

УДК 621.314.27

Г. С. Сергієнко,
С. С. Старостін, д-р техн. наук

ІМПУЛЬСНА МОДЕЛЬ МАТРИЧНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА ЧАСТОТИ

Анотація. Здійснено синтез імпульсної моделі матричного перетворювача частоти. Проведено аналіз адекватності моделі перетворювача з позицій змінення струму в активно-індуктивному колі навантаження. Визначено, що при постійному значенні напруги на вході інвертора похибка моделі знаходиться в межах 0,1 %. Збільшення похибки через змінення входньої напруги може бути компенсовано на основі вимірювання та врахування середнього значення напруги за інтервал широтно-імпульсної модуляції.

Ключові слова: матричний перетворювач, імпульсна модель, адекватність, активно-індуктивне навантаження, струм, похибка, компенсація

G. Sergiienko,
S. Starostin, ScD.

IMPULSE MODEL OF A FREQUENCY MATRIX CONVERTER

Abstract. The synthesis of an impulse model for the matrix frequency converter is performed. The analysis of converter model adequacy is carried out from positions of the current changing in the active-inductive load. There is determined that at the voltage constant value on the inverter input the error of the model is within 0.1 %. The error increase due to the input voltage changing can be compensated on the basis of measurement and taking into account of the voltage mean value during the interval of pulse-width modulation.

Keywords: matrix converter, impulse model, adequacy, active-inductive load, current, error, compensation

A. С. Сергієнко,
С. С. Старостин, д-р техн. наук

ИМПУЛЬСНАЯ МОДЕЛЬ МАТРИЧНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ

Аннотация. Осуществлен синтез импульсной модели матричного преобразователя частоты. Проведен анализ адекватности модели преобразователя с позиций изменения тока в активно-индуктивной цепи нагрузки. Определено, что при постоянной величине напряжения на входе инвертора ошибка модели находится в пределах 0,1 %. Увеличение ошибки из-за изменения входного напряжения может быть компенсировано на основе измерения и учета среднего значения напряжения за интервал широтно-импульсной модуляции.

Ключевые слова: матричный преобразователь, импульсная модель, адекватность, активно-индуктивная нагрузка, ток, ошибка, компенсация

ВСТУП. В останній час активно розробляються та починають використовуватися варіанти матричних перетворювачів частоти [1], які мають техніко-економічні переваги в порівнянні зі звичайними перетворювачами. Матричний перетворювач запропоновано застосовувати для емуляції електричної машини в процесі навантажувальних випробувань інших перетворювачів частоти [2]. При цьому необхідно вирішити задачу регулювання фазних струмів матричного перетворювача у функції середніх значень фазних напруг випробуваного перетворювача, забезпечивши максимальну швидкодію дискретного регулювання на основі мікропроцесорного контролера. Для цього важливо точніше враховувати дискретні властивості силового перетворювача. Отже, доцільно визначити відповідну модель перетворювача, на основі якої виконати синтез регуляторів струму.

Мета роботи – синтез та аналіз імпульсної математичної моделі матричного перетворювача.

МАТЕРІАЛ І РЕЗУЛЬТАТИ ДОСЛІДЖЕНЬ

На даному етапі розробок розглянуто посередній матричний перетворювач (indirect matrix converter) [1], спрощену схему якого подано на рис. 1.

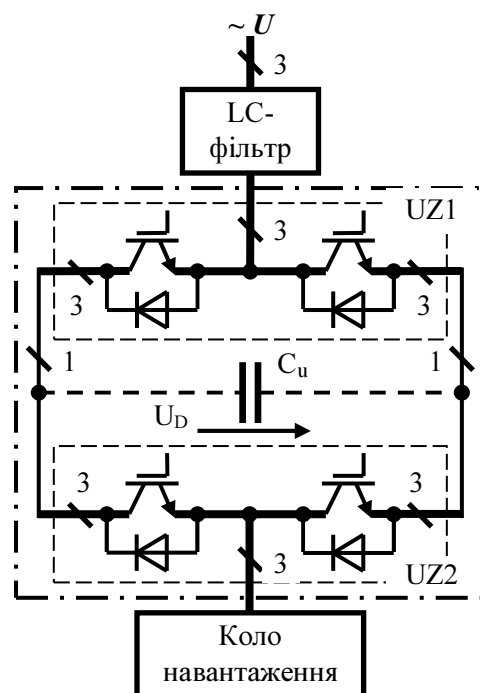


Рис. 1. Схема посереднього матричного перетворювача

Від звичайного перетворювача частоти з транзисторними входним випрямлячем та вихідним інвертором напруги такий матричний перетворювач відрізняється відсутністю фільтруючого конденсатора C_u у проміжній ланці (рис. 1). Це сприяє зменшенню габаритів і підвищенню надійності перетворювача з одночасним забезпеченням функцій регулювання фазних струмів та рекуперації електроенергії в процесі випробувань силових перетворювачів частоти.

Керування інвертором UZ2 (рис. 1) здійснено за принципом просторово-векторної широтно-імпульсної модуляції, яку характеризує векторна діаграма (рис. 2). Вектор вихідної напруги \tilde{u}_v утворюється в одному з шести секторів з двох сусідніх компонент \tilde{u}_{v1} і \tilde{u}_{v2} з модулями $u_{v1}=u_{v2}=2U_D/3$ та нульового вектора при відповідному стані транзисторів інвертора [3]. Тривалість кожного зі станів відносно половини періоду модуляції $T_p = T_i/2$ характеризують величини τ_1 , τ_2 і τ_0 .

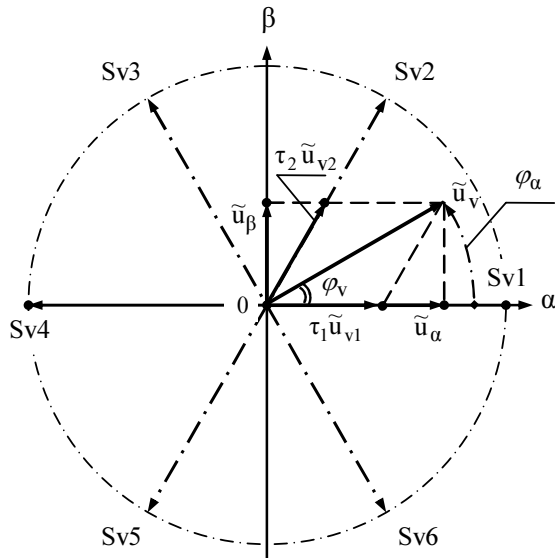


Рис. 2. Діаграма просторово-векторної широтно-імпульсної модуляції

Для кожного з секторів (рис. 2) мають місце такі математичні залежності [3]:

$$\tilde{u}_{v*} = \tau_1 \tilde{u}_{v1*} + \tau_2 \tilde{u}_{v2*}, \quad (1)$$

де $u_{v*} = u_v / U_D$; $U_D = (6\sqrt{2} U_L / \pi) \sin(\pi/6)$ – середнє значення напруги на вході інвертора (рис. 1);

U_L – ефективне значення лінійної напруги мережі живлення;

$$\tau_1 = u_{v*} \sqrt{3} \sin(\pi/3 - \varphi_v); \quad \tau_2 = u_{v*} \sqrt{3} \sin(\varphi_v);$$

$$\tau_0 = (1/2 - \tau_1 - \tau_2) / 2.$$

Весь цикл широтно-імпульсного формування вектора напруги становить $T_i = 2T_p$. У другій частині циклу стан транзисторів перетворювача повторюється у зворотній послідовності.

Вектор \tilde{u}_v (рис. 2) має компоненти \tilde{u}_α і \tilde{u}_β у нерухомій ортогональній системі координат $'\alpha-\beta'$

$$\tilde{u}_v = \tilde{u}_\alpha + \tilde{u}_\beta. \quad (2)$$

При цьому модуль вектора u_v та кут повороту φ_α відносно осі α визначаються виразами

$$u_v = \sqrt{u_\alpha^2 + u_\beta^2}; \quad \varphi_\alpha = \arctg(u_\beta / u_\alpha). \quad (3)$$

Імпульси напруги інвертора в системі координат $'\alpha-\beta'$ у відносних величинах мають типовий вигляд, поданий на рис. 3. За період модуляції формуються два імпульси, дзеркально симетричні відносно середини інтервалу T_i . Полярність імпульсів залежить від квадранту координатної системи, у якому знаходиться вектор \tilde{u}_v .

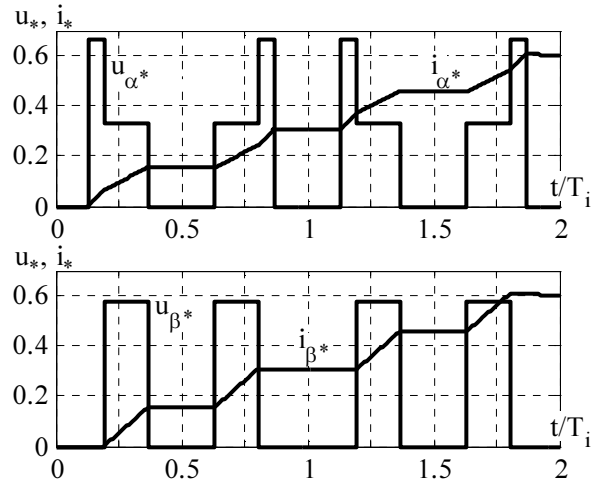


Рис. 3. Імпульси напруги та змінення струму перетворювача в координатній системі $'\alpha-\beta'$

На основі аналізу змінення компонент струму під впливом імпульсів напруги (рис. 3), виходячи із задачі регулювання струму, визначено рекурентні співвідношення, що характеризують відносні величини компонент струму $i_{\alpha*}$ і $i_{\beta*}$ в дискретні моменти часу nT_i на початку інтервалів модуляції:

$$i_{\alpha*[n]} = d_e i_{\alpha*[n-1]} + (k_{\alpha 1} + k_{\alpha 2}) I_{\alpha*} - (1 - d_e) I_{E*}; \quad (4)$$

$$i_{\beta*[n]} = d_e i_{\beta*[n-1]} + k_{\beta} I_{\beta*} - (1 - d_e) I_{E*}, \quad (5)$$

де $d_e = \exp(-T_i / T_e)$ – параметр, що характеризує електромагнітну сталу часу силового кола;

T_e – електромагнітна стала часу силового кола;

$$I_{\alpha*} = I_\alpha / I_D = 2/3; \quad I_{\beta*} = I_\beta / I_D = 1/\sqrt{3};$$

$I_D = U_D / R_e$ – базисна величина струму;

R_e – активний опір фази силового кола;

I_E – сигнал протидії з боку кола навантаження;

$$k_{\alpha 1} = d_e^{\tau_0} (1 - d_e^{\tau_1}) (1 + d_e^{2\tau_0 + \tau_1 + 2\tau_2});$$

$$k_{\alpha 2} = d_e^{\tau_0 + \tau_1} (1 - d_e^{\tau_2}) (1 + d_e^{2\tau_0 + \tau_2});$$

$$k_{\beta} = d_e^{\tau_0 + \tau_1} (1 - d_e^{\tau_2}) (1 + d_e^{2\tau_0 + \tau_2}).$$

У процесі визначення рівнянь (4) та (5) зроблено припущення, що сигнал I_E має постійне значення на інтервалі T_i .

При малих величинах напруги u_α імпульси відповідної компоненти мають вигляд, зображений на рис. 4.

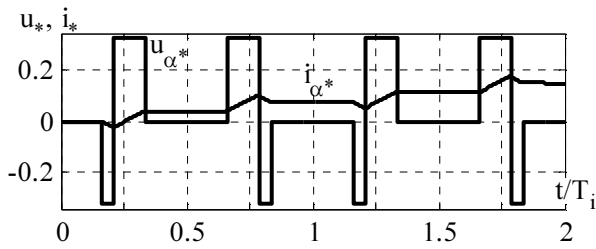


Рис. 4. Імпульси напруги та змінення струму перетворювача відносно осі α при малій величині u_α

У такому випадку (рис. 4) змінення струму характеризує таке саме рекурентне співвідношення (4), але з коефіцієнтами:

$$k_{\alpha 1} = -d_e^{\tau_0} (1 - d_e^{\tau_2}) (1 + d_e^{2\tau_0 + 2\tau_1 + \tau_2}) / 2;$$

$$k_{\alpha 2} = d_e^{\tau_0 + \tau_1} (1 - d_e^{\tau_1}) (1 + d_e^{2\tau_0 + \tau_1}) / 2 .$$

Вплив перетворювача при формуванні струмів кола навантаження наближено враховує імпульсна модель [4], структурну схему якої подано на рис. 5.

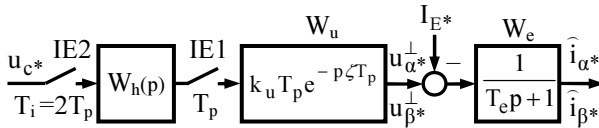


Рис. 5. Структурна схема імпульсної математичної моделі перетворювача

На рис. 5 імпульсні елементи ІЕ1, ІЕ2 відображають дискретні властивості силового перетворювача з урахуванням появи імпульсів напруги двічі за період широтно-імпульсної модуляції T_i (рис. 3 і рис. 4). У ланці W_u враховано затримку ζT_p виникнення імпульсів напруги відносно початку інтервалу T_p . Ланка з передавальною функцією $W_h(p) = [1 - \exp(-T_i p)] / p$ відповідає екстраполятору нульового порядку, а ланка W_e характеризує електромагнітні властивості кола навантаження. Параметр k_u враховує відносний коефіцієнт передачі перетворювача за напругою.

Виходячи з імпульсної моделі (рис. 5), маємо рекурентне співвідношення, яке відображає змінення струму моделі

$$\hat{i}_{\alpha(\beta)*[n]} = d_e \hat{i}_{\alpha(\beta)*[n-1]} + k_c u_{c*} - (1 - d_e) I_{E*}, \quad (6)$$

де $k_c = \frac{k_u T_p}{T_e} d_e^{(1-\zeta)/2} (1 + \sqrt{d_e}) .$

Для визначення параметра ζ імпульсної моделі перетворювача здійснюємо зіставлення дискретних величин струму перетворювача та математичної моделі наприкінці інтервалу дискретності при умові однакових початкових значень струму, тобто

$$i_{\alpha(\beta)*[n-1]} = \hat{i}_{\alpha(\beta)*[n-1]}; \quad i_{\alpha(\beta)*[n]} = \hat{i}_{\alpha(\beta)*[n]} . \quad (7)$$

У результаті маємо

$$\zeta_{\alpha(\beta)} = 1 + \frac{T_e}{T_p} \ln \left[\frac{T_e F_{\alpha(\beta)}}{T_p u_{c*} (1 + \sqrt{d_e})} \right], \quad (8)$$

де $F_\alpha = (k_{\alpha 1} + k_{\alpha 2}) I_{\alpha*}$ – для компоненти струму α ;

$F_\beta = k_\beta I_{\beta*}$ – для компоненти струму β .

Аналіз виразу (8) при варіаціях складових величин засвідчив, що значення параметра ζ є близькими до 0,5. Відповідну відносну різницю при формі сигналу напруги згідно з рис. 3 у залежності від величини модуля та кута повороту вектора напруги характеризує рис. 6.

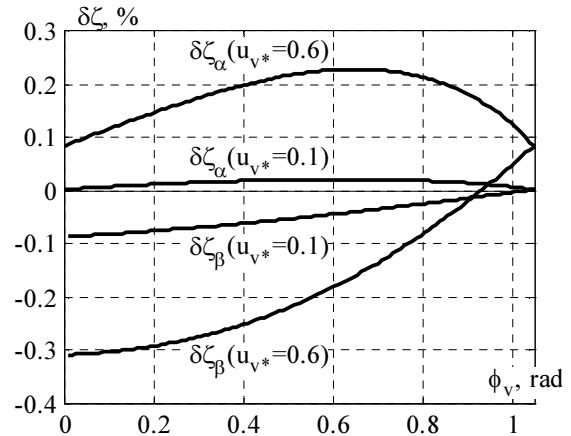


Рис. 6. Графіки відхилення параметра ζ від 0,5

Більша різниця виникає при імпульсах напруги у відповідності з рис. 4. У випадку $u_{v*} = 0,6$ маємо максимальне значення $\delta\zeta_\alpha = -1,7\%$.

Аналіз величин струму, визначених на основі рівняння імпульсної моделі (6) при умовах $k_u = 1$, $\zeta = 0,5$ і розрахованих за рівняннями (4) та (5), виходячи з однакових значень $\hat{i}_{*[n-1]}$, $i_{*[n-1]}$ та I_{E*} , дав у результаті оцінку відносних похибок

$$\varepsilon_{\alpha(\beta)} = \frac{|i_{\alpha(\beta)*[n]} - \hat{i}_{\alpha(\beta)*[n]}|}{\hat{i}_{\alpha(\beta)*[n]}} \cdot 100\% . \quad (9)$$

Похибки визначалися для низки значень параметрів T_e/T_i , $i_{[n-1]*}$, I_{E*} при варіюванні заданого прирощення струму $\nabla i_{S*} = i_{*[n]} - \hat{i}_{*[n-1]}$. Характерний результат подано на рис. 7.

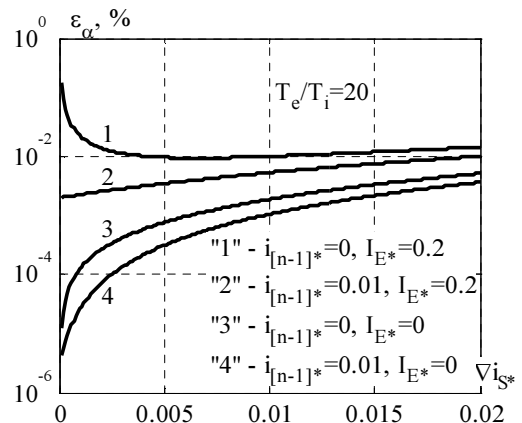


Рис. 7. Графіки відносної похибки визначення α -компоненти струму перетворювача на основі імпульсної моделі

Отже, похибки (рис. 7) є меншими за 0,1 %. Подібний результат має місце також для β -компоненти струму перетворювача.

Попередні результати отримано з припущенням, що на вході інвертора постійний сигнал є величиною середньої випрямленої напруги U_D , чому відповідає $k_u = 1$. Фактично, оскільки у проміжному колі немає конденсатора, то амплітуда імпульсів в процесі модуляції змінюється у відповідності з миттєвою величиною випрямленої напруги, яку визначає вираз

$$u_d = \sqrt{2} U_L \sin[\pi/3 + \gamma + \omega_N(t - T_i)], \quad (10)$$

де γ – зсув початку інтервалу модуляції інвертора відносно точки природної комутації випрямляча; ω_N – кутова частота мережі живлення.

Найбільш випрямлена напруга відрізняється від середньої величини при $\gamma = 0$ (від'ємне значення) та $\gamma = \pi/6$ (додатне значення).

У результаті виконаного аналізу зазначеної особливості розглянутого варіанту перетворювача визначено, що похибка (9) досягає максимально 7,2 % при $\gamma = 0$ та 4,5 % при $\gamma = \pi/6$. Виконані дослідження показали можливість зменшення цієї похибки шляхом врахування в імпульсній моделі перетворювача відносного коефіцієнта передачі за напругою

$$k_u = \frac{U_i}{U_{D0}} = \frac{1}{U_{D0} T_i} \int_0^{T_i} u_d dt = \frac{2\sqrt{2} U_L \sin(\tau_i/2) \sin(\pi/3 + \gamma - \tau_i/2)}{U_{D0} \tau_i}, \quad (11)$$

де U_i – середня величина напруги на вході інвертора за інтервал широтно-імпульсної модуляції; $\tau_i = \omega_N T_i$.

При цьому максимальна похибка зменшується до 0,7 % при $\gamma = 0$ та до 0,02 % при $\gamma = \pi/6$, що дає підстави для компенсації впливу пульсації напруги на вході інвертора на основі вимірювання напруги U_i та врахування цих даних при керуванні інвертором.

Отже, імпульсна модель (рис. 5) з достатньо високою точністю відображає властивості матричного перетворювача, що дозволяє її застосувати для синтезу дискретних регуляторів струму. Слід зазначити, що похибки зменшуються при зростанні співвідношення T_e/T_i .

ВИСНОВКИ. Отримана імпульсна модель матричного перетворювача частоти відображає змінення струму в колі навантаження з похибкою, меншою, ніж 1 %. Це дозволяє використовувати таку модель при вирішенні задач дискретного регулювання струму в колі навантаження перетворювача.

Список застосованої літератури

1. Kolar J.W., (2011), Review of Three-Phase PWM AC–AC Converter Topologies, *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, Vol. 58, No. 11, pp. 4988–5006.
2. Сергієнко Г. С. Навантажувальні випробування силових перетворювачів частоти на основі емуляції електричних машин / Г. С. Сергієнко, С. С. Старостін // Технічна електродинаміка. – 2014. – Вип. 4. – С. 120 – 122.

3. Specovius J., (2008), Grundkurs Leistungselektronik: Bauelemente, Schaltungen und Systeme, *Wiesbaden: Vieweg*, 334 p.

4. Старостін С. С. Урахування дискретних властивостей силових перетворювачів електроенергії при синтезі електромехатронних систем / С. С. Старостін // Вісник Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут». Тем. випуск «Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика». – Харків : НТУ «ХПІ», 2008. – Вип. 45. – С. 348 – 351.

Отримано 15.05.2015

References

1. Kolar J.W., (2011), Review of Three-Phase PWM AC–AC Converter Topologies, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 58, No. 11, pp. 4988 – 5006.
2. Sergiienko G.S., and Starostin S.S. Navantazhuvanni vyprobuvannya sylovykh peretvoriuvachiv chastyoty na osnovi emulatsii elektrychnykh mashyn [Load Testing of Power Frequency Converters Based on The Emulation of Electrical Machines], (2014), *Tekhnichna Elektrodynamika*, Kiev, Ukraine, Vol. 4, pp. 120 – 122 (In Ukrainian).
3. Specovius J., (2008), Grundkurs Leistungselektronik: Bauelemente, Schaltungen und Systeme, *Wiesbaden: Vieweg*, 334 p.
4. Starostin S.S. Urakhuvannya diskretnykh vlastyvoستي sylovykh peretvoriuvachiv elektroenergiі pry syntezi elektromekhatronnykh system [Taking into Account of Power Converters Discrete-Time Properties at the Synthesis of Electromechatronics Systems], (2008), *Visnyk Natsionalnoho Tekhnichnoho Universitetu "Kharkivskii Politekhnichnyi Instytut". Tematychnyi Vypusk "Problemy Avtomatyzovanoho Elektropyvoda. Teoriia i Praktyka"*, Kharkiv, Ukraine, Vol. 45, pp. 348 – 351 (In Ukrainian).



Старостін
Сергій Станіславович,
докт. техн. наук, професор
каф. систем автоматичного
управління і електропривода
Кременчуцького нац.
ун-ту ім. Остроградського.
Тел. +38-096-2915748.
E-mail:starostin7@yahoo.de



Сергієнко
Ганна Сергіївна, асистент
каф. систем програмного
управління і мехатроніки
Донецького нац. технічно-
го уні-ту