

TRANZYSTORY POLOWE WYK. 12 SMK

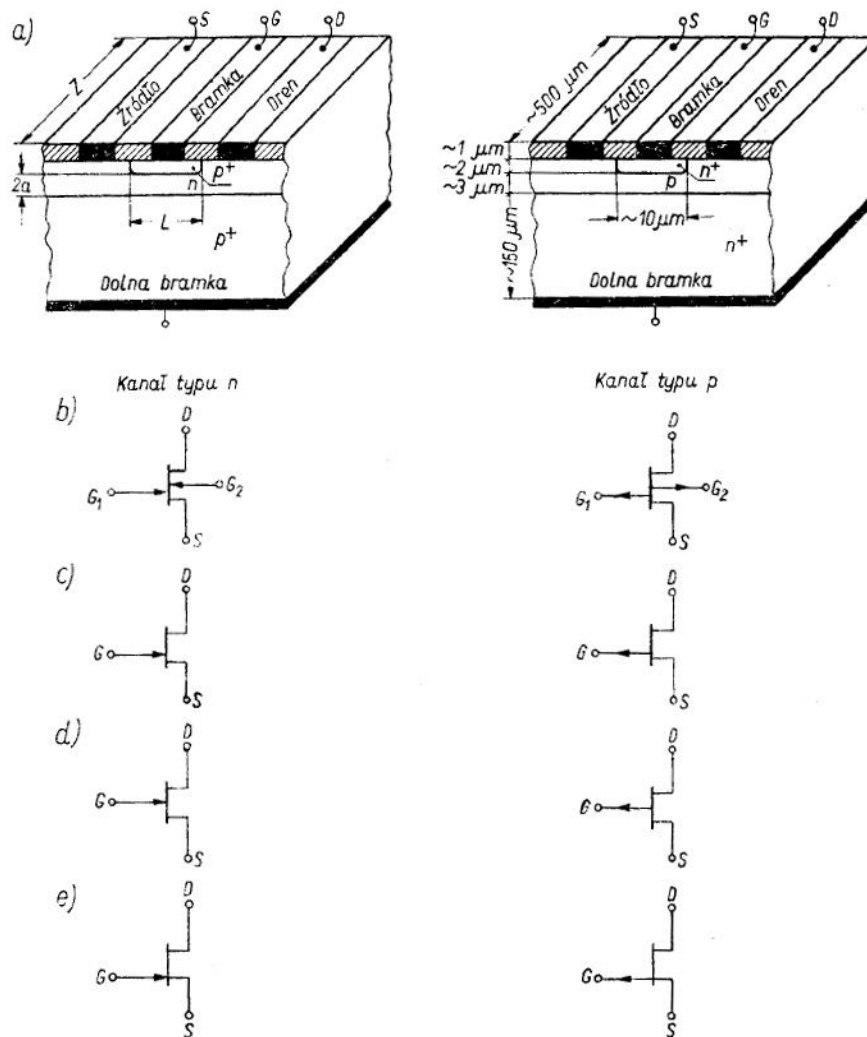
Na pdstw. W. Marciniak, WNT 1987: „Przyrządy półprzewodnikowe i układy scalone”

Tranzystory, w których ma miejsce transport tylko jednego rodzaju nośników – większościowych. Sterowanie prądu wyjściowego poprzez pole elektryczne (FET). Efekt polowy – zmiana konduktywności ciała wskutek oddziaływania nań polem elektrycznym.

Dzielą się na:

- złączowe (JFET – Junction Field-Effect Transistor) – wytwarzane z Si monokrystalicznego, kanał typu n lub p , ze złączem typu p - n (PNFET) lub metal-półprzewodnik (MESFET – Metal Semiconductor FET) – elementy mikrofalowe z GaAs typu n ,
- z izolowaną bramką (IGFET – Insulated Gate Field-Effect Transistor) – wytwarzane z półprzewodnika monokrystalicznego (Si) lub polikrystalicznego (CdSe, CdS itp.) W pierwszym przypadku podstawową strukturę tworzą warstwy metal-izolator-półprzewodnik (MIS – metal-insulator-semiconductor) lub MISFET; najczęściej izolatorem jest warstwa SiO_2 – MOSFET. W drugim przypadku TFT (Thin Film Transistor) – podstawowa struktura MIS. Oba typy tranzystorów mogą mieć kanał typu n lub p .

1. Tranzystory polowe ze złączem p - n (PNFET)



Rys. 1. Podstawowe struktury (a) i symbole graficzne (b-e) tranzystorów PNFET

Tranzystory z kanałem typu n : na podłożu typu p^+ (dolna bramka) nanosi się warstwę epitaksjalną typu n (kanał), w której następnie metodą dyfuzji lokalnej wytwarza się warstwę p^+ (górna bramka). Końcową operacją jest wykonanie kontaktów metalowych do warstw p^+ (elektrody górnej i dolnej bramki) oraz do kanału typu n (elektrody źródła i drenu).

Wymiary geometryczne:

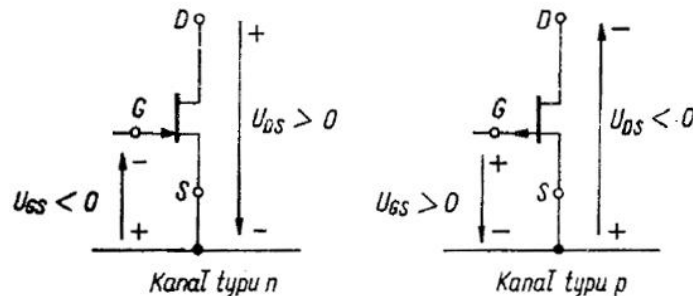
L – długość kanału, $2a$ – grubość kanału, Z – szerokość kanału.

Tranzystory PNFET mają budowę symetryczną – nazwy źródło i dren wynikają ze sposobu polaryzacji tych elektrod. Prąd w kanale jest strumieniem nośników większościowych, dostarczanych przez źródło i odbieranym przez dren (wyższy potencjał dodatni dla typ n , ujemny dla typu p).

Oznaczenia końcówek: S -źródło, G -bramka, D -dren i potencjałów stałych: U_S – potencjał źródła, U_G – potencjał bramki, U_D – potencjał drenu, U_{GS} – napięcie bramka-źródło, U_{DS} – napięcie dren-źródło. Strzałki od P do N .

Najczęściej obie bramki są wewnątrz obudowy zwarte i tranzystor PNFET jest elementem trójkońcówkowym (rys. 1 c,d,e).

Tranzystor PNFET pracuje tylko przy polaryzacji zaporowej złącza bramka-kanał – jeden sposób polaryzacji, w porównaniu do czterech dla tranzystora bipolarnego.



Rys. 2. Sposób polaryzacji tranzystora PNFET

W przypadku kanału typu n : $U_{GS} < 0$, $U_{DS} > 0$; typu p : $U_{GS} > 0$, $U_{DS} < 0$.

a). Zasady działania tranzystora PNFET

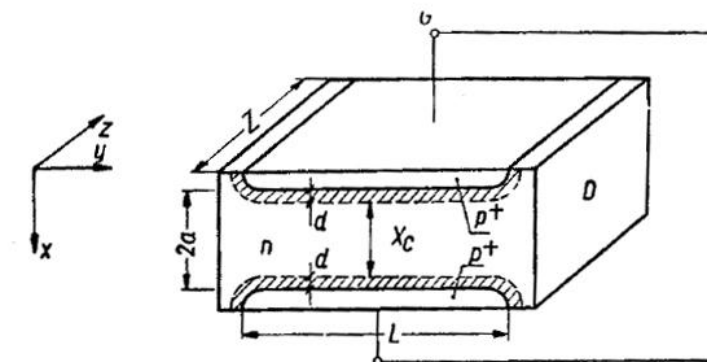
Najistotniejsze zjawiska zachodzą w obszarze kanału pod bramką górną:

Interesujące są dwie charakterystyki:

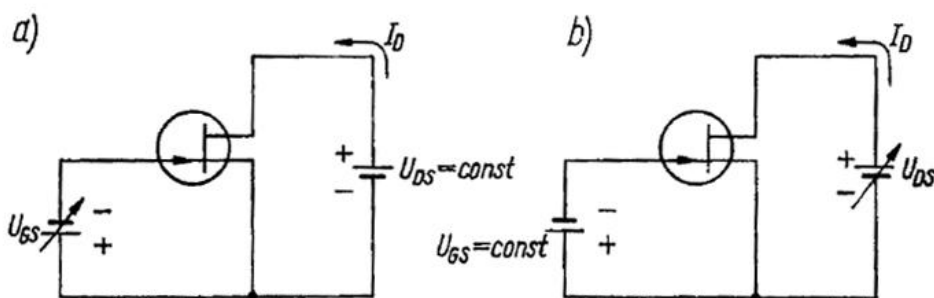
= przejściowa $I_D(U_{GS})|_{U_{DS}=\text{const}}$,

= wyjściowa $I_D(U_{DS})|_{U_{GS}=\text{const}}$, wyznaczane w układach pokazanych na rys. 4.

Zjawiska określające przebieg charakterystyki przejściowej ilustrują przekroje tranzystora pokazane na rys. 5. Rozważamy przypadek $U_{DS} \approx 0$. W stanie bez polaryzacji bramki ($U_{GS} = 0$) warstwa zaporowa złącza bramka-kanał wnika na niewielką głębokość do obszarów p^+ i n (głębiej do kanału niż do bramki). Warstwa zaporowa jest obszarem o zubożonej koncentracji nośników, o dużej rezystywności. Prąd kanału płynie, więc w obszarze ograniczonym przez krawędzie warstw zaporowych. W miarę jak wzrasta ujemna wartość napięcia U_{GS} warstwy zaporowe rozszerzają się, zmniejszając przekrój kanału. Rośnie rezystancja kanału, czyli przy $U_{DS} = \text{const}$ maleje prąd drenu. Dalszy wzrost napięcia U_{GS} prowadzi do zetknięcia się warstw zaporowych – prąd drenu osiąga wartość zerową – stan odcięcia lub zatkania (napięcie odcięcia lub zatkania – U_p – pinch-off) – rezystancja kanału kilka gigaomów. Jeszcze większy wzrost napięcia U_{GS} może spowodować przebicie złącza bramka-kanał.



Rys. 3. Wyidealizowana struktura tranzystora PN-FET

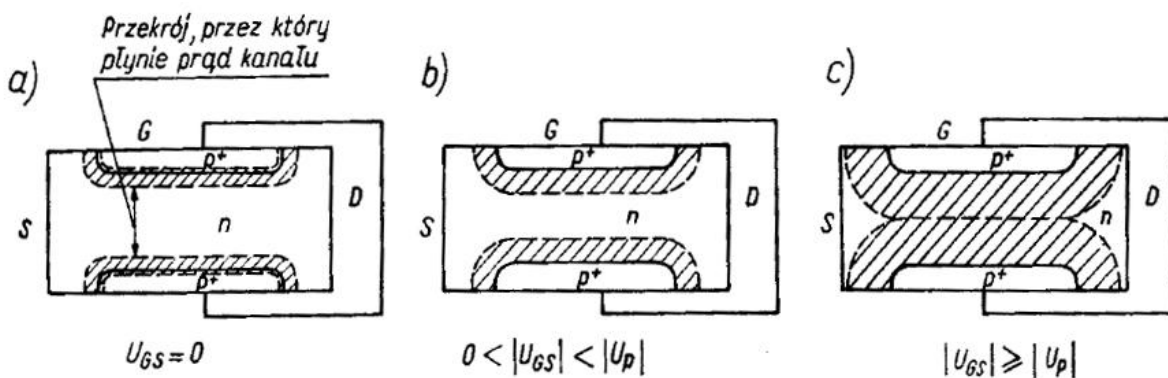


Rys. 4. Układy włączenia tranzystora przy pomiarze charakterystyki przejściowej (a) i wyjściowej (b)

Przy $U_{DS} = \text{const}$ prąd drenu jest odwrotnie proporcjonalny do rezystancji kanału: $I_D \sim 1/R_C$; $R_C \sim 1/X_C$, $X_C = 2(a-d)$; $I_D \sim 2(a-d)$.

Dla skokowego modelu złącza ($d=0$ dla $U_{GS}=0$, $\Phi_B=0$): $d \sim |U_{GS}|^{1/2}$, $d=a$ dla $U_{GS}=U_p$:

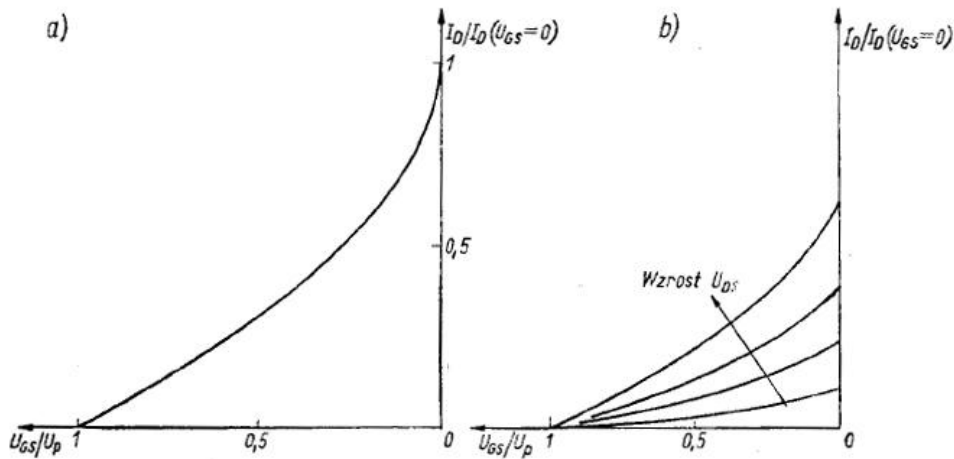
$$I_D(U_{GS})/I_D(U_{GS}=0) \sim 2(a-d)/2a = 1 - (U_{GS}/U_p)^{1/2}$$



Rys. 5. Ilustracje profili kanałów wyjaśniające przebieg charakterystyki przejściowej dla $U_{DS}=0$

Rys. 6a pokazuje charakterystykę wykreśloną w oparciu o powyższy wzór, rys. 6b pokazuje charakterystykę $I_D(U_{GS})$ dla różnych wartości U_{DS} .

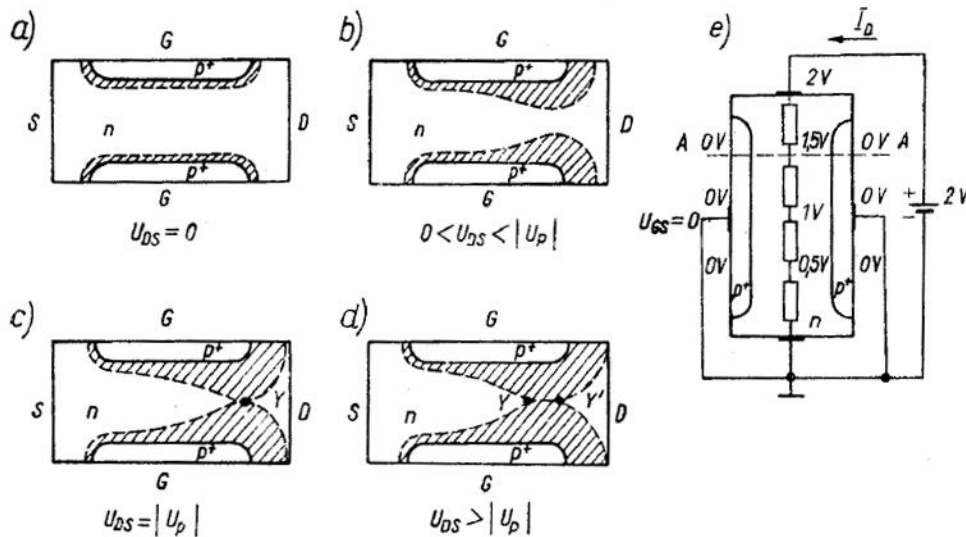
Przekroje tranzystora dla charakterystyki wyjściowej i $U_{GS}=0$ pokazuje rys. 7.



Rys. 6. Charakterystyki przejściowe $I_D(U_{GS})$: a) przy $U_{DS} \sim 0$, b) przy $U_{DS} \neq 0$

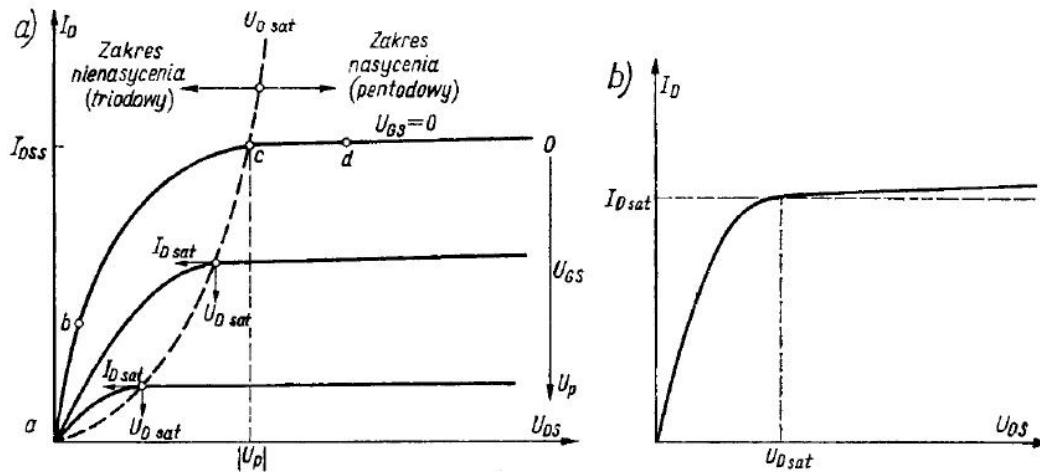
Przy małych wartościach napięcia U_{DS} , tranzystor zachowuje się jak rezystor liniowy: przyrosty prądu drenu są proporcjonalne do przyrostu napięcia U_{DS} . Dalszy wzrost U_{DS} prowadzi do zmiany rozkładu potencjału wzdłuż kanału, wywołany spadkiem napięcia na rezystancji kanału wskutek przepływającego prądu.

Kanał reprezentuje łańcuch rezystorów, na których powstają spadki napięć. W wyniku różnicy potencjałów między bramką, a kanałem, złącze bramka-kanał polaryzowane jest w kierunku zaporowym. Im bliżej drenu tym ta polaryzacja jest silniejsza. Odpowiednio do tej polaryzacji rozszerza się warstwa zaporowa, czyli maleje efektywny przekrój kanału (X_C). Prąd kanału płynie w obszarze typu n o kształcie klina, którego profil wyznaczają krawędzie warstw zaporowych.



Rys. 7. Ilustracje profili kanałów wyjaśniające przebieg charakterystyki wyjściowej dla $U_{GS}=0$

Rezystancja kanału jest $>$ niż dla $U_{DS}=0$. Dalszy wzrost napięcia U_{DS} powoduje dalsze zaciskanie kanału i przyrosty prądu drenu nie są proporcjonalne do przyrostu napięcia drenu. Rezystancja dren-źródło R_{DS} jest, więc nieliniowa. Gdy $U_{DS}=|U_p|$ obie warstwy zaporowe zetkną się w punkcie Y – punkt odcięcia. Dalszy wzrost napięcia U_{DS} nie powoduje zmian prądu drenu, gdyż nadmiar napięcia (ponad $|U_p|$) odkłada się na rozszerzającym się obszarze zubożonym – Y' - nasycenie prądem drenu.



Rys. 8. Charakterystyki wyjściowe $I_D(U_{DS})|_{U_{GS}=\text{const}}$: a). dla modelu uproszczonego, b). z uwzględnieniem nachylenia w zakresie nasycenia

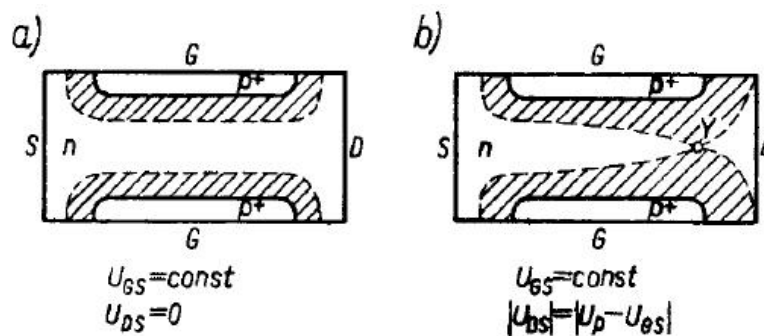
Punkty charakterystyczne: napięcie odcięcia $|U_p|$, prąd nasycenia I_{DSS} .

Dlaczego prąd drenu jest stały skoro warstwy zaporowe zetknęły się?

Konsekwencją założenia o braku przepływu prądu w obszarze warstwy zaporowej jest przerwanie drogi prądu w punkcie Y przy połączeniu się obu warstw zaporowych. Oznaczałoby to, że $I_D=0$, a więc znika przyczyna rozszerzania się warstw zaporowych, co przeczy postawionej tezie.

Prąd drenu może się tylko zwiększać lub nie zmieniać. Widocznie istnieje transport nośników w obszarze zubożonym. Na odcinku YY' istnieje składowa wzdłużna pola elektrycznego, unosząca elektrony w stronę drenu (jak dla tranzystora bipolarnego w pobliżu złącza B-C). Można też przyjąć, że do całkowitego zetknięcia się warstw nie dojdzie, gdyż w miarę zwężania się kanału natężenie pola elektrycznego w pobliżu drenu jest tak duże, że następuje nasycenie szybkości unoszenia elektronów – nasycenie prądu.

Wpływ napięcia $U_{GS} \neq 0$ na przebieg charakterystyki wyjściowej można wyjaśnić na podstawie rys. 9.



Rys. 9. Ilustracje profili kanałów wyjaśniające przebieg charakterystyki wyjściowej dla $U_{GS}=0$

W stanie $U_{GS} \neq 0$, $U_{DS}=0$ kanał jest zwężony równomiernie na całej długości. Ze wzrostem napięcia U_{DS} kanał zwęża się przy drenie, aż dochodzi do odcięcia przy wartościach U_{DS} i I_D mniejszych niż dla $U_{GS}=0$.

$U_{DSat}=U_{GS}-U_p$ przy $r_D=0$ (szeregowa rezystancja drenu),

$U_{DSat} \geq U_{GS}-U_p$ przy $r_D \geq 0$.

Różne od zera nachylenie charakterystyk $I_D(U_{DS})$ w stanie po odcięciu kanału należy tłumaczyć, więc zjawiskiem skracania się kanału (jego rezystancja maleje – prąd rośnie) – odcinek YY' wydłuża się w miarę zwiększania U_{DS} .

Pole charakterystyk wyjściowych dzieli się na dwa zakresy: zakres nienasylenia (triodowy, liniowy) oraz zakres nasycenia (pentodowy). Punkty I_{Dsat} , U_{DSat} wyznaczają parabolę rozdzielającą oba te zakresy.

Tranzystor PNFET może pracować w jednym z trzech zakresów:

- nieprzewodzenia (zatkania): $|U_{GS}| > U_p$, U_{DS} dowolne,
- nienasylenia: $|U_{GS}| < U_p$ oraz $|U_{DS}| \leq |U_{DSat}|$,
- nasycenia: $|U_{GS}| < U_p$ oraz $|U_{DS}| > |U_{DSat}|$

b). Charakterystyki i parametry statyczne

- Przebieg charakterystyk statycznych w istotny sposób zależy od rozkładu koncentracji domieszek w kanale tranzystora (Bockemuehl – rozwiązanie analityczne).

- zakres nienasylenia, rozkład równomierny domieszek w kanale; charakterystykę $I_D(U_{DS}, U_{GS})$ wyznacza się całkując wzdłuż kanału spadki napięć na elementarnych wycinkach kanału (metoda Shockleya):

$$I_D = G_{DSO} \left\{ U_{DS} - \frac{2}{3} \frac{\kappa}{a} [|\phi_B - U_{GS} + U_{DS}|^{3/2} - |\phi_B - U_{GS}|^{3/2}] \right\}; G_{DSO} = \sigma_C 2aZ/L; \sigma_C = q\mu_n n_n$$

dla tranzystora typu n U_{DS} ze znakiem „+”, U_{GS} ze znakiem „-”, G_{DSO} – konduktancja kanału, $\kappa = \sqrt{|2\varepsilon_s / qN_D|}$.

- zakres nienasylenia, rozkład szpilkowy; charakterystykę wyznacza się metodą ładunkową (Middlebroocka):

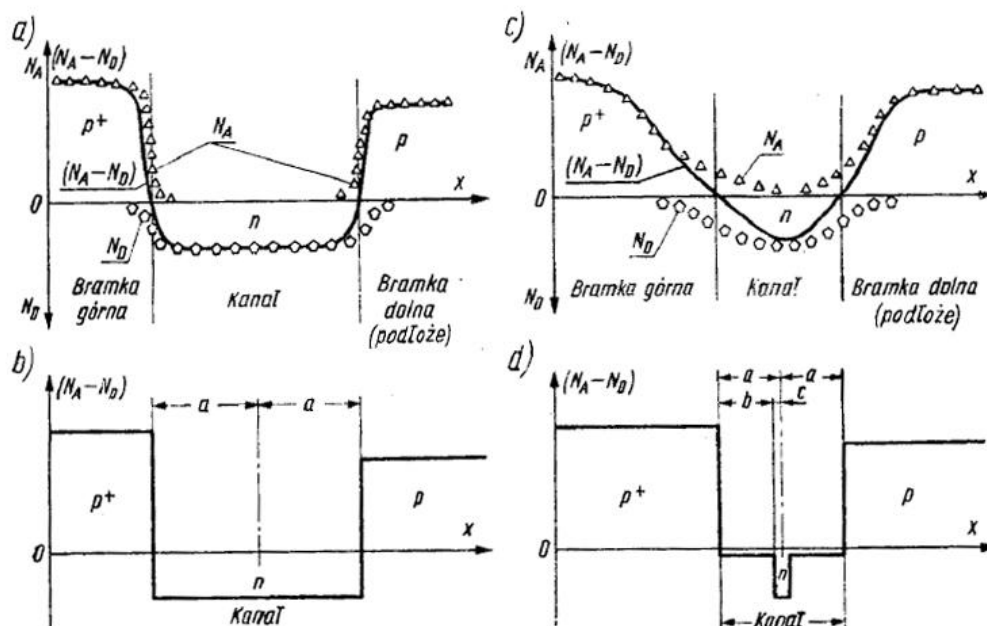
$$I_D = \beta [(U_{GS} - U_p) U_{DS} - U_{DS}^2 / 2]; \beta = G_{DSO} / U_p$$

- zakres nasycenia, rozkład równomierny

$$I_D = I_{Dsat} \text{ dla } U_{DS} = U_{DSat} = U_{GS} - U_p; I_{Dsat} = G_{DSO} \left\{ -\frac{U_p}{3} + U_{GS} \left[1 - \frac{2}{3} (U_{GS} / U_p)^{1/2} \right] \right\}$$

- zakres nasycenia, rozkład szpilkowy

$$I_D = I_{Dsat} \text{ dla } U_{DS} = U_{DSat}; I_{Dsat} = \frac{1}{2} \beta (U_{GS} - U_p)^2$$



Rys. 10. Rozkłady koncentracji domieszek dla dwóch przypadków: a), b). duża grubość kanałów, rozkład równomierny; c), d). mała grubość kanałów – rozkład szpilkowy

W dokładnej analizie charakterystyki prądowej w zakresie nasycenia należy uwzględnić efekt skracania kanału (charakterystyka $I_D(U_{DS})$ ma nachylenie różne od zera):

$$I_D = I_{Dsat}(1 - \delta L)^{-1}, \delta - \text{odcinek } YY', \delta = f(U_{DS})$$

- parametry statyczne:

- U_p – napięcie odcięcia, I_{DSS} – prąd nasycenia dla $U_{GS}=0$

= równomierny rozkład domieszek

$$U_p = \phi_B - qN_D a^2 / 2\epsilon_s; I_{DSS} = (qN_D a^2 / 2\epsilon_s - \phi_B) G_{DSO} / 3; G_{DSO} = q\mu_n N_D 2aZ / L$$

= rozkład szpilkowy

$$U_p = -qN_D ca / \epsilon_s; I_{DSS} = G_{DSO} qN_D ca / 2\epsilon_s; G_{DSO} = 2q\mu_n N_D cZ / L$$

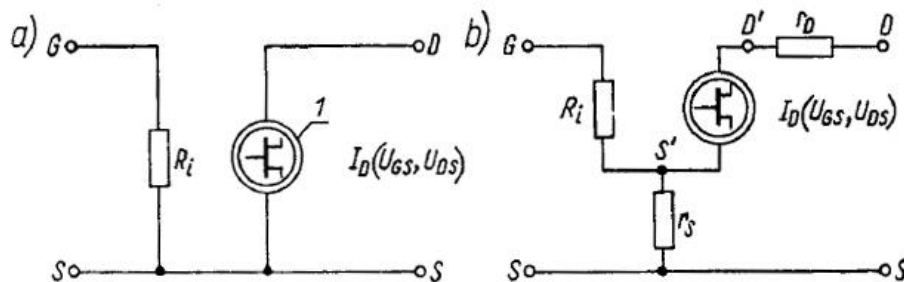
- $r_{DS(ON)}$ – rezystancja dren-źródło przy $U_{GS}=0$ i $U_{DS} \sim 0$ $1/G_{DSO}$,

- I_{GSS} – prąd bramki przy dużym napięciu U_{GS} i $U_{DS}=0$

- BU_{GS} – napięcie przebicia bramka-źródło przy $U_{DS}=0$.

- model statyczny tranzystora PNFET

Najprostszy model statyczny – rys. 11a, R_i (kilka $M\Omega$ lub $G\Omega$) – rezystancja złącza bramka-kanał spolaryzowanego w kierunku zaporowym; zależne źródło prądowe ma postać charakterystyki napięciowo-prądowej. W dokładniejszym modelu uwzględnia się rezystancje szeregowo źródła i drenu (rys. 11b) (kilkadziesiąt Ω):



Rys. 11. Dwa modele statyczne tranzystora PNFET: 1 – symbol sterowanego źródła prądowego opisanego równaniami charakterystyk tranzystora PNFET

c). Praca dynamiczna nieliniowa

Tranzystor PNFET(JFET) jest elementem inercyjnym z uwagi na:

- ładowanie warstwy zaporowej złącza bramka-kanał,

- skończony czas przelotu nośników przez kanał

Rys. 12 przedstawia parametry tranzystora idealnego i rzeczywistego (części wewnętrzna i zewnętrzna).

W stanie ustalonym prąd $i_G=0$, $i_D=i_S$. W stanie nieustalonym (gwałtowna zmiana napięcia U_{GS}) $i_G \neq 0$ (prąd przesunięcia związany z ładowaniem warstwy zaporowej), $i_D \neq i_S$. Dla tranzystora z kanałem n : $i_G = i_D - i_S = dQ_C/dt$ (Q_C -ładunek kanału). Przyjmując, że:

- zmiany ładunku są quasi-równowagowe (pominięcie skończonego czasu przelotu),

- stała czasowa przeładowania warstwy zaporowej = czasowi przelotu:

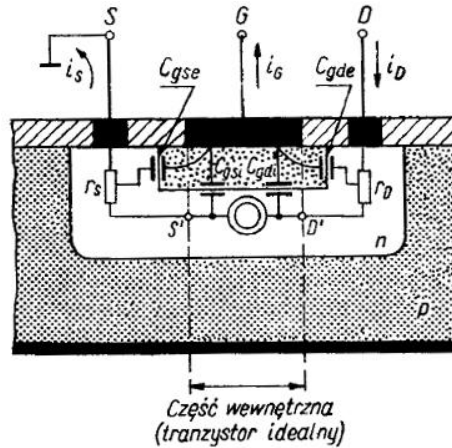
$Q_C = f(U_{GS}, U_{GS} - U_{DS})$; Q_B – zmiana ładunku w warstwie zaporowej ($\Delta Q_C = -\Delta Q_B$):

$$i_G = \frac{\partial Q_C}{\partial u_{GS}} \frac{du_{GS}}{dt} + \frac{\partial Q_C}{\partial u_{GD}} \frac{du_{GD}}{dt}$$

Definiujemy pojemności różniczkowe:

$$C_{gsi} = - \frac{\partial Q_B}{\partial u_{GS}} | u_{GD} - \text{pojemność bramka-źródło dla tranzystora idealnego}$$

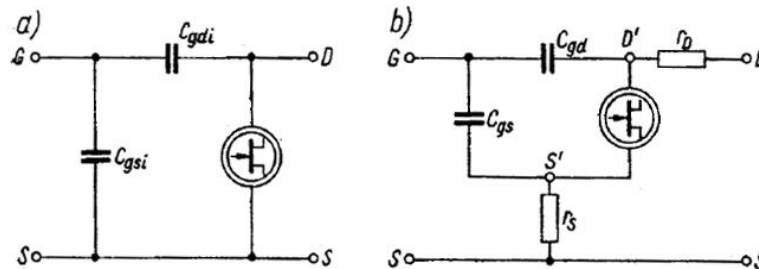
$$C_{gdi} = - \frac{\partial Q_B}{\partial u_{GD}} | u_{GS} - \text{pojemność bramka-dren dla tranzystora idealnego}$$



Rys. 12. Struktura tranzystora PNFET ilustrująca sens fizyczny poszczególnych elementów schematu zastępczego. Kierunek prądu bramki odpowiada skokowi napięcia U_{GS} od zera do wartości ujemnej

Stąd: $i_G = C_{gsi} du_{GS}/dt + C_{gdi} du_{GD}/dt$
(prąd w obwodzie bramka-źródło + prąd w obwodzie bramka-dren)

Dla tranzystora idealnego odpowiada to schematowi zastępczemu z rys. 13a:



Rys. 13. Dwa modele dynamiczne nieliniowe tranzystora PNFET

Dla tranzystora rzeczywistego trzeba uwzględnić pojemności warstwy zaporowej C_{gse} i C_{gde} oraz rezystancje szeregowe źródła r_s i drenu r_D (rys. 6.19b):

$$C_{gs} = C_{gsi} + C_{gse}; \quad C_{gd} = C_{gdi} + C_{gde}$$

Obie pojemności zależą od napięć u_{GD} i u_{GS} . Charakterystyki napięciowo-pojemnościowe podawane są w katalogach. Przeciętnie $C_{gsi} \sim 5\text{pF}$, $C_{gdi} \sim 2\text{pF}$, C_{gse} , $C_{gde} \sim 1\text{pF}$.

d). Praca z małymi sygnałami – podobnie jak dla tranzystora bipolarnego – modele czwórnikowe lub modele fizyczne. Ponieważ impedancja wejściowa i wyjściowa tranzystora polowego są bardzo duże, głównie stosuje się macierz y . Zapis macierzy i definicje parametrów admitancyjnych są takie same.

- **modele i parametry dla małych częstotliwości** – model quasi-statyczny otrzymuje się linearyzując elementy modelu statycznego (rys. 11). Przyjmuje się, że R_i – rezystancja

liniowa, funkcję $I_D(U_{GS}, U_{DS})$ rozkłada się w szereg Taylora i pozostawia wyrazy rzędu pierwszego:

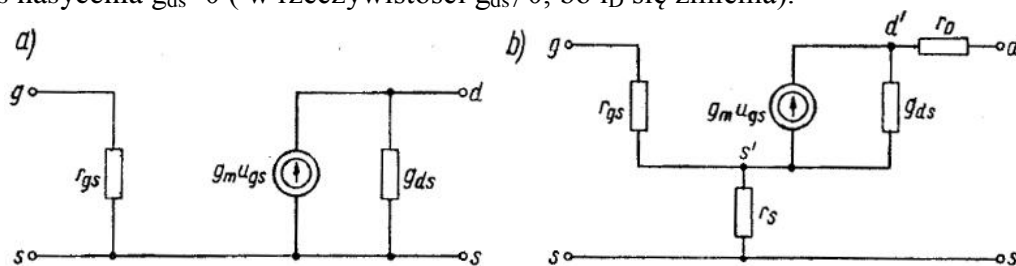
$$i_D = \frac{\partial I_D}{\partial U_{GS}} u_{GS} + \frac{\partial I_D}{\partial U_{DS}} u_{DS}; i_D, u_{GS}, u_{DS} - \text{małe amplitudy sygnałów zmiennych. Definiuje się:}$$

$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial U_{GS}} | U_{DS} = \text{const} - \text{transkonduktancja}$$

$$g_{ds} = \frac{\partial I_D}{\partial U_{DS}} | U_{GS} = \text{const} - \text{konduktancja wyjściowa}$$

Rys. 14a pokazuje schemat zastępczy dla małych sygnałów małej częstotliwości lub w wersji dokładniejszej z rezystancjami źródła i drenu (rys. 14b). Różniczkując charakterystykę napięciowo-prądową otrzymujemy:

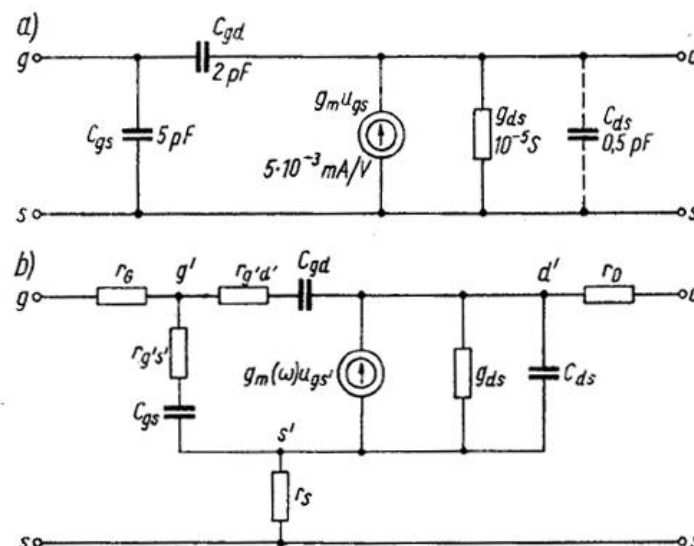
- zakres nienasyceń $g_m = \beta U_{DS}$ – liniowa zależność od U_{DS}
- zakres nasycenia $g_m = \beta(U_{GS} - U_P)$ – liniowa zależność od U_{GS}
- zakres nienasyceń $g_{ds} = \beta(U_{GS} - U_P - U_{DS})$, $\beta = \mu_n C_g / L^2$, $C_g = 2\epsilon_s ZL / a$
- zakres nasycenia $g_{ds} = 0$ (w rzeczywistości $g_{ds} \neq 0$, bo i_D się zmienia).



Rys. 14. Dwa modele liniowe tranzystora PNFET dla sygnałów małej częstotliwości

- modele i parametry dla dużych częstotliwości – schematy z rys. 14 należy uzupełnić pojemnościami międzyelektrodowymi C_{gs} oraz C_{gd} , a także C_{ds} .

Rys. 15a pokazuje orientacyjne wartości elementów tranzystora małej mocy pracującego w zakresie nasycenia $U_{GS} = 0$. Wystarczająco dokładny w zakresie do kilkudziesięciu MHz.



Rys. 15. Dwa modele liniowe tranzystorów PNFET dla małych sygnałów dużej częstotliwości

W zakresie dużych częstotliwości (parametry tranzystora nie są skupione, lecz rozłożone) tranzystor należy modelować linią długą RC (rys. 15b).

Częstotliwość maksymalna tranzystora związana jest ze skończonym czasem przelotu nośników przez kanał i ze stałą czasową ładowania pojemności bramka-kanał:

$$\text{Czas przelotu: } \tau_p = L / \mu_n E_y = L^2 / \mu_n U_{DS}; \quad \omega_{\max} = 1 / \tau_p = \mu_n U_{DS} / L^2$$

Stała czasowa ładowania pojemności bramka-kanał: $\tau_{GC} = C_g r_C$; $\omega_{\max} = 1 / C_g r_C$. W stanie nasycenia ($U_{GS} = 0$)

$$C_g = 2 \frac{\epsilon_s Z L}{a/2}; \quad r_C = \frac{L/2}{\sigma_c a Z}; \quad \omega_{\max} = a^2 q \mu_n N_D / 2 \epsilon_s L^2; \quad f_{\max} = \sigma_c a^2 / 4 \pi \epsilon_s L^2 \quad \text{dla tranzystora}$$

idealnego. Można też zdefiniować częstotliwość graniczną jako taką, przy której prąd wejściowy płynący przez pojemność C_g jest równy wydajności wyjściowego źródła prądowego $g_m u_{GS}$:

$$\omega_{\max} = \mu_n |U_{GS} - U_p| / L^2 \text{ nie zależy od szerokości kanału } Z.$$

Zwiększeniu częstotliwości maksymalnej sprzyjają:

- duża konduktywność kanału (tranzystory typu n szybsze niż p)
- duża grubość kanału (ale wtedy rośnie U_p),
- mała długość kanału (możliwości technologii); w tranzystorze rzeczywistym ω_{\max} jest $<$.