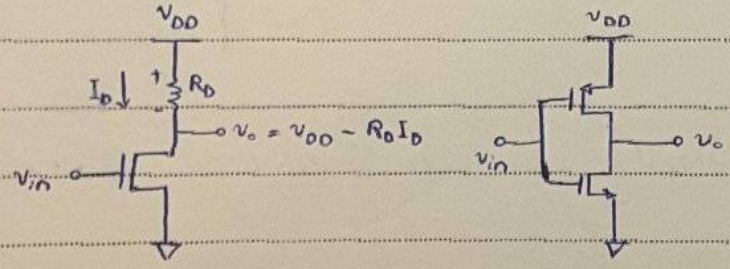
علت عمده‌ی کاربرد PMOS در کنار NMOS، ساخت گیت‌های منطقی دیجیتال نه (بصورت تاریخی) و

تا همین چند وقت پیش، برای ساخت تقویت کننده، BJT (اصلا) خیلی بهتر بود.

بخصوص موقع ساخت IC های بزرگ یا میکروپروسسورهای میلیاردی ترانزیستور دارند، هم شده از

PMOS استفاده شود؛ چون ساختارهای CMOS توان مصرفی کمتری نسبت به ساختارهای NMOS یا PMOS

دارند و جریان هم نمی‌کشند (به جز جریان نشتی)

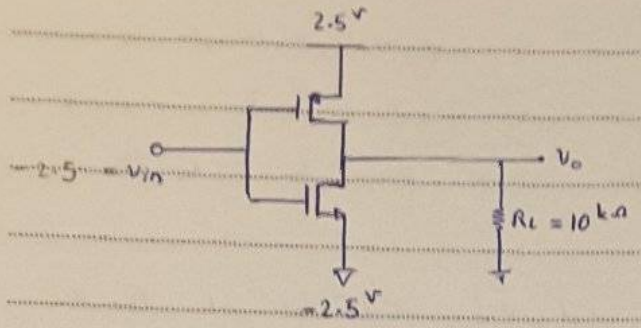


NMOS inv CMOS inv

در ساختار CMOS: 1- فقط حین transition ترانزیستورها جریان داریم.

2- افت ولتاژ روی v_o نداریم.

3- تلف توان خیلی کم‌تر است.



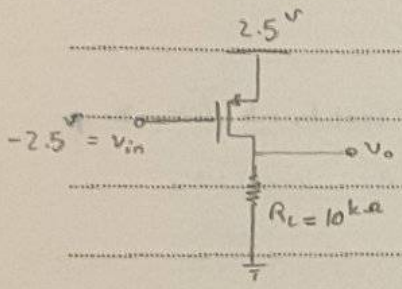
$k_n' \frac{W}{L_n} = k_p' \frac{W}{L_p} = 1 \frac{mA}{V^2}$

$V_{TN} = 1^V \quad , \quad V_{TP} = -1^V$

$V_{in} = -2.5^V \Rightarrow V_o = ?$

NMOS را V_{GS} حساب کنیم $\Rightarrow 0$ است $\Rightarrow$ OFF $\Rightarrow$ لذا وجود ندارد

PMOS را V_{GS} حساب کنیم $\Rightarrow -5$ $\Rightarrow$ ON $\Rightarrow$ حال برای تعیین تریود یا اشباع باید V_o را فرض کنیم



مجهول مسئله است ! $\Rightarrow$ باید امتحان کنیم

① فرض اشباع $\Rightarrow I_{SD} = \frac{1}{2} \overbrace{\mu_p C_{ox}}^{k_p'} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T)^2$

$= \frac{1}{2} \times 1_m \times (-5 - (-1))^2 = 8^{mA}$

$\Rightarrow V_o = 8^{mA} \times 10^{k\Omega} = 80^V$ ✗

② فرض: تریود $\Rightarrow V_{DS} = V_o - V_{DD} = V_o - 2.5 \quad , \quad I_{SD} = \frac{V_o}{R_L}$

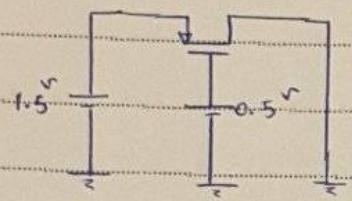
$I_{SD} = \mu_p C_{ox} \frac{W}{L} \left[(V_{GS} - V_T) V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2 \right]$

$\frac{V_o}{10^{k\Omega}} = 1^{m \frac{A}{V^2}} \left[(-5 - (-1))(V_o - 2.5) - \frac{1}{2} (V_o - 2.5)^2 \right]$

در نهایت ← حل معادله درجه ۲ رسیدیم ⟹ $aV_o^2 + bV_o + c = 0$

کلیه ادوات در حل PMOS و NMOS ← معادله درجه ۲ می‌شوند.

مثال ۲: ناحیه کاری ترانزیستور را تعیین کنید. $V_{Tp} = -0.4\,V$



$V_{GS} = 0.5 - 1.5 = -1\,V < -0.4\,V \Rightarrow$ ON

$V_{DS} = -1.5 < V_{GS} - V_T = -1 - (-0.4) = -0.6$

⇓ اشباع

* حتماً textbook را بخوانید. دست‌نویس‌هایتان را بدهید. ورق نزنید. آرام‌آرام بخوانید.

MOSFET, Sedra, Ed 6 or 7

بایاس DC

۱- حالت ترانزیستور در اشباع باشد.

۲- جریان I_{DS} مقدار مشخصی باشد ← مقدار مناسب با توان مصرفی یا حداقل تلرانس.

۳- V_{DS} به اندازه‌ای در ناحیه اشباع جلو باشد که سوئینگ مناسب را بدهیم.

بایاس خوب ← بایاسی است که به تغییرات I_{DS} آن کم باشد؛ نسبت به تغییرات دمای مشخصه ترانزیستور.

مقاومت بار و...

Temperature ↑ μC_{ox} ↓ کمبودن μ خیلی تاثیرپذیر است.

Temperature ↑ V_T ↓

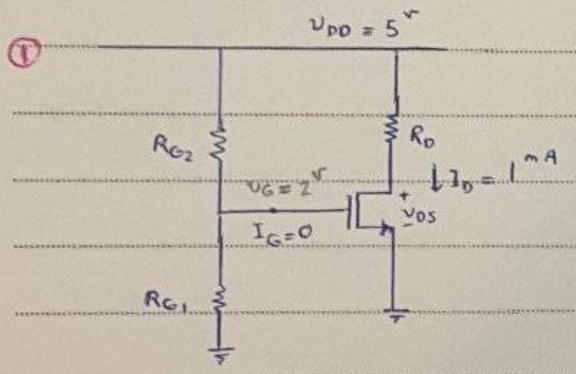
typical

$$\begin{cases} V_T = 0.5\,V & V_{Tmin} = 0.4\,V \quad V_{Tmax} = 0.6\,V \\ \mu C_{ox} = 100\ \frac{\mu A}{V^2} & \pm 20\text{-}30\% \end{cases} \rightarrow I_{DS} = 1\,mA$$

0.8 mA

1.2 mA

حالا روش‌های گوناگونی برای بایاس DS ترانزیستور MOSFET وجود دارد.



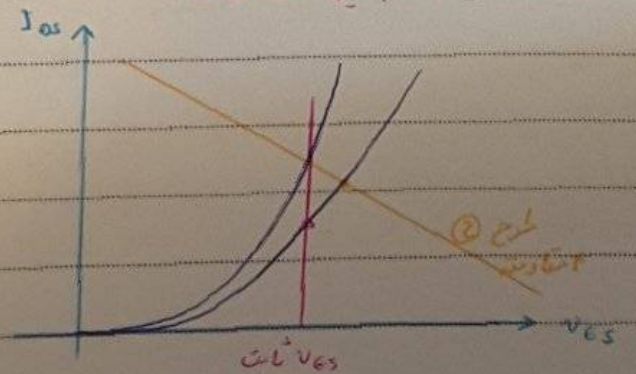
طراحی بد برای بایاس ؛

چون R_D و V_G را Fix کردیم یا فرض Fix بودن

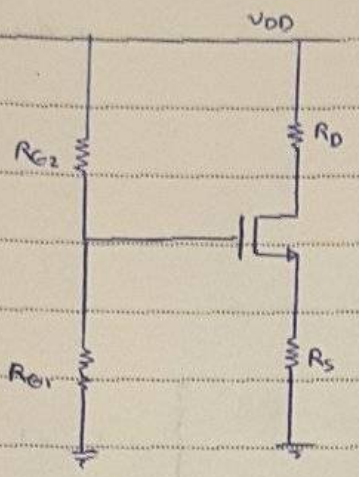
مشخصه‌ی ترانزیستور (در حالی که این طور نیست)

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

این دو با یا از ترانزیستوری به دیگری فرق می‌کند



Subject: Year : Month: Date:



$\uparrow R_S$ ← شیب خط ↓ ← تغییرات $\downarrow I_{DS}$

← خوب است!

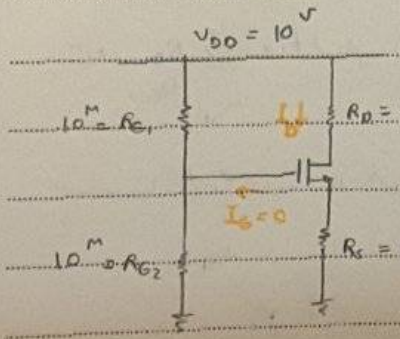
اما اگر R_S از یه حدی هم بزرگتر بشه، ترانزیستور

خاموش می‌شه.

در نتیجه، یک بازه‌ی خوب بینه برای R_S داریم.

جلسه‌ی ششم:

MOSFET: ۱. بایاس ۲. مدل سیگنال کوچک ۳. بررسی تقویت‌کننده‌ها



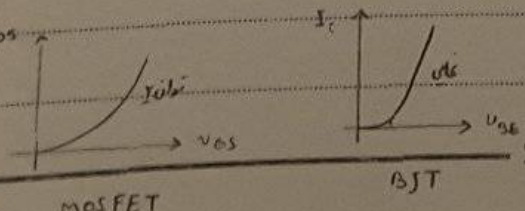
MOSFET برخلاف BJT، $I_G = 0$ است.

در نتیجه ولتاژ گیت بدون زحمت بدست می‌آید:

$$V_G = \frac{R_{G2}}{R_{G1} + R_{G2}} V_{DD} = \frac{10}{10+10} \times 10 = 5^V$$

اما مرحله‌ی بعدی سخت است! در BJT مقدار $V_{BE} = 0.7^V$ مقدار مشخص و تقریباً ثابتی داشت؛ چون مشخصه آن

نمایی بود. اما مشخصه‌ی V_{DS} توان ۲ است و نمی‌توان آن را به مقدار ثابت یا مشخصی تقریب زد!



← V_{GS} معمول است و با تغییر I_{DS} عوض می‌شود!

Subject: Year: Month: Date:

$V_G = V_{GS} + R_S I_D$

$V_{GS} = V_G - R_S I_D = 5 - 6 I_D$

طبیعتاً فرض می‌کنیم در ناحیه اشباع‌ایم، چون فقط تو این ناحیه می‌شه تقویت کننده ساخت

$I_D = \frac{1}{2} k_n \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T)^2$

$I_D = \frac{1}{2} \times 1 \times (5 - 6 I_D - 1)^2$

چک اشباع: $V_{DS} > V_{GS} - V_T : 4 > 2 - 1$ ✓

$18 I_D^2 - 25 I_D + 8 = 0 \Rightarrow I_D = \begin{cases} 0.9\ mA \rightarrow V_{out} = 5.4\ V > 5\ V = V_G & \times \\ 0.5\ mA & \checkmark \end{cases}$

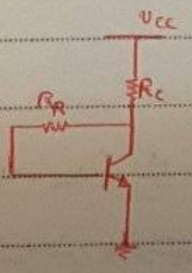
@ $I_D = 0.5\ mA \rightarrow V_{DS} = V_{DD} - I_D (R_S + R_D)$

$= 10 - 0.5 (6 + 6)$

$= 4\ V$

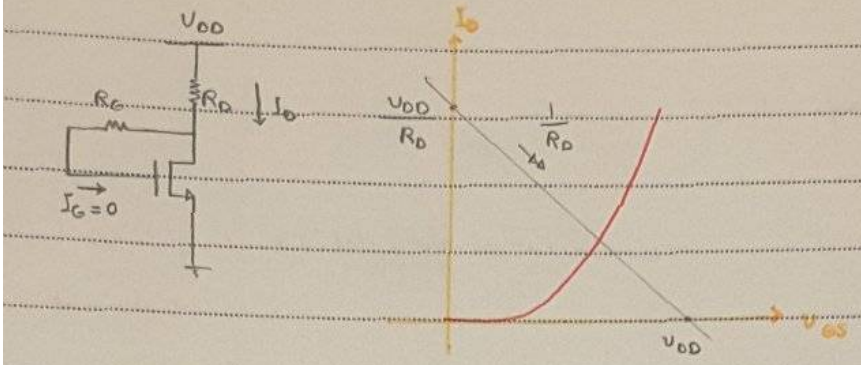
$V_{GS} = 5 - 6(0.5) = 2\ V$

MOSFET مشابه آن را در BJT هم داشتیم Self bias یک چطور بایاس می‌کنیم؟



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

$V_{DD} = R_D I_D + V_{GS}$



چواره در باعیه اشباع $V_G = V_D$ است که برای ما عالی است!

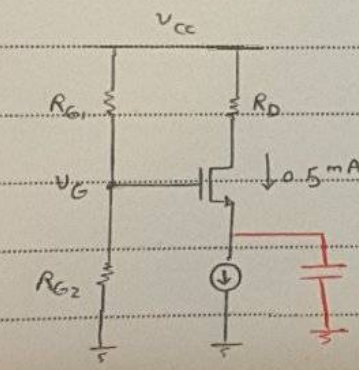
مزیت = مدار ساده‌تری ست.

معایب = درجه آزادی کمی برای طراحی تقویت انتظار داریم

⇐ { از Self bias کم استفاده می‌شود؛

MOSFET در چه و BJT در

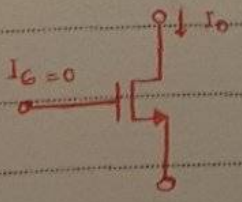
نوع دیگری از بایاس هم داریم: با منبع جریان



برای ساخت منبع جریان در واقعیت مقاومت داریم و نمی‌توانیم آن را ایده‌آل درست کنیم

اما با چند ترانزیستور و صرف پول قابل ساختن است و

منابع هم بایاس خوبی می‌شه ⇐ در ساخت IC بسیار کاربرد دارد.

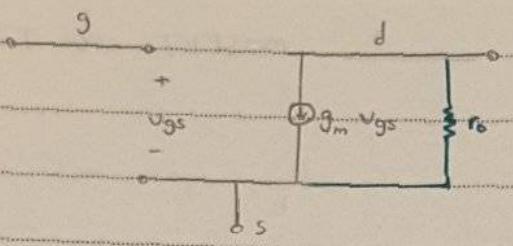


1) $I_D = \frac{1}{2}\mu_n C_{ox}\frac{W}{L}(V_{GS}-V_T)^2(1+\lambda V_{DS})$: رابطه اصلی

در حالت اشباعش رو نوشتیم؛ چون این حالت برای ما مهم است.

2) $I_D = I_S$

3) $I_G = 0$



مدل π برای MOSFET

$$g_m = \frac{i_d}{v_{gs}} = \frac{\Delta I_D}{\Delta v_{GS}} = \frac{dI_D}{dv_{GS}} = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (\underbrace{v_{GS} - v_T}_{v_{ov}}) = f(v_{ov}, \mu_n C_{ox}, \frac{W}{L}) \quad (I)$$

$\Delta v_{GS} \to 0$
$v_{DS} = cte$

رابطه اصلی $\Rightarrow$ $v_{GS} - v_T = \sqrt{\frac{2I_D}{\mu_n C_{ox} \frac{W}{L}}}$

جایگذاری $\longrightarrow$ $g_m = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \sqrt{\frac{2I_D}{\mu_n C_{ox} \frac{W}{L}}} = \sqrt{2 \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} I_D}$ (II) رابطه جالب!

نشان می‌دهد که رابطه g_m با I_D از توان $\frac{1}{2}$ است، برخلاف BJT که رابطه g_m با I_C از توان 1 بود.

این برای MOSFET درست است!

$$\Rightarrow \frac{g_m}{I_D} = \frac{2}{v_{ov}} \Rightarrow g_m = \frac{2I_D}{v_{ov}} = \frac{I_D}{\frac{v_{ov}}{2}} \quad (III)$$

معادلات I و II و III هم به درد می‌خورند و در حل مسائل جایگاه استفاده می‌شوند.

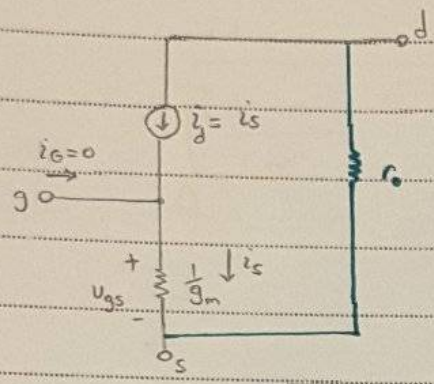
$$r_o = \frac{dv_{DS}}{dI_D} = \left(\frac{dI_D}{dv_{DS}}\right)^{-1} \xrightarrow{\text{طبق رابطه اصلی}} \left(\underbrace{\left[\frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (v_{GS} - v_T)^2\right]}_{\simeq I_D} \lambda \right)^{-1}$$

$$= (I_D \lambda)^{-1} = \frac{1}{\lambda I_D}$$

Subject: Year: Month: Date:

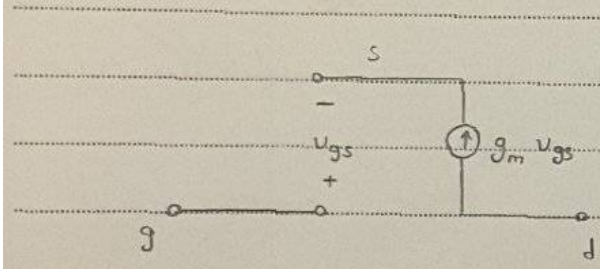
مدل T برای MOSFET

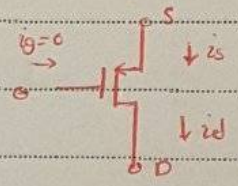
دیدمان را تغییر می‌دهیم، ترمینال را از I_D به I_S منتقل می‌کنیم:



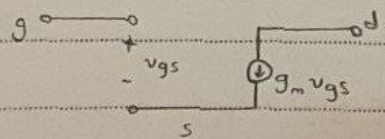
$i_d = g_m v_{gs}$

مدل مداری pMOS





معادل است با



مدل سیگنال کوچک NMOS و PMOS عین هم‌اند.

فقط مدل DC آنها، در علامت جریان I_D و I_S فرق دارد!

چنان‌که در BJT، علامت‌های مدل DC در npn و pnp فرق داشت ولی مدل سیگنال کوچک آنها عین هم است.

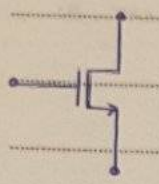
Subject: Year: Month: Date:

جلسه‌ی هفتم

MOSFET : - با یک مدل

- تقویت کننده‌ی MOSFET + مثال

D MOS ، JFET



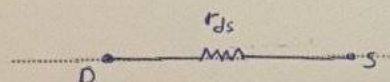
$v_{DS} < v_{GS} - v_T$

ترایود

$I_D = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \left[(v_{GS} - v_T) v_{DS} - \left(\frac{v_{DS}^2}{2} \right) \right]$ ⟹ رابطه‌ی مدل π جلسه پیش صادق نیست

ولی اصولاً برای تقویت کننده از MOSFET در حالت اشباع استفاده می‌شود.

در حالت ترایود، به عنوان «مقاومت» یا «سوییچ» استفاده می‌شود که در هر دو حالت، مقاومت داخلی آن است که هم است. مدل آن هم در حالت ترایود به این شکل است:



$r_{DS} = \left. \frac{\partial v_{DS}}{\partial I_{DS}} \right|_{v_{GS} = \text{ثابت}}$

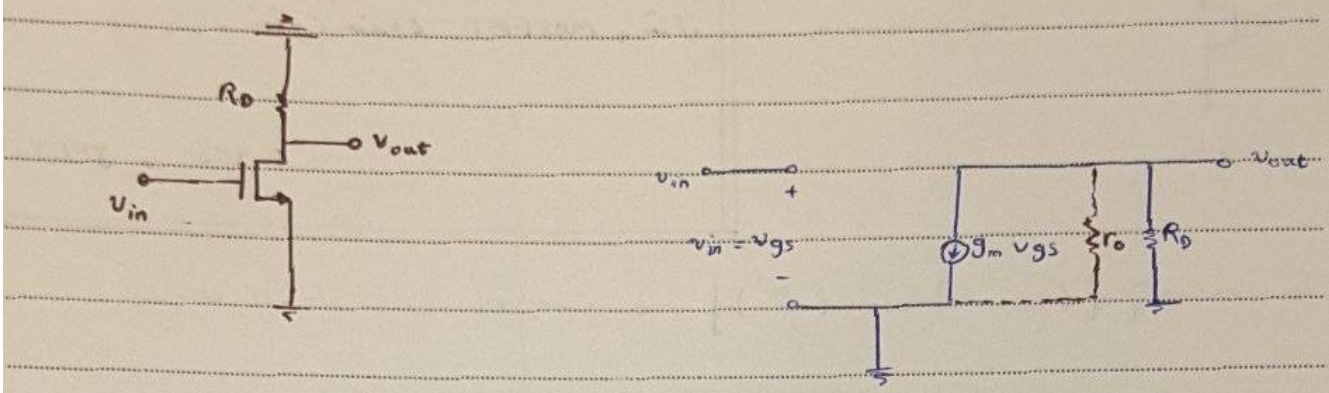
$\Rightarrow r_{DS} = \left(\frac{\partial I_{DS}}{\partial v_{DS}} \right)^{-1} \Big|_{v_{GS} = \text{ثابت}} = \left[\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (v_{GS} - v_T - v_{DS}) \right]^{-1}$

$= \frac{1}{\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (v_{GS} - v_T - v_{DS})} \xrightarrow{v_{DS} \ll v_{GS} - v_T} \frac{1}{\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (v_{GS} - v_T)}$

تقویت کننده‌ی MOSFET ی

مثل BJT سه مدل دارد: سورس مشترک، گیت مشترک، Drain مشترک

① سورس مشترک

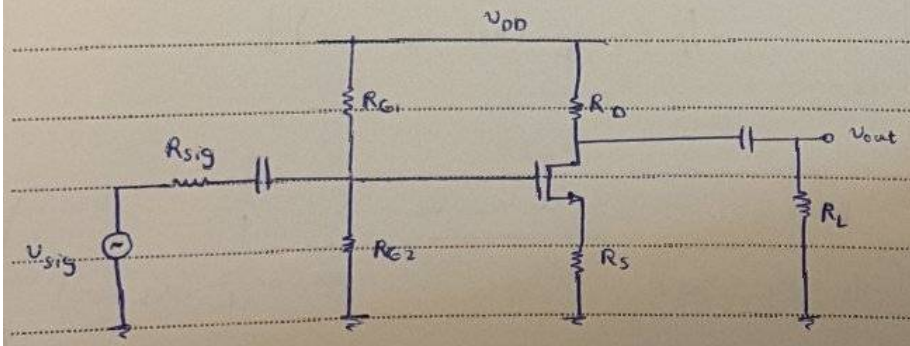


$r_o \to \infty$ و بدون مقاومت سورس: ساده‌ترین حالت

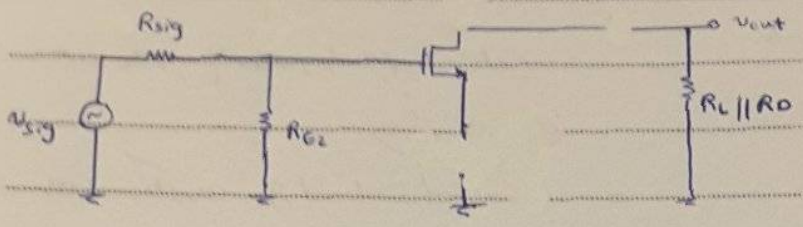
$$\Rightarrow v_{out} = -g_m v_{in} R_D$$

$$\Rightarrow \begin{cases} \dfrac{v_{out}}{v_{in}} = -g_m R_D & , r_o \to \infty \\ \dfrac{v_{out}}{v_{in}} = -g_m (R_D \parallel r_o) & , r_o \neq \infty \end{cases}$$

$$R_{in} = \infty \quad , \quad R_{out} = R_D \text{ یا } R_D \parallel r_o$$

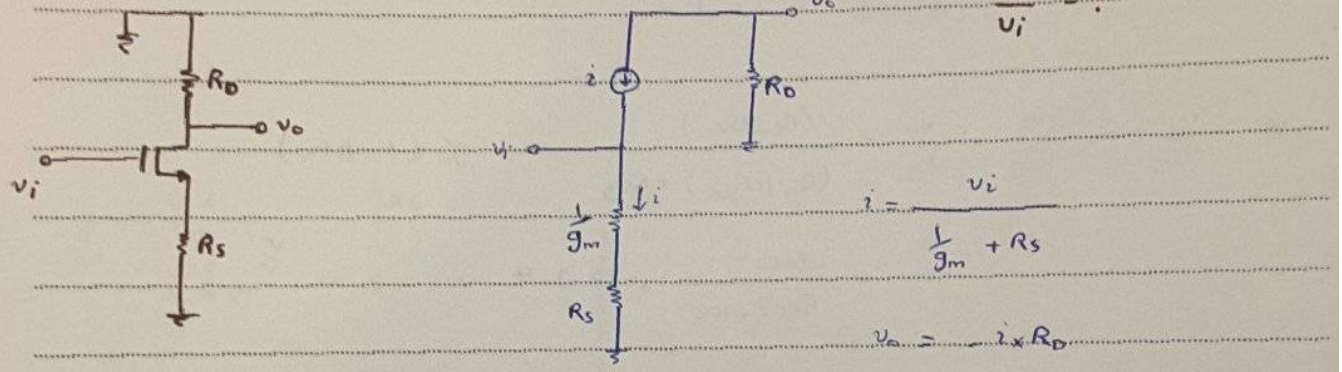


مدل سیگنال کوچک در صفحه‌ی بعد ←



$$\frac{v_{out}}{v_{sig}} = \frac{v_{in}}{v_{sig}} \times \frac{v_{out}}{v_{sig}}, \qquad \frac{v_{in}}{v_{sig}} = \frac{R_{G1} \parallel R_{G2}}{(R_{G1} \parallel R_{G2}) + R_{sig}}$$

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = -g_m (R_D \parallel R_L)$$



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

$$i = \frac{v_i}{\frac{1}{g_m} + R_s}$$

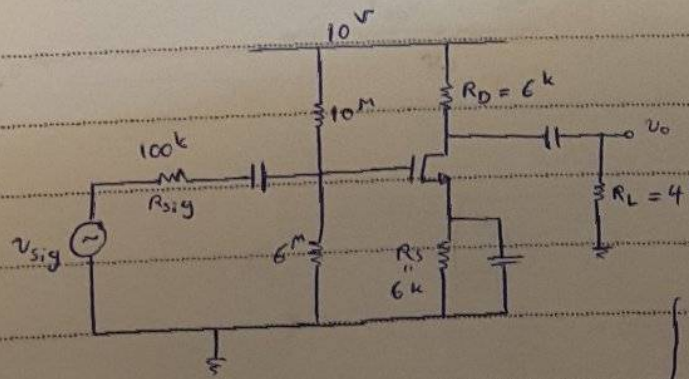
$$\Rightarrow \frac{v_o}{v_i} = \frac{-R_D}{\frac{1}{g_m} + R_s} = \frac{-g_m R_D}{1 + g_m R_s} < -g_m R_D$$

(در حالت بدون مقاومت سورس)

مثال:

با بایس D.C این مسئله را قبلاً حل کردیم:

در ناحیه اشباع است



$$V_T = 1\ V \qquad \lambda = 0 \ (\Rightarrow r_o \to \infty)$$

$$\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} = 1\ \frac{mA}{V^2}$$

SOBHAN

$\frac{v_o}{v_s} = ?$, دامنه سوینگ متغیر؟

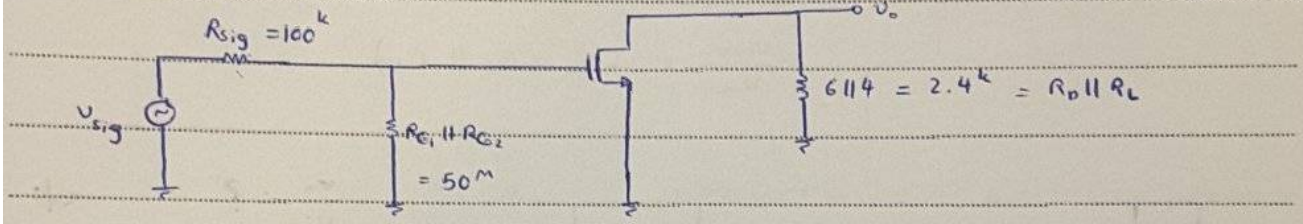
Subject:

Year: Month: Date:

قبلاً بدست آوردیم: $\begin{cases} I_D = 0.5\ mA \\ V_{DS} = 4\ V \end{cases}$ چون I_D ، $\mu_n C_{ox} \frac{W}{L}$ را داریم، از همان‌جا

برای بدست آوردن g_m استفاده می‌کنیم:

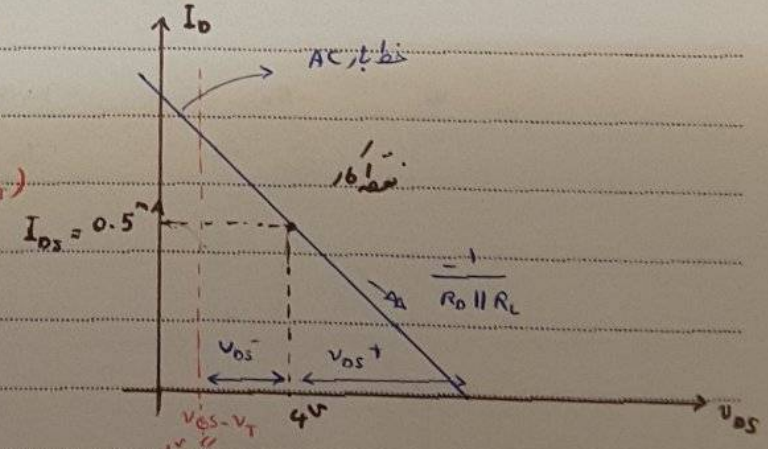
$$g_m = \sqrt{2 I_D \mu_n C_{ox} \frac{W}{L}} = \sqrt{2 \times 0.5 \times 1} = 1\ \frac{mA}{V}$$



$$\frac{v_o}{v_{sig}} = \frac{v_i}{v_{sig}} \times \frac{v_o}{v_i} = \frac{(R_{G1} \| R_{G2})}{(R_{G1} \| R_{G2}) + R_{sig}} \times g_m (R_D \| R_L)$$

$$= \frac{-5000^k}{5000 + 100} \times 1 \times 2.4 = -2.35\ \frac{V}{V}$$

$R_m = R_{G1} \| R_{G2} = 5^M$ ،



نقطه کار DC: $(V_{GS} - V_T)$ نقطه‌ای بر خط بار است، چرا؟

$V_{GS} = 2^V \Rightarrow V_{GS} - V_T = 1^V$

$$\Rightarrow \begin{cases} v_{DS}^- = 4 - 1 = 3^V \\ v_{DS}^+ = I_{DS} \times (R_D \| R_L) = 0.5 \times 2.4 = 1.2^V \end{cases}$$

↓

عکس شیب خط بار AC

اگر R_s نداشتیم، چی می‌شد؟ گین خیلی کم می‌شد

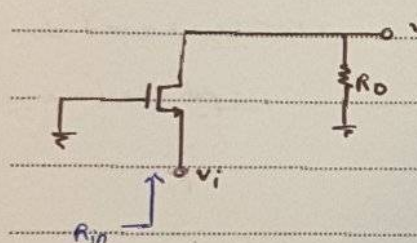
R_{in} که تغییری نمی‌کرد ولی $\frac{v_o}{v_i}$ عوض می‌شد:

$$\frac{v_o}{v_{sig}} = \frac{(R_{G1} \parallel R_{G2})}{(R_{G1} \parallel R_{G2}) + R_{sig}} \times \frac{-(R_D \parallel R_L)}{\frac{1}{g_m} + R_s}$$

$$= \frac{5000}{5100} \times \frac{-2.4}{1^k + 6^k} = \boxed{0.27} \ll 2.35$$

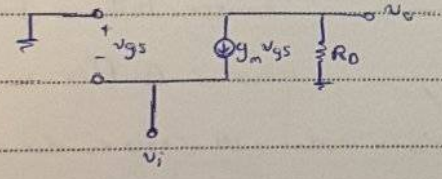
گین، پنای باند، توان مصرفی و... همه در تقویت کننده‌ها مهم‌اند.

⊙ گیت مشترک



$$\frac{v_o}{v_i} = g_m R_D$$

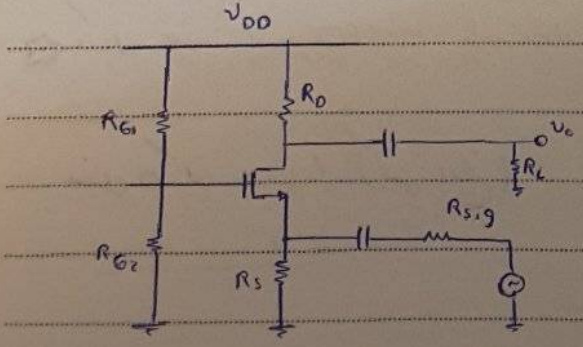
$$R_{in} = \frac{1}{g_m} \quad (r_o \to \infty)$$



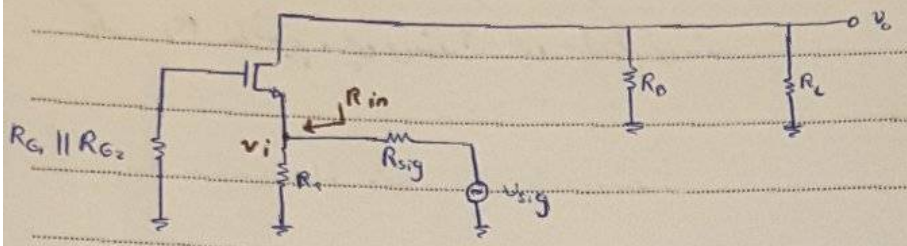
$$\frac{v_o}{v_i} = -g_m v_{gs} R_D = g_m R_D v_i$$

$$R_{in} = \frac{v_i}{i_i} = \frac{v_i}{-g_m v_{gs}} = \frac{1}{g_m}$$

مثال:



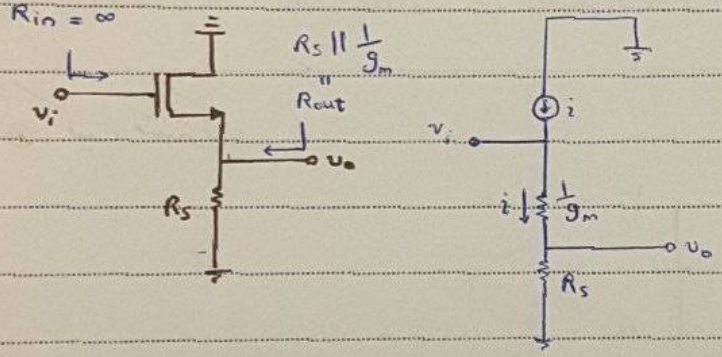
$$\frac{v_o}{v_{sig}} = ?$$



$$\frac{v_o}{v_{sig}} = \frac{v_i}{v_{sig}} \times \frac{v_o}{v_i} = \frac{R_s \| \frac{1}{g_m}}{(R_s \| \frac{1}{g_m}) + R_{sig}} \cdot g_m (R_D \| R_L)$$

$$R_{in} = \frac{1}{g_m} \| R_s$$

○ دین مشترک Source Follower



مدل T بهتره، چون در سورس مقاومت داریم:

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{R_s}{\frac{1}{g_m} + R_s} < 1 = \frac{R_s g_m}{1 + g_m R_s} < 1$$

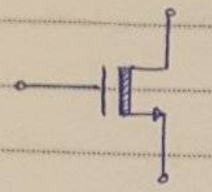
مثل Emitter Follower بهش Buffer می‌گوید:
مقاومت ورودی بالا و مقاومت خروجی کم داره.

✿ در کل تقویت کننده MOSFET راحت‌تر از BJT است.

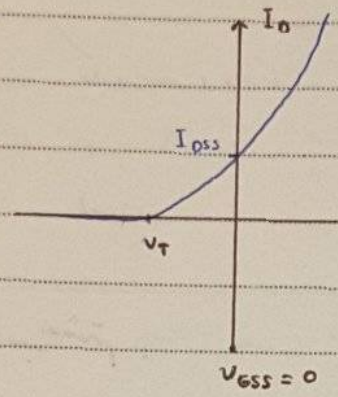
مثل ۵ کتاب بیدا (کمی تاریخ)

در صفحه‌ی بعد ←

(Dimission MOS) کلیه‌ای MOSFET = DMOS



مثل همین MOS معمولی یه فرق در حالت NMOS،
$v_T < 0$ است، یعنی با یه v_{GS} کمتر منفی شود تا
ترانزیستور قطع شود.



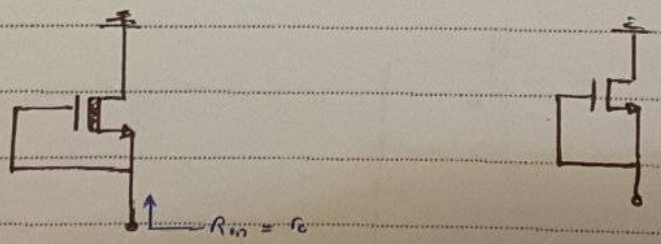
همین شکل در PMOS، $v_T > 0$ است.

اشباع: $I_D = \frac{1}{2}\mu_n C_{ox}\frac{W}{L}(v_{GS}-v_T)^2$, $v_{DS} > v_{GS} - v_T$

تریود: $I_D = \mu_n C_{ox}\frac{W}{L}\left[(v_{GS}-v_T)v_{DS} - \frac{v_{DS}^2}{2}\right]$

مدل سیگنال کوچک آن هم عین MOS معمولی است.

پس خوبی DMOS چیست؟



$v_{GS} = 0 > v_T \Rightarrow$ ON

$v_{GS} = 0 < v_T \Rightarrow$ OFF

شرط اشباع: $v_{DS} > \overset{0}{v_{GS}} - v_T$

$\Rightarrow v_{DS} > |v_T|$

Subject:

Year: Month: Date:

کاربردی DMOS : ۱- در سوییچینگ : MOS معمولی Normaly Closed است ولی DMOS

Normaly open است.

۲- ساخت تقویت کننده‌ای که مقاومت Rin آن برابر با ۰ باشد با NMOS

ممکن نیست و حتماً به PMOS نیاز دارد ، این موضوع باعث یک اتفاق تاریخی شده که عم شده

است

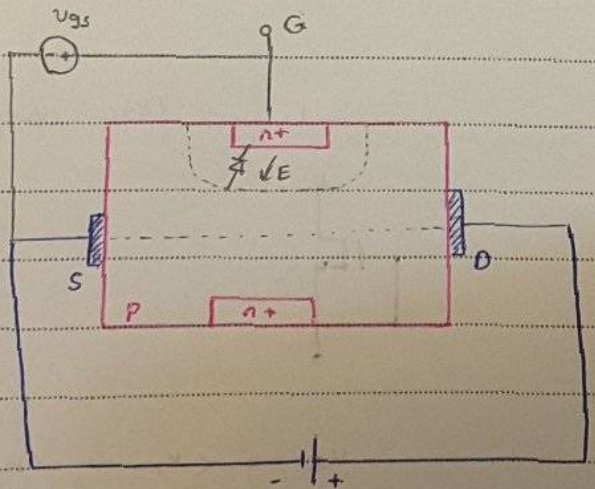
جلسه هشتم :

JFET ← قبلاً خیلی پرکاربرد بود ، ولی الآن MOSFET جایش را گرفته و کلاً JFET دیگه نیست.

بلوک دی پایه مدار مجتمع ولی در موارد معدودی هنوز استفاده می‌شه.

مفاهیم اولیه مدار مجتمع

بار فعال



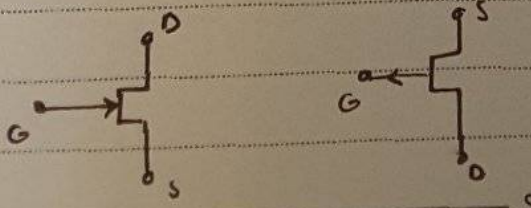
نوار n+ دور تا دور ترانزیستور را گرفته

با افزایش VGS ، عرض ناحیه کانال بیشتر

می‌شه ← عرض ناحیه عبور جریان کم‌تر می‌شه

← جریان DS کم می‌شه تا در یک VGS

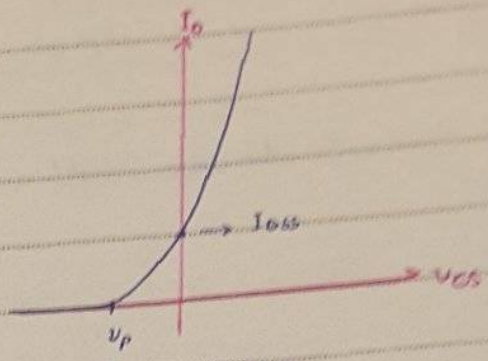
صفر می‌رسه.



Subject: Year: Month:

معادل ناحیه تریود: $I_D = I_{DSS}\left[2\left(1-\frac{v_{GS}}{v_P}\right)\left(\frac{-v_{DS}}{v_P}\right)-\left(\frac{v_{DS}}{v_P}\right)^2\right]$

$v_P < 0$ $\quad v_{DS} < v_{GS} - v_P$



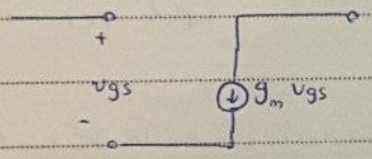
معادل MOSFET در ناحیه پینچ آف (pinch off)

معادل اشباع: $I_D = I_{DSS}\left(1-\frac{v_{GS}}{v_P}\right)^2$

$v_{DS} > v_{GS} - v_P$

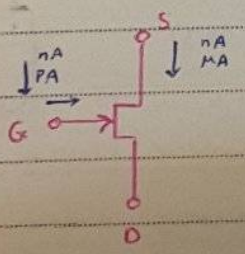
از لحاظ JFET جریان عبور می‌کند، ولی آنقدر ناچیز است که آن را صفر در نظر می‌گیریم ← مدل سکندال.

کوچک آن مثل MOSFET است، فقط g_m آن از رابطه متفاوتی بدست می‌آید



$$g_m = \frac{2}{|v_P|}\sqrt{I_{DSS} I_D}$$

$$g_m = \frac{2 I_{DSS}}{|v_P|}\left(1-\frac{v_{GS}}{v_P}\right)$$



آپ امپ های قدیمی مثل 741 فقط از BJT استفاده می‌کردند، ولی جریان بین (← جریان ورودی) آنها صفر نبود، که در حالت ایده آل باید باشد.

← در آپ امپ های جدید از BJT و JFET کنار هم استفاده می‌کنند: LF357، TL084، TL078 و...

آیا MOSFET به این راحتی کنار BJT قرار می‌گیرد.

Subject:

Year: Month: Date:

JFET هنوز هست discrete در جهوری فروخته می‌شود، ولی کم است.

JFET نویز کمی دارد، نسبت به باقی ترانزیستورها = هنوز در اپلیکیشن‌های خیلی خاص No Noise

از آن استفاده می‌شود.

IC های آنالوگ

(IC های دیجیتال را در مدار منطقی آشنا شدیم.) دیگه تا حالا ساخت IC با ساخت مدار PCB

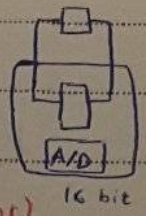
فرق می‌کند، چون بسری شرایط محیطی فرق می‌کند = یکسری بلوک‌ها و مفاهیمی در ساخت IC داریم

که در PCB نداریم.

ساخت IC الان صنعت بزرگی در دنیاست! fab = کارخانه ساخت IC، در مرز تکنولوژی کلاً ۴ تا

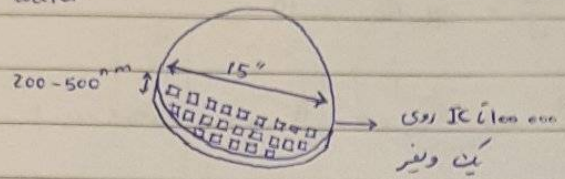
کلاً کم‌تر از ۲۰ تا

	IC	(PCB) NON IC
هزینه طراحی و نمونه سازی	خیلی بالا (5000 to 50000 to 1000000 $)	متوسط ← بالا (10$) (~1000$)
هزینه ساخت	فوق لیسانسه IC تازه صفر کیلومتره +تیم (120000$)	لیسانسه با ۲-۳ سال سابقه کلی دونفر (70000$)
قیمت واحد	خیلی بالا → خیلی کم	متوسط
تیراژ	زیاد / کم / خیلی کم	بالا / بسیار بالا (معمولاً بالا ۱۰۰۰)



Subject: Date:

PCB روی فیبر زده می‌شود؛ به همین صورت IC روی یک تکه سیلیکون زده می‌شود که به آن ویفر می‌گویند.



نقشه با فرمت gds2. می‌دهد

ترانزیستورها هم در آن مشخص شده‌اند.

اون کارتیوی که برای IC می‌سازند (ماسک) تا چند میلیون دلار هزینه قیمت داشته باشه.

حالا ببریم سراغ بحث فنی

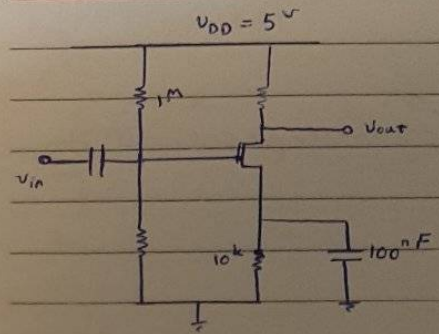
با چه IC می‌سازیم؟ ۱- با ترانزیستور

و ۲- با قطعات Passive : R، L، C، Diode

چون در IC، قیمت را مساحت تعیین می‌کند، هر چه مساحت IC با قطعه پیشتر باشد، گران‌تر است.

	IC	PCB
ترانزیستور	خیلی محدود + جنت MOS	متنوع + قیمت متوسط
Passive	گران	ارزان
مقادیر قطعات	↗ قیمت واحد: pF → 10 pF، nH، 1MΩ/100kΩ	mΩ → GΩ، pF → F، nH → mH
ولتاژ تغذیه	۱ V	5 - 15 V

* ساختار تقویت کننده‌ای که تاحالا خواندیم، برای IC اصلاً به درد نمی‌خورد:



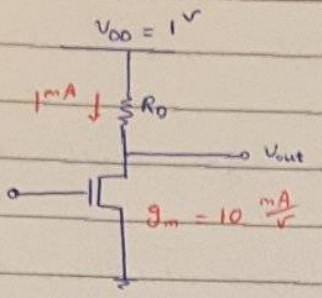
۱- مقاومت و خازن و... گران است.

۲- مقادیر مقاومت و خازن و... قابل پیاده سازی نیست.

۳- تغذیه، حداکثر ۱۲ ولو شرایط خاص مثلاً با اتومبیل.

ADN

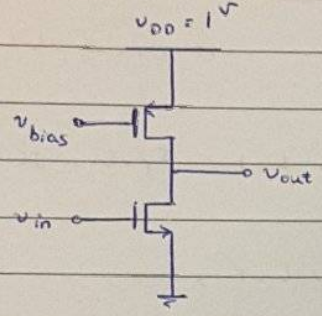
Subject:..... Date:.....



$$\frac{v_o}{v_i} = -g_m R_D = 10$$

$\Rightarrow R_D = 1^{k\Omega} \Rightarrow V_{OS} = 0^V$!! $\Rightarrow$ بدرد نمی‌خورد!

اینجاست که بحث «بار فعال» مطرح میشه.



به جای مقاومت خطی، از ترانزیستور PMOS استفاده کنید.

جلسه نهم:

«مدار مجتمع»

- بار فعال ساده
- آینه جریان ساده

«IC یک تمایل براین است که از ولتاژهای تغذیه پایین استفاده شود»

۱) برای جلوگیری از شکست دی الکتریکی در ابعاد کوچک ترانزیستور

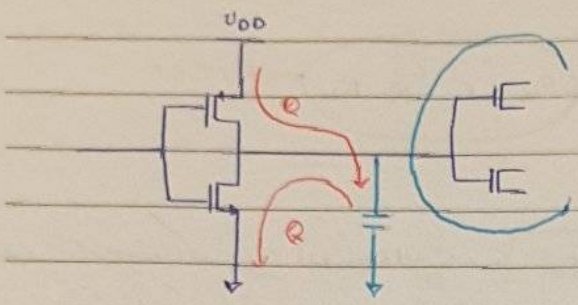
۲) * برای کاهش سطح جریان و توان مصرفی IC یک

بسیار در تکنولوژی امروز مهم است ← دلیل محبوبیت CMOS

اما منتقد CMOS هم توان مصرفی داریم که بیشتر ناشی از transition ترانزیستورها از 1 به 0 و برعکس است.

AIDIN

Subject..... Date.....

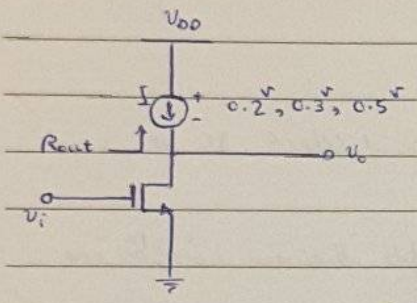


$P \propto V_i^2 \Rightarrow P \propto C V_{DD} f V_{DD}$ یعنی

$\Rightarrow P \propto C f V_{DD}^2$

کاهش V_{DD} در کاهش P تاثیر زیادی دارد!

بایاس با منبع جریان



۱) اگر منبع جریان تابع دما، خشخشه‌ی ترانزیستور و... نباشد، دقیق‌ترین و پایدارترین بایاس ممکن است.

۲) می‌توانیم ولتاژ کمی روی منبع بیاندازیم، ولی هم‌چنان جریان خود را بگیریم

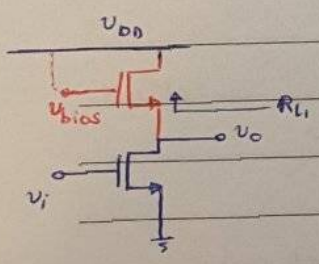
۳) Rout منبع جریان بزرگ است ⇐ بهره زیادی به ما می‌دهد.

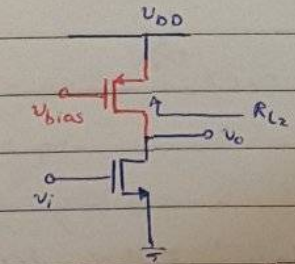
پیاده سازی:

با سفت

ساده‌ترین پیاده سازی منبع جریان، یک ترانزیستور در حالت اشباع است.

سؤال: NMOS بیاریم یا PMOS؟





از نظر سیگنال کوچک هم تفاوت مهمی هست.

← V_{SG} آن تابع ما نیست

می‌توانیم از اشباع بودنش مطمئن شویم.

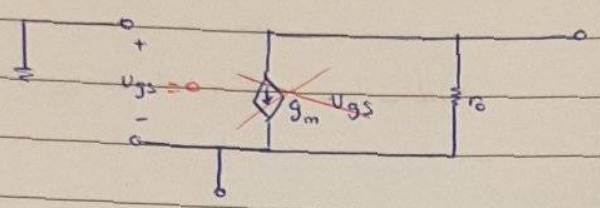
AIDN

Date:

در سلف کوچک : $R_H = \frac{1}{g_m} \parallel r_o$

$R_{L2} = r_o \gg R_{L1}$ → بهره بهتر!

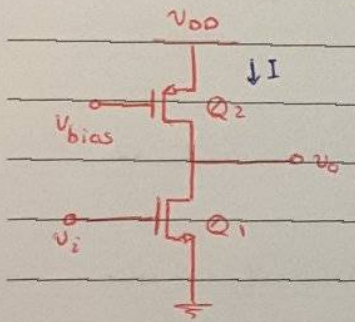
نکته : ترانزیستوری که v_{gs} آن ثابت است، فقط مثل یک مقاومت r_o عمل می‌کند:



$v_{gs} = 0 \Rightarrow g_m v_{gs} = 0$

نکته : در IC می‌توان از r_o صرف نظر کرد، چون مقاومت‌های کوچکی نداریم که r_o در مقایسه با آن‌ها صرف نظر شوند ← اصلاً دلیل هم خواندن این فصل همین عادت به محاسبه r_o است!

نکته : همیشه برای مقاومت بایاس، بهتر است از ترانزیستور مقاومت با ترانزیستور تقویت‌مان استفاده کنیم.



$\frac{v_o}{v_i} = -g_{m_1}(r_{o_2} \parallel r_{o_1})$

عادت کنید که ذهن مدل سلف کوچک ترانزیستورها را ببیند.

مثال: $\lambda = 0.1\ V^{-1}$, $\mu_n C_{ox} = 0.1\ \frac{mA}{V^2}$, $\mu_p C_{ox} = 0.07\ \frac{mA}{V^2}$, $V_{Tn} = 0.5^V$, $V_{Tp} = -0.5^V$

$V_{DD} = 5^V$, $I_D = 1^{mA}$ ⇒ $\left(\frac{W}{L}\right)_1$ را طوری تعیین کنید که $\frac{v_o}{v_i} = -10$ باشد

AIDIN

Subject: Date:

$$r_{o1} = r_{o2} = \frac{1}{\lambda I_D} = \frac{1}{0.1 \times 1^{mA}} = 10^{k\Omega}$$

$$\frac{v_o}{v_i} = -10 = -g_{m_1}(10^k \parallel 10^k) \Rightarrow g_m = 2^{\frac{mA}{V}}$$

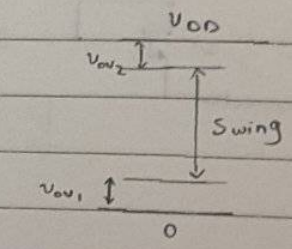
برای خودم: I را داریم، g_m و $\frac{w}{l}$ را می‌خواهم $\Rightarrow g_m = \sqrt{2 I_D \mu_n C_{ox} \frac{w}{l}} \Rightarrow 2 = \sqrt{2 \times 1^{mA} \times 0.1 \times \left(\frac{w}{l}\right)}$

$$\Rightarrow 4 = 0.2 \frac{w}{l} \Rightarrow \left(\frac{w}{l}\right)_1 = 20$$

تعیین $\left(\frac{w}{l}\right)_2$ در اندازه swing تأثیر دارد است و خیلی هم مهم است!

فرض کن $\left(\frac{w}{l}\right)_2 = 20$ در نظر گرفتیم:

$$Swing = v_{DD} - v_{ov_1} - v_{ov_2} = 5 - 1 - 1.2 = 2.8^V$$



$$\begin{cases} v_{ov_1} = \sqrt{\frac{2 \times 1}{0.1 \times 20}} = 1^V \\ v_{ov_2} = \sqrt{\frac{2 \times 1}{0.07 \times 20}} = 1.2^V \end{cases}$$

، $v_{ov} = \sqrt{\frac{2 I_D}{\mu C_{ox} \frac{w}{l}}}$

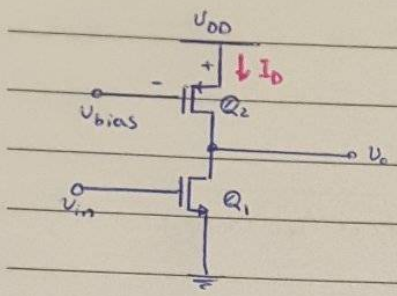
حالا این مدار از نظر بایاس خیلی غیر Robust است؛ چون یک ولتاژ ثابت v_{bias} روی یک ترانزیستور گذاشتیم که مشخصه‌اش دائما درحال تغییر نه. ⟵ باید از روش بایاس دیگری استفاده کنیم.

AIDIN

Subject:..... Date:.....

جلسه‌ی دهم:

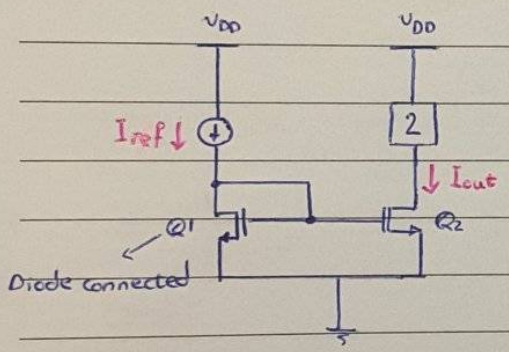
- آینه جریان ساده
- تقویت کننده کسکود



μC_{ox}
V_{th}

با دما و از ترانزیستور به ترانزیستور فرق می‌کنند

چون گذاشتن ولتاژ ثابت رو V_{GS} کی ماسفت، بدترین نوع بایاس نه، از روش «آینه جریان» برای بایاس استفاده می‌شود ← آینه جریان، یعنی یک منبع جریان خیلی خفن بسازیم و بعد، به تعداد لازم جریان آن منبع را در شاخه‌های مختلف کپی کنیم.



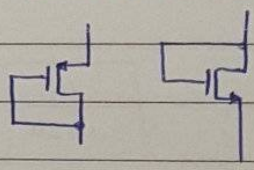
$$I_{ref} = \frac{1}{2}\mu_n C_{ox}\left(\frac{W}{L}\right)_1 (V_{GS} - V_{T1})^2$$

$$I_{out} = \frac{1}{2}\mu_n C_{ox}\left(\frac{W}{L}\right)_2 (V_{GS} - V_{T2})^2$$

فرض کردیم Q_2 اشباع است.

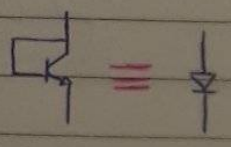
Q_1 را هم طوری I_{ref} را تنظیم می‌کنیم که اشباع باشد.

Diode connected:



وقتی D و G کی ماسفت را به هم وصل می‌کنیم، رفتاری مشابه دیود خواهد داشت. از آن به عنوان یک شبه دیود استفاده می‌کنیم.

در BJT هم داریم:



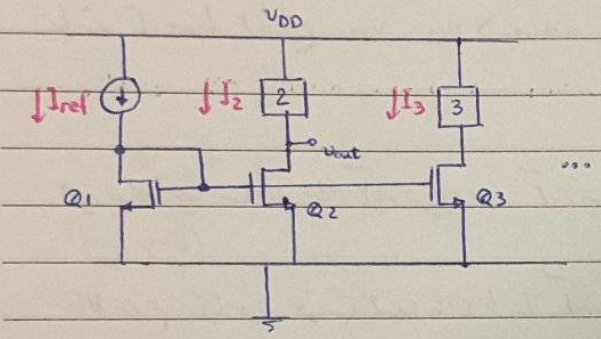
AIDIN

Subject: Date:

Ex. وقتی دو ترانزیستور را مجزا از هم در نظر بگیریم μC_{ox} و V_T آنها تا حدود زیادی با هم برابر می‌شوند و اگر با دما تغییر کنند، با هم تغییر می‌کنند.

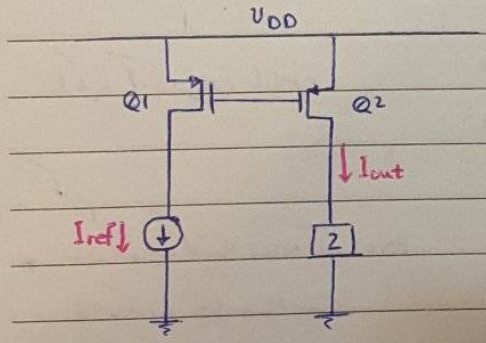
$$\Rightarrow \frac{I_{out}}{I_{ref}} = \frac{\left(\frac{W}{L}\right)_2}{\left(\frac{W}{L}\right)_1} \Rightarrow I_{out} = I_{ref} \times \frac{\left(\frac{W}{L}\right)_2}{\left(\frac{W}{L}\right)_1}$$ جریان کپی شد!

به همین ترتیب، می‌توانیم به تعداد دلخواه کپی کنیم:



current Sink

با PMOS هم همیشه آینه جریان ساخت:



current Source

$$I_{out} = I_{ref} \times \frac{\left(\frac{W}{L}\right)_2}{\left(\frac{W}{L}\right)_1}$$

① حالا، در حقیقت، I_D ها به V_{DS} هم مربوط اند:

$$I_{ref} = \frac{1}{2}\mu_n C_{ox}\left(\frac{W}{L}\right)_1 (V_{GS} - V_{T1})^2 (1 + \lambda V_{DS1})$$

$$I_{out} = \frac{1}{2}\mu_n C_{ox}\left(\frac{W}{L}\right)_2 (V_{GS} - V_{T2})^2 (1 + \lambda V_{DS2})$$

AIDN

Subject: Date:

$$\Rightarrow \frac{I_{out}}{I_{ref}} = \frac{\left(\frac{W}{L}\right)_2}{\left(\frac{W}{L}\right)_1} \times \frac{(1+\lambda V_{DS1})}{(1+\lambda V_{DS2})}$$

محاسبه‌ی این حالت سخت‌تر از حالت 2 است.

② آینه جریان فقط در صورتی کار می‌کند که Q_2 و Q_3 و ... اشباع باشند ⇐ یک شرط برای حضور کننده ایجاد می‌شود. اینکه حواسش باشد مدار خروجی (مدار 2) هر چه باشد، V_{out} باید از یه حدی بزرگتر باشد تا شرط اشباع $V_{DS2} = V_{out} > V_{GS} - V_{T2}$ برقرار شود.

این ساده‌ترین ساختار برای آینه جریان بود. آینه جریان، یکی از پرکاربردترین ساختارها در IC است.

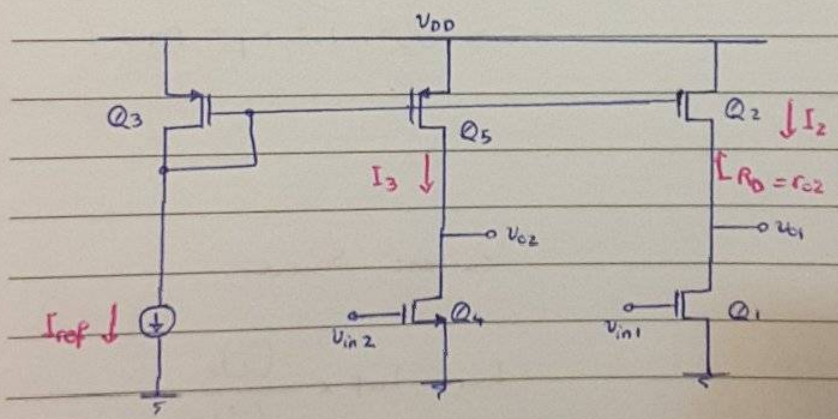
حالا بریم بایاس تقویت کننده‌مان را با آینه جریان بهبود بخشیم:

می‌توانیم چنین تقویت کننده را

با یک آینه جریان بایاس

کنیم.

* برای تقویت کننده NMOS آینه PMOS مناسب است.



دلیل وصل کردن D به G در ترانزیستور آینه جریان:

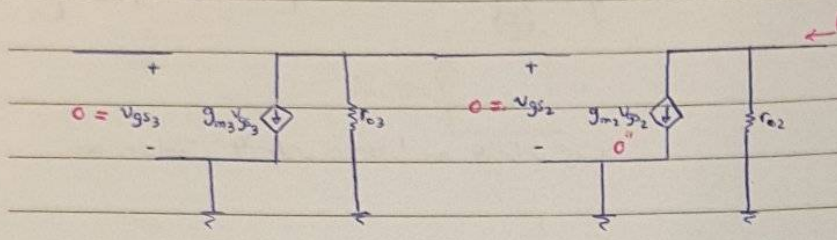
۱. نقطه‌ی کار، خاموش بودن ترانزیستور Q_3 را از بین ببریم.

۲. اطمینان از اشباع بودن ترانزیستور Q_3.

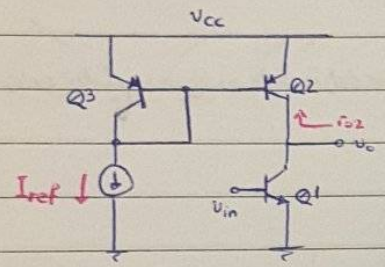
AIDIN

Subject: Date:

تحلیل سیگنال کوچک تقویت کننده با آینه جریان :



با BJT هم همین داستان رو داریم :



$$\frac{v_o}{v_{in}} = g_{m_1} (r_{o_1} \parallel r_{o_2})$$

برویم سراغ کسکود :

فرض می‌کنیم ، می‌خواهیم بهره تقویت کننده را از 20 به 40 افزایش دهیم . چه‌کنیم ؟

۱) I_D را $\frac{1}{4}$ برابر کنیم :

$$\frac{v_o}{v_{in}} = -g_m (r_{o_1} \parallel r_{o_2})$$

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

$$r_o = \frac{1}{\lambda I_D} \Rightarrow r_o \rightarrow$$

با کم کردن I_D پهنای باند تقویت کننده به همان نسبت کم می‌شود که خیلی بد است

⇓

با جریان I_D بازی نکن !

AIDIN

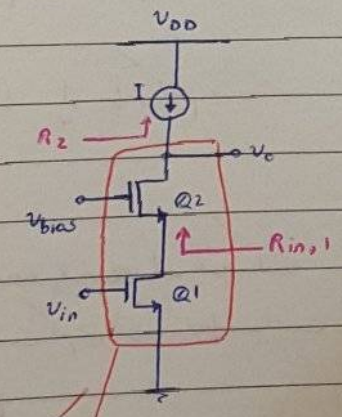
Subject:..... Date:.....

② λ را ضعیف می‌کنیم تا I_D هم عوض نشود؛ $\lambda \propto \frac{1}{L}$ و برای اینکه سوئینگ کم نشود، باید $\frac{W}{L}$ را هم ثابت نگه داریم: $V_{ov} = \sqrt{\frac{\quad}{(\frac{W}{L})}}$ ∝ سوئینگ

= مساحت 4 برابر می‌شود! = 4 برابر قیمت

③ چینتا تقویت کننده را با هم سری کنیم (= Cascade کردن)؛ مشکلش این است که دو برابر جریان می‌کشیم؛ پس دو برابر توان مصرف می‌کنیم.

④ کسکود کردن: اتصال یک تقویت کننده CS به CG با یک منبع جریان = توان مصرفی ثابت



بلوک تقویت کننده کسکود

$$\frac{v_o}{v_{in}} = \frac{v_{o1}}{v_{in}} \times \frac{v_o}{v_{o1}}$$

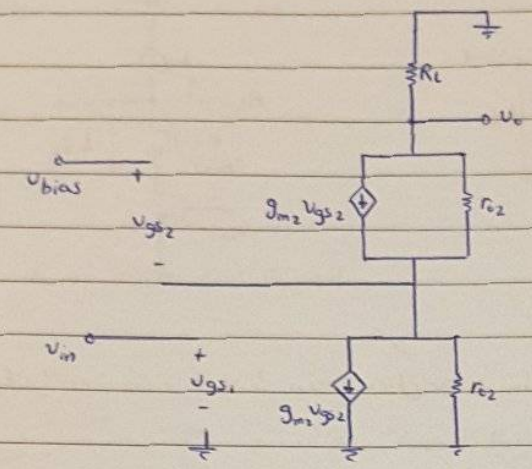
$$\frac{v_o}{v_{in}} = -G_m R_{out}$$

به چیزی مثل بلوک‌های CD، CG، CS

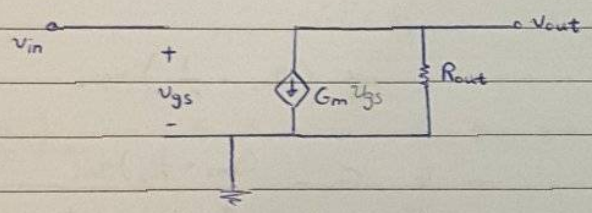
AIDIN

Subject:..... Date:.....

مدل سیگنال کوچک کسکود :



این مدل خیلی پیچیده است ، می‌خواهیم یک مدل ساده معادل برای یک کسکود ایجاد کنیم ، به این شکل :

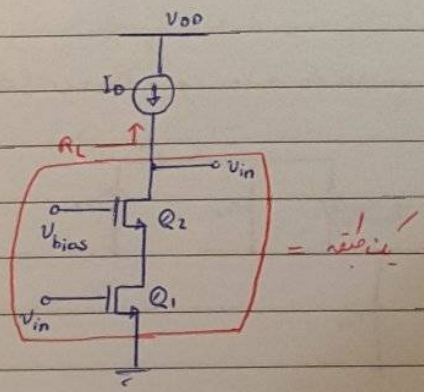


حالا فقط باید مقادیر R_{out} و G_m را طوری پیدا کنیم که این مدل با مدل بالا معادل باشد

حلسه ی یازدهم :

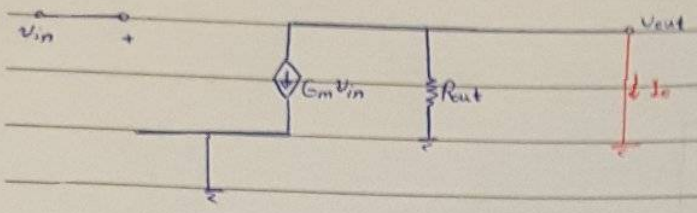
مدار مجتمع ---

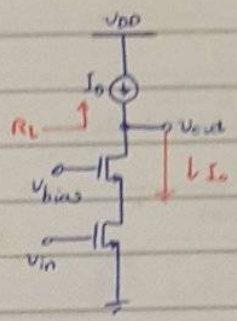
تقویت کننده کسکود



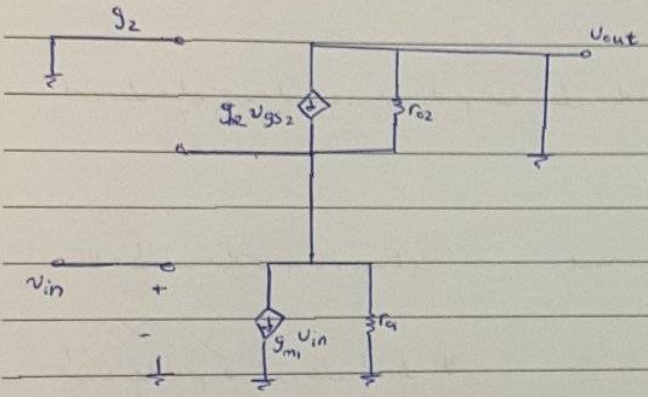
= این طبقه

Subject: Date:





برای یافتن G_m، v_{out} را به زمین وصل کرده و I_o را اندازه می‌گیریم: $G_m = \frac{-I_o}{v_{in}}$



$$KCL: g_{m1} v_{in} = v_{gs2}\left(\frac{1}{r_{o1}} + \frac{1}{r_{o2}} + g_{m2}\right)$$

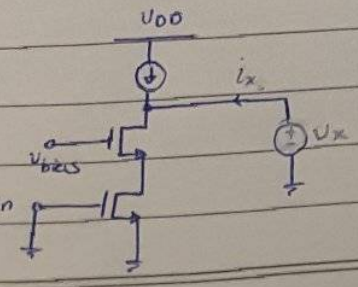
$$\Rightarrow i_o = g_{m2} v_{gs2} + \frac{v_{gs2}}{r_{o2}}$$

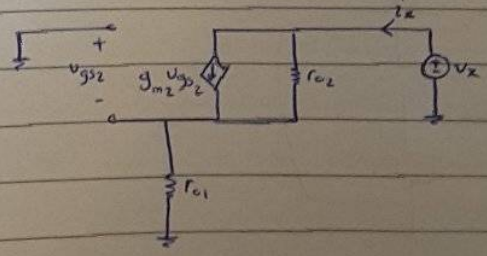
$$= \left(g_{m2} + \frac{1}{r_{o2}}\right) v_{gs2}$$

$$\Rightarrow \frac{i_o}{v_{in}} = G_m = \frac{\left(g_{m2} + \frac{1}{r_{o2}}\right) g_{m1}}{g_{m2} + \frac{1}{r_{o1}} + \frac{1}{r_{o2}}}$$

$\frac{1}{r_o} \ll g_m \rightarrow$ $G_m \simeq g_{m1}$

برای یافتن R_{out}، یک v_t و i_t روی v_{out} می‌گذاریم و v_{in} را به زمین وصل می‌کنیم و $R_{out} = \frac{v_t}{i_t}$





AIDIN

Subject: Date:

$$v_{gs_2} = -v_x = -r_{o_1} i_t$$

$$v_t = (i_t - g_m v_{gs_2}) r_{o_2} + i_t r_{o_1} \Rightarrow R_{out} = \frac{v_t}{i_t} = \frac{r_{o_1} + r_{o_2} + g_{m_2} r_{o_1} r_{o_2}}{1}$$

پس $R_{out} \gg r_o$ ترانزیستور مجزا

طبق مدل تک طبقه‌ای کسکود

$$\frac{v_o}{v_{in}} = -G_m (R_{out} \parallel R_L)$$

$$= -g_{m_1} \left([r_{o_1} + r_{o_2} + g_{m_2} r_{o_1} r_{o_2}] \parallel R_L \right)$$

حالا ببینیم بهره‌ای که کسکود می‌تواند بدهد: در حالت $R_L \to \infty$ اتفاق می‌افتد:

$$\left.\frac{v_o}{v_{in}}\right|_{max} = -G_m R_{out} = -g_{m_1} g_{m_2} r_{o_1} r_{o_2}$$ عملاً بهره‌اش معادل سری کردن دو تقویت‌کننده است.

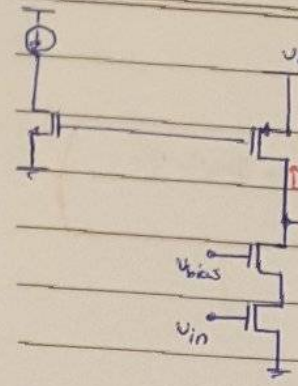
اما مزیت مهم‌اش این است که با این روش این تقویت انجام می‌شود و نصف حالت سری کردن توان می‌گیرد.

اما swing کسکود از حالت سری کردن کم‌تر است؛ چون دو تا ترانزیستور را روی هم سوار کرده‌ایم.

نکته: کلاً تا الآن داریم تقویت‌کننده‌ای سیگنال را می‌خوانیم که دامنه‌اش خیلی کوچک است و کلاً بیشتر توان جدا می‌شود. ← تقویت‌کننده‌ای توان

Subject:.....

Date:.....

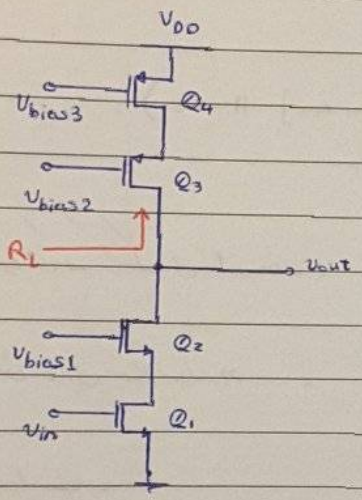


$$\Rightarrow \frac{v_o}{v_{in}} = -g_m \left(\left[r_{o1} + r_{o2} + g_{m2} r_{o1} r_{o2} \right] \parallel r_{o3} \right)$$

$$\simeq r_{o3}$$

به چه رشته کرده بودیم، پنبه شد!

بار فعال کسکود می‌گذاریم!



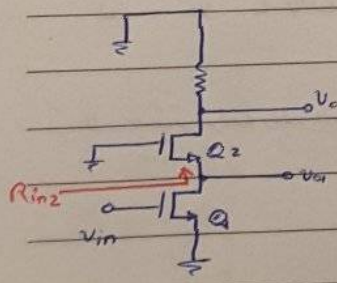
$$\frac{v_o}{v_{in}} = -g_{m1} \left[(r_{o1} + r_{o2} + g_{m2} r_{o1} r_{o2}) \parallel (r_{o3} + r_{o4} + g_{m3} r_{o3} r_{o4}) \right]$$

$$\Rightarrow \simeq \frac{1}{2} \left. \frac{v_o}{v_{in}} \right|_{max}$$

ولی هنوز بهره نسبتاً خوبی است

حالا برای Drive کردن بار فعال کسکود (تعیین V_{bias3} ، V_{bias2}) آینه جریان کسکود هم داریم که بود؟

می خوانیم.



$$\frac{v_o}{v_{in}} = \frac{v_{o1}}{v_{in}} \times \frac{v_o}{v_{o1}}$$

بهره تقویت کننده کلیت مشترک با وجود

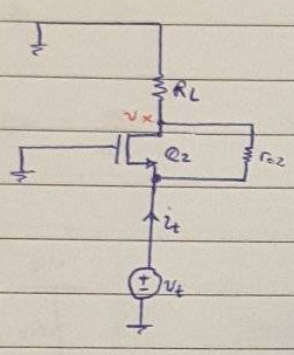
AIDIN

Subject: Date:

حالا که $\frac{v_o}{v_{in}}$ را از روش رگلری بدست آوردیم، با بکارگیری این فرمول می توانیم بهره تقویت کننده گیت مشترک

با وجود r_o را هم بادبلیریم.

CS: $\frac{v_{o1}}{v_{in}} = -g_{m1}(r_{o1} \parallel R_{in2}) \rightarrow R_{in2} = ? \rightarrow$ می گذاریم i_t و v_t



KCL: $i_t = g_{m2} v_t + \frac{v_t - v_x}{r_{o2}}$, $v_x = i_t R_L$

$\Rightarrow i_t = g_{m2} v_t + \frac{v_t}{r_{o2}} - \frac{R_L}{r_{o2}} i_t$

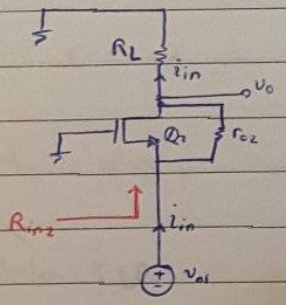
$\Rightarrow R_{in2} = \frac{v_t}{i_t} = \frac{r_{o2} + R_L}{1 + g_{m2} r_{o2}}$

$r_{o2} \rightarrow \infty$: $R_{in2} = \frac{1}{g_{m2}}$ ✓

if $g_{m2} r_{o2} \gg 1$ (به هست) : $R_{in2} \simeq \frac{1}{g_{m2}} \left(1 + \frac{R_L}{r_{o2}}\right)$, $\frac{1}{g_{m2}} < R_{in2} < \infty$

با تغییر R_L

حالا برویم سراغ محاسبه ی $\frac{v_o}{v_{o1}}$:



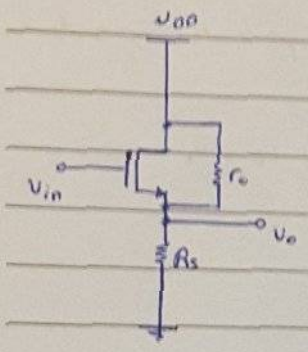
بهره گیت مشترک با r_o $= \frac{v_o}{v_{o1}} = \frac{R_L \times i_{in}}{R_{in2} \times i_{in}} = \frac{R_L}{R_{in2}}$ → فرمول کلی و ساده

$\Rightarrow R_{in2} = \frac{R_L + r_{o2}}{1 + g_{m2} r_{o2}}$

AIDIN

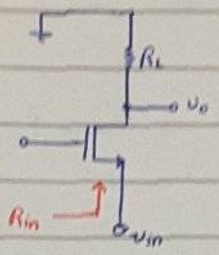
Subject:..... Date:.....

CD



$$\frac{v_o}{v_{in}} = \frac{R_S \parallel r_o}{\frac{1}{g_m} + (R_S \parallel r_o)}$$

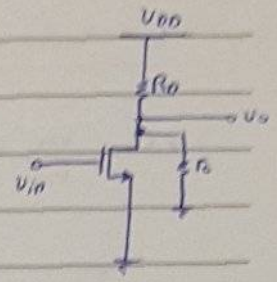
CG



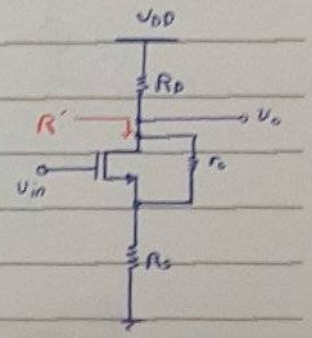
$$\frac{v_o}{v_{in}} = \frac{R_L}{R_{in}}$$

$$R_{in} = \frac{R_L + r_o}{1 + g_m r_o}$$

CS



$$\frac{v_o}{v_{in}} = -g_m (R_D \parallel r_o)$$



$$R' = R_S + r_o + g_m r_o R_S$$

$$\frac{v_o}{v_{in}} = \underbrace{\frac{g_m}{1 + g_m R_S}}_{= G_m} \times R_D$$ ← راشتیم r_o در حالت بدون $\Rightarrow G_m = \frac{g_m}{1 + g_m R_S}$

$r_o \gg R_S \rightarrow G_m \simeq g_m$

خلاصه‌ی دوازدهم:

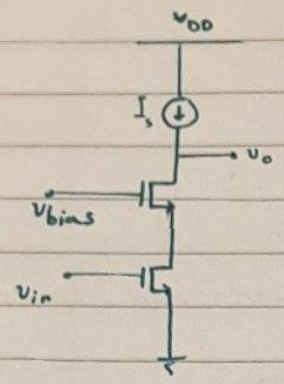
کسکود BJT

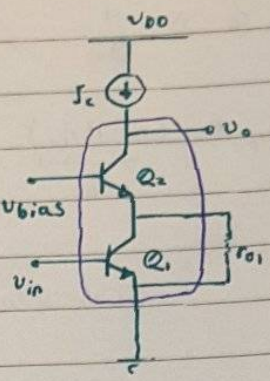
آینه جریان کسکود و BJT

نکات فرعی

AIDIN

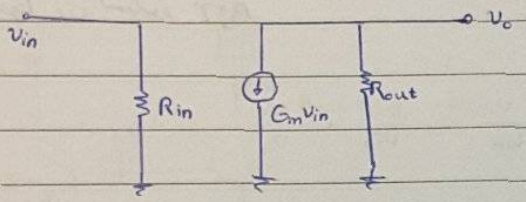
Subject: Date:





کسکود ای ترکیبی هم با بیس تکنولوژی ها داریم.

مثل کسکود ماسفت مدل خطی درست می کنیم: (r_o ها را باید در نظر بگیریم)

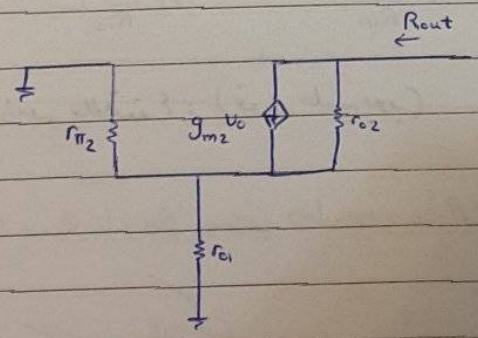


۱) v_o را اتصال کوتاه می کنیم و i_o را اندازه می گیریم ← G_m

$R_{in} = r_{\pi_1}$

$G_m \simeq g_{m_1}$ با چون است؟ لالی که در ماسفت رفتیم، بیشتر جریان از Q_1 می گذره؟ چون

۲) v_{in} را زمین کرده و از خروجی نگاه می کنیم ← R_{out} ✓



چون R_{out} کسکود ماسفت شد، فقط r_{π_2} با r_{o_1} موازی شده

$$R_{out} = (r_{o_1} \parallel r_{\pi_2}) + r_{o_2} + g_{m_2} r_{o_2} (r_{o_1} \parallel r_{\pi_2})$$

AIDN

Subject:..... Date:.....

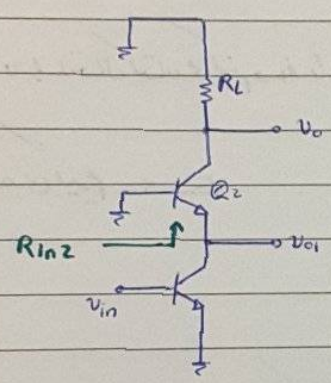
می‌دانیم: $r_o \gg r_\pi \gg \frac{1}{g_m}$ ، $r_\pi g_m = \beta$

$$\Rightarrow R_{out} = g_{m2}\, r_{o2}\, (\underbrace{r_{o1} \parallel r_{\pi 2}}_{\simeq r_{\pi 2}}) \simeq \beta_2\, r_{o2}$$

حداکثر بهره وقتی گرفته می‌شود که $R_L \to \infty$ ؛ در این حالت:

$$\frac{v_o}{v_{in}} = -G_m (R_{out} \parallel R_L) = -G_m R_{out} \simeq -g_{m1}\, r_{o2}\, \beta_2$$

تحلیل دو مرحله‌ای کسکود BJT



$$\frac{v_o}{v_{in}} = \frac{v_{o1}}{v_{in}} \times \frac{v_o}{v_{o1}}$$

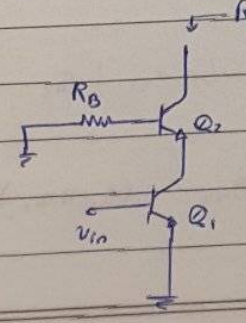
$$R_{in2} = \frac{r_o + R_L}{1 + \underbrace{\frac{r_o}{r_e}}_{\simeq \frac{1}{\alpha} g_m r_o} + \frac{R_L}{r_\pi}} \qquad (r_o \neq \infty)$$

$$\Rightarrow \frac{v_{o1}}{v_{in}} = -g_{m1} (r_{o1} \parallel R_{in2})$$

یادآوری: در ماسفت $\frac{R_L}{R_{in}}$ بود.

KVL: $\frac{v_o}{v_{o1}} = \frac{\alpha R_L\, i_{in}}{R_{in}\, i_{in}} = \alpha \frac{R_L}{R_{in}}$

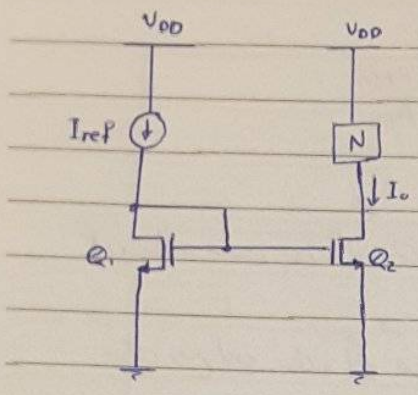
سؤال داسم علاقمند: (تحویل جلسه بعد)



اگر Q_2 با R_B به زمین وصل بود، R_{out} چی میشه؟

بنویسید و ساده کنید.

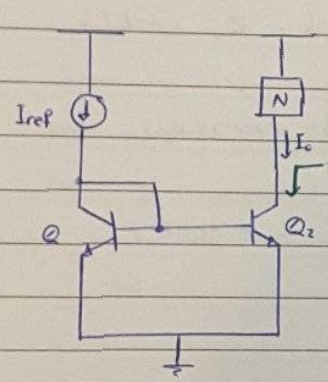
Subject: Date:



$$\frac{I_o}{I_{ref}} = \frac{\left(\frac{W}{L}\right)_2}{\left(\frac{W}{L}\right)_1}$$

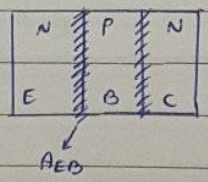
مدل NMOS اش رو هم داشتیم و می توانستیم در هر چندشاخه که می خواهیم کپی کنیم.

اگر از جریان بیس صرف نظر کنیم.



$$\frac{I_o}{I_{ref}} = \frac{I_{S2}\, e^{\frac{V_{DE2}}{V_{T2}}}}{I_{S1}\, e^{\frac{V_{DE1}}{V_{T1}}}} = \frac{I_{S2}}{I_{S1}} = \frac{A_{EB2}}{A_{EB1}}$$

چون ترانزیستورها را هم ساخته شده اند، V_T ها و تغییرات I_S شان با هم و... یکسان است.



حالا، جریان بیس را در نظر بگیریم: (مثلاً فرض کنیم Q_1 و Q_2 هم اندازه اند)

$$\begin{cases} I_o = I_{C2} \\ I_{ref} = I_{C1} + I_{B1} + I_{B2} = I_{C1} + \frac{I_{C1}}{\beta} + \frac{I_{C2}}{\beta} \end{cases} \Rightarrow I_{C1} = I_{C2}$$

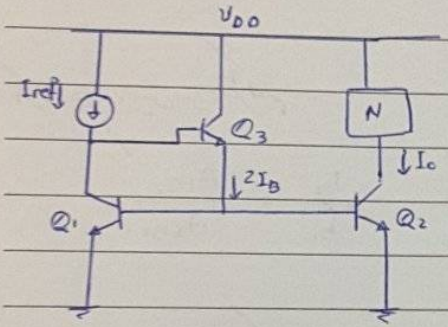
$$\Rightarrow \frac{I_o}{I_{ref}} = \frac{I_{C2}}{I_{C2} + \frac{2I_{C2}}{\beta}} = \frac{1}{1+\frac{2}{\beta}} = \text{خطای سیستماتیک} = \frac{1}{1+0.04} = 4\%$$ خطا

Subject: Date:

حالت کلی : $\frac{I_o}{I_{ref}} = \frac{N}{1+\frac{N+1}{\beta}}$, $N = \frac{I_{C2}}{I_{C1}} = \frac{A_{ED2}}{A_{ED1}}$

این خطا، معنی پیوسته ع ممکن است مهم باشد؛

برای رفع این خطا، باید جریان ع‌ی بیس از جای دیگری به جز Iref بیایند؛



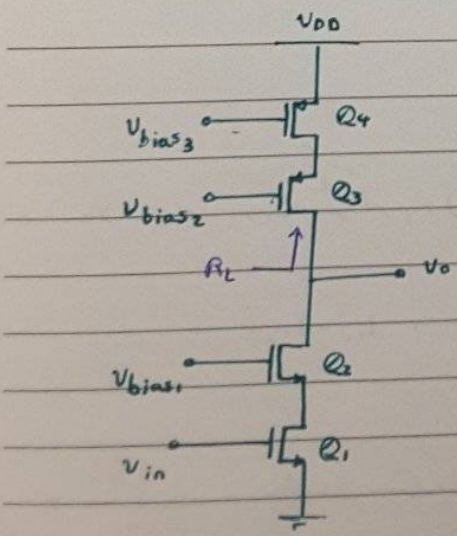
با گذاشتن Q_3 به جای $2I_B$ ، از $\frac{2I_D}{\beta+1}$

Iref دیده می‌شود که خیلی کم‌تر است؛

$\beta=50$ $\frac{8}{10000} = 0.0008\%$ خطا

$$\frac{I_o}{I_{ref}} = \frac{1}{1+\frac{2}{\beta(\beta+1)}}$$

تقویت کننده کسکود با بار فعال کسکود



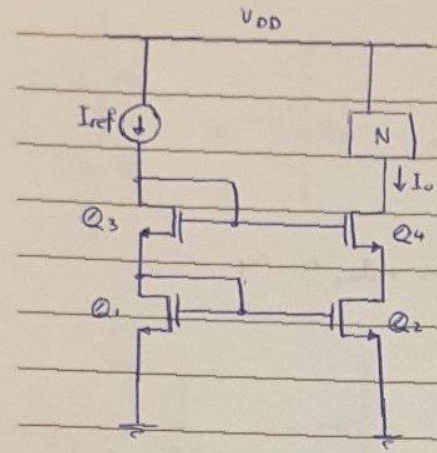
$R_L = r_{o3} + r_{o4} + g_{m2} r_{o3} r_{o4} \overset{\text{در اردر}}{=\!=} R_{out}$

برای بایاس بردن بار فعال، نیاز به آینه جریان داریم

که از آینه جریان کسکود استفاده می‌کنیم

AIDIN

Subject:..... Date:.....



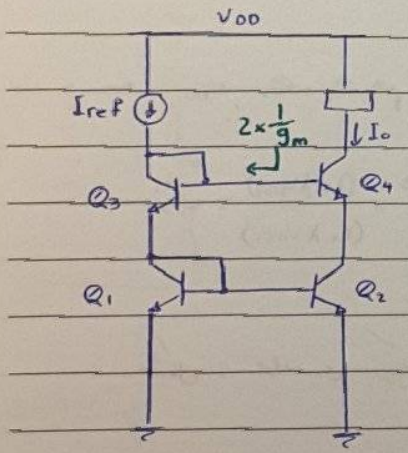
$$\frac{I_o}{I_{ref}} = \frac{\left(\frac{W}{L}\right)_2}{\left(\frac{W}{L}\right)_1}$$

یکی از خوبی‌های آینه جریان کسکود اینه که

Rout بالای خوبی میده و V_{bias3} رو هم بهتر از

V_{bias2} تأمین می‌کنه.

شرط $\frac{\left(\frac{W}{L}\right)_2}{\left(\frac{W}{L}\right)_1} = \frac{\left(\frac{W}{L}\right)_4}{\left(\frac{W}{L}\right)_3}$ لازم نیست، ولی به‌شدت recommanded شده برای سوییچ بالا.

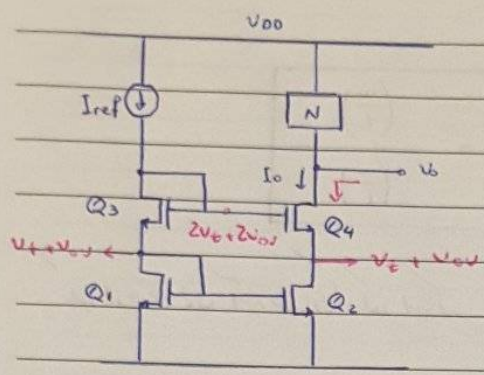


طبقه‌ی سیزدهم :

تقویت‌کننده تفاضلی : معرفی

زوج تفاضلی MOS ـ تحلیل DC

Subject:..... Date:.....



$$\frac{I_o}{I_{ref}} = \frac{\left(\frac{W}{L}\right)_2}{\left(\frac{W}{L}\right)_1}$$

$$R_{out} = r_{o2} + r_{o4} + g_{m4} r_{o2} r_{o4}$$

$$V_{OV} = \sqrt{\frac{2 I_D}{\mu C_{ox} \frac{W}{L}}}$$

$$\frac{\left(\frac{W}{L}\right)_3}{\left(\frac{W}{L}\right)_4} = \frac{\left(\frac{W}{L}\right)_1}{\left(\frac{W}{L}\right)_2} \Rightarrow \begin{cases} V_{ov1} = V_{ov2} \\ V_{ov3} = V_{ov4} \end{cases}$$

برای سادگی فرض کنیم V_{ov} همه‌ی ترانزیستور ها باهم برابر است.

$\Rightarrow V_{GS} = V_t + V_{OV}$

$\Leftarrow$ V_{DS} ِ Q_2 و Q_1 هم برابر است (علاوه بر V_{GS} آنها)

مزیت : $\frac{I_o}{I_{REF}} = \frac{\left(\frac{W}{L}\right)_2}{\left(\frac{W}{L}\right)_1} \times \frac{(1+\lambda V_{DS2})}{(1+\lambda V_{DS1})}$ $\Leftarrow$ خطای کپی کردن ازبین می رود.

مثال : محاسبه‌ی سوینگ :

Q_1 و Q_3 همیشه اشباع اند ؛ بین Q_4 و Q_2 اول Q_4 تریود می‌شود ؛

شرط اشباع Q_4 : $V_D \geq V_G - V_t$

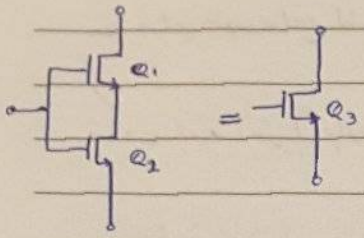
$\Rightarrow V_o \geq 2V_t + 2V_{OV} - V_t \Rightarrow V_o \geq V_t + 2V_{OV} \Rightarrow V_o \geq V_t + V_{ov1} + V_{ov2}$

↓

مقدار نسبتاً زیادی است.

AIDIN

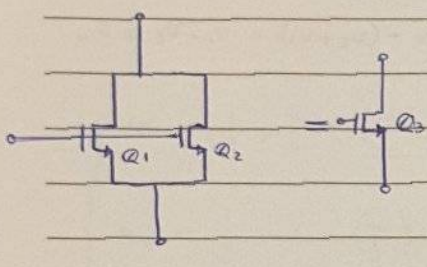
Subject:..... Date:.....



$$\left(\frac{W}{L}\right)_3 = \frac{W_1}{L_1 + L_2}$$

تمرین کلیه قبل از رسیدن به امتحان.

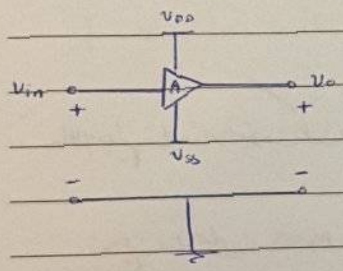
امداد جواب به این درس خیلی مهم اند.



$$\left(\frac{W}{L}\right)_3 = \left(\frac{W}{L}\right)_1 + \left(\frac{W}{L}\right)_2$$

تقویت کننده تفاضلی (آنالوگ الکترونیک ۲)

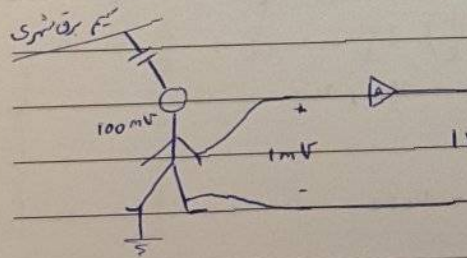
تا به حال تقویت کننده ولتاژ را خواندیم که عملکی هم چین توپولوژی ای داشتند:



تقویت کننده تک سر single ended

$$\frac{V_o}{V_{in}} = A$$

کلا هدف ما از تقویت کننده خیلی وقت ها کوچک کردن اثر نویز بوده



تاثیر نویز ناشی از منابع ناخواسته

که قبل از تقویت روی سیگنال افتاده اند.

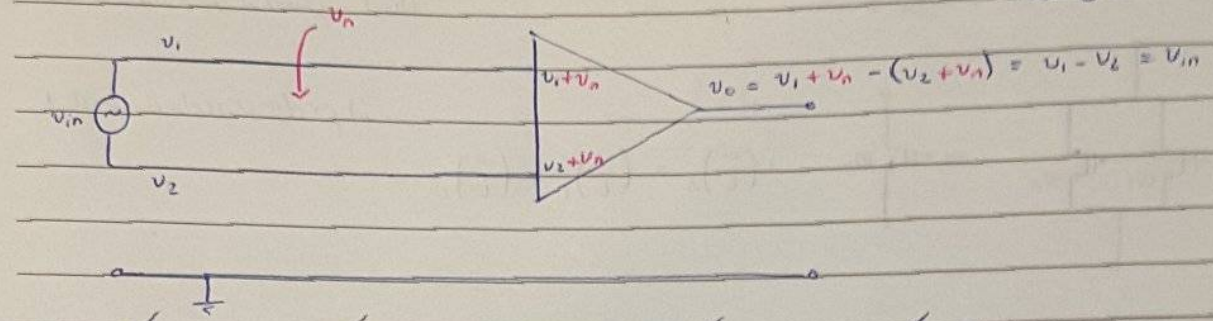
مخصوص در سیگنال هایی که مسیر طولانی طی می کنند (طول بدن یا حتی ۱۰۰ متر فاصله سنسور تا محل قرائت)

نویز منابع ناخواسته زیاد است.

AIDIN

Subject:..... Date:.....

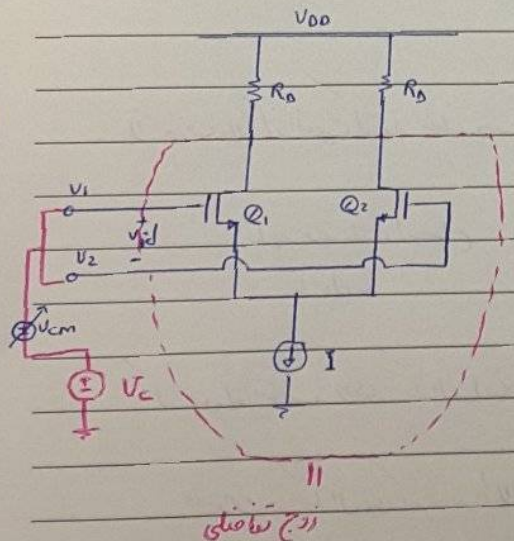
← در این جور مواقع از سیگنال تفاضلی استفاده می‌کنیم. اگر سیم کنترل‌مان از تداخل خیلی خیلی به سیم سیگنال نزدیک باشد، تقریباً همان نویزهای محیطی روی سیم کنترل هم می‌افتند و موقع تفاضل سیم سیگنال از سیم کنترل حذف می‌شوند.



مثلاً در ECG سیگنال کنترل را از دست دیگر با الکترودهای روی سینه یا جایی چیزی از این قبیل.

پزشک‌ها هم یادگرفته‌اند که سیگنال دست چپ - دست راست را تحلیل کنند.

← الان بیشتر ساختار تقویت کننده تفاضلی چجوری است؟



زوج تفاضلی MOS

شرط کارکردن زوج تفاضلی ← $Q_1 = Q_2$

DC: $V_1 = V_2 = V_c + V_{cm}$

$V_{GS_1} = V_{GS_2}$

اگر V_{cm} متغیر هم اضافه کنیم، هنوز $V_{gs_1} = V_{gs_2}$ است ← جریان هر ترانزیستور $\frac{I}{2}$ است ← V_o تغییری نمی‌کند.

AIDIN

Subject:..... Date:.....

= پس ساختاری که نشیم سیگنال یکسان روی هر دو ورودی را حذف می کند ، دو خروجی.

اما سیگنال متفاوت روی v_1 و v_2 را تشخیص می دهد ؟

$$\left(\frac{w}{l}\right)_1 = \left(\frac{w}{l}\right)_2 = \left(\frac{w}{l}\right)$$

$$\begin{cases} i_{D1} = \frac{1}{2}\mu_n C_{ox}\left(\frac{w}{l}\right)_1 (v_{GS1} - v_T)^2 \\ i_{D2} = \frac{1}{2}\mu_n C_{ox}\left(\frac{w}{l}\right)_2 (v_{GS2} - v_T)^2 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \sqrt{i_{D1}} = \\ \sqrt{i_{D2}} = \end{cases}$$

$$\Rightarrow \begin{cases} \sqrt{i_{D1}} - \sqrt{i_{D2}} = \sqrt{\frac{1}{2}\mu_n C_{ox}\frac{w}{l}}\,(v_{GS1} - v_{GS2}) = \sqrt{\frac{1}{2}\mu_n C_{ox}\frac{w}{l}} \times \overbrace{(v_1 - v_2)}^{\triangleq v_{id}} \\ i_{D1} + i_{D2} = I \end{cases}$$

دو معادله - دو مجهول را حل کنیم ، رابطه بین i_{D1} و i_{D2} را با v_{id} بدست می آوریم ؛ و مهم این است که i_{D1} و i_{D2} به v_1 یا v_2 ربط ندارند ؛ فقط به تفاضل آنها $v_1 - v_2 = v_{id}$ ربط دارند :

$$\begin{cases} i_{D1} = \frac{I}{2} + \sqrt{\mu_n C_{ox}\frac{w}{l} I}\left(\frac{v_{id}}{2}\right)\sqrt{1 - \frac{\left(\frac{v_{id}}{2}\right)^2}{I/\mu_n C_{ox}\frac{w}{l}}} \\ i_{D2} = \frac{I}{2} - \text{"} \quad \text{"} \quad \text{"} \end{cases}$$

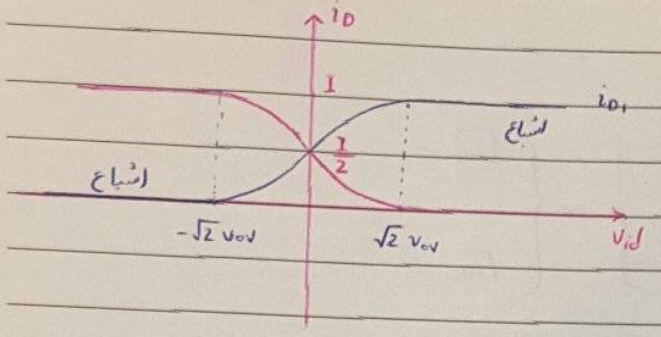
می توان کمی روابط را ساده تر کرد : $\Leftarrow v_{ov} = \sqrt{\frac{I}{\mu_n C_{ox}\frac{w}{l}}}$

AIDIN

Subject:.....

Date:.....

$$\begin{cases} i_{D_1} = \frac{I}{2} + \frac{I}{V_{ov}} \cdot \frac{v_{id}}{2} \sqrt{1 - \left(\frac{v_{id}/2}{V_{ov}}\right)^2} \\ i_{D_2} = \frac{I}{2} - \frac{I}{V_{ov}} \cdot \frac{v_{id}}{2} \sqrt{1 - \left(\frac{v_{id}}{2V_{ov}}\right)^2} \end{cases}$$



برای تقویت کننده‌ی تفاضلی نقطه‌ی

ناحیه‌ی $-\sqrt{2}V_{ov} < v_{id} < \sqrt{2}V_{ov}$

استفاده می‌کنیم

← حالا از مدار تفاضلی می‌توانیم در تقویت کننده تفاضلی استفاده کنیم

فرض کنیم $v_{id} \ll V_{ov}$ است داریم:

$$i_{D_1} = \frac{I}{2} + \underbrace{\sqrt{\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} I}}_{= g_{m_1} = g_{m_2}} \cdot \frac{v_{id}}{2} = \underbrace{\frac{I}{2}}_{\text{مقدار DC}} + \underbrace{g_{m_1} \frac{v_{id}}{2}}_{\text{مقدار AC (سیگنال کوچک)}}$$

$$\Rightarrow i_{d_1} = g_{m_1} \frac{v_{id}}{2}$$

$$\Rightarrow v_o = V - \left(\frac{I}{2} + g_{m_1} \frac{v_{id}}{2}\right) R_D = \underbrace{V_{DD} - \frac{I}{2} R_D}_{\text{مقدار DC}} - \underbrace{\frac{1}{2} g_{m_1} R_D v_{id}}_{v_o \text{ ، } \propto}$$

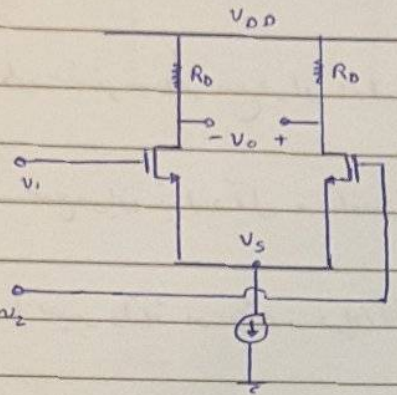
AIDIN

Subject:..... Date:.....

$$\Rightarrow \quad A_{vd} = \frac{v_{o,ac}}{v_{id}} = -\frac{1}{2} g_m R_D$$

اگر از سر 2 ، v_o بگیریم $\Rightarrow A_{vd} = +\frac{1}{2} g_m R_D$

نکته ①:



$$A_{vd} = 2 \times \frac{1}{2} g_m R_D = g_m R_D \longrightarrow \text{بهتر شد!}$$

نکته ②: V_S در نوع تفاضلی از نظر مداری مثل زمین است (صفر AC است.)

اما از نظر واقعی در AC، از زمین با یک مقاومت r_o جدا شده است.

← این اتفاق به این دلیل می‌افتد که V_S از نظر AC نقطه تقارن مدار است.

به این ترتیب، با وجود اینکه در سورس ترانزیستور 4 از منبع جریان استفاده کردیم، بهره خوبی داریم می‌گیریم.

جلسه‌ی چهاردهم:

تقویت کننده تفاضلی

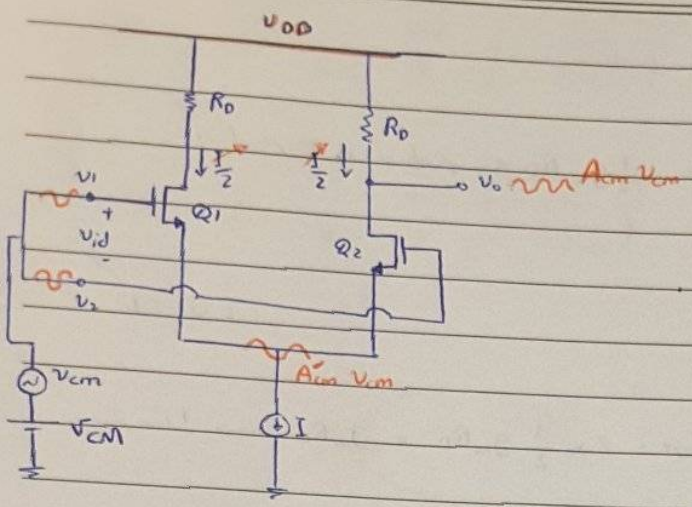
1- مفهوم بهره مود مشترک 3- نیم مدار تفاضلی 5- CMRR

2- تحلیل سیگنال کوچک 4- نیم مدار مود مشترک

AIDIN

Subject:.....

Date:.....



آیا واقعاً در عمل از v_{cm} چیزی در v_o دیده نمی‌شود؟ چرا دیده می‌شود.

کمی به خاطر اینکه $Q_1 \neq Q_2$ و دقیقاً شبیه هم نیستند.

ولی بیشتر به خاطر منبع جریان غیرایده آل!

منبع جریان غیرایده آل، مقاومت داخلی دارد و

با تغییر ولتاژ دو سرش، جریان اش عوض می‌شود.

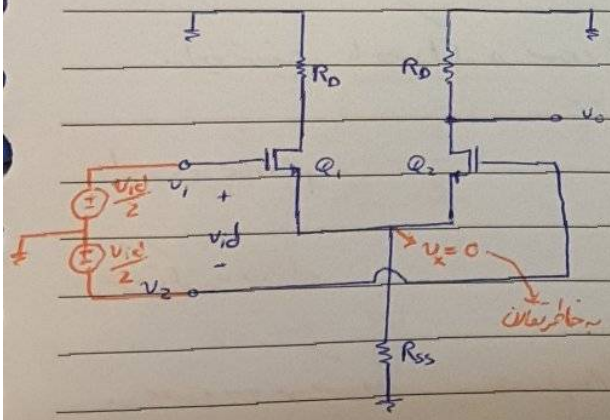
در نتیجه:

$$v_o = A_{id}(v_1 - v_2) + A_{cm} v_{cm}$$

v_{id}

بهره تفاضلی — بهره حالت مشترک

تحلیل سیگنال کوچک



مدار خیلی پیچیده و تحلیل آنها

دشوار می‌شود ← نیم مدار به درد می‌خورند!

v_{id} را بین v_1 و v_2 نصف می‌کنیم ↖

این طوری $v_2 = -v_1$ می‌شود که از تقارن آن برای تحلیل ساده‌تر استفاده می‌کنیم.

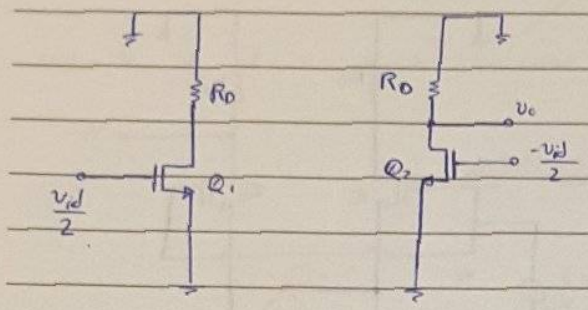
در واقعیت هم از دو ورودی، واقعاً ورودی های v_1 و v_2 متقارن اند (← بعداً بیشتر صحبت می‌کنیم.)

AIDIN

Subject:..... Date:.....

به خاطر صفر شدن v_{x2} ، مدار را می‌توان به دو نیمه تقسیم کرد:

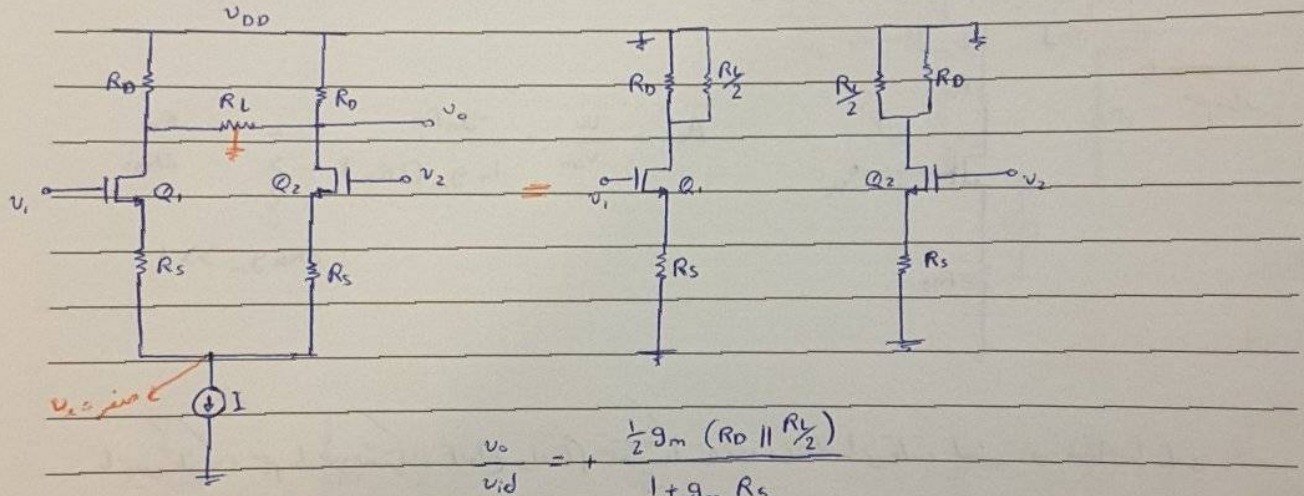
هر نیمه یک طبقه CS ساده است:



$$\frac{v_o}{-\frac{v_{id}}{2}} = -g_{m2} R_D$$

$$\frac{v_o}{v_{id}} = \frac{1}{2} g_{m2} R_D$$ ← بهره تفاضلی

از تکنیک نصف کردن مدار در مسئله‌های دیگری نیز استفاده می‌شود، مثلاً:



$$\frac{v_o}{v_{id}} = + \frac{\frac{1}{2} g_m (R_D \parallel R_L/2)}{1 + g_m R_S}$$

$$\frac{v_o}{-\frac{v_{id}}{2}} = \frac{-g_m (R_D \parallel R_L/2)}{1 + g_m R_S}$$

البته: شرط هم نصف کردن این است که v_1 و v_2 متقارن باشند. امّا در الکترونیک 2 حتّی اگر متقارن هم باشند، به خاطر اینکه $R_{ss} \gg \frac{1}{g_m}$ است، خیلی دقیق با حالت متقارن عمل نمی‌کند. (اثبات کنید!)

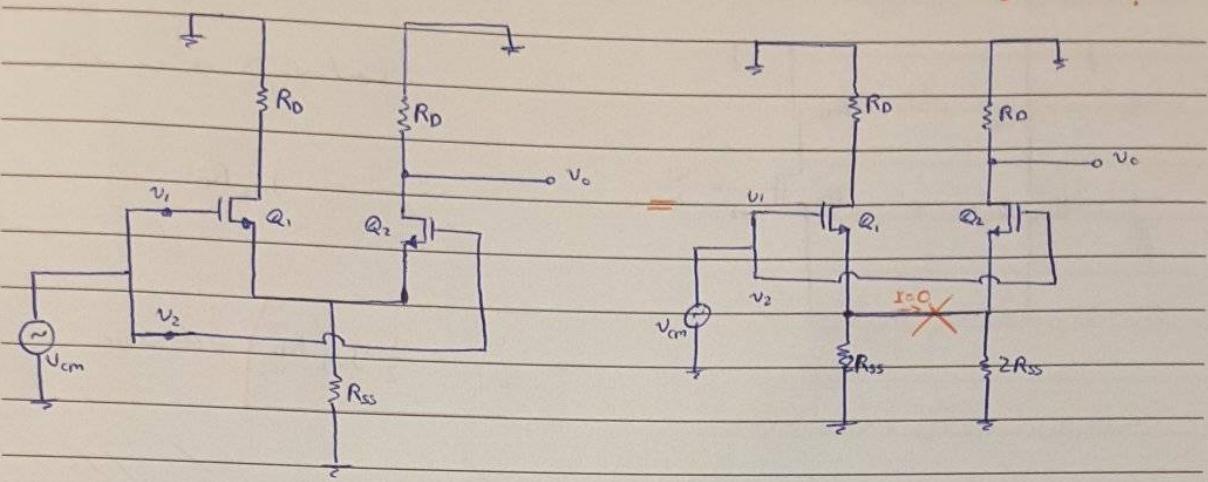
AIDIN

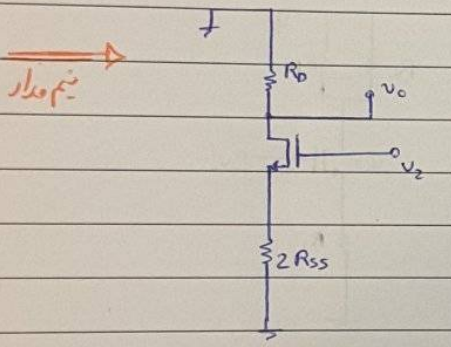
در نتیجه، ما همیشه v_1 و v_2 را متقارن در نظر گرفته و مدار را نصف می‌کنیم.

Subject:.....

Date:.....

بهره حالت مشترک





$$A_{cm} = \frac{v_o}{v_{cm}} = \frac{-g_m R_D}{1 + g_m (2R_{SS})} \simeq -\frac{R_D}{2R_{SS}}$$

$2R_{SS} g_m \gg 1$

با همین تکنیک نیم مدار حالت مشترک انواع و اقسام تقویت کننده‌ی تفاضلی را می‌توانید بکشید و A_{cm} را بیابید.

نسبت رد حالت مشترک (CMRR)

$$CMRR \triangleq \frac{A_d}{A_c} = \frac{\text{بهره خواسته}}{\text{بهره ناخواسته}}$$

هرچه CMRR بیشتر باشد، تقویت کننده تفاضلی بهتر است.

$$CMRR_{dB} = 20 \log\left(\frac{A_d}{A_c}\right)$$

معمولاً عدد بزرگ است؛ مخصوص در OpAmp ها و در نتیجه به dB می‌سنجند.

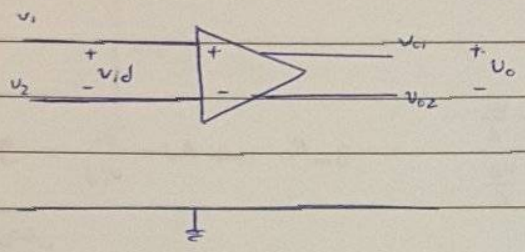
AIDIN

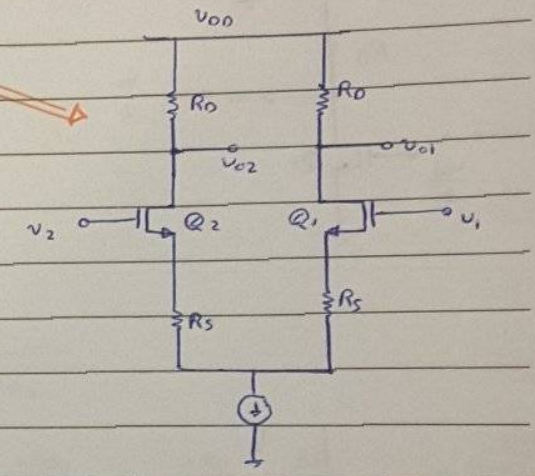
Subject:..... Date:.....

چند نکته

① منفی و مثبت کردن بهره تقویت‌کننده تفاضلی به سادگی عوض کردن تعریف v_{id} از $v_{id} = v_1 - v_2$ به $v_{id} = v_2 - v_1$ است! (برخلاف تقویت‌کننده‌ی عادی)

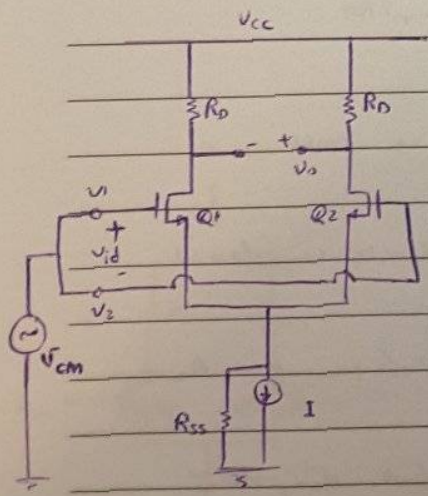
② تقویت‌کننده‌ی عام تفاضلی (خروجی‌اش هم تفاضلی است)





جلسه‌ی پانزدهم:

- تقویت‌کننده عام تفاضلی
- زوج تفاضلی BJT
- مقاومت‌های ورودی (و خروجی)
- مثال



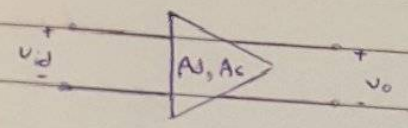
$$A_c = \frac{v_o}{v_{cm}}$$

$$A_d = \frac{v_o}{v_{id}} \quad , \quad v_{id} = v_1 - v_2$$

$$CMRR = \frac{A_d}{A_c}$$

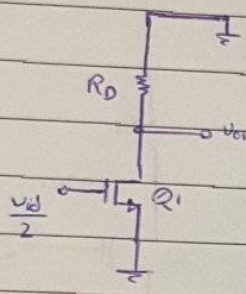
AIDIN

Project: ..... Date: .....



$$A_d = \frac{v_o}{v_{id}} = 2 \times \text{بهره نیم تفاضلی}$$

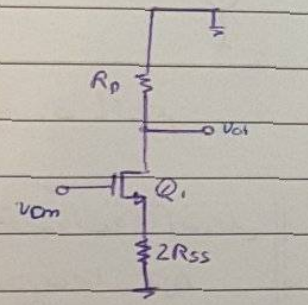
بهره تقویت کننده تمام تفاضلی، دو برابر بهره نوح تفاضلی مادی است. ✓



$$A_d = \frac{-\frac{v_o}{2}}{\frac{v_{id}}{2}} = -g_m R_D \Rightarrow A_d = \frac{v_o}{v_{id}} = g_m R_D$$

بهره تفاضلی

حالا، محاسبه بهره حد مشترک:



$$\frac{v_{o2}}{v_{cm}} = \frac{v_{o1}}{v_{cm}}, \quad \frac{v_{o1}}{v_{cm}} = -\frac{R_D}{\frac{1}{g_m} + 2R_{SS}}$$

$$A_c = \frac{v_o}{v_{cm}} = \frac{v_{o2} - v_{o1}}{v_{cm}} = 0 \Rightarrow CMRR \to \infty$$

✓

اما در واقعیت، چون $2R_D$ دقیقاً با هم برابر نیستند و $Q_2 \neq Q_1$ (Mismatch)

A_c صفر نیست، ولی خیلی کم است.

می خواهیم مقدار A_c را بدست آورده و بفهمیم چگونه می توانیم آن را کاهش دهیم.

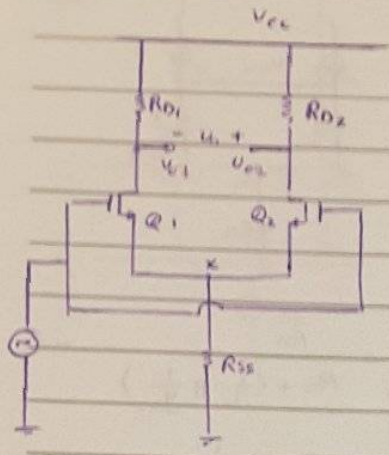
AIDIN

Subject: Date:

① فرض کنیم یکی از R_D ها یک مقدار بیشتر است. ولی $Q_1 = Q_2$ است.

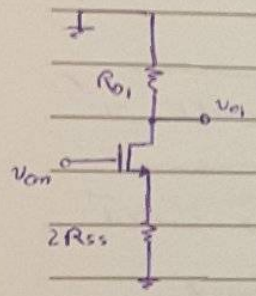
$Q_1 = Q_2 \Rightarrow g_{m1} = g_{m2} = g_m$

$\begin{cases} R_{D1} = R_D \\ R_{D2} = R_D + \Delta R_D \end{cases}$



گچه R_D ها با هم متفاوت اند، اما از دیدگاه تقارنی x هنوز وسط است.

مدار کاملاً شبیه هم با مقاومت ورودی $\frac{1}{g_m}$ است.



$R_{ss} \gg \frac{1}{g_m}$ با فرض : $\frac{v_{o1}}{v_{cm}} \simeq \frac{-R_D}{2R_{ss}}$

$\frac{v_{o2}}{v_{cm}} \simeq \frac{-R_D - \Delta R_D}{2R_{ss}}$

$A_c = \frac{v_o}{v_{cm}} = \frac{-\Delta R_D}{2R_{ss}} = \frac{-R_D}{2R_{ss}} \times \frac{\Delta R_D}{R_D}$ = خیلی خوب

A_c مدار در حالت تقارن ↙ ↘ نسبت عدم تقارن مقاومت ها

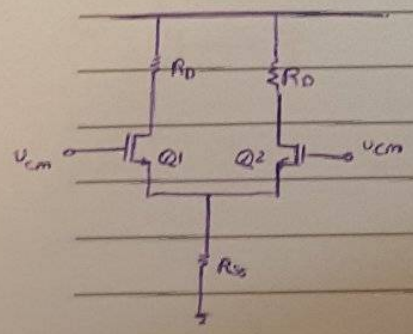
0 یا 1

0.001 و 0.01 و ...

② فرض کنیم R_D ها برابرند، اما $Q_1 + Q_2$ ؛

$\begin{cases} g_{m1} = g_m \\ g_{m2} = g_m + \Delta g_m \end{cases}$

$R_{D1} = R_{D2} = R_D$



برای تحلیل این مدار باید KCL و KCL بنویسیم.

AIDIN

Subject:..... Date:.....

$$\left.\begin{aligned} i_{d1} &= g_{m1} v_{gs} \\ i_{d2} &= g_{m2} v_{gs} \end{aligned}\right\} \Rightarrow \begin{cases} \dfrac{i_{d1}}{i_{d2}} = \dfrac{g_{m1}}{g_{m2}} \\ i_{d1} + i_{d2} = \dfrac{v_s}{R_{ss}} \approx \dfrac{v_{cm}}{v_s} \end{cases}$$

(**) $v_s \simeq v_{cm}$

$$\begin{cases} v_{o1} = -i_{d1} R_D \\ v_{o2} = -i_{d2} R_D \end{cases}$$

$$\Rightarrow i_{d1} = \frac{g_{m1} v_{cm}}{(g_{m1} + g_{m2}) R_{ss}}$$

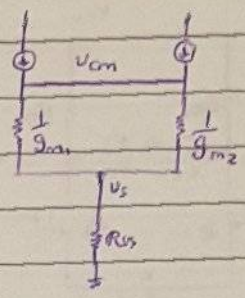
$$\Rightarrow v_{o2} - v_{o1} = R_D (i_{d1} - i_{d2})$$

$$= R_D \left(\frac{(g_{m1} - g_{m2}) v_{cm}}{(g_{m1} + g_{m2}) R_{ss}} \right)$$

$$= \frac{\Delta g_m}{(g_{m1} + g_{m2})} \times \frac{R_D}{R_{ss}} v_{cm}$$

$$\Rightarrow A_{cm} = \frac{\Delta g_m \cdot R_D}{2 g_m R_{ss}} = \boxed{\frac{R_D}{2R_{ss}} \times \frac{\Delta g_m}{g_m}}$$

(**)



$$\frac{v_s}{v_{cm}} = \frac{R_{ss}}{R_{ss} + (\frac{1}{g_{m1}} \,||\, \frac{1}{g_{m2}})} \simeq 1$$

$$R_{ss} \gg \frac{1}{g_m}$$

نکته: تلرانس مقاومت در بازار 30٪ است. و وقتی تلرانس ۱ با تلرانس ۲ کنار هم قرار گیرند:

$$\alpha_t = \sqrt{\alpha_1^2 + \alpha_2^2} < \alpha_1 + \alpha_2$$

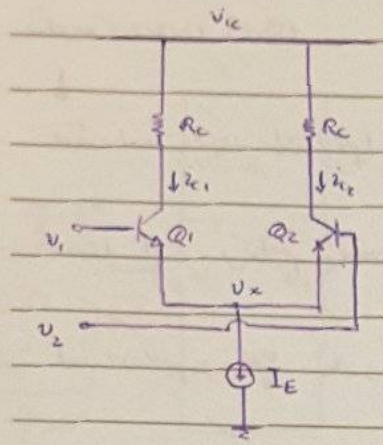
سرود ① و ② $\rightarrow$ $\boxed{A_{cm} = \frac{R_D}{2R_{ss}} \left(\frac{\Delta R_D}{R_D} + \frac{\Delta g_m}{g_m} \right)}$

$$A_{cm} \overset{\text{دقیق‌تر}}{=} \frac{R_D}{2R_{ss}} \sqrt{\left(\frac{\Delta R_D}{R_D}\right)^2 + \left(\frac{\Delta g_m}{g_m}\right)^2}$$

AIDIN

Subject:..... Date:.....

نوع تفاضلی BJT (عین ماسفت ته)

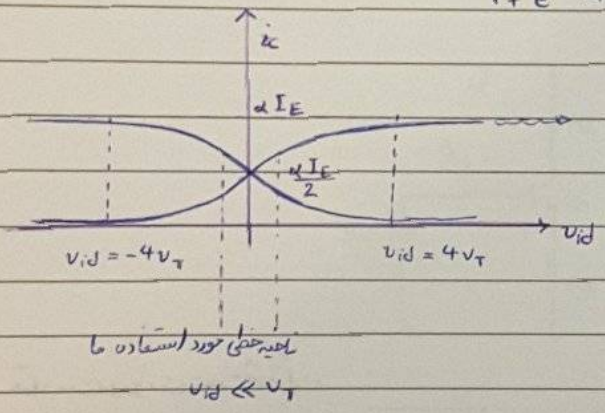


$$i_{C1} = I_S e^{\frac{V_{BE1}}{V_T}} \quad , \quad i_{C2} = I_S e^{\frac{V_{BE2}}{V_T}}$$

$$V_{BE1} = V_1 - V_x \quad , \quad V_{BE2} = V_2 - V_x$$

$$i_{C1} + i_{C2} = I_E$$

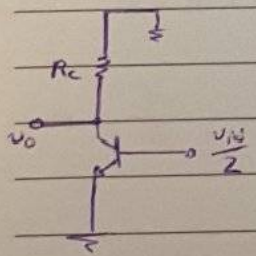
$$\Rightarrow i_{C1} = \frac{\alpha I_E}{1 + e^{\frac{-v_{id}}{V_T}}} \quad , \quad i_{C2} = \frac{\alpha I_E}{1 + e^{\frac{+v_{id}}{V_T}}}$$



برخلاف ماسفت، در ∞ واقعا به خط می‌رسد

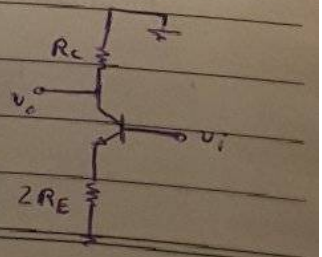
اما تقریبا در $4V_T$، تقریب می‌زنند که به خط رسیده

مدل سیگنال کوچک و نیم مدار



$$A_d = \frac{v_o}{v_{id}} \qquad \frac{v_o}{\frac{v_{id}}{2}} = -g_m R_C \Rightarrow A_d = -\frac{1}{2} g_m R_C$$

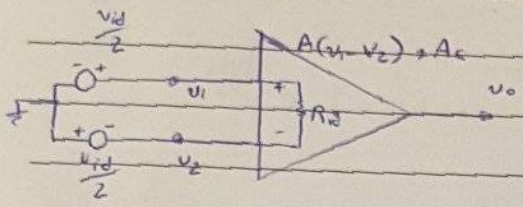
$$A_c = \frac{v_o}{v_{cm}} = \frac{\alpha R_C}{r_e + 2R_{EE}}$$



AIDIN

Subject:..... Date:.....

مقاومت ورودی و خروجی



فقط مقاومت هایی که برای ما مهم اند.

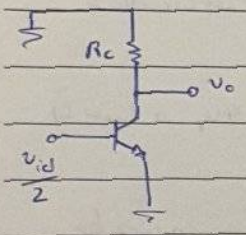
در محاسبات، می توانیم از تقارن مدار برای ساده کردن

استفاده کنیم: $v_1 = \frac{v_{id}}{2}$ و $v_2 = -v_1$ می دهیم و

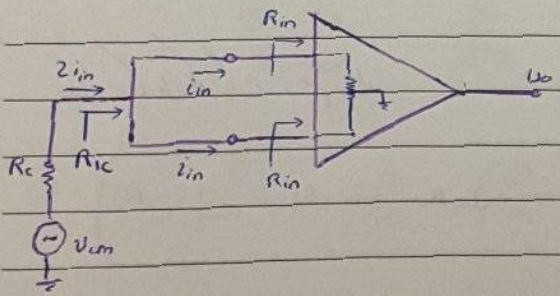
مدار را نصف می کنیم:

وسط R_{id} زمین می شود، پس داریم:

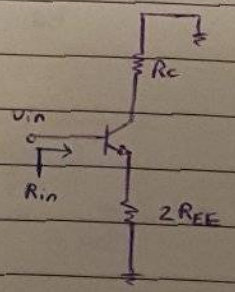
$$R_{in} = \frac{R_{id}}{2} \underset{\text{نیم مدار}}{=\!=} r_\pi \Longrightarrow R_{id} = 2R_{in}$$



مقاومت ورودی مود مشترک



$$R_{ic} = \frac{R_{in}}{2} = \frac{r_{\pi_1} + (1+\beta)\, 2R_{EE}}{2}$$



* نکته: بعدین $\times 2$ و $\times \frac{1}{2}$ خیلی دقت کنید.

اصل سوال همین است!

AIDIN

Subject: Date:

جلسه شانزدهم:

تقویت کننده تفاضلی

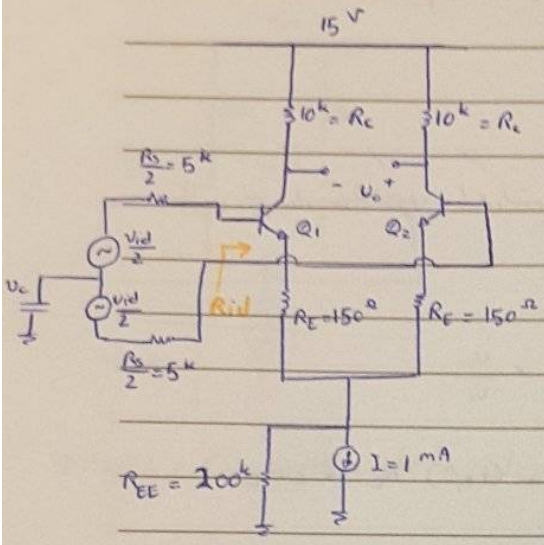
مثال

تقویت کننده با بارفعال

آینه جریان

A_d یک

A_c یک



A_d , A_c , CMRR = ?

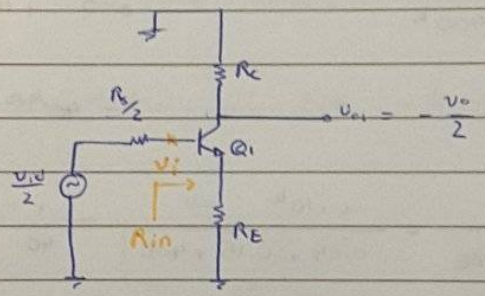
$\frac{\Delta R_c}{R_c} = \pm 1\%$

$\beta = 100$, $r_o \to \infty$

R_{ind} , R_{inc} = ?

$V_o = V_{o2} - V_{o1} \xrightarrow{\text{بالانس}} V_{o2} = \frac{V_o}{2}$, $V_{o1} = \frac{-V_o}{2}$

بالانس ← نیم مدار را می کشیم:



در حالت large signal مقاومت خروجی منبع جریان را ∞ در نظر می گیریم.

مگر آنکه خلاف آن به صورت سوال ذکر شود. ⊛

⊛ ⇒ DC: $I_{E1} = 0.5\ mA \to I_c = \alpha I_E = 0.495\ mA$

$r_e = \frac{V_T}{I_E} = \frac{25\ mV}{0.5\ mA} = 50\ \Omega$

$R_{in} = r_{\pi_1} + (1+\beta) R_E = (1+\beta)(r_e + R_E)$

$= 101 \times (50\ \Omega + 150\ \Omega) \simeq 20\ k$

ac (نیم مدار): $\frac{\frac{-V_{o1}}{2}}{\frac{V_{id}}{2}} = \frac{V_i}{\frac{V_{id}}{2}} \times \frac{\frac{-V_o}{2}}{V_i} = \frac{R_{in}}{R_{in} + \frac{R_s}{2}} \times \frac{-\alpha R_c}{r_e + R_E}$

$= \frac{20\ k}{20+5} \times \frac{-0.99 \times 10\ k}{0.05 + 0.15} = \boxed{-40} \Rightarrow A_d = \frac{V_o}{V_{id}} = 40$

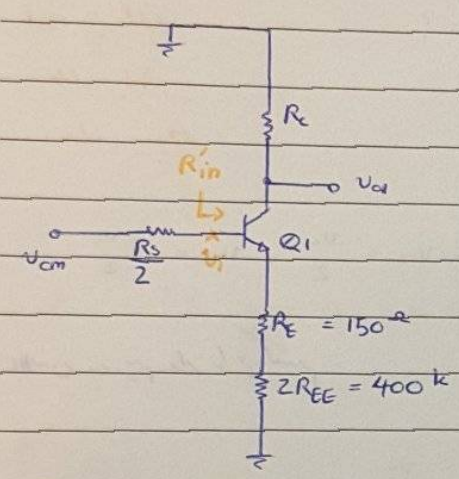
AIDIN

Subject:..... Date:.....

اگر mismatch نداشتیم، به خاطر تقارن مدار، بهره حالت تفاضلی برابر خروجی، $A_c = 0$ بود. اما mismatch داریم!

A_c تفاضلی = A_c تقسیم $\times \left(\frac{\Delta x}{x} + \frac{\Delta y}{y} \right)$

← نیم مدار حود مشترک را می‌کشیم.



$\Rightarrow$ A_c تقسیم $= \frac{v_i}{v_{cm}} \times \frac{v_{o1}}{v_i}$

$R_{in} = r_{\pi_1} + (1+\beta)(R_E + 2R_{EE})$

$= 5^{k} + 101 \times (0.15 + 400)$

$\simeq 40^{M\Omega}$

$\frac{v_{o1}}{v_i} = \frac{\alpha R_c}{r_e + R_E + 2R_{EE}} = \frac{\alpha \times 10^{k}}{0.05 + 0.15 + 400} \simeq \frac{1}{40}$ $\Rightarrow$ A_c تقسیم $\simeq \frac{1}{40}$

$\Rightarrow$ A_c تفاضلی $= \frac{1}{40} \times \frac{\Delta R_c}{R_c} = \frac{1}{40} \times \frac{2}{100} = \frac{1}{2000}$

$\Rightarrow$ $CMRR = \frac{A_d}{A_c} = \frac{40}{\frac{1}{2000}} = 80,000$ $\Rightarrow$ $CMRR_{dB} = 20\log(80000) = 98^{dB}$

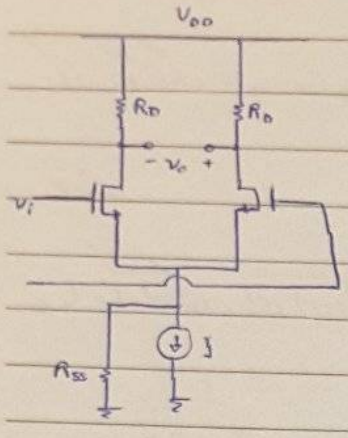
R_{id} تفاضلی $= 2 \times R_{in}$ (نیم‌مدار تفاضلی) $= 2 \times 20^{k} = 40^{k}$

R_{inc} تفاضلی $= \frac{R_{in}'\ (\text{نیم‌مدار بدون مشترک})}{2} = \frac{40^{M\Omega}}{2} = 20^{M\Omega}$

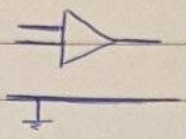
AIDIN

Subject: Date:

تقویت کننده تفاضلی با بارفعال آینه جریانی



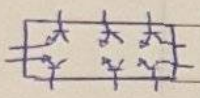
گاهی اوقات، مسئله ما را ملزم می کند که خروجی تک سر بگیریم:



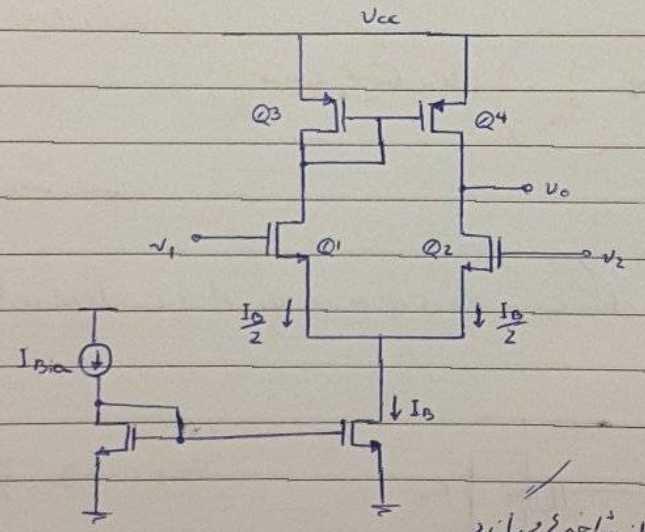
در حالت تک سر مدار متقابل، مدار خوبی نیست.

آیا مداری وجود دارد که در حالت تک سر بهره A_d و A_c خوبی به ما بدهد؟

- در مداری Discrete تقریباً نه! چون اصلاً شرط هم تقویت کننده تفاضلی، بالانس بودن و $Q1=Q2$ بود که در مداری Discrete اتفاق نمی افتد. اما در IC چرا.



اگر مجبوریم تقویت کننده تفاضلی را روی PCB بسازیم، از ترانزیستورهای IC استفاده کنید:



آینه جریان بودن Q3 و Q4

چه نزدیکی نسبت به بایاس

جریان به آنها دارد؟

1) تضمین می کند که جریان $\frac{I_D}{2}$ از شاخه ۴ می آید و ترانزیستور ۴ در ناحیه‌ی اشباع می ماند.

2) A_d را دو برابر و A_c را صفر می کند ← البته به شرط ایده آل بودن آینه جریان که یعنی $r_{o4}, r_{o3} \to \infty$

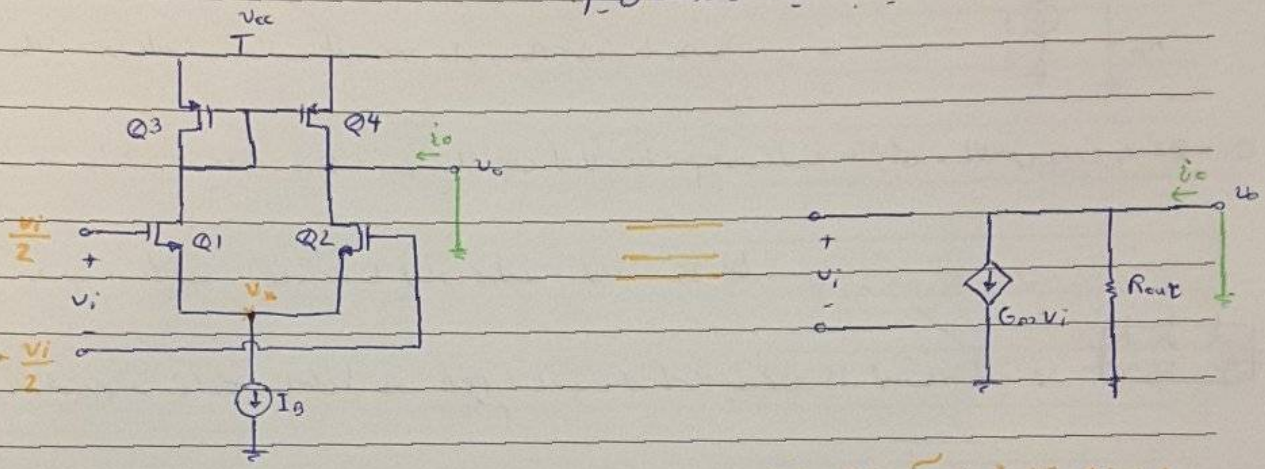
AIDIN

Subject:..... Date:.....

بدست آوردن A_d ، A_c (حالت لیه آک $Q_1 = Q_2$ ، $Q_3 = Q_4$)

کتاب آنالوگ Gray و Meyer تمالسی که تمام kvl و kcl های تقویت کننده تفاضلی با آینه جریان را بار متقال نوشته.

← ما مثل کسکود برای این حالت یک مدل درست می کنیم.



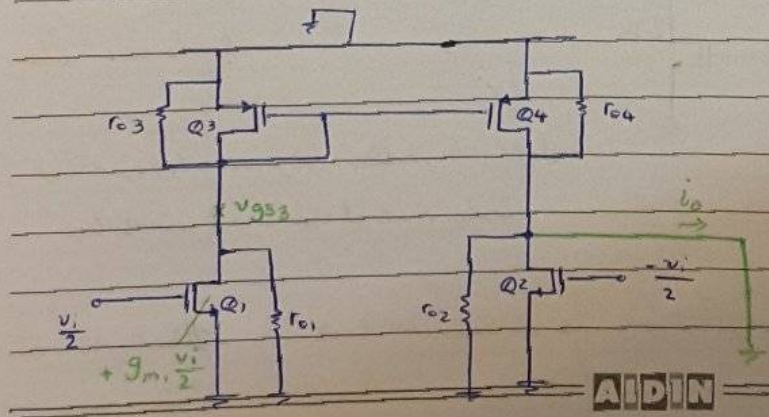
در این بخش قرار نیست زیر آبی زیاد بهم!

تقریب همیشگی ما: ① $r_o \gg \frac{1}{g_m}$

② دیودی بالایی است.

تقریباً ⇓

نیمی پایینی مدار متقارن است و از v_x هم دو نیمی مدار به یک شکل دیده می شود ← $v_x = 0$ است!



$$v_{gs3} = -g_{m1}\frac{v_i}{2}\left(r_{o1} \parallel r_{o3} \parallel \frac{1}{g_{m3}}\right)$$

$$v_{gs3} \simeq \frac{-g_{m1}}{g_{m3}}\left(\frac{v_i}{2}\right)$$

AIDIN

Subject: Date:

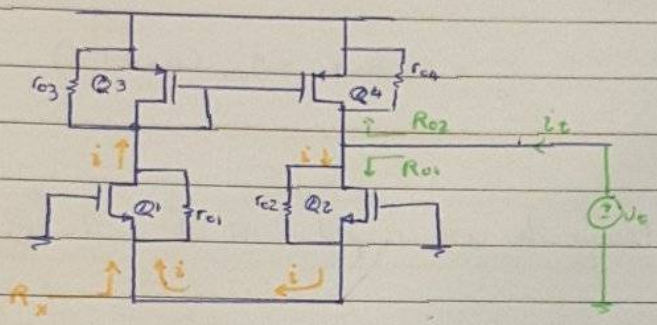
$$i_o = -g_{m4} v_{gs3} + g_{m2}\left(\frac{v_{id}}{2}\right) = g_{m4}\frac{g_{m1}}{g_{m3}}\frac{v_i}{2} + g_{m2}\frac{v_i}{2} \simeq g_{m1} v_i$$

$\Rightarrow G_m \simeq g_m$ ، ثبت شلش G_m ثم به خارج است،

نه داخل!

(برعکس مدل کشیده شده)

برای یافتن R_{out} ، v_t و i_t می گذاریم:



$$R_x = \frac{r_{o1} + \frac{1}{g_{m3}}}{1 + g_{m1} r_{o1}} \simeq \frac{1}{g_{m1}}$$

$$R_{o1} = r_{o2} + \frac{1}{g_{m1}} + g_{m2}\frac{1}{g_{m1}} \times r_{o2} \simeq 2 r_{o2}$$

($\frac{1}{g_{m1}} \to 0$)

$$i_t = \underbrace{\frac{v_t}{R_{o1}} + \frac{v_t}{R_{o1}}}_{\frac{v_t}{r_{o2}}} + \frac{v_t}{r_{o4}} \Rightarrow \frac{v_t}{i_t} = \frac{1}{\frac{1}{r_{o2}} + \frac{1}{r_{o4}}} \Rightarrow R_{out} = r_{o2} \parallel r_{o4}$$

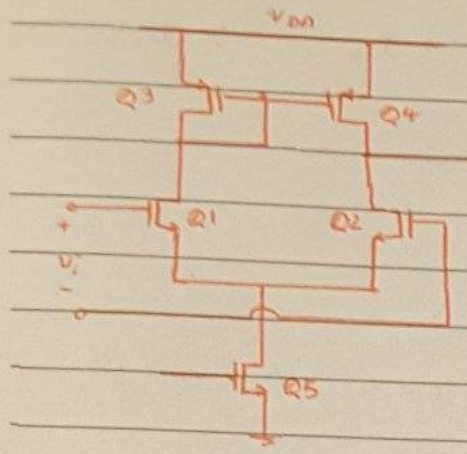
حلسبری هندیم:

- تقویت کننده تفاضلی

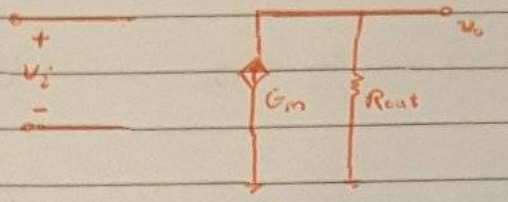
مثال

AIDIN

Subject:..... Date:.....



مدار معادل تفاضلی

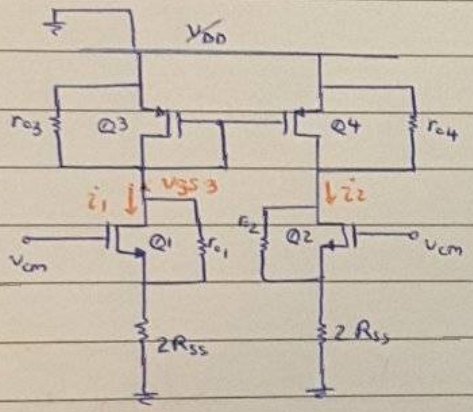


$G_m = g_{m1}$

$R_{out} = r_{o2} \parallel r_{o4}$

$$\frac{v_o}{v_i} = G_m R_{out} = g_{m1}(r_{o2} \parallel r_{o4})$$

بهره‌ی A_c : مثل A_d می‌کوییم نیمه پایینی مدار متقارن است و نیمه پایین را نصف می‌کنیم :



$$ac: \quad i_1 = i_2 \simeq \frac{v_{cm}}{\frac{1}{g_m} + 2R_{ss}}$$

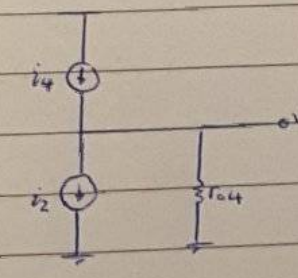
$$v_{gs3} = i_1 \left(r_{o3} \parallel \frac{1}{g_{m3}} \parallel R_{(i)} \right)$$

(خیلی زیاد)

$$r_{o1} + 2R_{ss} + g_{m1} r_{o1} (2R_{ss})$$

$$i_4 = g_{m4} \left(\frac{1}{g_{m3}} \parallel r_{o3} \right) i_1$$

$$i_2 = i_1 \simeq \frac{v_{cm}}{2R_{ss}}$$



$$v_o \quad v_o = (i_4 - i_2) r_{o4}$$

$$= \left[g_{m4} \left(\frac{1}{g_{m3}} \parallel r_{o3} \right) \frac{v_{cm}}{2R_{ss}} - \frac{v_{cm}}{2R_{ss}} \right] r_{o4}$$

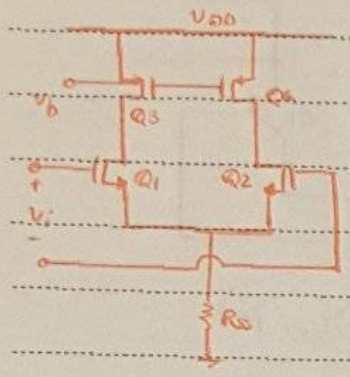
AIDIN

و البته داریم : $\left.\begin{matrix} g_{m3} = g_{m4} \\ r_{o3} = r_{o4} \end{matrix}\right\}$

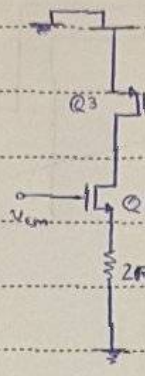
Subject:

Year. Month. Date. ( )

$$A_{cm} = \frac{r_{o4}}{2R_{SS}(1 + g_{m3} r_{o3})} \xrightarrow{g_m r_o \gg 1} \frac{r_{o4}}{2R_{SS} g_{m3} r_{o3}}$$



بیم متقارن
مود مشترک

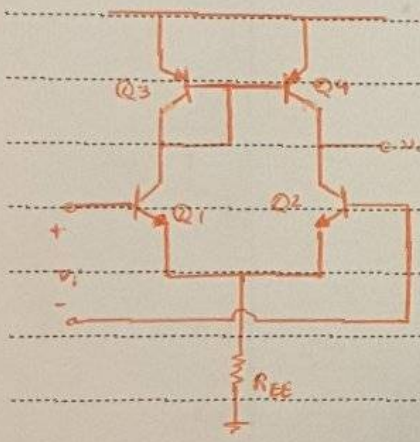


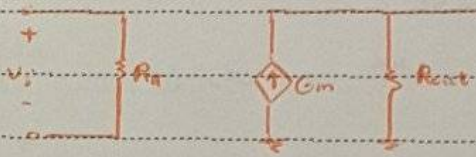
$$\frac{v_o}{v_{cm}} = \frac{r_{o3}}{2R_{SS} + \frac{1}{g_{m1}}} \gg A_{cm}$$

صرف نظر

اندازه مزایای آینه جریانی!

حل BJT تقویت کننده تفاضلی با بار متعادل آینه جریانی





$R_\pi = 2r_\pi$

$G_m \simeq g_{m1}$

$R_{out} \simeq r_{o2} \parallel r_{o4}$

$$A_{cm} \simeq -\frac{r_{o3}}{\beta_3 R_{EE}}$$

فرمول های بدست مثل A_{cm} و R_{out} و R_{in} و $\frac{v_o}{v_i}$ را باید حفظ کنید

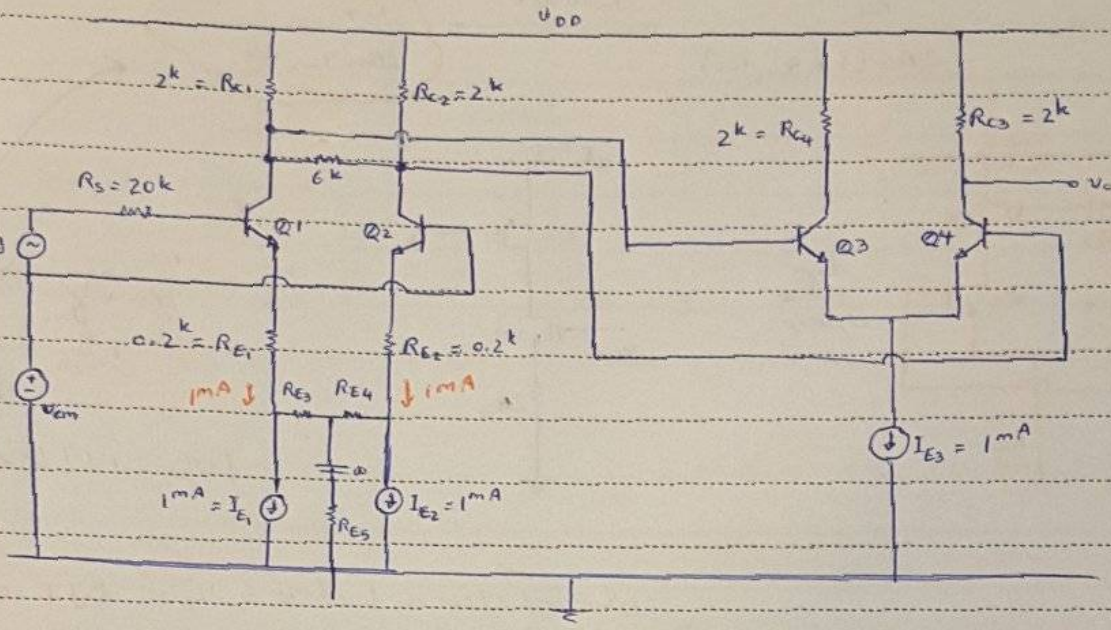
کلیه فرمول های (MOS/BJT) معادل، مقاومت های دیده شده از D و S (MOS/BJT) را حفظ کنید

توجه: (حتماً حل کنید) میانترم نیم دوم 94-93 (آسان تر از نیم نخست)

2000

Subject:

Year. Month. Date. ( )



$R_{E3} = R_{E4} = 0.5^k$, $R_{E5} = 10^k$

$\beta = 50$

$R_o = 5^{k\Omega}$ ← منبع جریان

$A_d = \frac{v_o}{v_{id}}$, $A_{cm} = \frac{v_o}{v_{cm}}$, CMRR = ?

R_{id} , R_{ic} = ?

DC : $v_T = 25^{mV}$

$I_{E1} = I_{E2} = 1^{mA}$ $\qquad$ $I_{E3} = I_{E4} = 0.5^{mA}$

$r_e = \frac{v_T}{I_E} = \frac{25^{mV}}{1^{mA}} = 25^{\Omega}$ $\qquad$ $r_e = 50^{\Omega}$

$r_\pi = 2.5^{k\Omega}$

$r_\pi = (1+\beta) r_e \simeq 1.25^{k\Omega}$

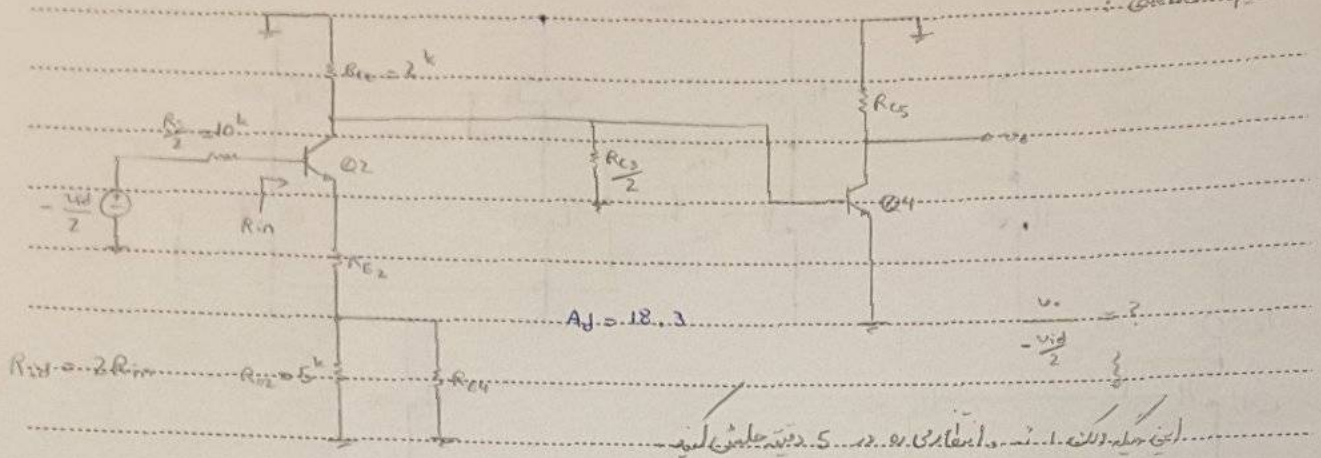
برای تحلیل ac ... باید بالایی منظر گرفته و نیم مداری کشیم ←

2000

Subject:

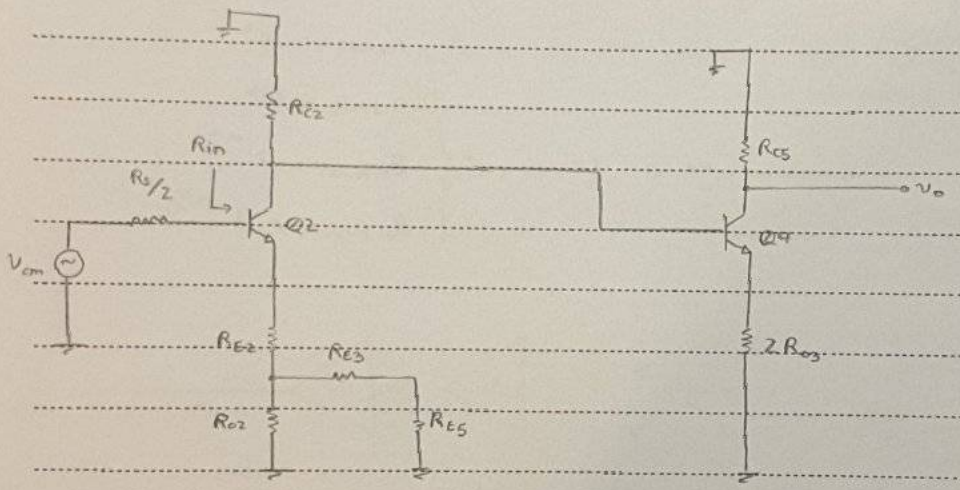
Year Month Date ( )

نیم مدار تفاضلی:



این مدار دارای ۱۰۰ امتیازی و ۵ دیود جلوش لیده

نیم مدار حد مشترک:



$A_c = -0.893$ $R_E = \frac{R_{in}}{2}$

CMRR = 25 سعید به این بنده ۱ نمره استاد اشتباه کرده بود bonus می‌دهد

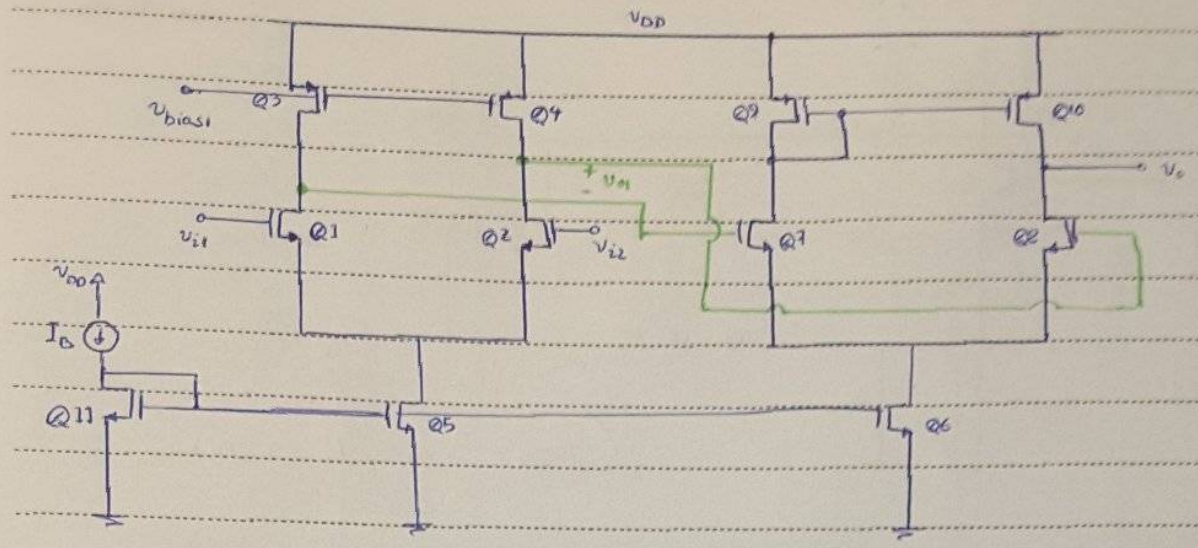
طبیعی هیچ:

سوال تفاضلی بیشتر باین

2000 ۱ نمره اولیه + تمرین ۱۰ + میان ترم ۲

Subject :

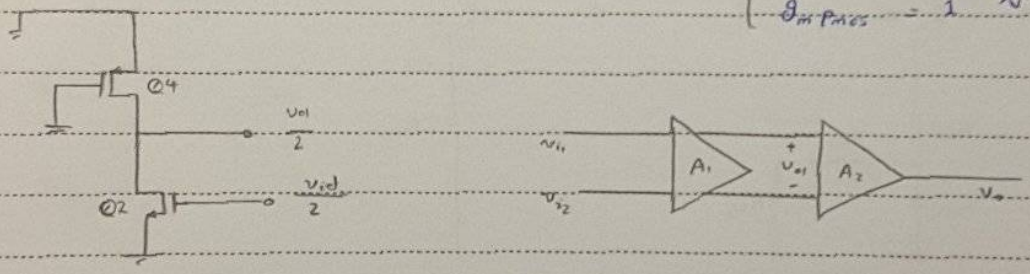
Year. Month. Date. ( )



$A_d = \frac{v_o}{v_{i_1} - v_{i_2}} = ?$

پارامترهای کانال DC سایز

- $r_{ds\,nmos} = 10^k$
- $r_{ds\,pmos} = 30^k$
- $g_{m\,Nmos} = 2\ mA/V$
- $g_{m\,pmos} = 1\ mA/V$



$$\frac{\frac{v_{o1}}{2}}{\frac{v_{id}}{2}} = -g_{m2}(r_{o2} \parallel r_{o4}) = -2(10 \parallel 30) = -15 = \frac{v_{o1}}{v_{id}} = A_1$$

$$A_2 : \frac{v_o}{v_{o1}} = G_m R_{out} = g_{m8}(r_{o8} \parallel r_{o10}) = 2(10 \parallel 30) = 15$$

$$\Rightarrow A_d = \frac{v_o}{v_{i_1} - v_{i_2}} = A_1 \times A_2 = 15 \times 15 = 225\ V/V$$

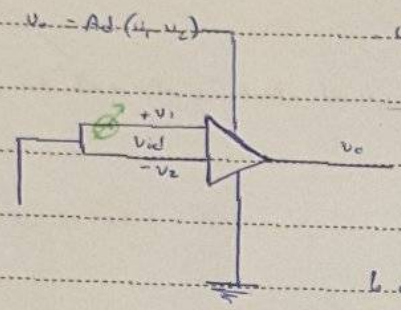
2000

Subject:

Year. Month. Date. ( )

پدیده‌ی آفست Offset

برای $v_{id}=0$ ، خروجی $v_o \neq 0$ می‌شود و یک ولتاژ اضافه‌ای روی خروجی است



این پدیده ناشی از عدم تطابق (Mismatch) ترانزیستورها است

فرض کنیم یک منبع ولتاژ متغیر (v_x) روی v_1 داریم

با کم و زیاد کردن این ولتاژ، طوری تنظیم می‌کنیم که v_o به مقدار دلخواه ما

(مثلاً صفر) برسد. به این ولتاژ که خروجی را صفر می‌کند، ولتاژ آفست می‌گویند

ورودی.

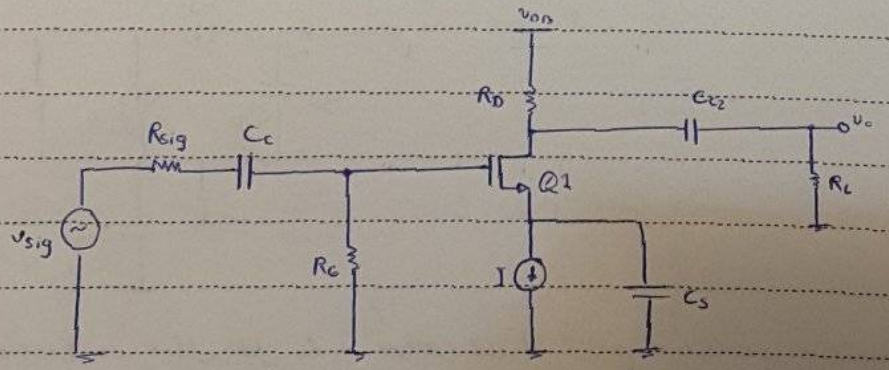
* آفست را با پدیده‌ی گین بالا (که دوباره v_{os} به ما می‌دهد) اشتباه نکنید!

آفست (5^{mV} - 10^{mV}) روی قیمت آپ امپ خیلی تأثیر دارد.

پایان میانترم

پاسخ فرکانسی (پایین)

بحث این ترم با این بحث زیاد سروکار داریم.



2000

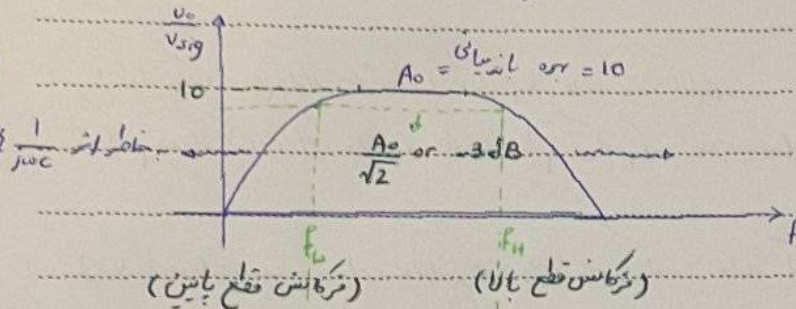
Subject:

Year. Month. Date. ( )

تا به حال در تحلیل ac خازن ها را اتصال کوتاه فرض می کردیم، چون فرض می کردیم C خازن ها آنقدر بزرگ است

که $\frac{1}{j\omega C}$ در مقابل مقاومت های مداری ما خیلی کم می شود و در مقابل مقاومت ها قابل صرف نظر کردن است.

مثلاً اگر در حالت "خازن ها اتصال کوتاه" بهره ولتاژ $\frac{v_o}{v_{sig}} = 10$ بدست آوردیم، نمودار بهره فرکانس



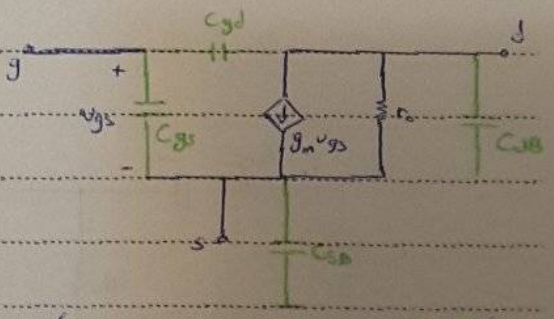
چنین می شود:

با بالا رفتن فرکانس، دوباره بهره کم می شود.

چون مدل ac که از ترانزیستور دادیم، فقط

برای فرکانس های پایین است، چون خازن های

parasitic آن را در نظر نگرفته ایم.



در الکترونیک ۲، در تحلیل مدار در فرکانس های بالا نیستیم، خازن های parasitic به خاطر ابعاد کوچک

2000

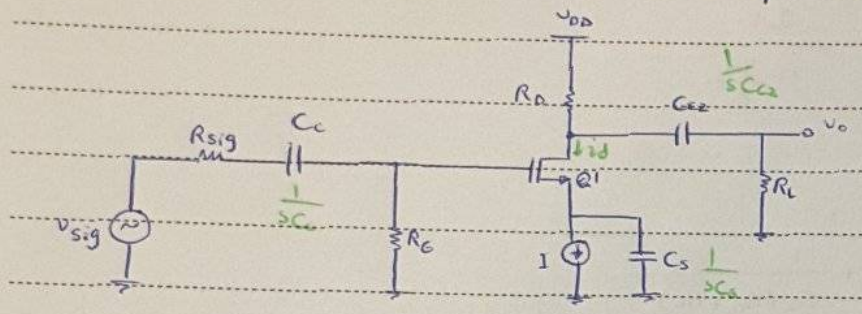
Subject :

Year. Month. Date. ( )

اندازه‌ی کپی دارند (در حدود pF و FF) در نتیجه فرکانس باید خیلی بالا باشد که $\frac{1}{j\omega C}$ از حد تقریبی کم شود

شود. اما وقتی بیشتر شود، بهره را نابود می‌کند.

f_L و f_H بسیار بسیار مهم اند ← در سیستم صوتی (20 ~ 20kHz)، گوشی و ...



f_L را با معلومات حافظه‌مون می‌توانیم بدست بیاریم.

کافی‌یه ابتدا بهره مدار را با در نظر گرفتن اثر خازن‌ها بدست آورده و سپس را بدست آوریم که بهره‌ی آن

$A = \frac{v_o}{v_{sig}} = A(s) = A(j\omega)$ بهره باند میانی می‌شود: $\frac{1}{\sqrt{2}}$ برابر بهره باند میانی می‌شود.

$\lim_{\omega \to \infty} A(j\omega) = A_0$ بهره باند میانی

$\frac{A(j\omega_L)}{A_0} = \frac{1}{\sqrt{2}} \Rightarrow \omega_L \checkmark \Rightarrow f_L = \frac{\omega_L}{2\pi} \checkmark$

تا این جوری، هم زمان طاقت فرسایی طول می‌کشه تا جواب را بیابیم و هم هیچ دید یا شهودی از مدار نمی‌گیریم.

مثلاً در مدار بالای صفحه داریم:

Subject:

Year. Month. Date. ( )

$$\frac{v_o}{v_{sig}} = \frac{v_g}{v_{sig}} \times \frac{i_d}{v_g} \times \frac{v_o}{i_d}$$

$$\Rightarrow \frac{v_g}{v_{sig}} = \frac{R_G}{R_G + R_{sig} + \frac{1}{sC_{c1}}} = \frac{R_G}{R_G + R_{sig}} \times \frac{s}{s + \frac{1}{C_{c1}(R_G + R_{sig})}}$$

$$\frac{i_d}{v_g} = G_m = \frac{1}{\frac{1}{g_m} + \frac{1}{sC_s}} = \frac{g_m s}{s + \frac{g_m}{C_s}}$$

$$\frac{v_o}{i_d} = -\frac{R_D R_L}{R_D + R_L} \times \frac{s}{s + \frac{1}{C_{c2}(R_D + R_L)}}$$

$$\Rightarrow \frac{v_o}{v_{sig}} = \underbrace{-\frac{R_G}{R_G + R_{sig}} g_m (R_D \parallel R_L)}_{A_o} \cdot \frac{s}{s + \omega_{P_1}} \cdot \frac{s}{s + \omega_{P_2}} \cdot \frac{s}{s + \omega_{P_3}}$$

$$\omega_{P_1} = \frac{1}{C_{c1}(R_G + R_{sig})}$$

$$\omega_{P_2} = \frac{-g_m}{C_s}$$

$$\omega_{P_3} = \frac{1}{C_{c2}(R_D + R_L)}$$

یادآوری: قطب‌های $A_{(s)} = \frac{v_o}{v_{sig}}$ می‌توانیم f_L را بیابیم

یعنی در $s = 0$ یعنی جای صفر بودن هرکدام در مدار DC را بنشان می‌دهد

2000