



УКРАЇНА

(19) UA (11) 30471 (13) U
(51) МПК (2006)
H02P 7/00
H02P 21/00

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ
І НАУКИ УКРАЇНИ

ДЕРЖАВНИЙ ДЕПАРТАМЕНТ
ІНТЕЛЕКТУАЛЬНОЇ
ВЛАСНОСТІ

ОПИС ДО ПАТЕНТУ НА КОРИСНУ МОДЕЛЬ

видається під
відповідальність
власника
патенту

(54) СПОСІБ ВЕКТОРНОГО РЕГУЛЮВАННЯ СТРУМУ В АСИНХРОННОМУ ЕЛЕКТРОПРИВОДІ З ТРИФАЗНИМ АВТОНОМНИМ ІНВЕРТОРОМ СТРУМУ НА ТИРИСТОРАХ, ЩО ЗАМИКАЮТЬСЯ

1

2

(21) u200712686

(22) 15.11.2007

(24) 25.02.2008

(72) ВОЛКОВ ОЛЕКСАНДР ВАСИЛЬОВИЧ, UA,
КОСЕНКО ІГОР ОЛЕКСАНДРОВИЧ, UA

(73) ЗАПОРІЗЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ
УНІВЕРСИТЕТ, UA

(56)

(57) 1. Спосіб векторного регулювання струму в асинхронному електроприводі з трифазним автономним інвертором струму на тиристорах, що замикаються, який полягає у тому, що задають необхідні значення намагнічувальної і активної проекцій узагальненого вектора статорного струму двигуна відповідно на осі абсцис і ординат ортогональної координатної системи, що обертається, яка орієнтована віссю абсцис за узагальненим вектором потокозчеплення ротора асинхронного двигуна (1), контролюють поточні значення косинуса і синуса від аргументу узагальненого вектора потокозчеплення ротора асинхронного двигуна, за допомогою яких визначають із зворотних координатних перетворень за необхідними значеннями намагнічувальної і активної проекцій узагальненого вектора статорного струму задані значення проекцій цього вектора на осі абсцис і ординат нерухомої ортогональної координатної системи, яка орієнтована віссю абсцис за геометричною віссю обмотки статора фази "а" двигуна, від якої здійснюють відлік аргументів узагальнених векторів, контролюють поточні значення проекцій узагальненого вектора статорного струму двигуна на осі абсцис і ординат нерухомої ортогональної координатної системи, через які обчислюють відхилення проекцій узагальненого вектора статорного струму на осі абсцис і ординат нерухомої ортогональної координатної системи у вигляді різниці згаданих заданих і поточних значень проекцій узагальненого вектора статорного струму на відповідні осі вказаної нерухомої ортогональної координатної системи, контролюють вхідний струм автономного інвертора струму (4), через який для всіх можливих комбінацій відкритих тиристорів інвертора розраховують прогнозовані значення

вихідних фазних струмів автономного інвертора струму: для фаз інвертора, в яких відкриті тиристори в анодній і катодній групах, - у вигляді відповідно додатного або від'ємного значень вхідного струму інвертора, а для фази інвертора, в якій всі тиристори закриті, - у вигляді нульового значення, для всіх можливих комбінацій відкритих тиристорів інвертора обчислюють значення проекцій прогнозованих узагальнених векторів вихідного струму інвертора на осі нерухомої ортогональної координатної системи: на вісь абсцис - у вигляді розрахованого для даної комбінації прогнозованого значення вихідного струму у фазі "а" інвертора, а на вісь ординат - у вигляді поділеної на $\sqrt{3}$ різниці значень розрахованих для даної комбінації вихідних струмів інвертора у фазах "b" і "с", для всіх можливих комбінацій відкритих тиристорів інвертора обчислюють прогнозуючий функціонал і знаходять його екстремальне значення, при цьому поточну комбінацію відкритих тиристорів автономного інвертора струму, що характеризується одночасно відкритими станами двох тиристорів в різних фазах інвертора: одного - в анодній, іншого - в катодній групі інвертора, задають відповідною вказаному екстремальному значенню прогнозуючого функціонала, а вхідний струм інвертора регулюють прямо пропорційно кореню квадратному з суми квадратів необхідних значень намагнічувальної і активної проекцій узагальненого вектора струму статора двигуна, який **відрізняється** тим, що розраховують модуль узагальненого вектора відхилення струму двигуна у вигляді кореня квадратного з суми квадратів обчислених відхилень проекцій статорного струму на осі абсцис і ординат нерухомої ортогональної координатної системи, обчислюють значення косинуса і синуса від аргументу узагальненого вектора відхилення струму двигуна у вигляді відповідно відношень проекцій цього вектора на осі абсцис і ординат нерухомої ортогональної координатної системи до модуля цього вектора, для всіх можливих комбінацій відкритих тиристорів інвертора розраховують значення косинуса і синуса від аргументів прогнозованих узагальнених

(19) UA (11) 30471 (13) U

векторів вихідного струму інвертора у вигляді помножених на $\sqrt{3}/2$ відношень прогнозованих значень проекцій цих векторів відповідно на осі абсцис і ординат нерухокої ортогональної координатної системи до вхідного струму інвертора, при цьому прогнозує функціонал обчислюють у вигляді двох доданків, перший з яких дорівнює добутку косинусів від аргументів узагальненого вектора відхилення струму і прогнозованого узагальненого вектора вихідного

струму інвертора, а другий доданок дорівнює добутку синусів від аргументів цих векторів.

2. Спосіб за п. 1, який **відрізняється** тим, що додатково порівнюють розраховане значення модуля узагальненого вектора відхилення струму з припустимою уставкою, при цьому, якщо значення модуля узагальненого вектора відхилення струму не перевищує вказаної уставки, то примусово зберігають незмінною і відповідною попередньому моменту часу комбінацію відкритих тиристорів автономного інвертора струму.

Корисна модель відноситься до галузі електротехніки, конкретно - до частотно-регульованих асинхронних електроприводів, в яких у якості перетворювача частоти використовується трифазний автономний інвертор струму на тиристорах, що замикаються.

Векторне регулювання струму в асинхронному електроприводі призначене для формування в асинхронному двигуні заданих значень намагнічувальної і активної складових (проекцій) статорного струму, що, у свою чергу, дозволяє в перехідних і сталих режимах роботи електропривода створювати необхідні значення магнітного потокозчеплення і електромагнітного моменту двигуна і, як наслідок, ефективно керувати перехідними електромеханічними процесами частотно-регульованого асинхронного електропривода.

Відомий з [1] спосіб релейно-векторного керування трифазним автономним інвертором струму на тиристорах, що замикаються, полягає у тому, що контролюють фазні струми і напруги в трифазному навантаженні, живленому від трифазного автономного інвертора струму, через які обчислюють поточні значення узагальнених векторів струму і напруги навантаження, контролюють вхідний струм інвертора, через який розраховують для всіх можливих комбінацій відкритих станів тиристорів інвертора прогнозовані значення узагальнених векторів вихідного струму автономного інвертора струму, для всіх можливих комбінацій відкритих тиристорів інвертора розраховують прогнозовані значення узагальненого вектора напруги на навантаженні у вигляді суми трьох доданків, перший з яких дорівнює поточному значенню узагальненого вектора напруги на навантаженні, друге - з від'ємним знаком узагальненому вектору струму навантаження, поділеному на ємність конденсатора фільтра, встановлюваного на виході інвертора, і помноженому на тривалість часового інтервалу прогнозу, а третій доданок - прогнозованому значенню узагальненого вектора вихідного струму інвертора, поділеному на ємність згаданого конденсатора фільтра і помноженому на тривалість часового інтервалу прогнозу. При цьому для всіх можливих комбінацій відкритих тиристорів інвертора розраховують значення прогнозного функціонала у вигляді різниці обчислених прогнозованих значень і заданого

значення узагальненого вектора напруги навантаження, а поточну комбінацію відкритих тиристорів інвертора задають відповідною екстремальному (мінімальному) значенню вказаного прогнозного функціонала.

Недоліком цього відомого способу керування є складність технічної реалізації. Це обумовлено, по-перше, необхідністю контролю збільшеного числа електричних параметрів режиму (зокрема, не тільки фазних струмів, але і - фазних напруг навантаження) і, по-друге, складністю обчислення прогнозного функціонала (для чого вимагається виконувати розрахунок трьох векторних величин: поточних значень узагальнених векторів напруги і струму навантаження, прогнозованого вектора вихідного струму інвертора). По-третє, оскільки у відомому способі безпосередньо не реалізується векторне регулювання струму навантаження (оскільки фактично здійснюється лише векторне регулювання напруги навантаження), то разом із застосуванням даного способу в частотно-регульованому асинхронному електроприводі доводиться на практиці додатково створювати необхідну систему векторного регулювання струму асинхронного двигуна. Це, у свою чергу, також помітно ускладнює при використуванні відомого способу загальну технічну реалізацію векторного регулювання струму в асинхронному електроприводі з автономним інвертором струму на тиристорах, що замикаються.

Найбільш близьким по технічній суті до запропонованого способу вибрано спосіб векторного регулювання струму в асинхронному електроприводі з трифазним автономним інвертором струму на тиристорах, що замикаються [2], полягає у тому, що задають необхідні значення намагнічувальної і активної проекцій узагальненого вектора статорного струму двигуна відповідно на осі абсцис і ординат ортогональної координатної системи, що обертається, яка орієнтована віссю абсцис за узагальненим вектором потокозчеплення ротора асинхронного двигуна, контролюють поточні значення косинуса і синуса від аргументу узагальненого вектора потокозчеплення ротора асинхронного двигуна, за допомогою яких визначають із зворотних координатних перетворень за необхідними значеннями намагнічувальної і активної проекцій узагальненого вектора статорного струму задані значення проекцій цього вектора на осі абсцис і

ординат нерухомої ортогональної координатної системи, яка орієнтована віссю абсцис за геометричною віссю обмотки статора фази "а" двигуна, від якої здійснюють відлік аргументів узагальнених векторів, контролюють поточні значення проекцій узагальненого вектора статорного струму двигуна на осі абсцис і ординат нерухомої ортогональної координатної системи, через які обчислюють відхилення проекцій узагальненого вектора статорного струму на осі абсцис і ординат нерухомої ортогональної координатної системи у вигляді різниці згаданих заданих і поточних значень проекцій узагальненого вектора статорного струму на відповідні осі вказаної нерухомої ортогональної координатної системи, контролюють вхідний струм автономного інвертора струму, через який для всіх можливих комбінацій відкритих тиристорів інвертора розраховують прогнозовані значення вихідних фазних струмів автономного інвертора струму: для фаз інвертора, в яких відкриті тиристири в анодній і катодній групах, - у вигляді відповідно додатного або від'ємного значень вхідного струму інвертора, а для фази інвертора, в якій всі тиристири закриті, - у вигляді нульового значення, для всіх можливих комбінацій відкритих тиристорів інвертора обчислюють значення проекцій прогнозованих узагальнених векторів вихідного струму інвертора на осі нерухомої ортогональної координатної системи: на вісь абсцис - у вигляді розрахованого для даної комбінації прогнозованого значення вихідного струму у фазі "а" інвертора, а на вісь ординат - у

вигляді поділеної на $\sqrt{3}$ різниці значень розрахованих для даної комбінації вихідних струмів інвертора у фазах "b" і "с", через розраховані значення відхилень проекцій узагальненого вектора статорного струму на осі нерухомої ортогональної координатної системи і значення проекцій прогнозованих узагальнених векторів вихідного струму інвертора на осі вказаної координатної системи обчислюють аргументи узагальненого вектора відхилення струму і прогнозованих узагальнених векторів вихідного струму інвертора, для всіх комбінацій відкритих силових ключів інвертора обчислюють прогножуючий функціонал у вигляді абсолютного значення різниці аргументів узагальненого вектора відхилення струму двигуна і прогнозованого узагальненого вектора вихідного струму інвертора, знаходять екстремальне (мінімальне) значення цього функціонала, при цьому поточну комбінацію відкритих тиристорів автономного інвертора струму, що характеризується одночасно відкритими станами двох тиристорів в різних фазах інвертора: одного - в анодній, іншого - в катодній групі інвертора, задають відповідною вказаному екстремальному значенню прогножуючого функціонала, а вхідний струм інвертора регулюють прямо пропорційно корінню квадратному з суми квадратів необхідних значень намагнічувальної і активної проекцій узагальненого вектора статорного струму двигуна.

Недоліком відомого способу є істотна технічна складність його практичної реалізації. Вона обумовлена, головним чином, складністю здійснення операцій обчислення аргументів узагальнених векторів (відхилення струму двигуна і вихідного струму інвертора) при розрахунку прогножуючого функціонала, для виконання яких потрібно: по-перше, реалізація в обчислювачі складних нелінійних математичних операцій типу "arctg" або "arcsin" [3]; по-друге, знаходження аргументів вказаних узагальнених векторів у всіх чотирьох квадрантах на площині; і, по-третє, вживання спеціальних заходів по виключенню неоднозначності при визначенні цих аргументів (пов'язаної з періодичністю їх зміни, рівної 2π), а також при знаходженні різниці між аргументами згаданих векторів.

В основі корисної моделі поставлена задача розробки більш простого в технічній реалізації способу векторного регулювання струму в асинхронному електроприводі з трифазним автономним інвертором струму на тиристорах, що замикаються, за допомогою якого забезпечується здешевлення вказаного частотно-регульованого асинхронного електропривода при збереженні високої якості (точності і швидкодії) регулювання статорного струму двигуна.

Вирішення даної задачі досягається тим, що в способі векторного регулювання струму в асинхронному електроприводі з трифазним автономним інвертором струму на тиристорах, що замикаються, задають необхідні значення намагнічувальної і активної проекцій узагальненого вектора статорного струму двигуна відповідно на осі абсцис і ординат ортогональної координатної системи, що обертається, яка орієнтована віссю абсцис за узагальненим вектором потокозчеплення ротора асинхронного двигуна, контролюють поточні значення косинуса і синуса від аргументу узагальненого вектора потокозчеплення ротора асинхронного двигуна, за допомогою яких визначають із зворотних координатних перетворень за необхідними значеннями намагнічувальної і активної проекцій узагальненого вектора статорного струму задані значення проекцій цього вектора на осі абсцис і ординат нерухомої ортогональної координатної системи, яка орієнтована віссю абсцис за геометричною віссю обмотки статора фази "а" двигуна, від якої здійснюють відлік аргументів узагальнених векторів, контролюють поточні значення проекцій узагальненого вектора статорного струму двигуна на осі абсцис і ординат нерухомої ортогональної координатної системи, через які обчислюють відхилення проекцій узагальненого вектора статорного струму на осі абсцис і ординат нерухомої ортогональної координатної системи у вигляді різниці згаданих заданих і поточних значень проекцій узагальненого вектора статорного струму на відповідні осі вказаної нерухомої ортогональної координатної системи, контролюють вхідний струм автономного інвертора струму, через який для всіх можливих комбінацій відкритих тиристорів інвертора розраховують прогнозовані значення

вихідних фазних струмів автономного інвертора струму: для фаз інвертора, в яких відкриті тиристори в анодній і катодній групах, - у вигляді відповідно додатного або від'ємного значень вхідного струму інвертора, а для фази інвертора, в якій всі тиристори закриті, - у вигляді нульового значення, для всіх можливих комбінацій відкритих тиристорів інвертора обчислюють значення проєкцій прогнозованих узагальнених векторів вихідного струму інвертора на осі нерухомої ортогональної координатної системи: на вісь абсцис - у вигляді розрахованого для даної комбінації прогнозованого значення вихідного струму у фазі "а" інвертора, а на вісь ординат - у

вигляді поділеної на $\sqrt{3}$ різниці значень розрахованих для даної комбінації вихідних струмів інвертора у фазах "b" і "c", для всіх можливих комбінацій відкритих тиристорів інвертора обчислюють прогнозуючий функціонал і знаходять його екстремальне значення, при цьому поточну комбінацію відкритих тиристорів автономного інвертора струму, що характеризується одночасно відкритими станами двох тиристорів в різних фазах інвертора: одного - в анодній, іншого - в катодній групі інвертора, задають відповідною вказаному екстремальному значенню прогнозуючого функціонала, а вхідний струм інвертора регулюють прямо пропорційно корінню квадратному з суми квадратів необхідних значень намагнічувальної і активної проєкцій узагальненого вектора статорного струму двигуна, додатково розраховують модуль узагальненого вектора відхилення струму двигуна у вигляді коріння квадратного з суми квадратів обчислених відхилень проєкцій статорного струму на осі абсцис і ординат нерухомої ортогональної координатної системи, обчислюють значення косинуса і синуса від аргументу узагальненого вектора відхилення струму двигуна у вигляді відповідно відношень проєкцій цього вектора на осі абсцис і ординат нерухомої ортогональної координатної системи до модуля цього вектора, для всіх можливих комбінацій відкритих тиристорів інвертора розраховують значення косинуса і синуса від аргументів прогнозованих узагальнених векторів вихідного струму інвертора у вигляді

помножених на $\frac{\sqrt{3}}{2}$ відношень прогнозованих значень проєкцій цих векторів відповідно на осі абсцис і ординат нерухомої ортогональної координатної системи до вхідного струму інвертора, при цьому прогнозуючий функціонал обчислюють у вигляді двох доданків, перший з яких дорівнює добутку косинусів від аргументів узагальненого вектора відхилення струму і прогнозованого узагальненого вектора вихідного струму інвертора, а другий доданок - дорівнює добутку синусів від аргументів цих векторів.

Для зменшення частоти перемикання тиристорів інвертора в способі за п.1 додатково порівнюють розраховане значення модуля узагальненого вектора відхилення струму з припустимою уставкою, при цьому, якщо значення модуля узагальненого вектора відхилення струму

не перевищує вказаної уставки, то примусово зберігають незмінною і відповідною попередньому моменту часу комбінацію відкритих тиристорів автономного інвертора струму.

Здійснення в запропонованому способі обчислення тригонометричних функцій синуса і косинуса від аргументу узагальненого вектора відхилення струму двигуна і від аргументів прогнозованих узагальнених векторів вихідного струму інвертора (замість обчислення безпосередньо аргументів цих векторів і різниці між вказаними аргументами у відомому способі) і розрахунок на основі цих тригонометричних функцій нового виду прогнозуючого функціонала (екстремальне значення якого задає поточну комбінацію відкритих тиристорів трифазного автономного інвертора струму) спрощує технічну реалізацію запропонованого способу і здешевлює створені з використанням запропонованого способу пристрої векторного регулювання статорного струму для частотно-регульованих асинхронних електроприводів з автономними інверторами струму на тиристорах, що замикаються.

Таким чином, нові ознаки при взаємодії з відомими ознаками забезпечують появу нових технічних властивостей, зокрема, шляхом введення нових операцій розроблено спосіб векторного регулювання струму в асинхронному електроприводі з трифазним автономним інвертором струму на тиристорах, що замикаються. Це забезпечує всієї заявленій сукупності ознак способу відповідність критерію "новизна".

Аналоги, що містять ознаки, які відрізняються від прототипу, не знайдені; рішення явним чином не виходить з рівня техніки. Виходячи з вищевикладеного, можна зробити висновок, що запропоноване рішення задовольняє критерію "винахідницький рівень".

Ідея корисної моделі пояснюється кресленнями: на Фіг.1 - функціональна схема варіанту пристрою, який реалізує запропонований спосіб; на Фіг.2 - функціональна схема варіанту пристрою, що реалізовує запропонований спосіб керування із зменшеною частотою перемикання тиристорів інвертора. Функціональна схема пристрою на Фіг.1 містить: асинхронний короткозамкнутий двигун 1, блок конденсаторів 2, регульоване джерело постійного струму 3, трифазний автономний інвертор струму 4, виконаний на тиристорах, що замикаються, 5-10, систему керування інвертором 11, блок керування 12, обчислювач відхилень проєкцій струму 13, обчислювач завдання регульованому джерелу 14, датчик струму 15 і датчик проєкцій статорного струму 16, задавачі намагнічувальної і активної проєкцій статорного струму 17 і 18. При цьому автономний інвертор струму 4 підключений своїм входом до виходу регульованого джерела постійного струму 3, а виходом пов'язаний з паралельно між собою з'єднаними блоком конденсаторів 2 і статорними обмотками асинхронного двигуна 1.

Регульоване джерело постійного струму 3 виконане, наприклад, у вигляді трифазної мостової схеми неререверсивного тиристорного керування випрямляча 19, підключеного входом до трифазної мережі змінного струму, з'єднаного виходом через згладжуючий реактор 20 з входом автономного інвертора струму 4 і зв'язаного керуючим входом через систему імпульсно-фазового керування 21 з виходом регулятора струму 22, перший з входів якого є задаючим входом і з'єднаний з виходом обчислювача завдання регульованому джерелу 14, а другий вхід регулятора струму 22 є входом від'ємного зворотного зв'язку і з'єднаний з виходом датчика струму 15, підключеного своїм входом до входу автономного інвертора струму 4.

Блок керування 12 виконаний у вигляді обчислювача модуля 23 і перетворювача фаз 24, першого і другого обчислювачів гармонійних функцій 25 і 26, обчислювача фазних струмів інвертора 27, обчислювача прогнозного функціонала 28 і обчислювача екстремального значення 29. Причому, перші входи обчислювача модуля 23 і обчислювача гармонійних функцій 26 з'єднані разом і є першим входом блоку керування 12, а другі входи обчислювача модуля 23 і обчислювача гармонійних функцій 26 також з'єднані разом і є другим входом блоку керування 12. Вхід обчислювача фазних струмів інвертора 27 з'єднаний з одним з входів обчислювача гармонійних функцій 25 і виходом датчика струму 15 і є третім входом блоку керування 12, а вихід обчислювача фазних струмів інвертора 27 пов'язаний через перетворювач фаз 24 з іншим входом обчислювача гармонійних функцій 25. Обчислювач прогнозного функціонала 28 з'єднаний своїми першим і другим входами відповідно з виходами першого і другого обчислювачів гармонійних функцій 25 і 26, а виходом - з входом обчислювача екстремального значення 29, вихід якого є виходом блоку керування 12 і пов'язаний через систему керування інвертором 11 з керуючими входами інвертора 4.

Обчислювач відхилень проекцій струму 13 виконаний у вигляді координатного перетворювача 30, датчика гармонійних функцій поточного поточного 31 і блоку суматорів 32, причому, перший вхід координатного перетворювача 30 з'єднаний з першим входом обчислювача завдання регульованому джерелу 14 і виходом задавача намагнічувальної проекції струму 17 і є першим входом обчислювача відхилень проекцій струму 13, а другий вхід координатного перетворювача 30 підключений до другого входу обчислювача завдання регульованому джерелу 14 і до виходу задавача активної проекції струму 18 і є другим входом обчислювача відхилень проекцій струму 13. Третій і четвертий входи координатного перетворювача 30 сполучені з першим і другим входами датчика гармонійних функцій поточного поточного 31, а перший і другий входи координатного перетворювача 30 підключені до першого і другого входів блоку суматорів 32, третій і четвертий входи якого сполучені з першим і

другим виходами датчика проекцій статорного струму 16 і є третім і четвертим входами обчислювача відхилень проекцій струму 13, а перший і другий входи блоку суматорів 32 є першим і другим виходами обчислювача відхилень проекцій струму 13 і приєднані до першого і другого входів блоку керування 12.

Датчик проекцій статорного струму 16 виконаний у вигляді блоку датчиків струму 33, підключеного своїми двома виходами до двох фазних статорних обмоток двигуна 1, а двома виходами - до першого і другого входів обчислювача проекцій статорного струму 34, виходи якого є першим і другим виходами датчика проекцій статорного струму 16.

Функціональна схема пристрою на Фіг.2, що реалізує запропонований спосіб керування із зменшеною частотою перемикання тиристорів інвертора, містить додатково (в порівнянні з пристроєм, представленим на Фіг.1) регістр 35 і компаратор 36, а блок керування 12 забезпечений другим виходом, яким є вихід обчислювача модуля 23, при цьому регістр 35 своїм першим (настановним) входом з'єднаний з виходом обчислювача екстремального значення 29, другим (блокуючим) входом пов'язаний через компаратор 36 із згаданим другим виходом блоку керування 12, а виходом регістр 35 з'єднаний з входом системи керування інвертором 11.

Запропонований спосіб векторного регулювання струму в асинхронному електроприводі з трифазним автономним інвертором струму на тиристорах, що замикаються, функціонує (розглянемо на прикладі пристрою, показаного на Фіг.1) таким чином. За допомогою задавачів намагнічувальної і активної проекцій струму 17 і 18 (в якості яких можуть служити відповідно регулятори поточного поточного і швидкості в частотно-регульованому асинхронному електроприводі) задають необхідні значення намагнічувальної I_{sx} і активної I_{sy} проекцій узагальненого вектора статорного струму двигуна 1 відповідно на осі абсцис "x" і ординат "y" ортогональної координатної системи "x-y", що обертається, яка орієнтована віссю абсцис "x" за узагальненим вектором поточного поточного ротора $\bar{\Psi}$ асинхронного двигуна.

За допомогою датчика гармонійних функцій поточного поточного 31 [3] контролюють поточні значення косинуса ($\cos\theta_\psi$) і синуса ($\sin\theta_\psi$) від аргументу θ_ψ узагальненого вектора поточного поточного ротора $\bar{\Psi}$ асинхронного двигуна. Виходячи з вказаних значень, за допомогою координатного перетворювача 30 визначають з відомих зворотних координатних перетворень [3] за необхідними значеннями намагнічувальної I_{sx} і активної I_{sy} проекцій узагальненого вектора статорного струму задані значення проекцій $I_{s\alpha}$, $I_{s\beta}$ цього вектора на осі абсцис "α" і ординат "β" нерухомої ортогональної координатної системи "α-β".

$$\left. \begin{aligned} I_{s\alpha}^* &= I_{sx}^* \cos \theta_{\psi} - I_{sy}^* \sin \theta_{\psi} \\ I_{s\beta}^* &= I_{sx}^* \sin \theta_{\psi} + I_{sy}^* \cos \theta_{\psi} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

При цьому вказана нерухома ортогональна координатна система "α-β" орієнтована віссю абсцис "α" за геометричною віссю статорної обмотки фази "а" двигуна, від якої здійснюються відлік аргументів узагальнених векторів.

За допомогою блоку датчиків струму 33 контролюють статорні струми $I_{s\alpha}$, $I_{s\beta}$, в двох фазах ("а" і "b") двигуна 1, через які за допомогою обчислювача проєкцій статорного струму 34 визначають із співвідношень [3]:

$$\left. \begin{aligned} I_{\alpha} &= I_a \\ I_{\beta} &= (I_a + 2I_b)/\sqrt{3} \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

на виході датчика проєкцій статорного струму 16 поточні значення проєкцій $I_{s\alpha}$, $I_{s\beta}$ узагальненого вектора статорного струму двигуна на осі абсцис "α" і ординат "β" нерухокої ортогональної координатної системи "α-β". Через дані значення проєкцій в блоці суматорів 32 обчислюють відхилення ΔI_{α} , ΔI_{β} проєкцій узагальненого вектора статорного струму на осі абсцис "α" і ординат "β" нерухокої ортогональної координатної системи "α-β" у вигляді різниці згаданих заданих $I_{s\alpha}^*$, $I_{s\beta}^*$ і поточних $I_{s\alpha}$, $I_{s\beta}$ значень проєкцій узагальненого вектора статорного струму на відповідні осі ("α" або "β") вказаної нерухокої ортогональної координатної системи:

$$\left. \begin{aligned} \Delta I_{\alpha} &= I_{s\alpha}^* - I_{s\alpha} \\ \Delta I_{\beta} &= I_{s\beta}^* - I_{s\beta} \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

За допомогою датчика струму 15 контролюють вхідний струм I_d , автономного інвертора струму 4, який задають від регульованого джерела постійного струму 3. Контролюючи на своїх входах задане I_d^* , і поточне I_d , значення струму на виході джерела 3, регулятор струму 22 впливає своїм вихідним сигналом через систему імпульсно-фазового керування 21 на кут керування тиристорів нереверсивного керованого випрямляча 19 таким чином, що забезпечує астатичне регулювання вказаного струму:

$$I_d \approx I_d^* \quad (4)$$

При цьому задане значення струму I_d^* , джерела 3 визначається на виході обчислювача завдання регульованому джерелу 14 із співвідношень:

$$\left. \begin{aligned} I_d^* &= k \sqrt{(I_{sx}^*)^2 + (I_{sy}^*)^2} \\ \text{де } k &= (\sqrt{3}/2 - 1,1) \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Таким чином, з урахуванням (4) і (5) регулюють вхідний струм I_d інвертора прямо пропорційно корінню квадратному з суми квадратів необхідних значень намагнічувальної I_{sx}^* і активної I_{sy}^* проєкцій узагальненого вектора статорного струму двигуна (що дозволяє при збереженні задовільних динамічних властивостей приводу знизити вхідний струм регульованого джерела струму 3 до мінімально можливого і за рахунок цього зменшити втрати електроенергії у вказаному

регульованому джерелі постійного струму 3 і автономному інверторі струму 4 при роботі даного електропривода).

Для всіх можливих комбінацій $m=1, 2, \dots, 6$ відкритих тиристорів 5-10 інвертора 4 (які показані в табл.1) обчислювач фазних струмів інвертора 27 розраховує через значення вхідного струму інвертора I , прогнозовані значення вихідних фазних струмів $I_a(m)$, $I_b(m)$, $I_c(m)$ автономного інвертора струму 4. При цьому для фаз інвертора 4, в яких відкриті тиристори в анодній і катодній групах, прогнозовані значення фазних струмів інвертора визначають у вигляді відповідно додатного ($+I_d$) або від'ємного ($-I_d$) значень вхідного струму I_d інвертора, а для фази інвертора 4, в якій всі тиристори закриті, - у вигляді нульового значення. Розраховані таким чином значення прогнозованих вихідних фазних струмів I_a , I_b , I_c інвертора 4 для всіх можливих комбінацій m його відкритих тиристорів приведені в табл.1.

Комбінації відкритих (показані знаком "**") тиристорів інвертора струму 4 і відповідні їм значення вихідних фазних струмів

Номер комбінації m	Відкриті тиристори			
	5	6	7	8
1	*	*		
2		*	*	
3			*	*
4				*
5				
6	*			

Через прогнозовані значення вихідних фазних струмів інвертора $I_a(m)$, $I_b(m)$, $I_c(m)$, що надходять на його вхід, на виході перетворювача фаз 24 обчислюють для всіх можливих комбінацій ($m=1, 2, \dots, 6$) відкритих тиристорів інвертора 4 значення проєкцій $I_{\alpha}(m)$, $I_{\beta}(m)$ прогнозованих узагальнених векторів вихідного струму інвертора на осі нерухокої ортогональної координатної системи "α-β". Причому, вказані проєкції $I_{\alpha}(m)$ на вісь абсцис "α" обчислюють у вигляді розрахованого для даної комбінації m відкритих тиристорів інвертора прогнозованого значення $I_a(m)$ вихідного струму у фазі "а" інвертора, а на вісь ординат "β" - у вигляді

поділеної на $\sqrt{3}$ різниці значень розрахованих для даної комбінації m вихідних струмів інвертора $I_b(m)$ і $I_c(m)$ у фазах "b" і "c":

$$\left. \begin{aligned} I_{\alpha}(m) &= I_a(m), \\ I_{\beta}(m) &= [I_b(m) - I_c(m)]/\sqrt{3}. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Для всіх можливих комбінацій ($m=1, 2, \dots, 6$) відкритих тиристорів інвертора через обчислювач гармонійних функцій 25 розраховують значення косинуса і синуса від аргументів $\theta(m)$ прогнозованих узагальнених векторів вихідного

струму інвертора у вигляді помножених на $\frac{\sqrt{3}}{2}$ відношень прогнозованих значень проєкцій $I_{\alpha}(m)$, $I_{\beta}(m)$ цих векторів відповідно на осі абсцис "α" і

ординат "β" нерухомої ортогональної координатної системи "α-β" до вхідного струму I_d інвертора:

$$\left. \begin{aligned} \cos \theta_l(m) &= \frac{\sqrt{3}}{2} \left[\frac{I_\alpha(m)}{I_d} \right], \\ \sin \theta_l(m) &= \frac{\sqrt{3}}{2} \left[\frac{I_\beta(m)}{I_d} \right]. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Дані розрахункові співвідношення одержані з відомих залежностей [3]:

$$\left. \begin{aligned} \cos \theta_l(m) &= I_\alpha(m)/I(m) \\ \sin \theta_l(m) &= I_\beta(m)/I(m) \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

з урахуванням співвідношення, що виконується, між модулем $I(m)$ узагальненого вектора вихідного струму інвертора і вхідним струмом I , інвертора (для всіх можливих комбінацій відкритих тиристорів інвертора, наведених в табл.1):

$$I(m) = \left\{ \frac{2}{3} [I_a^2(m) + I_b^2(m) + I_c^2(m)] \right\}^{1/2} = \frac{2}{\sqrt{3}} I_d. \quad (9)$$

За вхідними сигналами відхилень ΔI_α , ΔI_β проєкцій узагальненого вектора статорного струму на осі абсцис "α" і ординат "β" нерухомої координатної системи на виході обчислювача модуля 23 розраховують у вигляді коріння квадратного з суми квадратів вказаних відхилень проєкцій статорного струму модуль ΔI узагальненого вектора відхилення струму двигуна:

$$\Delta I = \sqrt{\Delta I_\alpha^2 + \Delta I_\beta^2}. \quad (10)$$

За допомогою обчислювача гармонійних функцій 26 через згадані відхилення ΔI_α , ΔI_β проєкцій статорного струму обчислюють значення косинуса ($\cos \theta_{\Delta I}$) і синуса ($\sin \theta_{\Delta I}$) від аргументу $\theta_{\Delta I}$ узагальненого вектора відхилення струму двигуна у вигляді відповідно відносин проєкцій ΔI_α , ΔI_β цього вектора на осі абсцис "α" і ординат "β" нерухомої ортогональної координатної системи до модуля ΔI цього вектора:

$$\left. \begin{aligned} \cos \theta_{\Delta I} &= \Delta I_\alpha / \Delta I, \\ \sin \theta_{\Delta I} &= \Delta I_\beta / \Delta I. \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

За допомогою обчислювача прогнозного функціонала 28 через його вхідні сигнали тригонометричних функцій: $\cos \theta_{\Delta I}$, $\sin \theta_{\Delta I}$ і $\cos \theta_l(m)$, $\sin \theta_l(m)$, - що надходять з виходів обчислювачів гармонійних функцій 25 і 26, обчислюють прогнозує функціонал $F(m)$ у вигляді двох доданків, перший з яких дорівнює добутку косинусів від аргументів $\theta_{\Delta I}$, і $\theta_l(m)$ узагальненого вектора відхилення струму і прогнозованого узагальненого вектора вхідного струму інвертора, а другий доданок - дорівнює добутку синусів від аргументів цих векторів:

$$F(m) = (\cos \theta_{\Delta I})[\cos \theta_l(m)] + (\sin \theta_{\Delta I})[\sin \theta_l(m)]. \quad (12)$$

Через обчислювач екстремального значення 29 знаходять екстремальне (максимальне) значення $F(m)$ прогнозного функціонала $F(m)$:

$$F(m) = \max[F(m)], \quad (13)$$

і номер комбінації m відкритих тиристорів інвертора (згідно умовно прийнятої нумерації в табл.1), при якій даний екстремум досягається.

При цьому з виходу обчислювача екстремального значення 29 задають через систему керування інвертором 11 таку комбінацію m відкритих тиристорів автономного інвертора струму 4, яка характеризується одночасно відкритими станами двох тиристорів в різних фазах інвертора: одного - в анодній, іншого - в катодній групі інвертора (згідно з табл.1) і відповідає вказаному екстремальному значенню $F(m)$ прогнозного функціонала $F(m)$.

З урахуванням того, що співвідношення з (12) є косинусом різниці аргументів $\theta_{\Delta I}$ і $\theta_l(m)$:

$$F(m) = \cos[\theta_{\Delta I} - \theta_l(m)], \quad (14)$$

то знаходження екстремуму з (13) повністю тотожно визначенню екстремуму для наступного виразу з [2]:

$$|\theta_{\Delta I} - \theta_l(m)| = \min, \quad (15)$$

який, згідно відомому способу керування з [2], забезпечує ефективне векторне регулювання струму в асинхронному електроприводі з автономним інвертором струму на тиристорах, що замикаються.

Тобто, в запропонованому способі векторного регулювання струму (аналогічно відомому способу [2]) поточна комбінація m відкритих тиристорів інвертора 4, що задається, забезпечує швидкодію підтримку близькими до нуля відхилень ΔI_α , ΔI_β проєкцій статорного струму двигуна (на осі нерухомої ортогональної координатної системи "α-β"):

$$\Delta I_\alpha \approx 0 \text{ і } \Delta I_\beta \approx 0, \quad (16)$$

що, як відомо, еквівалентно відпрацювання в електроприводі фактичними значеннями намагнічувальної I_{sx} і активної I_{sy} проєкцій статорного струму двигуна 1 (на осі ортогональної координатної системи "x-y", що обертається, яка орієнтована віссю "x" за узагальненим вектором потокозчеплення ротора двигуна) для них заданих значень I_{sx} , I_{sy} :

$$I_{sx} \approx I_{sx} \text{ і } I_{sy} \approx I_{sy}. \quad (17)$$

При цьому запропонований спосіб векторного регулювання струму є істотно простішим в технічній реалізації, ніж відомий спосіб - прототип [2]. Це обумовлено, по-перше, використанням у відомому способі при знаходженні прогнозного функціонала більш простих обчислювальних операцій (а саме - обчислень тригонометричних функцій косинуса і синуса, їх добутку і суми) замість істотно складніших (знаходження аргументів узагальнених векторів і їх різниці) у відомому способі. По-друге, інше спрощення запропонованого способу викликане виключенням необхідності обчислення в ньому (на відміну від прототипу) модуля прогнозованих узагальнених векторів вихідного струму інвертора (оскільки натомість в запропонованому способі при визначенні гармонійних функцій від аргументу прогнозованих узагальнених векторів струму інвертора застосовується сигнал вхідного струму інвертора, контрольований відповідним датчиком).

У свою чергу, спрощення технічної реалізації пристроїв при застосуванні запропонованого способу векторного регулювання струму забезпечує їх здешевлення (за рахунок

використовування менш потужного обчислювача) при одночасному збереженні необхідної якості (швидкодії і точності) відпрацювання намагнічувальної і активної проекцій статорного струму двигуна в асинхронному електроприводі з автономним інвертором струму на тиристорах, що замикаються.

Спосіб векторного регулювання струму в асинхронному електроприводі з трифазним автономним інвертором струму на тиристорах, що замикаються, який дозволяє зменшити частоту перемикання силових ключів інвертора і реалізований в пристрої на фіг. 2, функціонує аналогічно описаному раніше (на прикладі пристрою на Фіг.1) з наступними відмінностями. А саме, на вхід регістра (пристрою пам'яті) 35 з виходу обчислювача екстремального значення 29 надходить задане значення комбінації m відкритих тиристорів інвертора. На вході компаратора 36 порівнюється сигнал модуля ΔI узагальненого вектора відхилення струму, що розраховується з (10) на виході обчислювача модуля 23, з сигналом уставки дід (яка складає (3-5)% від амплітуди номінального статорного струму двигуна).

Якщо значення модуля ΔI узагальненого вектора відхилення струму не перевищує вказаної уставки ΔI_n :

$\Delta I < \Delta I_n$	(18)
-------------------------	------

то на виході компаратора 36 присутній сигнал лог. "0", який забороняє (блокує) зміну вихідного сигналу регістра 35, унаслідок чого вихідний сигнал регістра 35 зберігає незмінне значення:

$m = \text{const.}$	(19)
---------------------	------

присутнє на ньому в попередній момент часу і яке відповідає завданню останньої сталої комбінації тиристорів інвертора 4.

Отже, від даного вихідного сигналу регістра 35 примусово зберігається незмінною (відповідною попередньому моменту часу) остання комбінація m відкритих тиристорів автономного інвертора струму 4. У свою чергу, це означає, що при вказаних малих значеннях відхилень ΔI_α , ΔI_β проекцій статорного струму, відповідних умовам (10) і (18) або, що рівноцінно, при малих відхиленнях між заданими I_{sx} , I_{sy} і поточними I_{sx} і I_{sy} значеннями намагнічувальної і активної проекціями статорного струму двигуна, примусово забороняється перемикання тиристорів автономного інвертора струму 4.

Якщо значення модуля ΔI узагальненого вектора відхилення струму перевищує величину дід уставки ($\Delta I \geq \Delta I_n$), то вихідний сигнал компаратора 36 змінюється на лог. "1". При цьому знімається заборона на зміну вихідного сигналу регістра 35, унаслідок чого на виході регістра 35 встановлюється значення сигналу m , рівне значенню сигналу m на установочному вході цього регістра:

$m = m$	(20)
---------	------

Це викликає чергове перемикання тиристорів інвертора 4: з комбінації відкритих тиристорів m на нову комбінацію відкритих тиристорів m (з можливих, приведених в табл.1). Причому, нова задана комбінація m відкритих тиристорів

інвертора викликає зменшення відхилень ΔI_α , ΔI_β проекцій статорного струму, модуля ΔI узагальненого вектора відхилення струму і) відпрацювання заданих значень намагнічувальної I_{sx} і активної I_{sy} проекцій статорного струму згідно з (17). Як тільки значення модуля ΔI узагальненого вектора струму знизиться і стане менше величини уставки дід компаратора 36, вихідний сигнал останнього зміниться на лог. "0", заборониться зміна вихідного сигналу регістра 35 і робота пристрою на Фіг.2 повториться.

Запропонований спосіб, реалізований в пристрої на Фіг.2, за рахунок здійснення в ньому при малих значеннях відхилень проекцій статорного струму примусової заборони перемикання тиристорів інвертора забезпечує зменшення частоти перемикання тиристорів автономного інвертора струму приблизно в (1,5-2) рази. Це розширює область застосування запропонованого способу на високовольтні асинхронні електроприводи великої потужності, в яких частота перемикання існуючих тиристорів помітно обмежена (в даний час частотою менше 500-800Гц). Окрім цього, при відміченому зменшенні частоти перемикання тиристорів інвертора одночасно знижуються динамічні втрати потужності в автономному інверторі струму.

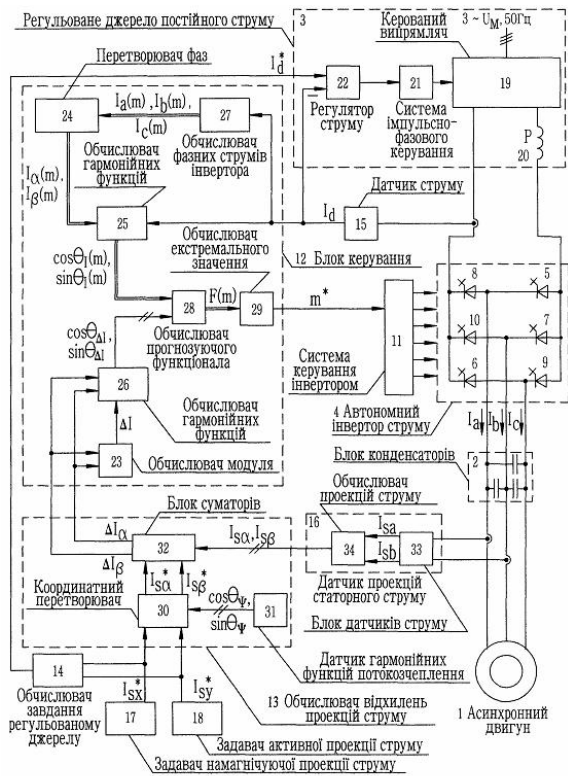
Виходячи з вищевикладеного, можна зробити висновок, що рішення, яке заявляється, задовольняє критерію "Промислове використання".

Джерела інформації:

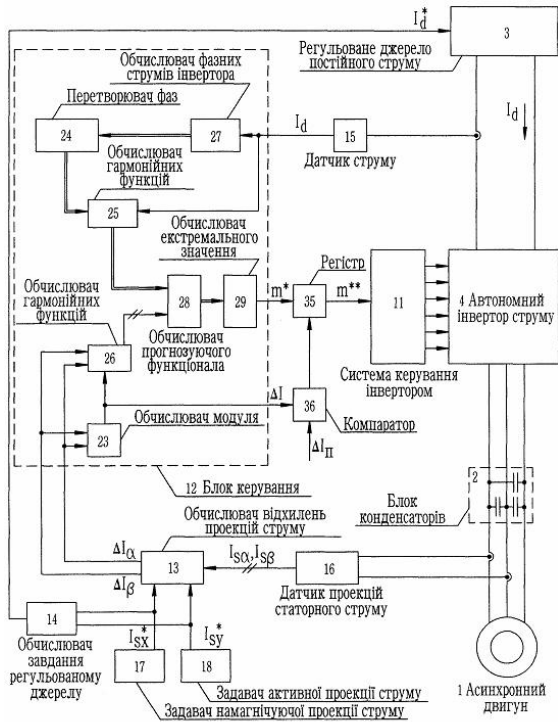
1. Шрейнер Р.Т., Ефимов А.А., Мухаматшин И.А. Прогнозирующее релейно-векторное управление активными токовыми преобразователями частоты в системах электроснабжения и электропривода // Труды международной тринадцатой научно-технической конференции "Электроприводы переменного тока". - Екатеринбург: УГТУ-УПИ, 2005. - С.137-140.

2. Волков А.В., Косенко И.А. Совершенствование регулирования статорного тока в асинхронных электроприводах с автономным инвертором тока // Сборник научных трудов ДГТУ "Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика". - Днепропетровск: ДГТУ, 2007. - С.78-79.

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



Фиг. 1



Фиг. 2