

РЕВЕРСИВНИЙ АСИНХРОННИЙ ЕЛЕКТРОПРИВОД З КЕРУВАННЯМ ЗА РЕАКТИВНОЮ ПОТУЖНІСТЮ

Р.А. Чепкунов, канд. техн. наук

Науково-виробниче підприємство «Електронік, ЛТД», ТОВ

вул. Руставі, 5 - 204, Запоріжжя, 69055, Україна.

E-mail: elektronick.ltd@gmail.com

Розглянуто особливості реверсу струму у реверсивному асинхронному електроприводі з керуванням за реактивною потужністю. Показано, що реверс швидкодіючий, забезпечується швидкодія у всьому діапазоні регулювання швидкості, включаючи нульову швидкість. Цей електропривод може використовуватися замість електроприводу постійного струму. Бібл. 9, рис. 4.

Ключові слова: асинхронний електропривод, реактивна потужність, реверс струму.

Вступ. Асинхронний електропривод (ЕП) останнім часом витісняє ЕП постійного струму в більшості промислових застосувань [1]. Реверсивний ЕП використовується в металургії – в прокатних станах і відвідних рольгангах, під час переміщенні електродів в сталеплавильних печах; в електротранспорті – електропоїздах, трамваях, тролейбусах, електромобілях; в крановому, верстатному та інших електроприводах. Якщо для деяких ЕП не має значення швидкодія при реверсі, як, наприклад, в трамваях, то в ряді ЕП це має суттєве значення, наприклад, в металургійних електроприводах. Для багатьох ЕП має значення діапазон регулювання з номінальним навантажувальним моментом, швидкодія, час реверсу. Гарні характеристики мають реверсивні ЕП постійного струму. Найбільша швидкодія тиристорних ЕП досягається за сумісному керуванні мостами [2], однак наявність додаткового реактора ускладнює і здорожчує конструкцію. За роздільному керуванні мостами потрібен датчик запертого стану вентилів і має значення дискретність керування тиристорами. З точки зору швидкодії скануюча логіка має перевагу порівняно з трипозиційною логікою переключення мостів [2]. Реверсивний тиристорний ЕП постійного струму в додаток до достатньо дорогого електродвигуна повинен мати два мости – по одному на кожен напрямок.

Також знаходить використання реверсивний ЕП постійного струму з імпульсними перетворювачами на IGBT транзисторах [3]. Такий електропривод за високої частоті модуляції вихідної напруги може забезпечувати безперервний діапазон регулювання швидкості, включаючи нуль [4]. Однак його вартість вища вартості асинхронного ЕП з більш дешевшим і надійнішим асинхронним двигуном.

В [5, 6] обгрунтовано можливість забезпечення характеристик асинхронного ЕП з векторним управлінням не гірше, ніж в реверсивному ЕП постійного струму. Але рішення цієї задачі складне, так як задля забезпечення необхідного електромагнітного момента асинхронного двигуна вимагається відслідковувати температурну зміну його внутрішніх опорів. Про складність цієї задачі свідчить багато існуючих варіантів її рішення.

Однак можливий інший підхід до формування характеристик в асинхронному ЕП – це керування за реактивною потужністю [7]. За такому керуванні забезпечується безперервний діапазон регулювання швидкості з номінальним моментом, включаючи швидкість рівну нулю, висока динаміка і спрощується керування. Зважаючи на ці переваги асинхронний ЕП з керуванням за реактивною потужністю цілком може витіснити ЕП постійного струму з усіх сфер його застосування. У роботі більш детально розглянуто характеристики реверсивного асинхронного ЕП з керуванням за реактивною потужністю.

Метою роботи є розгляд процесів реверсу в асинхронному електроприводі з керуванням за реактивною потужністю з обгрунтуванням його переваг перед іншими електроприводами.

Виклад основного матеріалу. Структурну схему ЕП з керуванням за реактивною потужністю [7] показано на рис. 1, де КП – координатний перетворювач; ДШ і РШ – датчик і регулятор швидкості; n , n_s – швидкість і задане значення швидкості; U_d – вхідна напруга інвертора (схема, яка забезпечує напругу двигуна U незалежно від зміни U_d , входить до складу інвертора); i_a , i_c

– струми фаз A і C перетворювача частоти (ПЧ); k_f , T_{int} – коефіцієнт і постійна часу регулятора частоти. Активна I_{RU} і реактивна I_{XU} складові струму статора мають вид

$$I_{RU} = i_a \cos \theta_a - \frac{1}{\sqrt{3}}(i_a + 2i_c) \sin \theta_a, \quad (1)$$

$$I_{XU} = -i_a \sin \theta_a - \frac{1}{\sqrt{3}}(i_a + 2i_c) \cos \theta_a,$$

θ_a – кут, який відраховується від переходу кривої напруги фази А ПЧ з області негативних значень в область позитивних значень.

Струм I обчислюється за формулою

$$I = \sqrt{I_{RU}^2 + I_{XU}^2}. \quad (2)$$

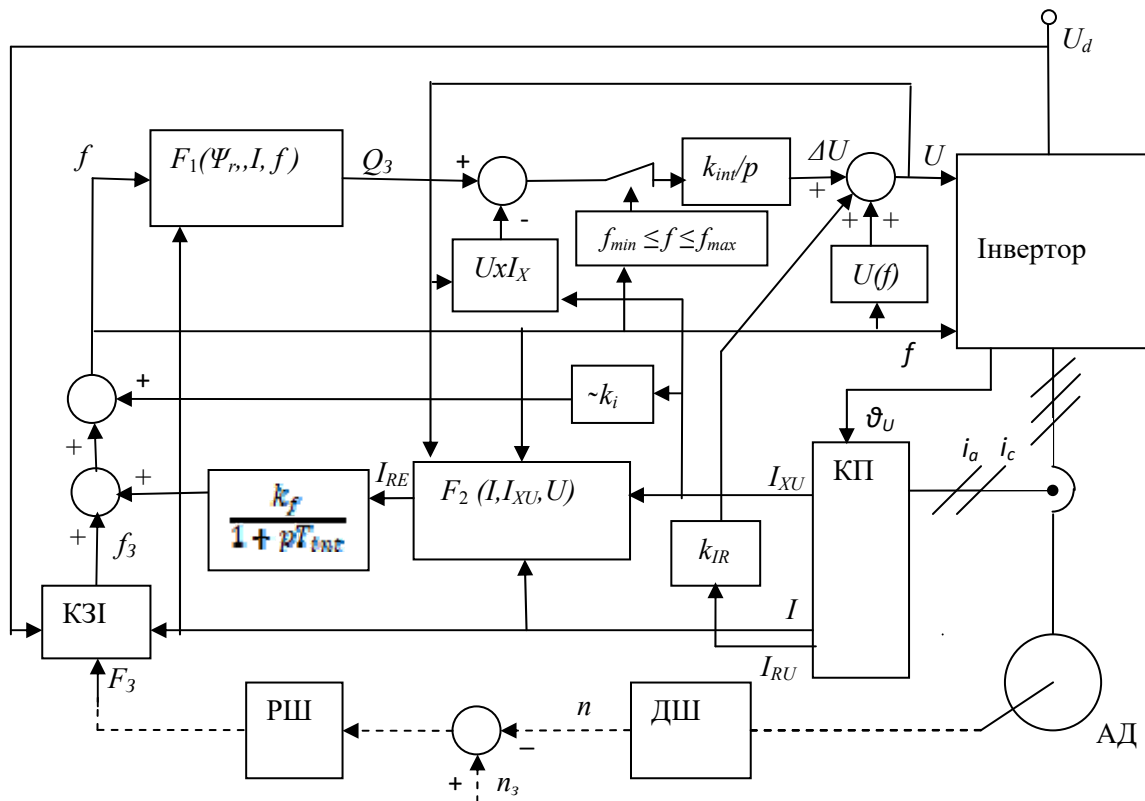


Рис. 1

Функціональні блоки виконують наступні операції.

F_1 визначає значення заданої реактивної потужності $Q_3 = I^2 \omega L_C + \frac{\omega \Psi_{r,3}^2}{L_r}$, де L_c , L_r – індуктивності статора і ротора, $\Psi_{r,3}$ – значення потокозчеплення ротора, що задається, $\omega = 2\pi f$.

F_2 визначає активну складову струму ротора $I_{RE} = \sqrt{I^2 - \frac{UI_{XU} - I^2 \omega L_C}{\omega L_r}}$.

Значення I_{RE} обчислюється без урахування знаку. Знак струму I_{RE} залежить від заданого напрямку обертання АД і від того, в якому режимі він працює – двигунному чи генераторному. Для визначення знаку можна використовувати вираз для активної потужності P_R : $P_R = UI_{RU} - I^2 R_C$, де R_C – опір кола статора, включаючи опір з'єднувальних проводів між ПЧ та двигуном.

Якщо активна потужність P_R додатна, то при I_{RE} ставиться знак «+», якщо ж від'ємна – знак «-». Оскільки активна потужність залежить від схильного до температурних змін R_C , то доцільно періодично уточнювати його значення. Це можливо за вихідній частоті інвертора близькій до 0 Гц (у

діапазоні частот ± 0.1 Гц) при сталому режимі роботи: $R_c \approx U/I$. З урахуванням технологічних особливостей електропривода це можливо реалізувати програмно.

Від знаку I_{RE} залежить, в який бік проводиться компенсація ковзання: при знаку «+» компенсація ковзання збільшує частоту, при знаку «-» – зменшує частоту, можливо до нуля і реверсу.

На рисунку також позначено: КЗІ – керований задатчик інтенсивності, який керує частотою що задається f_s , обмежує темп зміни f_s за великій швидкості зміни частоти F_s на вході задатчика інтенсивності, яка задається; забороняє збільшення частоти у разі перевищенні струмом I допустимого значення або знижує за великому перевищенні; забороняє зниження частоти під час перевищенні входною напругою інвертора U_d допустимого значення; k_{IR} – коефіцієнт ІR-компенсації, який збільшує напругу перетворювача на величину падіння напруги на внутрішніх опорах АД за струму I ; k_i – коефіцієнт зворотного зв'язку за реактивною складовою струму задля забезпечення стійкості системи автоматичного регулювання на низьких частотах ПЧ. В наведеній схемі перед множенням на k_i виділяється змінна складова сигналу I_{XU} .

Як видно із структурної схеми, всі сигнали на суматорах з позначкою «плюс», крім сигналів вимірної реактивної потужності $U_X I_{XU}$ для регулятора реактивної потужності і датчика швидкості за наявності регулятора швидкості. Така схема забезпечує оптимальне мікропроцесорне керування електроприводом з дозволим темпом зміни швидкості електродвигуна. Регулятор реактивної потужності з вихідним сигналом ΔU незалежно від температурної зміни параметрів електродвигуна забезпечує необхідне потокозчеплення ротора для створення необхідного механічного момента двигуна на всьому діапазоні регулювання швидкості, включаючи швидкість рівну нулю.

У порівнянні з структурною схемою в [7] схема уточнена: показано порівняння заданого і фактичного значень реактивної потужності і представлений варіант регулятора, коли вихідний сигнал не змінюється у визначеному інтервалі частот біля нульового значення, тому регулятор прийнято інтегральним, k_{int} – коефіцієнт регулятора.

Швидкодія ЕП демонструється на осцилограмі реверсу струму на частоті 30 Гц в ЕП змінного струму ЭКТ4Р-250-380-50 з рекуперацією електроенергії в мережу живлення Запорізького електроапаратного заводу, наведеної в [8], (рис. 2). У разі зниженні частоти f діє обмеження швидкості зміни частоти за напругою U_d , а за збільшенні частоти – обмеження за струмом I . З урахуванням обмежень за напругою і струмом час реверсу мінімальний. Про реверс можна судити по зміні чергування фаз струмів i_a, i_c .

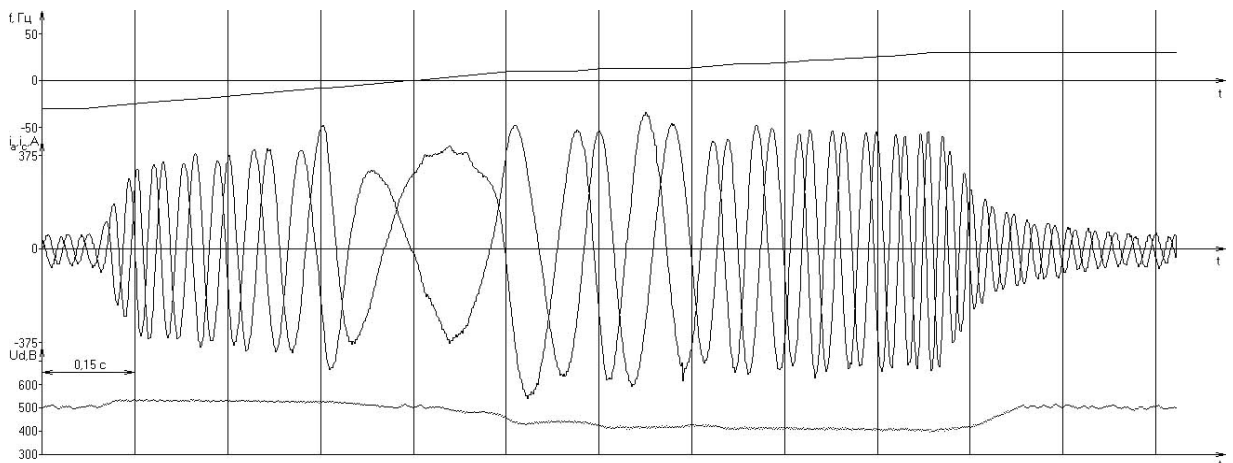


Рис. 2

За обмеженнях за напругою або струмом робота регулятора реактивної потужності не проявляється. Але у разі роботи ЕП без обмеження сигналів він збільшує якість ЕП за рахунок додаткового регулювання напруги сигналом ΔU .

Особливістю якісного ЕП є можливість роботи з різноспрямованими збуреннями, які спрямовані на гальмування або на розгін двигуна. Це має значення для привода електромобіля, кранового електропривода, металургійного, наприклад, відводячих рольгангів з поєднанням розгонів і гальмувань і інших електроприводів.

Різнопольярні збурення показано на рис. 3 за параметрів двигуна і регулятора, аналогічних наведеним в [7]. При цьому, також як і в [7], швидкість приведена до одної пари полюсів АД, тому сигнали швидкості n , заданого значення швидкості n_3 , частоти f , заданого значення частоти f_3 , F_3 мають один і той же масштаб. За відсутності регулятора швидкості і одній парі полюсів $n_3 = F_3$. Значення по осях ординат в герцах і амперах. Напруга U приведена до частоти множенням на відношення номінальних значень $f_{ном} / U_{ном}$. Усі сигнали розраховувалися для кожного i -го інтервала дискретності. У даному випадку дискретність розрахунків 0,5 мс, що відповідає частоті модуляції мікропроцесора 2 кГц. На практиці може бути і більша частота модуляції. Це дає змогу апроксимувати синусоїдальні напруги інвертора з великою точністю і формувати практично безінерційні процеси регулювання в ЕП. У разі збурень гальмування, за яких швидкість зменшується, система регулювання збільшує частоту ПЧ, а за збурень розгону, за яких швидкість збільшується, – зменшує частоту ПЧ, забезпечуючи при цьому необхідне ковзання АД. Зменшення і збільшення ковзання на рисунку відповідає прикладанню до електродвигуна номінального навантажувального моменту в ту або іншу сторону.

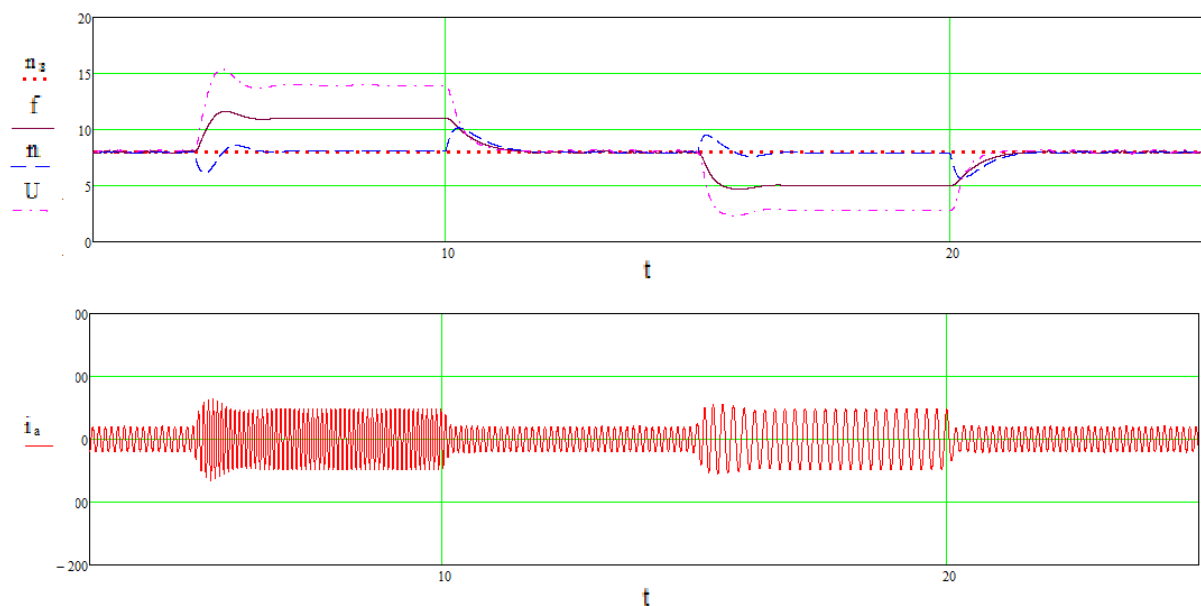


Рис. 3

Якщо необхідне зменшення частоти більше заданого значення швидкості, то ПЧ повинен здійснювати реверс, і усталене значення частоти після реверсу f_R повинно доповнювати задане значення $n_{зад}$ до необхідного для компенсації ковзання значення частоти ковзання f_S

$$f_R = f_S - n_{зад}.$$

Це підтверджувалося під час випробувань електропривода і видно з отриманої осцилограми на рис. 4, де задане значення $n_{зад}$ поступово змінюється від +1 Гц до -1 Гц за почергової зміні напрямлення періодичних збурень. Також, як і на рис. 2, на рис. 4 показано два струми i_a , i_c , по чергуванні яких можна судити про прямий або реверсний режими роботи електропривода.

За другого і останнього збуреннях на рис. 4 частота збільшується, як і за першого збурення на рис. 3. А за першого, третього і четвертого збуреннях частота зменшується до нуля і після реверсу збільшується до f_R .

Подробиці процесу видно на рисунку за збільшеному масштабі часу при першому збуренні. На першій ділянці частота зменшується до нуля, потім йде реверс (на діаграмі в момент 5,52 с), що видно по зміні чергування фаз струмів i_a , i_c . Потім частота збільшується до значення f_R , а швидкість n наближається до заданого значення $n_{зад}$. Після закінчення збурення частота струмів зменшується до нуля, відбувається реверс (на діаграмі в момент 17,5 с), і частота збільшується, щоб відповідати заданому значенню швидкості. Процес реверсу при цьому безперервний і безінерційний, відмінно від аналогічних процесів у приводі постійного струму з роздільним керуванням мостами з трипозиційною або скануючою логікою.

Слід мати на увазі те, що за частоти близької до нуля, зменшується реактивна складова струму для обчислення необхідної задля керування ЕП реактивної потужності, а також збільшується похибка її визначення. Одним із способів визначення реактивної потужності за близької до нульового значення частоті є використання значення реактивної потужності на межі інтервала, де похибка ще задовільна [9]. Існуюча при цьому похибка не означає зменшення діапазона регулювання швидкості, тому що швидкість відрізняється від частоти за рахунок ковзання, і похибка вимірювання швидкості тим менша, чим більше навантаження двигуна. За близької до нуля частоті швидкість залежить від моменту навантаження електродвигуна.

Таким чином, всередині інтервала частот $f_{min} < f < f_{max}$, де похибка вимірювання реактивної потужності велика, вихідний сигнал регулятора реактивної потужності ΔU приймає значення $\Delta U(f_{min})$ або $\Delta U(f_{max})$ в залежності від того, збільшувалася частота в області від'ємних частот, досягаючи f_{min} , чи зменшувалася в області додатних частот, досягаючи f_{max} .

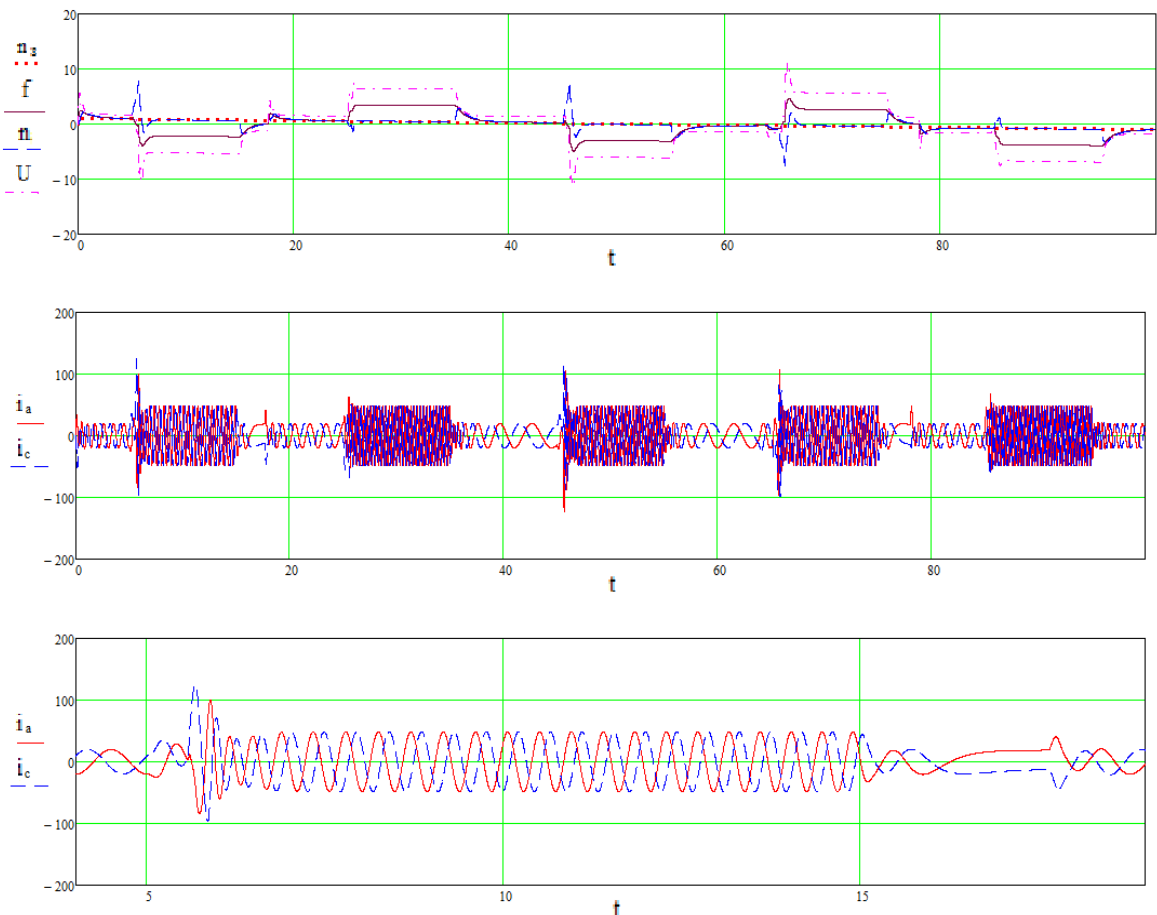


Рис. 4

Зміну моменту навантаження в середині зазначеного інтервалу частот можна враховувати відповідною зміною струму

$$I = \sqrt{\frac{4}{3}(i_a^2 + i_a i_c + i_c^2)}, \quad (3)$$

а не його активної складової, що допустимо, тому що за низькій частоті відмінність між ними невелика. (За формулами (1) – (3) обчислюються амплітудні значення струму і його активної і реактивної складових).

Задля зменшення похибки визначення активної і реактивної складових струму на низькій частоті і відповідного зменшення обмеженого інтервалу частот навколо нульового значення їхні миттєві значення можна розраховувати не тільки відносно часу переходу кривої напруги фази А ПЧ з області негативних значень в область позитивних значень, а й щодо часу чергового переходу через

нуль будь-якої з фаз як з області негативних значень в область позитивних значень за виразами (1), (5), (7), так і з області позитивних значень в область негативних значень за виразами (4), (6), (8) з поточними значеннями кутів $\theta_a, \theta_b, \theta_c$ і $\theta_{-c}, \theta_{-a}, \theta_{-b}$ відповідно. Знак «мінус» в індексі означає, що кут відраховується від переходу кривої напруги від позитивного значення в негативне

$$i_R = -i_c \cos \theta_{-c} - \frac{1}{\sqrt{3}}(i_a - i_b) \sin \theta_{-c} , \quad (4)$$

$$i_X = -i_c \sin \theta_{-c} - \frac{1}{\sqrt{3}}(i_a - i_b) \cos \theta_{-c}$$

$$i_R = i_b \cos \theta_b + \frac{1}{\sqrt{3}}(i_c - i_a) \sin \theta_b , \quad (5)$$

$$i_X = i_b \sin \theta_b + \frac{1}{\sqrt{3}}(i_c - i_a) \cos \theta_b$$

$$i_R = -i_a \cos \theta_{-a} - \frac{1}{\sqrt{3}}(i_b - i_c) \sin \theta_{-a} , \quad (6)$$

$$i_X = -i_a \sin \theta_{-a} - \frac{1}{\sqrt{3}}(i_b - i_c) \cos \theta_{-a}$$

$$i_R = i_c \cos \theta_c + \frac{1}{\sqrt{3}}(i_a - i_b) \sin \theta_c , \quad (7)$$

$$i_X = i_c \sin \theta_c + \frac{1}{\sqrt{3}}(i_a - i_b) \cos \theta_c$$

$$i_R = -i_b \cos \theta_{-b} - \frac{1}{\sqrt{3}}(i_c - i_a) \sin \theta_{-b} . \quad (8)$$

$$i_X = -i_b \sin \theta_{-b} - \frac{1}{\sqrt{3}}(i_c - i_a) \cos \theta_{-b}$$

Описані режими роботи електропривода також, як і режими роботи в [7], ретельно досліджувалися на Запорізькому електроапаратному заводі на крановому електроприводі з асинхронним двигуном 20 кВт з перетворювачем частоти ЕКТ4Д-100 за різних швидкостях переміщення вантажів вгору і вниз, особливо за швидкості близькій до нуля, і підтверджувалися математичним моделюванням.

Висновки. Незалежність електромагнітного моменту двигуна від зміни внутрішніх опорів дає змогу у реверсивному асинхронному електроприводі з керуванням за реактивною потужністю мати практично безінерційний реверс, який визначається широтно-імпульсною модуляцією напруги ПЧ. Такий реверс може відбуватися як за великих змінах сигналів управління, так і роботі електропривода на частоті близькій до нуля, у тому числі під час прикладанні механічного моменту, який зменшує частоту з забезпеченням необхідного ковзання ротора. Задля підвищення точності регулювання відлік часу при визначенні реактивної потужності на низьких частотах може проводитися від останнього переходу через нуль вихідних напруг ПЧ. На інтервалі близьких до нуля додатних і від'ємних частот, на якому похибка визначення реактивної потужності значна, реактивна потужність прирівнюється до її останнього значення на тій чи іншій границі інтервала. Такі властивості дають змогу використовувати реверсивний асинхронний електропривод з керуванням за реактивною потужністю замість більш дорогих і менш надійних електроприводів постійного струму.

1. Пересада С.М., Ковбаса С.М., Крижановский В.П., Бовкунович В.С. Система управління моментом асинхронного двигателя для тягових електроприводов. *Промислова електроенергетика та електротехніка*. 2007. №1. С. 66-70.

2. Перельмутер В.М., Сидоренко В.А. Системы управления тиристорными электроприводами постоянного тока. Москва: Энергоатомиздат, 1988. 304 с.

3. Чижено И.М. Справочник по преобразовательной технике. Киев, Техника, 1978. 447 с.

4. Калінов А.П., Мельников В.О. Элементы автоматизованого електропривода. Кременчуг, 2014. 274 с.

5. Потапенко Е.М., Потапенко Е.Е. Робастые алгоритмы векторного управления. Запорожье: ЗНТУ, 2009. 352 с.

6. Пересада С.М., Ковбаса С.М., Красношапка Н.Д. Непряме векторне керування асинхронними двигунами з властивостями робастості та адаптації до змін активного опору ротора. Київ: НТУ України КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2020. 174 с.

7. Чепкунов Р.А. Застосування асинхронного електропривода з керуванням за реактивною потужністю. *Технічна електродинаміка*. 2023. №3. С. 42–49. DOI: <https://doi.org/10.15407/techmed2023.03.042>.

8. Чепкунов А.І. Цифро-аналогові і мікропроцесорні системи управління силових напівпровідникових перетворювачів. Запоріжжя: ЗДІА, 2007. 119 с.

9. Чепкунов Р.А. Спосіб керування асинхронним електроприводом з розширеним діапазоном регулювання швидкості. Патент на винахід України №125078, 2022.

REVERSIBLE ASYNCHRONOUS ELECTRIC DRIVE WITH REACTIVE POWER CONTROL

R.A. Chepkunov

Science-industrial enterprise “Elektronik, LTD”

st.Rustavy, 5 - 204, Zaporohzje, 69055, Ukraine.

E-mail: elektronick.ltd@gmail.com

The features of current reverse in a reversible electric drive with reactive power control are considered. It is shown that the reverse is fast-acting, providing fast-action in the entire range of speed control, including zero speed. This electric drive is cheaper and better quality compared to DC electric drive. References 7, figures 4.

Key words: asynchronous electric drive, induction motor, reverses of current.

1. Peresada S.M., Kovbasa S.N., Krijganovskiy V.P., Bovkunovich V.S. Control system for moment of induction motor of pull electric driver. *Industrial Electronics and Electronics*. 2007. No 1. Pp. 66-70. (Rus)

2. Perelmutter V.M., Sidorenko V.A. Control systems of thyristor electric drives of direct current. Moscow: Electroatomizdat, 1988. 304 p. (Rus)

3. Chizhenko I.M. Handbook of Converter Engineering. Kiev, Tekhnika, 1978. 447 p. (Rus)

4. Kalinov A.P., Melnikov V.O. Elements of automation electric drive. Kremenchug, 2014. 274 p. (Ukr)

5. Potapenko E.M., Potapenko E.E. Robust algorithms of the vector control of electric drive. Zaporohzje: ZNTU, 2009. 352 p. (Rus)

6. Peresada S.M., Kovbasa S.N., Krasnoshapka N.D. Indirect vector control of asynchronous motor with robust and adaptation for changing of active rotor resistance. Kyiv, 2020. 174 p. (Ukr)

7. Chepkunov R.A. Applying of asynchronous electric drive with reactive power control. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2023. No 3. Pp. 42 -49 (Ukr). DOI: <https://doi.org/10.15407/techmed2023.03.042>. (Ukr)

8. Chepkunov A.I. Digital-analog and microprocessor control systems of power semiconductor converters. Zaporohzje: ZDIA, 2007. 119 p. (Ukr).

9. Chepkunov R.A. Method of control of asynchronous electric drive with winding diapason of speed control.. Patent of innovation №125078, Ukraine, 2022. (Ukr)

Надійшла 17.08.2023

Остаточний варіант 03.01.2024