

№ 1. ВІДДІЛ ПЕРЕТВОРЕННЯ ТА СТАБІЛІЗАЦІЇ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ПРОЦЕСІВ

УДК 621.313

ДОСЛІДЖЕННЯ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ ТА ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ СИСТЕМ НА ОСНОВІ МАГНІТОЕЛЕКТРИЧНИХ ДВИГУНІВ

О.Є. Антонов, докт. техн. наук, **В.М. Михальський**, докт. техн. наук, **В.Г. Кіреєв**, канд. техн. наук, **І.С. Петухов**, канд. техн. наук, **В.В. Соболев**, канд. техн. наук, **І.А. Шаповал**, канд. техн. наук, **В.В. Чопик**, мол. наук. співр., **А.А. Філоменко**, асп.
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03680, Україна

Стисло розкрито зміст наукових досліджень, що проводились у відділі перетворення і стабілізації електромагнітних процесів Інституту електродинаміки НАН України у 2012 році. Наведено основні наукові результати цих досліджень. Бібл. 12, рис. 13, табл. 2.

Ключові слова: матричний перетворювач, реактивна потужність, електрична машина магнітоелектричного типу.

Протягом 2012 року у відділі перетворення та стабілізації електромагнітних процесів ІЕД НАН України наукові дослідження [1, 2, 5–9] проводились відповідно до плану фундаментальних НДР «Модулятор» і «Магнетон».

1. Дослідження процесів у матричних перетворювачах з розширеним діапазоном регулювання вхідної реактивної потужності. Однією з найширших сфер застосування силової перетворювальної техніки є частотно-регульований електропривод змінного струму. Завдяки стрімкому розвитку силової напівпровідникової техніки та обчислювальних можливостей мікропроцесорів, що створило умови для розробки нових принципів побудови перетворювачів частоти, в тому числі матричних перетворювачів (МП), регульований електропривод змінного струму набув суттєвого поштовху для подальшого інтенсивного удосконалення. Зокрема, постійний розвиток обчислювальних можливостей забезпечує створення нових, більш складних способів керування перетворювачами з метою удосконалення їх характеристик та розширення діапазону застосування. Так, останнім часом широко ведуться дослідження алгоритмів керування МП, які б дали змогу використовувати перетворювач не тільки як пристрій керування двигунами в складі електроприводу, але й як ефективне джерело реактивної потужності в деякому локальному осередку мережі з одночасним забезпеченням вимог керування навантаженням.

Серед аспектів теорії керування матричними перетворювачами, які інтенсивно розглядаються останнім часом багатьма фахівцями, можна виділити дослідження додаткових можливостей регулювання вхідної реактивної потужності на протигагу теоретичним питанням оптимізації передачі активної складової потужності, які ґрунтовно розглянуто і вивчено. Ці можливості можна поділити на такі основні напрямки:

- застосування методу сингулярного розкладання матриць (декомпозиції) і одержання за рахунок цього доступу до маніпуляцій з додатковими ступенями свободи при керуванні МП [10];
- комбінування відомих концепцій додавання постійних складових у вихідну напругу і додавання нульової компоненти в систему симетричних складових просторових векторів керуючих функцій, що також приводить до використання додаткових ступенів свободи [11];
- формування на періоді широтно-імпульсної модуляції додаткових часових інтервалів, які не впливають на передачу активної потужності й призначені виключно для регулювання вхі-

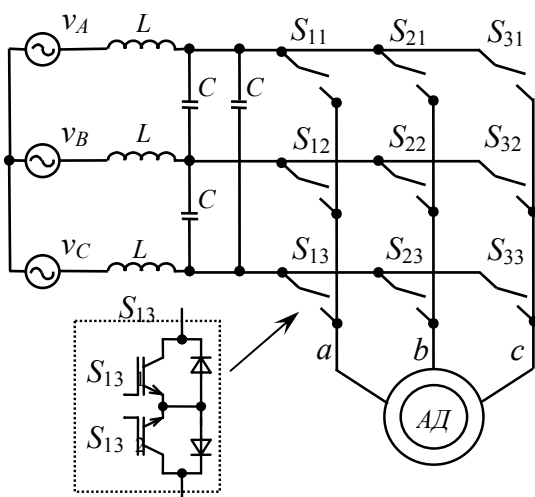


Рис. 1

ванні від матричного перетворювача з розширеним діапазоном регулювання вхідної реактивної потужності (рис. 1).

Переважає більшість алгоритмів керування МП ґрунтується на широтно-імпульсній модуляції (ШІМ) і представленні вхідних і вихідних напруг та струмів просторовими векторами.

З історичної точки зору і функціонально базовим алгоритмом є просторова векторна модуляція (space vector modulation – SVM). Просторовий вектор вихідної напруги на кожному такті ШІМ синтезується з чотирьох активних (ненульових) і одного нульового стаціонарних векторів, які відповідають станам МП, тобто комбінаціям увімкнених ключів. Максимальний коефіцієнт передачі напруги МП досягається за умови близькості до одиниці вхідного коефіцієнта потужності. Регулювання цього коефіцієнта (відповідно реактивних вхідних струмів і потужності) супроводжується зменшенням коефіцієнта передачі напруги МП.

На відміну від базового алгоритму SVM, у двох інших алгоритмах, що розглядаються, а саме сингулярному розкладанні матриць (singular value decomposition – SVD) і екстремальному розташуванні керуючих векторів (extreme position of control vectors – EPCV), у вигляді просторових векторів представляються не тільки електричні величини (напруги і струми), але й матриці керуючих функцій, елементами яких є усереднені на такті ШІМ відносні тривалості відкритих станів ключів МП [4, 10].

Алгоритм SVD зводиться до перетворень координат, передатних (модуляційних) матриць і сингулярного розкладання (представлення матриці у вигляді добутку трьох матриць). У підсумку математичних маніпуляцій виділяються невизначені коефіцієнти матриць і визначаються границі їх значень, а також способи їх підбору. При цьому з'являється можливість впливу на коефіцієнт передачі реактивної складової вихідного струму МП на вхід, тобто впливу на вхідну реактивну потужність. Основним недоліком цього алгоритму є відсутність можливості для формування вхідного реактивного струму при відсутності реактивної складової на виході МП [4].

Сутність алгоритму EPCV полягає в тому, що просторові вектори керуючих функцій описуються за допомогою виразів, у які входять дві невизначені складові, що інтерпретуються як додаткові ступені свободи станів МП. Ці складові обчислюються на кожному такті ШІМ з таким розрахунком, щоб вектори керуючих функцій досягали допустимих максимальних значень. Наслідком такого підходу до формування матриць керуючих функцій є можливість розширення діапазону вхідної реактивної потужності МП до максимально досяжного в даній робочій точці незалежно від характеру навантаження [10].

Керуючу матрицю задано усередненими на такті модуляції значеннями елементів комутаційної матриці:

$$M = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} & m_{13} \\ m_{21} & m_{22} & m_{23} \\ m_{31} & m_{32} & m_{33} \end{bmatrix}, \begin{cases} 0 \leq m_{kh} \leq 1 - \text{відносні тривалості роботи ключів МП на такті модуляції,} \\ m_{1h} + m_{2h} + m_{3h} = 1, \quad k, h = 1, 2, 3 \end{cases} \quad (1)$$

дної реактивної потужності [12].

Показники якості вихідної напруги МП при використанні різних алгоритмів керування значною мірою визначають досяжні динамічні та статичні характеристики електроприводів змінного струму. Поліпшення гармонічного складу вихідної напруги перетворювачів частоти при роботі в складі електроприводів змінного струму дає змогу зменшити додаткові втрати в електричній машині, зменшити пульсації електромагнітного моменту двигуна і небажані додаткові навантаження механічної частини приводу, які здатні викликати резонансні явища і створювати акустичний шум.

Досліджено пульсації моменту асинхронного двигуна (АД) з короткозамкненим ротором при керу-

Зв'язок між усередненими вхідними і вихідними електричними величинами (струмами і напругами) виражається за допомогою матриці M :

$$\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = M \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} & m_{13} \\ m_{21} & m_{22} & m_{23} \\ m_{31} & m_{32} & m_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = M^T \begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{21} & m_{31} \\ m_{12} & m_{22} & m_{32} \\ m_{13} & m_{23} & m_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix}. \quad (2)$$

Вхідні напруги і вихідні струми є вимірюваними величинами, вихідні напруги і вхідні струми – заданими величинами.

Елементи стовпців матриці M (рядків для M^T) можуть бути представлені просторовими векторами:

$$\bar{m}_h = \frac{2}{3} (\bar{a}^0 m_{1h} + \bar{a}^1 m_{2h} + \bar{a}^2 m_{3h}), \quad \bar{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}}, \quad h = 1, 2, 3. \quad (3)$$

З урахуванням обмежень у матриці (1) зворотна трансформація виглядає в такий спосіб:

$$m_{kh} = \operatorname{Re} \left\{ \bar{a}^{(1-k)} \bar{m}_h \right\} + \frac{1}{3} = \frac{\bar{a}^{(1-k)} \bar{m}_h + \bar{a}^{(k-1)} \bar{m}_h^*}{2} + \frac{1}{3}, \quad \text{знак } * \text{ символізує комплексно-сполучене значення}. \quad (4)$$

Область значень просторових векторів керуючих функцій може бути наочно представлена на комплексній площині за допомогою обмежуючого рівностороннього трикутника (рис. 2) [7].

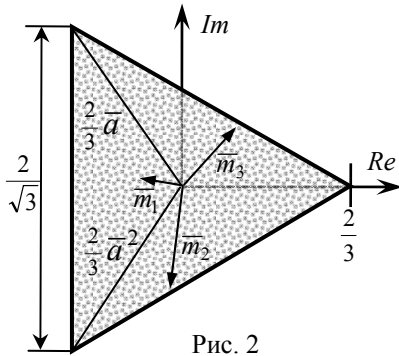


Рис. 2

Якщо розкласти систему векторів \bar{m}_h на симетричні складові – пряму \bar{m}_d , зворотну \bar{m}_i і нульову \bar{m}_0 , то з їхньою допомогою можна вивести рівняння, які описують зв'язок між усередненими значеннями винятково за допомогою просторових векторів. Ці рівняння називаються трансферними (передатними):

$$\bar{u}_{out} = \frac{3}{2} (\bar{m}_d \bar{u}_{in}^* + \bar{m}_i^* \bar{u}_{in}), \quad \bar{i}_{in} = \frac{3}{2} (\bar{m}_d \bar{i}_{out}^* + \bar{m}_i \bar{i}_{out}). \quad (5)$$

У рівняннях (5) відсутня складова нульової послідовності \bar{m}_0 . Однак це не впливає на усереднені зв'язки комутаційної матриці. Система нульової послідовності проявляється лише в нульовій складовій системи вихідних напруг:

$$u_0 = \frac{1}{3} (u_a + u_b + u_c) = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \left\{ \bar{u}_{in} (\bar{m}_1 + \bar{m}_2 + \bar{m}_3)^* \right\} = \frac{3}{2} \operatorname{Re} \left\{ \bar{u}_{in} \bar{m}_0^* \right\}. \quad (6)$$

У загальному розв'язку трансферних рівнянь присутні два невизначені члени, які інтерпретуються як ступені свободи – скалярна і векторна \bar{m}_0 (нульова система) складові.

У геометричній інтерпретації це означає, що при введенні відмінного від нуля вектора нульової послідовності \bar{m}_0 відбувається зміщення кінців векторів \bar{m}_h на величину \bar{m}_0 , а при змінах вільної скалярної змінної – спотворення системи векторів \bar{m}_h за рахунок зміщення їх кінців у напрямку, перпендикулярному вектору вхідної напруги. При цьому всі маніпуляції не повинні призводити до виходу векторів \bar{m}_h за обмежуючий трикутник (рис. 2).

Різні алгоритми керування відрізняються для однієї й тієї ж робочої точки лише тим, що ступені свободи набувають різних значень, а це позначається на діапазоні регулювання. Варіанти отримання таких сполучень значень допоміжних ступенів свободи, які дають змогу окремо регулювати коефіцієнт передачі напруги та вхідну реактивну потужність і гранично досягати їхніх екстремальних значень у кожній робочій точці, складають задачу відповідного алгоритму керування.

Результати різних підходів до регулювання вхідної реактивної потужності МП можуть перетинатися або відрізнятися у різних робочих діапазонах. Для прикладу на рис. 2 і 3 показано області максимального використання реактивної потужності: теоретично максимально мо-

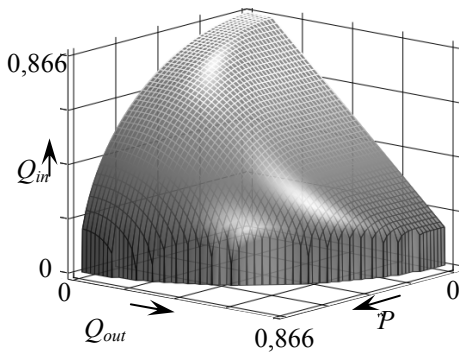


Рис. 3

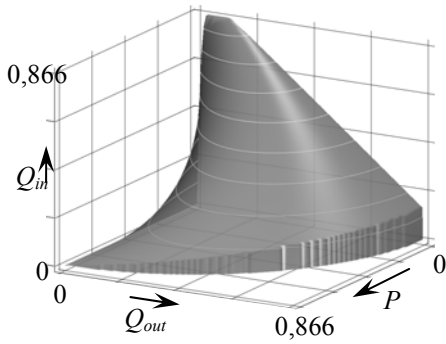


Рис. 4

жлива та отримана за методом сингулярного розкладання матриць (декомпозиції) відповідно. На рис. 3, 4 позначено P , Q_{in} , Q_{out} – активна, вхідна та вихідна реактивні потужності відповідно у відносних одиницях.

Узагальнюючи розглянуті алгоритми керування з точки зору розташування побудованих векторних систем у межах обмежуючого трикутника, можна зробити висновок, що збільшення діапазону регулювання реактивної потужності здійснюється за рахунок оптимального (екстремального) використання граничних областей цього трикутника. Додаткові ступені свободи для різних алгоритмів керування мають різну математичну інтерпретацію, але при регулюванні реактивної потужності виконують типовий перерозподіл тривалостей ввімкнутих станів ключів, а також лінійний зсув всіх векторів векторної системи в певному напрямку для додаткового внесення в систему складових нульової послідовності з метою максимального розширення діапазону регулювання.

Визначимо величину пульсацій електромагнітного моменту АД при застосуванні для керування МП алгоритмів з розширеним діапазоном регулювання вхідної реактивної потужності.

Стандартна модель асинхронної машини з короткозамкнутим ротором задається такою системою диференціальних рівнянь [3]:

$$\begin{cases} \dot{\omega} = \frac{1}{J} \left[\left(\frac{3}{2} \frac{L_m}{L_2} p_n \right) (\psi_{2a} i_{1b} - \psi_{2b} i_{1a}) - M_c \right] \\ \dot{i}_{1a} = -\gamma i_{1a} + \alpha \beta \psi_{2a} + \beta \omega p_n \psi_{2b} + \frac{1}{\sigma} u_{1a} \\ \dot{i}_{1b} = -\gamma i_{1b} + \alpha \beta \psi_{2b} - \beta \omega p_n \psi_{2a} + \frac{1}{\sigma} u_{1b} \\ \dot{\psi}_{2a} = -\alpha \psi_{2a} - \omega p_n \psi_{2b} + \alpha L_m i_{1a} \\ \dot{\psi}_{2b} = -\alpha \psi_{2b} + \omega p_n \psi_{2a} + \alpha L_m i_{1b} \end{cases}, \quad (7)$$

де i_{1a}, i_{1b} , u_{1a}, u_{1b} , ψ_{2a}, ψ_{2b} – струми, напруги статора і потокозчеплення ротора в системі координат статора (a - b) відповідно; ω – швидкість ротора; J – момент інерції ротора; p_n – число пар полюсів; M_c – момент навантаження.

Додатні сталі, пов'язані з електричними та механічними параметрами асинхронного двигуна, визначаються так:

$$\alpha = \frac{R_2}{L_2}, \quad \sigma = L_1 \left(1 - \frac{L_m^2}{L_1 L_2} \right), \quad \beta = \frac{L_m}{L_2}, \quad \gamma = \frac{R_1}{\sigma} + \alpha L_m \beta,$$

де R_1, R_2, L_1, L_2 – опори та індуктивності статора/ротора; L_m – індуктивність кола намагнічування.

Момент двигуна визначається таким чином:

$$M = \left(\frac{3}{2} \frac{L_m}{L_2} p_n \right) (\psi_{2a} i_{1b} - \psi_{2b} i_{1a}). \quad (8)$$

Керуючі двофазні напруги в (1) визначаються як

$$u_{1a} = u_a, \quad u_{1b} = \frac{1}{\sqrt{3}} u_b - \frac{1}{\sqrt{3}} u_c,$$

де u_a, u_b, u_c – відповідні фазні напруги статора, які в найпростішому випадку можуть бути

задані системою трифазних напруг $u_a = U_m \cos(\omega_o t)$; $u_b = U_m \cos(\omega_o t - \phi)$; $u_c = U_m \cos(\omega_o t - 2\phi)$, де ω_o – кутова частота вихідної напруги МП, $\phi = 2\pi/3$.

Для дослідження приймаємо наступну процедуру тестування: прямий пуск при чисто синусоїдальних формах напруг; витримка часу для завершення перехідних процесів; відпрацювання номінального стрибкоподібного моменту навантаження; перехід від синусоїдальних кривих напруг до ШІМ-послідовностей, заданих різними способами модуляції.

Протабулюємо криві моменту M на N інтервалів на періоді вихідної частоти, тоді середнє значення моменту можна отримати з виразу

$$M_{cp.} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N M_{Hi}, \quad (9)$$

де i – порядковий номер інтервалу табуляції; M_{Hi} – миттєве значення моменту.

Коефіцієнт пульсацій на періоді визначається так:

$$K_{пульс.} = \frac{M_{i_{max}} - M_{i_{min}}}{2M_{cp.}}, \quad (10)$$

де $M_{i_{max}}$ – максимальне значення моменту; $M_{i_{min}}$ – мінімальне значення моменту.

Середньоквадратичне відхилення значень пульсацій моменту отримаємо з виразу

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (M_{Hi} - M_{cp.})^2}. \quad (11)$$

Для дослідження використано АД потужністю 2,2 кВт з такими параметрами: $p_n = 2$; $R_1 = 3,2$ Ом; $R_2 = 2,5$ Ом; $L_1 = 0,28$ Гн; $L_2 = 0,28$ Гн; $L_m = 0,271$ Гн; $J = 0,015$ кгм²; $M_H = 15$ Нм.

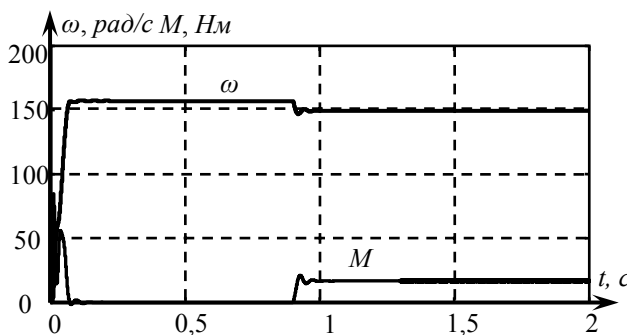


Рис. 5

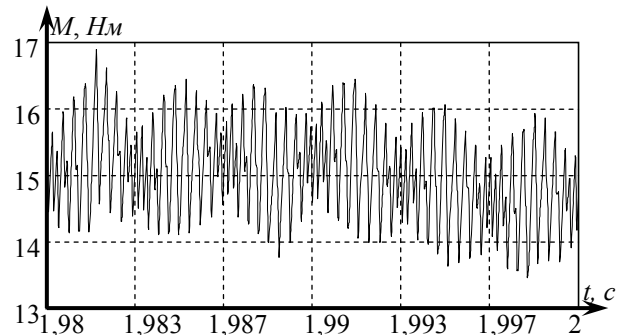
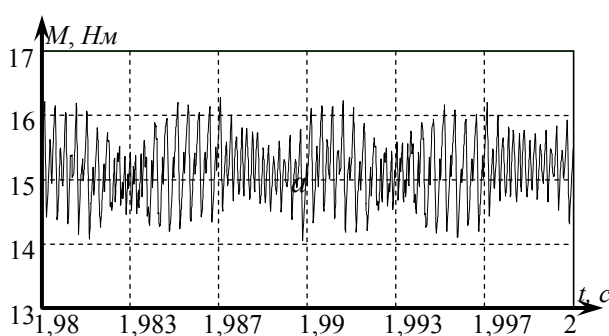


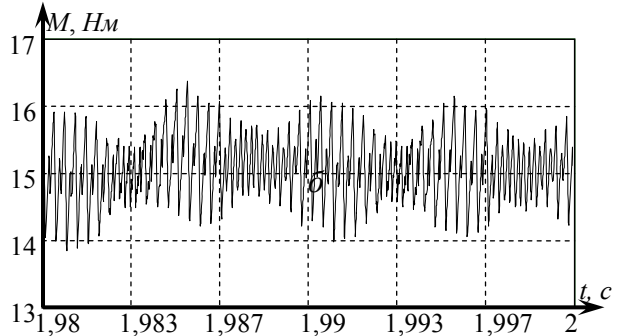
Рис. 6

На рис. 5 і 6 наведено часові діаграми швидкості і моменту АД та електромагнітного моменту АД для алгоритму керування SVM відповідно.

Часові діаграми електромагнітного моменту АД при керуванні від матричного перетворювача для алгоритму керування SVD показано на рис. 7, а для алгоритму керування EPCV на рис. 8 при $M_{cp.} = 15,00$ Нм, коефіцієнті модуляції $m = 0,75$ і вихідній частоті $f_{вих} = 50$ Гц. На рис. 7 а і 8 а – без регулювання, на рис. 7 б і 8 б – з регулюванням вхідної реактивної потужності.



а



б

Рис. 7

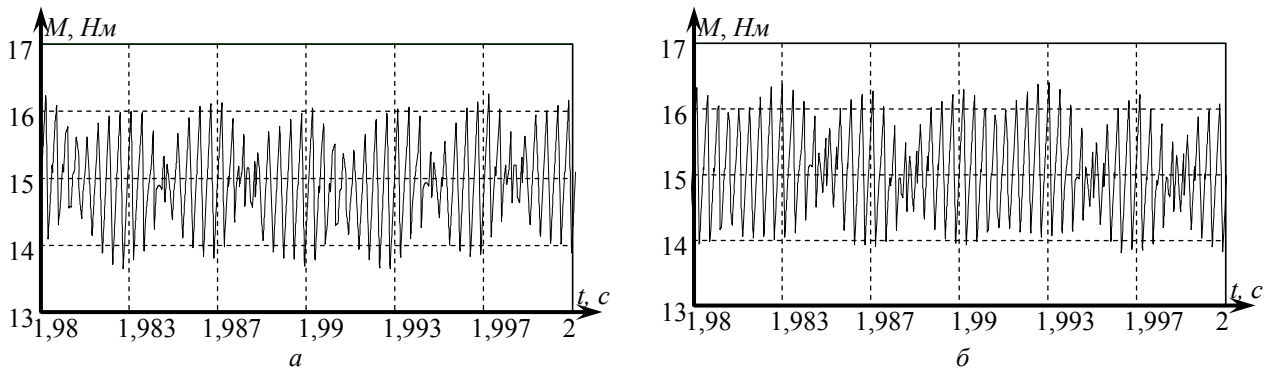


Рис. 8

Отримані значення коефіцієнта пульсацій моменту АД для алгоритмів без регулювання і з регулюванням вхідної реактивної потужності зведено до табл. 1, а середньоквадратичне відхилення значень пульсацій моменту – до табл. 2. На рис. 9 і 10 наведено порівняльні діаграми значень коефіцієнта пульсацій моменту та середньоквадратичних відхилень значень пульсацій моменту для різних алгоритмів керування відповідно.

Таблиця 1

Алгоритми		$K_{\text{пульс.}}$	
		$m=0,75$	$m=0,866$
1	SVM	0,12385	0,11394
2	SVD без регулювання	0,08890	0,08245
3	SVD з регулюванням	0,08974	0,07582
4	EPCV без регулювання	0,08943	0,07529
5	EPCV з регулюванням	0,09256	0,08110

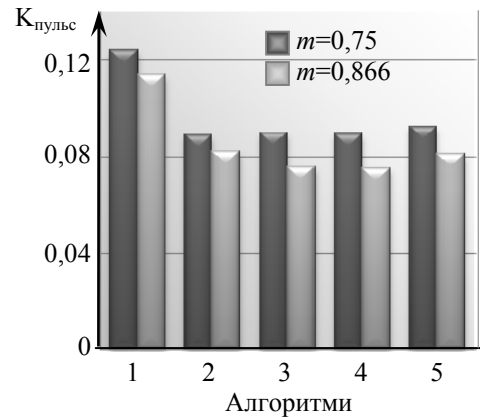


Рис. 9

Таблиця 2

Алгоритми		σ	
		$m=0,75$	$m=0,866$
1	SVM	0,63855	0,70903
2	SVD без регулювання	0,46269	0,42365
3	SVD з регулюванням	0,44775	0,3964
4	EPCV без регулювання	0,54243	0,4417
5	EPCV з регулюванням	0,57814	0,45585

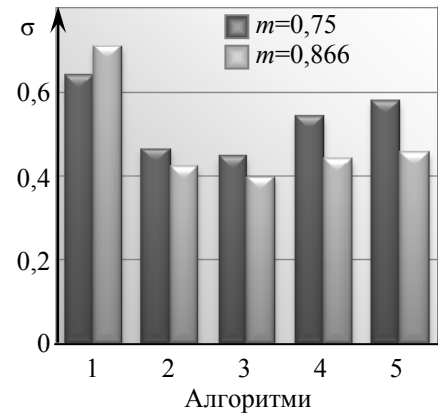


Рис. 10

За аналогією з алгоритмами керування автономними інверторами напруги (АІН) [3] характер та величина пульсацій моменту АД залежать від способу чергування ненульових стаціонарних станів на циклах модуляції, а також від величини та характеру підмодуляції усереднених значень кривих вихідної напруги МП. Терміном "підмодуляція" позначається інжекція в модуляційні функції системи сигналів потроєної частоти по відношенню до частот вхідної та вихідної напруг [3].

Так, для алгоритму SVM, який досліджувався, характерним є використання кривих вхідних напруг, екстремальних на даному 60 градусному інтервалі періоду мережі, для формування нульових стаціонарних векторів. Таким чином, при формуванні вихідної напруги для цього алгоритму застосовується максимально можлива величина підмодуляції, причому при зменшенні

коефіцієнта модуляції амплітуда підмодуляції фактично збільшується за рахунок збільшення тривалості використання нульової паузи та екстремальної фази. У зв'язку з цим величина пульсацій моменту для цього алгоритму найбільша у порівнянні з іншими алгоритмами.

Алгоритм керування SVD побудовано таким чином, що задає мінімально необхідну величину підмодуляції на цьому інтервалі. Нульова пауза формується в неявному вигляді. Для даного алгоритму характерне зменшення амплітуди підмодуляції зі зменшенням коефіцієнта модуляції, а також нульове її значення при $m \leq 0,5$. Таке формування має переваги над іншими алгоритмами, оскільки забезпечує найменшу величину пульсацій моменту та можливість регулювання коефіцієнта потужності МП. Недоліком є неповний діапазон регулювання вхідної реактивної потужності МП.

Алгоритм EPCV не дає змоги формувати мінімально необхідне значення підмодулюючої кривої, адже він використовує тільки екстремальні положення керуючих векторів. Екстремальне положення керуючого вектора відповідає примусовому відключенню однієї чи двох фазних напруг та формуванню вихідної напруги за рахунок інших фаз. Це призводить до збільшення амплітуди підмодуляції та пульсацій моменту АД. Перевагою цього алгоритму є максимально досяжний діапазон регулювання вхідної реактивної потужності МП.

Аналізуючи часові діаграми пульсацій електромагнітного моменту та отримані кількісні характеристики з табл. 1 та 2, можна зробити висновок, що величина пульсацій залежить від характеру кривих модулюючих функцій. А саме: алгоритми, в яких використані гладкі модулюючі функції, а також ті, що мають розриви першого роду, в яких похідна не змінює знак, мають найменші значення пульсацій моменту; алгоритми, що використовують розривні модулюючі функції з точками розриву другого роду та розриви зі зміною знаку похідної, мають більші значення пульсацій моменту.

Алгоритм SVD має найменшу величину пульсацій електромагнітного моменту, оскільки модулюючі функції будуються з використанням тільки гладких кривих з додаванням мінімально необхідної підмодуляції.

Алгоритм EPCV займає середнє місце за величиною пульсацій електромагнітного моменту, оскільки формування модулюючих функцій відбувається з використанням екстремальних положень керуючих векторів, що, в свою чергу, обумовлює утворення точок розриву першого роду, в яких похідна змінює знак. Крім цього, в алгоритмі EPCV прийнято прирівнювати до нуля одну з модулюючих функцій у групі ключів, що утворюють вихідну фазу для будь-якого циклу ШІМ, а дві інші використовувати для модуляції. Як видно з діаграм, це зменшує кількість комутацій на циклі ШІМ, але збільшує розмах пульсацій моменту.

Алгоритм SVM, який оптимізовано за кількістю комутацій ключів на циклі ШІМ та на переходах від циклу до циклу, що передбачає використання фаз з екстремальними напругами для реалізації нульових векторів, має найгірші показники пульсацій моменту.

Регулювання вхідної реактивної потужності для алгоритмів SVD та EPCV не призводить до значного погіршення показників пульсацій електромагнітного моменту.

2. Дослідження магнітоелектричного двигуна з пружним зв'язком ротора. Досліджувався електромеханічний пристрій особливого класу, призначений для реалізації зворотно-обертального руху робочих органів у оброблюючих інструментах, приладах для медицини та косметології. Для досягнення безшумності роботи приладів і підвищення безпеки їх застосування привод таких приладів доцільно будувати на основі безконтактного електро-двигуна магнітоелектричного типу. Одночасно це дасть змогу мінімізувати габарити і енергоспоживання приводу.

Загальну схему побудови такого двигуна зображено на рис. 11. У корпусі 1 встановлено у підшипниках 2 вал 3, на якому розміщено двополюсний постійний магніт 4. З корпусом жорстко з'єднано магнітопровід 5, на внутрішній поверхні якого встановлено дві дзеркально відображені і електрично сполучені між собою котушки 6 і 7, які складають єдину електрообмотку. Між котушками 6 і 7 встановлено один або два діаметрально протилежних магніти 8. Робочий орган 9 (наприклад, абразивна насадка) встановлено безпосередньо на валу 3.

Поки обмотку не підключено до джерела живлення, магніт 4 разом з валом 3 і робочим органом 9 займає положення відповідно до рис. 11, при якому осі намагнічування магнітів ротора і статора розташовані в одній площині. При підключенні обмотки до джерела струму виникає електромагнітний момент, який виводить ротор з положення стійкої рівноваги і відхиляє його на кут, при якому електромагнітний момент обмотки зрівноважить момент магнітної взаємодії ротора з магнітом статора. Зміна напрямку струму в обмотці призводить до відхилення ротора у протилежний бік. Таким чином, регулювання частоти і амплітуди струму в обмотці забезпечує зміну частоти і амплітуди відхилення робочого органу.

Для побудови моделі динамічного стану двигуна було використано фундаментальний інтегральний принцип Гамільтона. При цьому було розглянуто два варіанти побудови двигуна: з електромагнітним і магнітним способами збудження потоків ротора.

У нерухомій прямокутній системі координат $X_0Y_0Z_0$ (рис.

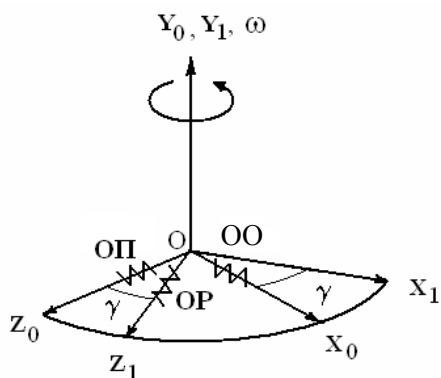


Рис. 12

12) розміщено дві обмотки: обмотку обертання (ОО) й обмотку електромагнітної пружини (ОП). Обмотку збудження ротора (ОР) зв'язано з рухомою системою координат $X_1 Y_1 Z_1$, яка повернута відносно нерухомої системи координат навколо осі OY на кут γ . Двигун має особливості у вигляді пружного зв'язку між ротором і статором при обмежених кутах повороту ротора. Після вибору узагальнених механічних та електричних координат, складання силової функції Лагранжа та дисипативної функції Релея і виконання операцій диференціювання було одержано систему нелінійних диференціальних рівнянь динамічного стану безпазового двигуна при звичай-

них для електромеханічних систем обмеженнях:

$$J_Y \cdot \ddot{\gamma} - M_X \cdot i_X \cdot i_P \cdot \cos \gamma + M_Z \cdot i_Z \cdot i_P \cdot \sin \gamma + \dot{\gamma} \cdot \nu_Y = m_Y;$$

$$L_X \cdot \frac{di_X}{dt} + M_X \left(i_P \cdot \dot{\gamma} \cdot \cos \gamma + \frac{di_P}{dt} \sin \gamma \right) + i_X \cdot R_X = U_X;$$

$$M_Z \left(-i_P \cdot \dot{\gamma} \cdot \sin \gamma + \frac{di_P}{dt} \cos \gamma \right) + i_Z \cdot R_Z = U_Z;$$

$$L_P \cdot \frac{di_P}{dt} + M_X \left(i_X \cdot \dot{\gamma} \cdot \cos \gamma + \frac{di_X}{dt} \sin \gamma \right) - M_Z \cdot i_Z \cdot \dot{\gamma} \cdot \sin \gamma + i_P \cdot R_P = U_P,$$

де ν_Y – коефіцієнт в'язкого тертя; R_{OB}, R_{OI}, R_P – опори обмоток; i_X, i_P, i_Z – струми в обмотках; L, M – власні та взаємні індуктивності в двигуні.

Далі було здійснено перехід до моделі двигуна з магнітним збудженням потоку ротора. Рівняння для цього типу двигуна мають такий вигляд:

$$J_Y \cdot \ddot{\gamma} - \Psi_X \cdot i_X \cdot \cos \gamma + \Psi_Z \cdot i_Z \cdot \sin \gamma + \dot{\gamma} \cdot \nu_Y = m_Y;$$

$$L_X \cdot \frac{di_X}{dt} + \Psi_X \cdot \dot{\gamma} \cdot \cos \gamma + i_X \cdot R_X = U_X;$$

$$-\Psi_Z \cdot \dot{\gamma} \cdot \sin \gamma + i_Z \cdot R_Z = U_Z.$$

У спрощеному вигляді ці рівняння за умови відсутності зовнішнього навантаження ($m_Y = 0$) і для малого значення кутів відхилення ротора ($\sin \gamma = \gamma$; $\cos \gamma = 1$) становлять

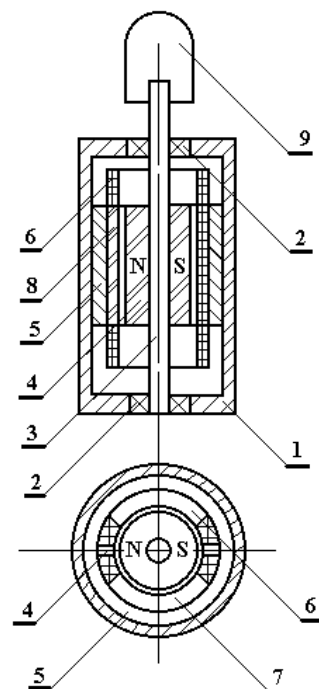


Рис. 11

$$J_Y \cdot \ddot{\gamma} + v_Y \cdot \dot{\gamma} + \Psi_Z \cdot i_Z \cdot \gamma = \Psi_X \cdot i_X; \quad (12)$$

$$L_X \frac{di_X}{dt} + \Psi_X \cdot \dot{\gamma} + i_X \cdot R_X = U_X; \quad (13)$$

$$-\Psi_Z \cdot \dot{\gamma} \cdot \gamma + i_Z \cdot R_Z = U_Z. \quad (14)$$

Для реалізації примусового зворотно-обертального руху ротора в обмотці обертання (ОО) треба збудити змінний струм, що змінюється за періодичним законом. При гармонічному законі зміни струму $i_X = i_X^0 \cdot \cos ft$, рівняння (1) за умови створення магнітом статора пружного моменту відповідає класичному рівнянню вимушених коливань твердого тіла, де $F(t) = \Psi_X \cdot i_X^0 \cdot \cos ft$ – періодична сила, що діє за координатою γ ; $\Psi_Z \cdot i_Z \cdot \gamma = C \cdot \gamma$ – момент пружності магнітної пружини; C – коефіцієнт пружності.

При нульовому значенні діючої сили рівняння (12) перетворюється в рівняння згасаючих коливань. Поділивши всі його члени на J_Y , маємо $\ddot{\gamma} + 2\delta \cdot \dot{\gamma} + f_0^2 \cdot \gamma = 0$, де $\delta = \frac{v_Y}{2J_Y}$ –

коефіцієнт згасання коливань ротора; $f_0 = \sqrt{\frac{C}{J_Y}} = \sqrt{\frac{\Psi_Z \cdot i_Z}{J_Y}}$ – частота власних коливань системи при відсутності тертя.

Відповідно до теорії коливальних систем при $\delta < f_0$ ротор буде здійснювати згасаючі коливання, амплітуда яких зменшується за законом $\gamma = \gamma_0 \cdot e^{-\frac{v_Y \cdot t}{2J_Y}} \cdot \sin ft$, де γ_0 – початковий кут відхилення ротора.

Реакцію ротора на змінну силу, що створює обмотка, будуть вимушені коливання тієї ж частоти $\gamma = \gamma^* \cdot \cos ft$, де γ^* – амплітуда вимушених коливань ротора:

$$\gamma^* = \frac{\Psi_X \cdot i_X^0}{2I_Y \cdot \delta \cdot f}.$$

Для рішення системи рівнянь (12)...(14) відносно змінної γ^* було визначено коефіцієнти при ній і її похідних. Для цього було проведено моделювання електромеханічної системи при наведених нижче габаритах двигуна і параметрах магнітного матеріалу:

- магніт ротора – $\varnothing 14,6 \times 24$ мм;
- магніт статора – $3 \times 2,5 \times 20$ мм;
- повітряний зазор – 3,5 мм;
- матеріал магнітів – NdFeB ($B_r = 1,1$ Тл; $\mu_m = 1,04$; $\gamma_m = 7,5$ г/см³);
- зовнішній діаметр магнітопроводу – 26 мм;
- матеріал магнітопроводу – масивна електротехнічна сталь 2013;
- момент інерції ротора з насадкою – $J_Y = 3,35 \cdot 10^{-6}$ кг·м²;
- амплітуда напруги на виході джерела живлення – 14 В.

Одержано залежності амплітуди вимушених коливань ротора від частоти напруги живлення обмотки при постійній амплітуді: 1 – при величині моменту інерції роторної частини $1,2 J_Y$; 2 – при номінальному значенні J_Y ; 3 – при величині моменту інерції $0,8 J_Y$.

Встановлено різке зростання амплітуди у межах 25...30 Гц в області власного резонансу системи. Цей результат моделювання практично повністю збігається з резонансними характеристиками реального зразка двигуна з наведеними вище параметрами, що підтверджує адекватність отриманої моделі двигуна (12)...(14). Збільшення моменту інерції двигуна за рахунок пасивного навантаження зміщує резонанс в область нижчих частот, відповідно зниження моменту інерції підвищує резонансну частоту.

Попадання області резонансу системи всередину діапазону регулювання частоти коливань робочого органу може бути використане для реалізації форсування режиму інструме-

нту без збільшення енерговитрат від джерела живлення. Якщо ж явище зростання амплітуди коливань при резонансі є небажаним (наприклад, у медичних інструментах при проведенні лікувальних процедур), то «небезпечний» частотний діапазон може бути програмно заборонений.

3. Оптимізація магнітоелектричних двигунів дискового типу. Метою роботи був пошук такої геометрії електромагнітного ядра двигуна, при якій електрична потужність, що підводиться, якнайкраще перетвориться в електромагнітний момент.

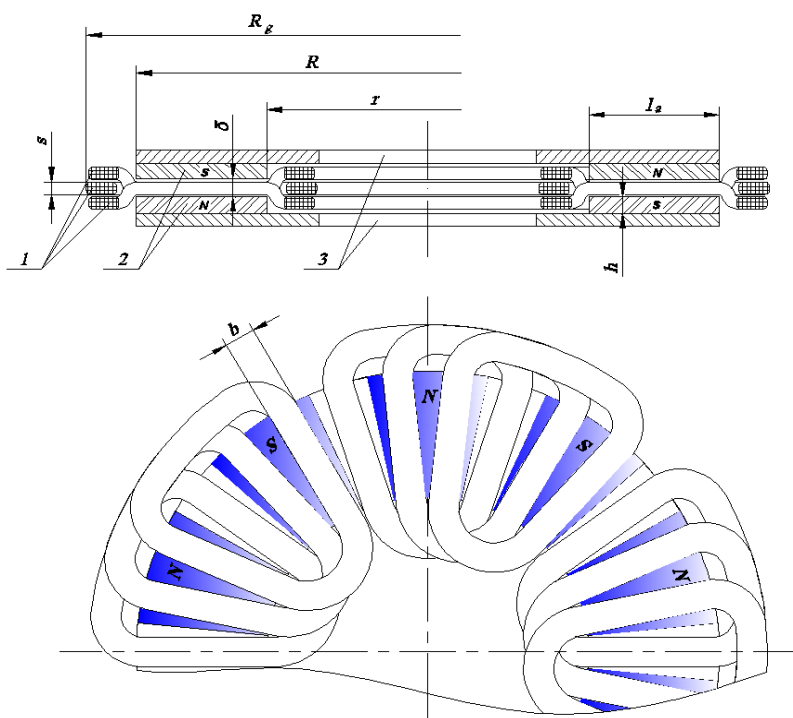


Рис. 13

На рис. 13 представлено безпазовий магнітоелектричний трифазний дисковий двигун, що досліджувався: 1 – обмотка, 2 – аксіально намагнічені магніти, 3 – магнітопроводи. Опори обертання не показано.

На рисунку прийнято такі позначення: R_g – габаритний розмір електромагнітного ядра; R і r – зовнішній і внутрішній радіуси магнітної системи відповідно; h – довжина магніту вздовж осі намагніченості; s – товщина обмотки; b – ширина активної зони обмотки; l_a – активна довжина обмотки; δ – довжина повітряного зазору.

Задача знаходження оптимуму полягала в тому,

щоб знайти таке співвідношення між перерахованими геометричними параметрами, при якому досягається максимальний електромагнітний момент на одиницю витраченої електричної потужності, тобто досягається максимальний ККД.

За наслідками розрахунку всіх варіантів було побудовано залежність максимального моменту від кількості пар полюсів p і сумарної довжини магнітів $2h$. Аналіз результатів показав, що оптимальним є побудова двигуна з кількістю пар полюсів від 10 до 12 залежно від довжини магніту.

Проведені дослідження дають змогу також вирішити найбільш складну задачу, що стоїть перед розробниками магнітоелектричних двигунів дискового типу, а саме вибір оптимальних співвідношень між довжиною магніту і товщиною обмотки, а також між внутрішнім і зовнішнім радіусами магнітної системи. Встановлено, що при збільшенні числа пар полюсів і довжини магніту відносна товщина обмотки зменшується, причому залежність носить нелінійний характер.

1. Антонов А.Е., Петухов И.С., Филоменко А.А. Магнитоэлектрический двигатель возвратно-вращательного движения с упругой связью ротора // Техн. электродинамика. – 2013. – № 1. – С. 49–55.
2. Киреев В.Г. Построение оптимальных бесконтактных двигателей дискового типа с постоянными магнитами // Техн. электродинамика. – 2012. – № 6. – С. 38–43.
3. Михальский В.М., Пересада С.М., Соболев В.Н., Чотик В.В., Шаповал И.А. Пульсации электромагнитного момента асинхронного двигателя при управлении от автономного инвертора напряжения с широтно-импульсной модуляцией // Техн. электродинамика. Темат. вып. "Силовая электроника та енергоефективність". – 2010. – Ч. 1. – С. 5–11.

4. Михальский В.М., Соболев В.Н., Чопик В.В., Шаповал И.А. Управление матричными преобразователями с использованием метода сингулярного разложения при несимметрии напряжений питающей сети // Техн. електродинаміка. Темат. вип. "Силовая електроніка та енергоефективність". – 2011. – Ч. 2. – С. 113–120.
5. Михальський В.М., Соболев В.М., Чопик В.В., Шаповал І.А. Алгоритми керування матричними перетворювачами з розширеним діапазоном регулювання вхідної реактивної потужності та їх вплив на пульсації електромагнітного моменту асинхронних двигунів // Електромеханічні і енергозберігаючі системи. Темат. вип. "Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія й практика". – Кременчук: КрНУ. – 2012. – № 03/2012(19). – С. 421–424.
6. Михальський В.М., Соболев В.М., Чопик В.В., Шаповал І.А. Керування матричним перетворювачем з використанням екстремальних положень просторових векторів керуючих функцій // Техн. електродинаміка. – 2012. – № 6. – С. 27–37.
7. Михальський В.М., Соболев В.М., Шаповал І.А., Чопик В.В. Розширення діапазону регулювання вхідної реактивної потужності матричних перетворювачів засобами керування // Техн. електродинаміка. – 2012. – № 2. – С. 53–54.
8. Мысак Т.В., Михальский В.М. Управление входным током матричного преобразователя с использованием скользящего режима // Пр. Ин-ту электродинамики НАН Украины: Зб. наук. пр. – К.: ІЕД НАНУ, 2012. – Вип. 33. – С. 74–83.
9. Мысак Т.В., Михальский В.М. Управление матричным преобразователем с использованием скользящего режима // Техн. електродинаміка. Темат. вип. "Силовая електроніка та енергоефективність". – 2012. – Ч. 4. – С. 99–105.
10. Igney J., Braun M. Space vector modulation strategy for conventional and indirect matrix converters // Proceedings of the 11th Int. European Conf. on Power Electronics and Applications. – Dresden (Germany), 2005.
11. Hossein Hojabri, Hossein Mokhtari, Liuchen Chang A Generalized Technique of Modeling, Analysis, and Control of a Matrix Converter Using SVD // IEEE Trans. on Industrial Electronics. – Vol. 58. – No. 3. – March 2011. – P. 949–959.
12. Schafmeister F., Kolar J.W. Novel Hybrid Modulation Schemes Significantly Extending the Reactive Power Control Range of All Matrix Converter Topologies With Low Computational Effort // IEEE Trans. on Industrial Electronics. – Vol. 59. – No.1. – January 2012. – P. 194–210.

УДК 621.313

А.Е. Антонов, докт. техн. наук, **В.М. Михальский**, докт. техн. наук, **В.Г. Киреев**, канд. техн. наук, **И.С. Петухов**, канд. техн. наук, **В.В. Соболев**, канд. техн. наук, **И.А. Шаповал**, канд. техн. наук, **В.В. Чопик**, мл. науч. сотр., **А.А. Филоменко**, асп.

Институт электродинамики НАН Украины,
пр. Победы, 56, Киев-57, 03680, Украина

Исследование полупроводниковых преобразователей электроэнергии и электромеханических систем на основе магнитоэлектрических двигателей

Сжато раскрыто содержание научных исследований, которые проводились в отделе преобразования и стабилизации электромагнитных процессов Института электродинамики НАН Украины в 2012 году. Приведены основные научные результаты этих исследований. Библ. 12, рис. 13, табл. 2.

Ключевые слова: матричный преобразователь, реактивная мощность, электрическая машина магнитоэлектрического типа.

O.Ye. Antonov, V.M. Mykhalskyi, V.H. Kireiev, I.S. Pietukhov, V.V. Soboliev, I.A. Shapoval, V.V. Chopyk, A.A. Filomenko

Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,
Pr. Peremogy, 56, Kyiv-57, 03680, Ukraine

Investigation of the semiconductor energy converters and electromechanical systems based on the magneto-electric motor

Content of scientific research conducted in the department of conversion and stabilization of electromagnetic processes of IED NAS of Ukraine in 2012 is briefly presented. The main scientific results of these studies are reported. References 12, figures 13, tables 2.

Key words: matrix converter, reactive power, magnet type rotating electric machine.

Надійшла 29.04.2013

Received 29.04.2013