

ШИРОТНО-ІМПУЛЬСНА МОДУЛЯЦІЯ ПРИ ВЕКТОРНОМУ КЕРУВАННІ АВТОНОМНИМИ ІНВЕРТОРАМИ НАПРУГИ

Розглянуто методу визначення стаціонарних станів ключів автономного інвертора напруги для здійснення широтно-імпульсної модуляції, визначення порядку їх чергування та відносних тривалостей застосування на циклі модуляції для забезпечення неспотворюючого формування вихідної напруги з максимальним коефіцієнтом модуляції через призму векторних підходів до реалізації стратегії керування. Виконано порівняння векторних та скалярних підходів до здійснення різних методів широтно-імпульсної модуляції.

Вступ. У [2, 3] детально розглянуто скалярні підходи до вирішення проблем формування високоякісної вихідної напруги трифазних автономних інверторів напруги (АІН) із застосуванням різних методів широтно-імпульсної модуляції (ШІМ). У [2] окремо виділено так звану симетричну перервну (негладку) широтно-імпульсну модуляцію, умовно позначену як ВШІМ, та показано можливість її реалізації із застосуванням виключно скалярних підходів. Ця модуляція відіграє дуже важливу роль при використанні векторних уявлень про формування напруг і струмів. Відмінність відомих векторних підходів від скалярних полягає у тому, що при векторному керуванні на виході АІН формується один просторовий вектор, наприклад, напруги (на комплексній площині), який характеризується координатами розташування свого кінця на цій площині і несе повну інформацію про трифазну синусоїдальну систему миттєвих значень вихідних напруг, що йому відповідає, у даний момент часу (амплітуду синусоїди та поточний кут на періоді вихідної напруги). Тобто, формуючи просторовий вектор, ми формуємо трифазну синусоїдальну систему, в той час як при використанні скалярних підходів кожна з напруг трифазної системи формується окремо. У цих уявленнях завжди є велика доля умовності, адже фізичні процеси при одному та іншому формуванні абсолютно однакові і відрізняються тільки математичний апарат при розрахунку тривалостей використання стаціонарних станів ключів для системи керування АІН та сама структура цієї системи керування.

У [2] також наведено механізми формування вихідних напруг АІН при застосуванні як перервних методів широтно-імпульсної модуляції (ПШІМ0, ПШІМ1, ПШІМ2, ПШІМ3, ПШІММАКС, ПШІММІН), так і неперервних методів з імплементацією у модуляційну функцію синусоїдальних складових нульової послідовності з різними амплітудами (НШІМ1/4, НШІМ1/6). Крім цього, показано формування вихідної напруги з використанням синусоїдальної модуляції (СИНШІМ). У [4–8] проведено порівняльний аналіз векторної широтно-імпульсної модуляції та ШІМ, основою якої є порівняння сигналів завдання вихідних напруг з опорним сигналом. У цілому цей аналіз виконано на високому науковому рівні, у зв'язку з чим його результати широко використовуються розробниками в процесі створення сучасних напівпровідникових перетворювачів з ШІМ. Незважаючи на це, неможливо не помітити, що часто між векторним та скалярним тлумаченнями ШІМ вводиться штучний антагонізм саме в плані трактування фізичних процесів при реалізації модуляції, що видається невиправданим.

Метою статті є порівняння векторних та скалярних підходів до різних методів широтно-імпульсної модуляції в автономних інверторах напруги.

Для пояснення принципів векторного керування наведемо деякі співвідношення, за допомогою яких миттєві значення фазних електричних і магнітних величин, наприклад, напруги, можуть бути представлені просторовим вектором [1, 4]:

$$\bar{U} = \frac{2}{3}(U_a + \bar{a}U_b + \bar{a}^2U_c), \quad (1)$$

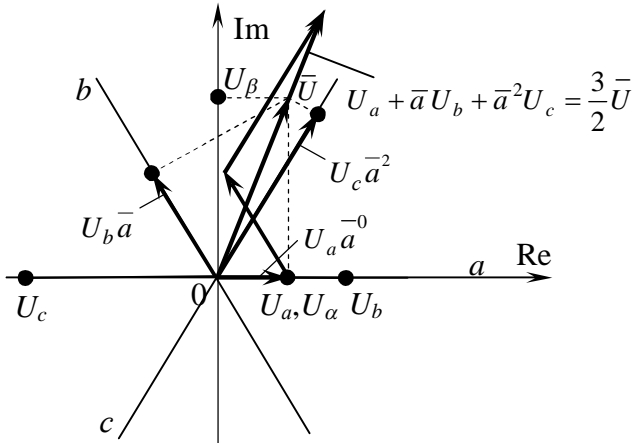


Рис. 1

$$\text{де } \bar{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}} = \cos\frac{2\pi}{3} + j\sin\frac{2\pi}{3} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2};$$

$$\bar{a}^{-2} = e^{j\frac{4\pi}{3}} = \cos\frac{4\pi}{3} + j\sin\frac{4\pi}{3} = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2};$$

U_a, U_b, U_c – миттєві значення фазних напруг у трифазній синусоїдальній системі, причому $U_a + U_b + U_c = 0$. Зворотне перетворення просторового вектора у миттєві значення здійснюється за формулою

$$\begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} = \mathbf{Re} \left\{ \begin{bmatrix} \bar{U} \\ \bar{U} \bar{a}^{-2} \\ \bar{U} \bar{a} \end{bmatrix} \right\}. \quad (2)$$

На векторній діаграмі (рис. 1) показано побудову просторового вектора напруги відповідно до визначення (1). Миттєві значення фазних напруг відкладені на дійсній осі комплексної площини з урахуванням тієї обставини, що їх алгебраїчна сума дорівнює нулю і полярність однієї з напруг протилежна полярності двох інших, тобто для даного розташування просторового вектора (рис. 1) $U_c = -(U_a + U_b)$. Ці значення співпадають з проекціями просторового вектора на осі фаз a, b, c .

Просторовий вектор (1) може бути заданий у вигляді $\bar{U} = (U_\alpha, U_\beta)^T$, де

$$U_\alpha = \frac{2}{3} \left(U_a - \frac{U_b + U_c}{2} \right) = U_a; \quad U_\beta = \frac{U_b - U_c}{\sqrt{3}}. \quad (3)$$

Зворотне перетворення виконується відповідно до співвідношення

$$\begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix}.$$

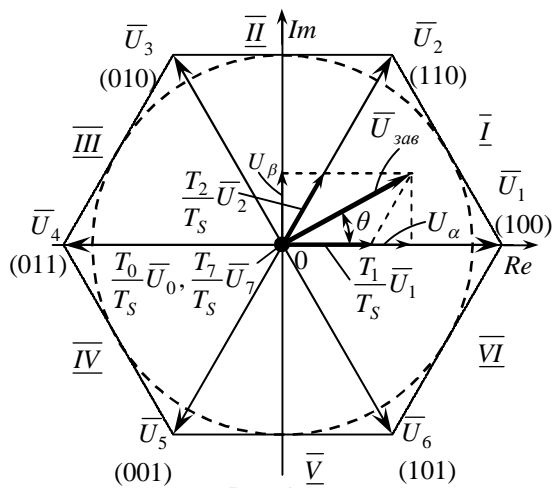


Рис. 2

інвертора $S_1 \dots S_6$ [2], під час використання якого він формується.

Активний стаціонарний вектор \bar{U}_1 відповідає активному стаціонарному стану $S_1(100)$ (рис. 2), вектор \bar{U}_2 – стану $S_2(110)$, вектор \bar{U}_3 – стану $S_3(010)$, вектор \bar{U}_4 – стану $S_4(011)$, вектор \bar{U}_5 – стану $S_5(001)$, вектор \bar{U}_6 – стану $S_6(101)$ [2]. Нульові стаціонарні вектори \bar{U}_0 та \bar{U}_7 відповідають нульовим стаціонарним станам $S_0(000)$ і $S_7(111)$.

При формуванні вихідної напруги АІН без використання ШІМ ключі перебувають у кожному з активних станів протягом відрізка часу, що дорівнює $1/6$ від періоду вихідної частоти, і просторовий вектор вихідної напруги "крокує", формуючись по чергові з кожного зі стаціонарних активних векторів. На кожному навантаженні формується напруга $U_{dc}/3$, $2U_{dc}/3$, $U_{dc}/3$, $-U_{dc}/3$, $-2U_{dc}/3$, $-U_{dc}/3$ і т.д. Цей режим є режимом шестикутника у векторному трактуванні.

Активні стаціонарні вектори $\bar{U}_1 \dots \bar{U}_6$ зсунуті один відносно одного на $\pi/3$ (вони ділять період вихідної напруги на шість однакових секторів I-VI), амплітуда кожного з

векторів складає $\bar{U}_{1-6} = 2U_{dc}/3$, а радіус вписаного кола відповідно дорівнює $U_{dc}/\sqrt{3}$. Кожен з нульових стаціонарних векторів \bar{U}_0 та \bar{U}_7 розташований (початок і кінець) у точці "0" діаграми (рис. 2) і відповідає нульовим лінійним напругам на виході інвертора.

Заданий вектор \bar{U}_{zav} (рис. 2)

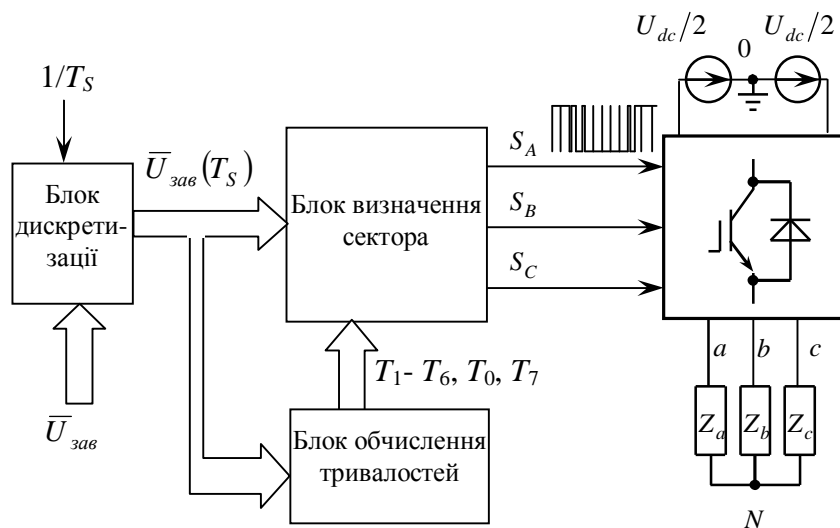


Рис. 3

розташований у першому секторі I і формується шляхом застосування двох активних стаціонарних векторів \bar{U}_1 і \bar{U}_2 (які є границями згаданого сектора I) та нульових стаціонарних векторів \bar{U}_0 і \bar{U}_7 . Тривалість застосування кожного зі стаціонарних векторів обчислюється залежно від координат кінця заданого вектора \bar{U}_{zav} (або кута θ його розташування в секторі I та його модуля).

Блок-схема системи керування АІН при використанні векторних підходів зображена на рис. 3.

Координати кінця вектора завдання \bar{U}_{zav} надходять на вхід блока дискретизації, в якому з періодом ШІМ T_s проводиться оновлення вихідного сигналу $\bar{U}_{zav}(T_s)$ для передачі в блок обчислення тривалостей застосування стаціонарних станів та блок визначення сектора періоду вихідної частоти.

Вирази для розрахунку тривалостей застосування стаціонарних векторів (для сектора I) запишуться таким чином:

$$T_1 = mT_s \left(\frac{\sqrt{3}}{2}\right) \sin[(\pi/3) - \theta]; \quad T_2 = mT_s \left(\frac{\sqrt{3}}{2}\right) \sin \theta, \quad (4)$$

де коефіцієнт модуляції $m = u_{1m}/(u_{dc}/2)$, u_{1m} – амплітудне значення заданої напруги АІН, u_{dc} – еквівалент напруги джерела живлення інвертора U_{dc} у масштабі сигналів завдання; T_1, T_2 – абсолютні тривалості застосування активних стаціонарних станів (векторів) на циклі модуляції.

Розкладаючи вираз (4), отримаємо

$$T_1 = mT_s \left[\left(\frac{3}{4}\right) \cos \theta - \left(\frac{\sqrt{3}}{4}\right) \sin \theta \right]; \quad T_2 = mT_s \left(\frac{\sqrt{3}}{2}\right) \sin \theta. \quad (5)$$

Використовуючи еквівалентні функціям \sin та \cos сигнали завдання u_α, u_β , задані у відносних одиницях, перепишемо вираз (5) таким чином:

$$T_1 = mT_s \left[\left(\frac{3}{4}\right) u_\alpha - \left(\frac{\sqrt{3}}{4}\right) u_\beta \right]; \quad T_2 = mT_s \frac{\sqrt{3}}{2} u_\beta. \quad (6)$$

Для всіх інших секторів (рис. 2) співвідношення для розрахунку тривалостей використання стаціонарних векторів запишуться так:

$$T_1 = mT_S \frac{\sqrt{3}}{4} \begin{cases} \sqrt{3}u_\alpha - u_\beta, & \theta \in [0... \pi/3], \\ \sqrt{3}u_\alpha + u_\beta, & \theta \in [\pi/3... 2\pi/3], \\ 2u_\beta, & \theta \in [2\pi/3... \pi], \\ -\sqrt{3}u_\alpha + u_\beta, & \theta \in [\pi... 4\pi/3], \\ -\sqrt{3}u_\alpha - u_\beta, & \theta \in [4\pi/3... 5\pi/3], \\ -2u_\beta, & \theta \in [5\pi/3... 2\pi], \end{cases} \quad T_2 = mT_S \frac{\sqrt{3}}{4} \begin{cases} 2u_\beta, & \theta \in [0... \pi/3], \\ -\sqrt{3}u_\alpha + u_\beta, & \theta \in [\pi/3... 2\pi/3], \\ -\sqrt{3}u_\alpha - u_\beta, & \theta \in [2\pi/3... \pi], \\ -2u_\beta, & \theta \in [\pi... 4\pi/3], \\ \sqrt{3}u_\alpha - u_\beta, & \theta \in [4\pi/3... 5\pi/3], \\ \sqrt{3}u_\alpha + u_\beta, & \theta \in [5\pi/3... 2\pi]. \end{cases} \quad (7)$$

Потрібно зауважити, що у виразах (6), (7) тривалості застосування активних стаціонарних станів T_1 і T_2 стосуються першого та другого стаціонарних векторів, що утворюють границі кожного з шести секторів періоду вихідної напруги при переміщенні просторового вектора вихідної напруги проти годинникової стрілки. Тобто для сектора I тривалості T_1, T_2 з (7) будуть відповідати тривалостям T_1, T_2 в скалярному трактуванні [2], для сектора II – тривалостям T_2, T_3 , для сектора III – тривалостям T_3, T_4 , для сектора IV – тривалостям T_4, T_5 , для сектора V – тривалостям T_5, T_6 , для сектора VI – тривалостям T_6, T_1 .

Використовуючи вирази (4) та (7), запишемо формули для розрахунку тривалостей використання нульових стаціонарних векторів у такому вигляді:

$$T_0 = T_7 = \frac{T_Z}{2} = \frac{T_S}{2} - mT_S \frac{\sqrt{3}}{4} \begin{cases} (\sqrt{3}/2)u_\alpha + (1/2)u_\beta, & \theta \in [0... \pi/3], \\ + u_\beta, & \theta \in [\pi/3... 2\pi/3], \\ (-\sqrt{3}/2)u_\alpha + (1/2)u_\beta, & \theta \in [2\pi/3... \pi], \\ (-\sqrt{3}/2)u_\alpha - (1/2)u_\beta, & \theta \in [\pi... 4\pi/3], \\ - u_\beta, & \theta \in [4\pi/3... 5\pi/3], \\ (\sqrt{3}/2)u_\alpha - (1/2)u_\beta, & \theta \in [5\pi/3... 2\pi], \end{cases} \quad (8)$$

де T_Z – тривалість застосування суми нульових стаціонарних станів S_0 і S_7 ; T_0 – тривалість застосування нульового стану S_0 ; T_7 – тривалість застосування нульового стану S_7 [2].

Вираз (7) підтверджує тезу [2] про ідентичність визначень тривалостей активних стаціонарних станів (T_1, T_2 у векторному трактуванні; T_1-T_6 у скалярному трактуванні) для всіх методів модуляції. Тривалості застосування нульових стаціонарних станів ключів (8) повною мірою співпадають з тривалостями T_0, T_7 [2] для так званої симетричної перервної модуляції, а в сумі (T_Z) дорівнюють значенням тривалостей застосування нульових стаціонарних векторів на циклі модуляції при застосуванні кожної з перервних модуляційних функцій ПШМ.

Повертаючись до кола, вписаного у шестикутник (рис. 2), визначимо нормований індекс M (відношення амплітуди першої гармоніки вихідної напруги до амплітуди цієї ж напруги в режимі шестикутника) для першої гармоніки неспотвореної вихідної напруги, що відповідає радіусу цього кола:

$$M = (U_{dc}/\sqrt{3})/(2U_{dc}/\pi) = \pi/(2\sqrt{3}) \approx 0,907. \quad (9)$$

Значення індекса M відрізняється від значення 0,785, отриманого раніше для модуляції СИНШМ [2], саме на коефіцієнт $2/\sqrt{3} \approx 1,1547$, що доводить можливість формування неспотвореної вихідної напруги АІН із застосуванням методу ВШМ з амплітудою, що відповідає коефіцієнту модуляції $m=2/\sqrt{3}$. Розглянутий метод векторної широтно-імпульсної модуляції ВШМ повною мірою тотожний методу, який у роботі [2] названо симетричною широтно-імпульсною модуляцією. Різниця між ними полягає тільки у способах обчислення тривалостей застосування стаціонарних станів ключів перетворювача на циклі модуляції. Для нульових складових при ВШМ можна записати:

$$T_Z = T_0 + T_7 = T_S - (T_1 + T_2); \quad T_0 = T_7 = [T_S - (T_1 + T_2)]/2. \quad (10)$$

Тобто тривалості застосування стаціонарних станів $T_1...T_6, T_0, T_7$ при використанні

ВШМ можна отримати як зі співвідношень (7), (8), так і зі співвідношень, отриманих з використанням скалярних підходів для перервних модуляційних функцій ПШММАКС, ПШММІН, а також всіх інших (з дотриманням умови рівності значень T_0, T_7 на кожному циклі ШМ) [2].

Покажемо також можливість формування перервних модуляційних функцій ПШМ0, ПШМ1, ПШМ2, ПШМ3, ПШММАКС, ПШММІН з використанням векторних підходів до визначення тривалостей використання стаціонарних станів ключів (рис. 4). На векторній діаграмі для функції ПШМ0 показано, що в секторах $I, III, V T_Z$ формується тільки з використанням T_0 , а в секторах II, IV, VI – тільки з використанням T_7 .

На векторній діаграмі для функції ПШМ1 показано, що на половинах секторів, які відповідають інтервалам $-\pi/6...+\pi/6, \pi/2...5\pi/6, 7\pi/6...3\pi/2 T_Z$ формується виключно з використанням T_7 , а на половинах секторів $\pi/6...-\pi/2, 5\pi/6...7\pi/6, 3\pi/2...11\pi/6$ – з використанням тільки складових T_0 .

На векторній діаграмі для функції ПШМ2 показано, що на інтервалах $II, IV, VI T_7$ у цій функції формується шляхом застосування T_0 , а на інтервалах I, III, V – шляхом застосування T_7 .

На векторній діаграмі для функції ПШМ3 показано, що в секторах $-\pi/6...+\pi/6, \pi/2...5\pi/6, 7\pi/6...3\pi/2 T_Z$ формується з використанням тільки T_0 , а в секторах $\pi/6...-\pi/2, 5\pi/6...7\pi/6, 3\pi/2...11\pi/6$ – з використанням виключно T_7 .

Варто зауважити, що при роботі АІН на навантаження з реактивною складовою виникає можливість, плавно регулюючи кутове положення секторів застосування нульових стаціонарних станів T_0, T_7 при здійсненні перервної модуляції, відстежувати фазовий зсув вихідного струму стосовно формованої напруги та забезпечувати для вихідних фаз синхронізацію інтервалів з максимальними значеннями струму через ключі з інтервалами, протягом яких відповідна фаза не бере участі у процесі модуляції за алгоритмом [6]. Такий підхід дає змогу суттєво зменшити динамічні втрати у силових ключах АІН.

На векторних діаграмах стаціонарних векторів для модуляційних функцій ПШММАКС і ПШММІН показано, що при застосуванні функції ПШММАКС нульова складова T_Z формується тільки з використанням нульового вектора $\bar{U}_7(T_7)$ на всьому періоді вихідної напруги АІН, а при застосуванні функції ПШММІН T_Z формується виключно зі складової T_0 .

Як відомо [2], модуляційні функції для керування ключами АІН у скалярному трактуванні визначаються таким чином:

$$u_{a0} = u_m \cos\theta + u_{N0}; u_{b0} = u_m \cos(\theta - 2\pi/3) + u_{N0}; u_{c0} = u_m \cos(\theta - 4\pi/3) + u_{N0}, \quad (11)$$

де u_{N0} – підмодулююча функція, що визначається окремо для кожного з методів модуляції.

Формуються функції u_{N0} у секторах періоду вихідної напруги з таких співвідношень:

$$u_{N0} = \frac{u_{dc}}{2T_S} \begin{bmatrix} (-T_0 - (T_1/3) + (T_2/3) + T_7) & \text{– сектор I} \\ (-T_0 + (T_2/3) - (T_3/3) + T_7) & \text{– сектор II} \\ (-T_0 - (T_3/3) + (T_4/3) + T_7) & \text{– сектор III} \\ (-T_0 + (T_4/3) - (T_5/3) + T_7) & \text{– сектор IV} \\ (-T_0 - (T_5/3) + (T_6/3) + T_7) & \text{– сектор V} \\ (-T_0 + (T_6/3) - (T_1/3) + T_7) & \text{– сектор VI} \end{bmatrix}. \quad (12)$$

Кожна підмодулююча функція формується зі складових, залежних від тривалостей активних стаціонарних станів $T_1...T_6$, та складових, залежних від тривалостей нульових стаціонарних станів T_0, T_7 , причому "внесок" від $T_1...T_6$ незмінний для всіх методів модуляції, а співвідношення тривалостей T_0 і T_7 і задає, власне, стратегію модуляції, яка, у свою чергу, визначає як забезпечення максимального неспотворюючого коефіцієнта модуляції, так і якість вихідної напруги АІН. Для порівняння підмодулюючих функцій при різних методах модуляції графіки функцій u_{N00} (ПШМ0), u_{N03} (ПШМ3), $u_{N0МАКС}$ (ПШММАКС) та їх складових –

$T_1/3, -T_3/3, -T_5/3, T_2/3, T_4/3, T_6/3, T_0, T_7, T_Z, T_7 - T_0$ за умови, що $m=2/\sqrt{3}$, зображено на рис. 5.

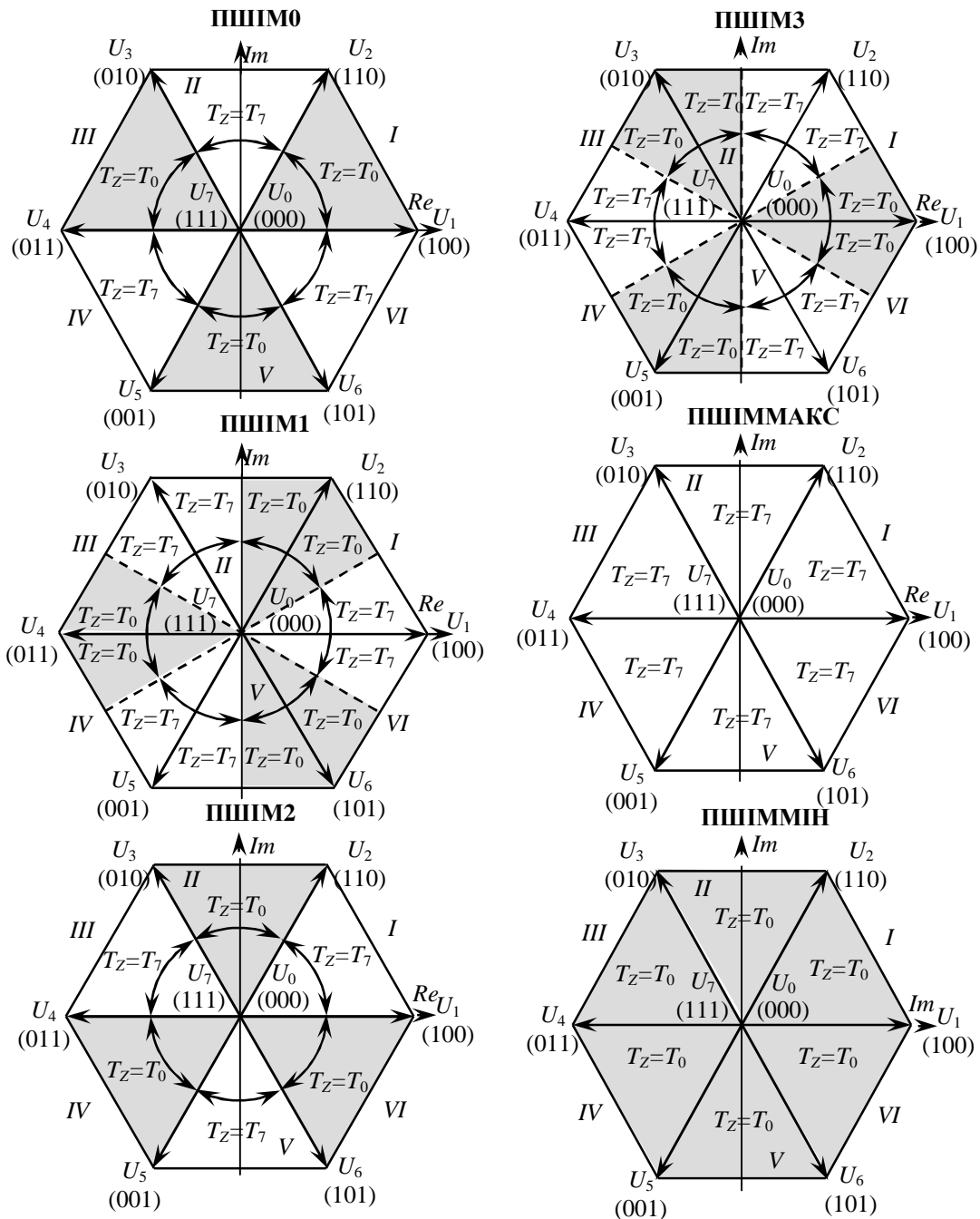
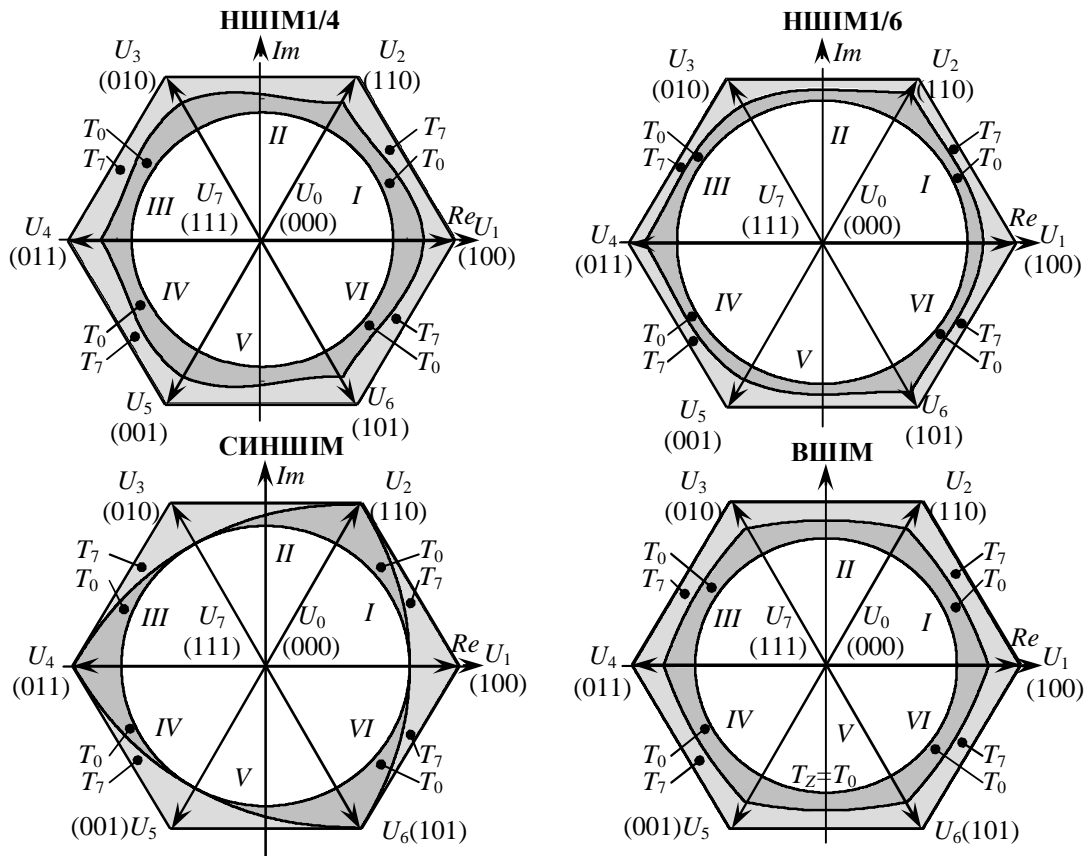
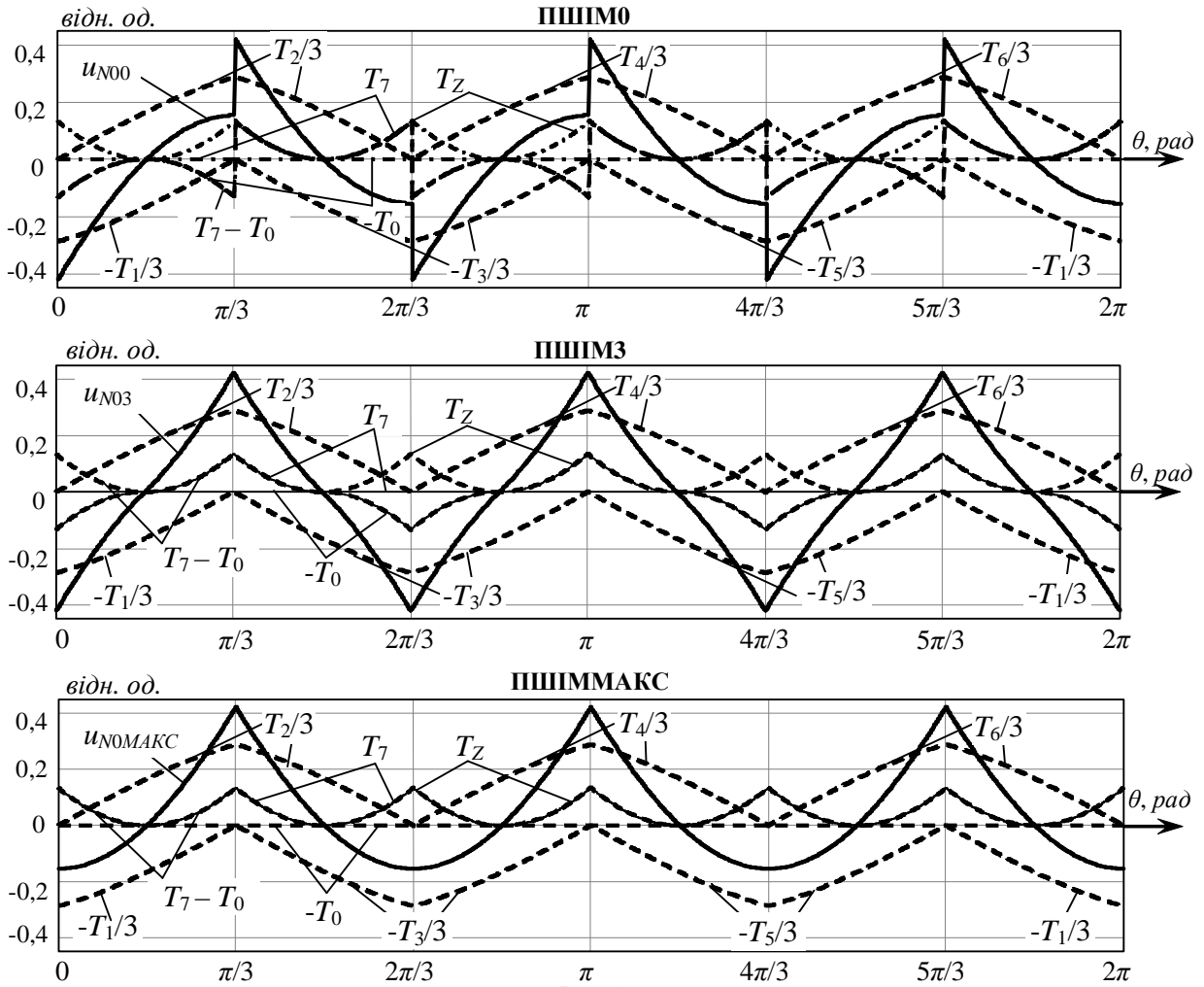


Рис. 4

На рис. 6 показано векторні діаграми стаціонарних векторів та умовні зони використання складових T_0, T_7 на періоді вихідної частоти інвертора для неперервних методів підмодуляції НШІМ1/4, НШІМ1/6, СИНШІМ та ВШІМ при значенні коефіцієнта модуляції $m < 1$, а на рис. 7 – графіки підмодулюючих функцій $u_{НОНШІМ}$ (НШІМ1/6), $u_{НОСИНШІМ}$ (СИНШІМ), $u_{НОВШІМ}$ (ВШІМ) та їх відповідних складових, причому для НШІМ1/6 та ВШІМ $m=2/\sqrt{3}$, а для



СИНШІМ $m=1$. Незавжди помітити, що у всіх цих методів, крім СИНШІМ, на повних періодах вихідної напруги при реалізації T_Z застосовуються як складова T_0 , так і складова T_7 .

Таким чином, складові T_0 та T_7 майже взаємозрівноважуються і в сумі незначно впливають на складові u_{N0} , що визначаються тривалостями активних стаціонарних станів $-T_1/3, -T_3/3, -T_5/3, T_2/3, T_4/3, T_6/3$.

Що ж стосується методу модуляції СИНШІМ, то саме при його застосуванні складова $T_7 - T_0$ у рівнянні для визначення u_{N0} повністю компенсує складову $T_2 - T_1$ і підмодулююча функція u_{N0} стає рівною нулю (рис. 7), що і є причиною обмеження коефіцієнта модуляції при неспотворюючому формуванні вихідної напруги для цієї модуляції значенням $m=1$.

Векторна широтно-імпульсна модуляція у розглянутому аспекті є повною протилежністю методу СИНШІМ (рис. 6). У зв'язку з тим, що при застосуванні ВШІМ $T_0 = T_7$ на кожному циклі модуляції, то складова $T_7 - T_0$ дорівнює нулю, і функція u_{N0} для ВШІМ (рис. 7) визначається виключно складовими $-T_1/3, -T_3/3, -T_5/3, T_2/3, T_4/3, T_6/3$. Таке формування і забезпечує розташування підмодулюючої функції $u_{\text{новшім}}$ точно посередині області існування підмодулюючих функцій для неспотворюючого формування вихідної напруги АІН.

Таким чином, всі перервні модуляційні функції, що відповідають векторним діаграмам на рис. 4, легко трансформуються у векторну модуляцію ВШІМ шляхом ділення отриманої сумарної тривалості застосування нульових стаціонарних векторів T_Z на дві рівні частини T_0 та T_7 для кожного циклу модуляції.

Справедливим є також зворотне твердження – ВШІМ легко трансформується у будь-який з методів ПШІМ шляхом додавання складових T_0 та T_7 , обрхованих для ВШІМ, з отриманням загальної тривалості застосування нульових стаціонарних станів T_Z , та реалізацію цих станів поінтервальним почерговим використанням T_0 або T_7 залежно від порядків, показаних на векторних діаграмах (рис. 4) для кожного з методів ПШІМ.

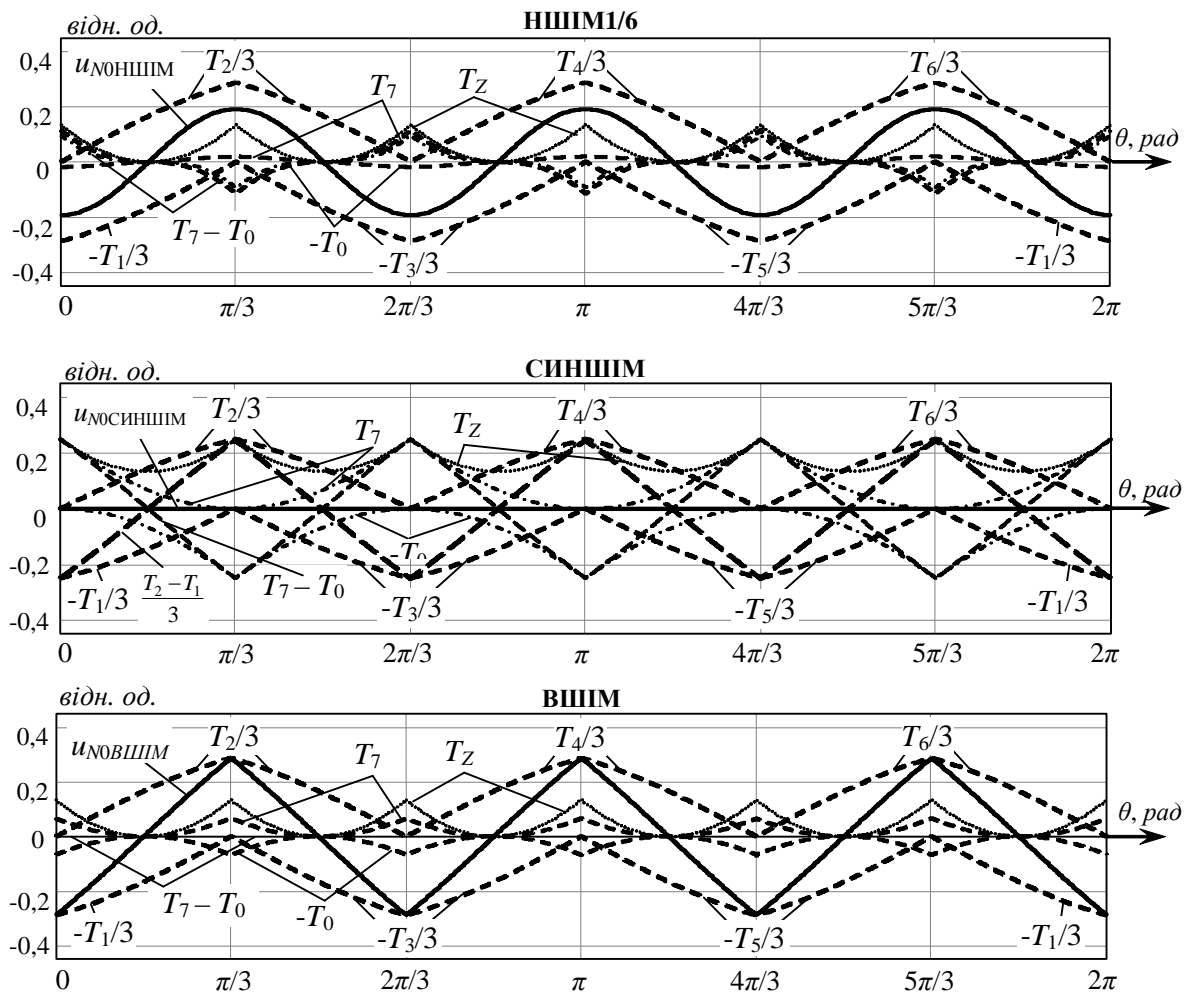


Рис. 7

Висновки. При порівнянні векторних та скалярних підходів до реалізації ШІМ можна зробити висновок, що в одному та іншому випадках вихідна ШІМ-послідовність ідентично формується шляхом чергування тривалостей застосування тих самих стаціонарних станів ключів перетворювача на циклі модуляції. Відрізнитися будуть тільки способи визначення цих тривалостей. Крім цього, потрібно зауважити, що при класичному скалярному підході з використанням поняття опорного сигналу (в явному вигляді чи віртуального) порядок застосування стаціонарних станів визначається черговістю порівняння кривих опорного сигналу і сигналів завдання відповідних вихідних напруг, у той час як при векторному підході порядок використання стаціонарних векторів на циклі ВШІМ є довільним. Зазвичай перехід від одного стаціонарного стану до іншого здійснюється перемиканням однієї пари напівпровідникових ключів, у всякому разі до цього необхідно прагнути з міркувань мінімізації сумарних динамічних втрат у перетворювачі. Порядок чергування стаціонарних станів, який задається скалярним підходом з використанням опорного сигналу, якраз і відповідає цим вимогам, адже перемикання тільки однієї пари ключів вимагають саме послідовні переходи між стаціонарними станами $S_1 (100) \leftrightarrow S_2 (110) \leftrightarrow S_3 (010) \leftrightarrow S_4 (011) \leftrightarrow S_5 (001) \leftrightarrow S_6 (101) \leftrightarrow S_1 (100) \dots$ в одному та іншому напрямках [2]. Крім цього, перемиканням однієї пари ключів забезпечується перехід від нульового стаціонарного стану $S_0 (000)$ до будь-якого з "непарних" станів $S_1 (100)$, $S_3 (010)$, $S_5 (001)$, і навпаки, та перехід від нульового стаціонарного стану $S_7 (111)$ до будь-якого з "парних" станів $S_2 (110)$, $S_4 (011)$, $S_6 (101)$, і навпаки. Перемикання двох пар ключів вимагають реверсивні переходи від нульового стану S_0 до "парних" стаціонарних станів, від нульового стану S_7 до "непарних" стаціонарних станів, а також переходи між застосуванням різних "парних" стаціонарних станів (S_2 , S_4 , S_6) та між застосуванням різних "непарних" стаціонарних станів (S_1 , S_3 , S_5). І, нарешті, три пари ключів необхідно перемкнути для взаємних переходів між стаціонарними векторами, зсунутими один відносно одного на 180 ел. град., [$\bar{U}_1(S_1) \leftrightarrow \bar{U}_4(S_4)$; $\bar{U}_2(S_2) \leftrightarrow \bar{U}_5(S_5)$; $\bar{U}_3(S_3) \leftrightarrow \bar{U}_6(S_6)$], та для переходів між нульовими стаціонарними векторами $\bar{U}_0(S_0) \leftrightarrow \bar{U}_7(S_7)$.

Якщо розглядати векторне формування, то очевидно, що тільки порядок чергування стаціонарних станів ключів (векторів), аналогічний їх чергуванню при скалярному формуванні, забезпечує мінімально можливі динамічні втрати в ключах. Всі ж інші варіанти розташування тривалостей застосування стаціонарних станів на циклі ШІМ вимагатимуть збільшення динамічних втрат за рахунок більшого числа перемикань ключів. У переважній більшості випадків при керуванні АІН є можливість безпосередньо чергувати один за одним стаціонарні стани, перехід між якими забезпечується перемиканням однієї пари ключів. Винятком можуть бути ситуації, коли на циклі ШІМ використовуються не два активних стаціонарних вектори, кут між якими складає 60 ел. град., а вектори, зсунуті один відносно одного на 120 ел. град. Таке формування застосовується для забезпечення побудови точного і без спотворень просторового вектора вихідної напруги, який розташовується у безпосередній близькості до одного з активних стаціонарних векторів, що унеможлиблює використання цього стаціонарного вектора на поточному циклі ШІМ.

Таким чином, простежується повна тотожність у фізичній реалізації ВШІМ та модуляційних функцій, при реалізації яких обчислення відносних тривалостей застосування стаціонарних станів ключів здійснюється за допомогою скалярних підходів. Кожен з методів модуляції, включаючи ВШІМ, можна реалізувати, використовуючи як векторні, так і скалярні уявлення і підходи. Тривалості застосування стаціонарних станів ключів на циклі ШІМ, обраховані за допомогою співвідношень для перервних модуляційних функцій, легко трансформуються у тривалості використання стаціонарних векторів для ВШІМ шляхом ділення нульової складової T_Z на дві рівні частини T_0 та T_7 для кожного циклу модуляції. Також є можливість легко здійснювати зворотну трансформацію і синтезувати будь-яку ПШІМ-функцію, використовуючи розрахункові дані для складових функцій ВШІМ.

Рассмотрена методика определения стационарных состояний ключей автономного инвертора напряжения для осуществления широтно-импульсной модуляции, определения порядка их чередования и относительных длительностей применения на цикле модуляции для обеспечения неискажающего

формування вихідного напруги з максимальним коефіцієнтом модуляції сквозь призму векторних підходів к реалізації стратегії управління. Проведено сравнение векторных и скалярных подходов к осуществлению разных методов широтно-импульсной модуляции.

The technique of determination of stationary states of the voltage source inverter switches for pulse-width modulation, the definition of the order of their alternation and relative durations on the cycle of modulation for the formation of undistorted output voltage with the maximum modulation index with the help of vector approaches to realisation of control strategy have been considered. Comparison of vector and scalar approaches to different methods of a pulse-width modulation has been carried out.

1. Михальський В.М., Соболев В.М., Чехет Е.М. Векторна широтно-імпульсна модуляція в матричних перетворювачах / Навч. посібн. – К.: Ін-т електродинаміки НАН України, 2003. – 74 с.
2. Михальський В.М., Соболев В.М., Чопик В.В., Шаповал І.А. Керування автономними інверторами напруги із забезпеченням максимального коефіцієнта модуляції при неспотворюючому формуванні вихідної напруги засобами модифікованої ШІМ // Техн. електродинаміка. – 2010. – № 1. – С. 49–59.
3. Михальський В.М., Соболев В.М., Чопик В.В., Шаповал І.А. Визначення гармонічного складу та показників якості вихідної напруги АІН при застосуванні для широтно-імпульсної модуляції перервних модуляційних функцій // Техн. електродинаміка. – 2010. – № 2. – С. 41–51.
4. Шрейнер Р.Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты. – Екатеринбург: УрО РАН, 2000. – 654 с.
5. Bowes S.R., Yen-Shin Lai The relationship between space-vector modulation and regular-sampled PWM // IEEE Trans. on Industrial Electronics. – Oct 1997. – Vol.44. – No. 5. – P. 670–679.
6. Holmes D.G., Lipo T.A. Pulse Width Modulation for Power Converters - Principle and Practice. – New York, USA: IEEE Series on Power Engineering, IEEE Press/Wiley InterScience, 2003. – 744 p.
7. Holmes D.G. The general relationship between regular-sampled pulse-width-modulation and space vector modulation for hard switched converters // Proc of the Conf. IEEE-IAS Annual Meeting. – 1992. – P. 1002–1009.
8. Zhou K., Wang D. Relationship between space-vector modulation and three-phase carrier-based PWM: a comprehensive analysis // IEEE Trans. on Industrial Electronics. – 2002. – Vol. 49. – No. 1. – P. 186–196.

Надійшла 2.03.2010