УДК 621.313

К.П. Акінін, **О.Є. Антонов**, **В.Г. Кіреєв**,
В.М. Михальський, **В.М. Соболєв**, **І.А. Шаповал**

ПІДВИЩЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ ТА НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ЕНЕРГІЇ

Стисло розкрито зміст наукових досліджень, що проводились у відділі перетворення і стабілізації електромагнітних процесів ІЕД НАН України у 2008 році. Наведено головні наукові результати цих досліджень.

Сжато раскрыто содержание научных исследований, которые проводились в отделе преобразования и стабилизации электромагнитных процессов ИЭД НАН Украины в 2008 году. Приведены основные научные результаты этих исследований.

Протягом 2008 року у відділі перетворення та стабілізації електромагнітних процесів ІЕД НАН України наукові дослідження проводились відповідно до планів фундаментальних НДР за такими напрямками:

1. Зменшення впливу полів розсіювання у дво- та тристепеневих магнітоелектричних системах на їх точність (НДР «Лабіринт»);

2. Покращення показників нового класу перетворювачів частоти – матричних перетворювачів (МП), у тому числі двоступеневих, які орієнтовані на застосування у високодинамічних системах електроприводів або в системах генерування електроенергії (НДР "Сигнал-2");

3. Розробка та дослідження фізичних моделей двигунів з постійними магнітами, асинхронних електроприводів у комплекті з системами керування та статичних перетворювачів для аварійних систем електроживлення енергогенеруючих об’єктів.

1. Створення апаратних засобів зменшення впливу полів розсіювання. Теоретичними передумовами необхідності проведення зазначених робіт є аналіз математичних моделей динамічного стану дво- та тристепеневих магнітоелектричних систем (відповідно ДМС та ТМС), з якого випливає, що через наявність внутрішніх перехресних зв’язків виникає несанкціонований рух ротора по одній з кутових координат при створенні керуючого зусилля по іншій координаті. Зовнішні поля розсіювання, що породжені системою збудження багатостепеневого ротора, якраз і є джерелом паразитних моментів електромагнітного походження, які виникають при збудженні вихрових струмів у струмопровідних елементах конструкції при переміщенні ротора [1, 2].

Для компенсації такого негативного впливу було запропоновано ввести корективи в закон управління станом ротора ДМС або ТМС, виходячи з інформації про миттєві кутові координати ротора та базуючись на попередньо встановлених залежностях ступеня впливу поля розсіювання від кутових координат та швидкості ротора для конкретного типу системи [5]. На підставі цієї інформації в загальні рівняння ДМС та ТМС необхідно ввести корегуючі члени, які відображають вплив полів розсіювання. Далі необхідно створити відповідні кореговані закони управління станом ротора відносно обох кутових координат. Відповідна система управління повинна мати у своєму складі силовий перетворювач параметрів електроенергії, систему інформаційного забезпечення, у тому числі систему первинних датчиків, на основі вихідних сигналів яких формуються управляючі впливи; систему керування, що забезпечує формування напруги та струмів в обмотках управління і регулювання вихідних змінних магнітоелектричної системи (МС) – кутового положення, частоти обертання або електромагнітного моменту.

При побудові системи інформаційного забезпечення застосовано деякі базові принципи [3, 4]:

1. Принцип достатнього мінімуму первинної інформації про положення ротора. При визначенні поняття мінімуму первинної інформації про положення ротора будемо вважати,

© Акінін К.П., Антонов О.Є., Кіреєв В.Г., Михальський В.М., Соболєв В.М., Шаповал І.А., 2009

що первинний датчик фіксує моменти рівності електричного кута повороту ротора заданим значенням кута $\varphi_i = 2 \cdot \pi \cdot i/N$, де $i = 1, 2, 3 \ldots N$; $N = 2 \cdot p \cdot m$; p – число пар полюсів; m – кількість фаз двигуна. При $p = 1$ і $m = 3$ маємо всього шість імпульсів датчика за один оберт ротора. Первинні дискретні сигнали можуть бути отримані або за допомогою дискретних датчиків Холла, або за допомогою системи дискретних датчиків ЕРС статора.

2. Принцип мінімізації габаритів датчика поточного положення ротора і простоти конструктивного виконання. Такій вимозі відповідають датчики Холла, які розташовуються в корпусі двигуна разом з його активними елементами і використовуються як датчики магнітного поля. При цьому вимоги до точності установки датчиків можуть бути знижені за рахунок ускладнення алгоритмів математичної обробки сигналів. Тут виконується принцип інформаційної єдності при формуванні сигналів положення і частоти обертання ротора з вихідних сигналів первинного датчика.

3. Принцип безпосереднього вимірювання поточних координат: положення і частоти обертання ротора, струмів і напруг статора, де для їхнього вимірювання передбачається використання спеціальних датчиків. У цьому випадку маємо найбільш повну і точну інформацію про стан ротора, однак за рахунок ускладнення системи датчиків та підвищення їхньої вартості.

Вибір варіанта системи інформаційного забезпечення магнітоелектричної системи визначається, з одного боку, вимогами технічного завдання, з іншого – вибором найбільш простого способу формування сигналів кутового положення і частоти обертання ротора. Такий вибір є важливим етапом створення системи управління, оскільки точність вимірювання визначає вартість і складність пристрою, а характер сигналів визначає особливості розробки системи автоматичного регулювання (САР). Після того, як визначено спосіб формування вихідних сигналів датчиків, повинна вирішуватися задача регулювання вихідних координат БМД: формування струмів у статорних обмотках і синтезу САР кутового положення або частоти обертання ротора. Можна помітити, що вибір варіанта побудови САР вихідної координати МС визначається вимогами технічного завдання, а також характером і набором вихідних сигналів датчиків, тобто в залежності від цих обставин синтезована САР повинна розглядатися як лінійна чи нелінійна, дискретна чи неперервна, стаціонарна чи система з параметрами, що змінюються. Розглянуто особливості побудови систем керування, обумовлених принципами регулювання вихідних координат МС і тих, що випливають із принципів інформаційного забезпечення.

При неперервному формуванні сигналу положення ротора за допомогою датчиків магнітного поля досягається важливий результат – об'єднання в одному пристрої елементів як вимірювальної системи, так і системи електромеханічного перетворення енергії – електричного двигуна. Таке технічне рішення має і деякі недоліки, а саме: параметри вихідних сигналів датчиків Холла можуть відрізнятись або бути нестабільними внаслідок впливу температури, можливе порушення бажаної ортогональності при встановленні двох датчиків через технологічні помилки. Хоча така система формування сигналів поступається точністю більш складним конструктивно і більш габаритним імпульсним фотоелектричним або електромеханічним синусно-косинусним датчикам, однак за рахунок використання спеціальних алгоритмів обробки сигналів і в цьому випадку досягається глибина діапазону регулювання частоти обертання ротора МС, що дорівнює декільком тисячам.

У випадку безпосереднього вимірювання поточних координат ротора можлива реалізація векторного керування МС. Таке керування ґрунтується на перетворенні поточних змінних статора, представлених у системі координат статора, у систему координат *d*-*q*, жорстко зв'язану з ротором. Після одержання *d* і *q* складових вихідних змінних відповідно до прийнятого закону регулювання формують *d* і *q* складові керуючих впливів, які далі перетворюють у керуючі сигнали інвертора напруги, що функціонує в системі координат статора. Використання найбільш повної і точної інформації про кут повороту ротора, частоту обертання і струми статора дає змогу реалізувати найбільш якісне керування МС, що полягає в точному формуванні заданих струмів статора, досягненні максимального діапазону регулювання частоти обертання або можливості точного відпрацьовування заданого положення у слідкуючій системі.

Наведені вище положення реалізовано при побудові системи керування ротором ТМС, в якій реалізовано компенсацію впливу власного поля розсіювання [5]. Розглянуто реальний випадок, при якому навколо ротора розташовано корпусний елемент кільцевої форми, виконаний із струмопровідного матеріалу. Такий елемент є частиною корпусу приладу або елементом для монтажу оптичної системи знімання інформації про положення ротора відносно трьох взаємно ортогональних осей. Цей елемент розглядається як масивне струмопровідне кільце, в якому поле розсіювання ротора збуджує при обертанні вихрові струми. У рівняння динамічного стану ТМС [1] введено члени, що враховують явище дії поля розсіювання у вигляді ЕРС, що збуджується у одновиткових еквівалентних контурах, які за формою і положенням у просторі відповідають контурам обмоток керування. Тоді вихідні рівняння моделі, що досліджується, набувають такого вигляду:

$$L_X \frac{d\,i_X}{d\,t} = -R_X \cdot i_X - k_X \cdot \omega_\gamma \cdot \cos\beta \cdot \cos\gamma + u_X \ ; \tag{1}$$

$$L_Z \frac{d\,i_Z}{d\,t} = -R_Z \cdot i_Z - k_Z \cdot \omega_\gamma \cdot \left(\sin\alpha \cdot \sin\beta \cdot \cos\gamma - \cos\alpha \cdot \sin\gamma\right) + u_Z \ ; \tag{2}$$

$$L_Y \frac{d\,i_Y}{d\,t} = -R_Y \cdot i_Y - k_Y \cdot \omega_\gamma \cdot \left(\cos\alpha \cdot \sin\beta \cdot \cos\gamma + \sin\alpha \cdot \sin\gamma\right) + u_Y \ ; \tag{3}$$

$$0 = -R_X^{'} \cdot i_X^{'} - k_X^{'} \cdot \omega_\gamma \cdot \cos\beta \cdot \cos\gamma \ ; \tag{4}$$

$$0 = -R_Z^{'} \cdot i_Z^{'} - k_Z^{'} \cdot \omega_\gamma \cdot \left(\sin\alpha \cdot \sin\beta \cdot \cos\gamma - \cos\alpha \cdot \sin\gamma\right) ; \tag{5}$$

$$0 = -R_Y^{'} \cdot i_Y^{'} - k_Y^{'} \cdot \omega_\gamma \cdot \left(\cos\alpha \cdot \sin\beta \cdot \cos\gamma + \sin\alpha \cdot \sin\gamma\right) ; \tag{6}$$

$$\begin{aligned} 0 = {} & \left(k_Y \cdot i_Y + k_Y^{'} \cdot i_Y^{'}\right) \cdot \left(\sin\alpha \cdot \sin\beta \cdot \sin\gamma + \cos\alpha \cdot \cos\gamma\right) - \\ & - \left(k_Z \cdot i_Z + k_Z^{'} \cdot i_Z^{'}\right) \cdot \left(\sin\alpha \cdot \cos\gamma - \cos\alpha \cdot \sin\beta \cdot \sin\gamma\right); \end{aligned} \tag{7}$$

$$\begin{aligned} 0 = {} & -\left(k_X \cdot i_X + k_X^{'} \cdot i_X^{'}\right) \cdot \sin\beta \cdot \sin\gamma + \left(k_Y \cdot i_Y + k_Y^{'} \cdot i_Y^{'}\right) \cdot \cos\alpha \cdot \cos\beta \cdot \sin\gamma + \\ & + \left(k_Z \cdot i_Z + k_Z^{'} \cdot i_Z^{'}\right) \cdot \sin\alpha \cdot \cos\beta \cdot \sin\gamma \ ; \end{aligned} \tag{8}$$

$$\begin{aligned} 0 = {} & \left(k_X \cdot i_X + k_X^{'} \cdot i_X^{'}\right) \cdot \cos\beta \cdot \cos\gamma + \left(k_Y \cdot i_Y + k_Y^{'} \cdot i_Y^{'}\right) \cdot \left(\cos\alpha \cdot \sin\beta \cdot \cos\gamma + \sin\alpha \cdot \sin\gamma\right) + \\ & + \left(k_Z \cdot i_Z + k_Z^{'} \cdot i_Z^{'}\right) \cdot \left(\sin\alpha \cdot \sin\beta \cdot \cos\gamma - \cos\alpha \cdot \sin\gamma\right) - M_C \ , \end{aligned} \tag{9}$$

де i_X, i_Y, i_Z – миттєві значення струмів у обмотках керування, які відповідають осям *X, Y, Z*; L_X, L_Y, L_Z, R_X, R_Y, R_Z – індуктивності та активні опори обмоток керування; u_X, u_Y, u_Z – миттєві значення напруги обмоток керування; k_X, k_Y, k_Z – коефіцієнти крутості моменту, що дорівнюють коефіцієнтам крутості ЕРС для відповідних обмоток керування; α, β, $\gamma = \omega_\gamma \cdot t$ – кути повороту ротора навколо осей *X, Y, Z;* ω_γ – кутова швидкість власного обертання ротора; $i_X^{'}$, $i_Y^{'}$, $i_Z^{'}$; $R_X^{'}$, $R_Y^{'}$, $R_Z^{'}$; $k_X^{'}$, $k_Y^{'}$, $k_Z^{'}$ – миттєві значення струмів, активні опори та коефіцієнти крутості ЕРС для еквівалентних контурів струмів розсіювання, що відповідають осям *X, Y, Z*; M_C – момент зовнішнього навантаження.

При складанні моделі (1)…(9) було прийнято такі умови:

- в еквівалентних контурах струмів розсіювання наводяться такі ж за формою та фазовими зсувами ЕРС, як і в колах обмоток керування;

- ротор обертається зі стабілізованою частотою і нахилений на фіксовані кути, тобто $\omega_\gamma - const$; $\alpha - const$ і $\beta - const$;

- приймаємо індуктивності еквівалентних контурів $L_X^{'} = L_Z^{'} = L_Y^{'} = 0$, оскільки вони більш ніж на три порядки менші за індуктивності обмоток керування.

Приймаючи гармонічну форму струму в обмотці керування кутовим станом ротора в результаті рішень рівнянь (1)…(9), визначаємо амплітуди результуючого моменту M_Y і

струму I_Y та фазовий кут зсуву струму δ в обмотці керування, при значеннях яких досягається повна компенсація негативного впливу поля розсіювання на точність ТМС:

$$M_Y = \frac{\cos\alpha \cdot \sin\beta \cdot \left(M_Y^{'} + M_C\right)}{\sin\delta} = \frac{\sin\alpha \cdot \left(M_Y^{'} + M_C\right)}{\cos\delta};$$

$$I_Y = \frac{\cos\alpha \cdot \sin\beta \cdot \left(M_Y^{'} + M_C\right)}{k_Y \cdot \sin\delta} = \frac{\sin\alpha \cdot \left(M_Y^{'} + M_C\right)}{k_Y \cdot \cos\delta};$$

$$\delta = arctg\frac{\cos\alpha \cdot \sin\beta}{\sin\alpha} = arcctg\frac{\sin\alpha}{\cos\alpha \cdot \sin\beta}.$$

2. Дослідження шляхів покращення технічних показників матричних перетворювачів. В останні роки у світі інтенсивно розвиваються нові напрямки в дослідженнях і розробках матричних перетворювачів (МП). При збереженні всіх відомих переваг МП, таких як чотириквадрантний режим роботи, наближені до синусоїдальної форми вхідного і вихідного струмів, вхідний коефіцієнт потужності, близький до одиниці, максимально можливий коефіцієнт передачі напруги, було запропоновано нові топологічні рішення, а також алгоритми керування, які спрямовані на покращення якості перетворення електроенергії.

У 2008 році у відділі №1 ІЕД аналітично досліджено нові схемотехнічні рішення МП, а також виконано їх порівняння з добре вивченими традиційними перетворювачами (conventional AC-AC matrix converter). Способи модуляції в традиційних МП класифіковані як пряме і непряме перетворення частоти. Для непрямого перетворення частоти схему МП можна віртуально розбити на ланку випрямлення вхідної напруги і вихідну ланку інвертування, яка безпосередньо з'єднується з ланкою постійного струму. Такий перетворювач можна віднести до матричного типу на тій підставі, що кожна фаза мережі живлення безпосередньо з'єднується з кожною фазою навантаження через напівпровідникові ключі без проміжних силових накопичувальних елементів (*LC*).

Досліджено модифікації базової топології, які дають змогу отримати інші схемотехнічні рішення. Загальне число транзисторів у базовій схемі може бути зменшене за рахунок випрямляча з 18 до 15. Перетворювачі, побудовані за такою топологією, називають в літературі також мінімізованими МП (sparse matrix converter).

Розглянуто варіанти подальшого зменшення транзисторів у випрямлячі до 6 (загальна кількість в МП до 12) і до 3 (загальна кількість – до 9). Таким чином, ланка інвертування у всіх варіантах залишається класичною, а модифікації стосуються ланки випрямлення. Проте слід мати на увазі, що спрощення, яке призводить до зменшення кількості активних елементів силової схеми МП до 9, призводить і до обмеження можливостей МП, таких як чотириквадрантний режим роботи.

Розроблено алгоритм керування вхідним випрямлячем двоступеневого МП, що забезпечує, в першу чергу, синусоїдальність струму, який споживається з мережі, а також можливість регулювання кута зсуву між струмом і напругою мережі. Вирішення цього завдання, фактично, базується на тих же принципах, що й у традиційних МП. Період мережі розбивається на шість інтервалів по 60 ел. град., протягом яких для формування вихідної напруги по черзі використовуються дві лінійні напруги мережі на кожному циклі (періоді) широтно-імпульсної модуляції (ШІМ), що здійснюється за синусоїдальним законом.

Розроблено методику розрахунку тривалостей стаціонарних станів двоступеневого МП для кожного циклу ШІМ, засновану на спостереженні за миттєвими значеннями напруг мережі живлення.

Перевагою такого способу формування випрямленої напруги є зменшення кількості комутацій у ключах випрямляча під час циклів ШІМ, а його пульсації компенсуються далі в ланці інвертування за допомогою корекції відносних тривалостей стаціонарних станів інвертора. Комутації ключів випрямляча при цьому можуть здійснюватися при нульовому струмі в ланці випрямлення.

Для керування інвертором двоступеневого МП з різних можливих варіантів ШІМ розглянуто просторову векторну модуляцію як один з розповсюджених методів, у тому числі

зручний при побудові векторних систем асинхронного електропривода.

Комутація двонаправлених ключів випрямляча при нульовому струмі є істотною перевагою запропонованого алгоритму керування. Можливі, наприклад, просте введення "мертвої зони" для запобігання перекриттям при комутації ключів однієї стійки і створенню передумов для короткого замикання вхідних фаз, покрокова комутація з короткими тривалостями і т.д. Крім того, відкривається можливість застосування ключа змінного струму у вигляді транзистора в діагоналі діодного моста, що завжди було проблематично з погляду забезпечення безпечних комутацій у традиційних схемах МП. При цьому кількість транзисторів у схемі випрямляча скорочується до 6, а їхнє загальне число в МП – до 12 без обмеження функціональних можливостей перетворювача в цілому.

Запропоновано спосіб розрахунку відносних тривалостей станів двоступеневого МП, що дозволяє забезпечити інваріантність вихідної напруги по відношенню до спотворень напруг мережі живлення.

Проаналізовано енергетичні співвідношення в МП, отримані шляхом моделювання для двоступеневих та експериментально для конвекційних МП.

Дані для аналізу отримано в результаті проведення експериментальних досліджень МП потужністю 40 кВА при регулюванні швидкості асинхронного двигуна в парі з генератором з незалежним збудженням і активним навантаженням.

За результатами прямих вимірювань, а також заснованих на них обчислень побудовано залежності активних потужностей у мережі і в навантаженні МП, а також ККД та інших енергетичних показників – коефіцієнтів зсуву, несиметрії, спотворень, потужності – від вихідної частоти МП. Отримані експериментальні криві підтверджують високу енергетичну ефективність діючого зразка МП у повній відповідності до попередніх теоретичних досліджень.

Оскільки для ідеальної мережі при лінійному навантаженні всі вказані вище коефіцієнти теоретично дорівнюють одиниці, досить наочне наближення їх до граничного значення в реальній системі "мережа – МП – навантаження" вказує на високі енергетичні показники розглянутого типу перетворювачів.

Проведені дослідження енергетичних співвідношень дали змогу з’ясувати діапазон їхніх змін у робочих режимах. Отримані кількісні дані стали основою для об’єктивної оцінки енергетичних показників в реально діючому зразку МП.

Проведено порівняльний аналіз електромагнітної сумісності конвекційних та двоступеневих МП. Виявлено деякі аспекти, які потребують додаткових досліджень. Одним з таких аспектів є можливість передачі реактивного струму з боку навантаження на вхід перетворювача. Так, наприклад, реактивний струм асинхронного двигуна, що працює без навантаження, може бути використаний для компенсації ємнісного реактивного струму в конденсаторах вхідного фільтра. У загальному випадку розробка алгоритму передачі реактивної енергії з боку навантаження на сторону мережі живлення перетворювача дозволяє помітно розширити сферу застосування МП.

Проведений аналіз підтверджує можливість передачі реактивної енергії матричним перетворювачем за рахунок варіювання наборів застосування стаціонарних векторів при формуванні просторових векторів вхідного струму і вихідної напруги.

Основними перевагами двоступеневих МП є більш проста апаратна реалізація (у тому числі слід зазначити значне спрощення вузлів захисту) і менш складне керування (зокрема, простіше вирішується проблема безпечної комутації двонаправлених ключів у зв’язку з можливістю здійснювати комутації при нульовому струмі через ключі).

Отримані теоретичні результати були покладені в основу розробки математичної моделі МП. Модель використовує трифазну систему напруг, з яких за допомогою ключів формується вихідна напруга МП. Ця система напруг використовується системою керування разом із заданим модулем і положенням просторового вектора вихідної напруги для розрахунку відносних інтервалів роботи ключів МП.

На підставі огляду літературних та електронних джерел і проведених аналітичних та

експериментальних досліджень можна зробити такі висновки:

- двоступенева топологія перетворювачів дає змогу модифікувати їх з метою зменшення кількості силових ключів, тоді як у традиційних МП топологія жорстко обумовлена і регламентована;

- спрощується проблема комутації двонаправлених ключів, приєднаних безпосередньо до фаз мережі, оскільки відкриваються можливості їх комутації при нульовому струмі;

- ланка інвертування відпрацьована впродовж багатьох років як в плані модульної силової конструкції, так і в плані керування (компенсація "мертвого часу" тощо), що спрощує практичну реалізацію двоступеневих МП.

Разом з тим у порівнянні з конвекційними МП двоступеневі програють за статичними втратами, оскільки струм від мережі до навантаження протікає через два ключі, а не через один. Проблеми комутації і в перспективі модульної побудови в традиційних МП, хоча і пов'язані зі складністю, але в основному вирішені, що може бути підтверджено повідомленнями про їх практичну реалізацію.

В МП закони комутації напівпровідникових ключів впливають на точність формування заданого просторового вектора напруги по аналогії з автономними інверторами напруги (АІН). Поліпшення форми вихідної напруги при глибокому регулюванні можливе як за допомогою геометричного підходу завдяки зміні масштабів складових заданого просторового вектора, так і за допомогою корекції тривалостей імпульсів керування або завдання напруги з урахуванням зпрогнозованого вектора похибки залежно від напрямку фазних струмів навантаження.

Розроблено концепцію визначення границь зон доцільного формування просторових векторів вихідної напруги при глибокому регулюванні автономних інверторів напруги і матричних перетворювачів із застосуванням двох стаціонарних векторів, зсунутих на 60 ел. град.; двох стаціонарних векторів, зсунутих на 120 ел. град.; та трьох стаціонарних векторів, зсунутих на 120 ел. град.

Досліджено питання поліпшення форми вихідних напруг і струмів при глибокому регулюванні, спільні для двоступеневих і конвекційних МП, а також властиві їм особливості.

Розроблено стратегію формування просторового вектора вихідної напруги при малих значеннях його складових. Досліджено способи компенсації "мертвого часу" при відомому напрямку струму навантаження.

Похибка реальної тривалості стаціонарного стану перетворювача у порівнянні з заданою відповідно до алгоритму ШІМ тривалістю t складає

$$t_\Delta = t_d + t_{on} - t_{of}, \tag{10}$$

де t_d – deadtime ("мертвий час"); t_{on} – час вмикання; t_{off} – час вимикання.

Компенсація даної похибки може здійснюватися як безпосередньо в розподільнику імпульсів керування ключами, так і корекцією заданого просторового вектора напруги [10]. У регуляторі електропривода обробляється інформація про струми у фазах двигуна і формується сигнал завдання напруги з урахуванням вектора похибки.

Позначимо знак струму в *k-й* фазі навантаження:

$$sign(i_k) = \begin{cases} 1 \quad \text{для } i_k > 0 \text{ протягом } T \\ -1 \quad \text{для } i_k < 0 \text{ протягом } T \\ 0 \text{ для } i_k \approx 0 \text{ при зміні знаку}, \end{cases} \tag{11}$$

де T – період частоти ШІМ.

Тоді в напругу даної фази вноситься похибка:

$$\Delta u_k = U_{f0} sign(i_k), \tag{12}$$

де $U_{f0} = -U_d \frac{t_\Delta}{T}$; U_d – напруга на вході АІН.

Визначаємо просторовий вектор похибки:

$$\Delta\mathbf{u} = \frac{2}{3}\left(\Delta u_a + \mathbf{a}\Delta u_b + \mathbf{a}^2\Delta u_c\right), \tag{13}$$

де $\mathbf{a} = e^{j2\pi/3}$.

Можуть бути розглянуті кілька варіантів сполучень фазних струмів всередині інтервалу T: всі струми відмінні від нуля; один із струмів дорівнює нулю; два струми дорівнюють нулю; всі струми дорівнюють нулю.

Під рівністю нулю мається на увазі $i_k \approx 0$ при зміні знаку.

Таким чином, усереднений просторовий вектор похибки з урахуванням виразів (10)…(13) у порядку перерахованих вище випадків може бути отриманий у такому вигляді:

$$\Delta\mathbf{u} = \begin{cases} 1. & \frac{4}{3}U_{f0}sign(\mathbf{i}) \\ 2. & \frac{2\sqrt{3}}{3}U_{f0}sign(\mathbf{i}) \\ 3. & U_{f0}sign(\mathbf{i}) \\ 4. & 0 \end{cases}, \tag{14}$$

де $sign(\mathbf{i}) = \dfrac{sign(i_a) + \mathbf{a}sign(i_b) + \mathbf{a}^2 sign(i_c)}{\left|sign(i_a) + \mathbf{a}sign(i_b) + \mathbf{a}^2 sign(i_c)\right|}$.

З урахуванням виразу (14) формується просторовий вектор вихідної напруги $\mathbf{u}^*_{ref} = \mathbf{u}_{ref} - \Delta\mathbf{u}$.

Отримані теоретичні результати з алгоритмів векторної широтно-імпульсної модуляції МП були покладені в основу розробки математичної моделі МП.

Модель використовує трифазну систему вхідних напруг, з яких за допомогою ключів формується вихідна напруга МП. Ця система напруг використовується системою керування разом із заданими модулем і положенням просторового вектора вихідної напруги для розрахунку відносних тривалостей вмикання ключів МП.

У результаті проведених досліджень за допомогою математичної моделі МП можна зробити висновок про актуальність компенсації похибок при керуванні МП. Особливо явно це виявляється при глибокому регулюванні. Цей висновок однаково стосується як традиційних перетворювачів частоти, так і матричних перетворювачів. Компенсація "мертвого часу" шляхом обчислення векторів похибок і компенсація обмежень на мінімальну тривалість використання стаціонарних векторів є взаємодоповнюючими методами формування точної і неспотвореної заданої вихідної напруги [9–11].

Розроблено програмне забезпечення для цифрового сигнального контролера з фіксованою комою TMS320F2812, за допомогою якого вирішено задачі керування МП. Першою задачею є обчислення інтервалів часу векторної ШІМ і розподіл сигналів керування для безпечної комутації силових ключів. Друга задача – формування заданого вектора напруги для МП.

Проведено моделювання в реальному масштабі часу алгоритму векторної ШІМ за допомогою цифрового сигнального контролера TMS320F2812. Він обчислює тривалості стаціонарних станів МП, використовуючи інформацію про стан мережі і кутове положення та модуль вихідного вектора напруги. Система також визначає послідовність застосування стаціонарних векторів при побудові просторового вектора вихідної напруги та вектора вхідного струму.

Доопрацьовано програмне забезпечення реалізації алгоритму векторної ШІМ для оптимізації з урахуванням типу перетворювача частоти та системи керування асинхронним електроприводом.

Досліджено різні шляхи реалізації стратегії формування просторового вектора вихідної напруги матричного перетворювача при глибокому регулюванні електропривода змінно-

го струму для зменшення часу обчислення і використання пам'яті системи керування МП. Випробувано всі субблоки програми за допомогою контролера TMS320F2812.

З метою зменшення часу обчислення і використання пам'яті системи керування МП внесено зміни та доповнення до таких процедур:

а) керування – процедури ініціалізації; процедури обслуговування блока таймерів; процедури обслуговування блока АЦП; процедури завантаження таймерів і керування портами вводу-виводу;

б) обчислювальні – фіксація номера сектора мережі живлення; обчислення номера сектора завдання; масштабування напруг, що вводяться в контролер; масштабування струмів, що вводяться в контролер; масштабування значень кутової швидкості; обчислення тривалостей імпульсів ШІМ з фіксованою комою; фільтрація граничних значень тривалостей імпульсів; фільтрація вхідних сигналів зворотних зв'язків; перетворення координат з використанням таблиць тригонометричних функцій.

До особливостей, що відрізняють розроблену систему керування, варто віднести можливість реалізації векторного алгоритму керування МП. Новизна і перевага даної розробки полягає в створенні програмних алгоритмів у рамках мікроконтролерної системи TMS320F2812 для організації керування матричними перетворювачами для електромеханічних систем.

3. Розробка та дослідження фізичних моделей двигунів з постійними магнітами, асинхронних електроприводів у комплекті з системами керування та статичних перетворювачів для аварійних систем електроживлення енергогенеруючих об'єктів. На заключному етапі теми «Розробка та дослідження фізичних моделей двигунів різних типів у комплекті з системами управління», було створено чотири електромагнітних структури магнітоелектричних двигунів радіальної та торцевої компоновок, а також досліджено основні типи перетворювачів частоти з метою підвищення енергетичних показників регульованого асинхронного електропривода. При цьому були використані головні результати та рекомендації щодо побудови оптимальних електромеханічних перетворювачів разом з системами керування [6–8]. Відповідно до розроблених структур двигунів було створено експериментальні зразки та проведено їх дослідження разом з системами керування. Всі двигуни побудовано за безконтактною схемою з електронним комутатором.

1. Приводний двигун центрифуги для проведення медичних досліджень крові. Магнітна система збудження повністю розташована на роторі. Вона містить постійний магніт циліндричної форми та масивний циліндричний магнітопровід. Трифазна обмотка не містить стального осердя і розташована у рівномірному повітряному зазорі системи збудження. Така схема розташування магнітної системи обумовлена необхідністю зменшення втрат енергії на вихрові струми в сталі при високій швидкості обертання ротора (15000 об/хв).

2. Моментний двигун для паперової та цукрової промисловості. Двигун призначений для приладу навантаження зі стабілізованим моментом обертання. Система збудження містить постійний магніт циліндричної форми та масивний циліндричний магнітопровід, який виготовлено методом порошкової металургії. Технологія виготовлення такого магнітопроводу спрямована на серійне виробництво двигунів. Трифазна обмотка не містить стального осердя і розташована у рівномірному повітряному зазорі системи збудження. Обмотка виготовлена методом безперервного намотування секцій з максимальним використанням об'єму. Для реалізації функції стабілізованого моменту в конструкцію двигуна введено мініатюрні датчики положення ротора гальваномагнітного типу.

3. Двигун для привода крильчатки вентилятора вентиляційної системи. Двигун побудовано за торцевою схемою з аксіальним (уздовж осі обертання) розташуванням осей намагнічування постійних магнітів. Система збудження містить п'ять пар полюсів, виконаних з композиційного матеріалу NdFeB. Магнітопроводи розташовані на роторі з метою зменшення втрат на перемагнічування та вихрові струми в сталі. Трифазна обмотка розташована в рівномірному зазорі і містить 6 однакових плоских котушок. Конструкція двигуна технологічна і призначена для серійного виробництва.

4. Високооборотний двигун для привода медичного та іншого ручного інструменту (бори, фрези, дискові пилки, шліфувальні та полірувальні круги). Магнітна система збудження повністю розташована на роторі. Вона містить постійний магніт циліндричної форми та масивний циліндричний магнітопровід у вигляді порожнистого циліндру. Трифазна обмотка не містить стального осердя і розташована у рівномірному повітряному зазорі системи збудження. Така схема розташування магнітної системи обумовлена необхідністю зменшення втрат енергії на вихрові струми в сталі при високій швидкості обертання ротора (40000 об/хв). Особливістю двигуна є те, що він не містить статичних датчиків положення ротора. Саме тому пуск здійснюється в синхронному режимі, а підтримання і плавне регулювання частоти обертання – у вентильному режимі.

Характеристики двигунів наведено в таблиці.

Призначення та тип двигуна	Номінальний момент обертання, Нм	Максимальна частота обертання, об/хв	Напруга живлення, В	Корисна потужність, Вт	Габарити (без валу), мм	ККД, %
Приводний двигун центрифуги для досліджень крові	0,152	15000	~ 220	238	Ø53x75	72
Моментний двигун для паперової та цукрової промисловості	0,0 5	4000	27	21	Ø40x80	70
Двигун для вентиляційної системи	0,96	2700	~ 220	270	Ø150x67	82
Високооборотний двигун для привода медичного та іншого ручного інструменту	0,025	40000	20	104	Ø32x80	80

Для реалізації алгоритмів керування МП для асинхронного електропривода в режимі реального часу розроблено контролер на основі цифрового сигнального процесора. Всі алгоритми керування реалізовано, використовуючи мову програмування Сі. Розроблено універсальний експериментальний стенд, який дозволяє значно скоротити час розробки і впровадження алгоритмів керування в електромеханічних системах змінного струму.

Досліджено алгоритми векторного керування асинхронним двигуном з використанням у ланцюзі живлення статора матричного перетворювача. Окремо було розглянуто задачу відпрацювання заданих траєкторій змін швидкості та потокозчеплення асинхронного двигуна в умовах дії постійного невідомого моменту навантаження при додаткових вимогах надання нової якості замкненій електромеханічній системі.

Проведено експериментальні дослідження алгоритмів керування МП і асинхронною машиною. Результати експериментальних випробувань підтверджують, що запропоновані рішення для керування матричним перетворювачем і алгоритми керування електричними машинами, що живляться від МП, є придатними для високоефективних застосувань [12–15].

Протягом 2008 року у відділі розроблено та виготовлено пристрій компенсації ємності УКЕ 220-200 на базі статичного перетворювача електроенергії з широтно-імпульсною модуляцією (ШІМ) потужністю 40 кВА, призначений для автоматичного розряду потужних акумуляторних батарей аварійних систем електроживлення енергогенеруючих об’єктів України з метою контролю їх стану та придатності до подальшої експлуатації.

Пристрій дає змогу проводити контрольований розряд потужних акумуляторних батарей з напругою від 190 до 236 В з підтриманням заданого струму розряду в діапазоні 1…100 А, при додатковому навантаженні 50…150 А, при додатковому навантаженні 100…200 А при дискретизації завдання в 1 А та точності підтримання розрядного струму в ±2 %.

Розроблено та впроваджено в промислову експлуатацію діагностичний пристрій ДУ-1 на базі статичного перетворювача частоти з широтно-імпульсною модуляцією потужністю 2

кВА. Діагностичний пристрій ДУ-1 використовується для отримання трифазної напруги, яка змінюється за амплітудою і частотою, та застосовується при налагодженні і технічному обслуговуванні агрегатів гарантованого живлення на атомних електростанціях та на інших енергогенеруючих об'єктах.

Пристрій дає змогу отримати гальванічно розв'язану від вхідної мережі трифазну мережу змінного струму з діапазоном регулювання вихідної фазної напруги 0…270 В і діапазоном регулювання вихідної частоти 45…55 Гц по окремих незалежних каналах. Точність установки вихідної напруги ± 1 В; точність установки вихідної частоти ± 0,1 Гц; коефіцієнт нелінійних спотворень вихідної напруги – не більше 2,5 % у всьому діапазоні зміни навантаження.

Застосування пристрою УКЕ 220-200 і діагностичного пристрою ДУ-1 в 2008 р. на Хмельницькій АЕС (Україна), Ігналінській АЕС (Литва) та на низці енергогенеруючих потужностей ТОВ "Східенерго", ВАТ "Центренерго", ВАТ "Донбасенерго" дало змогу значно підвищити надійність експлуатації енергогенеруючих об'єктів за рахунок точності підтримання заданих технологічних режимів потужних акумуляторних батарей і надання технічному персоналу повної розгорнутої поточної інформації про стан аварійних систем енергоживлення та їх придатність для подальшої експлуатації, а також за рахунок періодичного тестування агрегатів гарантованого живлення, що застосовуються в аварійних системах електроживлення цих об'єктів.

1. *Акинин К.П.* Сравнение способов построения импульсных систем регулирования частоты вращения бесконтактных магнитоэлектрических двигателей // Техн. електродинаміка. – 2008. – № 3. – С.45–51.
2. *Акинин К.П.* Формирование сигналов на основании периодических функцій угла поворота // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. пр. – К.: ІЕД НАНУ. – 2008. – Вип. 20.
3. *Антонов А.Е.* Двухкоординатные электрические машины для следящих систем. – К.: Изд. Ин-та электродинамики НАН Украины, 2000. - 191с.
4. *Антонов А.Е.* Особенности беспазовых электромеханических преобразователей энергии магнитоэлектрического типа // Техн. електродинаміка. Темат. вип. "Проблеми сучасної електротехніки". – 2008. – Ч.5. – С.35–36.
5. *Антонов А.Е., Акинин К.П.* Компенсация негативного влияния поля рассеяния электрической машины с трехстепенным ротором // Техн. електродинаміка. – 2008. – №5. – С.45–47.
6. *Антонов А.Е., Киреев В.Г.* Моделирование многополюсных магнитных систем магнитоэлектрических двигателей с учетом межполюсных полей рассеяния // Техн. електродинаміка. – 2008. – №4. – С.47–50.
7. *Антонов А.Е., Пєтухов И.С.* Проявление внешнего поля рассеяния двухкоординатной электрической машины // Техн. електродинаміка. – 2008. – № 6. – С.42–47.
8. *Кіреєв В.Г., Антонов О.Є.* Аналіз впливу полів розсіювання на головні характеристики багатополюсних магнітоелектричних систем та оптимізація їх структури // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. пр. – К.: ІЕД НАНУ. – 2008. – Вип. 20. – С.43.
9. *Михальський В.М., Соболєв В.М.* Перетворювачі частоти, напруги та струму з векторною широтно-імпульсною модуляцією // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. праць. – К.: ІЕД НАНУ. – 2008. – №20. – С.65–67.
10. *Михальский В.М., Соболев В.Н., Чехет Э.М., Чопик В.В., Шаповал И.А.* Геометрический аспект решения проблемы "мертвого времени" в преобразователях частоты с векторной широтно-импульсной модуляцией // Техн. електродинаміка. Темат. вип. "Проблеми сучасної електротехніки". – 2008. – Ч.2. – С.89–94.
11. *Михальский В.М., Полищук С.И., Соболев В.Н., Чехет Э.М., Чопик В.В., Шаповал И.А.* Компенсация "мертвого времени" в преобразователях частоты с пространственной векторной модуляцией // Техн. електродинаміка. Темат. вип. "Силова електроніка та енергоефективність". – 2008. – Ч.1. – С.12–17.
12. *Пересада С.М., Шаповал І.А., Михальський В.М., Соболєв В.М., Чехет Е.М.* Векторне керування моментом і реактивною потужністю машини подвійного живлення з матричним перетворювачем // Вісн. Нац. техн. ун-ту «Харківський політехнічний інститут». – Харків: НТУ «ХПІ». – 2008. – №30. – С. 72–77.
13. *Шаповал І.А., Чехет Е.М.* Керування моментом і реактивною потужністю машини подвійного живлення з матричним перетворювачем // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. праць. – К.: ІЕД НАНУ. – 2008. – №20. – С.67–69.
14. *Shapoval I., Clare J., Chekhet E.* Experimental Study of a Matrix Converter Excited Doubly-Fed Induction Machine in Generation and Motoring // Proc. of 13th International Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC 2008. – Poznan (Poland). – 1-3 Sept. 2008. – P. 307–312.

15. *Shapoval I., Peresada S., Asher G., Clare J.* Torque and Reactive Power Control of Doubly-Fed Induction Machine with Matrix Converter // Proc. of IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE 2008. – Cambridge (United Kingdom). – 30 Jun. - 2 Jul. 2008. – CD-018155 on CD-ROM. – P. 2469–2474.