УДК 621.382.3

С.В. Василець (докт. техн. наук, доц.), К.С. Василець, І.С. Притула
Національний університет водного господарства та природокористування, м. Рівне
кафедра автоматизації, електротехнічних та комп'ютерно-інтегрованих технологій
E-mail: svyat.vasilets@gmail.com; k.s.vasylets@nuwm.edu.ua, prytula_ak16@nuwm.edu.ua

УДОСКОНАЛЕННЯ МАТЕМАТИЧНОЇ МОДЕЛІ ТРИФАЗНОГО АВТОНОМНОГО ІНВЕРТОРА НАПРУГИ

Удосконалено математичну модель трифазного автономного інвертора напруги, яка дозволяє досліджувати перехідні процеси при комутації силових ключів. Запропонована модель відрізняється від відомих врахуванням динамічної залежності паразитних ємностей між выводами біполярного транзистора з ізольованим затвором від прикладеної напруги. Це дозволяє підвищити точність аналізу перехідних процесів у схемі інвертора під час функціонування. Актуальність дослідження обумовлена необхідністю підвищення точності моделювання електричних мереж дільниць вугільних шахт, що обладнані перетворювачами частоти, в режимі замикань і витоків струму на землю в контексті розв'язання науково-технічної проблеми підвищення електробезпеки підземних комбінованих електромереж.

Ключові слова: інвертор, силовий транзистор, паразитні ємності, моделювання, електромережа, перетворювач частоти, перехідний процес, граф.

DOI: 10.31474/2075-4272-2019-1-32-6-16

Актуальність проблеми та її зв'язок з прикладними задачами. На сьогоднішній день велика кількість низьковольтних електромереж шахт відносяться до класу комбінованих, оскільки обладнуються перетворювачами частоти (ПЧ). Застосування останніх дозволяє регулювати частоту обертання приводних електродвигунів вугледобувних машин та допоміжних механізмів у широких межах. Наприклад, частотно-регульований привод мають вугледобувні комбайни УДК400, КДК500, частотні перетворювачі ПЧВ-250 У5 застосовуються у складі електроприводу підземних підйомних машин. Через жорсткі умови експлуатації рудникового електрообладнання великою є імовірність замикань та витоків струму на землю через тіло людини. Причинами є пошкодження ізоляції кабелів робочими органами вугледобувного обладнання, падіння породи, вугілля тощо. Для захисту від витоків струму на землю низьковольтні електромережі шахти обладнують апаратом захисту від витоків струму на землю (наприклад, АЗУР-4пп). Проте витік струму на землю в кабелі, що під'єднує двигун до ПЧ, не може бути з достатньою надійністю виявлений загальномеревим апаратом захисту [1]. Причина полягає у викривленні постійного оперативного струму, що накладається на мережу апаратом захисту з метою контролю опору ізоляції, напівпровідниковими елементами ПЧ [2]. Це обумовлює актуальність науково-технічної проблеми підвищення електробезпеки підземних комбінованих електромереж.

Розв'язання такої проблеми передбачає уточнення моделі електромережі дільниці шахти за наявності ПЧ, оскільки велика кількість відомих моделей не враховує дискретний характер напруги на виході останнього [3]. Враховуючи, що модель електромережі шахтної дільниці при відсутності напівпровідникових силових елементів на сьогоднішній день розроблені достатньо повно [4], виникає необхідність проаналізувати відомі дослідження, що стосуються моделювання ПЧ у складі електромереж, та удосконалити математичну модель трифазного автономного інвертора напруги.

Відомі дослідження та публікації. Основним елементом сучасних перетворювачів частоти є силовий біполярний транзистор з ізольованим затвором (IGBT). Відомі моделі IGBT можна поділити на декілька класів. Найбільш точними є моделі, що беруть до уваги безпосередньо фізичні процеси в напівпровідниковій структурі. Наприклад, відома модель, що враховує дифузію носіїв заряду методом скінченних різниць [5]. Зазвичай такі моделі є найскладнішими з точки зору чисельного моделювання.

Відомі асоціативні моделі напівпровідникових пристроїв, які відтворюють вхідні та вихідні характеристики IGBT наближеними залежностями. Наприклад, застосування теореми Тевенена дало змогу представити силовий транзистор зі зворотним діодом як джерело напруги [6]. Це забезпечує незмінність заступної схеми при комутації транзистора. Наявність паразитних ємностей між виводами IGBT обумовлюється конструктивними особливостями напівпровідникового приладу. Величина таких ємностей динамічно залежить від прикладеної напруги. Під час моделювання динамічна складова найчастіше ігнорується [7]. В деяких роботах приймається припущення про незмінну величину ємностей [8]. Вказані спрощення знижують точність моделювання перехідних процесів, що супроводжують комутацію силового транзистора. Деякі автори при аналізі багаторівневих інверторів розглядають силові ключі як ідеальні [9].

Таким чином, відомі математичні моделі напівпровідникових перетворювачів з IGBT не враховують суттєвих факторів, що знижує точність аналізу. Зокрема, не враховується динамічна залежність величин паразитних ємностей між виводами силового транзистора від напруги. Врахування у математичній моделі автономного інвертора напруги динамічних ємностей між виводами IGBT представляється варіантом підвищення точності аналізу процесів у системах з напівпровідниковими перетворювачами.

Мета і задачі досліджень. Мета – підвищити точність моделювання комбінованих електромереж дільниць шахт за рахунок удосконалення моделі трифазного автономного інвертора напруги, як основної частини частотного перетворювача, шляхом врахування паразитних ємностей силових біполярних транзисторів з ізольованим затвором.

Для досягнення мети мають бути вирішені наступні задачі:

- уточнити математичну модель автономного інвертора напруги у складі ПЧ, що враховує вплив паразитних ємностей силових ключів на процес їх комутації;
- обґрунтувати структуру комп'ютерної моделі трифазного автономного інвертора напруги, що дозволяє досліджувати перехідні процеси під час комутації IGBT;
- проаналізувати особливості перерозподілу напруг та протікання струмів силових транзисторів під час комутації суміжних ключів інвертора.

Основний матеріал та результати досліджень. IGBT зі зворотним діодом (рис. 1, а) може бути представлено заступною схемою, яка враховує сімейство нелінійних статичних вольт-амперних характеристик транзистора керованим джерелом струму I_c , нелінійний характер паразитних ємностей між виводами транзистора варисторами C_1 – C_3 та характеристику діода керованим джерелом струму i_D (рис. 1, б). До вузла g заступної схеми транзистора, що відповідає затвору, подається напруга керування від джерела u_g з внутрішнім опором R_g . Наведена заступна схема може бути описана наступним матричним диференціальним рівнянням відносно змінних стану:

$$\frac{d\mathbf{X}}{dt} = \mathbf{A}(\mathbf{X}) \cdot [\Phi(\mathbf{X}) + \mathbf{B} \cdot \mathbf{V}], \quad (1)$$

де $\mathbf{X} = [u_1 \ u_2 \ u_3 \ q_m]^T$ – вектор змінних стану, причому q_m – повний заряд напівпровідникового переходу діода; $\mathbf{A}(\mathbf{X})$ – матриця динамічних ємностей C_{d1} – C_{d3} транзистора, значення якої залежать від вектора $\mathbf{X}$ змінних стану, вказані динамічні ємності

обчислюються відповідно до [10]; $\Phi(\mathbf{X})$ – матриця нелінійних співвідношень між змінними стану; $\mathbf{B}$ – матрична константа; $\mathbf{V}$ – вектор зовнішніх впливів, причому:

$$\mathbf{A}(\mathbf{X}) = \begin{bmatrix} -C_{d1}^{-1} & C_{d1}^{-1} & 0 & 0 \\ -C_{d2}^{-1} & C_{d2}^{-1} & -C_{d2}^{-1} & 0 \\ -C_{d3}^{-1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad \Phi(\mathbf{X}) = \begin{bmatrix} (u_1 + u_2 - u_3) / R_3 \\ i_D - I_c \\ u_2 / R_g \\ i_D - q_m / \tau \end{bmatrix}; \quad (2)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & -R_g^{-1} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{V} = \begin{bmatrix} i_c \\ u_g \end{bmatrix}. \quad (3)$$

Рисунок 1 – Принципова (а) та заступна (б) схеми IGBT зі зворотним діодом

Для моделювання автономного інвертора напруги з активним навантаженням використовується заступна схема, наведена на рис. 2. Схема включає моделі шістьох IGBT, кожен з яких представлено керованим джерелом напруги u_c із внутрішнім опором R_c . Кожне з вказаних джерел відповідає наведеній вище моделі транзистора зі зворотним діодом. Напруга джерела визначається рівнянням (1), $u_c = u_1 + u_2$, і залежить як від колекторного струму транзистора, так і від напруги керування на затворі. Інвертор живиться від ідеального джерела ЕРС u_d із виведеною середньою точкою. До виходу інвертора підключено трифазне симетричне активне навантаження $R_a - R_c$. Наведена заступна схема включає 17 гілок та 12 вузлів.

З використанням запропонованих у [4] алгоритмів, для заступної схеми інвертора побудовано граф та дерево графа. Дерево включає 11 ребер (виділені на рис. 2), зокрема: керовані джерела напруги $u_{c1} - u_{c6}$, незалежні джерела напруги u_{d1} , u_{d2} та активні опори навантаження $R_a - R_c$. До доповнення дерева відносяться внутрішні опори $R_{c1} - R_{c6}$ керованих джерел напруги.

На основі першої матриці інцидентій графа заступної схеми інвертора (рис. 2), отримана матриця головних перетинів $\mathbf{F}$, рядки якої відповідають ребрам, а стовпчики – хордам графа:

$$\mathbf{F} = \begin{array}{c|cccccc} & R_{c1} & R_{c2} & R_{c3} & R_{c4} & R_{c5} & R_{c6} \\ \hline u_{c1} & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ u_{c2} & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ u_{c3} & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ u_{c4} & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ u_{c5} & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ u_{c6} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ \hline u_{d1} & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ u_{d2} & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ \hline R_a & -1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ R_b & 0 & -1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ R_c & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 1 \end{array} \quad (4)$$

Рисунок 2 – Заступна схема трифазного автономного інвертора напруги з активним навантаженням

В наведеній матриці $\mathbf{F}$ виділяються підматриці, які позначаються наступним чином:

$$\mathbf{F} = \begin{array}{c|c} & \{R_{ch}\} \\ \hline \{U_c\} & \mathbf{F}_{U_c R_{ch}} \\ \{U\} & \mathbf{F}_{UR_{ch}} \\ \{R_{ed}\} & \mathbf{F}_{R_{ed} R_{ch}} \end{array}, \quad (5)$$

де $\mathbf{F}_{U_c R_{ch}} = -\mathbf{E}(6)$, $\mathbf{F}_{UR_{ch}} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$, $\mathbf{F}_{R_{ed} R_{ch}} = [-\mathbf{E}(3) \quad \mathbf{E}(3)]$ – підматриці матриці головних перетинів; $\mathbf{E}(x)$ – одинична матриця розміром x .

З використанням матриці головних перетинів формуються матричні алгебраїчні рівняння, що відповідають законам Кірхгофа:

$$\begin{cases} \mathbf{I}_{R_{ed}} = -\mathbf{F}_{R_{ed} R_{ch}} \cdot \mathbf{I}_{R_{ch}}; \\ \mathbf{U}_{R_{ch}} = \mathbf{F}_{U_c R_{ch}}^T \cdot \mathbf{U}_c + \mathbf{F}_{UR_{ch}}^T \cdot \mathbf{U} + \mathbf{F}_{R_{ed} R_{ch}}^T \cdot \mathbf{U}_{R_{ed}}. \end{cases} \quad (6)$$

Закон Ома в матричній формі для резистивних ребер та хорд має вигляд:

$$\mathbf{U}_{R_{ed}} = \mathbf{R}_{ed} \cdot \mathbf{I}_{R_{ed}}; \mathbf{U}_{R_{ch}} = \mathbf{R}_{ch} \cdot \mathbf{I}_{R_{ch}}, \quad (7)$$

де $\mathbf{R}_{ed}$, $\mathbf{R}_{ch}$ – діагональні матриці опорів резистивних ребер та хорд, відповідно, причому:

$$\mathbf{R}_{ed} = \text{diag}\{R_a \quad R_b \quad R_c\}; \quad \mathbf{R}_{ch} = \text{diag}\{R_{c1} \quad \dots \quad R_{c6}\}. \quad (8)$$

Враховуючи залежності (7) у (6) та позначивши вектор струмів резистивних ребер та хорд як $\mathbf{I}_R = [\mathbf{I}_{R_{ed}} \quad \mathbf{I}_{R_{ch}}]^T$, отримаємо матричне алгебраїчне рівняння, що описує заступну схему трифазного автономного інвертора напруги:

$$\mathbf{I}_R = \mathbf{A}_1^{-1} \cdot (\mathbf{A}_2 \cdot \mathbf{U} + \mathbf{A}_3 \cdot \mathbf{U}_c), \quad (9)$$

де $\mathbf{A}_1$ - $\mathbf{A}_3$ – матричні коефіцієнти, які дорівнюють:

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{E}(3) & \mathbf{F}_{R_{ed}R_{ch}} \\ -\mathbf{F}_{R_{ed}R_{ch}}^T \cdot \mathbf{R}_{ed} & \mathbf{R}_{ch} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} \mathbf{Z}(3,2) \\ \mathbf{F}_{UR_{ch}}^T \end{bmatrix}; \quad \mathbf{A}_3 = \begin{bmatrix} \mathbf{Z}(3,6) \\ \mathbf{F}_{U_cR_{ch}} \end{bmatrix}, \quad (10)$$

причому $\mathbf{Z}(x, y)$ – нульова матриця з x рядками та y стовпчиками.

Зв'язок між вектором $\mathbf{I}_c = [i_{c1} \dots i_{c6}]^T$ струмів резисторів R_{c1} - R_{c6} , від яких залежить напруга керованих джерел напруги u_{c1} - u_{c6} , оскільки ці струми відповідають колекторним струмами IGBT, та вектором струмів резистивних елементів $\mathbf{I}_R$, визначається співвідношенням:

$$\mathbf{I}_c = \mathbf{A}_4 \cdot \mathbf{I}_R, \quad (11)$$

де $\mathbf{A}_4 = [\mathbf{Z}(6,3) \quad \mathbf{E}(6)]$ – матричний коефіцієнт.

Диференційне рівняння (1), що описує IGBT зі зворотним діодом, та рівняння (9) являють собою математичну модель трифазного автономного інвертора напруги. З метою виконання чисельного моделювання перехідних процесів при комутаціях силових ключів інвертора розроблена комп'ютерна модель трифазного інвертора, структурна схема якої наведена на рис. 3. Модель включає генератор 1 пілкоподібної опорної напруги u_{ref} з частотою f_{ref} , джерело 2 напруг u^* задавання за трьома фазами, частота яких f_{out} визначає частоту основної гармоніки вихідної напруги інвертора. Опорна напруга та напруги задавання подаються до підсистеми 3 генерації широтно-імпульсно модульованих сигналів керування силовими ключами інвертора. Наявність ланки затримки у складі цієї підсистеми забезпечує паузу між комутаціями суміжних ключів для унеможливлення короткого замикання. Логічні сигнали з підсистеми 3 надходять до моделі 4 драйвера силових транзисторів, що забезпечує формування напруги керування на затворі кожного IGBT: +15 В у відкритому стані та -10 В у закритому стані. Сигнал з виходу моделі 4 у мультимплексованій формі включає сигнали керування всіх шести транзисторів. Цей сигнал подається на вхід підсистеми 5, яка включає блоки VT1-VT6, кожен з яких моделює IGBT. Структура такої моделі силового транзистора, яка реалізує залежність (1), пояснюється схемою на рис. 4.

Рисунок 3 – Структурна схема комп'ютерної моделі трифазного автономного інвертора напруги з активним навантаженням

Рисунок 4 – Структурна схема комп'ютерної моделі IGBT зі зворотним діодом

Також на вхід підсистеми 5 подається вектор $\mathbf{I}_c$ струмів керування джерел напруги. На виході підсистеми 5 формується вектор $\mathbf{U}_c$ напруг керованих джерел, що надходить до підсистеми 6, яка представляє заступну схему трифазного автономного інвертора напруги відповідно до рівняння (9).

Чисельне моделювання процесів комутації силових ключів у складі трифазного інвертора напруги здійснювалося за наступних умов. Опорна частота широтно-імпульсної модуляції $f_{ref} = 5$ кГц, частота основної гармоніки вихідної напруги інвертора $f_{out} = 40$ Гц. Аналізувалося функціонування IGBT з вбудованими діодами 5SNA 2000K450300 компанії АВВ. Розглядався випадок функціонування IGBT у складі пускача рудникового з перетворювачем частоти типу ПРЧ-400М номінальною потужністю 400 кВт та лінійною напругою 660 В. За таких умов напруга джерел $u_{d1} = u_{d2} = 467$ В, опори фаз навантаження $R_a = R_b = R_c = 1,203$ Ом. Чисельне моделювання у Simulink проводилося явним методом Dormand-Prince 4-5 порядку (вирішувач ode45), крок інтегрування не перевищував $5 \cdot 10^{-10}$ с. В результаті чисельного моделювання отримано графіки, які наведені на рис. 5.

Рисунок 5 – Графіки миттєвих значень в функції часу t , отримані в результаті моделювання:

а – опорна напруга u_{ref} та напруга завдання u_b^* фази В; б – напруги u_{g2} та u_{g5} керування транзисторами VT2 та VT5, відповідно; в – падіння напруги u_{ce2} та u_{ce5} на колекторно-емітерному переході транзисторів VT2 та VT5; г – колекторні струми i_{c2} та i_{c5} транзисторів VT2 та VT5; е – напруга u_b фази В навантаження

Графіки (рис. 5) ілюструють перехідний процес комутації транзисторів VT2, VT5, що відповідають фазі В на виході інвертора. До моменту t_1 транзистор VT2 знаходився у закритому стані, VT5 – у відкритому.

В момент t_1 перевищення опорною напругою u_{ref} напруги завдання u_b^* по фазі В (рис. 5, а), що виявляється елементом порівняння на вході підсистеми 3, остання формує сигнал на відключення транзистора VT5. Відповідно модель 4 драйвера знижує напругу u_{g5} до -10 В (рис. 5, б). Процес закривання VT5 супроводжується підвищенням напруги на колекторно-емітерному переході даного транзистора, а також зниженням напруги на транзисторі VT2, який до моменту t_2 знаходиться у закритому стані (рис. 5, с). В результаті коливального перехідного процесу падіння напруг на обох згаданих транзисторах наближаються до напруг джерел u_{d1} , u_{d2} , оскільки колекторно-емітерні переходи IGBT та джерела виявляються з'єднаними. Струм колектору VT5 знижується аперіодично практично до 0, після чого спостерігаються високочастотні коливання (рис. 5, д). Останні обумовлені перерозподілом зарядів між паразитними ємностями транзисторів VT2 та VT5. До моменту t_1 напруга u_b на фазі В навантаження становила -467 В. З початком процесу закривання VT5 ця напруга коливально наближується до нуля (рис. 5, е).

В момент t_2 підсистема 3 подає сигнал на відкривання транзистора VT2, відповідно драйвер збільшує напругу u_{g2} на його затворі до +15 В (рис. 5, б). Тривалість інтервалу (t_1 , t_2) встановлена на рівні 1 мкс, що є типовим для більшості інверторів, та забезпечується ланкою затримки у складі підсистеми 3. Процес відкривання VT2 супроводжується зменшенням практично до нуля напруги його колекторно-емітерного переходу та підвищенням до 934 В напруги на VT5 (рис. 5, с). Струм VT2 аперіодично наростає, досягаючи усталеного значення 390 А за 1,5 мкс. Відповідно збільшується напруга на фазі В навантаження, досягаючи рівня +467 В.

Висновки та напрямки подальших досліджень. Таким чином, запропонована математична модель трифазного автономного інвертора напруги, як основної частини перетворювача частоти, яка враховує вплив паразитних ємностей силових біполярних транзисторів з ізолюваним затвором на перехідні процеси при комутації. В результаті моделювання уточнено характер перехідних процесів перерозподілу напруги між суміжними силовими ключами під час паузи 1 мкс, що розділяє відключення одного ключа та включення суміжного та запобігає виникненню короткого замикання. Застосування запропонованої моделі дасть змогу підвищити точність моделювання комбінованих електромереж ділень шахт. В ході подальших досліджень доцільно проаналізувати живлення довгої кабельної лінії з двигунним навантаженням від автономного інвертора напруги у складі перетворювача частоти, що відповідає реальним умовам експлуатації гірничого електрообладнання.

Перелік використаної літератури

1. Czaja P. Anti-shock safety of industrial electric installations with built-in frequency converters. 2016 Progress in Applied Electrical Engineering, Koscielisko-Zakopane, Poland, 26 June – 1 July, 2016. IEEE, 2016. doi: 10.1109/PAEE.2016.7605113.
2. Czapp S. The effect of PWM frequency on the effectiveness of protection against electric shock using residual current devices. 2010 International School on Nonsinusoidal Currents and Compensation, Łagów, Poland, June 15-18, 2010. IEEE, 2010. doi: 10.1109/ISNCC.2010.5524515.
3. Marek A. Influence of indirect frequency converters on operation of central leakage protection in underground coalmine networks. Mining - Informatics, Automation and Electrical Engineering. 2017. Vol. 3 (531), issue 3. P. 9-20. doi: 10.7494/miag.2017.3.531.9.
4. Сивокобиленко В. Ф., Василець С. В. Математичне моделювання перехідних процесів в

електротехнічних комплексах шахтних електричних мереж: монографія. Луцьк: Вежа-Друк, 2017. 272 с.

5. Ning P., Meng J., Wen X. A finite differential method based IGBT model in PSPICE. *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Charlotte, NC, USA, 15-19 March, 2015. IEEE, 2015. doi: 10.1109/APEC.2015.7104482.
6. A fixed topology Thévenin equivalent integral model for modular multilevel converters / Feng Zhang et. al. *International Transactions on Electrical Energy Systems*. 2018. Vol. 28, Iss. 3. doi: 10.1002/etep.2496.
7. Denz P., Schmitt T., Andres M. Behavioral modeling of power semiconductors in Modelica. *Proceedings of the 10th International Modelica Conference*, Lund, Sweden, March 10-12, 2014. Linköping University Electronic Press; Linköpings universitet. Iss. 96. PP. 343-352. doi: 10.3384/ECP14096343.
8. Chen Y., Zhuo F. Research on current sharing of paralleled IGBTs in different DC breaker circuit topologies. *2016 International Conference on Mechatronics, Manufacturing and Materials Engineering (MMME 2016)*, Hong Kong, 11-12 June, 2016. Vol. 63. doi: 10.1051/mateconf/20166301010.
9. Ravi R., Sunnivesh S. Modeling and simulation of highly advanced multilevel inverter for speed control of induction motor. *International journal of scientific & technology research*. 2017. Vol. 6, Iss. 2. P. 232-236. URL: <http://www.ijstr.org/final-print/feb2017/Modeling-And-Simulation-Of-Highly-Advanced-Multilevel-Inverter-For-Speed-Control-Of-Induction-Motor.pdf>.
10. Vasylets S., Vasylets K. Improvement of the mathematical model of single-phase half-bridge inverter in state-variable form. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*. 2018. 4/5 (94) 2018. P. 14-21. doi: 10.15587/1729-4061.2018.139853.

References

1. Czaja, P. (2016). Anti-shock safety of industrial electric installations with built-in frequency converters. 2016 Progress in Applied Electrical Engineering. Koscielisko-Zakopane, Poland. doi: 10.1109/PAEE.2016.7605113.
2. Czapp, S. (2010). The effect of PWM frequency on the effectiveness of protection against electric shock using residual current devices. 2010 International School on Nonsinusoidal Currents and Compensation. Łagów, Poland, 96-100. doi: 10.1109/ISNCC.2010.5524515.
3. Marek, A. (2017). Influence of indirect frequency converters on operation of central leakage protection in underground coalmine networks. *Mining - Informatics, Automation and Electrical Engineering*. Vol. 3 (531), issue 3, 9-20. doi: 10.7494/miag.2017.3.531.9.
4. Syvokobylenko, V. F., & Vasylets, S. V. (2017). *Matematychni modeliuvannia perekhidnykh protsesiv v elektrotekhnichnykh kompleksakh shakhtnykh elektrychnykh merezh* [Mathematical modeling of transients in electrotechnical complexes of mine electrical networks]. Lutsk: Vezha-Druk, 272.
5. Ning, P., Meng, J., & Wen, X. (2015). A finite differential method based IGBT model in PSPICE. *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. Charlotte, NC, USA. doi: 10.1109/APEC.2015.7104482.
6. Zhang, F., Yang, X., Huang, L., Wang, K., Xu, G., Li, Y., & Xie, R. (2018). A fixed topology Thévenin equivalent integral model for modular multilevel converters. *International Transactions on Electrical Energy Systems*, 28. doi: 10.1002/etep.2496.
7. Denz, P., Schmitt, T., & Andres, M. (2014). Behavioral modeling of power semiconductors in Modelica. *Proceedings of the 10th International Modelica Conference*. Lund, Sweden, 96, 343-352. doi: 10.3384/ECP14096343.
8. Chen, Y., & Zhuo, F. (2016). Research on current sharing of paralleled IGBTs in different DC breaker circuit topologies. 2016 International Conference on Mechatronics, Manufacturing and

- Materials Engineering. Hong Kong. doi: 10.1051/mateconf/20166301010.
9. Ravi, R., & Sunnivesh, S. (2017). Modeling and simulation of highly advanced multilevel inverter for speed control of induction motor. International journal of scientific & technology research, 6, 232-236. Available at: <http://www.ijstr.org/final-print/feb2017/Modeling-And-Simulation-Of-Highly-Advanced-Multilevel-Inverter-For-Speed-Control-Of-Induction-Motor.pdf>.
 10. Vasylets, S., & Vasylets, K. (2018). Improvement of the mathematical model of single-phase half-bridge inverter in state-variable form. Eastern-European Journal of Enterprise Technologies, 4/5 (94) 2018. doi: 10.15587/1729-4061.2018.139853.

С.В. Василец, К.С. Василец, И.С. Притула

Национальный университет водного хозяйства и природопользования

Усовершенствование математической модели трехфазного автономного инвертора напряжения

Усовершенствована математическая модель трехфазного автономного инвертора напряжения, которая дает возможность исследовать переходные процессы при коммутации силовых ключей. Предложенная модель отличается от известных учетом динамической зависимости паразитных емкостей между выводами биполярного транзистора с изолированным затвором от приложенного напряжения. Это позволяет повысить точность анализа переходных процессов в схеме инвертора при функционировании. Актуальность исследования обусловлена необходимостью повышения точности моделирования электрических сетей участков угольных шахт, оборудованных преобразователями частоты, в режиме замыканий и утечек тока на землю в контексте решения научно-технической проблемы повышения электробезопасности подземных комбинированных электросетей.

Ключевые слова: инвертор, силовой транзистор, паразитные емкости, моделирование, электросеть, преобразователь частоты, переходный процесс, граф.

S.V. Vasylets, K.S. Vasylets, I.S. Prytula.

Donbass State Engineering Academy

Improving the mathematical model of a three-phase autonomous voltage inverter

The mathematical model of a three-phase autonomous voltage inverter with active load, which allows to study transients during switching of power keys, is improved. The proposed model differs from the well known models in taking into account the dynamic dependence of spurious capacitances between the terminals of a bipolar transistor with an isolated gate of the applied voltage. The power transistor with a reverse diode is described by a system of nonlinear differential equations. This allows to describe the IGBT as a current-controlled voltage source. The matrix-topological method of electrical circuits analysis is applied to develop the model of the autonomous voltage inverter. For the equivalent circuit of the inverter a graph is drawn up, a tree is constructed, and a matrix of major cross sections is obtained. Using this matrix, the matrix algebraic equations are obtained that describe the inverter with an active load. An appropriate computer model is developed to analyze the change in voltages and currents of the inverter elements when switching transistors. The model includes subsystems that provide pulse-width modulated control signals to the gates of six power transistors of the inverter, each of which is represented by a controlled voltage source. The output voltage of each source is determined by solving a system of nonlinear differential equations, that describes IGBT. The model contains a subsystem for solving the matrix algebraic equation, which describes the inverter equivalent circuit. The relevance of the study is due to the need to improve the accuracy of modeling of coal mines power networks, which are equipped with frequency converters. This is necessary for studying of ground faults and current leakages through the human body. The application of the proposed model

will allow more accurate estimation of the probability of electrocution in the combined electric network. The accuracy of transient analysis in the inverter circuit during operation will be also improved. The performed research is a step to solve the scientific and technical problem of increasing the electrical safety of underground combined power networks. As a result of numerical simulation, the character of transients of voltage redistribution between adjacent power keys during a pause of $1\ \mu\text{s}$ is specified, which separates switching off one key and switching on the adjacent one. The application of the proposed model will allow to develop and evaluate the effectiveness of new methods and devices for protection of mine power networks against ground faults.

Key words: inverter, power transistor, spurious capacitances, modeling, power network, frequency converter, transient, graph.

Василець Святослав Володимирович, Україна, закінчив Донецький національний технічний університет, д-р техн. наук, доцент, професор кафедри автоматизації, електротехнічних та комп'ютерно-інтегрованих технологій Національного університету водного господарства та природокористування (вул. Соборна, 11, м. Рівне, Україна, 33028, Україна).

Основний напрямок наукової діяльності – розробка та дослідження систем автоматизованого керування технологічними процесами в металургії та машинобудуванні, розробка інформаційно-вимірювальних систем контролю технологічних параметрів виробничих процесів.

Василець Катерина Сергіївна, Україна, закінчила Донецький національний технічний університет, асистент кафедри автоматизації, електротехнічних та комп'ютерно-інтегрованих технологій Національного університету водного господарства та природокористування (вул. Соборна, 11, м. Рівне, Україна, 33028, Україна).

Основний напрямок наукової діяльності – математичне моделювання елементів електротехнічних комплексів та систем.

Притула Іван Сергійович, Україна, здобувач вищої освіти за спеціальністю 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка» Національного університету водного господарства та природокористування (вул. Соборна, 11, м. Рівне, Україна, 33028, Україна).

Основний напрямок наукової діяльності – комп'ютерне моделювання елементів електротехнічних комплексів та систем.