

MODELIRANJE MOSFET TRANZISTORJEV ZA PROGRAM SPICE

F. Mihalič, M. Milanović, K. Jezernik

KLJUČNE BESEDE: močnostni stiskalni tranzistorji, MOSFET, računalniško modeliranje, simulacija, simulacijski program, SPICE, algoritmi

POVZETEK: Prikazali bomo postopek izračuna bistvenih karakterističnih parametrov za model MOSFET tranzistorja. Na podlagi statičnih karakteristik in ostalih podatkov iz kataloga izračunamo potrebne podatke. Tako dobljen model uporabimo v simulacijskem programu SPICE. Rezultate na koncu primerjamo s tistimi iz kataloga.

MODELLING MOSFET TRANSISTORS WITH SPICE PROGRAM

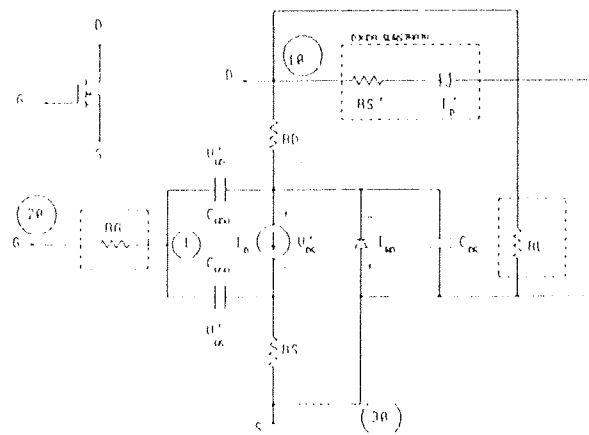
KEY WORDS: switching power transistors, MOSFET, computer aided modeling, simulation, simulation program, SPICE, algorithms

ABSTRACT: The algorithm for the calculation of the important characteristic parameters of the MOSFET transistor model is described. With help of the parameters from data sheet the needed pieces of the informations are found out. Such a model is used in the simulation program SPICE. The results are compared and verified with those from data sheet.

1. UVOD

Močnostni MOSFET tranzistorji nam poenostavljajo gradnjo elektronskih vezij, saj so to napetostno krmiljeni elementi in zahtevajo zelo majhen konstanten tok iz krmilnega vezja. Preklopni časi so krajši od 100ns, kar pomeni zelo nizke stikalne izgube. Za razliko od bipolarnih tranzistorjev nimajo drugega preboja nosilcev (second breakdown), pa tudi temperaturna stabilnost ojačenja in časovnih odzivov je izredna.

Simulacijski program SPICE je primeren in uporaben za simulacijo in analizo elektronskih vezij. Ker pa je pripadajoča knjižnica elementov zelo skopa, kaže naslednji prispevek postopek izračuna pomembnih parametrov za model MOSFET tranzistorja.



Slika 1: SPICE model MOSFET-a.

2. MODEL MOSFET TRANZISTORJA

Statično prevodno karakteristiko modela MOSFET-a v grobem določata nelinearni tokovni vir I_D in parazitna upornost izvora, R_S . Razlikujemo tri različna področja delovanja. Modelne enačbe za tokovni vir I_D in pogoji delovanja v vsakem področju so naslednji:

I. Področje odklopljenosti (Cutoff Region):

$$\begin{aligned} V'_{GS} &\leq V_T \text{ in } V'_{GD} \leq V_T : \\ I_D &= 0 \end{aligned} \quad (1)$$

II. Ohmsko področje (Ohmic Region):

$$\begin{aligned} V'_{GS} &\geq V_T \text{ in } V'_{GD} \geq V_T : \\ I_D &= K_P V'_{DS} \left\{ (V'_{GS} - V_T) - \frac{V'_{DS}}{2} \right\} \cdot (1 + \lambda V'_{DS}) \end{aligned} \quad (2)$$

III. Področje nasičenja (Pinch off Region):

$$\begin{aligned} V'_{GS} &\geq V_T \text{ in } V'_{GD} \leq V_T : \\ I_D &= \frac{K_P}{2} (V'_{GS} - V_T)^2 \cdot (1 + \lambda V'_{DS}) \end{aligned} \quad (3)$$

Kjer so:

V_T - pragovna napetost

K_P - parameter transkonduktance

λ - modulacijski parameter dolžine kanala

V splošnem je pragovna napetost V_T funkcija napetosti V_{BS} . Za HEXFET tranzistorje to ne velja dokler je $V_{BS} \equiv 0$.

V prvem področju delovanja ($V_{DS} > 0$) velja $I_D + I_{BD} \equiv I_S + I'_S$ kar znaša 10^{-11} A za tipičen HEXFET. Dokler je ta tok zanemarljivo majhen, je upor R_L na sliki 1 dimenzioniran tako, da prevaja končen izklopni tok v FET-u. V

drugem in tretjem področju je tok skozi RL zanemarljiv v primerjavi s tokom I_D .

Parazitna upornost RS na sliki 1 ima pomembno vlogo v modelu močnostnih MOSFET-ov: povratna upornost teži k linearizaciji karakteristike ponora pri visokih tokovih.

Vsota parazitnih upornosti RD in RS je spodnja meja najnižje vklopne upornosti FET-a. Vklonpa upornost se približa tej limiti, ko gre $V_{GS} \Rightarrow \infty$. Če izločimo diodo substrata, je njegova upornost v inverznem področju zajeta v RD. Skratka, nemogoče je izbrati upornost RD tako, da bi ohranili dobre razmere v obeh smereh prevajanja: prevodni in inverzni. Z zunanjo diodo je inverzna upornost substrata $\cong RS'$, ob pogoju, da je $RS' \ll RD$ - kar pa velja za tipične HEXFET tranzistorje. Če izločimo upornost substrata RS' , opisuje karakteristiko zunanje diode enačba (4):

$$I'_D = I'_S (\epsilon^{V_D/0.026 N} - 1) \quad (4)$$

kjer je I'_S = tok nasičenja inverzne diode $\cong 10^{-11}$ in $N=1$. Enačba, ki opisuje tok skozi vgrajeno diodo - I_{BD} se glasi:

$$I_{BD} = I_S (\epsilon^{V_{SD}/0.026} - 1)$$

Ta komponenta postane z zunanjo diodo odvečna. Ker pa je ne moremo popolnoma izločiti iz modela, minimiziramo njen vpliv z izbiro toka $I_S \ll I'_S$.

Prazitna upornost vrat RG nima vpliva na statične lastnosti elementa, določa pa spodnjo mejo hitrosti polnjenja in praznjenja parazitnih kapacitivnosti elementa. Skratka, ima pomembno vlogo pri določanju vklopne in izklopne zakasnitve.

Kapacitivnost med vrati in kanalom predstavimo z dvema delnima kapacitivnostima: CGSO in CGDO. V SPICE modelu sta obe kapacitivnosti izbrani konstantni. Kapacitivnost spoja med ponorom in substratom - CDS je podana z:

$$CDS = \frac{CBD}{(1 + V_{DS}/PB)^{1/2}} \quad (5)$$

Pri tem je:

CBD = vrednost CDS pri $V_{DS} = 0$ in

PB = potencial spoja $\cong 1$ V.

2.1. IZRAČUN PARAMETROV MODELA MOSFET -a

Ogledali si bomo izračun bistvenih parametrov SPICE modela za močnostne MOSFET-e. Za zgled je izbran IRF330. Glede na sliko 1 so napetost V_{GS} in V_{DS} oz. V'_{GS} in V'_{DS} ter tok I_D povezani s Kirchoffovim zakonom:

$$V_{GS} = V'_{GS} + I_D RS \quad (6)$$

$$V_{DS} = V'_{DS} + I_D (RS + RD) \quad (7)$$

Če vstavimo ti dve enačbi v en. (3) in (2), dobimo odvisnost toka za področje nasičenja:

$$I_D = \frac{K_P}{2} (V_{GS} - V_T - I_D RS)^2 \cdot \{1 + \lambda \{V_{DS} - I_D (RS + RD)\}\} \quad (8)$$

Za področje prevajanja pa dobimo:

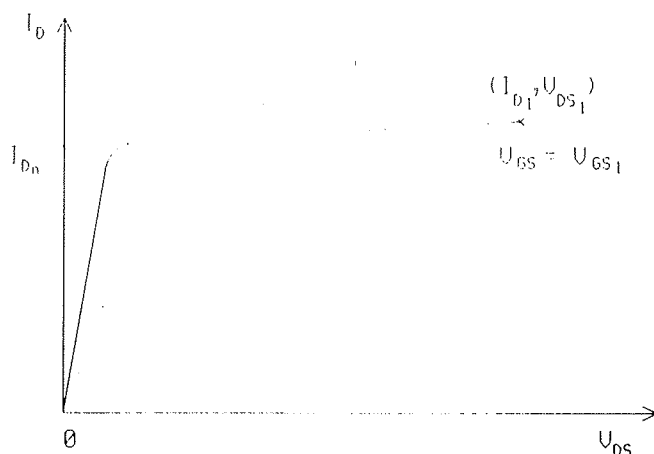
$$I_D = K_P \{V_{DS} - I_D (RS + RD)\} \cdot \left\{ (V_{GS} - V_T - I_D RS) - \left\{ \frac{V_{DS} - I_D (RS + RD)}{2} \right\} \right\} \quad (9)$$

V enačbi (8) lahko zanemarimo:

$$\lambda \{V_{DS} - I_D (RS + RD)\} \ll 1.$$

A.) IZRAČUN λ

Parameter modulacije dolžine kanala λ je določen z najvišjo tokovno krivuljo I_D statične karakteristike (glej sliko 2).



Slika 2: Izračun λ

Glede na sliko 2 lahko aproksimiramo na krivulji $V_{GS} = V_{GS1}$ točko I_{D0} . Tudi druga točka (I_{D1} , V_{DS1}) skrajno desno na krivulji $V_{GS} = V_{GS1}$ je ravno tako izbrana. Če vstavimo ti dve točki v en. (8), dobimo:

$$\lambda \cong \frac{I_{D1} - I_{D0}}{I_{D0} V_{DS1}} \quad (10)$$

Ta rezultat bazira na približkih, ki so veljavni za vsak realni element:

$$V_{DS1} \gg I_{D0} (RS + RD)$$

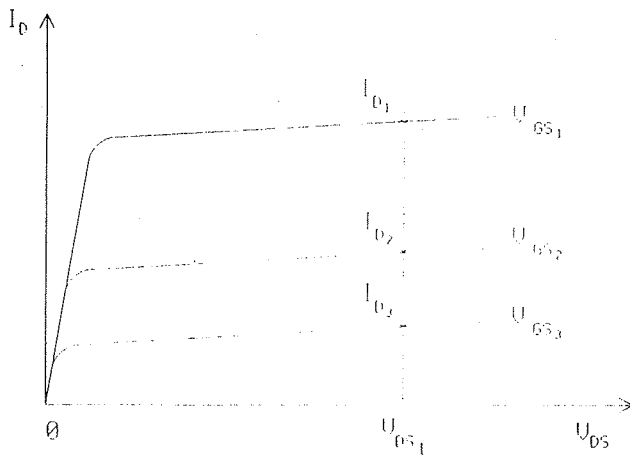
$$\lambda I_{D0} (RS + RD) \ll 1$$

$$(V_{GS1} - V_T - I_{D0} RS)^2 \cong (V_{GS1} - V_T - I_{D1} RS)^2$$

Za izbran tranzistor IRF330 je $I_{D1} \cong I_{D0}$ in zato je $\lambda \cong 0$. Če je vpliv parametra λ kritičen, izvedemo meritve podatkov za izračun.

B.) IZRAČUN K_P , V_T IN RS

Parametre K_P , V_T in RS določimo iz treh točk v področju nasičenja I_D karakteristike. Iz slike 3 je razvidno, da je prva točka (I_{D1} , V_{DS1}) izbrana pri najvišjem toku, ko je $V_{GS} = V_{GS1}$. Druga točka (I_{D2} , V_{DS2}) je locirana na drugi najvišji krivulji pri $V_{GS} = V_{GS2}$ in tretja točka na tretji najvišji krivulji pri $V_{GS} = V_{GS3}$.



Slika 3: Izbira treh točk

Za smiselno numerično natančnost izberemo ID_3 med 10% in 30% toka ID_1 , tok ID_2 pa naj bo na sredi med ID_1 in ID_3 . Omeniti je treba še, da je vrednost $V_{DS} = V_{DS1}$ enaka za vse tri točke in povsod mora veljati: $V_{DS1} \gg I_D (RS + RD)$. Če vstavimo te tri točke v enačbo (8), dobimo:

$$I_{D1} = \frac{K_P}{2} (V_{GS1} - V_T - I_{D1}RS)^2 \cdot (1 + \lambda V_{DS1}) \quad (11a)$$

$$I_{D2} = \frac{K_P}{2} (V_{GS2} - V_T - I_{D2}RS)^2 \cdot (1 + \lambda V_{DS1}) \quad (11b)$$

$$I_{D3} = \frac{K_P}{2} (V_{GS3} - V_T - I_{D3}RS)^2 \cdot (1 + \lambda V_{DS1}) \quad (11c)$$

Parametra K_P in λ izločimo z delitvijo enačbe (11a) z (11b) in (11a) z enačbo (11c), da dobimo dve enačbi in dve neznanki - V_T in RS :

$$a = \left(\frac{I_{D1}}{I_{D2}} \right)^{1/2} = \frac{V_{GS1} - V_T - I_{D1}RS}{V_{GS2} - V_T - I_{D2}RS} \quad (12a)$$

$$b = \left(\frac{I_{D1}}{I_{D3}} \right)^{1/2} = \frac{V_{GS1} - V_T - I_{D1}RS}{V_{GS3} - V_T - I_{D3}RS} \quad (12b)$$

Iz teh dveh enačb izločimo RS in dobimo:

$$V_T = \frac{V_{GS1}(1/a - 1/b) - V_{GS2}a(1 - 1/b) + V_{GS3}b(1 - 1/a)}{1/a - 1/b - a(1 - 1/b) + b(1 - 1/a)} \quad (13)$$

RS dobimo s preureditvijo enačbe (12a):

$$RS = \frac{V_{GS1} - a V_{GS2} - V_T(1 - a)}{I_{D1}(1 - 1/a)} \quad (\Omega) \quad (14)$$

In na koncu določimo še K_P iz enačbe (11a):

$$K_P = \frac{2I_{D1}}{(V_{GS1} - V_T - I_{D1}RS)^2 \cdot (1 + \lambda V_{DS1})} (A/V^2) \quad (15)$$

C.) IZRAČUN RD

Parameter RD je določen iz vklopne upornosti $R_{DS(on)}$, ki določa strmino karakteristike ponora v vklopnem področju. Teoretično je pri $V_{DS}=0$ ta odvisnost podana z enačbo (16):

$$R_{DS(on)} = RD + RS + \frac{1}{K_P(V_{GS} - V_T)} (\Omega) \quad (16)$$

D.) IZRAČUN RL

Parameter RL je določen z enačbo (17):

$$RL = \frac{V_{DS(max)}}{I_{DSS}}; \text{ kjer je } I_{DSS} = \text{tok } I_D \text{ pri } V_{GS} = 0. \quad (17)$$

E.) IZRAČUN I's, N, RS' IN Is

V aplikacijah, kjer močnostni MOSFET tranzistor ne deluje v inverznem področju ($V_{DS} < 0$), teh parametrov ni potrebno podati. Za delovanje v inverznem režimu pa so ti parametri definirani takole - napetost na diodi (če izločimo RS') opisuje enačba (18):

$$V'_D = 0.026N \ln \frac{I'_{subD}}{I'_s} \quad (18)$$

Če izberemo $N=1$ in $I'_s=10^{-11}$, dobimo padec napetosti $V'_D=0.478$ V pri $I'_D=1$ mA. Če izhajamo iz eksperimentalnih rezultatov, je to tipična inverzna napetost za večina HEXFET tranzistorjev pri tako majhnem toku, ko je ohmski padec napetosti zanemarljiv. Skratka, ta dva parametra izračunamo, ne pa izmerimo.

Upornost RS' je določena iz maksimalnega toka v inverzni smeri I'_D in padca napetosti na diodi V_{SD} . Iz enačbe (18) izračunamo V'_D in nato še:

$$RS' = \frac{V_{SD} - V'_D}{I'_D} (\Omega) \quad (19)$$

Tok I_{BD} predpostavimo veliko manjši kot I'_D , če sta izpolnjena naslednja pogoja:

$$I_s \gg I'_s \text{ in } RD \gg RS'$$

Prva neenačba je izpolnjena z izbiro $I_s=10^{-15}$ A, druga pa prav tako za vrednosti RD in RS' pri IRF330 (če izberemo za tok I_s prenizko vrednost, lahko to privede do povečanja časa računanja). Za uporabljene vrednosti lahko pokažemo, da je tok $I_{BD} \approx 1$ A pri $I'_D \approx 20$ A - drugače povedano, vgrajena dioda nosi le okoli 5% celotnega inverznega toka 21 A. Pri nižjih vrednostih tokov ta odstotek naraste in pri višjih pada.

V kritičnem področju delovanja podamo še prehodno časovno konstanto TT v modelu diode, drugače pa ima model diode zanemarljiv čas obnovitve nosilcev ob izklopu.

F.) IZRAČUN CGSO, CGDO, CBD IN N

Kapacitivnosti $CGSO$, $CGDO$ in CBD lahko določimo iz vhodne, prehodne in izhodne kapacitivnosti. Le - te so označene v katalogu z C_{iss} , C_{rss} in C_{oss} . Pri določeni napetosti določimo iskane kapacitivnosti iz naslednjih povezav:

$$\begin{aligned} CGDO &= C_{rss} \\ CGSO &= C_{iss} - C_{rss} \\ CDS &= C_{oss} - C_{rss} \\ CBD &\text{ pa določimo iz en. (5) pri } V_{DS} = 25 \text{ V.} \end{aligned} \quad (20)$$

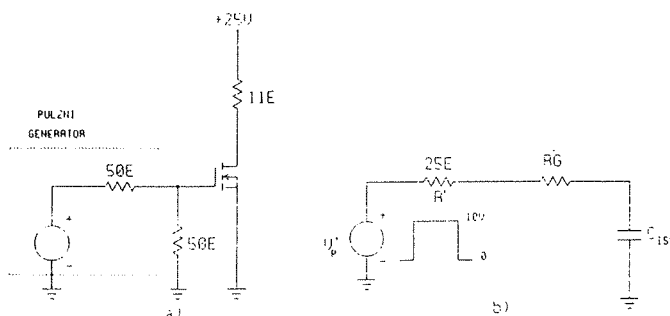
Za tipične HEXFET tranzistorje je CGSO približno konstantna, medtem ko pa CGDO z napetostjo pada. Kljub temu pa sta oba parametra vzeta kot konstantna v SPICE modelu. Odstopanja lahko zajamemo na dva načina:

- Uporabimo povprečno vrednost CGDO v delovnem območju. Ta približek pomeni, da bomo z modelom simulirali povprečne časovne zakasnitve, ne pa točne vrednosti prehodnih pojavov.
- Dodamo zunanjo diodo med vrata in ponor. Kapacitivnost p-n spoja te diode uporabimo za simulacijo nelinearne kapacitivnosti CGDO. Obenem so spremenjeni tudi ostali parametri, tako da teče ves čas zanemarljiv tok skozi diodo. Če uporabimo za $I_S = 10^{-15}$ A in $N=1000$, teče skozi diodo tok $1\mu A$, ko je napetost $V_{GD} = +538V$. Ta tok pada za faktor 10 na vsakih 60V.

Ugotovimo lahko, da izbira konstantne vrednosti za CGDO daje tesnejšo povezanost simulacij in podatkov iz kataloga v celotnem področju.

G.) IZRAČUN R_G

Pri vsakem močnostnem MOSFET tranzistorju nastopata vklopni čas zakasnitve (turn-on delay) in izklopni čas zakasnitve (turn-off delay). Za razlago si oglejmo vezje na sliki 4a. Ekvivalentno vezje na vhodni strani pa prikazuje slika 4b.



Slika 4: a) Vezje za testiranje preklonnih časov. b) Ekvivalentno vezje na vhodni strani.

Pri tem sta:

$$R' \equiv \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \text{ in } V_p \equiv \frac{V_p R_2}{R_1 + R_2} \quad (21)$$

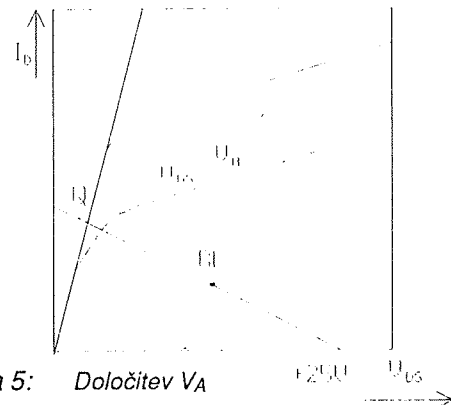
Vhodni model velja aproksimativno za zaporno področje in področje vklopa. Če je FET izklopljen in nastopi na vratih pulz $V_p = +10V$, tok I_D ne steče, dokler se C_{iss} ne napolni na napetost V_T . Ta čas polnjenja določa vklopno zakasnitev, $t_{d(on)}$:

$$t_{d(on)} = (R_{G1} + R') C_{iss} \ln \left\{ \frac{10}{10 - V_T} \right\} \quad (22)$$

Vrednost R izračunamo iz tega za C_{iss} pri $V_{DS} = 25V$.

Zakasnitev izklopa pa določimo s postavitvijo delovne točke na statično karakteristiko MOSFET-a. Presečišče delovne premice s krivuljo prevajanja je vklopna delovna

točka za FET. Z interpolacijo napetosti vrat (V_{GS}), ki seka delovno točko, dobimo mejno vrednost napetosti vrat med prevodnim področjem in področjem nasičenja. Imenujmo to mejno vrednost napetosti V_A (slika 5).



Slika 5: Določitev V_A

Če se vhodna napetost skokoma spremeni iz V_p na 0V, se tok I_D ne more zmanjšati naenkrat, dokler se kapacitivnost C_{iss} ne sprazni z začetne vrednosti 10V na vrednost V_A . Ta čas praznjenja določa zakasnitev izklopa in ga lahko izračunamo iz en. (23):

$$t_{d(off)} = (R_{G2} + R') C_{iss} \ln \left\{ \frac{10}{V_A} \right\} \quad (23)$$

Za SPICE model je vrednost parametra R_G :

$$R_G = \frac{R_{G1} + R_{G2}}{2} \quad (24)$$

Vrednost R_G , ki je uporabljena v modelu, je povprečje vrednosti izračunane iz obeh enačb. Opozorimo še, da poenostavljen model na sliki 4b ni veljaven med časom naraščanja in padanja prehodnega pojava, dokler je element v področju nasičenja in Millerjev efekt kapacitivnosti ni zanemarljiv.

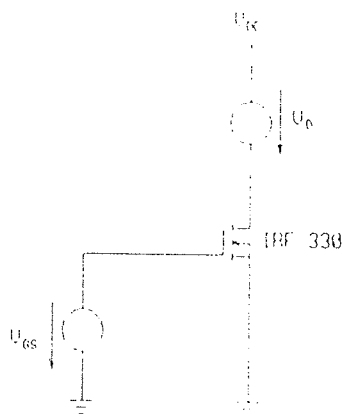
S pomočjo izračunanih podatkov lahko zapišemo SPICE model za MOSFET IRF330. Vozlišča so oštevilčena glede na sliko 1.

```
.SUBCKT IRF330 10 20 30
*      nD nG nS
MOS 10 1 30 30 MOSFET OFF W=1 L=1
RG 10 1 72
RL 10 30 1.6MEG
DREV 30 10 D01
.MODEL MOSFET NMOS (VTO=3.54 KP=9.155 RS=0.109
RD=0.674
+      CGSO=660P CGDO=40P CBD=560P
PB=1.0 IS=1.0F)
.MODEL D01 D (IS=10P RS=0.0432)
.ENDS IRF330
```

Izpis 1: SPICE model MOSFET-a IRF330.

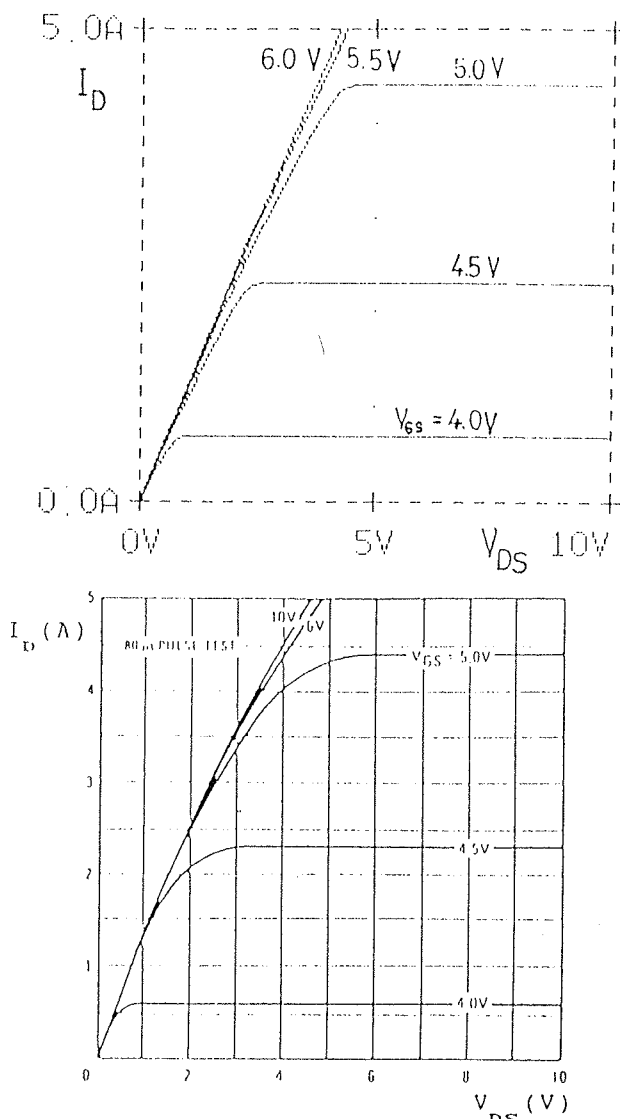
2.2. REZULTATI SIMULACIJ

Sedaj lahko dobljeni model MOSFET-a preizkusimo med delovanjem. In sicer si najprej oglejmo enosmerne razmere. Na sliki 6 je vezje za simulacijo statičnih karakteristik.



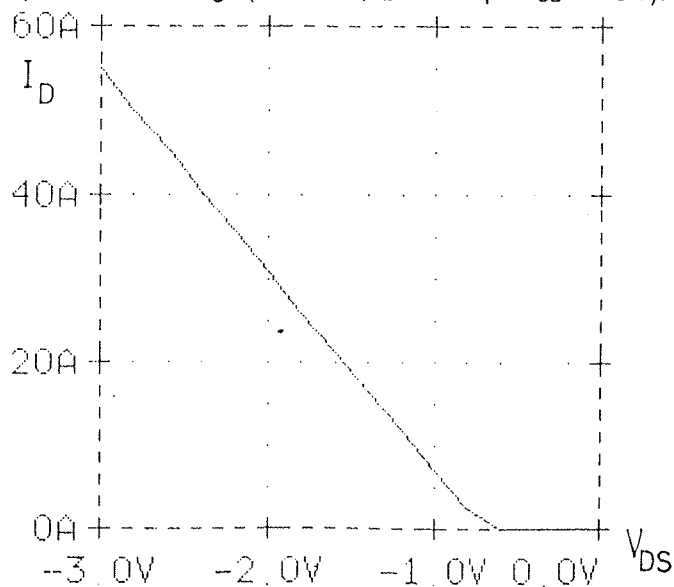
Slika 6: Izračun statičnih karakteristik

Simulacije smo opravili za različne vrednosti napetosti vrat: $V_{GS} = 4.0\text{ V}$, 4.5 V , 5.0 V , 5.5 V in 6.0 V pri linearnem spreminjanju napetosti V_{DD} od 0 V do 10 V . Rezultati kažejo zelo dobro ujemanje odzivov v področju nasičenja (slika 7).



Slika 7: Statična karakteristika MOSFET-a IRF330 v področju nasičenja

Delovanje v inverznem področju nam kaže slika 8. Vidimo, da se rezultati simulacije zelo dobro ujemajo s podatki iz kataloga ($V_{GS} = 0\text{ V}$, $I_D = 22\text{ A}$ pri $V_{SD} = 1.6\text{ V}$).



Slika 8: Delovanje v inverznem področju.

Po zadovoljivem enosmernem delovanju MOSFET-a smo preizkusili še točnost časovnih odzivov. Rezultati simulacije so dobjeni s pomočjo vezave na sliki 4a. Vklon in izklop tranzistorja kažeta sliki 9 in 10.

Iz posnetih odzivov lahko določimo časovne konstante prehodnih pojavov. Vklonni čas sestavljata čas zakašniti vklona $t_{d(on)}$ in čas naraščanja toka I_D , t_r . Izklopni čas sestavljata zakasnitev izklopa, $t_{d(off)}$ in čas padanja toka I_D , t_f . Primerjava časov simulacij in podatkov iz kataloga je v tabeli 1.

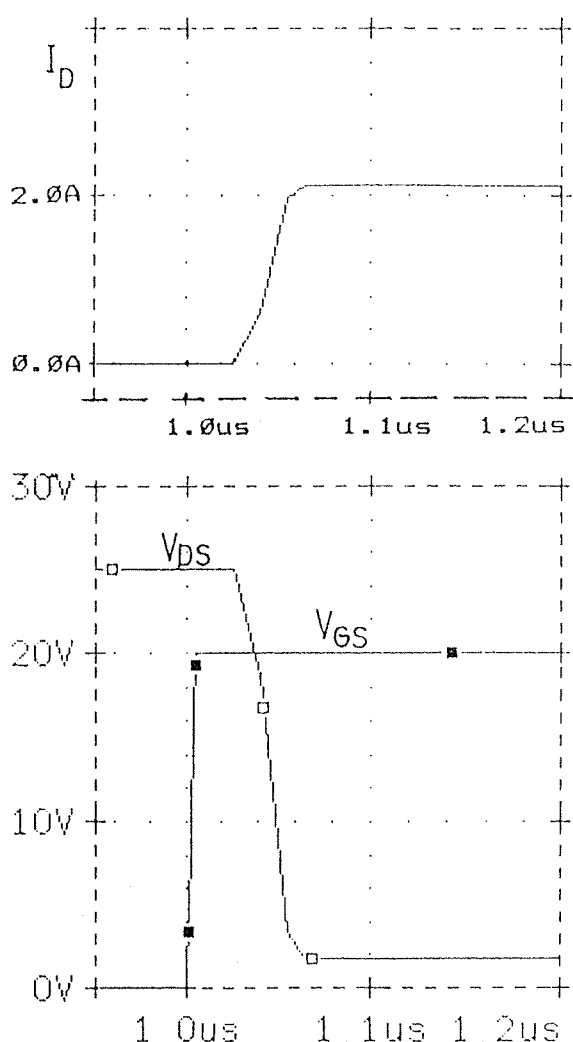
PREHODNI POJAV	PODATKI IZ KATALOGA	REZULTATI SIMULACIJ
$t_{d(on)}$	30 ns	26 ns
t_r	35 ns	30 ns
$t_{d(off)}$	55 ns	57 ns
t_f	35 ns	41 ns

TABELA 1

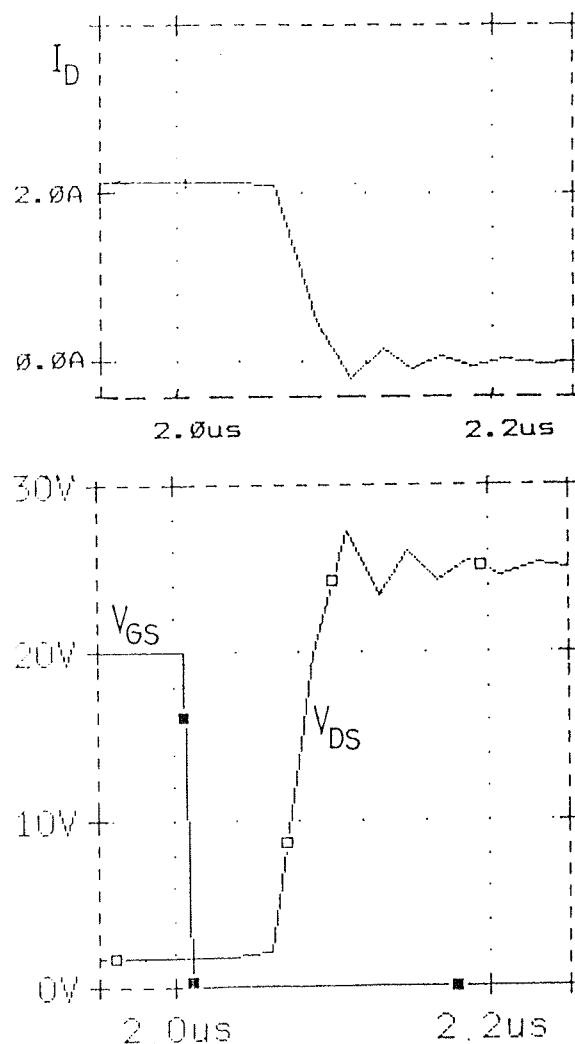
Opazimo lahko nekoliko krajši čas vklona in malenkost daljši čas izklopa, kljub temu pa so odstopanja manjša kot jih lahko pričakujemo med dvema tranzistorjema istega tipa.

2.3. VPLIV PARAZITNIH INDUKTIVNOSTI IZVORA NA DINAMIČNO OBNAŠAJE MOSFET TRANZISTORJA

Kot smo lahko do sedaj opazili, dinamično obnašanje SPICE modela MOSFET-a na sliki 1 ni idealno. Skratka, če so dinamični parametri modela izbrani tako, da na-



Slika 9: Vkllop MOSFET-a

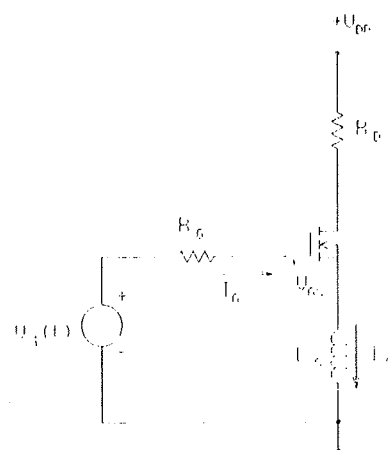


Slika 10: Izklop MOSFET-a

tančno določajo vklopne in izklopne zakasnitve, pa se čas naraščanja in padanja nekoliko razlikujeta od izmerjenih. Eden možnih vzrokov za odstopanje je parazitna induktivnost izvora, ki nastopa tako interno kot eksterno v tranzistorju.

Namen tega dodatka je preučiti vpliv teh induktivnosti, katere smo zanemarili v prvotnem modelu. Spremembe modela enostavno vključimo v SPICE program.

Notranji induktivnosti L_S in L_D sta izmerjeni in določeni s strani proizvajalca (**HEXFET** tranzistorji firme International Rectifier). Za IRF330 sta ti dve vrednosti 12.5nH in 5nH. Zunanjo (stresano) induktivnost pa določa uporabnik. Odvisna je od dolžine in premera vodnika, ki povezuje izvor in maso proženja. V splošnem velja, čim daljši in tanjši je vodnik, večja je stresana induktivnost. Vrednost te induktivnosti lahko minimiziramo s priključitvijo čim krajšega vodnika mase proženja direktno na priključek izvora (S). Za razlago vpliva parazitnih induktivnosti si oglejmo poenostavljeno stikalno stopnjo na sliki 11.

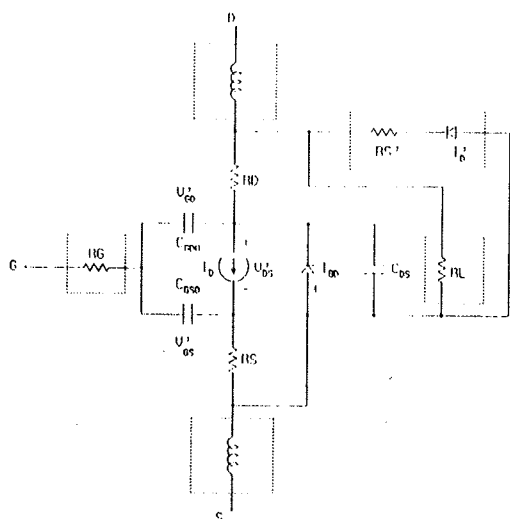


Slika 11: Poenostavljena stikalna stopnja z induktivnostjo

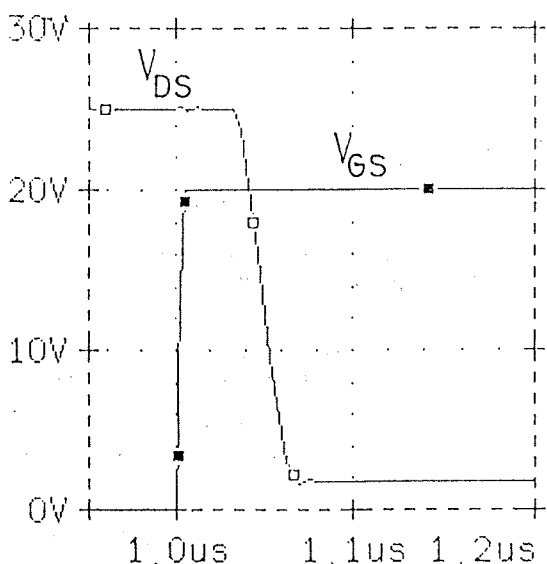
Parazitna induktivnost L_S je prikazana zunaj FET-a. Z uporabo Kirchhoffovega zakona dobimo:

$$V_G(t) = R_G I_G + V_{GS} + L_S \frac{di_S}{dt} \quad (25)$$

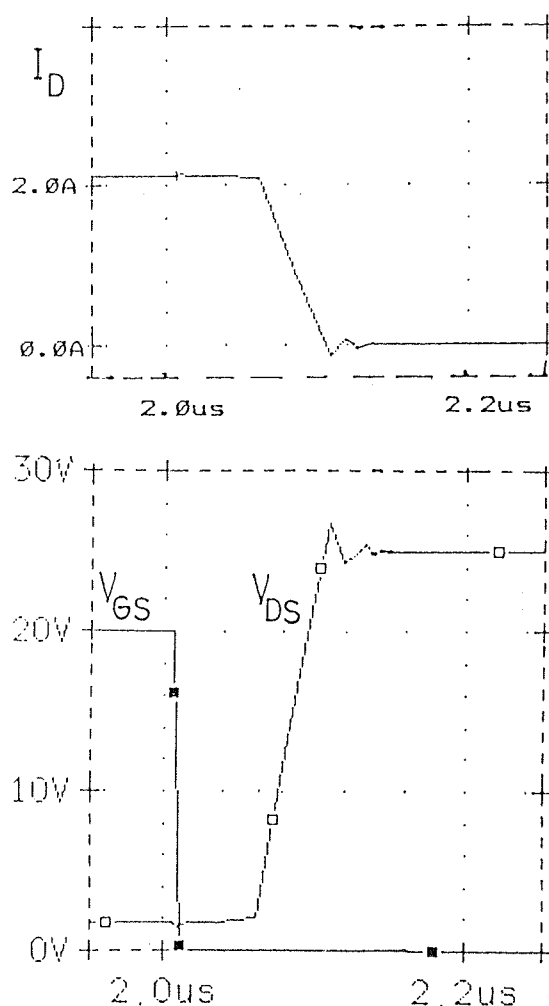
Med vklopno in izklopno zakasnitvijo sta L_S in di_S/dt mali in vrednost inducirane napetosti $L di/dt$ je zanemarljiva.



Graph of drain current I_D versus time. The current is 0.0 A until approximately 1.00 μ s, then rises sharply to 2.0 A by 1.05 μ s and remains constant until 1.20 μ s.



Precejšen del vhodne napetosti odpade na L zato je manj ostane za napolnitev in spraznitev kapacitivnosti FET-a. Rezultat tega je daljši čas naraščanja in padanja toka I_D . Ker pa smo dinamični parameter RG modela izračunali iz časa zakasnitve, ki pa očitno ni odvisen od L_S , je ta parameter še vedno veljaven.



Za preučitev vpliva parazitnih induktivnosti smo model FET-a na sliki 1 preuredili tako, da smo vključili L_D in L_S kot kaže slika 12. Uporabili smo vrednosti parametrov za nov model IRF330 in izvedli simulacijo po sliki 4a. Rezultate - vklop in izklop tranzistorja - kažeta sliki 13 in 14.

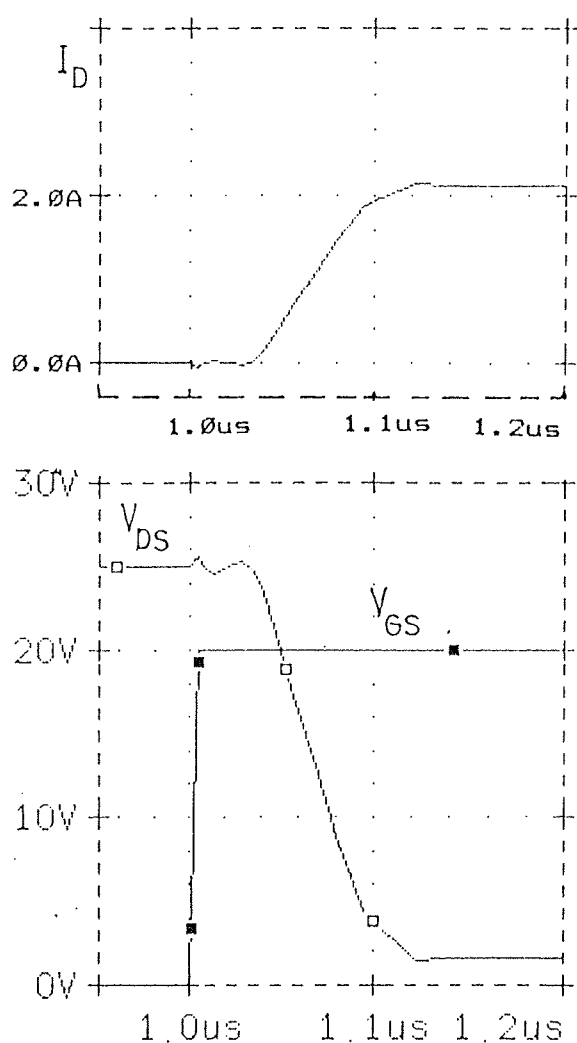
Nazadnje smo dodali še zunanjo induktivnost $L_s = 100\text{nH}$. Odzivi so posneti na slikah 15 in 16.

3. ZAKLJUČEK

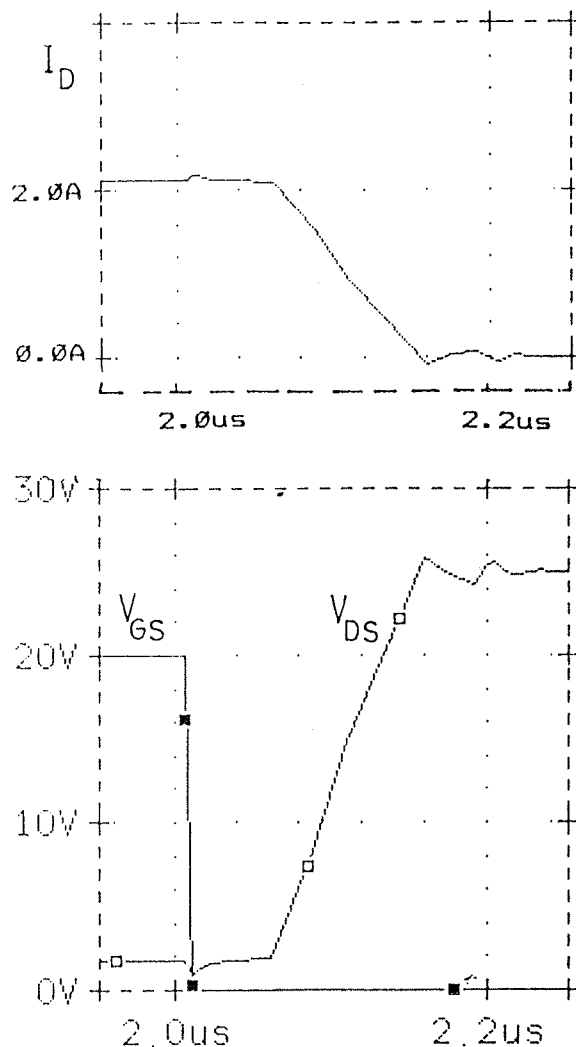
Primerjava rezultatov simulacij in podatkov iz kataloga kaže tabela 2.

Prehodni pojav	Podatki iz kataloga	Idealni model	Model z $L_S = 12.5 \text{ nH}$	Model z $L_S = 100 \text{ nH}$
$t_{d(on)}$	30 ns	26 ns	32 ns	34 ns
t_r	35 ns	30 ns	30 ns	68 ns
$t_{d(off)}$	55 ns	57 ns	57 ns	57 ns
t_f	35 ns	41 ns	43 ns	90 ns

TABELA 2.



Slika 15: Vkllop MOSFET-a



Slika 16: Izklop MOSFET-a

Opazimo lahko, da model z notranjo induktivnostjo L_S daje bolj stvarne rezultate od idealnega modela. Induktivnost ima majhen vpliv na časovne zakasnitve, poveča pa se čas padanja. Ko pa dodamo zunanjo induktivnost 100nH, pa čas zakasnitve vklopa in izklopa malenkost naraste, obenem pa se čas naraščanja in padanja povečata za več kot dvakrat. To nam kaže na pomembnost minimiziranja stresanih induktivnosti za doseg hitrejših preklpov. Tudi induktivnost L_D smo vključili v model zaradi celovitosti modela, lahko pa jo izločimo, ne da bi s tem bistveno vplivali na rezultate simulacij.

LITERATURA:

1. International Rectifier: Power MOSFET Databook, 1985, 1987.
2. Hofer E. E. E., Nielinger H.: SPICE, Analyseprogramm für elektronische Schaltungen, Springer Verlag, Berlin, Heidelberg, Tokyo, 1985.
3. PSPICE, Microsim Corporation, Copyright 1984, 85, 86, P.O.Box 2025-233, Tustin, CA 92 681 (714-770-3022), January 1986.
4. Rudy Severns and Jack Armijos, ed., MOSPOWER Applications Handbook, Siliconix Inc., Santa Clara, California, 1984, Ch.2., pp. 56-69.

F. Mihalič dipl.ing,
dr. M. Milanović, dipl.ing.
dr. K. Jezernik, dipl.ing.

UNIVERZA V MARIBORU,
TEHNIŠKA FAKULTETA,
VTO Elektrotehnika, računalništvo in informatika,
Smetanova 17, 62000 Maribor

Prispelo: 12.11.90

Sprejeto: 05.12.90