

كتاب الكترونيک او ۲ مارس

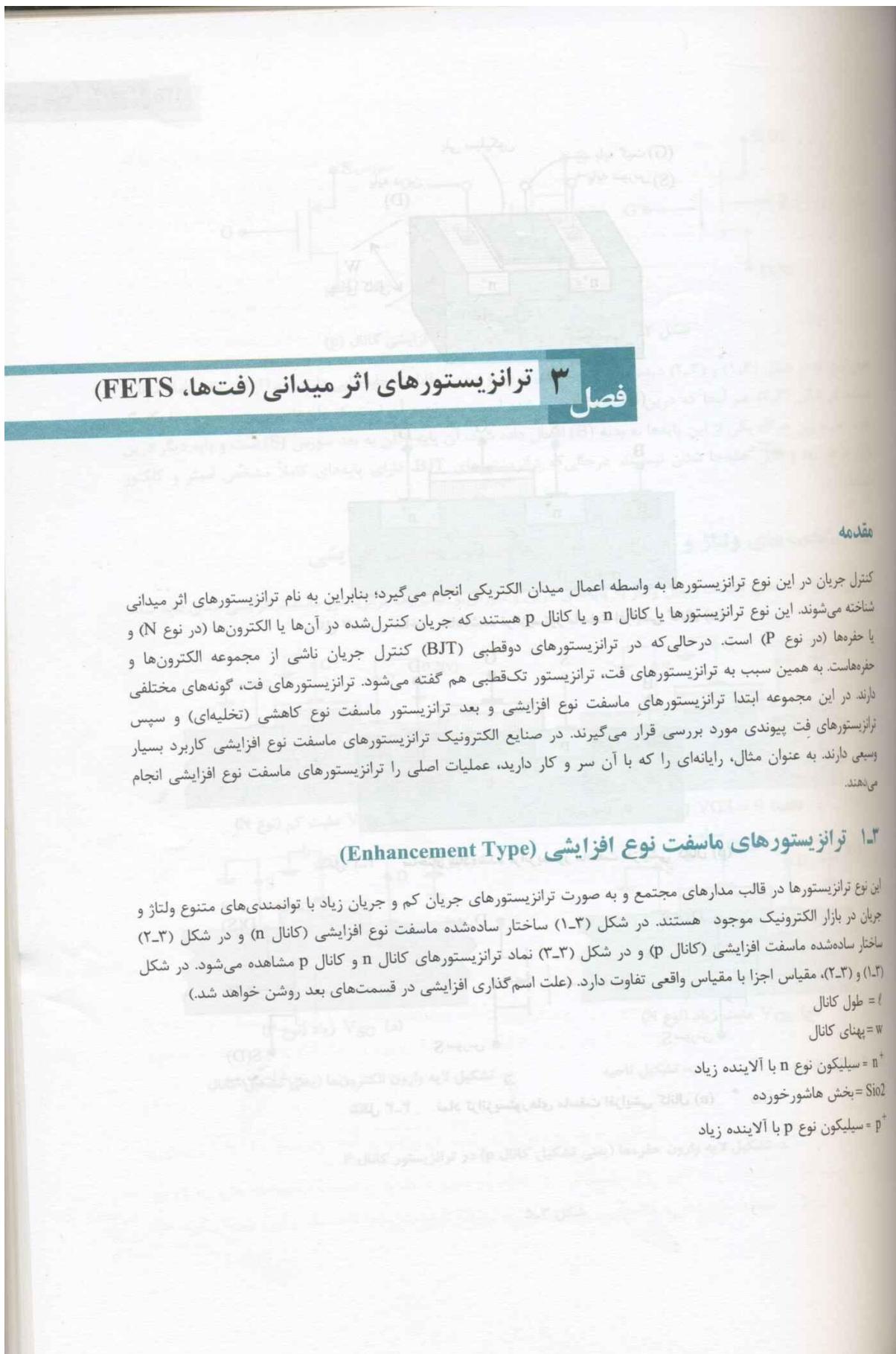
تهیه شده در الکترونیک باز | مرجع دانلود الکترونیک

www.gselectronic.ir

تهیه و تنظیم: صادق حیدری فراهانی

Sadegh.heidari.farahani@gmail.com

فصل سوم



مقدمه

کنترل جریان در این نوع ترانزیستورها به واسطه اعمال میدان الکترونیکی انجام می‌گیرد؛ بنابراین به نام ترانزیستورهای اثر میدانی شناخته می‌شوند. این نوع ترانزیستورها یا کانال n یا کانال p هستند که جریان کنترل شده در آن‌ها یا الکترون‌ها (در نوع N) و یا خودها (در نوع P) است. در حالی که در ترانزیستورهای دوقطبی (BJT) کنترل جریان ناشی از مجموعه الکترون‌ها و حفره‌هاست. به همین سبب به ترانزیستورهای فت، ترانزیستور تکقطبی هم گفته می‌شود. ترانزیستورهای فت، گونه‌های مختلفی دارند در این مجموعه ابتدا ترانزیستورهای ماسفت نوع افزایشی و بعد ترانزیستور ماسفت نوع کاهشی (تخلیه‌ای) و سپس ترانزیستورهای فت پیوندی مورد بررسی قرار می‌گیرند. در صنایع الکترونیک ترانزیستورهای ماسفت نوع افزایشی کاربرد بسیار وسیعی دارند. به عنوان مثال، رایانه‌ای را که با آن سر و کار دارید، عملیات اصلی را ترانزیستورهای ماسفت نوع افزایشی انجام می‌دهند.

۱-۱ ترانزیستورهای ماسفت نوع افزایشی (Enhancement Type)

این نوع ترانزیستورها در قالب مدارهای مجتمع و به صورت ترانزیستورهای جریان کم و جریان زیاد با توانمندی‌های متنوع ولتاژ و جریان در بازار الکترونیک موجود هستند. در شکل (۱-۳) ساختار ساده‌شده ماسفت نوع افزایشی (کانال n) و در شکل (۲-۳) ساختار ساده‌شده ماسفت افزایشی (کانال p) و در شکل (۳-۳) نماد ترانزیستورهای کانال n و کانال p مشاهده می‌شود. در شکل (۱-۲) و (۳-۲)، مقیاس اجزا با مقیاس واقعی تفاوت دارد. (علت اسم گذاری افزایشی در قسمت‌های بعد روشن خواهد شد).

n = طول کانال

w = پهنای کانال

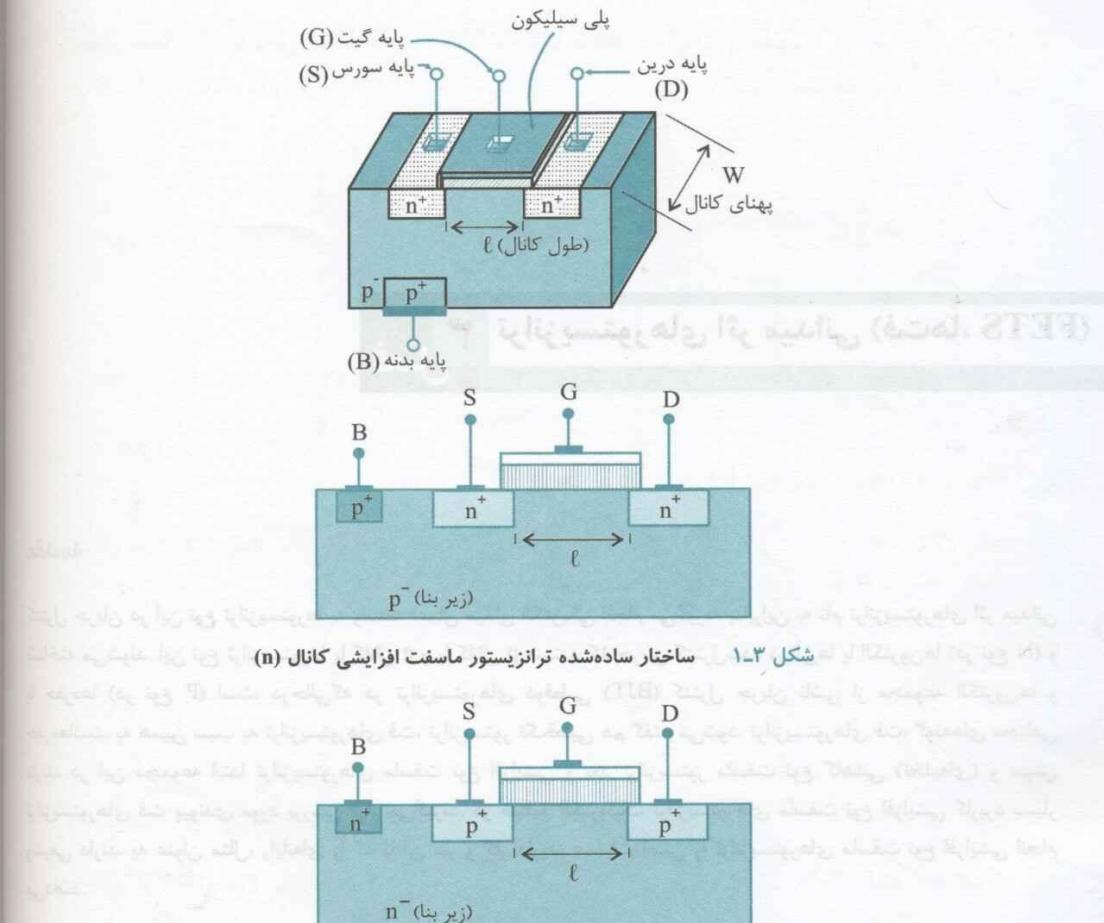
n^+ = سیلیکون نوع n با آلاینده زیاد

ج = تکمیل لایه واکیون الکترون‌ها (معادل سیلیکون اکسید)

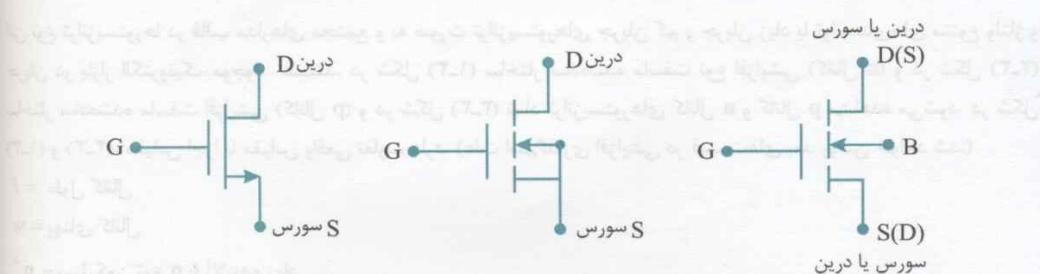
(۱) = بخش هاشور خورد ۵ = SiO_2

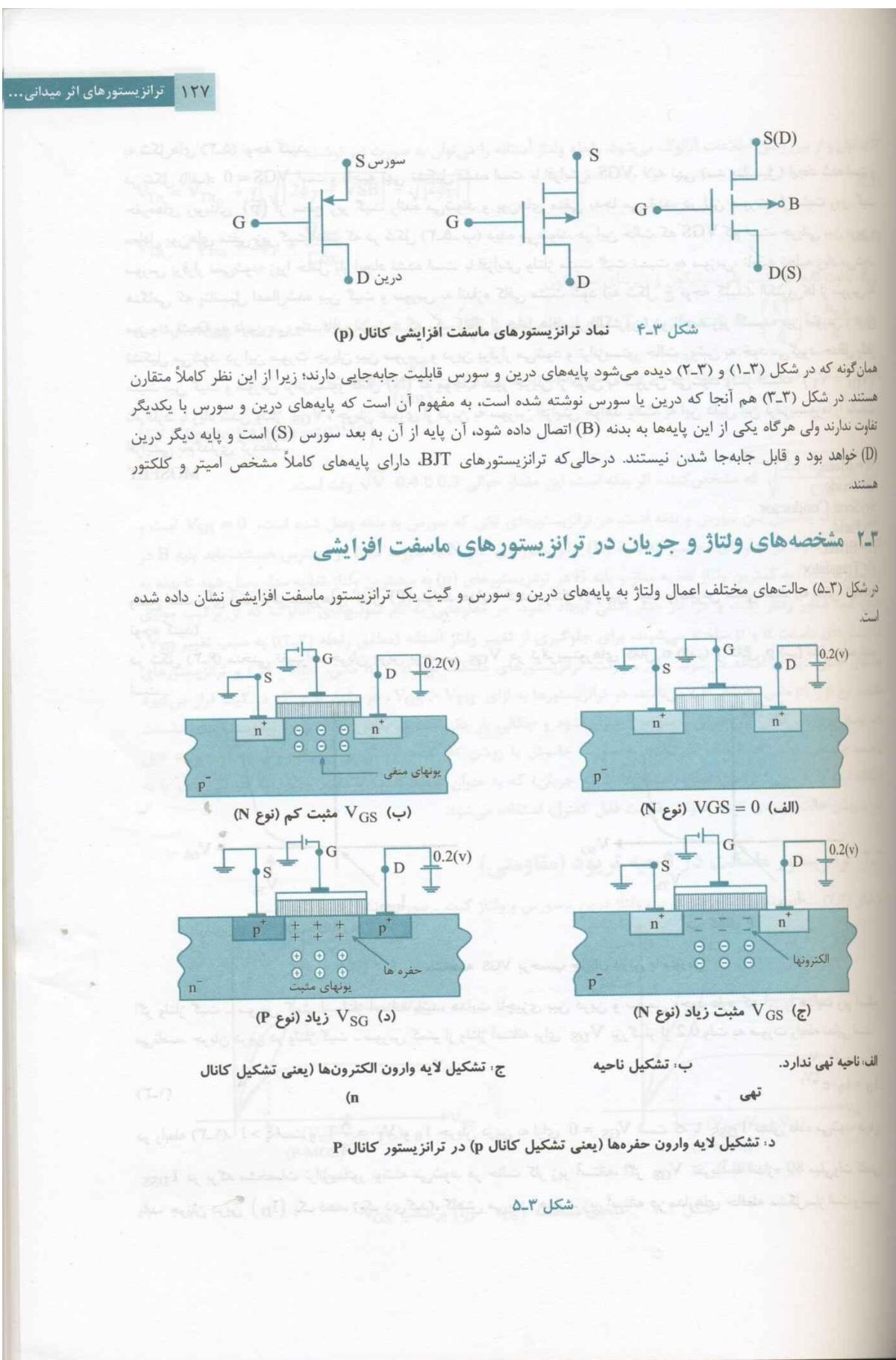
p^+ = سیلیکون نوع p با آلاینده زیاد

خروجی خلرها (معادل کانال p) در ترانزیستور کانال p



شکل ۲-۳ ساختار ساده شده ترانزیستور ماسفت افزایشی کانال (p)





به شکل‌های (۵-۳) توجه کنید.

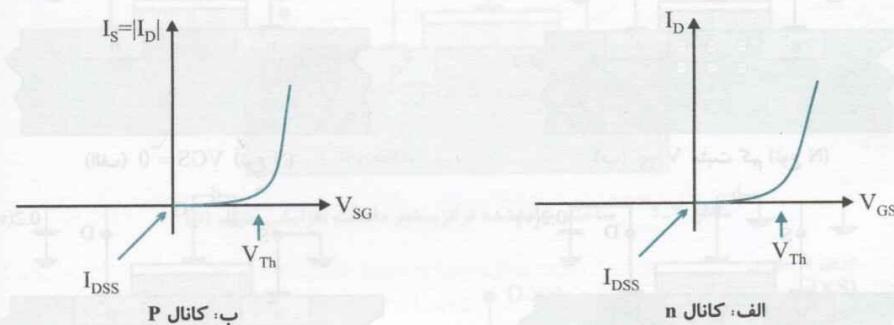
در شکل (الف): $VGS = 0$ است و ناحیه تهی تشکیل نشده است. با افزایش VGS ، لایه تهی (سد پتانسیل) ایجاد شده است و حفره‌های زیربنای (\bar{p}) از سطح زیر گیت رانده می‌شوند و یون‌های منفی بهجا می‌مانند، در این صورت بار مثبت روی گیت معادل یون‌های منفی زیر گیت است که در شکل (۵-۳-ب) دیده می‌شوند. در این حالت که VGS کم است، جریانی بین درین و سورس برقرار نمی‌شود؛ زیرا حامل بار ایجاد نشده است. با افزایش ولتاژ مثبت گیت نسبت به سورس، ناحیه تخلیه زیاد می‌شود هنگامی که پتانسیل اعمال شده بین گیت و سورس به اندازه کافی مثبت شود (به شکل ج توجه کنید)، الکترون‌ها از سورس به مرز و درنتیجه به درین می‌روند. دیده می‌شود که یک کانال از حامل‌های بار (الکترون) در ناحیه زیر اکسید، بین سورس و درین تشکیل می‌شود. در این صورت جریان بین سورس و درین برقرار می‌شود و ترانزیستور حالت روشن به خود می‌گیرد. حداقل ولتاژ مثبت بین گیت و سورس ترانزیستور کanal (N) که موجب عبور جریان از درین به سورس می‌شود، ولتاژ آستانه ($V_{TH} = V_T$) نام دارد. با زیاد شدن ولتاژ VGS ، جریان عبوری از درین به سورس افزایش خواهد یافت، به این دلیل این ترانزیستورها را ماسفت افزایشی نام‌گذاری کرده‌اند.

MOSFET

M = Metal
O = Oxide
S = Semi Conductor
F = Field
E = Effect
T = Transistor

واضح است برای آنکه ترانزیستورهای کanal (P) بتوانند هدایت کنند، ولتاژ لازم بین گیت و سورس منفی است (به شکل ۵-۳ (د) توجه کنید).

در شکل (۶-۳) منحنی تغییرات جریان درین بر حسب VGS در ترانزیستورهای کanal n (الف) و کanal p (ب) نشان داده شده است.



شکل ۶-۳ مشخصه VGS بر حسب جریان درین یا سورس

اگر ولتاژ گیت - سورس کمتر از ولتاژ آستانه باشد، هدایت ناچیزی بین درین و سورس وجود دارد که آن را هدایت زیر آستانه می‌نامند. جریان درین در ولتاژ گیت - سورس کمتر از ولتاژ آستانه برای V_{DS} بزرگ‌تر از 0.2 ولت به صورت رابطه نمایی است.

$$I_D = I_0 \cdot e^{\frac{V_{GS}}{V_T}} \quad (1-3)$$

در رابطه (۱-۳)، $1 > e^{V_T}$ است و $I_0 = \frac{k}{q} T$ جریان درین به ازای $V_{GS} = 0$ است که با I_{DSS} نشان داده می‌شود، جریان

I_{DSS} در برگه مشخصات ترانزیستور نوشته می‌شود. در حالت کار زیر آستانه، اگر V_{GS} تقریباً به اندازه 80 میلیولت کاهش یابد، جریان درین (I_D) یک دهه، (یک دی‌کید)، کاهش می‌یابد. هدایت زیر آستانه در مدارهای حافظه مشکل‌ساز است و سبب

اتفاق توان و از بین رفتن اطلاعات آنالوگ می‌شود. رابطه ولتاژ آستانه را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$V_{Th} = V_{Th_0} + \gamma \left[\sqrt{2\phi_F + V_{SB}} - \sqrt{|2\phi_F|} \right] \quad (2-3)$$

$$V_{Th_0} = \phi_{ms} + 2\phi_F + \frac{Q_{dep}}{C_{ox}} \quad (3-3)$$

ϕ_{ms} : تفاوت تابع کار گیت پلی‌سیلیکون و زیربنای سیلیکون

$$k: ثابت بولتزمن، T: دمای مطلق، q: بار الکtron، n_{sub}: چگالی آلاینده در زیربنای، Q_{dep}: بار ناحیه$$

C_{ox} : ظرفیت خازن اکسید گیت بر واحد سطح است که تقریباً برابر $6.9 \frac{FF}{(\mu m)^2}$ است.

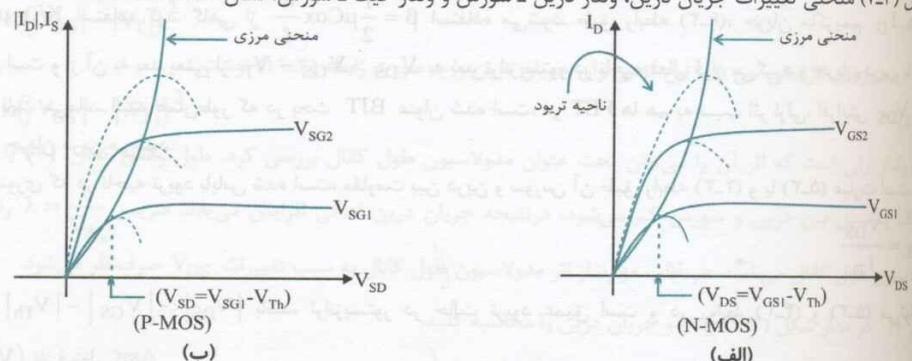
$$(FF = Femto FARAD = 10^{-15} F)$$

$$\sqrt{\frac{2q \cdot \epsilon_{si} \cdot n_{sub}}{C_{ox}}} = \gamma \quad \text{که مشخص کننده اثر بدنی است، این مقدار حوالی } 0.4 \sqrt{V} \text{ ولت است.}$$

V_{SB} : اختلاف پتانسیل بین سورس و بدنی است. در ترانزیستورهای تکی که سورس به بدنی وصل شده است، $V_{SB} = 0$ است و اثر بدنی وجود ندارد. در مدارهای مجتمع که بدنی (B) ترانزیستورهای P و N به صورت مجزا در دسترس هستند، باید پایه B در ترانزیستورهای (n) به کمترین ولتاژ مدار و پایه B در ترانزیستورهای (p) به بیشترین ولتاژ تغذیه مدار وصل شود تا بدنی به عنوان گیت شناور رفتار نکند و در کار مدار خلی ایجاد نشود. در مدارهایی به نام سوچیچ‌های آنالوگ که از ترکیب موازی ترانزیستورهای ماسفت n و p ساخته می‌شوند، برای جلوگیری از تغییر ولتاژ آستانه (مطابق رابطه (2-3)) به سبب تغییر مدارهای جانبی دیگری اضافه می‌شود. برای سهولت، ترانزیستورهای ماسفت نوع n را (n-Mos) و ترانزیستورهای ماسفت نوع p را (p-Mos، P-Mos) می‌نامند. در ترانزیستورها به ازای $V_{GS} > V_{TH}$ ، هر مقدار باری که در گیت قرار می‌گیرد باید توسط باری در کاتال بین درین و سورس جبران شود و چگالی بار یکنواخت در کانال ایجاد شود. ترانزیستورهای ماسفت بر حسب چگونگی بایاس اعمال شده می‌توانند به صورت خاموش یا روشن کار کنند. روشن بودن ترانزیستور به دو صورت قابل استفاده است یا به صورت روش فعال (اصطلاحاً اشباع جریان) که به عنوان تقویت‌کننده یا منبع جریان به کار می‌رود و یا به صورت روشن حالت تریودی که به عنوان مقاومت قابل کنترل، استفاده می‌شود.

۳-۳ ترانزیستور ماسفت در ناحیه تریود (مقاومتی)

در شکل (۷-۳) منحنی تغییرات جریان درین، ولتاژ درین - سورس و ولتاژ گیت - سورس، نشان داده شده است.



شکل ۷-۳ منحنی مشخصه $(I_D - V_{DS})$ بر حسب V_{GS}

الف: P Mos و ب: N Mos

تمام نواحی زیر منحنی مرزی (سمت چپ منحنی) ناحیه تریود است. هرگاه ولتاژ گیت - سورس از ولتاژ آستانه بیشتر باشد ترانزیستور روشن است. در شکل (۴-۳) فرض کنید ترانزیستور با $|V_{GS2}|$ بایاس شده باشد. به ازای مقادیر ولتاژ بایاس در نوع (N) $V_{DS} < V_{GS2} - V_{TH}$ و به ازای مقادیر ولتاژ بایاس در نوع (p) $V_{DS} > V_{GS2} - V_{TH}$ ترانزیستور در ناحیه تریود قرار دارد. نواحی سمت چپ خط مرزی ناحیه تریود و ناحیه سمت راست ناحیه فعال (ناحیه اشباع چریان) است. رابطه (۴-۳) بیانگر V_{DS}, V_{GS}, I_D در ناحیه تریود (معادله سهمی تا قله سهمی) است. برای ترانزیستور (N - Mos) داریم:

$$I_D = \mu_n \cdot Cox \cdot \frac{W}{\ell} \left[(V_{GS} - V_{Th}) V_{DS} - \frac{(V_{DS})^2}{2} \right] \quad (4-3)$$

$$I_D = \frac{1}{2} \mu_n \cdot Cox \cdot \frac{W}{\ell} \left[2(V_{GS} - V_{Th}) V_{DS} - (V_{DS})^2 \right]$$

و برای ترانزیستور (P-Mos) داریم:

$$|I_D| = I_s = \mu_p \cdot Cox \cdot \frac{W}{\ell} \left[(V_{SG} - V_{Th}) V_{SD} - \frac{(V_{SD})^2}{2} \right] \quad (5-3)$$

μ_n : موبیلیته الکترون‌ها در کanal

μ_p : موبیلیته حفره‌ها در کanal

w: پهنای کanal

ℓ: طول کanal

Cox: ظرفیت خازنی زیر سطح گیت بر واحد سطح

در ماسفت‌ها μ_n تقریباً 2 تا 3 برابر μ_p است.

در روابط (۴-۳) و یا (۵-۳) اگر $V_{DS} = V_{GS} - V_{Th}$ جانشین شود، آن‌گاه قله منحنی سهمی به دست می‌آید.

$$I_D = \frac{1}{2} \mu Cox \frac{W}{\ell} \left(2(V_{DS}) V_{DS} - (V_{DS})^2 \right)$$

$$I_D = \frac{1}{2} \mu Cox \frac{W}{\ell} \left(V_{DS} \right)^2 \quad (6-3)$$

رابطه (۶-۳) منحنی مرزی بین تریود و فعال است. در نوشتن روابط برای سهولت در نوشتن می‌توان از $K = \frac{1}{2} \mu Cox \frac{W}{\ell}$ و $K' = \mu Cox$ استفاده کرد. گاهی از $\beta = \frac{1}{2} \mu Cox \frac{W}{\ell}$ استفاده می‌شود. طبق رابطه (۶-۳)، جریان ماکریم I_D در قله منحنی است و از آن به بعد یعنی از $V_{DS} > V_{GS} - V_T$ به بعد ترانزیستور در ناحیه فعال قرار می‌گیرد و جریان درین باقی V_{DS} ثابت می‌ماند. البته همان‌طور که در بحث BJT عنوان شده است، در FET ها هم به سبب اثر ارلی، افزایش V_{DS} باعث افزایش جریان درین می‌شود.

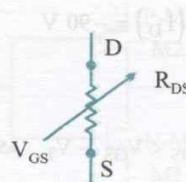
ترانزیستوری که در ناحیه تریود بایاس شده است، مقاومت بین درین و سورس آن طبق رابطه (۴-۳) و یا (۵-۳) عبارت است از:

$$R_{DS} = \frac{V_{DS}}{I_D}$$

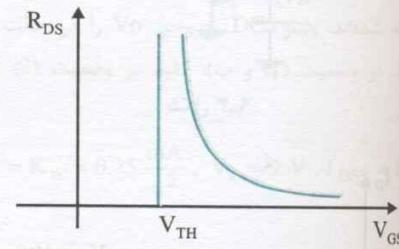
هرگاه $|V_{DS}| < |V_{GS}| - |V_{Th}|$ باشد، ترانزیستور در حالت تریود عمیق است و در روابط (۴-۳) و (۵-۳) می‌توان از $(V_{DS})^2$ صرف‌نظر کرد.

$$R_{DS} = \frac{1}{\mu C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T)} = \frac{1}{2k(V_{GS} - V_T)} \quad (8-3)$$

در شکل (۸-۳) تغییرات مقاومت R_{DS} بر حسب ولتاژ کنترل V_{GS} برای ترانزیستور (N - Mos) بر اساس رابطه (۷-۳) نشان داده شده است.



ب: مدل ترانزیستور در ناحیه تریود



الف: تغییرات R_{DS} بر حسب V_{GS} برای (N - Mos)

شکل ۸-۳

در ترانزیستور (N - Mos) بایاس شده در ناحیه فعال (اشباع) یعنی $V_{DS} > V_{GS} - V_{Th}$ جریان سورس (یا جریان درین) عبارت است از:

$$I_D = \frac{1}{2} \mu_n \cdot C_{ox} \cdot \frac{W}{L} (V_{SG} - V_{Th})^2 \left(1 + \frac{V_{DS}}{V_A} \right) \quad (8-3)$$

$$I_D = k(V_{GS} - V_T)^2 \left(1 + \frac{V_{DS}}{V_A} \right) \quad (8-3)$$

در برخی از نوشتارها $V_A = \frac{1}{\lambda}$ ذکر می شود، اگر $V_{DS} \ll V_A$ باشد، در این صورت:

$$I_D = k(V_{GS} - V_T)^2 \quad (9-3)$$

و در ترانزیستور (P - MOS) بایاس شده در ناحیه فعال (اشباع) یعنی $V_{SD} > V_{SG} - V_{Th}$ جریان سورس (یا جریان درین) عبارت است از:

$$I_S = |I_D| = \frac{1}{2} \mu_p \cdot C_{ox} \cdot \frac{W}{L} (|V_{SG}| - |V_{Th}|)^2 \left(1 + \frac{V_{SD}}{V_A} \right) \quad (10-3)$$

$$I_D = K(|V_{SG}| - |V_T|)^2 \quad (10-3)$$

در ترانزیستورهای افزایشی نوع n یا نوع p می توان جریان درین را به صورت رابطه (۱۱-۳) نوشت:

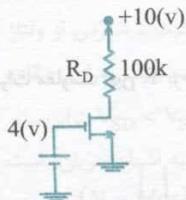
$$I_D = k(|V_{GS}| - |V_T|)^2 \quad (11-3)$$

V_A ولتاژ ارلی است که اثر آن را می توان تحت عنوان مدولاسیون طول کانال بررسی کرد. طول واقعی کانال (ℓ) با افزایش اختلاف پتانسیل بین درین و سورس کم می شود، درنتیجه جریان درین اندکی افزایش می یابد. ضریب $\frac{1}{V_A}$ را ضریب مدولاسیون طول کانال می نامند. در غالب موارد اثر مدولاسیون طول کانال به سبب تغییرات V_{DS} صرف نظر می شود.

مثال ۱: در مدار شکل (۹-۳) ولتاژ و جریان درین را محاسبه کنید.

$$\left(\mu \cdot C_{ox} \cdot \frac{W}{L} = 0.5 \frac{mA}{V^2}, V_T = 2V, I_{DSS} = 1\mu A \right)$$

حل: با فرض فعال بودن مدار داریم:

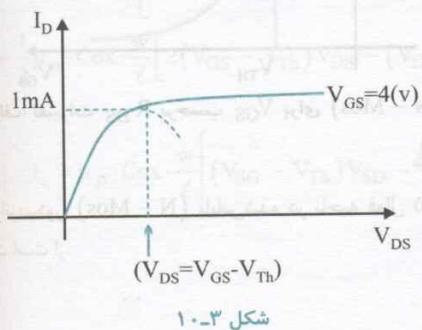


شكل ٩-٣

$$I_D = K(V_{GS} - V_T)^2 = 0.25 \frac{mA}{V^2} (4 - 2)^2$$

$$I_D = 1 \text{ mA}$$

$$V_D = +10 - R_D (I_D) = -90 \text{ V}$$



شكل ١٠-٣

دیده می‌شود که $V_{DS} < V_{GS} - V_T$ است؛ بنابراین ترانزیستور در ناحیه تریوود بایاس شده است. به شکل (١٠-٣) توجه کنید.

جريان $I_D = 1 \text{ mA}$ وقتی صادق است که $V_{DS} > 4 - 2$ ولت باشد، رابطه جریان درین در ناحیه تریوود عبارت است از (رابطه ٤-٣):

$$I_D = 0.25 \frac{mA}{V^2} \left[2(4 - 2)V_{DS} - (V_{DS})^2 \right]$$

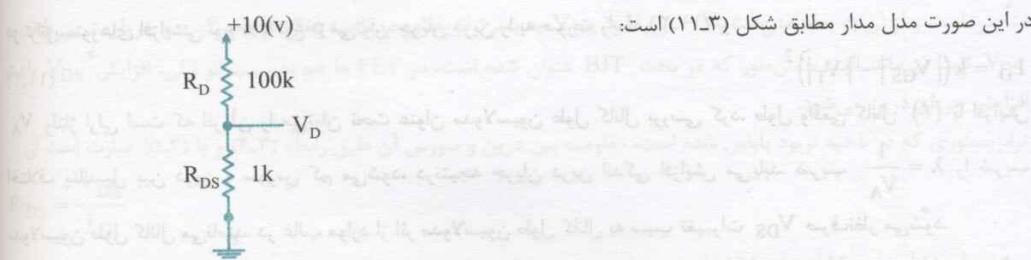
با وجود دو مجهول در این رابطه، رابطه دومی مورد نیاز است و آن KVL در شاخه درین و سورس است:

$10 = I_D (R_D) + V_{DS}$ از دو رابطه اخیر مقادیر I_D و V_{DS} به دست می‌آیند. با فرض تریوود عمیق می‌توان مقاومت R_{DS} را تقریباً به دست آورد. از

V_{DS}^2 صرفنظر می‌شود

$$R_{DS} \approx \frac{V_{DS}}{I_D} = \frac{1}{2k(V_{GS} - V_T)} = \frac{1}{0.5(4 - 2)} = 1 \text{ k}\Omega$$

در این صورت مدل مدار مطابق شکل (١١-٣) است:



شكل ١١-٣ مدل تریوود مدار مثال ١

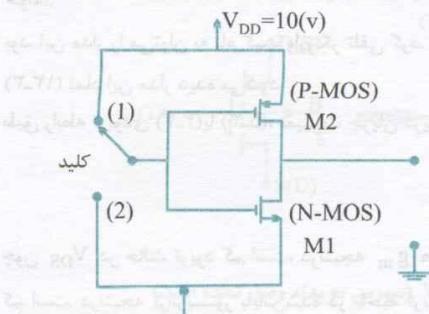
$$I_D = \frac{10}{101k} \approx 0.099 \text{ mA}$$

$$V_{DS} = I_D (R_{DS}) \approx 99 \text{ mV}$$

با داشتن $V_{DS} = 99 \text{ mV}$ فرض تریود عمیق درست است.

مثال ۲: در مدار شکل (۱۲-۳)، دو ترانزیستور p, n دنبال هم بسته شده‌اند. ولتاژ DC خروجی V_o را در حالت (الف): کلید در وضعیت (۱) و (ب): کلید در وضعیت (۲) تعیین کنید.

$$\left(K_p = K_n = 0.25 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}, V_T = 2 \text{ V}, I_{DSS} = 1 \mu\text{A} \right)$$



شکل ۱۲-۳

حل: کلید در وضعیت (۱) قرار دارد:

$$V_{GS_1} = 10 \text{ V}$$

$$V_{SG_2} = 0 \text{ V}$$

$$I_{D_2} \Big|_{V_{SG_2}=0} = I_{DSS} = 1 \mu\text{A}$$

جریان $1 \mu\text{A}$ از ترانزیستور M_1 هم می‌گذرد. در حالی که در ترانزیستور M_1 جریان فعال (اشباع) آن برابر است با:

$$I_{D_1} (\text{فعال}) = 0.25 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2} (10 - 2)^2 = 16 \text{ mA}$$

در این صورت ترانزیستور M_1 در ناحیه تریود عمیق قرار دارد:

$$R_{DS_1} \approx \frac{1}{0.5 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2} (10 - 2)} = 250 \Omega$$

$$V_o = R_{DS_1} (I_{D_2}) = 250 \Omega (1 \mu\text{A}) = 0.25 \text{ mV}$$

بنابراین وقتی کلید در وضعیت (۱) قرار دارد؛ یعنی ولتاژ ورودی ۱۰ ولت است، ولتاژ خروجی تقریباً ۰.۲۵ میلیولت خواهد بود.

کلید در وضعیت (۲) قرار دارد:

$$V_{SG_2} = 10 \text{ V}$$

$$V_{SG_1} = 0$$

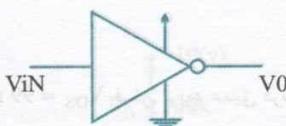
$$I_{D_1} \Big|_{V_{GS}=0} = I_{DSS} = 1 \mu\text{A}$$

ترانزیستور M_2 در حالت تریود عمیق قرار دارد:

$$R_{DS_2} = \frac{1}{0.5(10 - 2)} = 250 \Omega$$

$$V_o = V_{DD} - R_{DS_2} (I_{D_2}) = 10 - 250 \Omega (1 \mu\text{A}) = 9.999 \text{ V}$$

$$\frac{V_o}{V_{DD} - V_{DS}} = \frac{(V_T - 2V)R_{DS}}{(V_T - 2V)R_{DS} + g_o} = \frac{g_o}{g_o + R_{DS}}$$

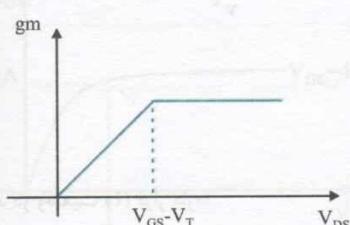


شكل ١٣-٣ مدار گیت وارونگر (دروازه وارونگر)

در این صورت وقتی کلید در وضعیت (2) قرار دارد؛ یعنی ولتاژ ورودی صفر ولت است، ولتاژ خروجی تقریباً 9.99 ولت خواهد بود. این مدار را می‌توان به نام گیت وارونگر تلقی کرد. در شکل (١٣-٣) نماد این مدار دیده می‌شود.

طبق رابطه تریوودی (٤-٣) یا (٥-٣)، تغییرات جریان درین برحسب تغییرات V_{GS} برابر است با:

$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} = \frac{\partial \left\{ K \left[2(V_{GS} - V_T) V_{DS} - (V_{DS})^2 \right] \right\}}{\partial V_{GS}}$$

شكل ١٤-٣ g_m برحسب V_{DS} در حالت تریوود

چون V_{DS} در حالت تریوود کم است، درنتیجه g_m هم بسیار کم است. درنتیجه ترانزیستور بایاس شده در ناحیه تریوود را به عنوان تقویت‌کننده سیگнал نمی‌توان به کار برد. در شکل (١٤-٣) تغییرات g_m برحسب V_{DS} نشان داده شده است.

٤-٣ ترانزیستور در ناحیه فعال (اشباع جریان)

$$V_{DS} > V_{GS} - V_T$$

$$V_{SD} > V_{SG} - V_T$$

همان‌گونه که در رابطه (١١-٣) گفته شد، جریان درین عبارت است از:

$$I_D = k \left(|V_{GS}| - |V_T| \right)^2 \left(1 + \frac{V_{DS}}{V_A} \right) \quad (١٢-٣)$$

$$I_D = k \left(|V_{GS}| - |V_T| \right)^2 \quad (١٣-٣)$$

و تغییرات جریان درین برحسب تغییرات V_{GS} در نقطه بایاس عبارت است از:

$$g_m = \frac{\partial iD}{\partial V_{GS}} \Big|_{V_{DS} \text{ ثابت}} \quad (١٤-٣)$$

$$g_m = \mu \cdot C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T) \quad (١٥-٣)$$

$$g_m = 2k (V_{GS} - V_T)$$

مشاهده کنید رابطه (١٥-٣) عکس رابطه (٧-٣) است.

در این صورت در ناحیه تریوود عمیق، R_{DS} عکس $\frac{1}{g_m}$ ناحیه فعال است:

$$\frac{g_m}{I_D} = \frac{2k(V_{GS} - V_T)}{k(V_{GS} - V_T)^2} = \frac{2}{V_{GS} - V_T}$$

١٣٥ ترانزیستورهای اثر میدانی ..

$$g_m = \frac{2I_D}{V_{GS} - V_T} \quad (16-٢)$$

در شکل (١٥-٣) و شکل (١٦-٣) مدل سیگنال کوچک ترانزیستورهای نوع (n) یا (p) نشان داده شده است.

شکل ١٥-٣ مدل سیگنال کوچک با منظور کردن V_{SB} (سورس به بدن وصل نشده است)

شکل ١٦-٣ مدل سیگنال کوچک ترانزیستور وقتی B به S وصل شده است.

در شکل‌های (١٥-٣) و (١٦-٣) داریم:

$$g_m = 2k(V_{GS} - V_T) \quad (17-٣)$$

$$r_{ds} = \frac{V_A}{I_D} \quad (18-٣)$$

$$g_{mb} = \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_{BS}} \right|_{V_{DS} = \text{ثابت}} \quad (19-٣)$$

$$g_{mb} = 2k(V_{GS} - V_T) \left(-\frac{\partial V_{Th}}{\partial V_{SB}} \right) \quad (20-٣)$$

$$g_{mb} = g_m \frac{y}{2\sqrt{2\phi F + V_{SB}}} \quad (21-٣)$$

$$g_{mb} = \eta \cdot g_m \quad (22-٣)$$

ضریب η بین یکدهم تا 0.3 است. در مدارهای مجتمع، بدن همه ماسفت‌های کanal (N) به منفی‌ترین ولتاژ مدار و بدن همه ماسفت‌های کanal (P) به مثبت‌ترین ولتاژ مدار وصل می‌شود. همان‌طور که در شکل (١٥-٣) دیده می‌شود، قطبیت $g_m V_{gs}$ و $g_{mb} V_{bs}$ یکسان است؛ یعنی اثر زیاد شدن ولتاژ گیت همانند افزایش ولتاژ بدن است. وقتی سورس به بدن وصل شده باشد، آن‌گاه $g_{mb} \cdot V_{bs}$ برابر صفر است و مدل ترانزیستور مطابق شکل (١٦-٣) بررسی می‌شود.

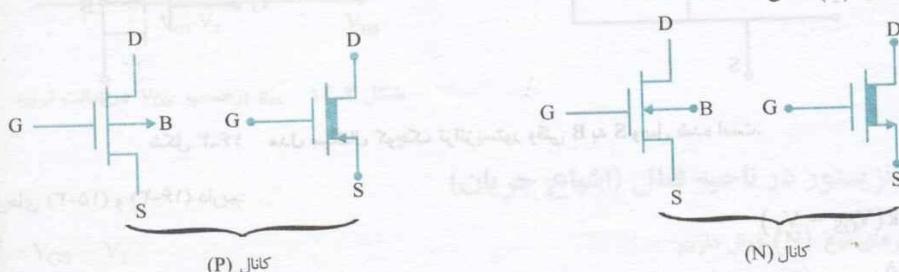
۵-۳ ترانزیستور ماسفت نوع کاهشی یا تخلیه‌ای (Depletion)

در شکل (۱۷-۳) ساختار ساده‌شده ماسفت کاهشی کانال N و کانال P نشان داده شده است.



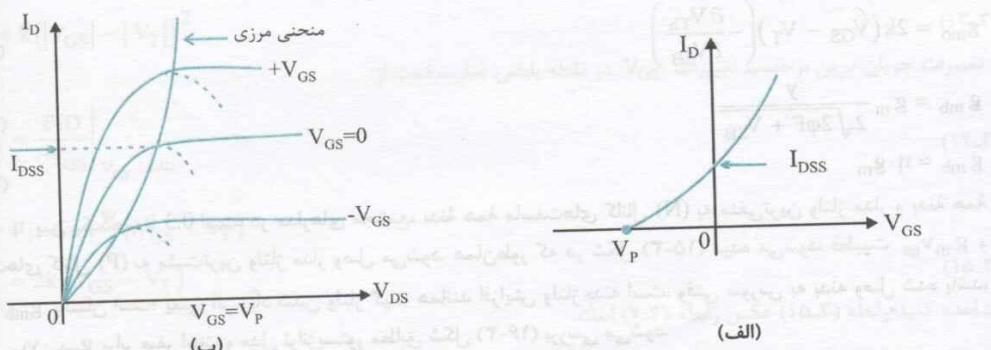
شکل ۱۷-۳ ماسفت کاهشی یا تخلیه‌ای کانال (N) و کانال (P)

تفاوت ساختار این نوع ماسفت با ماسفت نوع افزایشی وجود کانال واقعی (N^-) در ماسفت کانال (N) و کانال واقعی (P^-) در ماسفت کانال (P) بین درین و سورس است. در حالت $V_{DS} > 0$, $V_{GS} = 0$, جریان درین به سبب این کانال وجود دارد. این جریان را I_{DSS} می‌نامند که در برگه مشخصات ترانزیستور درج می‌شود. در شکل (۱۸-۳) نماد ماسفتهای کاهشی کانال (N) و کانال (P) نشان داده شده است.

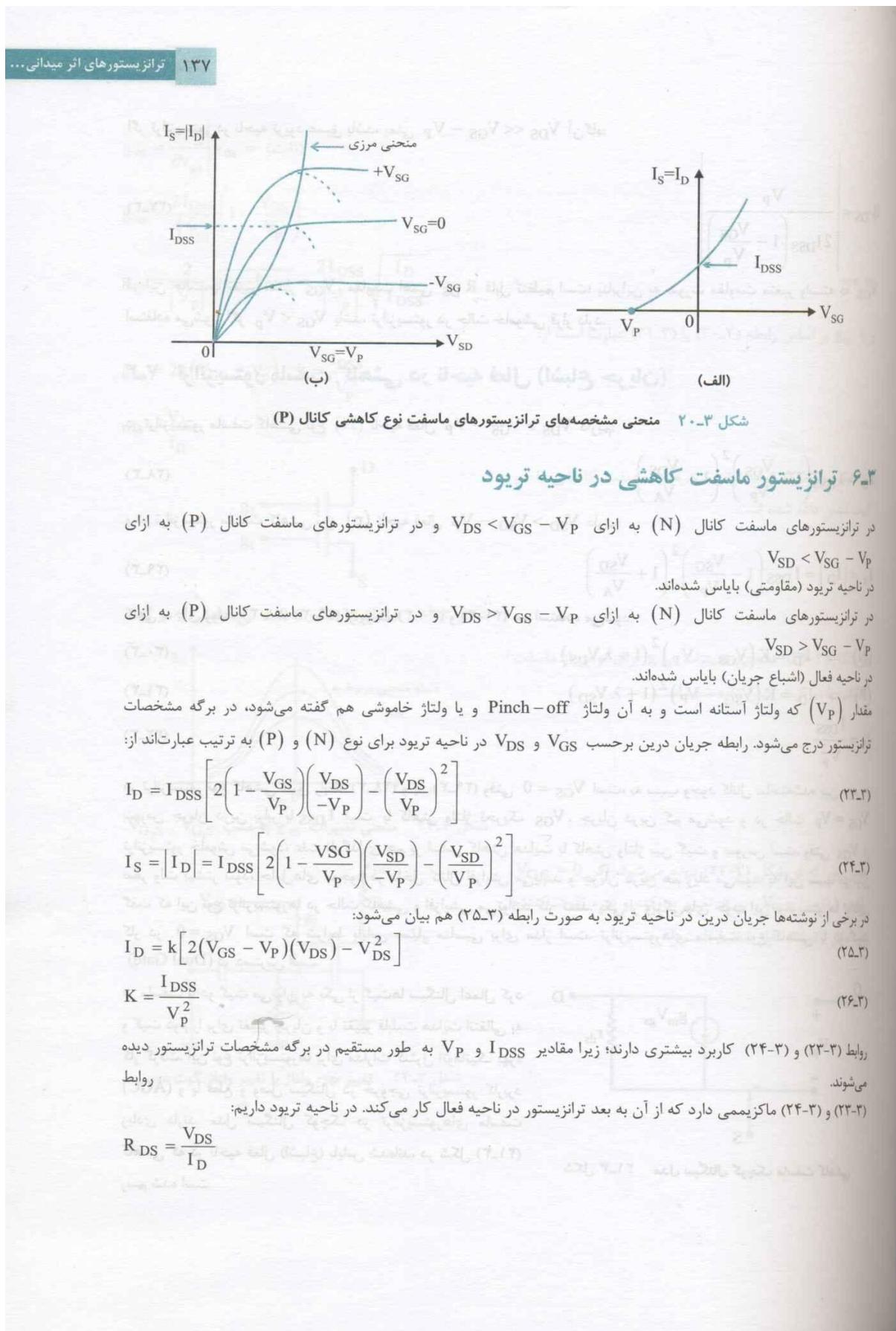


شکل ۱۸-۳ نماد ماسفت کاهشی و یا تخلیه‌ای

در شکل (۱۹-۳) منحنی مشخصه‌های ترانزیستورهای ماسفت نوع کاهشی کانال (N) و در شکل (۲۰-۳) منحنی مشخصه‌های ترانزیستورهای ماسفت نوع کاهشی کانال (P) نشان داده شده است.



شکل ۱۹-۳ منحنی مشخصه‌های ترانزیستورهای ماسفت نوع کاهشی کانال (N)



اگر ترانزیستور در ناحیه تریود عمیق باشد، یعنی $V_{DS} \ll V_{GS} - V_p$ آن گاه:

$$R_{DS} = \left| \frac{V_p}{2I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p} \right)} \right| \quad (27-3)$$

در این حالت، با تغییر مقدار V_{GS} ، مقاومت اهمی R_{DS} قابل تنظیم است؛ بنابراین به صورت مقاومت متغیر وابسته به V_{GS} استفاده می‌شود. اگر $V_{GS} < V_p$ باشد، ترانزیستور در حالت خاموشی قرار دارد.

۷-۳ ترانزیستور ماسفت کاهشی در ناحیه فعال (اشباع جریان)

در ترانزیستور ماسفت کاهشی نوع (N) ناحیه فعال $V_{DS} > V_{GS} - V_p$ داریم:

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p} \right)^2 \left(1 + \frac{V_{DS}}{V_A} \right) \quad (28-3)$$

و در ترانزیستور ماسفت کاهشی نوع (p) ناحیه فعال $V_{SD} > V_{SG} - V_p$ داریم:

$$I_s = |I_D| = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{SG}}{V_p} \right)^2 \left(1 + \frac{V_{SD}}{V_A} \right) \quad (29-3)$$

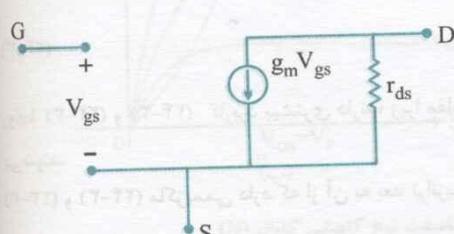
گاهی به جای روابط (28-3) و (29-3) از روابط (30-3) و (31-3) هم استفاده می‌شود:

$$(N) \Rightarrow I_D = K(V_{GS} - V_p)^2 (1 + \lambda V_{DS}) \quad (30-3)$$

$$(P) \Rightarrow I_D = K(V_{SG} - V_p)^2 (1 + \lambda V_{SD}) \quad (31-3)$$

$$K = \frac{I_{DSS}}{V_p^2} \quad (32-3)$$

در ترانزیستور نوع کاهشی طبق رابطه (28-3) و یا (29-3) وقتی $V_{GS} = 0$ است، به سبب وجود کانال ساخته شده بین درین و سورس جریان درین برابر با I_{DSS} است. با کاهش ولتاژ تحریک V_{GS} ، جریان درین کم می‌شود و در حالت $V_{GS} = V_p$ ترانزیستور خاموش می‌شود، علت نام‌گذاری هم بر اساس کاهش هدایت با کاهش ولتاژ بین گیت و سورس است. وقتی V_{GS} از صفر ولت بیشتر شود، حامل‌های موجود در داخل کانال افزایش می‌یابند و جریان درین هم زیاد می‌شود. به این سبب می‌توان گفت که این نوع ترانزیستورها در حالت کاهشی و افزایشی می‌توانند کار کنند. یکی از ویژگی‌های خوب این ترانزیستورها توانایی کار در $V_{GS} = 0$ است که شرایط بایاس سیار مناسبی برای مدار است. ترانزیستورهای ماسفت نوع کاهشی با دو گیت (Dual Gate) در دسترس است.



شکل ۲۱-۳ مدل سیگنال کوچک ماسفت کاهشی

در ماسفت با دو گیت می‌توان به یکی از گیت‌ها سیگنال اعمال کرد و گیت دوم را برای تغییر جریان و یا تغییر قابلیت هدایت انتقالی به کار گرفت. این نوع ترانزیستورها برای مدارات کنترل اتوماتیک بهره (AGC) و یا قطع و وصل سیگنال در خروجی ترانزیستور کاربرد زیادی دارند. مدل سیگنال کوچک در ترانزیستورهای ماسفت کاهشی که در ناحیه فعال (اشباع) بایاس شده‌اند، در شکل (21-3) رسم شده است.

$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} \Big|_{V_{DS}} \quad (31-3)$$

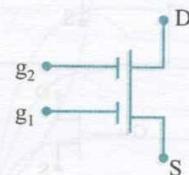
$$g_m = \frac{2I_{DSS}}{|V_p|} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p} \right) \quad (33-3)$$

$$g_m = \frac{2}{|V_p|} \sqrt{I_D \cdot I_{DSS}} = \frac{2I_{DSS}}{|V_p|} \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}} \quad (34-3)$$

و یا g_m بر اساس رابطه (۳۰-۳) یا (۳۱-۳) عبارت است از:

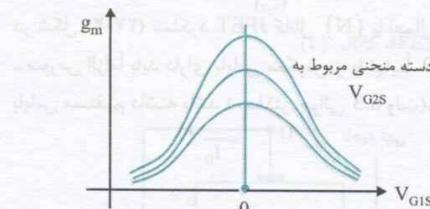
$$g_m = 2k(V_{GS} - V_p), k = \frac{I_{DSS}}{V_p^2}$$

$$r_{ds} = \frac{V_A}{I_D}$$



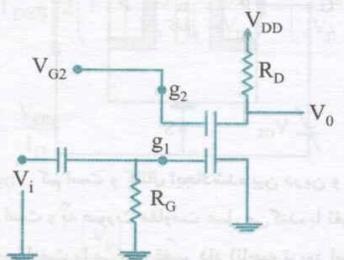
در شکل (۲۲-۳) نماد ترانزیستورهای ماسفت کاهشی با دو گیت نشان داده شده است.

شکل ۲۲-۳ نماد ترانزیستور ماسفت نوع کاهشی با دو گیت



در شکل (۲۳-۳) منحنی تغییرات g_m برای نوعی از ماسفت کاهشی با دو گیت نشان داده شده است.

شکل ۲۳-۳ منحنی تغییرات g_m بر حسب V_{G_2S}, V_{G_1S}

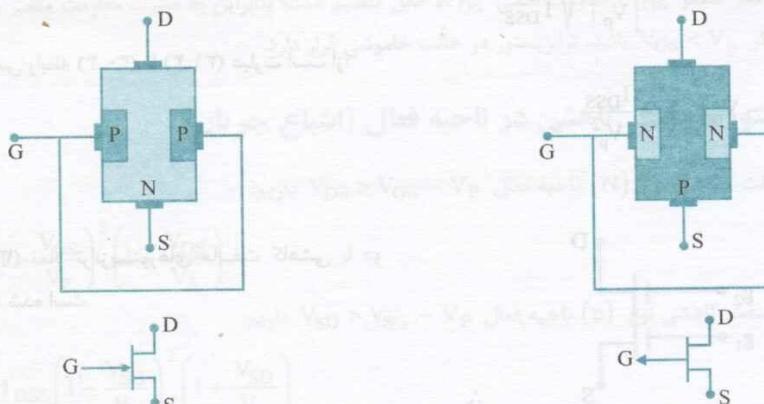


همانطور که در شکل (۲۳-۳) دیده می‌شود، اگر $V_{G_1S} = 0$ باشد، با تغییر V_{G_2S} ، g_m تغییر می‌کند و بهره تقویت‌کننده در شکل (۲۴-۳) قابل تنظیم است.

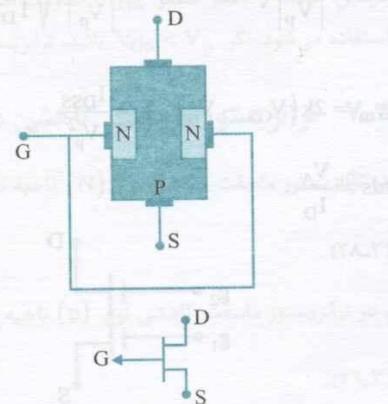
شکل ۲۴-۳ تغییر بهره ولتاژ با تغییر ولتاژ گیت دوم

۳-۸ ترانزیستور اثر میدانی پیوندی (JFET)

با ساخت ترانزیستورهای ماسفت، نقش ترانزیستورهای (JFET) در صنعت الکترونیک بسیار کم شده است. به هر حال این نوع ترانزیستورها هنوز در طراحی مدارات مجتمع و به صورت کلید و امثال آن‌ها مورد استفاده قرار می‌گیرند. ترانزیستورهای JFET به دو شکل کانال (N) و کانال (P) ساخته می‌شوند. در شکل (۲۵-۳) و شکل (۲۶-۳) ساختار و نماد این ترانزیستورها رسم شده است.

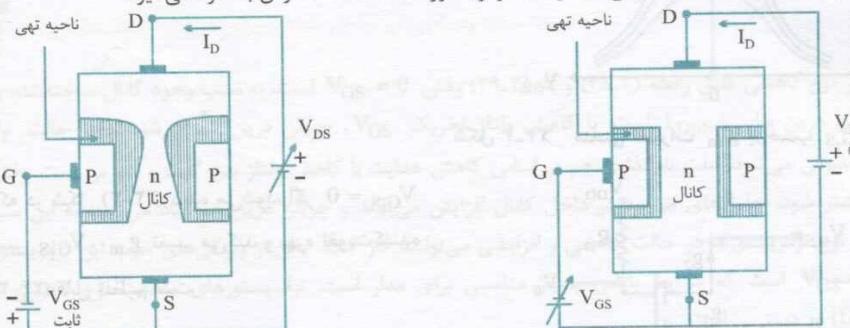


شکل ۲۶-۳ ترانزیستور JFET کانال (N)



شکل ۲۵-۳ ترانزیستور JFET کانال (P)

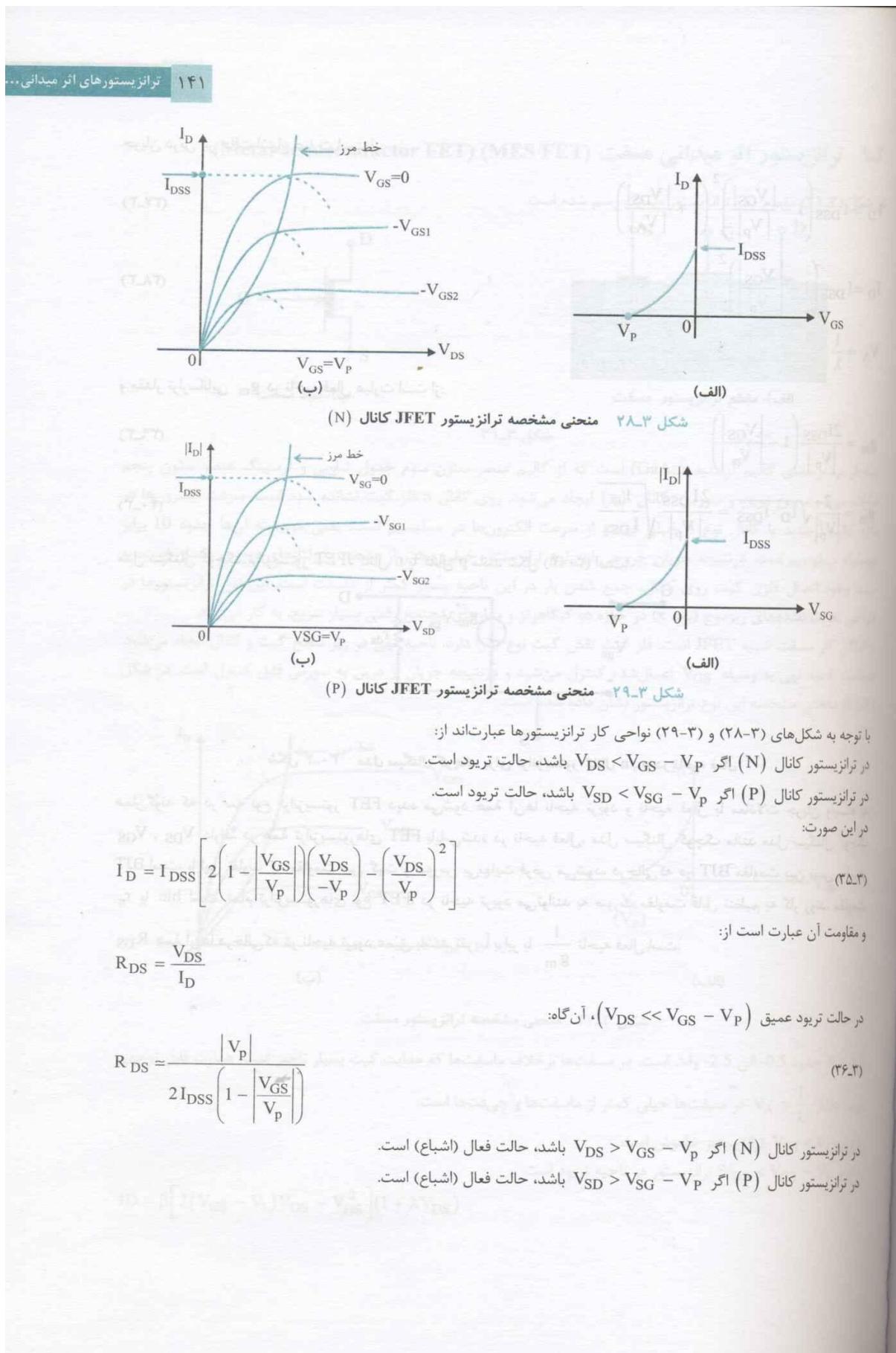
در شکل (۲۷-۳) عملکرد JFET کانال (N) با اعمال ولتاژ V_{GS} ، V_{DS} نشان داده شده است. برای عملکرد JFET، پیوند گیت - سورس الزاماً باید دارای بایاس معکوس یا نهایتاً $V_{GS} = 0$ باشد تا کنترل جریان درین میسر شود. هرگاه پیوند گیت سورس بایاس مستقیم داشته باشد (حداکثر حوالی ۰.۳ ولت)، ترانزیستور اساساً حالت خاموش به خود می‌گیرد.



الف): V_{DS} کم است و کanal ایجاد شده بین درین و سورس یکنواخت است و به صورت مقاومت عمل می‌کند، با تغییر V_{GS} مقدار مقاومت را می‌توان تغییر داد (ناحیه تریوید است).

شکل ۲۷-۳

در شکل (۲۸-۳) منحنی مشخصه ترانزیستور JFET کانال (N) و در شکل (۲۹-۳) منحنی مشخصه ترانزیستور JFET کانال (P) نشان داده شده است.



جريان درین در حالت اشباع عبارت است از:

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{|V_{GS}|}{|V_p|} \right)^2 \left(1 + \frac{|V_{DS}|}{|V_A|} \right) \quad (37-3)$$

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p} \right)^2 \quad (38-3)$$

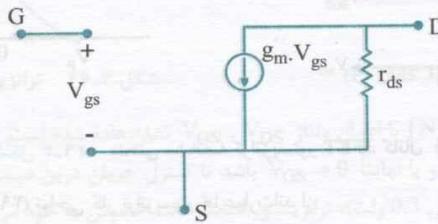
$$V_A = \frac{1}{\lambda}$$

و مقدار تراسانایی g_m در ناحیه فعال عبارت است از:

$$g_m = \frac{2I_{DSS}}{|V_p|} \left(1 - \frac{|V_{GS}|}{|V_p|} \right) \quad (39-3)$$

$$g_m = \frac{2}{|V_p|} \sqrt{I_D \cdot I_{DSS}} = \frac{2I_{DSS}}{|V_p|} \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}} \quad (40-3)$$

مدل سیگنال کوچک ترانزیستور JFET کanal n یا کanal p مانند شکل (۳۰-۳) است.



شکل ۳-۰ مدل سیگنال کوچک برای ترانزیستور کanal n , p در ناحیه فعال

همان‌گونه که در سه نوع ترانزیستور FET دیده می‌شود همه آن‌ها ناحیه تریود و ناحیه فعال با معادلات جریان وابسته به V_{DS} ، V_{GS} دارند. در همه ترانزیستورهای FET بایاس شده در ناحیه فعال، مدل سیگنال کوچک مانند مدل سیگنال کوچک BJT است، با این تفاوت که مقاومت بین گیت و سورس بی‌نهایت فرض می‌شود، در حالی که در BJT مقاومت بین بیس و امیر r_π یا h_{ie} است. تمام ترانزیستورهای نوع FET، در ناحیه تریود می‌توانند به صورت مقاومت قابل تنظیم به کار روند. مقاومت

R_{DS} همه آن‌ها در حالی که در ناحیه تریود عمیق باشند تقریباً برابر با $\frac{1}{g_m}$ ناحیه فعال است.

١٤٣ ترانزیستورهای اثر میدانی...

۳-۹ ترانزیستور اثر میدانی مسفت (Metal-semiconductor FET) (MES FET)

در شکل (۳۱-۳) مقطع یک ترانزیستور مسفت رسم شده است.

الف): مقطع ترانزیستور مسفت

ب): نماد مسفت

شکل ۳۱-۳

بدنه از نیمه رسانای گالیم آرسنید (GaAs) است که از گالیم عنصر ستون سوم جدول تناوبی و آرسینگ عنصر ستون پنجم ساخته می شود. بین درین و سورس کanal (n) ایجاد می شود. روی کanal n فلز گیت نشانده شده است. سرعت الکترون ها در ماده گالیم آرسنید با کanal نوع n خیلی بیشتر از سرعت الکترون ها در سیلیسیم است. یعنی موبیلیته آن ها حدود 10 برابر موبیلیته سیلیسیم است. درنتیجه جریان خروجی این نوع ترانزیستور خیلی بیشتر از ماسفت با ولتاژ های ورودی یکسان است. به طراحی تقویت کننده های ریزموچ (باند X) در حوزه ده گیگاهرتز و مدارهای مجتمع رقمی بسیار سریع، به کار می روند. چگونگی کار مسفت شبیه JFET است. فلز گیت نقش گیت نوع p را دارد. ناحیه تهی در زیر سطح گیت و کanal ایجاد می شود. ضخامت ناحیه تهی به وسیله V_{GS} اعمال شده کنترل می شود و درنتیجه جریان از درین به سورس قابل کنترل است. در شکل (۳۲-۳) منحنی مشخصه این نوع ترانزیستور نشان داده شده است.

(الف)

(ب)

شکل ۳۲-۳ منحنی مشخصه ترانزیستور مسفت

ولتاژ V_t حدود 0.5-2.5 ولت است. در مسافت ها برخلاف مسافت ها که هدایت گیت بسیار ناچیز است، هدایت قابل توجهی دارند مقدار $V_A = \frac{1}{\lambda} V_D$ در مسافت ها خیلی کمتر از مسافت ها و جیفت ها است.

به ازای $V_{GS} < V_t$ ترانزیستور خاموش است.

به ازای $V_{GS} - V_t > V_{DS}$ ترانزیستور در ناحیه تریوود است.

$$I_D = \beta [2(V_{GS} - V_t)V_{DS} - V_{DS}^2](1 + \lambda V_{DS})$$

به ازای $V_{DS} > V_{GS} - V_t$ ترانزیستور در حالت اشباع است:

$$ID = \beta(V_{GS} - V_t)^2(1 + \lambda V_{DS})$$

β دارای دیمانسیون مشابه K در ماسفت است. مدل سیگنال کوچک مانند بقیه FET هاست.

$$g_m = 2\beta(V_{GS} - V_t)(1 + \lambda V_{DS})$$

$$r_{ds} = r_o = \frac{1}{\partial iD / \partial V_{DS}} = \frac{1}{\lambda \beta(V_{GS} - V_T)^2}$$

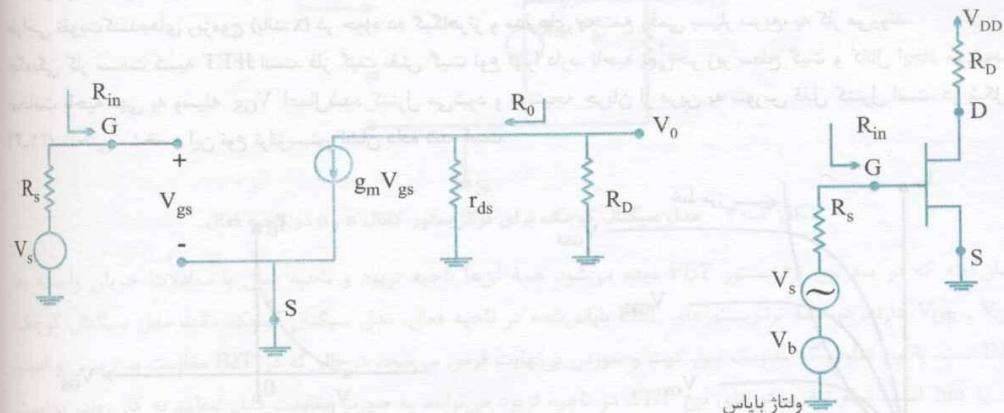
مقاومت خروجی r_0 کم است و به این خاطر بهره تقویت کننده در فرکانس های زیاد، کم است.

۳-۱۰ تقویت کنندگی در فرستاده

ترانزیستورهای فرستاده در ناحیه فعال را می توان به عنوان منبع جریان و یا به صورت تقویت کننده به کار برد. همانند مدارهای BJT ، تقویت کننده دارای سه شکل است که عبارتند از سورس مشترک (همانند امپیٹر مشترک)، گیت مشترک (همانند بیس مشترک) و درین مشترک (همانند کلکتور مشترک).

الف- ترکیب سورس مشترک:

در شکل (۳۳-۳) نوعی از ترانزیستور FET که در ناحیه فعال بایاس شده است، به صورت تقویت کننده سورس مشترک وصل شده است.



الف: مدار سورس مشترک

شکل ۳۳-۳ نوعی از ترانزیستور FET با ترکیب سورس مشترک

$$V_b = \text{ ولتاژ بایاس}$$

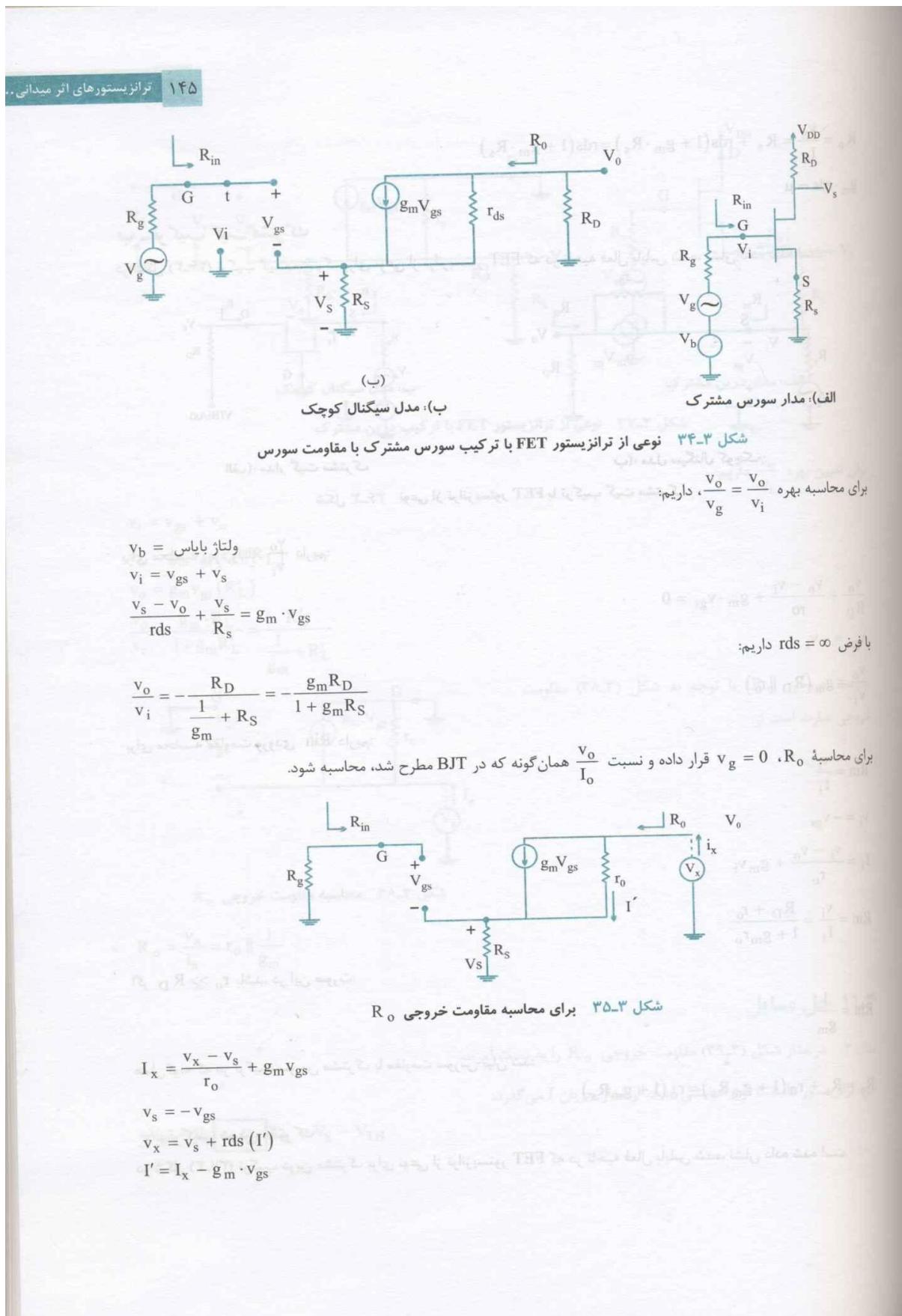
$$R_{in} \Rightarrow \infty$$

$$R_0 = r_{ds} = r_o$$

$$v_o = -g_m v_{gs} [r_{ds} \| R_D]$$

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{v_o}{v_{gs}} = -g_m [r_0 \| R_D] = -g_m \cdot R'_L$$

در مدار شکل (۳۴-۳) نوعی ترانزیستور FET با مقاومت سورس که در ناحیه فعال بایاس شده است، با حالت سورس مشترک رسم شده است. شکل (۳۴-۳-الف) مدار بایاس شده و شکل (۳۴-۳-ب) مدل سیگنال کوچک است.

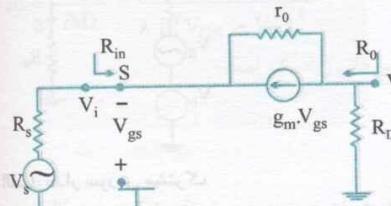


$$R_o = \frac{V_x}{I_x} = R_s + r_{ds}(1 + g_m \cdot R_s) = r_{ds}(1 + g_m \cdot R_s)$$

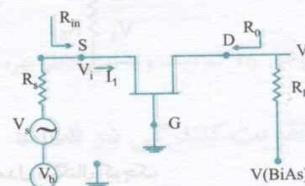
$$g_m \cdot r_{ds} = \mu$$

ب - ترکیب گیت مشترک

در شکل (۳۶-۳) ترکیب گیت مشترک برای نوعی از ترانزیستور FET که در ناحیه فعال بایاس شده، نشان داده شده است.



ب) مدل سیگنال کوچک



الف) مدار گیت مشترک

شکل ۳۶-۳ نوعی از ترانزیستور FET با ترکیب گیت مشترک

برای محاسبه بهره ولتاژ $\frac{V_0}{V_i}$ داریم:

$$\frac{V_0}{R_D} + \frac{V_0 - V_i}{r_o} + g_m \cdot v_{gs} = 0$$

$$v_{gs} = -V_i$$

$$\frac{V_0}{V_i} = g_m (R_D \parallel r_o)$$

برای محاسبه مقاومت ورودی R_{in} داریم:

$$R_{in} = \frac{V_i}{I_i}$$

$$V_i = -V_{gs}$$

$$I_i = \frac{V_i - V_o}{r_o} + g_m V_i$$

$$R_{in} = \frac{V_i}{I_i} = \frac{R_D + r_o}{1 + g_m r_o}$$

اگر $r_o \gg R_D$ باشد، در این صورت:

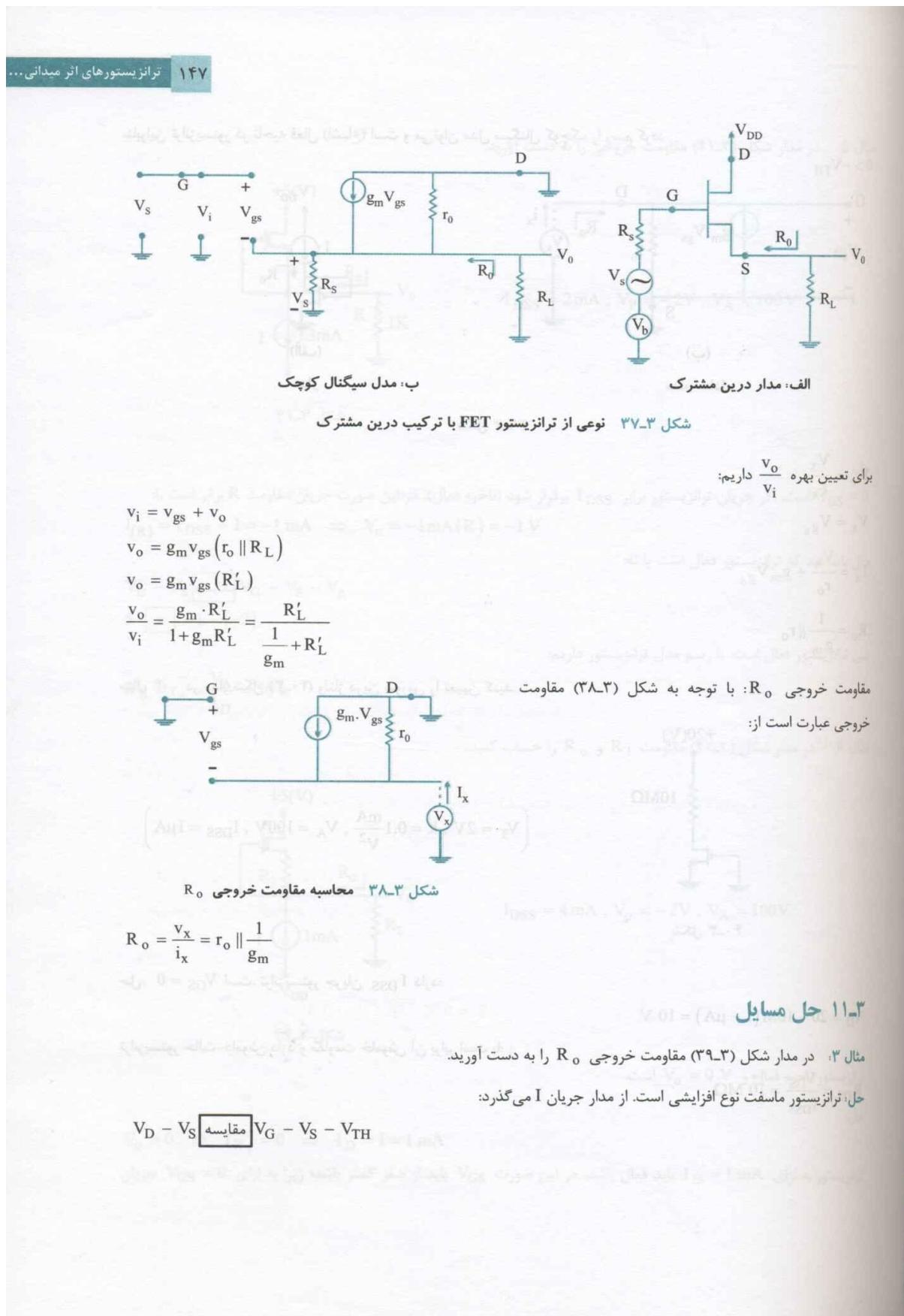
$$R_{in} = \frac{1}{g_m}$$

همان‌گونه که در ترکیب سورس مشترک با مقاومت سورس بیان شد:

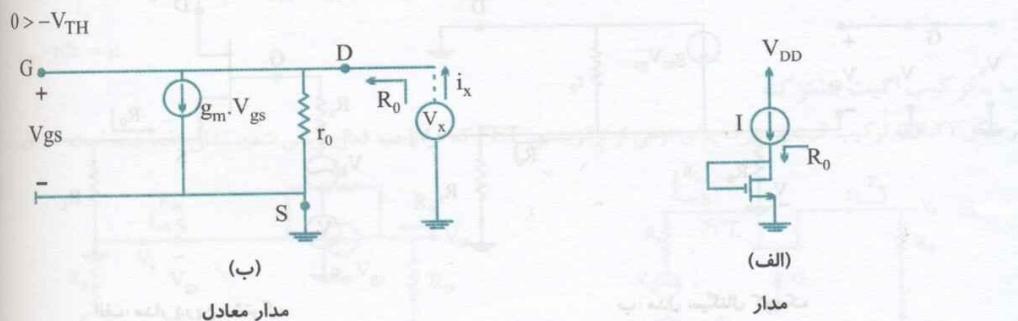
$$R_o = R_s + r_o(1 + g_m R_s) = r_o(1 + g_m R_s)$$

ج - ترکیب درین مشترک

در شکل (۳۷-۳) ترکیب درین مشترک برای نوعی از ترانزیستور FET که در ناحیه فعال بایاس شده، نشان داده شده است.



بنابراین ترانزیستور در ناحیه فعال (اشباع) است و می‌توان مدل سیگنال کوچک را رسم کرد:



شكل ٣٩-٣

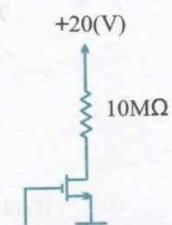
$$R_o = \frac{V_x}{I_x}$$

$$V_x = V_{gs}$$

$$I_x = \frac{V_x}{r_o} + g_m V_{gs}$$

$$R_o = \frac{1}{g_m} \parallel r_o$$

مثال ٤: در مدار شکل (٤٠-٣) ولتاژ درین سورس را تعیین کنید.



$$\left(V_T = 2V, k = 0.1 \frac{mA}{V^2}, V_A = 100V, I_{DSS} = 1\mu A \right)$$

شكل ٤٠-٣

حل: $V_{GS} = 0$ است. ترانزیستور جریان I_{DSS} دارد:

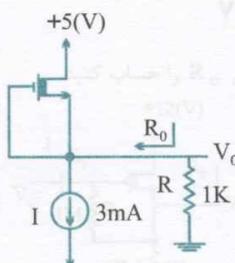
$$V_D = 20 - 10M(1 - \mu A) = 10 V$$

ترانزیستور حالت خاموش دارد و مقاومت خاموش آن برابر است با:

$$R_{DS} = \frac{V_{DS}}{I_{DSS}} = 10 M\Omega$$

۱۴۹ ترانزیستورهای اثر میدانی ..

مثال ۵: در مدار شکل (۴۱-۳) مقاومت خروجی را به دست آورید.



شکل ۴۱-۳

$$I_{DSS} = 2 \text{ mA}, V_p = -2 \text{ V}, V_A = 100 \text{ V}$$

حل:

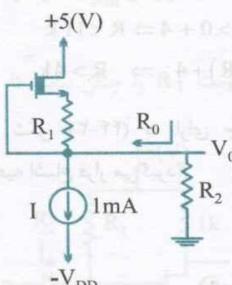
است. اگر جریان ترانزیستور برابر I_{DSS} برقرار شود (ناحیه فعال)، در این صورت جریان مقاومت R برابر است با:
 $I_{(R)} = I_{DSS} - I = -1 \text{ mA} \Rightarrow V_0 = -1 \text{ mA}(R) = -1 \text{ V}$

حال باید دید که ترانزیستور فعال است یا نه:

$$V_D - V_S \boxed{\text{مقایسه}} V_G - V_S - V_p \\ 5 > -1 - (-2)$$

پس ترانزیستور فعال است. با رسم مدل ترانزیستور داریم:

$$R_o = r_o = \frac{V_A}{I_D} = 50 \text{ k}\Omega$$

مثال ۶: در مدار شکل (۴۲-۳) مقاومت R_1 و R_0 را حساب کنید.

شکل ۴۲-۳

$$I_{DSS} = 4 \text{ mA}, V_p = -2 \text{ V}, V_A = 100 \text{ V}$$

ترانزیستور ناحیه فعال و $V_0 = 0 \text{ V}$ است.

حل:

$$V_0 = 0 \Rightarrow I_{R_2} = 0 \Rightarrow I_D = I = 1 \text{ mA}$$

ترانزیستور به ازای $I_D = 1 \text{ mA}$ باید فعال باشد، در این صورت V_{GS} باید از صفر کمتر باشد؛ زیرا به ازای $V_{GS} = 0$ جریان

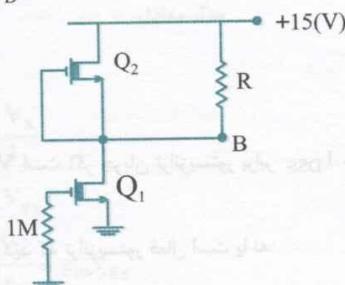
I_{DSS} از آن باید بگذرد.

$$V_{SG} = I(R_1) \Rightarrow 1\text{mA} = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{-2}\right)^2 \Rightarrow V_{GS} = -1\text{V}$$

$$R_1 = \frac{V_{SG}}{1\text{mA}} = 1\text{k}\Omega$$

$$R_o = R_1 + rds(1 + g_m \cdot R_1), g_m = \frac{2}{|V_p|} \sqrt{I_D \cdot I_{DSS}} = 2 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$$

$$rds = \frac{V_A}{I_D} \Rightarrow R_o = 300\text{k}\Omega$$



شکل ۴۳-۳

مثال ۷: در مدار شکل (۴۳-۳) مقاومت R را به گونه‌ای انتخاب کنید تا ترانزیستورها در ناحیه اشباع بایاس شوند.

$$I_{DSS1} = 2\text{ mA}, V_p = -4\text{V}$$

$$I_{DSS2} = 1\text{ mA}, V_p = -4\text{V}$$

حل:

$V_{GS2} = 0$ ولت است. برای فعال ماندن باید جریان I_{DSS} از هر کدام عبور کند. بنابراین از مقاومت R باید جریان $I = I_{DSS1} - I_{DSS2} = 1\text{ mA}$ بگذرد. ولتاژ نقطه B برابر است با:

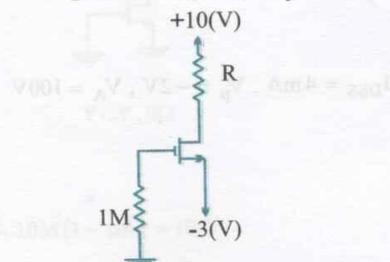
$$V_B = 15 - 1\text{mA}(R)$$

باید V_B را در ناحیه فعال قرار بدهد:

$$Q_1(\text{فعال}) \Rightarrow V_D - V_S > V_G - V_S - V_p \Rightarrow 15 - 1\text{mA}(R) > 0 + 4 \Rightarrow R < 11\text{k}\Omega$$

$$Q_2(\text{فعال}) \Rightarrow V_D - V_S > V_G - V_S - V_p \Rightarrow 15 > 15 - 1\text{mA}(R) + 4 \Rightarrow R > 4\text{k}\Omega$$

مثال ۸: در مدار شکل (۴۴-۳) به ازای چه مقدار R ترانزیستور در ناحیه اشباع قرار می‌گیرد؟



$$K = 0.25 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}, V_T = 1\text{V}$$

شکل ۴۴-۳

حل:

$$V_{GS} = 3$$

$$I_D = k(V_{GS} - V_T)^2 = 1\text{ mA}$$

$$\text{آن } I = I = I_{G1} \Leftrightarrow 0 = 1\text{mA} \Leftrightarrow 0 = 0\text{V}$$

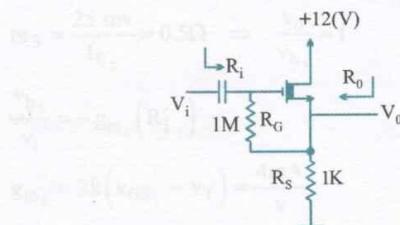
$$0 = 0\text{V} \Leftrightarrow 0 = 0\text{V}$$

$$V_D - V_S > V_G - V_S - V_t$$

$$10 - 1 \text{ mA} (R) > 0 - 1$$

$$R < 11 \text{ k}\Omega$$

مثال ۹: در مدار شکل (۴۵-۳)، مقادیر مقاومت ورودی R_i و مقاومت خروجی R_o را حساب کنید.



$$V_p = -2 \text{ V}, I_{DSS} = 1 \text{ mA}$$

شکل ۴۵-۳

حل:

$$V_{GS} = 0 \Rightarrow I_D = I_{DSS} = 1 \text{ mA}$$

$$g_m = \frac{2}{|V_p|} \sqrt{I_D \cdot I_{DSS}} = 1 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$$

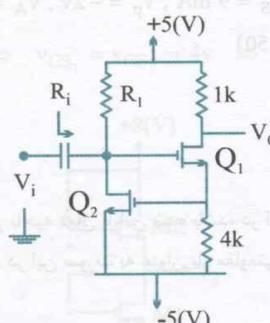
$$R_i = \frac{R_G}{1 - A_v}$$

$$A_v = \frac{R_s}{\frac{1}{g_m} + R_s} = 0.5$$

$$R_i = 2 \text{ M}\Omega, R_o = R_s \parallel \frac{1}{g_m} = 500 \Omega$$

مقاومت R_G به صورت یوت استرپ در ورودی محاسبه می‌شود.

مثال ۱۰: در مدار شکل (۴۶-۳) ترانزیستورها مساوی هستند: الف) مقادیر مقاومت R_1 را چنان بباید تا V_0 برابر با ۴ ولت شود. ب) مقاومت ورودی i را حساب کنید.



$$\left(k = 0.25 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}, V_T = 2 \text{ V}, V_A = \infty \right)$$

شکل ۴۶-۳

حل:

(الف) $I = 0 < 0.5 \text{ mA}$

$$v_0 = 4V \Rightarrow I_{D_1} = \frac{5 - 4}{1k} = 1 \text{ mA}$$

$$V_{GS_2} = 4k(1 \text{ mA}) = 4V \Rightarrow I_D = k(V_{GS_2} - V_T)^2 = 1 \text{ mA}$$

$$R_1 = \frac{5 - (-5) - V_{GS_1} - V_{GS_2}}{1 \text{ mA}} = 2k\Omega$$

(ب)

$$R_i = \frac{V_i}{I_i}$$

$$v_i = v_{gs_1} + g_m v_{gs_1} (4k) , \quad g_m = k(V_{GS} - V_T) = 1 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$$

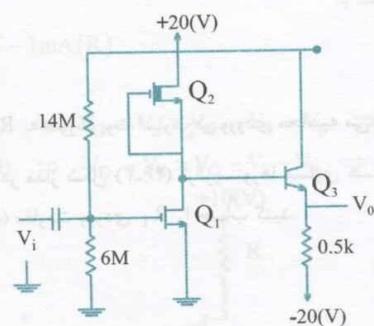
$$V_i = 5(V_{gs_1}) , \quad V_{gs_2} = g_m v_{gs_1} (4k) = 4v_{gs_1}$$

$$v_i = \frac{5}{4}(v_{gs_2})$$

$$I_i = \frac{V_i}{R_1} + g_m v_{gs_2} + \frac{v_i}{r_{ds_2}}$$

$$\frac{v_i}{I_i} = R_i = 0.77 \text{ k}\Omega$$

مثال ١١: در مدار شکل (٤٧-٣)، بهره ولتاژ $\frac{V_o}{V_i}$ را محاسبه کنید.



$$Q_1 \left(k = \frac{0.5 \text{ mA}}{V^2}, V_T = 2V, V_A = 100V \right)$$

$$Q_2 (I_{DSS} = 9 \text{ mA}, V_p = -2V, V_A = 100V)$$

$$Q_3 (\beta = 50)$$

شكل ٤٧-٣

حل: اگر Q_2 در ناحیه فعال بایاس شده باشد، در این صورت به عنوان یک بار فعال کار می‌کند. اگر Q_2 در ناحیه تریود بایاس شده باشد، در این صورت به عنوان بار مقاومتی کار می‌کند:

$$v_{G_1} = \frac{20}{14 + 6} \cdot 6 = 6V \Rightarrow I_{D_1} = k(v_{GS} - V_T)^2 = 8 \text{ mA}$$

$$v_{GS_2} = 0 \Rightarrow I_{D_2} (\text{فعال}) = I_{DSS} = 9 \text{ mA} \Rightarrow I_{B_3} = 1 \text{ mA}$$

$$I_{C_3} = \beta \cdot I_{B_3} = 50 \text{ mA} \Rightarrow v_{E_3} = +5V \Rightarrow v_{B_3} = 5.7V$$

ولتاژ $v_{B_3} = 5.7$ ولت است $v_{DS} > v_{GS}$ را در ناحیه فعال قرار داده است؛ یعنی برای هر دو ترانزیستور

است:

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{v_o}{v_{b_3}} \cdot \frac{v_{b_3}}{v_i}$$

$$r_{e3} = \frac{25 \text{ mV}}{I_{E_3}} \approx 0.5 \Omega \Rightarrow \frac{v_o}{v_{b_3}} = 1$$

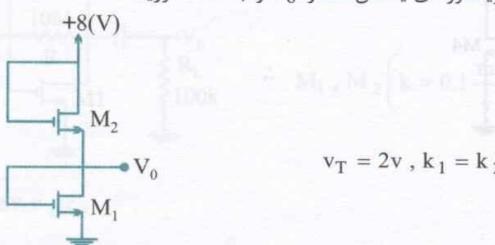
$$\frac{v_{b_3}}{v_i} = -g_{m_1} (R'_{L_1})$$

$$g_{m_1} = 2k(v_{GS_1} - v_T) = \frac{4 \text{ mA}}{V}$$

$$R'_{L_1} = r_{ds1} \parallel r_{s2} \parallel R_{in3}, r_{ds} = \frac{V_A}{I_D}$$

$$\frac{v_o}{v_i} \approx -19.2$$

مثال ۱۲: در مدار شکل (۴۸-۳) با ترانزیستورهای یکسان مقدار v_o را به دست آورید.



شکل ۴۸-۳

$$8V = v_{GS_1} + v_{GS_2}$$

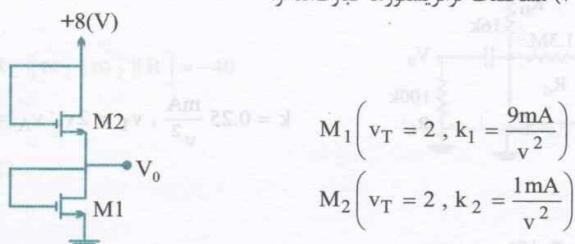
$$8V > v_{T_1} + v_{T_2}$$

$$v_T = 2V, k_1 = k_2$$

پس مدار کار می‌کند و ترانزیستورها در ناحیه فعال قرار دارند:

$$I_{D_1} = I_{D_2} \Rightarrow v_{GS_1} = v_{GS_2} = 4V \Rightarrow v_o = 4V$$

مثال ۱۳: در مدار شکل (۴۹-۳) مشخصات ترانزیستورها عبارت‌اند از:



شکل ۴۹-۳

مقدار ولتاژ DC خروجی را حساب کنید.

حل: ولتاًز تغذیه بیشتر از $v_{T_1} + v_{T_2}$ است؛ بنابراین مدار در ناحیه فعال قرار دارد:

$$I_1 = I_2$$

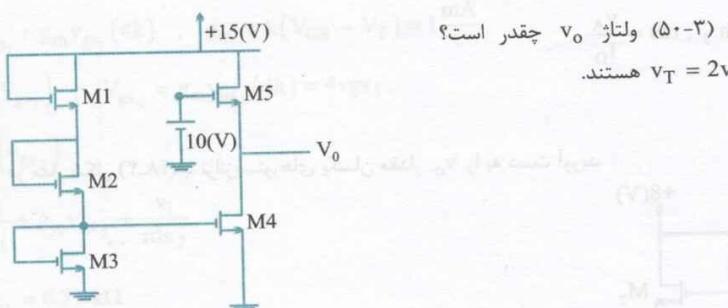
$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{k_1(v_{G_1} - v_{S_1} - v_{T_1})^2}{k_2(v_{G_2} - v_{S_2} - v_{T_2})^2} = 1 \Rightarrow v_0 = v_{S_2} = v_{G_1} = 3v$$

در حقیقت ترانزیستور (M_1) شامل 9 عدد ترانزیستور $(N-Mos)$ موازی و M_2 یک عدد از یک تراشه

هستند که دارای $\frac{W}{\ell}$ یکسان هستند.

مثال ۱۴: در مدار شکل (۵۰-۳) ولتاژ v_o حقدر است؟

ترانزیستورها مشابه یا $v_T = 2v$ هستند.



شکل ۳-۵

حل:

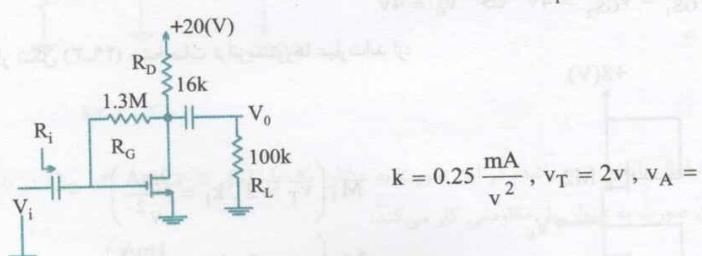
$$v_{GS_1} = v_{GS_2} = v_{GS_3} = \frac{15}{3} = 5v$$

$$v_{GS_4} = v_{GS_3} = 5v$$

$$I_4 = I_5 \Rightarrow v_{GS_4} = v_{GS_5}$$

$$V_0 = 5V$$

مثال ۱۵: در مدار شکل (۵۱-۳)، بهره $\frac{V_O}{V_i}$ و مقاومت ورودی R_i را محاسبه کنید.



شکل ۵۱-۳

حل:

$$v_D = v_G = 20 - I_D (16k)$$

$$I_D = k(v_G - v_S - v_T)^2 \Rightarrow I_D = 1mA \Rightarrow g_m = 2k(v_{GS} - v_T) = 1 \frac{mA}{V}$$

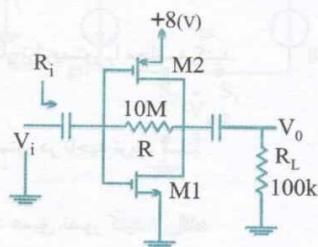
با نوشتن KCL در خروجی بهره $\frac{v_o}{v_i}$ به دست می آید.

$$Av = \frac{v_o}{v_i} = -g_m [R_G \parallel R_L \parallel R_D \parallel r_{ds}] \approx -12$$

$$R_i = \frac{R_G}{1 - Av} = \frac{1.3 M\Omega}{13} \approx 100 k\Omega$$

مقاومت R_G به صورت میلر در ورودی محاسبه می شود.

مثال ۱۶: در مدار شکل (۳-۵۲) بهره ولتاژ $\frac{v_o}{v_i}$ و مقاومت ورودی R_i را حساب کنید.



$$M_1, M_2 \left(k = 0.1 \frac{mA}{V^2}, v_T = 2V, v_A = 80V \right)$$

شکل ۳-۵۲

حل:

$$v_{SG_1} + v_{GS_2} = 8V \Rightarrow |v_{GS}| = 4V$$

$$I_D = k(|v_{GS}| - |v_T|)^2 = 0.4 mA$$

$$g_m = 2k(v_{GS} - v_T) = 0.4 \frac{mA}{V}$$

با نوشتن KCL در خروجی بهره $\frac{v_o}{v_i}$ به دست می آید.

$$r_o = \frac{v_A}{I_D} = 200k$$

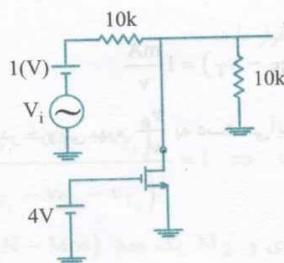
$$Av = \frac{v_o}{v_i} = -2g_m [R_L \parallel r_{o1} \parallel r_{o2} \parallel R] \approx -40$$

مقاومت R به صورت میلر در ورودی حساب می شود.

$$R_i = \frac{R}{1 - Av} \approx 240 k\Omega$$

$$r_{o1} = \left(\frac{1}{mB} \right) v_m B = 19.1 k\Omega$$

مثال ۱۷: در مدار شکل (۵۳-۳) دامنه موج v_0 را به دست آورید.



$$v_i = 0.1 \sin \omega t \text{ ولت}$$

$$k = 0.25 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}, v_T = 2\text{V}$$

شکل ۵۳-۳

حل: با باز کردن درین ترانزیستور ولتاژ تونن درین به دست می‌آید:

$$v_{D(\text{Th})} = \frac{1\text{V}}{10\text{k} + 10\text{k}} \times 10\text{k} = 0.5\text{V}$$

اکنون ناحیه کار ترانزیستور را محاسبه کنید.

$$V_D - V_S \quad \boxed{\text{مقایسه}} \quad VG - V_S - V_T$$

بنابراین ترانزیستور در ناحیه تریود است.

$$0.5 < 4 - 2$$

اگر آن را تریود عمیق تصور کنید، آن گاه:

$$R_{DS} \approx \frac{1}{2k(v_{GS} - v_T)} \approx 1\text{k}\Omega$$

به جای ماسفت مقاومت $1\text{k}\Omega$ جانشین می‌شود.

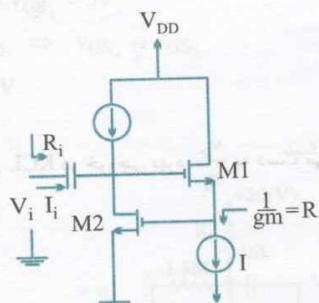
$$v_0 = 0.0083 \sin \omega t \text{ ولت}$$

با تغییر V_G می‌توان دامنه خروجی را تغییر داد.

مثال ۱۸: در مدار شکل (۵۴-۳) ترانزیستورها g_m برابر دارند و

در ناحیه فعال کار می‌کنند. با فرض $r_o = \infty$ مقاومت

ورودی i را حساب کنید.



شکل ۵۴-۳

حل: با توجه به مدل سیگناال کوچک برای ترانزیستورها با نوشتن K_{CL} و K_{VL} در ورودی داریم:

$$(KVL) v_i = v_{gs_1} + g_m v_{gs_1} \left(\frac{1}{g_m} \right) = 2v_{gs_1}$$

١٥٧ ترانزیستورهای اثر میدانی...

$v_{gs_2} = g_m V_{gs_1} \left(\frac{1}{g_m} \right) = v_{gs_1}$
 $v_i = 2v_{gs_2}$
 $(KCL) I_i = g_m v_{gs_2} + \frac{v_i}{r_{ds_2}}$
 $R_i = \frac{v_i}{I_i} = \frac{2}{g_m}$

مثال ۱۹: در مدار شکل (۵۵-۳) با فرض g_m های برابر و $r_o = \infty$ ، مقاومت ورودی I_i را به دست آورید.

شکل ۵۶-۳

شکل ۵۵-۳

حل: برای محاسبه راحت‌تر، جهت $g_m v_{gs_2}$ را می‌توان عوض کرد و علامت v_{gs_2} را هم تغییر داد:

$$i_i = -g_m v_{gs_2} = -g_m v_{gs_1}$$

$$v_{gs_2} = -\frac{I_i}{g_m}, v_{gs_1} = -\frac{I_i}{g_m}$$

$$v_i = v_{gs_1} + v_{gs_2}$$

$$\frac{v_i}{I_i} = R_i = -\frac{2}{g_m}$$

مثال ۲۰: مدار شکل (۵۷-۳)، در ناحیه فعال بایاس شده است. بهره $\frac{V_o}{V_i}$ را مشخص کنید.

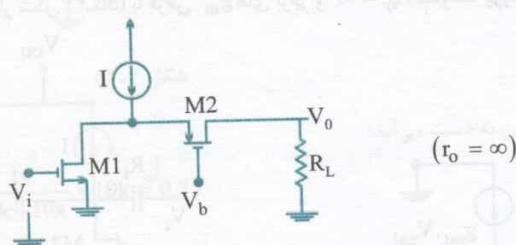
شکل ۵۷-۳

$(g_{m_1} = g_{m_2}, r_o = \infty)$

ترانزیستور M_1 به صورت سورس مشترک با مقاومت سورس برابر با $\frac{1}{g_{m_2}}$ عمل می‌کند:

$$\frac{v_o}{v_i} = -\frac{R_D}{\frac{1}{g_{m_1}} + \frac{1}{g_{m_2}}} = -\frac{g_m R_D}{2}$$

مثال ۲۱: در مدار شکل (۵۸-۳) با فرض g_m های برابر، $\frac{v_o}{v_i}$ را تعیین کنید.



شکل ۵۸-۳

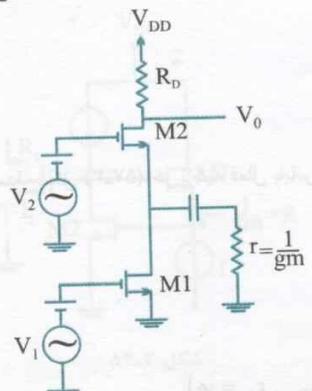
حل: M_1 سورس مشترک و M_2 گیت مشترک است:

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{v_o}{v_{s_2}} \cdot \frac{v_{s_2}}{v_1}$$

$$\frac{v_o}{v_i} = (-g_m R_{L_1}) (g_m R_L) = -g_m R_L$$

$$R_{L_1} = \frac{1}{g_{m2}}$$

مثال ۲۲: در مدار شکل (۵۹-۳)، v_o بر حسب v_1 ، v_2 را به دست آورید. ترانزیستورها g_m برابر و $v_A = \infty$ دارند.



شکل ۵۹-۳

حل: M_1 سورس مشترک و M_2 گیت مشترک هستند.

$$\frac{v_o}{v_1} \Big|_{v_2=0} = \frac{v_o}{v_{s_2}} \cdot \frac{v_{s_2}}{v_1} = (g_m R_L) \left[-g_m \left(\frac{1}{g_{m_2}} \| r \right) \right]$$

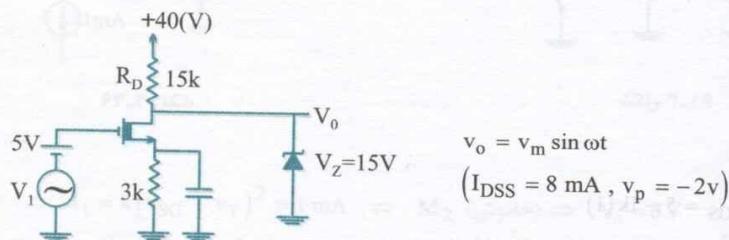
$$\frac{v_o}{v_1} = -g_m \frac{R_L}{2}$$

M_2 به صورت سورس مشترک با مقاومت سورس $r \parallel r_{ds}$ است:

$$\frac{v_o}{v_2} \Big|_{v_1=0} = -\frac{R_L}{\frac{1}{g_{m_2}} + r} = -g_m \frac{R_L}{2}$$

$$v_o = -(v_1 + v_2) \frac{g_m \cdot R_L}{2}$$

مثال ۲۳: در مدار شکل (۶۰-۳)، حداقل دامنه خروجی v_m را بدست آورید.



شکل ۶۰-۳

حل:

$$v_G = 5V, v_s = 3k(I_D) \Rightarrow v_{GS} = 5 - 3I_D$$

$$I_D = I_{DSS} \left[1 - \frac{5 - 3I_D}{-2} \right]^2 \Rightarrow I_D = 2mA, v_{GS} = -1$$

$$v_D = 40 - 15k(2mA) = 10V \Rightarrow v_{DS} = 4V$$

$$\widehat{v_{o-}} \text{ (آستانه تریود)} = \frac{v_{DS} - (v_{GS} - v_p)}{R_{ac}} R_L = 3V$$

$$\widehat{v_{o+}} \text{ (بدون زن آستانه خاموشی)} = I_D \cdot R_L = 30V$$

$$\widehat{v_{o+}} \text{ (با زن)} = v_Z - v_D = 5V$$

$$v_o = v_m = 3V$$

$$v_o(p-p) = 6V$$

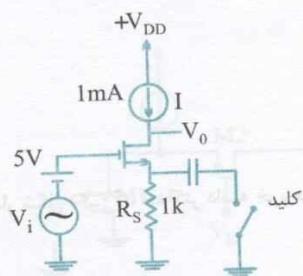
برای محاسبه بهره $\frac{v_o}{v_i}$, تقویت کننده سورس مشترک است:

$$\frac{v_o}{v_i} = -g_m R'_L$$

$$g_m \frac{2}{|V_p|} \sqrt{I_D \cdot I_{DSS}} = \frac{4mA}{v}$$

$$\frac{V_o}{V_i} \approx -60$$

مثال ٢٤: در مدار شکل (٦١-٣)، بهره ولتاژی $\frac{V_o}{V_i}$ را در حالت کلید باز و کلید بسته محاسبه کنید.



$$(k = 0.25 \text{ mA/v}^2, v_T = 2 \text{ v}, v_A = 100 \text{ v})$$

شكل ٦١-٣

حل:

$$V_s = 1k(I) \Rightarrow v_{GS} = 5 - 1k(1)$$

$$I_D = k(v_{GS} - v_T)^2 \Rightarrow v_{GS} - v_T = 2 \text{ v}$$

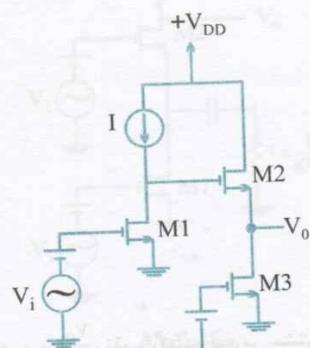
$$g_m = 2k(v_{GS} - v_T) = 1 \frac{\text{mA}}{\text{v}}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{R'_L}{\frac{1}{g_m} + R_s} = -\frac{r_o(1 + g_m \cdot R_s)}{\frac{1}{g_m}(1 + g_m R_s)} = -g_m r_o = -100$$

$$\frac{V_o}{V_i} = -g_m r_o = -100$$

كلید باز:

كلید بسته:



مثال ٢٥: در مدار شکل (٦٢-٣) با فرض $\frac{V_o}{V_i}$ بهره ولتاژی را محاسبه کنید.

شكل ٦٢-٣

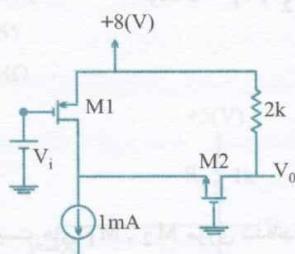
حل:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{V_o}{V_{g_2}} \cdot \frac{V_{g_2}}{V_i} = \frac{R_{L2}}{\frac{1}{g_m} + R_{L2}} (-g_m R_{L1})$$

$$R_{L2} = r_{o2} \parallel r_{o3} \approx 50k$$

$$R_{L1} = r_{o1} \approx 100k$$

$$\frac{V_o}{V_i} \approx -100$$

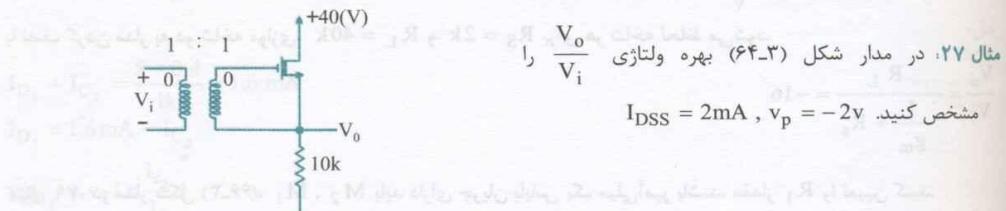


شکل ۶۳-۳

مثال ۲۶: در مدار شکل (۶۳-۳) برای هر دو ترانزیستور داریم: $v_T = 2v$, $k = 0.25 \frac{mA}{V^2}$ مقدار v_o را در دو حالت $v_i = 6$ ولت و $v_i = 4$ ولت تعیین کنید.

$$v_i = +4v \Rightarrow I_1 = k(v_{SG} - v_T)^2 = 1mA \Rightarrow M_2 \text{ (خاموش)} \Rightarrow V_o = 8V$$

$$v_i = +6 \Rightarrow I_1 = 0 \Rightarrow I_2 = 1mA \Rightarrow v_o = 8 - 2k(1mA) = 6V$$



شکل ۶۴-۳

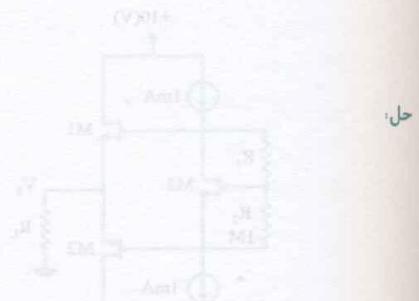
$$v_{GS} = 0 \Rightarrow I_D = I_{DSS}$$

$$g_m = \frac{2}{-v_p} \sqrt{I_D \cdot I_{DSS}} = \frac{2mA}{v}$$

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

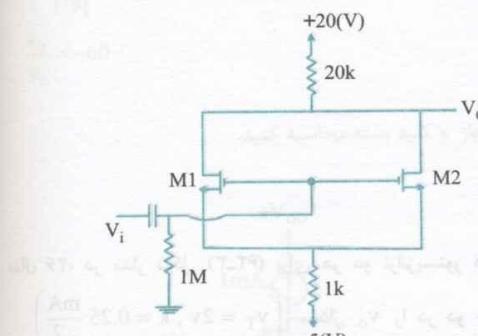
$$v_o = g_m \cdot v_{gs} \cdot R_L$$

$$\frac{V_o}{V_i} = +20$$



حل:

مثال ٢٨: در مدار شکل (٦٥-٣) بهره $\frac{V_o}{V_i}$ را به دست آورید.



شکل ٦٥-٣

$$k = 1 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}, v_T = 2\text{V}$$

حل: ترانزیستورهای M_2, M_1 موازی شده‌اند:

$$v_s = -5 + 2I_D(1k)$$

$$v_{GS} = 5 - 2I_D(1k)$$

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

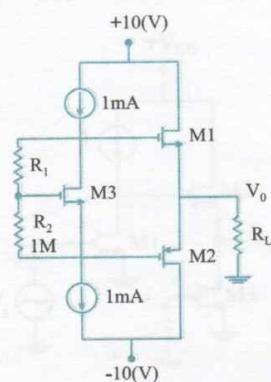
$$I_D = 1\text{mA} \Rightarrow v_s = -3\text{V} \Rightarrow v_{GS} = 3\text{V}$$

$$g_m = 2k(v_{GS} - v_T) = 2 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$$

با نصف کردن مدار به دو شاخه موازی، $R_S = 2k$ و $R_L = 40k$ برای هر شاخه لحاظ می‌شود.

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_L}{\frac{1}{g_m} + R_S} = -16$$

مثال ٢٩: در مدار شکل (٦٦-٣)، M_2, M_1, M_3 باید دارای جریان بایاس یک میلی‌آمپر باشند، مقدار R_1 را تعیین کنید.



$$\left(k = 0.25 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}, V_T = 2\text{V} \right)$$

شکل ٦٦-٣

$$v_{GS_1} = |v_{GS_2}|$$

$$1mA = k(|v_{GS}| - |v_T|)^2$$

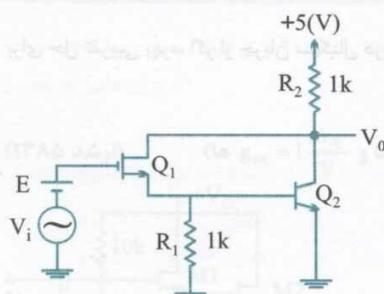
$$v_{GS} = 4V$$

$$v_{DS_3} = v_{GS_1} + v_{SG_2} = 8V$$

$$v_{DS_3} = \frac{v_{GS_3}}{R_2} (R_1 + R_2)$$

$$v_{GS_3} = 4V$$

$$R_1 = 1M\Omega$$



شکل ۶۷-۳

مثال ۳۰: در مدار شکل (۶۷-۳) که یک دارلینگتون Bicmos را نشان می‌دهد، برای ولتاژ DC خروجی به اندازه ۳.۴ ولت، ولتاژ E را به دست آورید. سپس بهره ولتاژی $\frac{V_0}{V_i}$ را مشخص کنید.

$$Q_1 \left(k' = \mu \cdot Cox = 120 \frac{\mu A}{V^2}, \ell = 1\mu m, w = 10\mu m, v_T = 1.4V \right)$$

$$Q_2 \left(v_T = 26mV, \beta = 400, I_s = 10^{-13}A \right)$$

$$I_{D_1} + I_{C_2} = \frac{5 - 3.4}{1k} = 1.6 mA$$

$$I_{D_1} = 1.6 mA - I_{C_2}$$

$$v_{BE_2} = v_T \ln \frac{I_{C_2}}{I_s}$$

$$V_{BE2} = I_{D1} (R_1)$$

$$26mV \ln \frac{I_{C_2}}{10^{-13}} = (1.6mA - I_{C_2}) R_1$$

$$I_{C_2} = 1mA, I_{D_1} \approx 0.6mA$$

$$I_{D_1} = \frac{1}{2} \mu \cdot Cox \frac{w}{\ell} (v_{GS} - v_T)^2$$

$$0.6 mA = \frac{1}{2} \left(120 \frac{\mu A}{V^2} \right) \left(\frac{10\mu}{1\mu} \right) (v_{GS} - 1.4)^2$$

$$v_{GS} = 2.4V$$

$$E = 3V$$

$$g_{m_1} = 2k(v_{GS} - v_T) = 1.2 \frac{mA}{V^2} (2.4 - 1.4) = 1.2 mA/V$$

$$R'_{s_1} = R_1 \parallel r_{\pi 2} = R_1 \parallel (r_e)(1 + \beta) \approx 909 \Omega$$

$$i_{d_1} = v_i \frac{1}{\frac{1}{g_{m_1}} + R'_{s_1}} \approx \frac{v_i}{1742}$$

$$i_{b_2} = \frac{i_{d_1}}{R_1 + r_\pi} \cdot R_1 = \frac{v_i}{1742} \times \frac{1}{11}$$

$$i_{c_2} = \beta \cdot i_{b_2} = (0.0208)(v_i)$$

$$v_o = -(i_{c_2} + i_{d_1})(R_2)$$

$$\frac{v_o}{v_i} = -21.37$$

برای حل تقریبی بهره، اگر از جریان سیگنال درین Q_1 صرفنظر شود، آن گاه:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{V_o}{V_{b_2}} \cdot \frac{V_{b_2}}{V_i}$$

$$r_{e2} = \frac{26mv}{I_{E2}} = 26 \Omega$$

$$\frac{v_o}{v_{b_2}} \approx -g_{m_2} R_2 \approx -38.5$$

$$\frac{v_{b_2}}{v_i} = \frac{R'_{s_1}}{R'_{s_1} + \frac{1}{g_{m_1}}} \approx \frac{R_1 \parallel r_{\pi 2}}{(R_1 \parallel r_{\pi 2}) + \frac{1}{g_{m_1}}} \approx 0.52$$

$$\frac{V_o}{V_i} \approx -20.1$$



$$Am \Delta I = \frac{R_E - R_L}{R_L} = \frac{2k}{2k} = 1$$

$$(A \Delta I)_{dB} = 20 \log$$

$$A \Delta I \left(\frac{1}{2} \Delta I - Am \Delta I \right) = \frac{1}{2} \Delta I \ln 20 \Delta I$$

$$Am \Delta I = \frac{1}{2} \Delta I, Am I = \frac{1}{2} I$$

$$\frac{1}{2} \left(T^2 - 20^2 \right) \frac{20}{2} \ln 20 - \frac{1}{2} = \frac{1}{2} I$$

$$\frac{1}{2} \left(100 - 400 \right) \left(\frac{20}{10} \right) \ln 20 - \frac{1}{2} = Am \Delta I$$

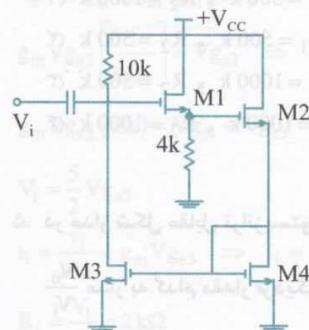
$$\sqrt{2} \Delta I = 20$$

$$\Delta I \approx 3$$

$$Am \Delta I = (1.1 - 1.2) \frac{Am}{2} \Delta I = (T^2 - 20^2) \Delta I = 100$$

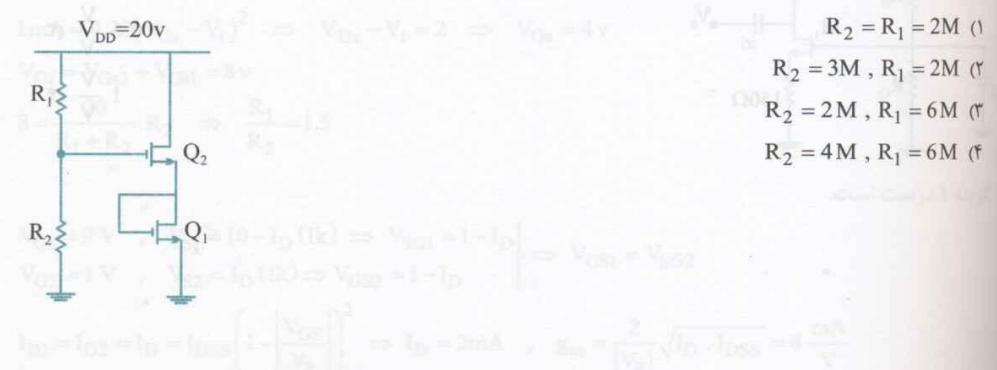
مجموعه تست‌های آزمون سراسری

۱. مقاومت ورودی مدار روبه رو به کدام گزینه نزدیک تر است؟ ($r_d = \infty$ ها و $g_m = 1 \frac{m_A}{V}$) (ارشد ۱۳۸۵) (هـ)



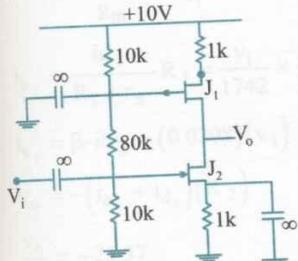
۲. در مدار شکل مقابل $k = \frac{1}{2} \mu \cdot C_{ox} \frac{W}{L} = 0.25 \frac{mA}{V^2}$ باشد.

مقدار R_1 و R_2 برابر با کدام مورد می‌تواند باشد؟



٣. در تقویت‌کننده رو به رو بهره تقریبی ولتاژ $\frac{V_o}{V_i}$ کدام است؟
(ارشد ٨٩)

$$r_{o1} = 100k \quad , \quad r_{o2} = 10k \quad , \quad |V_p| = 2 V \quad , \quad I_{DSS} = 8 mA$$



-40 (١)

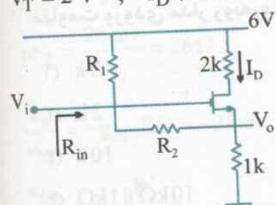
-80 (٢)

-20 (٣)

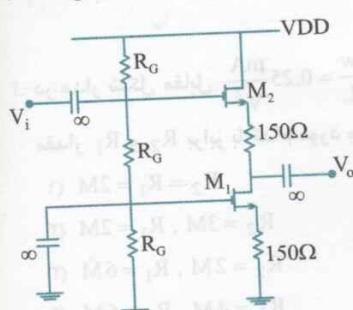
-10 (٤)

٤. چنانچه قرار باشد جریان DC درین مدار مقابل 1mA و امپدانس ورودی 500 kΩ باشد، R_1 و R_2 برابر کدام مورد خواهند بود؟
(ارشد ٨٩)

$$V_T = 2 V \quad , \quad I_D (\text{mA}) = 4 (V_{GS} - V_T)^2$$

 $R_1 = 500 k \quad , \quad R_2 = 1000 k$ (١) $R_1 = 500 k \quad , \quad R_2 = 500 k$ (٢) $R_1 = 1000 k \quad , \quad R_2 = 500 k$ (٣) $R_1 = 1000 k \quad , \quad R_2 = 1000 k$ (٤)

٥. در مدار شکل مقابل ترانزیستورهای FET کاملاً مشابه و $r_0 = r_{ds} = 50 k\Omega$ و $g_m = 4 \frac{mA}{V}$ می‌باشد. بهره ولتاژ مدار به کدام مقدار نزدیک‌تر است؟
(ارشد ٨٩)

 $\frac{V_o}{V_i} \quad 0.37 \frac{V}{V}$ (١) $0.8 \frac{V}{V}$ (٢) $0.6 \frac{V}{V}$ (٣) $1 \frac{V}{V}$ (٤)

$$0.1 = \frac{2V}{V} \Rightarrow 0.1 = 10 \cdot 0.1 \cdot g_m = 10g_m \Rightarrow g_m = \frac{0.1}{10} = 0.01$$

تکمیلی توانی:

$$V_{ZD} = 0V \Leftrightarrow V_D = (A_m) \cdot 0V = 0V \Leftrightarrow V_{GS} = 20V \Leftrightarrow (V - 20V) = -20V$$

$$R = 1A \Rightarrow \frac{20V}{1A} = 20 \Omega \Rightarrow \frac{V - 20V}{1A} = -18V$$

پاسخنامه

$$V_i = Vg_{s1} + g_m Vg_{s1} (4k) \Rightarrow V_i = 5Vg_{s1}$$

$$g_m Vg_{s2} \left[\frac{1}{g_{m4}} \right] = Vg_{s3} \Rightarrow Vg_{s3} = Vg_{s2}$$

$$g_m Vg_{s2} (4k) = Vg_{s1} + Vg_{s3} \Rightarrow 4Vg_{s1} = 2Vg_{s3} \Rightarrow Vg_{s1} = \frac{Vg_{s3}}{2}$$

$$V_i = \frac{5}{2} Vg_{s3}$$

$$i_i = \frac{V_i}{10k} + g_m Vg_{s3} \Rightarrow i_i = \frac{V_i}{10k} + \frac{2V_i}{5k}$$

$$R_i = \frac{V_i}{I_i} = 2k\Omega$$

۱. گزینه ۲ درست است.

$i_i = 10(V)$

۲. گزینه ۴ درست است.

$$I_D = k(V_{GS} - V_t)^2$$

$$1mA = 0.25(V_{GS} - V_t)^2 \Rightarrow V_{GS} - V_t = 2 \Rightarrow V_{GS} = 4V$$

$$V_{G1} = V_{GS2} + V_{GS1} = 8V$$

$$8 = \frac{20}{R_1 + R_2} \cdot R_2 \Rightarrow \frac{R_1}{R_2} = 1.5$$

۳. گزینه ۱ درست است.

$$\begin{aligned} V_{G1} &= 9V, \quad V_{S1} = 10 - I_D(1k) \Rightarrow V_{SG1} = 1 - I_D \\ V_{G2} &= 1V, \quad V_{S2} = I_D(1k) \Rightarrow V_{GS2} = 1 - I_D \end{aligned} \Rightarrow V_{GS1} = V_{SG2}$$

$$I_{D1} = I_{D2} = I_D = I_{DSS} \left(1 - \left| \frac{V_{GS}}{V_P} \right|^2 \right)^2 \Rightarrow I_D = 2mA, \quad g_m = \frac{2}{|V_P|} \sqrt{I_D \cdot I_{DSS}} = 4 \frac{mA}{V}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = g_m \cdot R'_{L2}, \quad R'_{L2} = r_{o2} \parallel R_{o1} \approx 10 \text{ k} \quad \frac{V_o}{V_i} = -40$$

٤. گزینه ٢ درست است.

$$ImA = 4(V_{GS} - V_T)^2 \Rightarrow V_{GS} = 2.5 \text{ V} \Rightarrow V_s = 1k(1mA) = 1 \text{ V} \Rightarrow V_G = 3.5 \text{ V}$$

$$\frac{V_G - 6}{R_1} = \frac{V_G - V_S}{R_2} \Rightarrow \frac{2.5}{R_1} = \frac{2.5}{R_2} \Rightarrow R_1 = R_2$$

چون مقاومت مؤثر R_2 برابر است با: $\frac{R_2}{1 - \frac{V_o}{V_i}}$ (مؤثر) R_2 لذا از اثر موازی بودن R_2 با R_1 صرفنظر می‌شود با توجه به

داده شده گزینه (٢) درست است.

$$g_m = 2(4)(V_{GS} - V_T)4 \frac{mA}{V} \Rightarrow \frac{V_o}{V_i} = \frac{1k}{1k + \frac{1}{g_m}} = 0.8$$

$$R_2 (\text{مؤثر}) = \frac{R_2}{1 - 0.8} = 5 R_2$$

٥. گزینه ٤ درست است.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{V_o}{V_{s2}} \cdot \frac{V_{s2}}{V_i} = \frac{R_{o1}}{R_{o1} + 15_0 \Omega} \cdot \frac{RL_2}{RL_2 + \frac{1}{g_m}}$$

$$R_{o1} = r_o (1 + g_m R_{S1}) \approx 80 \text{ k}\Omega, \quad RL_2 = R_{o1} + 1_{S0} \Omega \approx R_{o1}$$

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



$$120V = 120V \Leftrightarrow qI - 120V = 120V \Leftrightarrow qI = 240V \Leftrightarrow qI = 240V \Leftrightarrow qI = 240V$$

$$\frac{Am}{V} = \frac{1}{240V \cdot qI} \cdot \frac{1}{qI} = \frac{1}{240V^2} \Leftrightarrow Am = qI \Leftrightarrow \left(\frac{120V}{qI} - 1 \right) 240I = qI = 120I$$