

# Capitolul IV. MODELE SPICE ALE TRANZISTOARELOR MOS

## 4.3. Dezvoltari ale modelelor statice pentru tranzistoarele MOS in SPICE

## 4.3.1. Modelul Merckel-Borel-Cupcea

- E introdus pt  $\text{Level} > 2$ .
- Modelul Merckel-Borel-Cupcea este un model de **compromis** între modelul Ihantola-Moll și cel simplificat.
- În expresia lui  $Q_n/C_{ox}$  nu se neglijează complet  $Q_{RSS}$ , ( $\gamma \neq 0$ ), dar se liniarizează **funcția  $(2\Phi_F + V)^{1/2}$  prin dezvoltare Taylor** în jurul punctului  $V = V_S$ . Din Ihantola-Moll aveam:

$$\frac{Q_n(V)}{C_{ox}} = -V_G + V_{FB} + 2\phi_F + V + \gamma \sqrt{2\phi_F + V}$$

Partea neliniara este:  $g(V) = \gamma(2\Phi_F + V)^{1/2}$  - prin dezvoltare Taylor în jurul punctului  $V = V_S$ :

$$g(V) = \gamma \sqrt{2\phi_F + V} = \gamma \sqrt{2\phi_F + V_S} + \gamma \frac{1}{2} \frac{1}{\sqrt{2\phi_F + V_S}} (V - V_S)$$

- Adun si scad  $V_S$  in partea liniara - se obtine:

$$\frac{Q_n(V, V_G)}{C_{ox}} = -V_G + \underbrace{(V_{FB} + 2\phi_F + V_S + \gamma\sqrt{2\phi_F + V_S})}_{V_T} + (V - V_S) + \frac{\gamma(V - V_S)}{2\sqrt{2\phi_F + V_S}}$$

- Acum folosim modelul (a) al lui  $V_T$  si notam parametrul Spice Level2,  $\delta$ , Delta :

$$\delta = \frac{\gamma}{2\sqrt{2\phi_F + V_S}}$$

- Se obtine sarcina in canal:

$$(1) \quad \frac{Q_n(V, V_G)}{C_{ox}} = (V - V_G + V_T - V_S) + (V - V_S)(\delta + 1)$$

- După aflarea primitivei  $F(V, V_G)$ , se află curentul în regim cvasiliniar ( $V < V_{Dsat}$ ):

$$(2) \quad I_D = \frac{W}{L} K \left[ (V_G - V_T)(V_D - V_S) - \frac{(1 + \delta)^2}{2} (V_D - V_S)^2 \right]$$

- In regim de saturație ( $V > V_{Dsat}$ ), va da:

$$(3) \quad I_{Dsat} = \frac{K W / L}{2(1 + \delta)} (V_G - V_T)^2$$

- Unde valoarea tensiunii de saturație,  $V_{Dsat}$  se calculează din condiția:

$$\left. \frac{\partial I_D}{\partial V_D} \right|_{V_D = V_{Dsat}} = 0$$

- Pusa modelului din regimul cvasiliniar (2):

$$V_{Dsat} = -V_S + \frac{V_G - V_T}{1 + \delta}$$

- Parametru suplimentar: 1 – Delta – adimensional,  $\delta \in (0, 1)$

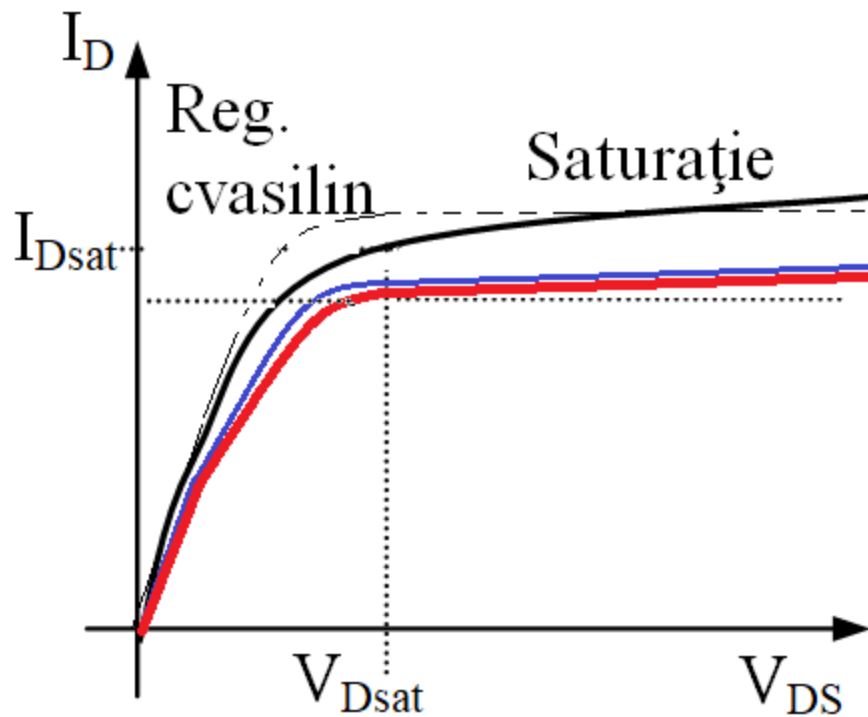
## Avantajele Modelul Merckel-Borel-Cupcea:

- aduce corecții caracteristicilor statice față de modelul simplificat;
- are avantajul că nu conține termeni neliniari cu radical, ca modelul Ihantola-Moll;
- Pastreaza modelul complex (a) al tensiunii de prag:

$$V_T = 2\phi_F + V_S + V_{FB} + \gamma\sqrt{2\phi_F + V_S}$$

- Modelul re-devine modelul simplificat, doar daca facem  $\delta=0$ .
- Modelul se transforma in model Spice L2, in SAT:

$$I_{Dsat} = \frac{K^W/L}{2(1+\delta)} (V_G - V_T)^2 (1 + \lambda V_{DS})$$



- - - Model simplificat
- Modelul Spice Level 1
- Model Experimental =  
= Model Ihantola-Moll
- Model Merckel-Borel-Cupcea

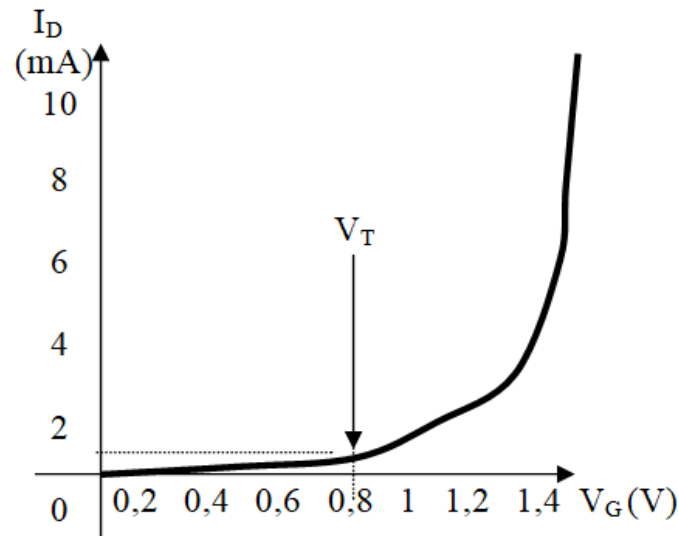
## 4.3.2. Conductia sub prag

Daca ați fi puși să extrageți tensiunea de prag, de pe curbele  $I_D$ - $V_G$  - ați avea o primă surpriză, constatând că măsurătorile experimentale ar arăta ca în tabelul1.

$V_G$ (V)	0.2	0.4	0.6	0.8	1	1.2	1.4	1.6
$I_D$ (A)	$10^{-7}$	$10^{-6}$	$10^{-5}$	$10^{-3}$	$2 \cdot 10^{-3}$	$4 \cdot 10^{-3}$	$8 \cdot 10^{-3}$	$10^{-2}$

In practica, nu da ca la teorie:  $I_D=0$  pentru  $V_G < V_T$ , apoi  $I_D \neq 0$ . Curba masurata da asa:

Cat e  $V_T$ ?  
0.8V? Sau 1V?  
Sau 0.7V?



- Prin tranzistor curge curent tot timpul. Adică, există *conducție și sub prag*.
- Dar canal de inversie există la suprafața semiconductorului și pentru  $\phi_S < 2\phi_F$ ; de aceea se și numea zona cu  $\phi_F < \phi_S < 2\phi_F$ , de *inversie slabă*.
- Un model simplificat acceptă o dependență exponențială a curentului  $I_D$  de tensiunea  $V_G$  sub prag:

$$(1) \quad I_D = I_{D0} \cdot \exp\left(\frac{qV_G}{nkT}\right)$$

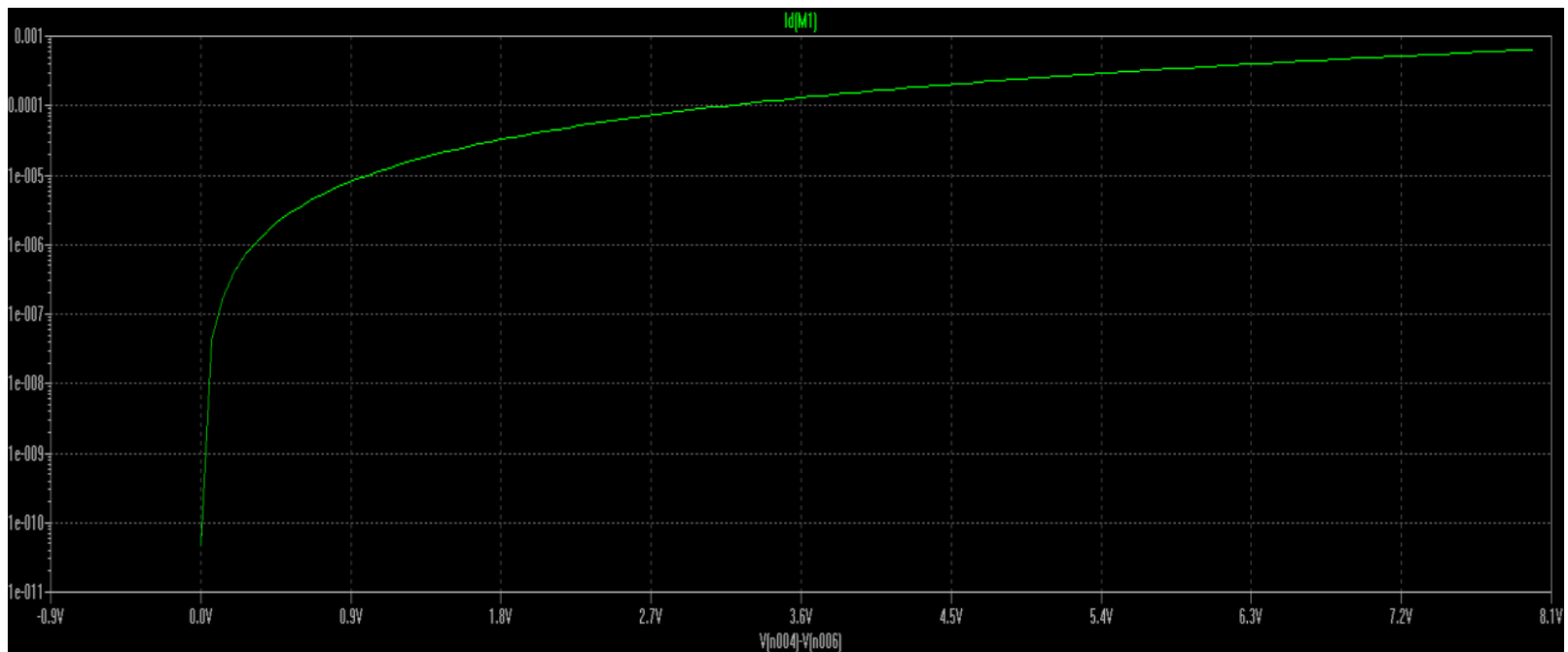
- unde  $I_{D0}$  = crt de sat și  $n$  = coef de idealitate ( $n \geq 1$ ), sunt parametri de model.



- Pt  $V_G < V_T$ , adica sub prag este util sa logaritmam modelul (1):

$$\ln I_D = \ln I_{D0} + \left( \frac{V_G}{n \cdot kT/q} \right)$$

- Se obs. ca  $\ln I_D$  variaza liniar cu  $V_G$ .



- Se definește – **panta sub prag**: (SS – Sub-threshold Slope), la  $V_G < V_T$ :

$$SS = \left( \frac{d \lg I_D}{dV_G} \right)^{-1} = 2.3 \left( \frac{d \ln I_D}{dV_G} \right)^{-1} = 2.3 \cdot n \cdot (kT/q)$$

- Ideal, cea mai mică valoare pt n este n=1 ->

$$SS, \text{ideal, min} = 2.3 \cdot 1 \cdot 25 \text{mV} / \text{dec} \cong 60 \text{mV} / \text{dec}$$

- Real avem  $n > 1$ , pt un tranzistor MOS putem avea:  $SS = 80 \dots 500 \dots \text{mV/dec}$ .

- Modelul Spice al lui “n” dat in cartea A. Vladimirescu (SPICE) este:

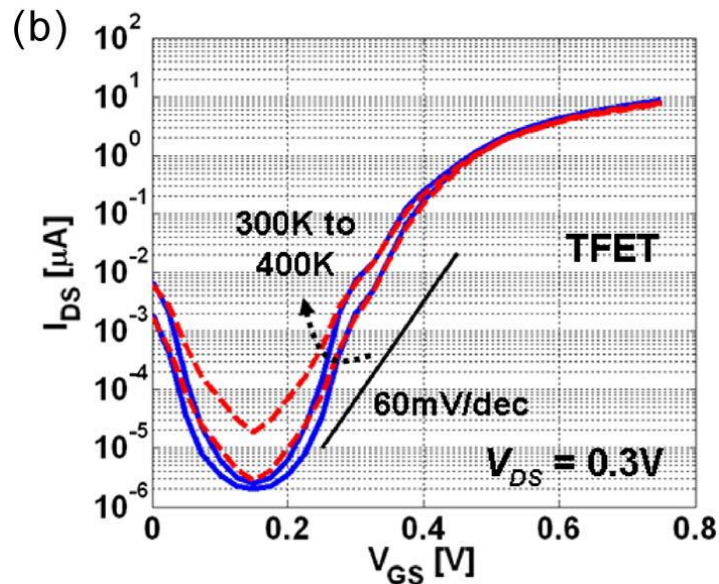
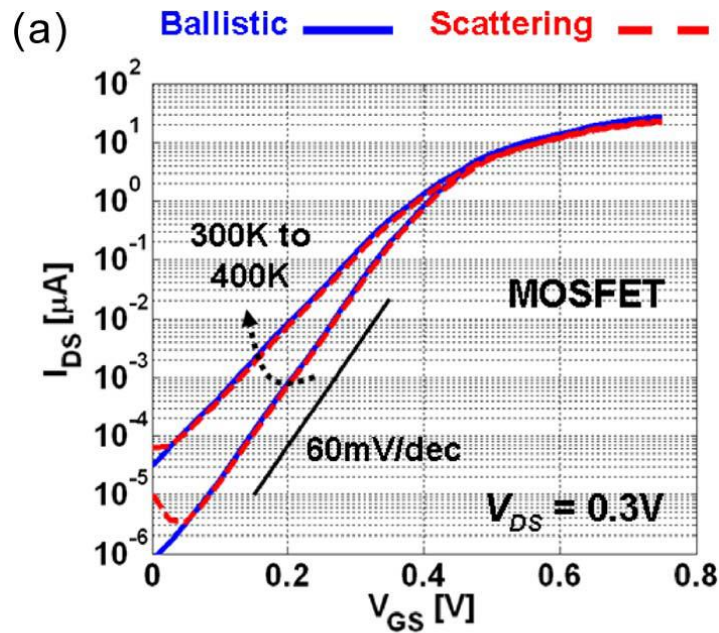
$$n = 1 + \frac{C_{SS}}{C_{ox}} + \frac{C_d}{C_{ox}}$$

- Unde  $C_{ox} = \frac{\epsilon_{ox}}{x_{ox}}$        $C_d = \frac{\epsilon_{Si}}{x_d}$        $C_{SS} = \frac{d(qN_{SS})}{dV}$

- Unde  $N_{SS}$  = densitatea starilor de suprafata  $\sim 1E+10$  /cm<sup>2</sup>;
- $X_d$  = grosimea regiunii golite (depleted).

Exista azi alte tranzistoare decat MOS-ul care au pante SS si mai mici de 60mV/dec. Asta inseamna viteze de comutatie mai mari. (Tunel-FET-urile = TFET).

La un **Tunel-FET (TFET)** putem avea **SS=50mV/dec.**

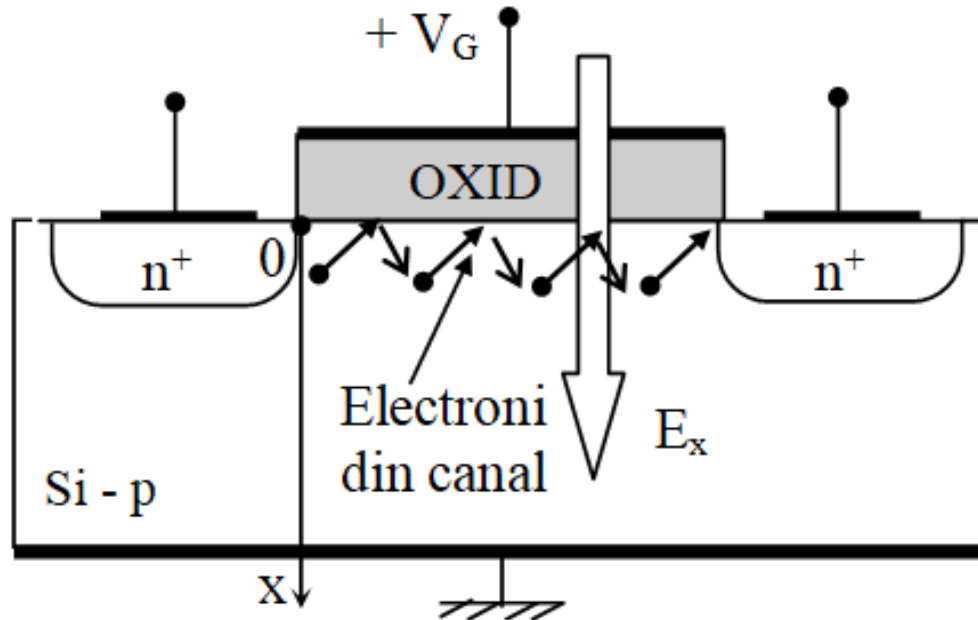


### 4.3.3. Efecte la tensiuni mari – atenuarea mobilitatii purtatorilor in canal

- În cadrul modelelor fundamentale s-a presupus că mobilitatea purtătorilor în canal era constantă.
- În acest paragraf se vor analiza pe rând efectele câmpului electric transversal și longitudinal asupra mobilității electronilor din canal.

#### 4.3.3.1 Efectul câmpului electric transversal asupra mobilității

Deplasarea electronilor prin canal se face în zig-zag:



Electronii au tendința să se ciocnească mereu de oxid, datorită tensiunii V<sub>G</sub> "atractivă" pentru electroni.

- mobilitatea electronilor ce se deplasează pe la suprafața semiconductorului este cam de 2 ori mai mică decât mobilitatea electronilor din volum. Atenuarea mobilității sub influența câmpului electric transversal  $E_x$ , este descrisă de modelul Spice:

$$\mu_n^* = \frac{\mu_{n0}}{1 + \theta_G (V_G - V_T)}$$

- $\mu_{n0}$  este valoarea mobilității pentru câmpuri electrice mici ( $V_G \approx V_T$ ),  $\theta_G$  este factorul de atenuare al mobilității sub influența câmpului electric transversal, notat în SPICE cu THETAG

### 4.3.3.2. Efectul câmpului electric longitudinal asupra mobilității

- Câmpul electric longitudinal  $E_y$ , rezultă din aplicarea tensiunii  $V_{DS}$ . El determină o nouă atenuare a mobilității de la  $\mu_n^*$  la  $\mu_n$ .
- Valorile mari ale acestui câmp, în special lângă drenă, determină creșterea vitezei electronilor spre viteza limită  $v_{sat}$ .
- Considerând într-o primă aproximație o dependență liniară câmp longitudinal-tensiune de drenă, adică  $E_y=(V_D-V_S)/L$ , se considera modelul Spice:

$$\mu_n = \frac{\mu_{n0}}{1 + \theta_G(V_G - V_T) + \theta_D(V_D - V_S)}$$

- unde , coeficientul de atenuare a mobilității sub influența câmpului electric longitudinal, THETAD, este dat de:

$$\theta_D = \frac{\mu_{n0}}{v_{sat} L}$$



LT Monolithic MOSFET - M1

Model Name: NMDS

Length(L):

Width(W):

Drain Area(AD):

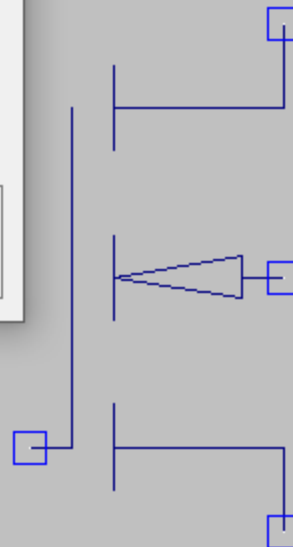
Source Area(AS):

Drain Perimeter(PD):

Source Perimeter(PS):

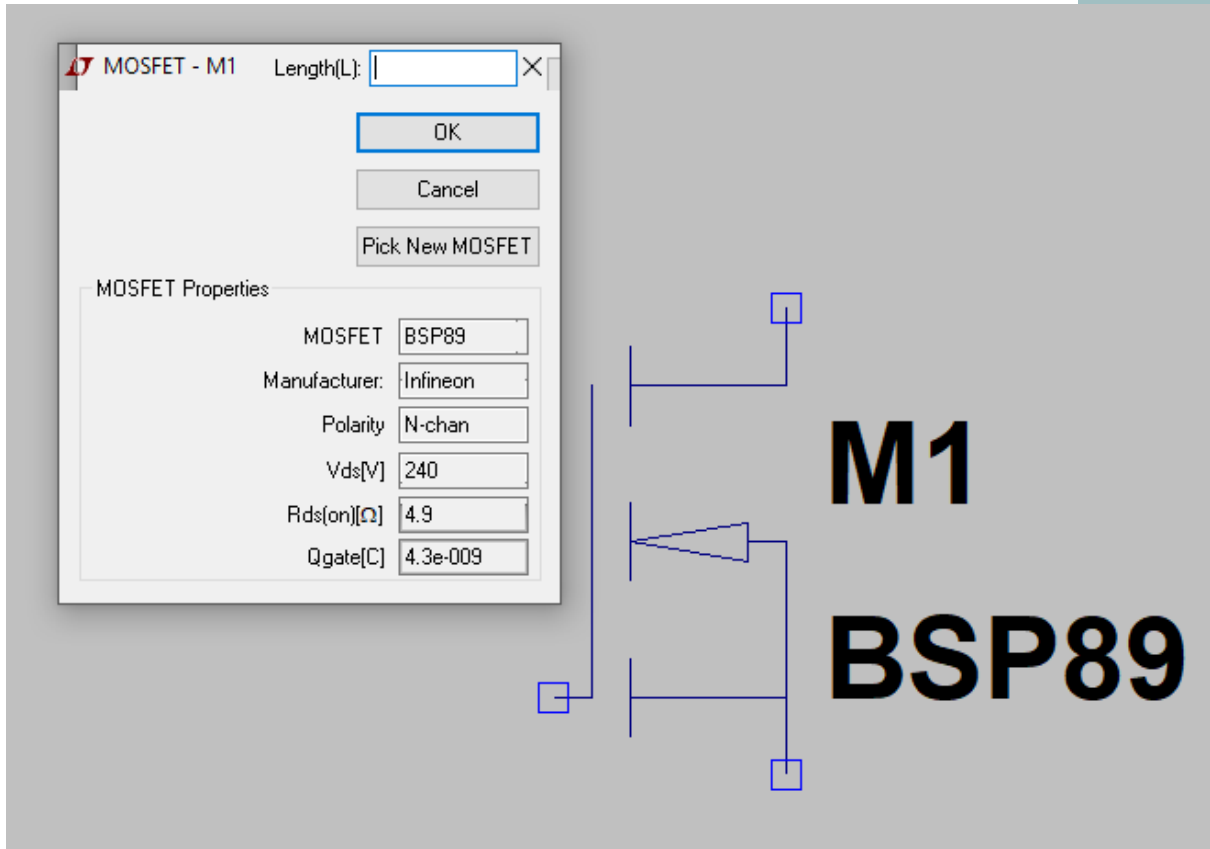
No. Parallel Devices(M):

NMDS



**M1**

**NMOS**



```
.model BSP89 VDMOS(Rg=3 Rd=2.1 Rs=1.7 mtriode=.8 lambda=0.01 Vto=1.6
ksubthres=70m Kp=1.1 Cgdmax=300p Cgdmin=3p A=1 Cgs=70p Cjo=10p
M=.25 Vj=.9 Is=600f Rb=.3 mfg=Infineon Vds=240 Ron=4.9 Qg=4.3n)
```