

АЛГОРИТМИ КЕРУВАННЯ МАТРИЧНИМИ ПЕРЕТВОРЮВАЧАМИ З РОЗШИРЕНИМ ДІАПАЗОНОМ РЕГУЛЮВАННЯ ВХІДНОЇ РЕАКТИВНОЇ ПОТУЖНОСТІ ТА ЇХ ВПЛИВ НА ПУЛЬСАЦІЇ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОГО МОМЕНТУ АСИНХРОННИХ ДВИГУНІВ

В. М. Михальський, В. М. Соболев, В. В. Чопик, І. А. Шаповал

Інститут електродинаміки Національної академії наук України
просп. Перемоги, 56, м. Київ, 03680, Україна. E-mail: mikhalsky@ied.org.ua

Розглянуто особливості алгоритмів керування матричними перетворювачами з розширеним діапазоном регулювання вхідної реактивної потужності. Досліджено пульсації моменту асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором при керуванні від матричного перетворювача з розширеним діапазоном регулювання вхідної реактивної потужності. Проаналізовано роботу алгоритмів та отримано якісні показники пульсацій моменту.

Ключові слова: матричний перетворювач, асинхронний двигун, електромагнітний момент.

АЛГОРИТМЫ УПРАВЛЕНИЯ МАТРИЧНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ С РАСШИРЕННЫМ ДИАПАЗОНОМ РЕГУЛИРОВАНИЯ ВХОДНОЙ РЕАКТИВНОЙ МОЩНОСТИ И ИХ ВЛИЯНИЕ НА ПУЛЬСАЦИИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО МОМЕНТА АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

В. М. Михальский, В. М. Соболев, В. В. Чопик, И. А. Шаповал

Институт электродинамики Национальной академии наук Украины
просп. Победы, 56, г. Киев, 03680, Украина. E-mail: mikhalsky@ied.org.ua

Рассмотрены особенности алгоритмов управления матричными преобразователями с расширенным диапазоном регулирования входной реактивной мощности. Исследованы пульсации момента асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором при управлении от матричного преобразователя с расширенным диапазоном регулирования входной реактивной мощности. Проанализирована работа алгоритмов и получены качественные показатели пульсаций момента.

Ключевые слова: матричный преобразователь, асинхронный двигатель, электромагнитный момент.

АКТУАЛЬНІСТЬ РОБОТИ. Однією з найширших областей 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, у тому числі матричних перетворювачів (МП), регульований електропривод змінного струму отримав суттєвий поштовх для подальшого інтенсивного вдосконалення. Зокрема, постійний розвиток обчислювальних можливостей забезпечує створення нових, більш складних способів керування перетворювачами з метою вдосконалення їх характеристик та розширення діапазону застосування. Так, останнім часом широко ведуться дослідження алгоритмів керування МП, які б дозволили 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.

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 дозволяє зменшити додаткові втрати в електричній машині, зменшити пульсації електромагнітного моменту двигуна і небажані додаткові навантаження механічної частини приводу, які здатні викликати резонансні явища й створювати акустичний шум.

Метою роботи є дослідження пульсацій моменту асинхронного двигуна (АД) з короткозамкненим ротором при керуванні від матричного перетворювача з розширеним діапазоном регулювання вхідної реактивної потужності (рис. 1).

МАТЕРІАЛ І РЕЗУЛЬТАТИ ДОСЛІДЖЕНЬ. Переважна більшість алгоритмів керування МП ґрунтується на широтно-імпульсній модуляції (ШІМ) і наданні вхідних і вихідних напруг та струмів просторовими векторами.

З історичної точки зору й 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 даного коефіцієнта (відповідно до 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 надаються 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 [1], [2].

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 даного алгоритму є відсутність можливості для формування вхідного реактивного струму при відсутності реактивної складової на виході МП [1].

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 керую-

чих 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 [2].

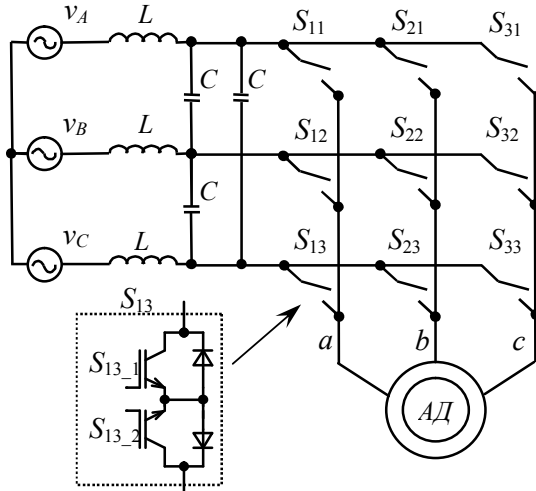


Рисунок 1 – Схема трифазно-трифазного МП

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

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

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

де $i_{1a}, i_{1b}, u_{1a}, u_{1b}, \psi_{2a}, \psi_{2b}$ – 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:

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

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

Момент двигуна визначається таким чином:

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

Керуючі двофазні напруги в (1) визначаються як:

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

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-последовностей, заданих різними способами модуляції.

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

$$M_{cp} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N M_{i i}, \quad (3)$$

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

Коефіцієнт пульсацій на періоді визначається так:

$$K_{пульс.} = \frac{M_{i_{max}} - M_{i_{min}}}{2M_{\bar{a}}}, \quad (4)$$

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

Середньоквадратичне відхилення значень пульсацій моменту отримаємо з виразу:

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (M_{i i} - M_{\bar{a}})^2}. \quad (5)$$

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, $M_j = 15$ Нм.

На рис. 2-5 наведено часові діаграми електромагнітного моменту АД при керуванні від матричного перетворювача з різними алгоритмами регулювання вхідної реактивної потужності при $M_{cp} = 15,00$ Нм, коефіцієнті модуляції $m=0,75$ і вихідній частоті $f_{вих} = 50$ Гц.

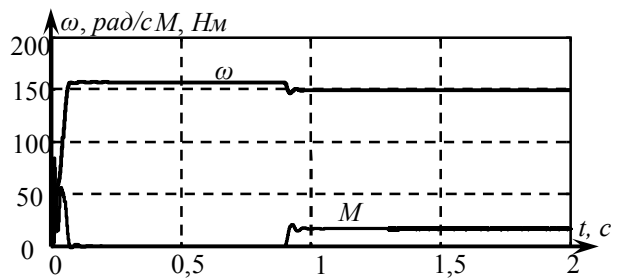


Рисунок 2 – Часові діаграми швидкості й моменту АД

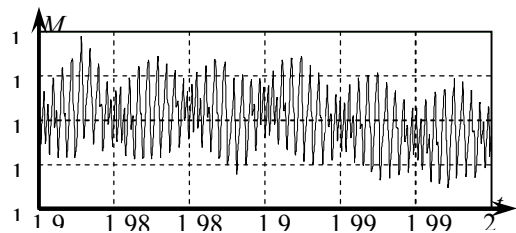


Рисунок 3 – Часові діаграми електромагнітного моменту АД для алгоритму керування SVM

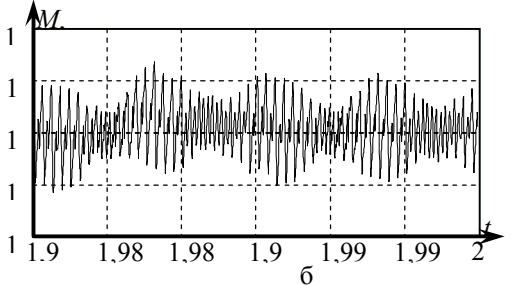
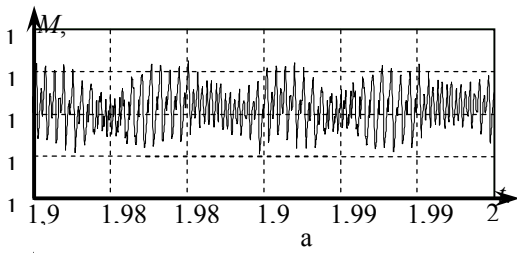


Рисунок 4 – Часові діаграми електромагнітного моменту АД для алгоритму керування SVD: а) без регулювання; б) з регулюванням вхідної реактивної потужності

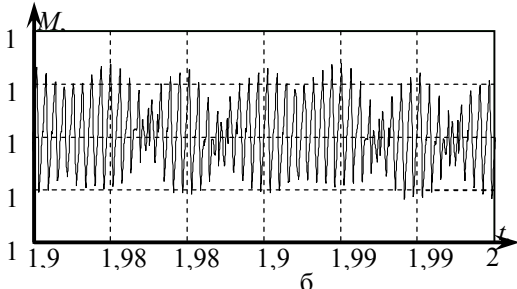
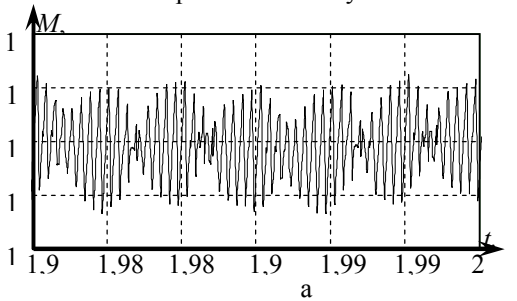


Рисунок 5 – Часові діаграми електромагнітного моменту АД для алгоритму керування EPCV: а) без регулювання; б) з регулюванням вхідної реактивної потужності

Отримані значення коефіцієнта пульсацій моменту АД для алгоритмів без регулювання і з регулюванням вхідної реактивної потужності зведено у табл. 1, а середньоквадратичне відхилення значень пульсацій моменту – у табл. 2.

На рис. 6 і 7 наведено порівняльні діаграми значень коефіцієнта пульсацій моменту та середньоквадратичних відхилень значень пульсацій моменту для різних алгоритмів керування відповідно.

Таблиця 1 – Значення $K_{пульс}$

Алгоритми	$K_{пульс}$	
	$m=0,75$	$m=0,866$
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

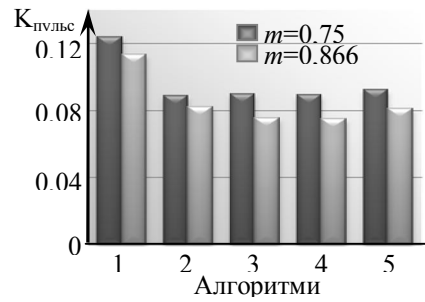


Рисунок 6 – Порівняльна діаграма значень $K_{пульс}$

Таблиця 2 – Значення σ

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

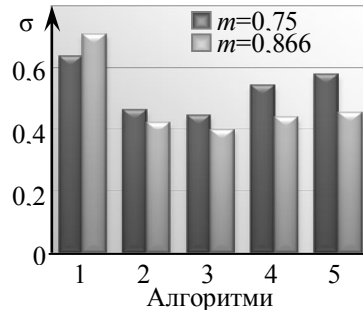


Рисунок 7 – Порівняльна діаграма значень σ

За аналогією з алгоритмами керування автономними інверторами напруги (АІН) [3], [4] 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 відносно 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 даного алгоритму найбільша порівняно з іншими алгоритмами.

Алгоритм керування SVD побудований таким чином, що задає мінімально необхідну величину підмодуляції на даному 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 дозволяє 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 даного алгоритму є максимального досяжний діапазон регулювання вхідної реактивної потужності МП.

ВИСНОВКИ. 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, у 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.

ЛІТЕРАТУРА

1. Михальский В.М., Соболев В.Н., Чопик В.В., Шаповал И.А. Управление матричными преобразованиями с использованием метода сингулярного разложения при несимметрии напряжений питающей сети // Техническая электродинамика. Силовая электроника та енергоефективність.. – 2011. – Тематичний випуск. – Ч. 2. – С. 113–120.

2. Igney J. Steuerverfahren für Matrixumrichter unter der besonderen Betrachtung der Eingangsblindleistung: Ph.D. thesis / J. Igney – Universität Fridericiana Karlsruhe, Karlsruhe (Germany), 2006. – 171 p.

3. Михальский В.М., Пересада С.М., Соболев В.Н. и др. Пульсации электромагнитного момента асинхронного двигателя при управлении от автономного инвертора напряжения с широтно-импульсной модуляцией // Техническая электродинамика. Силовая электроника та енергоефективність. – Тематичний випуск. – 2010. – Ч. 1. – С. 5–11.

4. Basu K., Prasad Silva J.S., Narayanan G. and oth. Reduction of Torque Ripple in Induction Motor Drives Using an Advanced Hybrid PWM Technique // IEEE Trans. on Industrial Electronics. – June 2010. – Iss. 57. – № 6. – PP. 2085–2091.

MATRIX CONVERTER CONTROL ALGORITHMS WITH AN EXTENDED RANGE OF INPUT REACTIVE POWER REGULATION AND THEIR EFFECT ON THE RIPPLE OF ELECTROMAGNETIC TORQUE OF INDUCTION MOTOR

V. Mikhalsky, V. Sobolev, V. Chopyk, I. Shapoval

Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine
prosp. Peremohy, 56, Kyiv, 03680, Ukraine. E-mail: mikhalsky@ied.org.ua

The features of the matrix converter control algorithms with an extended range of input reactive power control range have been considered. Torque ripples of the squirrel-cage induction motor with control from matrix converter with an extended range of input power factor regulation have been investigated. Analysis of algorithms has been performed and qualitative parameters of electromagnetic torque ripples have been obtained.

Key words: matrix converter, induction motor, electromagnetic torque.

REFERENCES

1. Mikhalsky V.M., Sobolev V.N., Chopyk V.V., Shapoval I.A. Matrix converter control using the singular value decomposition under unbalance voltage supply // Technical electrodynamic. *Power electronics and energy efficiency*. – Theme Issue. – 2011. – Part 2. – PP. 113–120. [in Russian]

2. Igney J. *Steuerverfahren für Matrixumrichter unter der besonderen Betrachtung der Eingangsblindleistung*: Ph.D. thesis / J. Igney – Universität Fridericiana Karlsruhe, Karlsruhe (Germany), 2006. – 171 p.

3. Mikhalsky V.M., Peresada S.M., Sobolev V.N. and oth. Electromagnetic torque ripples of induction motor under control of voltage source inverter with PWM // Technical electrodynamic. *Power electronics and energy efficiency*. – Theme Issue. – 2010. – Iss. 1. – PP. 5–11. [in Russian]

4. Basu K., Prasad Silva J.S., Narayanan G. and oth. Reduction of Torque Ripple in Induction Motor Drives Using an Advanced Hybrid PWM Technique // IEEE Trans. on Industrial Electronics. – June 2010. – Iss. 57. – № 6. – PP. 2085–2091.

Стаття надійшла 15.06.2012.

Рекомендовано до друку
к.т.н., доц. Старостінін С.С.