

Aplikacja ta bazuje na uproszczonej wersji oprogramowania PLECS produkowanego przez firmę PLEXSIM nazywana dalej modelem PLECS. Oprogramowanie to jest obecnie jednym z najpopularniejszych narzędzi symulacyjnych stosowanych w energoelektronice. Sama aplikacja pozwala na wyznaczenie wartości średnich strat mocy w trakcie przełączania (Switching Loss) i przewodzenia (Conduction Loss) tranzystora, strat całkowitych będących sumą strat w przewodzeniu i w trakcie przełączania (Total Losses), sprawności energetycznej obwodu (Circuit Efficiency) oraz temperatury wnętrza elementu (Junction Temperature). Wartości wyżej wymienionych wielkości obliczane są przy wykorzystaniu następujących danych wprowadzonych przez użytkownika: częstotliwości (PWM Frequency) i współczynnika wypełnienia sygnału sterującego tranzystor (PWM Duty Cycle), napięcia zasilania obwodu kolektora (Output Voltage), prądu przełączanego przez tranzystor (Input Current) oraz temperatury obudowy tranzystora (Case Temperature). Niestety, program nie pozwala na uzyskanie czasowych przebiegów napięć i prądów w układzie.

Aplikacja ma na sztywno wprowadzone ograniczenia dotyczące wartości parametrów wprowadzanych przez użytkownika. Wartości te zebrano w tabeli 1.

Tabela 1. Dopuszczalne wartości minimalne i maksymalne parametrów wprowadzanych przez użytkownika do aplikacji

	wartość minimalna	wartość maksymalna
PWM Frequency [Hz]	10	50000
PWM Duty Cycle [-]	0	1
Output Voltage [V]	100	1000
Input Current [A]	0	100
Case Temperature [°C]	25	125

Istotnymi wadami aplikacji są pominięcie parametrów dopuszczalnych tranzystora – program przeprowadza obliczenia nie uwzględniając napięcia przebicia czy dopuszczalnego prądu przewodzenia konkretnego typu tranzystora oraz nie jest dostępna informacja, dla jakiej wartości rezystancji dołączonej pomiędzy bramkę tranzystora a źródło napięcia sterującego przeprowadzane są obliczenia. Nie ma również możliwości zmiany jej wartości.

Model do symulacji w programie SPICE

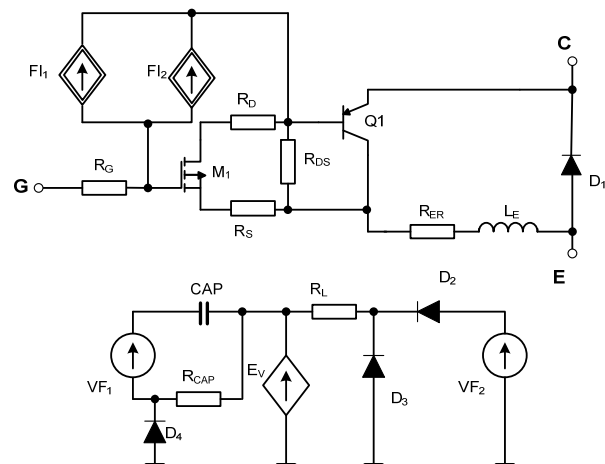
Na stronie internetowej firmy Infineon w zakładce „Tools” poza aplikacjami do symulacji, można też znaleźć m. in. modele elementów półprzewodnikowych produkowanych przez tę firmę do programów SPICE i SABER. Wiele spośród dostępnych na stronie modeli zostało zaimplementowanych w najnowszej (17.2) wersji oprogramowania OrCAD PSpice.

Struktura modelu tranzystora IGBT dostępnego na stronie internetowej firmy Infineon została przedstawiona na rys. 2 [23].

W rozważanym modelu wykorzystano wbudowane w programie SPICE modele elementów półprzewodnikowych: tranzystora MOS M_1 (model Shichmana-Hodgasa), tranzystora bipolarnego Q_1 (model ładunkowy), oraz diod D_1 - D_4 . Niektóre parametry tych modeli mają wartości różne od domyślnych, m. in. parametry opisujące pojemności rozważanych elementów, dzięki czemu modele te uwzględniają inercję elektryczną. W pracy [29] został zawarty szczegółowy opis tego modelu.

W pracach [11, 29, 30] przedstawiono wyniki weryfikacji doświadczalnej tego modelu. Z przedstawionych prac wynika, że model ten w zadowalający sposób modeluje jedynie charakterystyki statyczne tranzystora w warunkach

silnego sterowania. W przypadku pracy w zakresie podprogowym lub przy pracy impulsowej, charakterystyki obliczone przy użyciu tego modelu istotnie odbiegają od wyników pomiarów.



Rys. 2. Reprezentacja obwodowa modelu IGBT dostępnego na stronie internetowej firmy Infineon

Wyniki obliczeń

Jak można zauważyć, model przedstawiony w sekcji 2 (Model PLECS) pozwala tylko na obliczenie czterech parametrów układu, w którym zastosowany jest wybrany tranzystor: strat przewodzenia, strat przełączania i sprawności energetycznej układu oraz temperatury wnętrza tego tranzystora T_j . Z kolei, model przedstawiony w sekcji 3 (Model SPICE) pozwala na obliczenie czasowych przebiegów prądów, napięć w układzie. Aby porównać te dwa modele, wykorzystując model SPICE, przeprowadzono obliczenia charakterystyk układu identycznego jak ten, używany w aplikacji model PLECS, a następnie na podstawie tych charakterystyk wyznaczono wartości parametrów, które są wyznaczane w tej aplikacji. Średnie straty przewodzenia zdefiniowano jako iloczyn współczynnika wypełnienia sygnału sterującego, prądu kolektora płynącego przez włączony tranzystor oraz napięcia kolektor-emiter włączanego tranzystora. Z kolei, do wyznaczenia średnich strat w tranzystorze w trakcie jego przełączania wykorzystano wzór (1).

$$(1) \quad P_p = E_{ts} \cdot f$$

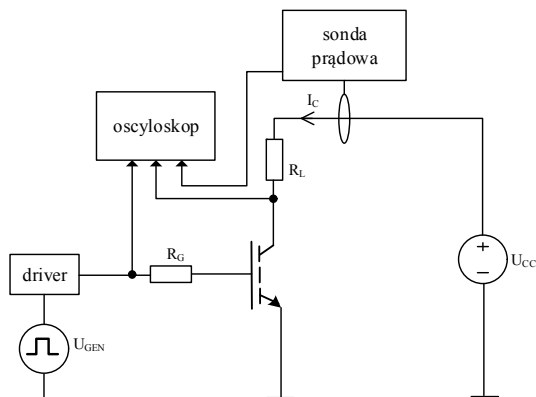
Wartość parametru E_{ts} wyznaczono zgodnie z definicją podaną w karcie katalogowej elementu.

W celu przeprowadzenia weryfikacji doświadczalnej obu opisywanych wcześniej modeli niezbędne było zmierzenie charakterystyk dynamicznych i statycznych wybranego tranzystora IGBT w różnych warunkach pracy, a następnie, na ich podstawie, wyznaczenie wartości parametrów tego układu. Charakterystyki statyczne tego elementu zmierzone w różnych temperaturach zostały przedstawione w pracy [31]. Do wykonania pomiarów charakterystyk dynamicznych wybranego tranzystora IGBT posłużył układ pomiarowy przedstawiony na rys. 3. Pomiary charakterystyk wykonano w stanie termicznie ustalonym, a zmierzona wartość temperatury obudowy tranzystora posłużyła jako dana wejściowa do modelu PLECS (jako temperatura obudowy w trakcie pracy elementu) oraz modelu SPICE (jako wartość temperatury, dla której wykonywane są obliczenia).

Do weryfikacji modeli został arbitralnie wybrany tranzystor IRG4PC40UD produkowany przez firmę Infineon charakteryzujący się maksymalnym prądem przewodzenia równym 40 A i dopuszczalnym napięciem kolektor-emiter

równym 600 V. Wartości parametrów modeli tego elementu są dostarczone przez producenta, jednak w przypadku aplikacji nie są one dostępne dla użytkownika.

Na rys. 4 przedstawiono zależność średnich strat w tranzystorze w trakcie jego przełączania (P_p) w funkcji częstotliwości sygnału przełączającego dla różnych wartości przewodzonego prądu kolektora I_C (rys. 4a), różnych wartości napięcia zasilania U_{CC} (rys. 4b) oraz różnych wartości rezystancji R_G (rys. 4c). Dodatkowo, na rys. 4d przedstawiono zależność strat przewodzenia (P_c) w funkcji częstotliwości sygnału sterującego. Na wszystkich rysunkach linią kreskową oznaczono wyniki uzyskane za pomocą modelu SPICE, linią ciągłą – za pomocą modelu PLECS, a punktami – wyniki pomiarów.



Rys. 3. Schemat układu do pomiaru charakterystyk dynamicznych tranzystora IGBT

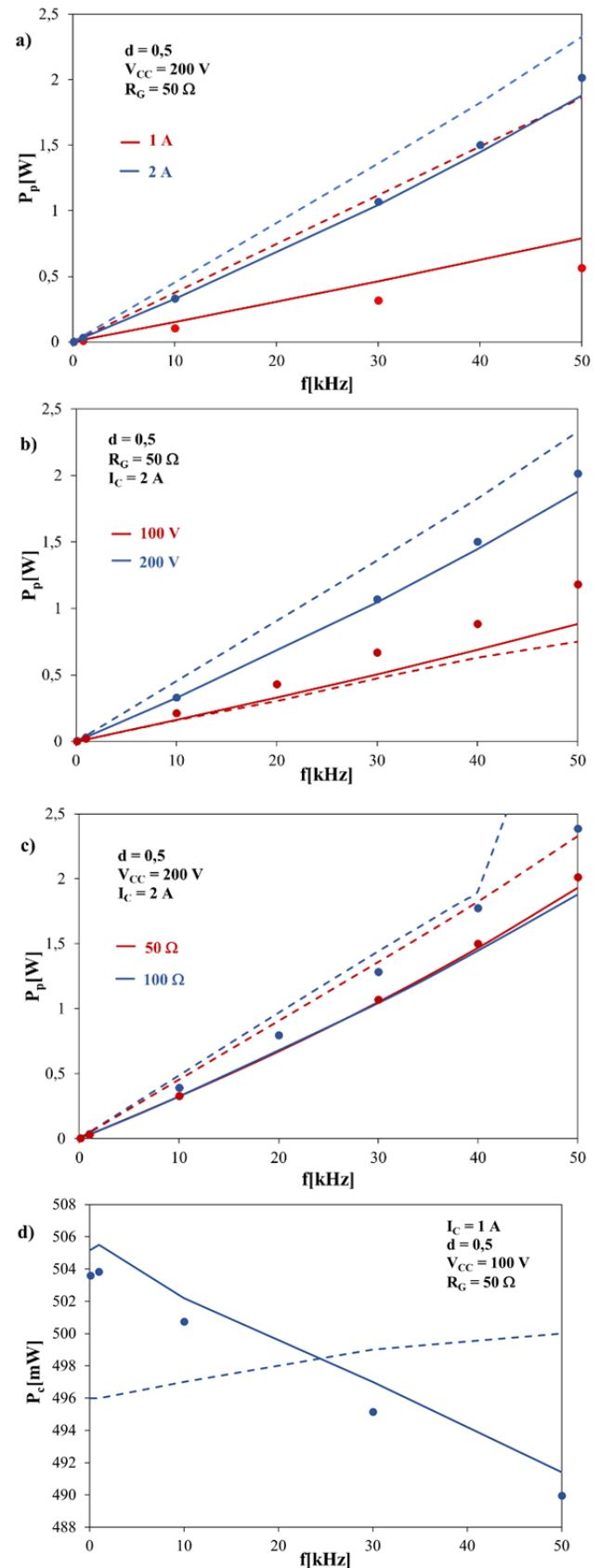
Jak widać z wyników przedstawionych na rys. 4, oba rozważane modele niepoprawnie modelują zależność pomiędzy stratami w procesie przełączania a częstotliwością sygnału przełączającego. Jak można zaobserwować na rys. 4a, rozbieżność pomiędzy wynikami obliczeń i pomiarów sięga 40% dla modelu PLECS, a dla modelu SPICE nawet 230%. Dobrą zgodność wyników obliczeń i pomiarów (rozbieżność pomiędzy wynikami obliczeń i pomiarów nie przekracza 5%) odnotowano tylko w pokazanym na rys.4b przypadku pracy tranzystora przy $R_G = 50 \Omega$, $I_C = 2 \text{ A}$ oraz $V_{CC} = 200 \text{ V}$. W przypadku strat przewodzenia przedstawionych na rys. 4d rozbieżności nie przekraczają 0,5% dla modelu PLECS oraz 2% w przypadku modelu SPICE. Warto zauważyć, że w przypadku modelu SPICE straty przewodzenia rosną wraz ze wzrostem częstotliwości, co nie jest zgodne z uzyskanymi wynikami pomiarów. Wynika to z niewłaściwego uwzględnienia wpływu temperatury na charakterystyki statyczne rozważanego tranzystora w tym modelu, co zostało opisane w pracy [29].

Podsumowanie

W pracy przedstawiono modele tranzystora IGBT dostępne na stronie firmy Infineon oraz przeanalizowano ich dokładność w warunkach pracy tranzystora w układzie przełącznika. Uzyskane wyniki dowodzą, że rozważane modele pozwalają na uzyskanie dobrej zgodności pomiędzy wynikami obliczeń i pomiarów tylko dla niektórych warunków pracy.

Istotną zaletą modelu SPICE, w porównaniu z modelem PLECS, jest możliwość uzyskania przebiegów czasowych zaciśkowych napięć i prądów tranzystora oraz możliwość wykonania obliczeń dla różnych wartości rezystancji R_G , a także brak ograniczeń dotyczących maksymalnej wartości częstotliwości sygnału sterującego oraz jego parametrów.

Istotną wadą tego modelu jest jednak jego dokładność, znacznie gorsza niż w przypadku modelu PLECS.



Rys. 4. Zależności mocy wydzielanej w tranzystorze od częstotliwości jego przełączania przy pracy wielosygnałowej tranzystora

Praca naukowa finansowana ze środków budżetowych na naukę w latach 2017-2021, jako projekt badawczy w ramach programu „Diamentowy Grant”.

Autor: dr inż. Paweł Górecki, Uniwersytet Morski w Gdyni, Katedra Elektroniki Morskiej, ul. Morska 81-87, 81-225 Gdynia, E-mail: p.gorecki@we.umg.edu.pl

LITERATURA

- [1] Baliga B. J., Adler M. S., Love R.P., Gray P.V., Zommer N.D., The insulated gate transistor - A new 3-terminal MOS-controlled bipolar power device, *IEEE Trans. Electron Dev.*, 31 (1984), n. 6, 821-828.
- [2] Napieralski A., Napieralska, Polowe półprzewodnikowe przyrządy dużej mocy, Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, Warszawa, 1995.
- [3] Barlik R., Nowak M., *Energoelektronika. Elementy, podzespoły, układy*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, Warszawa, 2014.
- [4] Kazimierzczuk M.K., *Pulse-width Modulated DC-DC Power Converters*, John Wiley & Sons, Ltd, 2008.
- [5] Rashid M.H., *Power electronic handbook*, Academic Press, Elsevier, New York, 2007.
- [6] Deng E., Zhao Z., Xin Q., Zhang J., Huang Y., Analysis on the difference of the characteristic between high power IGBT modules and press pack IGBTs, *Microelectron. Reliability*, 78 (2017), 2017, 25-37.
- [7] Rashid M.H.: *Spice for Power Electronics and Electric Power*, 2006, CRC press.
- [8] Wilamowski B.M., Jaeger R.C., *Computerized Circuit Analysis Using SPICE Programs*, McGraw Hill, New York 1997.
- [9] Górecki K., Ptak P., New dynamic electro-thermo-optical model of power LEDs, *Microelectron. Reliability*, 91 (2018), 1-7.
- [10] Liu Y. S., Mantooth H. A., Balda J.C., Farnell C., A Variable Inductor Based LCL Filter for Large-Scale Microgrid Application, *IEEE Trans. Power Electron.*, 33 (2018), n. 9, 7338-7348.
- [11] Górecki P., Górecki K., Zarębski J., Modelling the temperature influence on dc characteristics of the IGBT, *Microelectron. Reliability*, 79 (2017), 96-103.
- [12] Stefanskiy A., Starzak Ł., Napieralski A., Review of Commercial SiC MOSFET Models: Topologies and Equations, *Proceedings of the 24th International Conference Mixed Design of Integrated Circuits and Systems - MIXDES 2017*, 484-487.
- [13] <https://plex.infineon.com/plexim/igbtboost.html>
- [14] Bargieł K., Bisewski D., Evaluation of accuracy of SiC-JFET macromodel, *Computer Application in Electrical Engineering (ZKWE'2018)*, ITM Web of Conferences, 19 (2018), Article number: UNSP 01027.
- [15] Mohan N., Robbins W.P., Undeland T.M., Nilssen R., Mo O., Simulation of Power Electronic and Motion Control Systems – An Overview, *Proceedings of the IEEE*, 82(1994), 1287-1302.
- [16] Maksimovic D., Stankovic A.M., Thottuvelil V.J., Verghese G.C., Modelling and simulation of power electronic converters, *Proceedings of the IEEE*, 89(2001), n. 6, 898-912.
- [17] Górecki K., Detka K., Evaluation of the usefulness of selected Models of the diode-transistor switch to calculate the characteristics of the SEPIC converter, *Przegląd Elektrotechniczny*, 94 (2018), n. 9, 36-39.
- [18] Górecki K., Detka K., Application of Average Electrothermal Models in the SPICE-Aided Analysis of Boost Converters, *IEEE Trans. Indust. Electron.*, 66 (2019), n. 4, 2746-2755.
- [19] Hefner A.R., Diebolt D.M., An experimentally verified IGBT model implemented in the Saber circuit simulator, *IEEE Trans. Power Electron.*, 9(1994), n. 5, 532-542.
- [20] Wu R., Wang H., Pedersen K. B., Ma K., Ghimire P., Iannuzzo F., Blaabjerg F., A temperature-dependent thermal model of IGBT modules suitable for circuit-level simulations, *IEEE Trans. Industry App.*, 52(2016), n. 4, 3306 – 3314.
- [21] Górecki K., Górecki P., Modelling dynamic characteristics of the IGBT with thermal phenomena taken into account, *Microelectron. Internat.*, 34(2017), n. 3, 160-164.
- [22] Górecki K., Zarębski J., Górecki P., Ptak P., Compact Thermal Models of Semiconductor Devices – a Review, *Internat. Jour. Electron. and Telecom.*, 65 (2019), n. 2, 151-158.
- [23] Eberle W., Zhang Z., Liu Y. F., Sen P. C., A Practical Switching Loss Model for Buck Voltage Regulators, *IEEE Trans. Power Electron.*, 24 (2009), n. 3-4, 700-713.
- [24] Ji S.Q., Zhao Z.M., Lu T., Yuan L.Q., Yu H. L., HVIGBT Physical Model Analysis During Transient, *IEEE Trans. Power Electron.*, 28 (2013), n. 5, 2616-2624.
- [25] Xu Y. M., Ho C. N. M., Ghosh A., Muthumuni D., A Behavioral Transient Model of IGBT for Switching Cell Power Loss Estimation in Electromagnetic Transient Simulation, *33th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC 2018)*, 270-275.
- [26] Ryu S., Lee M., Hajji M. A., Ahn H., Han D., El Nokali M., A transient model for insulated gate bipolar transistors (IGBTs), *Int. Jour. of Electron.*, 95 (2008), n. 4, 399-409.
- [27] Oh H. S., El Nokali M., A new IGBT behavioral model, *Solid-State Electronics*, 45(2001), n. 12, 2069-2075.
- [28] Sheng K., Williams B.W., Finney S.J., A review of IGBT models. *IEEE Trans. Power Electron.*, 15 (2000), n. 6, 1250-1266.
- [29] Górecki P., Górecki K., Zarębski J., Badanie właściwości wybranych modeli tranzystorów bipolarnych z izolowaną bramką, *Przegląd Elektrotechniczny*, 93 (2017), n. 7, 81-85.
- [30] Górecki P., Górecki K., Modelling Influence of Temperature on the Switching Process of IGBTs, *Energies*, 12 (2019), n. 10, Article number 1894.
- [31] Górecki P., Górecki K., Influence of thermal phenomena on dc characteristics of the IGBT, *Internat. Jour. Electron. and Telecom.*, 64 (2018), n. 1, 71-76.