УДК 621.314.2

Ю.О. Лебеденко

МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ МАТРИЧНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА З УРАХУВАННЯМ ВЛАСТИВОСТЕЙ ДЖЕРЕЛА ЖИВЛЕННЯ

Вступ. Одним з найбільш перспективних напрямків розвитку засобів перетворення параметрів електричної енергії в енергоустановках є матричні перетворювачі (МП), до переваг яких можна віднести [1]: високий коефіцієнт корисної дії (ККД) через одноступеневе перетворення енергії; відносно просту силову частину; можливість рекуперації енергії до мережі; високий коефіцієнт потужності через відсутність реактивних елементів.

Використання повністю керованих двонаправлених ключів та замкнених систем керування перетворювачами дозволяє певною мірою підвищити їх ефективність через зменшення рівня неосновних гармонік перетвореної напруги, розширення діапазону регулювання частоти та покращення електромагнітної сумісності із споживачами. Питання забезпечення якості перетвореної напруги є достатньо висвітленим в літературі, але задача зменшення впливу перетворювача на мережу живлення і на теперішній час залишається не вирішеною в повній мірі. Побудова математичних моделей процесу перетворення електричної енергії, що враховували б динамічні та статичні властивості як навантаження та силового комутатора, так і джерела живлення, дозволить синтезувати ефективні алгоритми керування силовими ключами перетворювача з метою зменшення його впливу на живильну мережу, підвищення енергетичної ефективності та розширення сфери застосування.

Аналіз останніх досліджень і публікацій. Матричний перетворювач є статичним перетворювачем частоти, що містить дві складові частини – силове коло і систему керування [1,2]. Силове електричне коло, що має число пульсацій *P*, складається з груп двосторонніх ключів, призначених для створення провідності протягом керованого інтервалу часу між вхідними і вихідними виводами, тобто між вхідним джерелом і навантаженням. Число цих груп дорівнює числу вихідних фаз. Кожна група містить *P* двосторонніх ключів.

У загальному випадку *n*-фазний за входом і *m*-фазний за виходом статичний перетворювач частоти містить *m* *n*-пульсних (*P*=*n*) груп ключів, як показано на рис. 1. Двонаправлені ключі умовно показані у вигляді механічних перемикачів.

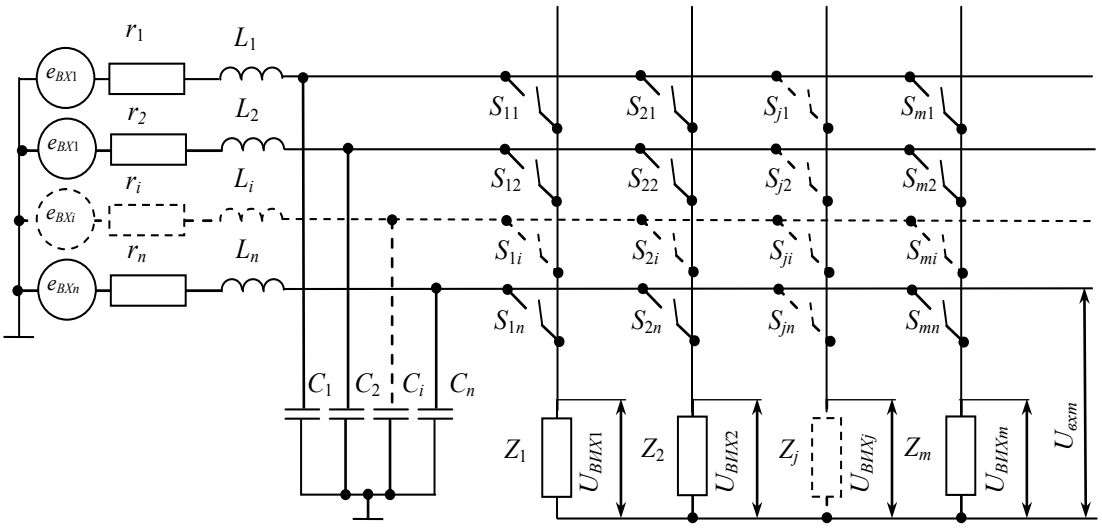

Рис. 1 Структурна схема узагальненого перетворювача частоти з *n* фазами на вході і *m* фазами на виході

Найбільш зручним методом аналізу силових кіл перетворювальних пристроїв є метод комутаційних функцій. Комутаційні функції можна представити у вигляді послідовності прямокутних імпульсів одиничної амплітуди [3]:

$$h_{pq}(t) = \sum_{k=0}^{\infty} [1(t_{k\cdot n+q-1}) - 1(t_{k\cdot n+q})], \tag{1}$$

де $(t_{k\cdot n+q-1}, t_{k\cdot n+q})$ – інтервал часу, на якому q -та вхідна фазна напруга u_{BXq} подається на вихід p; $1(t_q)$ - одинична східчаста функція.

Метод комутаційних функцій широко застосовується при аналізі як простих, так і складних багатофазних систем перетворення, що містять велику кількість нелінійних елементів. Він є ефективним при аналізі стаціонарних або повільних процесів. Для випадків, коли параметри навантаження або джерела швидко змінюються у часі, або динамічними характеристиками ключів не можна зневажати, моделі на основі комутаційних функцій потребують уточнення.

Використовуючи метод комутаційних функцій, можна отримати вираз для вихідної напруги МП у матрично-векторній формі:

$$\mathbf{U}_{ВИХ}(t) = \mathbf{H}(t) \cdot \mathbf{U}_{BX}(t), \tag{2}$$

де $\mathbf{H}(t)$ - комутаційна матриця, $\mathbf{U}_{ВИХ}(t)$, $\mathbf{U}_{BX}(t)$ - вектори вихідної та вхідної напруги відповідно.

Вхідний струм перетворювача $\mathbf{I}_{BX}(t)$ при цьому може бути визначений як

$$\mathbf{I}_{BX}(t) = \mathbf{H}(t)^T \cdot \mathbf{I}_{ВИХ}(t). \tag{3}$$

Вихідний струм $\mathbf{I}_{ВИХ}(t)$ залежить від напруги $\mathbf{U}_{ВИХ}(t)$ та параметрів навантаження [4]. Якщо модель навантаження представлено у просторі станів, то модель матричного перетворювача з урахуванням навантаження відносно вхідного струму буде мати вигляд:

$$\begin{cases} \dfrac{d\mathbf{X}(t)}{dt} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{X}(t) + \mathbf{B}_M(t) \cdot \mathbf{U}_{BX}(t), \\ \mathbf{I}_{BX}(t) = \mathbf{C}_M(t) \cdot \mathbf{X}(t), \end{cases} \tag{4}$$

де $\mathbf{B}_M(t) = \mathbf{B} \cdot \mathbf{H}(t)$, $\mathbf{C}_M(t) = \mathbf{H}(t)^T \cdot \mathbf{C}$; $\mathbf{A}$, $\mathbf{B}$, $\mathbf{C}$ - матриці стану, входу та виходу навантаження відповідно.

Представлена модель досить точно описує процес роботи матричного перетворювача та може бути основою для синтезу високоефективних алгоритмів керування силовими ключами. Проте, через невраховування властивостей джерела живлення, область застосування її досить обмежена. При роботі МП в складі автономних енергосистем активні опори r_i та індуктивності L_i фаз генератора можуть сягати значних величин і в значній мірі впливати на форму вхідного струму.

Мета роботи: удосконалення існуючої моделі МП, що дозволить аналізувати процеси в автономних енергетичних установках з урахуванням параметрів джерела живлення.

Основний матеріал. Розглянемо окремо одну фазу джерела живлення (див. рис. 2), припускаючи, що її внутрішній опір складається із послідовно включених активного r та ідуктивного L опорів. Також врахуємо наявність ємності-демпферу C, що включається паралельно для запобігання виникнення перенапруги при комутації силового вентиля.

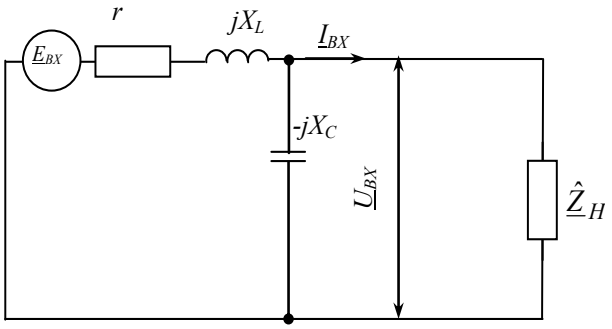

Рис. 2 Схема підключення фази живлення перетворювача

Навантаження представлене приведеним опором $\hat{Z}_H$, який можна отримати через відповідні комплексні опори навантаження та перемикальні функції як:

$$\underline{\hat{Z}}_k = \left(\sum_{l=1}^{n} \frac{h_{lk}}{\underline{Z}_l} \right). \tag{5}$$

Виходячи із теореми про еквівалентний генератор [5], можна записати вираз для вихідної напруги джерела:

$$\underline{U}_{BX} = \underline{E} - \underline{I}_{BX} \cdot \underline{Z}_E, \tag{6}$$

де $\underline{Z}_E$ - комплексний еквівалентний опір джерела живлення, а добуток $\underline{I}_{BX} \cdot \underline{Z}_E = \underline{U}_P$ визначає його реакцію на споживаний перетворювачем струм.

Для наведеної схеми передатна функція за напругою реакції u_P відносно споживаного перетворювачем струму i_{BX} може бути визначено як:

$$W(s) = \frac{U_P(s)}{I_{BX}(s)} = \frac{r + sL}{s^2 LC + sRC + 1}. \tag{7}$$

Відповідне диференційне рівняння:

$$\ddot{u}_P LC + u_P rC + u_P = \dot{i}_{BX} L + i_{BX} r. \tag{8}$$

Для аналізу процесів у багатофазній системі перетворення електричної енергії зручно мати математичну модель у матричній формі. Введемо змінні стану [6]:

$$x_1 = u_P, \;\; x_2 = \dot{x}_1 + i_{BX} \cdot \frac{1}{C}. \tag{9}$$

Тоді модель реакції джерела живлення у просторі станів буде мати вигляд:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}}_Д = \mathbf{A}_Д \cdot \mathbf{X}_Д + \mathbf{B}_Д \cdot \mathbf{I}_{BX}, \\ \mathbf{U}_P = \mathbf{C}_Д \cdot \mathbf{X}_Д. \end{cases} \tag{10}$$

Де матриці рівнянь стану для випадку матричного перетворювача із трьома вхідними та трьома вихідними фазами при припущенні, що фази джерела живлення є симетричними, незалежними і не впливають одна на одну, визначаються як:

$$\mathbf{A}_Д = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1/LC & -r/L & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1/LC & -r/L & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1/LC & -r/L \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B}_Д = \begin{bmatrix} 1/C & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/C & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/C \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{C}_{Д} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}.$$

З урахуванням попередніх міркувань та отриманих співвідношень, можна скласти схему математичної моделі матричного перетворювача, що є результатом інтеграції підмоделей власне перетворювача, навантаження та джерела живлення, та враховує їх параметри (див. рис. 3).

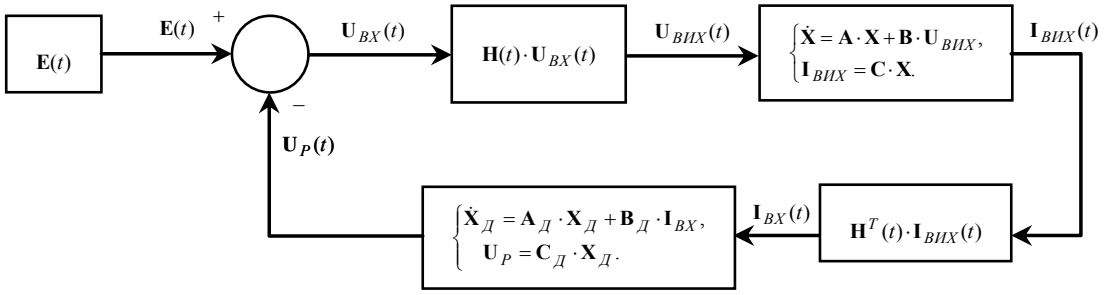

Рис. 3 Структура схема моделі матричного перетворювача з урахуванням параметрів джерела живлення

На основі наведеної структури за допомогою програмного пакету MATLAB було складено комп'ютерну модель системи перетворення параметрів електричної енергії. На рис. 4 наведено результати моделювання системи перетворення параметрів електричної енергії при індуктивності та активному опорі джерела 33% від відповідних параметрів навантаження.

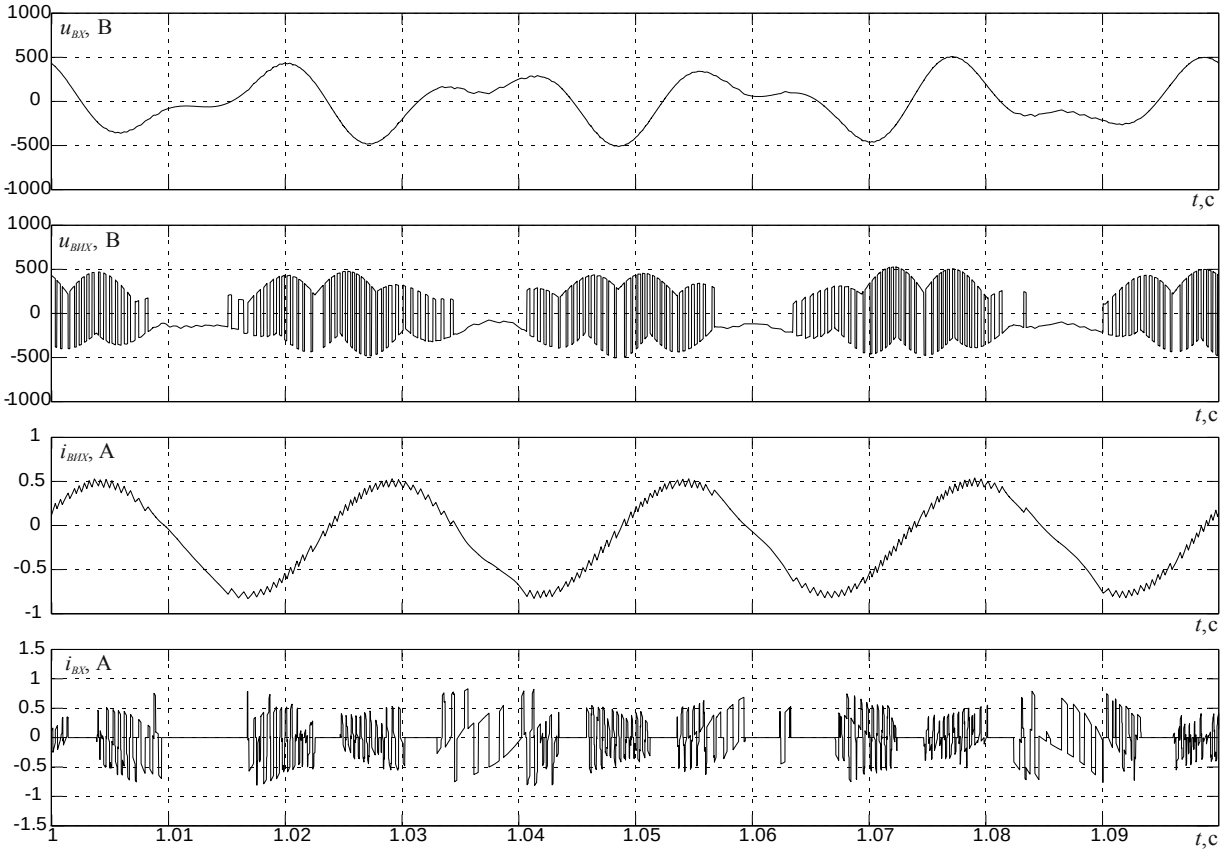

Рис. 4 Результати моделювання вхідних та вихідних напруг та струмів з урахуванням параметрів джерела живлення

Для визначення моментів комутації силових вентилів використано метод інтегрального відхилення вихідної напруги від сигналу завдання.

З аналізу отриманих результатів видно, що неідеальність джерела живлення при відмінності частот вхідної та вихідної напруги матричного перетворювача призводить до значних коливань амплітуди напруги живлення перетворювача, що, в свою чергу, відбивається і на споживаному струмі.

Частотний склад як вихідної напруги, так і споживаного струму погіршується. Через те, що частоти вхідної та вихідної напруг є кратними частоті повторення, вони обов'язково будуть присутні у спектрі вхідного струму, але окрім них, у вхідній напрузі, як видно, зростає складова субгармонік, з частотами, що визначаються частотою повторення комутаційних функцій. За допомогою керування моментами перемикання вентилів $\left(t_{k\cdot n+q-1}, t_{k\cdot n+q}\right)$ є можливість зміни відносних амплітуд складових струму [7]. Задача системи керування полягає в забезпеченні зростання гармоніки вхідного струму, що відповідає частоті мережі живлення, за рахунок зменшення амплітуд інших гармонік, при урахуванні значень параметрів навантаження та джерела та їх можливої зміни у часі.

Виводи. Удосконалена модель МП, що базується на математичному апараті комутаційних функцій та підході з позиції «змінних стану», дозволяє здійснювати аналіз процесів як у вихідних, так і у вхідних колах перетворювача при урахуванні параметрів джерела живлення.

Аналіз отриманих результатів показав, що неідеальність джерела живлення значно зменшує ефективність роботи перетворювача, погіршується частотний склад вихідної напруги та споживаного від джерела струму.

Отримана модель може бути використана для подальшого синтезу високоефективних алгоритмів керування матричними перетворювачами з метою зменшення негативного впливу параметрів джерел живлення на функціонування систем перетворення електричної енергії.

ЛИТЕРАТУРА:

1. Чехет Э.М. Непосредственные преобразователи частоты для электропривода /. Чехет Э.М, Мордач В.В., Соболев В.Н. – К.: Наукова думка, 1988. – 222 с.
2. Alesina A. Solid-State Power Conversion: A Fourier Analysis Approach to Generalized Transformer Synthesis / A. Alesina, M. Venturini // G.B., IEEE Transactions on Circuits and Systems. – April, 1981. – Vol. Cas-28. No.4, - pp. 319-330.
3. Грабовецкий Г.В. Применение переключающих функций для анализа электромагнитных процессов в силовых цепях вентильных преобразователях частоты / Грабовецкий Г.В.// Электричество. – 1973. – №6. – С. 42 – 46.
4. Лебеденко Ю.О., Рудакова Г.В. Математична модель матричного перетворювача як складової автономної енергетичної системи // Вісник Херсонського національного технічного університету. - 2011. - №1(40). – С. 145-150.
5. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники. Электрические цепи / Бессонов Л.А. – 9-е изд., перераб. и доп. – М.: «Высшая школа», 1996. – 638 с.
6. Ф. Чаки. Современная теория управления. Нелинейные, оптимальные и адаптивные системы. Пер. с англ. В.В. Капитоненко и др. – М.: Мир, 1975. – 422 с.
7. Лебеденко Ю.О. Адаптивна система управління безпосереднім перетворювачем частоти з нечітким регулятором / Ю.О. Лебеденко, Г.В. Рудакова // Інтелектуальні системи прийняття рішень та проблеми обчислювального інтелекту: міжнародна наукова конференція, Євпаторія, 17 – 21 травня 2010 р.: матеріали конф. – Херсон, 2010. – Т. 2. – С. 93–97.

ЛЕБЕДЕНКО Юрій Олександрович – кандидат технічних наук, доцент кафедри технічної кібернетики Херсонського національного технічного університету

Наукові інтереси:

- математичне моделювання процесів та систем;
- силова електроніка;
- оптимальне управління складними системами.