

КЕРУВАННЯ МАШИНОЮ ПОДВІЙНОГО ЖИВЛЕННЯ З МАТРИЧНИМ ПЕРЕТВОРЮВАЧЕМ В КОЛІ РОТОРА ПРИ НЕСИМЕТРІЇ НАПРУГ МЕРЕЖІ ЖИВЛЕННЯ

1. Вступ

Машина подвійного живлення (МПЖ) широко використовується як генератор електричної енергії, зокрема, у вітрогенеруючих установках середньої і високої потужності зі змінною швидкістю з перетворювачем частоти і напруги в колі ротора (рис. 1). Нині ця топологія займає близько 50% ринку вітрової енергії [1]. В більшості досліджень керування МПЖ розглядається за умови симетричної системи напруг мережі [2], [3]. Але на практиці в багатьох випадках виникає несиметрія напруг мережі живлення. Якщо система керування МПЖ не буде враховувати цю несиметрію, то струми статора можуть мати значну несиметрію навіть при невеликій несиметрії напруг мережі. Несиметричні струми, в свою чергу, створюють умови для пульсацій моменту МПЖ і нерівномірного нагрівання трифазної обмотки статора. В результаті така вітрогенеруюча установка повинна бути відключена від мережі при несиметрії напруг трифазного джерела.

При несиметрії напруг мережі живлення у статорі МПЖ виникають струми зворотної послідовності. Ці статорні струми викликають потокозчеплення зворотної послідовності статора, які обумовлюють пульсації моменту, активної і реактивної потужності. Потокозчеплення зворотної послідовності статора, в свою чергу, викликають напругу зворотної послідовності в роторі, що призводить до виникнення значних струмів зворотної послідовності в роторі. Пульсації моменту можуть призводити як до акустичних шумів, так і до пошкодження валу ротора або редуктора.

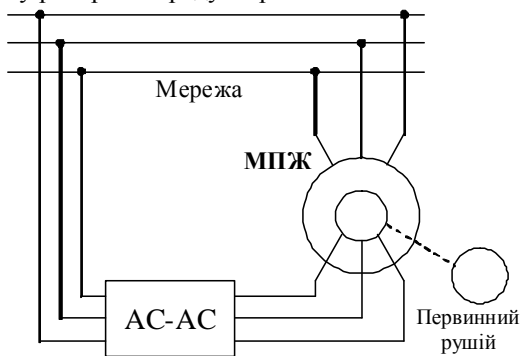


Рис. 1. Блок-схема МПЖ

Традиційно для керування струмами ротора МПЖ використовуються АС-DC-АС двонаправлені перетворювачі, розраховані тільки на частину номінальної потужності МПЖ [3], [4]. В останні роки спостерігається зростаючий інтерес до перетворювачів з безпосереднім перетворенням енергії, з синусоїдальними вхідними і вихідними струмами без пасивних компонентів у колі постійного струму. Одним з таких перетворювачів є матричний перетворювач (МП). МП має ряд переваг у порівнянні з іншими типами перетворювачів частоти: просто забезпечується двонаправлений потік енергії, що дозволяє здійснювати роботу на швидкостях нижче і вище синхронної; є можливість формування кривих вхідних і вихідних струмів зі сприятливим вмістом вищих гармонік і відсутністю субгармонік.

Алгоритми компенсації впливу несиметрії напруг мережі живлення на роботу МПЖ достатньо повно розглянуто в літературі, але вони зосереджені на роботі з АС-DC-АС двонаправленими перетворювачами [5]-[10], в той час як робота МП у складі МПЖ при несиметрії напруг мережі живлення має свої особливості.

Метою даної статті є дослідження алгоритмів керування МПЖ з МП при несиметрії напруг мережі живлення. Стаття організована таким чином. В розділі 2 представлено алгоритми керування МПЖ при несиметрії напруг мережі живлення. В розділі 3 описано алгоритм керування МП в колі ротора при несиметрії напруг мережі живлення.

2. АЛГОРИТМИ КЕРУВАННЯ МАШИНОЮ ПОДВІЙНОГО ЖИВЛЕННЯ ПРИ НЕСИМЕТРІЇ НАПРУГ МЕРЕЖІ ЖИВЛЕННЯ

Еквівалентна двофазна модель симетричної МПЖ, за умови лінійності магнітних кіл і симетричному живленні, представлена в синхронній системі координат d - q , має вигляд [11]:

$$\begin{aligned} \dot{e} &= \omega, \\ \dot{i} &= \frac{1}{J} \left(\frac{3}{2} L_m \vec{i}_1^T J \vec{i}_2 - n\omega - M_n \right), \end{aligned} \quad (1)$$

$$\begin{pmatrix} \dot{i}_1 \\ \dot{i}_2 \end{pmatrix} = \mathbf{L}^{-1} \begin{pmatrix} -\mathbf{R}_1 \vec{i}_1 - \omega_0 \mathbf{J} (\mathbf{L}_1 \vec{i}_1 + \mathbf{L}_m \vec{i}_2) + \vec{u}_1 \\ -\mathbf{R}_2 \vec{i}_2 - (\omega_0 - \omega) \mathbf{J} (\mathbf{L}_m \vec{i}_1 + \mathbf{L}_2 \vec{i}_2) + \vec{u}_2 \end{pmatrix}, \quad (2)$$

$$\dot{e}_0 = \omega_0. \quad (3)$$

Індекси 1, 2 використовуються для позначення змінних статора і ротора відповідно; змінні e , ω - кутове положення і швидкість ротора, M_n - момент навантаження, $\vec{u}_1 = (u_{1d}, u_{1q})^T$, $\vec{u}_2 = (u_{2d}, u_{2q})^T$, $\vec{i}_1 = (i_{1d}, i_{1q})^T$,

$\vec{i}_2 = (i_{2d}, i_{2q})^T$ - вектори напруг і струмів статора та ротора, змінна e_0 – кутове положення системи координат d - q щодо стаціонарної системи координат статора a - b ; індекси d, q вказують на компоненти векторів у системі координат d - q .

Параметри електричної машини визначені таким чином:

$$\mathbf{L}_1 = \text{diag}(L_1, L_1), \mathbf{L}_2 = \text{diag}(L_2, L_2), \mathbf{L}_m = \text{diag}(L_m, L_m), \mathbf{R}_1 = \text{diag}(R_1, R_1), \mathbf{R}_2 = \text{diag}(R_2, R_2), \mathbf{L} = \begin{bmatrix} L_1 & L_m \\ L_m & L_2 \end{bmatrix},$$

де R_1, R_2, L_1, L_2 – опори та індуктивності статора/ротора, L_m – індуктивність намагнічування, \mathbf{L} – матриця індуктивностей розміром 4×4 ($\mathbf{L}^T = \mathbf{L} > 0$), J – приведений момент інерції, ν – коефіцієнт в'язкого тертя. Одна пара полюсів приймається без втрати спільності аналізу.

Струми і потокозчеплення співвідносяться як

$$\begin{aligned} \psi_{1d} &= L_1 i_{1d} + L_m i_{2d}, \\ \psi_{1q} &= L_1 i_{1q} + L_m i_{2q}. \end{aligned} \quad (4)$$

Реальні керуючі напруги, що прикладаються до ротора, визначаються за допомогою перетворення координат

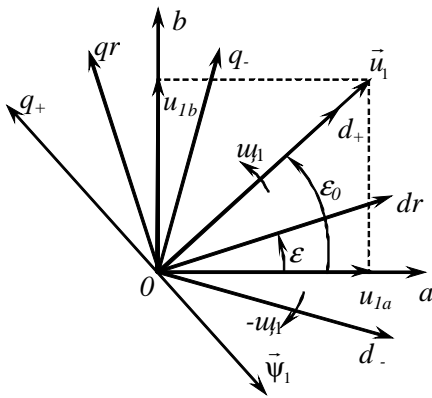


Рис. 2. Співвідношення між системами координат

$$\begin{pmatrix} u_{2dr} \\ u_{2qr} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\epsilon_1 - \epsilon) & -\sin(\epsilon_1 - \epsilon) \\ \sin(\epsilon_1 - \epsilon) & \cos(\epsilon_1 - \epsilon) \end{bmatrix} \begin{pmatrix} u_{2d} \\ u_{2q} \end{pmatrix},$$

де ϵ_1 і ϵ – відповідно кутове положення вектора напруги мережі і кутове положення ротора МПЖ.

Просторове положення синхронної системи координат задається вектором напруги мережі (статора), а кутове положення вектора потокозчеплення статора (ортогонального до вектора напруги) керується завданням його амплітуди як функції генерованого моменту. На рис. 2 показано просторове співвідношення між системами координат: стаціонарною a - b , роторною dr - qr і системами координат d - q_+ і d - q_- , що обертаються з кутовими частотами ω_1 і $-\omega_1$ відповідно.

Змінні в системах координат d - q_+ і d - q_- визначаються за допомогою перетворень:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{1+}^{(d-q)} &= e^{-J\omega_1 t} \mathbf{x}_1^{(a-b)}, \quad \mathbf{x}_{1-}^{(d-q)} = e^{J\omega_1 t} \mathbf{x}_1^{(a-b)}, \\ \mathbf{x}_{1+}^{(d-q)} &= e^{-J2\omega_1 t} \mathbf{x}_1^{(d-q)}, \quad \mathbf{x}_{1-}^{(d-q)} = e^{J2\omega_1 t} \mathbf{x}_1^{(d-q)}, \\ \mathbf{x}_{2+}^{(d-q)} &= e^{-J(\epsilon_0 - \epsilon)} \mathbf{x}_2^{(dr-qr)}, \quad \mathbf{x}_{2-}^{(d-q)} = e^{J(\epsilon_0 - \epsilon)} \mathbf{x}_2^{(dr-qr)}, \end{aligned} \quad (6)$$

де $e^{-J\varphi} = \begin{bmatrix} \cos \varphi & \sin \varphi \\ -\sin \varphi & \cos \varphi \end{bmatrix}$, $\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$, а $\mathbf{x}^{(s-z)}$ представляє двомірний вектор напруги, струму або потокозчеплення; індекси dr, qr позначають вектори змінних у системі координат, пов'язаній з ротором.

За умови несиметрії напруг мережі живлення напруги, струми і потокозчеплення МПЖ містять компоненти прямої і зворотної послідовності. Це призводить до пульсацій моменту, активної і реактивної потужностей з подвійною частотою мережі відносно середнього значення

$$\begin{aligned} M_e &= M_{e,cep} + M_{e,\sin 2} \sin(2\omega_1 t) + M_{e,\cos 2} \cos(2\omega_1 t), \\ P_1 &= P_{1,cep} + P_{1,\sin 2} \sin(2\omega_1 t) + P_{1,\cos 2} \cos(2\omega_1 t), \\ Q_1 &= Q_{1,cep} + Q_{1,\sin 2} \sin(2\omega_1 t) + Q_{1,\cos 2} \cos(2\omega_1 t). \end{aligned} \quad (7)$$

Для мінімізації пульсацій моменту задаються нульові значення компоненти реактивної потужності статора подвійної частоти. Таким чином, використовуються два незалежні регулятори струму для прямої та зворотної послідовності струму ротора, які забезпечують значне зменшення пульсацій моменту. Аналогічно використовуються два незалежні регулятори струму (прямої та зворотної послідовності) статора для мінімізації пульсацій активної потужності. Активна та реактивна потужність статора керується регулюванням струму та напруги ротора.

Останнім часом значна увага приділялась поліпшенню роботи МПЖ при роботі на несиметричну мережу. В [5] запропоновано алгоритм з двома ПІ регуляторами в поєднанні з алгоритмом векторного керування, де один з регуляторів призначено для прямої послідовності струму ротора, а інший – для зворотної. Такий алгоритм вимагає розділення складових прямої та зворотної послідовностей напруги статора, струму статора та струму ротора. Внаслідок чого можна досягти стабільної роботи в статичному режимі, але при цьому отримуємо повільну реакцію в перехідних процесах та низьку стабільність системи.

ПІ-регулятор разом з резонансним регулятором струму для регулювання складових прямої та зворотної послідовності струму статора при несиметричній мережі, представлений в [6], має кращу динаміку системи, але ускладнює систему керування та налаштування параметрів регуляторів струму.

В [7] запропоновано вдосконалений алгоритм прямого керування потужністю керованої вітрової турбіни з

МПЖ при роботі на несиметричну мережу (до 20% несиметрії напруг). Даний алгоритм базується на використанні ковзного режиму, який безпосередньо регулює миттєві значення активної та реактивної потужностей в стаціонарній системі координат без необхідності синхронного перетворення координат або слідування за фазовим кутом напруги мережі. За допомогою запропонованого методу компенсації несиметрії досягаються три вибрані цілі керування, а саме:

- отримання синусоїдальних та симетричних струмів статора;
- виключення пульсацій реактивної потужності статора;
- виключення пульсацій активної потужності статора.

Запропоновані три цілі керування можуть бути досягнуті без необхідності розділення складових зворотної та прямої послідовностей напруги статора, струму статора та струму ротора. Також алгоритм керування дозволяє виключити пульсації електромагнітного моменту разом з компенсацією пульсацій реактивної потужності.

В [8], [9] представлено алгоритми керування МПЖ, які мінімізують пульсації електромагнітного моменту шляхом використання складових зворотної послідовності струму ротора.

Всі розглянуті алгоритми компенсації впливу несиметрії мережі живлення на роботу МПЖ представлено з використанням двонаправленого перетворювача з ланкою постійного струму (back-to-back). Розглянемо особливості роботи МП в складі МПЖ при несиметрії напруг мережі живлення.

3. АЛГОРИТМИ КЕРУВАННЯ МАТРИЧНИМ ПЕРЕТВОРЮВАЧЕМ В КОЛІ РОТОРА МПЖ ПРИ НЕСИМЕТРІЇ НАПРУГ МЕРЕЖІ ЖИВЛЕННЯ

З відомих підходів до поліпшення гармонічного складу вхідного струму МП в умовах несиметрії трифазного джерела живлення можна виділити два основних [12], [13]: перший з них базується на забезпеченні нульового фазового зсуву між просторовими векторами вхідних напруги і струму, другий – на динамічній модуляції кута зсуву між цими векторами на циклах ШІМ у функції величини модулів прямої і зворотної послідовностей складових напруги.

В умовах незбалансованої мережі формування вектора вхідного струму може здійснюватись уздовж якогось обраного напрямку. Цей напрямок може бути представлено опорним вектором \mathbf{l} , який називається модуляційним вектором (рис. 3).

У стратегії керування використовується рівняння [14] у вигляді скалярного добутку

$$\mathbf{l} \bullet \mathbf{j}\mathbf{i}_i = 0, \quad (8)$$

де \mathbf{i}_i - просторовий вектор вхідного струму перетворювача. Величина амплітуди модуляційного вектора в даному випадку неважлива, має значення лише його кутове положення.

Вважаючи силові ключі перетворювача ідеальними, приймаємо, що миттєва потужність на вході перетворювача p_i дорівнює миттєвій вихідній потужності p_o відповідно до виразу:

$$p_i = \frac{3}{2} \mathbf{u}_{i\phi} \bullet \mathbf{i}_i = \frac{3}{4} (\mathbf{u}_{i\phi} \mathbf{i}_i^* + \mathbf{u}_{i\phi}^* \mathbf{i}_i) = p_o, \quad (9)$$

де $\mathbf{u}_{i\phi} = \frac{2}{3} (u_A + \mathbf{a} u_B + \mathbf{a}^2 u_C)$ - просторовий вектор фазної напруги мережі; $\mathbf{a} = e^{j2\pi/3}$; символом *

позначаються комплексно сполучені вектори.

При симетричному навантаженні і відкиданні високочастотних гармонічних складових, що виникають за рахунок комутацій, вихідна потужність p_o є сталою. На підставі (8) і (9) просторовий вектор вхідного струму дорівнює

$$\mathbf{i}_i = \frac{4}{3} \frac{p_o}{\mathbf{u}_{i\phi} \bullet \mathbf{l}^* + \mathbf{u}_{i\phi}^* \bullet \mathbf{l}} \mathbf{l}. \quad (10)$$

Рівняння (10) є основним виразом, що встановлює залежність просторового вектора вхідного струму від трьох величин: вихідної потужності, просторового вектора вхідної напруги і модуляційного вектора.

Стратегія забезпечення нульового фазового зсуву між вхідними струмом та напругою. Стратегія модуляції заснована на забезпеченні нульового фазового зсуву між просторовими векторами вхідних напруги $\mathbf{u}_{i\phi}$ і струму \mathbf{i}_i (стратегія I). Мається на увазі, що

$$\mathbf{l} = \mathbf{u}_{i\phi}. \quad (11)$$

Просторовий вектор фазної напруги мережі в умовах несиметрії може бути виражений з використанням її прямої і зворотної послідовностей:

$$\mathbf{u}_{i\phi} = \mathbf{u}_+ + \mathbf{u}_-^* = \mathbf{U}_+ e^{j\omega t} + \mathbf{U}_-^* e^{-j\omega t}, \quad (12)$$

де вектори прямої і зворотної симетричних складових фазних напруг мережі дорівнюють

$$\begin{aligned} \mathbf{U}_+ &= \frac{1}{3} (U_{Am} e^{j\alpha_A} + \mathbf{a} U_{Bm} e^{j\alpha_B} + \mathbf{a}^2 U_{Cm} e^{j\alpha_C}), \\ \mathbf{U}_-^* &= \frac{1}{3} (U_{Am} e^{-j\alpha_A} + \mathbf{a} U_{Bm} e^{-j\alpha_B} + \mathbf{a}^2 U_{Cm} e^{-j\alpha_C}), \end{aligned} \quad (13)$$

U_{Am} , U_{Bm} , U_{Cm} і α_A , α_B , α_C – максимальні амплітуди і початкові фазові кути фазних напруг мережі відповідно.

Просторові вектори $\mathbf{u}_+ = \mathbf{U}_+ e^{j\omega_1 t}$ і $\mathbf{u}_-^* = \mathbf{U}_-^* e^{-j\omega_1 t}$ обертаються з кутовою частотою ω_1 проти годинникової і за годинниковою стрілкою відповідно. Співвідношення між розглянутими просторовими векторами на площині ілюструє рис. 3.

Відповідно до прийнятого алгоритму зсув фаз φ_i між вхідним струмом і напругою підтримується постійним, а в конкретному випадку (11) - $\varphi_i = \text{const} = 0$.

Після підстановки (10), (11) в (9), застосування комплексного перетворення Фур'є і проміжних математичних перетворень [5] можна отримати наступний вираз для просторового вектора вхідного струму перетворювача:

$$\mathbf{i}_i = \frac{2}{3} \frac{P_o}{\mathbf{U}_+^*} e^{j\omega_1 t} \left[1 + \sum_{k=2}^{\infty} \left(-\frac{\mathbf{U}_-}{\mathbf{U}_+} \right)^{k-1} e^{j2(k-1)\omega_1 t} \right]. \quad (14)$$

У рівнянні (14) містяться основна гармоніка на частоті мережі і ряд вищих гармонічних складових, амплітуди яких залежать від ступеня несиметрії, що виражається співвідношенням $\mathbf{U}_- / \mathbf{U}_+$. На рис. 4 показано криві миттєвих значень струмів вхідних фаз за виразом (14). Прийняті параметри мережі: $U_{Am} = 0,8U_{ном}$, $U_{Bm} = 1,2U_{ном}$, $U_{Cm} = 1,0U_{ном}$, $\alpha_A = 0$, $\alpha_B = -2\pi/3$, $\alpha_C = 5\pi/9$.

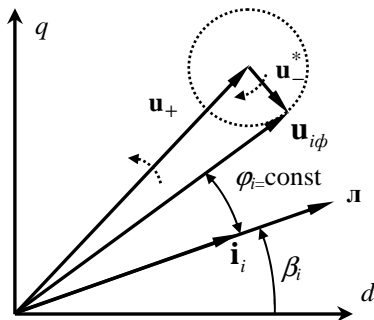


Рис. 3. Співвідношення між просторовими векторами вхідного струму та напруги і модуляційним вектором при $\varphi_i = \text{const}$

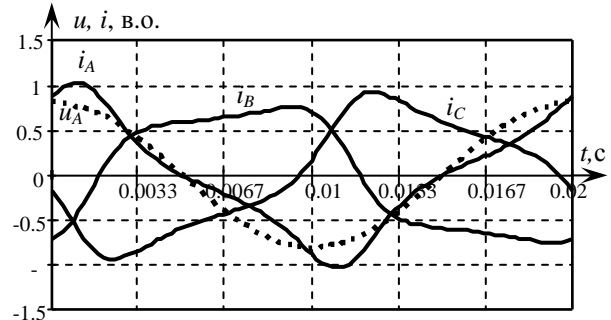


Рис. 4. Криві миттєвих значень струмів вхідних фаз за виразом (9)

Таким чином, запропонована стратегія модуляції, що будується на забезпеченні нульового фазового зсуву між просторовими векторами вхідних напруги і струму перетворювача, виключає циркуляцію реактивних складових повної вхідної потужності, але вхідний струм містить цілу низку гармонічних складових в залежності від ступеня несиметрії напруг мережі.

Стратегія динамічної модуляції фазового зсуву між вхідним струмом та напругою. Ця стратегія модуляції (стратегія II) ставить своєю метою зменшення вмісту гармонік у вхідному струмі в порівнянні з попереднім випадком.

З підстановки (12) в (10) випливає, що зменшення вмісту вищих гармонік можливе при визначенні модуляційного вектора \mathbf{l} таким чином:

$$\mathbf{l} = \mathbf{u}_+ - \mathbf{u}_-^* = \mathbf{U}_+ e^{j\omega_1 t} - \mathbf{U}_-^* e^{-j\omega_1 t}. \quad (15)$$

Для такої стратегії модуляції вхідного струму співвідношення між розглянутими просторовими векторами показано на рис. 5. З нього видно, що напрямок модуляційного вектора \mathbf{l} стосовно $\mathbf{u}_{i\phi}$ не є постійним, тобто здійснюється динамічна модуляція величини зсуву просторового вектора вхідного струму щодо просторового вектора напруги мережі.

Враховуючи (12) і (15), з (10) можна отримати такий вираз:

$$\mathbf{i}_i = \frac{2}{3} \frac{P_o}{|\mathbf{U}_+|^2 - |\mathbf{U}_-|^2} (\mathbf{U}_+ e^{j\omega_1 t} - \mathbf{U}_-^* e^{-j\omega_1 t}). \quad (16)$$

У цьому випадку в спектрі вхідного струму містяться тільки пряма і зворотна послідовності основної гармоніки, що забезпечує несиметричні, але синусоїдальні лінійні струми (рис. 6).

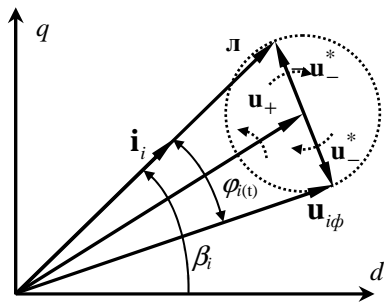


Рис. 5. Співвідношення між просторовими векторами вхідних струму та напруги і модуляційним вектором при $\varphi_i = \text{var}$

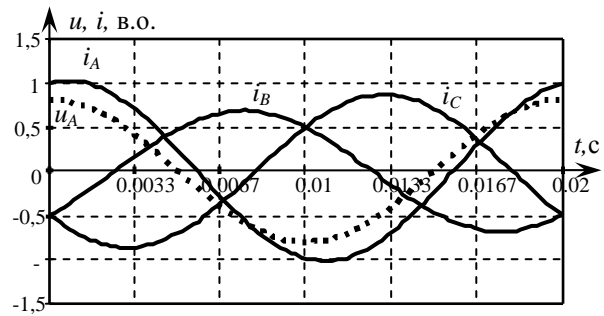


Рис. 6. Криві миттєвих значень струмів вхідних фаз за виразом (11)

Викладена стратегія не забезпечує миттєвих нульових фазових зсувів між вхідними струмом і напругою перетворювача. Можна також відзначити, що в умовах несиметричної системи живлення відповідно до цієї стратегії вектор вхідного струму МП модулюється уздовж того ж напрямку, що і у стратегії I, але, на відміну від цієї стратегії, тут підтримується $\mathbf{u}_- = 0$ і $\mathbf{u}_{i\phi} = \mathbf{u}_+$.

Запропонований підхід до керування перетворювачем, заснований на динамічній модуляції величини фазового зсуву між просторовими векторами вхідних напруги і струму, забезпечує синусоїдальність вхідних струмів, сталість суми миттєвих активних потужностей на вході МП, але при цьому виникають фазові зсуви між вхідними напругами та відповідними струмами та, як наслідок, виникає циркуляція реактивної потужності в системі "мережа – перетворювач".

4. ВИСНОВКИ

Порівняння описаних вище підходів до компенсації впливу несиметрії напруг мережі живлення на роботу МПЖ з МП в колі ротора дозволяє зробити висновок про те, що окремими алгоритмами керування досягаються різні цілі керування, а саме: отримання синусоїдальних та симетричних струмів статора; виключення пульсацій реактивної потужності статора; виключення пульсацій активної потужності статора; мінімізація пульсацій електромагнітного моменту. При цьому зазначені алгоритми поліпшують сумісність системи генерування на основі МПЖ і мережі живлення.

Окремо розглянуто стратегії керування МП в складі МПЖ при несиметрії мережі живлення. Стратегія I забезпечує нульові фазові зсуви між вхідними фазними напругами та відповідними струмами при несинусоїдальності цих струмів, а стратегія II – синусоїдальні вхідні струми при ненульових фазових зсувах з відповідними напругами, що обумовлює циркуляцію реактивних складових потужності. З точки зору якості енергії, яку генерує МПЖ, стратегія II має переваги, особливо при значній несиметрії вхідних напруг.

ЛІТЕРАТУРА

- [1] Liserre M., Cardenas R., Molinas M., Rodriguez J. Overview of multi-MW wind turbines and wind parks // IEEE Trans. Ind. Electron. – Apr. 2011. – Vol. 58. – No. 4. – P. 1081–1095.
- [2] Пересада С.М., Шаповал І.А., Михальський В.М., Соболев В.М., Чехет Е.М. Векторне керування моментом і реактивною потужністю машини подвійного живлення з матричним перетворювачем // Вісник Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут». – Харків: НТУ «ХПІ». – 2008. – №30. – С. 72-77.
- [3] Cardenas R., Pena R., Alepuz S., Asher G. Overview of control systems for the operation of DFIGs in wind energy applications // IEEE Trans. Ind. Electron. – July. 2013. – Vol. 60. – No.7. – P. 2776–2798.
- [4] Rabelo B. C., Hofmann W., da Silva J. L., de Oliveira R. G., Silva S. R. Reactive power control design in doubly fed induction generators for wind turbines // IEEE Trans. Ind. Electron. – Oct. 2009. – Vol. 56. – No.10. – P. 4154–4162.
- [5] Lai Y. S., Chen J. H. A new approach to direct torque control of induction motor drives for constant inverter switching frequency and torque ripple reduction // IEEE Trans. Energy Convers. – Sep. 2001. – Vol. 16. – No.3. – P. 220–227.
- [6] Xu L., Wang Y. Dynamic modeling and control of DFIG-based wind turbines under unbalanced network conditions // IEEE Trans. Power system. – Feb. 2007. – Vol. 22. – No.1. – P. 314–323.
- [7] Shang L., Hu J. Sliding-mode-based direct power control of grid-connected wind-turbine-driven doubly fed induction generators under unbalanced grid voltage conditions // IEEE Trans. Energy Convers. – June 2012. – Vol. 27. – No.2. – P. 362–373.
- [8] Hu J., He Y., Xu L., Williams B.W. Improved control of DFIG systems during network unbalance using PI-R current regulators // IEEE Trans. Ind. Electron. – Feb. 2009. – Vol. 56. – No.2. – P. 439–451.
- [9] Pimple B.B., Vekhande V.Y., Fernandes B.G. A new direct torque control of doubly-fed induction generator under unbalanced grid voltage // Proc. of IEEE Twenty-Sixth Annual Applied Power Electronics Conference and

- Exposition (APEC). Fort Worth, Texas, USA – 6-11 March 2011. – P. 1576–1581.
- [10] Abad G., Rodriguez M.A., Iwanski G., Poza J. Direct power control of doubly-fed-induction-generator-based wind turbines under unbalanced grid voltage // IEEE Trans. Power. Electron. – Feb. 2010. – Vol. 25. – No.2. – P. 442–452.
- [11] Leonhard W. Control of Electric Drives. – Berlin: Springer-Verlag. - 2001. – 460p.
- [12] Casadei D., Serra G., Tani A. Reduction of the input current harmonic content in matrix converters under input/output unbalance // IEEE Trans. on Ind. Electronics. – June 1998. – Vol.45. – No3. – P.401-411.
- [13] Blaabjerg F., Casadei D., Klumpner C., Matteini M. Comparison of two current modulation strategies for matrix converters under unbalanced input voltage conditions // IEEE Trans. Ind. Electron. – April 2002. – Vol.49. – No.2. – P. 289-296.
- [14] Михальський В.М., Соболев В.М., Чехет Е.М., Чопик В.В., Шаповал І.А. Особливості формування струмів в системі «мережа живлення з несиметричними напругами – матричний перетворювач» // Технічна електродинаміка. Силова електроніка та енергоефективність. – Тематичний випуск. – 2009. – Ч.1. – С.16-23.