

УДОСКОНАЛЕННЯ МАТЕМАТИЧНОЇ МОДЕЛІ IGBT ТРАНЗИСТОРА З УРАХУВАННЯМ НЕЛІНІЙНОСТІ ЄМНОСТЕЙ ПЕРЕХОДІВ

С. В. Василюк, К. С. Василюк

Національний університет водного господарства та природокористування

вул. Соборна, 11, м. Рівне, 33028, Україна. E-mail: svyat.vasilets@gmail.com, k.s.vasylets@nuwm.edu.ua

Запропоновано математичну модель, яка відрізняється від відомих обчисленням аналітичних виразів для часткових похідних за відповідними напругами на ємностях від виразів, що апроксимують статичні залежності паразитних ємностей приладу від напруги між колектором та емітером, які наводяться в каталогах. Наведена математична модель реалізована у вигляді Simulink-моделі, за допомогою якої проаналізовано вмкнення та відключення IGBT транзистора в колі з резистивним навантаженням. Модель передбачається використовувати для моделювання системи «напівпровідниковий перетворювач – електродвигун» при дослідженні процесів комутації обмоток асинхронного двигуна напівпровідниковими ключами та при виникненні замикання або витоку струму на землю через опір тіла людини в кабелі змінної частоти.

Ключові слова: транзистор, затвор, ємність, перехідний процес, моделювання.

УСОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ IGBT ТРАНЗИСТОРА С УЧЕТОМ НЕЛИНЕЙНОСТИ ЕМКОВЕИ ПЕРЕХОДОВ

С. В. Василюк, Е. С. Василюк

Национальный университет водного хозяйства и природопользования

ул. Соборная, 11, г. Ровно, 33028, Украина. E-mail: svyat.vasilets@gmail.com, k.s.vasylets@nuwm.edu.ua

Предложена математическая модель, которая отличается от известных вычислением аналитических выражений для частных производных по соответствующим напряжениям на емкостях от выражений, аппроксимирующих статические зависимости паразитных емкостей прибора от напряжения между коллектором и эмиттером, которые приводятся в каталогах. Приведенная математическая модель реализована в виде Simulink-модели, с помощью которой проанализировано включение и отключение IGBT транзистора в цепи с резистивной нагрузкой. Модель предполагается использовать для моделирования системы «полупроводниковый преобразователь – электродвигатель» при исследовании процессов коммутации обмоток асинхронного двигателя полупроводниковыми ключами и процессов при возникновении замыкания или утечки тока на землю через сопротивление тела человека в кабеле переменной частоты.

Ключевые слова: транзистор, затвор, емкость, переходный процесс, моделирование.

АКТУАЛЬНІСТЬ РОБОТИ. Напівпровідникові елементи і, зокрема, біполярні транзистори з ізольованим затвором (IGBT) широко використовуються у силових схемах частотних перетворювачів для електроприводу, активних фільтрів, імпульсних перетворювачів постійної напруги тощо [1]. IGBT транзистори випускаються на напругу до 6,5 кВ (наприклад, IGBT-модуль типу 5SNA 0750G650300 компанії ABB) та струм до 3,6 кА (5SNA 3600E170300). Дослідження процесів у силових напівпровідникових перетворювачах, аналіз їх спільної роботи з двигунним навантаженням в нормальному та аварійному режимах, розроблення новітніх засобів захисту можливе за наявності математичної моделі системи «напівпровідниковий перетворювач – електродвигун». Зокрема, на сьогоднішній день не в повній мірі досліджені процеси, що супроводжують комутації обмоток асинхронного двигуна напівпровідниковими ключами частотного перетворювача в різних режимах, оскільки має місце живлення обмоток двигуна імпульсною напругою та несиметричні з'єднання обмоток. Також інтерес представляють процеси при виникненні замикання або витоку струму на землю через опір тіла людини в кабелі, яким двигун під'єднується до перетворювача, за різних режимів роботи нейтралі мережі. В останньому випадку актуальним є розроблення методики оцінювання електробезпеки кола змінної частоти та засобів захисту людини від ураження струмом.

На сьогодні питання формування математичної моделі, яка враховує особливості комутації IGBT транзисторів у складі асинхронного електроприводу, розв'язане не в повній мірі. Зокрема, при моделюванні частотно-керованого електроприводу частотний перетворювач розглядається як ідеальне джерело імпульсної напруги [2], або його характеристики лінеаризуються і він представляється динамічною ланкою другого порядку [3]. Також часто силові ключі розглядаються як ідеальні [4, 5]. При аналізі частотно-керованого електроприводу двигун найчастіше розглядається як симетрична машина, та не враховуються несиметрії напруги живлення, які виникають при комутації ключів [6].

Відомі моделі IGBT транзисторів поділяються на декілька типів [7, 8]: а) моделі, що враховують фізичні принципи роботи напівпровідників, є найбільш складними і точними, їх розробленню присвячені роботи Adier, Baliga, Blackburn, Gray, Hefner, Hoffmann, Kraus, Mantooth, Miller, Plummer та інших вчених; б) асоціативні моделі [9, 10], в яких не беруться до уваги фізичні принципи роботи пристрою, а статичні та динамічні характеристики відтворюються різними методами, такі моделі є менш складними і точними, ніж моделі першого типу, суттєвий внесок в обґрунтування асоціативних моделей зробили Appeldoorn, Fatemizadeh, Frisina, Groos, Hsu, Jezernik, Krischan, Kuhnert, Musumeci, Ngo, Raciti, Sardo, Turkes та інші вчені; в) комбіновані моделі, в яких використовуються існуючі моделі польових та

біполярних транзисторів із урахуванням особливостей роботи IGBT, такі моделі найчастіше застосовують для підвищення ефективності керування напівпровідникових пристроїв і не розглядають у сукупності із двигунним навантаженням.

Таким чином, актуальним є розроблення математичної моделі системи «напівпровідниковий перетворювач – електродвигун», яка враховує особливості комутації напівпровідникових приладів, функціонування двигуна в несиметричних режимах при комутації ключів, взаємні впливи силових ключів та обмоток двигуна та дозволяє досліджувати аварійні режими. Для цього, використовуючи результати попередніх досліджень, необхідно розв’язати наступні задачі: удосконалення динамічної моделі IGBT транзистора у змінних стану; об’єднання моделей окремих транзисторів відповідно до силової схеми частотного перетворювача та обґрунтування моделі системи керування; розроблення математичної моделі частотно-керованого асинхронного електроприводу на основі отриманої моделі частотного перетворювача та моделі асинхронної машини у фазних координатах.

Дана стаття присвячена розв’язанню першої задачі, а саме - удосконаленню математичної моделі IGBT транзистора, необхідність чого виникає через недосконалість врахування у відомих асоціативних моделях нелінійності ємностей напівпровідникових переходів. Зокрема, у моделі транзистора [11] для симулятора Saber не враховано ємність колекторно-емітерного переходу транзистора, а модель, що запропонована у [9], враховує тільки статичну ємність переходів, нехтуючи динамічною.

Мета роботи. Удосконалення математичної моделі IGBT транзистора у змінних стану, яка враховує динамічну ємність напівпровідникових переходів між выводами приладу.

МАТЕРІАЛ І РЕЗУЛЬТАТИ ДОСЛІДЖЕНЬ. Розглянемо випадок функціонування IGBT-транзистора VT в колі з резистивним навантаженням (рис. 1, а), де позначено: u_0 – ідеальне джерело ЕРС, яке живить навантаження з активним опором R_0 ; u_G – джерело імпульсної ЕРС керування, яка прикладається через баластний резистор R_G до затвора, представляючи функціонування драйвера; E, C, G – позначення, відповідно, емітера, колектора та затвора транзистора. Представимо транзистор заступною схемою, яка враховує сімейство нелінійних статичних ВАХ колекторно-емітерного переходу керованим джерелом струму I_C та нелінійний характер паразитних ємностей $C_1 - C_3$ між выводами транзистора (рис. 1, б), що характеризують динамічні процеси при комутації транзистора [9].

При побудові математичної моделі IGBT може бути представлений схемою Дарлінгтона (з’єднання біполярного ВІТ та польового MOSFET транзисторів) [11]. Це дозволяє описати струм керованого джерела I_C , яке представляє сімейство статичних ВАХ транзистора, наступною комбінованою залежністю, перше рівняння якої відповідає зоні нечутли-

вості, друге – нелінійній частині ВАХ, третє – зоні насичення:

$$I_c(u_{CE}) = \begin{cases} 0, & \text{при } u_2 \leq u_{Th} \text{ або } u_{CE} < u_D; \\ k \left[(u_2 - u_{Th})(u_{CE} - u_D) - \frac{(u_{CE} - u_D)^2}{2} \right], & \text{при } u_{CE} < u_2 - u_{Th} + u_D; \\ k \frac{(u_2 - u_{Th})^2}{2}, & \text{при } u_{CE} \geq u_2 - u_{Th} + u_D, \end{cases} \quad (1)$$

де $k = k_p(1 + \beta)$, причому β – коефіцієнт підсилення за струмом біполярного транзистора; u_{Th} – порогове значення напруги відкриття польового транзистора; u_D – падіння напруги на емітер-базовому переході біполярного транзистора; u_2 – напруга між затвором та емітером IGBT транзистора.

Заступна схема IGBT транзистора в колі з резистивним навантаженням (рис. 1, б) містить $N_b = 6$ гілок, з них $N_{bJ} = 1$ гілка є джерелом струму, які з’єднуються у $N_k = 3$ вузлах. Схема може бути описана $N_I = N_k - 1 = 2$ та $N_{II} = N_b - N_{bJ} - N_k + 1 = 3$ рівняннями згідно I та II законів Кірхгофа, відповідно, з яких струми у гілках заступної схеми виражаються наступним чином:

$$\begin{cases} i_0 = (u_0 - u_1 - u_2)/R_0; \\ i_3 = (u_1 + u_2 - u_3)/R_3; \\ i_4 = (u_G - u_2)/R_G; \\ i_1 = i_0 - I_C - i_3; \\ i_2 = i_1 + i_4, \end{cases} \quad (2)$$

де u_1 – напруга між колектором та затвором IGBT-транзистора; u_3 – падіння напруги на ємності C_3 заступної схеми IGBT транзистора.

Паразитні ємності $C_1 - C_3$ між выводами транзистора на заступній схемі (рис. 1, б) позначені як варіонди, оскільки їх величини залежать від напруги u_{CE} на колекторно-емітерному переході транзистора:

$$\begin{aligned} C_1(u_{CE}) &= C_{res}(u_{CE}); \\ C_2(u_{CE}) &= C_{ies} - C_{res}(u_{CE}); \\ C_3(u_{CE}) &= C_{oes}(u_{CE}) - C_{res}(u_{CE}), \end{aligned} \quad (3)$$

де C_{ies} – вхідна ємність транзистора (вимірюється між затвором та закороченими колектором і емітером), з достатньою точністю C_{ies} можна вважати незмінною при $u_{CE} = \text{var}$; $C_{res}(u_{CE})$ – ємність між колектором та затвором при заземленому емітері; $C_{oes}(u_{CE})$ – вихідна ємність (вимірюється між колектором та затвором, що замкнений на емітері); значення C_{ies} та залежності $C_{res}(u_{CE})$, $C_{oes}(u_{CE})$ є каталожними даними.

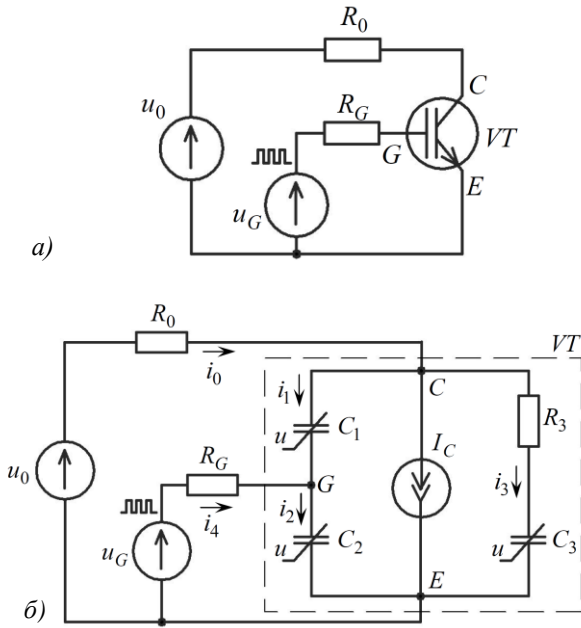


Рисунок 1 – Схема включення (а) та заступна схема (б) IGBT транзистора в колі з резистивним навантаженням

Залежності $C_{res}(u_{CE})$ та $C_{oes}(u_{CE})$ з достатньою точністю можуть бути апроксимовані показовими функціями [9]:

$$C_{res}(u_{CE}) = C_{resh} + C_{res0}(1 + u_{CE})^{-k_{res}}; \quad (4)$$

$$C_{oes}(u_{CE}) = C_{oesh} + C_{oes0}(1 + u_{CE})^{-k_{oes}}.$$

Враховуючи вирази (4), а також рівність $u_{CE} = u_1 + u_2 = R_3 i_3 + u_3$, з (3) маємо:

$$\begin{aligned} C_1(u_1, u_2) &= C_{resh} + C_{res0}(1 + u_1 + u_2)^{-k_{res}}; \\ C_2(u_1, u_2) &= C_{ies} - C_{resh} - \\ &\quad - C_{res0}(1 + u_1 + u_2)^{-k_{res}}; \\ C_3(u_3, i_3) &= C_{oesh} - C_{resh} + \\ &\quad + C_{oes0}(1 + R_3 i_3 + u_3)^{-k_{oes}} - \\ &\quad - C_{res0}(1 + R_3 i_3 + u_3)^{-k_{res}}. \end{aligned} \quad (5)$$

Струм i_1 через ємність $C_1(u_1, u_2)$ зв'язаний з падінням напруги u_1 наступним чином:

$$\begin{aligned} i_1 &= \frac{d[C_1(u_1, u_2) \cdot u_1]}{dt} = \\ &= \frac{dC_1(u_1, u_2)}{dt} \cdot u_1 + C_1(u_1, u_2) \cdot \frac{du_1}{dt} = \\ &= [F_1(u_1, u_2) \cdot u_1 + C_1(u_1, u_2)] \cdot \frac{du_1}{dt}. \end{aligned} \quad (6)$$

Причому вираз $[F_1(u_1, u_2) \cdot u_1 + C_1(u_1, u_2)]$ є динамічною ємністю між колектором та затвором транзистора, де:

$$\begin{aligned} F_1(u_1, u_2) &= \frac{\partial C_1(u_1, u_2)}{\partial u_1} = \\ &= -k_{res} C_{res0} (1 + u_1 + u_2)^{-k_{res}-1}. \end{aligned} \quad (7)$$

Аналогічно струми i_2 та i_3 дорівнюють добутку динамічних ємностей та похідних відповідних напруг:

$$i_2 = [F_2(u_1, u_2) \cdot u_2 + C_2(u_1, u_2)] \cdot \frac{du_2}{dt}; \quad (8)$$

$$i_3 = [F_3(u_3, i_3) \cdot u_3 + C_3(u_3, i_3)] \cdot \frac{du_3}{dt}, \quad (9)$$

причому

$$F_2(u_1, u_2) = \frac{\partial C_2(u_1, u_2)}{\partial u_2} = \quad (10)$$

$$= k_{res} C_{res0} (1 + u_1 + u_2)^{-k_{res}-1};$$

$$F_3(u_3, i_3) = \frac{\partial C_3(u_3, i_3)}{\partial u_3} =$$

$$= -k_{oes} C_{oes0} (1 + R_3 i_3 + u_3)^{-k_{oes}-1} + \quad (11)$$

$$+ k_{res} C_{res0} (1 + R_3 i_3 + u_3)^{-k_{res}-1}.$$

Таким чином, заступна схема IGBT-транзистора в колі з резистивним навантаженням (рис. 1, б) описується системою трьох диференціальних рівнянь стану (12) та рівняннями зв'язку (1), (2), причому:

$$\begin{cases} \frac{du_1}{dt} = \frac{i_1}{F_1(u_1, u_2) \cdot u_1 + C_1(u_1, u_2)}; \\ \frac{du_2}{dt} = \frac{i_2}{F_2(u_1, u_2) \cdot u_2 + C_2(u_1, u_2)}; \\ \frac{du_3}{dt} = \frac{i_3}{F_3(u_3, i_3) \cdot u_3 + C_3(u_3, i_3)}. \end{cases} \quad (12)$$

Наведена математична модель реалізована у вигляді Simulink-моделі (рис. 2). Вхідними впливами на модель є ЕРС u_0 живлення навантаження (величина якої задається блоком 1) та імпульсна ЕРС u_G керування (подача одного імпульсу забезпечується блоками 2). На виході моделі доступні для збереження значення у функції часу струму навантаження i_0 , струму затвора i_4 , напруги u_{CE} на колекторно-емітерному переході IGBT транзистора та напруги u_2 між затвором та емітером (блоки 3). Групи блоків 4-6 реалізують перше-третє, відповідно, диференціальні рівняння системи (12). Групи блоків 7-11 реалізують, відповідно, перше-п'яте рівняння зв'язку системи (2). Підсистема 12 реалізує рівняння (1).

Для проведення моделювання використані наступні значення параметрів IGBT-транзистора 5SNA 2000K450300 компанії ABB [12]: $u_{Th} = 7$ В; $u_D = 1$ В; $k = 250$ В; $R_3 = 1$ Ом; $C_{resh} = 3,1$ нФ; $C_{res0} = 160$ нФ; $k_{res} = 1,56$; $C_{oesh} = 8$ нФ; $C_{oes0} = 240$ нФ; $k_{oes} = 1,57$; $C_{ies} = 220$ нФ. Досліджувалися перехідні процеси комутації транзистора при напрузі живлення $u_0 = 1500$ В та величині навантаження $R_0 = 1$ Ом. Керування транзистором здійснювалося зміною величини ЕРС джерела u_G , причому $u_G = u_{G0} = -2$ В відповідало закритому станові, $u_G = u_{G1} = 15$ В – відкритому станові IGBT. Баластний опір кола затвора становив $R_G = 1,5$ Ом.

На початку моделювання транзистор знаходився у закритому стані ($u_G = u_{G0} = -2$ В, рис. 3, а). У момент $t_1 = 5$ мкс від початку моделювання ЕРС

u_G керування затвором стрибкоподібно змінюється до 15 В, що спричиняє перехідний процес відкриття транзистора [13].

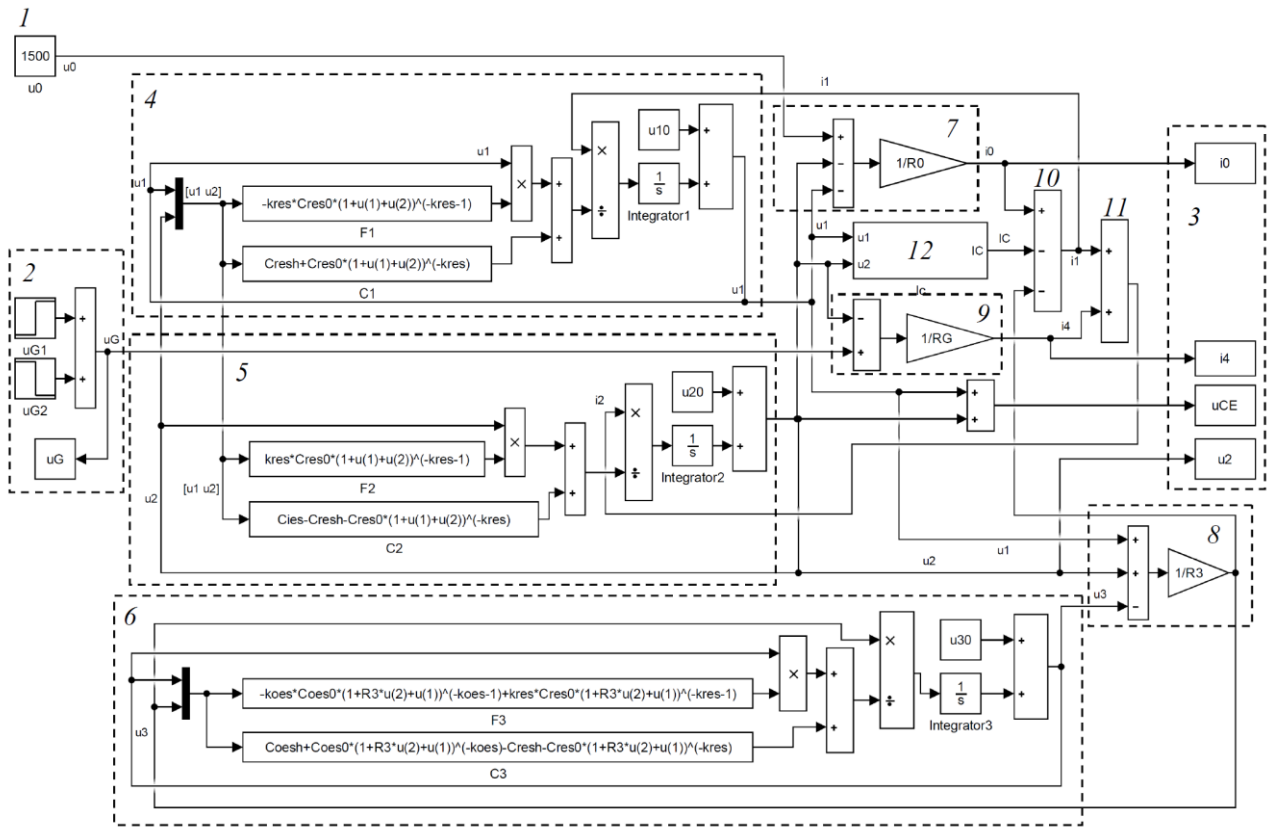


Рисунок 2 – Структурна схема комп’ютерної моделі IGBT транзистора в колі з резистивним навантаженням

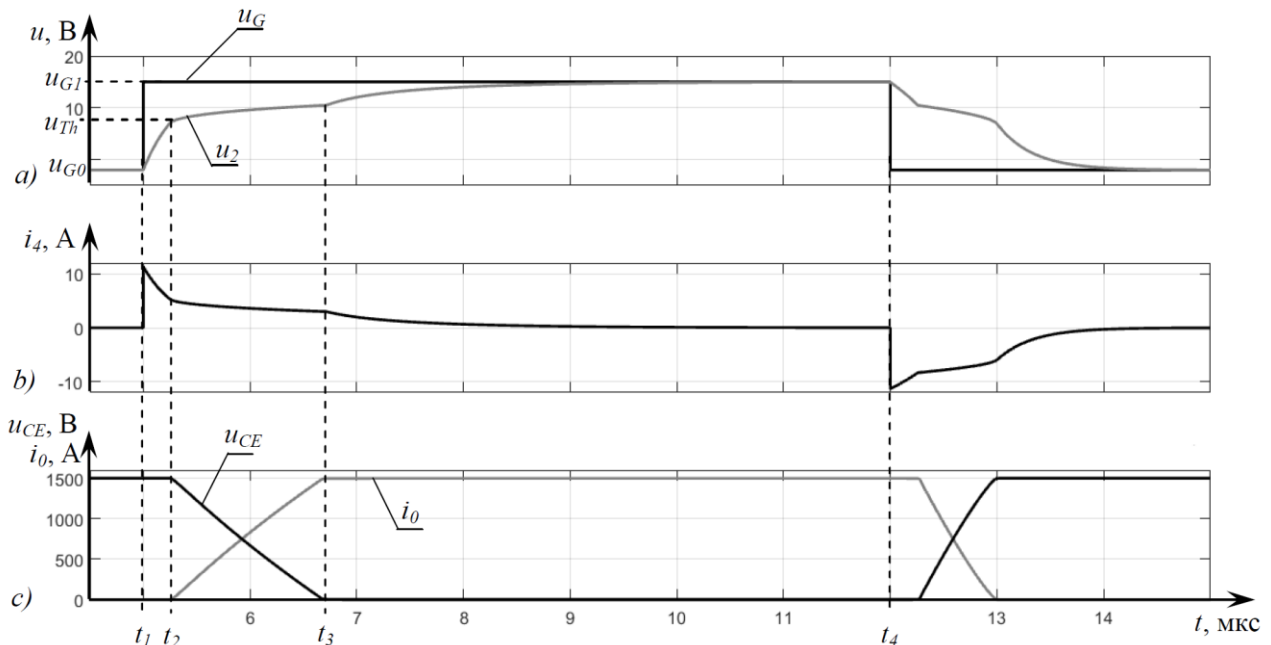


Рисунок 3 – Графіки, отримані в результаті моделювання, що ілюструють процес комутації IGBT транзистора в колі з резистивним навантаженням: а – ідеальна імпульсна ЕРС u_G керування та напруга u_2 на затворі відносно емітера; б – струм i_4 затвора; в – напруга u_{CE} між колектором та емітером транзистора та струм i_0 навантаження (струм колектора)

Від моменту t_1 починає заряджатися ємність C_2 між затвором та емітером, через затвор протікає зарядний струм i_4 , ударне значення якого становить близько 11 А (рис. 3, б). По мірі заряду струм i_4 експоненціально знижується, а напруга u_2 на вказаній ємності відповідно збільшується, досягаючи у момент $t_2 = 5,2$ мкс порогової величини u_{Th} відкриття транзистора, струм i_4 затвора при цьому досягає величини близько 5 А.

Оскільки до моменту t_2 напруга затвора u_2 була меншою від порогової величини, напруга u_{CE} між колектором та емітером транзистора лишалася на рівні напруги живлення u_0 , а струм навантаження i_0 (який дорівнює струму колектора) був нульовим (рис. 3, с). Після моменту t_2 починається процес зростання струму i_0 до значення, яке обумовлене величиною навантаження R_0 , та відповідного зниження напруги u_{CE} . Цей процес триває до моменту t_3 , коли транзистор відкривається повністю. Після моменту t_3 триває процес зарядження ємності C_2 до досягнення напруги u_2 на ній рівня u_G , що відповідає зниженню струму i_4 затвора до нуля. Процес відключення транзистора у момент t_4 протікає аналогічно.

ВИСНОВКИ. Удосконалена математична модель IGBT транзистора у змінних стану, яка відрізняється від відомих врахуванням динамічної ємності напівпровідникових переходів між виводами приладу за рахунок обчислення аналітичних виразів для часткових похідних за відповідними напругами на ємностях від виразів, що апроксимують статичні залежності паразитних ємностей приладу від напруги між колектором та емітером, причому останні є каталожними даними. В ході подальших досліджень доцільно врахувати вольт-амперну характеристику зворотного діода між колектором та емітером транзистора, а також обмеження похідних струму на напруги на приладі при комутаціях схемою драйвера.

ЛІТЕРАТУРА

1. Khanna V.K. The Insulated gate bipolar transistor (IGBT): theory and design. Hoboken, NJ: Wiley-IEEE Press, 2003. 648 p.
2. Jain A. K., Chaitanya G. K., Kumar V.A. Modeling and Simulation of Frequency Converter Used In Speed Control of Asynchronous Motor. *International Journal of Scientific and Research Publications*. 2013.

Volume 3, Issue 4. P. 1–6. URL: www.ijsrp.org/research-paper-0413/ijsrp-p16111.pdf.

3. Шуруб Ю.В. Статистична оптимізація частотно регульованих асинхронних електроприводів при скалярному керуванні. *Електротехніка і Електромеханіка*. 2017. № 1. С. 26–30. URL: http://nbuv.gov.ua/UJRN/elem_2017_1_7.

4. Аналіз електромагнітних процесів у колах з напівпровідниковими перетворювачами з сімнадцятизонним регулюванням вихідної напруги / В.І. Сенько та ін. *Технічна електродинаміка*. 2016. № 5. С. 23–25. URL: www.techned.org.ua/2016_5/st6.pdf.

5. Watson N., Arrillaga J. Power systems electromagnetic transients simulation. London: Institution of Engineering and Technology, 2007. 449 p.

6. Ahmad M. High Performance AC Drives. Modeling Analysis and Control. London: Springer-Verlag London Limited, 2010. 194 p.

7. Cavaiuolo D. Compact electro-thermal modeling of IGBT for application circuit effective design: Doctoral thesis: Area 09 - Industrial and Information Engineering, ING-INF 01 – Electronics. Naples: University of Naples Federico II, 2015. 163 p. URL: www.fedoa.unina.it/10291/1/Cavaiuolo.pdf.

8. Baliga B. J. The IGBT Device: Physics, Design and Applications of the Insulated Gate Bipolar Transistor. Waltham, MA: Elsevier, 2015. 732 p.

9. Hollander H. Modeling of an IGBT and a Gate Unit: Degree project in Power Electronics. Stockholm: Royal Institute of Technology, 2013. 59 p. (XR-EE-E2C 2013:001). URL: www.diva-portal.org/smash/get/diva2:636261/FULLTEXT01.pdf.

10. Rashid M.H. SPICE for Power Electronics and Electric Power: 3rd edition. Boca Raton, FL, USA: CRC Press, 2012. 559 p.

11. Asparuhova K.K., Grigorova T.G. IGBT SPICE Behavioral Model Using the Hammerstein Configuration. *Proceedings of the Conference ELECTRONICS'2005*. Sozopol, Bulgaria, 21 - 23 September, 2005. Sozopol, 2005. URL: ecad.tu-sofia.bg/et/2005/pdf/Paper020-K_Asparuhova.pdf.

12. StakPak IGBT Module 5SNA 2000K450300. Data Sheet, Doc. No. 5SYA 1431-01 10-2016. ABB Switzerland Ltd. Semiconductors, 2016. 9 p.

13. Modern IGBT gate driving methods for enhancing reliability of high-power converters – An overview / H. Luo ets. *Microelectronics Reliability*. 2016. №58. P. 141–150. URL: www.researchgate.net/profile/Francesco_Iannuzzo.

IMPROVEMENT OF THE IGBT MATHEMATICAL MODEL WITH NONLINEARITY OF JUNCTION CAPACITANCES

S. Vasylets, K. Vasylets

National University of Water and Environmental Engineering

vul. Soborna, 11, Rivne, 33028, Ukraine. E-mail: svyat.vasilets@gmail.com, k.s.vasylets@nuwm.edu.ua

Purpose. To improve the IGBT mathematical model in state variables, which takes into account the dynamic capacitance of semiconductor junctions between the terminals of the device. **Methodology.** Theoretical research is based on Darlington scheme for the representation of IGBT, Kirchhoff laws, the transients theory in electric circuits, the superposition method and the methods of mathematical analysis. IGBT is represented by the equivalent circuit, which

includes a controlled current source, that implements a family of static volt-ampere characteristics of the transistor, as well as voltage variable capacitors, which represent parasitic capacitances between the transistor leads. The driver represents by source of the pulse EMF, which is applied through the ballast resistor to the gate of the transistor. **Results.** The mathematical model of IGBT in state variables has been improved. The model differs from the known by taking into account the dynamic capacitance of semiconductor transitions between the terminals of the device. The model is presented as a system of first order nonlinear differential equations with reference to voltages on parasitic capacitances between the transistor leads and algebraic coupling equations. The IGBT mathematical model in a resistive loaded circle is realized as Simulink model, which allows to investigate transients during switching of the transistor. **Originality.** Today, the question of the mathematical model working out, that takes into account the features of the switching of IGBT in the asynchronous electric drive, is not solved completely. In particular, during the simulation of a frequency controlled electric drive, the frequency converter is considered to be an ideal source of pulse voltage, or its characteristics are linearized and it is represented as a dynamic element of the second order. Also, power keys are often considered ideal. During the analysis of a frequency controlled electric drive, the motor is often considered as a symmetric machine, but does not take into account asymmetry of supply voltage, that occurs when switching keys. In the work analytical expressions for IGBT dynamic parasitic capacitances are calculated using partial derivatives of corresponding voltages on capacities from expressions that approximate the static dependencies of the parasitic capacitances of the device from the voltage between the collector and emitter and the dependencies is the catalog data. **Practical value.** The improvement IGBT mathematical model will allow investigating the processes in power semiconductor converters, analyzing their joint work with motor loading in normal and emergency modes, and developing the newest protection devices. Also, the use of such model makes it possible to conduct research of processes in the event of a fault or current leakage to the ground through the resistance of the human body in cables, which the motor connects to the converter, under different modes of neutral network operation. References 13, figures 3.

Key words: transistor, gate, capacity, transient, simulation.

REFERENCES

1. Khanna, V.K. (2003), *The Insulated gate bipolar transistor (IGBT): theory and design*, ISBN: 978-0-471-23845-4, Wiley-IEEE Press, Hoboken, NJ, USA.
2. Jain, A.K., Chaitanya, G.K., Kumar, V.A. (2013), "Modeling and Simulation of Frequency Converter Used In Speed Control of Asynchronous Motor", *International Journal of Scientific and Research Publications*, Volume 3, Issue 4, available at: www.ijsrp.org/research-paper-0413/ijsrp-p16111.pdf (accessed January 03, 2018).
3. Shurub, Yu.V. (2017), "Statistical optimization of frequency regulated induction electric drives with scalar control", *Elektrotehnika i Elektromekhanika*, no. 1, available at: http://nbuv.gov.ua/UJRN/ele_2017_1_7 (accessed January 03, 2018).
4. Senko, V.I., Mykhailenko, V.V., Yurchenko, M.M., Yurchenko, O.M., Chuniak, Yu.M. (2016), "Analysis of the electromagnetic processes in circuit with semiconductor converter with seventeen zoned regulations of the output voltage", *Tekhnichna elektrodynamika*, no. 5, available at: www.techneid.org.ua/2016_5/st6.pdf, (accessed January 03, 2018).
5. Watson, N., Arrillaga, J. (2007), *Power systems electromagnetic transients simulation*, ISBN: 978-0-85296-106-3, Institution of Engineering and Technology, London, UK.
6. Ahmad, M. (2010), *High Performance AC Drives. Modelling Analysis and Control*, ISBN 978-3-642-13149-3, Springer-Verlag London Limited, London, UK.
7. Cavaiuolo, D. (2015), *Compact electro-thermal modeling of IGBT for application circuit effective design*: Doctoral thesis, University of Naples Federico II, Naples, Italy, available at: www.fedoa.unina.it/10291/1/Cavaiuolo.pdf.
8. Baliga, B.J. (2015), *The IGBT Device: Physics, Design and Applications of the Insulated Gate Bipolar Transistor*, ISBN: 978-1-4557-3143-5, Elsevier, Waltham, MA, USA.
9. Hollander, H. (2013), *Modeling of an IGBT and a Gate Unit*: Degree project in Power Electronics, XREE-E2C 2013:001, Royal Institute of Technology, Stockholm, Sweden, available at: www.diva-portal.org/smash/get/diva2:636261/FULLTEXT01.pdf (accessed January 03, 2018).
10. Rashid, M.H. (2012), *SPICE for Power Electronics and Electric Power*: 3rd edition, ISBN: 978-1-4398-6047-2, CRC Press, Boca Raton, FL, USA.
11. Asparuhova, K.K., Grigorova, T.G. (2005), "IGBT SPICE Behavioral Model Using the Hammerstein Configuration", *Proceedings of the Conference ELECTRONICS' 2005*, Sozopol, Bulgaria, September 21-23, 2005, available at: ecad.tu-sofia.bg/et/2005/pdf/Paper020-K_Asparuhova.pdf (accessed January 03, 2018).
12. StakPak IGBT Module 5SNA 2000K450300. Data Sheet (2006), Doc. No. 5SYA 1431-01 10-2016. ABB Switzerland Ltd. Semiconductors.
13. Luo, H., Iannuzzo, F., Reigosa, P.D., Blaabjerg, F., Li, W., He, X. (2016), "Modern IGBT gate driving methods for enhancing reliability of high-power converters – An overview", *Microelectronics Reliability*, no. 58, available at: www.researchgate.net/profile/Francesco_Iannuzzo (accessed January 03, 2018).

Стаття надійшла 15.01.2018.