

Analitički modeli transkonduktanse i izlazne konduktanse SiC MOSFETA

Petar M. Lukić, Rifat M. Ramović, Rajko M. Šašić, Stanko M. Ostojić, Vladan M. Lukić

Sadržaj — U radu su najpre istaknute karakteristike i prednosti koje silicijum-karbid (SiC) ima u odnosu na standardne materijale koji se koriste za pravljenje elektronskih komponenti kao i na mogućnosti korišćenja SiC komponenti u savremenim elektronskim telekomunikacionim uređajima. Zatim su razvijeni modeli strujno-naponskih karakteristika SiC MOSFETA, na osnovu kojih su dobijeni analitički modeli transkonduktanse i izlazne konduktanse ovog tranzistora. Korišćenjem predloženih modela izvršene su simulacije, čime su predstavljeni modeli verifikovani.

Ključne reči — izlazna konduktansa, model, MOSFET, silicijum-karbid, transkonduktansa.

I. UVOD

I ZUZETNO brz razvoj telekomunikacija i telekomunikacione opreme nameće potrebu za poboljšavanjem karakteristika postojećih i projektovanjem i realizacijom novih elektronskih komponenti. Razvijaju se novi koncepti i uvode novi materijali koji imaju bolje elektronske karakteristike od do sada korišćenih [1], [2]. Jedan od takvih materijala je silicijum-karbid (SiC) [1] - [10].

Elektronske komponente izrađene na bazi SiC mogu da prevaziđu ograničenja koja postoje kod standardnih silicijumskih (Si) naprava. SiC je materijal sa visokom vrednošću probojnog električnog polja, koje je, u odnosu na Si, oko deset puta veće; zahvaljujući ovoj činjenici je blokirajući napon SiC poluprovodničkih komponenti deset puta veći u odnosu na Si komponente.

SiC se odlikuje širokim energetske procepom (vrednosti za najčešće korišćene politipove su: 2,35eV za 3C-SiC; 3,25eV za 4H-SiC; 2,9eV za 6H-SiC); široki energetski procep omogućava rad komponenti izrađenih od ovih materijala na temperaturama koje su značajno više

od temperatura na kojima rade Si naprave. Za razliku od standardnih Si tranzistora, koji se mogu koristiti na temperaturama do 125⁰C (u komercijalnim aplikacijama do 80⁰C), SiC tranzistori se mogu koristiti za rad na temperaturama do 600⁰C [3].

Visoka vrednost probojnog električnog polja u kombinaciji sa širokim energetske procepom omogućavaju izradu prekidačkih poluprovodničkih komponenti koje dozvoljavaju višestruko veće prekidačke učestanosti u odnosu na klasične Si komponente (za SiC tranzistore od nekoliko desetina pa do stotinu GHz, dok su za standardne Si tranzistore nekoliko GHz [3]).

Zbog navedenih osobina, SiC je veoma pogodan za proizvodnju prekidačkih komponenti koje će se koristiti u kolima i uređajima namenjenim za napajanje (energetska elektronika). Naime, energetske pretvarači bazirani na SiC tehnologiji mogu raditi sa mnogo većim prekidačkim učestanostima uz visok stepen iskorišćenja. Visoka prekidačka učestanost je veoma pogodna s obzirom da tada pretvarači zahtevaju manje kapacitivnosti, induktivnosti i dimenzije transformatora, što se odražava na manje dimenzije i težine uređaja, kao i na manju cenu.

SiC elektronske komponente imaju manju otpornost u režimu provođenja u odnosu na klasične Si (približno 100 puta). Manja otpornost u režimu provođenja takođe doprinosi minimiziranju energetske gubitaka.

Sa porastom temperaturne razlike između SiC komponente i ambijenta toplotno zračenje značajno raste; zato se hlađenje SiC naprava može realizovati mnogo jednostavnije od hlađenja sličnih Si, često i bez potrebe za eksternim komponentama za forsirano hlađenje (hladnjaci, ventilatori i sl.), što takođe utiče na smanjenje dimenzija i cene urežaja.

U poređenju sa Si, SiC naprave su otpornije na zračenje, što je veoma značajno u nekim telekomunikacionim uređajima.

Pored primene u energetske elektronici SiC komponente se mogu koristiti i u uređajima koji rade na visokim frekvencijama.

MOSFET je jedna od najčešće korišćenih elektronskih naprava. U okviru istraživanja i razvoja neke elektronske komponente dominantno mesto zauzima modelovanje njenih karakteristika. U ovom radu prikazan je analitički model transkonduktanse i izlazne konduktanse SiC MOSFETA.

Petar M. Lukić, Mašinski fakultet Univerziteta u Beogradu, Kraljice Marije 16, 11120 Beograd, Srbija; (e-mail: plukic@mas.bg.ac.yu).

Rifat M. Ramović, Elektrotehnički fakultet Univerziteta u Beogradu, Bulevar kralja Aleksandra 73, 11120 Beograd, Srbija; (e-mail: ramovic@etf.bg.ac.yu).

Rajko M. Šašić, Tehnološko-metalurški fakultet Univerziteta u Beogradu, Karnegijeva 4, 11120 Beograd, Srbija; (e-mail: plukic@mas.bg.ac.yu).

Stanko M. Ostojić, Tehnološko-metalurški fakultet Univerziteta u Beogradu, Karnegijeva 4, 11120 Beograd, Srbija; (e-mail: stankos@afrodita.rcub.bg.ac.yu).

Vladan M. Lukić, Nokia Siemens Networks d.o.o. Beograd, Omladinskih brigada 21, 11070 Novi Beograd, Srbija; (e-mail: vladan.lukic@siemens.com).

II. MODEL

Uprkos pojedinim pokušajima u poslednjih nekoliko godina, drift-difuzioni model transporta nosilaca naelektrisanja u elektronskim komponentama, ostao je do danas najšire prihvaćen. Ovo je direktna posledica činjenice da se ovaj model bazira na savremenom shvatanju i tumačenju fizike transportnih procesa koji se odvijaju u poluprovodničkim napravama, što direktno utiče na kvalitet odnosno preciznost modela. Istovremeno, drift-difuzioni model može predstavljati polaznu tačku za razvijanje čitavog niza novih modela koji su, pored preciznosti, relativno jednostavni [4].

Izraz za elementarnu struju drejna može se napisati u obliku [4]:

$$dI_d = q_e \cdot W \cdot n(x, y) \cdot dx \cdot E(x, y) \cdot \mu(x, y) \quad (1)$$

U jednakosti (1) I_d je struja drejna, q_e naelektrisanje elektrona, W je širina kanala, n je koncentracija nosilaca naelektrisanja, x je vertikalna a y lateralna koordinata, E električno polje i μ pokretljivost nosilaca naelektrisanja.

Na osnovu definicione veze polja E i potencijala V , izraz (1) se može napisati u obliku:

$$dI_d = q_e \cdot W \cdot n(x, y) \cdot dx \cdot \frac{dV}{dy} \cdot \mu(x, y) \quad (2)$$

Integracijom po vertikalnoj osi može se odrediti ukupna struja drejna:

$$I_d = q_e \cdot W \cdot \frac{dV}{dy} \cdot \int_0^{x_{\max}} \mu(x, y) \cdot n(x, y) \cdot dx \quad (3)$$

U zavisnosti od modela za pokretljivost $\mu(x, y)$ i koncentraciju $n(x, y)$ nosilaca naelektrisanja, dobija se više ili manje složen integral. U cilju pojednostavljenja problema, može se napraviti aproksimacija uvođenjem efektivne pokretljivosti μ_{eff} koja ima istu vrednost u svim tačkama. Takođe, može se smatrati da je i koncentracija nosilaca naelektrisanja konstantna.

$$I_d = q_e \cdot W \cdot \frac{dV}{dy} \cdot \mu_{\text{eff}} \cdot n \quad (4)$$

odnosno:

$$I_d \cdot dy = q_e \cdot W \cdot dV \cdot \mu_{\text{eff}} \cdot n \quad (5)$$

Integracijom (5) duž kanala, dobija se:

$$I_d \cdot L = q_e \cdot W \cdot \mu_{\text{eff}} \cdot n \cdot \int_{V_t}^{V_s} dV \quad (6)$$

U izrazu (6) L je dužina kanala, V_s potencijal sorsa a V_d potencijal drejna. Elementarnim transformacijama, slično kao u [5] - [7] može se odrediti izraz za struju drejna.

U linearnom režimu rada, struja drejna je:

$$I_d = \mu_{\text{eff}} \frac{W}{L} C_{\text{ox}} \left(V_{\text{gs}} - V_t - \frac{V_{\text{ds}}}{2} \right) V_{\text{ds}} \left(1 + \frac{\Delta L}{L} \right) \quad (7)$$

U režimu zasićenja, struja drejna je:

$$I_D = \frac{1}{2} \mu_{\text{eff}} \frac{W}{L} C_{\text{ox}} (V_{\text{gs}} - V_t)^2 \left(1 + \frac{\Delta L}{L} \right) \quad (8)$$

U izrazima (7) i (8) V_{gs} je napon između gejta i sorsa, V_t napon praga, V_{ds} napon između drejna i sorsa. Izrazom:

$$\left(1 + \frac{\Delta L}{L} \right) \quad (9)$$

modelovana je modulacija dužine kanala tranzistora.

A. Transkonduktansa

U linearnom radnom režimu tranzistora, transkonduktansa g_m se dobija iz jednačine (7), korišćenjem definicionog izraza:

$$g_m = \left. \frac{dI_d}{dV_{\text{gs}}} \right|_{V_{\text{ds}}=\text{const.}} \quad (10)$$

$$= \mu_0 \frac{W}{L} C_{\text{ox}} \frac{1 + kV_t + K \frac{V_{\text{ds}}}{2}}{\left(1 + k(V_{\text{gs}} - V_t) \right)^2} \cdot V_{\text{ds}}$$

U režimu zasićenja, transkonduktansa g_m se dobija iz modela za strujno-naponsku karakteristiku (8):

$$g_m = \left. \frac{dI_d}{dV_{\text{gs}}} \right|_{V_{\text{ds}}=\text{const.}} \quad (11)$$

$$= \mu_0 \frac{W}{L} C_{\text{ox}} \frac{1 + k + k \frac{V_{\text{gs}} - V_t}{2}}{\left(1 + k(V_{\text{gs}} - V_t) \right)^2} \cdot (V_{\text{gs}} - V_t)$$

U prethodnim jednačinama je:

$$k = \frac{\epsilon_{\text{ox}}}{2\epsilon_{\text{SiC}} E_0 t_{\text{ox}}} \quad (12)$$

U izrazu (12) ϵ_{ox} je dielektrična konstanta oksida, ϵ_{SiC} dielektrična konstanta SiC a t_{ox} je debljina oksidnog sloja.

B. Izlazna konduktansa

U linearnom radnom režimu tranzistora, izlazna konduktansa g_d se dobija iz jednačine (7), korišćenjem definicionog izraza:

$$g_d = \left. \frac{dI_d}{dV_{\text{ds}}} \right|_{V_{\text{gs}}=\text{const.}} \quad (13)$$

$$= \mu_{\text{eff}} \frac{W}{L} C_{\text{ox}} (V_{\text{gs}} - V_t - V_{\text{ds}})$$

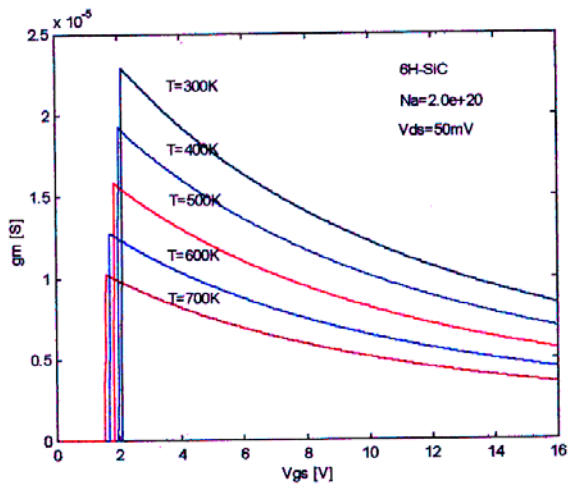
U režimu zasićenja, izlazna konduktansa g_d se dobija iz modela za strujno-naponsku karakteristiku (8):

$$g_d = \left. \frac{dI_d}{dV_{\text{ds}}} \right|_{V_{\text{gs}}=\text{const.}} \quad (14)$$

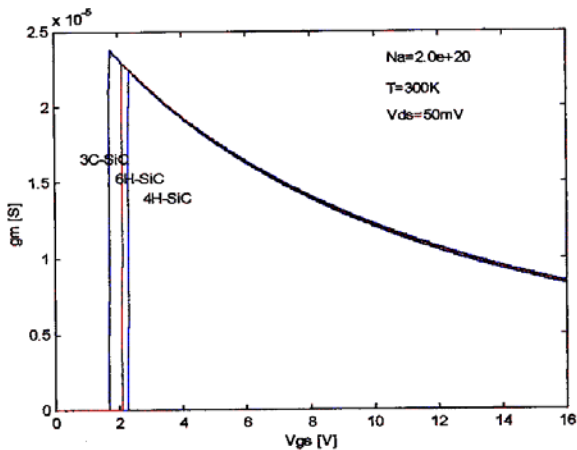
$$= \frac{1}{4} C_{\text{ox}} \left(\frac{W}{v_{\text{SAT}} L^2} \right) (V_{\text{gs}} - V_t)^2$$

III. REZULTATI I DISKUSIJA

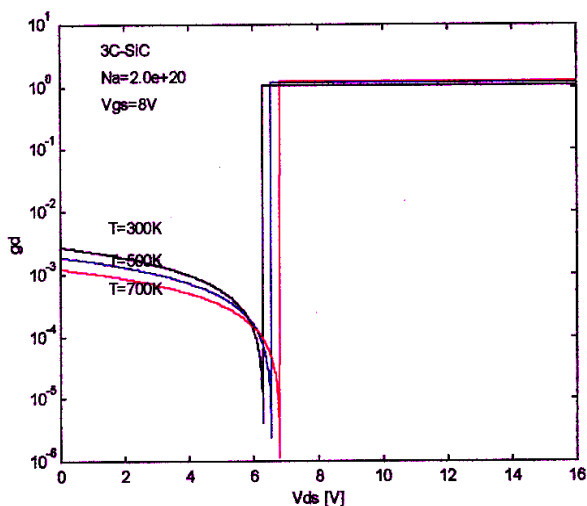
Korišćenjem predloženog modela izvršene su simulacije. U simulacijama su za dimenzije tranzistora uzete konstantne vrednosti: širina kanala $W=700\mu\text{m}$, dužina kanala $L=4\mu\text{m}$, koncentracija dopanata $N_a=2 \times 10^{20} \text{m}^{-3}$, napon praga na sobnoj temperaturi $V_t=2,979\text{V}$.



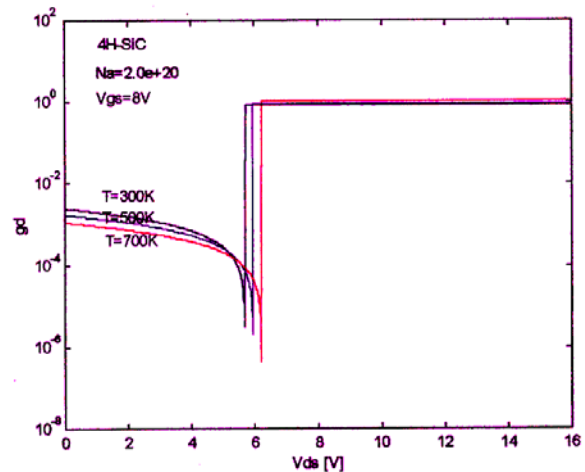
Sl. 1. Zavisnost transkonduktanse g_m od napona između gejta i sorsa V_{gs} kod 6H-SiC MOSFETA, pri različitim temperaturama ($V_{ds} = 50 \text{ mV}$, $N_a = 2 \times 10^{20} \text{ m}^{-3}$).



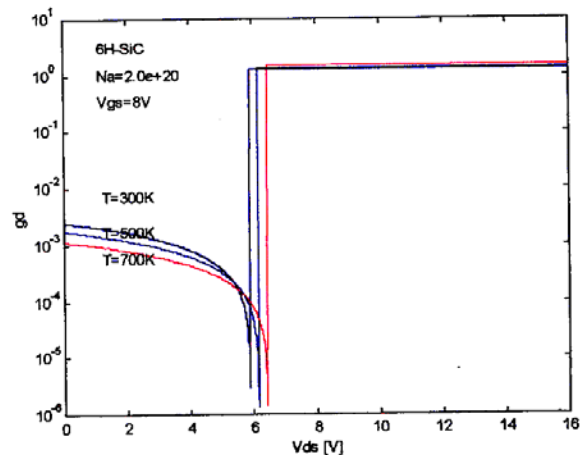
Sl. 2. Zavisnost transkonduktanse g_m od napona između gejta i sorsa V_{gs} kod 3C, 4H, 6H-SiC MOSFETova ($T = 300 \text{ K}$, $V_{ds} = 50 \text{ mV}$, $N_a = 2 \times 10^{20} \text{ m}^{-3}$).



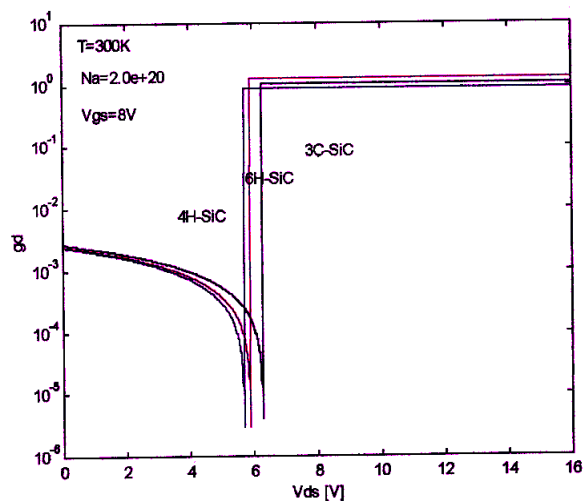
Sl. 3. Zavisnost izlazne konduktanse g_d od napona između drejna i sorsa V_{ds} kod 3C-SiC MOSFETA, pri različitim temperaturama ($V_{gs} = 8 \text{ V}$, $N_a = 2 \times 10^{20} \text{ m}^{-3}$).



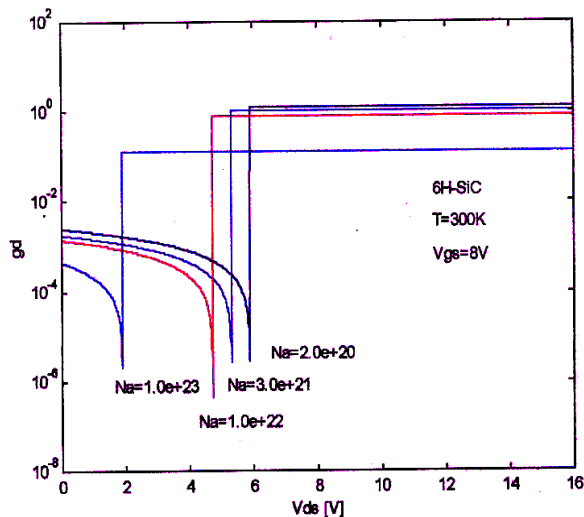
Sl. 4. Zavisnost izlazne konduktanse g_d od napona između drejna i sorsa V_{ds} kod 4H-SiC MOSFETA, pri različitim temperaturama ($V_{gs} = 8 \text{ V}$, $N_a = 2 \times 10^{20} \text{ m}^{-3}$).



Sl. 5. Zavisnost izlazne konduktanse g_d od napona između drejna i sorsa V_{ds} kod 6H-SiC MOSFETA, pri različitim temperaturama ($V_{gs} = 8 \text{ V}$, $N_a = 2 \times 10^{20} \text{ m}^{-3}$).



Sl. 6. Zavisnost izlazne konduktanse g_d od napona između drejna i sorsa V_{ds} kod 3C, 4H, 6H-SiC MOSFETA, pri različitim temperaturama ($T = 300 \text{ K}$, $V_{gs} = 8 \text{ V}$, $N_a = 2 \times 10^{20} \text{ m}^{-3}$).



Sl. 7. Zavisnost izlazne konduktanse g_d od napona između drejna i sorsa V_{ds} kod 6H-SiC MOSFETA, pri različitim koncentracijama primesa ($V_{gs}=8V$, $T=300K$).

Na slici 1. prikazana je zavisnost transkonduktanse g_m od napona između gejta i sorsa V_{gs} kod 6H-SiC MOSFETA, pri različitim temperaturama. Za vrednost napona između drejna i sorsa uzeto je $V_{ds}=50mV$, a za koncentraciju primesa $N_a=2 \times 10^{20} m^{-3}$. Sa grafika se vidi da vrednost transkonduktanse značajno opada kada se temperatura povećava (uzeto je od 300K do 700K), pri fiksiranom naponu između drejna i sorsa.

Na slici 2. prikazana je zavisnost transkonduktanse g_m od napona V_{gs} kod MOSFETova izrađenih na bazi najčešće korišćenih politipova SiC: 3C, 4H i 6H, pri fiksiranoj temperaturi ($T=300K$), $V_{ds}=50mV$, i $N_a=2 \times 10^{20} m^{-3}$. Sa grafika se može uočiti postojanje razlike u vrednostima transkonduktansa tranzistora izrađenih na bazi različitih politipova, i to pri manjim naponima između gejta i sorsa (oko 2V). Pri većim naponima ova razlika se gubi.

Na slici 3. prikazana je zavisnost izlazne konduktanse g_d od napona između drejna i sorsa V_{ds} kod 3C-SiC MOSFETA, pri različitim temperaturama. Za vrednost napona između gejta i sorsa uzeto je $V_{gs}=8V$, a za koncentraciju primesa $N_a=2 \times 10^{20} m^{-3}$. Sa grafika se može uočiti da vrednost izlazne konduktanse značajno opada kada se temperatura povećava (uzeto je od 300K do 700K), pri fiksiranom naponu između gejta i sorsa. Do istog zaključka se dolazi i za 4H-SiC MOSFET (rezultati na slici 4.), odnosno za 6H-SiC MOSFET (rezultati na slici 5.). Opadanje izlazne konduktanse sa porastom temperature se može tumačiti činjenicom da je napon praga rastuća funkcija temperature i koncentracije dopanata.

Na slici 6. prikazana je zavisnost izlazne konduktanse g_d od napona između drejna i sorsa V_{ds} kod 3C, 4H i 6H-SiC MOSFETova pri $T=300K$, $V_{gs}=8V$ i $N_a=2 \times 10^{20} m^{-3}$. Sa grafika se može uočiti postojanje razlike u vrednostima transkonduktansa tranzistora izrađenih na bazi različitih politipova.

Na slici 7. prikazana je zavisnost izlazne konduktanse

g_d od napona između drejna i sorsa V_{ds} kod 6H-SiC MOSFETA, za $V_{gs}=8V$ i $T=300K$. Izlazna konduktansa opada sa povećanjem koncentracija primesa. MOSFET brže ulazi u zasićenje pri višim koncentracijama primesa.

IV. ZAKLJUČAK

Predloženi modeli su bazirani na fizici rada naprave tako da precizno opisuju njen rad. I pored visokog stepena preciznosti, modeli su relativno jednostavni, tako da se lako mogu koristiti u praksi. Takođe, mogu se lako testirati, dograđivati i eventualno poboljšavati. Korišćenjem razvijenih modela izvršene su simulacije. Dobijeni rezultati su u visokom stepenu saglasni sa očekivanjima, do sada poznatim i dostupnim u literaturi.

LITERATURA

- [1] R. Ramović, R. Šašić, *Analiza i modelovanje unipolarnih tranzistora malih dimenzija*. DINEX, Beograd, 1999.
- [2] Petar M. Lukić, *Novi analitički modeli heterostrukturalnih unipolarnih tranzistora*. Doktorska disertacija, Elektrotehnički fakultet Univerziteta u Beogradu, 2005.
- [3] J. C. Balda, F. Barlow, A. B. Lostetter, A. Mantooth, "Silicon Carbide (SiC) Electronics", available: <http://mixedsignal.eleg.uark.edu>
- [4] Rajko M. Šašić, Petar M. Lukić, Rifat M. Ramović, "New Analytical HFET I-V Characteristics Model," *Journal of Optoelectronics and Advanced Materials*, vol. 8, no. 1, pp. 324–328, Feb. 2006.
- [5] Petar M. Lukić, Rifat M. Ramović, "The New Analytical Model of SiC MOSFET," in *Proc. 27th International Convention MIPRO 2004, Conference Microelectronics, electronics and electronic technologies MEET*, Opatija, Croatia, 2004, pp.53-58.
- [6] Petar M. Lukić, Rifat M. Ramović, "The New SiC MOSFET Carrier Mobility Analytical Model", in *Proc. 7th International Seminar on Power Semiconductors ISPS 04*, Prague, Czech Republic, 2004, pp. 265-270.
- [7] Petar M. Lukić, Rifat M. Ramović, Rajko M. Šašić, "A New Analytical Model of SiC MOSFET I-V Characteristics", in *Proc. 8th International Seminar on Power Semiconductors ISPS 06*, Prague, Czech Republic, 2004, pp. 265-268.
- [8] J. Wang, B. W. Williams, "Evaluation of High-Voltage 4H-SiC Switching Devices", *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 46, no. 3, pp. 589-597., 1999.
- [9] H. Linewith, S. Dimitrijević, C. E. Weikel, H. B. Harson, "Novel SiC Accumulation – Mode Power MOSFET", *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 48, no 8, pp. 1711-1717., 2001.
- [10] Rifat M. Ramović, Stanko M. Ostojić, Petar M. Lukić, Rajko M. Šašić, "Analytical Model of Drift Region Voltage Impact on SiC DIMOSFET Structure Characteristics," *Materials Science Forum* - submitted for publication.

ABSTRACT

Analytical models of a SiC MOSFET current-voltage characteristics, transconductance and output conductance are developed. Achieved models describe complex physics phenomena that exists in SiC MOSFET more accurate than already known ones, and at the same time, proposed models are relatively simple. Results obtained by using proposed models are in very good agreement with already published ones.

SiC MOSFET TRANSCONDUCTANCE AND OUTPUT CONDUCTANCE ANALYTICAL MODELS

Petar M. Lukić, Rifat M. Ramović, Rajko M. Šašić, Stanko M. Ostojić, Vladan M. Lukić