

УДК 621.313.333.045

ВИКОРИСТАННЯ СИСТЕМ ПОФАЗНОГО КЕРУВАННЯ ДЛЯ КОРЕКЦІЇ НЕСИМЕТРИЧНИХ РЕЖИМІВ РОБОТИ АСИНХРОННОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДА З ВЕКТОРНИМ КЕРУВАННЯМ**В. О. Мельников**Кременчуцький національний університет імені Михайла Остроградського
вул. Першотравнева, 20, м. Кременчук, 39600, Україна. E-mail: melnykow@gmail.com

На сьогодні відома велика кількість методів полеорієнтованого керування асинхронними двигунами, однак розроблені методи не дозволяють у повній мірі використовувати переваги систем векторного керування електродвигунами, в яких обмотка статора має електричну чи магнітну несиметрію. При цьому внаслідок роботи систем електропривода з пошкодженими двигунами спостерігається значна втрата якості керування, суттєво збільшуються втрати та з'являються змінні складові електромагнітного моменту та споживаної активної потужності. На основі аналізу ортогональних складових електромагнітного моменту показано, що компенсація впливу несиметрії обмоток статора на характеристики асинхронного електропривода досягається шляхом зменшення потокозчеплення несиметричної фази електродвигуна. Оскільки використання класичних підходів побудови систем векторного керування, які базуються на використанні ортогональних моделей двигунів, не дозволяє здійснювати впливи окремо на кожен фазу, для можливості корекції несиметричних режимів роботи електродвигунів необхідно використовувати системи з роздільним регулюванням кожної фази двигуна. Можливість забезпечення високих динамічних характеристик електропривода та незалежне керування потокозчепленням та електромагнітним моментом двигуна в системах із пофазним керуванням може бути досягнуто завдяки наданому в роботі методу компенсації перехресних зв'язків за проекціями струму статора в трифазній системі координат. Проведені в роботі дослідження похибок регулювання сигналів струму та потокозчеплення в нерухомій системі координат підтверджують можливість використання класичних підходів синтезу регуляторів системи векторного керування при регулюванні періодичних сигналів.

Ключові слова: векторне керування, несиметрія, обмотки статора, компенсація, періодичні сигнали.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ СИСТЕМ ПОФАЗНОГО УПРАВЛЕНИЯ ДЛЯ КОРРЕКЦИИ НЕСИММЕТРИЧНЫХ РЕЖИМОВ РАБОТЫ АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА С ВЕКТОРНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ**В. А. Мельников**Кременчугский государственный университет имени Михаила Остроградского
ул. Первомайская, 20, г. Кременчуг, 39600, Украина. E-mail: melnykow@gmail.com

В настоящее время известно большое количество методов полеориентированного управления асинхронными двигателями, однако разработанные методы не позволяют в полной мере использовать преимущества систем векторного управления электродвигателями, в которых обмотка статора имеет электрическую или магнитную несимметрию. При этом в результате работы систем электропривода с поврежденными двигателями наблюдается значительная потеря качества управления, существенно увеличиваются потери и появляются переманные составляющие электромагнитного момента и потребляемой активной мощности. На основе анализа ортогональных составляющих электромагнитного момента показано, что компенсация влияния несимметрии обмоток статора на характеристики асинхронного электропривода достигается путем уменьшения потокозчепления несимметричной фазы электродвигателя. Поскольку использование классических подходов построения систем векторного управления, основанных на использовании ортогональных моделей двигателей, не позволяет осуществлять воздействия отдельно на каждую фазу, для возможности коррекции несимметричных режимов работы электродвигателей необходимо использовать системы с раздельным регулированием каждой фазы двигателя. Возможность обеспечения высоких динамических характеристик электропривода и независимое управление потокозчеплением и электромагнитным моментом двигателя в системах с пофазным управлением может быть достигнуто благодаря представленному в работе методу компенсации перекрестных связей по проекциям тока статора в трехфазной системе координат. Проведенные в работе исследования погрешностей регулирования сигналов тока и потокозчепления в неподвижной системе координат подтверждают возможность использования классических подходов синтеза регуляторов системы векторного управления при регулировании периодических сигналов.

Ключевые слова: векторное управление, несимметрия, обмотки статора, компенсация, периодические сигналы.

АКТУАЛЬНІСТЬ РОБОТИ. Характерною ознакою сучасного етапу розвитку промисловості є значне розширення областей застосування частотно-керуваних асинхронних електроприводів (ЕП). Це пояснюється тим, що системи ЕП із частотним керуванням за своїми регульовальними властивостями не поступаються системам електропривода постійного струму, а за економічними та масогабаритними по-

казниками здебільшого переважають їх. При цьому використання перетворювачів частоти з асинхронним короткозамкнутим двигуном забезпечує такі показники, як економічність роботи при одночасній можливості широкої зміни швидкості та навантаження, широкий діапазон регулювання швидкості як вниз, так і вгору від номінальної, підвищене значення перевантажувальної здатності за моментом і ви-

сока швидкодія при регулюванні координат ЕП (струму, швидкості або положення ротора) машини.

Серед різноманіття розроблених методів керування асинхронними двигунами (АД), незважаючи на простоту та ефективність скалярних систем керування, у більшості випадків перевагу надають системам векторного керування (СВК) [1]. Це зумовлюється широкою сферою використання асинхронних ЕП із СВК: у загальнопромислових механізмах, що вимагають регулювання швидкості без безпосереднього її вимірювання в діапазонах 1–100; у прецизійних приводах з глибоким регулюванням з діапазоном 1–10000; у системах, до яких висуваються підвищені вимоги до динамічних і статичних показників якості керування та широкого діапазону потужностей двигунів – від десятків Вт до декількох МВт.

Незважаючи на зазначені переваги систем частотно-керованих ЕП, їх довготривала експлуатація характеризується зміною цілої низки параметрів об'єкта керування. Це пояснюється тим, що під час роботи АД його параметри можуть відхилитися від паспортних унаслідок виникнення різноманітних пошкоджень [2]. Основними причинами появи таких несправностей є вібрації двигуна, його перегрів та механічні впливи. Зазначені чинники призводять до появи електричної та магнітної несиметрії двигуна. Порушення симетрії електричної машини може бути викликано різноманітними пошкодженнями обмоток і осердя статора та ротора, виникнення ексцентриситету ротора. Несиметрія обмоток статора може з'являтися в результаті таких пошкоджень, як обриви в паралельних гілках фазних обмоток. Найчастіше такі пошкодження є наслідком пробивів ізоляції та виникнення виткових замикань. Ці замикання викликають локальний перегрів, що в результаті може призвести до обриву фази, паралельної секції або до фазного чи міжфазного короткого замикання.

Унаслідок роботи систем електропривода з несиметричними АД спостерігаються значні втрати якості керування, знижуються показники енергетичної ефективності процесу електромеханічного перетворення енергії, суттєво збільшуються втрати в АД і з'являються змінні складові електромагнітного моменту та споживаної активної потужності. Такі режими роботи значно впливають як на двигун, робочий механізм у цілому, так і на силовий напівпровідниковий перетворювач енергії.

Можливість компенсації впливу несиметрії обмоток статора АД на характеристики системи частотно-керованого електропривода зі скалярним керуванням показано в роботі [3]. У запропонованій системі окрім основних сигналів керування перетворювачем вводяться додаткові компенсуючі сигнали, розраховані на основі миттєвих значень струму й напруги. Виявляючи змінні складові потужності й електромагнітного моменту, які необхідно усунути, система керування формує відповідні сигнали керування кожною фазою автономного інвертора напру-

ги окремо. Однак запропонований метод не було розвинуто для застосування в системах ЕП з векторним керуванням.

Метою роботи є розробка підходів щодо побудови системи векторного керування з можливістю компенсації впливу несиметрії обмоток статора асинхронного двигуна на динамічні й енергетичні характеристики систем електропривода.

МАТЕРІАЛ І РЕЗУЛЬТАТИ ДОСЛІДЖЕНЬ. У СВК, при орієнтації змінних за вектором потокозчеплення ротора, електромагнітний момент АД визначається добутком векторів струму статора та потокозчеплення ротора. При розгляді математичної моделі АД у трифазній системі координат рівняння електромагнітного моменту, що визначається зазначеними векторами, містить електричний кут між осями відповідних обмоток статора й ротора [4], який є періодичним коефіцієнтом. Введення припущень, які б дозволили позбавитися періодичних коефіцієнтів, буде неправомірним, оскільки необхідно аналізувати період даних сигналів. Тому для обґрунтування принципової можливості корекції енергетичних показників асинхронних двигунів із несиметричними обмотками статора розглянемо процес формування електромагнітного моменту АД відносно струму й потокозчеплення статора, який визначається згідно з виразом

$$M = \frac{p_n}{\sqrt{3}} [(\psi_C - \psi_B)i_A + (\psi_A - \psi_C)i_B + (\psi_B - \psi_A)i_C], \quad (1)$$

де i_A, i_B, i_C – фазні струми статора АД; ψ_A, ψ_B, ψ_C – потокозчеплення фаз статора; p_n – кількість пар полюсів.

Розглянемо спрощене зображення системи трифазних несиметричних обмоток АД, при якому були зроблені наступні припущення:

– фазні обмотки отримують живлення від автономних джерел напруги u_A, u_B, u_C довільної величини й форми, а тому миттєві значення фазних струмів i_A, i_B, i_C лінійно незалежні;

– струми мають лише амплітудну (виткову) несиметрію, а фазна (просторова) несиметрія відсутня.

Якщо струм АД зобразити векторами (i_A, i_B, i_C), то їх проекції на осі ортогональної системи координат будуть дорівнювати:

$$i_\alpha = i_{\max} \cos(\varphi_i), \quad i_\beta = i_{\max} \sin(\varphi_i), \quad (2)$$

де i_{\max} – максимальні значення амплітуд фазних струмів (для трьох фаз відповідно – $i_{A\max}, i_{B\max}, i_{C\max}$); φ_i – кути векторів струму фаз (для трьох фаз двигуна беруться – $\varphi_{iA} = 0^\circ, \varphi_{iB} = 120^\circ, \varphi_{iC} = 240^\circ$).

Проекції векторів потокозчеплення на осі ортогональної системи координат будуть визначатися:

$$\psi_\alpha = \psi_{\max} \cos(\varphi_\psi), \quad \psi_\beta = \psi_{\max} \sin(\varphi_\psi), \quad (3)$$

де ψ_{\max} – максимальні значення амплітуд фазних потокозчеплень (для трьох фаз асинхронного двигуна відповідно – $\psi_{A\max}, \psi_{B\max}, \psi_{C\max}$).

Забезпечення максимальної швидкодії, високих динамічних та енергетичних характеристик систем ЕП з векторним керуванням досягається за рахунок незалежного регулювання потокоутворюючої й моментотворюючої складових струму статора та підтримці ортогональності між вектором струму статора й потокозчепленням двигуна [5], відповідно до чого кути між векторами потокозчеплень і векторами моментотворюючої складової струму будуть дорівнювати: $\varphi_{\psi_A} = 90^\circ$, $\varphi_{\psi_B} = (120^\circ + 90^\circ)$, $\varphi_{\psi_C} = (240^\circ + 90^\circ)$.

При формуванні електромагнітного моменту (1) необхідно знати різницю між фазними потокозчепленнями, які визначаються наступним чином:

$$\begin{cases} \psi_{CBa} = \psi_{Ca} - \psi_{Ba}; \psi_{CBb} = \psi_{Cb} - \psi_{Bb}; \\ \psi_{ACa} = \psi_{Aa} - \psi_{Ca}; \psi_{ACb} = \psi_{Ab} - \psi_{Cb}; \\ \psi_{BAa} = \psi_{Ba} - \psi_{Aa}; \psi_{BAb} = \psi_{Bb} - \psi_{Ab}. \end{cases} \quad (4)$$

На основі автоматизованого алгоритму дискретної згортки двох рядів [6], в якому ортогональні складові струму й потокозчеплення задаються першими гармоніками (відповідно до двох та чотирьох), визначаються гармонічні складові електромагнітного моменту асинхронного двигуна:

$$\begin{cases} M_{\alpha\alpha} = \left(\sum_{k=0}^{K-1} \text{if}(k-m \geq 0, i_{A\alpha_m} \psi_{CB\alpha_{k-m}}, i_{A\alpha_m} \psi_{CB\alpha_{m-k}}) \right) + \\ + \left(\sum_{k=0}^{K-1} \text{if}(k-m \geq 0, i_{A\beta_m} \psi_{CB\beta_{k-m}}, -i_{A\beta_m} \psi_{CB\beta_{m-k}}) \right); \\ M_{\alpha\beta} = \left(\sum_{k=0}^{K-1} \text{if}(k-m \geq 0, i_{A\beta_m} \psi_{CB\alpha_{k-m}}, i_{A\beta_m} \psi_{CB\alpha_{m-k}}) \right) + \\ + \left(\sum_{k=0}^{K-1} \text{if}(k-m \geq 0, i_{A\alpha_m} \psi_{CB\beta_{k-m}}, -i_{A\alpha_m} \psi_{CB\beta_{m-k}}) \right), \end{cases}$$

де K – кількість гармонік потокозчеплення й струму; m, k – номери гармонік потокозчеплення й струму.

Наведений вище алгоритм шляхом зміни вхідних векторів ортогональних складових струмів і потокозчеплень дозволяє визначити складові електромагнітного моменту АД. Підсумовуючи відповідні отримані гармонічні складові електромагнітного моменту за фазами, розраховуються ортогональні складові моменту двигуна:

$$\begin{cases} M_{\alpha} = M_{\alpha\alpha} + M_{b\alpha} + M_{c\alpha}; \\ M_{\beta} = M_{\alpha\beta} + M_{b\beta} + M_{c\beta}. \end{cases} \quad (5)$$

Використовуючи наданий алгоритм, гармонічний склад електромагнітного моменту двигуна для випадку повної симетрії струму й потокозчеплення АД визначається як:

$$\begin{cases} M_{\alpha 0} = \frac{3\sqrt{3}}{2} i_{\max} \psi_{\max}; \\ M_{\alpha 2} = 0; M_{\beta 2} = 0, \end{cases} \quad (6)$$

де $M_{\alpha 0}$ – постійна складова електромагнітного моменту двигуна; $M_{\alpha 2}, M_{\beta 2}$ – ортогональні складові другої гармоніки електромагнітного моменту двигуна.

Проведені дослідження показують, що гармонічний склад електромагнітного моменту АД із симетричними обмотками статора містить лише постійну складову.

Для дослідження несиметричних режимів роботи необхідно сформувані несиметричні струми АД, що може бути забезпечено за допомогою коефіцієнта несиметрії ε_i , який визначається відношенням числа витків у пошкодженій фазі до числа витків у непошкодженій фазі, відповідно до чого амплітудне значення струму несиметричної фази буде визначатися як $i_{C\max} = \varepsilon_i i_{\max}$.

Гармонічний склад електромагнітного моменту за наявності несиметрії фазних струмів і симетрії потокозчеплень двигуна буде визначатися:

$$\begin{cases} M_{\alpha 0} = \sqrt{3} i_{\max} \psi_{\max} + \frac{\sqrt{3}}{2} \varepsilon_i i_{\max} \psi_{\max}; \\ M_{\alpha 2} = \frac{\sqrt{3}}{4} i_{\max} \psi_{\max} - \frac{\sqrt{3}}{4} \varepsilon_i i_{\max} \psi_{\max}; \\ M_{\beta 2} = -\frac{3}{4} i_{\max} \psi_{\max} + \frac{3}{4} \varepsilon_i i_{\max} \psi_{\max}. \end{cases} \quad (7)$$

Таким чином, при несиметрії фазних струмів АД з'являється змінна складова електромагнітного моменту, про що свідчить наявність другої гармоніки в гармонічному складі моменту.

Для можливості створення несиметрії потокозчеплень двигуна використовується коефіцієнт несиметрії ε_{ψ} , який дорівнює відношенню амплітудного значення потоку в пошкодженій фазі до амплітудного значення в непошкодженій фазі. Тоді амплітудне значення потокозчеплення несиметричної фази буде визначатися як $\psi_{C\max} = \varepsilon_{\psi} \psi_{\max}$.

Гармонічний склад електромагнітного моменту за наявності несиметрії фазних струмів і несиметрії потокозчеплень двигуна буде визначатися:

$$\begin{cases} M_{\alpha 0} = \frac{\sqrt{3}}{2} \varepsilon_{\psi} i_{\max} \psi_{\max} + \frac{\sqrt{3}}{2} i_{\max} \psi_{\max} + \\ + \frac{\sqrt{3}}{2} \varepsilon_i i_{\max} \psi_{\max}; \\ M_{\alpha 2} = \frac{\sqrt{3}}{4} i_{\max} \varepsilon_{\psi} \psi_{\max} - \frac{\sqrt{3}}{4} \varepsilon_i i_{\max} \psi_{\max}; \\ M_{\beta 2} = -\frac{3}{4} i_{\max} \varepsilon_{\psi} \psi_{\max} + \frac{3}{4} \varepsilon_i i_{\max} \psi_{\max}. \end{cases} \quad (8)$$

Отримані результати показують, що за умови рівності коефіцієнтів несиметрії за струмом і потокозчепленням ($\varepsilon_i = \varepsilon_{\psi}$) друга гармоніка електромагнітного моменту АД буде дорівнювати нулю. Таким чином, при зменшенні потокозчеплення в несиметричній фазі двигуна відбувається компенсація змінної складової електромагнітного моменту.

Наведені аналітичні розрахунки підтверджують можливість компенсації впливу несиметрії обмоток статора АД на динамічні й енергетичні характеристики ЕП з векторним керуванням за рахунок корекції потокозчеплення несиметричної фази. Однак

існуючі системи векторного керування, які базуються на ортогональних моделях АД, не дозволяють здійснювати впливи окремо на кожну фазу, що, у свою чергу, не дає змоги проводити корекцію режимів роботи електродвигунів з несиметричними обмотками, відповідно до чого для вирішення зазначеного недоліку система керування має бути виконана в трифазній системі координат.

Побудова системи керування в трифазній системі координат вносить певні обмеження на вихідні характеристики систем ЕП з векторним керуванням, згідно з чим для можливості забезпечення високих динамічних характеристик системи електропривода з пофазним керуванням і незалежного керування потокозчепленням ротора та електромагнітним моментом двигуна необхідно забезпечити компенсацію перехресних зв'язків за проекціями струму статора. Для цього розглянемо принципи побудови системи компенсації перехресних зв'язків у класичних системах векторного керування.

Так, у СВК незалежне керування потокозчепленням ротора й електромагнітним моментом (швидкістю) двигуна досягається за рахунок компенсації взаємного впливу проекцій вектора струму статора I_d і I_q в обертовій системі координат, що характеризується наявністю в математичній моделі АД перехресних зв'язків за даними проекціями. Дане завдання вирішується за допомогою блоку компенсації, який виконує відокремлення каналів регулювання шляхом нейтралізації впливів внутрішніх зворотних зв'язків. Ця компенсація виконується шляхом введення на вхід інвертора напруги таких же перехресних зв'язків, як і в математичній моделі двигуна, але взятих із протилежними знаками:

$$\begin{cases} U_{kd} = -\frac{1}{k_{fc}} I_d k_1; \\ U_{kq} = \frac{1}{k_{fc}} (I_q k_1 + k_2), \end{cases} \quad (9)$$

де U_{kd} , U_{kq} – напруга компенсації; k_{fc} – коефіцієнт передачі перетворювача частоти; I_d , I_q – проекції вектора струму статора на осі обертової системи координат d , q ; $k_1 = \sigma L_s p_n \omega_r$; $k_2 = p_n \omega_r |\Psi_r| (L_\mu / L_r)$; ω_r – електрична швидкість обертання ротора; $|\Psi_r|$ – модуль вектора потокозчеплення ротора.

Використавши вирази для перетворення з обертової системи координат у нерухому, блок компенсації можна записати:

$$\begin{cases} U_{k\alpha} = \frac{1}{k_{fc}} (-I_d k_1 \cos(\theta) - (I_q k_1 + k_2) \sin(\theta)); \\ U_{k\beta} = \frac{1}{k_{fc}} (-I_d k_1 \sin(\theta) + (I_q k_1 + k_2) \cos(\theta)), \end{cases} \quad (10)$$

де θ – кут повороту нерухомої системи координат відносно обертової.

Подальше перетворення сигналів компенсації з нерухомої системи координат до трифазної дозволяє отримати вирази

$$\begin{cases} U_{kA} = \frac{1}{k_{fc}} (-I_d k_1 \cos(\theta) - (I_q k_1 + k_2) \sin(\theta)); \\ U_{kB} = \frac{1}{k_{fc}} \left(\frac{1}{2} I_d k_1 \cos(\theta) + \frac{1}{2} (I_q k_1 + k_2) \sin(\theta) \right) + \\ + \frac{\sqrt{3}}{2} (-I_d k_1 \sin(\theta) + (I_q k_1 + k_2) \cos(\theta)); \\ U_{kC} = \frac{1}{k_{fc}} \left(\frac{1}{2} I_d k_1 \cos(\theta) + \frac{1}{2} (I_q k_1 + k_2) \sin(\theta) \right) - \\ - \frac{\sqrt{3}}{2} (-I_d k_1 \sin(\theta) + (I_q k_1 + k_2) \cos(\theta)). \end{cases} \quad (11)$$

У свою чергу, проекції струму статора на вісі обертової системи координат можуть бути отримані на основі безпосереднього переходу від трифазної системи координат до ортогональної:

$$\begin{cases} I_d = \frac{2}{3} \left(\begin{aligned} & I_A \cos(\theta) + I_b \left(-\frac{1}{2} \cos(\theta) + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\theta) \right) + \\ & + I_c \left(-\frac{1}{2} \cos(\theta) - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\theta) \right) \end{aligned} \right); \\ I_q = \frac{2}{3} \left(\begin{aligned} & I_A \sin(\theta) + I_b \left(-\frac{1}{2} \sin(\theta) - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos(\theta) \right) + \\ & + I_c \left(-\frac{1}{2} \sin(\theta) + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos(\theta) \right) \end{aligned} \right). \end{cases} \quad (12)$$

Підставляючи (12) в (11), отримуємо вирази для компенсації перехресних зв'язків за проекціями струму статора АД у трифазній системі координат. Таким чином, наданий математичний опис блоку компенсації може бути використаний у системах пофазного векторного керування.

Надання АД математичною моделлю в обертовій системі координат при напрямі осі d за просторовим вектором потокозчеплення ротора й компенсація перехресних зв'язків за проекціями струму статора дає можливість проводити налагодження класичних систем векторного керування згідно з принципами підпорядкованого регулювання координат. Так, орієнтована за вектором потокозчеплення ротора система векторного керування містить два незалежні зовнішні контури зворотних зв'язків: за швидкістю обертання й потокозчепленням ротора та два підпорядковані контури за складовими струму статора, що створюють від'ємний зв'язок за вектором струму. Синтез регуляторів зазвичай базується на розгляді спрощеної лінеаризованої математичної моделі двигуна при векторному керуванні [7]. Причому регулятори моментоутворюючої та потокоутворюючих складових струму статора, а також регулятор потокозчеплення ротора зазвичай синтезують на модульний оптимум, а регулятор швидкості, залежно від необхідності надання системі астатичних вла-

стивостей, синтезують на модульний чи на симетричний оптимум.

Класичні підходи побудови систем векторного керування за принципами підпорядкованого керування передбачають оперування проєкціями струму статора та потокозчеплення ротора в обертовій системі координат, тобто сигналами постійної напруги. Однак при пофазному керуванні регулювання зазначених змінних відбувається в нерухомій системі координат, тобто система керування оперує періодичними сигналами, відповідно до чого постає питання можливості використання класичних підходів синтезу регуляторів системи векторного керування при регулюванні періодичних сигналів. Для цього було розглянуто методику синтезу регуляторів замкнутих контурів регулювання класичної системи векторного керування, дослідження якої були проведені для двигуна серії 4A112M4У3 з даними: $P_n = 5,5$ кВт; $n_n = 1445$ об/хв; $\cos\varphi = 0,85$; $\eta = 0,855$; $r_s = 1,036$ Ом; $r_r = 0,787$ Ом; $l_{s\sigma} = 4,75 \cdot 10^{-3}$ Гн; $l_{r\sigma} = 7,94 \cdot 10^{-3}$ Гн; $l_\mu = 0,171$ Гн.

Передавальна функція оптимізованого за модульним оптимумом замкнутого контуру регулювання струму визначається як

$$W_c^{cl}(p) = \frac{(k_{pc}p + k_{ic})k_{fc}(1/r_e)(T_c^s p + 1)}{(k_{pc}p + k_{ic})k_{fc}(1/r_e)k_c^s + p(T_{fc}p + 1)(T_e p + 1)(T_c^s p + 1)}$$

де T_{fc} , T_c^s , T_e – сталі часу перетворювача частоти, датчика струму та еквівалентна стала часу статорного кола; k_{pc} , k_{ic} – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складової регулятора струму; k_{fc} , k_c^s – коефіцієнти передачі перетворювача частоти та датчика струму; r_e – сумарний активний опір фази асинхронного двигуна.

Оптимізований контур регулювання струму є астатичною системою регулювання першого порядку за керуванням. При частоті модуляції силових ключів автономного інвертора напруги, що дорівнює 8 кГц, таке налагодження системи дозволяє отримати наступні показники якості роботи: статична похибка за керуванням $\Delta = 0$; перерегулювання $\sigma = 5,3$ %; час першого узгодження $t_1 = 0,36 \cdot 10^{-3}$ с; час регулювання $t_2 = 0,68 \cdot 10^{-3}$ с.

Якість перехідних процесів у системах керування з періодичними сигналами може бути визначена на основі непрямих критеріїв, до яких відносяться частотні характеристики системи [8], відповідно до чого на основі наданих передавальних функцій були побудовані амплітудно-частотна (АЧХ) та фазо-частотна характеристики (ФЧХ) контуру регулювання струму. Так, на рис. 1 наведено АЧХ та ФЧХ розімкненого та замкнутого контуру регулювання струму при частоті модуляції перетворювача частоти, що дорівнює 8 кГц.

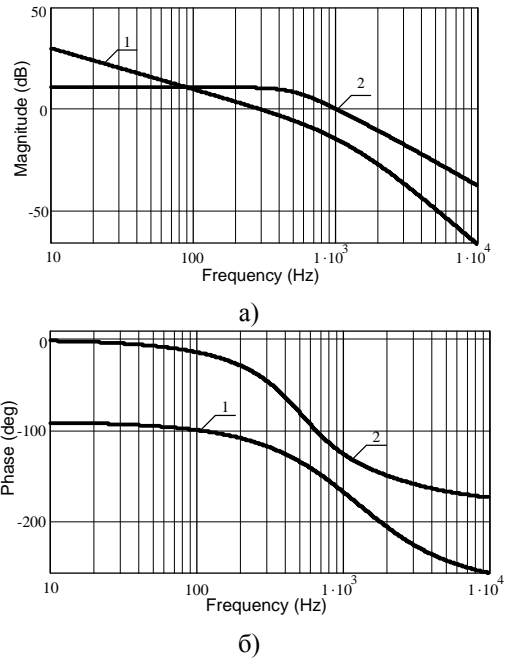


Рисунок 1 – АЧХ (а) та ФЧХ (б) розімкненого (1) та замкнутого (2) контуру регулювання струму

Оцінку якості керування в контурі регулювання струму проведемо на основі таких критеріїв, як запас стійкості за амплітудою (L_{sm}) та фазою (φ_{sm}), частота зрізу ($f_{cut-off}$) – для розімкненого контуру регулювання струму; показник коливальності системи (M) та смуга пропускання системи керування (f_p) – для замкнутого контуру регулювання. Результати проведених досліджень наведено в табл. 1.

Таблиця 1 – Показники якості керування в контурі регулювання струму

f_{pwm} , кГц	Контур регулювання			
	Розімкнений			Замкнений
	$f_{cut-off}$, Гц	L_{sm} , дБ	φ_{sm} , град	f_p , Гц
2	318,437	18,069	63,107	141,807
4	636,715	18,064	62,732	283,773
8	1273,27	18,062	63,107	560,305
16	2546,48	18,062	63,094	1118,54

Проведені дослідження показали, що показник коливальності замкнутого контуру регулювання струму для розглянутих частот модуляції силових ключів автономного інвертора напруги дорівнює одиниці, відповідно до чого замкнений контур регулювання не схильний до коливального характеру перехідних процесів.

При регулюванні періодичних сигналів як критерії оцінки можуть бути використані амплітуда та фаза сигналу, тому на основі розрахованих АЧХ та ФЧХ були визначені похибки при регулюванні періодичних сигналів у замкнутому контурі регулювання струму (табл. 2).

Таблиця 2 – Похибки регулювання періодичних сигналів у замкненому контурі струму

f_{pwm} , кГц	Похибки, %	Частота, Гц			
		25	50	75	100
2	A	0,2467	0,243	2,104	9,011
	φ	3,803	7,899	12,433	17,232
4	A	0,0733	0,247	0,381	0,243
	φ	1,882	3,803	5,8	7,899
8	A	0,019	0,073	0,154	0,247
	φ	0,938	1,882	2,835	3,803
16	A	0,0048	0,019	0,042	0,073
	φ	0,469	0,938	1,409	1,882

При оптимізації контуру регулювання поточозчеплення внутрішній контур регулювання струму зазвичай надається передавальною функцією оптимізованого контуру, відповідно до чого передавальна функція оптимізованого за модульним оптимумом замкненого контуру регулювання поточозчеплення визначається наступним чином:

$$W_{fl}^{cl}(p) = \frac{(k_{pfl}p + k_{ifl})W_c^{cl}l_\mu(T_{fl}^s p + 1)}{(k_{pfl}p + k_{ifl})W_c^{cl}l_\mu k_{fl}^s + p(T_r p + 1)(T_{fl}^s p + 1)}$$

де T_{fl}^s , T_r – стала часу датчика поточозчеплення та роторного кола; k_{pfl} , k_{ifl} – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складової регулятора поточозчеплення; k_{fl}^s – коефіцієнт передачі датчика поточозчеплення; l_μ – індуктивність намагнічування.

Оптимізований контур регулювання поточозчеплення є астатичною системою регулювання першого порядку за керуванням. При частоті модуляції силових ключів автономного інвертора напруги, що дорівнює 8 кГц, таке налагодження системи дозволяє отримати наступні показники якості роботи: статична похибка за керуванням $\Delta\psi=0$; перерегулювання $\sigma=0,91$ %; час першого узгодження – $t_1=1,1 \cdot 10^{-3}$ с; час регулювання – $t_2=1,84 \cdot 10^{-3}$ с. Показники якості керування в контурі регулювання поточозчеплення зведено до табл. 3. АЧХ та ФЧХ контуру регулювання поточозчеплення зображено на рис. 2.

Таблиця 3– Показники якості керування в контурі регулювання поточозчеплення

f_{pwm} , кГц	Контур регулювання			
	Розімкнений			Замкнений
	$f_{cut-off}$, Гц	L_{sm} , дБ	φ_{sm} , град	
2	95,643	13,15	66,18	51,998
4	191,288	13,15	66,325	104,624
8	382,561	13,15	66,253	208,779
16	764,978	13,147	66,775	418,02

Показник коливальності замкненого контуру регулювання поточозчеплення для розглянутих частот модуляції перетворювача частоти дорівнює одиниці.

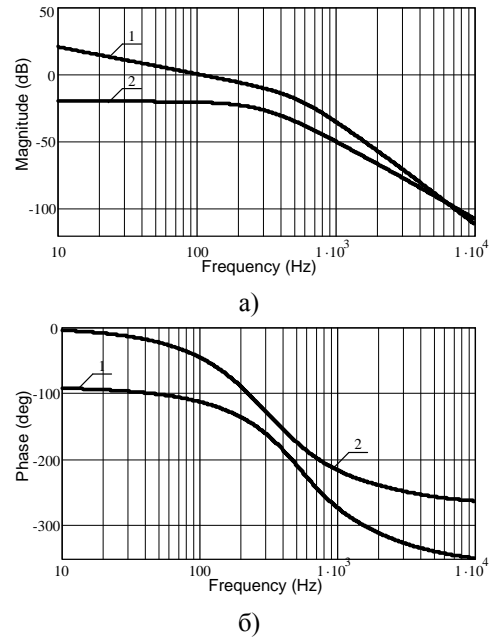


Рисунок 2 – АЧХ (а) та ФЧХ (б) розімкненого (1) та замкненого (2) контуру регулювання поточозчеплення

Похибки при регулюванні періодичних сигналів у замкненому контурі регулювання поточозчеплення наведено в табл. 4.

Таблиця 4 – Похибки регулювання періодичних сигналів у замкненому контурі поточозчеплення

f_{pwm} , кГц	Похибки, %	Частота, Гц			
		25	50	75	100
2	A	6,564	26,883	51,493	69,69
	φ	12,571	24,828	35,034	42,53
4	A	1,572	6,564	15,252	26,88
	φ	6,263	12,571	18,839	24,83
8	A	0,387	1,572	3,61	6,564
	φ	3,127	6,263	9,412	12,57
16	A	0,097	0,387	0,877	1,572
	φ	1,563	3,127	4,693	6,263

ВИСНОВКИ. За аналізом ортогональних складових гармонік електромагнітного моменту двигуна в системі векторного керування при несиметрії струмів доведено можливість їх компенсації шляхом корекції поточозчеплення у відповідній фазі.

Надано математичний опис блоку компенсації перехресних зв'язків за проєкціями струму статора двигуна у трифазній системі координат, що може бути використано в системах пофазного векторного керування.

Проведені дослідження підтверджують можливість використання класичних підходів синтезу регуляторів системи векторного керування при регулюванні періодичних сигналів. Показано, що похибки регулювання за амплітудою та фазою сигналів у замкнених контурах регулювання струму та поточозчеплення залежать від частоти модуляції силових ключів автономного інвертора напруги.

ЛІТЕРАТУРА

1. Панкратов В.В., Зима Е.А. Энергооптимальное векторное управление асинхронными электроприводами: учебное пособие. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2005. – 120 с.

2. Rangarajan M. Tallam, Habetler Thomas G., Harley Ronald G. Stator winding turn-fault detection for closed-loop induction motor drives // IEEE Transactions on Industry Applications. – Iss. 39/2003 (3). – PP. 720–724.

3. Zagirnyak M., Kalinov A., Chumachova A. Correction of operating condition of a variable-frequency electric drive with a non-linear and asymmetric induction motor // IEEE Conference publications, EUROCON, 1–4 July 2013, Croatia. – PP. 1033–1037.

4. Шевченко І.С., Морозов Д.І. Електромеханічні процеси в асинхронному електроприводі: навч. посіб. – Алчевськ: ДонАТУ, 2009. – 349 с.

5. Пивняк Г.Г., Волков А.В. Современные частотно-регулируемые асинхронные электроприводы с широтно-импульсной модуляцией. – Днепропетровск: НГУ, 2006. – 470 с.

6. Zagirnyak M.V., Kalinov A.P., Maliakova M.S. An algorithm for electric circuits calculation based on instantaneous power component balance // Przegląd elektrotechniczny (Electrical Review), 2011. – Iss. 87 NR 12b/2011. – PP. 212–215.

7. Мальцева О.П., Удуг Л.С., Коянин Н.В. Системы управления асинхронных частотно-регулируемых электроприводов: учебное пособие. – Томск: Изд-во Томского политехнического университета, 2011. – 476 с.

8. Дядик В.Ф., Байдали С.А., Криницын Н.С. Теория автоматического управления: учебное пособие. – Томск: Изд-во Томского политехнического университета, 2011. – 196 с.

THE USE OF ISOLATED PHASE CONTROL SYSTEM FOR CORRECTION THE ASYMMETRICAL OPERATIONAL MODES OF VECTOR-CONTROLLED INDUCTION ELECTRIC DRIVE

V. Melnykov

Kremenchuk Mykhailo Ostrohradskyi National University

vul. Pershotravneva, 20, Kremenchuk, 39600, Ukraine. E-mail: melnykow@gmail.com

Nowadays it is known a number of methods for field-oriented control of induction motors. However, developed methods do not allow one to use in full advantages of vector-controlled systems for electric drives working under electrical or magnet asymmetry of the motor's stator winding. Along with this, as a result of operation the electric drive with damaged motors, it observes significant deterioration of the control quality, the losses significantly increases and it appears variable components of electromagnetic torque and active power. In this work, basing on the analysis of orthogonal components of electromagnetic torque it is shown, that compensation of the influence of stator windings asymmetry on induction motor's characteristics is achieved by reducing the flux linkage of the motor's asymmetrical phase. As the use of classical approaches for creation the vector-controlled systems, which based upon the use of orthogonal models of the motors, do not allow one to influence on each phase separately, so in order to make in possible to correct asymmetrical operational modes of electrical motors it is necessary to use the system with separate regulation for each motor phase. The possibility to provide high dynamic characteristics of electric drive and independent control of the flux linkage and electromagnetic torque of the motor in the systems with isolated phase control could be achieved using presented in this work method for compensation the cross-connections by stator current projections in three-phase coordinate system. The conducted researches of the current and flux linkage regulation errors in a fixed coordinate system confirms the possibility of usage the classic approaches for the synthesis of regulators for vector-control system in case of regulation the periodical signals.

Key words: vector control, unsymmetry, stator windings, compensation, periodic signals.

REFERENCES

1. Pankratov, V.V. and Zima, E.A. (2005), *Energooptimalnoe vektornoe upravlenie asinhronnymi elektropriivodami* [Energy optimal vector control asynchronous electric], NGTU, Novosibirsk. (in Russian)

2. Tallam, Rangarajan M., Habetler, Thomas G. and Harley, Ronald G. (2003), "Stator winding turn-fault detection for closed-loop induction motor drives," IEEE Transactions on industry applications, Vol. 39, no. 3, pp. 720–724.

3. Zagirnyak, M., Kalinov, A. and Chumachova, A. (2013), "Correction of operating condition of a variable-frequency electric drive with a non-linear and asymmetric induction motor", *IEEE Conference publications. EUROCON 2013*, 1–4 July 2013, Croatia, ISBN: 978-1-4673-2230-0, pp. 1033–1037.

4. Shevchenko, I.S. and Morozov, D.I. (2009), *Elektromexanichny protsesy v asinxronnom elektropriivode* [Electromechanical processes in asynchronous electric], DonATU, Alchevsk. (in Ukrainian)

5. Pivniak, G.G. and Volkov, A.V. (2006), *Sovremenniye chastotno-reguliruemie asinhronnye elektropriivoda s shirotno-impulsnoy modulatsiey* [Modern variable speed asynchronous electric drives with PWM], NGU, Dnepropetrovsk. (in Russian)

6. Zagirnyak, M.V., Kalinov, A.P., Maliakova, M.S. (2011), "An algorithm for electric circuits calculation based on instantaneous power component balance", *Przegląd elektrotechniczny (Electrical Review)*, R. 87 NR 12b/2011, pp. 212–215.

7. Maltseva, O., Udut L. and Koyanin, N. (2011), *Sistemy upravleniya asinhronnyih chastotno-reguliruemih elektropriivodov* [Control system of asynchronous variable frequency drives], TPU, Tomsk. (in Russian)

8. Dyadik, V., Baydali, S. and Krinitsyn, N. (2011), *Teoriya avtomaticheskogo upravleniya* [Automatic Control Theory], TPU, Tomsk. (in Russian)

Стаття надійшла 30.04.2015.