

5.3 MODELIRANJE MOSFET-a

Postoji veliki broj modela MOSFET-a koji se razlikuju u pogledu njihove tačnosti i složenosti. Pored toga, modeli osnovnih efekata tranzistora se modifikuju na bezbroj načina da bi se uključili i neki zapaženi efekti drugog reda. Razmatranje modela MOSFET-a, koji su prikazani u ovom odeljku, ograničeno je na jednačine koje se koriste u programskom simulatoru SPICE (simulator električnih kola). Čak i u SPICE, postoje tri osnovne opcije modela, koje se nazivaju LEVEL 1, LEVEL 2 i LEVEL 3, plus dodatni sofisticiraniji i specifični modeli. SPICE LEVEL 1 model je fizički zasnovan model koji je zastupljen u brojnim knjigama o poluprovodnicima kao model MOSFET-a. SPICE LEVEL 1 model je najjednostavniji model MOSFET-a, koji se koristi u mnogim knjigama o projektovanju kola. LEVEL 2 model se često pojavljuje kao nepotrebno složen model, dok je LEVEL 1 model vrlo retko dovoljno tačan. SPICE LEVEL 3 model je skoro podjednako jednostavan kao i LEVEL 1 model (jednačine podsećaju na jednačine modela LEVEL 1) i skoro je podjednako tačan kao i model LEVEL 2. Tehnički govoreći, LEVEL 3 model predstavlja najbolji izbor. Korišćenje modela LEVEL 3 može se učiniti nepogodnim jedino zbog nedostatka razumevanja njegove povezanosti sa modelima koji se koriste u literaturi o projektovanju kola (LEVEL 1) ili sa modelima koji su često zastupljeni u knjigama o fizici poluprovodnika (LEVEL 2).

Ovaj odeljak direktno se odnosi na jednačine modela SPICE LEVEL 1, LEVEL 2 i LEVEL 3. Najsloženiji model (LEVEL 2) biće najpre izveden, oslanjajući se na razmatranje principskih efekata funkcionisanja MOSFET-a. Model LEVEL 3 biće izveden pojednostavljivanjem modela LEVEL 2, koji je dalje pojednostavljen da bi se dobio najjednostavniji LEVEL 1 model. Efekti drugog reda, koji su uključeni u programu SPICE prikazani su zbog modela LEVEL 3.

5.3.1 SPICE LEVEL 2 Model

Izvodjenje modela MOSFET-a podrazumeva nalaženje adekvatne jednačine koja reprezentuje zavisnost struje drejna I_D od primenjenih napona na izvodima tranzistora V_{GS} , V_{DS} i V_{SB} , u generalnom obliku $I_D = f(V_{GS}, V_{DS}, V_{SB})$. Pretpostavljajući da svi elektroni iz kanala završavaju u drejnu, i zanemarujući struju inverzno polarisanog spoja drejn-supstrat, struja elektrona u kanalu direktno izražava struju drejna I_D na izvodu drejna. Proticanje elektrona u kanalu izazvano je električnim poljem koje se u kanalu pojavljuje usled napona polarizacije drejnsors V_{DS} . Ovaj mehanizam struje, poznat kao *driftovska struja*, modeliran je Omovim zakonom [jednačina (1.10)]:

$$j = \sigma E \quad (5.13)$$

gde je j gustina struje u A/m^2 , E je električno polje, a σ je specifična električna provodnost. Provodnost može biti izražena preko koncentracije elektrona n i pokretljivosti elektrona μ_0 [vidi jed. (1.16)], što dovodi do

$$j = q\mu_0 n E \quad (5.14)$$

Gustina struje elektrona u kanalu j , data u jedinicama A/m^2 , može se jednostavno pomnožiti površinom poprečnog preseka kanala da bi se pretvorila u struju drejna I_D , koja se izražava u Amperima. Kao što je pokazano u Odeljku 1.1, ovo bi implicitno pretpostavljalo uniformnu gustinu struje. Ako se gustina struje menja, to bi značilo da ustvari treba uzeti srednju vrednost gustine struje. Da bi se ovaj pristup koristio, sve druge diferencijalne veličine u jednačini (5.14) treba predstaviti njihovim usrednjenim vrednostima. Označavanjem poprečnog preseka kanala sa $x_{ch}W$, i izražavanjem srednje vrednosti električnog polja u kanalu sa V_{DS}/L_{eff} ,

$$\underbrace{j x_{ch} W}_{I_D(A)} = \mu_0 \underbrace{q n x_{ch} W}_{Q_I (C/m^2)} \underbrace{E}_{V_{DS}/L_{eff}} \quad (5.15)$$

dobija se sledeća jednačina:

$$I_D = \frac{\mu_0 W}{L_{eff}} \overline{Q_I} V_{DS} \quad (5.16)$$

U gornjim jednačinama $\overline{Q_I}$ je srednja vrednost gustine naelektrisanja u inverznom sloju, izražena u C/m^2 . U slučaju nultog, ili veoma malog napona drejn-sors V_{DS} , gustina naelektrisanja u inverznom sloju određena je naponom gejt-sors V_{GS} . Ona je jednaka nuli za $V_{GS} < V_T$, i jednaka je $(V_{GS} - V_T)C_{ox}$ za $V_{GS} \geq V_T$, kao što je pokazano jednačinama (2.69) i (5.6). Prema tome, gustina neelektrisanja u inverznom sloju je uniformna duž kanala u slučaju malih vrednosti V_{DS} . Zamenom $\overline{Q_I}$ u jednačini (5.16) sa Q_I iz jednačine (5.6), za struju drejna se dobija

$$I_D = \frac{\mu_0 W C_{ox}}{L_{eff}} (V_{GS} - V_T) V_{DS} \quad (5.17)$$

koja postaje ekvivalentna intuitivno postavljenoj jednačini (5.7) kada se faktor pojačanja β definiše kao:

$$\beta = \frac{\mu_0 W C_{ox}}{L_{eff}} \quad (5.18)$$

Jednačina (5.17) predviđa linearnu zavisnost struje drejna i od napona gejt-sors i od napona drejn-sors. Linearna I_D - V_{DS} zavisnost je eksperimentalno zapažena za male napone V_{DS} , a ta oblast se naziva *linearna oblast*. Primer eksperimentalne I_D - V_{DS} zavisnosti dat je na Sl. 5.5b. Medjutim, stvarna struja može odstupati od te linearne zavisnosti, i čak saturirati (ući u zasićenje) pri dovoljno velikim naponima V_{DS} . Kao što je ranije pomenuto, oblast napona V_{DS} između 0 i napona drejn-sors pri kome struja drejna ulazi u zasićenje (V_{DSsat}) naziva se *triodna oblast*.

Da bi modelirali struju drejna u celoj triodnoj oblasti (a ne samo u njenom linearnom delu), uticaj napona V_{DS} na gustinu naelektrisanja u inverznom sloju ne sme biti zanemaren. Sa porastom napona V_{DS} , deo inverznog sloja kod drejna počinje postepeno da se osiromašuje, sve dok se kompletno ne prekine kod drejna, što odgovara tački kada struja drejna ulazi u zasićenje ($V_{DS} = V_{DSsat}$). Prema tome, napon V_{DS} izaziva neuniformnu raspodelu gustine naelektrisanja inverznog sloja duž kanala, kao što je ilustrovano na Sl. 5.17. On takodje izaziva smanjenje njegove srednje vrednosti $\overline{Q_I}$, što se odražava na pad struje ispod vrednosti koja se predviđa uniformnom (najvećom srednjom) vrednošću Q_I [jednačina (5.17)].

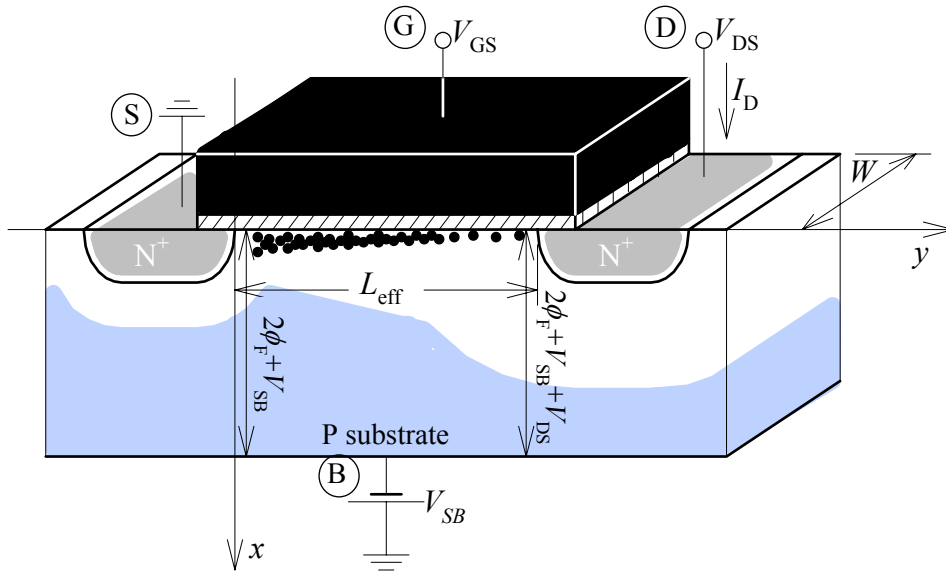
Smanjenje Q_I u pravcu kraja kanala kod drejna, može biti modelirano porastom napona praga izazvanim body-efektom, čija jačina varira duž kanala. Kao što je opisano u Odeljku 5.1.2, porast površinskog potencijala u jakoj inverziji usled polarizacije supstrata reflektuje se na porast napona praga. U primeru na Sl. 5.6b, površinski potencijal je povećan od uobičajene vrednosti $2\phi_F$ na $2\phi_F + V_{SB}$ usled inverzno polarisanog spoja sors-balk V_{SB} . Na Sl. 5.17, to je slučaj na kraju kanala kod sorsa. Na kraju kanala kod drejna, površinski potencijal u jakoj inverziji je povećan dalje do vrednosti $2\phi_F + V_{SB} + V_{DS}$, da bi se uključila inverzna polarizacija P-N spoja drejn-balk koja iznosi $V_{SB} + V_{DS}$. Prema tome, napon praga na kraju inverznog sloja kod drejna je veći nego na kraju kod sorsa (jače izražen body-efekat je usled jače polarizacije supstrata, $V_{SB} + V_{DS}$). Prema jednačini (5.6), veći napon praga izazvaće manju gustinu naelektrisanja inverznog sloja Q_I na kraju kanala kod drejna.

Varijacije napona praga duž kanala mogu se jedinstveno izraziti preko površinskog potencijala generalizujući jednačinu (5.11) na sledeći način:

$$V_T = V_{FB} - V_{SB} + \underbrace{2\phi_F + V_{SB}}_{\varphi_S} + \gamma \sqrt{\underbrace{2\phi_F + V_{SB}}_{\varphi_S}} \quad (5.19)$$

Sve dok je površinski potencijal φ_S fiksiran na vrednost $2\phi_F + V_{SB}$, ova jednačina za napon praga ekvivalentna je jednačini (5.11). Međutim, kada φ_S može da uzme neku vrednost između $2\phi_F + V_{SB}$ (površinski potencijal na kraju kanala kod sorsa) i $2\phi_F + V_{SB} + V_{DS}$ (površinski potencijal na kraju kanala kod drejna), napon praga postaje diferencijalna veličina koja varira duž kanala usled varijacije površinskog potencijala:

$$v_T(\varphi_S) = V_{FB} - V_{SB} + \varphi_S + \gamma \sqrt{\varphi_S} \quad (5.20)$$



Slika 5.17 Dijagram N-kanalnog MOSFET-a na kome je prikazan površinski potencijal na kraju kanala kod sorsa i kod drejna

U principu, srednja gustina naelektrisanja inverznog sloja, koja će se koristiti u jednačini (5.16), treba da se dobije usrednjavanjem po sledećoj formuli:

$$\overline{Q_I} = \frac{I}{L_{eff}} \int_0^{L_{eff}} Q_I(y) dy = \frac{I}{L_{eff}} \int_0^{L_{eff}} [V_{GS} - v_T(\varphi_S)] C_{ox} dy \quad (5.21)$$

Međutim, integracija po promenljivoj y (prostorna koordinata duž kanala) nije moguća jer zavisnost površinskog potencijala, i iz tog istog razloga i zavisnost napona praga, od y još uvek nije utvrđena. Umesto toga, usrednjavanje se vrši na sledeći način:

$$\overline{Q_I} = \frac{I}{(2\phi_F + V_{SB} + V_{DS}) - (2\phi_F + V_{SB})} \int_{2\phi_F + V_{SB}}^{2\phi_F + V_{SB} + V_{DS}} Q_I(\varphi_S) d\varphi_S$$

$$\overline{Q_I} = \frac{I}{V_{DS}} \int_{2\phi_F + V_{SB}}^{2\phi_F + V_{SB} + V_{DS}} [V_{GS} - v_T(\varphi_S)] C_{ox} d\varphi_S \quad (5.22)$$

Zamenom $v_T(\phi_s)$ iz jednačine (5.20) i rešavanjem gornjeg integrala, dobija se sledeći rezultat:

$$\overline{Q_I} = \frac{C_{ox}}{V_{DS}} \left[(V_{GS} - V_{FB} - 2\phi_F - \frac{V_{DS}}{2}) V_{DS} - \frac{2}{3} \gamma \left((2\phi_F + V_{SB} + V_{DS})^{3/2} - (2\phi_F + V_{SB})^{3/2} \right) \right] \quad (5.23)$$

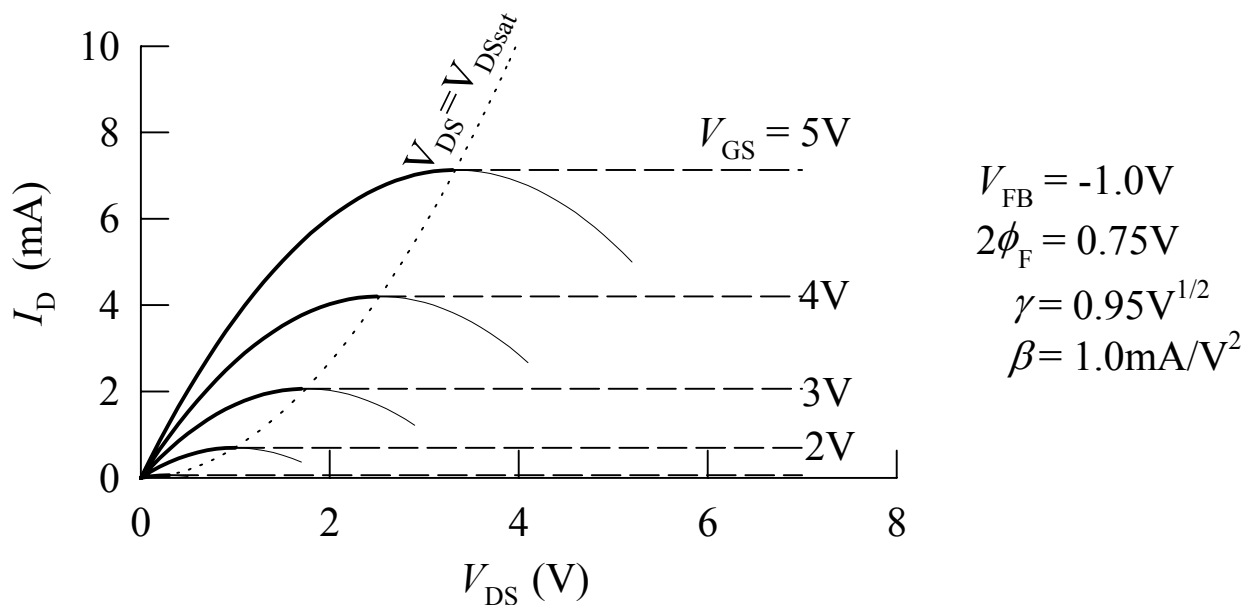
Zamenom dobijene jednačine za srednju gustinu naelektrisanja inverznog sloja $\overline{Q_I}$ u jednačinu (5.16) struja drejna se dobija kao

$$I_D = \beta \left[(V_{GS} - V_{FB} - 2\phi_F - \frac{V_{DS}}{2}) V_{DS} - \frac{2}{3} \gamma \left((2\phi_F + V_{SB} + V_{DS})^{3/2} - (2\phi_F + V_{SB})^{3/2} \right) \right] \quad (5.24)$$

gde se faktor pojačanja β , prvobitno definisan jednačinom (5.18), često izražava preko takozvanog parametra transkonduktanse KP:

$$\beta = \frac{\mu_0 W C_{ox}}{L_{eff}} = KP \frac{W}{L_{eff}} \quad (5.25)$$

Jednačina (5.24) predstavlja model SPICE LEVEL 2 u triodnoj oblasti. Grafik ove jednačine, dat na Sl. 5.18, pokazuje da ona može biti korišćena samo u triodnoj oblasti. U ovoj oblasti jednačina korektno predviđa porast struje I_D sa naponom V_{DS} . Ona ne može biti korišćena u oblasti gde pokazuje opadanje struje, što je oblast zasićenja, jer njeno izvodjenje nije uključivalo slučaj prekida kanala. Pošto je napon praga veći od napona gejt-sors u oblasti prekida kanala (pinch-off), negativan doprinos člana $V_{GS} - v_T(\phi_s)$ u jednačini (5.22) pogrešno smanjuje vrednost srednje gustine naelektrisanja $\overline{Q_I}$, što se pojavljuje kao smanjenje struje u oblasti zasićenja. Bez obzira na to, zapažanje da struja I_D , kao što predviđa jednačina (5.24), dostiže maksimum pri saturacionom naponu V_{DSsat} pomaže nam da nadjemo vrednost tog saturacionog napona. Znajući da je prvi izvod struje I_{DS} jednak nuli pri $V_{DS} = V_{DSsat}$ (maksimum struje I_D), saturacioni napon se dobija kao:



solid lines: equation
dashed lines: saturation current

Slika 5.18 Izlazne karakteristike MOSFET-a: pune linije - jednačina (5.24); isprekidana linija - struja zasićenja

$$\frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} = 0 \Rightarrow V_{DSsat} = V_{GS} - V_{FB} - 2\phi_F - \frac{\gamma^2}{2} \left[\sqrt{I + \frac{4}{\gamma^2} (V_{GS} - V_{FB} + V_{SB})} - I \right] \quad (5.26)$$

Model SPICE LEVEL 2 funkcioniše na sledeći način: (1) prvo se izračunava saturacioni napon drejna V_{DSsat} , korišćenjem jednačine (5.26); (2) Ako je $V_{DS} < V_{DSsat}$, tada se V_{DS} koristi u jednačini (5.24) da bi se izračunala struja; (3) ako je $V_{DS} \geq V_{DSsat}$, tada se koristi V_{DSsat} u jednačini (5.24) da bi se izračunala struja.

Kao što se vidi iz jednačine (5.24), napon praga se ne pojavljuje kao parametar u modelu LEVEL 2. Ovo nije od pomoći jer se napon praga veoma često koristi u karakterizaciji (meranju) MOSFET-a. Pored toga, član koji sadrži stepen 3/2 nepovoljno utiče na efikasnost numeričkih izračunavanja kod modela LEVEL 2.

5.3.2 SPICE LEVEL 3 Model: Principski efekti

Model LEVEL 3 može biti dobijen pojednostavljivanjem jednačine modela LEVEL 2. Da bismo obezbedili da stepeni član 3/2 isčezne, jednačina (5.24) se aproksimira pomoću prva tri člana Taylor-ovog reda:

$$I_D \approx I_D(0) + I_D'(0) \cdot V_{DS} + I_D''(0) \frac{V_{DS}^2}{2} \quad (5.27)$$

Prva tri člana Taylor-ovog reda su uzeta da bi se postigao dobar kompromis između tačnosti i jednostavnosti. Uzimanje samo prva dva člana bilo bi čak jednostavnije, međutim, to bi dovelo do linearne $I_{DS}(V_{DS})$ zavisnosti, što očigledno nije dovoljno dobro kao model MOSFET-a. $I_D(0)$, $I_D'(0)$ i $I_D''(0)$ se dobijaju kao:

$$\begin{aligned} I_D(0) &= 0 \\ I_D' &= \frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} = \beta(V_{GS} - V_{FB} - 2\phi_F - V_{DS}) - \beta\gamma(2\phi_F + V_{SB} + V_{DS})^{1/2} \\ I_D'(0) &= \beta(V_{GS} - V_{FB} - 2\phi_F) - \beta\gamma(2\phi_F + V_{SB})^{1/2} \\ I_D'' &= \frac{\partial^2 I_D}{\partial V_{DS}^2} = \frac{\partial}{\partial V_{DS}} \left(\frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} \right) = -\beta - \frac{1}{2} \beta\gamma(2\phi_F + V_{SB} + V_{DS})^{-1/2} \\ I_D''(0) &= -\beta - \frac{1}{2} \beta\gamma(2\phi_F + V_{SB})^{-1/2} \end{aligned} \quad (5.28)$$

Zamenom dobijenih vrednosti $I_D(0)$, $I_D'(0)$ i $I_D''(0)$ u jednačinu (5.27) dobija se sledeća jednačina za struju drejna:

$$I_D = \beta \left\{ V_{GS} - \underbrace{(V_{FB} + 2\phi_F + \gamma\sqrt{2\phi_F + V_{SB}})}_{V_T} - \frac{1}{2} \left(I + \frac{\frac{F_B}{\gamma}}{2\sqrt{2\phi_F + V_{SB}}} \right) V_{DS} \right\} V_{DS} \quad (5.29)$$

Može se primetiti da se napon praga, definisan jednačinom (5.11), pojavljuje u poslednjem izrazu za struju drejna. Takodje, uvodi se i novi faktor da bi se pojednostavila ova jednačina. Taj faktor F_B definisan je kao

$$F_B = \frac{\gamma}{2\sqrt{2\phi_F + V_{SB}}} \quad (5.30)$$

Pošto prvobitna jednačina (5.24) modela LEVEL 2 važi samo u triodnoj oblasti ($0 \leq V_{DS} \leq V_{DSsat}$), pojednostavljena jednačina (5.29) modela LEVEL 3 takodje važi samo u triodnoj oblasti. Da bismo našli saturacioni napon V_{DSsat} , iskoristićemo postupak analogan onom koji je opisan u prethodnom odeljku:

$$\frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} = 0 \Rightarrow V_{DSsat} = \frac{V_{GS} - V_T}{1 + F_B} \quad (5.31)$$

Struja I_D u triodnoj oblasti dostiže maksimum za $V_{DS} = V_{DSsat}$. Ova maksimalna struja se naziva struja zasićenja MOSFET-a I_{Dsat} . Zamenom jednačine (5.31) za V_{DSsat} umesto V_{DS} u jednačini za struju (5.29), za struju zasićenja I_{Dsat} dobija se izraz

$$I_{Dsat} = I_D(V_{DSsat}) = \frac{\beta}{2(1 + F_B)} (V_{GS} - V_T)^2 \quad (5.32)$$

Iako je struja zasićenja nezavisna od V_{DS} , ona zavisi od napona V_{GS} , kao što je pokazano jednačinom (5.32)

SPICE LEVEL 3 model MOSFET-a može biti sažeto napisan na sledeći način:

$$I_D = \beta \left[(V_{GS} - V_T)V_{DS} - (1 + F_B) \frac{V_{DS}^2}{2} \right], \quad \text{ako je } 0 \leq V_{DS} < V_{DSsat} \quad (5.33)$$

$$I_D = \frac{\beta}{2(1 + F_B)} (V_{GS} - V_T)^2, \quad \text{ako je } V_{DS} \geq V_{DSsat} \quad (5.33)$$

gde je napon zasićenja drejna dat kao

$$V_{DSsat} = \frac{V_{GS} - V_T}{1 + F_B} \quad (5.34)$$

dok su napon praga V_T , faktor pojačanja β , i faktor F_B dati jednačinama (5.11), (5.25) i (5.30), respektivno. Analogne jednačine primenjuju se i na slučaj P-kanalnog MOSFET-a. Oblik tih jednačina prikazan je u sledećem odeljku (tabele u kojima su sumirani SPICE modeli i parametri).

Upoređujući modele LEVEL 3 i LEVEL 2, može se zaključiti da su jednačine modela LEVEL 3 mnogo jednostavnije. Ovo nije postignuto na račun smanjenja tačnosti, kao što je ilustravano na slici 5.19. Treba napomenuti da je korišćen isti set parametara da bi se uporedile karakteristike na Sl. 5.19. Nezavisno fitovanje parametara modela LEVEL 2 i LEVEL 3 dovelo bi do još manje razlike izmedju ova dva modela.

5.3.3 SPICE LEVEL 1 Model

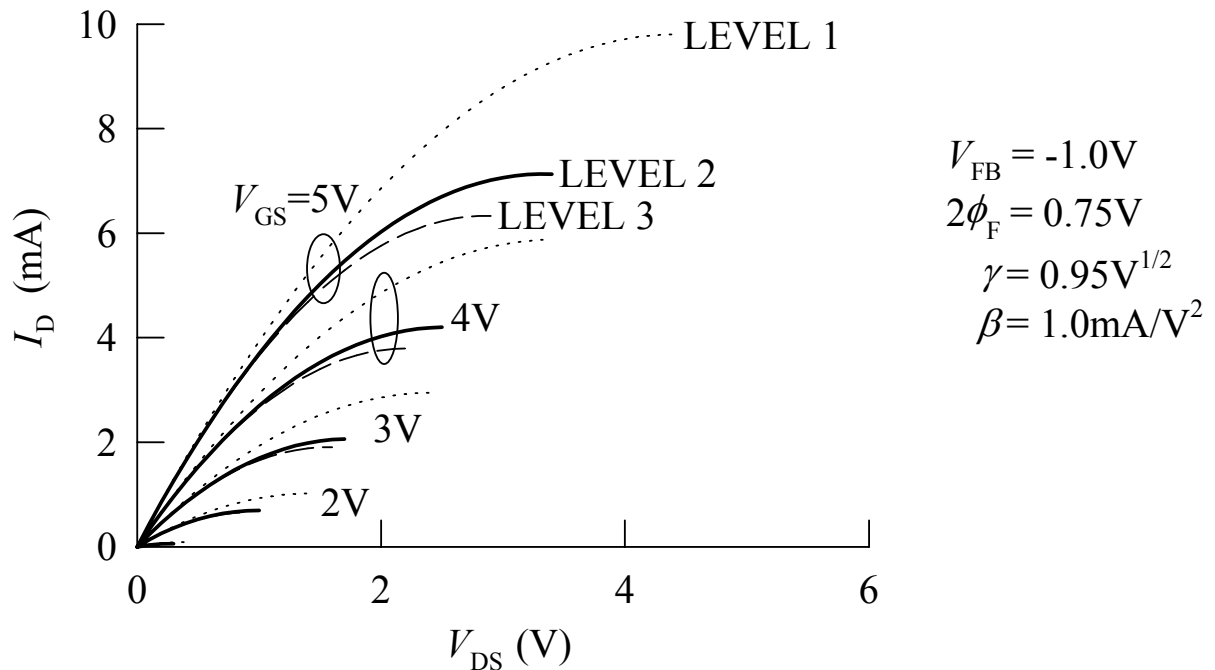
Model SPICE LEVEL 1 dobija se kada se faktor F_B u modelu LEVEL 3 zanemari. Zamenjujući F_B u jednačinama (5.33) i (5.34) nulom, za struju drejna I_D i napon zasićenja drejna V_{DSsat} modela SPICE LEVEL 1 dobija je:

$$I_D = \beta \left[(V_{GS} - V_T) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right], \quad \text{ako je } 0 \leq V_{DS} < V_{DSsat} \quad (5.35)$$

$$I_D = \frac{\beta}{2} (V_{GS} - V_T)^2, \quad \text{ako je } V_{DS} \geq V_{DSsat} \quad (5.35)$$

$$V_{DSsat} = V_{GS} - V_T \quad (5.36)$$

Iako je model LEVEL 1 samo neznatno jednostavniji od modela LEVEL 3, uklanjanje faktora F_B često izaziva značajne greške. Ovo je takodje ilustrirano na Sl. 5.19, koja koristi primer $F_B = 0.95 / (2\sqrt{0.75}) = 0.55$. Kao što se može videti, greška modela LEVEL 1 nastaje usled činjenice da F_B nije toliko malo da se može zanemariti u poredjenju sa 1. I struja drejna i napon zasićenja drejna su na taj način precenjeni. To znači da čak i nezavisno fitovanje parametara ne bi dovelo do dobrog slaganja sa modelima LEVEL 2 i LEVEL 3. Dok bi model LEVEL 1 dao bolje rezultate za manje faktore F_B , savremeni MOSFET-ovi umesto malih teže da imaju veće vrednosti faktora F_B .



Slika 5.19 Poredjenje modela LEVEL 1, LEVEL 2 i LEVEL 3

◆ Primer 5.3 Struja drejna i transkonduktansa

N-kanalni MOSFET sa ugradjenim kanalom ima napon praga pri nultoj polarizaciji balka ($V_{SB}=0$) od $V_T=-2.5V$. Izračunati struju drejna ovog MOSFET-a ako je polarisan sa $V_{GS}=5V$, $V_{DS}=10V$ i $V_{SB}=0V$ korišćenjem modela SPICE LEVEL 3 i LEVEL 1, i uporediti dobijene rezultate. Kolika je odgovarajuća transkonduktansa? Odnos širine i dužine kanala kod MOSFET-a je 25, $\gamma=0.85V^{1/2}$, $\phi_F=0.35V$, $C_{ox}=7 \times 10^{-4} F/m^2$ i $\mu_0=1000 cm^2/Vs$.

Rešenje: Prvi korak je da treba odrediti da li MOSFET radi u triodnoj oblasti ili u oblasti zasićenja. Da bismo mogli da izračunamo napon zasićenja V_{DSsat} korišćenjem jednačine (5.34), najpre je potrebno odrediti faktor F_B :

$$F_B = \frac{\gamma}{2\sqrt{2\phi_F + V_{SB}}} = \frac{0.85}{2\sqrt{0.70}} = 0.51$$

Pošto je napon zasićenja

$$V_{DSsat} = \frac{V_{GS} - V_T}{1 + F_B} = \frac{5 - (-2.5)}{1 + 0.51} = 5.0 V$$

manji od primenjenog napona na drejnu $V_{DS}=10 V$, MOSFET radi u oblasti zasićenja. Izračunajmo faktor pojačanja

$$\beta = \mu_0 C_{ox} \frac{W}{L_{eff}} = 0.1 \cdot 7 \times 10^{-4} \cdot 25 = 1.75 \times 10^{-3} A/V^2 = 1.75 mA/V^2$$

Struja zasićenja, dobijena prema modelu LEVEL 3, iznosi

$$I_D = \frac{\beta}{2(1 + F_B)} (V_{GS} - V_T)^2 = 32.6 mA$$

Kako se F_B zanemaruje u modelu LEVEL 1, za struju zasićenja se prema modelu LEVEL 1 dobija

$$I_D = \frac{\beta}{2} (V_{GS} - V_T)^2 = 49.2 mA$$

Očigledno, struja je znatno precenjena modelom LEVEL 1.

Transkonduktansa se definiše jednačinom (4.44). Prema tome,

$$\begin{aligned} g_m &= \frac{\partial}{\partial v_{GS}} \left[\frac{\beta}{2(1 + F_B)} (v_{GS} - V_T)^2 \right] \Bigg|_{v_{GS} = V_{GS}} \\ &= \frac{\beta}{1 + F_B} (V_{GS} - V_T) = \frac{1.75}{1 + 0.51} (5 + 2.5) = 8.7 mA/V \end{aligned}$$

◆ Primer 5.4 MOSFET Struja drejna i transkonduktansa

MOSFET koji radi u linearnoj oblasti može biti korišćen kao naponom kontrolisani otpornik. Odrediti osetljivost otpornosti na naponu gejta ($\partial R / \partial V_{GS}$) pri naponu $V_{GS}=5V$ ako se MOSFET sa ugrađenim kanalom, razmatran u Primeru 5.3, koristi kao naponom kontrolisani otpornik.

Rešenje: Pošto je struja drejna u linearnoj oblasti data izrazom

$$I_D = \beta (V_{GS} - V_T) V_{DS}$$

otpornost se može izraziti kao

$$R = \frac{V_{DS}}{I_D} = \frac{1}{\beta (V_{GS} - V_T)}$$

Prema tome, osetljivost ovog naponom kontrolisanog otpornika je

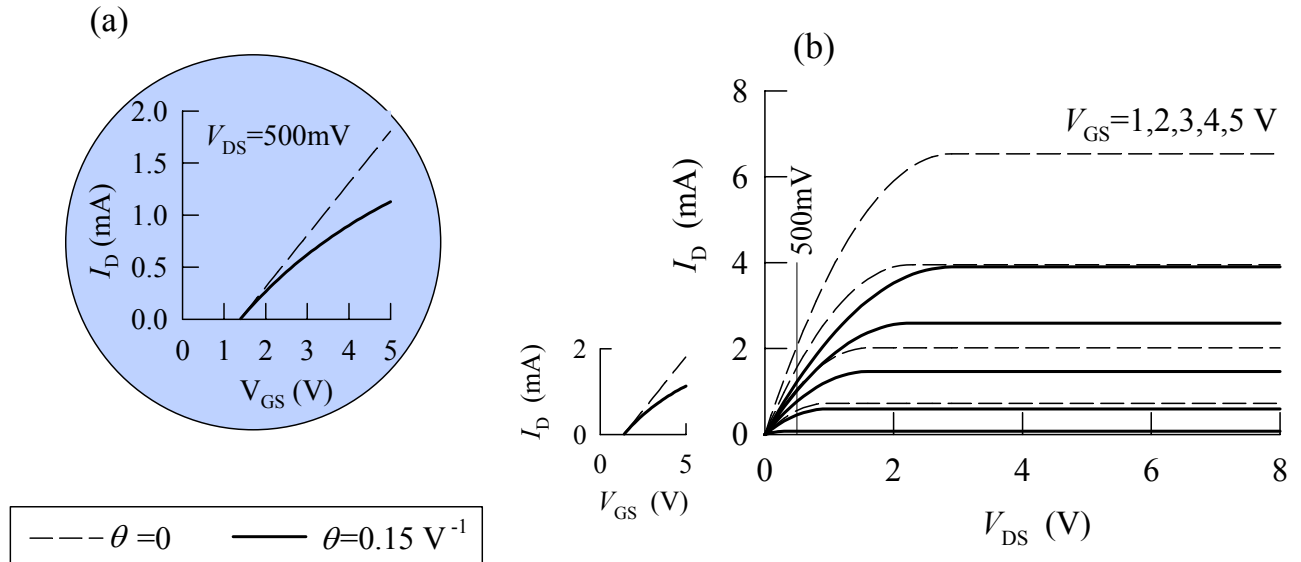
$$\begin{aligned} \frac{\partial R}{\partial V_{GS}} &= \frac{\partial}{\partial V_{GS}} \left[\frac{I}{\beta(V_{GS} - V_T)} \right] = -\frac{I}{\beta(V_{GS} - V_T)^2} \\ &= -\frac{I}{1.75 \times 10^{-3} (5 + 2.5)^2} = 10.2 \Omega / V \end{aligned}$$

5.3.4 SPICE LEVEL 3 Model: Efekti drugog reda

Ovaj odeljak opisuje efekte drugog reda koji su uključeni u model SPICE LEVEL 3. Pojam "drugog reda" ne treba mešati sa pojmom "zanemarljiv", jer su neki od ovih efekata veoma važni u pogledu tačnosti simulacije. Važnost nekih efekata drugog reda bi takodje zavisila od posebne primene. Prema tome, odluka da se zanemari neki efekat drugog reda može na odgovarajući način biti doneta samo ako se efekat pravilno razume.

Redukcija pokretljivosti sa naponom na gejtu.

Ovo je efekat drugog reda i retko može biti zanemaren. Efekat se odnosi na napon na gejtu i pojavljuje se čak i pri najmanjim naponima drejn-sors. Slika 5.20a pokazuje prenosnu karakteristiku MOSFET-a u linearnoj oblasti ($V_{DS}=500\text{ mV}$). Usled male vrednosti V_{DS} , parabolni član (V_{DS}^2) u jednačini (5.33) može biti zanemaren, što dovodi do modela za linearnu oblast, datog ranije jednačinom (5.7). Linearna I_D - V_{GS} zavisnost koja je predviđena modelom data je isprekidanom linijom na Sl. 5.20a. Medjutim, eksperimentalni podaci često pokazuju odstupanje od predviđene linearne zavisnosti, uz opadanje realne struje drejna sve više ispod predviđene vrednosti kako se napon na gejtu povećava. Puna linija na Sl. 5.20 ilustruje ovaj efekat.



Slika 5.20 Uticaj smanjenja pokretljivosti sa naponom na gejtu na prenosnu (a) i izlaznu (b) karakteristiku MOSFET-a

Ova struja drejna koja je manja od očekivane posledica je redukcije pokretljivosti nosilaca u kanalu. Principski model pretpostavlja konstantnu (nezavisnu od napona na gejtu) pokretljivost nosilaca u kanalu μ_0 [vidi jednačinu (5.16)]. U stvarnosti, vertikalno električno polje indukovano

naponom na gejtu utiče na mehanizme rasejavanja nosilaca u kanalu. Mehanizmi rasejavanja nosilaca u veoma tankom inverznom sloju su mnogobrojni i veoma složeni. Medjutim, mnogi od ovih mehanizama rasejavanja zavise od debljine inverznog sloja i prema tome od primenjenog napona na gejtu. Pošto su fizički bazirane jednačine zavisnosti pokretljivosti od napona na gejtu složene, u programu SPICE koristi se sledeća široko prihvaćena poluempirijska jednačina

$$\mu_S = \frac{\mu_0}{1 + \theta(V_{GS} - V_T)} \quad (5.37)$$

gde se sada koristi takozvana površinska pokretljivost μ_S umesto pokretljivosti pri niskim poljima μ_0 u jednačini za faktor pojačanja [jednačina (5.25)]. Prema tome, parametar transkonduktanse KP se izračunava kao $KP = \mu_S C_{ox}$ umesto $KP = \mu_0 C_{ox}$. Parametar θ je SPICE parametar koji treba eksperimentalno odrediti. Naziva se *konstanta modulacije pokretljivosti*.

Nulta vrednost parametra θ efektivno eliminiše ovaj efekat iz modela SPICE, pošto je $\mu_S = \mu_0$ u ovom slučaju. Takodje, dodati član $\theta(V_{GS} - V_T)$ malo utiče u oblasti oko napona praga (mala je vrednost $V_{GS} - V_T$). Medjutim, pri srednjim i visokim naponima na gejtu, efekat postaje izražen. Slika 5.20b ilustruje važnost ovog efekta za tačno modeliranje izlazne karakteristike. Veoma često, nemoguće je postići prihvatljivo slaganje između modela i eksperimentalnih podataka bez pomoći parametra θ .

Zasićenje brzine (Redukcija pokretljivosti sa naponom na drejnu)

Pokretljivost nosilaca u kanalu takodje može biti redukovana visokim lateralnim električnim poljem u kanalu. Kao što je objašnjeno u Odeljku 1.4, pokretljivost određuje driftovsku brzinu u električnom polju. Pri malim električnim poljima $|E|$, driftovska brzina v_d raste linearno sa električnim poljem, što dovodi do pojave pokretljivosti nosilaca nezavisne od lateralnog polja $\mu_S = v_d / |E|$. Dugokanalni MOSFET-vi mogu raditi u oblasti niskih polja, gde je primećena linearna $v_d / |E|$ zavisnost. Pri većim električnim poljima, driftovska brzina odstupa od linearne zavisnosti i čak ulazi u zasićenje, što je ilustrovano na Sl. 1.18. Kao što je objašnjeno u Odeljku 5.1.3, ovo može biti mehanizam odgovoran za zasićenje struje u kratkokanalnim MOSFET-ovima.

Model struje drejna izveden je iz Omovog zakona, što podrazumeva linearnu zavisnost driftovske struje (prema tome i driftovske brzine) od električnog polja [jednačina (5.14)]. Da bi se uzeo u obzir efekat zasićenja brzine sa porastom električnog polja, pokretljivost u modelu za struju drejna treba da bude smanjena. Pošto je lateralno električno polje proporcionalno V_{DS}/L_{eff} , smanjenje pokretljivosti mora biti izraženo preko napona na drejnu V_{DS} i efektivne dužine kanala L_{eff} :

$$\mu_{eff} = \frac{\mu_0}{1 + \frac{\mu_S V_{DS}}{v_{max} L_{eff}}} \quad (5.38)$$

Očigledno, površinska pokretljivost μ_S podeljena je članom $1 + \mu_S V_{DS} / (v_{max} L_{eff})$ da bi se dobila takozvana *efektivna pokretljivost* μ_{eff} , koja zavisi od V_{DS}/L_{eff} . Efektivna pokretljivost μ_{eff} , a ne μ_S , se direktno koristi da bi se izračunao parametar transkonduktanse KP i prema tome i faktor pojačanja β koji se pojavljuje u jednačini za struju drejna. Prema tome, opšti oblik jednačine (5.25) je

$$\beta = \frac{\mu_{eff} W C_{ox}}{L_{eff}} = KP \frac{W}{L_{eff}} \quad (5.39)$$

Jačina razmatranog efekta kontrolisana je parametrom v_{max} , koji ima fizičko značenje *maksimalne driftovske brzine*. Iako je tipična vrednost v_{max} u silicijumu $1-2 \times 10^5$ m/s, on može slobodno biti

podešen u programu SPICE, kao i svi drugi parametri. Stavljanjem da je $v_{max} = \infty$ kompletno bi se eliminisao ovaj efekat iz SPICE modela MOSFET-a, što bi u ovom slučaju značilo $\mu_{eff} = \mu_S$.

Zasićenje brzine takodje utiče na saturacioni napon V_{DSsat} . Ovaj efekat nije obuhvaćen jednačinom za efektivnu pokretljivost (5.38). Da bi se uzeo u obzir ovaj efekat, jednačina za saturacioni napon (5.34) je u programu SPICE modifikovana. Modifikovana jednačina prikazana je u sledećem odeljku (Tabela 5.4).

Konačna izlazna otpornost

Principijelni model pretpostavlja perfektu struju zasićenja (horizontalnu I_D - V_{DS} karakteristiku u oblasti zasićenja), što znači da pretpostavlja beskonačno veliku izlaznu otpornost MOSFET-a koji se koristi kao naponski kontrolisani izvor struje ($\Delta V_{DS} / \Delta I_D \rightarrow \infty$). Realni MOSFET-ovi pokazuju konačnu izlaznu otpornost. Za neke primene veoma je važno da se koristi realna vrednost izlazne otpornosti u toku simulacije električnog kola. Postoje bar dva efekta koji izazivaju porast struje drejna u oblasti zasićenja: (1) *modulacija dužine kanala* i (2) *drejnom indukovano smanjenje barijere* (DIBL = drain-induced barrier lowering).

Modulacija dužine kanala je u stvari skraćivanje stvarne dužine kanala kada dodje do zasićenja usled suženja kanala kod drejna (pinch-off). Principijelni model tranzistora izveden je za triodnu oblast, gde se kanal prostire celom dužinom od sorsa do drejna, tako da je srednje lateralno polje približno V_{DS}/L_{eff} . U oblasti zasićenja pad napona na kanalu ostaje približno konstantan (V_{DSsat}), što znači da se u kanalu pretpostavlja postojanje konstantnog električnog polja V_{DSsat}/L_{eff} . Ova pretpostavka se slaže sa činjenicom da je u principijelnom modelu struja u zasićenju konstantna. U stvarnosti, kanal postaje kraći kako napon V_{DS} "gura" tačku prekida kanala (pinch-off) prema sorsu na rastojanje L_{pinch} od drejna. Ovo dovodi do većeg električnog polja $V_{DSsat} / (L_{eff} - L_{pinch})$ na kraćem kanalu i prema tome i do porasta struje drejna. Ovaj efekat se modelira promenom (modulacijom) dužine kanala:

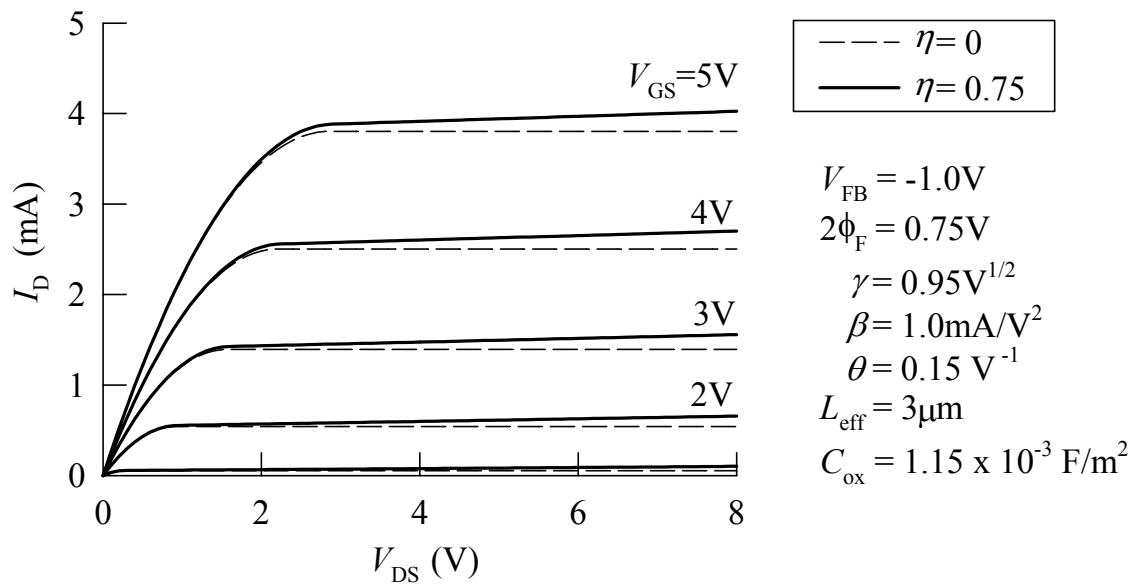
$$\beta = \frac{\mu_{eff} W C_{ox}}{L_{eff} - L_{pinch}} = KP \frac{W}{L_{eff} - L_{pinch}} \quad (5.40)$$

gde dužina od drejna do pinc-off tačke L_{pinch} zavisi od napona V_{DS} (jednačina modela SPICE LEVEL 3 data je u Tabeli 5.4). Ova jednačina bazirana je na širini osiromašenog sloja strmog P-N spoja [jednačina (2.33)], sa padom napona na osiromašenom sloju $V_{DS} - V_{DSsat}$, a k je fitujućí parametar (ulazni parametar SPICE modela). Pošto se skraćenje dužine kanala primenjuje naglo kada napon V_{DS} postane veći od V_{DSsat} , modelirana struja neće biti tako "glatka" (diskontinuitet u prvom izvodu) oko napona zasićenja.

DIBL je mnogo pogodniji model za konačnu izlaznu otpornost u slučaju kratkokanalnih MOSFET-a. Efekat je usled jakog lateralnog električnog polja. Principijelni model pretpostavlja da napon na gejtu potpuno kontroliše površinski potencijal u oblasti kanala. Izražavajući se dijagramom energetskih zona, pretpostavka je da gustina nosilaca u kanalu zavisi od toga koliko je barijera snižena naponom na gejtu: na Sl. 5.2 (donji desni dijagram zona) barijera ima svoju punu visinu i zato nema inverznog sloja; na Sl. 5.3 napon na gejtu snižava barijeru i nosioci u inverznom sloju se pojavljuju u kanalu. U stvarnosti, električno polje sa drejna može takodje izazvati neko sniženje barijere koje nazivamo *drejnom indukovano sniženje barijere* (DIBL). Ova "pomoć" sa drejna u formiranju inverznog sloja može biti modelirana kroz smanjenje napona praga koje je indukovano naponom na drejnu. Empirijski je ustanovljeno da je najjednostavnija linearna veza sasvim zadovoljavajuća:

$$V_T = V_{FB} + 2\phi_F + \gamma \sqrt{2\phi_F + V_{SB}} - \sigma_D V_{DS} \quad (5.41)$$

Koeficijent koji izražava jačinu zavisnosti napona praga V_T od V_{DS} , σ_D , nije SPICE parametar. On se izračunava u SPICE jednačinom koja uključuje L_{eff} , C_{ox} i SPICE parametar η (koji se često naziva koeficijent statičke povratne sprege). Ova jednačina data je u Tabeli 5.5. Uzimanjem da je parametar η jednak nuli, eliminiše se ovaj efekat iz modela (isprekidane linije na Sl. 5.21), dok veće vrednosti η izražavaju jaču zavisnost V_T od V_{DS} i prema tome manju izlaznu otpornost (pune linije na Sl. 5.21).



Slika 5.21 Izlazne karakteristike sa (pune linije) i bez (isprekidane linije) uticaja V_{DS} na V_T