

Izboljšan MESFET model za računalniško analizo popačenj z zveznimi odvodi višjih redov

Janez Puhan, Tadej Tuma, Iztok Fajfar, Árpád Bűrmen, Andrej Nussdorfer

Univerza v Ljubljani, Fakulteta za elektrotehniko,
Tržaška cesta 25, 1000 Ljubljana, Slovenija
E-pošta: janez.puhan@fe.uni-lj.si

Povzetek. Matematična analiza harmoničnih popačenj na šibko nelinearnem dvopolnem elementu podaja velikost amplitud višjiharmonskih komponent v odvisnosti od amplitude osnovne komponente. Tako druga harmonska komponenta narašča približno s strmino dva, tretja pa s strmino tri, če ju rišemo v logaritemsko logaritemskem merilu v odvisnosti od višine amplitude osnovne harmonske komponente. Odvisnost je pomembna pri načrtovanju visokofrekvenčnih vezij za oceno nivoja popačenj glede na velikost signala. V članku je pokazano, da široko uporabljana formulacija MESFET modela to odvisnost krši, zaradi česar so rezultati računalniških simulacij napačni. Do napak pride zaradi nezveznosti odvodov višjih redov v enačbah MESFET ter zaradi zamenjave napetosti V_{gs} z napetostjo V_{gd} ob prehodu napetosti V_{ds} čez ničlo. V članku so predlagane spremembe modela MESFET, ki odpravljajo opisane pomanjkljivosti. Spremenjen model je primerjan z nespremenjenim, pri čemer so ugotovljene razlike, razen pravilnega upoštevanja medsebojne odvisnosti višjiharmonskih popačenj, zanemarljive. Tako so v spremenjenem modelu lahko uporabljene iste vrednosti modelnih parametrov kot v nespremenjenem.

Ključne besede: harmonična popačenja, MESFET, računalniška analiza analognih vezij, modeliranje polprevodniških elementov

Improved MESFET Model for Computer Distortion Analysis with Continuous High Order Derivatives

Extended abstract. The level of harmonic distortion in non-linear circuits is calculated incorrectly by the Berkeley's Spice3 based circuit analysis programs in several cases. One example is a circuit with a MESFET used as a voltage controlled resistance (Figure 1) at $V_{ds} = 0$. An error occurs when Fourier transform is obtained from a previously calculated transient response to a sine input signal. It is caused by unsuitable MESFET model equations.

Harmonic distortions generated by weak non-linear two-port networks can be mathematically analysed (equations (1) and (2) for the circuit in Figure 1). An approximate dependency between basic and higher harmonic components can be obtained (3). Thus the second harmonic component amplitude rises with slope two, and the third with slope three, when plotted in log-log scale as a function of the basic component amplitude. This relation is important in high-frequency circuit design to estimate the distortion from the signal level.

It is demonstrated that the widely used MESFET model

formulation [3] (used also in Spice) violates this relationship (Equations (4) to (7)), which leads to incorrect distortion results (Figure 2). The error is caused by the discontinuity of higher order derivatives in MESFET model equations (Figure 3), and also by the fact that V_{gs} or V_{gd} is used depending on the sign of V_{ds} .

In this paper, a modification of the MESFET model that eliminates those flaws is proposed. The general MESFET model equations (8) are transformed into (9). The absolute value function, which causes discontinuities, is replaced with approximation (10). It introduces new model parameters a_1 and a_2 , and initiates a minor shift of threshold voltage ΔV_T (11). The modified MESFET model degenerates into the original model for $a_1 \rightarrow 0$ or $a_2 \rightarrow \infty$ so the degree of modification can be controlled.

The modified model is compared to the original Spice model. Numerical differences between the original and the modified equations are negligible. Figure 5 depicts $I_d(V_{ds})$ and $g_{ds}(V_{ds})$ characteristics and the corresponding relative error which is below 1%, except for low V_{ds} . Figure 6 depicts $I_d(V_{gs})$ and $g_m(V_{gs})$ characteristics and the corresponding relative error which is below 2%, except

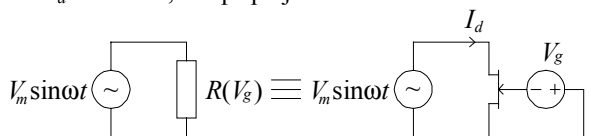
when near V_T because of the threshold shift. The computer harmonic distortion simulation of the circuit in Figure 1 with modified MESFET model agrees with the theoretical results (Figure 7). Drain current and its derivatives are continuous for the modified model and are shown in Figure 8.

Modification does not induce any essential new behaviour of the MESFET model save for characteristics smoothing around $V_{ds} = 0$. Therefore, the same parameter values extracted for the original MESFET model can be used in the modified one.

Key words: harmonic distortion, MESFET, computer circuit analysis, semiconductor device modelling

1. Uvod

Programi za računalniško analizo analognih integriranih vezij, ki temeljijo na Berkeleyjevi različici programa Spice3 [1], v veliko primerih napačno izračunavajo nivo harmoničnih popačenj v nelinearnem vezju. Napaka nastaja ob Fourierjevem transformu izračunanega odziva vezja v časovnem prostoru v frekvenčni prostor. Velikosti posameznih višjiharmonskih komponent niso skladne s teoretično predvidenimi rezultati. Napake nastajajo zaradi netočnega modeliranja nelinearnih polprevodniških elementov oziroma nezveznosti odvodov višjih redov v matematičnem opisu. Takšen primer je MESFET, uporabljen kot napetostno krmiljena upornost (slika 1). Tranzistor se v tem primeru nahaja v delovni točki pri napetosti $V_{ds} = 0$, kjer so odvodi višjih redov ponornega toka I_d nezvezni, kar pripelje do netočnih rezultatov.



Slika 1: Napetostno krmiljena upornost izvedena z MESFET-om

Figure 1: MESFET as voltage controlled resistance

Ker napaka izvira iz načina modeliranja MESFET, je pri njeni obravnavi vsekakor pomembna izbira le-tega. V literaturi je bilo objavljenih več različnih matematičnih opisov. Tako je bil prvi model MESFET [2] objavljen že leta 1980. Kasneje so bili dodani členi, ki so izboljšali njegovo točnost [3], sam model pa je bil vgrajen v program Spice3 in je pretežno v uporabi še danes. Poleg omenjenega so poznani še drugi modeli. Tako na primer [4] in [5] obravnavata tranzistor pri velikih signalih, v zadnjem času pa sta se uveljavila še dva modela. Prvi se ukvarja z modeliranjem MESFET v submikronskem področju s premikom pragovne napetosti [6], drugi, empirični model [7], pa popisuje tako tranzistorje z nizkimi tokovi kot močnostne tranzistorje z upoštevanjem samosegrevanja in negativne gibljivosti. Pomanjkljivost vseh naštetih modelov so nezvezni odvodi višjih redov.

Problem nezveznosti odvodov se je do sedaj reševal predvsem na dva načina. Malosignalni ponorni tok i_d je v [8] razvit v Taylorjevo vrsto in podan kot zvezna ter

zvezno odvedljiva funkcija ponorne prevodnosti g_{ds} , kar omogoča točno analizo harmoničnih popačenj le blizu $V_{ds} = 0$. Na drugi strani sta bila v [9] in [10] razvita nova zvezna in zvezno odvedljiva modela MESFET, ki pa pred dejansko uporabo terjata implementacijo v uporabljanem simulatorju.

Simulator z vgrajenim modelom MESFET z nezveznimi odvodi je za točno analizo harmoničnih popačenj treba najprej nadgraditi z enim izmed v prejšnjem odstavku omenjenih modelov. Poleg tega posamezni modeli med seboj niso združljivi, zato je treba za vsak tranzistor na novo poiskati tudi vrednosti modelnih parametrov. V članku je nakazana preprosta izboljšava modelov z nezveznimi odvodi, ki le-te odpravlja. Za točno analizo harmoničnih popačenj je tako mogoče uporabiti izboljšan model. Implementacija zvezno odvedljivega modela v tem primeru ni potrebna, kakor tudi ni treba določiti novih modelnih parametrov.

2. Matematična analiza in rezultati simulacij

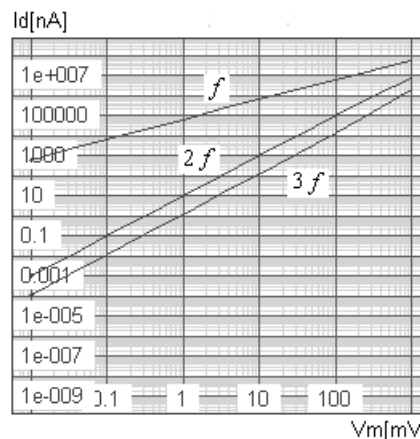
Ponorni tok I_d MESFET na splošno opišemo z enačbo (1), ki podaja njegovo odvisnost od potencialov na vseh treh zunanjih sponkah.

$$I_d = f(V_g, V_d, V_s) \quad (1)$$

Za vezje na sliki 1 velja $V_g = \text{konst.} < 0$, $V_d = V_m \sin \alpha t$, pri čemer je $V_m \ll 1V$ in $V_s = 0$. Tako je tok I_d pravzaprav odvisen le od izmenične ponorne napetosti V_d , ki ima majhno amplitudo. Funkcijo f razvijemo v Taylorjevo vrsto (2) v okolici $V_d = 0$.

$$I_d = f + V_d \frac{\partial f}{\partial V_d} + \frac{V_d^2}{2} \frac{\partial^2 f}{\partial V_d^2} + \frac{V_d^3}{6} \frac{\partial^3 f}{\partial V_d^3} + \dots \quad (2)$$

Z upoštevanjem sinusne oblike napetosti V_d , majhnosti amplitude V_m in dejstva, da je MESFET, uporabljen na način, prikazan na sliki 1, šibko nelinearen, nam (2) poda približno odvisnost med amplitudami harmoskih komponent (3).



Slika 2: Rezultati računalniške analize vezja na sliki 1
Figure 2: Computer analysis results of the circuit in Figure 1

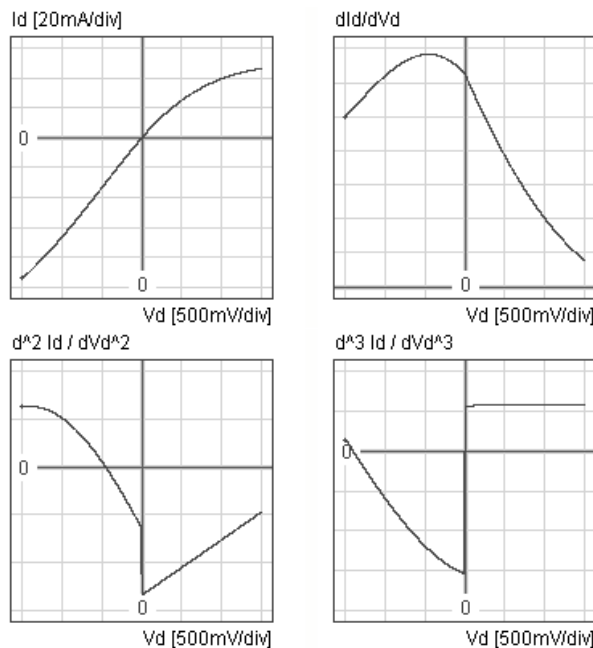
$$I_d \cong f + \frac{V_m^2}{4} \frac{\partial^2 f}{\partial V_d^2} + V_m \frac{\partial f}{\partial V_d} \sin \omega t - \frac{V_m^2}{4} \frac{\partial^2 f}{\partial V_d^2} \cos 2\omega t - \frac{V_m^3}{24} \frac{\partial^3 f}{\partial V_d^3} \sin 3\omega t \quad (3)$$

Iz (3) je razvidno, da raste amplituda druge harmonske komponente s kvadratom, amplituda tretje pa s kubom amplitude osnovnega signala. Če odvisnost narišemo v logaritemsko logaritemskem merilu, raste druga komponenta s strmino dve, tretja pa s tri. Zveza je pomembna pri izračunavanju harmoničnih popačenj glede na nivo signala v analognih visokofrekvenčnih vezjih. Matematično dobljeno odvisnost potrjujejo tudi meritve različnih šibko nelinearnih dvopolnih elementov pri zadovoljivo majhnih signalih.

Računalniška analiza vezja na sliki 1 ne potrjuje odvisnosti (3). Slika 2 prikazuje amplitude harmonskih komponent v logaritemsko logaritemskem merilu pri nizkih frekvencah. Opazimo, da tretja komponenta narašča približno s strmino dve namesto s tri. Uporabljen je bil model [3] MESFET TO52K proizvajalca Alcatel-Italia z modelnimi parametri $\beta = 1.6 \cdot 10^{-2}$, $v_{to} = -3.9$, $b = 0.38$, $\alpha = 1.3$ in $\lambda = 4 \cdot 10^{-3}$, pri $V_g = -1.5V$ in program Spice Opus*. Podobne rezultate (tretja harmonska komponenta narašča s strmino dve) dobimo tudi z uporabo drugih modelov z nezveznimi odvodi višjih redov.

3. Nezveznost modela MESFET

Napaka v računalniški analizi nastane zaradi nezveznosti višjih odvodov funkcije f pri $V_d = 0$. Slika 3 prikazuje tok $I_d(V_d)$ in njegove odvode pri $V_g = -1.5V$ in $V_s = 0$ za model tranzistorja iz prejšnjega razdelka. Vidimo, da sta drug in tretji odvod nezvezna.



Slika 3: Ponorni tok I_d in njegovi odvodi
Figure 3: Drain current I_d and its derivatives

Napačne rezultate računalniške analize nam potrjuje tudi podrobnejši pogled v enačbe modela [3]. Pri napetostih $|V_{ds}| < 3/\alpha$ veljata enačbi (4a) in (4b). V obeh primerih se nahajamo nad pragovno napetostjo, kar pomeni, da je v (4a) $V_{gs} > V_T$, v (4b) pa $V_{gd} > V_T$.

$$I_d = \frac{\beta(V_{gs} - V_T)^2}{1 + b(V_{gs} - V_T)} \left(1 - \left(1 - \frac{\alpha V_{ds}}{3} \right)^3 \right) (1 + \lambda V_{ds}) \quad V_{ds} > 0 \quad (4a)$$

$$I_d = \frac{-\beta(V_{gd} - V_T)^2}{1 + b(V_{gd} - V_T)} \left(1 - \left(1 + \frac{\alpha V_{ds}}{3} \right)^3 \right) (1 - \lambda V_{ds}) \quad V_{ds} < 0 \quad (4b)$$

Enačb (4a) in (4b) zaradi nezveznosti odvodov ne moremo razviti v Taylorjevo vrsto, lahko pa ju za $V_{ds} = V_d = V_m \sin \omega t$, oziroma $V_{gd} = V_g - V_d = V_g - V_m \sin \omega t$, razvijemo v Fourierjevo vrsto v časovnem prostoru. Za majhne amplitude V_m lahko enačbi (4a) in (4b) poenostavimo v približni enačbi (5a) in (5b), ki ju je naprej preprosto analitično razviti v Fourierjevo vrsto (6).

$$I_d \cong \beta(V_{gs} - V_T)^2 \alpha V_{ds} / (1 + b(V_{gs} - V_T)) \quad V_{ds} > 0 \quad (5a)$$

$$I_d \cong \beta V_{gT} (V_{gT} - V_d b_2 / b_1) \alpha V_{ds} / b_1 \quad V_{ds} < 0 \quad (5b)$$

$$V_{gT} = V_g - V_T \quad b_1 = 1 + b V_{gT} \quad b_2 = 2 + b V_{gT}$$

$$I_d \cong a_0 + a_1 \sin \omega t + a_2 \cos 2\omega t + a_3 \sin 3\omega t + \dots \quad (6)$$

Pri tem so Fourierjevi koeficienti $a_0 \dots a_3$ enaki:

$$a_0 = a_2 = \alpha \beta V_m^2 V_{gT} b_2 / 4b_1^2 = konst. V_m^2 \quad (7a)$$

$$a_1 = -\alpha \beta V_m V_{gT} (3\pi V_{gT} b_1 + 4V_m b_2) / 3\pi b_1^2 \cong konst. V_m \quad (7b)$$

$$a_3 = 4\alpha \beta V_m^2 V_{gT} b_2 / 15\pi b_1^2 = konst. V_m^2 \quad (7c)$$

Enačbe (7a), (7b) in (7c) potrjujejo odvisnost (3), razen za tretjo harmonsko komponento, ki narašča s kvadratom namesto s kubom.

4. Sprememba modela

Vsi modeli, katerih definicija temelji na [2], izkazujejo podobno napako, kot je bila prikazana v prejšnjem razdelku. Tem modelom je skupen način matematične definicije ponornega toka I_d v obliki (8a) in (8b).

$$I_d = f_1(V_{gs}) f_2(V_{ds}) \quad V_{ds} > 0 \quad (8a)$$

$$I_d = -f_1(V_{gd}) f_2(-V_{ds}) \quad V_{ds} < 0 \quad (8b)$$

Enačbi (8a) in (8b) lahko preoblikujemo in združimo v enačbo (9), ki izraža ponorni tok I_d v odvisnosti od potencialov na priključnih sponkah MESFET. Pri tem je $\text{sgn}(x) = -1$ za $x < 0$, $\text{sgn}(x) = 0$ za $x = 0$ in $\text{sgn}(x) = 1$ za $x > 0$, ter $\min(x, y) = x$ za $x \leq y$ in $\min(x, y) = y$ za $x > y$.

$$I_d = \text{sgn}(V_{ds}) f_1(V_g - \min(V_d, V_s)) f_2(|V_{ds}|) = \frac{V_{ds}}{|V_{ds}|} f_1\left(V_g - \frac{V_d + V_s - |V_{ds}|}{2}\right) f_2(|V_{ds}|) \quad (9)$$

Če sta funkciji f_1 in f_2 zvezni in zvezno odvedljivi, je absolutna vrednost edina, ki vnaša nezveznosti. Zaradi nezvezne odvedljivosti funkcije $|x|$ pri $x = 0$ je tudi tok I_d nezvezno odvedljiv.

* Spice Opus temelji na Berkeleyjevi različici Spice3f5 in je prosto dostopen na <http://fides.fe.uni-lj.si/spice>

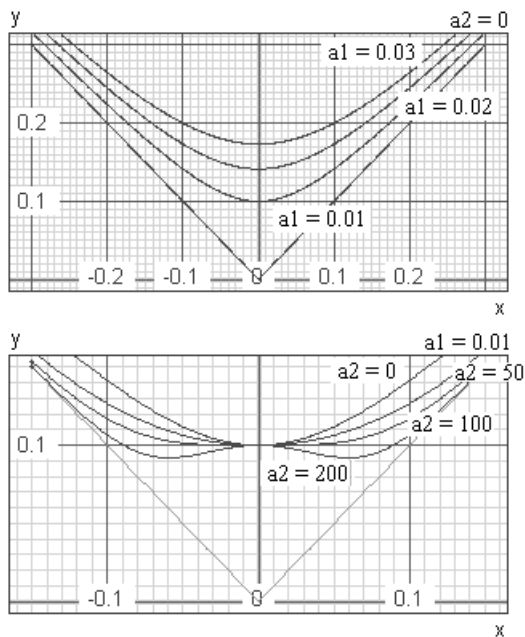
Da bi model postal zvezno odvedljiv, moramo absolutno vrednost zamenjati z zvezno in zvezno odvedljivo funkcijo, ki ima potek čim bolj podoben $|x|$. Ker velja $|x| = \sqrt{x^2}$, je mogoče s pomočjo korena prvotno funkcijo zgladiti. Približek $|x| \cong \sqrt{x^2 + a_1}$ je že zvezna in zvezno odvedljiva funkcija. Vendar smo funkcijo $|x|$ želeli spremeniti le v okolici točke $x = 0$ in tako doseči zvezno odvedljivost. Zato poskušamo vpliv parametra a_1 zunaj te okolice zmanjšati ter v ta namen dodamo še eksponencialni člen. V spremenjenem modelu MESFET funkcijo $|x|$ končno nadomestimo z zvezno odvedljivim približkom (10). Parameter a_1 določa največjo napako pri $x = 0$, parameter a_2 pa hitrost pojemanja napake z oddaljevanjem od ničle.

$$|x| \cong \sqrt{x^2 + a_1} e^{-a_2 x^2} \quad (10)$$

Tako je mogoče spremeniti kateregakoli izmed modelov, temelječih na [2] oziroma oblike (8a) in (8b).

Nadomestitev funkcije sgn s kvocientom (enačba (9)) je bila zaradi nedoločenosti $0/0$ negotova pri $V_{ds} = 0$. Z uvedbo približka (10) ta neprijetnost izgine.

Slika 4 prikazuje poteke približkov (10) za različne vrednosti parametrov a_1 in a_2 . Parameter a_2 na vrednost pri $x = 0$ ne vpliva. Če je a_2 za določen a_1 prevelik, dobi približek namesto zaobljene oblike dva lokalna minimuma (slika 4 spodaj, $a_1 = 0.01$, $a_2 = 200$). Da se temu izognemo, mora veljati $a_1 a_2 \leq 1$.



Slika 4: Približek (10) za različne vrednosti a_1 in a_2

Figure 4: Approximation (10) for different values of parameters a_1 and a_2

Tehten pomislek pri spremembi enačb modela z (10) je vnos premikov ponornega toka I_d . V nespremenjenih modelnih enačbah je $I_d = 0$ takrat, ko je vsaj ena izmed funkcij f_1 oziroma f_2 enaka nič. Funkcija f_2 ima ničlo pri $V_{ds} = 0$. Zaradi vodilnega kvocienta v (9) je tudi v spremenjenem modelu pri $V_{ds} = 0$ ponorni tok $I_d = 0$, tako da v tem primeru kljub približku (10) ni premika. Premik $I_d \neq 0$ nastane pri tistih napetostih V_{gd} oziroma V_{gs} (= napetost praga V_T), kjer ima funkcija f_1 ničlo in hkrati V_{ds}

$\neq 0$. Z vnosom približka (10) funkcija f_1 pri teh kombinacijah napetosti ni več enaka nič oziroma opravi imamo s ponornim tokom I_d različnim od nič.

Približek (10) bi tako v spremenjenih modelnih enačbah ob zahtevi $f_1 = 0$ za $V_{gs} < V_T$ in $V_{ds} > 0$ oziroma $V_{gd} < V_T$ in $V_{ds} < 0$ povzročil nezveznost pri napetosti praga. Vendar se napetost praga zaradi (10) v modelih, temelječih na [2] oziroma oblike (8a) in (8b), le malce premakne. Tako nezveznosti ni, enako nemoteč postane tudi premik ponornega toka I_d , opisan v zgornjem odstavku. Razlika nastane le v spremenjeni pragovni napetosti, pri kateri je $I_d = 0$. Za enačbe modela [3] je premik pragovne napetosti enak (11) in je največ enak $-\sqrt{a_1}/2$.

$$\Delta V_T = (|V_{ds}| - \sqrt{V_{ds}^2 + a_1} e^{-a_2 V_{ds}^2}) / 2 \quad (11)$$

Spremenjeni model se za $a_1 \rightarrow 0$ ali $a_2 \rightarrow \infty$ prelevi v nespremenjenega, kar je razvidno neposredno iz enačbe (10). Tako lahko stopnjo spremembe nadzorujemo z vrednostmi obeh parametrov. Model spremenimo čim manj, vendar vseeno toliko, da so rezultati računalniške analize v skladu s teoretično pridobljenimi pričakovanji. Algoritem določevanja vrednosti parametrov a_1 in a_2 je preprost:

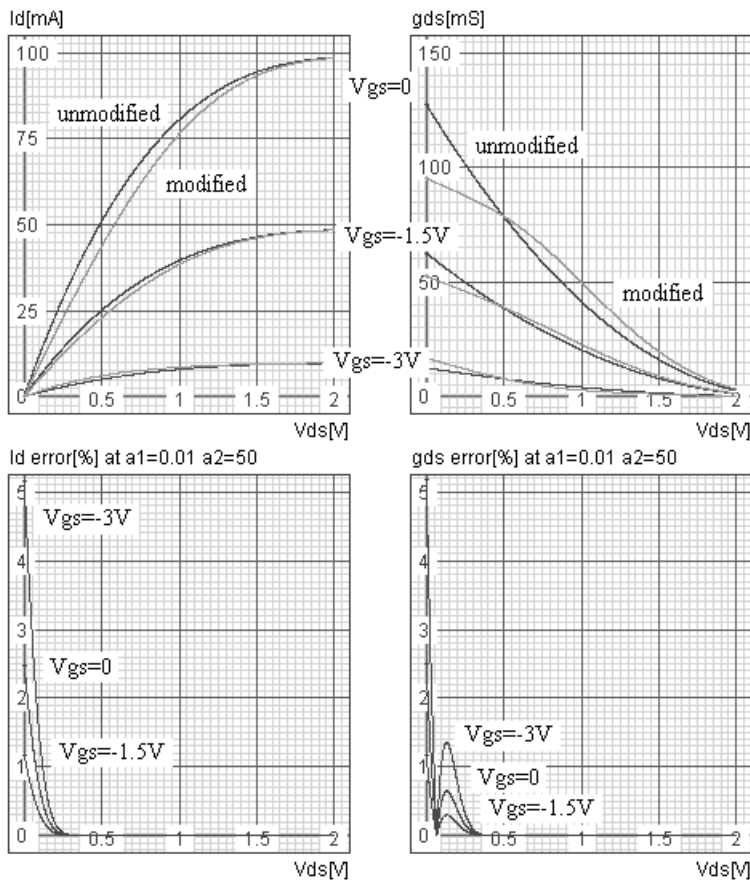
1. Oba parametra postavimo na nič $a_1 = a_2 = 0$, s tem začnemo z nespremenjenim modelom.
2. Povečujemo vrednost parametra a_1 , dokler ne začne amplituda tretje harmonske komponente naraščati s strmino tri. S tem dosežemo zveznost višjih odvodov za najnižjo ceno (parameter a_1 naj bo čim manjši).
3. Povečujemo vrednost parametra a_2 toliko časa, dokler amplituda tretje harmonske komponente obdrži hitrost naraščanja tri. S tem se spremenjen model približa nazaj originalnemu modelu. Vrednost parametra a_2 se lahko poveča največ do $1/a_1$.

5. Primerjava spremenjenega modela z nespremenjenim

Napake, ki jih v model prinaša približek (10), si bomo ogledali za model tranzistorja iz 2. razdelka pri vrednostih parametrov $a_1 = 0.01$ in $a_2 = 50$, ki sta bili določeni po zgornjem algoritmu. Na slikah 5 in 6 so prikazane $I_d(V_{ds})$, $g_{ds}(V_{ds})$, $I_d(V_{gs})$ in $g_m(V_{gs})$ karakteristike ter relativna napaka med spremenjenim in nespremenjenim modelom.

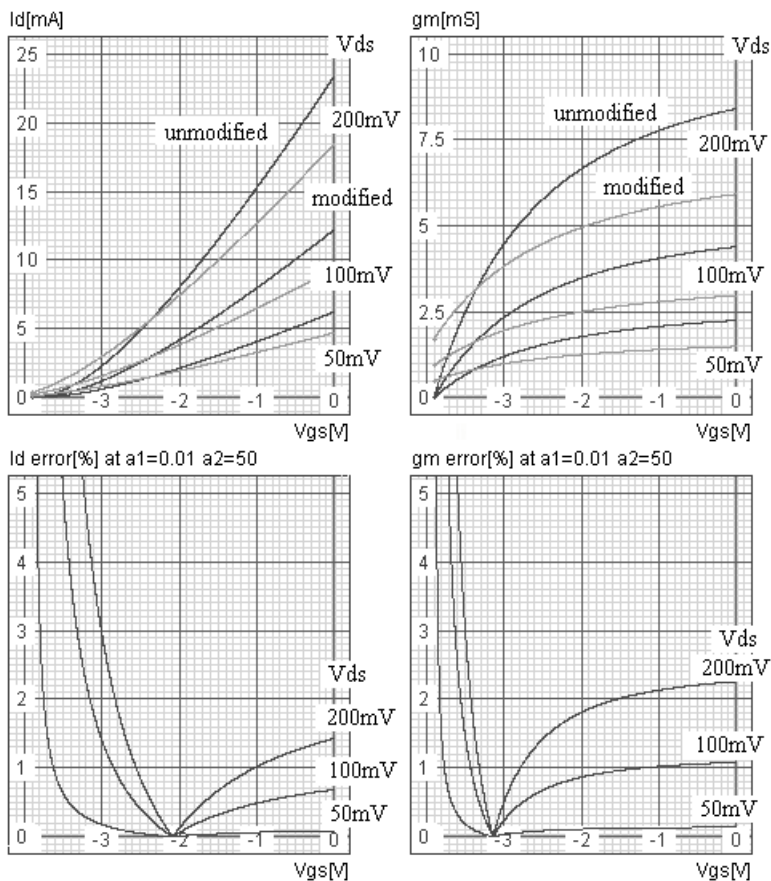
Za naše vrednosti parametrov a_1 in a_2 bi se karakteristike na slikah 5 in 6 zgoraj povsem prekrivale in razlika na oko ne bi bila opazna. Zato sta parametra namenoma nastavljeni na vrednosti $a_1 = a_2 = 1$, da je opazen trend sprememb karakteristik.

V $I_d(V_{ds})$ (slika 5 zgoraj levo) vidimo spremenjene krivulje pri nizkih napetostih V_{ds} . Z višanjem napetosti med ponorom in izvorom krivulje spremenjenega modela zopet čedalje bolj nalegajo na nespremenjen model, kar je povsem logična posledica približka (10). Sprememba pri nizkih napetostih privede v večkrat zvezno odvedljiv prehod V_{ds} čez ničlo, kar je bil naš glavni cilj. Relativna razlika (napaka) med nespremenjenim in spremenjenim modelom (slika 5 spodaj levo) je majhna in je razen za zelo nizke napetosti V_{ds} pod 1%, nikdar pa ne preseže meje nekaj odstotkov.



Slika 5: $I_d(V_{ds})$ in $g_{ds}(V_{ds})$ karakteristike pri različnih napetostih V_{gs} za nespremenjen in spremenjen model ter pripadajoča relativna napaka. Da je razlika med modeloma opazna, je v zgornjih grafih $a_1 = a_2 = 1$.

Figure 5: Above: $I_d(V_{ds})$ and $g_{ds}(V_{ds})$ characteristics at different V_{gs} for unmodified and modified model. Below: Corresponding relative error. Parameters $a_1 = a_2 = 1$ above, so that the difference is noticeable.



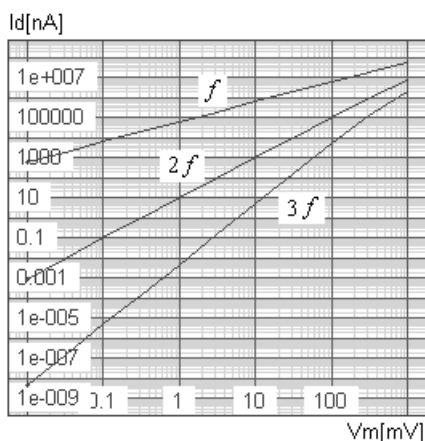
Slika 6: $I_d(V_{gs})$ in $g_m(V_{gs})$ karakteristike pri različnih napetostih V_{ds} za nespremenjen in spremenjen model ter pripadajoča relativna napaka. Da je razlika med modeloma opazna, je v zgornjih grafih $a_1 = a_2 = 1$.

Figure 6: Above: $I_d(V_{gs})$ and $g_m(V_{gs})$ characteristics at different V_{ds} for the unmodified and modified model. Below: Corresponding relative error. Parameters $a_1 = a_2 = 1$ above, so that the difference is noticeable.

Enako se ponovi z odvodom toka I_d oziroma prevodnostjo $g_{ds}(V_{ds})$ (slika 5 zgoraj desno). Spremenjen je način prehoda čez ničlo, in sicer se poteki prevodnosti temu primerno ukrivijo. Relativna razlika (napaka) med nespremenjenim in spremenjenim modelom (slika 5 spodaj desno) je zopet majhna. Znaša največ nekaj odstotkov pri zelo nizkih napetostih V_{ds} , večinoma pa je pod enim odstotkom.

Na sliki 6 je narejena podobna primerjava ob spremenljivi napetosti vrat V_{gs} . Neenakost krivulj $I_d(V_{gs})$ (slika 6 zgoraj levo) je predvsem posledica nizkih napetosti V_{ds} , kar je bilo nakazano že s sliko 5. Z višanjem V_{ds} se razlika zmanjšuje. Relativna napaka med nespremenjenim in spremenjenim modelom (slika 6 spodaj levo) je zopet majhna in znaša manj kot 2%, razen ob približevanju pragovni napetosti $V_{gs} \rightarrow V_T$. Tam zaradi premika praga, kot je bilo opisano v prejšnjem razdelku, naraste v neskončnost, kar pa zaradi ohranjenosti zveznosti modela ne moti. Ob primerno izbranih vrednostih za parametra a_1 in a_2 je premik pragovne napetosti zanemarljiv.

Podobno velja tudi za odvod, to je za prevodnost $g_m(V_{gs})$ (slika 6 zgoraj desno). Relativna razlika (slika 6 spodaj desno) je zopet pod 2%, razen blizu praga.

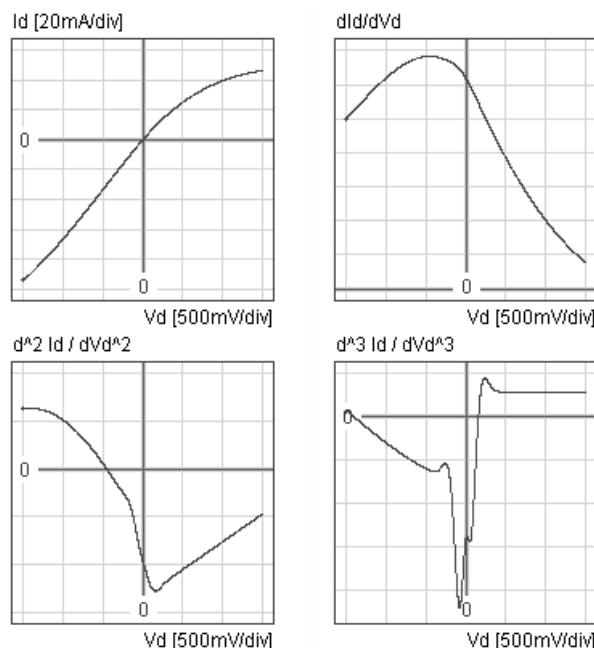


Slika 7: Rezultati računalniške analize vezja na sliki 1 pri spremenjenem modelu MESFET.

Figure 7: Computer analysis results of the circuit in Figure 1 with modified MESFET model.

Rezultati računalniške analize amplitud višjiharmonskih komponent vezja s slike 1 s spremenjenim modelom so prikazani na sliki 7. Velikost amplitud prve in druge harmonske komponente ostaja glede na nespremenjen model (slika 2) identična. Sprememba nastopi pri tretji harmonski komponenti, ki ima nedvomno večji nagib, kot pri nespremenjenem modelu. Nagib je v skladu s teoretično predvidenim rezultatom (3) in približno enak tri. Rezultati računalniške analize sicer niso potrjeni z meritvami konkretnega tranzistorja. Vendar je kljub mogoči absolutni napaki potrjen pravilen odnos med posameznimi harmonskimi komponentami, kar pomeni določeno izboljšavo nespremenjenega modela.

Zaradi uvedbe približka (10) postanejo višji odvodi ponornega toka I_d zvezni, kar pravzaprav privede do rezultatov na sliki 7. Slika 8 prikazuje odvode ponornega toka I_d pri spremenjenem modelu. Sprememba v



Slika 8: Ponorni tok I_d in njegovi odvodi za spremenjen model MESFET

Figure 8: Drain current I_d and its derivatives for modified MESFET model

primerjavi z nespremenjenim modelom (slika 3) nastopi le pri majhnih napetostih V_{ds} . Nezveznosti ni več in so pretvorjene v bolj ali manj razgiban potek prehoda čez ničlo.

6. Sklep

V članku je predstavljena sprememba modela MESFET, ki odpravlja nezveznosti odvodov ponornega toka I_d . Pokazan in razdelan je vzrok, ki privede do nepravilnih rezultatov pri računalniški analizi harmonskih popačenj na upornosti, narejeni s pomočjo MESFET v delovni točki $V_{ds} = 0$. Velikost amplitude tretje harmonske komponente se ne sklada s teoretično predvidenim rezultatom za šibko nelinearen element pri majhnih amplitudah. Spremenjeni model teh težav nima več in sledi teoretičnim predvidevanjem. Poleg tega sprememba v sam model ne vnaša bistveno novega obnašanja, razen glajenja karakteristik v bližini prehoda čez ničlo, oziroma za majhne V_{ds} . Tako so lahko že izluščeni modelni parametri tranzistorja uporabljeni tudi v spremenjenem modelu. Sprememba torej ne zahteva ponovnega določanja modela. Predstavljena sprememba modela vnaša v enačbe le na novo definiran izračun absolutne vrednosti napetosti V_{ds} . Zato spremenjen model tudi s stališča računske zahtevnosti ni bistveno bolj potraten kot nespremenjen model.

7. Literatura

- [1] T. L. Quarles, *The Spice3 Implementation Guide*, Memorandum No. UCB/ERL M89/44, Electronics Research Laboratory, University of California, Berkeley, 1989

- [2] W. R. Curtice, *A MESFET Model for Use in the Design of GaAs Integrated Circuits*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-28, No. 5, May 1980
- [3] H. Statz, P. Newman, I. W. Smith, R. A. Pucel, H. A. Haus, *GaAs FET Device and Circuit Simulation in SPICE*, IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. ED-34, No. 2, February 1987
- [4] T. Kacprzak, A. Materka, *Compact DC Model of GaAs FET's for Large-Signal Computer Calculation*, IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. SC-18, No. 2, April 1983
- [5] W. R. Curtice, M. Ettenberg, *A Nonlinear GaAs FET Model for Use in the Design of Output Circuits for Power Amplifiers*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-33, No. 12, December 1985
- [6] M. M. Ahmed, H. Ahmed, P. H. Ladbrooke, *An Improved DC Model for Circuit Analysis Programs for Submicron GaAs MESFET's*, IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 44, No. 3, March 1997
- [7] A. Giorgio, V. M. N. Passaro, A. G. Perri, *DC Model of GaAs MESFETs Improving Circuit Simulation*, IEE Proceedings on Circuits, Devices and Systems, Vol. 147, No. 2, April 2000
- [8] K. Fujii, Y. Hara, T. Yakabe, H. Yabe, *A Large-Signal Switching MESFET Model for Intermodulation Distortion Analysis*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 48, No. 3, March 2000
- [9] K. Yhland, N. Rosman, M. Garcia, H. F. Merkel, *A Symmetrical Nonlinear HFET/MESFET Model Suitable for Intermodulation Analysis of Amplifiers and Resistive Mixers*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 48, No. 1, January 2000
- [10] N. Scheinberg, A. Pinkhasov, *A Computer Simulation Model for Simulating Distortion in FET Resistors*, IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems, Vol. 19, No. 9, September 2000

Janez Puhan je diplomiral 1993, magistriral leta 1998, ter doktoriral leta 2000 na Fakulteti za elektrotehniko Univerze v Ljubljani. Ukvarja se z optimizacijskimi metodami, primernimi za optimizacijo analognih elektronskih vezij, ter z računalniškim načrtovanjem in analizo vezij. Kot asistent je zaposlen na Fakulteti za elektrotehniko v Ljubljani.

Tadej Tuma je docent na Fakulteti za elektrotehniko v Ljubljani. Pedagoško in raziskovalno dela na področju računalniških metod v elektroniki in mikrokrmilniških sistemov.

Iztok Fajfar je diplomiral leta 1991 na Fakulteti za elektrotehniko v Ljubljani. Na isti fakulteti je leta 1994 tudi magistriral in leta 1997 doktoriral. Trenutno je docent

na Fakulteti za elektrotehniko v Ljubljani. Ukvarja se z računalniško analizo in optimizacijo vezij, z mikrokrmilniškimi sistemi in programiranjem v visokonivojskih programskih jezikih.

Árpád Bűrmen je diplomiral leta 1999 na Fakulteti za elektrotehniko v Ljubljani. Kot mladi raziskovalec je zaposlen na Fakulteti za elektrotehniko v Ljubljani. Področje njegovega raziskovanja so analogna in hibridna simulacija, optimizacijske metode in vzporedno računanje.

Andrej Nussdorfer je diplomiral leta 2000 na Fakulteti za elektrotehniko Univerze v Ljubljani. Področje njegovega raziskovalnega dela obsega mikrokrmilniške razvojne sisteme, ukvarja pa se tudi z razvojem mikrokrmilniških aplikacij. Svoje raziskovalno delo opravlja v Laboratoriju za elektroniko 2 Fakultete za elektrotehniko Univerze v Ljubljani.