

ПРОЦЕСИ ПЕРЕТВОРЕННЯ ЕНЕРГІЇ В ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ ТА НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧАХ НОВИХ ТИПІВ

О.Є. Антонов, докт. техн. наук, **В.М. Михальський**, докт. техн. наук, **В.Г. Кіреєв**, канд. техн. наук., **І.С. Петухов**, канд. техн. наук, **Т.В. Мисак**, канд. техн. наук, **С.Й. Поліщук**, 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 ІЕД НАН України у 2013 році. Наведено головні наукові результати цих досліджень. Бібл. 23, рис. 15, таблиця.

Ключові слова: матричний перетворювач, ковзні режими, реактивна потужність, електромагнітна сумісність, паралельний активний фільтр, магнітоелектричний перетворювач енергії, електрична машина магнітоелектричного типу.

Протягом 2013 року у відділі перетворення та стабілізації електромагнітних процесів ІЕД НАН України наукові дослідження [1, 2, 6-10, 12-17, 23] проводились відповідно до плану фундаментальних НДР «Індем» і «Модулятор».

1. Дослідження однофазного магнітоелектричного двигуна постійного струму з ексцентричною магнітною системою ротора. Запропоновано структуру двигуна (рис.1), магнітна система ротора якого має градієнт магнітної індукції уздовж полюсних дуг постійних магнітів 2 і 3 протилежної полярності. Зовнішні полюси магнітів замкнені магнітопроводом 1. Крім того, структура містить два струмових кола 5 та 6. При такій структурі двигуна алгоритм його дії є наступним. При знеструмлених обмотках 5 і 6 ротор не має певної орієнтації і його положення довільне. Для пуску двигуна в напрямі, показаному стрілками на рис. 1, обмотку 5 необхідно підключити до джерела постійного струму такої полярності, при якій ротор встановлюється в положення стійкої рівноваги, відповідно рис. 1 а. Назвемо його першим положенням стійкої рівноваги. Для приведених напрямів намагнічення постійних магнітів ротора ця полярність струму відповідає рис. 1 а. Напрямок струму в обмотці 5 при цьому буде протилежним тому, яке має забезпечити обертання ротора в необхідному напрямі (показаному стрілками). Тепер, щоб почати обертання ротора з цього положення в необхідному напрямі, треба не тільки змінити напрям струму в обмотці 5 на протилежний, але одночасно, щоб запобігти реверсуванню ротора, короткочасно створити за допомогою обмотки 6 зусилля, яке підштовхне ротор у потрібному напрямку. Для цього полярність струму в обмотці 6 повинна відповідати рис. 1 б. Далі, так само, як і в двигуні з двома постійними магнітами, обертання ротора відбуватиметься під дією моменту взаємодії поля обмотки 5 і поля ексцентричного магніту до того часу, поки ротор не опиниться в положенні рис. 1 в. У цьому положенні момент обертання буде урівноважений протидіючим моментом взаємного відштовхування магніта 2 і обмотки 5, тобто ротор опиниться у другому положенні стійкої рівноваги. Протидіючий момент наростає у міру наближення до цього положення від нульового до значення, рівного моменту обертання, що діє в межах деякого кутового діапазону γ_2 . Щоб виключити дію на ротор наростаючого протидіючого моменту в цьому діапазоні, необхідно знеструмити обмотку 5 дещо раніше, тобто після повороту ротора на кут $\gamma - \gamma_2$. Далі ротор продовжуватиме обертання за інерцією до точки першої стійкої рівноваги. Але наступне включення обмотки 5 має відбутися не в цій точці рівноваги, а дещо пізніше, після повороту ротора на кут, коли неможливе створення проти-

діючого моменту із-за взаємодії обмотки 5 і магніта 3. Кут γ_3 – кут, у межах якого спадає би протидіючий момент при постійно включеній обмотці 5. Таким чином, кут, на який повинен обернутися ротор за інерцією, складає $\gamma_1 + \gamma_2 + \gamma_3$, причому $\gamma_3 = \gamma_2$. Після повороту ротора за інерцією на цей кут обмотка 5 знову підключається до джерела постійного струму потрібної полярності, що відповідає рис. 1 в. Таким чином, цикл обертання повторюється.

З урахуванням викладеного циклограма струмів в обмотках 5, 6, моменту обертання і кутової швидкості двигуна з регульованою обмоткою збудження має вигляд, показаний на рис. 2.

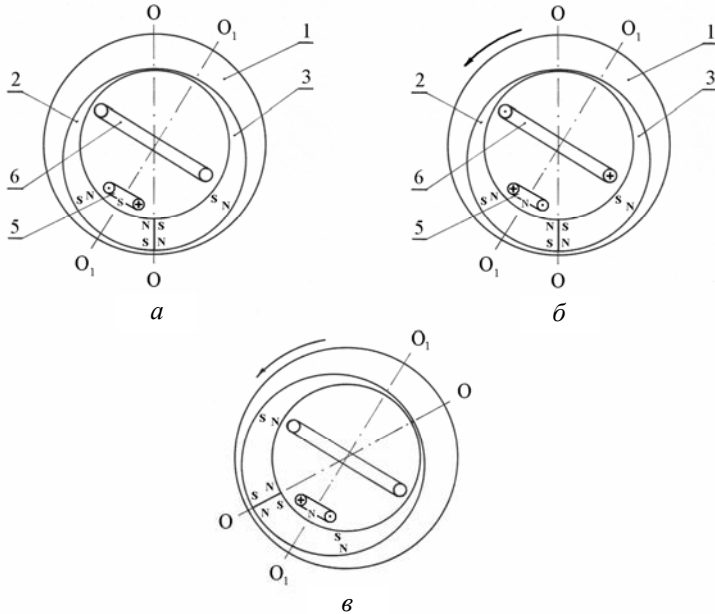


Рис. 1

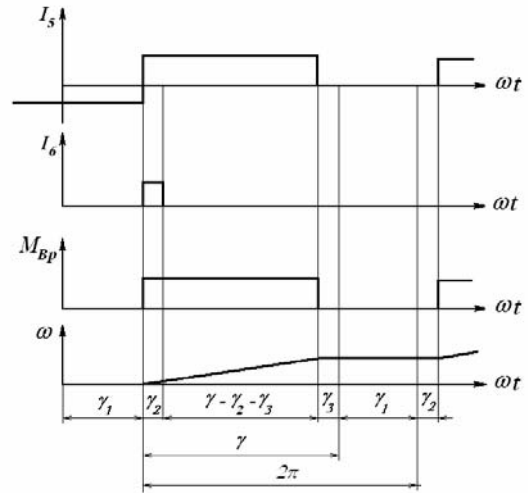


Рис. 2

З циклограми видно, що струм в обмотках не змінює свого напрямку, а лише переривається на деякий час відповідно до сигналів датчиків положення ротора.

Для опису енергетичного стану такої електромагнітної системи і обчислення рушійних сил, що породжуються полями обмотки статора і магнітів ротора, скористаємося відомим виразом енергії для системи «постійний магніт – обмотка», стосовно конфігурації цього двигуна, привласнивши елементам системи індекси, відповідні нумерації рис. 1:

$$W_{25} = \frac{G_2 \cdot I_{r02}^2}{2 \operatorname{tg} \chi} + \frac{L_5 \cdot i_5^2}{2} - \left(\frac{G_2}{\operatorname{tg} \chi} + G_{25} - G_{p2} \right) \frac{I_{n2}^2}{2} - G_{25} \cdot w_5 \cdot i_5 \cdot I_{n2}, \quad (1)$$

де G_{25} – взаємна провідність магніту 2 і обмотки 5; G_2 – власна провідність магніту 2; G_{p2} – результуюча провідність всього магнітного кола, на яку працює магніт 2; w_5 – число витків обмотки; i_5 – струм в обмотці – *const*; I_{n2} – повний поверхневий струм магніту; I_{r02} – поверхневий струм при знеструмленій обмотці; χ – кут нахилу прямої намагніченості; $\operatorname{tg} \chi = \left(\frac{\rho}{\mu_0} \right) - 1$; ρ – коефіцієнт повернення.

Перші два члени в (1) є власною енергією магніту 2 і обмотки 5 за відсутності зовнішньої МРС. Третій член показує вплив повітряного зазору на стан магніту 2. Останній член характеризує взаємну енергію магніту 2 і обмотки 5. Взаємна енергія взята зі знаком “мінус”, оскільки поля магніту і обмотки спрямовані зустрічно. Для магніту 3 і обмотки 5 вираз для магнітної енергії матиме такий же вигляд, але взаємна енергія має бути взята зі знаком “плюс”.

Зауважимо наступне. Поняття поверхневого струму, що введено при ідентифікації магніту струмовим шаром, носить інтегральний характер, і постійність його величини для окремих частин магніту справедлива у випадку постійної довжини магніту уздовж осі намагнічування по всьому поперечному перетину. Якщо ж довжина магніту змінна, як у випадку, що

розглядається, то при однорідному намагнічуванні величина поверхневого струму має бути змінною за його поперечним перетином. Подібну аналогію неможливо представити для ланцюгів електричного струму, проте у випадку постійного магніту можна зробити допущення про неоднаковість величини його поверхневого струму, якщо представити магніт у вигляді елементарних магнітів, що мають різну довжину. При цьому інтегральне значення поверхневого струму для магніту в цілому визначається як сума поверхневих струмів елементарних магнітів. Тому відповідно до викладеного під I_{ro2} у виразі енергії (1) потрібно розуміти деякі інтегральні значення поверхневих струмів магніту 2. Відповідно до прийнятої структури двигуна радіальна товщина магнітів 2 і 3 змінюється в межах їх полюсних ділень лінійно. Приймемо також постійною величину намагніченості (щільність поверхневого струму) J_{ro2} , а за точку відліку кута – друге положення стійкої рівноваги, тобто вісь O_1-O_1 (рис. 1 в). Тоді величина повного поверхневого струму елементарних магнітів, на які розбиті полюсні елементи 2 і 3, теж змінюватиметься за лінійним законом відповідно до зміни радіальної товщини полюса від максимального до нульового значення в межах полюсного ділення :

$$I_{ro2}(\gamma) = J_{ro2} \cdot l_0 \left(\frac{2\pi + \gamma_1 - 2\gamma}{2\pi} \right), \quad \gamma \in \left[\frac{\gamma_1}{2}; \pi + \frac{\gamma_1}{2} \right];$$

$$I_{ro3}(\gamma) = J_{ro3} \cdot l_0 \left(\frac{-2\pi - \gamma_1 + 2\gamma}{2\pi} \right), \quad \gamma \in \left[\pi + \frac{\gamma_1}{2}; 2\pi + \frac{\gamma_1}{2} \right],$$

де γ – поточне значення кута; l_0 – найбільша довжина магніту в площині ексцентриситету, однакова для магнітів 2 і 3. Тоді повні поверхневі струми з урахуванням ідентичності форм магнітів 2 і 3 становитимуть

$$I_{ro}^3 = I_{ro}^2 = \int_{\frac{\gamma_1}{2}}^{\pi + \frac{\gamma_1}{2}} I_{ro2}^2(\gamma) d\gamma = \frac{J_{ro} \cdot l_0 \cdot \pi}{2}.$$

Під час обертання ротора відбувається взаємне переміщення магнітів змінного перетину 2, 3 і обмотки 5. Синхронно з рухом змінюватиметься і їх взаємна провідність, тому магнітна енергія цієї системи залежатиме від трьох параметрів, які є функціями кута, – двох поверхневих струмів і взаємної провідності магнітів і обмотки. Шуканий момент обертання одержано шляхом диференціювання виразу магнітної енергії системи за кутовою координатою при припущенні, що в двигуні застосовуються висококоерцитивні інтерметалеві з'єднання, які в робочому діапазоні на лінії повернення практично не піддаються зовнішній дії. Тобто $\rho = (1,02...1,04) \approx 1$, $\text{tg}\chi \approx 0$. Тоді вираз для моменту обертання в двигуні з ексцентричною магнітною системою набуде вигляду

$$M_B(\gamma) = \frac{\partial W}{\partial \gamma} = -I_{ro2} \cdot i_5 \cdot w_5 \frac{\partial G_{25}(\gamma)}{\partial \gamma} = I_{ro3} \cdot i_5 \cdot w_5 \frac{\partial G_{35}(\gamma)}{\partial \gamma}.$$

Таким чином, показано, що розрахунок моменту взаємодії двох магнітів зводиться до встановлення закону зміни взаємної провідності магнітів 2, 3 і обмотки 5 залежно від кута повороту ротора.

2. Моделювання явища гістерезису в нелінійному середовищі магнітоелектричних перетворювачів енергії. При створенні математичних моделей перетворювачів магнітоелектричного типу необхідно враховувати таке явище, як гістерезис при перемагнічуванні його феромагнітних елементів. Без цього модель системи не може бути повною. Моделювання явища гістерезису є одним з найбільш складних завдань при дослідженні процесів у нелінійному середовищі феромагнетиків. Особливо важливо враховувати гістерезис при живленні магнітоелектричної машини від джерела електроенергії підвищеної частоти, коли доля втрат на гістерезис зростає. Труднощі моделювання зростають у разі, коли в магнітопроводі спостерігається накладення явищ гістерезису і вихрових струмів. Ці труднощі обу-

мовлені в першу чергу нелінійністю та неоднозначністю характеристики намагнічування ферромагнітного середовища у змінному магнітному полі. Вплив вихрових струмів на характеристики процесу, зокрема втрати, залежить від частоти, причому призводить до перерозподілу магнітної індукції по перерізу ферромагнетика. При моделюванні періодичного електромагнітного поля низької частоти можна знехтувати магнітною в'язкістю [4], оскільки у цьому випадку вона не впливає на розподіл електромагнітного поля.

Для обліку несинусоїдального характеру електромагнітного поля було запропоновано метод, який використовується для отримання періодичного рішення з допомогою методу скінченних елементів у вигляді тригонометричного полінома у часовій області (метод часових гармонік), і показано можливе збільшення точності розрахунків при його використанні для моделювання поверхневого ефекту в ферромагнітному середовищі. Проте для реалізації такого методу потрібно було включити в обчислювальний алгоритм модель векторного гістерезису для визначення залежності напруженості поля H від індукції B .

Серед математичних моделей гістерезису можна виділити такі основні моделі: Преїсаха (Preisach) [21] та її численні модифікації [20], Стонера-Вольфарта (Stoner-Wohlfarth) [22] і модель Джайлза-Атертона (Jiles-Atherton) [19]. Усі ці моделі мають певні недоліки. Тому було побудовано власну математичну модель, найбільш придатну для впровадження в алгоритм методу часових гармонік (МЧГ). При цьому сформульовано деякі вимоги до моделі:

1. Модель повинна давати явну залежність напруженості поля від індукції.
2. Забезпечувати достатню точність наближення характеристик у разі знакозмінного і обертового полів.
3. Забезпечувати якісну та кількісну відповідність інтегральним характеристикам – залежність втрат від інтенсивності поля при еліптичному та круговому полях.

Таку модель було запропоновано побудувати на основі моделі Аркадьєва [3], яка відображає петлю гістерезису еквівалентним еліпсом. Якщо позначити питомий магнітний опір на насиченій ділянці v_s , а на початковій ділянці v_m , залежність реактивної складової питомого магнітного опору від миттєвого значення магнітної індукції можна визначити у вигляді дробово-раціональної функції

$$v_x(B) = v_s - \frac{v_s - v_m}{1 + (B/B_s)^m}, \quad (2)$$

де величина B_s відповідає "точці перегину" кривої намагнічування. Аналогічно для активної складової питомого магнітного опору вираз матиме вигляд

$$v_R = \frac{v_{R0}}{1 + (B_{mx}/B_s)^m}, \quad (3)$$

де v_{R0} – початкове значення активної складової питомого магнітного опору; B_{mx} – максимальне значення індукції на періоді перемагнічування. Слід нагадати, що модель будується тільки для періодичного процесу. Відповідно до виразів (2), (3) серія симетричних петель має вигляд, представлений на рис. 3.

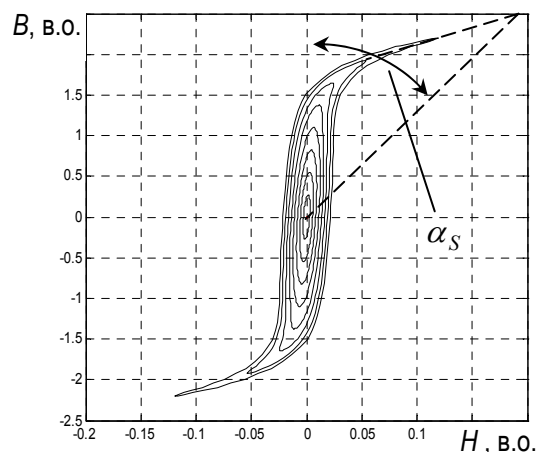


Рис. 3

Однією з найважливіших особливостей гістерезису при обертовому магнітному полі є залежність втрат від амплітуди магнітної індукції. На основі результатів зазначених вище робіт можна сформулювати вимогу до частини математичної моделі, що відповідає за врахування впливу двох ортогональних полів, а саме: при низьких значеннях індукції втрати від обертового перемагнічування більші, ніж втрати від знакозмінних перемагнічувань, однак зі зростанням амплітуди магнітної індукції втрати від обертового перемагнічування досягають максимуму і при індукціях, близьких до 2 Тл, досить значно знижуються. У той

же час втрати від знакозмінних перемагнічувань монотонно зростають зі зростанням амплітуди індукції. Для врахування взаємного впливу полів уздовж різних координат запропоновано формули аналогічного до виразів (2),(3) вигляду, а саме для координатної осі x :

$$v_{Rx} = \frac{v_{R0}}{2} \left(\frac{1}{1 + (B_{mx} / B_s)^m} + \frac{1}{1 + k_{xy} \left(\|\tilde{B}\| / (B_s / 2) \right)^m} \right); \quad (4)$$

$$v_{Xx} = v_s - \frac{v_s - v_m}{2} \left(\frac{1}{1 + (B_{mx} / B_s)^m} + \frac{1}{1 + k_{xy} \left(\|\tilde{B}\| / (2B_s) \right)^m} \right), \quad (5)$$

і аналогічно для іншої координатної осі. У формулах (4), (5) використано визначення

$$k_{xy} = \min(B_{mx}, B_{my}) / \max(B_{mx}, B_{my}); \quad (6)$$

$$\|\tilde{B}\| = \sqrt{B_{mx1}^2 + B_{my1}^2}, \quad (7)$$

де, як видно для визначення норми вектора індукції (7), використовуються тільки перші гармонічні складові. Останнє спрощення пов'язано з необхідністю забезпечити монотонність норми індукції на періоді [11].

Розрахунок за формулами (2)...(5) при синусоїдальній зміні магнітної індукції по обох осях показав якісні результати. Так, годографи вектора \mathbf{H} (рис. 4) при малих індукціях представляють собою кола, які поступово спотворюються, перетворюючись у "зіркоподібну" фігуру при проявленні насичення, а при глибоких насиченнях деформуються до форми ромбоподібного чотирикутника. Подібні форми цього годографа можна спостерігати в роботах [18, 20]. Питомі втрати від гістерезису пропорційні площі петлі й обчислюються за формулою [5]

$$p = \oint H dB. \quad (8)$$

При обчислюванні втрат в ортогональних полях інтеграл (8) слід вираховувати по кожній з осей окремо. Очевидно, що при слабких полях втрати при обертовому перемагнічуванні у два рази більші, ніж втрати при знакозмінній індукції. Це впливає з того факту, що при відсутності насичення поля (наприклад, ортогональні обмотки) не залежать одне від одного, і втрати в них, спричинені явищем гістерезису, підсумовуються, що дає подвоєне значення порівняно зі знакозмінним полем.

Керування матричними перетворювачами з використанням ковзних режимів.

Розроблено метод, що використовує тривимірний просторовий вектор керування для формування вихідної напруги та вхідного струму МП, та проведено синтез симплексних алгоритмів для трьох окремих випадків. Розглянуто навантаження МП у загальному вигляді, що описується звичайними диференціальними рівняннями відносно n -вимірного вектор-стовпця X , які дають змогу виділити за допомогою неособливого перетворення рівняння для вектор-стовпця розмірності 3, причому його компоненти мають бути двічі диференційовані (мають фізичний зміст компонентів вектора струму).

За припущення, що двонаправлені ключі МП та мережа живлення є ідеальними, а вихідні напруги одержано із вхідних за допомогою комутаційної матриці $[H]$ таким чином, що $U_2 = [H]U_1$, визначено вхідні струми через вихідні:

$$|I_1| = [H]^T |I_2|. \quad (9)$$

Розв'язок системи рівнянь, що зв'язують вхідні та вихідні струми й напруги відносно коефіцієнтів матриці $[H]$, не є однозначним.

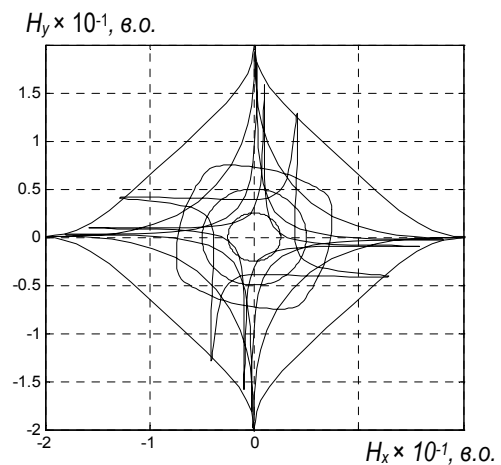


Рис. 4

Реактивну складову повного струму на вході МП визначено в системі координат $d-q$ наступним чином:

$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos\theta_1 & \sin\theta_1 \\ -\sin\theta_1 & \cos\theta_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e_{A\alpha} & e_{B\alpha} & e_{C\alpha} \\ e_{A\beta} & e_{B\beta} & e_{C\beta} \end{pmatrix} [H]^T |I_2|, \quad (10)$$

де $\theta_1 = \omega t_1$ – кутове положення просторового вектора напруги мережі.

Згідно з векторною стратегією систему координат α - β доповнено координатою Q . Виходячи з методу ієрархії керувань, задачу синтезу керування на перетині поверхонь $S(\varepsilon_\alpha)=0$, $S(\varepsilon_\beta)=0$, $S(\varepsilon_q)=0$ розділено на дві послідовні задачі. На першому етапі побудовано керування вектором вихідної напруги МП, що реалізується у ковзному режимі, та отримано умови його існування на перетині поверхонь $S(\varepsilon_\alpha)=0$, $S(\varepsilon_\beta)=0$, а далі введено третє рівняння $S(\varepsilon_q)=0$ для керування реактивною компонентою вхідного струму та визначено умови існування ковзного режиму на перетині трьох поверхонь.

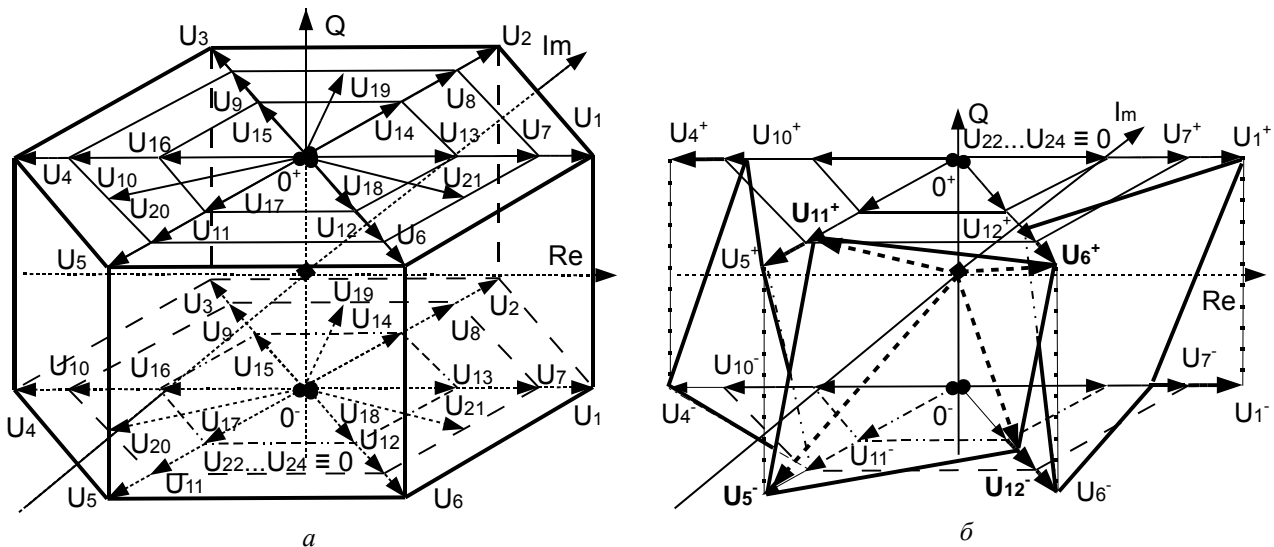


Рис. 5

Тривимірний багатогранник, показаний на рис. 5 а, включає в себе всі можливі вектори керування МП ($U_1 \dots U_{24}$). Мінімізація кількості перемикачів вимагає вибору такого комплексу векторів керування, що вектори фазових швидкостей у системі повинні відповідно мати мінімальну довжину. Тому багатогранник розбито на симплекси (рис. 5 б), кількість яких визначається кутовим положенням проекції вектора еквівалентного керування на площину 0 - α - β та розташуванням стаціонарних векторів вихідної напруги МП.

Необхідний вектор керування у кожен момент часу визначається взаємним розташуванням векторів фазових швидкостей та вектором похибки. У реальному ковзному режимі з ненульовими значеннями компонент координат вектора похибки зміна структури МП (здійснення комутації) відбувається при виході вектора похибок за межі опуклої фігури допустимих похибок. На рис. 6 зображено узагальнену схему МП з фільтрами, на основі якої розглянуто три окремі випадки, для яких проведено синтез керування та одержано умови існування ковзного режиму.

Якщо описати систему «мережа – МП – вихідний LC-фільтр» векторно-матричними рівняннями у площині 0 - α - β та додати третю координату Q , то рівняння для поверхонь ковзання матимуть такий вигляд:

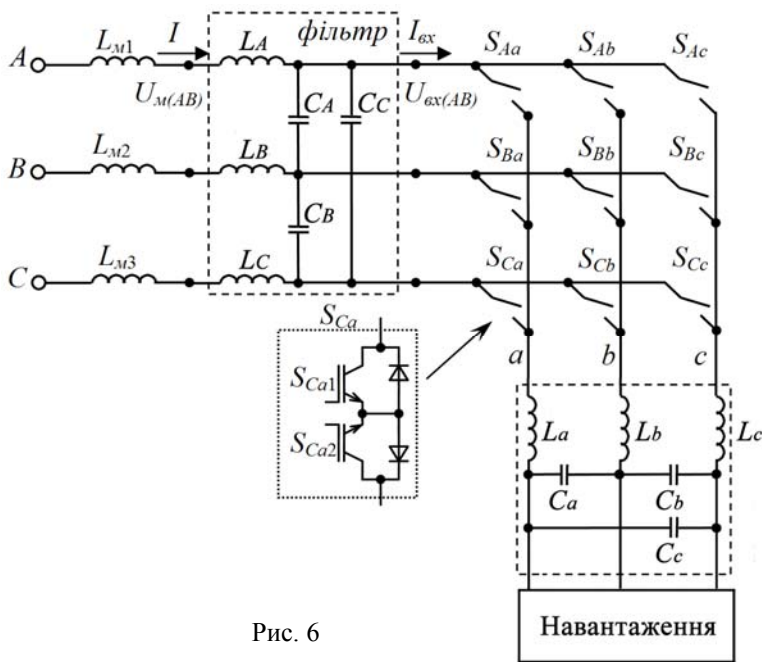


Рис. 6

$$\begin{aligned} S(\varepsilon_\alpha) &= U_{z\alpha} - U_{C\alpha} - \tau(\omega_2 U_{z\beta} + \eta_{C\alpha}); \\ S(\varepsilon_\beta) &= U_{z\beta} - U_{C\beta} - \tau(\omega_2 U_{z\alpha} + \eta_{C\beta}); \\ S(\varepsilon_q) &= I_{zq} - i_q, \end{aligned}$$

де $U_{z\alpha\beta}$, I_{zq} – завдання вихідної напруги та реактивної компоненти вхідного струму; $U_{C\alpha\beta}$ – напруга на конденсаторі вихідного фільтра; $\eta_{C\alpha\beta}$ – змінна, пропорційна струму в конденсаторі вихідного фільтра; ω_2 – вихідна частота, τ – стала часу. Для отримання однозначної відповідності векторів керування підобластям, що утворені перетином поверхонь ковзання, проведено інваріантне перетворення поверхонь $S(\varepsilon_\alpha)=0$, $S(\varepsilon_\beta)=0$ таким чином, щоб точка перетину «старих» поверхонь

співпала з точкою перетину «нових» поверхонь (рис. 7). Це перетворення досягається шляхом повороту поверхонь на кути ψ_α та ψ_β відповідно, при яких поверхні стають перпендикулярними до векторів фазових швидкостей. Третя поверхня $S(\varepsilon_q)=0$ свого просторового розташування не змінює.

Для системи «мережа – вхідний LC-фільтр – МП» рівняння поверхонь ковзання мають вигляд

$$\begin{vmatrix} S_\alpha \\ S_\beta \\ S_q \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \\ \varepsilon_{Iq} + \tau_q \varepsilon_{Uq} \end{vmatrix}, \quad (11)$$

де $\varepsilon_\alpha, \varepsilon_\beta$ – інтегральні оцінки похибок вихідної напруги; $\varepsilon_{Uq} = U_{Cqz} - U_{Cq}$; $\varepsilon_{Iq} = I_{Sqz} - I_{Sq}$; U_{Cq} – реактивна складова напруги на вході МП.

Після введення інваріантних перетворень поверхонь ковзання $S(\varepsilon_\alpha)=0$, $S(\varepsilon_\beta)=0$ із (11) шляхом повороту, аналогічного зображеному на рис. 7, одержано однозначну відповідність векторів керування підобластям, утвореним перетином «старих» поверхонь (11).

Розглядання третього окремого випадку, а саме системи «мережа – вхідний LC-фільтр – МП – вихідний LC-фільтр» для навантажень у загальному вигляді призвело до необхідності векторного синтезу ковзного режиму з подоланням надлишковості по керуванню при розбитті простору станів системи на вісім підобластей поверхнями:

$$\begin{aligned} S(\varepsilon_\alpha) &= U_{z\alpha} - U_{2C\alpha} - \tau(\omega_2 U_{z\beta} + \eta_\alpha), \\ S(\varepsilon_\beta) &= U_{z\beta} - U_{2C\alpha} + \tau(\omega_2 U_{z\alpha} - \eta_\beta), \\ S(\varepsilon_q) &= I_{Sqz} - I_{Sq} + \tau_q (U_{1Cqz} - U_{1Cq}), \end{aligned} \quad (12)$$

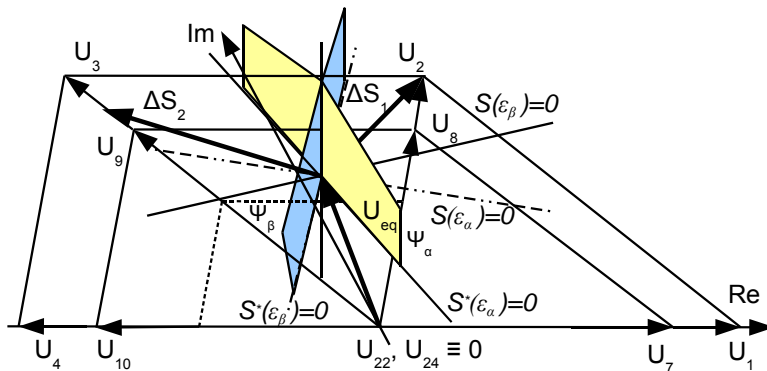


Рис. 7

де U_{1C} , U_{2C} – напруги на конденсаторах вхідного та вихідного фільтрів; I_{Sq} – реактивна компонента струму, що споживається з мережі живлення; τ_q – стала часу. Інваріантне перетворення поверхонь $S(\varepsilon_\alpha)=0$, $S(\varepsilon_\beta)=0$ шляхом їх розташування перпендикулярно до векторів фазових швидкостей (рис. 7), залишаючи третю поверхню без змін,

дало можливість одержати однозначність керування. Прирівнявши до нуля похідну dS/dt , яку записано в силу системи, для кожного з окремих випадків визначено свій вектор еквівалентного керування U_{eq} , який надалі використано для визначення умов зміни структури МП.

Підвищення електромагнітної сумісності напівпровідникових перетворювачів електроенергії з мережею живлення засобами керування та активної фільтрації. Розглянуто застосування допоміжного активного компенсатора для компенсації спотворень вхідних струмів та напруги безпосередньо на вході нелінійного навантаження з використанням активного фільтра з ємнісним накопичувачем енергії, керування яким здійснюється на основі сучасних теорій миттєвих потужностей. Показано, такі напівпровідникові компенсатори дають змогу отримати близькі до синусоїдальних струми мережі для МП та нульові фазові зсуви між вхідними напругами та струмами мережі. Зазначено, що повна компенсація реактивної складової потужності можлива тільки в схемах з підключенням нульового проводу.

Запропоновано методику аналітичної побудови координатних систем у теорії миттєвих потужностей трифазних кіл. На основі цієї методики отримано прямі співвідношення для значень координат векторів струмів, напруг та реактивних потужностей у відомих системах та розглянуто нові pgw і γdo системи координат, а також надано рекомендації щодо доцільності використання тієї чи іншої координатної системи.

Якщо розглянути просторову правосторонню декартову систему координат з ортами $\vec{a}, \vec{b}, \vec{c}$, в якій вздовж відповідних осей відкладатимемо фазні напруги v_a, v_b, v_c та струми i_a, i_b, i_c чотирипровідного трифазного кола, то будь-яка трифазна система миттєвих значень напруг та струмів задається векторами $\vec{v} = v_a \vec{a} + v_b \vec{b} + v_c \vec{c}$, $\vec{i} = i_a \vec{a} + i_b \vec{b} + i_c \vec{c}$. У теорії миттєвої потужності трифазних кіл на основі цих векторів визначено такі поняття:

- миттєвою активною потужністю p трифазного кола є скалярний добуток просторових векторів \vec{v}, \vec{i} : $p = \vec{v} \cdot \vec{i} = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c$;

- векторною миттєвою реактивною потужністю \vec{q} є векторний добуток векторів напруги та струму: $\vec{q} = \vec{v} \times \vec{i} = q_a \vec{a} + q_b \vec{b} + q_c \vec{c}$;

- повною миттєвою потужністю є добуток модулів векторів напруги та струму: $s = vi$,

де $v = \sqrt{v_a^2 + v_b^2 + v_c^2}$; $i = \sqrt{i_a^2 + i_b^2 + i_c^2}$. Для зазначених величин справедлива рівність

$s^2 = p^2 + q^2$, де $q = \sqrt{q_a^2 + q_b^2 + q_c^2}$ – миттєва реактивна потужність, що є модулем вектора \vec{q} .

Запропонована концепція побудови та алгоритм роботи для адаптивної системи координат, яка при симетричній трифазній мережі працює в $\alpha\beta$ -системі, а за умови $i_+ \neq 0; v_+ \neq 0$ ($v_+ = v_a + v_b + v_c$, $i_+ = i_a + i_b + i_c$, $q_+ = q_a + q_b + q_c$) переходить до γdo -системи шляхом обертання навколо осі \vec{d} , дають змогу зменшувати трудомісткість обчислення координат.

Результатами математичного моделювання підтверджено адекватність запропонованих координатних систем та їх переваги у порівнянні з відомими системами, пов'язаними зі скороченням кількості координатних перетворень при побудові систем керування пристроями активної фільтрації.

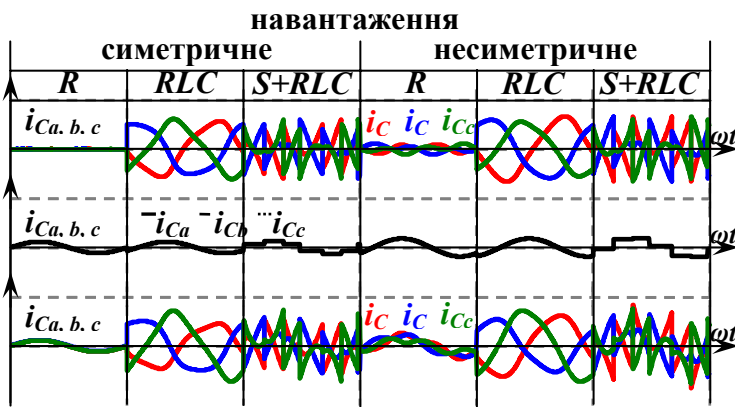


Рис. 8

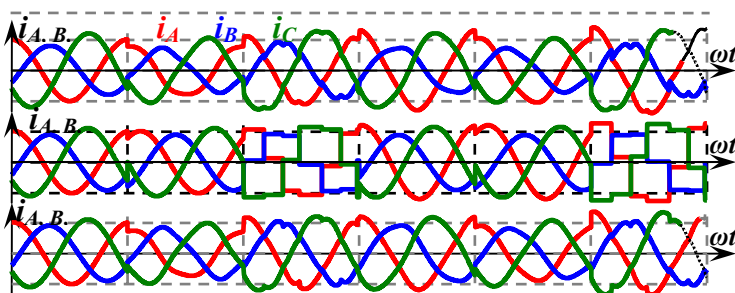


Рис. 9

ції. Результати моделювання з використанням системи координат γ - δ -0 наведено на рис. 8 і 9, де відповідно зображено струми компенсації в системі координат γ - δ -0 і компенсовані струми мережі з використанням системи координат γ - δ -0 для несиметричної мережі живлення і різних навантажень (активного, активно-індуктивного, нелінійного як симетричного, так і несиметричного).

Виконано порівняння стратегій керування паралельним активним фільтром за величиною середньої потужності втрат у силовому кабелі чотирипровідної мережі. Якщо пред- ставити середню потужність втрат виразом

$$P_r = \frac{1}{T} \int_0^T p_r dt = \frac{P^2 r [V_{\alpha\beta}^2 + (1-\sigma)^2 V_0^2 \sigma_r^{-1}]}{[V_{\alpha\beta}^2 + (1-\sigma)V_0^2]^2}, \quad (13)$$

де $V_{\alpha\beta}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T v_{\alpha\beta}^2 dt$; $V_0^2 = \frac{1}{T} \int_0^T v_0^2 dt = \frac{1}{3T} \int_0^T v_+^2 dt$, та дослідити вираз (13) на екстремум по σ , то

оптимальне значення цього коефіцієнта за критерієм мінімізації втрат потужності в силовому кабелі матиме вигляд

$$\sigma_0 = 1 - \sigma_r = 1 - r / (3r_n + r) = 3r_n / (3r_n + r) = r_n / (r_n + r / 3). \quad (14)$$

При цьому значенні коефіцієнта середня потужність втрат набуває мінімального значення:

$$P_{rMIN} = \frac{P^2 r (V_{\alpha\beta}^2 + (1-\sigma_0)^2 V_0^2 \sigma_r^{-1})}{(V_{\alpha\beta}^2 + (1-\sigma_0)V_0^2)^2} = \frac{P^2 r}{V_{\alpha\beta}^2 + \sigma_r V_0^2}. \quad (15)$$

На основі проведених розрахунків запропоновано стратегію керування паралельним активним фільтром чотирипровідної трифазної мережі, при якій вектор миттєвих струмів трифаз-

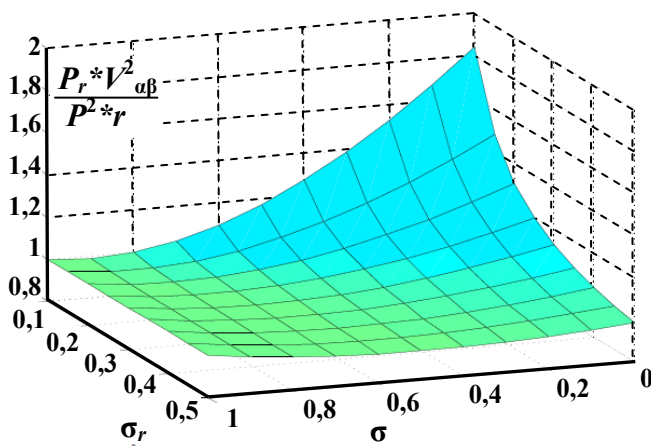


Рис. 10

ного джерела пропорційний вектору миттєвих фазних напруг з частковим послабленням складової нульової послідовності. Її можна розглядати як узагальнення відомих стратегій керування, кожна з яких можна отримати з запропонованої при крайніх значеннях параметра σ . Залежність відносної середньої потужності втрат від значень параметра кабелю σ_r та коефіцієнта послаблення складової нульової послідовності σ наведено на рис. 10. Доведено, що оптимальне значення коефіцієнта послаблення складової нульової послідовності вектора фазних напруг визначається лише співвідношенням

питомих активних опорів фазних проводів та нейтралі, тобто для кожної марки чотирипровідного силового кабелю трифазної мережі існує своє оптимальне значення $\sigma_0 = 1 - \sigma_r$, що забезпечує мінімальну потужність активних втрат.

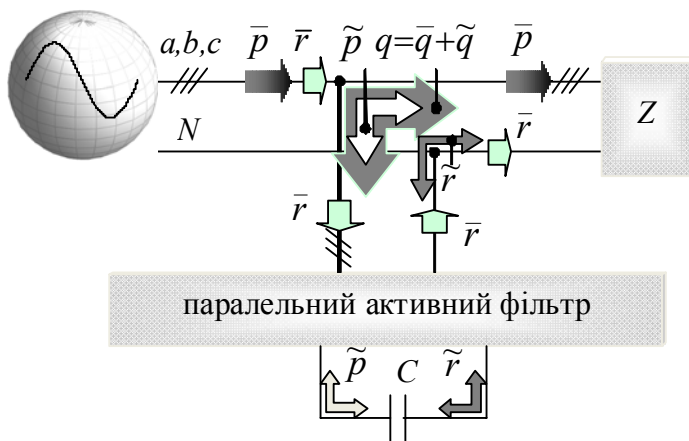


Рис. 11

Мінімізація небажаних складових миттєвої потужності із застосуванням різних топологій паралельних активних фільтрів. Досліджено системи паралельних активних фільтрів (рис. 11) та способи керування ними із застосуванням просторово-векторних підходів. Результати роботи дали змогу використовувати нетипові структури силових схем та поліпшити якісні показники існуючих систем. Для оцінки електромагнітних процесів з енергетичної точки зору використано розширену теорію миттєвих потужнос-

тей $p-q-r$. У цій теорії складові потужності визначено таким чином: p – миттєва активна потужність, q – миттєва реактивна потужність, r – миттєва потужність, що замикається через нульовий провід. Складові потужності поділено на постійні та змінні. Поява небажаних складових миттєвих потужностей обумовлена властивостями мережі та навантаження (таблиця). Різновиди мережі розбито за трьома ознаками: симетрична синусоїдальна, несиметрична синусоїдальна, несинусоїдальна. Навантаження поділено таким чином: симетричне та несиметричне; з нульовим проводом та без нього. Іншим критерієм для класифікації навантажень є імпедансна характеристика: чисто активна, активно-реактивна, нелінійна.

Складові потужності			\bar{p}	\bar{q}	\bar{r}	\tilde{p}	\tilde{q}	\tilde{r}	Складові, що мінімізуються		
мережа			○	○	◇	○	○	◇			
навантаження			○	○	◇	○	○	◇	○	○	◇
трипровідна система	симетричне	R									\tilde{p}, \tilde{q}
		RLC									$\bar{q}, \tilde{p}, \tilde{q}$
		$S+RLC$									$\bar{q}, \tilde{p}, \tilde{q}$
	несиметричне	R									\tilde{p}, \tilde{q}
		RLC									$\bar{q}, \tilde{p}, \tilde{q}$
		$S+RLC$									$\bar{q}, \tilde{p}, \tilde{q}$
чотирипровідна система	симетричне	R									$\tilde{p}, \tilde{q}, \tilde{r}$
		RLC									$\bar{q}, \tilde{p}, \tilde{q}, \tilde{r}$
		$S+RLC$									$\bar{q}, \tilde{p}, \tilde{q}, \tilde{r}$
	несиметричне	R									$\bar{q}, \tilde{p}, \tilde{q}, \tilde{r}$
		RLC									$\bar{q}, \tilde{p}, \tilde{q}, \tilde{r}$
		$S+RLC$									$\bar{q}, \tilde{r}, \tilde{p}, \tilde{q}, \tilde{r}$

Типи навантаження позначено: « R », « RLC » та « $S+RLC$ » (нелінійне). Символами «○» та «◇» позначено характеристики мережі: «○» – симетрична синусоїдальна, «◇» – несиметрична синусоїдальна, «○» – несиметрична синусоїдальна, «◇» – несиметрична несинусоїдальна. Зафарбовані клітинки відповідають наявності згаданих складових потужностей за цих умов.

Перетворення миттєвих значень напруг та струмів у системах $p-q-r$ координат і у зворотному напрямку з коригуванням складових потужності в практичному застосуванні вимагають складних обчислень у реальному часі на кожному модуляційному періоді (рис. 12). Для практичного застосування актуальними є такі вирази, за якими після отримання миттєвих значень енергетичних параметрів вимірюваної системи розраховуються миттєві значення струмів компенсатора без надлишкових просторових перетворень координат. Також варто зазначити, що при розрахунку струмів компенсатора використовуються тільки складові миттєвої потужності, оперування якими забезпечує топологія його силової схеми.

За результатами аналізу даних таблиці отримано співвідношення, що відповідають варіантам реалізації компенсаторів та враховують їх можливості. Для трифазного трипровідного навантаження складові потужності \bar{q} та \tilde{q} є основними, що підлягають компенсації.

За рахунк використання миттєвих значень виключно лінійних напруг мережі живлення повний цикл математичних перетворень при розрахунку струмів компенсатора спрощено таким чином:

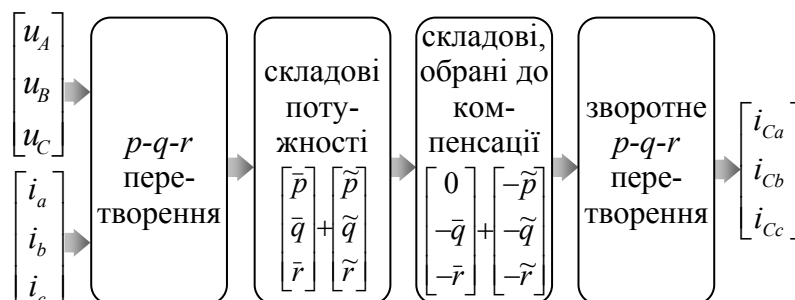


Рис. 12

при $\hat{p} = \begin{bmatrix} 0 \\ -q \\ 0 \end{bmatrix}$,

$$\begin{bmatrix} i_{Ca} \\ i_{Cb} \\ i_{Cc} \end{bmatrix} = \frac{-1}{\Delta} \begin{bmatrix} u_{bc}^2 & u_{ca}u_{bc} & u_{ab}u_{bc} \\ u_{bc}u_{ca} & u_{ca}^2 & u_{ab}u_{ca} \\ u_{bc}u_{ab} & u_{ca}u_{ab} & u_{ab}^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \quad \Delta = u_{ab}^2 + u_{bc}^2 + u_{ca}^2, \quad \begin{matrix} u_{ab} = u_A - u_B \\ u_{bc} = u_B - u_C, \\ u_{ca} = u_C - u_A \end{matrix} \quad (16)$$

$$\text{при } \hat{p} = \begin{bmatrix} \Delta p - \tilde{p} \\ -q \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} i_{Ca} \\ i_{Cb} \\ i_{Cc} \end{bmatrix} = \frac{-1}{\Delta} \begin{bmatrix} u_{bc}^2 & u_{ca}u_{bc} & u_{ab}u_{bc} \\ u_{bc}u_{ca} & u_{ca}^2 & u_{ab}u_{ca} \\ u_{bc}u_{ab} & u_{ca}u_{ab} & u_{ab}^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{3(\Delta p - \tilde{p})}{(u_{ab} - u_{bc})^2 + (u_{bc} - u_{ca})^2 + (u_{ca} - u_{ab})^2} \begin{bmatrix} u_{ab} - u_{ca} \\ u_{bc} - u_{ab} \\ u_{ca} - u_{bc} \end{bmatrix}, \quad (17)$$

$$\text{при } \hat{p} = \begin{bmatrix} 0 \\ -q \\ -r \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} i_{Ca} \\ i_{Cb} \\ i_{Cc} \end{bmatrix} = \frac{p}{u_A^2 + u_B^2 + u_C^2} \cdot \begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \quad (18)$$

$$\text{при } \hat{p} = \begin{bmatrix} \Delta p - \tilde{p} \\ -\bar{q} - \tilde{q} \\ -\bar{r} - \tilde{r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{cp} - p + \Delta p \\ -q \\ -r \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} i_{Ca} \\ i_{Cb} \\ i_{Cc} \end{bmatrix} = \frac{P_{cp} + \Delta p}{u_A^2 + u_B^2 + u_C^2} \cdot \begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \quad (19)$$

де $P_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt$ – середнє значення потужності за період напруги мережі; $\tilde{p} = P_{cp} - p$ –

змінна складова активної потужності; $p = u_A \cdot i_a + u_B \cdot i_b + u_C \cdot i_c$; Δp – додаткова складова активної потужності, що використовується компенсатором для власних потреб та здійснення енергообміну мережі живлення і навантаження з буферним чи додатковим джерелом електроенергії. Активна складова потужності, яку споживає компенсатор, є невід’ємною умовою функціонування активного фільтра із забезпеченням сталості напруги буферного джерела (буферної ємності). Зміна напруг буферної ємності свідчить про споживання чи накопичення енергії в ній, саме тому для регулювання напруги буферного джерела використовується активна складова потужності.

Компенсація складових потужності в точках підключення споживачів електроенергії із застосуванням активних фільтрів здійснюється за поширеною практикою на базі АІН. Вирішення цієї задачі базується на обчисленні необхідних реактивних струмів компенсації та відпрацюванні їх з використанням релейного режиму роботи ключів у заданому коридорі струму. Використання МП для реалізації автономних систем компенсації складових миттєвої потужності до цього часу не досліджувалось, а алгоритми роботи систем на його основі не перевірялися. У роботі запропоновано регулювання струму компенсації на базі просторово-векторних підходів із застосуванням просторових векторів струмів та напруг перетворювачів (рис. 13) безвідносно до топології їх силових схем. Розподіл струмів у системі «мережа живлення – навантаження» з під’єднанням паралельним компенсатором здійснюється відповідно до першого закону Кірхгофа: $\mathbf{I}_C = \mathbf{I}_1 - \mathbf{I}_2$, де \mathbf{I}_C – матриця-вектор заданих струмів компенсатора; \mathbf{I}_1 – матриця-вектор розрахованих струмів мережі; \mathbf{I}_2 – матриця-вектор вимірних струмів навантаження. Використовуючи інформацію про розташування векторів заданого та реального струмів компенсатора, система керування обчислює вектор похибки $\bar{i}_\Delta = \bar{i}_C - \bar{i}_L$, кутове положення якого задає напрямок вектора керування \bar{u}_L , тобто вектора напруги на реакторі (рис. 13) і, тим самим, напруги компенсатора $\bar{u}_C = \bar{u} + \bar{u}_L$. Вектор вихідної напруги перетворювача формується таким чином, щоб на кожному циклі ШІМ напрямок вектора \bar{u}_L співпадав з напрямком вектора похибки \bar{i}_Δ . Таке розташування обумовлене тим, що вектор похибки визначає невідповідність вимірних струмів компенсатора струмам завдання. Розкладання вектора похибки по ортах a, b, c визначає відхилення (з різними знаками) струмів у фазах компенсатора:

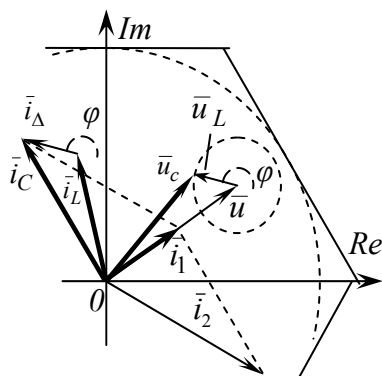


Рис. 13

$$\begin{bmatrix} i_{Ca} \\ i_{Cb} \\ i_{Cc} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{\Delta a} \\ i_{\Delta b} \\ i_{\Delta c} \end{bmatrix}, \quad \bar{u}_L = \begin{bmatrix} u_{La} \\ u_{Lb} \\ u_{Lc} \end{bmatrix} = L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \end{bmatrix} \approx \frac{L}{T} \begin{bmatrix} i_{\Delta a} \\ i_{\Delta b} \\ i_{\Delta c} \end{bmatrix} = \upsilon \begin{bmatrix} i_{\Delta a} \\ i_{\Delta b} \\ i_{\Delta c} \end{bmatrix}, \quad (20)$$

де $\upsilon = L/T$, T – інтервал часу між вимірюваннями, або тактовий період ШІМ.

Координати вектора \bar{u}_L визначаються пропорційним способом за наступними виразами: $u_{L\alpha} = k \bar{i}_{\Delta\alpha} / |\bar{i}_{\Delta}|$, $u_{L\beta} = k \bar{i}_{\Delta\beta} / |\bar{i}_{\Delta}|$, де $\bar{i}_{\Delta\alpha} = \text{Re}(\bar{i}_{\Delta})$, $\bar{i}_{\Delta\beta} = \text{Im}(\bar{i}_{\Delta})$, $u_{L\alpha}$ та $u_{L\beta}$ – координати вектора \bar{u}_L в $\alpha\beta$ координатах; k – значення модуля вектора \bar{u}_L , тобто радіус кола, утвореного кінцем вектора \bar{u}_L (рис. 14).

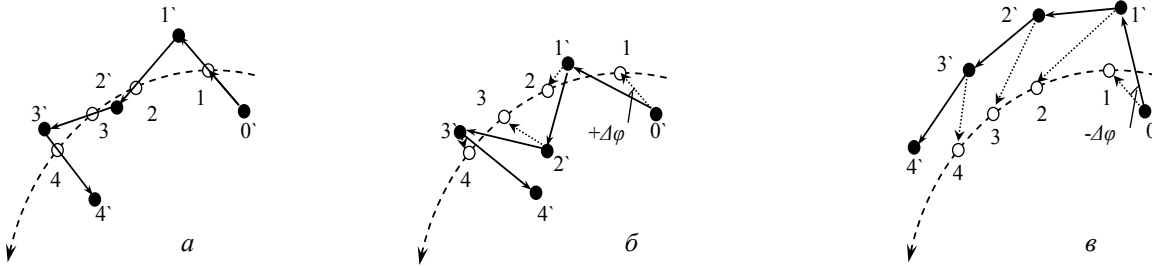


Рис. 14

Виконане математичне моделювання показало справедливості припущень щодо визначення напрямку розташування вектора \bar{u}_L . При відхиленні вектора керування \bar{u}_L від оптимального розташування відбувається перегулювання струму компенсатора (рис. 14). Затемнені кола відповідають пересуванню кінців вектора струму компенсатора. Пунктиром позначено вектори похибки, суцільними лініями – напрямки векторів \bar{u}_L , які пропорційні елементарному переміщенню вектора струму компенсатора за цикл ШІМ. На рис. 14 а напрямки векторів керування та відхилення співпадають, а на рис. 14 б, в напрямки цих векторів відрізняються на деякі кути $+\Delta\varphi$ та $-\Delta\varphi$.

Для узгодженої роботи системи компенсації похідна струму компенсатора повинна бути більшою від похідної струмів навантаження на будь-якому часовому інтервалі: $\Delta i_C = u_L \cdot T/L > \Delta i_H$, де Δi_C – елементарний приріст струму компенсатора за цикл ШІМ, який визначений тривалістю T ; u_L – напруга, прикладена до обмоток реактора; L – індуктивність реактора; Δi_H – приріст струмів навантаження за цикл ШІМ. На рис. 15 представлено графічну інтерпретацію наведеної нерівності, яка задає умови функціонування компенсатора. На рисунку показано перетини площин, які відповідають обмеженням, що накладаються на поверхню. У межах площин, паралельних осям $\{u_L, L\}$, введено обмеження: переріз AB за наведеною нерівністю та максимальне значення Δi_C , обмежене перерізом CD . У площині, паралельній осям $\{\Delta i_C, u_L\}$, вводиться обмеження на мінімальну індуктивність, яке показано перерізом BC . У площині, паралельній осям $\{\Delta i_C, L\}$, пролягає обмеження за максимальною напругою (переріз DA).

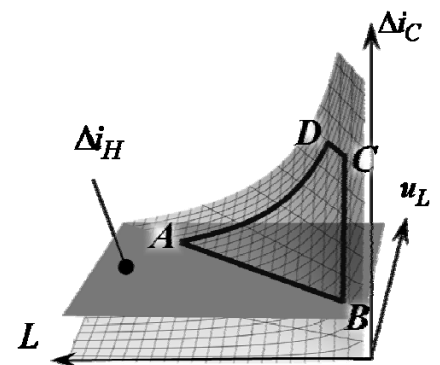


Рис. 15

1. Антонов А.Е., Петухов И.С., Рекстина Л.В. Однофазный двигатель постоянного тока с эксцентричной магнитной системой ротора // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. пр. – К.: ІЕД НАНУ, 2013. – Вип. 36. – С. 32–36.
2. Антонов О.Є., Михальський В.М., Кіреєв В.Г., Петухов І.С., Соболев В.В., Шаповал І.А., Чопик В.В., Філоменко А.А. Дослідження напівпровідникових перетворювачів електроенергії та електромеханічних систем на основі магнітоелектричних двигунів // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. пр. – К.: ІЕД НАНУ, 2013. – Вип. 35. – С. 5–15.
3. Аркадьев В.К. Теория электромагнитного поля в ферромагнитном металле // Ж.Р.Ф.О. – 1913. – № 45. – С. 312–344.

4. *Вонсовский С.В.* Магнетизм. – М.: Наука, 1984. – 208 с.
5. *Калантаров П.Л., Нейман Л.Р.* Теоретические основы электротехники. – Л.-М.: Госэнергоиздат, 1951. – 464 с.
6. *Мисак Т.В., Михальський В.М.* Аналітичне представлення векторного керування матричним перетворювачем з використанням ковзного режиму // *Энергосбережение, энергетика, энергоаудит.* Спец. вып. – 2013. – Т. 2. – № 8(114). – С. 70–77.
7. *Мисак Т.В., Михальський В.М.* Формування вхідного струму в системі "мережа – вхідний LC-фільтр – матричний перетворювач – асинхронний двигун" в ковзному режимі // *Вісник Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут».* – Х.: НТУ «ХПІ». – 2013. – № 36(1009) – С. 246–247.
8. *Михальський В.М., Поліщук С.Й., Соболев В.М., Чопик В.В., Шаповал І.А.* Способи мінімізації небажаних складових миттєвої потужності із застосуванням паралельних активних фільтрів // *Энергосбережение, энергетика, энергоаудит.* Спец. вып. – 2013. – Т.1. № 8(114). – С. 224–226.
9. *Мысак Т.В.* Особенности формирования выходного напряжения и входного тока матричных преобразователей при управлении с использованием скользящего режима // *Техн. електродинаміка.* – 2013. – № 1. – С. 24–33.
10. *Петухов И.С.* Модель векторного гистерезиса при периодическом электромагнитном поле // *Техн. електродинаміка.* – 2014. – № 1. – С. 28–33.
11. *Петухов И.С.* Учет явления гистерезиса при численном моделировании периодического электромагнитного поля в ферромагнетике // *Техн. електродинаміка.* – 2012. – № 2. – С. 17–18.
12. *Поліщук С.Й.* Мінімізація втрат в кабелях трифазної чотирипровідної мережі з паралельними активними фільтрами за допомогою миттєвої компенсації // *Энергосбережение, энергетика, энергоаудит.* Спец. вып. – 2013. – Т. 2. № 8(114). – С. 200–206.
13. *Поліщук С.Й., Артеменко М.Ю., Михальський В.М.* Аналітична побудова координатних систем у теорії миттєвої потужності трифазних кіл для керування пристроями активної фільтрації // *Техн. електродинаміка.* – 2013. – № 2. – С. 25–35.
14. *Поліщук С.Й., Артеменко М.Ю., Михальський В.М., Батрак Л.М., Шаповал І.А.* Стратегія керування паралельним активним фільтром з частковим послабленням складової нульової послідовності напруг трифазної чотирипровідної мережі // *Техн. електродинаміка.* – 2013. – № 3. – С. 12–19.
15. *Чопик В.В.* Розширення діапазону регулювання вхідної реактивної потужності матричного перетворювача при застосуванні в складі паралельного активного фільтра // *Энергосбережение, энергетика, энергоаудит.* Спец. вып. – 2013. – Т.1. № 8(114). – С. 141–145.
16. *Чопик В.В., Михальський В.М., Поліщук С.Й., Соболев В.М., Шаповал І.А.* Просторово-векторне керування паралельними активними фільтрами // *Техн. електродинаміка.* – 2013. – № 4. – С. 34–41.
17. *Artemenko M.Yu., Batrak L.M., Polishchuk S.Y., Mykhalskyi V.M., Shapoval I.A.* Minimization of Cable Losses in Three-Phase Four-Wire Systems by means of Instantaneous Compensation with Shunt Active Filters // *Proceedings of the IEEE XXXIII International Scientific Conference Electronics and Nanotechnology (ELNANO) 2013.* – Kyiv (Ukraine). – 16-19 April 2013. – P. 359–362.
18. *Ivanyi A.* Hysteresis in rotation magnetic field. *Physica B-Condensed Matter.* – Vol. 275. – No. (1–3). – 2000. – P. 107–113.
19. *Jiles D.C., Atherton D.L.* Theory of ferromagnetic hysteresis // *Journal of Applied Physics.* – 1984. – Vol. 55. – No. 6. – Pp. 2115–2120.
20. *Mayergoyz I.D.* Mathematical models of hysteresis. – N.Y.: Springer-Verlag, 1991. – 207 p.
21. *Preisach F.* Uber die magnetische Nachwirkung // *Zeitschrift fur Physik.* – 1935. – No. 94. – P. 277–302.
22. *Stoner E., Wohlfarth E.* A mechanism of magnetic hysteresis in heterogeneous alloys // *IEEE Trans. On Magn.* – 1991. – Vol. 27. – P. 3475–3518.
23. *Пат.* 84949 Україна, МПК H02P 9/00. Спосіб керування паралельним активним фільтром чотирипровідної трифазної мережі / Поліщук С.Й., Артеменко М.Ю., Михальський В.М., Батрак Л.М.; Власник Інститут електродинаміки НАН України. – № u 2013 04158; Заявл. 03.04.2013; Опубл. 11.11.2013, Бюл. №21.

УДК 621.313

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

Інститут електродинаміки НАН України,

пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03680, Україна

Процессы преобразования энергии в электромеханических и полупроводниковых преобразователях новых типов

Сжато раскрыто содержание научных исследований, которые проводились в отделе преобразования и стабилизации электромагнитных процессов ИЭД НАН Украины в 2013 году. Приведены основные научные результаты этих исследований. Библ. 23, рис. 15, таблица.

Ключевые слова: матричный преобразователь, скользящие режимы, реактивная мощность, электромагнитная совместимость, параллельный активный фильтр, магнитоэлектрический преобразователь энергии, электрическая машина магнитоэлектрического типа.

O.Ye. Antonov, V.M. Mykhalskyi, V.H. Kireiev, I.S. Pietukhov, T.V. Mysak, S.Y. Polishchuk, I.A. Shapoval, V.V. Chopyk, A.A. Filomenko

Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,
Peremohy, 56, Kyiv-57, 03680, Ukraine

Power conversion processes in the semiconductor and the electromechanical converters of new types

The content of scientific research conducted in the department of conversion and stabilization of electromagnetic processes of IED NAS of Ukraine in 2013 is briefly presented. The main scientific results of these studies are reported. References 23, figures 15, table.

Key words: matrix converter, sliding modes, reactive power, electromagnetic compatibility, shunt active filter, magneto-electric energy converter, magnet type rotating electric machine.

Надійшла 1.04.2014

Received 1.04.2014