

# Capitolul IV. MODELE SPICE ALE TRANZISTOARELOR MOS

## 4.4. Modele dinamice pentru tranzistoarele MOS in SPICE

## 4.4.1. Modelarea capacității poartă-substrat

Capacitatea poartă-substrat  $C_{GB}$  este compusă din capacitatea totală a oxidului  $C_{oT}$  în serie cu capacitatea regiunii de sarcină spațială  $C_d$ .

Subliniem diferența dintre capacitatea specifică a oxidului, care este:

$$C_{ox} = \frac{\epsilon_{ox}}{x_{ox}}$$

și capacitatea totală a oxidului, care este:

$$C_{oT} = \frac{\epsilon_{ox} WL}{x_{ox}}$$

Diferența între capacitatea specifică a regiunii de sarcină spațială, notată până acum cu

$$C_d = \frac{\epsilon_{Si}}{x_d}$$

și capacitatea de volum (Bulk) a RSS:

$$C_B = \frac{\epsilon_{Si} WL}{x_d}$$

- Capacitatea poartă-substrat  $C_{GB}$  este compusă din capacitatea totală a oxidului  $C_{oT}$  în serie cu capacitatea regiunii de sarcină spațială  $C_B$ .

$$(1) \quad C_{GB} = \frac{C_{oT} \cdot C_B}{C_{oT} + C_B}$$

- Expresia tensiunii de poartă se deduce din distribuția de potențial electric:

$$(2) \quad V_G = \phi_S + V_{ox} = \frac{qN_A x_d^2}{2\epsilon_{Si}} + \frac{qN_A x_d x_{ox}}{\epsilon_{ox}}$$

- Funcția inversă e dată de soluțiile pozitive ale acestei ecuații în  $x_d$ , lățimea regiunii golite,  $x_d$ , în funcție de tensiunea de poartă,  $V_G$ :

$$x_d = -\frac{\epsilon_{Si}}{\epsilon_{ox}} x_{ox} + \frac{\epsilon_{Si}}{\epsilon_{ox}} \sqrt{x_{ox}^2 + \frac{4\epsilon_{ox}^2}{2\epsilon_{Si}qN_A} V_G}$$

- Scriind această relație pentru  $V_G$  în vecinătatea valorii tensiunii de prag a structurii ideale, ținând cont că  $\epsilon_{Si}/\epsilon_{ox}=12/4=3$  și de expresia factorului de substrat, avem:

$$(3) \quad x_d = -3x_{ox} \left( 1 - \sqrt{1 + \frac{4V_{Tid}}{\gamma^2}} \right)$$

- Dar tensiunea de prag a structurii reale este:  $V_T = V_{Tid} + V_{FB}$ .
- Înlocuind pe  $V_{Tid}$  cu această condiție în relația (3), și apoi toată expresia obținută în (1) rezultă:

$$(4) \quad C_{GB} = \frac{C_{oT}}{C_{oT}/C_B + 1} = \frac{C_{oT}}{\epsilon_{ox} X_d / X_{ox} \epsilon_{Si} + 1} = \frac{C_{oT}}{\sqrt{1 + \frac{4}{\gamma^2} (V_T - V_{FB})}}$$

- Expresia (4) reprezintă modelul final al capacității  $C_{GB}$ .
- În SPICE parametrii de model utilizați pentru descrierea acestei capacități sunt:  $T_{ox}$ ,  $W$ ,  $L$ ,  $GAMMA$

#### 4.4.2. Modelarea capacităților poartă-sursă și poartă-drenă

Se pornește de la definiția capacităților electrice, pentru a modela aceste tipuri de capacități:

$$C_{GS} \stackrel{\text{def}}{=} \frac{\partial Q_{GT}}{\partial V_{GS}} \qquad C_{GD} \stackrel{\text{def}}{=} \frac{\partial Q_{GT}}{\partial V_{GD}}$$

Mereu am tot aratat ca  $Q_{GTot} = Q_{RSS} + Q_n$ . Dar in inversie puternica  $Q_{RSS} \ll Q_n$ .

Deci:

$$C_{GS} = -\frac{\partial Q_{nT}}{\partial V_{GS}} \qquad C_{GD} = -\frac{\partial Q_{nT}}{\partial V_{GD}}$$

Diferența dintre sarcina din canalul de inversie,  $Q_{nT}$  și densitatea de sarcină din canal, notată până acum cu  $Q_n$  este:

$$Q_{nT} = W \cdot \int_0^L Q_n(y) dy$$

Daca neglijam QRSS am vazut la modelul simplificat ca asta e echivalent cu a lua  $\gamma=0$ . Facem  $\gamma=0$  in expresia  $Q_n$  si se obtine:

$$Q_{nT} = -C_{ox} \cdot W \cdot \int_0^L (V_G - V_{FB} - 2\phi_F - V(y)) dy$$

Se face schimbarea de variabilă  $V(y)=V$  și se aplică a II-a metodă de schimbare de variabilă. Dupa calcule da:

$$Q_{nT} = -\frac{C_{ox}^2 \cdot W^2 \mu_n L}{3 \cdot W \mu_n C_{ox} (V_1^2 - V_2^2)} \cdot (V_1^3 - V_2^3)$$

Unde :

$$V_1 = V_G - V_{FB} - 2\phi_F - V_S$$

$$V_2 = V_G - V_{FB} - 2\phi_F - V_D$$

- Se obtin urmatoarele modele fizice, dupa calcule:

$$C_{GS} = \frac{2C_{oT}}{3} \left( 1 - \frac{V_2^2}{(V_1 + V_2)^2} \right)$$

$$C_{GD} = \frac{2C_{oT}}{3} \left( 1 - \frac{V_1^2}{(V_1 + V_2)^2} \right)$$

- In Spice, inspirat din aceste modele fizice, se aleg urmatoarele modele empirice, ce contin si corectia cu extensia  $L_D \sim 0.2\mu\text{m}$  – difuzia drenei pe sub oxid:

$$C_{GS} = \frac{2}{3}WLC_{ox} + WL_D C_{ox}$$

$$C_{GD} = WL_D C_{ox}$$



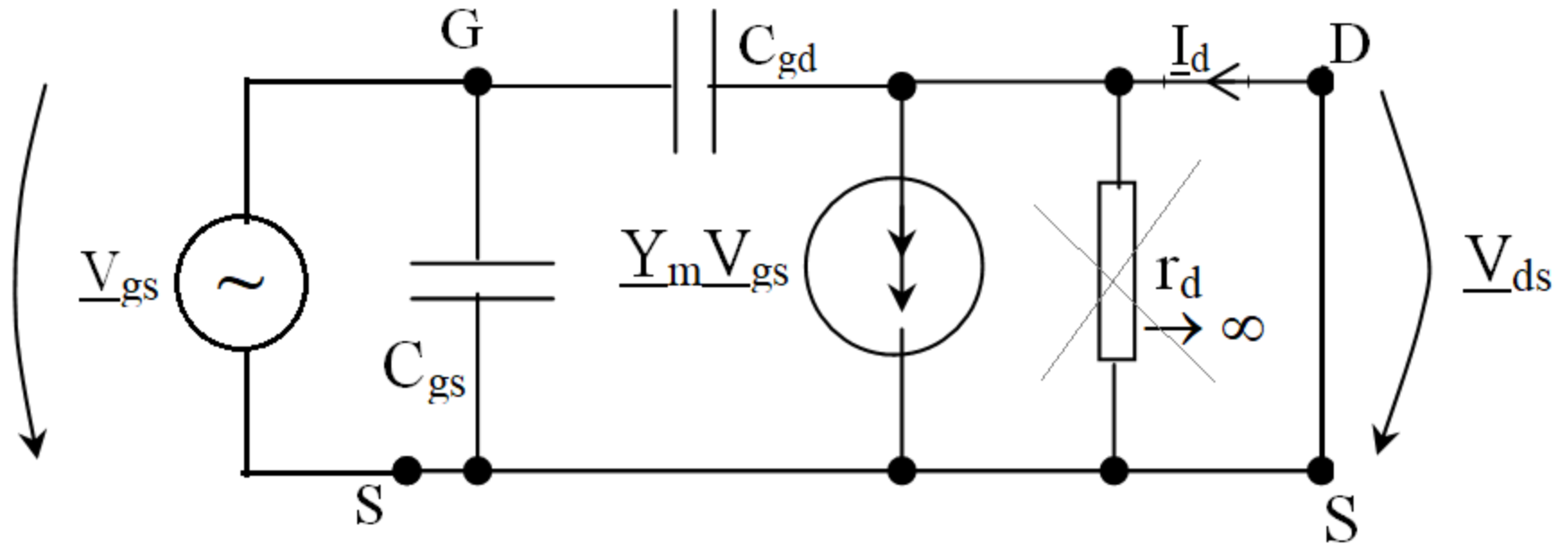
## 4.4.3. Modelarea frecventei de taiere a MOS

- Pentru un ulterior calcul numeric, sa presupunem ca lucram in tehnologie MOS cu  $W=60\mu$ ,  $L=5\mu$ ,  $L_D=0.1\mu$ ,  $C_{OX}=0.5F/cm^2$ .  
Se obtin aproximativ:  $C_{GS}=100fF$  si  $C_{GD}=6fF$ .

Frecventa de taiere se defineste ca  $\omega_T$  ca  $\omega$  la care aplicarea in curent dinamica scade la 1:

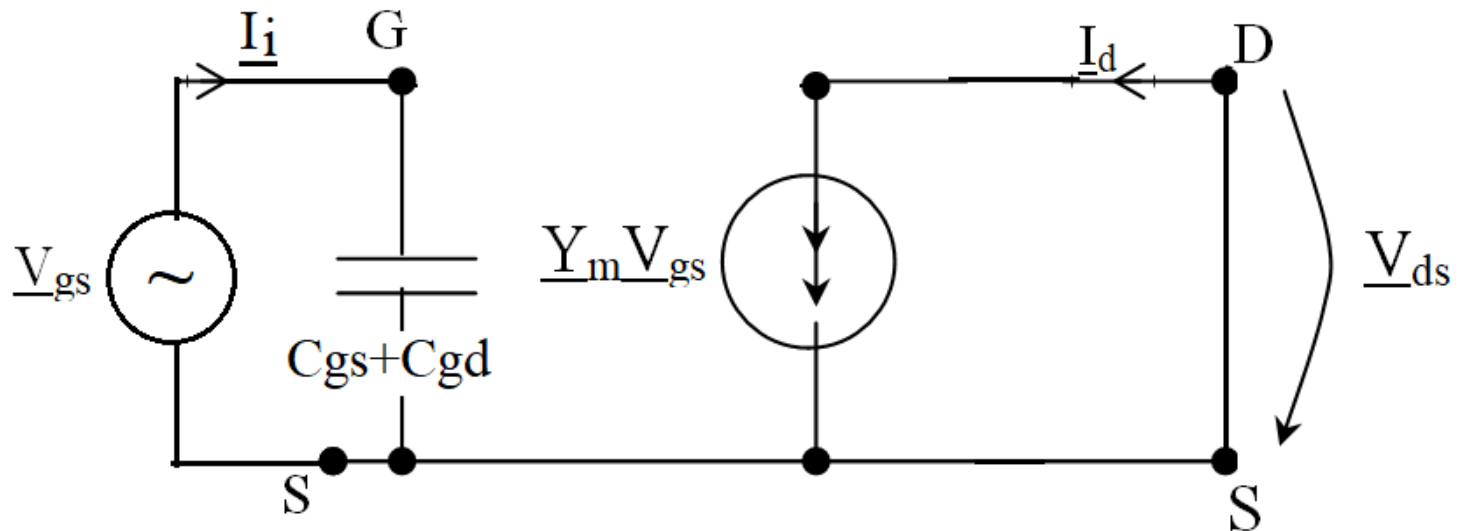
$$\underline{A_i(\omega_T)} = \left. \frac{I_o}{I_i} \right|_{V_{DS}=0} = 1$$

- Circuitul dinamic la  $V_{DS}=0$  este:



- Deci  $\rightarrow C_{gs} \parallel C_{gd} = C_{gs} + C_{gd}$
- Circuitul se reduce la:

- Circuitul:



$$\underline{A}_i(\omega_T) = \left. \frac{\underline{I}_o}{\underline{I}_i} \right|_{V_{DS}=0} = \frac{\underline{Y}_m \cdot \underline{V}_{GS}}{\underline{V}_{GS} / Z_{echiv}} = \frac{\underline{Y}_m}{1 / (1 / j\omega(C_{gs} + C_{gd}))} = \frac{\underline{Y}_m}{j\omega(C_{gs} + C_{gd})}$$

$$|A_i(\omega_T)| = \frac{g_m}{\omega(C_{gs} + C_{gd})}$$

- Punem conditia: cand  $\omega = \omega_T$  atunci  $|A_i|$  devine 1:

- $$\left| \underline{A_i(\omega_T)} \right| = 1 = \frac{g_m}{\omega_T (C_{gs} + C_{gd})}$$

- Rezulta frecventa de taiere a MOS-ului:

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi(C_{gs} + C_{gd})}$$

- De exemplu poate da:  $f_T = 180\text{MHz}$  daca  $g_m = 120\mu\text{A/V}$ .