

Національна академія наук України  
Інститут електродинаміки  
Міністерство освіти і науки України  
Національний технічний університет  
"Дніпровська політехніка"

Кваліфікаційна наукова праця  
на правах рукопису

ШАПОВАЛ ІВАН АНДРІЙОВИЧ

УДК 621.313.333.1: 62-83

ДИСЕРТАЦІЯ  
**НАУКОВІ ОСНОВИ СТВОРЕННЯ КОМПЛЕКСІВ ГЕНЕРУВАННЯ  
ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ З ФУНКЦІЯМИ КОМПЕНСАЦІЇ РЕАКТИВНОЇ  
ПОТУЖНОСТІ ТА АКТИВНОЇ ФІЛЬТРАЦІЇ НА БАЗІ МАШИНИ  
ПОДВІЙНОГО ЖИВЛЕННЯ**

Спеціальність 05.09.03 - електротехнічні комплекси та системи.

Технічні науки

Подається на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук

Дисертація містить результати власних досліджень. Використання ідей,  
результатів і текстів інших авторів мають посилання на відповідне джерело



І.А. Шаповал

Науковий консультант Михальський В.М., д.т.н., професор,  
член-кореспондент НАН України

Дніпро - 2019

## АНОТАЦІЯ

*Шаповал І.А.* Наукові основи створення комплексів генерування електроенергії з функціями компенсації реактивної потужності та активної фільтрації на базі машини подвійного живлення. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук за спеціальністю 05.09.03 «Електротехнічні комплекси та системи». – Інститут електродинаміки Національної академії наук України, Національний технічний університет «Дніпровська політехніка», Дніпро, 2019 р.

У дисертаційній роботі вирішується важлива науково-прикладна проблема розроблення наукових основ створення комплексів генерування електроенергії на базі машини подвійного живлення (МПЖ) з перетворювачами у колах ротора та статора, спрямованих на підвищення якості генерованої електроенергії.

Низька якість електроенергії збільшує енергетичні та економічні втрати, призводить до експлуатаційних проблем виробництва і навіть перенавантаження трансформаторів. У цьому плані поєднання розосередженого генерування та функціональних можливостей активної фільтрації є одним із способів підвищення якості електроенергії та зниження прямих і непрямих експлуатаційних витрат енергосистеми.

Сучасні технології дозволяють керувати системами генерування електроенергії на максимальній потужності протягом більшої частини часу роботи, при цьому використовувати частину енергії ще й для додаткових функцій, які допомагають підвищити якість електроенергії. Для здійснення електромеханічного перетворення в системах генерування електроенергії існує багато технологічних альтернатив. Різні конфігурації отримуються шляхом поєднання асинхронної або синхронної машин з перетворювачами повної або часткової потужності. Комплекси генерування електроенергії на базі машини подвійного живлення дозволяють досягти високої ефективності

електромеханічного перетворення енергії, Такі комплекси характеризуються тим, що цілі керування досягаються при варіації кутової швидкості в обмеженому діапазоні ( $\pm 30\%$  від синхронної швидкості обертання).

На основі аналізу існуючих методів підвищення якості електроенергії в системах генерування з використанням машини подвійного живлення обґрунтовано доцільність розвитку теорії керування машиною подвійного живлення шляхом створення нових методів компенсації реактивної потужності та активної фільтрації.

Розроблено стратегію компенсації несиметрії і несинусоїдальності генерованих струмів машини подвійного живлення в умовах підключення нелінійних навантажень, яка полягає в компенсації реактивної потужності засобами МПЖ та активній фільтрації струму з використанням можливостей напівпровідникового перетворювача в роторній ланці, що дало змогу забезпечити високоефективну роботу комплексів генерування для поновлюваних джерел електроенергії.

Побудовано математичну модель системи генерування електроенергії з МПЖ, на основі якої виконано математичне моделювання відпрацювання траєкторії заданого моменту МПЖ за умови її збудження по колу ротора при орієнтації системи координат вздовж вектора головного магнітного потоку та за умови ортогональності вектора струму статора і вектора згаданого магнітного потоку.

Вперше встановлено, що застосування керованої об'єднаної ланки постійного струму перетворювачів в статорі і роторі машини подвійного живлення в складі комплексу генерування електроенергії забезпечує можливість адаптації цього комплексу до спотворень мережі і підвищення якості генерованої електроенергії.

Розроблено новий метод керування машиною подвійного живлення з одночасним керуванням по колах статора і ротора, який для ефективного відпрацювання заданого моменту використовує надлишковість координат керування, що дає можливість забезпечити зниження втрат потужності.

Загальною базою розглянутих варіантів поліпшення якості вхідних струмів матричного перетворювача (МП), який використовується в ланці ротора МПЖ, є вибір напрямку просторового вектора струму по відношенню до просторового вектора вхідної напруги за тими чи іншими критеріями, які пов'язані з гармонічним складом напруги і коефіцієнтом несиметрії за наявності зворотної послідовності основної гармоніки. Оскільки всі складові вхідної напруги і їх співвідношення між собою є функціями часу, то фазовий зсув між просторовими векторами напруги і струму також є не постійним, а змінюється протягом періоду за тим чи іншим правилом або алгоритмом. Показано, за якими ознаками встановлюється зв'язок між модуляцією напрямку просторового вектора вхідного струму і безпосереднім завданням та реалізацією його реактивної складової.

Запропоновано підхід, що формалізує і значно спрощує процес формування матриці керуючих функцій МП шляхом безпосереднього завдання потрібного коефіцієнта передачі відносно реактивної складової вхідного струму МП і визначення необхідної для реалізації цього коефіцієнта складової нульової послідовності керуючих функцій. В результаті алгоритм формування керуючих функцій МП для заданих коефіцієнтів зведено до простих математичних дій при обчисленні додаткових матриць.

Підтверджено можливість передачі реактивної потужності матричним перетворювачем за рахунок варіювання наборів стаціонарних векторів при формуванні просторових векторів вхідного струму і вихідної напруги. Продемонстровано підвищення якості вхідного струму МП за допомогою запропонованих підходів в умовах спотворення напруг мережі живлення на прикладі реального промислового об'єкту.

Розроблено новий комбінований метод компенсації гармонічних складових струму, генерованого машиною подвійного живлення, який полягає в об'єднанні компенсаційних впливів МПЖ і напівпровідникового перетворювача в роторній ланці на підвищення якості генерованої електроенергії та дає змогу виконати



вимоги забезпечення електромагнітної сумісності у разі приєднання нелінійних навантажень до точки загального приєднання.

Із застосуванням  $p-q-r$  теорії миттєвої потужності та з врахуванням топологічних відмінностей між трифазними трипровідними і чотирипровідними системами розроблено стратегію розрахунку компенсаційних струмів мережевого перетворювача в колі ротора МПЖ. Розрахунок компенсаційних струмів мережевого перетворювача повинен здійснюватись відповідно до можливостей його силової схеми, але доцільним є застосування топологій, які здійснюють фільтрацію всіх небажаних складових миттєвої потужності.

Удосконалено метод вибіркової компенсації гармонічних складових струму, генерованого машиною подвійного живлення, який, на відміну від відомих, застосовує спостерігач гармонік струму, що забезпечує асимптотичне оцінювання будь-якої заданої кількості гармонік і дозволяє здійснити компенсацію домінуючих гармонічних складових.

Запропоновано стратегію керування мережевим інвертором з функціями активної фільтрації в чотирипровідній трифазній мережі, при застосуванні якої вектор миттєвих струмів трифазного джерела пропорційний вектору миттєвих фазних напруг з частковим послабленням складової нульової послідовності. При оптимальному значенні коефіцієнта послаблення складової нульової послідовності та значній несиметрії фазних напруг ця стратегія дає переваги за потужністю втрат у силовому кабелі до 2 разів порівняно зі стратегією керування при повному збереженні складової нульової послідовності, та до 8% – у порівнянні зі стратегією керування при повному видаленні складової нульової послідовності. Оптимальне значення коефіцієнта послаблення складової нульової послідовності вектора фазних напруг визначається лише співвідношенням питомих активних опорів фазних проводів та нейтралі.

Результати комп'ютерного експерименту підтверджують адекватність запропонованих нових співвідношень модифікованої теорії миттєвої

потужності та ілюструють можливість зменшення до 23% потужності миттєвих втрат та до 15% – в інтегральних в лінії передачі при застосуванні запропонованої стратегії формування вектора миттєвих струмів джерела пропорційним вектору фазних напруг з оптимально послабленою складовою нульової послідовності.

Визначено властивості структурних елементів комплексів генерування електроенергії на базі машини подвійного живлення і розроблено рекомендації з налаштування їхніх параметрів.

Розроблено програмне забезпечення, що дозволяє здійснити практичну реалізацію методів керування машиною подвійного живлення на базі цифрового сигнального процесора. Розроблено і проведено експериментальну перевірку матричних перетворювачів в ланці ротора машини подвійного живлення із застосуванням для керування ними поєднання цифрових сигнальних процесорів TMS320C6711 і програмованих логічних матриць.

Запропоновано структури моделей для фізичного моделювання комплексу генерування на основі машини подвійного живлення. Розроблений алгоритм керування напівпровідниковим перетворювачем в ланці ротора МПЖ з функціями паралельної активної фільтрації знайшов практичне застосування при створенні дослідного зразка МПЖ.

Результати роботи використано в Національному технічному університеті України "Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського" та Інституті електродинаміки НАН України при виконанні науково-дослідних робіт, а також впроваджено у навчальному процесі кафедри відновлюваних джерел енергії КПІ імені Ігоря Сікорського.

**Ключові слова:** комплекс генерування електроенергії, машина подвійного живлення, матричний перетворювач, нелінійне навантаження, несиметрія, несинусоїдальність.

## ABSTRACT

*Shapoval I.A.* Scientific bases of creation of power generation complexes with reactive power compensation and active filtering based on doubly-fed induction generator. – Manuscript.

Dissertation for the degree of Doctor of Engineering Sciences of specialty 05.09.03 «Electrotechnical complexes and systems». – Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine, National Technical University “Dnipro Polytechnic”, Kyiv, 2019.

The important scientific and applied problem of development of scientific bases of creation of power generating complexes on the basis of doubly-fed induction generator (DFIG) with converters in rotor and stator, directed on increase of quality of the generated electric power is solved in the dissertation.

Low power quality increases energy and economic losses leads to operational problems of production and even overload of transformers. In this regard, the combination of distributed power generation and active filtering capabilities is one of the ways to improve the quality of electrical energy and reduce the direct and indirect operating costs of the grid.

Modern technologies allow to control electrical energy generation systems at maximum power for most of the time, while using part of the energy for additional functions that help improve the quality of electrical energy. There are many technological alternatives to carry out electromechanical transformation in power generation systems. Different configurations are obtained by combining induction or synchronous machines with full power or partial power converters. Electric power generation complexes based on doubly-fed induction machine (DFIG) allow to achieve high efficiency of electromechanical energy conversion. Such complexes are characterized by the fact that the control objectives are achieved with variation of angular velocity in a limited range ( $\pm 30\%$  of synchronous speed).

Based on the analysis of existing methods for improving the quality of

electrical energy in generating systems using DFIG, the expediency of the development of the theory of DFIG control has been substantiated by creating new methods for compensation of reactive power and active filtering.

A strategy for compensation of unbalanced and non-sinusoidal generated currents of DFIG in the conditions of connecting nonlinear loads is developed. It consists in compensation of reactive power by means of DFIG and active current filtration using the capabilities of a semiconductor grid side converter. It is enabled to provide highly efficient operation of generation complexes for renewable sources of electric energy.

The mathematical model of the system of electrical energy generation with DFIG was constructed. Based on this model a mathematical modeling of the trajectory of a DFIG reference torque was performed if it was excited in the rotor with the orientation of the reference frame along the vector of the main magnetic flux and provided the orthogonality of the stator current vector and the vector of main magnetic flux.

The control method of a power generation complex based on DFIG is developed, which consists in the application of a united dc-link of converters in a stator and a rotor. It allows to provide adaptability to distortions of the network and to improve the quality of generated electric energy.

A new control method of a fully controlled DFIG is developed, which is to use the redundancy of the control coordinates for the effective processing of the reference torque provided that the stator and rotor circuits can be controlled simultaneously, which made it possible to minimize the loss of power.

The general basis of the considered options for improving the quality of the input currents of the matrix converter (MC), which used as the rotor side converter of the DFIG, is the choice of the direction of the space current vector in relation to the space vector of the input voltage by one or another of the criteria that are related to the harmonic content of the voltage and the coefficient asymmetry in the presence of a negative sequence of the basic harmonic. Since all components of the input voltage

and their relationship between them are functions of time, the phase shift between the space voltage and current vectors is also not constant, but changes over a period by one or another rule or algorithm. It is shown, by what signs the connection between modulation of the direction of the space vector of the input current and the direct assignment and realization of its reactive component is established.

An approach is proposed that formalizes and greatly simplifies the process of forming a matrix of MC duty cycles by direct assignment of the required transmission coefficient relative to the reactive component of the MC input current and determination of the required component for the zero-sequence of duty cycles necessary for realization of this factor. As a result, the algorithm for forming the MC duty cycles for the given coefficients is reduced to simple mathematical actions in the calculation of additional matrices.

The possibility of reactive power transfer by a matrix converter is confirmed by changing the sets of stationary vectors when forming the space vectors of the input current and the output voltage. The improvement of the MC input current quality with the help of the proposed approaches in the conditions of distortion of the power supply voltage on the example of a real industrial object is demonstrated.

A new combined method for compensating the harmonic components of the DFIG currents, which consists in combining the compensating influences of the dual power machine and the semiconductor converter in the rotor link to improve the quality of the generated electricity, is developed and allows to fulfill the requirements of ensuring electromagnetic compatibility in the case of connecting nonlinear loads to the point general connection.

Using the p-q-r instantaneous power theory and considering the topological differences between three-phase three- and four-wire systems, a strategy for calculating the compensating currents of the DFIG grid side converter is developed. The calculation of compensating currents of the grid side converter should be in accordance with the capabilities of its power circuit, but it is expedient to apply topologies that filter all unwanted components of instantaneous power.

The method of selective compensation of the harmonic components of the DFIG generated currents is developed, which consists in the application of the current harmonic observer, which provides asymptotic estimation of any given number of harmonics and allows to compensate for the dominant harmonic components.

The control strategy of grid side converter with functions of active filtration in a four-wire three-phase network, in which the vector of instantaneous currents of a three-phase source is proportional to the vector of instantaneous phase voltages with partial attenuation of the component of the zero-sequence, is proposed. With the optimum value of the reduction factor of the zero-sequence component and of the significant phase voltage asymmetry, this strategy gives advantages in terms of power loss in the power cable up to 2 times compared with the control strategy with full preservation of the component of the zero-sequence, and up to 8% in comparison with the control strategy at complete removal zero-sequence component. The optimum value of the attenuation factor of the zero-sequence component of the phase voltage vector is determined only by the ratio of the specific active resistances of the phase wires and the neutral.

The results of the computer experiment confirm the adequacy of the proposed new ratios of the modified instantaneous power theory and illustrate the possibility of reducing the instantaneous losses to 23% and up to 15% of the integral losses in the transmission line when applying the proposed strategy of forming the vector of instantaneous source currents to the proportional vector of phase voltages with optimally attenuation of zero-sequence component.

The properties of structural elements of electric power generation complexes based on DFIG are determined and recommendations on setting their parameters are developed.

Software has been developed that allows the practical realization of DFIG control methods based on a digital signal processor. The experimental verification of matrix converters in the DFIG rotor with the use of a combination of digital signal processors TMS320C6711 and programmable logic matrices is developed and carried out.

The model structures for the physical modeling of the generation system based on the DFIG are proposed. The developed algorithm for controlling the DFIG grid side converter with active filtering functions has found practical application in creating a DFIG prototype.

The results of the dissertation work were used at the National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute" and the Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine during carrying out scientific research works and implemented in the educational process of the department of renewable energy sources of the Igor Sikorsky KPI.

**Keywords:** power generation complex, doubly-fed induction generator, matrix converter, nonlinear load, unbalance, non-sinusoidality.

## СПИСОК ПУБЛІКАЦІЙ ЗДОБУВАЧА ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ

### *Монографії:*

1. Загірняк М.В., Клепиков В.Б., Ковбаса С.М., Михальський В.М., Пересада С.М., Садовой О.В., Шаповал І.А. Енергоефективні електромеханічні системи широкого технологічного призначення. Київ: Інститут електродинаміки НАН України, 2018. 310 с.

### *Публікації у фахових виданнях:*

2. Михальський В.М., Полищук С.И., Соболев В.Н., Чехет Э.М., Шаповал И.А. Энергетические соотношения в матричных преобразователях систем регулируемого асинхронного электропривода. *Технічна електродинаміка*. 2004. Ч.2. С.12–15. Темат. вип. «Силовая електроніка та енергоефективність».

3. Чехет Е.М., Шаповал І.А. Дослідження електромеханічних систем з матричним перетворювачем за допомогою станції швидкого прототипного тестування. *Праці Інституту електродинаміки НАН України*, 2005. №2(11). Ч.2. С.50–52.

4. Чехет Э.М., Соболев В.Н., Михальський В.М., Шаповал И.А., Полищук С.И. Тенденции развития матричных преобразователей для асинхронного электропривода. *Вестник НТУ "ХПИ"*, 2005. Вып. 45. С.32–37.

5. Мисак Т.В., Михальський В.М., Соболев В.М., Чехет Е.М., Чопик В.В., Шаповал І.А. Застосування програмованих логічних інтегральних схем в системах керування матричними перетворювачами. *Технічна електродинаміка*. 2005. Ч.1. С.61–64. Темат. вип. «Силовая електроніка та енергоефективність».

6. Chekhet E., Mikhalsky V., Sobolev V., Shapoval I. Control and commutation technique for matrix converters. *Технічна електродинаміка*. 2006. Ч.1. С. 56–67.

7. Михальський В.М., Соболев В.М., Чехет Е.М., Шаповал І.А., Чопик В.В. Реалізація алгоритму керування матричним перетворювачем за допомогою DSP-мікроконтролера. *Міжвідомчий науково-технічний збірник "Електромашинобудування і електрообладнання"*. 2006. С.289–290. Темат. вип. «Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика».



8. Михальський В.М., Полищук С.И., Соболев В.Н., Чехет Э.М., Шаповал И.А. Передача реактивной энергии в матричных преобразователях. *Технічна електродинаміка*. 2006. Ч.1. С.15–18. Темат. вип. «Силова електроніка та енергоефективність».
9. Чехет Е.М., Михальський В.М., Соболев В.М., Шаповал І.А. Матричні перетворювачі для електромеханічних систем змінного струму. *Праці Інституту електродинаміки НАН України*, 2007. №1(16). Ч.2. С.76–85.
10. Михальський В.М., Соболев В.М., Чехет Е.М., Чопик В.В., Шаповал І.А. Розробка і дослідження експериментального зразка матричного перетворювача з керуванням від DSP-мікроконтролера. *Технічна електродинаміка*. 2007. Ч.1. С.11–14. Темат. вип. «Силовая електроніка та енергоефективність».
11. Шаповал І.А., Чехет Е.М. Керування моментом і реактивною потужністю машини подвійного живлення з матричним перетворювачем. *Праці Інституту електродинаміки НАН України*. 2008. №20. С.67–69.
12. Пересада С.М., Шаповал І.А., Михальський В.М., Соболев В.М., Чехет Е.М. Векторне керування моментом і реактивною потужністю машини подвійного живлення з матричним перетворювачем. *Вісник Національного технічного університету "ХПІ"*. 2008. №30. С.72–77.
13. Шаповал І.А. Застосування машини подвійного живлення з матричним перетворювачем для керування потужністю вітрогенераторів. *Праці Інституту електродинаміки НАН України*. 2009. №22. С.43–48.
14. Шаповал І.А. Машина подвійного живлення з матричним перетворювачем в режимах генератора і двигуна. *Технічна електродинаміка*. 2009. №3. С.20–25.
15. Ivan Shapoval, Jon Clare, Eduard Chekhet Experimental Evaluation of the Variable Speed Doubly-Fed Induction Machine with Matrix Converter. *Przegląd Elektrotechniczny (Electrical Review)*. 2009. No.7. P.115–119 (Наукометрична база Scopus).
16. Акинін К.П., Антонов О.Є., Кіреєв В.Г., Михальський В.М., Соболев

В.М., Шаповал І.А. Підвищення ефективності електромеханічних та напівпровідникових перетворювачів енергії. *Праці Інституту електродинаміки НАН України*. 2009. №23. С.3–12.

17. Пересада С.М., Шаповал І.А., Михальський В.М., Соболев В.М., Чехет Е.М. Керування кутовою швидкістю машини подвійного живлення з матричним перетворювачем. *Науково-технічний журнал "Електроінформ"*. 2009. С. 111–114. Темат. вип. "Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія й практика".

18. Михальський В.М., Соболев В.М., Чехет Е.М., Чопик В.В., Шаповал І.А. Особливості формування струмів в системі "мережа живлення з несиметричними напругами – матричний перетворювач". *Технічна електродинаміка*. 2009. Ч.1. С.16–23. Темат. вип. «Силова електроніка та енергоефективність».

19. Михальський В.М., Соболев В.М., Чопик В.В., Шаповал І.А. Керування автономними інверторами напруги із забезпеченням максимального коефіцієнта модуляції при неспотворюючому формуванні вихідної напруги засобами модифікованої ШІМ. *Технічна електродинаміка*. 2010. №1. С. 49–59.

20. Михальський В.М., Соболев В.М., Чопик В.В., Шаповал І.А. Визначення гармонічного складу та показників якості вихідної напруги АІН при застосуванні для широтно-імпульсної модуляції перервних модуляційних функцій. *Технічна електродинаміка*. 2010. №2. С. 41–51.

21. Shapoval I.A., Clare J.C. Speed control of a matrix converter excited doubly-fed induction machine. *Технічна електродинаміка*. 2011. №3. С. 19–25.

22. Антонов О.Є., Михальський В.М., Петухов І.С., Шаповал І.А., Чопик В.В. Шляхи підвищення ефективності електромеханічних систем та напівпровідникових перетворювачів частоти з широтно-імпульсною модуляцією для керування ними. *Праці Інституту електродинаміки НАН України*. 2011. №29. С.5–17.

23. Михальський В.М., Шаповал І.А., Соболев В.М., Чопик В.В. Машина

подвійного живлення з двоступеневим матричним перетворювачем. *Електротехнічні та комп'ютерні системи*. Київ, 2011. №03(79). С. 307–311. Темат. вип. "Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика".

24. Антонов О.Є., Михальський В.М., Петухов І.С., Шаповал І.А., Чопик В.В. Дослідження процесів в електромеханічних та напівпровідникових перетворювачах енергії. *Праці Інституту електродинаміки НАН України*. 2012. №32. С.5–19.

25. Михальський В.М., Соболев В.М., Шаповал І.А., Чопик В.В. Розширення діапазону регулювання вхідної реактивної потужності матричних перетворювачів засобами керування. *Технічна електродинаміка*. 2012. №2. С.53–54 (Наукометрична база Scopus).

26. Михальський В.М., Соболев В.М., Чопик В.В., Шаповал І.А. Керування матричним перетворювачем з використанням екстремальних положень просторових векторів керуючих функцій. *Технічна електродинаміка*. 2012. №6. С.27–37 (Наукометрична база Scopus).

27. Поліщук С.Й., Артеменко М.Ю., Михальський В.М., Батрак Л.М., Шаповал І.А. Стратегія керування паралельним активним фільтром з частковим послабленням складової нульової послідовності напруг трифазної чотирипровідної мережі. *Технічна електродинаміка*. 2013. №3. С.12–19 (Наукометрична база Scopus).

28. Чопик В.В., Михальський В.М., Поліщук С.Й., Соболев В.М., Шаповал І.А. Просторово-векторне керування паралельними активними фільтрами. *Технічна електродинаміка*. 2013. №4. С.34–41 (Наукометрична база Scopus).

29. Михальський В.М., Поліщук С.Й., Соболев В.М., Чопик В.В., Шаповал І.А. Способи мінімізації небажаних складових миттєвої потужності із застосуванням паралельних активних фільтрів. *Енергосбережение, энергетика, энергоаудит*. Спец. вип. 2013. Т.1. №8(114). С.224–226.

30. Михальський В.М., Соболев В.М., Шаповал І.А., Чопик В.В., Дорошенко А.Л. Керування машиною подвійного живлення з матричним

перетворювачем в колі ротора при несиметрії напруг мережі живлення. *Вісник Національного технічного університету "ХПІ"*. 2013. №36(1009). С.248–252.

31. Михальський В.М., Соболев В.М., Чопик В.В., Шаповал І.А. Стратегія мінімізації небажаних складових миттєвої потужності із застосуванням різних топологій паралельних активних фільтрів. *Технічна електродинаміка*. 2014. №1. С.41–50 (Наукометрична база **Scopus**).

32. Михальський В.М., Соболев В.М., Чопик В.В., Шаповал І.А. Керування вхідною реактивною потужністю матричних перетворювачів. *Технічна електродинаміка*. 2014. №3. С.33–41 (Наукометрична база **Scopus**).

33. Михальський В.М., Соболев В.М., Поліщук С.Й., Чопик В.В., Шаповал І.А. Збільшення коефіцієнта передачі напруги матричного перетворювача при ненульових фазових зсувах між напругами та струмами на вході та виході. *Энергосбережение, энергетика, энергоаудит*. Спец. вып. 2014. Т.1. №9(128). С.104–109.

34. Дорошенко А.Л., Михальський В.М., Шаповал І.А. Дослідження алгоритмів керування електромагнітним моментом машини подвійного живлення за допомогою математичного моделювання. *Електротехнічні та комп'ютерні системи*. 2014. №15(91). С. 319-322. Темат. вип. "Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика".

35. Михальський В.М., Соболев В.М., Чопик В.В., Шаповал І.А. Максимізація діапазону керування матричними перетворювачами. *Технічна електродинаміка*. 2015. №1. С.7–13 (Наукометрична база **Scopus**).

36. Михальський В.М., Соболев В.М., Чопик В.В., Шаповал І.А. Поліпшення форми вхідних струмів матричних перетворювачів в умовах несиметричної та/або несинусоїдальної системи напруг мережі живлення. *Технічна електродинаміка*. 2015. №3. С.17–24 (Наукометрична база **Scopus**).

37. Михальський В.М., Соболев В.М., Чопик В.В., Шаповал І.А. Поліпшення форми вхідних струмів матричних перетворювачів в умовах симетричної синусоїдальної системи напруг мережі живлення та

несиметричного навантаження. *Технічна електродинаміка*. 2016. №2. С.29–34 (Наукометрична база **Scopus**).

38. Михальський В.М., Соболев В.М., Чопик В.В., Шаповал І.А., Артеменко М.Ю. Формування вхідного струму матричного перетворювача в умовах спотворень напруги мережі живлення. *Технічна електродинаміка*. 2016. №3. С.33–35 (Наукометрична база **Scopus**).

39. Михальський В.М., Соболев В.М., Чопик В.В., Шаповал І.А. Поліпшення форми вхідних струмів матричних перетворювачів в умовах несиметричної системи напруг мережі живлення та несиметричного навантаження. *Технічна електродинаміка*. 2017. №1. С.35–43 (Наукометрична база **Scopus**).

40. Дорошенко А.Л., Михальський В.М., Шаповал І.А. Дослідження алгоритму керування швидкістю повністю керованої машини подвійного живлення. *Вісник Національного технічного університету "ХПІ"*. 2017. №27(1249). С.53–57.

41. Шаповал І.А., Михальський В.М., Дорошенко А.Л. Регулювання швидкості машини подвійного живлення з керованими перетворювачами в колах статора і ротора. *Технічна електродинаміка*. 2017. №6. С.18–25 (Наукометрична база **Scopus**).

42. Михальський В.М., Соболев В.М., Чопик В.В., Шаповал І.А. Моделювання системи генерування електроенергії на базі машини подвійного живлення з функціями активної фільтрації та компенсації реактивної потужності. *Технічна електродинаміка*. 2018. №5. С.52–56 (Наукометрична база **Scopus**).

#### ***Матеріали конференцій:***

43. Shapoval I., Peresada S., Asher G. and Clare J. Torque and Reactive Power Control of Doubly-Fed Induction Machine with Matrix Converter. ISIE 2008. Proceedings of IEEE International Symposium on Industrial Electronics. Cambridge. United Kingdom. 30 June–2 July 2008. P. 2469–2474 (Наукометрична база **Scopus**).

44. Shapoval I., Clare J., Chekhet E. Experimental Study of a Matrix Converter Excited Doubly-Fed Induction Machine in Generation and Motoring. EPE-PEMC 2008. Proceedings of 13th International Power Electronics and Motion Control Conference. Poznan. Poland. 1–3 Sept. 2008. P. 307–312 (Наукометрична база **Scopus**).

45. Дорошенко А.Л., Шаповал І.А. Огляд систем електропривода на базі машини подвійного живлення з різними типами перетворювачів частоти. Збірник наукових праць XI Міжнародної науково - технічної конференції молодих учених і спеціалістів «Електромеханічні та енергетичні системи, методи моделювання та оптимізації». Кременчук. Україна. 9–11 квітня 2013. С.41–42.

46. Дорошенко А.Л., Шаповал І.А. Дослідження алгоритмів керування електромагнітним моментом машини подвійного живлення. Збірник наукових праць XII Міжнародної науково-технічної конференції молодих учених і спеціалістів «Електромеханічні та енергетичні системи, методи моделювання та оптимізації». Кременчук. 10–11 квітня 2014. С. 25–26.

47. Mykhalskyi V.M., Sobolev V.M., Chopyk V.V., Polishchuk S.Y., Shapoval I.A. Matrix converter control strategy maximizing reactive power transfer. IEPS-2014. Proceedings of the IEEE International Conference on Intelligent and Power Systems. Kyiv. Ukraine. 2-6 June 2014. P.26–31 (Наукометрична база **Scopus**).

48. Mykhalskyi V.M., Sobolev V.M., Chopyk V.V., Polishchuk S.Y., Shapoval I.A. Power Quality Improvement of the Matrix Converter Input Currents in the Case of Unbalanced and/or Nonsinusoidal Supply Voltages. ELNANO-2015. Proceedings of the IEEE 35th International Scientific Conference Electronics and Nanotechnology. Kyiv. Ukraine. 21-24 April 2015. P. 528–533 (Наукометрична база **Scopus**).

49. Mykhalskyi V.M., Sobolev V.M., Chopyk V.V., Polishchuk S.Y., Shapoval I.A. The Matrix Converter Input Current Formation in the Case of Unbalanced Load. IEPS-2016. Proceedings of the 2<sup>nd</sup> International Conference on Intelligent and Power Systems. Kyiv. Ukraine. 7-11 June 2016. P.23–25 (Наукометрична база **Scopus**).

50. Mykhalskyi V.M., Sobolev V.M., Chopyk V.V., Polishchuk S.Y., Shapoval I.A. Reduction of the Input Current Harmonic Content in Matrix Converters under Unbalance of the Input Voltages and the Load. ELNANO-2017. Proceedings of the IEEE 37th International Conference on Electronics and Nanotechnology. Kyiv. Ukraine. 18-20 April 2017. P. 485–488 (Наукометрична база **Scopus**).

51. Shapoval I.A., Mykhalskyi V.M., Doroshenko A.L., Polishchuk S.Y., Peresada S.M. Study of the Torque Control Algorithm for a Doubly-Fed Full-Controlled Induction Machine. MEES-2017. Proceedings of the International Conference on “Modern electrical and energy systems”. Kremenichuk. Ukraine. 15-17 November 2017. P. 56–59 (Наукометрична база **Scopus**).

52. Mykhalskyi V.M., Sobolev V.M., Chopyk V.V., Polishchuk S.Y., Shapoval I.A. Vector Control for Double-Inverter-Fed Wound-Rotor Induction Machine. ELNANO-2018. Proceedings of the IEEE 38th International Conference on Electronics and Nanotechnology. Kyiv. Ukraine. 24-26 April 2018. P. 552–557 (Наукометрична база **Scopus**).

53. Shapoval I.A., Mykhalskyi V.M., Sobolev V.M., Chopyk V.V., Polishchuk S.Y. Selective Compensation of Current Harmonics in Grid-Connected Doubly-Fed Induction Generator based Wind Energy System. IEPS-2018. Proceedings of the 3<sup>rd</sup> International Conference on Intelligent and Power Systems. Kharkiv. Ukraine. 10-14 September 2018 (Наукометрична база **Scopus**).

## ЗМІСТ

|                                                                                                                                   | Стор. |
|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-------|
| ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ .....                                                                                                   | 6     |
| ВСТУП.....                                                                                                                        | 7     |
| РОЗДІЛ 1. ОСОБЛИВОСТІ ПОБУДОВИ КОМПЛЕКСІВ ГЕНЕРУВАННЯ<br>ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ, ПІДКЛЮЧЕНИХ ДО МЕРЕЖІ .....                              | 18    |
| 1.1 Конфігурація сучасних систем генерування електроенергії .....                                                                 | 23    |
| 1.1.1 Конфігурація машин/перетворювачів з фіксованою швидкістю.....                                                               | 24    |
| 1.1.2 Конфігурація машин/перетворювачів з динамічним керуванням<br>частоти ковзання .....                                         | 25    |
| 1.1.3 Конфігурація машин/перетворювачів: МПЖ з перетворювачем у<br>ланці ротора з двонаправленим потоком енергії .....            | 26    |
| 1.1.4 Конфігурація машин/перетворювачів з безредукторним приводом .....                                                           | 32    |
| 1.1.5 Прибережні вітроелектростанції.....                                                                                         | 33    |
| 1.2 Вплив систем генерування електроенергії на роботу мережі .....                                                                | 33    |
| 1.2.1 Коливання напруги та флікер.....                                                                                            | 37    |
| 1.2.2 Регулювання реактивної потужності.....                                                                                      | 38    |
| 1.2.3 Коефіцієнт потужності систем генерування електроенергії.....                                                                | 40    |
| 1.2.4 Гармонічні складові і резонанс .....                                                                                        | 41    |
| 1.2.5 Динамічна реакція на провали напруги .....                                                                                  | 43    |
| 1.2.6 Розподілення виробництва електроенергії .....                                                                               | 44    |
| 1.3 Оцінка якості електроенергії .....                                                                                            | 45    |
| 1.3.1 Нормативні вимоги забезпечення електромагнітної сумісності та<br>якості напруги.....                                        | 46    |
| 1.3.2 Нормативні вимоги щодо питання забезпечення належної якості<br>генерованої електроенергії для об'єктів вітроенергетики..... | 55    |
| 1.4 Стратегії керування для усунення гармонік у СГЕ на основі МПЖ .....                                                           | 59    |
| 1.4.1 Стратегії зменшення гармонік для автономних МПЖ з<br>нелінійними навантаженнями.....                                        | 60    |
| 1.4.2 Методи зниження рівня гармонічних складових для МПЖ,<br>підключеної до мережі.....                                          | 65    |



|                                                                                                                                                                    |     |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| 1.6 Висновки до розділу 1 .....                                                                                                                                    | 72  |
| РОЗДІЛ 2. ВЕКТОРНЕ КЕРУВАННЯ КОМПЛЕКСОМ ГЕНЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ НА БАЗІ МАШИНИ ПОДВІЙНОГО ЖИВЛЕННЯ В УМОВАХ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ МІНІМІЗАЦІЇ ВТРАТ ПОТУЖНОСТІ.....      |     |
| 2.1 Математична модель повністю керованої МПЖ та цілі керування .....                                                                                              | 76  |
| 2.2 Синтез алгоритму векторного керування головним магнітним потоком – електромагнітним моментом МПЖ .....                                                         | 84  |
| 2.2.1 Алгоритм керування головним магнітним потоком .....                                                                                                          | 84  |
| 2.2.2 Алгоритм керування електромагнітним моментом МПЖ .....                                                                                                       | 88  |
| 2.2.3 Рівняння динаміки МПЖ .....                                                                                                                                  | 89  |
| 2.2.4 Мінімізація активних втрат потужності.....                                                                                                                   | 91  |
| 2.3 Результати моделювання алгоритмів векторного керування МПЖ при відпрацюванні заданих траєкторій головного магнітного потоку та електромагнітного моменту ..... | 93  |
| 2.4 Висновки до розділу 2 .....                                                                                                                                    | 98  |
| РОЗДІЛ 3. ПРИНЦИПИ ФОРМУВАННЯ ВХІДНИХ СТРУМІВ МАТРИЧНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ РОТОРНОГО КОЛА МАШИНИ ПОДВІЙНОГО ЖИВЛЕННЯ.....                                              |     |
| 3.1 Керування вхідною реактивною потужністю матричних перетворювачів .....                                                                                         | 101 |
| 3.2 Передача реактивної потужності в двоступеневих перетворювачах .....                                                                                            | 117 |
| 3.3 Поліпшення форми вхідних струмів матричних перетворювачів в умовах несиметричної та/або несинусоїдальної системи напруг мережі ...                             | 127 |
| 3.3.1 Несиметрична система синусоїдальних напруг живлення .....                                                                                                    | 130 |
| 3.3.2 Симетрична система несинусоїдальних напруг живлення .....                                                                                                    | 131 |
| 3.3.3 Несиметрична система несинусоїдальних напруг живлення.....                                                                                                   | 132 |
| 3.4 Формування вхідного струму матричного перетворювача в умовах спотворень напруги мережі.....                                                                    | 141 |
| 3.5 Висновки до розділу 3 .....                                                                                                                                    | 145 |
| РОЗДІЛ 4. КОМПЕНСАЦІЯ НЕСИМЕТРІЇ ТА НЕСИНУСОЇДАЛЬНОСТІ ГЕНЕРОВАНИХ СТРУМІВ МАШИНИ ПОДВІЙНОГО ЖИВЛЕННЯ В                                                            |     |

|                                                                                                                                                                         |     |
|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| УМОВАХ ПІДКЛЮЧЕННЯ НЕЛІНІЙНИХ НАВАНТАЖЕНЬ .....                                                                                                                         | 147 |
| 4.1. Алгоритм керування машиною подвійного живлення при несиметрії<br>напруг мережі живлення .....                                                                      | 148 |
| 4.2. Алгоритми керування матричним перетворювачем в колі ротора<br>МПЖ при несиметрії напруг мережі живлення.....                                                       | 156 |
| 4.2.1 Стратегія забезпечення нульового фазового зсуву між вхідними<br>струмом та напругою .....                                                                         | 157 |
| 4.2.2 Стратегія динамічної модуляції фазового зсуву між вхідними<br>струмом та напругою .....                                                                           | 159 |
| 4.3 Системи генерування електроенергії на базі машини подвійного<br>живлення з функціями активної фільтрації та компенсації реактивної<br>потужності .....              | 160 |
| 4.3.1 Алгоритм керування активною та реактивною потужностями<br>МПЖ.....                                                                                                | 161 |
| 4.3.2 Алгоритм компенсації реактивної потужності нелінійного<br>навантаження за допомогою МПЖ.....                                                                      | 163 |
| 4.3.3 Активна фільтрація струму мережі за допомогою керування<br>МПЖ.....                                                                                               | 164 |
| 4.3.4 Результати моделювання системи генерування електроенергії на<br>базі МПЖ .....                                                                                    | 165 |
| 4.4 Системи генерування електроенергії на базі машини подвійного<br>живлення з функціями селективної компенсації гармонік та компенсації<br>реактивної потужності ..... | 169 |
| 4.4.1 Алгоритм керування активною та реактивною потужностями<br>МПЖ.....                                                                                                | 169 |
| 4.4.2 Алгоритм керування МПЖ, який забезпечує селективну<br>компенсацію гармонік струму мережі у разі підключення нелінійного<br>навантаження до ТЗП .....              | 171 |
| 4.4.3 Результати моделювання .....                                                                                                                                      | 174 |
| 4.5 Дослідження компенсації несиметрії за допомогою МПЖ за умови<br>підключення несиметричного навантаження до ТЗП .....                                                | 178 |

|                                                                      |     |
|----------------------------------------------------------------------|-----|
| 4.6 Висновки до розділу 4 .....                                      | 183 |
| РОЗДІЛ 5. ОБ'ЄДНАННЯ КОМПЕНСАЦІЙНИХ ВПЛИВІВ МАШИНИ                   |     |
| ПОДВІЙНОГО ЖИВЛЕННЯ І НАПІВПРОВІДНИКОВОГО                            |     |
| ПЕРЕТВОРЮВАЧА НА ПІДВИЩЕННЯ ЯКОСТІ ГЕНЕРОВАНОЇ                       |     |
| ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ .....                                                 |     |
| 5.1 Стратегія мінімізації небажаних складових миттєвої потужності із |     |
| застосуванням мережевого перетворювача в колі ротора МПЖ із          |     |
| різною топологією.....                                               | 186 |
| 5.1.1 Просторово-векторне формування струмів мережевого              |     |
| перетворювача МПЖ.....                                               | 194 |
| 5.2 Машина подвійного живлення з двоступеневим матричним             |     |
| перетворювачем.....                                                  | 198 |
| 5.3 Алгоритм керування двоступеневим МП.....                         | 199 |
| 5.3.1 Спосіб ШІМ для випрямляча двоступеневого МП.....               | 202 |
| 5.3.2 Спосіб ШІМ для інвертора двоступеневого МП.....                | 206 |
| 5.3.3 Послідовність комутацій в двоступеневому МП.....               | 208 |
| 5.4 Результати моделювання роботи МПЖ з двоступеневим МП.....        | 210 |
| 5.5 Активна фільтрація струмів джерела трифазної чотирипровідної     |     |
| системи живлення в складі електротехнічного комплексу з МПЖ.....     | 213 |
| 5.5.1 Стратегії керування мережевим інвертором для мінімізації       |     |
| потужності втрат .....                                               | 214 |
| 5.5.2 Експериментальна верифікація запропонованих формул.....        | 221 |
| 5.6 Висновки до розділу 5 .....                                      | 229 |
| РОЗДІЛ 6. ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ СПОСОБІВ                      |     |
| КЕРУВАННЯ КОМПЛЕКСОМ ГЕНЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ НА                   |     |
| БАЗІ МАШИНИ ПОДВІЙНОГО ЖИВЛЕННЯ.....                                 |     |
| 6.1 Реалізація алгоритму керування напівпровідниковим                |     |
| перетворювачем в колі ротора МПЖ за допомогою цифрового              |     |
| сигнального контролера з фіксованою комою.....                       | 233 |
| 6.2 Розробка програмного забезпечення для цифрового сигнального      |     |
| контролера з фіксованою комою .....                                  | 240 |

|                                                                                                                            |     |
|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| 6.3 Особливості реалізації алгоритму керування МП за допомогою<br>цифрового сигнального контролера з плаваючою комою ..... | 244 |
| 6.4 Застосування програмованих логічних інтегральних схем в системах<br>керування МП.....                                  | 255 |
| 6.5 Експериментальний стенд.....                                                                                           | 259 |
| 6.6 Система керування.....                                                                                                 | 262 |
| 6.7 Програмне забезпечення та інтерфейс.....                                                                               | 264 |
| 6.8 Експериментальні дослідження.....                                                                                      | 267 |
| 6.9 Висновки до розділу 6 .....                                                                                            | 282 |
| ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ .....                                                                                                    | 284 |
| СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ .....                                                                                           | 290 |
| ДОДАТОК А. Список публікацій за темою дисертації та відомості про<br>апробацію результатів роботи .....                    | 314 |
| ДОДАТОК Б. Акти впровадження та використання результатів<br>дисертаційної роботи .....                                     | 326 |

## ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

АІН – автономний інвертор напруги;  
ВЕС – вітроелектростанція;  
ДРГ – джерело розосередженої генерації;  
МІ – мережевий інвертор;  
МП – матричний перетворювач;  
МПЖ – машина подвійного живлення;  
НН – нелінійне навантаження;  
ПЛМ – програмована логічна матриця;  
ПЧ – перетворювач частоти;  
РГ – розосереджена генерація;  
РІ – роторний інвертор;  
СГЕ – система генерування електроенергії;  
ТЗП – точка загального приєднання;  
ШІМ – широтно-імпульсна модуляція;  
DSP – digital signal processor / цифровий сигнальний процесор;  
THD – total harmonic distortion factor / загальний коефіцієнт гармонічних спотворень.

## ВСТУП

**Стан та актуальність питання.** Поступове виснаження запасів легкодоступних дешевих енергоресурсів, постійне зростання ціни на органічне паливо і погіршення екологічних умов життя стали поштовхом для розвитку та широкого впровадження екологічно чистих поновних джерел енергії, таких як вітро-, гідро- і сонячні джерела енергії. В той же час, масове впровадження регульованих електроприводів на основі класичних перетворювачів (з некерованими діодними випрямлячами) викликає погіршення якості електроенергії мережі живлення для інших споживачів, що спричинено несинусоїдальністю споживаного такими електроприводами струму. При роботі електроприводів з некерованим діодними випрямлячами зростає вплив на мережу живлення, що позначається в зниженні коефіцієнта потужності на вході перетворювачів, коливаннях напруги в мережі і спотворенні синусоїдальної форми струму. Зниження коефіцієнта потужності збільшує реактивну потужність системи електропостачання, що призводить до додаткових втрат енергії і вимагає збільшення пропускної здатності її елементів. В електричних мережах підприємств із сучасним устаткуванням вентильні перетворювачі знаходять все ширше застосування. Питома вага нелінійних навантажень безупинно зростає. В цих умовах рівень вищих гармонік у напругах мережі нерідко досягає 10-20 %.

Низька якість електроенергії збільшує енергетичні та економічні втрати, призводить до експлуатаційних проблем виробництва і навіть перенавантаження трансформаторів. У цьому плані поєднання розосередженого генерування та функціональних можливостей активної фільтрації є одним із способів підвищення якості електроенергії та зниження прямих і непрямих експлуатаційних витрат енергосистеми.

Значний внесок у вирішення проблеми підвищення якості генерованої електроенергії внесли вітчизняні та зарубіжні вчені: Г.Г. Півняк,

А.К. Шидловський, О.С. Бешта, А.Ф. Жаркін, С.О. Кудря, В.М. Михальський, В.Ф. Рєзцов, І.В. Жежеленко, С.М. Пересада, П.Ф. Васько, Л.І. Мазуренко, О.В. Садовой, М.Я. Островерхов, О.Г. Плахтина, О.П. Чорний, П.Д. Андрієнко, В.І. Сенько, Е.М. Чехет, І.З. Щур, О.С. Хватов, Р.Т. Шрейнер, А. Emanuel, J.C. Clare, F. Blaabjerg, R. Cardenas, S. Saadate, J.W. Kolar, T. Lipo і багато інших.

Донедавна комплекси генерування електроенергії забезпечували лише можливість генерування активної потужності в електричну мережу, а коефіцієнт потужності водночас був близьким до одиниці. Вони були відділені від мережі, щоб уникнути пошкоджень, що могли виникнути після збоїв мережі, оскільки встановлена потужність була незначною, порівнюючи з енергосистемою. Компенсація реактивної потужності здійснювалася традиційними засобами, а активна фільтрація гармонічних струмів досягалася локально за допомогою активних фільтрів, розташованих поблизу нелінійних навантажень.

Ще 20 років тому потужності систем генерування електроенергії на основі альтернативних джерел, зокрема вітрових електростанцій, були незначними і їх вплив на роботу енергосистеми був мінімальним. Збільшення встановленої потужності вітроенергетичних установок показало, що відсутність стандартів підключення таких установок є загрозою для стабільності і якості електроенергії мережі. Як наслідок, вимоги для підключення вітрових електростанцій до мереж стають все суворішими.

Незважаючи на технічні проблеми, зумовлені підключенням вітроенергетичних установок до енергосистеми, і більш жорсткі вимоги, які вітроенергетичні установки зобов'язані задовольняти, їх кількість, встановлена у всьому світі, постійно та швидко зростає. За прогнозами, виробництво електроенергії від сили вітру буде становити 20% від усього виробництва електроенергії до 2030 року: цей прогноз означає, що вплив вітроенергетичних установок на роботу мережі живлення стане більш значущим в майбутньому, і потребує подальшого удосконалення характеристик вітрогенераторів та їх систем керування.

Сучасні технології дозволяють керувати системами генерування електроенергії на максимальній потужності протягом більшої частини часу роботи, при цьому використовувати частину енергії ще й для додаткових функцій, які допомагають підвищити якість електроенергії.

Для здійснення електромеханічного перетворення в системах генерування електроенергії існує багато технологічних альтернатив. Різні конфігурації отримуються шляхом поєднання асинхронної або синхронної машин з перетворювачами повної або часткової потужності.

Комплекси генерування електроенергії на базі машини подвійного живлення (МПЖ) дозволяють досягти високої ефективності електромеханічного перетворення енергії. Такі комплекси характеризуються тим, що цілі керування досягаються при варіації кутової швидкості в обмеженому діапазоні  $\pm 30\%$  від синхронної швидкості обертання.

Машина подвійного живлення широко застосовується як генератор електричної енергії, зокрема, у вітрогенеруючих установках середньої та високої потужності зі змінною швидкістю з перетворювачем частоти та напруги в колі ротора. Статорні обмотки МПЖ підключаються безпосередньо до мережі, а обмотки ротора живляться від двонаправленого напівпровідникового перетворювача. Таким перетворювачем може бути повністю керований реверсивний перетворювач частоти з ланкою постійного струму або матричний перетворювач, потужність якого пропорційна ковзанню. В системах генерування енергії робота за змінної швидкості валу дозволяє підвищити ефективність процесу перетворення енергії за рахунок роботи на оптимальній швидкості первинного перетворювача енергії. Наявність двох каналів керування МПЖ дає можливість, окрім керування моментом (активною потужністю), реалізувати керування реактивною потужністю статора МПЖ.

Застосування в перетворювачах електроенергії сучасних силових ключів на повністю керованих напівпровідникових приладах, керування якими здійснюється за принципами широтно-імпульсної модуляції (ШІМ), суттєво



розширило можливості підвищення якості електроенергії в цих перетворювачах.

В широкому розумінні поняття якості електроенергії включає більше десяти різних критеріїв, передбачених нормативними документами. В даному дослідженні показники якості умовно зводяться до показників несинусоїдальності відповідних кривих в зв'язку з тим, що для підвищення якості електроенергії використовуються засоби і можливості керування комплексами генерування на базі МПЖ.

Вимоги нормативних документів до показників несинусоїдальності вихідної напруги напівпровідникових перетворювачів з широтно-імпульсною модуляцією в переважній більшості випадків передбачають застосування вихідних згладжуючих фільтрів у всіх вихідних фазах перетворювачів. Для живлення відповідальних споживачів часто необхідно застосовувати цілий комплект резонансних  $LC$ -фільтрів, кожен з яких розраховується на придушення однієї або декількох сусідніх гармонічних складових у спектрі вихідної напруги. Масогабаритні показники та вартість таких фільтрів збільшуються пропорційно до амплітудних значень відповідних гармонічних складових та до близькості їх розташування на шкалі частот до частоти основної гармоніки вихідної напруги. З цих причин спектральний склад кривої напруги для оцінки несинусоїдальності має не менше значення, ніж коефіцієнт гармонік цієї напруги.

Покращення гармонічного складу вихідного струму перетворювачів частоти (ПЧ) при роботі в складі систем генерування дозволяє зменшити додаткові втрати в електричній машині, зменшити пульсації моменту та небажані додаткові навантаження в механічній частині системи, що здатні викликати резонансні явища та створювати акустичний шум.

З названих причин розроблення наукових основ створення комплексів генерування електроенергії на базі машини подвійного живлення з перетворювачами у колах ротора та статора, спрямованих на підвищення якості генерованої електроенергії, є важливою науково-прикладною проблемою, а тема досліджень, направлених на створення цих основ, є актуальною.

**Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами.** Дослідження за темою дисертаційної роботи виконувались в Інституті електродинаміки відповідно до планів НДР НАН України за темами: "Дослідити засоби покращення якості керування матричними перетворювачами" (шифр 1.7.3.243, "Сигнал-2", затверджена постановою Бюро ВФТПЕ НАН України від 22.02.2005р., протокол №4, № ДР 0105U002313); "Розробка та дослідження засобів підвищення якості електроенергії на вході і виході напівпровідникових перетворювачів частоти, напруги і струму в умовах несиметрії та несинусоїдальності напруг мережі живлення" ("Модулятор", затверджена постановою Бюро ВФТПЕ НАН України від 06.10.2009р., протокол №13, № ДР 0109U006757); "Розробка та дослідження ефективних засобів і методів керування напівпровідниковими перетворювачами та електромеханічними системами для забезпечення електромагнітної сумісності джерел електроенергії та споживачів" ("Модулятор-2", затверджена постановою Бюро ВФТПЕ НАН України від 18.11.2014р., протокол №16, № ДР 0115U002581); "Розробка, дослідження та підготовка до впровадження у виробництво енергозберігаючих багатофункціональних електроприводів з підвищеним ККД" програми «Науково-технічні основи вирішення проблем енергозбереження» ("Енергозбереження", затверджена розпорядженням Президії НАН України від 18.04.06 №239, № ДР 0107U000068); прикладних НДР: "Дослідити електромагнітні процеси та розробити алгоритми адаптивного керування системами з регуляторами напруги, струму, частоти і потужності, орієнтованими на застосування в нових електротехнологіях" ("База-П4", затверджена постановою Бюро ВФТПЕ НАН України від 23.01.2007р., протокол №1, № ДР 0107U001690); "Розробити принципи та критерії оптимального керування джерелами живлення електромагнітних сепараторів, спеціальних трансформаторів, індукторів в технологіях термічної обробки матеріалів, створити на їх основі системи адаптивного керування" ("База-П5", затверджена постановою Бюро ВФТПЕ НАН України від 06.10.2009р., протокол №13, № ДР 0109U006889). При виконанні цих робіт автор обґрунтував напрями досліджень, розробив основні принципи компенсації несиметрії і

несинусоїдальності генерованих струмів машини подвійного живлення для підвищення якості електроенергії та був відповідальним виконавцем НДР.

**Мета і завдання дослідження.** Метою роботи є підвищення якості генерованої електроенергії за рахунок розроблення та впровадження наукових основ створення комплексів генерування з функціями компенсації реактивної потужності та активної фільтрації струму на базі машини подвійного живлення.

Для досягнення поставленої мети вирішувалися такі основні задачі:

- формулювання проблеми підвищення якості електроенергії комплексами генерування на базі МПЖ;
- розроблення методу керування МПЖ, що забезпечує мінімізацію втрат потужності комплексу генерування;
- дослідження можливості об'єднання ланок постійного струму перетворювачів в колах статора і ротора МПЖ;
- розроблення принципів формування вхідних струмів матричних перетворювачів роторної ланки МПЖ;
- розроблення стратегії компенсації несиметрії струмів, генерованих МПЖ;
- розроблення стратегії компенсації несинусоїдальності струмів, генерованих МПЖ;
- удосконалення методу вибіркової компенсації гармонічних складових струму, генерованого МПЖ;
- розроблення комбінованого методу компенсації гармонічних складових струму, генерованого МПЖ;
- дослідження методу часткового послаблення складової нульової послідовності напруг трифазної чотирипровідної мережі засобами керування напівпровідниковими перетворювачами в ланці ротора МПЖ;
- експериментальні дослідження та впровадження методів керування МПЖ.

*Об'єкт дослідження* – процеси генерування електроенергії комплексами на базі машини подвійного живлення з перетворювачами у колах ротора та статора.

*Предмет дослідження* – методи підвищення якості електроенергії, генерованої комплексами генерування з функціями компенсації реактивної потужності та активної фільтрації струму.

**Методи досліджень.** Приведені в роботі результати отримано з використанням: методу безперервного перетворення Лапласа для аналізу електромагнітних процесів; методу просторових векторів при аналізі запропонованих способів керування; теорії лінійних диференціальних рівнянь; гармонічного аналізу та синтезу кривих вихідних напруг напівпровідникових перетворювачів; елементів матричного числення; теорії миттєвих потужностей і методів перетворення координат при розробці стратегії формування струмів в системі "машина подвійного живлення – матричний перетворювач"; теорії просторових векторів; теорії електричних кіл; математичного та фізичного моделювання процесів генерування електроенергії.

#### **Основні наукові положення:**

- застосування адаптивного до спотворень напруги мережі керування напівпровідниковими перетворювачами з об'єднаною ланкою постійного струму в колах статора і ротора машини подвійного живлення комплексу генерування електроенергії забезпечує підвищення якості електроенергії в системах розосередженої генерації;

- неперервне оцінювання гармонічного складу струму нелінійного навантаження в точці загального приєднання за допомогою спостерігача гармонік забезпечує зниження коефіцієнта сумарних гармонічних спотворень шляхом використання інформації цього спостерігача для керування напівпровідниковим перетворювачем в роторній ланці машини подвійного живлення.

### **Наукова новизна отриманих результатів.**

1. Розроблено новий метод керування машиною подвійного живлення з одночасним керуванням по колах статора і ротора, який для ефективного відпрацювання заданого моменту використовує надлишковість координат керування, що дає можливість забезпечити зниження втрат потужності.

2. Вперше встановлено, що застосування керованої об'єднаної ланки постійного струму перетворювачів в статорі і роторі машини подвійного живлення в складі комплексу генерування електроенергії забезпечує можливість адаптації цього комплексу до спотворень мережі і підвищення якості генерованої електроенергії.

3. Розроблено нові принципи формування вхідних струмів матричних перетворювачів роторної ланки машини подвійного живлення, що полягають в динамічній модуляції за рахунок вибору напрямку просторового вектора вхідного струму з використанням симетричної складової зворотної послідовності цього струму та дають змогу підвищити показники якості споживаного струму шляхом керування його реактивною складовою.

4. Вперше розроблено стратегію компенсації несиметрії і несинусоїдальності струмів, генерованих машиною подвійного живлення, в умовах підключення нелінійних навантажень, яка полягає в компенсації реактивної потужності засобами керування МПЖ та активній фільтрації струму з використанням можливостей напівпровідникового перетворювача в роторній ланці, що дало змогу забезпечити генерування струмів зі зниженням їх несиметрії і несинусоїдальності та компенсацію пульсацій активної і реактивної потужностей.

5. Удосконалено метод вибіркової компенсації гармонічних складових струму, генерованого машиною подвійного живлення, який, на відміну від відомих, застосовує спостерігач гармонік струму, що забезпечує асимптотичне оцінювання будь-якої заданої кількості гармонік і дозволяє здійснити компенсацію домінуючих гармонічних складових.

6. Розроблено новий комбінований метод компенсації гармонічних складових струму, генерованого машиною подвійного живлення, який полягає в об'єднанні компенсаційних впливів МПЖ і напівпровідникового перетворювача в роторній ланці на підвищення якості генерованої електроенергії та дає змогу виконати вимоги забезпечення електромагнітної сумісності у разі приєднання нелінійних навантажень до точки загального приєднання.

7. Вперше розроблено стратегію керування напівпровідниковими перетворювачами в ланці ротора машини подвійного живлення з функціями паралельної активної фільтрації, при якій вектор вхідного миттєвого струму підтримується пропорційним вектору миттєвих фазних напруг з частковим послабленням складової нульової послідовності напруг трифазної чотирипровідної мережі, що дає змогу зменшити потужність втрат в з'єднувальних силових кабелях системи генерування електроенергії.

**Обґрунтованість та достовірність** результатів дисертації підтверджується: коректністю постановки наукових задач з використанням відомих положень теорії миттєвої потужності і методів перетворення координат при розробці стратегії формування струмів в системах генерування електроенергії; їх збігом з результатами експериментальних досліджень та узгодженістю з відомими теоретичними результатами в граничних випадках; позитивним досвідом апробації результатів дисертаційної роботи.

#### **Практичне значення отриманих результатів.**

1. Визначено умови для ефективної компенсації несиметрії і несинусоїдальності генерованих струмів машини подвійного живлення.

2. Визначено властивості структурних елементів комплексів генерування електроенергії на базі машини подвійного живлення і розроблено рекомендації з налаштування їхніх параметрів.

3. Розроблено спосіб керування комплексом генерування на основі машини подвійного живлення з перетворювачами у колах ротора та статора.

4. Розроблений спосіб керування напівпровідниковим перетворювачем в ланці ротора МПЖ з функціями паралельної активної фільтрації знайшов практичне застосування при створенні дослідних зразків МПЖ.

5. Розроблено програмне забезпечення для практичної реалізації методів керування машиною подвійного живлення на базі цифрового сигнального процесора.

6. Розроблено і проведено експериментальну перевірку матричних перетворювачів в ланці ротора машини подвійного живлення із застосуванням для керування ними поєднання цифрових сигнальних процесорів і програмованих логічних матриць.

7. Отримані результати впроваджено у навчальному процесі кафедри відновлюваних джерел енергії Національного технічного університету України "Національний технічний університет імені Ігоря Сікорського".

8. Результати роботи використано в Національному технічному університеті України "Національний технічний університет імені Ігоря Сікорського" та Інституті електродинаміки НАН України при виконанні НДР "Комплексні системи енергозабезпечення автономних об'єктів на базі використання відновлюваних джерел енергії" (ДР 0117U004325), НДР "Розробка та дослідження ефективних засобів і методів керування напівпровідниковими перетворювачами та електромеханічними системами для забезпечення електромагнітної сумісності джерел електроенергії та споживачів", "Модулятор-2" (№ ДР 0115U002581).

**Особистий внесок здобувача.** Дисертація є самостійно виконаною науковою роботою, в якій викладено авторський підхід до обґрунтування теоретичних засад створення нових методів підвищення якості генерованої електроенергії засобами керування машиною подвійного живлення; розробки математичних моделей системи генерування електроенергії з МПЖ; розробки стратегії зниження несиметрії та несинусоїдальності струмів в системі генерування електроенергії на основі машини подвійного живлення в умовах підключення нелінійних навантажень. Внесок автора в роботи, опубліковані у

співавторстві, конкретизовано в списку публікацій.

**Апробація результатів дисертації.** Основні положення дисертаційної роботи і результати досліджень доповідалися і обговорювалися на двадцяти чотирьох міжнародних та одній українській конференціях, зокрема: міжнародних науково-технічних конференціях «Силовая електроніка і енергоефективність» (Алушта, 2004-2012 рр.); міжнародних науково-технічних конференціях "Проблеми сучасної електротехніки" (Київ, 2004, 2006, 2008, 2010 рр.); міжнародних науково-технічних конференціях "Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика" (Харків, 2004-2013 рр.); науково-практичній конференції "Нетрадиційні і поновлювальні джерела енергії як альтернативні первинним джерелам енергії в регіоні" (Львів, 2005 р.); міжнародних науково-технічних конференціях "11th International Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC`2004" (Riga, Latvia, 2004 p.), "13th International Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC`2008" (Poznan, Poland), "IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE" (Cambridge, United Kingdom); міжнародних науково-технічних конференціях 1nd, 2nd and 3rd IEEE International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS-2014, IEPS-2016 та IEPS-2018) (Kyiv, Ukraine, 2014, 2016, Kharkiv, Ukraine, 2018), IEEE International Scientific Conference Electronics and Nanotechnology (ELNANO-2013, 2015-2018) (Kyiv, Ukraine).

**Публікації.** За темою дисертації опубліковано 53 наукових праці, в тому числі одну монографію, 41 статтю у наукових фахових виданнях (з яких 14 публікації відображено в міжнародній наукометричній базі Scopus), 11 тез доповідей на міжнародних та українських науково-технічних конференціях.

**Структура та обсяг дисертації.** Дисертація складається із змісту, переліку умовних скорочень, вступу, 6 розділів, висновків, списку використаної літератури із 215 найменувань та 2-х додатків. Загальний обсяг роботи становить 335 сторінок, у тому числі 278 сторінок основного тексту, 115 рисунків, 12 таблиць.



## РОЗДІЛ 1

### ОСОБЛИВОСТІ ПОБУДОВИ КОМПЛЕКСІВ ГЕНЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ, ПІДКЛЮЧЕНИХ ДО МЕРЕЖІ

Надмірне використання традиційних джерел, таких як викопне паливо, викликає екологічні проблеми, такі як забруднення, глобальне потепління тощо. Зменшення резервів звичайних джерел, прискорене збільшення попиту на електроенергію та зростаюча вартість викопного палива є однією з причин розвитку та збільшення використання поновлюваних джерел енергії [1-5]. Оскільки такі установки, як сонячні електростанції та вітроелектростанції (ВЕС) можуть розташовуватися в безпосередній близькості від споживачів і віддавати енергію до існуючих електричних мереж низької або середньої напруги з мінімальними втратами, їх, на відміну від джерел централізованої генерації, називають джерелами розосередженої генерації (ДРГ) [6]. У країнах Європи частка розосередженої генерації (РГ) в загальному балансі вже досягла 15%. При цьому в окремих країнах даний показник досить сильно відрізняється: від 6% у Румунії до 45% у Данії. В цьому відношенні енергія вітру є одним з найбільш перспективних джерел електроенергії в сучасному світі.

Відповідно до останньої світової статистики щодо вітрової енергії, яка була опублікована Всесвітньою асоціацією вітрової енергетики (WWEA), в 2016 році було додано 54 ГВт потужності вітрової енергії, що становить 11,8% річного приросту (у 2015 році - 17,2%). Світова потужність вітрогенерації досягнула 486 ГВт до кінця 2016 року. Світова потужність вітроагрегатів, встановлених до кінця 2016 року, становить приблизно 5% світового попиту на електроенергію.

В Україні з 2011 по 2016 р.р. було введено в дію 67 об'єктів РГ (9 об'єктів вітроелектростанцій і 58 об'єктів сонячних електростанцій) загальною потужністю 970 МВт, які призначено для комерційного застосування (продажу

електроенергії). У 2015 році 13 об'єктів вітроенергетики, які розташовано на материковій частині України, загальною потужністю 426 МВт виробили 1125 млн. кВт·год електроенергії, що складає 0,73% від загальної річної генерації електроенергії в країні [6].

Варто зазначити, що, незважаючи на незначну частку генерованої об'єктами РГ електроенергії, згадані об'єкти вже мають суттєвий негативний вплив на якість напруги, стійкість і безпеку систем електропостачання в Україні. З огляду на тенденцію щодо збільшення частки РГ слід очікувати, що в майбутньому зазначена ситуація тільки погіршиться [6].

Останні досягнення у галузі силової електроніки призводять до підтримки виробництва вітрової енергії з прийнятною якістю енергії. Таким чином, підключення до мережі вітроагрегатів стала складною задачею для енергетиків. Можна побачити, що погана якість енергії від вітроагрегатів впливає на мережу, і погана якість енергії мережі чинить негативний вплив на ВЕС.

Розосереджене генерування є відповіддю на зростаючий попит на електроенергію та на зростання екологічних проблем. Серед альтернативних джерел електроенергії вітроенергетика є однією з найбільш перспективних технологій.

У розвинених країнах за останні десять років потужність вітрогенераторів зростала на рівні від 20% до 30% [7, 8]. Країнами з найбільш високою встановленою потужністю вітрогенераторів є Сполучені Штати, Німеччина, Китай та Іспанія [9, 10].

Встановлена потужність ВЕС у світі на кінець 2017 року досягла майже 540 тис. МВт і складає приблизно 3% світового попиту на електроенергію. Що стосується України, то у 2017 році потужність вітроенергетики України перевищила 500 МВт. Але частка навіть усіх поновлюваних джерел енергії в загальному обсязі виробленої електроенергії становить не більше, ніж 2% (1,47%).

Швидке зростання вітроенергетики обумовлено різними факторами, зокрема:

1. підтримка держави [11],
2. покращення технології вітроенергетики, що призводить до зниження витрат і підвищення продуктивності [8],
3. екологічні проблеми [9],
4. процес дерегуляції [12].

До початку 1990-х років вітроенергетика заповнювала невелику нішу ринку, забезпечуючи механічну енергію для подрібнення зерна і перекачування води [13]. Головним аргументом проти розвитку вітроагрегатів була несумісність генератора із змінною швидкістю з електричною мережею, що працює на фіксованій частоті. Ще одним обмежувальним фактором для інвестицій в альтернативні джерела енергії є наявність викопних палив у великій кількості за низьких витрат [9].

Широке застосування ВЕС в електроенергетиці дозволяє покращити екологічну обстановку і заощадити великий обсяг викопного палива, але водночас воно викликає необхідність вирішення проблем з якістю напруги, стійкістю і безпекою систем електропостачання.

Слід зазначити, що показники якості напруги електропостачання в мережах з ВЕС значною мірою пов'язані з конструкцією генераторів вітроагрегатів. Якщо розглянути історію розвитку ВЕС, то на її першому етапі, коли частка ВЕС в загальному обсязі генерованої електроенергії була незначною, вимоги до генераторів ВЕС стосовно забезпечення стійкості системи електропостачання не висувались. Малопотужні вітроагрегати виконувалися з використанням асинхронних генераторів, до характеристик яких не висувалося окремих вимог стосовно дотримання показників якості генерованої електроенергії. В той час проблема спотворення форми напруги в електричних мережах не була актуальною. Актуальними проблемами на першому етапі розвитку ВЕС були тільки зміна напруги в мережі під час

підключення і відключення вітроагрегатів, а також споживання ними реактивної потужності з мережі.

В останній частині 20-го століття радикальні поліпшення технології ВЕС призвели до зростання кількості установок вітроагрегатів. Наприклад, лопаті, які колись були виготовлені з листового металу, тепер виготовляються зі скловолокнистого композиту; генератори постійного струму та синхронні генератори були замінені на асинхронні генератори; впроваджено цифрове керування; розмір турбіни збільшився, переходячи від середньої номінальної потужності 50 кВт на початку 1980-х років до середньої номінальної потужності 1,5 МВт у 2006 році; і розміри лопатей зросли з 8 м у 1980-х роках до більше, ніж 70 м у багатьох сучасних системах [14].

Враховуючи досягнення в силовій електроніці та керуванні, такі застосування, як компенсація реактивної потужності, статичні перемикачі, накопичення енергії, генерування електроенергії за змінної швидкості, керування напругою та підтримка динамічної реактивної потужності зазвичай зустрічаються у сучасних ВЕС [15, 16]. Внаслідок вищезазначених поліпшень, вартість одного вольт-амперу ВЕС знижується, а надійність, ефективність та продуктивність зростають [17].

Коли ВЕС були невеликими і їхній вплив на роботу мережі був мінімальним, правила, що регулюють генерування із застосуванням вітру, були пом'якшені для стимулювання розвитку [17]. Протягом останніх років збільшення кількості ВЕС показало, що відсутність правил є загрозою для стабільності та якості електроенергії мережі [15, 18, 19, 20]. Як наслідок, вимоги до взаємозв'язку ВЕС з мережею стають суворішими та більш схожими на ті, що розроблені для традиційних джерел генерування [21, 22], а ВЕС переходять від простого енергоносія до електростанції, яка забезпечує значну підтримку мережі [17].

Сучасні технології керування дозволяють експлуатувати ВЕС нижче

максимальної потужності протягом більшої частини часу, забезпечуючи при цьому виконання допоміжних завдань для мережі [23, 24].

Напрямом цієї роботи є дослідження електромеханічної системи перетворення вітрової енергії як генератора активної потужності з функціями компенсатора гармонічних складових генерованого струму і реактивної потужності одночасно. Генерування електроенергії є основним завданням, в той час як гармонічна компенсація є допоміжною функцією, що забезпечує поліпшення якості генерованої електроенергії.

Запропоноване використання систем генерування електроенергії (СГЕ) має багато практичних реалізацій, оскільки кількість нелінійних навантажень (НН), підключених до мережі, постійно зростає, що призводить до великих значень гармонічних складових струмів, що протікають в мережі. Оскільки в мережі допускається лише певна кількість спотворень [25–29], пристрої, такі як пасивні та активні фільтри (АФ), встановлюються для компенсації струмів гармонік, що обумовлюються НН.

Кілька досліджень у літературі присвячено методам поліпшення показників СГЕ; однак лише деякі з них стосуються способу використання СГЕ як гармонічного компенсатора і генератора потужності.

У роботі [24] проведено вступне дослідження до такого застосування: представлено керування перетворювачем потужності, підключеним до генератора. Це дослідження показує, як використовувати силовий перетворювач для компенсації гармонічних струмів, що обумовлюються НН.

СГЕ, що досліджується в даній роботі, ґрунтується на технології МПЖ, оскільки це найбільш поширена конфігурація для сучасних СГЕ [30]. Дія фільтрів СГЕ на основі МПЖ була досліджена трьома дослідницькими групами, очолюваних М. Т. Abolhassani [31, 32, 33], В. Toufik [34] і Е. Tremblay [35]. Додаткові подробиці щодо досліджень, проведених в літературі, наведені в підрозділі. Дослідження, проведені в літературі, доводять, що запропоноване

застосування є доцільним, показуючи поліпшення форми струму і напруги мережі, коли описана вище операція реалізована.

1.1 Конфігурація сучасних СГЕ

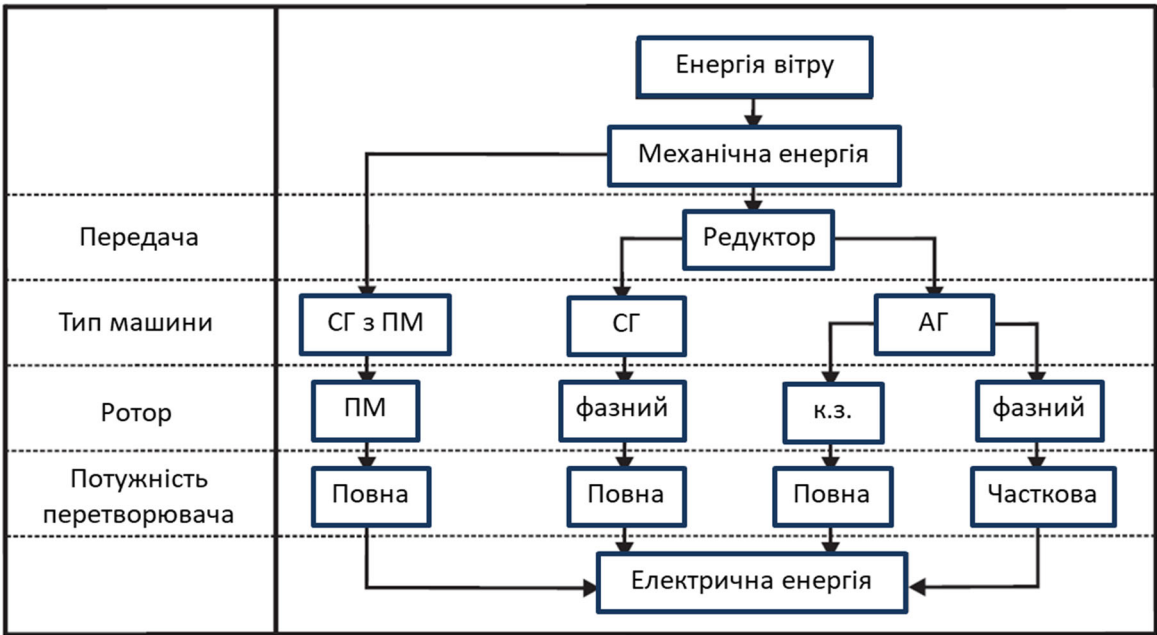
Зазвичай вибір конфігурації залежить від необхідної потужності агрегату, характеристик вітру в точці його установки і вимог мережевого кодексу країни, для якої призначений вітроагрегат.

У більш ранніх застосуваннях ВЕС машини постійного струму використовувалися для перетворення енергії вітру в електричну енергію для відключення механічної системи від електричної мережі, що працює на постійній частоті [13].

Для досягнення електромеханічного перетворення на ВЕС існує багато технологічних альтернатив [36]. Різні конфігурації отримуються шляхом поєднання асинхронної або синхронної машини з перетворювачами повної або часткової потужності, як це показано в табл. 1.1.

Таблиця 1.1

Конфігурації ВЕС



На цій діаграмі різними етапами, які здійснюють перетворення механічної енергії в електричну, показано різні рядки; для кожного етапу представлено технологічні альтернативи. Для здійснення перетворення енергії можна визначити різні вертикальні шляхи.

Серед рішень, представлених в таблиці, чотири комбінації машин/перетворювачів охоплюють більшість поточних установок, і вони відомі як:

1. з фіксованою швидкістю,
2. з динамічним керуванням частотою ковзання,
3. МПЖ з перетворювачем у ланці ротора з двонаправленим потоком енергії,
4. з безредукторним приводом.

### 1.1.1 Конфігурація машин/перетворювачів з фіксованою швидкістю

СГЕ з фіксованою швидкістю представляють найдавнішу та найпростішу конфігурацію. Як показано на рис. 1.1, ротор асинхронного генератора (АГ) короткозамкнений, а статор з'єднаний з мережею. Вал асинхронного генератора з'єднаний з вітротурбіною через редуктор. На клеммах статора встановлено реактивний компенсатор для забезпечення реактивної потужності генератора.

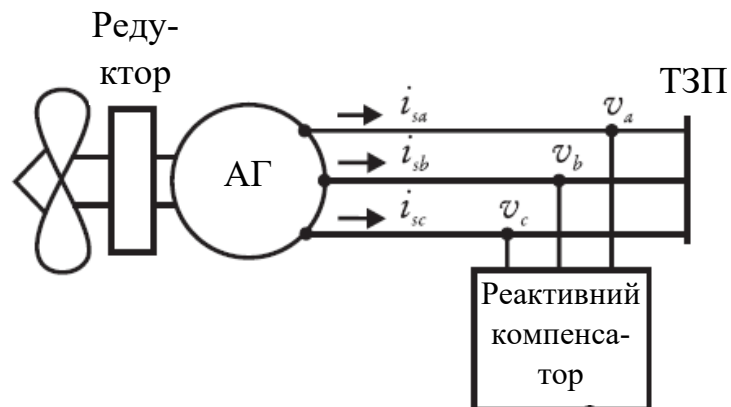


Рис. 1.1. Конфігурація машин/перетворювачів з фіксованою швидкістю

Таке рішення є простим, оскільки не вимагає встановлення силових перетворювачів, однак робота з фіксованою швидкістю не забезпечує оптимального генерування потужності, а реактивний компенсатор необхідний для забезпечення струму намагнічування. Два основних недоліки цієї конфігурації:

- час, необхідний для повернення вкладених інвестицій, вищий, ніж той, який визначено для конфігурацій на основі роботи зі змінною швидкістю через те, що річний видобуток енергії є нижчим;
- система не здатна гасити турбулентність швидкості вітру, яка безпосередньо передається в мережу.

### 1.1.2 Конфігурація машин/перетворювачів з динамічним керуванням частоти ковзання

Конструкція, відома під назвою Dynamic Slip, була впроваджена датською компанією Vestas у 1999 році (технологія Vestas OptiSlip [37]). Основною відмінністю між цією конструкцією і першим типом є змінний опір, що додається послідовно до обмоток ротора, як показано на рис. 1.2. Змінний опір керується за допомогою напівпровідникового перетворювача і дає змогу працювати зі змінною швидкістю з максимальним ковзанням, що дорівнює 0,03-0,05.

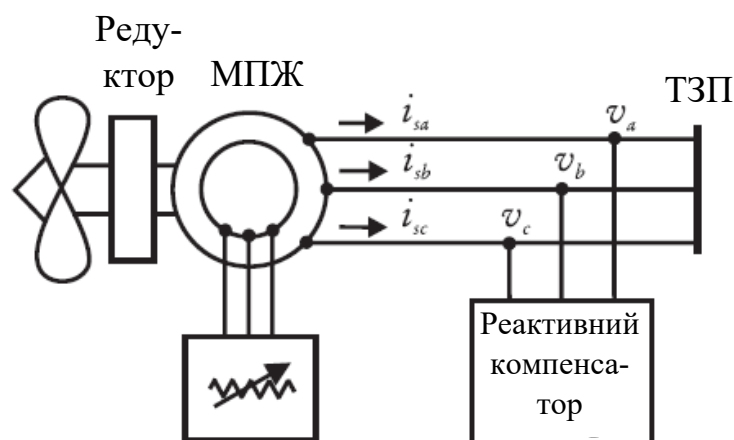


Рис. 1.2. Конфігурація машин/перетворювачів з динамічним керуванням частотою ковзання



Конструкція другого типу потребує більш високих витрат завдяки більшій складності конструкції, але робота зі змінною швидкістю дозволяє отримати більшу віддачу потужності і більш плавне керування потужністю, що віддається в мережу.

Ця конфігурація відома, тому що вона є важливою віхою на шляху реалізації режиму змінної швидкості, але на даний момент вона була замінена технологією МПЖ (конфігурація третього типу).

### 1.1.3 Конфігурація машин/перетворювачів: МПЖ з перетворювачем у ланці ротора з двонаправленим потоком енергії

Концептуальну схему системи генерування на базі МПЖ показано на рис. 1.3. Статор безпосередньо з'єднаний з мережею. Ротор живиться через перетворювач з двонаправленим потоком енергії, який складається з: роторного інвертора (PI) та мережевого інвертора (MI), з'єднаних за допомогою ланки постійного струму. Така конфігурація дозволяє формувати напругу ротора з регульованою амплітудою і частотою.

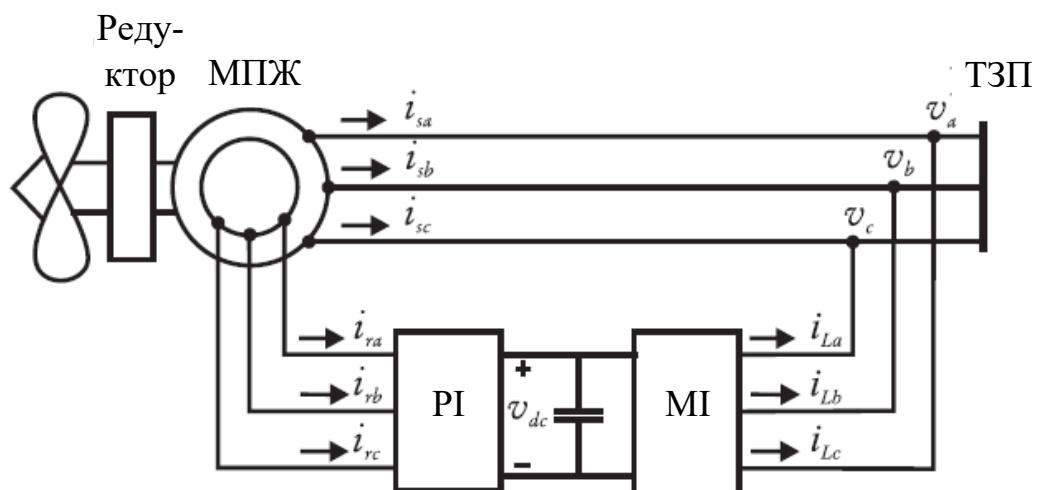


Рис. 1.3. Конфігурація машин/перетворювачів: МПЖ з перетворювачем у ланці ротора з двонаправленим потоком енергії

Незважаючи на свою складність, ця конфігурація є найпопулярнішою для систем генерування електроенергії, зокрема у вітроенергетиці, завдяки кільком перевагам:

1. Тільки 25%-30% від загальної потужності проходить через перетворювачі в колі ротора, які можуть бути розраховані на малу потужність, що призводить до зниження вартості, розміру і ваги, а також менших втрат у порівнянні з системами з силовими перетворювачами на повну потужність, підключеними до статора [38–42].

2. Можна керувати обміном активної та реактивної потужності з мережею. Оскільки ця операція виконується шляхом керування силовими перетворювачами, регулювання активної та реактивної потужності відбувається дуже швидко (в межах декількох мілісекунд [42, 43]) і точно.

3. Робота за змінної швидкості призводить до більшого відбору енергії при однаковому вітровому режимі, а також знижує динамічні навантаження на башту і редуктор.

4. МПЖ мають можливість генерувати більше номінальної потужності без перегріву і здатні передавати максимальну потужність у широкому діапазоні швидкостей [44].

5. Не потрібен реактивний компенсатор.

МПЖ також має недоліки: через безпосереднє підключення статора до мережі МПЖ дуже чутливі до збурень у мережі, особливо до провалу напруги [39, 42]. Зменшення напруги живлення може спричинити високі напруги і струми ротора, які становлять загрозу для чутливих напівпровідникових приладів, встановлених в роторному перетворювачі.

Для побудови системи генерування електроенергії прийнято за основу дві базові структури МПЖ: повністю керована з інверторами в колах статора та ротора і спільним випрямлячем з двонаправленим потоком енергії (рис. 1.4 а) та класична з двонаправленим ПЧ в колі ротора (рис. 1.4 б).

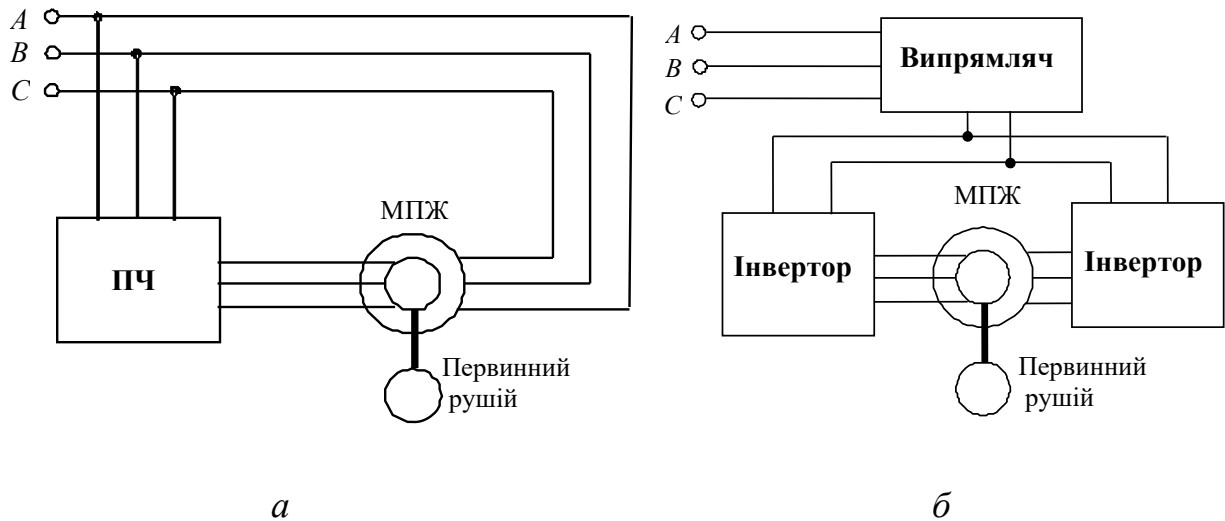


Рис. 1.4. Блок-схема МПЖ з керуванням по колу статора та колу ротора (а) і з двонаправленим ПЧ в колі ротора (б)

Принципи та режими роботи машини подвійного живлення.

Для роботи машини змінного струму в сталому режимі необхідно, щоб вектори поля статора й ротора були нерухомі в просторі один щодо іншого [45].

Оскільки результуючий вектор поля статора обертається в просторі з кутовою швидкістю  $\omega_1 = 2\pi f_1$ , а ротор – зі швидкістю  $\omega$ , то для виконання зазначеної умови вектор поля ротора повинен обертатися щодо ротора зі швидкістю [45, 46]:

$$\omega_2 = \omega_1 - \omega = \omega_1 - \omega_1(1 - s) = \omega_1 s, \quad (1.1)$$

тобто пропорційної ковзанню двигуна  $s$ , причому, якщо швидкість двигуна нижче синхронної, то в ту ж сторону, що й ротор, а при швидкості вище синхронної швидкості - у протилежну [45].

Для того, щоб здійснювалося обертання вектора поля ротора, струм у його обмотках повинен мати частоту ковзання  $f_2$ , обумовлену зі співвідношення

$$f_2 = f_1 s. \quad (1.2)$$

У машині подвійного живлення обмотки ротора підключені до джерела напруги змінної частоти  $f_2$ . Залежно від способу завдання частоти

перетворювача розрізняють два режими роботи машини подвійного живлення: синхронний й асинхронний [45].

При синхронному режимі роботи частота ковзання задається незалежно від кутової швидкості. Тоді кожному значенню сигналу керування відповідають певна частота  $f_2$  й, як слідує з (1.1), певна робоча швидкість  $\omega$ , що не залежить від навантаження. Змінюючи частоту  $f_2$ , можна регулювати цю робочу швидкість. У синхронному режимі машина подвійного живлення працює як синхронна машина.

При асинхронному режимі машини подвійного живлення частота напруги джерела, підключеного до вторинних обмоток машини, завжди підтримується рівною частоті ковзання  $f_1s$ . Регулюванню при цьому підлягають лише величина й фаза напруги джерела.

У цьому випадку машина подвійного живлення завжди працює як асинхронна (навіть при кутовій швидкості, що дорівнює синхронній), тобто ковзання машини змінюється при зміні навантаження на його валу.

У машині подвійного живлення в контурі обмоток ротора завжди діють два джерела однакової частоти  $f_1s$ : власна ЕРС ротора МПЖ  $E_{2s}$  ( $E_2$  - ЕРС короткого замикання) і зовнішня напруга джерела живлення з боку ротора  $U_2$  [46]. На рис. 1.5 показана схема заміщення машини подвійного живлення.

Струм ротора  $I_2$  буде визначатися з рівняння рівноваги напруг у контурі ротора  $E_2 + U_2 e^{j(\pi-\delta)} = I_2 Z_2$  за виразом [45]

$$\vec{I}_2 = \frac{\vec{E}_2 + \vec{U}_2}{Z_2} = \frac{E_2 s}{z_2} e^{-j\phi_2} + \frac{U_2}{z_2} e^{j(\pi-\delta-\phi_2)} \quad (1.3)$$

або

$$\vec{I}_2 = \frac{E_2}{z_2} \left( s e^{-j\phi_2} - U_2' e^{-j(\delta+\phi_2)} \right),$$

де  $\phi_2 = \arccos(r_2/z_2)$ ,  $U_2' = U_2/E_2$ .

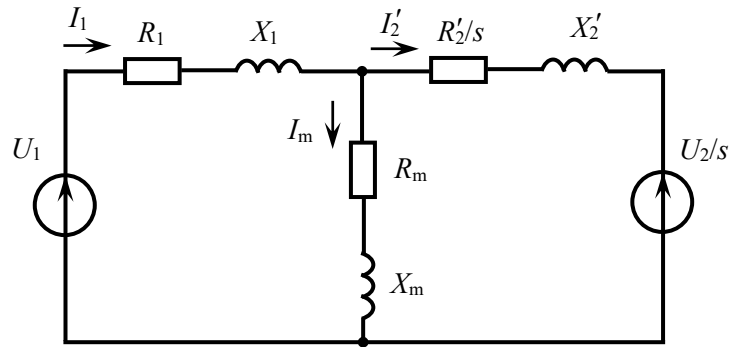


Рис. 1.5. Схема заміщення МПЖ

Активні й реактивна складові струму  $I_2$  (щодо вектора ЕРС ротора) будуть рівні:

$$\begin{aligned} I_{2a} &= \frac{E_2}{z_2} [s \cos \phi_2 - U_2 \cos(\delta + \phi_2)], \\ I_{2r} &= -j \frac{E_2}{z_2} [s \sin \phi_2 - U_2 \sin(\delta + \phi_2)]. \end{aligned} \quad (1.4)$$

Активна складова струму ротора буде визначати момент й активну потужність системи, а реактивна складова - реактивну потужність, що циркулює в статорному й роторному колах МПЖ [45]. На рис. 1.6 наведено векторну діаграму машини подвійного живлення.

Рівняння (1.4) показують, що, регулюючи незалежно значення й фазу напруги  $U_2$ , можна керувати активною й реактивною потужностями МПЖ. Так, регулюючи за відповідним законом  $U_2$  і  $\delta$ , можна при сталому ковзанні підтримувати незмінним реактивний струм ( $I_{2r}$ ) при зміні навантаження ( $I_{2a}$ ) або підтримувати певне співвідношення між активною й реактивною потужностями (наприклад,  $\cos \phi_1 = \text{const}$ ). З (1.4) слідує, що при відповідних значеннях  $U_2$  й  $\delta$  активна складова струму ротора може бути від'ємною при додатному ковзанні ( $0 \leq s \leq 1$ ) і додатною при від'ємному ковзанні. Останнє означає, що машина подвійного живлення може працювати в таких режимах як генераторний при швидкості нижче синхронної й руховий при швидкості вище синхронної.

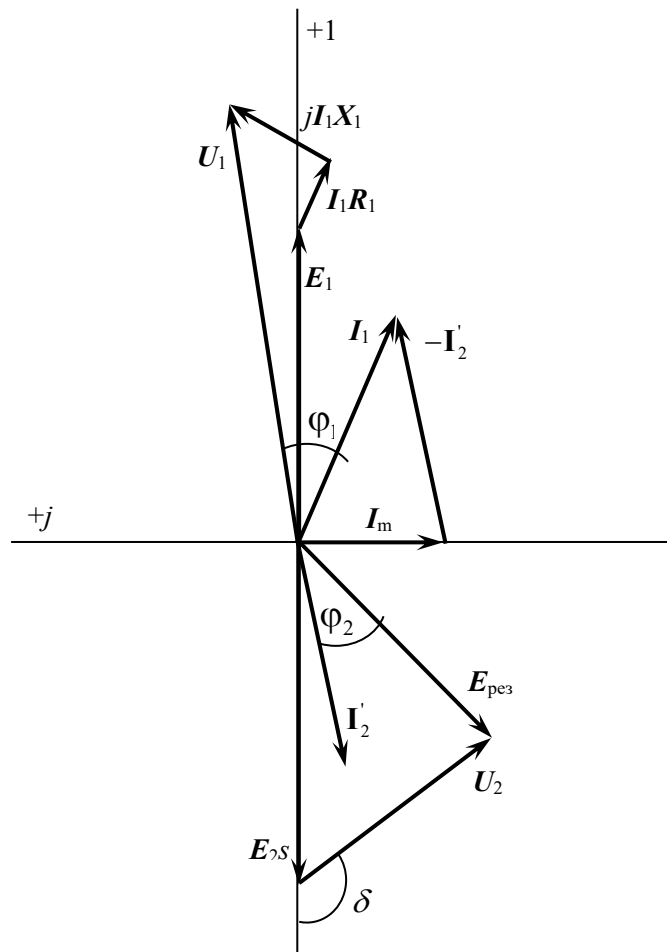


Рис. 1.6. Векторна діаграма МПЖ

В [47] показано, що вираз для моменту МПЖ може бути записано так:

$$M = \frac{m_1 p_1 E_2 I_2 \cos \phi_2}{2\pi f_1}, \quad (1.5)$$

де  $p_1$  – число пар полюсів,  $f_1$  – частота мережі живлення,  $E_2$  – фазне діюче значення ЕРС ротора МПЖ,  $I_2$  – діюче значення струму в роторі,  $\phi_2$  – кут між ЕРС і струмом ротора,  $m_1$  – число фаз обмотки статора.

Величина  $E_2$  визначається струмом, що намагнічує. Підключення статора машини до мережі дозволяє з досить високим ступенем точності стверджувати, що вектор струму, що намагнічує,  $\vec{I}_m$  обертається з постійною частотою  $\omega_1$ , має постійну амплітуду. Це обумовлено тим, що вектор  $\vec{I}_m$  не містить складових, що швидко затухають, а складовими вектора, що повільно затухають, можна знехтувати, оскільки вони малі, а їхні сталі часу досягають декількох секунд

[48]. Таким чином, регулювання моменту в асинхронній машині пов'язане зі зміною активної складової струму ротора  $I_2$ .

Максимально можливий діапазон регулювання кутової швидкості вгору та вниз від синхронної швидкості визначається двома параметрами: можливими максимальними значеннями частоти та напруги на виході перетворювача, що служить для живлення роторного кола машини.

#### **1.1.4 Конфігурація машин/перетворювачів з безредукторним приводом**

Конфігурація з безредукторним приводом є відносно новою, в ній використовується синхронний генератор з постійними магнітами (СГПМ) з великою кількістю полюсів. Редуктор не потрібен, оскільки СГПМ здатен виробляти електроенергію з відносно низькою швидкістю. Щоб роз'єднати турбіну з різною швидкістю обертання від постійної частоти мережі, обмотки статора з'єднані з мережею через перетворювачі, розраховані на повну потужність.

Конфігурація четвертого типу призводить до використання перетворювача на повну потужність та підвищеної вартості відносно третього типу. Висока вартість постійних магнітів обмежує застосування цієї конфігурації у вітрогенераторах з низькою номінальною потужністю. Однак відсутність редуктора істотно підвищує надійність установки при зниженні витрат на обслуговування. З цієї причини багато досліджень йдуть у напрямку збільшення застосувань безредукторних рішень [49, 50].

Згідно з [51], ринок вітрогенераторів у 2013 році був поділений, як показано в табл. 1.2. Конфігурація третього типу залишається найпопулярнішою технологією; однак конфігурація четвертого типу збільшує свій вплив на ринок [51, 52].

Таблиця 1.2

**Ринок вітрогенераторів у 2013 році**

| Технологія турбін | Світова ринкова частка |
|-------------------|------------------------|
| Тип 1             | 18 %                   |
| Тип 2             | 5 %                    |
| Тип 3             | 57 %                   |
| Тип 4             | 20 %                   |

**1.1.5 Прибережні вітрові електростанції**

Конфігурації для офшорних вітрових електростанцій вибираються серед описаних вище для наземних станцій: наприклад, офшорні вітрові електростанції в Данії базуються на конфігураціях першого та третього типу [53]. Незважаючи на те, що було встановлено турбіни потужністю до 5 МВт, більшість офшорних проєктів становлять від 2,0 МВт до 3,6 МВт. У майбутньому очікується значне зростання у світі енергетичних установок у прибережній зоні [51, 54] через величезний енергетичний потенціал енергії вітру на морі.

Збільшення кількості офшорних вітроустановок може призвести до розробки різних конфігурацій: наприклад, велика відстань між віддаленими місцями розташування вітроелектростанцій і навантаженнями в поєднанні з передачею великої кількості енергії роблять офшорні вітрогенератори підходящими для реалізації ліній електропередач високої напруги постійного струму (HVdc) [55, 56].

**1.2 Вплив систем генерування електроенергії на роботу мережі**

На етапі обмеженого впровадження ВЕС для вирішення проблем з якістю електроенергії було достатньо використання схем плавного пуску



вітроагрегатів, а також застосування зовнішнього обладнання у вигляді коректорів коефіцієнта потужності для забезпечення високих значень коефіцієнта потужності у точці підключення ВЕС до електричної мережі.

Однак, після того, як частка ВЕС в загальній потужності електричних систем окремих країн стала досить значною, характеристики ВЕС почали впливати на стійкість систем електропостачання при перевантаженнях і суттєвих провалах напруги. Крім того, під час аварійної ситуації в мережі електропостачання, коли вітроагрегат не має можливості генерувати струм протягом суттєвого проміжку часу, а час спрацьовування внутрішньої схеми захисту вітроагрегата не узгоджений з часовими уставками захисту загальної системи, це може привести до розширення та ускладнення наслідків аварії. Для забезпечення безаварійних режимів роботи вітроагрегати з такими генераторами повинні використовуватися спільно зі СТАТКОМ, що природньо призведе до значного подорожчання системи. Тому більш перспективними виявилися генератори ВЕС інших типів, які дозволяли забезпечити необхідні характеристики, що впливають на стійкість системи. В той же час, окремі показники якості генерованої ними енергії є нижчими, ніж у асинхронних генераторів, що з часом призвело до необхідності встановлювати вимоги також і до показників якості електроенергії, що генерують об'єкти РГ.

З часом в національних мережевих кодексах провідних країн Європи були введені положення, згідно з якими генератори ВЕС, які за потужністю відносяться до класу великих електричних станцій, мають відповідати тим же вимогам, що і генератори станцій традиційної електроенергетики (в різних країнах цей поріг потужності є різним, але, зазвичай, становить десятки МВт). Крім того, європейські мережеві кодекси вимагають від потужних ВЕС генерувати не тільки активну, але і реактивну потужність, що сприяє забезпеченню більш стабільного рівня напруги електропостачання і зменшенню втрат в мережі [6].

Підключення вітрогенераторів до електромережі викликає декілька проблем, деякі з них узагальнено таким чином [57, 58]:

1. Вітрогенератори, як будь-які джерела енергії в залежності від природних елементів, характеризуються мінливістю і доступністю вітру. Таким чином, енергія вітру не є такою, що може бути керованою і прогнозованою як енергія, отримана традиційними електростанціями.

2. Технологія вітроелектростанцій не настільки добре знайома або добре охарактеризована, як традиційні системи генерування. Крім того, кожна конфігурація (типи 1-4) має різні динамічні характеристики і по-різному впливає на роботу мережі.

3. Вимоги підключення до мережі для вітрогенераторів поступово переходять до тих, що застосовуються до інших типів генерації, таких як газові та парові турбіни. Наприклад, деякі правила технічної експлуатації енергогенеруючих установок вимагають, щоб вітроелектростанції допомагали електромережі у підтримці або регулюванні напруги мережі. Вимоги до взаємозв'язків вітрогенераторів стають більш вимогливими через збільшення кількості вітрогенераторів та їх впливу на роботу мережі [11].

4. Багато вітроелектростанцій побудовано у віддалених районах далеко від навантаження, де лінії передачі менш розвинені і потребують підсилення, щоб врахувати додатковий потік енергії, викликаний вітрогенераторами [11]. Це явище є критичним для дерегульованих ринків, де передача і генерування функціонально відокремлені [54, 59]. Власники ліній передач електроенергії не мотивовані будувати нові високовольтні лінії електропередачі до віддалених районів, де може бути високий потенціал енергії вітру, але мало існуючих СГЕ або навантаження. Розробники вітроелектростанцій не можуть будувати нові вітроелектростанції у віддалених районах, багатих на вітер, якщо лінія передачі не здатна передати електроенергію до основних центрів навантаження. Враховуючи той факт, що будівництво ліній електропередач вимагає більших термінів, ніж завершення виробництва енергоблоків, впливає, що вітроелектростанції часто розташовуються в регіонах, які ближче до існуючих ліній електропередач, але не є найбагатшими на енергію вітру [59].

Положення про вітрові електростанції все ще розвиваються в усьому світі. Це головним чином пов'язано з такими причинами:

- збільшення кількості вітроенергетичних установок постійно створює нові виклики для стабільності та надійності мережі;
- технологія вітроенергетики змінюється разом зі статичними та динамічними характеристиками вітроелектростанцій;
- відмінності відносно вимог до традиційних та розосереджених ресурсів ще не встановлено.

Слід зазначити, що ВЕС малої потужності, що розташовані біля власних домогосподарств, не набули широкого розповсюдження внаслідок малої ефективності використання однієї вітроустановки окремо, а також сильного акустичного шуму, який вони створюють. Тому за кордоном основний обсяг електроенергії, що генерують ВЕС, доводиться на вітропарки, які складаються з декількох десятків вітроустановок, розташованих в морі або на узбережжі досить далеко від споживачів і приєднаних до електричних мереж високої напруги [6].

Об'єкти РГ можуть спричиняти різні типи кондуктивних збурень в розподільних мережах: флуктуації напруги і флікер внаслідок сплеску струму при включенні-відключенні або розсинхронізації в роботі генератора споживача і основного генератора електричної системи; несиметрію напруг внаслідок несиметричного підключення генераторів або навантаження споживачів до трьох фаз розподільної мережі.

Гармоніки напруги електропостачання виникають внаслідок спотворення форми кривої вихідного струму (в тому числі наявності постійної складової) об'єктів РГ, які мають статичний перетворювач частоти. Зазначені перетворювачі зазвичай працюють у складі агрегатів ВЕС, обладнання яких розроблено для паралельної роботи з мережею.

Слід зазначити, що джерела РГ під час їх паралельної роботи з розподільною мережею являють собою джерела змінного струму. Тому доцільно при розгляді питань забезпечення належної якості напруги розглядати

і нормувати їх параметри не в термінах гармонік вихідної напруги (що припустимо при автономній роботі), а в термінах гармонік струму. Оскільки струм від об'єктів РГ протікає до точки підключення навантаження через імпеданс мережі, то на показники якості напруги будуть впливати як характеристики об'єкта РГ, що забезпечуються на етапі його виробництва, так і значення імпедансу мережі, що може змінюватися в широкому діапазоні в залежності від умов зазначеного підключення.

### **1.2.1 Коливання напруги та флікер**

Зменшення якості напруги за рахунок підключення вітрогенераторів зумовлено зміною швидкості вітру [11, 15, 19, 60]. Коливання швидкості вітру обумовлені низкою явищ.

Загалом, коливання швидкості вітру призводять до зміни потужності, генерованої турбіною. У разі слабкої лінії електропередачі приєднання великих вітроустановок, що викликають сильні коливання потужності, може бути обмежене в даній частині електричної мережі [61].

З іншого боку, вітрогенератори можуть поліпшити якість напруги і принести користь у віддалених сільських районах. Наприклад, у районах, де вітер може мати високу кореляцію з сезонними навантаженнями (наприклад, сезонний туризм у вітряних районах), локальна інтеграція розосереджених ресурсів у мережу може уникнути створення нових ліній електропередач [61].

Флікер від вітрогенераторів, підключених до мережі, в основному викликається коливаннями вихідної потужності, обумовленими зміною швидкості вітру, градієнтом вітру та ефектом тіні вежі. Багато факторів впливають на виникнення флікера під час безперервної роботи вітрогенератора, такі як характеристики вітру (наприклад, середня швидкість вітру, інтенсивність турбулентності) і умови мережі (наприклад, короткі замикання, тип навантаження) [62–64].

Конфігурація СГЕ значно впливає на частоту виникнення флікерів. Вітротурбіни зі змінною швидкістю мають менший рівень флікерів в порівнянні з вітротурбінами з фіксованою швидкістю [62–64]. Це явище має таке пояснення: під час роботи зі змінною швидкістю швидкі зміни потужності не передаються в електромережу, а згладжуються за рахунок моменту інерції.

### **1.2.2 Регулювання реактивної потужності**

Перші стандарти взаємозв'язку вітрогенераторів з мережею (наприклад, [65]) вказують, що вітрогенератори не повинні активно регулювати напругу розподільчої системи, оскільки керування вітрогенераторами може суперечити схемам регулювання, які застосовуються енергокомпаніями.

Навіть якщо вітрогенератор не бере активної участі в регулюванні напруги, він все одно може викликати збільшення або зменшення напруги, залежно від типу генератора, способу керування, потужності і параметрів навантаження [19]. Вітрогенератори на базі асинхронних машин з короткозамкненим ротором створюють навантаження реактивної потужності на енергосистему і часто погіршують продуктивність системи [11].

Зміни в стандартах якості параметрів мережі, внесені останніми роками, вимагають від вітроелектростанцій активної участі у регулюванні напруги [11, 66]. Таке регулювання здійснюється шляхом керування реактивною потужністю, що обмінюється між вітрогенератором і мережею, для виконання цього завдання існують різні методики.

Конденсатори можуть використовуватися для коригування коефіцієнта потужності до одиниці, але вони можуть викликати самозбудження, резонанс і гармоніки у відповідь на зміну напруги або частоти мережі [15, 43]. Оскільки регулювання конденсаторними банками є повільним, це рішення не забезпечує точного, постійного керування і не дозволяє відстежувати невеликі зміни

напруги, які зазвичай спостерігаються в слабких мережах або викликані поривчастими вітрами.

Для збільшення швидкості та гнучкості деякі вітроустановки використовують статичні компенсатори реактивної потужності (СКРП). Вибираючи необхідні параметри індуктивності і конденсатора, СКРП може або генерувати, або споживати реактивну потужність. Наприклад, з конденсатором на 100 МВАр та індуктивністю на 200 МВАр можна досягти діапазону  $\pm 100$  МВАр і безперервного регулювання. Якщо від'ємна реактивна потужність не потрібна, комбінація конденсатора на 100 МВАр та індуктивності на 100 МВАр забезпечує діапазон від 0 МВАр до +100 МВАр [15]. У роботі [15] проводиться моделювання для вітроелектростанції Техачапі (Каліфорнія, США), де встановлено СКРП. Результати моделювання показують, що без компенсації реактивної потужності падіння напруги через зміни вітру неприпустимо (напруга шини досягає 0,905 в.о.), а при відповідній компенсації напруга падає лише до 0,95 в.о. У той же час, потік реактивної потужності з мережі значно зменшується, коли реактивна потужність компенсується локально.

Більш складне рішення застосовується у роботі [11]. Розподілений статичний компенсатор (DSTATCOM) керує коефіцієнтом потужності аж до одиниці, а сигнал зворотного зв'язку фактичної реактивної потужності в точці взаємозв'язку використовується для регулювання реактивної потужності DSTATCOM [9]. Вітрові електростанції, які забезпечують замкнутий контур керування напругою мережі, забезпечують дві основні переваги: вплив флуктуацій активної потужності на напругу мережі зведено до мінімуму, а точне регулювання напруги поліпшує параметри мережі [11].

Багато сучасних вітрогенераторів забезпечують компенсацію реактивної потужності за допомогою напівпровідникових перетворювачів, які керують параметрами роботи генератора. Такі характеристики можуть бути отримані за допомогою вітроелектростанцій, заснованих на конфігурації третього типу на

базі МПЖ [11]. Для багатьох вітрових електростанцій, особливо великих і віддалених, традиційні підходи до керування реактивною потужністю не є застосовними, тому що вони можуть призвести до незадовільних характеристик напруги і флікера [11]. Для кожної установки дослідження взаємозв'язку допомагає визначити найкращий спосіб реалізації регулювання реактивної потужності.

На даний час багато енергетичних компаній віддають перевагу роботі з одиничним коефіцієнтом потужності, оскільки активна потужність, що передається в мережу, веде до економічної вигоди. Реактивна потужність була б вигідною лише за наявності достатніх фінансових стимулів [41, 42]. Виробництво реактивної потужності з СГЕ може бути корисним для експлуатації мережі: останні досягнення в технології вітрогенераторів дозволяють постійно контролювати вихід реактивної потужності. В даний час вітротурбіни зупиняють виробництво як реактивної, так і активної потужності у відповідь на величину швидкості вітру або нижче мінімального порогу (швидкість вмикання) або вище максимального значення (швидкість вимикання). Хоча втрата реального виробництва електроенергії легко регулюється енергокомпаніями, втрата контрольованого виробництва реактивної потужності може бути локально руйнівною. Деякі генератори вітротурбін зі змінною швидкістю на базі напівпровідникових перетворювачів можливо налаштувати так, щоб забезпечувати реактивну потужність незалежно від того, повертається турбіна, чи ні: ця функція може забезпечити ефективне поліпшення параметрів електроенергії шляхом впровадження безперервного регулювання напруги з традиційною тепловою або гідрогенерацією.

### **1.2.3 Коефіцієнт потужності систем генерування електроенергії**

Згідно з правилами підключення вітрових електростанцій до електромережі, що видаються у багатьох європейських країнах, коефіцієнт

потужності СГЕ повинен підтримуватися вище 0,95 при будь-яких робочих умовах. Оскільки активна потужність, що генерується МПЖ, є функцією частоти ковзання і швидкості вітру, то виявляється, що обмеження на максимальну реактивну потужність змінюються в часі. У роботах [66, 67] розроблено повний аналіз для визначення кривих PQ однієї вітрової турбіни та вітроелектростанції.

#### **1.2.4 Гармонічні складові і резонанс**

Форми сигналів змінного струму є чисто синусоїдальними (в ідеальному випадку), вони мають постійну частоту і амплітуду, що відповідає очікуванню споживача, коли він підключений до мережі. Гармонічне спотворення визначається як відступ від цього ідеального стану з періодичним зміщенням одного циклу частоти мережі. Кілька проблем виникають через гармоніки в енергосистемі. Додаткові втрати потужності в міді обмоток і пульсації крутного моменту обумовлені небажаними гармоніками струму у вітрогенераторах. Це може додатково викликати механічні коливання компонентів турбіни.

Гармоніки також можуть призвести до резонансних проблем у СГЕ, тому необхідно взяти до уваги два важливі моменти: контур гармонік і джерело гармонік.

СГЕ містить у собі багато елементів. Кожен генератор має власний набір трансформаторів, LC-фільтрів (МПЖ, синхронні генератори з постійними магнітами) і компенсаційних конденсаторів (вітрогенератори з пристроями м'якого пуску). Отже, гармоніки викликають резонанс, який може діяти як елемент СГЕ. Моделювання контуру гармонік у СГЕ є важливим питанням. Для представлення фактичного стану системи аналіз гармонік повинен включати трансформатори, конденсатори, генератори, силові кабелі та пристрої для корекції коефіцієнта потужності, такі як статичні компенсатори. Різні конфігурації всередині СГЕ можуть призводити до різних резонансних точок, а



резонанс визначається імпедансом мережі. Таким чином, аналіз різних випадків роботи в одному гармонічному аналізі СГЕ необхідний для дослідження кожної можливої ситуації.

Необхідно контролювати гармонічний склад у точці загального приєднання (ТЗП) СГЕ, що дає змогу забезпечити прийнятний вміст гармонік в напрузі в ТЗП. Це також необхідно для оцінки можливих умов резонансу та пошуку можливих рішень для вирішення цих проблем.

Якщо система компенсації реактивної потужності у СГЕ використовує паралельні банки конденсаторів, навіть невелика кількість спотворень в струмі, що передається лінією передачі, може бути шкідливою [11]. Якщо банки конденсаторів з'єднані послідовно з трансформатором підстанції [11, 15], така комбінація LC може призвести до малого імпедансу на частоті гармоніки низького порядку, що створює умови для витікання спотворених струмів з мережі. Перевантаження конденсаторних батарей і високе спотворення напруги на шині середньої напруги є двома проблемами, які можуть бути викликані такою конфігурацією.

Банки конденсаторів також можуть призвести до резонансних явищ: з перелічених вище причин, разом з їх повільним і грубим регулюванням, конденсаторні банки взагалі не використовуються для компенсації реактивної потужності на вітроелектростанціях. У більшості вітрових установок, що базуються на конфігураціях третього і четвертого типу, для виконання цього завдання використовуються напівпровідникові перетворювачі.

Відомо, що вітроагрегати не є значним джерелом гармонічних спотворень, хоча вони підключені до енергосистеми за допомогою силових перетворювачів [36], оскільки в інверторах застосовуються методи широтно-імпульсної модуляції (ШІМ), що призводить до спотворень струму набагато нижчих, ніж допускається стандартом IEEE P1457 [65].

### 1.2.5 Динамічна реакція на провали напруги

Перші стандарти взаємозв'язку СГЕ з електромережею свідчили, що від вітроелектростанції очікується відключення від мережі під час провалів напруги [19, 38]. Недоліком такого регулювання є те, що відключення вітротурбін від електромережі під час провалів напруги призводить до втрати частини виробництва електроенергії замість забезпечення підтримки мережі.

З цієї причини в останніх стандартах [57, 68, 69] генератор повинен підтримувати з'єднання з мережею у випадку провалів напруги і не допускати відключення під час збоїв в мережі [42]. Спочатку вимога підтримування генераторного режиму під час провалів напруги (LVRT) була видана E.ON Netz [69] в Німеччині і в даний час стає універсальною функцією для ВЕС.

Наприклад, вимога LVRT для Великобританії показана на рис. 1.7. Нормована напруга в точці загального підключення нанесена на графік як функція часу: заштрихована область вказує на область, де СГЕ дозволяється відключатися від мережі.

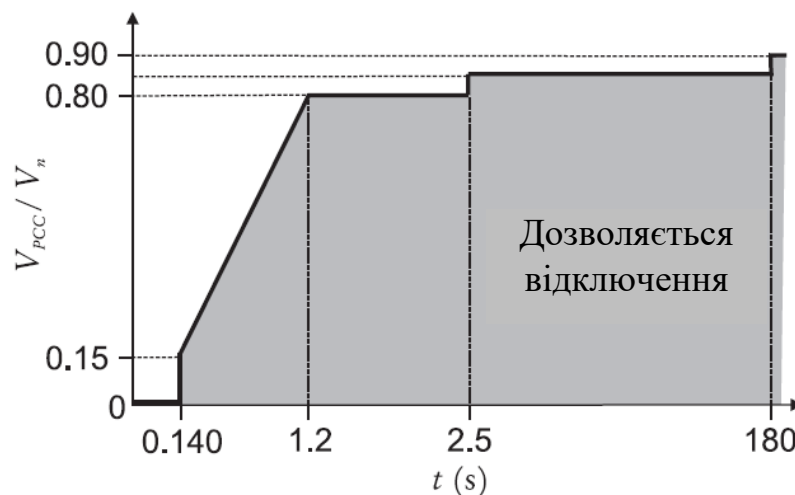


Рис. 1.7. Вимога LVRT відповідно до національного стандарту Великобританії [68]

Наприклад, якщо амплітуда напруги в точці загального підключення (ТЗП) дорівнює 0,15 за 2,5 с, то СГЕ може бути від'єднано. Крива застосовується для трифазних збоїв: варто зауважити, що згідно з вимогами Великобританії, турбіна

повинна залишатися підключеною для симетричних збоїв нульової напруги тривалістю до 140 мс. Порівняння вимог LVRT в різних країнах зроблено в [61].

### **1.2.6 Розподілення виробництва електроенергії**

Енергосистеми експлуатуються таким чином, що генеруючі ресурси відповідають потребам постачання: традиційні генератори запрограмовані на виконання диспетчерського замовлення, а нездатність постачання електроенергії на диспетчерські замовлення призводить до фінансових штрафів [11, 59]. Генерування електроенергії вітроелектростанціями не підходить для цієї схеми керування, оскільки вихідна потужність вітроелектростанції є функцією швидкості вітру. Ця характеристика є загальною для всіх розосереджених ресурсів, які покладаються на природне середовище: генерування може бути оцінене заздалегідь за допомогою інструментів прогнозування [70], але вихідна потужність не може слідувати диспетчерським замовленням. З цієї причини розосереджені ресурси зазвичай визначаються як "переривчасті". Просторове планування та зв'язок різних розосереджених джерел енергії з мережею дозволяє згладити криву виробництва енергії (з цієї причини деякі автори вважають за краще замінити прикметник «переривчастий» на «змінний» [20, 61]).

Враховуючи наведені вище міркування, впливає, що збільшення кількості розосереджених ресурсів, підключених до електромережі, призводить до одночасного збільшення резервів для забезпечення балансу системи. Оцінка обсягу резерву є проблемою оптимізації: з одного боку, відсутність резерву призводить до дисбалансу системи, а з іншого - перевищення резервів призводить до занадто високої вартості [54]. Досвід європейських країн зі значною кількістю встановлених поновних джерел енергії (Данія, Іспанія та Німеччина) дозволяє оцінити збільшення резервів, що дорівнюють 1%. Це мінімальне збільшення зумовлене головним чином взаємозв'язком електричних

систем в європейських країнах і може бути недостатнім у інших країнах, де співвідношення короткого замикання низьке.

На даний час зберігання енергії не є достатньо конкурентоспроможним для того, щоб створити рішення для пом'якшення переривчастості вироблення поповної енергії [9, 22], тому необхідно прийняти інші рішення для забезпечення енергетичного балансу. Статистичний аналіз може бути використаний для балансування навантажень, спостерігаючи, що виробництво та споживання енергії є додатним та від'ємним внеском у енергетичний баланс, відповідно. Технологія інтелектуальних мереж (smart grid) може бути використана для сприяння інтеграції вітрогенераторів в енергосистему, дозволяючи більш ефективний і швидкий моніторинг виробництва енергії та споживання навантаженням.

### **1.3 Оцінка якості генерованої електроенергії**

Огляд, проведений у попередніх підрозділах, дозволяє визначити багато джерел проблем якості електроенергії, пов'язаних з підключенням СГЕ до електромережі [36].

Стандарт якості електроенергії для вітрогенераторів, підключених до мережі IEC 61400-21 [71], виданий Міжнародною електротехнічною комісією (МЕК), визначає параметри, які характеризують якість енергії, що генерується вітрогенераторами, і надає рекомендації щодо проведення вимірювань енергетичних характеристик. Фактори та характеристики, що мають найбільший вплив на якість енергії вітрогенераторів, і визначені за стандартами, можна підсумувати таким чином [61]:

- технологія вітроагрегатів (тип електричного генератора, редукторна або безредукторна передача, пряме/регульоване підключення до електромережі);
- умови мережі в ТЗП (потужність короткого замикання та співвідношення  $X/R$ , рівень та регулювання напруги, тип з'єднувальних

трансформаторів, заземлення, координація захисту);

- проектування та керування вітроелектростанціями (кількість та номінальна потужність вітрових турбін, характеристика внутрішньої системи збору енергії вітроелектростанції ( $X/R$ ), можливі впливи потужності від внутрішньої кабельної системи вітрової електростанції, регулювання потужності/напруги);

- локальні характеристики вітрового потоку (інтенсивність турбулентності, експлуатація турбіни за низької швидкості вітру, просторова мінливість вітру [72]);

- конструктивні параметри вітроагрегатів (номінальна та задана потужність, реактивна потужність по відношенню до активної потужності);

- коливання виробництва електроенергії вітроелектростанцій (у стаціонарних режимах: флікер, довго- і короткочасні викиди; у перехідних режимах: вмикання і вимикання вітроагрегатів, падіння напруги);

- несиметрія і гармонічні складові (струмові гармоніки та інтер-гармоніки).

ЕМС Директива 2014/30/EU [73] Європейського Парламенту та Ради ЄС встановлює вимогу до обладнання, яке призначене для підключення до електричних мереж країн ЄС, не створювати збурень, які порушують роботу іншого обладнання. Це положення стосується не тільки обладнання, яке споживає електроенергію, але й обладнання, яке передає енергію в мережу загального призначення.

### **1.3.1 Нормативні вимоги забезпечення електромагнітної сумісності та якості напруги**

Перелік показників якості електроенергії в розподільних мережах європейських країн, а також граничні норми характеристик напруги в мережах

напругою до 150 кВ встановлено стандартом EN 50160: 2010 [74]. Важливим в застосуванні стандарту EN 50160 є те, що наведені в ньому значення міжнародних європейських норм на показники якості напруги в електричних мережах не залежать від того, приєднані до них об'єкти РГ чи ні.

У 2015 р було опубліковано чергові зміни і доповнення до основного тексту стандарту EN 50160: 2010 у вигляді окремого документа EN 50160: 2010/A1. Ці зміни і доповнення стосуються таких положень зазначеного стандарту:

- уточнено визначення параметра «швидка зміна напруги»;
- встановлено більш жорсткі норми на зміни напруги електропостачання в низьковольтних мережах, що повинні знаходитися в межах  $\pm 10\%$  для 100% вимірів за тиждень (раніше допускалося  $+10\%$  /  $- 15\%$ ), а також зменшено час усереднення виміряних значень напруги з 10 хв до 1 хв;
- встановлено максимальну кількість швидких змін напруги протягом доби (24 – для мереж напругою менше 35 кВ та 12 – для мереж напругою понад 35 кВ);
- уточнено показники довготривалого флікера  $P_{st}$  (1,0 і 0,8 для 100% вимірів за тиждень для мереж напругою менше 35 кВ і більше 35 кВ відповідно) і встановлено показники короточасного флікера  $P_{lt}$  (1,2 і 1,0 для 95% вимірів за тиждень для мереж напругою менше 35 кВ і більше 35 кВ відповідно);
- змінено умови оцінки вимірювань коефіцієнта несиметрії напруги за зворотною послідовністю, значення якого не повинні перевищувати 2% для 100% вимірів (раніше було для 95%);
- змінено умови оцінки вимірювань коефіцієнта  $THD$  в мережах низької та середньої напруги, значення якого не повинні перевищувати 8% для 100% вимірів (раніше було для 95%), введено допуски для середнього за тиждень значення цього коефіцієнта, яке не повинно перевищувати 5% ;
- встановлено значення коефіцієнта  $THD$  в мережах високої напруги.

При вирішенні проблеми забезпечення показників якості електроенергії, що наведено в EN 50160, важливим фактором є уніфікація методик вимірювання цих показників та статистичної оцінки отриманих результатів. Єдність методик вимірювання забезпечується трьома відомими міжнародними стандартами:

- за загальними методами вимірювань показників якості напруги IEC 61000-4-30: 2015 [75];
- за методами вимірювання гармонік напруги IEC 61000-4-7: 2002 + AMD1: 2008 [76];
- за методами вимірювання флікера IEC 61000-4-15: 2010 [77].

Важливою умовою виконання вимог до якості напруги є обмеження рівнів емісії збурень, які передаються в електричні мережі від генеруючих об'єктів та навантажень споживачів. МЕК розробила концепцію забезпечення ЕМС і якості напруги в електричних мережах усіх рівнів напруги при підключенні до них обладнання різної потужності. Для мереж низької напруги і обладнання відносно малої потужності (до 75 А на фазу) концепція встановлює міжнародні норми емісії збурень для окремих одиниць обладнання в стандартній електромагнітній обстановці. Для мереж середньої і високої напруги та обладнання великої потужності міжнародні норми емісії збурень не визначено, тому встановлюються національні норми для конкретної електромагнітної обстановки (використовуються для всього обладнання споживача в цілому).

Показники допустимих рівнів емісії збурень можуть бути виражені в термінах емісії або струму або напруги збурення. Якщо можна спрогнозувати величину і частотну характеристику імпедансу мережі в точці підключення, то показники допустимих рівнів емісії збурень зручніше виражати в термінах емісії струму збурення.

В інших випадках показники допустимих рівнів емісії збурень можуть бути виражені тільки в термінах напруги збурення в точці загального

приєднання (ТЗП) до мережі. Зазначений метод встановлення норм емісії збурень є найбільш достовірним, може використовуватися для будь-яких параметрів мережі в точці підключення і будь-яких рівнів напруги та може бути реалізований шляхом прямих вимірювань показників якості напруги в мережі після приєднання обладнання споживача [6].

Однак з точки зору попередньої оцінки допустимості підключення цей метод є більш складним, оскільки обладнання для проведення вимірювань повинне підключатися до мережі або її еквіваленту. Тому параметри емісії збурень виробник устаткування зазвичай задає в значеннях струму, на підставі яких споживач повинен розрахувати очікувані показники якості напруги в ТЗП. Вихідними даними для цього має бути імпеданс мережі, наявний рівень збурень і характер навантаження, яке вже є підключеним до мережі (для визначення закону підсумовування гармонік напруги і струму).

Обладнання РГ підпадає під дію ЕМС Директиви 2014/30/EU і повинне виконувати її вимоги. У списку гармонізованих стандартів до цієї Директиви перебувають 2 стандарти, які встановлюють загальні вимоги до емісії усіх видів збурень від обладнання, а також 4 стандарти, які встановлюють граничні норми емісії кондуктивних збурень (флікера і гармонік струму) від низьковольтного обладнання з номінальним струмом, що не перевищує 75 А на фазу. До цих стандартів відносяться: ІЕС 61000-6-3:2006 [78], ІЕС 61000-6-4:2006 [79], ІЕС 61000-3-2:2014 [80], ІЕС 61000-3-12:2011 [81], ІЕС 61000-3-3:2013 [82], ІЕС 61000-3-11:2000 [83].

Слід відзначити, що вимоги зазначених стандартів відносяться до кожної одиниці обладнання РГ окремо, а не до всього комплексу станції, що може мати в своєму складі декілька одиниць генераторів. Для всього обладнання ВЕС вимоги встановлюються іншими документами. Це означає, що обладнання РГ з вихідним струмом менше 75А, яке призначене для підключення до мереж напругою до 1000 В, має відповідати нормам емісії кондуктивних збурень згідно з вимогами шістьох вищезгаданих міжнародних гармонізованих



стандартів зі списку до ЕМС Директиви. Обов'язкові норми емісії кондуктивних збурень для обладнання РГ, яке призначене для підключення до мереж напругою понад 1000 В або має вихідний струм більше, ніж 75 А, міжнародними стандартами не встановлюються. Для такого обладнання норми емісії завад мають встановлюватися відповідними національними документами, що розробляються з урахуванням особливостей національних електричних мереж. При цьому положення розроблених стандартів мають характер рекомендацій.

У 2011 році МЕК опублікувала дуже важливий документ IEC/TR 61000-3-14 ed 1.0 [84] - керівні вказівки з розробки національних документів, які повинні встановлювати принципи визначення граничних рівнів емісії основних типів збурень для низьковольтного обладнання. Зазначеними принципами мають керуватися електропостачальні організації при оцінці допустимості приєднання будь якого (в тому числі генеруючого) обладнання споживачів до низьковольтних мереж. Цей документ відповідно до останньої класифікації МЕК має статус документу рангом нижче стандарту, а саме технічного звіту, що містить рекомендації щодо проведення оцінки граничних рівнів емісії гармонік, інтергармонік, флуктуації і небалансу напруги для приєднання обладнання, яке створює збурення, до низьковольтних мереж.

Важливим є те, що положення цього документа стосуються не окремої одиниці обладнання (як, зазвичай, у гармонізованих стандартах), а всього комплексу обладнання споживачів. Отже, цей технічний звіт дозволяє поширити відповідний досвід, який був набутий у США і Великобританії та був реалізований у національних документах: стандарті США IEEE Std 519 -2014, Інженерних рекомендаціях Великобританії G5/4-1 та інших. Зазначений технічний звіт розглядає відразу три види збурень, але тільки в мережах низької напруги. При цьому значення базового імпедансу мережі, що мають бути використані при розрахунках норм емісії збурень для таких мереж, наведено в Технічному звіті IEC/TR 60725 [85].

У розділі 4 Технічного звіту IEC/TR 61000-3-14 викладено базові принципи концепції забезпечення ЕМС, згідно з якими значення допустимих рівнів емісії збурень (гармонік та ін.) визначаються за показниками якості напруги електропостачання, які, в свою чергу, не повинні бути гіршими, ніж рівні електромагнітної сумісності.

У розділі 5 даного документа викладено основні принципи визначення відповідності всього комплексу обладнання споживача допустимим рівням емісії збурень (гармонік та ін.). При цьому визначено три стадії оцінки допустимості підключення зазначеного обладнання до мережі, вибір яких здійснюється залежно від потужності устаткування споживача і рівня напруги електричної мережі.

Перша стадія. Для малопотужного обладнання, характеристики якого відповідають вимогам гармонізованих стандартів з ЕМС, допускається спрощена процедура приєднання до будь-якої мережі низької напруги без додаткової оцінки рівнів емісії збурень тільки на основі наявності декларації відповідності, що надає виробник зазначеного обладнання.

Друга стадія. Для потужного устаткування граничні норми з емісії завад, які встановлює оператор мережі при узгодженні приєднання до електричної мережі, визначаються в залежності від характеристик електричної мережі (потужності короткого замикання в точці підключення споживача до мережі).

Третя стадія. Підключення потужного обладнання, характеристики якого не відповідають нормам з емісії завад, що встановлено для типових електричних мереж з певною потужністю короткого замикання, в окремих випадках може бути здійснено на основі оцінки результатів вимірювання показників якості напруги електропостачання в конкретному електромагнітному оточенні, які проводяться протягом тижня. Підключення устаткування споживача або генеруючої установки вважається допустимим, якщо зазначені показники після підключення відповідають вимогам стандарту EN 50160.

У розділах 8, 9, 10 даного звіту наведені вказівки щодо проведення розрахунку допустимої емісії гармонік, флуктуації і небалансу напруги як від устаткування окремого споживача, так і усього обладнання, яке є підключеним до мережі.

На сьогодні в Україні розглянутий Технічний звіт МЕК не опубліковано в якості національного документа. Відповідно його положення про три стадії оцінки відповідності обладнання споживача допустимим рівням емісії збурень в теперішній час в національній нормативній базі не реалізовано.

Крім керівних вказівок для низьковольтного обладнання, МЕК також розробила керівні вказівки по створенню національних документів, які повинні встановлювати граничні рівні емісії для окремих типів збурень для потужного устаткування будь якого характеру, яке призначене для приєднання до мереж середньої і високої напруги. Зазначені вказівки опубліковано у вигляді трьох окремих технічних звітів (по одному на кожен вид збурень), положення яких відносяться також і до ДРГ:

- за гармоніками IEC/TR 61000-3-6: 2008 [86],
- за флуктуаціями напруги IEC/TR 61000-3-7:2008 [87],
- за небалансом напруги IEC/TR 61000-3-13: 2008 [88].

В зазначених технічних звітах, як і в IEC/TR 61000-3-14, рекомендовано застосовувати концепцію трьох стадій оцінки допустимих рівнів емісії збурень та запропоновано для використання рекомендаційні значення рівнів електромагнітної сумісності для мереж високої напруги.

Технічний звіт IEC/TR 61000-3-15 ed.1.0 [89] визначає вимоги до низькочастотної електромагнітної завадостійкості та емісії збурень для систем розосередженої генерації в мережах низької напруги. Цей технічний звіт містить опис принципів забезпечення якості напруги електропостачання в низьковольтних мережах з джерелами РГ. Зазначені принципи МЕК рекомендує використовувати національним регуляторам при розробці правил підключення об'єктів відновлюваної енергетики.

Показники гармонічних спотворень форми вихідної напруги випробувального джерела змінної напруги повинні відповідати вимогам стандартів ІЕС 61000-3-2 (для перевірки обладнання зі струмом до 16 А) та ІЕС 61000-3-12 (для перевірки обладнання зі струмом більше 16 А). Допустимі значення гармонік випробувальної напруги наведено в табл. 1.3.

Таблиця 1.3

**Допустимі значення гармонік випробувальної напруги відповідно до  
рекомендацій звіту ІЕС/TR 61000-3-15**

| Порядок<br>гармоніки,<br>n                  | Величина гармоніки напруги по<br>відношенню до основної складової, % |                                                               |
|---------------------------------------------|----------------------------------------------------------------------|---------------------------------------------------------------|
|                                             | Для випробування<br>обладнання РГ зі<br>струмом менше<br>16 А        | Для випробування<br>обладнання РГ зі<br>струмом понад<br>16 А |
| 3                                           | 0,9                                                                  | 1,25                                                          |
| 5                                           | 0,4                                                                  | 1,5                                                           |
| 7                                           | 0,3                                                                  | 1,25                                                          |
| 9                                           | 0,2                                                                  | 0,6                                                           |
| 11                                          | 0,1                                                                  | 0,7                                                           |
| 13                                          | 0,1                                                                  | 0,6                                                           |
| Непарні<br>гармоники<br>$15 \leq n \leq 39$ | 0,1                                                                  | 0,3                                                           |
| Парні<br>гармоники<br>$2 \leq n \leq 10$    | 0,2                                                                  | 0,4                                                           |

Виміряні значення гармонік струму інвертора в режимі повної вихідної потужності об'єкта РГ не повинні перевищувати граничних норм, які наведено в табл. 1.4 (в таблиці  $\lambda$  - коефіцієнт потужності, який вимірюється при 100% потужності). Для обладнання потужністю менше 600 Вт рекомендується використовувати відносно жорсткі норми стандарту ІЕС 61000-3-2 для обладнання класу С (освітлювальне обладнання). Для обладнання потужністю

більше 600 Вт рекомендується використовувати в незначній мірі модифіковані норми стандарту IEC 61000-3-12 (модифікація полягає у зменшенні норм емісії для парних гармонік струму до 1%).

Таблиця 1.4.

**Граничні значення емісії гармонік струму інвертора, що рекомендуються  
звітом IEC/TR 61000-3-15**

| Порядок гармоніки, n                     | Гармоніки струму по відношенню до основної складової, % |                                         |
|------------------------------------------|---------------------------------------------------------|-----------------------------------------|
|                                          | Для обладнання потужністю менше 600 Вт                  | Для обладнання потужністю більше 600 Вт |
| 2                                        | 2                                                       | 1                                       |
| 3                                        | $30 \cdot \lambda$                                      | 21,6                                    |
| 5                                        | 10                                                      | 10,7                                    |
| 7                                        | 7                                                       | 7,2                                     |
| 9                                        | 5                                                       | 3,8                                     |
| 11                                       | 3                                                       | 3,1                                     |
| 13                                       | 3                                                       | 2                                       |
| Непарні гармоніки<br>$15 \leq n \leq 39$ | 3                                                       | 1                                       |
| Парні гармоніки<br>$4 \leq n \leq 40$    | 2                                                       | 1                                       |

В якості граничних норм інжекції постійного струму в мережу звітом IEC/TR 61000-3-15 рекомендується прийняти менше зі значень: 0,5 А або 1% від номінального вихідного струму пристрою РГ.

Технічний звіт IEC 61000-3-15 також розглядає спотворення вихідної напруги і струму об'єктів РГ, які викликані імпульсним характером роботи інвертора з високою частотою перемикачів транзисторів. Зазначена частота перемикачів, зазвичай, знаходиться в межах від 2 до 9 кГц і не є кратною основній частоті вихідної напруги генератора, що є синхронізованою з

напругою розподільної мережі. Тому в цьому випадку склад гармонік напруги і струму не може бути визначеним звичайним аналізатором спектру, який вимірює тільки гармоніки, що є кратними основній частоті. На сьогодні цей вид спотворень чинними міжнародними стандартами не розглядається, а норми емісії для нього не встановлено. Хоча МЕК вже тривалий час розробляє проект відповідного стандарту IEC/TR 61000-3-10, термін його прийняття поки ще не встановлений. Проте, наприклад у Німеччині, існуючі національні стандарти з вітроенергетики встановлюють вимоги для такого виду збурень. При цьому застосовується методика вимірювання (наведено в додатку В стандарту IEC 61000-4-7), яка суттєво відрізняється від методики вимірювання гармонік порядку до 40-ї. Відповідно до наведеної методики для визначення гармоніки  $f_n$  в діапазоні від 2 до 9 кГц треба вимірювати величину всіх наявних гармонік в обраній смузі частот шириною 200 Гц, а саме від  $(f_n - 100 \text{ Гц})$  до  $(f_n + 100 \text{ Гц})$ , а потім розрахувати середньоквадратичне значення для кожної групи гармонік.

На даний час не існує Директиви Євросоюзу Нового та Глобального підходу, яка б встановлювала обов'язкові суттєві вимоги саме до об'єктів РГ. Оскільки всі розроблені МЕК міжнародні стандарти в області ДРГ не перебувають у списках до відповідної європейської Директиви, то їх вимоги є не обов'язковими, а рекомендаційними. На сьогоднішній день тільки національні органи влади вправі надати цим стандартам статус обов'язкової дії тільки на території конкретної держави.

### **1.3.2 Нормативні вимоги щодо питання забезпечення належної якості генерованої електроенергії для об'єктів вітроенергетики**

Базовим стандартом цієї серії є IEC 61400-1 ed. 3.1:2014 [90]. Зазначений стандарт визначає мінімальні вимоги до конструкції вітроустановок, які мають забезпечити сумісність різних вузлів всередині та всієї конструкції вітрових установок з електричною мережею, а також встановлює критерії належного рівня захисту вітроагрегатів від впливу різних чинників під час запланованого

терміну служби. Стандарт стосується всіх систем вітрових агрегатів, таких як системи управління і захисту, внутрішні електричні системи, механічні та допоміжні системи. Вказаний нормативний документ не стосується вітрових енергоустановок (ВЕУ), що перебувають у складі офшорних вітропарків, для яких передбачається розробити окремий стандарт. Важливим є те, що у розділі 10 «Power quality» наведено методику вимірювання якості генерованої ВЕУ енергії, що проводиться відповідно до вимог стандарту ІЕС 61400-21. В той же час стандарт не визначає вимог до конкретних значень показників якості генерованої енергії.

Стандарт ІЕС 61400-2 ed. 3:2013 [91]. Цей документ відноситься до вітротурбін діаметром менше 16 м і напругою змінного струму до 1000 В. Зазначений стандарт визначає комплекс вимог до малих вітрових агрегатів, включаючи проектування, монтаж, технічне обслуговування та експлуатацію за певних зовнішніх впливів, а також забезпечення якості генерованої енергії та електромагнітної сумісності. Структура розділів цього стандарту, зокрема, розділу I «Оцінка конструкції» і розділу II «Типові випробування» подібна структурі відповідних розділів стандарту ІЕС 61400-22, що дозволяє встановити узгоджену процедуру випробувань апаратури на відповідність вимогам стандарту ІЕС 61400-2 з метою здійснення її сертифікації.

Стандарт ІЕС 61400-21 ed. 2.0:2008 [92] є основним стандартом, який встановлює вимоги до проведення вимірювань якості генерованої електроенергії. Він стосується, в першу чергу, вітроустановок, для яких точка загального приєднання знаходиться в електричній мережі середньої або високої напруги, але може застосовуватися також до низьковольтних вітроустановок.

Цей стандарт визначає:

- методику оцінки відповідності ВЕУ вимогам до якості електричної енергії;
- характеристики якості електричної енергії, що генерує вітроустановка;

- методику проведення вимірювань для кількісного визначення зазначених характеристик.

До характеристик якості електричної енергії вітроустановок цей стандарт відносить параметри емісії флікера і гармонік, реакцію вітроустановки на провали напруги в електричній мережі, можливість управління генерацією активної і реактивної потужності, пороги спрацьовування захисту електромережі. Визначені в стандарті методи забезпечують максимально можливу незалежність результатів вимірювань від особливостей місця розміщення і точки приєднання вітроустановок, тому характеристики (зокрема, пов'язані з якістю електричної енергії), що виміряно під час випробувань обладнання, можна вважати справедливими також для інших умов його роботи. Порядок оцінки відповідності вимогам до якості електричної енергії можна застосовувати до вітроустановок, що підключено до системи енергопостачання з фіксованою частотою (відхилення частоти не більше  $\pm 1$  Гц) та зі значними можливостями регулювання активної та реактивної потужності. В інших випадках слід розглядати встановлені в цьому стандарті принципи оцінки відповідності вимогам, що стосуються якості електричної енергії, як рекомендації.

У пункті 7 зазначеного стандарту наводиться методика вимірювань показників якості напруги вітроустановок, до яких відносяться показники флуктуації напруги і емісії гармонік струму. Вимірювання емісії гармонік струму проводиться при рівнях вихідної потужності, які змінюються в інтервалі від 0 до 100% з кроком у 10%. Вимірюються інтергармоніки, а також парні і непарні гармоніки до 40-ї включно. Крім цього, вимірюються гармоніки більш високого порядку (від 2-х до 9-ти кГц), які спричинені імпульсним характером роботи інвертора, і в загальному випадку не є кратними основній частоті вихідної напруги 50 Гц. Для їх вимірювання має бути використана згадана вище методика, яка передбачає визначення середньоквадратичного значення групи гармонік в інтервалі шириною 200 Гц навколо центральної частоти, а саме, 2,1 кГц, 2,3 кГц і т.д. до 8,9 кГц.



У пункті 8.3 розглядається методика оцінки результатів вимірювань характеристик обладнання вітроустановок на відповідність граничним рівням емісії гармонік. Зазначено, що величина емісії гармонік струму повинна бути обмежена до величини, яка необхідна, щоб уникнути неприпустимого рівня гармонік напруги в ТЗП. Зазначену величину обмеження на емісію гармонік можна визначити, застосовуючи рекомендації, що наведено в IEC/TR 61000-3-6.

Наведене формулювання є дуже важливим для розуміння принципу встановлення граничних рівнів емісії збурень від обладнання великої потужності, яке підключено до мереж середньої і високої напруги. Головним критерієм виконання вимог щодо ЕМС є не забезпечення встановлених значень емісії гармонік струму від пристрою в мережу, а дотримання вимог за показниками якості напруги в конкретній ТЗП мережі. Такий підхід визначається тим, що умови забезпечення ЕМС підключеного обладнання істотно залежать не тільки від його характеристик, але і від характеристик мережі в точці підключення. Саме тому відсутні міжнародні стандарти для потужного і високовольтного обладнання, що встановлюють граничні рівні емісії збурень у термінах струму, оскільки зазначений підхід не гарантує забезпечення ЕМС для одного і того ж об'єкта РГ в умовах мереж з різними характеристиками в точці підключення.

Для зазначеної оцінки відповідності потужного обладнання об'єктів РГ вимогам ЕМС треба проводити відповідні розрахунки, в яких застосовуються дані про значення емісії гармонік струму і флуктуації напруги, що отримано згідно з методикою стандарту IEC 61400-21, та характеристики мережі в точці підключення.

В міжнародних стандартах в області вітроенергетики визначено методику вимірювання та оцінки якості генерованої електроенергії, перелік контрольованих параметрів та принципи встановлення граничних норм для зазначених параметрів. В той же час конкретні значення норм з емісії завад для ВЕУ мають встановлюватися національними органами регулювання в енергетиці.

В результаті проведення аналізу сучасних міжнародних стандартів у галузі забезпечення ЕМС і якості напруги в мережах з джерелами РГ встановлено, що в теперешній час для об'єктів РГ малої потужності (мікрогенераторів) не розроблено єдиної методики проведення вимірювань кількісних характеристик, що стосуються саме показників якості генерованої енергії. На сьогодні зазначені стандарти мають посилення на виконання вимог діючої ЕМС Директиви і гармонізованих стандартів до неї, що стосуються лише низьковольтного обладнання зі струмом менше 75 А на фазу. В той же час згадані гармонізовані стандарти з емісії гармонік струму і флікеру свого часу було розроблено для енергоспоживаючих навантажень, а не для генеруючих пристроїв. Очевидно, що застосувати вимоги цих стандартів для об'єктів РГ можна тільки в сукупності з додатково створеними документами, в яких буде наведено роз'яснення щодо особливостей проведення вимірювань відповідних кількісних характеристик об'єктів РГ, а також оцінки їх результатів (наприклад, вибору конкретних таблиць зі значенням норм відповідних показників). Крім того встановлено, що для об'єктів вітроенергетики великої потужності стандартом EN 61400-21 визначено методику вимірювання та оцінки показників якості енергії, а також принципи встановлення граничних норм для зазначених показників, але не визначено їх конкретні значення.

#### **1.4 Стратегії керування для усунення гармонік у СГЕ на основі МПЖ**

МПЖ може працювати в обох режимах: – в режимі підключення до мережі [93–99], а також у автономному режимі [100–106]. У випадку використання СГЕ з підключенням до мережі основна увага в роботі та методах керування полягає у моделюванні МПЖ [107], регулюванні активної та реактивної потужностей [94, 98, 99], здатності витримувати провали у напрузі мережі [93, 94] і компенсація несиметрії мережі [94, 98, 99, 101]. Але, щоб знати повний потенціал МПЖ, слід розглянути методи керування для

автономного режиму роботи. Це пояснюється тим, що робота системи керування в такому випадку дуже важлива для різних схем керування, гармонічних спотворень і нелінійних і несиметричних навантажень.

#### 1.4.1 Стратегії зменшення гармонік для автономних МПЖ з нелінійними навантаженнями

Узагальнена модель автономної системи МПЖ з нелінійним навантаженням, що складається з трифазного некерованого мостового випрямляча, що живить навантаження постійного струму, показана на рис. 1.8.

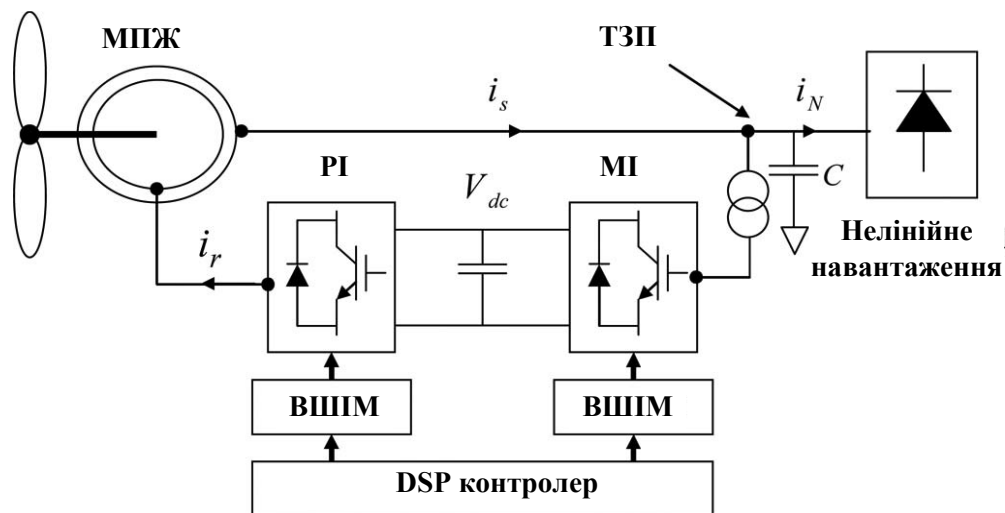


Рис. 1.8. Узагальнена схема МПЖ в автономному режимі з підключеним нелінійним навантаженням [50]

Як правило, в таких умовах основна частота напруги статора  $\omega_s$ , кратна  $6n \pm 1$  ( $n=1,2,\dots$ ). Наявність таких гармонік викликає шкідливий вплив на якість напруги статора МПЖ. Це погіршує інші показники навантаження, які підключені до МПЖ. Нелінійний струм  $i_N$  генерується усіма нелінійними навантаженнями, пов'язаними з МПЖ, що є основною причиною виникнення гармонік.

Враховуючи автономний режим МПЖ з несиметричними навантаженнями, у [101, 105, 106] були запропоновані відповідні алгоритми, щоб компенсувати несиметричні вихідні напруги.

Алгоритм компенсації струму зворотної послідовності.

Керування МПЖ за допомогою перетворювача МІ в ланці ротора з урахуванням несиметричного навантаження досліджено для автономного режиму в [101].

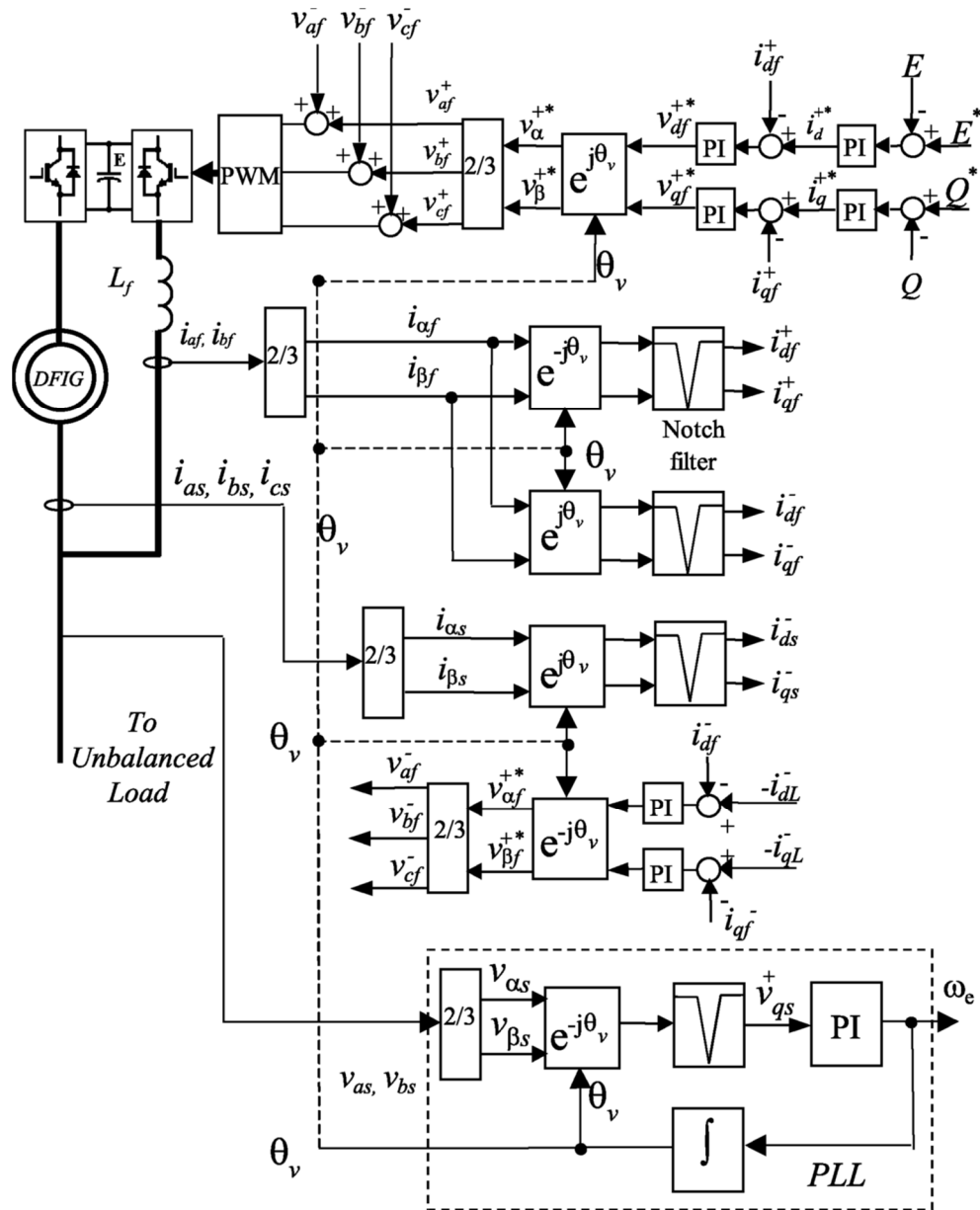


Рис. 1.9. Структурна схема системи керування перетворювачем з боку навантаження [101]

В даному випадку генерований струм зворотної послідовності призводить до пульсацій моменту і проблем перегрівання в машині. Система векторного керування МІ показана на рис. 1.9, де напруга в ланці постійного струму

регулюється струмом  $i_{df}^+$ , а реактивна потужність на навантаженні регулюється струмом  $i_{qf}^+$ . Струми зворотної послідовності МІ регулюються так:

$$i_{dqf}^{-*} = -i_{dqL}^{-} = -(i_{dqS}^{-} + i_{dqf}^{-}). \quad (1.6)$$

У стаціонарному стані пульсації крутного моменту видаляються, коли  $i_{dqf}^{-} = -i_{dqL}^{-}$  та  $i_{dqS}^{-}$ , тобто струм статора дорівнює нулю. Струм зворотної послідовності, що формується перетворювачем МІ, регулюється і доводиться до нуля. Це виключає пульсації крутного моменту для досягнення бажаної компенсації. Але жодних нових модифікацій перетворювача в роторній ланці немає.

ПІ-резонансний (ПІ-Р) метод керування з компенсацією струму.

Для усунення несиметрії напруги статора в працях [105, 106] запропоновано новий модифікований алгоритм керування. Цей алгоритм керування застосовує ПІ-резонансний (ПІ-Р) регулятор в перетворювачі РІ, що має додатну обертову систему координат. Цей регулятор керує як прямою, так і зворотною послідовностями струму без послідовного розкладання. На рис. 1.10 наведено блок-схему запропонованого МПЖ в автономному режимі з методом пом'якшення гармонік напруги статора. В даному випадку величина напруги статора безпосередньо регулюється заданим значенням  $|v_S^*|$ . Амплітуда напруги статора  $|v_S|$  є похідною від компонентів прямої послідовності, тобто

$$|v_S| = \sqrt{v_{dS}^{+2} + v_{qS}^{+2}}.$$

В даному випадку компоненти зворотної послідовності усуваються за допомогою цього гібридного (ПІ-Р) алгоритму керування в перетворювачі РІ, таким чином збалансовуючи напругу статора. Якість вихідної напруги статора потребує поліпшення, оскільки вона містить гармоніки напруги низького порядку, тобто 5-ї і 7-ї. Це найбільш поширені і шкідливі гармонічні компоненти.



Основним принципом паралельного активного фільтра є те, що гармонічний струм навантаження компенсується перетворювачем МІ.

Модифікована стратегія керування струмом ротора на основі ПІ-Р.

В [108] представлено нову систему керування. Вона реалізовується в основній системі координат. Цей алгоритм також виключає 5-у і 7-у гармоніки напруги в ТЗП для нелінійних навантажень, обладнаних автономною системою МПЖ. В цій системі координат п'ята і сьома гармоніки стають однаковим порядком шостих гармонік. Потім вони усуваються модифікованим регулятором струмів ротора на основі ПІ-Р регулятора. Ця схема має ту особливість, що один регулятор струму ротора виключає пару як 5-у гармоніку зворотної послідовності, так і 7-у гармонік прямої послідовності в ТЗП. Таким чином, ця система керування менш складна внаслідок використання половини кількості резонансних компенсаторів порівняно з випадком, який застосовується в стаціонарній системі координат.

Система керування перетворювачами автономної системи МПЖ забезпечує необхідну вихідну напругу для компенсації згаданих раніше гармонік. У цій роботі розглянуто регулятор ПІ-Р типу, застосований у РІ на основі методики пом'якшення гармонік для МПЖ. Генерування належного сигналу напруги  $V_S$  для компенсації нелінійного падіння напруги  $V_{NS}$  є метою цього регулятора. Таким чином, без пасивного фільтра відбувається генерування синусоїдальної форми напруги.

Для регулювання струму в замкнутому контурі відсутні вимоги до розкладання на пряму і зворотну послідовності гармонік у вимірних струмах ротора. Це, в кінцевому рахунку, мінімізує затримку часу керування і також покращує загальну продуктивність системи керування. Єдиним недоліком є використання двох резонансних контурів, необхідних для кожної з  $6n \pm 1$  ( $n=1,2,\dots$ ) гармонічних складових. Тому один резонансний контур може вилучити лише гармонічну складову відповідної резонансної частоти.

Метод повторюваного керування.

Метод, що базується на керуванні прогнозним струмом, був запропонований в [109] з метою поліпшення реакції МПЖ в умовах несиметрії напруги статора. Однак, гармонічно спотворені напруги статора не досліджено.

У роботі [110] усунення несиметрії і гармонічних складових статорної напруги автономної МПЖ здійснюється за допомогою пропорційно-інтегральної повторюваної методики. ПІ-контролери регулюють фундаментальні складові напруги статора в синхронній системі координат. Для усунення несиметрії і гармонічних компонентів застосовується повторювана методика керування. В системі керування РІ ПІ-регулятори використовуються для отримання заданих компонентів напруги ротора  $V_{r,d}^*$  і  $V_{r,q}^*$  після визначення заданого струму ротора.

Пропорційно-інтегральний повторюваний регулятор (ПІ-ПР) необхідний для мінімізації гармонік і компонентів зворотної послідовності фаз напруги статора. Це бажано, оскільки запропонована система створює менше складностей для обчислення. Це відбувається тому, що один і той же регулятор використовується для усунення несиметрії і гармонічних компонентів. Система відрізняється від інших ПІ або ПІ-Р регуляторів, де вузли керування повинні бути змінені при використанні різних систем координат.

#### **1.4.2 Методи зниження рівня гармонічних складових для МПЖ, підключеної до мережі**

Нижче розглядаються різні методи і пом'якшення впливу гармонік на енергосистему для СГЕ на основі МПЖ, підключених до мережі.

Метод ізоляції гармонік.



У роботах [111, 112] запропоновано новий підхід для одночасного виокремлення струмових гармонік і генерування електроенергії в СГЕ на основі МПЖ, підключеної мережі. В даному випадку можлива активна фільтрація, оскільки регулюються струми ротора. Швидкість МПЖ  $\Omega_g$ , усунення гармонік струму та регулювання реактивної потужності статора  $\theta_s$  керуються перетворювачем PI, тоді як передавання активної потужності між ланкою постійного струму та мережею керується за допомогою перетворювача GSC. В цьому випадку, враховуючи високий результат впливу PI для пом'якшення гармонічних струмів, компоненти гармонічного струму виокремлюються за допомогою фільтра селективного смугового пропускання, як показано на рис. 1.11. Це вимагає лише вимірювання струму. Трифазний нелінійний регулятор струму вибирається в результаті гібридизації між фіксованим контролером смуги гістерезису і структурами ШІМ контролера струму.

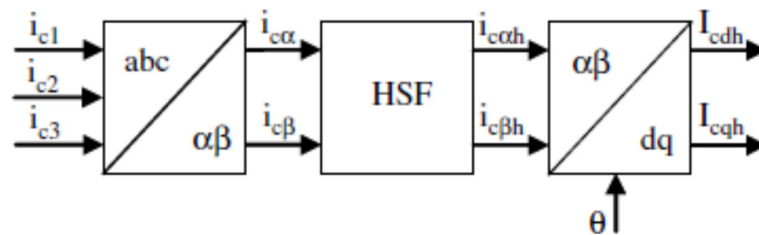


Рис. 1.11. Метод визначення гармонік на основі високочастотного смугового фільтра (HSF) часової області [111]

Інтегрований метод МПЖ генератор/активний фільтр (IDEA).

Автори в роботі [32] зробили наголос на дослідженні бездавачевого полеорієнтованого керування МПЖ генератором/активним фільтром для СГЕ. Такий тип керування може одночасно відбирати максимальну енергію вітру і підвищити якість електроенергії шляхом пом'якшення найбільш серйозних і проблемних гармонічних струмів нелінійних навантажень.

У цій стратегії керування струми основної гармоніки, так само як і струми вищих гармонічних, контролюються за допомогою регуляторів в орієнтованій за полем статора системі координат. На рис. 1.12 показано блок-

схему конфігурації системи. За допомогою давачів струму вимірюється струм мережі при підключенні нелінійних навантажень. Таким чином, формується завдання на компенсацію гармонічного струму для перетворювача ПІ. Аналогічно, завдання активної потужності  $P^*$  встановлюється відповідно до характеристик вітрової турбіни та швидкості вітру. Згідно з вимогами підключення до мережі формується завдання реактивної потужності  $Q^*$ . Збудження МПЖ досягається за допомогою перетворювача ПІ.

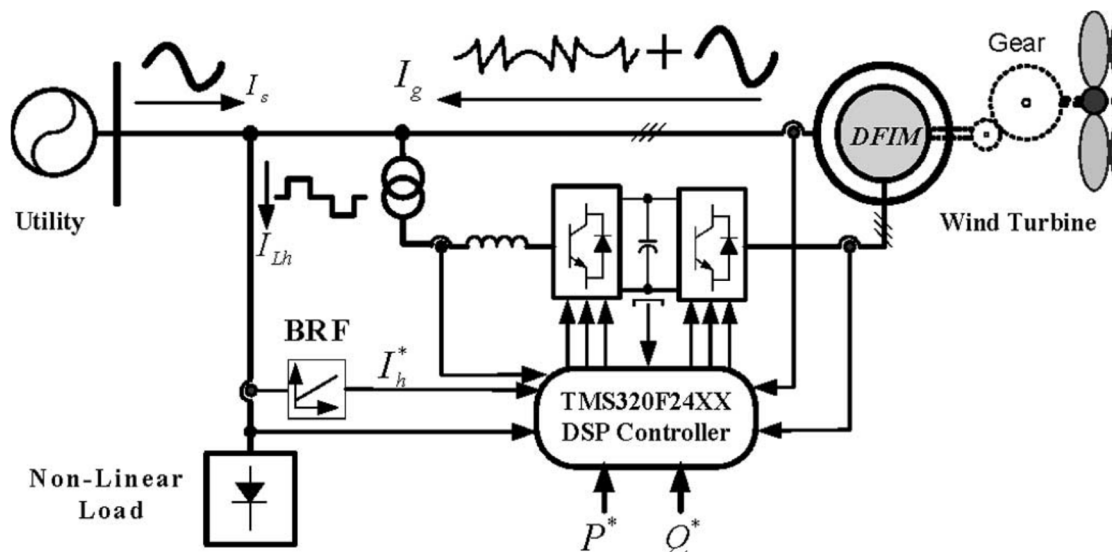


Рис. 1.12. Структурна схема конфігурації системи [32].

Гармонічні струми, генеровані нелінійним навантаженням, будуть компенсовані генерованими гармонічними складовими. Активна і реактивна потужності регулюються струмом основної гармоніки, таким чином струм мережі залишається чисто синусоїдальним. В даному дослідженні не розглядається компенсація реактивної потужності, а також перевищення потужності роторного перетворювача.

Метод активної фільтрації.

У роботі [113] запропоновано стратегію керування для використання функції фільтрації за допомогою перетворювача ПІ до його максимальної потужності. Такий регулятор керує функціональними пріоритетами СГЕ між максимальним підвищенням активної потужності та якістю електроенергії.

Активному виробництву електроенергії надається найвищий пріоритет над поліпшенням якості електроенергії. Після цього наступним пріоритетом буде корекція коефіцієнта потужності порівняно з гармонічною компенсацією. Нарешті, можливості фільтрації за допомогою РІ використовуються до максимального рівня без будь-якого перевищення номінальних значень за допомогою чітко визначеної процедури. Крім того, для керування МІ використовується регулятор нечіткої логіки для підтримки плавної напруги постійного струму. Таким чином, між мережею та МІ формується синусоїдальний струм.

Ідентифікація заданого струму гармонік здійснюється за допомогою різних методів, які можуть бути розподілені на дві категорії:

- i) часова область;
- ii) частотна область [114–116].

Два способи керування компенсацією гармонічних складових струму:

а) перший спосіб полягає в тому, щоб спочатку вибрати потрібну гармоніку, а потім внести її в регулятор струму з великою пропускнуою здатністю;

б) другий спосіб - це безпосереднє використання селективного регулятора струму (регулятор резонансного струму або узагальнений інтегратор) для керування гармонічними компонентами [117–119].

В даному випадку похибка швидкості  $e$  та її зміна  $\Delta e$  дає заданий струм  $i_{qrref}$  шляхом налаштування регулятора нечіткої логіки для керування перетворювачем РІ. Теорія миттєвої потужності  $p-q$ , згадана в літературі [114], є відомим методом, який можна легко застосувати для часткової селективної компенсації струму гармоніки.

Еквівалентні задані струми ротора  $i_{drhref}$ ,  $i_{qrhref}$  виводяться з  $i_{ldh}$ ,  $i_{lqh}$ , які є результуючими заданими струмами гармонік. Отримано рівняння:

$$\begin{cases} I_{drhref} = -\frac{L_S}{M} i_{ldh}, \\ I_{qrhref} = -\frac{L_S}{M} i_{lqh}. \end{cases} \quad (1.9)$$

Результуючі гармонічні струми ротора компенсуються протилежним знаком струмів  $i_{drhref}$ ,  $i_{qrhref}$ . Таким чином, завдання на формування активних ( $i_{qrref}$ ) і реактивних ( $i_{drref}$ ) струмів ротора додаються до результуючих завдань гармонік струмів ротора, заданими як:

$$\begin{cases} I_{drhref1} = \frac{L_S}{M} i_{ldh}, \\ I_{qrhref1} = \frac{L_S}{M} i_{lqh}. \end{cases} \quad (1.8)$$

Поліпшення гармонічного складу з використанням паралельного активного фільтра.

Для усунення гармонік струму навантаження використовуються паралельні активні фільтри. В даному випадку розраховується миттєва потужність  $p-q$  для вилучення гармонік струму навантаження з використанням теорії  $p-q$  миттєвої потужності, як це запропоновано в [120]. Запропоновано схему для синхронізації  $d-q$  струмів з використанням механічної кутової швидкості ротора. Недоліками цього підходу є те, що він потребує вимірювань значень як напруги, так і струму, і селективне виявлення гармонік не допускається.

Фільтрація гармонік струму мережі з використанням високоселективного смугового фільтра (ВСФ).

У цьому методі вимірюється гармонічні струму 5-го, 7-го і 11-го порядку, генеровані нелінійними навантаженнями, підключеними до ТЗП, і за допомогою ВСФ всі гармонічні компоненти відокремлені від основної гармоніки. Регулятор струму з фіксованою частотою показано на рис. 1.13 [121]. Система складається з контуру вимірювання гармонік разом з контуром вектора керування потужністю.

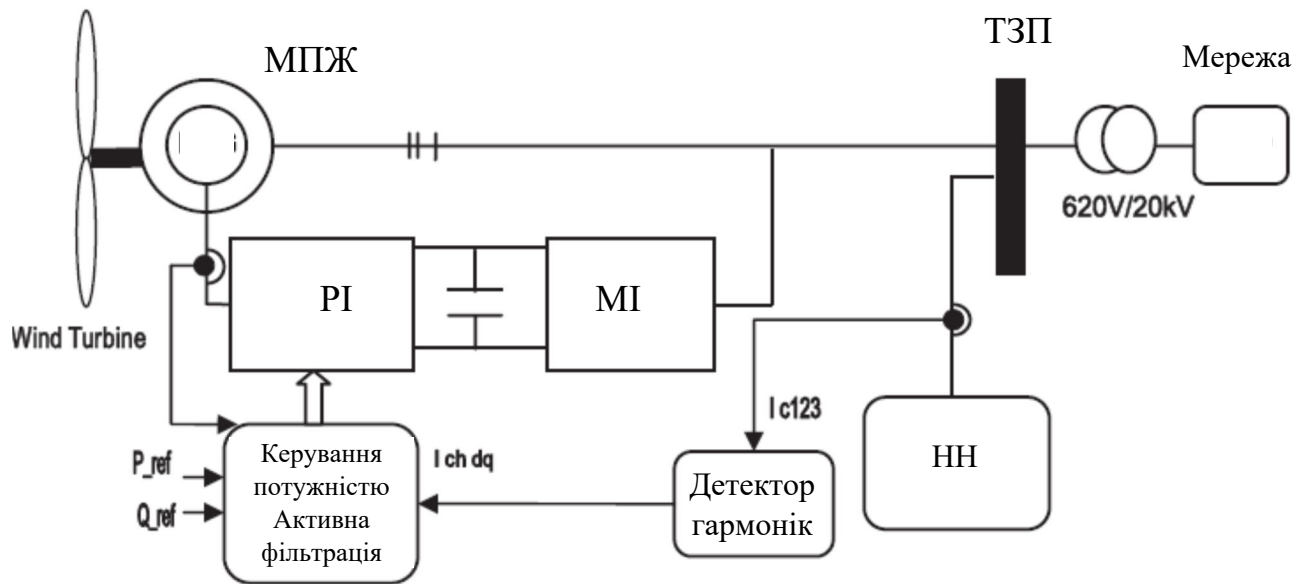


Рис. 1.13. Структурна схема СГЕ на основі МПЖ з можливістю усунення гармонік струму [121]

Після моделювання енергогенеруючої задачі СГЕ можливість фільтра перевіряється з використанням моделювання двох вітрових профілів. Покращення якості струму мережі показано за допомогою керування, спрямованого на зменшення загального гармонічного спотворення.

Загальне рівняння ВСФ (фільтра високочастотної смуги пропускання), налаштованого на частоту, що підлягає вилученню:

$$H(s) = \frac{I_{ca\beta}(s)}{I_{ca\beta}} = K \frac{(s+k)+j.w_c}{(s+k)^2+j.w_c^2}, \quad (1.9)$$

де  $K$  – стала величина;  $w_c$  – пульсація компоненти сигналу, що підлягає вилученню.

З наведеного вище огляду різних підходів до методів мінімізації гармонічних складових струму мережі можна зробити висновки з точки зору кожної методики, їх характеристик, переваг і недоліків. Основною метою методів усунення гармонік є зменшення гармонічних компонентів струму, наявних у реальній енергосистемі [122]. Для розуміння загальних можливостей МПЖ виконано огляд стратегій керування МПЖ в автономному режимі роботи. Це пояснюється тим, що на результативність керування за такої умови

значною мірою впливають: методи керування, нелінійні або незбалансовані навантаження і гармонічні спотворення. Метод компенсації струму зворотної послідовності, застосований для керування мережевим інвертором МПЖ, представлено при несиметрії навантаження для автономного режиму роботи. Проблема пульсуючого крутного моменту зменшується, коли струм статора стає нульовим. Проте, не зазначено жодної модифікації PI. Розглядається інший метод керування гібридної (ПП-Р) компенсації струму, застосований на PI із заданою системою координат. Він регулює компоненти як зворотної, так і прямої послідовності без почергового розкладання. Вихідна напруга статора потребує поліпшення через наявність гармонік нижчого порядку. Векторна система керування із застосуванням теорії активної фільтрації діє як частина частотного контура. Паралельні активні фільтри в основному інжектують струм гармоніки навантаження. Цей тип керування МІ контролює якість електроенергії, але при регулюванні величин змінного струму можуть виникати стаціонарні похибки амплітуди і фази. Досліджено вплив нелінійного навантаження на якість вихідної напруги статора в ТЗП із запропонованою схемою керування. Він залежить від модифікованого регулятора струму ротора ПП-Р. Результати дослідження показують покращену якість напруги в ТЗП. Також відзначено, що відбувається усунення 7-ї гармоніки прямої послідовності і 5-ї гармоніки зворотної послідовності напруги статора в ТЗП без розкладання виміряного значення струму ротора. Однак цей метод не розглядає питання про забезпечення будь-якого рішення для спотворення струму статора  $i_{sa}$ , який обумовлений струмом нелінійного навантаження  $i_{Na}$ . У технології повторюваного регулятора (ПР) зроблено зусилля для регулювання основної складової напруги статора в синхронній системі координат за допомогою ПП-регуляторів. Методика ПР усуває несиметрію і гармонічні компоненти. Тим не менш, точне і швидке виявлення гармонічних компонентів, що використовують цю стратегію, все ще залишається невирішеним завданням.

Розглянуто різні стратегії мінімізації гармонік струму мережі для ВЕС на основі МПЖ, підключених до мережі. Керування швидкістю МПЖ, реактивною потужністю статора та мінімізація гармонік відбувається за допомогою РІ. Регулювання струмів ротора робить можливим активну фільтрацію за допомогою МПЖ. Метод IDEA усуває гармонічні струми нелінійних навантажень. Тому система керування одночасно забезпечує максимальний відбір енергії вітру та покращує якість електроенергії. У даному методі не розглядається перевищення номінальних параметрів РІ та компенсації реактивної потужності, а забезпечується баланс між максимальним виробництвом активної потужності та якістю електроенергії. Така система керування надає перевагу виробництву активної потужності над якістю електроенергії, а також надає перевагу компенсації реактивної потужності над активною фільтрацією. Мінімізація гармонік за допомогою паралельного активного фільтра використовує теорію миттєвої потужності  $p-q$  для розрахунку миттєвих потужностей  $p-q$ , яка необхідна для вилучення гармонік струму навантаження. У цьому методі необхідні виміряні значення напруги і струму, а селективне виявлення гармонік не допускається. У фільтруванні гармонічних струмів мережі з використанням високоселективного смугового фільтра основною роботою є генерування електроенергії з подальшою фільтрацією гармонічних струмів мережі. Метод використовує ШІМ та непряме векторне керування для генерування активної та реактивної потужності. Статор МПЖ і мережевий інвертор з'єднуються з нелінійним навантаженням і застосовується ізолювання гармонічних складових в залежності від високоселективної фільтрації.

## 1.5 Висновки до розділу 1

1. На основі аналізу існуючих методів підвищення якості електроенергії в системах генерування електроенергії з використанням

машини подвійного живлення обґрунтовано доцільність розвитку теорії керування машиною подвійного живлення шляхом створення нових методів компенсації реактивної потужності та активної фільтрації.

2. Порівняльний аналіз конфігурацій систем генерування електроенергії зі змінною швидкістю обертання валу приводного рушія показав, що одним з найбільш ефективних є варіант СГЕ на основі МПЖ, що забезпечує незалежне регулювання активної і реактивної потужності. У порівнянні з іншими системами генерування електроенергії МПЖ має меншу встановлену потужність перетворювача в колі ротора.

3. У результаті попереднього аналізу для побудови системи генерування електроенергії було прийнято за основу дві базові структури МПЖ: повністю керована з інверторами в колах статора та ротора і спільним випрямлячем з двонаправленим потоком енергії та класична з двонаправленим ПЧ в колі ротора.

4. Визначено необхідність розробки принципів керування СГЕ на основі МПЖ, що забезпечать покращення гармонічного складу генерованого струму у разі приєднання нелінійного навантаження до точки загального підключення. Показано, що в електричних мережах з джерелами розосередженої генерації є можливість підтримувати баланс активної потужності між СГЕ та навантаженням за рахунок регулювання електромагнітного моменту СГЕ при заданій швидкості обертання валу рушія.

5. Проведений аналіз підтвердив важливість проблеми формування вхідних струмів перетворювачів кола ротора МПЖ у разі несиметрії та несинусоїдальності напруг мережі.

6. Встановлено, що одним з напрямів досягнення ефективності роботи повністю керованої МПЖ з об'єднанням ланок постійного струму перетворювачів в колах статора і ротора може бути розроблення стратегії керування, яка полягає у використанні надлишковості координат для ефективного відпрацювання заданого моменту.



7. Проведений аналіз показав необхідність об'єднання можливостей МПЖ і перетворювача в колі ротора для забезпечення компенсації гармонічних складових генерованого струму.

8. Встановлено, що для розробки методу компенсації гармонічних складових струму, генерованого МПЖ, в трифазній чотирипровідній мережі, необхідно створити математичну модель СГЕ з керуванням перетворювачем в колі ротора з функціями активної фільтрації.

---

Посилання [1–122] див. список використаних джерел стор. 289–301.

## РОЗДІЛ 2

### ВЕКТОРНЕ КЕРУВАННЯ КОМПЛЕКСОМ ГЕНЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ НА БАЗІ МАШИНИ ПОДВІЙНОГО ЖИВЛЕННЯ В УМОВАХ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ МІНІМІЗАЦІЇ ВТРАТ ПОТУЖНОСТІ

МПЖ є дуже привабливою для застосувань зі змінною швидкістю, таких як електропривод і виробництво електричної енергії. До основних переваг такої машини належать одночасна наявність двох каналів керування з боку статора і з боку ротора, що дозволяє поєднувати властивості синхронних і асинхронних електричних машин. З'єднання обмоток статора і ротора з перетворювачами дозволяє контролювати чотири змінні, які, в свою чергу, дозволяють керувати режимом живлення машини.

МПЖ як об'єкт керування знаходить нові галузі застосування. Така тенденція пов'язана з сучасним розвитком алгоритмів векторного керування та удосконаленням напівпровідникових перетворювачів електроенергії. Так, в галузі вітрової відновлювальної енергетики МПЖ замінює синхронний генератор, що обумовлено здатністю МПЖ керувати окремо активною та реактивною потужністю [97, 123, 124]. В [125] та [126] розглядаються електромеханічні системи з МПЖ, що здатні замінити електроприводи на базі двигунів постійного струму (ДПС) та асинхронних двигунів (АД) з короткозамкненим (к.з.) ротором у важкій промисловості та у галузі тягового електропривода. Повністю керована МПЖ з двома інверторами передбачає наявність двох каналів керування: керування ланками статора і ротора, так що машина може поєднувати властивості синхронних і асинхронних електричних машин. Функціональна схема повністю керованої МПЖ наведена на рис. 2.1. В [125] та [127] наведено огляд систем електропривода на базі МПЖ, в якому автори приходять до висновку про доцільність одночасного керування МПЖ як по колу статора, так і по колу ротора.

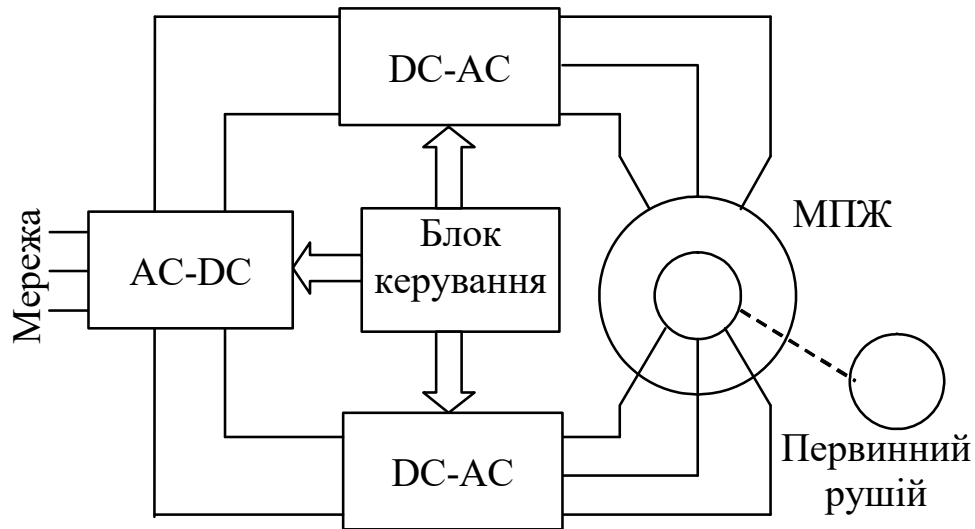


Рис. 2.1. Функціональна схема повністю керованої МПЖ

## 2.1 Математична модель повністю керованої МПЖ та цілі керування

Електромеханічні процеси, що описують роботу МПЖ в статичному режимі, досить легко аналізувати, використовуючи Т-подібну еквівалентну схему заміщення, що показано на рис. 2.2 [128].

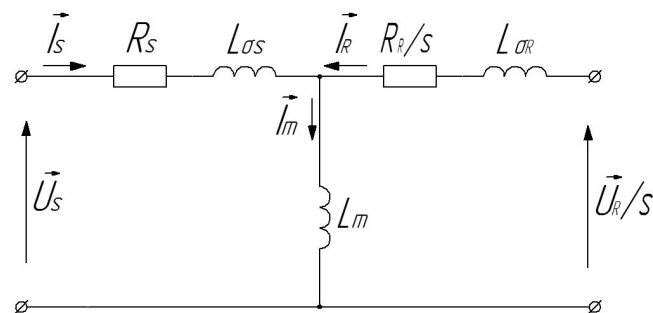


Рис. 2.2. Т-подібна еквівалентна схема заміщення МПЖ

На рис. 2.2:  $\vec{U}_s$  – узагальнений вектор напруги статора;  $\vec{U}_r$  – узагальнений вектор напруги ротора;  $\vec{I}_s$  – узагальнений вектор струму статора;  $\vec{I}_r$  – узагальнений вектор струму ротора;  $\vec{I}_m$  – узагальнений вектор струму намагнічування;  $L_{\sigma s}$  – індуктивність розсіювання статора, що характеризує ту частину потоку статора, яка не зчеплена з ротором та не приймає участь в створенні електромагнітного моменту;  $L_{\sigma r}$  – індуктивність розсіювання ротора,

відповідно;  $R_s$  – активний опір статора, що характеризує активні втрати в статорних обмотках та дорівнює активному опору фазної обмотки статора;  $R_r/s$  – характеризує активні втрати в роторі, де  $R_r$  – активний опір ротора в режимі короткого замикання;  $s$  – параметр ковзання МПЖ.

МПЖ характеризується наступними векторами стану: вектор напруги статора  $\vec{U}_s$ ; вектор напруги ротора  $\vec{U}_r$ ; вектор струму статора  $\vec{I}_s$ ; вектор струму ротора  $\vec{I}_r$ ; вектор струму намагнічування  $\vec{I}_m$ ; вектор потоку статора  $\vec{\psi}_s$ ; вектор потоку ротора  $\vec{\psi}_r$ ; вектор потокозчеплення в повітряному зазорі (головний магнітний потік)  $\vec{\psi}_m$ .

Запишемо рівняння, що зв'язують складові еквівалентної схеми заміщення з векторами стану МПЖ [129]

$$\begin{aligned}
 \vec{I}_m &= \vec{I}_s + \vec{I}_r, \vec{\psi}_s = \vec{\psi}_m + \vec{\psi}_{\sigma s}, \\
 \vec{\psi}_{\sigma s} &= L_{\sigma s} \vec{I}_s, \vec{\psi}_r = \vec{\psi}_m + \vec{\psi}_{\sigma r}, \\
 \vec{\psi}_{\sigma r} &= L_{\sigma r} \vec{I}_r, \vec{\psi}_m = L_m \vec{I}_m, \\
 \vec{\psi}_s &= L_s \vec{I}_s + L_m \vec{I}_r, \vec{\psi}_r = L_r \vec{I}_r + L_m \vec{I}_s, \\
 L_s &= L_m + L_{\sigma s}, L_r = L_m + L_{\sigma r}, \\
 \vec{U}_s &= \vec{I}_s R_s + \dot{\vec{\psi}}_s, \vec{U}_r = \vec{I}_r R_r + \dot{\vec{\psi}}_r,
 \end{aligned} \tag{2.1}$$

де  $\vec{\psi}_{\sigma s}$  – вектор потоку розсіювання в обмотках статора;  $\vec{\psi}_{\sigma r}$  – вектор потоку розсіювання в обмотках ротора.

Враховуючи теорію про узагальнену електричну машину та методику отримання математичних моделей [129], запишемо систему диференціальних рівнянь, що описують електромеханічну частину МПЖ в довільно обертовій системі координат  $dq$ , яка обертається з кутовою швидкістю  $\omega_k$ :

$$\begin{aligned}
\dot{\theta} &= \omega, \dot{\omega} = \frac{1}{J_i}(M - M_c), \\
M &= \frac{3}{2} p_n L_m (i_{1q} i_{2d} - i_{1d} i_{2q}), \\
u_{1d} &= r_1 i_{1d} + \dot{\psi}_{1d} - \omega_k \psi_{1q}, \\
u_{1q} &= r_1 i_{1q} + \dot{\psi}_{1q} + \omega_k \psi_{1d}, \\
u_{2d} &= r_2 i_{2d} + \dot{\psi}_{2d} - (\omega_k - p_n \omega) \psi_{2q}, \\
u_{2q} &= r_2 i_{2q} + \dot{\psi}_{2q} + (\omega_k - p_n \omega) \psi_{2d}, \\
\dot{\theta}_k &= \omega_k, \theta_k(0) = 0, \\
\psi_{1d} &= L_1 i_{1d} + L_m i_{2d}, \psi_{1q} = L_1 i_{1q} + L_m i_{2q}, \\
\psi_{2d} &= L_m i_{1d} + L_2 i_{2d}, \psi_{2q} = L_m i_{1q} + L_2 i_{2q}.
\end{aligned} \tag{2.2}$$

В рівняннях (2.2) індекси 1 та 2 вказують на належність величини до статора та до ротора відповідно;  $\theta_k$  – кут між нерухомою системою координат  $ab$ , що зв’язана з обмотками статора [129], та обертовою системою координат  $dq$ ;  $J_i$  – приведений сумарний момент інерції;  $M$  – електромагнітний момент машини;  $M_c$  – статичний момент;  $p_n$  – кількість пар полюсів електричної машини;  $\mathbf{u}_1^{(d-q)} = (u_{1d}, u_{1q})^T$  – вектор напруг статора в системі координат  $dq$ ;  $\mathbf{u}_2^{(d-q)} = (u_{2d}, u_{2q})^T$  – вектор напруг ротора;  $\mathbf{i}_1^{(d-q)} = (i_{1d}, i_{1q})^T$  – вектор струмів статора;  $\mathbf{i}_2^{(d-q)} = (i_{2d}, i_{2q})^T$  – вектор струмів ротора;  $\boldsymbol{\psi}_1^{(d-q)} = (\psi_{1d}, \psi_{1q})^T$  – вектор потоку статора;  $\boldsymbol{\psi}_2^{(d-q)} = (\psi_{2d}, \psi_{2q})^T$  – вектор потоку ротора;  $r_1, r_2, L_1, L_2$  – активні опори та індуктивності статорних і роторних обмоток;  $L_m$  – індуктивність намагнічування.

З (2.1) та (2.2) отримаємо рівняння динаміки МПЖ в проєкціях струмів статора, ротора та головного магнітного потоку в системі координат  $dq$ .

$$\begin{aligned}
\dot{\theta} &= \omega, \quad \dot{\omega} = \frac{1}{J_i} (M - M_c), \\
\begin{cases} M = \frac{3}{2} p_n L_m (i_{1q} \psi_{md} - i_{1d} \psi_{mq}) \\ M = \frac{3}{2} p_n L_m (i_{2d} \psi_{mq} - i_{2q} \psi_{md}) \end{cases}, \\
u_{1d} &= r_1 i_{1d} + L_{1\sigma} \dot{i}_{1d} - \omega_k L_{1\sigma} i_{1q} + \dot{\psi}_{md} - \omega_k \psi_{mq}, \\
u_{1q} &= r_1 i_{1q} + L_{1\sigma} \dot{i}_{1q} + \omega_k L_{1\sigma} i_{1d} + \dot{\psi}_{mq} + \omega_k \psi_{md}, \\
u_{2d} &= r_2 i_{2d} + L_{2\sigma} \dot{i}_{2d} - \omega_2 L_{2\sigma} i_{2q} + \dot{\psi}_{md} - \omega_2 \psi_{mq}, \\
u_{2q} &= r_2 i_{2q} + L_{2\sigma} \dot{i}_{2q} + \omega_2 L_{2\sigma} i_{2d} + \dot{\psi}_{mq} + \omega_2 \psi_{md}, \\
\psi_{md} &= L_m (i_{1d} + i_{2d}), \quad \psi_{mq} = L_m (i_{1q} + i_{2q}),
\end{aligned} \tag{2.3}$$

де  $\omega_2 = \omega_k - p_n \omega$ ,  $L_{1\sigma} = L_1 - L_m$ ,  $L_{2\sigma} = L_2 - L_m$ .

При побудові векторних алгоритмів керування вважаємо, що струми, напруги та електромагнітні потоки електричної машини можуть бути представлені відповідними узагальненими векторами в прямокутній декартовій системі координат. Тобто відбувається перехід від реальної трифазної електричної машини до узагальненої двофазної. Таке перетворення з огляду на електромагнітні процеси, що виникають при роботі МПЖ, пов'язано з припущенням про можливість розгляду магнітного поля в повітряному зазорі як двовимірного, тобто розгляду його в площині, перпендикулярній до осі машини, вважаючи, що під час руху цієї площини вздовж осі картина поля не змінюється [129]. Математичні моделі різних електричних машин достатньо представлено в літературних джерелах, серед яких [129–132] та інші, тому в даній дисертаційній роботі перетворення координат Кларк та Парка-Горєва не приводиться.

Таким чином, побудова алгоритмів векторного керування базується на орієнтації обертової системи координат  $dq$  вздовж одного з векторів стану електричної машини. Так, в [126, 130] обертова система координат орієнтована вздовж вектора головного магнітного потоку; в [133] – вздовж вектора напруги статора; в [124] – вздовж вектора потокозчеплення статора; в [134] – вздовж

вектора потокозчеплення ротора. В даній роботі приймаємо, що вісь  $d$  системи координат  $dq$  збігається з вектором головного магнітного потоку  $\psi_m$ , тобто :

$$\begin{aligned}\psi_{md} &= |\psi_m|, \\ \psi_{mq} &\equiv 0.\end{aligned}\tag{2.4}$$

Рівняння (2.4) відомі як умова точної орієнтації обертової системи координат  $dq$  вздовж вектора головного магнітного потоку. На рис. 2.3 показано: нерухому систему координат  $ab$ , жорстко зв'язану з обмотками статора МПЖ; обертову систему координат  $drqr$ , що обертається з кутовою швидкістю ротора; обертову систему координат  $dq$ , орієнтовану вздовж вектора головного магнітного потоку та обертається відносно нерухомої системи координат  $ab$  з кутовою швидкістю  $\omega_k$ ; вектор головного магнітного потоку  $\vec{\psi}_m$ ; кут  $\theta$ , що визначає положення роторної системи координат  $drqr$  відносно стаціонарної системи координат  $ab$ ; кут  $\theta_k$ , що визначає положення обертової системи координат  $dq$  відносно нерухомої системи координат  $ab$ ; кут  $\theta_2$ , що визначає положення обертової системи координат  $dq$  відносно обертової системи координат  $drqr$ ; проекції вектора головного магнітного потоку  $\vec{\psi}_m$  на осі стаціонарної системи координат  $\psi_{ma}$  та  $\psi_{mb}$  відповідно.

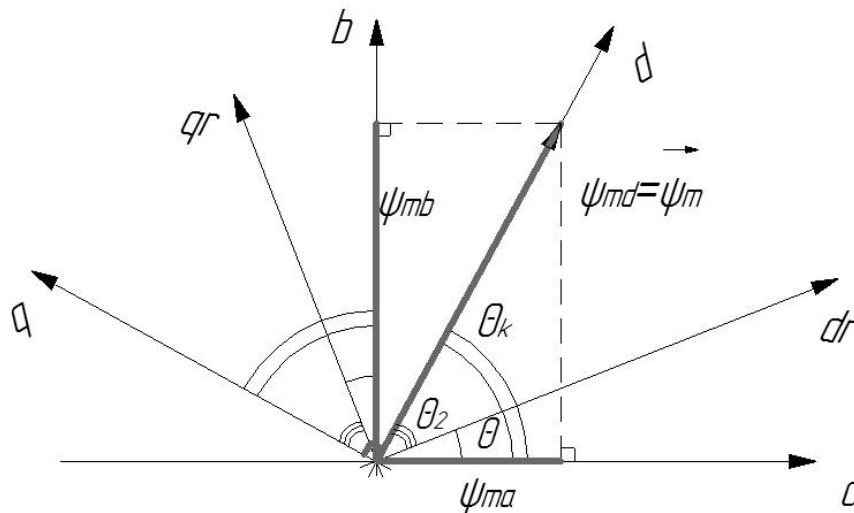


Рис. 2.3. Системи координат

З рис. 2.3 визначимо елементи поворотної матриці, що використовуються для переходу з стаціонарної системи координат до обертової та навпаки:

$$\begin{aligned}\sin \theta_k &= \frac{\psi_{mb}}{|\psi_m|}, \\ \cos \theta_k &= \frac{\psi_{ma}}{|\psi_m|}.\end{aligned}\tag{2.5}$$

Варто відзначити, що вектор головного магнітного потоку  $\vec{\psi}_m$  в МПЖ безпосередньо не вимірюється, тому можлива лише асимптотична орієнтація по полю головного магнітного потоку машини, тобто

$$\begin{aligned}\lim_{t \rightarrow \infty} \psi_{md} &= |\psi|, \\ \lim_{t \rightarrow \infty} \psi_{mq} &= 0.\end{aligned}\tag{2.6}$$

Методика побудови сучасних алгоритмів векторного керування АД з к.з. ротором представлено в [131, 134–136]. Застосуємо згадані підходи для побудови алгоритмів векторного керування головним магнітним потоком та електромагнітним моментом МПЖ.

Векторні алгоритми керування МПЖ, заданою нелінійними рівняннями (2.3), можна визначити як задачу керування за вимірюваним вектором  $\mathbf{y} = (\theta, \omega, i_{1d}, i_{1q}, i_{2d}, i_{2q})^T$ .

Задача керування електромагнітним моментом МПЖ полягає в регулюванні двох вихідних координат: модуля головного магнітного потоку та електромагнітного моменту за допомогою двовимірного вектора напруг статора  $\mathbf{u}_1$  та двовимірного вектора напруг ротора  $\mathbf{u}_2$ , використовуючи для цього вектор вимірюваних змінних  $\mathbf{y}$ .

Вихідні змінні відпрацювання алгоритму векторного керування електромагнітним моментом визначимо як нелінійні функції часу:



$$\mathbf{y}_1 = \begin{pmatrix} \frac{3}{2} p_n L_m (i_{1q} i_{2d} - i_{1d} i_{2q}) \\ (\psi_{md}^2 + \psi_{mq}^2)^{1/2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} M \\ |\psi_m| \end{pmatrix}. \quad (2.7)$$

При цьому вектор заданих значень визначимо як:

$$\mathbf{y}_2^* = (M^*, \psi_m^*)^T \quad (2.8)$$

де  $M^*, \psi_m^*$  – задані траєкторії зміни електромагнітного моменту та модуля головного магнітного потоку МПЖ.

Похибку відпрацювання заданих траєкторій головного магнітного потоку та електромагнітного моменту МПЖ запишемо у вигляді:

$$\begin{aligned} \tilde{M} &= M - M^*, \\ \tilde{\psi}_m &= \psi_m - \psi_m^* \end{aligned} \quad (2.9)$$

Сформулюємо задачу відпрацювання заданих траєкторій зміни головного магнітного потоку-моменту. Приймаємо, що для моделі МПЖ, заданої (2.3), справедливі такі припущення:

- струми статора та ротора МПЖ, кутова швидкість ротора, задані вектором  $\mathbf{u}$ , доступні для вимірювання;
- параметри МПЖ відомі та незмінні;
- задані траєкторії головного магнітного потоку  $\psi_m^*$  та електромагнітного моменту  $M$  є обмеженими функціями часу з обмеженими першою та другою похідними за часом.

За умови прийнятих припущень необхідно розробити алгоритм керування за вимірювальним виходом, який гарантує досягнення таких цілей керування:

- асимптотичне відпрацювання заданих траєкторій головного магнітного потоку-моменту МПЖ, тобто

$$\begin{aligned}\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{M} &= 0, \\ \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\psi}_m &= 0,\end{aligned}\tag{2.10}$$

де  $\tilde{M} = M - M^*$  – похибка відстеження крутного моменту,  $\tilde{\psi}_m$  – похибка відстеження потоку.

– асимптотичну орієнтацію за вектором головного магнітного потоку

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \psi_{mq} = 0.\tag{2.11}$$

Синтез алгоритмів векторного керування за вимірювальним виходом виконано шляхом зворотної покрокової процедури проектування.

Отже, запишемо рівняння динаміки МПЖ в проекціях струмів статора, ротора та головного магнітного потоку з врахуванням прийнятої орієнтації системи координат  $dq$ :

$$\begin{aligned}\dot{\theta} &= \omega, \quad \dot{\omega} = \frac{1}{J_i} (M - M_c), \\ \begin{cases} M = \frac{3}{2} p_n L_m i_{1q} |\psi_m| \\ M = -\frac{3}{2} p_n L_m i_{2q} |\psi_m| \end{cases}, \\ u_{1d} &= r_1 i_{1d} + L_{1\sigma} \dot{i}_{1d} - \omega_k L_{1\sigma} i_{1q} + |\dot{\psi}_m|, \\ u_{1q} &= r_1 i_{1q} + L_{1\sigma} \dot{i}_{1q} + \omega_k L_{1\sigma} i_{1d} + \omega_k |\psi_m|, \\ u_{2d} &= r_2 i_{2d} + L_{2\sigma} \dot{i}_{2d} - \omega_2 L_{2\sigma} i_{2q} + |\dot{\psi}_m|, \\ u_{2q} &= r_2 i_{2q} + L_{2\sigma} \dot{i}_{2q} + \omega_2 L_{2\sigma} i_{2d} + \omega_2 |\psi_m|, \\ |\psi_m| &= L_m (i_{1d} + i_{2d}), \quad i_{1q} = -i_{2q}.\end{aligned}\tag{2.12}$$

## 2.2 Синтез алгоритму векторного керування головним магнітним потоком – електромагнітним моментом МПЖ

Синтез алгоритму векторного керування головного магнітного потоку – електромагнітного моменту МПЖ виконаємо у наступній послідовності: першим буде розроблено алгоритм відпрацювання заданої траєкторії головного магнітного потоку; другим алгоритм відпрацювання заданої траєкторії електромагнітного моменту МПЖ.

### 2.2.1 Алгоритм керування головним магнітним потоком

Зважаючи на прийняту орієнтацію обертової системи координат  $dq$ , визначимо похибки відпрацювання проекцій вектора головного магнітного потоку у вигляді:

$$\begin{aligned}\tilde{\psi}_{md} &= \psi_{md} - \psi^*, \\ \tilde{\psi}_{mq} &= \psi_{mq}.\end{aligned}\tag{2.13}$$

З рівнянь (2.13) очевидно, що умова  $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\psi}_{mq} = 0$  визначає асимптотичну орієнтацію за вектором головного магнітного потоку МПЖ, а умова  $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\psi}_{md} = 0$  – асимптотичне відпрацювання модуля головного магнітного потоку, тобто  $\lim_{t \rightarrow \infty} \psi_{md} = |\psi_m|$ .

З останнього рівняння (2.3), рівнянь (2.12) та (2.13) випливає, що умовою орієнтації системи координат  $dq$  вздовж вектора головного магнітного потоку є:

$$i_{1q} = -i_{2q}.\tag{2.14}$$

В [126] та [130] виконано дослідження алгоритмів векторного керування МПЖ за умови орієнтації обертової системи координат вздовж вектора головного магнітного потоку, а також за умови ортогональності векторів струму статора та магнітного потоку, оскільки електромагнітний момент МПЖ



Розглядаючи  $i_{2d}^*$  як керуючу дію, спроектуємо регулятор головного магнітного потоку у вигляді

$$\begin{aligned} i_{2d}^* &= \frac{1}{L_m} \psi_m^* - k_\psi \tilde{\psi}_{md} - x_\psi, \\ \dot{x}_\psi &= k_{\psi i} \tilde{\psi}_{md}, \end{aligned} \quad (2.17)$$

де  $k_\psi, k_{\psi i}$  – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складової ПІ регулятора головного магнітного потоку.

Підставимо (2.17) в (2.16) та отримаємо рівняння похибок відпрацювання підсистеми потоку

$$\tilde{\psi}_m = \frac{1}{1 + L_m k_\psi} \left[ L_m (\tilde{i}_{1d} + \tilde{i}_{2d} - x_\psi) + v_\psi \right]. \quad (2.18)$$

Розглянемо для (2.18) таку функцію Ляпунова

$$V = \frac{1}{2} \tilde{\psi}_m^2 > 0, \quad (2.19)$$

похідна якої за часом з урахуванням (2.18) дорівнює

$$\dot{V} = -\frac{L_m k_{\psi i}}{1 + L_m k_\psi} \tilde{\psi}_{md}^2 + \left[ \frac{L_m}{1 + L_m k_\psi} (\dot{\tilde{i}}_{1d} + \dot{\tilde{i}}_{2d}) + \frac{1}{1 + L_m k_\psi} \dot{v}_\psi \right] \tilde{\psi}_{md}. \quad (2.20)$$

Використовуючи отриманий вираз, спроектуємо коригуючий зворотний зв'язок  $\dot{v}_\psi$  у вигляді

$$\dot{v}_\psi = -L_m (\dot{\tilde{i}}_{1d} + \dot{\tilde{i}}_{2d}). \quad (2.21)$$

Підставимо (3.20) в (3.19), внаслідок чого отримаємо, що

$$\dot{V} = -\frac{k_{\psi i}}{1 + L_m k_\psi} \tilde{\psi}_m^2 < 0. \quad (2.22)$$

при будь яких значеннях  $k_\psi > 0$  та  $k_{\psi i} > 0$ .

З (2.19) та (2.22), використовуючи теорему Ляпунова про стійкість, впливає, що положення рівноваги  $\tilde{\psi}_{md}=0$  є глобально експоненційно стійким при  $k_{\psi} > 0$ ,  $k_{\psi i} > 0$ .

Запишемо п'яте та сьоме рівняння (2.3) враховуючи вирази (2.13) та (2.15)

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{i}}_{1d} &= \frac{1}{L_{1\sigma}} \left( -r_1 \tilde{i}_{1d} - \dot{\tilde{\psi}}_{md} + \omega_k \tilde{\psi}_{mq} - \dot{\psi}_m^* + \omega_k L_{1\sigma} \dot{i}_{1q} + u_{1d} - v_{i1d} \right), \\ \dot{\tilde{i}}_{2d} &= \frac{1}{L_{2\sigma}} \left( -r_2 \tilde{i}_{2d} - \dot{\tilde{\psi}}_{md} + \omega_2 \tilde{\psi}_{mq} - r_2 \dot{i}_{2d}^* - L_{2\sigma} \dot{i}_{2d}^* - \dot{\psi}_m^* + \omega_2 L_{2\sigma} \dot{i}_{2q} + u_{2d} - v_{i2d} \right),\end{aligned}\quad (2.23)$$

де  $v_{i1d}$  та  $v_{i2d}$  – коригуючі зворотні зв'язки, які будуть визначені пізніше.

З (2.23) сформуємо регулятори проекцій струмів  $\dot{i}_{1d}$  та  $\dot{i}_{2d}$  у вигляді

$$\begin{aligned}u_{1d} &= -\omega_k L_{1\sigma} \dot{i}_{1q} + \dot{\psi}_m^* - k_{id} \tilde{i}_{1d} - x_{1d}, \\ u_{2d} &= r_2 \dot{i}_{2d}^* + L_{2\sigma} \dot{i}_{2d}^* - \omega_2 L_{2\sigma} \dot{i}_{2q} + \dot{\psi}_m^* - k_{id} \tilde{i}_{2d} - x_{2d}, \\ \dot{x}_{1d} &= k_{iid} \tilde{i}_{1d}, \quad \dot{x}_{2d} = k_{iid} \tilde{i}_{2d},\end{aligned}\quad (2.24)$$

де  $k_{id}$  та  $k_{iid}$  – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складової ПП регуляторів проекцій струмів.

Підставимо (2.24) в (2.23), після чого отримаємо рівняння динаміки похибок відпрацювання струмів  $\dot{i}_{1d}$  та  $\dot{i}_{2d}$  у вигляді

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{i}}_{1d} &= \frac{1}{L_{1\sigma}} \left[ -(r_1 + k_{id}) \tilde{i}_{1d} - \dot{\tilde{\psi}}_{md} + \omega_k \tilde{\psi}_{mq} - x_{1d} - v_{i1d} \right], \\ \dot{\tilde{i}}_{2d} &= \frac{1}{L_{2\sigma}} \left[ -(r_2 + k_{id}) \tilde{i}_{2d} - \dot{\tilde{\psi}}_{md} + \omega_2 \tilde{\psi}_{mq} - x_{2d} - v_{i2d} \right].\end{aligned}\quad (2.25)$$

Розглянемо для (3.24) таку функцію Ляпунова

$$V = \frac{1}{2} \tilde{i}_{1d}^2 + \frac{1}{2} \tilde{i}_{2d}^2 > 0, \quad (2.26)$$

похідна якої за часом з урахуванням (2.25) дорівнює

$$\begin{aligned} \dot{V} = & - \left( \frac{r_1 + k_{id}}{L_{1\sigma}} \tilde{i}_{1d}^2 + \frac{r_2 + k_{id}}{L_{2\sigma}} \tilde{i}_{2d}^2 \right) + \\ & + \frac{1}{L_{1\sigma}} \left( \omega_k \tilde{\psi}_{mq} - \dot{\tilde{\psi}}_{md} - x_{1d} - v_{i1d} \right) \tilde{i}_{1d} + \frac{1}{L_{2\sigma}} \left( \omega_2 \tilde{\psi}_{mq} - \dot{\tilde{\psi}}_{md} - x_{2d} - v_{i2d} \right) \tilde{i}_{2d}. \end{aligned} \quad (2.27)$$

Використовуючи отриманий вираз, спроектуємо коригуючі зворотні зв'язки  $v_{i1d}$  та  $v_{i2d}$  у вигляді

$$\begin{aligned} v_{i1d} &= \omega_k \tilde{\psi}_{mq} - \dot{\tilde{\psi}}_{md} - x_{1d}, \\ v_{i2d} &= \omega_2 \tilde{\psi}_{mq} - \dot{\tilde{\psi}}_{md} - x_{2d}. \end{aligned} \quad (2.28)$$

Підставимо (2.28) в (2.27), після чого отримаємо, що

$$\dot{V} = - \left( \frac{r_1 + k_{id}}{L_{1\sigma}} \tilde{i}_{1d}^2 + \frac{r_2 + k_{id}}{L_{2\sigma}} \tilde{i}_{2d}^2 \right) < 0 \quad (2.29)$$

при будь яких значеннях  $k_{id} > 0$ .

З (2.29) та (2.26), використовуючи теорему Ляпунова про стійкість, впливає, що положення рівноваги  $\left( \tilde{i}_{1d}, \tilde{i}_{2d} \right)^T = 0$  є глобально експоненційно стійким при  $k_{id} > 0$ .

### 2.2.2 Алгоритм керування електромагнітним моментом МПЖ

Спроектуємо алгоритм векторного керування електромагнітним моментом МПЖ, для цього сформуємо задане значення проекції струму статора МПЖ по осі  $q$  як:

$$i_{1q}^* = \frac{2}{3} \frac{M^*}{p_n \psi^*}. \quad (2.30)$$

Визначимо похибки відпрацювання проекцій струмів статора та ротора по осі  $q$  у вигляді:

$$\begin{aligned}\tilde{i}_{1q} &= i_{1q} - i_{1q}^*, \\ \tilde{i}_{2q} &= i_{2q}.\end{aligned}\quad (2.31)$$

З системи диференціальних рівнянь (2.3) запишемо рівняння динаміки  $\tilde{i}_{1q}$ , враховуючи (2.9):

$$\frac{d}{dt}\tilde{i}_{1q} = \frac{1}{L_{1\sigma}} \left( -r_1\tilde{i}_{1q} - \frac{d}{dt}\tilde{\psi}_{mq} - \omega_k\tilde{\psi} - r_1i_{1q}^* - \omega_k\psi^* + v_{1q} \right) - \frac{d}{dt}i_{1q}^*. \quad (2.32)$$

Сформуємо керуючу дію  $v_{1q}$  у вигляді:

$$\begin{aligned}v_{1q} &= -k_{i1q}\tilde{i}_{1q} - x_{1q} + r_1i_{1q}^* + \omega_k\psi^* + L_{1\sigma}\frac{d}{dt}i_{1q}^*, \\ \frac{d}{dt}i_{1q}^* &= \frac{2}{3p_n} \left( \frac{\frac{d}{dt}M^*}{\psi^*} - \frac{M^*}{(\psi^*)^2} \frac{d}{dt}\psi^* \right), \\ \omega_k &= \frac{\frac{d}{dt}\psi_{mb}}{\psi_{ma}} - \frac{\psi_{mb}\frac{d}{dt}|\psi_m|}{|\psi_m|\psi_{ma}}, \quad |\psi_m| = \sqrt{\psi_{ma}^2 + \psi_{mb}^2}.\end{aligned}\quad (2.33)$$

проекції вектора головного магнітного потоку  $\psi_{ma}$  та  $\psi_{mb}$  розраховуються з моделі МПЖ в стаціонарній системі координат  $ab$ .

Рівняння динаміки похибок відпрацювання координат  $\tilde{i}_{1q}$  приймають вигляд:

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt}\tilde{i}_{1q} &= -k_{1q}\tilde{i}_{1q} - x_{1q} - \frac{1}{L_{1\sigma}} \left( \frac{d}{dt}\tilde{\psi}_{mq} + \omega_k\tilde{\psi}_{md} \right), \\ k_{1q} &= k_{i1q} + \frac{r_1}{L_{1\sigma}}.\end{aligned}\quad (2.34)$$

### 2.2.3 Рівняння динаміки МПЖ

В реальній МПЖ єдиними вхідними величинами керування є вектор напруг статора  $\vec{u}_1 = (u_{1d}, u_{1q})^T$  та вектор напруг ротора  $\vec{u}_2 = (u_{2d}, u_{2q})^T$ , тому вихідні величини регуляторів потоку та моменту в (2.17) та (2.30) можуть бути



лише бажаними траєкторіями  $(i_{1d}^*, i_{2d}^*, i_{1q}^*, i_{2q}^*)$  струмів  $(i_{1d}, i_{2d}, i_{1q}, i_{2q})$ . Визначимо похибки струмів статора та ротора МПЖ у вигляді:

$$\begin{aligned}\tilde{i}_{1d} &= i_{1d}, \quad \tilde{i}_{2d} = i_{2d} - i_{2d}^*, \\ \tilde{i}_{1q} &= i_{1q} - i_{1q}^*, \quad \tilde{i}_{2q} = i_{2q},\end{aligned}\tag{2.35}$$

де  $(\tilde{i}_{1d}, \tilde{i}_{1q})$ ,  $(\tilde{i}_{2d}, \tilde{i}_{2q})$  – похибки відпрацювання проекцій векторів струмів статора і ротора,  $(i_{1d}^*, i_{1q}^*)$ ,  $(i_{2d}^*, i_{2q}^*)$  – задані траєкторії проекцій векторів струмів статора і ротора.

З (2.3), враховуючи (2.10), (2.11) та (2.17), запишемо рівняння динаміки струмів статора та ротора МПЖ:

$$\begin{aligned}u_{1d} &= -\omega_k L_{1\sigma} i_{1q} + \frac{d}{dt} \psi_m^* - k_{id} \tilde{i}_{1d} - v_{1d}, \\ u_{1q} &= r_1 i_{1q}^* + L_{1\sigma} \frac{d}{dt} i_{1q}^* + \omega_k \psi_m^* - k_{iq} \tilde{i}_{1q} - v_{1q}, \\ u_{2d} &= -\omega_2 L_{2\sigma} i_{2q} + \frac{d}{dt} \psi_m^* - k_{id} \tilde{i}_{2d} - v_{2d}, \\ u_{2q} &= \omega_2 L_{2\sigma} i_{2d} + \omega_2 \psi_m^* - k_{iq} \tilde{i}_{2q} - v_{2q},\end{aligned}\tag{2.36}$$

де  $k_{id} > 0$ ,  $k_{iq} > 0$  – пропорційні коефіцієнти регуляторів струму;  $v_{1d}$ ,  $v_{1q}$ ,  $v_{2d}$  та  $v_{2q}$  – компоненти інтегральної дії, що дорівнюють:

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt} v_{1d} &= k_{iid} \tilde{i}_{1d}, \quad \frac{d}{dt} v_{1q} = k_{iiq} \tilde{i}_{1q}, \\ \frac{d}{dt} v_{2d} &= k_{i2d} \tilde{i}_{2d}, \quad \frac{d}{dt} v_{2q} = k_{i2q} \tilde{i}_{2q},\end{aligned}\tag{2.37}$$

де  $k_{iid} > 0$ ,  $k_{iiq} > 0$  – коефіцієнти інтегральних складових регуляторів струму.

Представлений алгоритм керування реалізує так зване "ортогональне керування" [137], при якому підтримується сталість головного магнітного потоку і ортогональність векторів струму статора і магнітного потоку.

Перевантажувальна здатність МПЖ при такому керуванні збільшується у 8-10 разів, але при цьому збільшуються втрати в міді і зменшується ККД машини.

#### 2.2.4 Мінімізація активних втрат потужності

Розглянемо побудову алгоритму керування МПЖ з двома ПЧ, який забезпечує мінімізацію втрат в міді і сталі.

Втрати в міді безпосередньо залежать від струму, що протікає по обмотках, який, в свою чергу, залежить від навантаження на валу двигуна. Втрати в сталі залежать від магнітних властивостей матеріалів, що використовуються, величини магнітного потоку і частоти обертання електромагнітного поля статора і ротора.

Втрати в міді дорівнюють [138]:

$$\Delta P_m = 3I_1^2 r_1 + 3I_2^2 r_2, \quad (2.38)$$

де  $I_1, I_2$  – діючі значення струмів статора і ротора.

Мінімізуємо втрати в міді при заданому моменті навантаження. Розв'язуючи рівняння  $\partial(\Delta P_m)/\partial i_{1d} = 0$ ,  $\partial(\Delta P_m)/\partial i_{2d} = 0$  з [139], отримаємо регулятор головного магнітного потоку з керуючими діями по статору і ротору:

$$\begin{aligned} i_{1d}^* &= \frac{\psi_m^*}{L_m} \frac{r_2}{r_1 + r_2} - k_\psi \tilde{\psi}_{md} - x_\psi, \\ i_{2d}^* &= \frac{\psi_m^*}{L_m} \frac{r_1}{r_1 + r_2} - k_\psi \tilde{\psi}_{md} - x_\psi. \end{aligned} \quad (2.39)$$

Втрати в сталі дорівнюють [138]:

$$\Delta P_{cm} = \psi_m^2 k_c (|\omega_1|^\beta + |\omega_2|^\beta), \quad (2.40)$$

де  $\omega_1, \omega_2$  – частоти обертання електромагнітного поля статора і ротора відповідно;  $k_c$  – сталий коефіцієнт, який характеризує питому вагу втрат в сталі статора і ротора;  $\beta \approx 1,4$ .

При стабілізації величини модуля потокозчеплення на заданому рівні втрати в сталі будуть залежати від значення частоти обертання електромагнітного поля статора і ротора. Мінімізуємо втрати в сталі при заданій частоті обертання. При зустрічному обертанні полів необхідну швидкість обертання ротора  $\omega$  можна отримати при менших значеннях  $\omega_1$  і  $\omega_2$ , тобто при менших втратах. Розв'язуючи рівняння  $\partial(\Delta P_{cm})/\partial\omega_1 = 0$ ,  $\partial(\Delta P_{cm})/\partial\omega_2 = 0$  з [139], отримаємо

$$\omega_1 = -\omega_2 = \frac{\omega}{2}. \quad (2.41)$$

Для системи з двома перетворювачами частота обертання електромагнітного поля статора і ротора дорівнює  $\omega/2$  і, відповідно, втрати в сталі будуть менші, ніж для систем МПЖ з перетворювачем тільки в колі ротора.

Функціональну схему розробленої системи керування МПЖ наведено на рис. 2.4.

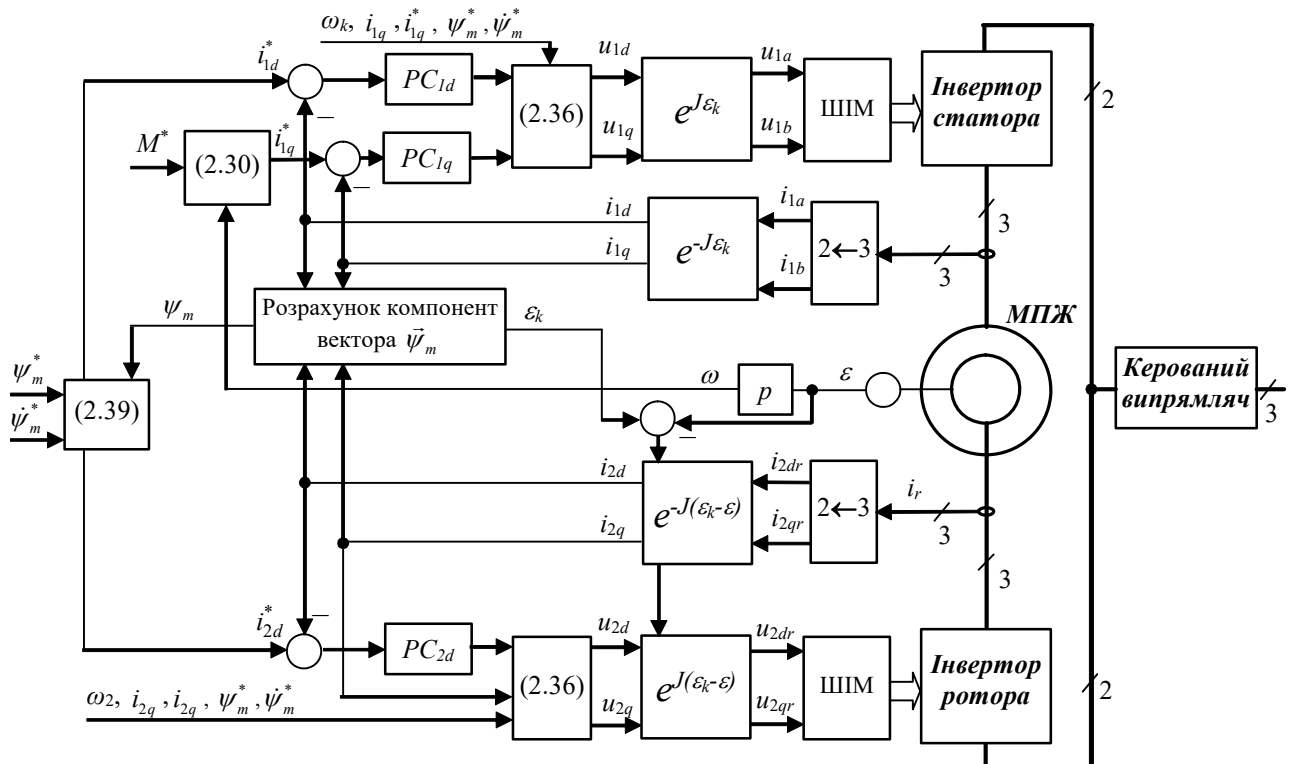


Рис. 2.4. Блок-схема розробленої системи керування головним магнітним потоком – електромагнітним моментом повністю керованої МПЖ

### 2.3 Результати моделювання алгоритмів векторного керування МПЖ при відпрацюванні заданих траєкторій головного магнітного потоку та електромагнітного моменту

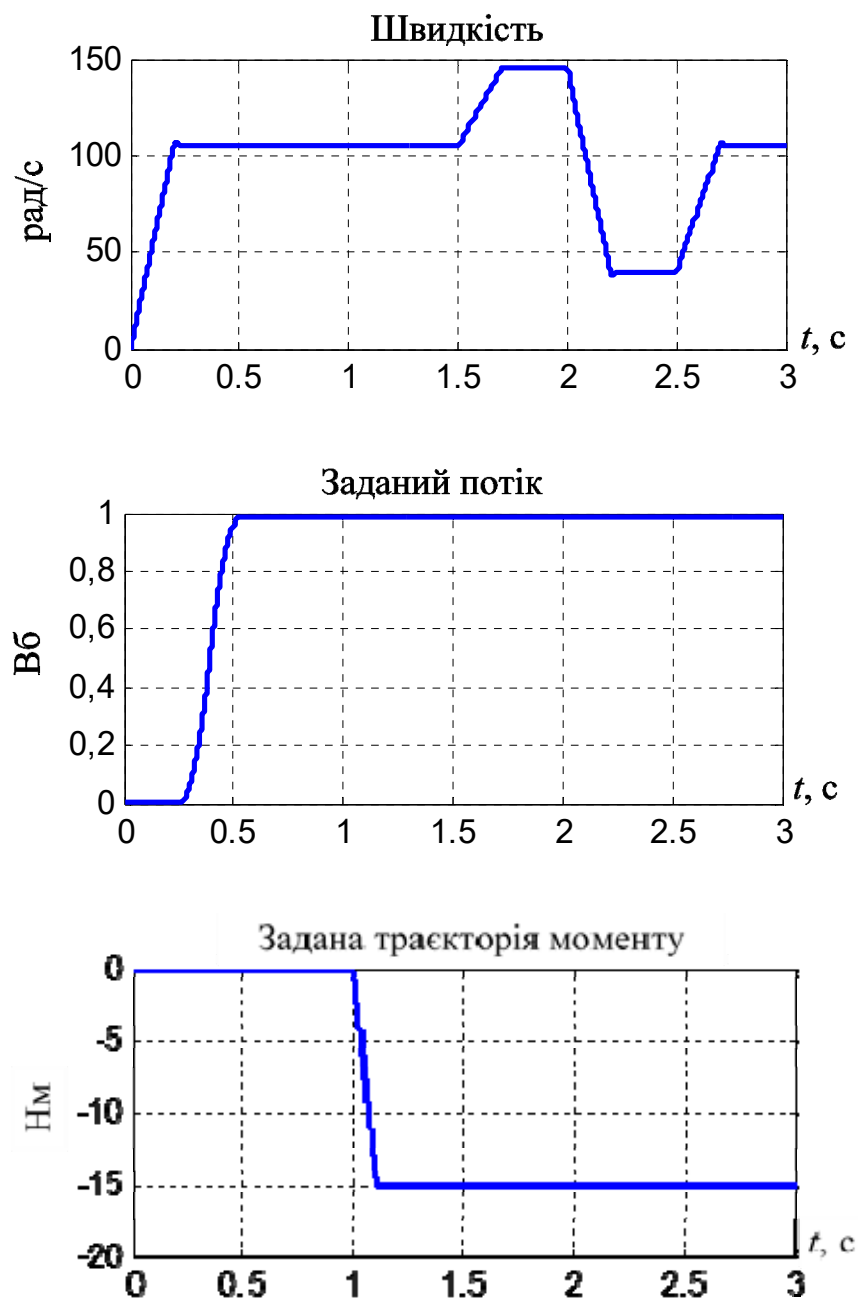
В пакеті прикладних програм побудовано математичну модель електропривода МПЖ. При моделюванні була використана МПЖ з такими параметрами: потужність  $P=1,4$  кВт, число пар полюсів  $p_n=3$ ,  $J=0,2$  кгм<sup>2</sup>,  $L_1=L_2=0,317$  Гн,  $L_m=0,3$  Гн,  $R_1=4,5$  Ом,  $R_2=7,4$  Ом. Пропорційні та інтегральні коефіцієнти регуляторів головного магнітного потоку та швидкості:  $k_\psi=100$ ,  $k_{\psi i}=5000$ ,  $k_\omega=50$ ,  $k_{\omega i}=1250$ . Пропорційні та інтегральні коефіцієнти регуляторів струмів (РС на рис. 2.4):  $k_{id}=200$ ,  $k_{iq}=2000$ ,  $k_{iid}=200$ ,  $k_{iiq}=2000$ .

Тест з відпрацювання траєкторії заданого моменту при моделюванні має таку послідовність дій:

- 1) протягом інтервалу часу від 0 до 0,2 с за допомогою первинного рушія МПЖ розганяється до синхронної швидкості обертання ротора, що дорівнює 104,7 рад/с;
- 2) протягом інтервалу 0,25–0,5 с відбувається збудження МПЖ;
- 3) у момент часу  $t=1$ с подається завдання на відпрацювання моменту;
- 4) на інтервалі часу від 1,5 до 2,5 с швидкість первинного рушія змінюється в межах вище і нижче синхронної швидкості.

Задані траєкторії швидкості первинного рушія, головного магнітного потоку, електромагнітного моменту та похибку відстеження моменту показано на рис. 2.5. Графіки відпрацювання струмів статора і ротора в системі координат ( $d$ - $q$ ) та активні і реактивні потужності представлено на рис. 2.6. Аналіз графіків перехідних процесів свідчить про те, що похибки відстеження головного магнітного потоку та електромагнітного моменту знаходяться на нульовому рівні.

Пунктирна лінія відповідає ортогональному керуванню повністю керованою МПЖ, а суцільна лінія відповідає керуванню з мінімізацією втрат. Аналіз графіків перехідних процесів свідчить, що похибки відпрацювання потоку та моменту достатньо малі. На рис. 2.7 представлено порівняння втрат в міді при ортогональному керуванні (пунктирна лінія) і при керуванні з мінімізацією втрат (суцільна лінія). При роботі з номінальним потоком і номінальним моментом МПЖ втрати в міді менші на 15% в порівнянні з ортогональним керуванням.



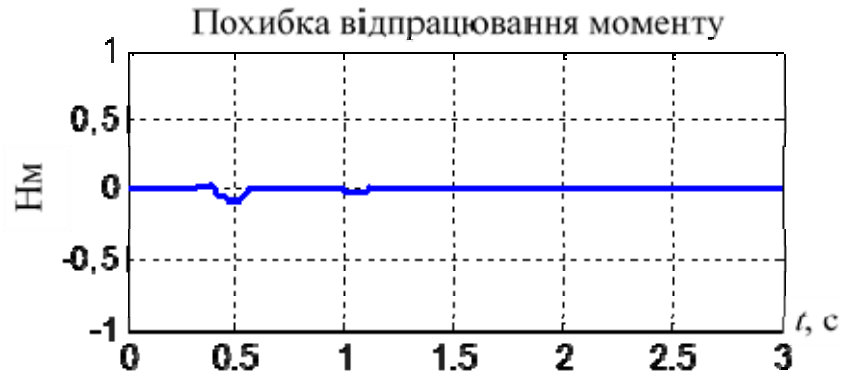
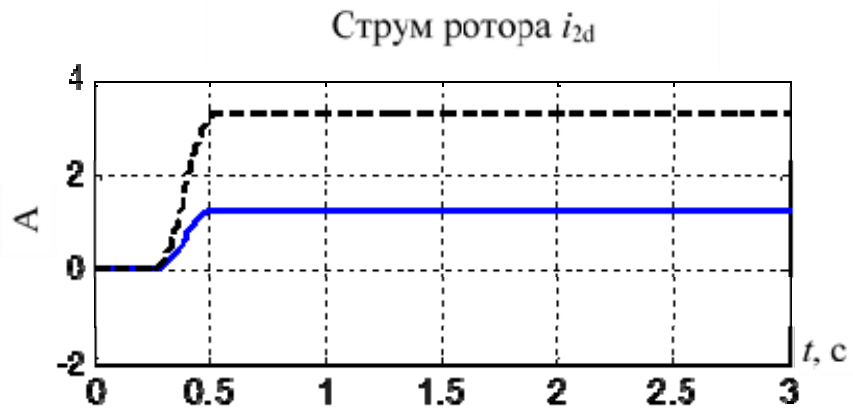
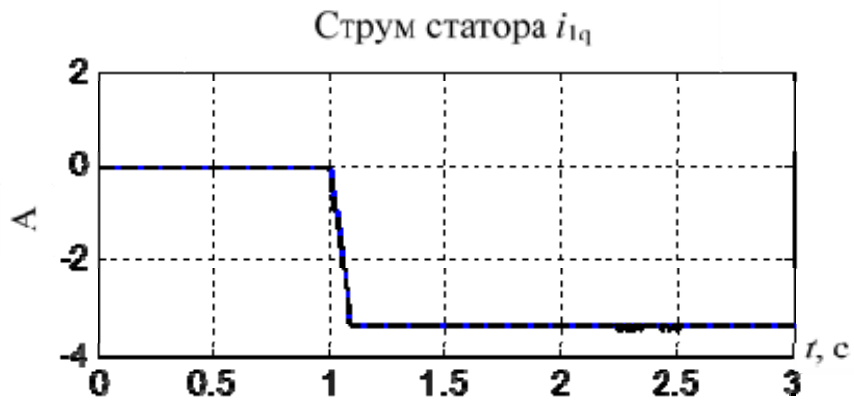
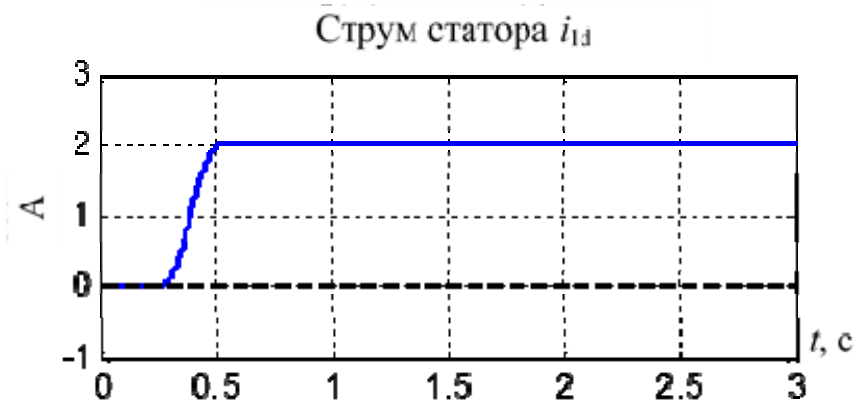


Рис. 2.5. Послідовність операцій під час відстеження траєкторії моменту



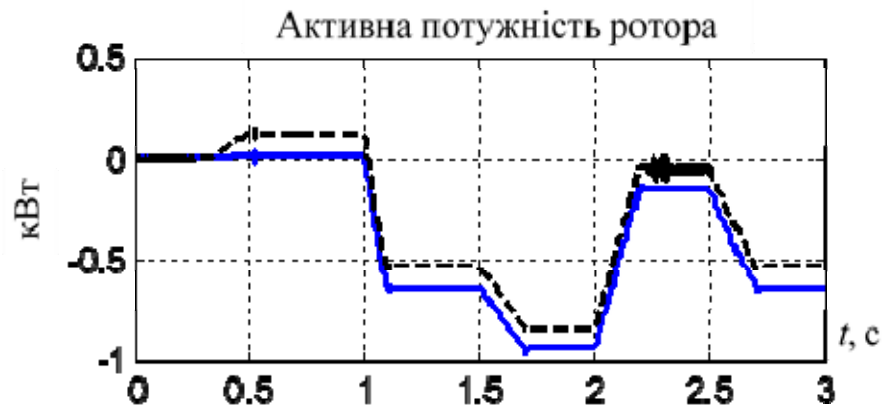
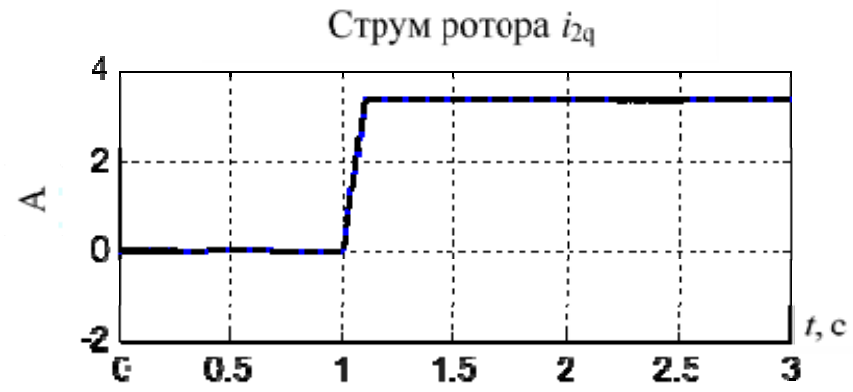




Рис. 2.6. Перехідні характеристики під час відстеження траєкторії моменту при ортогональному керуванні (пунктирна лінія) і при керуванні з мінімізацією втрат (суцільна лінія)

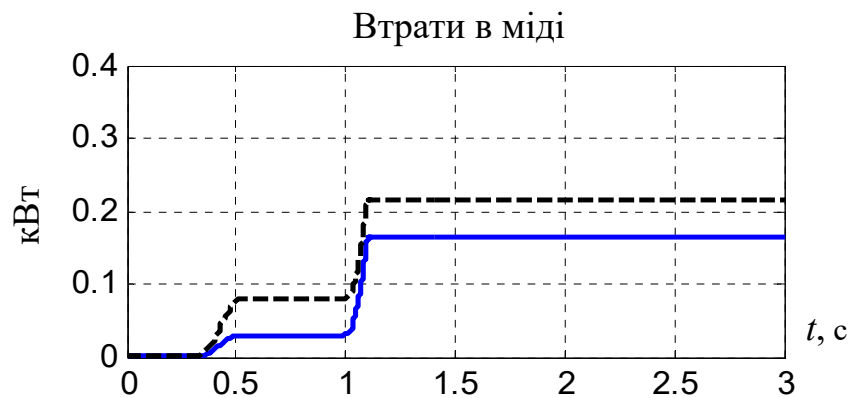


Рис. 2.7. Порівняння втрат в міді при ортогональному керуванні (пунктирна лінія) і при керуванні з мінімізацією втрат (суцільна лінія)

Конфігурація повністю керованої МПЖ, що живиться від двох інверторів напруги в ланках статора і ротора, забезпечує додаткові ступені свободи; розподіл потужності між статором і ротором; широкий діапазон швидкостей з номінальним крутним моментом. Така конфігурація забезпечує стабільність як при нижче синхронній швидкості, так і при роботі на вище синхронній швидкості.



## 2.4 Висновки до розділу 2

1. Розроблено і досліджено метод керування системою генерування електроенергії на базі повністю керованої МПЖ за умови одночасного керування по колах статора та ротора для забезпечення мінімізації втрат потужності.

2. Побудовано математичну модель системи генерування електроенергії з МПЖ, на основі якої виконано математичне моделювання відпрацювання траєкторії заданого моменту МПЖ за умови її збудження по колу ротора при орієнтації системи координат вздовж вектора головного магнітного потоку та за умови ортогональності вектора струму статора і вектора згаданого магнітного потоку.

3. Досліджено два алгоритми векторного керування моментом МПЖ: ортогональне керування, при якому підтримується сталість головного магнітного потоку і ортогональність векторів струму статора й магнітного потоку та керування з мінімізацією втрат в міді, що безпосередньо залежать від струму, який протікає по обмотках і, в свою чергу, залежить від навантаження на валу, та втрат сталі, які визначаються магнітними властивостями матеріалів, що використовуються, величиною магнітного потоку і частотою обертання електромагнітного поля статора і ротора.

4. Розроблено регулятори, що забезпечили відпрацювання моменту шляхом формування заданого значення проекції струму статора МПЖ по осі  $q$  і заданого потоку з керуючими діями по статору і ротору при збудженні електричної машини по колу ротора.

5. Проведені дослідження підтвердили, що розглянута система векторного керування МПЖ виконує відпрацювання заданого моменту з мінімальною похибкою при сталому магнітному потоці.

6. Конфігурація повністю керованої МПЖ, яка живиться від двох інверторів напруги в ланках статора і ротора, забезпечує додаткові ступені свободи, що дало змогу використати цю надлишковість координат при реалізації методу керування для зменшення втрат в МПЖ.

7. Моделювання режимів роботи повністю керованої МПЖ визначило вимоги, яким повинен задовольняти напівпровідниковий перетворювач, включений до ланки постійного струму, зокрема: забезпечення двостороннього потоку енергії, забезпечення на вході перетворювача регульованого коефіцієнта потужності та забезпечення точного відпрацювання заданої постійної напруги.

---

Посилання [97, 123–139] див. список використаних джерел стор. 298–303.

### **РОЗДІЛ 3**

## **ПРИНЦИПИ ФОРМУВАННЯ ВХІДНИХ СТРУМІВ МАТРИЧНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ РОТОРНОГО КОЛА МАШИНИ ПОДВІЙНОГО ЖИВЛЕННЯ**

Специфіка матричних перетворювачів, побудованих на керованих напівпровідникових приладах двосторонньої провідності, пов'язана з дискретним характером роботи ключів, що визначає дискретизацію як процесу споживання електроенергії перетворювачем від її первинного джерела, так і процесу передачі її навантаженню (ротору МПЖ). Такі дискретні процеси призводять до виникнення електромагнітних завад в електромережах і в оточуючому середовищі.

Проблеми формування синусоїдальних напруг по виходу і струмів по входу МП виникають, коли система напруг мережі несиметрична і/або спотворена. На відміну від перетворювачів з ланкою постійного струму, у яких внаслідок наявності енергонакопичуючих силових реактивних елементів спрощується розв'язка вихідних і вхідних ланок і, тим самим, забезпечується роздільне формування в них напруг/струмів, матричні перетворювачі через безпосередній зв'язок вихідних фаз з вхідними більш чутливі до будь-яких спотворень і несиметрії напруг мережі живлення та струмів навантаження.

У літературі розглядаються як традиційні, так і двоступеневі МП під кутом зору поліпшення якості перетворення при несиметрії й спотвореннях мережі живлення або несиметрії навантаження, однак у підходах до рішення цієї проблеми для двох згаданих типів МП не існує принципових розходжень.

Крім формування квазісинусоїдальних вхідних струмів перетворювача в умовах несиметрії напруг мережі дуже важливою проблемою є забезпечення нульових фазових зсувів між вхідними фазними напругами і струмами (тут маються на увазі середні значення струмів за період вхідної частоти). Вирішення

цієї проблеми дає змогу звести до нуля циркуляцію реактивних складових повної потужності в системі "мережа – перетворювач".

У цьому розділі представлено: метод керування вхідною реактивною потужністю як традиційних, так і двоступеневих МП; аналіз процесів формування вхідних струмів матричного перетворювача в умовах несиметрії напруг мережі; розробка способів керування МП на загальній базі алгоритму регулювання вхідної реактивної потужності МП, які спрямовані на поліпшення якості вхідних струмів МП в умовах несиметричної і/або спотвореної системи напруг мережі.

### 3.1 Керування вхідною реактивною потужністю матричних перетворювачів

Вирішення завдання розширення діапазону регулювання реактивного струму для всіх типів навантаження викладено в роботах, заснованих на узагальненому аналізі МП за допомогою векторного представлення керуючих функцій [140] і сформульовано як метод екстремальних положень [141, 142] та метод сингулярного розкладання [143, 145, 146]. До недоліків цих методів належать, насамперед, складність проміжних математичних перетворень і великий обсяг необхідних обчислень, а як можливий наслідок – складність практичної реалізації при керуванні МП у реальному масштабі часу.

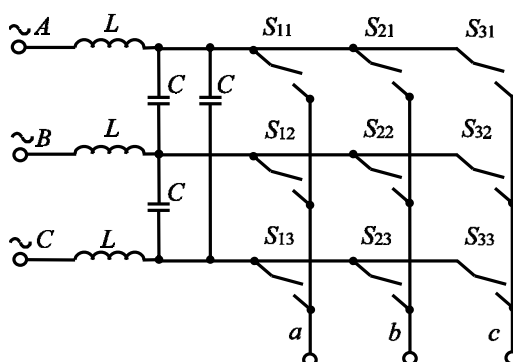


Рис. 3.1 Топологія традиційного МП

Межі максимально можливого діапазону регулювання вхідної реактивної потужності МП з одночасним збереженням повного діапазону регулювання напруги окреслені в опублікованих раніше роботах [141–143, 145]. Але при цьому досягнення згаданих меж в теоретичному і практичному планах вимагає додаткових досліджень і нових пропозицій щодо стратегії і конкретного простого в реалізації алгоритму керування.

В підрозділі розглядається розробка алгоритму безпосереднього керування реактивною складовою вхідного струму МП шляхом завдання складових просторових векторів прямої, зворотної і нульової послідовностей керуючих функцій. Цей алгоритм направлений на досягнення максимально можливої вхідної реактивної потужності у всьому робочому діапазоні перетворювача.

Поточний стан матричного перетворювача (рис. 3.1) описується матрицею стаціонарних станів ключів:

$$S = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} & s_{13} \\ s_{21} & s_{22} & s_{23} \\ s_{31} & s_{32} & s_{33} \end{bmatrix} \begin{cases} s_{hk} \in \{0,1\} \\ s_{h1} + s_{h2} + s_{h3} = 1, \end{cases} \quad k, h = 1,2,3. \quad (3.1)$$

За допомогою цієї матриці зв'язок вхід – вихід МП встановлюється як

$$U_{abc} = S U_{ABC}, \quad I_{ABC} = S^T I_{abc}, \quad (3.2)$$

де  $U_{ABC} = [u_A \quad u_B \quad u_C]^T$ ,  $I_{ABC} = [i_A \quad i_B \quad i_C]^T$ ,  $U_{abc} = [u_a \quad u_b \quad u_c]^T$ ,  $I_{abc} = [i_a \quad i_b \quad i_c]^T$ ,  $u_A, u_B, u_C$  та  $i_A, i_B, i_C$  – вхідні фазні напруги і струми,  $u_a, u_b, u_c$  та  $i_a, i_b, i_c$  – вихідні фазні напруги і струми відповідно.

Усереднені на циклі ШІМ значення тривалості відкритого стану ключів МП також можуть бути представлені матрицею:

$$M = \text{Ave}_{T_M} \{S\} = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} & m_{13} \\ m_{21} & m_{22} & m_{23} \\ m_{31} & m_{32} & m_{33} \end{bmatrix}, \quad (3.3)$$

$$m_{kh} = \frac{1}{T_M} \int_0^{T_M} s_{kh}(\tau) d\tau, \quad \begin{cases} 0 \leq m_{hk} \leq 1 \\ m_{h1} + m_{h2} + m_{h3} = 1, \quad h, k = 1, 2, 3. \end{cases}$$

де  $T_M$  – тривалість циклу ШІМ.

Усереднені значення є керуючими функціями, які визначають пропорції у використанні вхідних напруг та вихідних струмів при відповідному формуванні вихідних напруг та вхідних струмів. Саме тому дані керуючі функції задані у відносних одиницях та мають відповідні обмеження (3.3).

Електричні величини (миттєві значення вхідних і вихідних напруг та струмів) трифазної системи визначаються як просторові вектори та нульові складові:

$$\bar{x} = \frac{2}{3}(\bar{a}^0 x_1 + \bar{a}^1 x_2 + \bar{a}^2 x_3), \quad x_0 = \frac{1}{3}(x_1 + x_2 + x_3), \quad \bar{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}}. \quad (3.4)$$

Відповідно до цього

$$\bar{u}_{in} = \begin{bmatrix} 1 & \bar{a} & \bar{a}^2 \end{bmatrix} U_{ABC}, \quad \bar{i}_{in} = \begin{bmatrix} 1 & \bar{a} & \bar{a}^2 \end{bmatrix} I_{ABC},$$

$$\bar{u}_{out} = \begin{bmatrix} 1 & \bar{a} & \bar{a}^2 \end{bmatrix} U_{abc}, \quad \bar{i}_{out} = \begin{bmatrix} 1 & \bar{a} & \bar{a}^2 \end{bmatrix} I_{abc}. \quad (3.5)$$

Матриця керуючих функцій (3.3) може бути також перетворена в систему просторових векторів шляхом групування їх по три відповідно до кожної вихідної фази [140]:

$$\bar{m}_h = \frac{2}{3}(m_{h1} + \bar{a}m_{h2} + \bar{a}^2m_{h3}), \quad h = 1, 2, 3. \quad (3.6)$$

З врахуванням обмежень (3.3) зворотна трансформація виглядає так:

$$m_{hk} = \text{Re}\{\bar{a}^{(1-k)}\bar{m}_h\} + \frac{1}{3} = \frac{\bar{a}^{(1-k)}\bar{m}_h + \bar{a}^{(k-1)}\bar{m}_h^*}{2} + \frac{1}{3}. \quad (3.7)$$

Три просторові вектори  $\bar{m}_h$ , які визначають керуючі функції, утворюють «триногу», що розташовується всередині обмежуючого трикутника ABC (рис. 3.2). Керуючі функції  $m_{h1}$ ,  $m_{h2}$ ,  $m_{h3}$  в геометричній інтерпретації відповідають перпендикулярам вектора  $\bar{m}_h$ , проведеним на відповідні сторони обмежуючого трикутника.

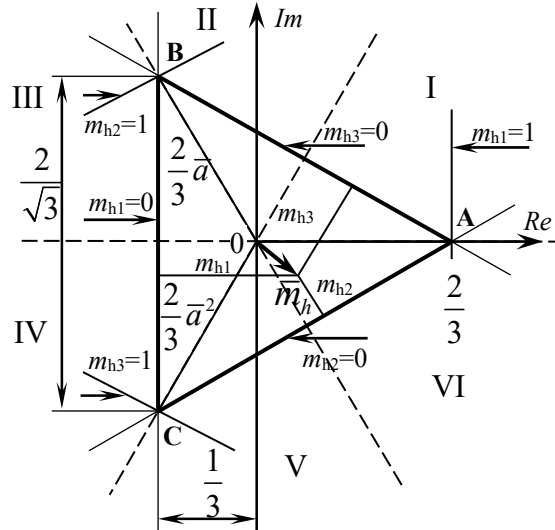


Рис. 3.2. Область існування просторових векторів керуючих функцій

Вихідні фазні напруги визначаються скалярним добутком просторових векторів вхідної напруги  $\bar{u}_{in}$  та керуючих функцій  $\bar{m}_h$ :

$$\begin{aligned}
 U_{abc} &= \frac{3}{2} \operatorname{Re} \left\{ \bar{u}_{in} \left[ \bar{m}_1^* \quad \bar{m}_2^* \quad \bar{m}_3^* \right]^T \right\} = \\
 &= \frac{3}{4} \left( \bar{u}_{in} \left[ \bar{m}_1^* \quad \bar{m}_2^* \quad \bar{m}_3^* \right]^T + \bar{u}_{in}^* \left[ \bar{m}_1 \quad \bar{m}_2 \quad \bar{m}_3 \right]^T \right).
 \end{aligned} \tag{3.8}$$

Просторовий вектор вхідного струму визначається просторовими векторами керуючих функцій  $\bar{m}_h$  та струмами вихідних фаз:

$$\bar{i}_{in} = \bar{m}_1 i_a + \bar{m}_2 i_b + \bar{m}_3 i_c. \tag{3.9}$$

Співвідношення (3.8), (3.9) описують задані або бажані величини систем вхідних та вихідних просторових векторів за допомогою визначених (тих, що зчитуються) величин та векторів керуючих функцій  $\bar{m}_h$ .

Застосовуючи перетворення (3.5) до виразу (3.8), отримаємо просторовий вектор вихідної напруги МП за допомогою представлення "триноги" керуючих функцій у вигляді симетричних складових

$$\bar{u}_{out} = \underbrace{\left( (\bar{m}_1 + \bar{a}\bar{m}_2 + \bar{a}^2\bar{m}_3) \bar{u}_{in}^* \right)}_{3\bar{m}_d} + \underbrace{\left( (\bar{m}_1 + \bar{a}^2\bar{m}_2 + \bar{a}\bar{m}_3) \bar{u}_{in} \right)}_{3\bar{m}_i}. \quad (3.10)$$

Вирази  $\bar{m}_d$  і  $\bar{m}_i$  є прямою та зворотною послідовностями симетричних складових "триноги". Системи просторових векторів керуючих функцій та їх прямої, зворотної і нульової послідовностей знаходяться із залежностей:

$$\begin{bmatrix} \bar{m}_d \\ \bar{m}_i \\ \bar{m}_0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \bar{a} & \bar{a}^2 \\ 1 & \bar{a}^2 & \bar{a} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{m}_1 \\ \bar{m}_2 \\ \bar{m}_3 \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} \bar{m}_1 \\ \bar{m}_2 \\ \bar{m}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ \bar{a}^2 & \bar{a} & 1 \\ \bar{a} & \bar{a}^2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{m}_d \\ \bar{m}_i \\ \bar{m}_0 \end{bmatrix}. \quad (3.11)$$

За допомогою симетричних складових отримано передатні рівняння [140], які в компактній формі описують зв'язок вхід - вихід МП виключно за допомогою просторових векторів:

$$\begin{aligned} \bar{u}_{out} &= \frac{3}{2} \left( \bar{u}_{in} \bar{m}_i^* + \bar{u}_{in}^* \bar{m}_d \right), \\ \bar{i}_{in} &= \frac{3}{2} \left( \bar{i}_{out} \bar{m}_i + \bar{i}_{out}^* \bar{m}_d \right). \end{aligned} \quad (3.12)$$

В цій системі рівнянь відсутня складова нульової послідовності  $\bar{m}_0$ , яка відтворюється в нульовій складовій системи вихідних напруг:

$$u_0 = \frac{1}{3} (u_a + u_b + u_c) = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \left\{ \bar{u}_{in} (\bar{m}_1 + \bar{m}_2 + \bar{m}_3)^* \right\} = \frac{3}{2} \operatorname{Re} \left\{ \bar{u}_{in} \bar{m}_0^* \right\}. \quad (3.13)$$

Запишемо просторові вектори напруг і струмів у показовій формі (спосіб запису в полярній системі координат):

$$\bar{u}_{in} = \hat{u}_{in} e^{j\alpha_{in}}, \quad \bar{u}_{out} = \hat{u}_{out} e^{j\alpha_{in}}, \quad \bar{i}_{in} = \hat{i}_{in} e^{j(\alpha_{in} - \phi_{in})}, \quad \bar{i}_{out} = \hat{i}_{out} e^{j(\alpha_{out} - \phi_{out})},$$



де  $\hat{u}_{in}$ ,  $\hat{u}_{out}$ ,  $\hat{i}_{in}$ ,  $\hat{i}_{out}$  – поточні значення модулів просторових векторів,  $\alpha_{in}$ ,  $\alpha_{out}$  – поточні кутові положення просторових векторів напруг,  $\phi_{in}$ ,  $\phi_{out}$  – зсуви фаз між векторами напруг і струмів.

Перетворимо систему рівнянь (3.12) до вигляду:

$$\begin{aligned}\frac{\hat{u}_{out}}{\hat{u}_{in}} &= \frac{3}{2} \left[ \bar{m}_d e^{-j(\alpha_{in} + \alpha_{out})} + \bar{m}_i^* e^{j(\alpha_{in} - \alpha_{out})} \right], \\ \frac{\hat{i}_{in}}{\hat{i}_{out}} &= \frac{3}{2} \left[ \bar{m}_d e^{-j(\alpha_{out} - \phi_{out} + \alpha_{in} - \phi_{in})} + \bar{m}_i e^{j(\alpha_{out} - \phi_{out} - \alpha_{in} + \phi_{in})} \right].\end{aligned}\quad (3.14)$$

Тоді відоме загальне рішення [140] системи рівнянь (3.12) матиме такий вигляд:

$$\begin{aligned}\bar{m}_d &= \left( \frac{q}{3 \cos \phi_{in}} e^{-j\phi_{in}} + \frac{\lambda}{\hat{u}_{in} \hat{i}_{out}} e^{-j\phi_{out}} \right) e^{j(\alpha_{in} + \alpha_{out})}, \\ \bar{m}_i &= \left( \frac{q}{3 \cos \phi_{in}} e^{-j\phi_{in}} - \frac{\lambda}{\hat{u}_{in} \hat{i}_{out}} e^{j\phi_{out}} \right) e^{j(\alpha_{in} - \alpha_{out})},\end{aligned}\quad (3.15)$$

де  $q$  – коефіцієнт передачі напруги,  $\lambda$  – деякий параметр, який разом зі складовою нульової послідовності  $\bar{m}_0$  є ступенем свободи і може бути використаний, якщо відома фаза вихідного струму на кожному циклі ШІМ.

Підставивши (3.15) в (3.14), в результаті перетворень отримаємо співвідношення:

$$\frac{\hat{u}_{out}}{\hat{u}_{in}} = q, \quad (3.16)$$

$$\frac{\hat{i}_{in}}{\hat{i}_{out}} = \frac{q \cos \phi_{out}}{\cos \phi_{in}}. \quad (3.17)$$

Якщо співвідносити просторовий вектор вхідного струму з модулем просторового вектора вихідного струму, то вийде:

$$\frac{\bar{i}_{in}}{\hat{i}_{out}} = \frac{q \cos \phi_{out}}{\cos \phi_{in}} e^{j(\alpha_{in} - \phi_{in})} = (q \cos \phi_{out} - jb) e^{j\alpha_{in}}, \quad (3.18)$$

де  $q \cos \phi_{out}$  – коефіцієнт передачі активної складової вхідного струму МП,  
 $b = q \operatorname{tg} \phi_{in} \cos \phi_{out}$  – коефіцієнт передачі перпендикулярної до вектора напруги  
 мережі (тобто реактивної) складової вхідного струму.

Виходячи з того, що загальний розв'язок (3.15) містить обов'язкову  
 складову (окремий розв'язок) та вільну складову [142], представимо параметр  $\lambda$   
 в (3.15) виразом

$$\lambda = \frac{\hat{u}_{in} \hat{u}_{out}}{3} (k_1 \sin \phi_{out} + k_2 \cos \phi_{out}), \quad (3.19)$$

де  $k_1, k_2$  – довільні параметри.

Тоді загальний розв'язок може бути записано як:

$$\begin{aligned} \bar{m}_d &= \frac{1}{3} \left[ q(1 - j \operatorname{tg} \phi_{in}) + (k_1 \sin \phi_{out} + k_2 \cos \phi_{out}) e^{-j\phi_{out}} \right] e^{j(\alpha_{in} + \alpha_{out})}, \\ \bar{m}_i &= \frac{1}{3} \left[ q(1 - j \operatorname{tg} \phi_{in}) - (k_1 \sin \phi_{out} + k_2 \cos \phi_{out}) e^{j\phi_{out}} \right] e^{j(\alpha_{in} - \alpha_{out})}. \end{aligned} \quad (3.20)$$

Беручи до уваги, що

$$\begin{aligned} (k_1 \sin x + k_2 \cos x) e^{\pm jx} &= (k_1 \sin x + k_2 \cos x) (\cos x \pm j \sin x) = \\ &= \pm j k_1 [1 - \cos x (\cos x \pm j \sin x)] + k_2 [1 \pm j \sin x (\cos x \pm j \sin x)] = \\ &= k_2 \pm j [k_1 - (k_1 \cos x - k_2 \sin x) e^{\pm jx}], \end{aligned}$$

вираз (3.20) приводиться до вигляду:

$$\begin{aligned} \bar{m}_d &= \frac{1}{3} \left[ q + k_2 - j(q \operatorname{tg} \phi_{in} + k_1) + j(k_1 \cos \phi_{out} - k_2 \sin \phi_{out}) e^{-j\phi_{out}} \right] e^{j(\alpha_{in} + \alpha_{out})}, \\ \bar{m}_i &= \frac{1}{3} \left[ q - k_2 - j(q \operatorname{tg} \phi_{in} + k_1) + j(k_1 \cos \phi_{out} - k_2 \sin \phi_{out}) e^{j\phi_{out}} \right] e^{j(\alpha_{in} - \alpha_{out})}. \end{aligned} \quad (3.21)$$

При  $k_1 = -q \operatorname{tg} \phi_i$  і  $k_2 = 0$  отримаємо окремий розв'язок:

$$\begin{aligned}\bar{m}_d &= \frac{q}{3} \left( 1 - j \operatorname{tg} \phi_{in} \cos \phi_{out} e^{-j\phi_{out}} \right) e^{j(\alpha_{in} + \alpha_{out})} = \frac{1}{3} (q - j b e^{-j\phi_{out}}) e^{j(\alpha_{in} + \alpha_{out})}, \\ \bar{m}_i &= \frac{q}{3} \left( 1 - j \operatorname{tg} \phi_{in} \cos \phi_{out} e^{j\phi_{out}} \right) e^{j(\alpha_{in} - \alpha_{out})} = \frac{1}{3} (q - j b e^{j\phi_{out}}) e^{j(\alpha_{in} - \alpha_{out})}.\end{aligned}\quad (3.22)$$

Як показано в [142], даний окремий розв'язок (3.22) є необхідною складовою частиною загального розв'язку системи рівнянь (3.12) або (3.14), який задовольняє співвідношення (3.18). Він надає можливість безпосереднього керування вхідною реактивною потужністю МП за допомогою задавання параметра  $b$  у максимально можливому діапазоні для даного співвідношення активної і реактивної складових потужності навантаження. Знак величини  $b$  визначає характер реактивного струму (потужності): додатний знак означає відстаючий кут  $\phi_{in}$  (індуктивний характер), від'ємний – випереджаючий (ємнісний характер). Параметр  $b = q \operatorname{tg} \phi_{in} \cos \phi_{out}$  можна інтерпретувати як глибину модуляції реактивної складової вхідного струму МП, що дорівнює реактивній потужності на вході у відносних одиницях [142]:

$$|b| = \frac{|\bar{i}_{in\perp}|}{\hat{i}_{out}} = \frac{\frac{3}{2} \hat{u}_{in} |\bar{i}_{in\perp}|}{\frac{3}{2} \hat{u}_{in} \hat{i}_{out}} = \tilde{Q}_{in}. \quad (3.23)$$

Параметр  $k_2$ , що входить у вираз (3.21) і відмінний від нуля, є вільним членом і розглядається як дійсний ступінь свободи. Якщо прийняти  $k_2 = -b_q$ , де  $b_q$  – коефіцієнт передачі реактивної складової вихідного струму у реактивну складову вхідного струму, то

$$\begin{aligned}\bar{m}_d &= \frac{1}{3} \left( q - (b_q \cos \phi_{out} + j b) e^{-j\phi_{out}} \right) e^{j(\alpha_{in} + \alpha_{out})} = \frac{1}{3} (q - b_q - j b_d \cos \phi_{out} e^{-j\phi_{out}}) e^{j(\alpha_{in} + \alpha_{out})}, \\ \bar{m}_i &= \frac{1}{3} \left( q + (b_q \cos \phi_{out} - j b) e^{j\phi_{out}} \right) e^{j(\alpha_{in} - \alpha_{out})} = \frac{1}{3} (q + b_q - j b_d \cos \phi_{out} e^{j\phi_{out}}) e^{j(\alpha_{in} - \alpha_{out})},\end{aligned}\quad (3.24)$$

де  $b_d = q \operatorname{tg} \phi_{in} - b_q \operatorname{tg} \phi_{out}$  – коефіцієнт передачі активної складової струму навантаження у реактивну складову вхідного струму.

Підстановка (3.24) в (3.14) підтверджує вираз (3.17):

$$\frac{\hat{i}_{in}}{\hat{i}_{out}} = \left[ q \cos \phi_{out} - j(b_d \cos \phi_{out} + b_q \sin \phi_{out}) \right] e^{j\phi_{in}} = \frac{q \cos \phi_{out}}{\cos \phi_{in}},$$

а відносний просторовий вектор вхідного струму дорівнює:

$$\frac{\bar{\hat{i}}_{in}}{\hat{i}_{out}} = \left[ q \cos \phi_{out} - j(b_d \cos \phi_{out} + b_q \sin \phi_{out}) \right] e^{j\alpha_{in}}. \quad (3.25)$$

Вирази (3.25) і (3.18) еквівалентні, тому що параметри  $b$ ,  $b_d$  і  $b_q$  зв'язані між собою співвідношенням  $b = b_d \cos \phi_{out} + b_q \sin \phi_{out}$ , але на підставі (3.25) можна представити формування реактивної складової вхідного струму МП окремо з активної складової струму навантаження з коефіцієнтом передачі  $b_d$  і з реактивної складової струму навантаження з коефіцієнтом передачі  $b_q$ .

З виразів (3.16) і (3.17) випливає:

$$\frac{\hat{i}_{in}}{\hat{i}_{out}} \cos \phi_{in} = \frac{\hat{u}_{out}}{\hat{u}_{in}} \cos \phi_{out}, \quad (3.26)$$

що є необхідною умовою щодо просторових векторів струмів і напруг, і говорить про рівність активної потужності на вході та виході в кожен момент часу, а з фізичної точки зору – про відсутність у системі накопичувачів енергії.

Однак, у випадку чисто реактивного навантаження і відсутності активних втрат МП може формувати як вихідний, так і вхідний реактивні струми, про співвідношення яких неможливо робити висновки з виразів (3.17) та (3.26) через їхню невизначеність при  $\cos \phi_{out} = \cos \phi_{in} = 0$ . Проте вирази (3.18) і (3.25) дозволяють оперувати коефіцієнтами передачі струму навантаження або, відповідно, його складових у реактивну складову вхідного струму МП, оскільки вони розглядаються як параметри, що задовольняють системам передатних рівнянь (3.12) і (3.14).

В [144] наведено умову, що накладається на коефіцієнти передачі

$q + |b_q| \leq 1$ . З неї випливає, що при реактивному навантаженні і максимальному коефіцієнті передачі  $q = \sqrt{3}/2$  коефіцієнти  $b$  і  $b_q$  можуть прийняти максимальне значення  $|b| = |b_q| = 1 - \sqrt{3}/2$ , при цьому відносний просторовий вектор вхідного струму дорівнює  $\frac{\bar{i}_{in}}{\hat{i}_{out}} = -j \text{sign}(b) (1 - \sqrt{3}/2) e^{j\alpha_{in}}$ .

Як слідує з еквівалентності виразів (3.25) і (3.18), поява в загальному рішенні (3.24) відмінного від нуля вільного члена не впливає на кінцевий результат формування вхідного струму МП, просторовий вектор якого завжди відповідає загальному співвідношенню (3.18). Цей ступінь свободи лише здійснює спотворення векторів "триноги", змінюючи координати їхніх кінців у напрямку, перпендикулярному просторовому вектору вхідної напруги.

На підставі (3.22) і (3.11) можна записати просторові вектори "триноги":

$$\bar{m}_h = \frac{2}{3} e^{j\alpha_{in}} \left\{ q \cos \left[ \alpha_{out} - (h-1) \frac{2\pi}{3} \right] - jb \cos \left[ \alpha_{out} - \phi_{out} - (h-1) \frac{2\pi}{3} \right] \right\} + \bar{m}_0, \quad (3.27)$$

$h = 1, 2, 3$ .

Аналогічно на підставі (3.24) і (3.11) запишеться:

$$\bar{m}_h = \frac{2}{3} e^{j\alpha_{in}} \left\{ q \cos \left[ \alpha_{out} - (h-1) \frac{2\pi}{3} \right] - jb \cos \left[ \alpha_{out} - \phi_{out} - (h-1) \frac{2\pi}{3} \right] - j\nu \sin \left[ \alpha_{out} - \phi_{out} - (h-1) \frac{2\pi}{3} \right] \right\} + \bar{m}_0, \quad (3.28)$$

$h = 1, 2, 3$ ,

де  $\nu = b_q \cos \phi_{out}$  аналогічно вільному члену в [142].

Для визначення векторів  $\bar{m}_h$  (3.27) або (3.28) необхідно конкретне завдання складової нульової послідовності  $\bar{m}_0$ , виходячи з того чи іншого міркування. Як сказано вище,  $\bar{m}_0$  відтворюється в нульовій складовій системи вихідних напруг і тому може використовуватися для підмодуляції, наприклад,

з метою досягнення максимально можливого діапазону регулювання вихідної напруги. Як показано в [140], така підмодуляція в решті-решт сприяє розташуванню просторових векторів "триноги" в межах трикутника ABC (рис. 3.2). У даному випадку нульова послідовність розглядається як засіб реалізації керуючих функцій із заданими параметрами (стосовно реактивної складової вхідного струму) шляхом примусового розташування векторів  $\bar{m}_h$  в допустимих межах.

При  $b = \nu = 0$  кінці векторів  $\bar{m}_h$  (3.27) або (3.28) розташовані вздовж прямої, яка паралельна напрямку просторового вектора вхідної напруги  $e^{j\alpha_{in}}$ , і зсунуті на однакову величину  $\bar{m}_0$  відносно початку координат, в іншому випадку ( $b \neq 0$  та/або  $\nu \neq 0$ ) кінці цих векторів додатково зміщуються в перпендикулярному до вектора  $e^{j\alpha_{in}}$  напрямку таким чином, що алгебраїчна сума зміщень для трьох векторів дорівнює нулю.

В цій роботі запропоновано розрізняти порядок обрахування необхідного значення  $\bar{m}_0$  в залежності від поточного фазового положення вектора вхідної напруги  $\alpha_{in}$  шляхом розділення фазової площини на шість секторів I-VI по 60 ел.град. (рис. 3.2). В межах кожного сектора пропонується зміщувати кінці векторів "триноги" відносно початкового положення, яке розраховане для  $\bar{m}_0 = 0$ , наближаючи до сторони обмежуючого трикутника, яка паралельна бісектрисі поточного сектора (або віддаляючи від цієї сторони – при можливості і доцільності). При цьому принаймні два з трьох векторів впираються кінцями у дві інші сторони трикутника.

Якщо кінці деяких векторів  $\bar{m}_h$  виходять за межі трикутника, то їх проекції на сторони трикутника, тобто елементи  $m_{hk}$  керуючої матриці  $M$ , приймають від'ємні значення і не відповідають необхідним для реалізації умовам (3.3). "Тринога" векторів зміщується в межі трикутника за допомогою додавання вектора нульової послідовності  $\bar{m}_0$ , якщо це дозволяють параметри (коефіцієнти

передачі) прямої і зворотної послідовностей просторових векторів керуючих функцій  $\bar{m}_d$  і  $\bar{m}_i$ . При малих діапазонах регулювання МП вектори розташовуються в межах трикутника навіть при  $\bar{m}_0 = 0$ , наприклад, для так званого алгоритму Вентуріні в базовому варіанті без підмодуляції [146] за умови  $q \leq 0,5$ . В запропонованому варіанті кінці векторів "триноги" зміщуються до досягнення ними сторін трикутника примусово незалежно від їхнього розташування при  $\bar{m}_0 = 0$ . Ця операція по зсуву векторів не є необхідною, якщо вони розташовані в трикутнику і усі проекції  $m_{hk}$  додатні за знаком, а тому може бути виключена із запропонованого алгоритму. Однак, при цьому слід звернути увагу на те, що розташування кінця вектора на стороні обмежуючого трикутника (відповідна проекція і елемент керуючої матриці  $m_{hk} = 0$ ) може бути бажаним з точки зору оптимізації тривалості включених станів ключів МП.

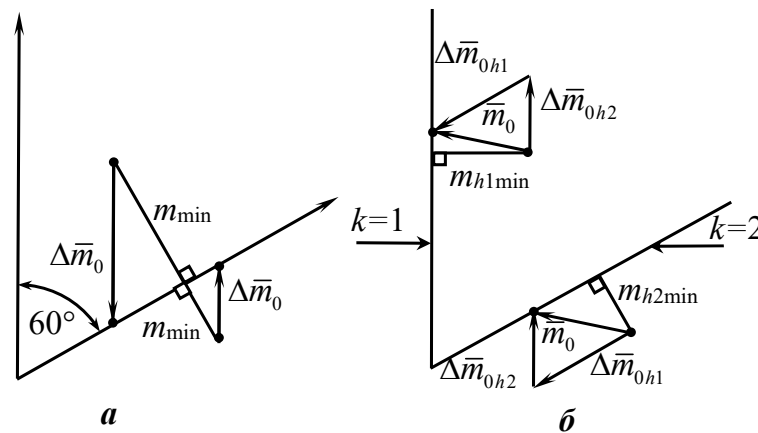


Рис. 3.3. Геометрична інтерпретація компоненти  $\bar{m}_0$

Принцип формування вектора  $\bar{m}_0$  проілюстровано на рис. 3.3. Кінець деякого вектора  $\bar{m}_h$  "триноги" може знаходитися збоку від сторони  $k$  обмежуючого трикутника, всередині нього чи зовні на відстані  $m_{hk} = \Delta m_{\min}$  (рис. 3.3a). Переміщення його до даної сторони здійснюється вздовж прилягаючої сторони трикутника на відстань

$$|\Delta \bar{m}_0| = \frac{m_{\min}}{\sin 60^\circ} = \frac{2}{\sqrt{3}} m_{\min}, \quad (3.29)$$

віддаляючи (якщо він зовні) чи наближаючи (якщо він всередині) до вершини трикутника, що утворюється двома даними сторонами і є протилежною до третьої сторони, яка паралельна бісектрисі поточного сектора. Таке переміщення здійснюється одночасно вздовж двох сторін трикутника відносно двох екстремальних векторів (трьох як окремий випадок), кінці яких максимально віддалені зовні чи максимально наближені всередині трикутника до цих сторін і будуть на них переміщені (рис. 3.3б).

Порядок формування вектора нульової послідовності наступний. Спочатку обчислюються просторові вектори  $\bar{m}_h$  на підставі (3.27) або (3.28) при  $\bar{m}_0 = 0$  та здійснюється обернена трансформація (3.7) для елементів керуючої матриці. Потім для поточного сектора розташування просторового вектора вхідної напруги МП визначаються мінімальні в алгебраїчному сенсі (тобто крайні зліва на числовій осі) елементи стовбців керуючої матриці, які актуальні для поточного сектора, і за їх допомогою розраховується просторовий вектор нульової послідовності  $\bar{m}_0$ .

Далі обчислюється матриця

$$\Delta M = \operatorname{Re} \left\{ \bar{m}_0 \begin{bmatrix} 1 & \bar{a}^2 & \bar{a} \\ 1 & \bar{a}^2 & \bar{a} \\ 1 & \bar{a}^2 & \bar{a} \end{bmatrix} \right\}, \quad (3.30)$$

яка додається до раніше розрахованої керуючої матриці:

$$M = M_{\bar{m}_0=0} + \Delta M. \quad (3.31)$$

Вектори нульової послідовності та додаткові матриці (3.30) для кожного сектора окремо наведено в наступних виразах.

$$\text{Для } \alpha_{in} \in \left[ 0, \frac{\pi}{3} \right] \text{ або } \alpha_{in} \in \left[ \pi, \frac{4\pi}{3} \right] \text{ (сектори I + IV):}$$



$$\bar{m}_0 = (2/\sqrt{3})e^{j\frac{\pi}{2}} \left( m_{h3\min} + m_{h1\min} e^{j\frac{\pi}{3}} \right),$$

$$\Delta M = \begin{bmatrix} -m_{h1\min} & m_{h1\min} + m_{h3\min} & -m_{h3\min} \\ -m_{h1\min} & m_{h1\min} + m_{h3\min} & -m_{h3\min} \\ -m_{h1\min} & m_{h1\min} + m_{h3\min} & -m_{h3\min} \end{bmatrix}. \quad (3.32)$$

Для  $\alpha_{in} \in \left[ \frac{\pi}{3}, \frac{2\pi}{3} \right]$  або  $\alpha_{in} \in \left[ \frac{4\pi}{3}, \frac{5\pi}{3} \right]$  (сектори II + V):

$$\bar{m}_0 = (2/\sqrt{3})e^{-j\frac{\pi}{6}} \left( m_{h2\min} + m_{h3\min} e^{j\frac{\pi}{3}} \right),$$

$$\Delta M = \begin{bmatrix} m_{h2\min} + m_{h3\min} & -m_{h2\min} & -m_{h3\min} \\ m_{h2\min} + m_{h3\min} & -m_{h2\min} & -m_{h3\min} \\ m_{h2\min} + m_{h3\min} & -m_{h2\min} & -m_{h3\min} \end{bmatrix}. \quad (3.33)$$

Для  $\alpha_{in} \in \left[ \frac{2\pi}{3}, \pi \right]$  або  $\alpha_{in} \in \left[ \frac{5\pi}{3}, 2\pi \right]$  (сектори III + VI):

$$\bar{m}_0 = (2/\sqrt{3})e^{-j\frac{5\pi}{6}} \left( m_{h1\min} + m_{h2\min} e^{j\frac{\pi}{3}} \right),$$

$$\Delta M = \begin{bmatrix} -m_{h1\min} & -m_{h2\min} & m_{h1\min} + m_{h2\min} \\ -m_{h1\min} & -m_{h2\min} & m_{h1\min} + m_{h2\min} \\ -m_{h1\min} & -m_{h2\min} & m_{h1\min} + m_{h2\min} \end{bmatrix}. \quad (3.34)$$

На рис. 3.4, як приклад, зображено початкове положення "триноги", яке розраховане для  $\bar{m}_0 = 0$  і фазового положення просторового вектора вхідної напруги МП у третьому секторі для поєднання параметрів  $q=0,8$ ,  $b=0,2$ ,  $\cos \phi_{out}=0,8$ ,  $\alpha_{out}=140^\circ$ , а також результуюче положення після визначення вектора нульової послідовності відповідно до виразу (3.34)  $\bar{m}_0 = 0,183 \angle 43,2^\circ$  і зміщення кінців векторів "триноги" на  $\bar{m}_0$ . Після цього початкова матриця керуючих функцій коригується згідно з виразами (3.31), (3.34) і може бути реалізована для керування ключами МП.

Для визначення діапазону регулювання вхідного реактивного струму

(вхідної реактивної потужності) МП потрібно для кожного значення параметрів керування  $q$  і  $b$  в координатах робочої точки (активна та реактивна складові або  $\cos \phi_{out}$  навантаження) перевірити можливість реалізації цих параметрів при довільних значеннях фазових положень вхідних та вихідних векторів  $\alpha_{in}$  та  $\alpha_{out}$ , що відображає розташування просторових векторів "триноги" всередині обмежуючого трикутника, включаючи його сторони.

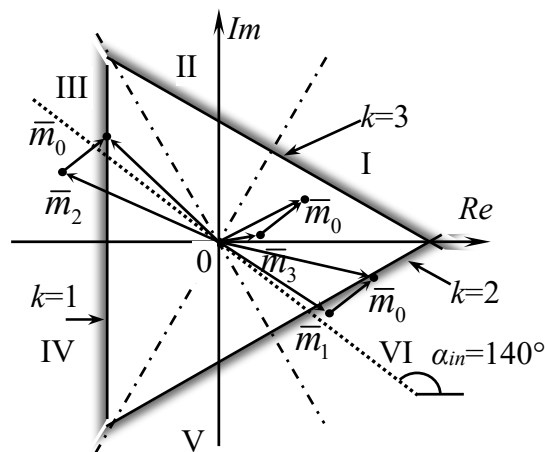


Рис. 3.4. Початкове і результуюче положення просторових векторів керуючих функцій

Алгоритм отримання максимальної вхідної реактивної потужності в залежності від співвідношення активної і реактивної складових потужності навантаження шляхом перебору параметрів є тривіальним, а результат його застосування (у відносних одиницях) наведено на рис. 3.5. Достовірність досліджень підтверджується співпадінням отриманих результатів з висновками у [141–143, 145]. Відносні потужності на рис. 3.5 дорівнюють:  $\tilde{P} = q \cos \phi_{out}$ ,  $\tilde{Q} = q \sin \phi_{out}$ ,  $\tilde{Q}_{in} = b$ .

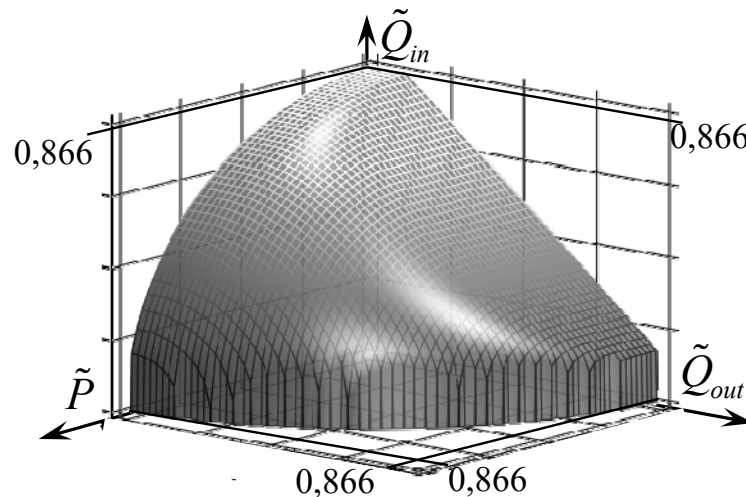


Рис. 3.5. Максимальний діапазон керування МП

Моделювання також показало, що реалізація максимального коефіцієнта  $b$  передачі вихідного струму в реактивну складову вхідного струму можлива з використанням виразу (3.27) незалежно від вільного члена в загальному розв'язку передатних рівнянь відносно просторових векторів "триноги" (3.28).

На рис. 3.6 показано криві миттєвих значень складових системи вихідної напруги  $u_0$ , яка сформована за рахунок  $\bar{m}_0$  згідно з виразом (3.13), і вихідних фазних напруг відносно нульової точки мережі живлення.

На рис. 3.7 показано криву вхідного фазного струму, яку реалізовано за допомогою запропонованого алгоритму керування МП, до і після фільтрації. Струм має реактивну складову, тому крива струму зсунута відносно кривої вхідної фазної напруги.

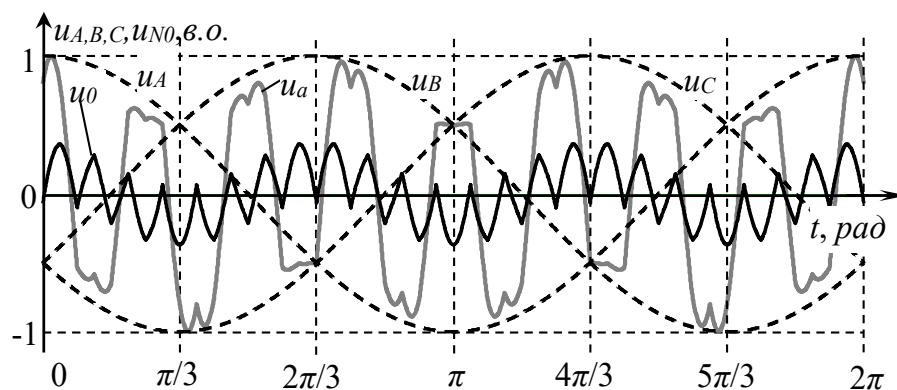


Рис. 3.6. Криві миттєвих значень складових системи вихідної напруги  $u_0$

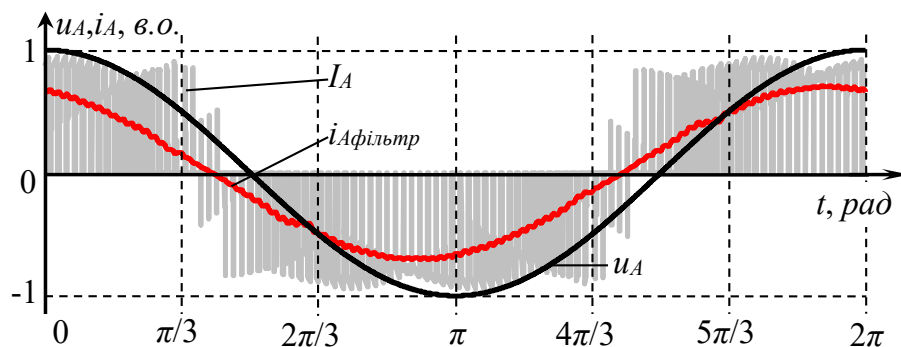


Рис. 3.7. Вхідний фазний струму, який реалізовано за допомогою запропонованого алгоритму керування МП, до і після фільтрації

Запропоновано підхід, що формалізує і значно спрощує процес формування матриці керуючих функцій МП шляхом безпосереднього завдання потрібного коефіцієнта передачі відносно реактивної складової вхідного струму МП і визначення необхідної для реалізації цього коефіцієнта складової нульової послідовності керуючих функцій. В результаті алгоритм формування керуючих функцій МП для заданих коефіцієнтів зведено до простих математичних дій при обчисленні додаткових матриць (3.32), (3.33) або (3.34).

Вільний член в розв'язку передатних рівнянь не впливає на досягнення максимального значення коефіцієнта передачі вихідного струму в реактивну складову вхідного струму МП. Його роль може проявитися, наприклад, в додатковому переміщенні векторів з метою їх розташування в екстремальних положеннях [141, 142] для оптимізації комутаційних процесів силової схеми МП, тому є темою окремого дослідження.

### 3.2 Передача реактивної потужності в двоступеневих перетворювачах

В даний час матричні перетворювачі прийнято класифікувати як традиційні МП ("conventional AC-AC matrix converter") і двоступеневі МП

("sparse matrix converter"). Способи модуляції в традиційних МП поділяють на пряме перетворення частоти [147, 148] і непряме перетворення частоти [149, 150]. Для непрямого перетворення частоти схему МП можна умовно розбити на ланку випрямлення і безпосередньо приєднану до неї ланку інвертування [150]. Фізичну реалізацію такого представлення показано у вигляді топології двоступеневого перетворювача на рис. 3.8.

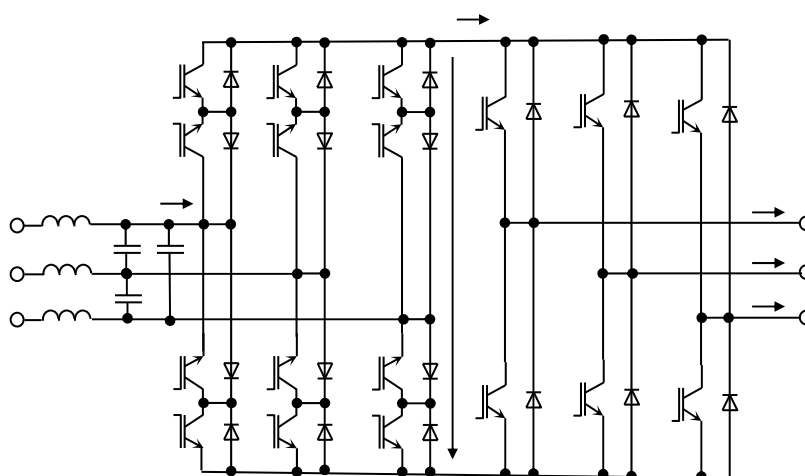


Рис. 3.8. Топологія двоступеневого МП

Основними перевагами двоступневих МП можна вважати більш просту апаратну реалізацію (в тому числі варто зазначити значне спрощення вузлів захисту) і менш складне керування (зокрема, легше вирішується проблема безпечної комутації двонаправлених ключів в зв'язку з можливістю здійснювати комутації при нульовому струмі через ключі) [151, 152].

Незважаючи на проведені досить вичерпні дослідження двоступневих МП, все ще залишаються деякі аспекти, які потребують додаткового описання. Одним з таких аспектів є можливість передачі реактивного струму з боку навантаження на вхід перетворювача. Так, наприклад, реактивний струм МПЖ міг би бути використаний для компенсації ємнісного реактивного струму в конденсаторах вхідного фільтра.

Найпомітнішою роботою в цьому напрямку є [153]. Основна ідея, запропонована в ній для отримання такого алгоритму, полягає в тому, що цикл

широтно-імпульсної модуляції (ШІМ), що традиційно використовується, варто розширити додатковим інтервалом для формування реактивного струму. Потім обидва інтервали зливаються в комбінований алгоритм формування модуляційного циклу. Також треба зазначити, що такий підхід не обмежується тільки застосуванням в двоступеневих МП, але може бути використаний і в традиційних МП.

Протягом кожного циклу ШІМ вихідна напруга перетворювача формується з двох лінійних напруг мережі, які позначимо як  $u_{v\delta}$  і  $u_{v\gamma}$ . При цьому в ланці постійного струму по черзі протікають струми вхідних фаз  $\beta$  і  $\gamma$ , що замикаються на фазу  $\nu$ .

У разі чисто індуктивного навантаження додатні та від'ємні імпульси струму в ланці постійного струму компенсують один одного (за площею імпульсів у часі), в результаті чого середні за один цикл ШІМ значення струмів ланки постійного струму і вхідних фаз дорівнюють нулю. Відповідно, при зсуві фаз між вихідними напругою і струмом  $\Phi_2 = \pm\pi/2$  неможливо сформувати основну гармоніку вхідного фазного струму. Це можна показати геометрично на векторній діаграмі (рис. 3.9). Наприклад, для кутового розташування вектора вихідної напруги  $\varphi_2 = \pi/3$  в ланці постійного струму протікає лише струм  $-i_c$ . Відомо також [150, 151], що в загальному випадку амплітуда основної гармоніки вхідного струму може бути визначена так

$$I_{1m} = k I_{2m} \cos \Phi_2,$$

де  $k$  – коефіцієнт модуляції.

Очевидно, що  $I_{1m} = 0$ , коли  $\cos \Phi_2 = 0$ .

Іншим особливим випадком є зсув фаз між вхідними напругою і струмом  $\Phi_1 = \pm\pi/2$ . При цьому середні за один цикл ШІМ значення і основна гармоніка вихідної напруги дорівнюють нулю. Геометричну інтерпретацію показано на

рис. 3.10. Загальне співвідношення між основною гармонікою вихідної напруги і вхідною напругою виражається формулою [151]

$$U_{2m}=kU_{1m}\cos\Phi_1, \quad (3.35)$$

що при даному зсуві фаз призводить до відсутності основних гармонік напруги і струму навантаження.

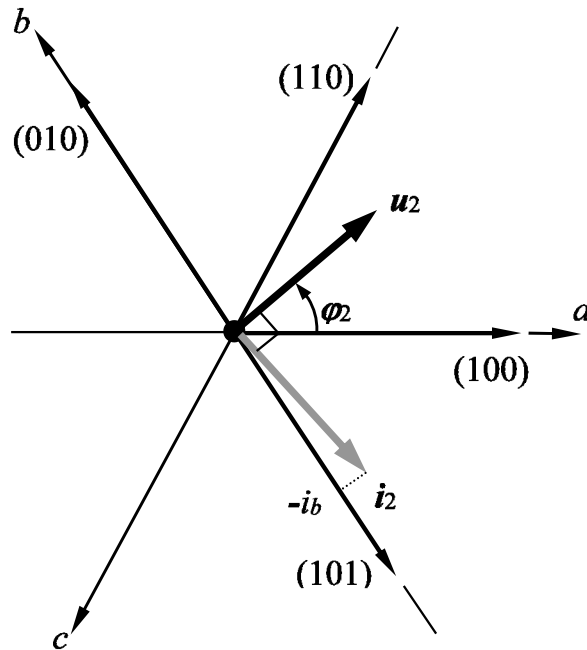


Рис. 3.9. Векторна діаграма при зсуві фаз між вихідними напругою і струмом  
 $\Phi_2=\pm\pi/2$

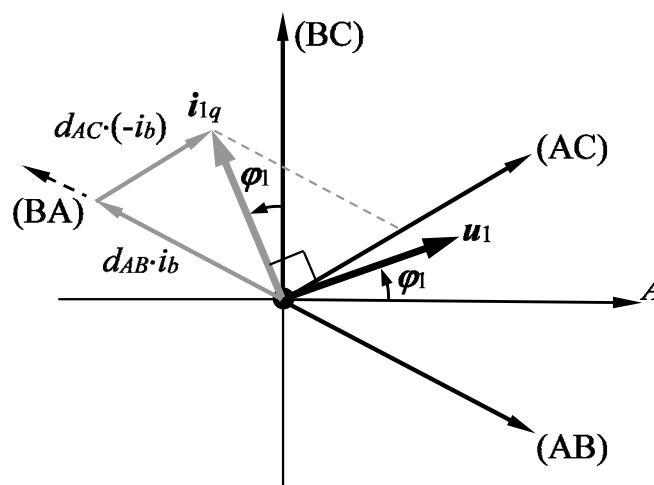


Рис. 3.10. Геометрична інтерпретація при зсуві фаз між вихідними напругою і струмом

Таким чином, є добре відома дилема: при дотриманні балансу потужностей для  $\Phi_2=+\pi/2$  і  $\Phi_1=-\pi/2$  (рис. 3.9 і 3.10) неможливо сформувати ні вихідну напругу, ні вхідний струм. Отже, при використанні традиційної ШІМ неможлива передача реактивної потужності з виходу на вхід перетворювача.

Основний принцип запропонованого в [153] підходу до розробки алгоритму для передачі реактивної потужності зводиться до поділу, тобто декомпозиції, формування вихідної напруги і вхідного струму. З цією метою додатковий інтервал (напівцикл) ШІМ використовується для формування реактивного струму на вході перетворювача, не зачіпаючи формування вихідної напруги.

На першому напівциклі ШІМ використовуються дві максимальні додатні лінійні напруги ( $u_{v\delta}=u_{AB}$  і  $u_{v\gamma}=u_{AC}$  на рис. 3.10). Послідовність станів МП, згідно з рис. 3.9, може бути, наприклад, такою [151–155]:

$$(110)_\delta - (100)_\delta - (000)_\delta - (000)_\gamma - (100)_\gamma - (110)_\gamma.$$

Тривалості кожного з цих станів визначаються умовою лінійного навантаження мережі

$$\frac{d_\delta}{d_\gamma} = \frac{u_\delta}{u_\gamma} \quad (3.36)$$

і необхідним вектором вихідної напруги (рис. 3.9). В [155] запропоновано порядок розрахунку відносних тривалостей  $d_{100}$ ,  $d_{110}$  і т.д. за результатами спостереження за миттєвими значеннями фазних напруг мережі.

Середнє значення випрямленої напруги за час одного циклу ШІМ з урахуванням (3.36) дорівнює

$$u = \text{const} = U_d = \left| d_\delta (u_v - u_\delta) + d_\gamma (u_v - u_\gamma) \right| = d_\delta \frac{\Delta}{|u_\delta|} = d_\gamma \frac{\Delta}{|u_\gamma|}, \quad (3.37)$$

де  $\Delta = u_\delta^2 + u_\gamma^2 - (u_\delta + u_\gamma)u_v$ .



З урахуванням пульсацій випрямленої напруги і заданого вектора вихідної напруги (рис. 3.9) отримаємо

$$\begin{aligned} d_{100} &= k \frac{U_d |u_v|}{\Delta} \cdot \frac{\sin \pi(\pi/3 - \phi_2)}{\sin(\pi/3)}, \\ d_{110} &= k \frac{U_d |u_v|}{\Delta} \cdot \frac{\sin \pi(\phi_2)}{\sin(\pi/3)}. \end{aligned} \quad (3.38)$$

Далі, на рис. 3.10 показано окреме формування вектора реактивного струму  $i_{lq}$  з двох відповідних дискретних вхідних струмів (AB) і (AC) на другому напівциклі. Обидва цих дискретних вектори струму формуються за максимальних миттєвих значень фазного струму ланки інвертування (в даному випадку  $-i_b$ ). Тут доречно зазначити, що від'ємний вектор вхідного струму (BA) реалізується максимальним від'ємним вихідним фазним струмом (в даному випадку  $i_b$ ), який отримано шляхом інвертування стану вихідної ланки (010 замість 101 на рис. 3.9). Послідовність станів на другому напівциклі ШІМ в продовження першого може бути наступною [153]:

$$(010)_\gamma - (000)_\gamma - (000)_\delta - (101)_\delta.$$

Аналітичні вирази для відносних тривалостей  $d_\delta = d_{AB}$  і  $d_\gamma = d_{AC}$  можливо отримати, виходячи з геометричних співвідношень (рис. 3.10). Згідно з теоремою синусів

$$\frac{|i_{lq}|}{\sin(\pi/3)} = \frac{d_{AC}(-i_b)}{\sin(\pi/3 - \phi_1)} = \frac{d_{AB}i_b}{\sin(\pi/3 + \phi_1)}, \quad (3.39)$$

де фазний струм  $i_b$  дорівнює проекції вектора вихідного струму  $i_2$  на вісь  $b$  (рис. 3.9)

$$i_b = \operatorname{Re} \left\{ I_{2m} e^{j(\phi_2 - 2\pi/3 + \pi/2)} \right\} = I_{2m} \cos(\phi_2 - \pi/6). \quad (3.40)$$

На підставі (3.39) і (3.40) отримаємо

$$\begin{aligned}
 d_{AB} &= \frac{I_{1qm}}{I_{2m} \sin(\pi/3)} \frac{\cos(\phi_1 - \pi/6)}{\cos(\phi_2 - \pi/6)}, \\
 d_{AC} &= \frac{I_{1qm}}{I_{2m} \sin(\pi/3)} \frac{\cos(\phi_1 + \pi/6)}{\cos(\phi_2 - \pi/6)}.
 \end{aligned}
 \tag{3.41}$$

З іншого боку, за умовою декомпозиції додаткові імпульси струму не повинні впливати на формування вихідної напруги, що означає

$$\frac{d_\delta}{d\gamma} = \frac{u_{v\gamma}}{u_{v\delta}} \text{ або в даному випадку (рис. 3.10)}$$

$$\frac{d_{AB}}{d_{AC}} = \frac{u_{AC}}{u_{AB}}. \tag{3.42}$$

Умова (3.42) відповідає рівності нулю напруги в ланці постійного струму. Так, якщо

$$\begin{aligned}
 u_{AB} &= \sqrt{3}U_{1m} \cos(\phi_1 - \pi/6) \\
 u_{AC} &= \sqrt{3}U_{1m} \cos(\phi_1 + \pi/6),
 \end{aligned}
 \tag{3.43}$$

то з урахуванням (3.41) отримуємо

$$d_{AB} u_{AB} - d_{AC} u_{AC} = 0 \tag{3.44}$$

Формування реактивного струму на вході МП можливе також за допомогою векторів струму, що містять сектор, в якому розташовується необхідний вектор середнього на циклі ШІМ значення струму. На рис. 3.11 показано формування такого ж реактивного струму  $i_{1q}$ , як і на рис. 3.10, але за допомогою дискретних векторів (BA) і (BC). Це означає, що на другому напівциклі напруга формується з лінійних напруг мережі  $u_{AB}$  і  $u_{BC}$ , а не  $u_{AB}$  і  $u_{AC}$ , як було описано раніше.

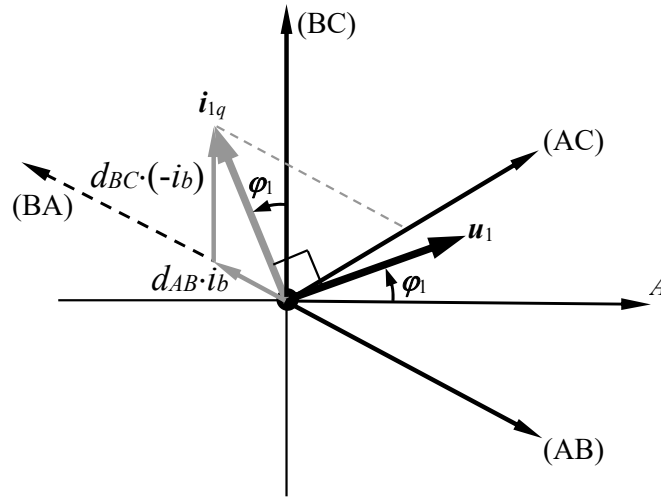


Рис. 3.11. Формування реактивного струму  $i_{1q}$ , за допомогою дискретних векторів (BA) і (BC)

За аналогією з попереднім випадком відносні тривалості можливо визначити на основі співвідношення

$$\frac{|i_{1q}|}{\sin(2\pi/3)} = \frac{d_{BC}(-i_b)}{\sin(\pi/3 - \phi_1)} = \frac{d_{AB}i_b}{\sin(\phi_1)}, \quad (3.45)$$

що з урахуванням (3.40) дозволяє отримати для  $\phi_1 \geq 0$

$$\begin{aligned} d_{AB} &= \frac{I_{1qm}}{I_{2m} \sin(2\pi/3)} \frac{\sin(\phi_1)}{\cos(\phi_2 - \pi/6)}, \\ d_{BC} &= \frac{I_{1qm}}{I_{2m} \sin(2\pi/3)} \frac{\cos(\phi_1 + \pi/6)}{\cos(\phi_2 - \pi/6)}, \end{aligned} \quad (3.46)$$

а для  $\phi_1 < 0$  -

$$\begin{aligned} d_{AC} &= \frac{I_{1qm}}{I_{2m} \sin(2\pi/3)} \frac{\sin(|\phi_1|)}{\cos(\phi_2 - \pi/6)}, \\ d_{CB} &= \frac{I_{1qm}}{I_{2m} \sin(2\pi/3)} \frac{\cos(|\phi_1| + \pi/6)}{\cos(\phi_2 - \pi/6)}. \end{aligned} \quad (3.47)$$

Умова декомпозиції виглядає так

$$\frac{d_{BC}}{d_{AC}} = \frac{u_{AC}}{u_{BC}}. \quad (3.48)$$

Послідовність станів МП на прикладі рис. 3.11 виглядає так [153]:

$$(010)_{AB} - (000)_{AB} - (000)_{BC} - (101)_{BC}.$$

В обох розглянутих варіантах формування реактивного струму можлива оптимізація алгоритму ШІМ після злиття напівциклів формування вихідної напруги і вхідного струму шляхом об'єднання інтервалів для однієї і тієї ж напруги мережі [153].

За рахунок введення додаткового інтервалу на циклі ШІМ для формування реактивного вхідного струму зменшується коефіцієнт передачі напруги МП, оскільки напруга на цьому інтервалі дорівнює нулю. Зменшення ж залежить від співвідношення  $I_{1qm} / I_{2m}$  таким чином, що чим це співвідношення більше, тим коефіцієнт передачі напруги менше.

Розглянемо алгоритм формування реактивного струму на вході перетворювача і, таким чином, споживання ним реактивної потужності для випадку чисто активного навантаження, тобто коли  $\Phi_2=0$ . Для представлення геометрично використовуємо векторні діаграми на рис. 3.10 і 3.12.

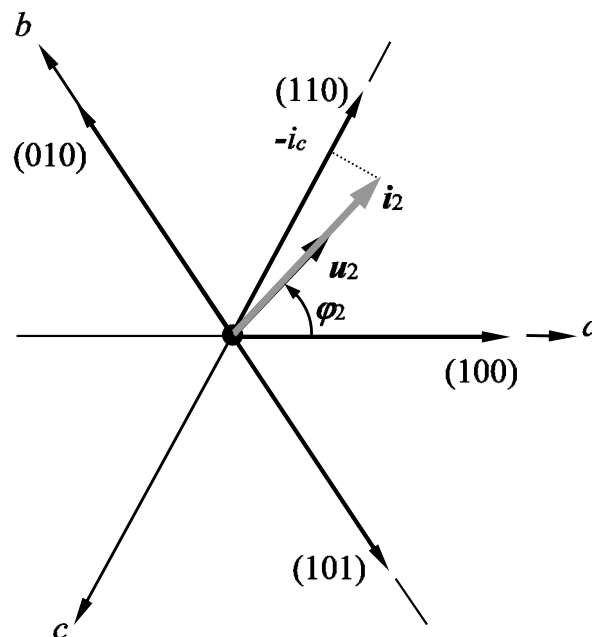


Рис. 3.12. Геометричне представлення

В даному випадку дискретні вектори струму (AB) і (AC) формуються при максимальному миттєвому значенні фазного струму ланки інвертування  $-i_c$ . Послідовність станів на другому напівциклі ШІМ (як продовження першого) може бути такою [154]:

$$(001)_\gamma - (000)_\gamma - (000)_\delta - (110)_\delta.$$

Відносні тривалості  $d_\delta = d_{AB}$  і  $d_\gamma = d_{AC}$  можливо отримати аналогічно, виходячи з геометричних співвідношень

$$\frac{|\mathbf{i}_{1q}|}{\sin(\pi/3)} = \frac{d_{AC}(-i_c)}{\sin(\pi/3 - \phi_1)} = \frac{d_{AB}i_c}{\sin(\pi/3 + \phi_1)}, \quad (3.49)$$

де фазний струм  $i_c$  дорівнює проекції на вісь з вектора вихідного струму  $\mathbf{i}_2$ , що збігається за напрямком з вектором вихідної напруги  $\mathbf{u}_2$  (рис. 3.12):

$$i_c = \operatorname{Re}\{I_{2m}e^{j(\phi_2)}\} = I_{2m} \cos(\phi_2). \quad (3.50)$$

На підставі (3.49) і (3.50) отримаємо

$$\begin{aligned} d_{AB} &= \frac{I_{1qm}}{I_{2m} \sin(\pi/3)} \frac{\cos(\phi_1 - \pi/6)}{\cos(\phi_2)}, \\ d_{AC} &= \frac{I_{1qm}}{I_{2m} \sin(\pi/3)} \frac{\cos(\phi_1 + \pi/6)}{\cos(\phi_2)}. \end{aligned} \quad (3.51)$$

Тепер для випадку чисто активного навантаження покажемо спосіб формування реактивного струму на вході МП за допомогою векторів струму, що містять сектор, в якому розташовується необхідний вектор середнього на циклі ШІМ значення струму (рис. 3.11).

За аналогією з попереднім випадком відносні тривалості можуть бути визначені на основі співвідношень (рис. 3.11)

$$\frac{|\mathbf{i}_{1q}|}{\sin(2\pi/3)} = \frac{d_{BC}(-i_c)}{\sin(\pi/3 - \phi_1)} = \frac{d_{AB}i_c}{\sin(\phi_1)}, \quad (3.52)$$

що з урахуванням (3.47) дозволяє отримати для  $\varphi_1 \geq 0$ :

$$\begin{aligned} d_{AB} &= \frac{I_{1qm}}{I_{2m} \sin(2\pi/3)} \frac{\sin(\phi_1)}{\cos(\phi_2)}, \\ d_{BC} &= \frac{I_{1qm}}{I_{2m} \sin(2\pi/3)} \frac{\cos(\phi_1 + \pi/6)}{\cos(\phi_2)}, \end{aligned} \quad (3.53)$$

а для  $\varphi_1 < 0$  -

$$\begin{aligned} d_{AC} &= \frac{I_{1qm}}{I_{2m} \sin(2\pi/3)} \frac{\sin(|\phi_1|)}{\cos(\phi_2)}, \\ d_{CB} &= \frac{I_{1qm}}{I_{2m} \sin(2\pi/3)} \frac{\cos(|\phi_1| + \pi/6)}{\cos(\phi_2)}. \end{aligned} \quad (3.54)$$

Умова декомпозиції (3.48) зберігається. Послідовність станів МП може бути такою:

$$(001)_{AB} - (000)_{AB} - (000)_{BC} - (110)_{BC}.$$

Проведений аналіз підтверджує можливість передачі реактивної потужності матричним перетворювачем за рахунок варіювання наборів стаціонарних векторів при формуванні просторових векторів вхідного струму і вихідної напруги.

### **3.3 Поліпшення форми вхідних струмів матричних перетворювачів в умовах несиметричної та/або несинусоїдальної системи напруг мережі**

Зважаючи на відсутність у силовій схемі проміжних накопичувачів електроенергії, матричний перетворювач характеризується одночасним формуванням системи вихідних напруг і системи вхідних струмів, отже, цей аспект повинен враховуватися під час вибору стратегії модуляції. За симетричної синусоїдальної системи напруг живлення загальноприйняті способи модуляції (так званий алгоритм Вентуріні, алгоритм векторної широтно-імпульсної модуляції) забезпечують синусоїдальність як вихідних

напруг, так і вхідних струмів, якщо відкинути пов'язані з комутацією силових ключів згідно з законом ШІМ високочастотні складові. За умов несиметричної та/або спотвореної системи напруг мережі живлення формування симетричної неспотвореної системи вихідних напруг у традиційних алгоритмах керування МП супроводжується спотворенням системи вхідних струмів і появою складових на неосновній частоті, а також складових зворотних послідовностей.

Проблематикою спотворення форми споживаних з мережі живлення струмів та оцінки показників їхньої якості дослідники почали займатися приблизно з середини 90-х років минулого сторіччя, тобто практично з початком появи інтенсивного інтересу до МП і зростанням кількості присвячених їм публікацій, що було пов'язано із загальним розвитком елементної бази сигової електроніки і виникненням можливості практичної реалізації нетрадиційних на той час перетворювачів. З того ж часу стали з'являтися і пропозиції щодо способів поліпшення якості вхідних струмів МП при їхньому живленні від неідеальної мережі, наприклад, у роботах [156–160]. Однак, ці пропозиції носили скоріше теоретичний характер і задавали загальний стратегічний напрямок, проте не були безпосередньо пов'язані з якими-небудь конкретними алгоритмами керування МП.

Обов'язковою функцією будь-якого трифазно-трифазного перетворювача частоти є формування симетричної системи синусоїдальних вихідних напруг (струмів) із заданими частотою і амплітудою, або ж просторового вектора вихідної напруги (струму) із заданими модулем і фазою, а в кінцевому підсумку, – в забезпеченні необхідного для даного навантаження в даний момент часу споживання потужності. Відповідно до балансу потужностей миттєва активна потужність на вході і виході МП дорівнює

$$p_i = \frac{3}{2} \bar{u}_i \bullet \bar{i}_i = \frac{3}{4} (\bar{u}_i \bar{i}_i^* + \bar{u}_i^* \bar{i}_i) = p_o = \frac{3}{2} \bar{u}_o \bullet \bar{i}_o = \frac{3}{4} (\bar{u}_o \bar{i}_o^* + \bar{u}_o^* \bar{i}_o) = \frac{3}{2} \hat{U}_o \hat{I}_o \cos \phi_o, \quad (3.55)$$

де  $\bar{u}_i = \hat{U}_i(t) e^{j\theta_i(t)}$ ,  $\bar{u}_o = \hat{U}_o(t) e^{j\theta_o(t)}$ ,  $\bar{i}_i = \hat{I}_i(t) e^{j[\theta_i(t) - \phi_i(t)]}$ ,  $\bar{i}_o = \hat{I}_o(t) e^{j[\theta_o(t) - \phi_o(t)]}$  –

просторові вектори вхідних і вихідних напруг і струмів, значок \* позначає комплексно сполучену величину.

На підставі (3.55) можна записати для вектора вхідного струму [157, 160]

$$\bar{i}_i = \frac{4}{3} \frac{p_o}{\bar{u}_i \bar{\psi}^* + \bar{u}_i^* \bar{\psi}} \bar{\psi}, \quad (3.56)$$

де  $\bar{\psi}$  – деякий опорний вектор, що збігається за напрямком з вектором вхідного струму, тобто  $\bar{\psi} \bullet j\bar{i}_i = 0$ .

В окремому випадку, коли вектор вхідного струму збігається за фазою з вектором вхідної напруги МП, він дорівнює

$$\bar{i}_i = \frac{2}{3} \frac{p_o}{\bar{u}_i^*}. \quad (3.57)$$

У загальному випадку годограф просторового вектора вхідної напруги МП може описувати не коло, як у випадку симетричної синусоїдальної мережі, а довільну криву (рис. 3.13, а), так що  $\hat{U}_i \neq \text{const}$ ,  $d\theta_i / dt \neq \text{const}$ . Зокрема, за несиметричної синусоїдальної мережі годограф описує еліпс. Для постійного навантаження МП співвідношення  $q = \hat{U}_o / \hat{U}_i$  (коефіцієнт передачі напруги) (рис. 3.13, а) стає змінною величиною, відповідно до нього відбувається модуляція активної складової вхідного струму і, як наслідок, модуляція за будь-яким обраним напрямком опорного вектора  $\bar{\psi}$ .

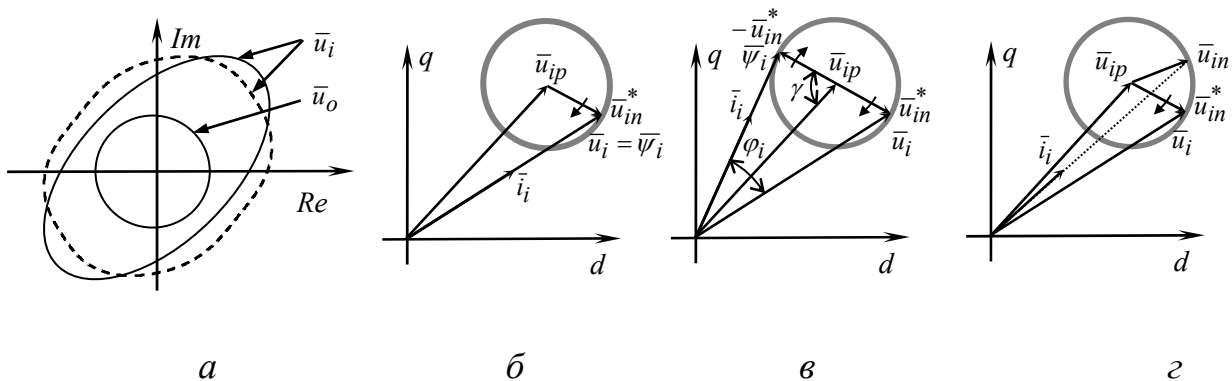


Рис. 3.13. Векторне представлення вхідного зсуву фаз для модуляції струму



Властивістю, притаманною МП, є здатність регулювати фазовий зсув між вхідними напругою і струмом і за рахунок цього регулювати амплітуду та фазове розташування просторового вектора вхідного струму по відношенню до його активної складової. Для традиційної стратегії модуляції напрямком вектора  $\bar{\psi}$  вибирається або таким, що збігається з напрямком вектора вхідної напруги ( $\varphi_i = 0$ ), або відхиленням від нього на деякий кут ( $\varphi_i \neq 0$ ), але в будь-якому випадку  $\varphi_i = \text{const}$ . Для поліпшення форми вхідного струму МП при відхиленнях напруг мережі живлення від ідеальних параметрів (або відхиленнях, що не вкладаються в допустимі, відповідно до норм) було запропоновано вибирати напрямок для модуляції вектора вхідного струму МП змінним залежно від поточного фазового розташування різних складових вектора вхідної напруги або їхніх поєднань, тобто здійснювати так звану динамічну модуляцію [156, 159].

### 3.3.1 Несиметрична система синусоїдальних напруг живлення

Просторовий вектор напруги несиметричної мережі живлення є сумою симетричних складових прямої та зворотної послідовностей

$$\bar{u}_i = \bar{u}_{ip} + \bar{u}_{in}^* = \bar{U}_{ip} e^{j\omega_i t} + \bar{U}_{in}^* e^{-j\omega_i t} = \hat{U}_{ip} e^{j(\omega_i t + \alpha_{ip})} + \hat{U}_{in} e^{-j(\omega_i t + \alpha_{in})}, \quad (3.58)$$

$$\text{де } \bar{U}_{ip} = \frac{1}{3} (\hat{U}_a e^{j\alpha_a} + \bar{a} \hat{U}_b e^{j\alpha_b} + \bar{a}^2 \hat{U}_c e^{j\alpha_c}), \quad \bar{U}_{in} = \frac{1}{3} (\hat{U}_a e^{j\alpha_a} + \bar{a}^2 \hat{U}_b e^{j\alpha_b} + \bar{a} \hat{U}_c e^{j\alpha_c}),$$

$$\bar{a} = e^{j2\pi/3}.$$

На основі інформації про складові напруги кутове положення вектора вхідного струму може задаватися трьома різними способами [156, 158–160]:

$$\bar{\psi} = \hat{\psi} e^{j\vartheta_i} = \bar{U}_{ip} e^{j\omega_i t} + \bar{U}_{in}^* e^{-j\omega_i t} = \bar{u}_{ip} + \bar{u}_{in}^*; \quad (3.59)$$

$$\bar{\psi} = \hat{\psi} e^{j\vartheta_i} = \bar{U}_{ip} e^{j\omega_i t} - \bar{U}_{in}^* e^{-j\omega_i t} = \bar{u}_{ip} - \bar{u}_{in}^*; \quad (3.60)$$

$$\bar{\psi} = \hat{\psi} e^{j\vartheta_i} = \bar{U}_{ip} e^{j\omega_i t} + \bar{U}_{in} e^{j\omega_i t} = \bar{u}_{ip} + \bar{u}_{in}, \quad (3.61)$$

$$\text{де } \bar{U}_{in} = \frac{1}{3} (\hat{U}_a e^{j\alpha_a} + \bar{a}^2 \hat{U}_b e^{j\alpha_b} + \bar{a} \hat{U}_c e^{j\alpha_c}).$$

Векторне представлення вхідного зсуву фаз для модуляції струму відповідно до цих трьох способів показано на рис. 3.13, б-г.

Перший з цих способів є вже згадуваним традиційним, другий спосіб забезпечує синусоїдальну форму вхідних струмів, але за рахунок підвищення діючих значень, а третій деякою мірою займає проміжне положення між першим та другим за гармонічним складом і діючим значенням струму.

Для другого способу (3.60) (рис. 3.13, в), підставляючи (6) у (2), отримаємо

$$\bar{i}_i = \frac{2}{3} \frac{P_o}{\bar{u}_{ip} \bar{u}_{ip}^* - \bar{u}_{in} \bar{u}_{in}^*} (\bar{u}_{ip} - \bar{u}_{in}^*) = \frac{2}{3} \frac{P_o}{\hat{U}_{ip}^2 - \hat{U}_{in}^{*2}} (\bar{U}_{ip} e^{j\omega_i t} - \bar{U}_{in}^* e^{-j\omega_i t}). \quad (3.62)$$

У векторі вхідного струму присутня зворотна послідовність (система струмів несиметрична), однак струми синусоїдальні, оскільки немає вищих гармонік.

### 3.3.2 Симетрична система несинусоїдальних напруг живлення

Просторовий вектор напруги симетричної несинусоїдальної мережі живлення є сумою

$$\bar{u}_i = \bar{U}_{ip} e^{j\omega_i t} + \sum_h \bar{U}_{ih} e^{jh\omega_i t}, \quad (3.63)$$

де  $h = 3n + 1$ ,  $n = \pm 1, \pm 2, \dots$ , а просторовий вектор вхідного струму представлений виразом [157]

$$\bar{i}_i = \frac{2}{3} \frac{P_o}{\bar{U}_{ip}^*} \left\{ e^{j\omega_i t} + \sum_{k=1}^{\infty} \left( -\frac{\bar{U}_{ih}^*}{\bar{U}_{ip}^*} \right)^k e^{-j[k(h-1)-1]\omega_i t} \right\}. \quad (3.64)$$

З виразу (3.64) видно, що гармонічний склад вектора представлено рядом,

збіжність якого визначається співвідношенням  $\left| \bar{U}_{ih}^* \right| / \left| \bar{U}_{ip}^* \right|$ . Можна також відзначити, що пряма послідовність гармонічних складових вхідної напруги визначає зворотну послідовність гармонічних складових вхідного струму, і навпаки. Поліпшення гармонічного складу можливе за рахунок динамічної модуляції за напрямом вектора, що враховує домінуючу неосновну гармонічну складову напруги.

### 3.3.3 Несиметрична система несинусоїдальних напруг живлення

При незначних спотвореннях кривих напруги несиметричної системи може бути використана апроксимація, заснована на припущенні про лінеаризацію просторового вектора вхідної напруги МП комбінацією з двох векторів, перший з яких представлено системою симетричних складових, а другий – порівняно малим вектором спотворення. При такому припущенні вектори вхідних напруги та струму МП, а також опорний модуляційний вектор [157] можуть бути записані як

$$\begin{cases} \bar{u}_i = \bar{U}_{ip} e^{j\omega_i t} + \Delta \bar{u}_i, \\ \bar{i}_i = \frac{2p_o}{3\bar{U}_{ip}^*} e^{j\omega_i t} + \Delta \bar{i}_i, \\ \bar{\psi} = \bar{U}_{ip} e^{j\omega_i t} + \Delta \bar{\psi}. \end{cases} \quad (3.65)$$

Підстановка цих векторів у (3.56) приводить до виразу

$$\bar{i}_i = \frac{2p_o}{3\bar{U}_{ip}^*} \left( e^{j\omega_i t} + \frac{\Delta \bar{\psi} - \Delta \bar{u}_i}{\bar{U}_{ip}} - \frac{\Delta \bar{\psi}^* + \Delta \bar{u}_i^*}{\bar{U}_{ip}^*} e^{j2\omega_i t} \right). \quad (3.66)$$

З виразу (3.66) можуть бути сформульовані наступні можливі стратегії модуляції:

$$\Delta \bar{\psi} = \Delta \bar{u}_i; \quad (3.67)$$

$$\Delta \bar{\psi} = -\Delta \bar{u}_i; \quad (3.68)$$

$$\Delta \bar{\psi} = 0. \quad (3.69)$$

В останньому випадку вектор вхідного струму модулюється у фазі з прямою послідовністю основної складової вектора вхідної напруги  $\bar{U}_{ip}$ .

За допомогою викладеного аналітичного підходу на основі згаданої лінеаризації виконано узагальнений гармонічний аналіз вхідного струму МП для методів (3.67) – (3.69) [157]. З оцінки якості вхідного струму МП в умовах несиметрії і спотворень системи напруг мережі живлення при симетричному навантаженні може бути зроблено такі висновки:

- перша стратегія забезпечує мінімальне діюче значення трифазного вхідного струму;
- друга стратегія краща у випадку, коли очікується велике значення коефіцієнта несиметрії вхідних напруг, і вона може повністю компенсувати гармоніки струму;
- третя стратегія приводить до зменшення коефіцієнта гармонік та може бути застосована за жорстких вимог до якості вхідного струму.

Кожна стратегія динамічної модуляції вхідного струму МП з метою наближення його форми до синусоїдальної або поліпшення його показників за окремими критеріями ґрунтується на припущенні, що амплітуда та фаза споживаних навантаженням струмів відомі у будь-який момент часу, що використовується для зчитування інформації, тобто просторовий вектор вихідного струму МП є заданою вхідною величиною для системи керування перетворювачем та визначення параметрів керування. Інваріантною до навантаження перетворювача величиною є реактивна потужність, що споживається з мережі та регулюється у деякому діапазоні для кожної робочої точки. Робоча точка визначається співвідношенням активної і реактивної складових потужності навантаження. Отже, динамічна модуляція вхідного струму, що не позначається на навантаженні, можлива виключно шляхом модуляції його реактивної складової.

Традиційний спосіб регулювання вхідного коефіцієнта потужності МП за рахунок фазового зсуву модулюючої функції ШІМ щодо напруги мережі живлення обмежено відомим співвідношенням  $q \leq \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \phi_i$ . Розширення діапазону регулювання вхідної реактивної потужності МП реалізується способом [161, 162] безпосереднього завдання коефіцієнта передачі вихідного струму в реактивну складову вхідного струму (в елементи  $m_{hk}$  матриці керуючих функцій ключів МП на кожному такті ШІМ)

$$m_{hk} = A_{hk} + m_{0k}, \quad (3.70)$$

$$\text{де } A_{hk} = \frac{1}{3} + \frac{2}{3} \operatorname{Re} \left\{ \bar{a}^{1-k} \left( e^{j\theta_i} q \cos \left[ \theta_o - (h-1) \frac{2\pi}{3} \right] - jb \cos \left[ \theta_o - \phi_o - (h-1) \frac{2\pi}{3} \right] \right) \right\}, \quad (3.71)$$

$h=1,2,3$  – номери вихідних фаз МП,  $k=1,2,3$  – номери вхідних фаз,  $b = q \cos \phi_o \tan \phi_i$  – коефіцієнт передачі вихідного струму в реактивну складову вхідного струму,  $m_{0k}$  – складові нульової послідовності просторових векторів керуючих функцій, які згідно із запропонованим алгоритмом визначаються з табл. 3.1

Таблиця 3.1

**Процедура визначення складових нульової послідовності просторових векторів керуючих функцій**

| <b>Сектор</b> \ <b><math>m_{0k}</math></b>                          | <b><math>m_{01}</math></b> | <b><math>m_{02}</math></b> | <b><math>m_{03}</math></b> |
|---------------------------------------------------------------------|----------------------------|----------------------------|----------------------------|
| <b>I ∨ IV:</b> $\theta_i \in [0, \pi/3] \vee [\pi, 4\pi/3]$         | $-A_{h1\min}$              | $A_{h1\min} + A_{h3\min}$  | $-A_{h3\min}$              |
| <b>II ∨ V:</b> $\theta_i \in [\pi/3, 2\pi/3] \vee [4\pi/3, 5\pi/3]$ | $A_{h2\min} + A_{h3\min}$  | $-A_{h2\min}$              | $-A_{h3\min}$              |
| <b>III ∨ VI:</b> $\theta_i \in [2\pi/3, \pi] \vee [5\pi/3, 2\pi]$   | $-A_{h1\min}$              | $-A_{h2\min}$              | $A_{h1\min} + A_{h2\min}$  |

У випадку, коли просторовий вектор вихідного струму МП відомий,

просторовий вектор вхідного струму дорівнює [161, 162]:

$$\bar{i}_i = (q \cos \phi_o - jb) \hat{I}_o e^{j\theta_i} = \frac{\hat{U}_o \hat{I}_o \cos \phi_o}{\hat{U}_i} [1 - j \tan(\theta_i - \vartheta_i)], \quad (3.72)$$

де  $\theta_i - \vartheta_i = \phi_i$  – фазовий зсув між вхідними просторовими векторами напруги та струму, тобто між векторами  $\bar{u}_i$  та  $\bar{\psi}$ .

Таким чином, динамічна модуляція обумовлює залежність

$$b = f(\phi_i) = \frac{\hat{U}_o \cos \phi_o}{\hat{U}_i} \tan(\theta_i - \vartheta_i). \quad (3.73)$$

Реактивна складова вхідного струму обмежена відомим діапазоном в енергетичних координатах (активна потужність, вихідна і вхідна реактивні потужності МП) [161].

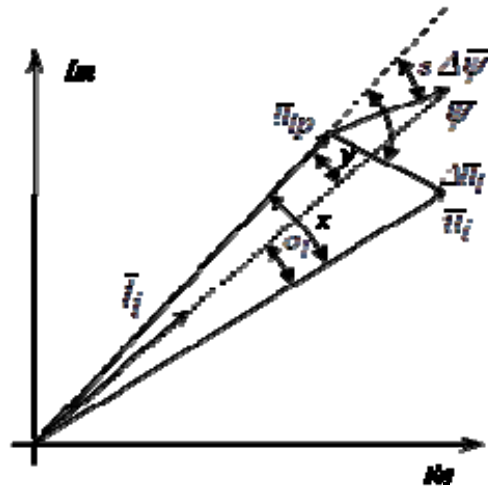


Рис. 3.14. Компоненти просторового вектора вхідної напруги МП

У всіх розглянутих стратегіях модуляції реактивної складової просторового вектора вхідного струму визначальним фактором, крім співвідношення амплітуд, є кутові співвідношення між вектором складової прямої послідовності (основної гармоніки) вхідної напруги МП  $\bar{u}_{ip} = \hat{U}_{ip} e^{j(\omega_i t + \alpha_{ip})}$ , модуляційним вектором  $\bar{\psi} = \hat{U}_{ip} e^{j(\omega_i t + \alpha_{ip})} + \Delta \bar{\psi}$  і вектором спотворення

$\Delta \bar{u}_i = \Delta \hat{U} e^{j\Delta\theta_i}$ , під яким мається на увазі складова зворотної послідовності або сума вищих гармонічних складових (чи те й інше разом). Для узагальнення варіантів введемо такі позначення (рис. 3.14):  $\gamma = \omega_i t + \alpha_{ip} - \Delta\theta_i$  – фазовий зсув між векторами  $\bar{u}_{ip}$  і  $\Delta \bar{u}_i$ ;  $\varepsilon$  – фазовий зсув між векторами  $\bar{u}_{ip}$  і  $\Delta \bar{\psi}$ .

Фазовий зсув між вхідними просторовими векторами напруги та струму  $\phi_i$  дорівнює різниці двох кутів: між векторами  $\bar{u}_{ip}$  та  $\bar{u}_i = \bar{u}_{ip} + \Delta \bar{u}_i$  (кут  $x$ ), а також між векторами  $\bar{u}_{ip}$  та  $\bar{\psi}$  (кут  $y$ ). Для знаходження  $\tan \phi_i$  скористаємось відомою з тригонометрії формулою:  $\tan(x - y) = \frac{\tan x - \tan y}{1 + \tan x \tan y}$ .

З розгляду геометричної конфігурації (рис. 3.14) випливає, що  $\tan x = \Delta \hat{U}_i \sin \gamma / (\hat{U}_{ip} + \Delta \hat{U}_i \cos \gamma)$ ,  $\tan y = \Delta \hat{U}_i \sin \varepsilon / (\hat{U}_{ip} + \Delta \hat{U}_i \cos \varepsilon)$  і далі після перетворень

$$\tan \phi_i = \frac{k_u^2 \sin(\gamma - \varepsilon) + k_u \sin \gamma - k_u \sin \varepsilon}{k_u^2 \cos(\gamma - \varepsilon) + k_u \cos \gamma + k_u \cos \varepsilon + 1}, \quad (3.74)$$

де  $k_u = \Delta \hat{U}_i / \hat{U}_{ip}$  коефіцієнт, який характеризує спотворення напруги. Враховуючи, що:

$$q = \frac{\hat{U}_o}{\hat{U}_i} = \frac{\hat{U}_o}{\sqrt{\hat{U}_{ip}^2 + \Delta \hat{U}^2 + 2\hat{U}_{ip}\Delta \hat{U} \cos \gamma}} = \frac{\hat{U}_o}{\hat{U}_{ip} \sqrt{1 + k_u^2 + 2k_u \cos \gamma}}, \quad (3.75)$$

отримаємо

$$b = \frac{\hat{U}_o \cos \phi_o}{\hat{U}_{ip} \sqrt{1 + k_u^2 + 2k_u \cos \gamma}} \frac{k_u^2 \sin(\gamma - \varepsilon) + k_u \sin \gamma - k_u \sin \varepsilon}{k_u^2 \cos(\gamma - \varepsilon) + k_u \cos \gamma + k_u \cos \varepsilon + 1}. \quad (3.76)$$

Якщо  $\Delta \bar{\psi} = \Delta \bar{u}_i$ , то напрямок вектора вхідного струму збігається з напрямком вектора вхідної напруги МП, тобто  $\phi_i = 0 = \text{const}$  і, таким чином, модуляція реактивної складової струму відсутня.

У випадку, коли  $\Delta\bar{\psi} = -\Delta\bar{u}_i$ , фазовий зсув між векторами  $\bar{u}_{ip}$  і  $\Delta\bar{\psi}$   $\varepsilon = \gamma \pm \pi$ , а коефіцієнт передачі вихідного струму в реактивну складову вхідного струму дорівнює

$$b = \frac{2k_u \hat{U}_o \cos \phi_o \sin \gamma}{\hat{U}_{ip} [1 - k_u^2] \sqrt{1 + k_u^2 + 2k_u \cos \gamma}}. \quad (3.77)$$

$$\text{У випадку } \Delta\bar{\psi} = 0 \text{ слід врахувати, що } \tan \phi_i = \frac{\Delta\hat{U}_i \sin \gamma}{\hat{U}_{ip} + \Delta\hat{U}_i \cos \gamma} = \frac{k_u \sin \gamma}{1 + k_u \cos \gamma}$$

(рис. 3.14), а тому

$$b = \frac{k_u \hat{U}_o \cos \phi_o \sin \gamma}{\hat{U}_{ip} (1 + k_u \cos \gamma) \sqrt{1 + k_u^2 + 2k_u \cos \gamma}}. \quad (3.78)$$

Реалізація можливостей щодо динамічної модуляції вхідного струму МП добре ілюструється на прикладі живлення перетворювача від несиметричної синусоїдальної мережі. Перший зі згаданих способів модуляції (3.59) (рис. 3.13, б) відповідає завданню реактивної складової вхідного струму МП  $b = 0$ . Для другого способу фазовий зсув між вхідними просторовими векторами напруги та струму  $\phi_i$  є зсувом між векторами, що дорівнюють сумі (3.58) і різниці (3.60) симетричних складових прямої та зворотної послідовностей напруги. Іншими словами,  $\Delta\bar{u}_i = \bar{u}_{in}^*$ ,  $\Delta\bar{\psi} = -\Delta\bar{u}_i = -\bar{u}_{in}^*$ , і рис. 3.14 може бути трансформований у рис. 3.13, в, а коефіцієнт передачі струму відповідає формулі (3.77). Фазовий зсув між векторами  $\bar{u}_{ip}$  і  $\bar{u}_{in}^*$  дорівнює  $\gamma = 2\omega_i t + \alpha_{ip} + \alpha_{in}$ , тоді вираз (3.77) набуває вигляду

$$b = \frac{2k_u \hat{U}_o \cos \phi_o \sin(2\omega_i t + \alpha_{ip} + \alpha_{in})}{\hat{U}_{ip} (1 - k_u^2) \sqrt{1 + k_u^2 + 2k_u \cos(2\omega_i t + \alpha_{ip} + \alpha_{in})}}. \quad (3.79)$$

де  $k_u = \hat{U}_{in} / \hat{U}_{ip}$  коефіцієнт несиметрії системи напруг, оскільки  $\Delta\hat{U}_i = \hat{U}_{in}$ .

Амплітуда кривої  $b=f(t)$  дорівнює:



$$|b|_{\max} = \frac{2k_u \hat{U}_o \cos \phi_o}{\hat{U}_{ip} (1 - k_u^2) \sqrt{1 + k_u^2}}; \text{ але } |b|_{\max} \leq \frac{\sqrt{3} k_u \cos \phi_o}{(1 + k_u) \sqrt{1 + k_u^2}}, \text{ оскільки } \frac{\hat{U}_o}{\hat{U}_{ip}} \leq \frac{\sqrt{3}}{2} (1 - k_u). (3.80)$$

Сімейство кривих, що наочно ілюструють вираз (3.80), наведено на рис. 3.15. Приклад часової діаграми  $b = f(\omega_i t)$  відповідно до виразу (3.79) наведено на рис. 3.16 для таких параметрів:  $U_o / U_{ip} = 0,75$ ,  $\cos \phi_o = 0,8$ ,  $k_u = 0,15$ ,  $\alpha_{ip} = 0$ ,  $\alpha_{in} = 40^\circ$ . На цьому прикладі видно нелінійність і періодичність кривої, частота якої дорівнює подвоєній частоті мережі, причому крива кососиметрична на півперіоді мережевої напруги.

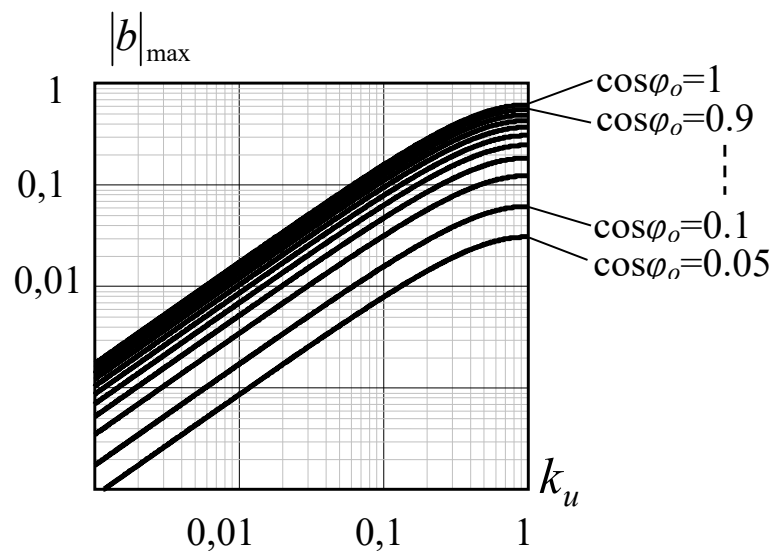


Рис. 3.15. Сімейство кривих для максимальних значень в залежності від коефіцієнта несиметрії

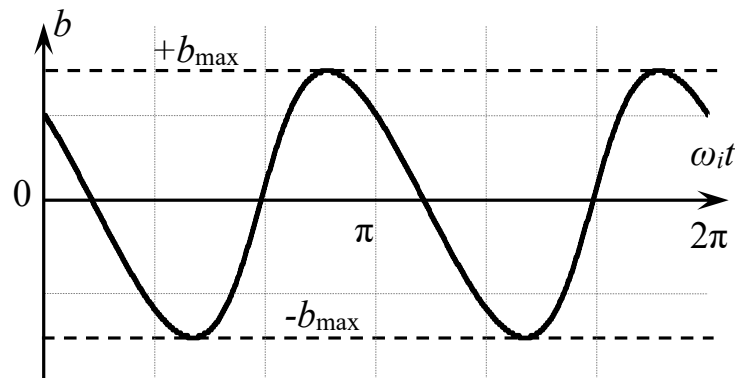


Рис. 3.16. Приклад часової діаграми  $b = f(\omega_i t)$

На рис. 3.16 побудовано годографи просторових векторів вхідної напруги МП, вхідного струму за відсутності реактивної складової, що відповідає способу модуляції за формулою (3.59) (рис. 3.13, б), годограф реактивної складової, який за формою відповідає годографу кривої на рис. 3.16, і, нарешті, результуючий годограф, який отримується додаванням у вхідний струм реактивної складової і відповідає способу (3.60) (рис. 3.13, в). Цей приклад наочно демонструє технологію динамічної модуляції, що дозволяє формувати несиметричну систему синусоїдальних вхідних струмів МП.

Часові розгортки, що відповідають виділенню дійсної частини вищезгаданих годографів і наведені на рис. 3.18, також служать для ілюстрації описаної технології.

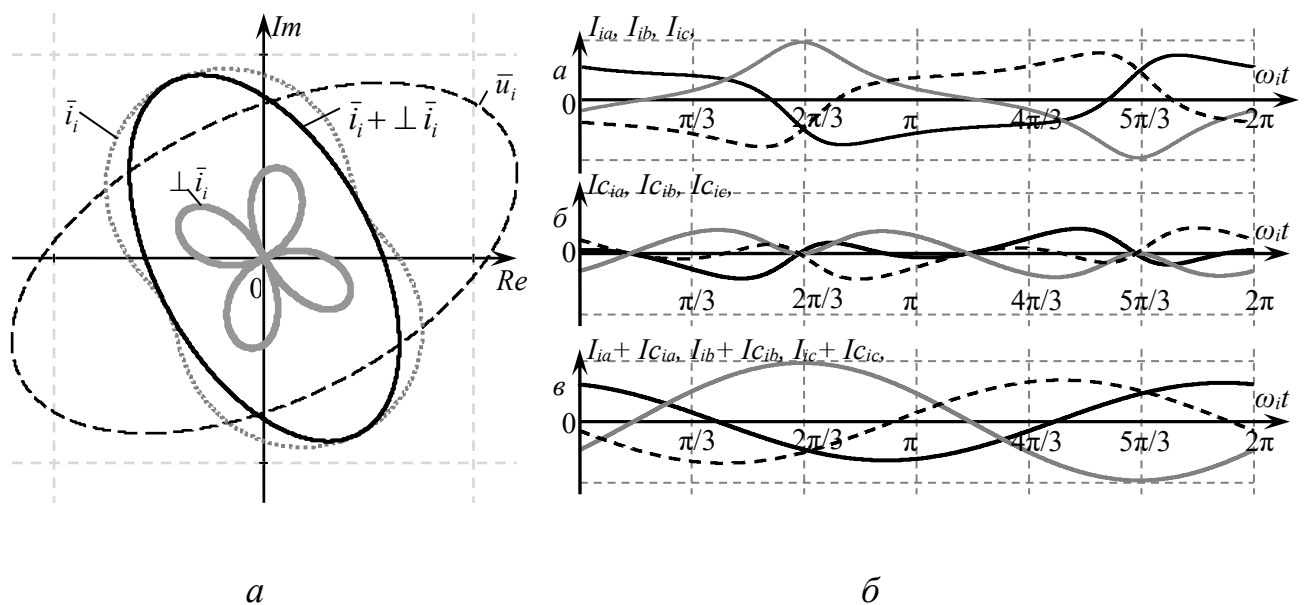


Рис. 3.17. Годографи просторових векторів вхідної напруги МП, вхідного струму за відсутності реактивної складової (а) і часові діаграми, що відповідають виділенню дійсної частини цих годографів

Показані на рис. 3.17 і рис. 3.18 криві ілюструють вихідні теоретичні положення, є гладкими та відповідають усередненим миттєвим значенням для кожного циклу ШІМ. Результати моделювання з урахуванням реального дискретного формування цих кривих шляхом комутацій ключів МП згідно з алгоритмом керування, в основу якого покладено вирази (3.70), (3.71) і табл.

3.1, наведено на рис. 3.18 і табл. 3.2.

Таким чином, моделювання показало дієвість вищевикладеного підходу до поліпшення форми вхідних струмів МП в умовах живлення від несиметричної системи напруг. Реальне поліпшення якості вхідних струмів з урахуванням комутацій підтверджується їх спектральним складом та розрахованими значеннями коефіцієнта гармонік  $\text{THD}_f$  вхідного струму.

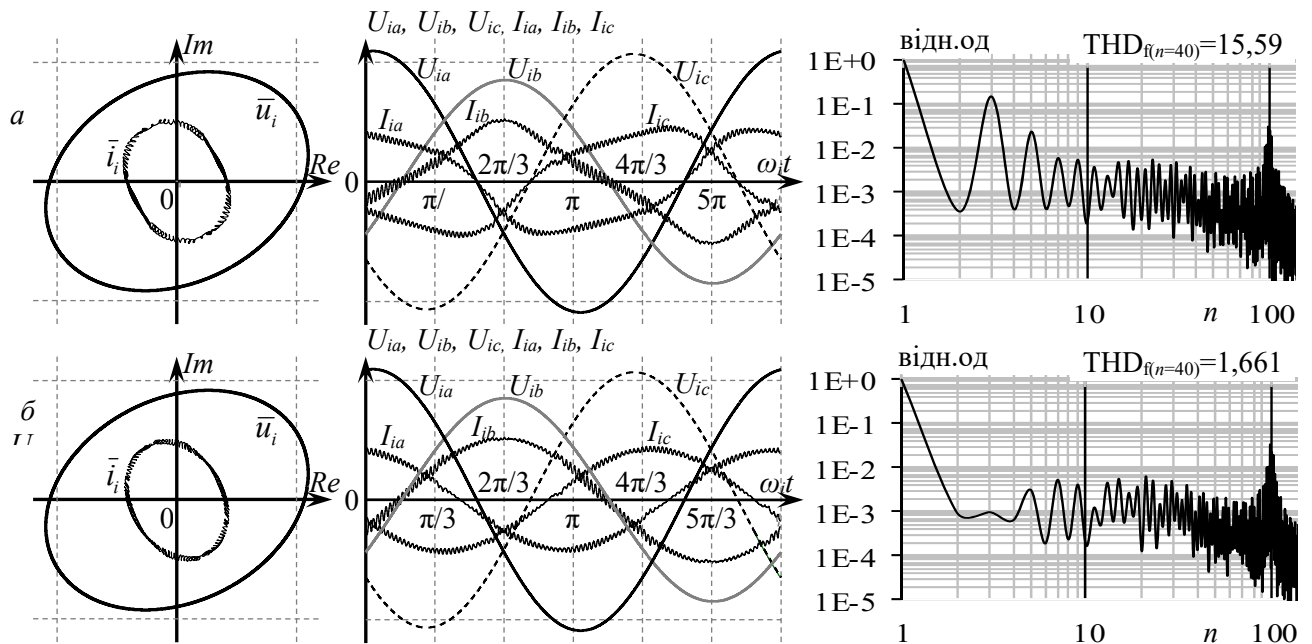


Рис. 3.18. Годографи просторових векторів вхідної напруги МП, вхідного струму, часові діаграми, що відповідають виділенню дійсної частини цих годографів, та спектральний склад вхідного струму

Таблиця 3.2

**Коефіцієнти гармонік вхідних струмів МП**

| Параметр               | Без компенсації | З компенсацією |
|------------------------|-----------------|----------------|
| $\text{THD}_{f40}$     | 15,59           | 1,6618         |
| $\text{THD}_{r40}$     | 15,41           | 1,6615         |
| $\text{THD}_{f\infty}$ | 16,36           | 5,249          |
| $\text{THD}_{r\infty}$ | 16,14           | 5,242          |

Для третього способу модуляції (3.61) (рис. 3.13, з) фазові зсуви між векторами  $\bar{u}_{ip}$  та  $\Delta\bar{u}_i = \bar{u}_{in}^*$  і  $\Delta\bar{\psi} = \bar{u}_{in}$  дорівнюють:  $\gamma = 2\omega_i t + \alpha_{ip} + \alpha_{in}$  і  $\varepsilon = \alpha_{ip} - \alpha_{in} = \text{const}$  відповідно, тобто відносно вектора  $\bar{u}_{ip}$  модулюється фазове положення тільки однієї сторони кута  $\phi_i$  (рис. 3.14 збігається з рис. 3.13, з) на відміну від другого способу (3.60) (рис. 3.13, в).

У цьому випадку вираз (3.76) перетворюється до вигляду

$$b = \frac{2k_u \hat{U}_o \cos \phi_o \sin(\omega_i t + \alpha_{in}) [\cos(\omega_i t + \alpha_{ip}) + k_u \cos(\omega_i t + \alpha_{in})]}{\hat{U}_{ip} [1 + 2k_u \cos(\omega_i t + \alpha_{ip}) \cos(\omega_i t + \alpha_{in}) + k_u^2 \cos 2(\omega_i t + \alpha_{in})] \sqrt{1 + k_u^2 + 2k_u \cos(2\omega_i t + \alpha_{ip} + \alpha_{in})}}. \quad (3.81)$$

Середній за період вхідний коефіцієнт потужності для розглянутих варіантів модуляції напрямку вектора вхідного струму в умовах несиметричної синусоїдальної мережі дорівнює одиниці. Якщо дозволяє робоча точка МП та коефіцієнт несиметрії або ступінь спотворення мережі живлення, то можливе регулювання вхідного коефіцієнта потужності в допустимих для даних умов межах, тобто  $b=f(t)$  може мати постійну складову.

### 3.4 Формування вхідного струму матричного перетворювача в умовах спотворень напруги мережі

У випадку, коли просторовий вектор вихідного струму МП  $\bar{i}_o$  відомий, просторовий вектор вхідного струму дорівнює [161, 162]:

$$\bar{i}_i = (q \cos \phi_o - jb) \hat{I}_o e^{j\theta_i} = q[1 - j \tan \phi_i] \hat{I}_o \cos \phi_o e^{j\theta_i}, \quad (3.82)$$

де  $q$  – коефіцієнт передачі напруги,  $\phi_o$  та  $\phi_i$  – поточні кути зсуву фаз між просторовими векторами напруги та струму на виході та на вході МП,  $\theta_i$  – поточне значення кутового положення просторового вектора вхідної напруги,  $\hat{I}_o$  – модуль просторового вектора вихідного струму,

$$b = q \cos \varphi_o \tan \varphi_i \quad (3.83)$$

– коефіцієнт передачі вихідного струму в реактивну складову вхідного струму, який входить до складу елементів матриці керуючих функцій силовими ключами МП [161, 162].

Динамічна модуляція параметра  $b$  здійснюється за рахунок зміни кутового співвідношення між вектором складової прямої послідовності (основної гармоніки) вхідної напруги МП  $\bar{u}_{ip} = \hat{U}_{ip} e^{j(\omega_i t + \alpha_{ip})}$ , модуляційним (опорним) вектором  $\bar{\psi} = \hat{U}_{ip} e^{j(\omega_i t + \alpha_{ip})} + \Delta \bar{\psi}$  і вектором спотворення  $\Delta \bar{u}_i = \Delta \hat{U} e^{j\Delta \theta_i}$ , під яким мається на увазі складова зворотної послідовності або сума вищих гармонічних складових (чи те й інше разом). В підрозділі 3.3 наведено загальні формули для розрахунку параметра  $b$  при виборі можливих співвідношень  $\Delta \bar{\psi} = 0$  і  $\Delta \bar{\psi} = \pm \Delta \bar{u}_i$ , а також детально розглянуто приклад живлення перетворювача від несиметричної синусоїдальної мережі. Розглянемо живлення від симетричної системи спотворених напруг при наявності в них вищих гармонічних складових.

Якщо  $\Delta \bar{\psi} = \Delta \bar{u}_i$ , то напрямок вектора вхідного струму збігається з напрямком вектора вхідної напруги МП, тобто  $\varphi_i = 0 = \text{const}$  і, таким чином, модуляція реактивної складової струму відсутня.

У випадку, коли  $\Delta \bar{\psi} = -\Delta \bar{u}_i$  і  $\Delta \bar{\psi} = 0$ , коефіцієнт передачі вихідного струму в реактивну складову вхідного струму дорівнює [162]:

$$b = \frac{2k_u \hat{U}_o \cos \varphi_o \sin \gamma}{\hat{U}_{ip} [1 - k_u^2] \sqrt{1 + k_u^2 + 2k_u \cos \gamma}} \quad (3.84)$$

або

$$b = \frac{k_u \hat{U}_o \cos \varphi_o \sin \gamma}{\hat{U}_{ip} (1 + k_u \cos \gamma) \sqrt{1 + k_u^2 + 2k_u \cos \gamma}} \quad (3.85)$$

відповідно, де  $\gamma$  – поточний кут між векторами  $\bar{u}_{ip}$  і  $\Delta \bar{u}_i$ ,  $\hat{U}_o$  і  $\hat{U}_{ip}$  – амплітуди

вихідної напруги та основної гармоніки вхідної напруги,  $k_U = |\Delta u_i| / \hat{U}_{ip}$  – коефіцієнт спотворення вхідної напруги МП.

Таблиця 3.3

**Домінуючі складові вхідної напруги МП та вхідного струму**

| $N_{\text{гарм}}$ | $U_i\%$ | $\angle^\circ U_i$ | $I_i\%$ | $I_{\text{mod}}\%$ |
|-------------------|---------|--------------------|---------|--------------------|
| 1                 | 100     | 0                  | 100     | 100                |
| 5                 | 5.6     | 20                 | 2.05    | 3.02               |
| 7                 | 2.3     | 90                 | 5.76    | 2.93               |
| 11                | 2.7     | 169                | 1.50    | 0.61               |
| 13                | 1.7     | -179               | 2.55    | 0.78               |
| 17                | 1.6     | -69                | 0.87    | 0.24               |
| 19                | 1       | -70                | 1.35    | 0.40               |

Моделювання вхідних струмів МП показало перевагу способу модуляції параметра  $b$  за співвідношенням (3.85) при довільному наборі гармонічного складу напруг мережі живлення, тому наведені результати відповідають цьому способу. В процесі моделювання виявлено значну залежність форми вхідних струмів не тільки від наявних амплітуд гармонічних складових напруги, але й від початкових фаз цих складових, що не дозволило отримати узагальнену оцінку ступеня поліпшення якості вхідних струмів. З цієї причини для вихідних даних при моделюванні взято результати вимірювання гармонічного складу трифазної системи напруг реального промислового об'єкта. В табл. 3.3 зведено домінуючі складові вхідної напруги МП та вхідного струму (у відсотках до основної гармоніки), при «жорсткому» алгоритмі з постійним вхідним зсувом фаз та при алгоритмі з динамічною модуляцією цього зсуву. Параметри керування та навантаження МП:  $\hat{U}_o / \hat{U}_{ip} = 0,7$ ;  $\cos \varphi_o = 0,8$ .

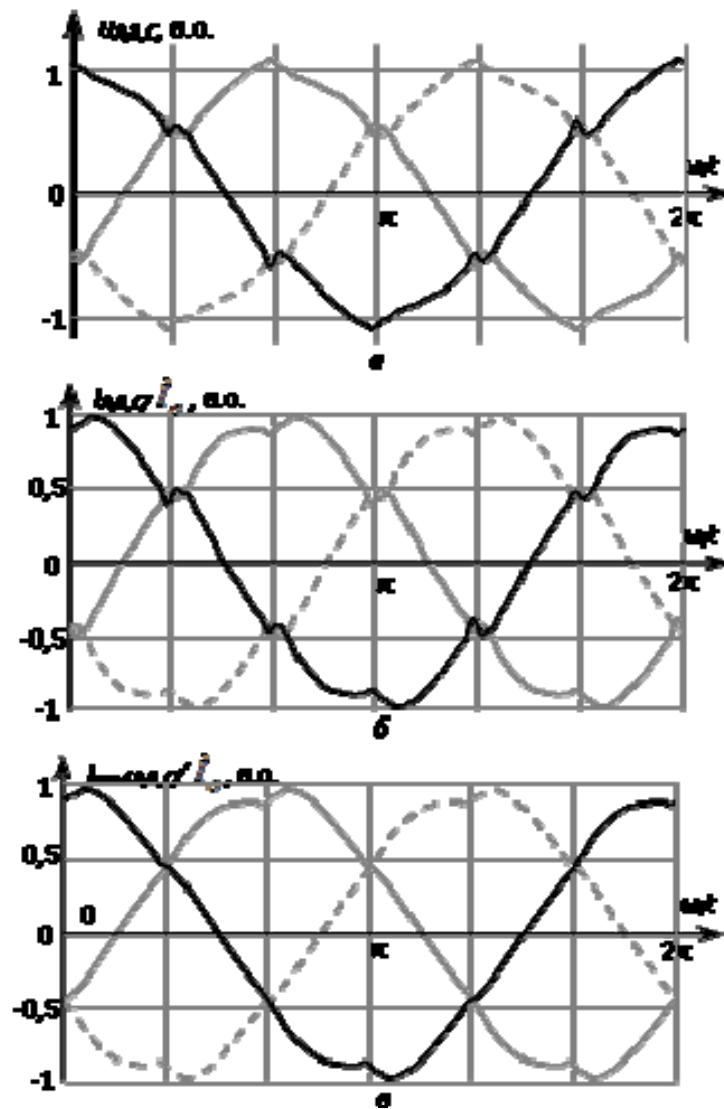


Рис. 3.19. Криві напруг мережі живлення (*а*), спотвореного вхідного струму (*б*), вхідного струму з динамічною модуляцією (*в*)

На рис. 3.19, *а* зображено криві напруг мережі живлення, *б* – криві спотвореного вхідного струму, *в* – криві вхідного струму з динамічною модуляцією. На рис. 3.20 в логарифмічному масштабі показано порівняльну діаграму гармонічного складу вхідного струму для «жорсткого» алгоритму та для алгоритму з динамічною модуляцією. Для кривих, зображених на рис. 3.19, *б* та *в*, розраховано сумарний коефіцієнт гармонік струму  $THDi$ .

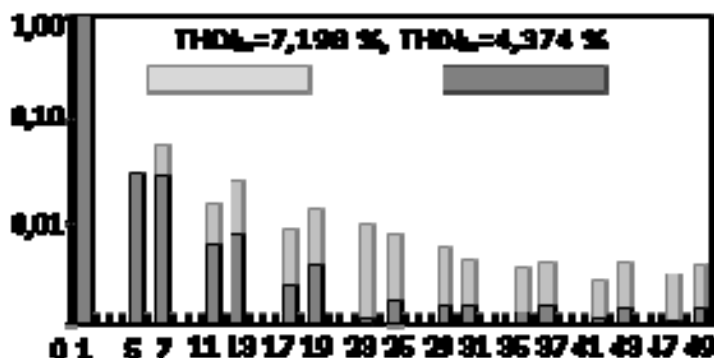


Рис. 3.20. Порівняльна діаграма гармонічного складу вхідного струму

### 3.5 Висновки до розділу 3

1. Загальною базою розглянутих варіантів поліпшення якості вхідних струмів МП є вибір напрямку просторового вектора струму по відношенню до просторового вектора вхідної напруги за тими чи іншими критеріями, які пов'язані з гармонічним складом напруги і коефіцієнтом несиметрії за наявності зворотної послідовності основної гармоніки. Оскільки всі складові вхідної напруги і їх співвідношення між собою є функціями часу, то фазовий зсув між просторовими векторами напруги і струму також є не постійним, а змінюється протягом періоду за тим чи іншим правилом або алгоритмом.

2. Варіація напрямку вектора струму неможлива без керування його реактивною складовою. Спосіб керування вхідною реактивною потужністю МП безпосередньо впливає на показники якості споживаних з мережі струмів.

3. Показано, за якими ознаками встановлюється зв'язок між модуляцією напрямку просторового вектора вхідного струму і безпосереднім завданням та реалізацією його реактивної складової.

4. Запропоновано підхід, що формалізує і значно спрощує процес формування матриці керуючих функцій МП шляхом безпосереднього завдання



потрібного коефіцієнта передачі відносно реактивної складової вхідного струму МП і визначення необхідної для реалізації цього коефіцієнта складової нульової послідовності керуючих функцій. В результаті алгоритм формування керуючих функцій МП для заданих коефіцієнтів зведено до простих математичних дій при обчисленні додаткових матриць.

5. Вільний член в розв'язку передатних рівнянь не впливає на досягнення максимального значення коефіцієнта передачі вихідного струму в реактивну складову вхідного струму МП.

6. Підтверджено можливість передачі реактивної потужності матричним перетворювачем за рахунок варіювання наборів стаціонарних векторів при формуванні просторових векторів вхідного струму і вихідної напруги.

7. Продемонстровано підвищення якості вхідного струму МП за допомогою наведених в розділі підходів в умовах спотворення напруг мережі живлення на прикладі реального промислового об'єкту.

---

Посилання [140–162] див. список використаних джерел стор. 303–306.

## РОЗДІЛ 4

### КОМПЕНСАЦІЯ НЕСИМЕТРІЇ ТА НЕСИНУСОЇДАЛЬНОСТІ ГЕНЕРОВАНИХ СТРУМІВ МАШИНИ ПОДВІЙНОГО ЖИВЛЕННЯ В УМОВАХ ПІДКЛЮЧЕННЯ НЕЛІНІЙНИХ НАВАНТАЖЕНЬ

В більшості досліджень керування МПЖ розглядається за умови симетричної системи напруг мережі [163, 164]. Але на практиці в багатьох випадках виникає несиметрія напруг мережі. Якщо система керування МПЖ не буде враховувати цю несиметрію, то струми статора можуть мати значну несиметрію навіть при невеликій несиметрії напруг мережі. Несиметричні струми, в свою чергу, створюють умови для пульсацій моменту МПЖ і нерівномірного нагрівання трифазної обмотки статора. В результаті така вітрогенеруюча установка повинна бути відключена від мережі при несиметрії напруг трифазного джерела.

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

Традиційно для керування струмами ротора МПЖ використовуються АС-DC-АС двонаправлені перетворювачі, розраховані тільки на частину номінальної потужності МПЖ [164, 165]. В останні роки спостерігається зростаючий інтерес до перетворювачів з безпосереднім перетворенням енергії, з синусоїдальними вхідними і вихідними струмами без пасивних компонентів у

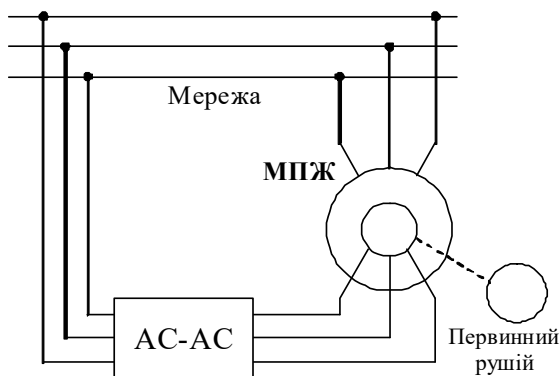


Рис. 4.1. Блок-схема  
МПЖ

колі постійного струму. Одним з таких перетворювачів є матричний перетворювач (МП) (рис. 4.1). МП має ряд переваг у порівнянні з іншими типами перетворювачів частоти: просто забезпечується двонаправлений потік енергії, що дозволяє здійснювати роботу на швидкостях нижче і вище синхронної; є

можливість формування кривих вхідних і вихідних струмів зі сприятливим вмістом вищих гармонік і відсутністю субгармонік.

Алгоритми компенсації впливу несиметрії напруг мережі на роботу МПЖ достатньо повно розглянуто в літературі, але вони зосереджені на роботі з АС-DC-АС двонаправленими перетворювачами [99, 166–170], в той час як робота МП у складі МПЖ при несиметрії напруг мережі має свої особливості.

В даному розділі досліджуються алгоритми керування МПЖ при несиметрії та несинусоїдальності напруг мережі, викликаних підключенням нелінійних навантажень до точки загального підключення.

#### 4.1 Алгоритм керування машиною подвійного живлення при несиметрії напруг мережі

Еквівалентна двофазна модель симетричної МПЖ, за умови лінійності магнітних кіл і симетричному живленні, представлена в синхронній системі координат  $d$ - $q$ , має вигляд [131]:

$$\begin{aligned} \dot{\varepsilon} &= \omega, \\ \dot{\omega} &= \frac{1}{J} \left( \frac{3}{2} L_m \vec{i}_1^T \vec{J} \vec{i}_2 - v\omega - M_n \right), \end{aligned} \quad (4.1)$$

$$\begin{pmatrix} \dot{\vec{i}}_1 \\ \dot{\vec{i}}_2 \end{pmatrix} = \mathbf{L}^{-1} \begin{pmatrix} -\mathbf{R}_1 \vec{i}_1 - \omega_0 \mathbf{J} (\mathbf{L}_1 \vec{i}_1 + \mathbf{L}_m \vec{i}_2) + \vec{u}_1 \\ -\mathbf{R}_2 \vec{i}_2 - (\omega_0 - \omega) \mathbf{J} (\mathbf{L}_m \vec{i}_1 + \mathbf{L}_2 \vec{i}_2) + \vec{u}_2 \end{pmatrix}, \quad (4.2)$$

$$\dot{\varepsilon}_0 = \omega_0. \quad (4.3)$$

Індекси 1, 2 використовуються для позначення змінних статора і ротора відповідно; змінні  $\varepsilon, \omega$  – кутове положення і швидкість ротора,  $M_n$  – момент навантаження,  $\vec{u}_1 = (u_{1d}, u_{1q})^T$ ,  $\vec{u}_2 = (u_{2d}, u_{2q})^T$ ,  $\vec{i}_1 = (i_{1d}, i_{1q})^T$ ,  $\vec{i}_2 = (i_{2d}, i_{2q})^T$  – вектори напруг і струмів статора та ротора, змінна  $\varepsilon_0$  – кутове положення системи координат  $d$ - $q$  щодо стаціонарної системи координат статора  $a$ - $b$ ; індекси  $d, q$  вказують на компоненти векторів у системі координат  $d$ - $q$ .

Параметри електричної машини визначено таким чином:

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

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

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

Струми і потокозчеплення співвідносяться як

$$\begin{aligned} \psi_{1d} &= L_1 i_{1d} + L_m i_{2d}, \\ \psi_{1q} &= L_1 i_{1q} + L_m i_{2q}. \end{aligned} \quad (4.4)$$

Еквівалентна двофазна модель симетричної МПЖ, представленої в системі координат ( $d$ - $q$ ), орієнтованій за вектором напруги статора, має вигляд

$$\begin{aligned}
\dot{\varepsilon} &= \omega, \\
\dot{\omega} &= \frac{1}{J} \left( \mu p_n (\psi_{1q} i_{2d} - \psi_{1d} i_{2q}) - M_H \right), \\
\dot{\psi}_{1d} &= -\alpha_1 \psi_{1d} + \omega_1 \psi_{1q} + \alpha_1 L_m i_{2d} + U_m, \\
\dot{\psi}_{1q} &= -\alpha_1 \psi_{1q} - \omega_1 \psi_{1d} + \alpha_1 L_m i_{2q}, \\
\dot{i}_{2d} &= -\gamma_2 i_{2d} + \omega_2 i_{2q} + \alpha_1 \beta \psi_{1d} - \beta p_n \omega \psi_{1q} - \beta U + \frac{1}{\sigma_2} u_{2d}, \\
\dot{i}_{2q} &= -\gamma_2 i_{2q} - \omega_2 i_{2d} + \alpha_1 \beta \psi_{1q} + \beta p_n \omega \psi_{1d} + \frac{1}{\sigma_2} u_{2q},
\end{aligned} \tag{4.5}$$

де  $(u_{2d}, u_{2q}), (i_{2d}, i_{2q}), (\psi_{1d}, \psi_{1q})$  – напруги ротора, струми ротора та потоки статора,  $M_H$  – рушійний момент, що генерується первинним рушієм,  $U_m$  і  $\omega_1$  – амплітуда і кутова швидкість статорної напруги,  $\varepsilon$  і  $\omega$  – кутове положення і швидкість ротора,  $\omega_2 = \omega_1 - \omega$  – частота ковзання,  $p_n$  – число пар полюсів.

Константи, пов'язані з електричними параметрами МПЖ, визначено так:

$$\alpha_1 = \frac{R_1}{L_1}, \quad \sigma_2 = L_2 \left( 1 - \frac{L_m^2}{L_1 L_2} \right), \quad \beta = \frac{L_m}{L_1 \sigma_2}, \quad \gamma_2 = \frac{R_2}{\sigma_2} + \alpha_1 \beta L_m, \quad \mu = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_1},$$

де  $R_1, R_2, L_1, L_2$  – активні опори і індуктивності статора/ротора відповідно,  $L_m$  – індуктивність контуру намагнічування.

Для задачі відстеження заданого моменту та регулювання реактивної потужності статора визначаються вихідні змінні

$$\begin{aligned}
M &= \mu p_n (\psi_{1q} i_{2d} - \psi_{1d} i_{2q}), \\
i_{1q} &= \frac{1}{L_1} (\psi_{1q} - L_m i_{2q}),
\end{aligned} \tag{4.6}$$

де  $M$  – електромагнітний момент і  $i_{1q}$  – реактивна складова вектора струму статора.

За умови струмового керування ланкою ротора може бути отримано такий алгоритм керування моментом/потокком [171]:

Алгоритм керування моментом

$$i_{2d} = \frac{1}{\psi_{1q}^*} (\mu^{-1} M^* + \psi_{1d}^* i_{2q}). \quad (4.7)$$

Алгоритм керування реактивною потужністю

$$i_{2q} = \frac{1}{L_m} \left( \psi_{1q}^* + \frac{1}{\alpha_1} \dot{\psi}_{1q}^* - L_1 i_{1q}^* \right) \quad (4.8)$$

із заданим потоком, що обчислюється з рівняння

$$\begin{aligned} \psi_{1d}^* &= -\frac{R_1}{\omega_1} i_{1q}^*, \\ \psi_{1q}^* &= \frac{-U_m - \sqrt{U_m^2 - 4R_1 \left( \frac{2}{3} \omega_1 M^* + R_1 i_{1q}^{*2} \right)}}{2\omega_1} \triangleq \frac{-U_m - \sqrt{g(M^*, i_{1q}^*)}}{2\omega_1}, \\ g(M^*, i_{1q}^*) &= U_m^2 - 4R_1 \left( \frac{2}{3} \omega_1 M^* + R_1 i_{1q}^{*2} \right) > 0, \end{aligned} \quad (4.9)$$

де  $M^*, i_{1q}^*$  – задані момент і реактивна складова вектора струму статора.

Підставляючи алгоритм керування реактивною потужністю (4.7)-(4.9) в (4.5) і (4.6), отримано таку динаміку похибок

$$\tilde{M} = \frac{3}{2} \left[ -\frac{i_{1q}^*}{\omega_1} \left( \alpha_1 + \frac{\dot{\psi}_{1q}^*}{\psi_{1q}^*} - R_1 \frac{i_{1q}^*}{\psi_{1q}^*} \right) \tilde{\psi}_{1q} - \left( \frac{1}{L_1} \psi_{1q}^* + \frac{1}{R_1} \dot{\psi}_{1q}^* - i_{1q}^* \right) \tilde{\psi}_{1d} \right] + \frac{\tilde{\psi}_{1q}}{\psi_{1q}^*} M^*, \quad (4.10)$$

$$\tilde{i}_{1q} = \frac{1}{L_1} \tilde{\psi}_{1q} - \frac{2 \left( \frac{1}{3} \omega_1 \dot{M}^* + R_1 i_{1q}^* \dot{i}_{1q}^* \right)}{\omega_1 \sqrt{g(M^*, i_{1q}^*)}},$$

$$\dot{\tilde{\psi}}_{1d} = -\alpha_1 \tilde{\psi}_{1d} + \omega_1 \tilde{\psi}_{1q} + \frac{R_1}{\omega_1} \dot{i}_{1q}^* - \frac{\frac{4R_1^2}{3} \left( \frac{1}{3} \omega_1 \dot{M}^* + R_1 i_{1q}^* \dot{i}_{1q}^* \right)}{-U_m \sqrt{g(M^*, i_{1q}^*)} - g(M^*, i_{1q}^*)} i_{1q}^*, \quad (4.11)$$

$$\dot{\tilde{\psi}}_{1q} = -\alpha_1 \tilde{\psi}_{1q} - \omega_1 \tilde{\psi}_{1d},$$

де  $\tilde{M} = M - M^*$ ,  $\tilde{i}_{1q} = i_{1q} - i_{1q}^*$ ,  $\tilde{\psi}_{1d} = \psi_{1d} - \psi_{1d}^*$ ,  $\tilde{\psi}_{1q} = \psi_{1q} - \psi_{1q}^*$  – похибки регулювання моменту, реактивного струму та потоку.

За умови  $i_{1q}^* = i_{1q}^* = 0$  лінійна інваріантна динаміка (4.11) є асимптотично стійкою і тому регулятор (4.7)-(4.9) гарантує глобальне відпрацювання заданого моменту і асимптотичну стабілізацію реактивної потужності статора на нульовому рівні в умовах стаціонарного режиму  $\dot{M}^* = 0$ , за умови, що  $g(M^*, i_{1q}^*) > 0$  в (4.9). Коли  $i_{1q}^* = const$ , досягається асимптотичне регулювання моменту і реактивної потужності.

В реальній МПЖ струми ротора не є керуючими, тому виходи регуляторів потоку/моменту  $(i_{2d}, i_{2q})$  в (4.7) і (4.8) можуть представляти тільки бажані траєкторії  $(i_{2d}^*, i_{2q}^*)$  для реальних струмів  $i_{2d}, i_{2q}$ . Вектор напруги ротора  $u_2 = (u_{2d}, u_{2q})^T$  є єдиною можливим входом керування МПЖ. Контур струму в алгоритмі керування повинен бути спроектований так, щоб похибки струму

$$\begin{aligned}\tilde{i}_{2d} &= i_{2d} - i_{2d}^*, \\ \tilde{i}_{2q} &= i_{2q} - i_{2q}^*,\end{aligned}\tag{4.12}$$

асимптотично наближалися до нуля.

Алгоритм керування струмами визначається так [171]:

$$\begin{aligned}u_{2d} &= \sigma(\gamma i_{2d}^* - \omega_2 i_{2q}^* - \alpha \beta \psi_{1d}^* + \beta \omega \psi_{1q}^* + \beta U + \dot{i}_{2d}^* - k_i \tilde{i}_{2d} - x_d), \\ \dot{x}_d &= k_{ii} \tilde{i}_{2d}, \\ u_{2q} &= \sigma(\gamma i_{2q}^* + \omega_2 i_{2d}^* - \alpha \beta \psi_{1q}^* - \beta \omega \psi_{1d}^* + \dot{i}_{2q}^* - k_i \tilde{i}_{2q} - x_q), \\ \dot{x}_q &= k_{ii} \tilde{i}_{2q},\end{aligned}\tag{4.13}$$

де  $i_{2d}^*, i_{2q}^*$  – задані значення струмів ротора в системі координат  $(d-q)$ ;  $k_i$  і  $k_{ii}$  – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складової регулятора струму;  $\psi^*$  –

задане значення потокозчеплення статора;  $x_d, x_q$  – інтегральні складові регуляторів струму.

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

$$\begin{pmatrix} u_{2dr} \\ u_{2qr} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\varepsilon_1 - \varepsilon) & -\sin(\varepsilon_1 - \varepsilon) \\ \sin(\varepsilon_1 - \varepsilon) & \cos(\varepsilon_1 - \varepsilon) \end{bmatrix} \begin{pmatrix} u_{2d} \\ u_{2q} \end{pmatrix}, \quad (4.14)$$

де  $\varepsilon_1$  і  $\varepsilon$  – відповідно кутове положення вектора напруги мережі і кутове положення ротора МПЖ.

Просторове положення синхронної системи координат задається вектором напруги мережі (статора), а кутове положення вектора

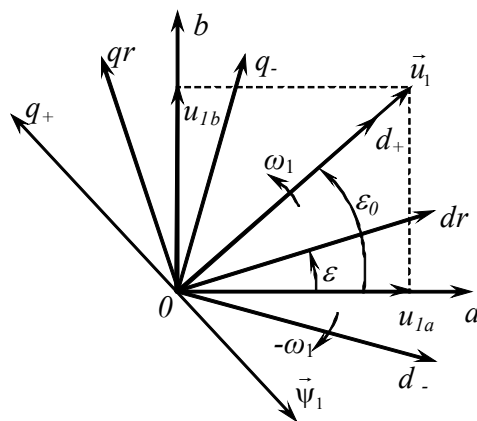


Рис. 4.2. Співвідношення між системами координат

потокозчеплення статора (ортогонального до вектора напруги) керується завданням його амплітуди як функції генерованого моменту. На рис. 4.2 показано просторове співвідношення між системами координат: стаціонарною  $a-b$ , роторною  $dr-qr$  і системами координат  $d-q_+$  і  $d-q_-$ , що обертаються з кутовими частотами  $\omega_1$  і  $-\omega_1$  відповідно.

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

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{1+}^{(d-q)} &= e^{-J\omega_1 t} \mathbf{x}_1^{(a-b)}, \quad \mathbf{x}_{1-}^{(d-q)} = e^{J\omega_1 t} \mathbf{x}_1^{(a-b)}, \\ \mathbf{x}_{1+}^{(d-q)} &= e^{-J2\omega_1 t} \mathbf{x}_{1-}^{(d-q)}, \quad \mathbf{x}_{1-}^{(d-q)} = e^{J2\omega_1 t} \mathbf{x}_{1+}^{(d-q)}, \\ \mathbf{x}_{2+}^{(d-q)} &= e^{-J(\varepsilon_0 - \varepsilon)} \mathbf{x}_2^{(dr-qr)}, \quad \mathbf{x}_{2-}^{(d-q)} = e^{J(\varepsilon_0 - \varepsilon)} \mathbf{x}_2^{(dr-qr)}, \end{aligned} \quad (4.15)$$

де  $e^{-J\phi} = \begin{bmatrix} \cos \phi & \sin \phi \\ -\sin \phi & \cos \phi \end{bmatrix}$ ,  $\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$ , а  $x^{(y-z)}$  представляє двомірний вектор напруги, струму або потокозчеплення; індекси  $dr, qr$  позначають вектори



змінних у системі координат, пов'язаній з ротором.

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

$$\begin{aligned} M_e &= M_{e,cep} + M_{e,sin2} \sin(2\omega_1 t) + M_{e,cos2} \cos(2\omega_1 t), \\ P_1 &= P_{1,cep} + P_{1,sin2} \sin(2\omega_1 t) + P_{1,cos2} \cos(2\omega_1 t), \\ Q_1 &= Q_{1,cep} + Q_{1,sin2} \sin(2\omega_1 t) + Q_{1,cos2} \cos(2\omega_1 t). \end{aligned} \quad (4.16)$$

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

Останнім часом значна увага приділялась поліпшенню роботи МПЖ при роботі на несиметричну мережу. В [166] запропоновано алгоритм з двома ПІ регуляторами в поєднанні з алгоритмом векторного керування, де один з регуляторів призначено для прямої послідовності струму ротора, а інший – для зворотної. Такий алгоритм вимагає розділення складових прямої та зворотної послідовностей напруги статора, струму статора та струму ротора. Внаслідок цього можна досягти стабільної роботи в статичному режимі, але при цьому отримуємо повільну реакцію в перехідних процесах та низьку стабільність системи.

ПІ-регулятор разом з резонансним регулятором струму для регулювання складових прямої та зворотної послідовності струму статора при несиметричній

мережі, представлений в [167], має кращу динаміку системи, але ускладнює систему керування та налаштування параметрів регуляторів струму.

В [168] запропоновано вдосконалений алгоритм прямого керування потужністю керованої вітрової турбіни з МПЖ при роботі на несиметричну мережу (до 20% несиметрії напруг). Даний алгоритм базується на використанні ковзного режиму, який безпосередньо регулює миттєві значення активної та реактивної потужностей в стаціонарній системі координат без необхідності синхронного перетворення координат або слідкування за фазовим кутом напруги мережі. За допомогою запропонованого методу компенсації несиметрії досягаються три вибрані цілі керування, а саме:

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

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

В [169, 170] представлено алгоритми керування МПЖ, які мінімізують пульсації електромагнітного моменту шляхом використання складових зворотної послідовності струму ротора.

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

## 4.2 Алгоритми керування матричним перетворювачем в колі ротора МПЖ при несиметрії напруг мережі

З відомих підходів до поліпшення гармонічного складу вхідного струму МП в умовах несиметрії трифазного джерела живлення можна виділити два основних [172, 173]: перший з них базується на забезпеченні нульового фазового зсуву між просторовими векторами вхідних напруги і струму, другий – на динамічній модуляції кута зсуву між цими векторами на циклах ШІМ у функції величини модулів прямої і зворотної послідовностей складових напруги.

В умовах незбалансованої мережі формування вектора вхідного струму може здійснюватись уздовж якого-небудь обраного напрямку. Цей напрямок може бути представлено опорним вектором  $\lambda$ , який називається модуляційним вектором.

У стратегії керування використовується рівняння [174] у вигляді скалярного добутку

$$\lambda \bullet j\mathbf{i}_i = 0, \quad (4.17)$$

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

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

$$p_i = \frac{3}{2} \mathbf{u}_{i\phi} \bullet \mathbf{i}_i = \frac{3}{4} \left( \mathbf{u}_{i\phi} \mathbf{i}_i^* + \mathbf{u}_{i\phi}^* \mathbf{i}_i \right) = p_o, \quad (4.18)$$

де  $\mathbf{u}_{i\phi} = \frac{2}{3} (u_A + \mathbf{a} u_B + \mathbf{a}^2 u_C)$  – просторовий вектор фазної напруги мережі;

$\mathbf{a} = e^{j2\pi/3}$ ; символом  $*$  позначаються комплексно сполучені вектори.

При симетричному навантаженні і відкиданні високочастотних гармонічних складових, що виникають за рахунок комутацій, вихідна потужність  $p_0$  є сталою. На підставі (4.17) і (4.18) просторовий вектор вхідного струму дорівнює

$$\mathbf{i}_i = \frac{4}{3} \frac{p_o}{\mathbf{u}_{i\phi} \lambda^* + \mathbf{u}_{i\phi}^* \lambda} \lambda. \quad (4.19)$$

Рівняння (4.19) є основним виразом, що встановлює залежність просторового вектора вхідного струму від трьох величин: вихідної потужності, просторового вектора вхідної напруги і модуляційного вектора.

#### 4.2.1 Стратегія забезпечення нульового фазового зсуву між вхідними струмом та напругою

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

$$\lambda = \mathbf{u}_{i\phi}. \quad (4.20)$$

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

$$\mathbf{u}_{i\phi} = \mathbf{u}_+ + \mathbf{u}_-^* = \mathbf{U}_+ e^{j\omega t} + \mathbf{U}_-^* e^{-j\omega t}, \quad (4.21)$$

де вектори прямої і зворотної симетричних складових фазних напруг мережі дорівнюють

$$\begin{aligned} \mathbf{U}_+ &= \frac{1}{3} (U_{Am} e^{j\alpha_A} + \mathbf{a} U_{Bm} e^{j\alpha_B} + \mathbf{a}^2 U_{Cm} e^{j\alpha_C}), \\ \mathbf{U}_-^* &= \frac{1}{3} (U_{Am} e^{-j\alpha_A} + \mathbf{a} U_{Bm} e^{-j\alpha_B} + \mathbf{a}^2 U_{Cm} e^{-j\alpha_C}), \end{aligned} \quad (4.22)$$

$U_{Am}$ ,  $U_{Bm}$ ,  $U_{Cm}$  і  $\alpha_A$ ,  $\alpha_B$ ,  $\alpha_C$  – максимальні амплітуди і початкові фазові кути

фазних напруг мережі відповідно.

Просторові вектори  $\mathbf{u}_+ = \mathbf{U}_+ e^{j\omega_1 t}$  і  $\mathbf{u}_-^* = \mathbf{U}_-^* e^{-j\omega_1 t}$  обертаються з кутовою частотою  $\omega_1$  проти годинникової і за годинниковою стрілкою відповідно. Співвідношення між розглянутими просторовими векторами на площині ілюструє рис. 4.3.

Відповідно до прийнятого алгоритму зсув фаз  $\varphi_i$  між вхідним струмом і напругою підтримується постійним, а в конкретному випадку (4.20) -  $\varphi_i = \text{const} = 0$ .

Після підстановки (4.19), (4.20) в (4.18), застосування комплексного перетворення Фур'є і проміжних математичних перетворень [166] можна отримати наступний вираз для просторового вектора вхідного струму перетворювача:

$$\mathbf{i}_i = \frac{2}{3} \frac{p_o}{\mathbf{U}_+^*} e^{j\omega_1 t} \left[ 1 + \sum_{k=2}^{\infty} \left( -\frac{\mathbf{U}_-}{\mathbf{U}_+^*} \right)^{k-1} e^{j2(k-1)\omega_1 t} \right]. \quad (4.23)$$

У рівнянні (4.23) містяться основна гармоніка на частоті мережі і ряд вищих гармонічних складових, амплітуди яких залежать від ступеня несиметрії, що виражається співвідношенням  $\mathbf{U}_- / \mathbf{U}_+$ . На рис. 4.4 показано криві миттєвих значень струмів вхідних фаз за виразом (4.23). Прийняті параметри мережі:  $U_{Am} = 0,8 U_{ном}$ ,  $U_{Bm} = 1,2 U_{ном}$ ,  $U_{Cm} = 1,0 U_{ном}$ ,  $\alpha_A = 0$ ,  $\alpha_B = -2\pi / 3$ ,  $\alpha_C = 5\pi / 9$ .

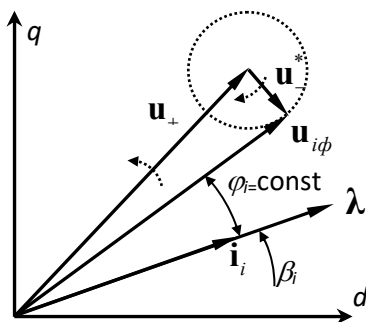


Рис. 4.3. Співвідношення між просторовими векторами вхідних струму та напруги і модуляційним вектором при  $\varphi_i = \text{const}$

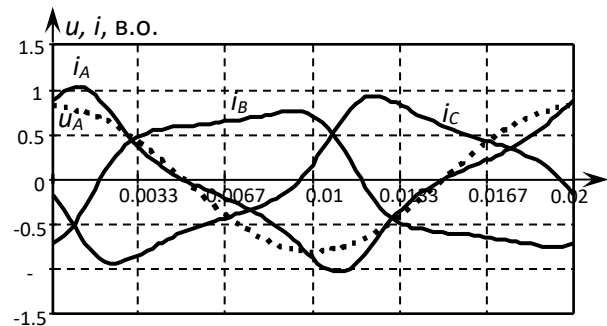


Рис. 4.4. Криві миттєвих значень струмів вхідних фаз за виразом (4.19)

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

#### 4.2.2 Стратегія динамічної модуляції фазового зсуву між вхідними струмом та напругою

Ця стратегія модуляції (стратегія II) ставить своєю метою зменшення вмісту гармонік у вхідному струмі в порівнянні з попереднім випадком.

З підстановки (4.21) в (4.19) випливає, що зменшення вмісту вищих гармонік можливе при визначенні модуляційного вектора  $\lambda$  таким чином:

$$\lambda = \mathbf{u}_+ - \mathbf{u}_-^* = \mathbf{U}_+ e^{j\omega t} - \mathbf{U}_-^* e^{-j\omega t}. \quad (4.24)$$

Для такої стратегії модуляції вхідного струму співвідношення між розглянутими просторовими векторами показано на рис. 4.5. З нього видно, що напрямок модуляційного вектора  $\lambda$  стосовно  $\mathbf{u}_{i\phi}$  не є постійним, тобто здійснюється динамічна модуляція величини зсуву просторового вектора вхідного струму щодо просторового вектора напруги мережі.

Враховуючи (4.21) і (4.24), з (4.19) можна отримати такий вираз:

$$\mathbf{i}_i = \frac{2}{3} \frac{P_o}{|\mathbf{U}_+|^2 - |\mathbf{U}_-|^2} (\mathbf{U}_+ e^{j\omega t} - \mathbf{U}_-^* e^{-j\omega t}). \quad (4.25)$$

У цьому випадку в спектрі вхідного струму містяться тільки пряма і зворотна послідовності основної гармоніки, що забезпечує несиметричні, але синусоїдальні лінійні струми (рис. 4.6).

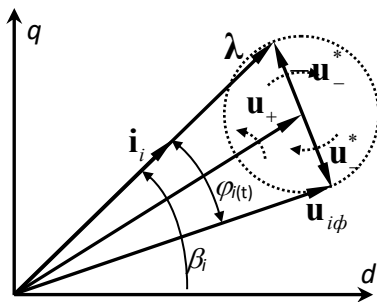


Рис. 4.5. Співвідношення між просторовими векторами вхідних струму та напруги і модуляційним вектором при  $\varphi_i = \text{var}$

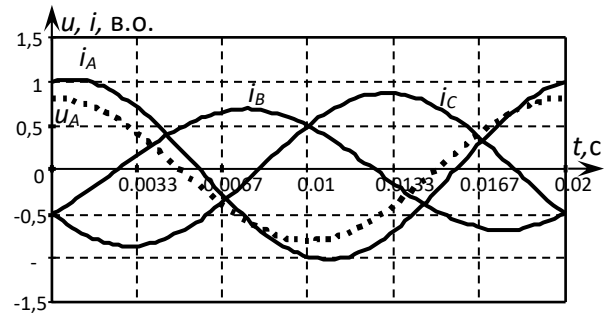


Рис. 4.6. Криві миттєвих значень струмів вхідних фаз за виразом (4.25)

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

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

### 4.3 Системи генерування електроенергії на базі машини подвійного живлення з функціями активної фільтрації та компенсації реактивної потужності

Розглянемо взаємозв'язки між новими підходами до компенсації реактивної потужності в системі генерування електроенергії на базі машини подвійного живлення та одночасною активною фільтрацією струмів в цій системі.

#### 4.3.1 Алгоритм керування активною та реактивною потужностями МПЖ

У запропонованій системі керування МПЖ ротор живиться від перетворювача, а статор підключено до мережі. Основний алгоритм керування МПЖ першочергово спрямовано на отримання максимальної потужності за змінної швидкості вітру. Для керування використовується метод орієнтації за потоком [97, 128], який дозволяє регулювати активну й реактивну потужності МПЖ незалежно. У блоці керування є два контури регулювання, у яких зовнішній контур призначено для регулювання активної й реактивної потужності статора, а внутрішній – для регулювання струмів ротора. Вихід регуляторів потужності визначає бажані струми ротора, а вихід регуляторів струму визначає напруги ротора.

Рівняння потокозчеплення статора МПЖ у синхронній системі координат  $(d-q)$  можна представити так [128]

$$\begin{aligned}\psi_{1d} &= i_{1d}L_1 + i_{2d}L_m, \\ \psi_{1q} &= i_{1q}L_1 + i_{2q}L_m,\end{aligned}\tag{4.26}$$

де  $i_{1d}$ ,  $i_{1q}$ ,  $i_{2d}$ ,  $i_{2q}$  – струми статора і ротора в системі координат  $(d-q)$ ,  $L_1$  – індуктивність статора,  $L_m$  – індуктивність намагнічування, індекс 1 стосується величин статора, а індекс 2 – величин ротора.

Побудова алгоритмів векторного керування базується на орієнтації обертової системи координат вздовж одного з векторів стану електричної машини. У даній роботі приймаємо, що вісь  $q$  обертової системи координат  $(d-q)$  збігається з напрямком вектора магнітного потоку статора  $\psi_1$ , тобто :

$$\begin{aligned}\psi_{1d} &\equiv 0, \\ \psi_{1q} &= |\psi_1|.\end{aligned}\tag{4.27}$$

За умови орієнтації за потокозчепленням статора зв'язок між струмами та потокозчепленнями може бути записано так



$$\begin{aligned} i_{1d}L_1 + i_{2d}L_m &= 0, \\ i_{1q}L_1 + i_{2q}L_m &= |\psi_1|. \end{aligned} \quad (4.28)$$

Використовуючи вищенаведені рівняння, отримуємо зв'язок між струмами ротора і статора

$$\begin{aligned} i_{1d} &= -\frac{L_m}{L_1}i_{2d}, \\ i_{1q} &= \frac{|\psi_1|}{L_1} - \frac{L_m}{L_1}i_{2q}. \end{aligned} \quad (4.29)$$

З іншого боку, рівняння напруги статора виглядають так

$$\begin{aligned} u_{1d} &= R_1 i_{1d} - \omega_1 \psi_{1q} + \frac{d}{dt} \psi_{1d}, \\ u_{1q} &= R_1 i_{1q} + \omega_1 \psi_{1d} + \frac{d}{dt} \psi_{1q}, \end{aligned} \quad (4.30)$$

де  $R_1$  – опір статора,  $\omega_1$  – кутова швидкість системи координат  $(d-q)$  відносно стаціонарної системи координат  $(a-b)$ .

У сталому стані потокозчеплення статора пропорційне напрузі статора  $U_1$ . Нехтуючи невеликою зміною опору статора отримаємо

$$\begin{aligned} u_{1d} &= U_1 \approx \omega_1 |\psi_1|, \\ u_{1q} &= 0. \end{aligned} \quad (4.31)$$

Отже, за умови орієнтування осі  $q$  за потокозчепленням статора вектор напруги лежатиме вздовж осі  $d$ . Тоді активна й реактивна потужності статора можуть бути записані як

$$\begin{aligned} P_1 &= \frac{3}{2} \operatorname{Re}\{\mathbf{u}_1 \mathbf{i}_1^*\} = \frac{3}{2} (u_{1d} i_{1d} + u_{1q} i_{1q}), \\ Q_1 &= \frac{3}{2} \operatorname{Im}\{\mathbf{u}_1 \mathbf{i}_1^*\} = \frac{3}{2} (u_{1d} i_{1q} - u_{1q} i_{1d}). \end{aligned} \quad (4.32)$$

Підставляючи вирази (4.29) і (4.31) у (4.32), потужність статора, виражена через напругу статора та струм ротора, буде мати вигляд [128]

$$\begin{aligned}
P_1 &= -\frac{3}{2} U_1 \frac{L_m}{L_1} i_{2d}, \\
Q_1 &= \frac{3}{2} U_1 \frac{|\psi_1|}{L_1} - \frac{3}{2} U_1 \frac{L_m}{L_1} i_{2q} = \frac{3}{2} \frac{U_1^2}{\omega_1 L_1} - \frac{3}{2} U_1 \frac{L_m}{L_1} i_{2q}.
\end{aligned}
\tag{4.33}$$

Рівняння (4.33) показують, що за умови орієнтації за потокозчепленням статора активні та реактивні потужності відокремлюються і можуть керуватися через струми ротора. За допомогою струму  $i_{2d}$  можна контролювати активну потужність, тоді як реактивною потужністю можна керувати за допомогою струму  $i_{2q}$ . Використовуючи рівняння (4.33), задані струми ротора можуть бути обчислені з огляду на задану потужність [128].

#### 4.3.2 Алгоритм компенсації реактивної потужності нелінійного навантаження за допомогою МПЖ

Величина завдання реактивної потужності, для її компенсації в точці загального підключення (ТЗП), розраховується з застосуванням миттєвих значень напруг та струмів, що вимірюються в реальному часі. Миттєва реактивна потужність розраховується як векторний добуток векторів напруги та струму

$$\vec{q} = \begin{bmatrix} q_a \\ q_b \\ q_c \end{bmatrix} = \vec{u} \times \vec{i} = \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_b i_c - u_c i_b \\ u_c i_a - u_a i_c \\ u_a i_b - u_b i_a \end{bmatrix},$$

де  $u_{a,b,c}, i_{a,b,c}$  - миттєві фазні напруги та струми. У трифазній трипровідній мережі визначення миттєвої реактивної потужності раціонально записати так:

$$q_{NLL} = -q = \frac{1}{\sqrt{3}} (i_a u_{ab} + i_b u_{cb} + i_c u_{ab}). \tag{4.34}$$

### 4.3.3 Активна фільтрація струму мережі за допомогою керування МПЖ

Розглянемо побудову алгоритму керування МПЖ, який забезпечує поліпшення гармонічного складу струму мережі у разі підключення нелінійного навантаження до ТЗП.

У цьому випадку задані струми ротора  $i_{2d}$  та  $i_{2q}$  будуть складатися із суми двох частин:  $i_{2d1}$ ,  $i_{2q1}$  – компоненти на основній частоті ( $h = 1$ ), які формуються ПІ-регуляторами активної та реактивної потужностей;  $i_{2dh}$ ,  $i_{2qh}$  містять гармонічні компоненти ( $h \neq 1$ ):

$$\begin{aligned} i_{2d}^* &= i_{2d1} + i_{2dh}, \\ i_{2q}^* &= i_{2q1} + i_{2qh}. \end{aligned} \quad (4.35)$$

Активна фільтрація за допомогою роторного перетворювача означає, що в статорі формуються трифазні гармонічні струми, які дорівнюють за величиною та перебувають в протифазі щодо струму гармоніки нелінійного навантаження:

$$\begin{aligned} i_{1dh} &= -i_{dh}, \\ i_{1qh} &= -i_{qh}. \end{aligned} \quad (4.36)$$

Гармонічні компоненти струмів ротора  $i_{2dh}$  та  $i_{2qh}$ , що відповідають  $i_{1dh}$  та  $i_{1qh}$ , визначаються використанням (4.29), записаним для гармонічного компонента  $h$  [175]:

$$\begin{aligned} i_{2dh} &= -\frac{L_1}{L_m} i_{1dh} = \frac{L_1}{L_m} i_{dh}, \\ i_{2qh} &= \frac{1}{L_m} (|\psi_1| - L_1 i_{q1h}) = \frac{1}{L_m} (|\psi_1| + L_1 i_{qh}). \end{aligned} \quad (4.37)$$

Гармонічні компоненти струмів навантаження, підключеного до ТЗП  $i_{dh}$  та  $i_{qh}$  визначаються за допомогою зворотного перетворення Фур'є.

Функціональну схему запропонованої системи керування МПЖ наведено на рис. 4.7.

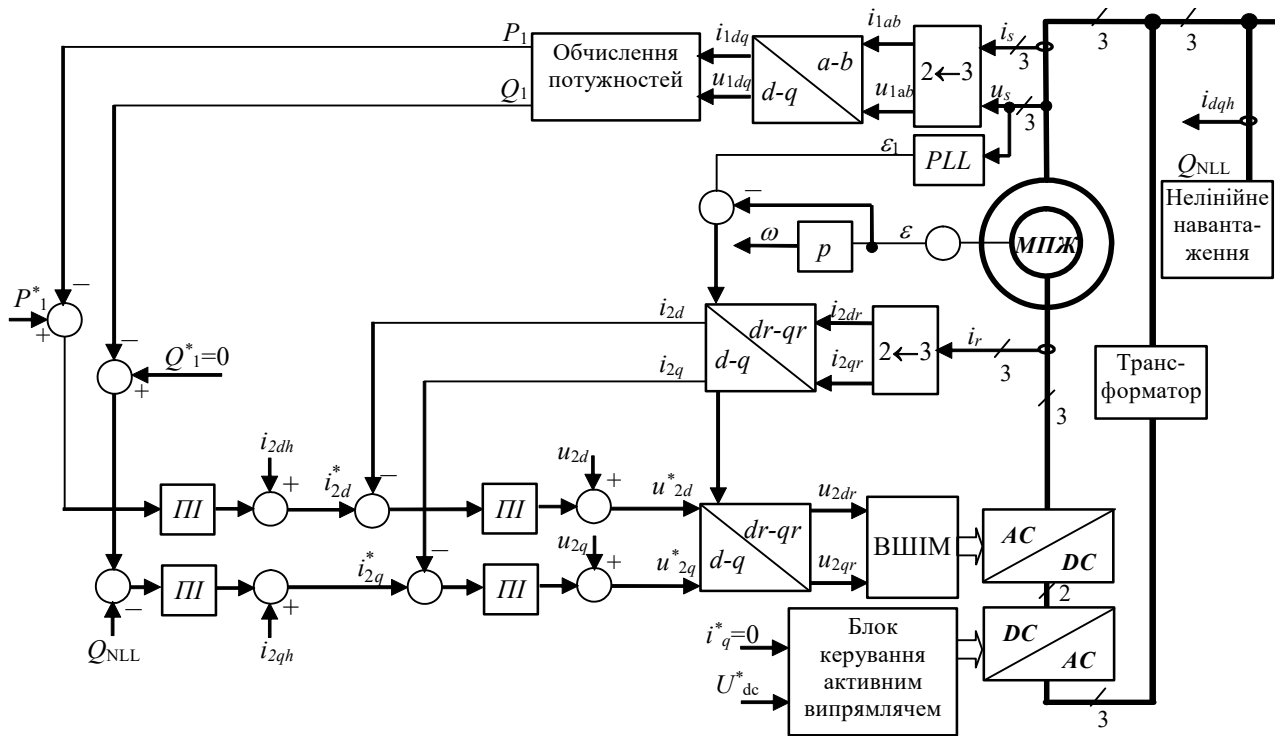


Рис. 4.7. Функціональна схема запропонованої системи керування МПЖ

#### 4.3.4 Результати моделювання системи генерування електроенергії на базі МПЖ

У пакеті прикладних програм побудовано математичну модель системи генерування електроенергії на основі МПЖ. Під час моделювання було використано МПЖ із такими параметрами: потужність  $P=2$  МВт, число пар полюсів  $p_n=2$ ,  $J=75$  кгм<sup>2</sup>,  $L_1=0,00012$  Гн,  $L_2=0,00005$  Гн,  $L_m=0,0029$  Гн,  $R_1=0,022$  Ом,  $R_2=0,0018$  Ом. Статор МПЖ підключається безпосередньо до мережі 690В, а роторний перетворювач живиться напругою 480 В через трансформатор. У точці загального підключення до мережі також підключаються по чергово діодний випрямляч і тиристорний перетворювач, які складають нелінійне навантаження на рис. 4.7.

До початку роботи запропонованих алгоритмів компенсації відбувається розгін МПЖ до синхронної швидкості обертання ротора (157 рад/с), збудження й підключення статора МПЖ до мережі. Дослідження роботи алгоритму

компенсації реактивної потужності та активної фільтрації під час моделювання має таку послідовність дій системи генерування електроенергії, зображеної на рис. 4.7:

- 1) на інтервалі часу 0-1 с відпрацьовується завдання активної й реактивної потужностей  $P^*_1=1,9$  МВт (0,95 в.о.),  $q^*_1=0$ ;
- 2) на інтервалі часу 1-3 с діодний випрямляч підключено до ТЗП;
- 3) на інтервалі часу 2-3 с діє алгоритм активної фільтрації, спрямований на зменшення 5-ї, 7-ї та 11-ї гармонік;
- 4) на інтервалі часу 3-4 с діодний випрямляч і активна фільтрація відключені, а підключається тиристорний перетворювач до ТЗП;
- 5) на інтервалі часу 4-5 с діє алгоритм компенсації реактивної потужності;
- 6) на інтервалі часу 5-6 с компенсація реактивної потужності не діє і підключається діодний випрямляч, тобто з моменту часу  $t=5$  с працюють і діодний випрямляч, і тиристорний перетворювач;
- 7) на інтервалі часу 6-7 с діють алгоритми активної фільтрації і компенсації реактивної потужності.

Навантаження діодного випрямляча споживає 200 кВт активної потужності, а навантаження тиристорного перетворювача – 100 кВт активної потужності і 180 кВАр реактивної потужності. На рис. 4.8 показано результат відпрацювання алгоритму активної фільтрації у разі підключення діодного випрямляча до ТЗП. На рис. 4.8, *а*, *б* показано криві струму і напруги фази А МПЖ і мережі до та після компенсації гармонік в момент часу  $t=2$  с. Гармонічний склад струму мережі до і після компенсації гармонік показано на рис. 4.9, *а* і *б* відповідно.

На рис. 4.10 показано результат відпрацювання алгоритму компенсації реактивної потужності за умови підключення тиристорного перетворювача до ТЗП. На рис. 4.10, *а*, *б* показано криві струму і напруги фази А МПЖ і мережі до та після компенсації реактивної потужності в момент часу  $t=4$  с. Активна й

реактивна потужності мережі на всьому інтервалі часу 1-7 с представлено на рис. 4.10,  $\epsilon$  і  $z$  відповідно.

Таблиця 4.1

**Коефіцієнти гармонічних спотворень струмів навантаження, МПЖ і мережі, та THD напруг у ТЗП**

| Навантаження                                 | Період часу, с | THD струму               |       |        | THD напруги |
|----------------------------------------------|----------------|--------------------------|-------|--------|-------------|
|                                              |                | Нелінійного навантаження | МПЖ   | Мережі |             |
| Діодний випрямляч                            | 1-2            | 0,473                    | 0,013 | 0,038  | 0,018       |
|                                              | 2-3            | 0,544                    | 0,054 | 0,0076 | 0,007       |
| Тиристорний перетворювач                     | 3-4            | 0,2                      | 0,006 | 0,015  | 0,008       |
|                                              | 4-5            | 0,2                      | 0,006 | 0,015  | 0,008       |
| Діодний випрямляч + Тиристорний перетворювач | 5-6            | 0,332                    | 0,016 | 0,048  | 0,02        |
|                                              | 6-7            | 0,39                     | 0,068 | 0,0074 | 0,006       |

На рис. 4.11 показано результат одночасного відпрацювання алгоритмів активної фільтрації і компенсації реактивної потужності за умови підключення до ТЗП діодного випрямляча та тиристорного перетворювача одночасно. На рис. 4.11 *а, б* показано криві струму і напруги фази А МПЖ і мережі до та після компенсації гармонік і реактивної потужності в момент часу  $t=6$  с. Гармонічний склад струму мережі до (рис. 4.12 *а*) та після (рис. 4.12 *б*) компенсації чітко демонструють ефективність запропонованої системи для компенсації як реактивної потужності, так і спотворення струму. Струм та напруга МПЖ перебувають в протифазі (режим генератора), причому напруга та її гармонічні компенсуються засобами керування МПЖ. У табл. 4.1 зведено коефіцієнти гармонічних спотворень струмів навантаження, МПЖ і мережі, а також THD напруг у ТЗП.

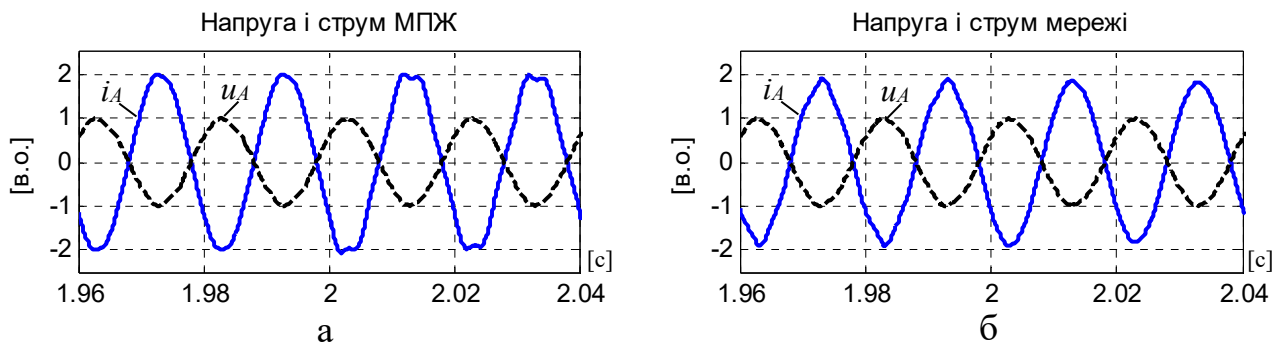


Рис. 4.8. Криві струму і напруги фази А МПЖ і мережі до та після компенсації гармонік у разі підключення діодного випрямляча до ТЗП

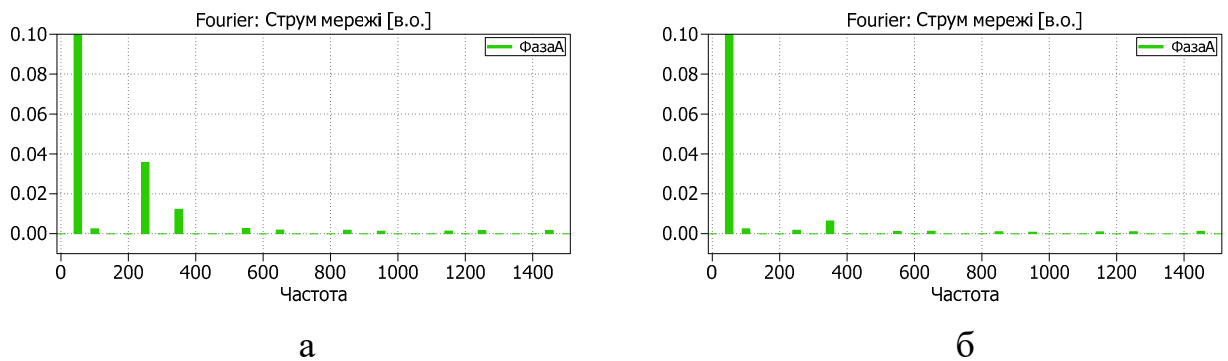


Рис. 4.9. Гармонічний склад струму мережі до і після компенсації гармонік у разі підключення діодного випрямляча до ТЗП

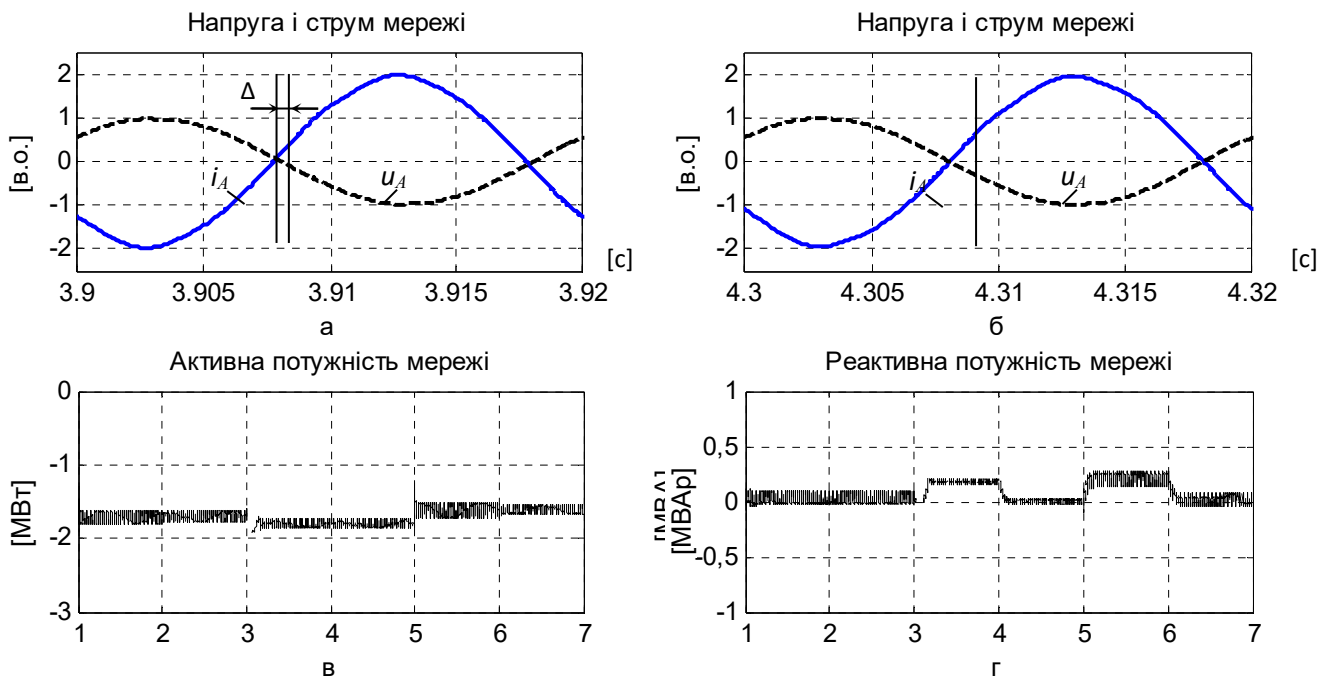


Рис. 4.10. Результат відпрацювання алгоритму компенсації реактивної потужності за умови підключення тиристорного перетворювача до ТЗП

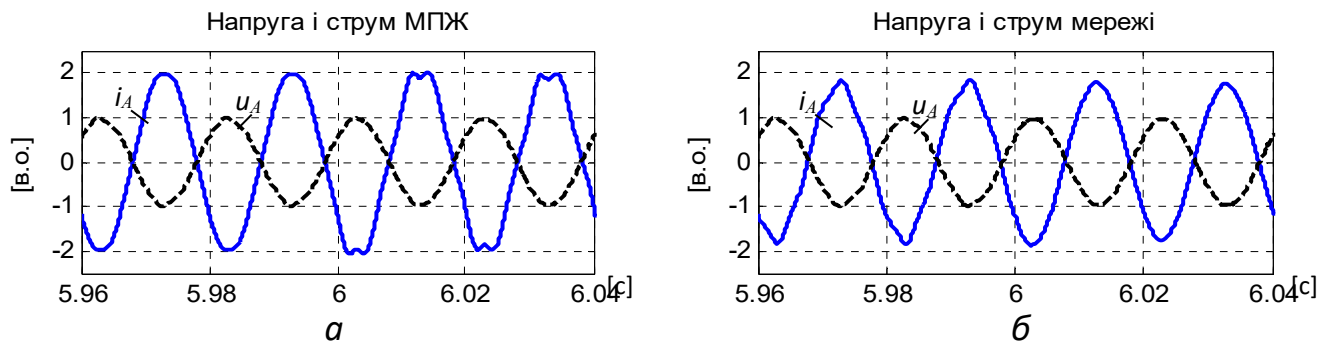


Рис. 4.11. Криві струму і напруги фази А МПЖ і мережі до та після одночасної компенсації гармонік і реактивної потужності

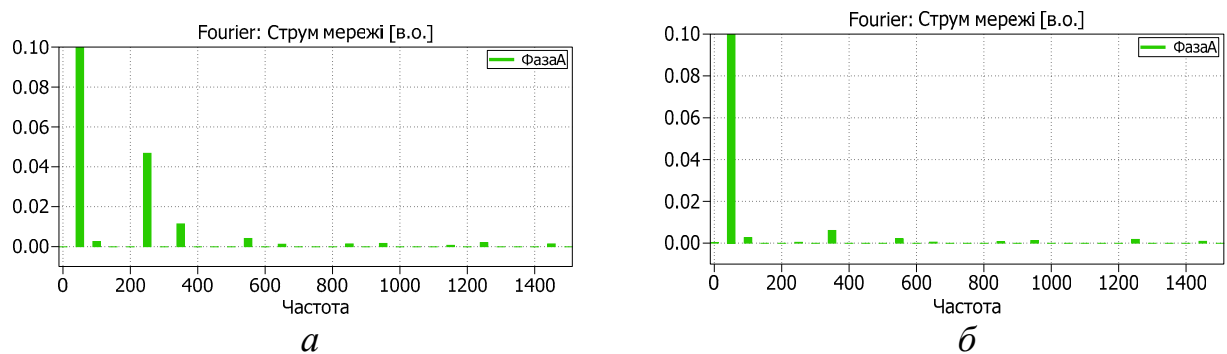


Рис. 4.12. Гармонічний склад струму мережі до і після одночасної компенсації гармонік і реактивної потужності

#### 4.4 Системи генерування електроенергії на базі машини подвійного живлення з функціями селективної компенсації гармонік та компенсації реактивної потужності

##### 4.4.1 Алгоритм керування активною та реактивною потужностями МПЖ

Основний алгоритм керування МПЖ спрямований на отримання максимальної потужності при змінних швидкостях вітру. Для керування використовується метод орієнтації за потоком статора [97, 128], що дозволяє самостійно регулювати активну і реактивну потужність МПЖ. Регулятор пропорційно-інтегрального (ПІ) активного демпфування використовується для керування роторним та мережевим інверторами двонаправленого



перетворювача з ланкою постійного струму в роторному колі МПЖ [176]. Основним завданням роторного інвертора є регулювання моменту МПЖ, а отже, і швидкості ротора, а також реактивної потужності МПЖ, яка генерується в мережу через обмотки статора МПЖ. Схема керування швидкістю містить в собі внутрішній швидкий контур, який керує струмом ротора, а також зовнішній повільний контур, що забезпечує завдання для керування струмом за віссю  $q$ . Подібна структура використовується для регулювання реактивної потужності.

Модель в просторі станів струмів ротора МПЖ з напругами ротора як вхідних змінних в системі координат  $(d-q)$  можна виразити так [176]

$$\begin{aligned} u_{2d} &= (R_1 + R_2)i_{2d} - \omega_2 L_\sigma i_{2q} + L_\sigma \frac{d}{dt} i_{2d} + u_{1d} - \frac{R_1}{L_m} \psi_1, \\ u_{2q} &= (R_1 + R_2)i_{2q} + \omega_2 L_\sigma i_{2d} + L_\sigma \frac{d}{dt} i_{2q} + u_{1q} - \omega \psi_1, \end{aligned} \quad (4.38)$$

де  $(u_{2d}, u_{2q}), (i_{2d}, i_{2q})$  – напруги і струми ротора,  $\psi_1$  – потік статора,  $R_1$  і  $R_2$ , – опори статора і ротора відповідно,  $L_\sigma$  – індуктивність розсіювання,  $\omega$  – кутова швидкість ротора,  $\omega_2 = \omega_1 - \omega$  – частота ковзання,  $\omega_1$  – кутова швидкість статорної напруги.

Потік статора нелегко виміряти в апаратній реалізації. Тому замість вхідних змінних було прийнято оціночний підхід з використанням струму та напруги статора [177].

Заданий струм за віссю  $q$  забезпечується регулятором швидкості, конструкція якого базується на спрощеній механічній моделі вітрової турбіни:

$$\frac{J}{p_n} \frac{d\omega}{dt} = M_e - M_s, \quad (4.39)$$

де  $J$  – момент інерції,  $p_n$  – кількість пар полюсів,  $M_e$  – електромагнітний момент МПЖ,  $M_s$  – момент на валу.

На виході регулятора швидкості заданий момент перетворюється на сигнал струму за допомогою:

$$i_{2q}^* = \frac{2M_e}{3p_n\psi_1}. \quad (4.40)$$

Заданий струм за віссю  $d$  задається регулятором реактивної потужності. Реактивна потужність може бути виражена в системі координат  $(d-q)$  так [176]:

$$q_1 = 3\omega_1\psi_1 i_{1d} = 3\omega_1\psi_1 \left( \frac{\psi_1}{L_M} - i_{2d} \right), \quad (4.41)$$

де  $L_M$  – індуктивність намагнічування.

З (4.41) отримаємо

$$i_{2d}^* = \frac{\psi_1}{L_M} - \frac{q_1}{\omega_1}. \quad (4.42)$$

Мережевий інвертор підтримує задану напругу в ланці постійного струму. Подібно роторному інвертору, для мережевого інвертора використовуються два контури із зовнішнім контуром для керування напругою і внутрішнім контуром для керування струмом. Контур керування струмом реалізується в системі координат  $(d-q)$ , синхронізований з напругою мережі.

Алгоритм компенсації реактивної потужності нелінійного навантаження за допомогою МПЖ описано в підрозділі 4.3.2.

#### **4.4.2 Алгоритм керування МПЖ, який забезпечує селективну компенсацію гармонік струму мережі у разі підключення нелінійного навантаження до ТЗП**

Розглянемо побудову алгоритму керування МПЖ, який забезпечує селективну компенсацію гармонік струму мережі у разі підключення нелінійного навантаження до ТЗП.

У цьому випадку задані струми ротора  $i_{2d}^*$  і  $i_{2q}^*$  складаються з суми двох частин:  $i_{2d1}$ ,  $i_{2q1}$  – складові на основній частоті ( $h = 1$ ), які формуються вищезгаданими ПП-регуляторами;  $i_{2dh}$ ,  $i_{2qh}$  – містять гармонічні компоненти ( $h \neq 1$ )

$$\begin{aligned} i_{2d}^* &= i_{2d1} + i_{2dh}, \\ i_{2q}^* &= i_{2q1} + i_{2qh}. \end{aligned} \quad (4.43)$$

Активна фільтрація за допомогою роторного інвертора МПЖ означає, що в статорі формуються трифазні гармонічні струми. Вони рівні за величиною і знаходяться в протилежній фазі відносно гармонічних струмів нелінійного навантаження:

$$\begin{aligned} i_{2dh} &= -i_{dh}, \\ i_{2qh} &= -i_{qh}. \end{aligned} \quad (4.44)$$

В [178, 179] показано, що згідно з методом гармонічних компонентів Фортеск'ю [128], нелінійний струм навантаження  $\mathbf{i}_h = (i_{dh}, i_{qh})^T$ , який має  $N$  гармонік у системі координат  $(d-q)$ , представлений в системі координат, орієнтованій за вектором напруги мережі, може бути записаний як

$$i_{dh} = \sum_{i=1}^N (x_{dpi} + x_{dni}), \quad i_{qh} = \sum_{i=1}^N (x_{qpi} + x_{qni}), \quad (4.45)$$

де  $\mathbf{x}_i = (x_{dpi}, x_{qpi}, x_{dni}, x_{qni})^T$  – вектор проєкцій додатних (позначених індексом  $p$ ) і від'ємних (позначених індексом  $n$ ) послідовностей  $i$ -ої гармоніки струму навантаження. Для оцінки гармонічних складових відносно струмів (4.45), в [179] запропоновано спостерігач вищих гармонік, загальний вигляд якого

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}_h \hat{\mathbf{x}} - \mathbf{K}_h [\mathbf{i}_h - \mathbf{C}_h \hat{\mathbf{x}}], \quad (4.46)$$

де  $\hat{\mathbf{x}} = (\hat{\mathbf{x}}_1^T, \dots, \hat{\mathbf{x}}_N^T)^T$ ,  $\hat{\mathbf{x}}_1 = (\hat{x}_{dp1}, \hat{x}_{qp1}, \hat{x}_{dn1}, \hat{x}_{qn1})^T$ ,  $\hat{\mathbf{x}}_N = (\hat{x}_{dpN}, \hat{x}_{qpN}, \hat{x}_{dnN}, \hat{x}_{qnN})^T$ ,

$$\mathbf{A}_h = \text{blockdiag}[\mathbf{A}_{h1}, \dots, \mathbf{A}_{hN}], \quad \mathbf{C}_h[2, 4N] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & \dots & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & \dots & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{K}_h = [\mathbf{K}_{h1}, \dots, \mathbf{K}_{hN}]^T,$$

$$\mathbf{K}_{h1} = \begin{pmatrix} -k_{11} & 0 \\ 0 & -k_{11} \\ -k_{11} & 0 \\ 0 & -k_{11} \end{pmatrix}, \quad \mathbf{K}_{hN} = \begin{pmatrix} -k_{1N} & 0 \\ 0 & -k_{1N} \\ -k_{1N} & 0 \\ 0 & -k_{1N} \end{pmatrix},$$

$$\mathbf{A}_{h1} = \begin{pmatrix} 0 & -\omega_1 & 0 & 0 \\ \omega_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \omega_1 \\ 0 & 0 & -\omega_1 & 0 \end{pmatrix},$$

$$\mathbf{A}_{hN} = \begin{pmatrix} 0 & -N\omega_1 & 0 & 0 \\ N\omega_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & N\omega_1 \\ 0 & 0 & -N\omega_1 & 0 \end{pmatrix},$$

$k_{11} \dots k_{1N}$  – коефіцієнти зворотного зв'язку спостерігача.

Спостерігач (4.46) забезпечує асимптотичне оцінювання всіх  $N$  гармонік або будь-яку задану кількість їх з властивостями селективності, що досягається відповідним встановленням матриці коефіцієнтів зворотного зв'язку  $\mathbf{K}_h$  [178, 179].

Для забезпечення властивостей селективності оцінювача в [179] запропоновано побудувати матрицю  $\mathbf{K}_h$  згідно з

$$k_1 = \delta\omega_n, \quad k_2 = \frac{\omega_n^2 - (h\omega_1)^2}{2\omega_1}, \quad (4.47)$$

де  $\delta$  – демпфуючий коефіцієнт і  $\omega_n = (1 - 2\delta^2)^{-1}h\omega_1$  – власна частота коливань.

Функціональну блок-схема запропонованої системи керування МПЖ представлено на рис. 4.13.

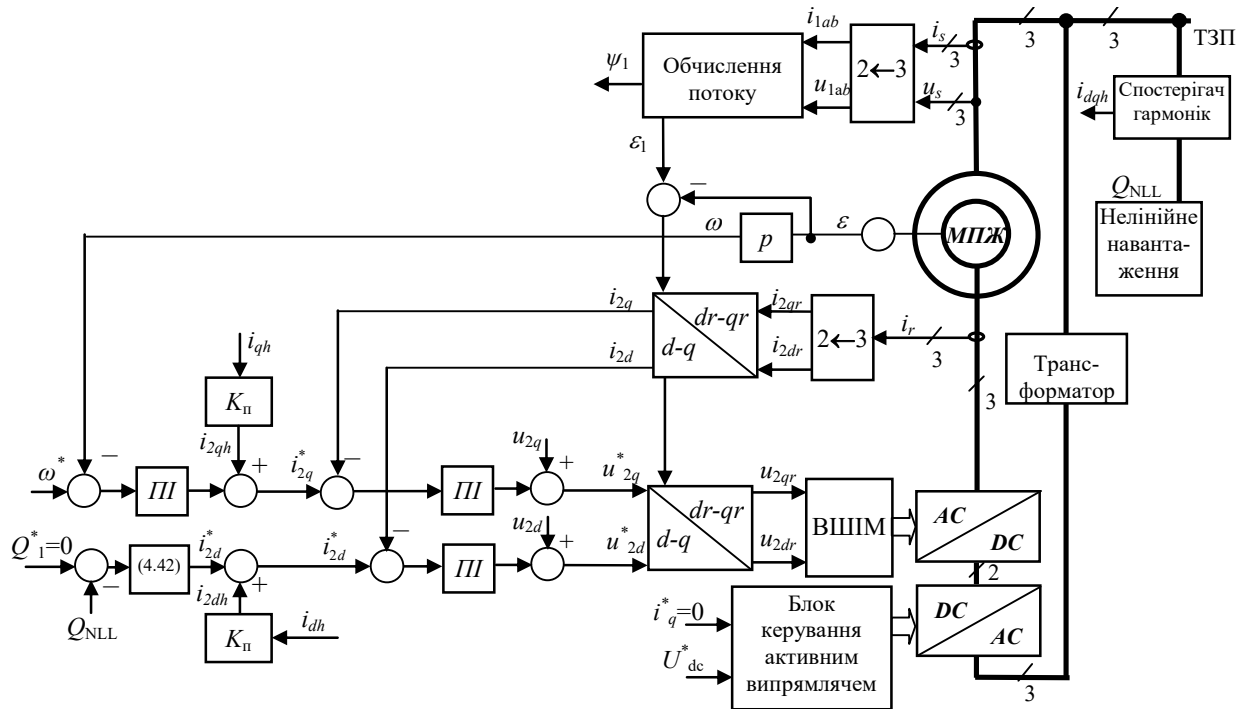


Рис. 4.13. Функціональна блок-схема запропонованої системи керування МПЖ

#### 4.4.3 Результати моделювання

У пакеті прикладних програм розроблено модель системи генерування на базі МПЖ з нелінійним навантаженням, підключеним до ТЗП. Під час моделювання було використано МПЖ із параметрами, зазначеними у підрозділі 4.3.4. Статор МПЖ підключається безпосередньо до мережі 690В, а роторний перетворювач живиться напругою 480 В через трансформатор. У точці загального підключення до мережі також підключаються по чергово діодний випрямляч і тиристорний перетворювач, які складають нелінійне навантаження на рис. 4.13.

До початку роботи запропонованих алгоритмів компенсації відбувається розгін МПЖ до синхронної швидкості обертання ротора (157 рад/с), збудження й підключення статора МПЖ до мережі. Дослідження роботи алгоритму компенсації реактивної потужності та активної фільтрації під час моделювання має таку послідовність дій системи генерування електроенергії:

- 1) на інтервалі часу 0-1 с задана швидкість встановлюється 157 рад/с, для досягнення рівня активної потужності  $P^*_1=1,9$  МВт при заданій швидкості вітру 12 м/с, а задана реактивна потужність при цьому  $Q^*_1=0$ ;
- 2) на інтервалі часу 1-3 с до ТЗП підключено діодний випрямляч;
- 3) на інтервалі часу 2-3 с діє алгоритм активної фільтрації, спрямований на зменшення 5-ї, 7-ї, 11-ї, 13-ї, 17-ї і 19-ї гармонік;
- 4) на інтервалі часу 3-4 с діодний випрямляч і активна фільтрація відключені, а до ТЗП підключається тиристорний перетворювач;
- 5) на інтервалі часу 4-5 с діє алгоритм компенсації реактивної потужності;
- 6) на інтервалі часу 5-6 с компенсація реактивної потужності не діє і підключається діодний випрямляч, тобто з моменту часу  $t=5$  с активовано і діодний випрямляч і тиристорний перетворювач;
- 7) на інтервалі часу 6-7 с діють одночасно алгоритми активної фільтрації і компенсації реактивної потужності.

Навантаження діодного випрямляча споживає 200 кВт активної потужності, а навантаження тиристорного перетворювача – 100 кВт активної потужності і 180 кВАр реактивної потужності. На рис. 4.14 показано результат відпрацювання алгоритму активної фільтрації у випадку підключення діодного випрямляча до ТЗП. На рис. 4.14а, б показано криві струму і напруги фази А МПЖ та мережі до та після компенсації гармонік в момент часу  $t=2$  с. Гармонічний склад струму мережі до і після компенсації гармонік показано на рис. 4.14в і г відповідно.

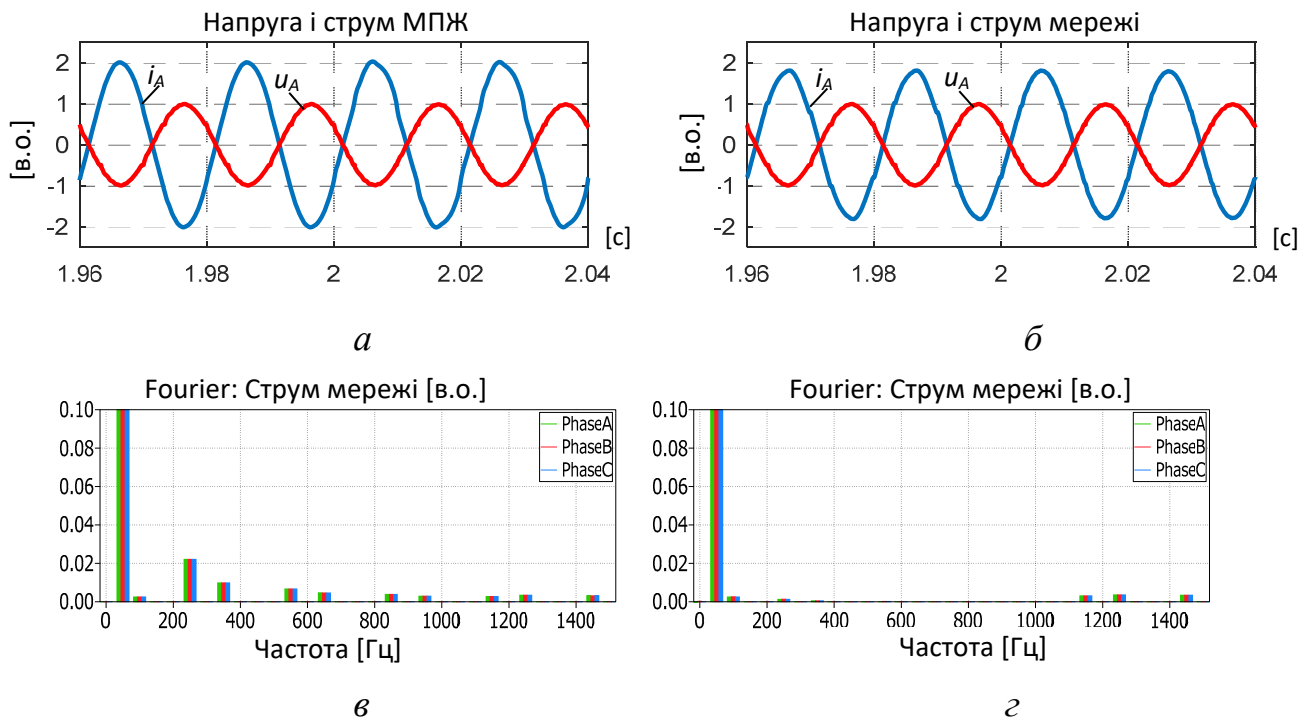


Рис. 4.14. Напруги і струми МПЖ (а) та мережі (б), гармонічний склад струму мережі до (в) і після (г) компенсації гармонік

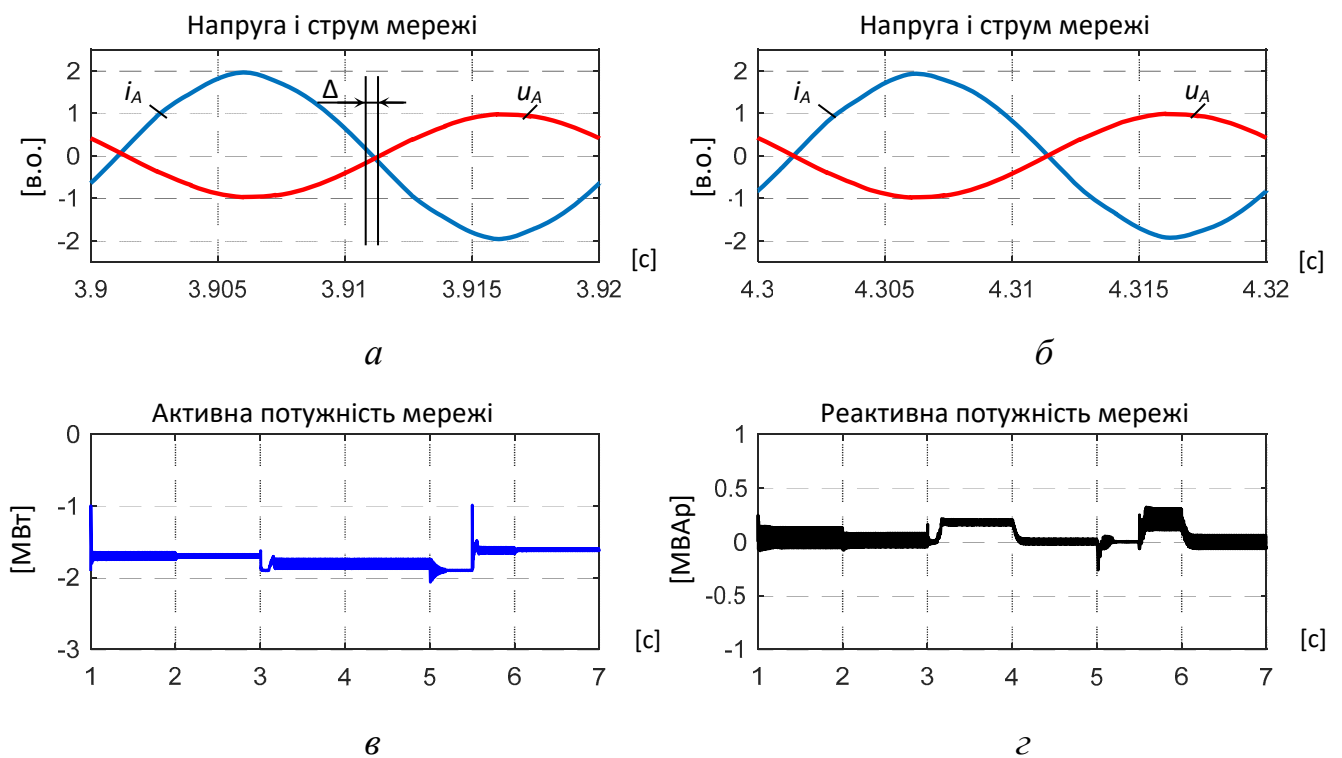


Рис. 4.15. Напруга та струм мережі до (а) та після (б) компенсації реактивної потужності, активна (в) та реактивна (г) потужності

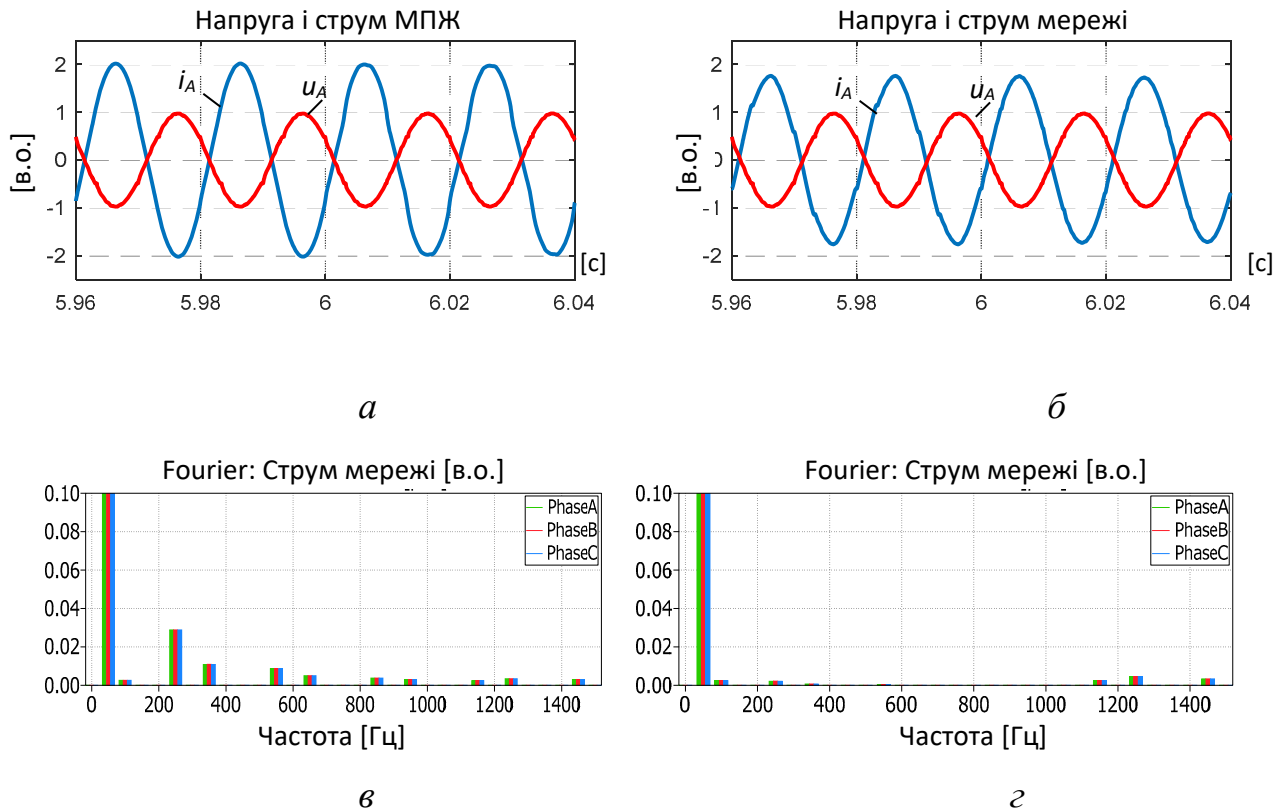


Рис. 4.16. Напруги і струми МПЖ (а) та мережі (б), гармонічний склад струму мережі до (в) і після (г) компенсації гармонік і компенсації реактивної потужності

На рис. 4.15 показано результат відпрацювання алгоритму компенсації реактивної потужності за умови підключення тиристорного перетворювача до ТЗП. На рис. 4.15а, б показано криві струму і напруги фази А МПЖ і мережі до та після компенсації реактивної потужності в момент часу  $t=4$  с. Активна й реактивна потужності мережі на всьому інтервалі часу 1-7 с представлено на рис. 4.15, в і г відповідно.

На рис. 4.16 показано результат одночасного відпрацювання алгоритмів активної фільтрації і компенсації реактивної потужності за умови підключення до ТЗП діодного випрямляча та тиристорного перетворювача одночасно. На рис. 4.16 а, б показано криві струму і напруги фази А МПЖ і мережі до та після компенсації гармонік і реактивної потужності в момент часу  $t=6$  с. Гармонічний



склад струму мережі до (рис. 4.16 в) та після (рис. 4.16 з) компенсації чітко демонструють ефективність запропонованої системи для компенсації як реактивної потужності, так і спотворення струму. Компенсація гармонік здійснюється за допомогою керування роторним інвертором МПЖ.

#### 4.5 Дослідження компенсації несиметрії за допомогою МПЖ за умови підключення несиметричного навантаження до ТЗП

Розглянемо випадок підключення несиметричного RL-навантаження до ТЗП. Виконано дослідження алгоритму компенсації несиметрії за умов підключення різних величин опору RL-навантаження до ТЗП, що викликає різну ступінь несиметрії струму мережі.

Відповідно до міжнародного стандарту ІЕС 61000-3-13 коефіцієнт несиметрії струму визначається як відношення модуля компоненти зворотної послідовності до модуля компоненти прямої послідовності струму на основній частоті

1) RL-навантаження з різними величинами опору у фазах спричиняє несиметрію струмів мережі 0,4% і середнє значення споживаної активної потужності складає 120 кВт.

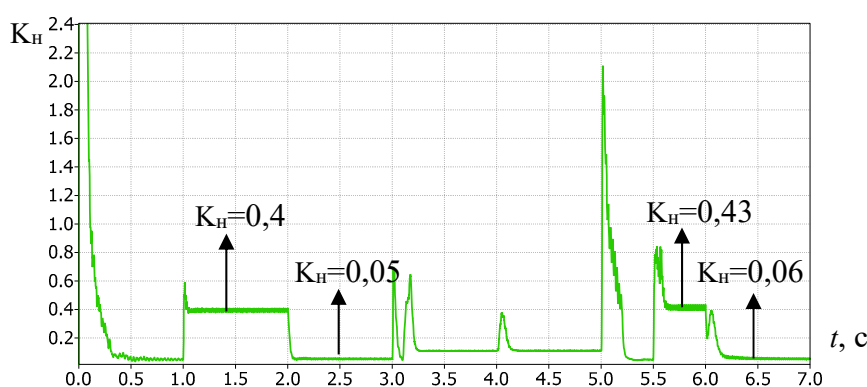


Рис. 4.17. Графік зміни у часі коефіцієнта несиметрії струму мережі з несиметрією 0,4%

На рис. 4.17 представлено графік зміни у часі коефіцієнта несиметрії струму мережі. На інтервалі часу 2-3с, коли діє алгоритм компенсації несиметрії,

коефіцієнт несиметрії струму мережі зменшується з 0,4% до 0,05%. На інтервалі часу 6-7с, коли діють алгоритми компенсації несиметрії і реактивної потужності, коефіцієнт несиметрії струму мережі зменшується з 0,43% до 0,06%.

2) RL-навантаження з різними величинами опору у фазах спричиняє несиметрію струмів мережі 1% і середнє значення споживаної активної потужності складає 130 кВт.

На рис. 4.18 представлено графік зміни у часі коефіцієнта несиметрії струму мережі. На інтервалі часу 2-3с, коли діє алгоритм компенсації несиметрії, коефіцієнт несиметрії струму мережі зменшується з 0,93% до 0,08%. На інтервалі часу 6-7с, коли діють алгоритми компенсації несиметрії і реактивної потужності, коефіцієнт несиметрії струму мережі зменшується з 0,96% до 0,08%.

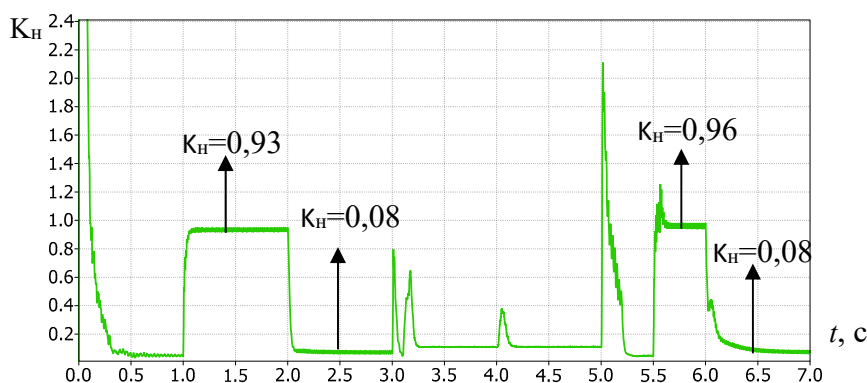


Рис. 4.18. Графік зміни у часі коефіцієнта несиметрії струму мережі з несиметрією 1%

3) RL-навантаження з різними величинами опору у фазах спричиняє несиметрію струмів мережі 4% і середнє значення споживаної активної потужності складає 190 кВт.

На рис. 4.19 представлено графік зміни у часі коефіцієнта несиметрії струму мережі. На інтервалі часу 2-3с, коли діє алгоритм компенсації несиметрії, коефіцієнт несиметрії струму мережі зменшується з 3,96% до 0,25%. На інтервалі часу 6-7с, коли діють алгоритми компенсації несиметрії і реактивної потужності, коефіцієнт несиметрії струму мережі зменшується з 4,05% до 0,28%.

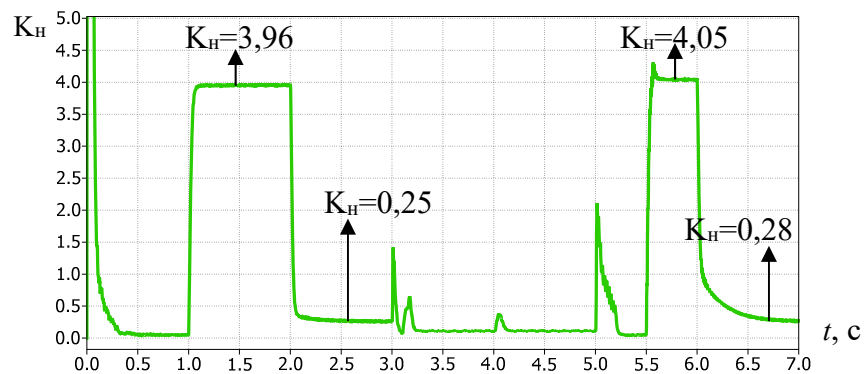


Рис. 4.19. Графік зміни у часі коефіцієнта несиметрії струму мережі з несиметрією 4%

4) RL-навантаження з різними величинами опору у фазах спричиняє несиметрію струмів мережі 5% і середнє значення споживаної активної потужності складає 210 кВт.

На рис. 4.20 представлено графік зміни у часі коефіцієнта несиметрії струму мережі. На інтервалі часу 2-3с, коли діє алгоритм компенсації несиметрії, коефіцієнт несиметрії струму мережі зменшується з 5,02% до 0,35%. На інтервалі часу 6-7с, коли діють алгоритми компенсації несиметрії і реактивної потужності, коефіцієнт несиметрії струму мережі зменшується з 5,15% до 0,36%.

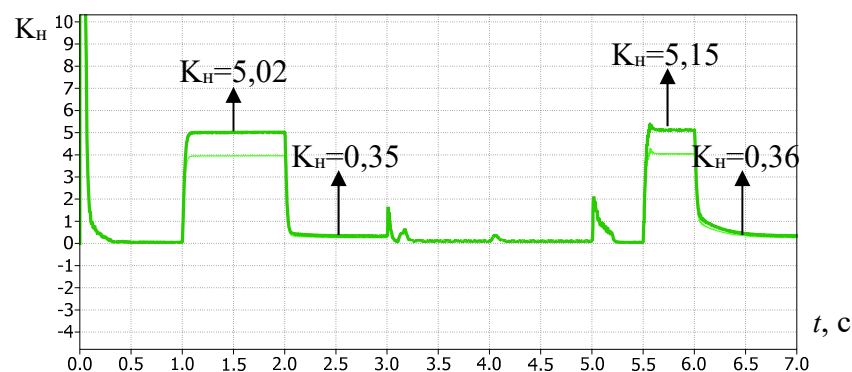


Рис. 4.20. Графік зміни у часі коефіцієнта несиметрії струму мережі з несиметрією 5%

5) RL-навантаження з різними величинами опору у фазах спричиняє несиметрію струмів мережі 5,5% і середнє значення споживаної активної потужності складає 240 кВт.

На рис. 4.21 представлено графік зміни у часі коефіцієнта несиметрії струму мережі. На інтервалі часу 2-3с, коли діє алгоритм компенсації несиметрії, коефіцієнт несиметрії струму мережі зменшується з 5,55% до 0,38%. На інтервалі часу 6-7с, коли діють алгоритми компенсації несиметрії і реактивної потужності, коефіцієнт несиметрії струму мережі зменшується з 5,68% до 0,39%. На рис. 4.22 наведено струм мережі до і після компенсації несиметрії.

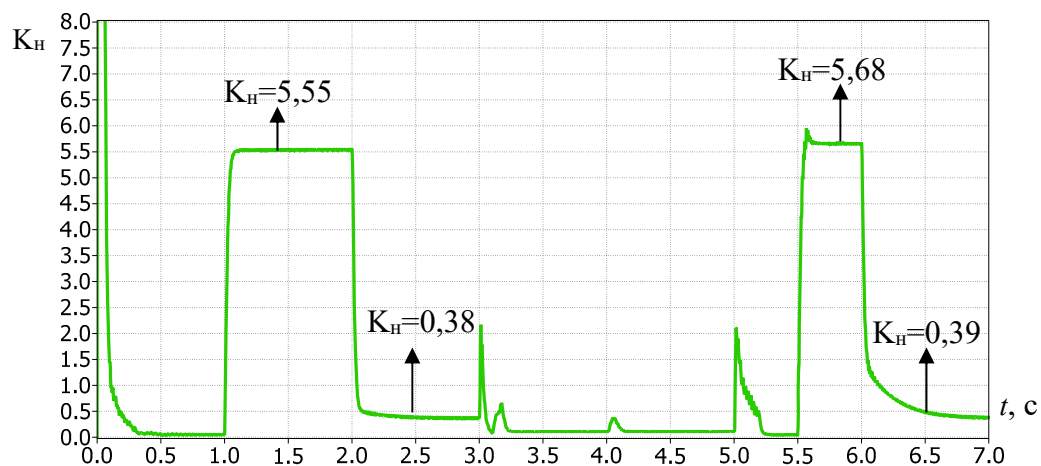


Рис. 4.21. Графік зміни у часі коефіцієнта несиметрії струму мережі з несиметрією 6%

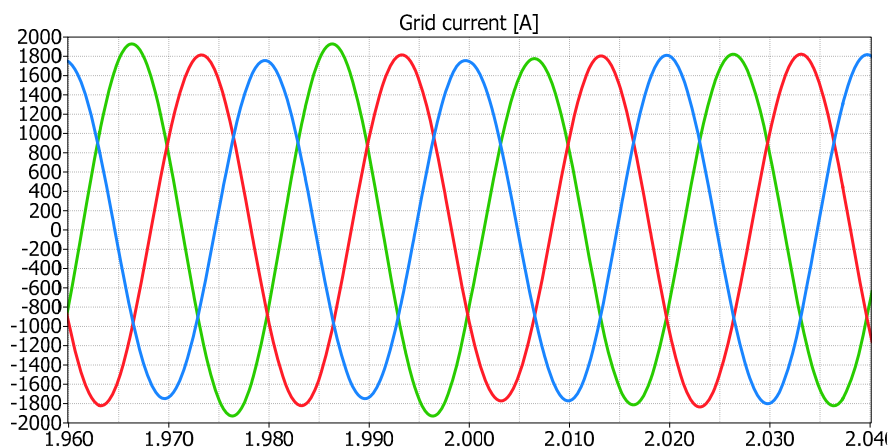


Рис. 4.22. Струм мережі до і після компенсації несиметрії 6%

6) RL-навантаження з різними величинами опору у фазах спричиняє несиметрію струмів мережі 11% і середнє значення споживаної активної потужності складає 340 кВт.

На рис. 4.23 представлено графік зміни у часі коефіцієнта несиметрії струму мережі. На інтервалі часу 2-3с, коли діє алгоритм компенсації несиметрії, коефіцієнт несиметрії струму мережі зменшується з 11,26% до 0,74%. На інтервалі часу 6-7с, коли діють алгоритми компенсації несиметрії і реактивної потужності, коефіцієнт несиметрії струму мережі зменшується з 11,5% до 0,76%.

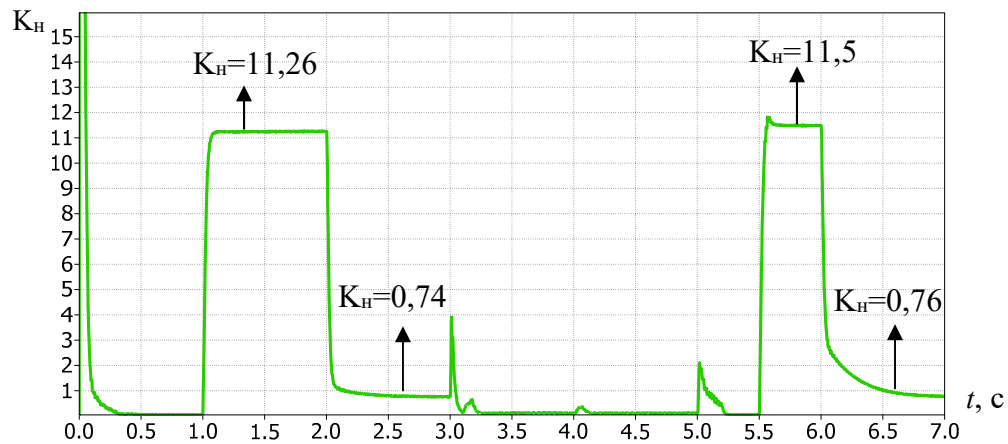


Рис. 4.23. Графік зміни у часі коефіцієнта несиметрії струму мережі з несиметрією 11%

На рис. 4.24 представлено діаграму коефіцієнта несиметрії струму мережі до і після компенсації несиметрії за різних варіантів RL-навантаження. При невеликих значеннях несиметрії навантаження коефіцієнт несиметрії струму мережі знижується на 87-90%.

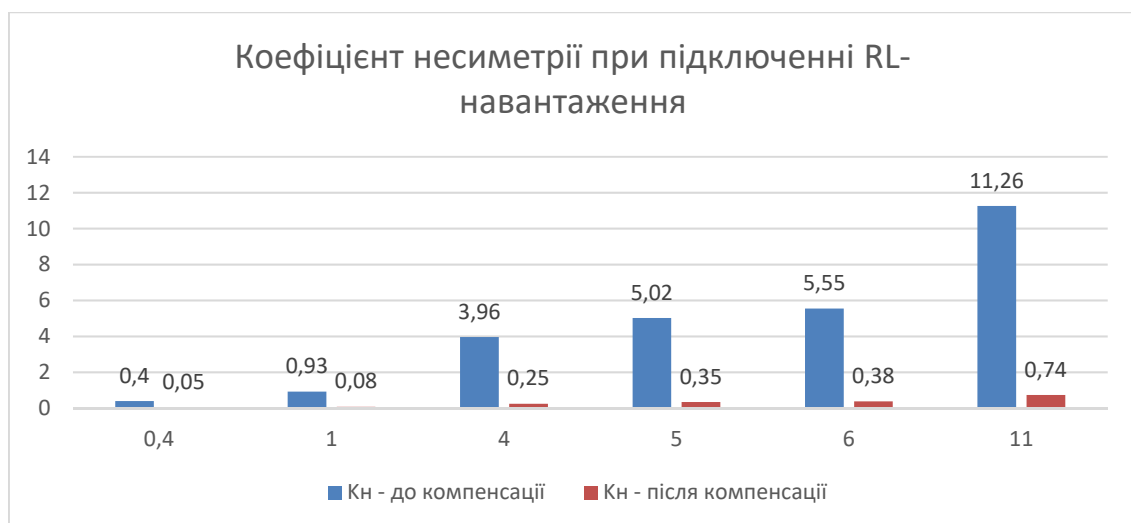


Рис. 4.24. Діаграма залежності коефіцієнта несиметрії від величини несиметрії при підключенні RL-навантаження

На рис. 4.25 представлено діаграму коефіцієнта несиметрії струму мережі до і після компенсації несиметрії за умови одночасного підключення RL-навантаження і тиристорного перетворювача.

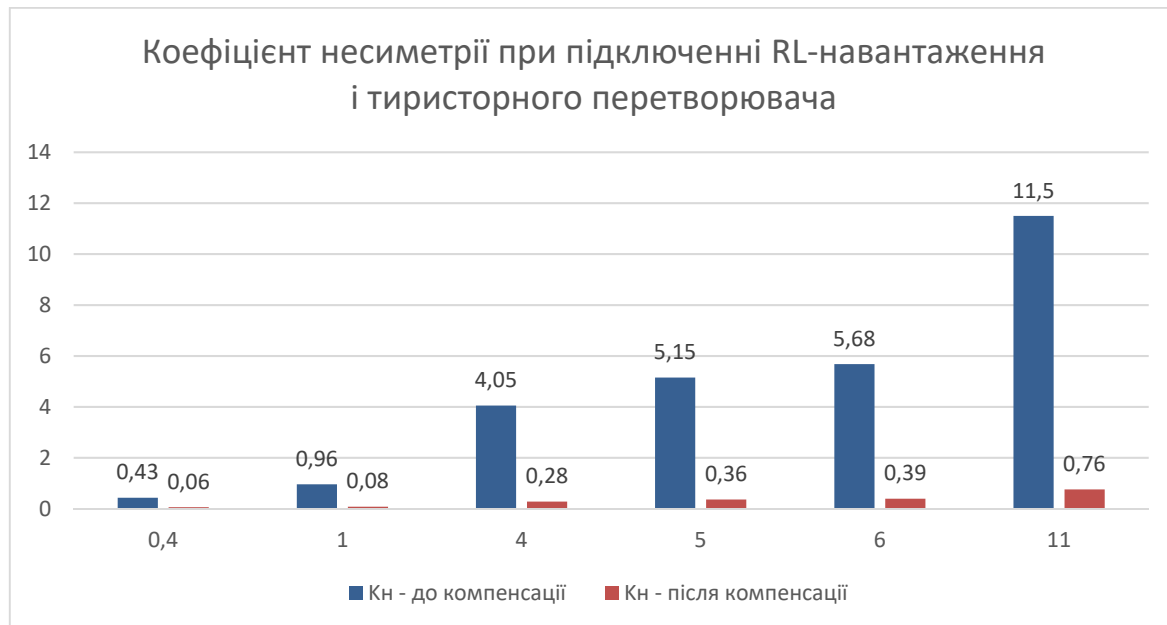


Рис. 4.25. Діаграма залежності коефіцієнта несиметрії від величини несиметрії при підключенні RL-навантаження і тиристорного перетворювача

#### 4.6 Висновки до розділу 4

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

2. Стратегія I керування МП в складі МПЖ при несиметрії мережі забезпечує нульові фазові зсуви між вхідними фазними напругами та відповідними струмами при несинусоїдальності цих струмів.

3. Стратегія II керування МП в складі МПЖ при несиметрії мережі забезпечує синусоїдальні вхідні струми при ненульових фазових зсувах з відповідними напругами, що обумовлює циркуляцію реактивних складових потужності.

4. З точки зору якості енергії, яку генерує МПЖ, стратегія II має переваги, особливо при значній несиметрії вхідних напруг.

5. На основі розробленої математичної моделі системи генерування електроенергії з МПЖ виконано математичне моделювання роботи МПЖ з алгоритмами компенсації гармонік і реактивної потужності за умови підключення до ТЗП діодного випрямляча та тиристорного перетворювача. При цьому інвертор в роторній ланці МПЖ забезпечує генерування максимальної вихідної активної потужності і мінімізацію гармонічних складових у струмі статора, а активний випрямляч – плавне регулювання напруги в ланці постійного струму і споживання синусоїдального вхідного струму.

6. Результати моделювання показали ефективність запропонованої системи для компенсації як реактивної потужності, так і спотворення струму, що підтверджується вибірковою фільтрацією п'ятої, сьомої, одинадцятої, тринадцятої, сімнадцятої та дев'ятнадцятої (найбільш домінуючих) гармонік.

---

Посилання [97, 99, 128, 131, 163–179] див. список використаних джерел стор. 298–308.

## **РОЗДІЛ 5**

### **ОБ'ЄДНАННЯ КОМПЕНСАЦІЙНИХ ВПЛИВІВ МАШИНИ ПОДВІЙНОГО ЖИВЛЕННЯ ТА НАПІВПРОВІДНИКОВОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА НА ПІДВИЩЕННЯ ЯКОСТІ ГЕНЕРОВАНОЇ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ**

Цей розділ присвячено дослідженню алгоритмів керування роторного та мережевого перетворювачів у колі ротора МПЖ для отримання об'єданого компенсаційного впливу на підвищення якості генерованої електроенергії.

Відмінність між компенсацією за допомогою роторного перетворювача й компенсацією за допомогою мережевого перетворювача полягає у визначенні заданих струмів цих перетворювачів відповідно до таких принципів:

- у разі компенсації за допомогою роторного перетворювача: задані струми ротора містять як основну гармоніку, так і гармонічні складові, задані струми мережевого перетворювача містять тільки фундаментальну складову;

- у разі компенсації за допомогою мережевого перетворювача: задані струми ротора містять тільки фундаментальну складову; заданий струм мережевого перетворювача містить як основну, так і гармонічні компоненти.

У розділі розглянуто стратегії розрахунків струмів компенсації мережевого перетворювача в колі ротора МПЖ із різною топологією для мінімізації небажаних складових потужності (рис. 5.1). Також досліджено роботу мережевого перетворювача в ланці ротора МПЖ із властивостями активних фільтрів та способів керування ними із застосуванням просторово-векторних підходів, що забезпечить поліпшення якісних показників генерованої електроенергії.



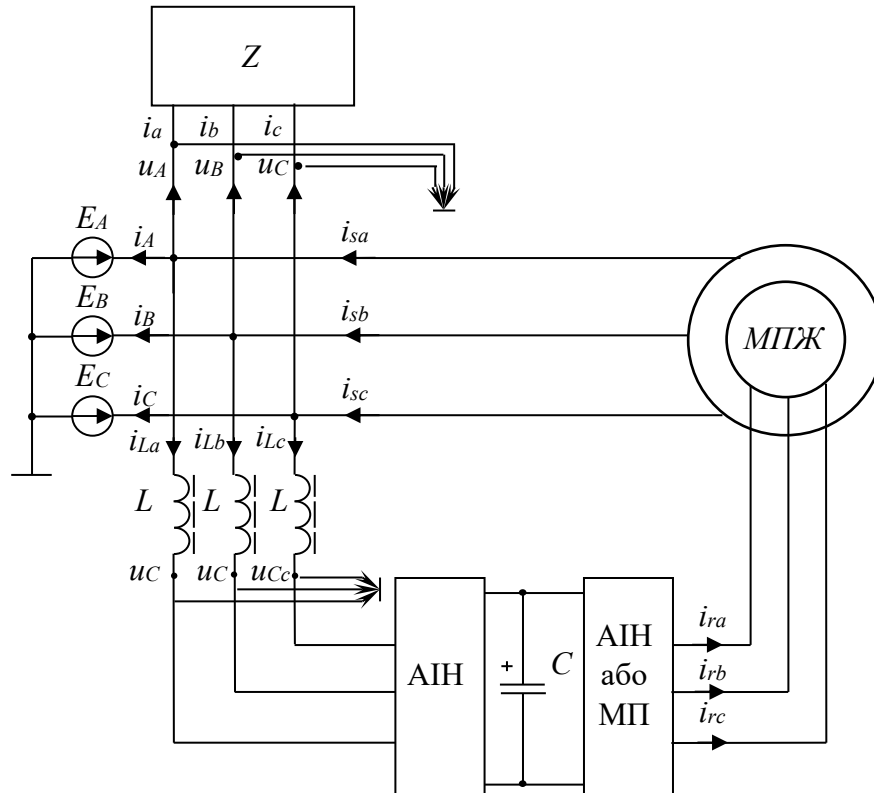


Рис. 5.1. Структурна схема реалізації мережевого перетворювача в колі ротора МПЖ з використанням різних топологій

### 5.1 Стратегія мінімізації небажаних складових миттєвої потужності із застосуванням мережевого перетворювача в колі ротора МПЖ із різною топологією

Розроблення принципів роботи та алгоритмів керування системами фільтрації небажаних складових потужності були започатковані з появою  $p-q$  теорії миттєвої потужності [180]. Подальший розвиток цієї теорії здійснювався за допомогою розширення її можливостей та створення підходів до визначення складових миттєвої потужності в різних координатних системах із метою розділення окремих складових, які не відтворюються в базовій  $p-q$  та інших теоріях [181–185].

Для вирішення поставленого завдання за основу взято  $p-q-r$  теорію

миттєвих потужностей, оскільки вона відрізняється від базової  $p$ - $q$  теорії наявністю додаткової складової, що відокремлює нульову послідовність під час розрахунку складових потужностей і може бути застосована як для трипровідних, так і для чотирипровідних трифазних систем.

Розрахунок миттєвих значень складових потужності здійснюється за допомогою почергового використання матричних перетворень миттєвих значень напруг і струмів для їхнього представлення у різних координатних системах. Математичне перетворення миттєвих значень напруг та струмів у координати  $\alpha\beta 0$  здійснюється за допомогою Кларк оператора [180], який є ортогональною матрицею:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = K \cdot \begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = K \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \quad \text{де } K = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix}, \quad (5.1)$$

$u_A, u_B, u_C, i_a, i_b, i_c$  – миттєві значення фазних напруг та струмів відповідно;  $u_\alpha, u_\beta, i_\alpha, i_\beta$  – миттєві значення напруг та струмів у координатах  $\alpha$ - $\beta$ ,  $u_0$  та  $i_0$  – миттєві значення напруги та струму нульової послідовності. Модуль вектора напруги в  $\alpha$ - $\beta$ - $0$  координатах являє собою просторову діагональ системи  $(u_\alpha - u_\beta - u_0)$ :

$$u_{\alpha\beta 0} = \sqrt{u_\alpha^2 + u_\beta^2 + u_0^2} = \sqrt{u_\alpha^2 + u_\beta^2 + u_0^2} = \sqrt{u_A^2 + u_B^2 + u_C^2} = u_p, \quad (5.2)$$

де  $u_{\alpha\beta} = \sqrt{u_\alpha^2 + u_\beta^2}$  – діагональ прямокутника  $(u_\alpha - u_\beta)$  на площині. Перехід до координат  $p$ - $q$ - $r$  для струму здійснюється за допомогою перемноження отриманого вектора струму  $i_{\alpha\beta 0}$  на матрицю коефіцієнтів, нормованих за модулем вектора напруги  $u_{\alpha\beta 0}$ . В такий спосіб отримуються відокремлені модулі струмів для різних складових потужностей. Складові струму в системі координат потужності  $p$ - $q$ - $r$  визначаються у такий спосіб:

$$\begin{bmatrix} i_p \\ i_q \\ i_r \end{bmatrix} = \frac{1}{u_{\alpha\beta 0}} \begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta & u_0 \\ -\frac{u_\beta \cdot u_{\alpha\beta 0}}{u_{\alpha\beta}} & \frac{u_\alpha \cdot u_{\alpha\beta 0}}{u_{\alpha\beta}} & 0 \\ -\frac{u_0 \cdot u_\alpha}{u_{\alpha\beta}} & -\frac{u_0 \cdot u_\beta}{u_{\alpha\beta}} & u_{\alpha\beta} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix}. \quad (5.3)$$

Складові потужності в  $p$ - $q$ - $r$  координатах є добутками модуля вектора напруги на складові струму та отримуються таким способом:

$$\hat{\mathbf{p}} = \begin{bmatrix} p \\ q_q \\ q_r \end{bmatrix} = u_p \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_p \\ i_q \\ i_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{p} \\ \bar{q} \\ \bar{r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \\ \tilde{r} \end{bmatrix}, \quad (5.4)$$

де  $\hat{\mathbf{p}}$  – просторовий вектор складових потужностей,  $u_p$  – модуль просторового вектора напруг мережі (5.2),  $p$  – миттєва активна потужність,  $q_q$  – миттєва реактивна потужність,  $q_r$  – миттєва реактивна потужність, що замикається через нульовий провід. Отримані значення складових потужності повною мірою характеризують енергетичні процеси в системі, де проводиться вимірювання. Тобто, застосування  $p$ - $q$ - $r$  теорії дає змогу проаналізувати складові повної потужності в зазначеній системі та використовувати отримані значення для аналізу, контролю, метрології та інших потреб. Крім того, розглядаючи криві миттєвих значень потужності, можна розділити кожен складову потужності в  $p$ - $q$ - $r$  теорії на постійну та змінну для кожного різновиду потужності.

Отже,  $p$ - $q$ - $r$  теорія оперує складовими потужності з такими визначеннями:

- $\bar{p}$  – постійна складова активної потужності на інтервалі повторюваності;
- $\bar{q}$  – постійна складова реактивної потужності на інтервалі повторюваності, яка відображає додатковий енергообмін між мережею та навантаженням;
- $\bar{r}$  – постійна складова потужності, що замикається через нульовий провід;
- $\tilde{p}$  – змінна складова активної потужності, яка споживається навантаженням (представлена як пульсація споживання активної потужності);

$\tilde{q}$  – змінна складова реактивної потужності (представлена як пульсація споживання реактивної потужності, у загальному випадку виявляється при несиметрії та несинусоїдальності напруг мережі живлення чи струмів навантаження);

$\tilde{r}$  – змінна складова потужності, що замикається через нульовий провід (відтворюється у разі несиметричного навантаження).

Відповідно до визначення усіх можливих складових потужності  $p$ ,  $q$ ,  $r$  та їхнього уявного розділення на додаткові складові можна стверджувати, що всі складові потужності, крім  $\bar{p}$ , які споживає навантаження, є небажаними та спонукають до створення умов для їхньої мінімізації. Зазначені вище складові вимагають роз'яснення умов їхньої появи, причин появи та наслідків їхньої дії в системі «МПЖ – мережа – навантаження». Поява небажаних складових миттєвих потужностей обумовлена властивостями мережі та навантаження. Різновиди мережі можна розбити за трьома основними ознаками: симетрична синусоїдальна, несиметрична синусоїдальна, несинусоїдальна. Навантаження поділено у такий спосіб: симетричне та несиметричне; з нульовим проводом та без нього. Іншим критерієм для класифікації навантажень є їх імпедансна характеристика: чисто активна, активно-реактивна, нелінійна. Отже, з'являється велика кількість варіантів за типами мереж та навантажень, за яких можна очікувати виникнення небажаних складових миттєвої потужності та окреслити основні способи їх мінімізації. У системі «МПЖ – мережа – навантаження», що схематично показана на рис. 5.1, за основу взято джерела синусоїдальних та симетричних напруг необмеженої потужності (струми навантаження не спричиняють спотворення напруг мережі).

Розрахунок струму, який може компенсувати небажані складові потужності, здійснюється шляхом зворотного  $p$ - $q$ - $r$  перетворення складових потужності, взятих із від'ємним знаком. У загальному випадку струми компенсації в системі координат  $p$ - $q$ - $r$  розраховуються у такий спосіб:

$$\begin{bmatrix} i_{Cp} \\ i_{Cq} \\ i_{Cr} \end{bmatrix} = \frac{1}{u_p} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \cdot (-\hat{\mathbf{p}}) = \frac{1}{u_p} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta p - \tilde{p} \\ -\bar{q} - \tilde{q} \\ -\bar{r} - \tilde{r} \end{bmatrix}, \quad (5.5)$$

де  $\Delta p$  - деяка частина активної потужності, яку може споживати чи віддавати мережевий перетворювач. Вона використовується буферним джерелом (ємнісний накопичувач) для врахування активних втрат. Крім того, цей параметр використовується як регульована змінна, що впливає на рівень напруг буферного джерела;  $\tilde{p} = p - P_{cp}$ , де  $P_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt$  - середнє значення активної потужності на періоді частоти мережі,  $p = u_A \cdot i_a + u_B \cdot i_b + u_C \cdot i_c$ . Після цього здійснюється подальше зворотне перетворення для отримання струмів компенсації в системі координат  $\alpha\beta 0$ . За допомогою зворотного перетворення Кларк отримуємо необхідні фазні струми компенсації  $i_{Ca}$ ,  $i_{Cb}$ ,  $i_{Cc}$ :

$$\begin{bmatrix} i_{Ca} \\ i_{Cb} \\ i_{Cc} \end{bmatrix} = K^T \cdot \begin{bmatrix} i_{C\alpha} \\ i_{C\beta} \\ i_{C0} \end{bmatrix}, \text{ де } \begin{bmatrix} i_{C\alpha} \\ i_{C\beta} \\ i_{C0} \end{bmatrix} = \frac{1}{u_{\alpha\beta 0}} \begin{bmatrix} u_\alpha & -\frac{u_\beta \cdot u_{\alpha\beta 0}}{u_{\alpha\beta 0}} & -\frac{u_0 \cdot u_\alpha}{u_{\alpha\beta}} \\ u_\beta & \frac{u_\alpha \cdot u_{\alpha\beta 0}}{u_{\alpha\beta 0}} & -\frac{u_0 \cdot u_\beta}{u_{\alpha\beta}} \\ u_0 & 0 & u_{\alpha\beta} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{Cp} \\ i_{Cq} \\ i_{Cr} \end{bmatrix}. \quad (5.6)$$

Складові потужності в  $p-q-r$  теорії визначаються, зважаючи на миттєві значення напруг і струмів та їхні подальші перетворення в інші координатні системи. Отримані значення складових потужності характеризують енергетичні процеси в системі, де відбувається вимірювання напруг мережі  $u_A$ ,  $u_B$ ,  $u_C$  та струмів навантаження  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$ . Застосування  $p-q-r$  теорії дає змогу проаналізувати складові повної потужності в зазначеній системі й у подальшому аналізі та керуванні використовувати отримані значення. Аналізуючи криві миттєвих значень потужності, можна розділити кожену складову потужності в  $p-q-r$  теорії на постійну та змінну для кожної складової; для наочності над літерами  $p$ ,  $q$  та  $r$  встановлено відповідні позначки ( $\bar{p}$  та  $\tilde{p}$ ,

$\bar{q}$  та  $\tilde{q}$ ,  $\bar{r}$  та  $\tilde{r}$ ). Обрані для компенсації складові потужності вводяться у вирази з від'ємним знаком для розрахунку струмів компенсатора за зворотним  $p$ - $q$ - $r$  перетворенням.

На рис. 5.2 представлено послідовність математичних перетворень в  $p$ - $q$ - $r$  теорії для розрахунку компенсаційних струмів  $i_{Ca}$ ,  $i_{Cb}$ ,  $i_{Cc}$ . Це вимагає великої кількості елементарних операцій обчислення.

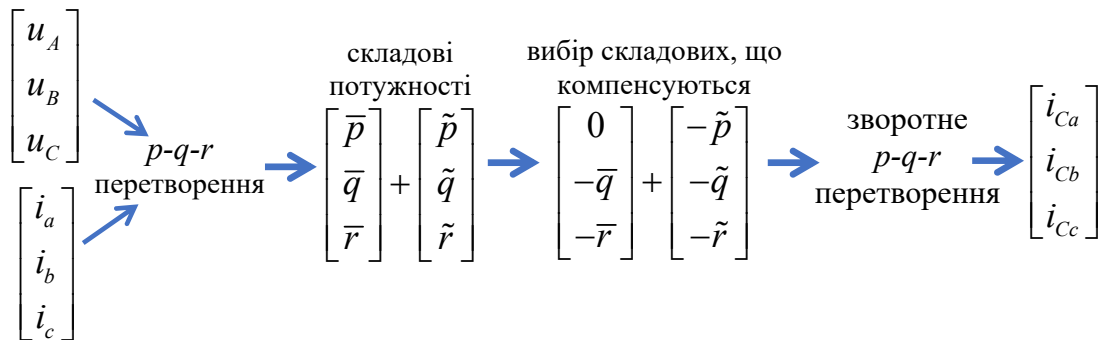


Рис. 5.2. Послідовність математичних перетворень в  $p$ - $q$ - $r$  теорії

Є можливість спростити повний цикл обчислень за допомогою послідовного підставлення та аналітичного перетворення виразів із включенням до них складових миттєвої потужності, необхідних для компенсації. Найкомпактніший аналітичний вираз отримано для випадку компенсації всіх складових потужності, крім  $\bar{p}$ , унаслідок чого в його складі присутні тільки необхідні миттєві значення напруг та струмів, а також мінімізовані проміжні математичні операції:

$$\begin{bmatrix} i_{Ca} \\ i_{Cb} \\ i_{Cc} \end{bmatrix} = \frac{P_{cp} - \tilde{p} + \Delta p}{u_A^2 + u_B^2 + u_C^2} \cdot \begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \quad (5.7)$$

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

$\tilde{p} = P_{cp} - p$  – змінна складова активної потужності,  $p = u_A \cdot i_a + u_B \cdot i_b + u_C \cdot i_c = u_A \cdot i_A + u_B \cdot i_B + u_C \cdot i_C$ ,  $\Delta p$  – додаткова складова активної потужності, що використовується компенсатором для власних потреб та здійснення

енергообміну мережі й навантаження з додатковим джерелом електроенергії.

Необхідно зазначити, що отриманий вираз (5.7) безпосередньо встановлює розподіл струмів у системі «МПЖ – мережа – навантаження» з під'єднаним мережевим перетворювачем із властивостями активного фільтра за першим законом Кірхгофа

$$\mathbf{I}_C = \mathbf{I}_1 - \mathbf{I}_2, \quad (5.8)$$

де  $\mathbf{I}_C$  – матриця-вектор заданих струмів мережевого перетворювача,  $\mathbf{I}_1$  – матриця-вектор розрахованих струмів мережі (перший доданок виразу 5.7),  $\mathbf{I}_2$  – матриця-вектор струмів навантаження. Тобто, у загальному випадку для розрахунку компенсаційного струму мережевого перетворювача необхідно визначити струм мережі залежно від характеру навантаження, характеристик мережі (синусоїдальність та симетрія) і можливостей мережевого перетворювача (наявність чи відсутність додаткової активної потужності, можливість компенсації струмів нульової послідовності).

Перетворення миттєвих значень напруг та струмів у системах  $p$ - $q$ - $r$  координат і у зворотному напрямі з коригуванням складових потужності в практичному застосуванні вимагають великих обчислень у реальному часі на кожному модуляційному періоді. Тому для практичного застосування актуальними будуть такі вирази, за якими після отримання миттєвих значень енергетичних параметрів вимірюваної системи розраховуються миттєві значення струмів мережевого перетворювача без надлишкових просторових перетворень. Компенсація небажаних складових миттєвої потужності та розрахунок струмів мережевого перетворювача мають здійснюватися відповідно до топології силової схеми з врахуванням можливостей, які вона забезпечує. Тобто, у разі розрахунку компенсаційних струмів потрібно користуватися такими складовими миттєвої потужності, якими може оперувати ця топологія силової схеми.

Трифазне чотирипровідне навантаження створює умови для появи

більшості небажаних складових, усунення яких вимагає застосування топології мережевого перетворювача із примусовим формуванням струмів у нульовому проводі. Компенсацію складової  $\bar{r}$  можливо здійснити без використання накопичувача енергії, у той час як компенсація складової  $\tilde{r}$  можлива лише за наявності такого накопичувача. У разі відсутності буферного накопичувача компенсація струму нульової послідовності відбуватиметься завдяки формуванню несинусоїдального струму мережі так, щоб утримувався баланс миттєвої активної потужності, споживаної з мережі:

$$\hat{\mathbf{p}} = \begin{bmatrix} 0 \\ -q \\ -r \end{bmatrix}, \text{ звідки } \begin{bmatrix} i_{Ca} \\ i_{Cb} \\ i_{Cc} \end{bmatrix} = \frac{P}{u_A^2 + u_B^2 + u_C^2} \cdot \begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}. \quad (5.9)$$

Так, для ситуації, коли необхідно компенсувати всі небажані складові потужності з використанням топології мережевого перетворювача, який має потенціальний зв'язок із нульовим проводом у чотирипровідній трифазній системі, алгоритм розрахунку струмів компенсатора загалом можливо спростити до більш компактного вигляду з використанням тільки необхідних миттєвих значень фазних напруг та струмів:

$$\hat{\mathbf{p}} = \begin{bmatrix} \Delta p - \tilde{p} \\ -\bar{q} - \tilde{q} \\ -\bar{r} - \tilde{r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{cp} - p + \Delta p \\ -q \\ -r \end{bmatrix}, \text{ звідки } \begin{bmatrix} i_{Ca} \\ i_{Cb} \\ i_{Cc} \end{bmatrix} = \frac{P_{cp} + \Delta p}{u_A^2 + u_B^2 + u_C^2} \cdot \begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}. \quad (5.10)$$

В умовах несиметрії і/або несинусоїдальності напруг мережі живлення компенсація небажаних складових за виразами (5.9), (5.10) створює умови, за яких формуються виключно несинусоїдальні струми мережі [182, 186]. Щоб уникнути цього, необхідно здійснити перехід від миттєвих до інтегральних значень суми квадратів миттєвих значень напруг мережі, а також фільтрувати миттєві значення напруг, за якими розраховується компенсаційний струм:

$$\begin{bmatrix} i_{Ca} \\ i_{Cb} \\ i_{Cc} \end{bmatrix} = \frac{P_{cp} + \Delta p}{\Delta u} \cdot \begin{bmatrix} u_A^1 \\ u_B^1 \\ u_C^1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \quad (5.11)$$



де  $\Delta u \sim (u_A^2 + u_B^2 + u_C^2)$  – усереднене значення на інтервалі повторюваності,  $u_{A,B,C}^l$  – відфільтровані миттєві значення напруг мережі живлення (миттєві значення перших гармонік фазних напруг мережі живлення).

### 5.1.1 Просторово-векторне формування струмів мережевого перетворювача МПЖ

Практичну реалізацію систем компенсації небажаних складових миттєвої потужності можливо здійснити з використанням різних топологій силових схем. Відмінності, за якими ці топології розрізняють, полягають у способі формування струмів нульової послідовності для чотирипровідних систем, та наявності буферного накопичувача або допоміжного джерела активної потужності.

Компенсація складових реактивної потужності в точці загального підключення здійснюється за поширеною практикою на базі напівпровідникових автономних інверторів напруги (АІН). Вирішення цієї задачі базується на обчисленні необхідних реактивних струмів компенсації та їхнього відпрацювання із використанням релейного режиму роботи ключів у заданому коридорі струму. Використання АІН як компенсатора широко досліджувалося у [180, 187, 188]. Застосування для цієї мети двоступеневого матричного перетворювача не є поширеним, оскільки для такого застосування необхідні набагато складніші алгоритми керування [189, 190]. На рис. 5.1 показано структурну схему реалізації мережевого перетворювача в колі ротора МПЖ з використанням АІН або двоступеневого матричного перетворювача.

Використання АІН для реалізації систем компенсації складових миттєвої потужності спрощує задачу побудови алгоритмів керування. Додавання в алгоритм допоміжних функцій чи їхня заміна на нові не призводить до перебудови структури та принципів роботи силової схеми. Використання двоступеневого МП для компенсації складових миттєвої потужності до цього часу досліджувалося мало, а алгоритми роботи МПЖ з двоступеневим МП у

колі ротора з властивостями активного фільтра не перевірялися.

Вирішення завдання компенсації складових потужності можливо узагальнити так, щоб виключити прив'язку регулятора струму до конкретної силової топології перетворювача [188]. У системі «МПЖ – мережа – навантаження» вимірюються миттєві значення напруг  $u_A, u_B, u_C$  та струмів  $i_a, i_b, i_c$  (рис. 5.1). Отримані значення використовуються для розрахунку необхідних струмів компенсації  $i_{Ca}, i_{Cb}, i_{Cc}$ . Для роботи мережевого перетворювача МПЖ (для створення зворотного зв'язку) вимірюються його поточні струми  $i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc}$ . Регулювання компенсаційних струмів здійснюється за допомогою приведення струмів мережевого перетворювача до струмів завдання. Таке регулювання може здійснюватися скалярними методами з використанням релейного режиму для кожної фази окремо з алгоритмом, який жорстко прив'язаний до топології силової схеми. Також регулювання струму можна реалізувати із застосуванням векторних підходів, користуючись просторовими векторами струмів та напруг перетворювачів безвідносно до топології їхніх силових схем.

В роботі [191] запропоновано таке регулювання струму, яке можна реалізувати із застосуванням векторних підходів, користуючись просторовими векторами струмів та напруг перетворювачів безвідносно до топології їх силових схем. Для роботи системи за таким принципом необхідно мати джерело ЕРС з напругою, що перевищує амплітудні значення напруг мережі живлення. Крім цього, необхідна наявність відповідних реакторів, які в даній системі мають виконувати роль обмежувачів струму.

На рис. 5.3 зображено векторну діаграму роботи системи «МПЖ – мережа – навантаження». На діаграмі зображено такі просторові вектори:  $\bar{u}$  – вектор напруги мережі;  $\bar{i}_2$  – вектор струму навантаження;  $\bar{i}_C$  – розрахунковий вектор компенсаційного струму;  $\bar{i}_L$  – вектор поточного (виміряного) струму перетворювача. Використовуючи інформацію про розташування векторів

заданого та реального струмів, система керування обчислює вектор похибки  $\bar{i}_\Delta = \bar{i}_C - \bar{i}_L$ , кутове положення якого задає напрямок вектора керування  $\bar{u}_L$ , тобто вектора напруги на реакторі і, у такий спосіб, напруги  $\bar{u}_C = \bar{u} + \bar{u}_L$ . Вектор вихідної напруги перетворювача формується так, щоб на кожному циклі ШІМ напрямки вектора  $\bar{u}_L$  збігалися з напрямками вектора похибки  $\bar{i}_\Delta$ . Таке розташування зумовлене тим, що вектор похибки визначає невідповідність вимірюваних струмів мережевого перетворювача струмам завдання. Розклавши вектор похибки за ортами  $a, b, c$ , отримуємо відхилення (з різними знаками) струмів у фазах. Пояснюється наведена логіка такими співвідношеннями:

$$\begin{bmatrix} i_{Ca} \\ i_{Cb} \\ i_{Cc} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{\Delta a} \\ i_{\Delta b} \\ i_{\Delta c} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{U}_L = \begin{bmatrix} u_{La} \\ u_{Lb} \\ u_{Lc} \end{bmatrix} = L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \end{bmatrix} \approx \frac{L}{T} \begin{bmatrix} i_{\Delta a} \\ i_{\Delta b} \\ i_{\Delta c} \end{bmatrix} = \nu \begin{bmatrix} i_{\Delta a} \\ i_{\Delta b} \\ i_{\Delta c} \end{bmatrix}, \quad (5.12)$$

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

Отже, пропорційно-векторне регулювання задає розташування вектора  $\bar{u}_L$  в напрямку вектора похибки, що є найоптимальнішим рішенням у разі керування компенсатором із використанням лінійного діапазону регулювання перетворювача, на основі якого побудовано компенсатор.

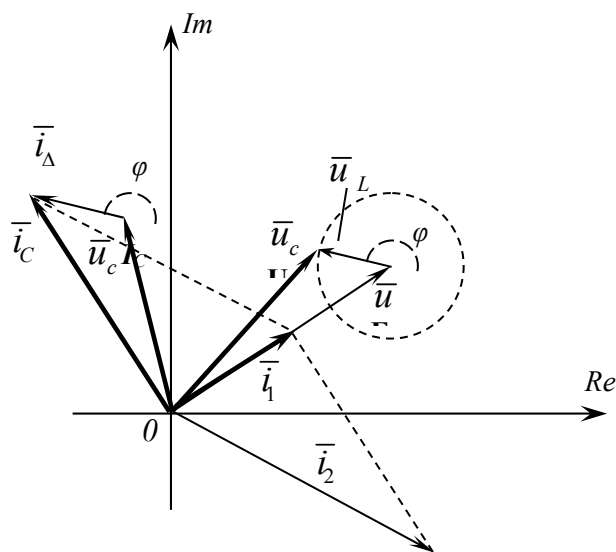


Рис. 5.3. Векторна діаграма роботи системи «МПЖ – мережа – навантаження»

Розрахунок вектора  $\bar{u}_L$  можливо здійснити двома способами: з використанням кутового положення вектора похибки  $\bar{i}_\Delta$  та пропорційним розрахунком координат. На практиці координати вектора  $\bar{u}_L$  простіше визначати пропорційним способом за такими виразами:

$$u_{L\alpha} = k \frac{\bar{i}_{\Delta\alpha}}{|\bar{i}_\Delta|}, \quad u_{L\beta} = k \frac{\bar{i}_{\Delta\beta}}{|\bar{i}_\Delta|},$$

де  $\bar{i}_{\Delta\alpha} = \text{Re}(\bar{i}_\Delta)$ ,  $\bar{i}_{\Delta\beta} = \text{Im}(\bar{i}_\Delta)$ ,  $u_{L\alpha}$  та  $u_{L\beta}$  – координати вектора  $\bar{u}_L$  в  $\alpha$ - $\beta$  координатах,  $k$  – величина вектора  $\bar{u}_L$ , тобто радіус кола, у якому обертається кінець вектора  $\bar{u}_L$  (рис. 5.3).

Зміна вектора похибки призводить до зміни вектора керування, який займає нове положення для кожного наступного циклу ШІМ.

Такий підхід забезпечує найвищу швидкодію відпрацювання струмів завдання компенсатора. У разі використання топології АІН цей підхід є аналогом прямого релейного пофазного регулювання струму. Потрібно також мати на увазі, що в такому разі реалізація алгоритму керування підпорядкована обраній топології силової схеми активного фільтра. Основною особливістю алгоритму є керування перетворювачем, яке здійснюється за допомогою представлення його вихідної напруги просторовим вектором. Запропонований алгоритм керування компенсатором із використанням просторово-векторних підходів дає змогу використовувати будь-яку силову топологію перетворювачів. Використання двоступеневого МП як мережевого перетворювача має деякі переваги, оскільки в такий спосіб забезпечується двосторонній потік енергії. Керування двоступеневим МП можливо реалізувати з використанням будь-яких алгоритмів формування просторового вектора напруги, але найбільш привабливими є ті, що забезпечують максимально можливий діапазон регулювання реактивної потужності із забезпеченням повного діапазону неспотворюючого регулювання напруги [189].

## 5.2 Машина подвійного живлення з двоступеневим матричним перетворювачем

Традиційно для керування струмами ротора МПЖ використовуються АС-DC-АС двонапрямні перетворювачі, розраховані тільки на частину номінальної потужності МПЖ [100, 125].

В останні роки спостерігається зростаючий інтерес до перетворювачів з безпосереднім перетворенням енергії, з синусоїдальними вхідними і вихідними струмами без пасивних компонентів у колі постійного струму. Одним з таких перетворювачів є двоступеневий матричний перетворювач, показаний на рис. 5.4 у складі МПЖ.

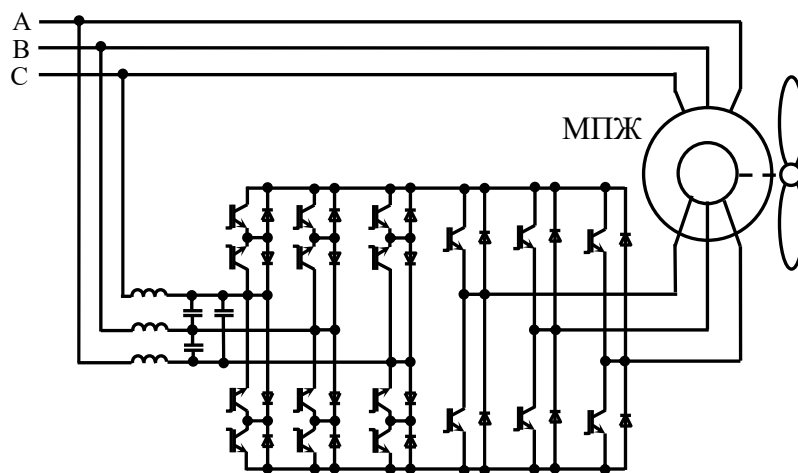


Рис. 5.4. Машина подвійного живлення з двоступеневим матричним перетворювачем

Двоступеневий МП складається з вхідного випрямляча з двонапрямними силовими ключами і вихідного інвертора напруги [123, 151, 155, 193]. Двоступеневий МП має характеристики, аналогічні характеристикам традиційного МП, але наявність ланки постійного струму надає йому деякі інші властивості, наприклад, можливість зміни напруги в колі постійного струму, застосування різних частот комутації у випрямлячі та інверторі з метою

зменшення втрат додаткові можливості для забезпечення безпечної комутації ключів змінного струму тощо.

Застосування векторних методів керування МПЖ дозволяє додатково забезпечити розв'язку керування активною і реактивною потужностями, досягаючи при цьому регульованого коефіцієнта потужності статорного кола, в тому числі близького до одиниці.

Принципи векторного керування МПЖ як активного фільтра розглянуто в розділі 4.

### **5.3 Алгоритм керування двоступеневим МП**

В даний час новостворювані МП прийнято порівнювати з добре вивченими традиційними МП ("conventional AC-AC matrix converter"). Способи модуляції в традиційних МП, відомі з літератури, можна класифікувати як пряме перетворення частоти [147, 148] і непряме перетворення частоти [149, 150]. Для непрямого перетворення частоти схему МП можна фіктивно розбити на ланку випрямлення вхідної напруги і вихідну ланку інвертування, яка безпосередньо з'єднується з ланкою постійного струму [150]. Фізична реалізація цієї основної ідеї показана у вигляді топології перетворювача на рис. 5.5. Такий перетворювач можна віднести до матричного типу на тій підставі, що кожна фаза мережі безпосередньо з'єднується з кожною фазою навантаження через напівпровідникові прилади без проміжних силових накопичувальних елементів ( $LC$ ).

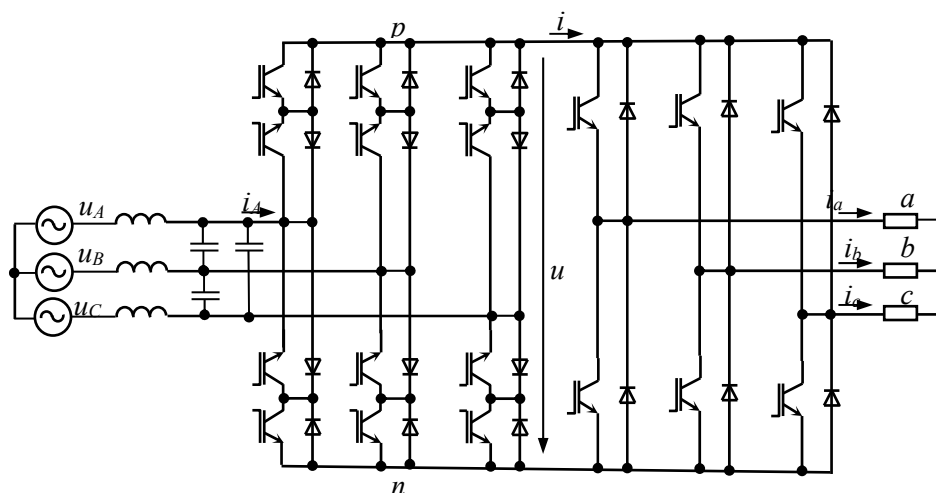


Рис. 5.5. Двоступеневий МП

Кількість можливих коректних станів двоступеневого МП, наведених в табл. 5.1, дорівнює 72 на відміну від 27 для традиційного МП. Однак не всі з них можуть бути реалізовані. По-перше, накладається обмеження на полярність випрямленої напруги, що прикладається до ланки інвертування, тобто вона повинна бути додатною. Отже, з перших 36 станів залишаються тільки 18, які збігаються зі станами традиційного МП при формуванні вихідної напруги, відмінної від нуля. По-друге, нульову напругу доцільно формувати не шляхом вмикання обох ключів однієї зі стійок випрямляча (тобто приєднанням до однієї і тієї ж фази мережі, як це робиться в традиційних МП), а прийнятим для інверторів підключенням всіх фаз навантаження до однієї і тій же шини ланки випрямлення.

Модифікація базової топології (рис. 5.5) дозволяє отримати інші схемні рішення. Пропозиція про зменшення числа активних напівпровідникових елементів силової схеми МП може бути пояснена за допомогою рис. 5.6, на якому показано одне плече випрямляча і його трансформація шляхом виключення одного транзистора. При цьому зберігається двонапрямний зв'язок за струмом між фазою мережі і кожною вихідною шиною випрямляча.

Таблиця 5.1.

## Перелік можливих станів двоступеневого МП

| №<br>п/п | Випр.<br>напр. | З'єднання<br>вихід-вхід |     |     | Вих. напр. $u_o$ |           |           | Вх. струм $i_i$ |        |        | Вектор $ku_o e^{j\varphi_o}$ |             | Вектор $ki_i e^{j\varphi_i}$ |             |
|----------|----------------|-------------------------|-----|-----|------------------|-----------|-----------|-----------------|--------|--------|------------------------------|-------------|------------------------------|-------------|
|          | $u$            | $a$                     | $b$ | $c$ | $u_{ab}$         | $u_{bc}$  | $u_{ca}$  | $i_a$           | $i_b$  | $i_c$  | $ku_o$                       | $\varphi_o$ | $ki_i$                       | $\varphi_i$ |
| 1-2      | $\pm u_{AB}$   | $A$                     | $B$ | $B$ | $u_{AB}$         | 0         | $-u_{AB}$ | $i_a$           | $-i_a$ | 0      | $k u_{AB}$                   | $\pi/6$     | $ki_a$                       | $-\pi/6$    |
| 3-4      | $\pm u_{AB}$   | $B$                     | $A$ | $A$ | $-u_{AB}$        | 0         | $u_{AB}$  | $-i_a$          | $i_a$  | 0      | $-k u_{AB}$                  | $\pi/6$     | $-ki_a$                      | $-\pi/6$    |
| 5-6      | $\pm u_{BC}$   | $B$                     | $C$ | $C$ | $u_{BC}$         | 0         | $-u_{BC}$ | 0               | $i_a$  | $-i_a$ | $ku_{BC}$                    | $\pi/6$     | $ki_a$                       | $\pi/2$     |
| 7-8      | $\pm u_{BC}$   | $C$                     | $B$ | $B$ | $-u_{BC}$        | 0         | $u_{BC}$  | 0               | $-i_a$ | $i_a$  | $-ku_{BC}$                   | $\pi/6$     | $-ki_a$                      | $\pi/2$     |
| 9-10     | $\pm u_{CA}$   | $C$                     | $A$ | $A$ | $u_{CA}$         | 0         | $-u_{CA}$ | $-i_a$          | 0      | $i_a$  | $ku_{CA}$                    | $\pi/6$     | $ki_a$                       | $7\pi/6$    |
| 11-12    | $\pm u_{CA}$   | $A$                     | $C$ | $C$ | $-u_{CA}$        | 0         | $u_{CA}$  | $i_a$           | 0      | $-i_a$ | $-ku_{CA}$                   | $\pi/6$     | $-ki_a$                      | $7\pi/6$    |
| 13-14    | $\pm u_{AB}$   | $B$                     | $A$ | $B$ | $-u_{AB}$        | $u_{AB}$  | 0         | $i_b$           | $-i_b$ | 0      | $k u_{AB}$                   | $5\pi/6$    | $ki_b$                       | $-\pi/6$    |
| 15-16    | $\pm u_{AB}$   | $A$                     | $B$ | $A$ | $u_{AB}$         | $-u_{AB}$ | 0         | $-i_b$          | $i_b$  | 0      | $-k u_{AB}$                  | $5\pi/6$    | $-ki_b$                      | $-\pi/6$    |
| 17-18    | $\pm u_{BC}$   | $C$                     | $B$ | $C$ | $-u_{BC}$        | $u_{BC}$  | 0         | 0               | $i_b$  | $-i_b$ | $ku_{BC}$                    | $5\pi/6$    | $ki_b$                       | $\pi/2$     |
| 19-20    | $\pm u_{BC}$   | $B$                     | $C$ | $B$ | $u_{BC}$         | $-u_{BC}$ | 0         | 0               | $-i_b$ | $i_b$  | $-ku_{BC}$                   | $5\pi/6$    | $-ki_b$                      | $\pi/2$     |
| 21-22    | $\pm u_{CA}$   | $A$                     | $C$ | $A$ | $-u_{CA}$        | $u_{CA}$  | 0         | $-i_b$          | 0      | $i_b$  | $ku_{CA}$                    | $5\pi/6$    | $ki_b$                       | $7\pi/6$    |
| 23-24    | $\pm u_{CA}$   | $C$                     | $A$ | $C$ | $u_{CA}$         | $-u_{CA}$ | 0         | $i_b$           | 0      | $-i_b$ | $-ku_{CA}$                   | $5\pi/6$    | $-ki_b$                      | $7\pi/6$    |
| 25-26    | $\pm u_{AB}$   | $B$                     | $B$ | $A$ | 0                | $-u_{AB}$ | $u_{AB}$  | $i_c$           | $-i_c$ | 0      | $k u_{AB}$                   | $3\pi/2$    | $ki_c$                       | $-\pi/6$    |
| 27-28    | $\pm u_{AB}$   | $A$                     | $A$ | $B$ | 0                | $u_{AB}$  | $-u_{AB}$ | $-i_c$          | $i_c$  | 0      | $-k u_{AB}$                  | $3\pi/2$    | $-ki_c$                      | $-\pi/6$    |
| 29-30    | $\pm u_{BC}$   | $C$                     | $C$ | $B$ | 0                | $-u_{BC}$ | $u_{BC}$  | 0               | $i_c$  | $-i_c$ | $ku_{BC}$                    | $3\pi/2$    | $ki_c$                       | $\pi/2$     |
| 31-32    | $\pm u_{BC}$   | $B$                     | $B$ | $C$ | 0                | $u_{BC}$  | $-u_{BC}$ | 0               | $-i_c$ | $i_c$  | $-ku_{BC}$                   | $3\pi/2$    | $-ki_c$                      | $\pi/2$     |
| 33-34    | $\pm u_{CA}$   | $A$                     | $A$ | $C$ | 0                | $-u_{CA}$ | $u_{CA}$  | $-i_c$          | 0      | $i_c$  | $ku_{CA}$                    | $3\pi/2$    | $ki_c$                       | $7\pi/6$    |
| 35-36    | $\pm u_{CA}$   | $C$                     | $C$ | $A$ | 0                | $u_{CA}$  | $-u_{CA}$ | $i_c$           | 0      | $-i_c$ | $-ku_{CA}$                   | $3\pi/2$    | $-ki_c$                      | $7\pi/6$    |
| 37-42    | 0              | X                       | X   | X   | 0                | 0         | 0         | 0               | 0      | 0      | 0                            | 0           | 0                            | 0           |
| 43-48    | 0              | X                       | X   | X   | 0                | 0         | 0         | 0               | 0      | 0      | 0                            | 0           | 0                            | 0           |
| 49-54    | 0              | X                       | X   | X   | 0                | 0         | 0         | 0               | 0      | 0      | 0                            | 0           | 0                            | 0           |
| 55-63    | X              | $p$                     | $p$ | $p$ | 0                | 0         | 0         | 0               | 0      | 0      | 0                            | 0           | 0                            | 0           |
| 64-72    | X              | $n$                     | $n$ | $n$ | 0                | 0         | 0         | 0               | 0      | 0      | 0                            | 0           | 0                            | 0           |

Таким чином, загальна кількість транзисторів в базовій схемі (рис. 5.5) може бути зменшена за рахунок випрямляча з 18 до 15 (рис. 5.7). Перетворювачі, побудовані за такою топологією, називають в літературі також мінімізованими МП (sparse matrix converter) [151]. Розглянуто варіанти подальшого зменшення транзисторів у випрямлячі до 6 (загальна кількість до 12) і до 3 (загальна кількість до 9) [151, 152, 194]. Таким чином, ланка інвертування завжди залишається класичною, а модифікації стосуються ланки випрямлення. Однак слід мати на увазі, що спрощення, які приводять до зменшення кількості активних елементів силової схеми МП до 9, призводять і до обмеження властивостей МП, таких як чотириквadrантний режим роботи.



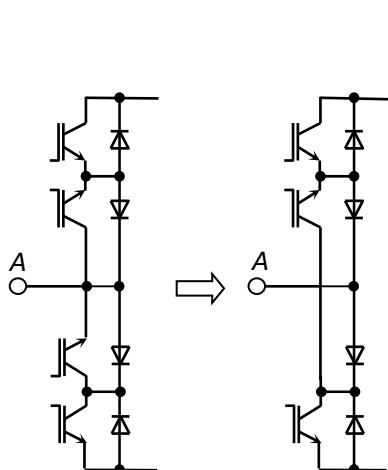


Рис. 5.6. Трансформація плеча випрямляча

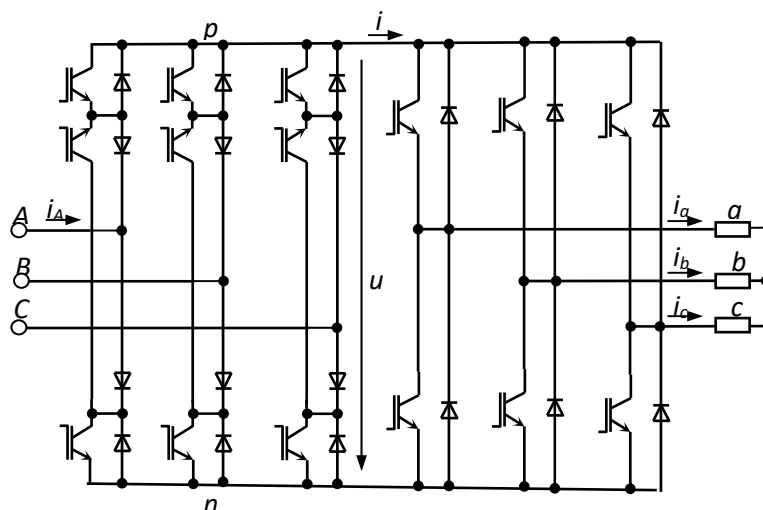


Рис. 5.7. Двоступеневий МП зі зменшеною кількістю транзисторів

### 5.3.1 Спосіб ШІМ для випрямляча двоступеневого МП

Алгоритм керування вхідним випрямлячем двоступеневого МП повинен в першу чергу забезпечувати синусоїдальність споживаного з мережі струму, і потім можливість регулювання зсуву фаз між струмом і напругою мережі. Вирішення цього завдання фактично засноване на тих же принципах, що і в традиційних МП. Період мережі розбивається на шість інтервалів по 60 електричних градусів, протягом яких для формування вихідної напруги по черзі використовуються дві лінійних напруги мережі на кожному циклі (періоді) широтно-імпульсної модуляції (ШІМ), що здійснюється за синусоїдальним законом.

У найпоширенішому випадку, коли підтримується близьким до одиниці вхідний коефіцієнт потужності, межах зазначених інтервалів відповідають моменти переходу кривих фазних напруг мережі через нуль (рис. 5.8). У формуванні вихідної напруги беруть участь дві максимальні за модулем вхідні лінійні напруги. Всередині інтервалу одна з фазних напруг мережі є найбільшою за модулем і відрізняється за знаком від двох інших фазних напруг.

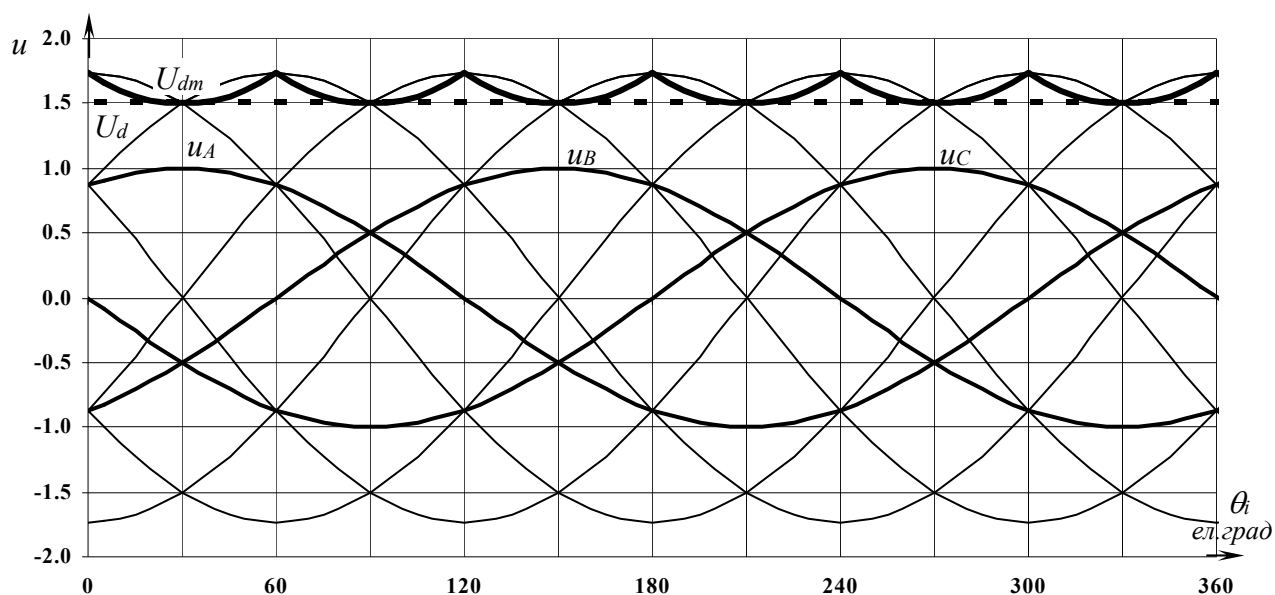


Рис. 5.8. Часова діаграма напруг

У роботах [195, 196] було запропоновано метод розрахунку тривалостей стану традиційного МП для кожного циклу ШІМ, заснований на спостереженні за миттєвими значеннями напруг мережі живлення. Він був випробуваний на практиці в працюючих зразках перетворювачів і повністю себе виправдав. Такий же підхід пропонується реалізувати і стосовно двоступеневого МП.

Введемо для ідентифікації різних наборів вхідних напруг в процесі формування вихідної напруги індекси  $\delta$  і  $\gamma$  для двох фаз з напругою однакової полярності та індекс  $\nu$  для третьої фази, напруга якої має протилежну полярність і максимальна за модулем. Наприклад, на першому інтервалі від 0 до 60 ел.град. (рис. 5.8)  $u_\delta = u_B$ ,  $u_\gamma = u_C$ ,  $u_\nu = u_A$ ; для формування вихідної напруги під час кожного циклу ШІМ по черзі використовуються лінійні напруги  $u_{AB}$  і  $u_{AC}$ , тобто фаза А постійно з'єднана з виходом, а фази В і С - приєднуються по чергово.

Для лінійного навантаження мережі і, тим самим, формування синусоїдального споживаного від мережі струму необхідною умовою є [197]:

$$\frac{d_{\delta}}{d_{\gamma}} = \frac{u_{\delta}}{u_{\gamma}}, \quad (5.13)$$

де  $d_{\delta}$  і  $d_{\gamma}$  - відносні тривалості підключення (тобто тривалості, нормовані по відношенню до тривалості циклу ШІМ) для фаз  $\delta$  і  $\gamma$  відповідно.

Середнє значення вихідної напруги, сформованої під час одного циклу ШІМ, з урахуванням (5.13) дорівнює

$$u = \left| d_{\delta}(u_v - u_{\delta}) + d_{\gamma}(u_v - u_{\gamma}) \right| = d_{\delta} \frac{\Delta}{|u_{\delta}|} = d_{\gamma} \frac{\Delta}{|u_{\gamma}|}, \quad (5.14)$$

де  $\Delta = u_{\delta}^2 + u_{\gamma}^2 - (u_{\delta} + u_{\gamma})u_v$ .

При роботі традиційного МП в режимі випрямлення (вихідна частота дорівнює нулю, і МП аналогічний трифазному випрямлячу на двонапрямних ключах) приймемо середньоінтегральне значення напруги сталим:

$$u = \text{const} = U_d. \quad (5.15)$$

З (5.14) і (5.15) випливає, що

$$\begin{aligned} d_{\delta} &= U_d \frac{|u_{\delta}|}{\Delta}, \\ d_{\gamma} &= U_d \frac{|u_{\gamma}|}{\Delta}. \end{aligned} \quad (5.16)$$

Підставляючи (5.16) в (5.14), тотожне отримуємо (5.15). Це говорить про інваріантності вихідної напруги, сформованої відповідно до закону модуляції (5.16), по відношенню до розкиду напруг мережі.

За симетричної неспотвореної мережі  $\Delta = (3/2)U_m^2$ , де  $U_m$  - амплітуда фазної напруги, тому

$$\begin{aligned}
 d_{\delta} &= U_d \frac{2|\cos\theta_{\delta}|}{3U_m}, \\
 d_{\gamma} &= U_d \frac{2|\cos\theta_{\gamma}|}{3U_m},
 \end{aligned}
 \tag{5.17}$$

де  $\theta_{\delta}$ ,  $\theta_{\gamma}$  і  $\theta_{\nu}$  - поточні фази напруг  $u_{\delta}$ ,  $u_{\gamma}$  і  $u_{\nu}$  всередині інтервалу періоду мережі, що розглядається.

Оскільки  $|\cos\theta_{\delta}| + |\cos\theta_{\gamma}| = |\cos\theta_{\nu}| \leq 1$ , тобто  $d_{\delta} + d_{\gamma} \leq 1$ , то у вихідній напрузі присутні нульові паузи, відносна тривалість яких дорівнює  $d_0 = 1 - d_{\delta} - d_{\gamma}$ . На рис. 5.8 уривчастою жирною лінією показано випрямлену напругу, сформовану із застосуванням правила (5.17). Її величина становить  $U_d = (3/2)U_m$ .

Скориставшись виразами (5.16), можна при спотвореннях напруг мережі сформувати неспотворену постійну напругу відповідно до виразу (5.14), максимальне значення якої визначається глибиною провалів в точках перетину кривих лінійних напруг на кордонах 60-градусних інтервалів.

При зменшенні нульових пауз у випрямленій напрузі з'являються пульсації з шестикратною частотою мережі, а при повній відсутності нульових пауз напруга набуває форми кривої, показаної на рис. 5.8 суцільною жирною лінією  $U_{dm}$ . В цьому випадку відносні тривалості визначаються співвідношеннями

$$\begin{aligned}
 d_{\delta} &= \left| \frac{u_{\delta}}{u_{\nu}} \right|, \\
 d_{\gamma} &= \left| \frac{u_{\gamma}}{u_{\nu}} \right|, \\
 d_{\delta} + d_{\gamma} &\equiv 1.
 \end{aligned}
 \tag{5.18}$$

Відповідно крива, показана на рис. 5.8, з урахуванням (5.14) і (5.18) описується виразом

$$U_{dm} = \frac{\Delta}{|u_v|}. \quad (5.19)$$

Для ідеальної трифазної мережі вираз (5.19) трансформується у вираз

$$U_{dm} = \frac{U_d}{\cos \theta_v} = \frac{3U_m}{2\cos \theta_v}. \quad (5.20)$$

Середнє інтегральне значення кривої  $U_{dm} = 1,574 \cdot U_m$  (що становить 0,909 від амплітуди лінійної напруги мережі).

Перевагою такого способу формування випрямленої напруги є зменшення кількості комутацій в ключах випрямляча під час циклів ШІМ, а його пульсації компенсуються далі в ланці інвертування за допомогою корекції відносних тривалостей стану інвертора за рахунок збільшення  $d_0$ . Як буде показано нижче, комутації ключів випрямляча можуть здійснюватися при нульовому струмі в ланці випрямлення.

### 5.3.2 Спосіб ШІМ для інвертора двоступеневого МП

З різних можливих варіантів ШІМ розглянемо просторову векторну модуляцію (ПВМ) як один з поширених методів, в тому числі зручний при побудові векторних систем керування МПЖ.

За визначенням просторовий вектор вихідної напруги дорівнює

$$\bar{U}_o = \frac{2}{3} (U_a + U_b e^{j2\pi/3} + U_c e^{-j2\pi/3}) = U_o e^{j\theta_0}. \quad (5.21)$$

На рис. 5.9 зображено заданий просторовий вектор фазної вихідної напруги автономного інвертора за умови його розташування в першому секторі векторної діаграми, де позначення нульових 000, 111 і ненульових (активних) 001, 011 стаціонарних векторів традиційно відповідають станам ключів інвертора при їх формуванні.

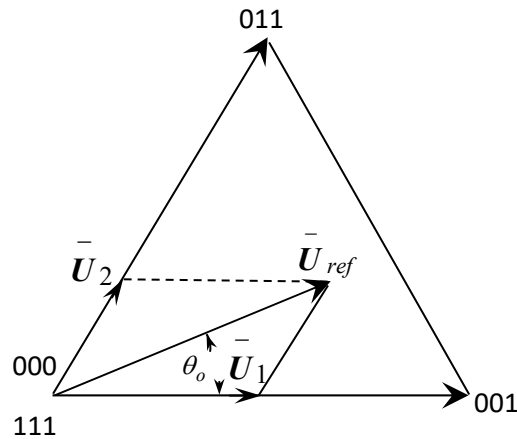


Рис. 5.9. Векторна діаграма вихідної напруги інвертора

Відносні тривалості для активних складових просторового вектора вихідної напруги при живленні інвертора від джерела згладженої постійної напруги дорівнюють

$$\begin{aligned} d_{10} &= k \frac{\sin(\pi/3 - \theta_o)}{\sin(\pi/3)}, \\ d_{20} &= k \frac{\sin(\theta_o)}{\sin(\pi/3)}, \\ 0 &\leq k \leq \frac{\sqrt{3}}{2}. \end{aligned} \quad (5.22)$$

З урахуванням пульсацій випрямленої напруги і виразу (5.19) відносні тривалості застосування векторів повинні розраховуватися так

$$\begin{aligned} d_1 &= d_{10} \frac{U_d}{U_{dm}} = d_{10} \frac{U_d |u_v|}{\Delta}, \\ d_2 &= d_{20} \frac{U_d}{U_{dm}} = d_{20} \frac{U_d |u_v|}{\Delta}, \\ d_0 &= 1 - d_1 - d_2. \end{aligned} \quad (5.23)$$

У виразах (5.23) можна прийняти значення  $U_d = (3/2)U_m$ . Тоді в разі відхилення системи вхідних напруг МП від симетричної синусоїдальної системи верхня межа коефіцієнта модуляції  $k$  у (5.22) в загальному випадку відрізняється від значення  $\sqrt{3}/2$  і визначається ступенем спотворення мережі.

При перевищенні цієї межі в процесі регулювання вихідної напруги МП починаються спотворення, аналогічні спотворенням при перемодуляції; в діапазоні регулювання від мінімального до деякого максимального значення (як уже згадувалося, залежить від ступеня спотворення мережі) вихідна напруга МП відповідає заданій і формується без спотворень.

При живленні МП від симетричної неспотвореної мережі має місце відповідність

$$\begin{aligned} d_1 &= d_{10} \cos \theta_v, \\ d_2 &= d_{20} \cos \theta_v. \end{aligned} \quad (5.24)$$

### 5.3.3 Послідовність комутацій в двоступеневому МП

Порядок чергування станів інвертора, тобто просторових векторів вихідної напруги, здійснюється за загальноприйнятим алгоритмом:  $\dots \rightarrow 000 \rightarrow 001 \rightarrow 011 \rightarrow 111 \rightarrow 011 \rightarrow 001 \rightarrow 000 \rightarrow \dots$  - на прикладі розташування просторового вектора, показаного на рис. 5.9. Ця послідовність становить один цикл (період) комутацій, сума всіх відносних тривалостей якого дорівнює  $d_\delta + d_\gamma = 1$ . Вибір моментів комутації ключів інвертора проводиться з таким розрахунком, щоб комутація ключів випрямляча відбувалася під час формування нульового просторового вектора на виході інвертора. Тоді всі фази навантаження підключені до однієї і тієї ж шини ланки випрямлення, і струм з мережі не споживається. Розподіл необхідних тривалостей станів протягом одного циклу ШІМ відомо з публікацій, наприклад [151, 152] і показано на рис. 5.10. Моменти комутацій описуються виразами

$$\begin{aligned} d'_1 &= d_\delta - d_\delta d_0 / 2 & d'_2 &= d'_1 - d_\delta d_1 & d'_3 &= d'_2 - d_\delta d_2 \\ d''_1 &= d_\delta + d_\gamma d_0 / 2 & d''_2 &= d'_1 + d_\gamma d_1 & d''_3 &= d'_2 + d_\gamma d_2 \end{aligned} \quad (5.25)$$

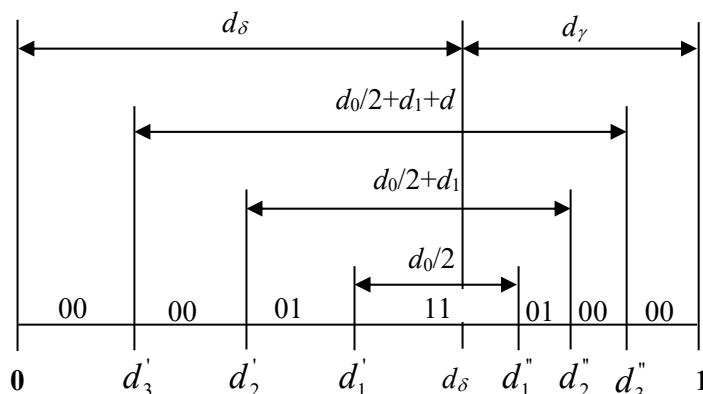


Рис. 5.10. Послідовність і тривалість імпульсів ШІМ

Комутація двонапрямних ключів випрямляча при нульовому струмі є істотною перевагою описаного алгоритму керування. Можливо, наприклад, просте введення "мертвої зони" для запобігання перекриттів і створення передумов для короткого замикання вхідних фаз, покрокова комутація з меншої тривалості тощо. Крім того, відкривається можливість застосування ключа змінного струму у вигляді транзистора в діагоналі діодного моста, що завжди було проблематично з точки зору забезпечення безпечних комутацій в традиційних схемах МП. При цьому кількість транзисторів в схемі випрямляча скорочується до 6, а їх загальне число в МП – до 12 [151, 152, 194].

Розглядаючи діаграму комутацій на рис. 5.10, можна провести аналогію з традиційним МП. В обох типах МП протягом кожного циклу модуляції формуються чотири ненульових стаціонарних вектора – два з однієї лінійної напруги  $u_\delta$  і два з іншої лінійної напруги  $u_\gamma$  (рис. 5.10). Однак в двоступеневому МП два рази протягом циклу модуляції формується нульовий стаціонарний вектор, в той час як в традиційному МП – тільки один нульовий вектор. Причому послідовність формування векторів в традиційному МП, в тому числі спосіб формування нульового вектора, вибрані таким чином, що при будь-яких спотвореннях напруг мережі або вихідних струмів забезпечуються безпечні покрокові комутації ключів [198]. Для цього не потрібно визначати співвідношення напруг або струмів. Число комутацій ключів протягом одного циклу модуляції становить в традиційному МП чотири, а в двоступеневому з



причини двократного формування нульового вектора – шість. Слід, однак, відзначити, що комутації в ланці інвертування здійснюються цілком безпечно разом із впровадженням затримки на вмикання чергового транзистора після вимикання попереднього.

#### 5.4 Результати моделювання роботи МПЖ з двоступеневим МП

На основі розробленого векторного алгоритму керування було проведено моделювання роботи машини подвійного живлення з двоступеневим матричним перетворювачем у роторному колі, що працює як генератор. Моделювання проводилося при частоті ШІМ 5 кГц.

Параметри МПЖ: потужність  $P=1,4$  кВт, число пар полюсів  $p_n=3$ ,  $J=0,07$  кгм<sup>2</sup>,  $L_1=L_2=0,185$  Гн,  $L_m=0,18$  Гн,  $R_1=4,7$  Ом,  $R_2=5,3$  Ом. Параметри контролера при моделюванні встановлено такі:  $k_1=500$ ,  $k_{ii}=60000$ .

Тест з відпрацювання траєкторії заданого момента при стабілізації коефіцієнта потужності статорної ланки при моделюванні має таку послідовність дій генеруючої системи, зображеної на рис. 5.4:

- на початковому етапі 0-0,25 с, незбуджена МПЖ розганяється до синхронної швидкості за допомогою первинного рушія;
- починаючи з  $t=0,5$  с, здійснюється збудження МПЖ і синхронізація з вектором напруги мережі за допомогою алгоритму синхронізації. Форма заданого значення  $U^*$  показана на рис. 5.11 і представляє лінійно наростаючу функцію від нуля до напруги  $U_m$ ;
- у момент часу  $t=1$  с статорне коло МПЖ підключається до мережі при нульовому значенні моменту;
- починаючи з  $t=1,2$  с здійснюється відпрацювання заданої траєкторії моменту, яка показана на рис. 5.11;

- у момент часу  $t=1,5\text{с}$  кутова швидкість первинного рушія примусово збільшується щодо синхронної швидкості МПЖ;
- у момент часу  $t=2,2\text{с}$  кутова швидкість первинного рушія зменшується і стає нижче синхронної швидкості МПЖ.

Швидкість первинного рушія, задана напруга і сигнал завдання моменту і похибка відпрацювання моменту показано на рис. 5.11. Слід зазначити, що при відстеженні моменту досягається незмінність коефіцієнта потужності.

Графіки відпрацювання заданої траєкторії моменту показано на рис. 5.12. Аналіз графіків перехідних процесів свідчить, що похибка відпрацювання моменту і реактивна потужність статорного кола достатньо малі.

На рис. 5.12 приведено фрагменти сталого режиму струмів і напруг статора в системі координат  $a-b$  для інтервалу часу 2,0-2,1с, що відповідає роботі при вищесинхронній швидкості, та інтервалу часу 2,8-2,9с, що відповідає роботі при нижчесинхронній швидкості. Статорний струм перебуває в протифазі з напругою мережі, що відповідає умовам роботи статорного кола МПЖ із коефіцієнтом потужності, що дорівнює одиниці, в генераторному режимі.

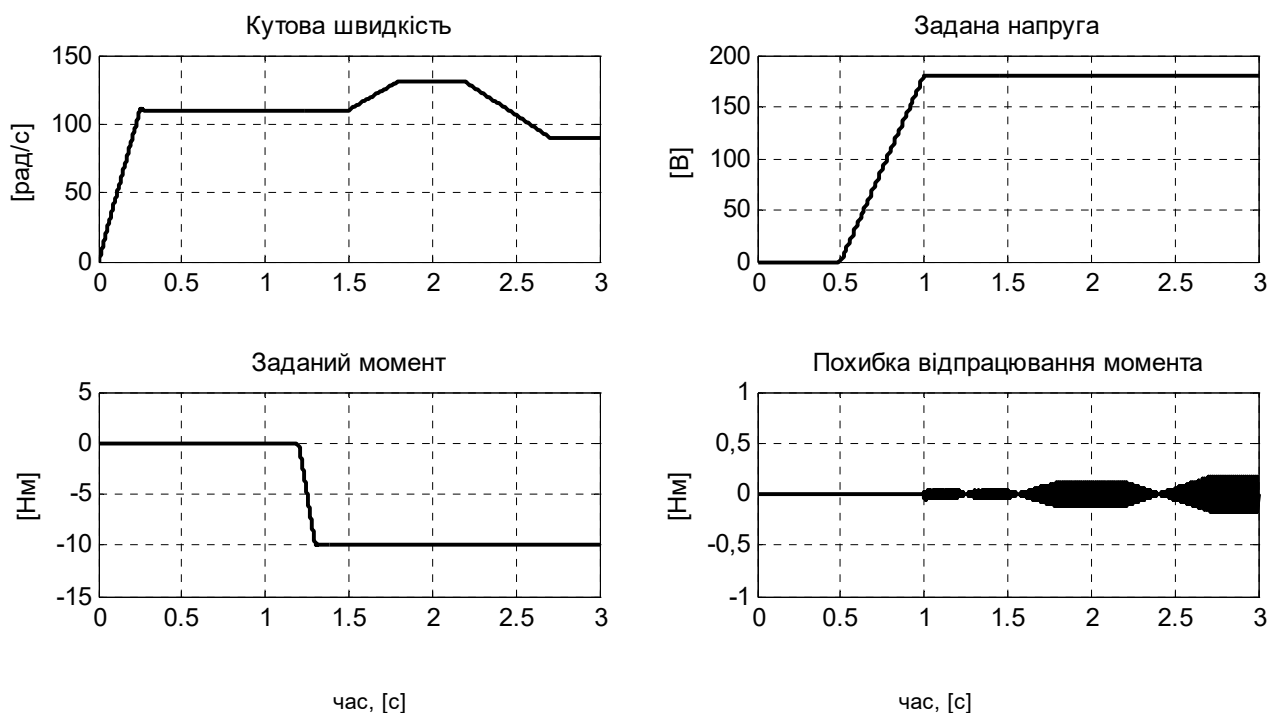


Рис. 5.11. Задані величини при керуванні МПЖ з двоступеневим МП

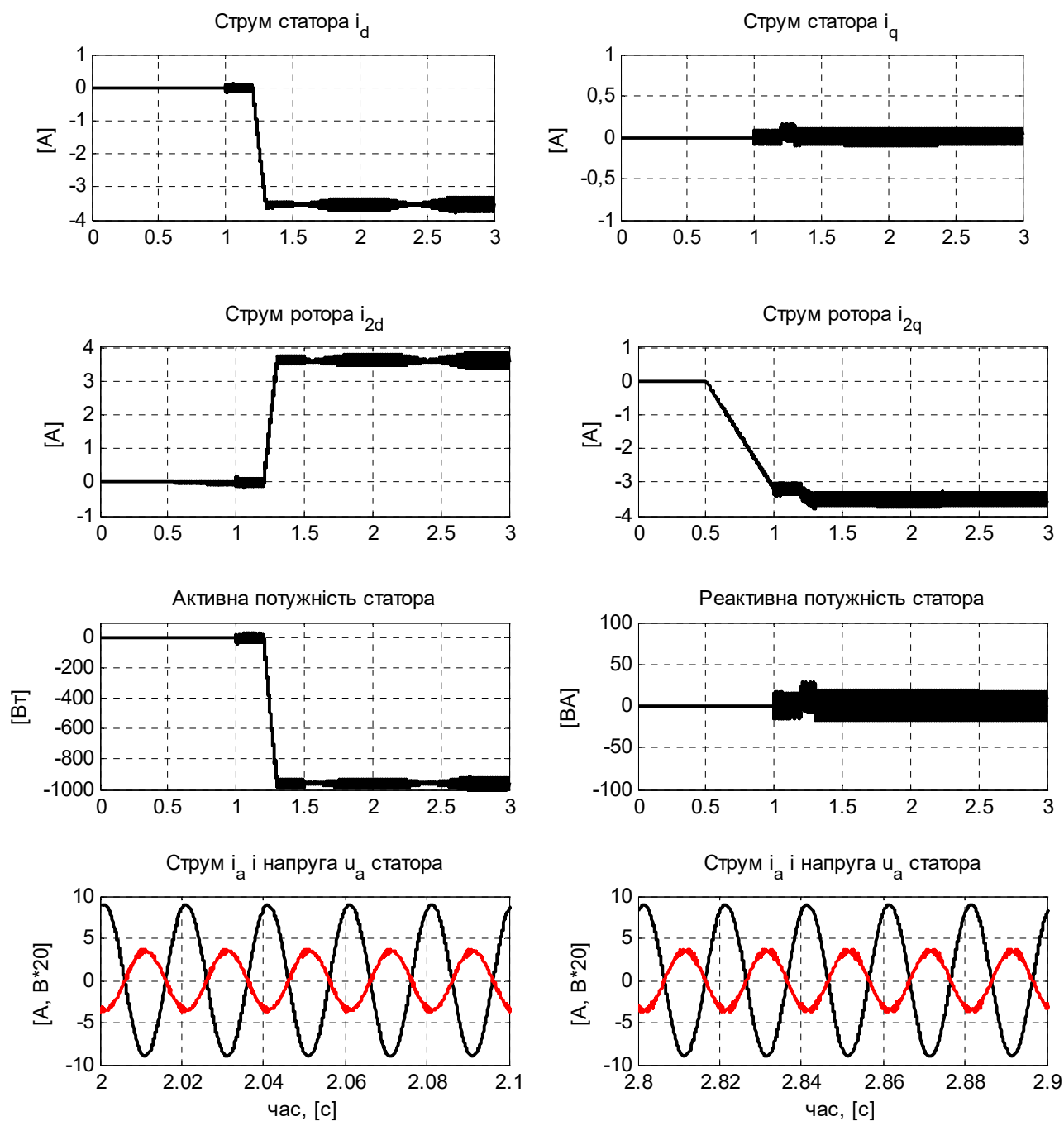


Рис. 5.12. Перехідні процеси при керуванні МПЖ з двоступеневим ПМ

Як видно з графіків струмів статора і ротора, їх форма є майже ідеально синусоїдальною з незначними високочастотними компонентами, які обумовлені процесом ШІМ у МП.

## 5.5 Активна фільтрація струмів джерела трифазної чотирипровідної системи живлення в складі електротехнічного комплексу з МПЖ

На рис. 5.13 зображено схему комплексу генерування електроенергії, що складається з трифазної чотирипровідної мережі живлення, МПЖ та нелінійного навантаження, приєднаного до ТЗП. При використанні МПЖ в такому комплексі доцільно доповнити її систему керування функцією паралельної активної фільтрації струмів мережі живлення. Метою такої фільтрації може бути досягнення максимального енергозберігаючого ефекту шляхом мінімізації потужності втрат в лінії передачі, або відновлення якісних показників електроенергії в точках загального підключення шляхом компенсації струмів вищих гармонік, викликаних нелінійним навантаженням.

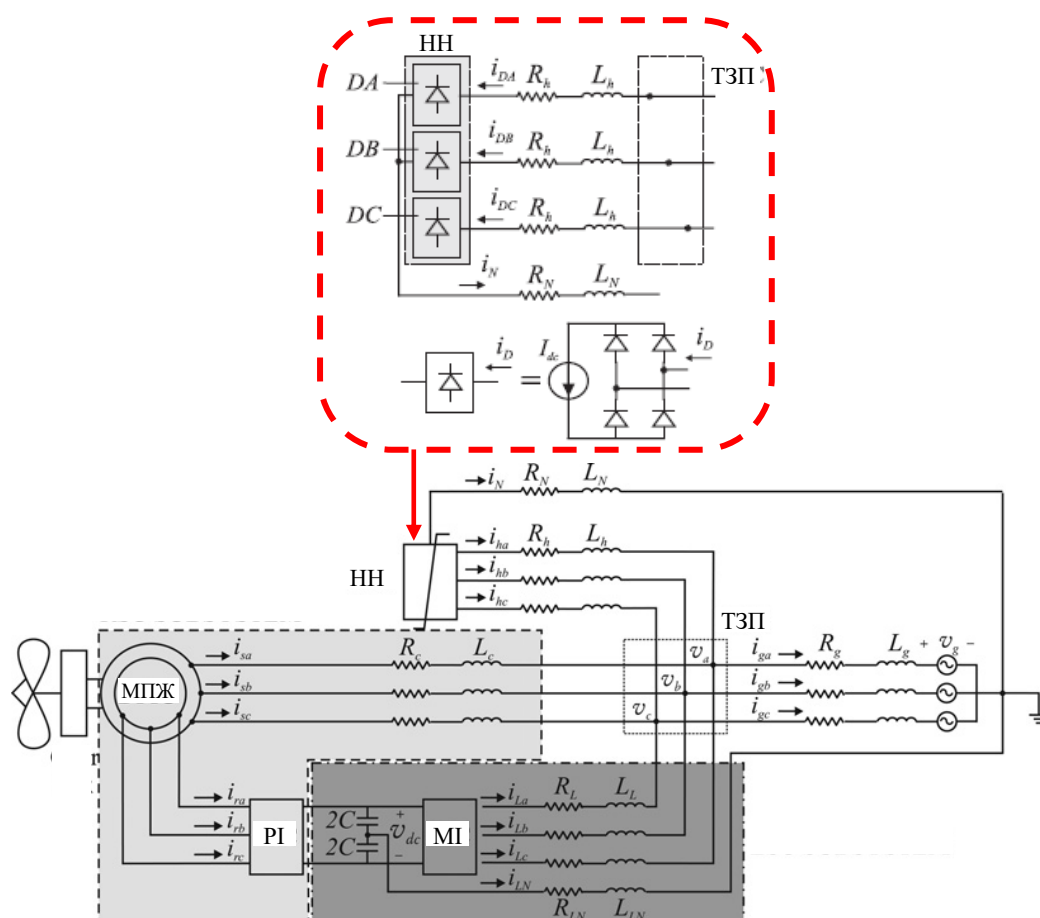


Рис. 5.13. Схема комплексу генерування електроенергії, приєднаний до трифазної чотирипровідної мережі

Відповідно до [28] компенсація вищих гармонік може бути здійснена як окремим використанням МІ і МПЖ, так і їх комбінацією. Однак, як відмічається в [199], при одночасній компенсації гармонік та регулюванні реактивної потужності за допомогою РІ гармоніки вводяться в обмотки ротора МПЖ, що створює додаткові втрати й шуми в машині, а також може стати причиною небажаних високочастотних механічних резонансів. Крім того, використання одного регулювального органу РІ для виконання двох різних функцій регулювання реактивної потужності та гармонічної компенсації погіршують якість обох зазначених функцій. Відзначимо також, що трипровідне з'єднання МПЖ з ТЗП не дозволяє компенсувати струмові складові нелінійного навантаження нульової послідовності. В силу вказаних причин в даній роботі в подальшому розглядається варіант використання МІ для функцій активної фільтрації.

### 5.5.1 Стратегії керування мережевим інвертором для мінімізації потужності втрат

Перша мета реалізовується в трифазній чотирипровідній мережі при формуванні за допомогою МІ з функціями активного фільтра струмів джерела пропорційними вектору фазної напруги з частковим послабленням складової нульової послідовності [200]. Нехай вектор миттєвих значень фазних напруг має вигляд  $\mathbf{v} = \|v_a \ v_b \ v_c\|^T$ . Представимо його у вигляді двох векторних ортогональних складових (рис. 5.14):

$$\mathbf{v} = \mathbf{v}_0 + \mathbf{v}_{\alpha\beta}, \quad (5.26)$$

де перший з доданків  $\mathbf{v}_0 = (v_+ / 3)\mathbf{j} = (v_+ / \sqrt{3})\vec{\mathbf{o}}$ ;  $v_+ = \mathbf{j}^T \mathbf{v} = v_a + v_b + v_c$ ;  $\mathbf{j}^T = \|1 \ 1 \ 1\|$  – складова нульової послідовності, спрямована вздовж орта  $\vec{\mathbf{o}} = (1 / \sqrt{3})\mathbf{j}$   $\alpha\beta o$  – системи координат [201]; другий доданок

$\mathbf{v}_{\alpha\beta} = \mathbf{v} - \mathbf{v}_0 = \left\| \begin{matrix} v_a - v_+ / 3 & v_b - v_+ / 3 & v_c - v_+ / 3 \end{matrix} \right\|^T$  – векторна складова, локалізована в  $\alpha\beta$ –площині, оскільки сума її координат дорівнює нулю. Скалярний добуток зазначених складових дорівнює нулю ( $\mathbf{v}_0^T \mathbf{v}_{\alpha\beta} = \mathbf{v}_{\alpha\beta}^T \mathbf{v}_0 = 0$ ).

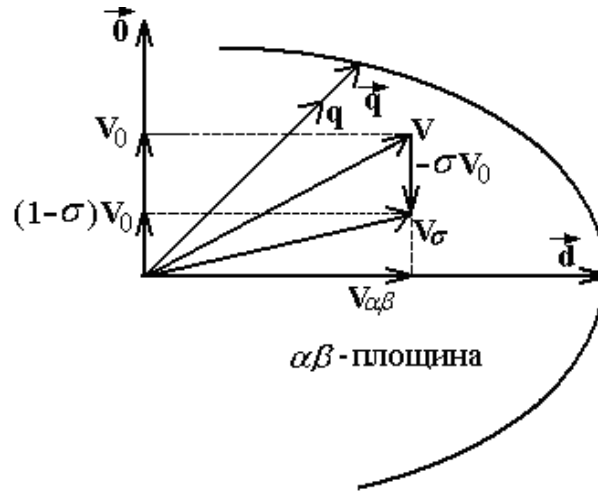


Рис. 5.14. Представлення вектора миттєвих значень фазних напруг у вигляді двох векторних ортогональних складових

Тоді вектор фазної напруги з частковим послабленням складової нульової послідовності задається виразом

$$\mathbf{v}_\sigma = \mathbf{v} - \sigma \mathbf{v}_0 = \mathbf{v}_{\alpha\beta} + (1 - \sigma) \mathbf{v}_0 = \mathbf{v}_{\alpha\beta} + (1 - \sigma) \frac{v_+}{3} \mathbf{j}, \quad (5.27)$$

де  $\sigma$  – скалярний коефіцієнт послаблення складової нульової послідовності вектора миттєвої фазної напруги, що лежить в межах  $0 \leq \sigma \leq 1$ . Відзначимо, що вектори  $\mathbf{v}, \mathbf{v}_\sigma$  мають по дві ненульові координати в координатній системі  $dq0$  [180].

Стратегія керування МІ, що пропонується, передбачає формування вектора миттєвих струмів трифазного джерела пропорційним вектору  $\mathbf{v}_\sigma$ :

$$\mathbf{i}_D = \left\| \begin{matrix} i_a^D & i_b^D & i_c^D \end{matrix} \right\|^T = g \mathbf{v}_\sigma, \quad (5.28)$$

причому значення скалярного коефіцієнта пропорційності  $g$  знаходиться з умови нульової миттєвої активної потужності МІ з функціями активного фільтра

$$\mathbf{v}^T \mathbf{i}_\phi = 0, \quad (5.29)$$

де  $\mathbf{i}_\phi = \begin{bmatrix} i_a^\phi & i_b^\phi & i_c^\phi \end{bmatrix}^T$  – вектор миттєвих значень струмів МІ.

Представимо останній вектор як різницю векторів миттєвих значень струмів навантаження та джерела відповідно

$$\mathbf{i}_\phi = \mathbf{i}_H - \mathbf{i}_D, \quad (5.30)$$

тоді умова (5.29) з урахуванням співвідношень (5.27) та (5.28) перетворюється на рівність

$$\mathbf{v}^T \mathbf{i}_H = \mathbf{v}^T g \mathbf{v}_\sigma. \quad (5.31)$$

Зі співвідношення (5.31) з урахуванням ортогональності складових  $\mathbf{v}_{\alpha\beta}, \mathbf{v}_0$  отримаємо

$$g = \frac{\mathbf{v}^T \mathbf{i}_H}{\mathbf{v}^T \mathbf{v}_\sigma} = \frac{p}{(\mathbf{v}_{\alpha\beta} + \mathbf{v}_0)^T (\mathbf{v}_{\alpha\beta} + (1 - \sigma) \mathbf{v}_0)} = \frac{p}{v_{\alpha\beta}^2 + (1 - \sigma) v_0^2}, \quad (5.32)$$

де  $p = \mathbf{v}^T \mathbf{i}_H$  – миттєва потужність навантаження;  $v_{\alpha\beta}^2 = \mathbf{v}_{\alpha\beta}^T \mathbf{v}_{\alpha\beta}$  – квадрат модуля вектора  $\mathbf{v}_{\alpha\beta}$ ;  $v_0^2 = \frac{v_+^2}{3}$  – квадрат модуля вектора  $\mathbf{v}_0$ .

При  $\sigma = 0$ ;  $\mathbf{v}_\sigma = \mathbf{v}$  матимемо першу відому стратегію керування [202], коли вектор струму джерела пропорційний вектору миттєвих значень фазних напруг; при  $\sigma = 1$ ;  $\mathbf{v}_\sigma = \mathbf{v}_{\alpha\beta}$  матимемо другу відому стратегію керування [203], яка використовує для формування вектора струму джерела вектор миттєвих значень фазних напруг, позбавлений складової нульової послідовності. Отже, стратегію керування з використанням вектора миттєвих значень фазних напруг

з частковим послабленням складової нульової послідовності можна розглядати як узагальнення відомих стратегій керування, кожен з яких можна отримати з запропонованої при крайніх значеннях параметра  $\sigma$ .

При визначенні виразу для миттєвої потужності втрат вважатимемо, що падіння напруг на проводах кабелю значно менші за напруги джерела; активні опори фазних проводів кабелю однакові та дорівнюють  $r$ , активний опір нейтралі дорівнює  $r_n$ , іншими активними опорами та втратами активної потужності знехтуємо.

Миттєве значення потужності втрат в силовому кабелі

$$\begin{aligned}
 p_r &= [(i_a^D)^2 + (i_b^D)^2 + (i_c^D)^2]r + (i_a^D + i_b^D + i_c^D)^2 r_n = \mathbf{i}_D^T \mathbf{i}_D r + (\mathbf{i}_D^T \mathbf{j})^2 r_n = \\
 &= g^2 \mathbf{v}_\sigma^T \mathbf{v}_\sigma r + (g \mathbf{v}_\sigma^T \mathbf{j})^2 r_n = \\
 &= g^2 (\mathbf{v}_{\alpha\beta}^T \mathbf{v}_{\alpha\beta} + (1 - \sigma)^2 \mathbf{v}_0^T \mathbf{v}_0) r + g^2 [(1 - \sigma)(v_+ / 3) \mathbf{j}^T \mathbf{j}]^2 r_n = \\
 &= g^2 [v_{\alpha\beta}^2 + (1 - \sigma)^2 v_0^2 r + g^2 (1 - \sigma)^2 v_+^2 r_n = g^2 r v_{\alpha\beta}^2 + g^2 (1 - \sigma)^2 v_0^2 (r + 3r_n) = \\
 &= g^2 r [v_{\alpha\beta}^2 + (1 - \sigma)^2 v_0^2 \sigma_r^{-1}] = \frac{p^2 r [v_{\alpha\beta}^2 + (1 - \sigma)^2 v_0^2 \sigma_r^{-1}]}{[v_{\alpha\beta}^2 + (1 - \sigma) v_0^2]},
 \end{aligned} \tag{5.33}$$

де

$$\sigma_r = r / (3r_n + r) - \tag{5.34}$$

параметр, що характеризує співвідношення між активними опорами фазних проводів та нейтралі.

Дослідження виразу (5.33) на екстремум за  $\sigma$  дає оптимальне значення коефіцієнта послаблення складової нульової послідовності за критерієм мінімізації миттєвої потужності втрат в силовому кабелі:

$$\sigma_0 = 1 - \sigma_r = 1 - r / (3r_n + r) = 3r_n / (3r_n + r) = r_n / (r_n + r / 3). \tag{5.35}$$

При цьому значенні коефіцієнта послаблення миттєва потужність втрат набуває мінімального значення



$$p_{rMIN} = \frac{p^2 r (v_{\alpha\beta}^2 + (1 - \sigma_0)^2 v_0^2 \sigma_r^{-1})}{[v_{\alpha\beta}^2 + (1 - \sigma_0) v_0^2]^2} = \frac{p^2 r}{v_{\alpha\beta}^2 + \sigma_r v_0^2}. \quad (5.36)$$

Аналіз виразу (5.35) показує, що оптимальне значення коефіцієнта послаблення  $\sigma_0$  визначається лише співвідношенням питомих активних опорів фазних проводів та нейтралі, тобто для кожної марки чотирипровідного силового кабелю трифазної мережі існує своє оптимальне значення  $\sigma_0 = 1 - \sigma_r$ , що забезпечує мінімальну миттєву потужність втрат. Крім того, при будь-яких співвідношеннях між  $r$  та  $r_n$   $0 < \sigma_0 < 1$ , тобто стратегія керування при частковому послабленні складової нульової послідовності дає переваги за потужністю миттєвих втрат у порівнянні зі стратегіями керування як при повному збереженні складової нульової послідовності ( $\sigma = 0$ ), так і при повному її видаленні ( $\sigma = 1$ ).

Оцінимо кількісний виграш у потужності втрат порівняно з першою відомою стратегією. Формула (5.33) при  $\sigma = 0$  набуває вигляду

$$p_{r(\sigma=0)} = \frac{p^2 r (v_{\alpha\beta}^2 + v_0^2 \sigma_r^{-1})}{(v_{\alpha\beta}^2 + v_0^2)^2}. \quad (5.37)$$

Тоді кількісний виграш за потужністю миттєвих втрат від застосування запропонованої стратегії керування (при  $\sigma = \sigma_0 = 1 - \sigma_r$ ) порівняно з першою стратегією:

$$\begin{aligned} w(\sigma = 0) &= \frac{p_{r(\sigma=0)}}{p_{rMIN}} = \frac{(v_{\alpha\beta}^2 + \sigma_r v_0^2)(v_{\alpha\beta}^2 + \sigma_r^{-1} v_0^2)}{(v_{\alpha\beta}^2 + v_0^2)^2} = \\ &= \frac{[v^2 + (\sigma_r - 1)v_0^2][v^2 + (\sigma_r^{-1} - 1)v_0^2]}{v^4} = \\ &= (1 - \sigma_0 \chi_0) \left(1 + \frac{\sigma_0}{1 - \sigma_0} \chi_0\right) = \\ &= 1 - \sigma_0 \chi_0 + \frac{\sigma_0}{1 - \sigma_0} \chi_0 - \frac{\sigma_0^2}{1 - \sigma_0} \chi_0^2 = 1 + \sigma_0^2 (1 - \sigma_0)^{-1} \chi_0 (1 - \chi_0), \end{aligned} \quad (5.38)$$

де  $\chi_0^2 = v_0^2 / v^2$  – миттєвий фактор нульової послідовності вектора фазних напруг.

Формула (5.33) при  $\sigma = 1$  набуває вигляду  $p_{r(\sigma=1)} = p^2 r / v_{\alpha\beta}^2$ . Тоді кількісний виграш порівняно з другою відомою стратегією:

$$w(\sigma = 1) = \frac{p_{r(\sigma=1)}}{p_{rMIN}} = \frac{v_{\alpha\beta}^2 + \sigma_r v_0^2}{v_{\alpha\beta}^2} = 1 + (1 - \sigma_0) \chi_0^2 (1 - \chi_0^2)^{-1}. \quad (5.39)$$

При мінімізації середнього значення потужності втрат вектор миттєвих значень струмів трифазного джерела визначається виразом

$$\mathbf{i}_d = G \mathbf{v}_\sigma, \quad (5.40)$$

де значення коефіцієнта  $G$  знаходиться з умови рівності нулю середньої активної потужності активного фільтра

$$\frac{1}{T} \int_0^T \mathbf{v}^T \mathbf{i}_\phi dt = 0, \quad (5.41)$$

де  $T$  – період напруг мережі живлення.

Провівши аналогічні викладки з урахуванням вимоги (5.41), в кінцевому підсумку отримаємо:

$$G = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T \mathbf{v}^T \mathbf{i}_H dt}{\frac{1}{T} \int_0^T \mathbf{v}^T \mathbf{v}_\sigma dt} = \frac{P}{V_{\alpha\beta}^2 + (1 - \sigma) V_0^2}, \quad (5.42)$$

де  $P = \frac{1}{T} \int_0^T \mathbf{v}^T \mathbf{i}_H dt$  – середня потужність навантаження;

$$V_{\alpha\beta}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T v_{\alpha\beta}^2 dt; V_0^2 = \frac{1}{T} \int_0^T v_0^2 dt = \frac{1}{3T} \int_0^T v_+^2 dt.$$

Середня потужність втрат

$$P_r = \frac{1}{T} \int_0^T p_r dt = \frac{G^2 r}{T} \int_0^T [v_{\alpha\beta}^2 + (1 - \sigma)^2 v_0^2 \sigma_r^{-1}] dt = \frac{P^2 r [V_{\alpha\beta}^2 + (1 - \sigma)^2 V_0^2 \sigma_r^{-1}]}{[V_{\alpha\beta}^2 + (1 - \sigma) V_0^2]^2} \quad (5.43)$$

набуває мінімального значення при такому ж самому значенні коефіцієнта оптимального послаблення  $\sigma_0$ , що визначається (5.35), а виграші за потужністю інтегральних втрат порівняно з відомими стратегіями можна отримати з (5.38), (5.39) при заміні миттєвого фактора нульової послідовності вектора фазних напруг на інтегральний  $\Delta_0^2 = V_0^2 / V^2 = V_0^2 / (V_0^2 + V_{\alpha\beta}^2)$ . Зокрема, кількісний виграш за потужністю інтегральних втрат від застосування запропонованої стратегії керування порівняно зі стратегією Фрізе, при якій  $\mathbf{i}_d = (P / V^2) \mathbf{v}$ :

$$W(\sigma = 0) = \frac{P_{r(\sigma=0)}}{P_{rMIN}} = 1 + \sigma_0^2 (1 - \sigma_0)^{-1} \Delta_0^2 (1 - \Delta_0^2). \quad (5.44)$$

Структурну схему МІ з функціями активного фільтра з системою керування, що реалізовує запропоновану стратегію, наведено на рис. 5.15.

Силовa частина МІ приєднана паралельно нелінійному навантаженню безпосередньо в точках його підключення до мережі живлення через чотирипровідний кабель. Система керування за допомогою датчиків струму та напруги в блоках відповідних вимірювачів формує сигнали узагальнених векторів миттєвих значень напруги та струму навантаження. На виході блоку формування опорної напруги відповідно до заданого значення коефіцієнта  $\sigma$  за виразом (5.27) формується вектор фазної напруги з частковим послабленням складової нульової послідовності і подається на один із входів формувача скалярного коефіцієнта пропорційності  $g$  або  $G$ , значення яких розраховуються за формулами (5.32) або (5.42) та виключають споживання миттєвої або інтегральної активної потужності паралельним активним фільтром, в залежності від обраного режиму компенсації (миттєвий/інтегральний).

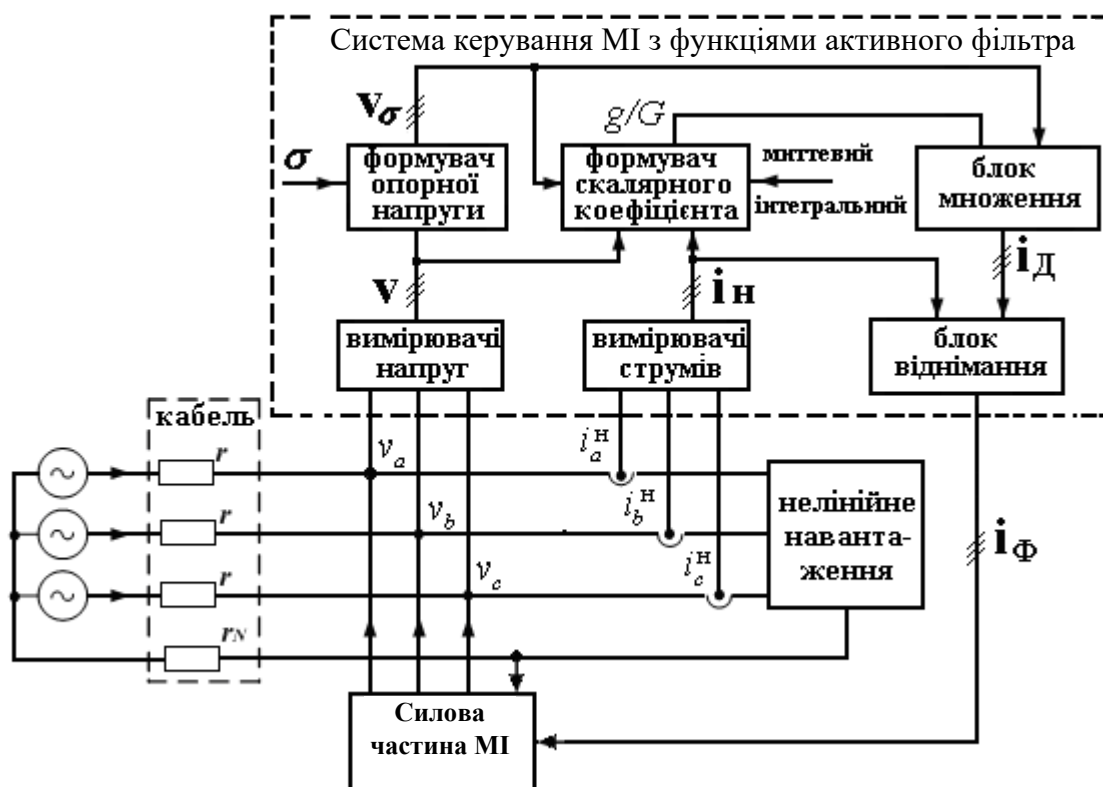


Рис. 5.15. Структурна схема МІ з функціями активного фільтра

З другого боку, цей вектор як опорна напруга поступає на векторний вхід блока множення, на скалярний вхід якого подається значення коефіцієнта пропорційності  $g$  або  $G$ . Сформований за формулами (5.28) або (5.40) на виході блока множення вектор миттєвих значень струмів джерела віднімається від вектора миттєвих значень струмів навантаження з виходу відповідного вимірювача в блоці віднімання, і сформований вектор миттєвих значень струмів активного фільтра з виходу цього блока подається на керуючі входи силової частини.

### 5.5.2 Експериментальна верифікація запропонованих формул

Метою проведення комп'ютерного експерименту є верифікація формул (5.36), (5.38) та (5.44), що підтверджуватиме переваги запропонованої стратегії з оптимальним послабленням складової нульової послідовності опорного вектора. Оскільки переваги цієї стратегії проявляються за ненульової величини фактора

нульової послідовності, задамо несиметричний вектор фазних напруг

$$\mathbf{v}(t) = \begin{bmatrix} v_A(t) \\ v_B(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (V_m + \Delta V) \cos(\omega t) \\ (V_m - \Delta V) \cos(\omega t - 2\pi / 3) \\ (V_m - \Delta V) \cos(\omega t + 2\pi / 3) \end{bmatrix}$$

та визначимо для нього миттєвий фактор нульової послідовності. Квадрат норми вектора фазних напруг

$$v^2(t) = v_A^2(t) + v_B^2(t) + v_C^2(t) = 1.5 \times (V_m^2 + \Delta V^2) + V_m \Delta V [2 \cos(2\omega t) - 1].$$

Сума миттєвих значень вектора фазних напруг

$$v_+(t) = v_A(t) + v_B(t) + v_C(t) = 2\Delta V \cos(\omega t);$$

Квадрат норми складової нульової послідовності

$$v_0^2(t) = v_+^2(t) / 3 = (2 / 3) \Delta V^2 [1 + \cos(2\omega t)].$$

Таким чином, фактор нульової послідовності

$$\chi_0^2(t) = \frac{(2 / 3) \times \Delta V^2 [1 + \cos(2\omega t)]}{1.5 \times (V_m^2 + \Delta V^2) + V_m \Delta V [2 \cos(2\omega t) - 1]}.$$

Дослідження на екстремум дозволяє знайти його максимальне значення при  $\omega t = 2l\pi; l = 0, 1, 2, \dots$  у вигляді

$$\chi_{0MAX}^2 = \frac{(2 / 3) \times \Delta V^2 \times 2}{1.5 \times (V_m^2 + \Delta V^2) + V_m \Delta V} = \frac{8\delta^2}{9 + 6\delta + 9\delta^2},$$

де  $\delta = \Delta V / V_m$ . Зокрема,

$$\chi_{0MAX}^2(\delta = 0.1) = \frac{8 \times 0.01}{9 + 6 \times 0.1 + 9 \times 0.01} = 0.008256;$$

$$\chi_{0MAX}^2(\delta = 0.2) = \frac{8 \times 0.04}{9 + 6 \times 0.2 + 9 \times 0.04} = 0.0303.$$

Таким чином, прогнозне значення виграшу за потужністю втрат порівняно з першою стратегією для зазначених моментів часу виражається функціональною залежністю

$$w_1(t_l) = w_1 = 1 + \sigma_0^2(1 - \sigma_0)^{-1} \chi_{0MAX}^2 [1 + \chi_{0MAX}^2]. \quad (5.45)$$

Для перевірки формули (5.36) знайдемо загальний коефіцієнт виграшу за потужністю миттєвих втрат в моменти часу  $t_l = 2l\pi / \omega$  порівняно з системою без функції паралельної активної фільтрації (ПАФ):

$$w = \frac{p_r}{p_{rMIN}} = \frac{p_r (v_{\alpha\beta}^2 + \sigma_r v_0^2)}{p^2 r}. \quad (5.46)$$

Складники цієї формули для навантаження  $R_L = 1/G$ :

$$\mathbf{v}(t_l) = \mathbf{v} = \begin{Bmatrix} V_m + \Delta V \\ -(V_m - \Delta V) / 2 \\ -(V_m - \Delta V) / 2 \end{Bmatrix}; \mathbf{i}(t_l) = \mathbf{i} = \begin{Bmatrix} (V_m + \Delta V)G \\ 0 \\ 0 \end{Bmatrix};$$

$$p_r = (U_m + \Delta U)^2 G^2 (r + r_N);$$

$$p = \mathbf{u}^T \mathbf{i} = (U_m + \Delta U)^2 G;$$

$$v_{\alpha\beta}^2 + \sigma_r v_0^2 = \mathbf{v}^T (\mathbf{v} - \sigma_0 \times \frac{\mathbf{j}^T \mathbf{v}}{3} \mathbf{j}) = \left[ \frac{3}{2} V_m^2 + V_m \Delta V + \left( \frac{3}{2} - \frac{4\sigma_0}{3} \right) \Delta V^2 \right].$$

Підстановка отриманих значень в формулу (5.46) після перетворень дає вираз для теоретичного виграшу за потужністю миттєвих втрат порівняно з системою без компенсатора:

$$w = \left(1 + \frac{r_N}{r}\right) \frac{1.5 + \delta + \frac{(3r + r_N)\delta^2}{2(r + 3r_N)}}{(1 + \delta)^2}. \quad (5.47)$$

Комп'ютерне моделювання трифазної чотирипровідної системи здійснювалося з зазначеними напругами живлення та нелінійним навантаженням у вигляді випрямляча за схемою Міткевича (рис. 5.16). Миттєві активні струми у лінії передачі формувались за допомогою активного компенсатора з системою керування, реалізованою на залежних джерелах струму. Миттєва потужність втрат вимірювалась на опорах лінії передачі та для випадку  $r_N = 3r$ ;  $\delta = 0.2$  представлена у вигляді осцилограми на рис. 5.17 при

$V_m = 220\sqrt{2}B; R_L = 1\Omega; r = 2 \times 10^{-4}\Omega$ . Вмикання активного компенсатора відбувалося в момент 0.02, для наочності осцилограми миттєвої потужності під дією різних стратегій керування компенсатором накладені одна на одну. Відповідно до даної осцилограми значення коефіцієнту виграшу за потужністю втрат порівняно з першою стратегією складає  $w_1 = 28.96 / 23.42 = 1.237$ . Це значення відображене на діаграмі коефіцієнт втрат активної потужності (рис. 5.17), занесене у відповідну клітинку табл. 5.2 та нанесене на графік теоретичної залежності (рис. 5.18), побудований за формулою (5.45) при  $\chi_{0MAX}^2 = 0.0303 (\delta = 0.2)$ . Для випадку, представленою на осцилограмі миттєвих втрат (рис. 5.17), загальний коефіцієнт виграшу за даними експерименту складає  $w = 111.245 / 23.42 = 4.744$ . Це значення також занесене у відповідну клітинку табл. 5.2 та нанесене на графік теоретичної залежності (рис. 5.18), побудований за формулою (5.47) Результати проведення аналогічних дослідів при інших значеннях параметрів лінії передачі та несиметрії відображені іншими 5 експериментальними точками на рис. 5.18 і 5.19 та зведені в табл. 5.2.

Таблиця 5.2

## Результати комп'ютерного експерименту

|                |                             | $r_N = 3r$   | $r_N = r$    | $3r_N = r$    |
|----------------|-----------------------------|--------------|--------------|---------------|
| $\delta = 0.1$ | Без ПАФ, Вт                 | 93,48        | 46,78        | 31,19         |
|                | Перша стратегія, Вт         | 18,82        | 17,96        | 17,68         |
|                | Запропонована стратегія, Вт | 17,66        | 17,64        | 17,60         |
|                | $w$                         | <b>5,293</b> | <b>2,652</b> | <b>1,772</b>  |
|                | $w_1$                       | <b>1,066</b> | <b>1,018</b> | <b>1,0045</b> |
| $\delta = 0.2$ | Без ПАФ, Вт                 | 111,25       | 55,67        | 37,12         |
|                | Перша стратегія, Вт         | 28,96        | 24,85        | 23,47         |
|                | Запропонована стратегія, Вт | 23,42        | 23,31        | 23,13         |
|                | $w$                         | <b>4,744</b> | <b>2,388</b> | <b>1,605</b>  |
|                | $w_1$                       | <b>1,237</b> | <b>1,066</b> | <b>1,015</b>  |

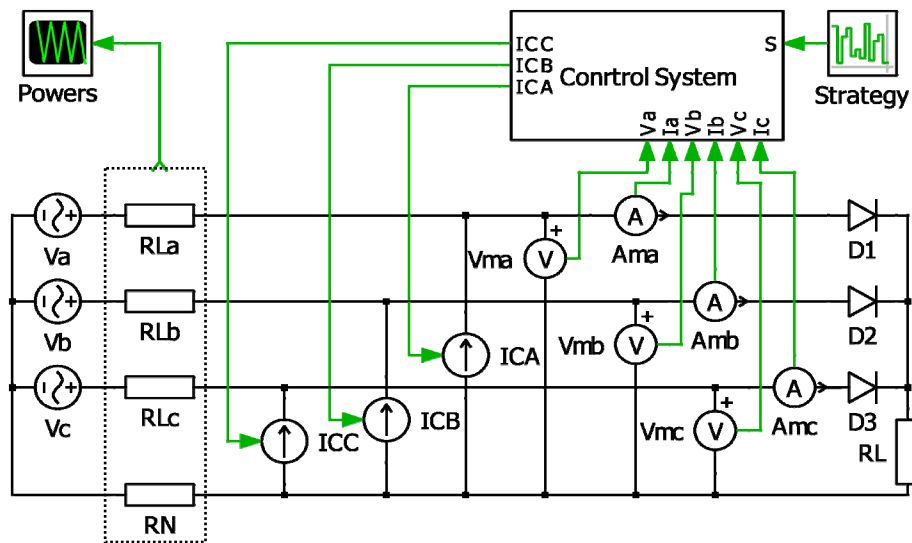


Рис. 5.16. Комп'ютерна модель трифазної чотирипровідної системи живлення

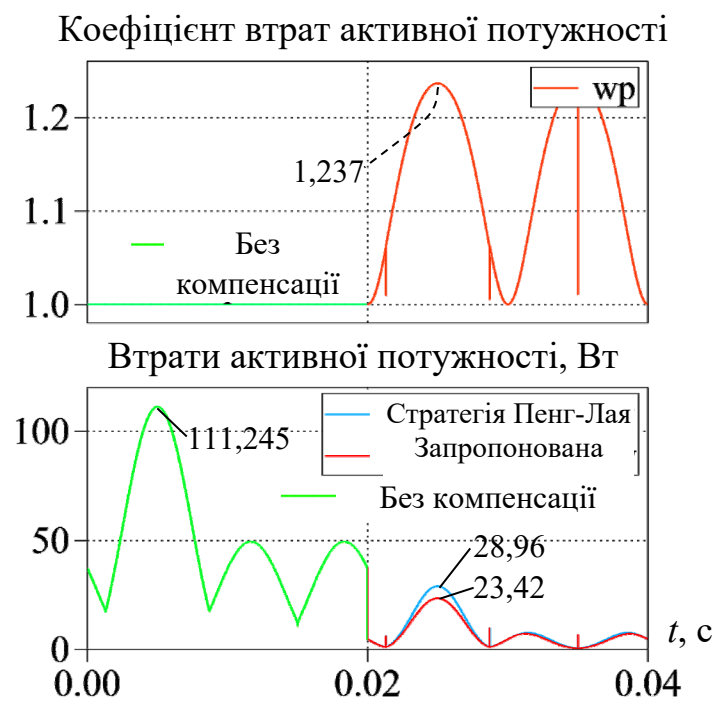


Рис. 5.17. Осцилограми миттєвої потужності втрат та відношення миттєвих потужностей



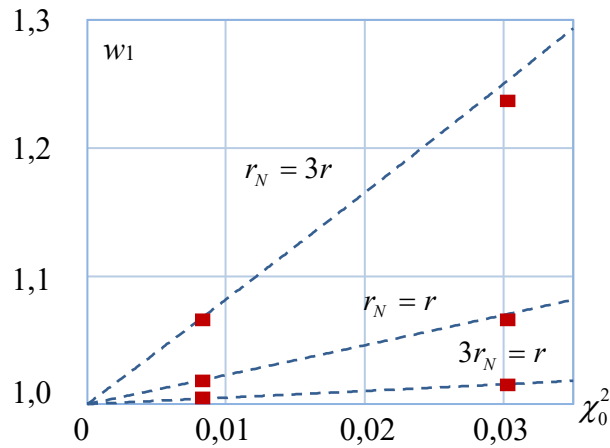


Рис. 5.18. Коефіцієнт виграшу за потужністю миттєвих втрат відносно першої стратегії: пунктир – теоретичні залежності, точки – на основі експериментальних даних

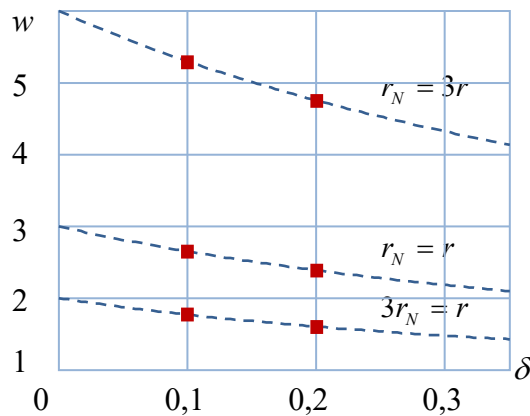


Рис. 5.19. Загальний коефіцієнт виграшу за потужністю миттєвих втрат від запропонованої стратегії: пунктир – теоретичні залежності, точки – на основі експериментальних даних

Для експериментальної перевірки формули (5.44), що характеризує переваги запропонованої стратегії за інтегральною величиною втрат порівняно з першою відомою стратегією, достатньо виміряти і порівняти інтегральні втрати потужності в лінії передачі, сформувавши за допомогою ПАФ в комп'ютерній моделі на рис. 5.16 струми трифазного джерела за формулою (5.40) при  $\sigma = 0$  та  $\sigma = \sigma_0$ . В роботі [200] показано, що для вектора фазних напруг (5.45) параметр  $\Delta_{\perp}^2 = U_0^2 / U_{\alpha\beta}^2$  зв'язаний з відносною величиною  $\delta = \Delta U / U_m$  співвідношенням

$$\Delta_{\perp}^2 = \frac{4\delta^2}{9 - 6\delta + 5\delta^2}.$$

З огляду на це

$$\Delta_0^2 = U_0^2 / U^2 = \Delta_{\perp}^2 / (1 + \Delta_{\perp}^2),$$

зокрема

$$\Delta_0^2(\delta = 0.1) = 0.00471; \Delta_0^2(\delta = 0.2) = 0.0196.$$

Осцилограми миттєвих та середніх потужностей втрат для такого самого набору параметрів моделі, що і в попередньому випадку та  $\delta = 0.2; r_N = 3r$  представлені на рис. 5.20). Згідно з цією діаграмою, коефіцієнт виграшу за інтегральною потужністю втрат порівняно з першою стратегією  $W(\sigma = 0) = P_{r(\sigma=0)} / P_{rMIN} = 6.946 / 6.012 = 1.155$ , і відносна величина  $\delta_p = \left( \sqrt{P_{r(\sigma=0)} / P_{rMIN}} - 1 \right) \times 100\% = 7.487\%$ . Обидва ці значення занесені у відповідні комірки табл. 5.3 і нанесені на теоретичний графік залежності  $\delta_p(\Delta_0^2)$  (рис. 5.22), побудований за формулою (5.44).

Таблиця 5.3

### Результати комп'ютерного моделювання

|                                        |                      | $r_N = 3r$ | $r_N = r$ | $3r_N = r$ |
|----------------------------------------|----------------------|------------|-----------|------------|
| $\delta = 0.1$<br>$\Delta^2 = 0.00471$ | $P_{r(\sigma=0)}, W$ | 6,351      | 6,179     | 6,122      |
|                                        | $P_{rMIN}, W$        | 6,119      | 6,115     | 6,108      |
|                                        | $W(\sigma = 0)$      | 1,038      | 1,010     | 1,002      |
|                                        | $\delta_p, \%$       | 1.877      | 0.525     | 0.116      |
| $\delta = 0.2$<br>$\Delta^2 = 0.0196$  | $P_{r(\sigma=0)}, W$ | 6,946      | 6,253     | 6,022      |
|                                        | $P_{rMIN}, W$        | 6,012      | 5,994     | 5,965      |
|                                        | $W(\sigma = 0)$      | 1,155      | 1,043     | 1,009      |
|                                        | $\delta_p, \%$       | 7.487      | 2.137     | 0.478      |

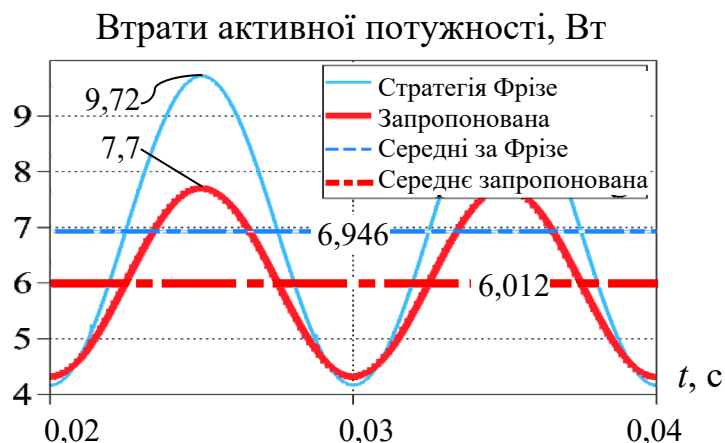


Рис. 5.21. Осцилограми миттєвих та середніх потужностей втрат

Результати аналогічних експериментів з іншими значеннями параметрів лінії передачі і асиметрії напруг відображено іншими п'ятьма експериментальними точками на рис. 5.22 і узагальнено в табл. 5.3.

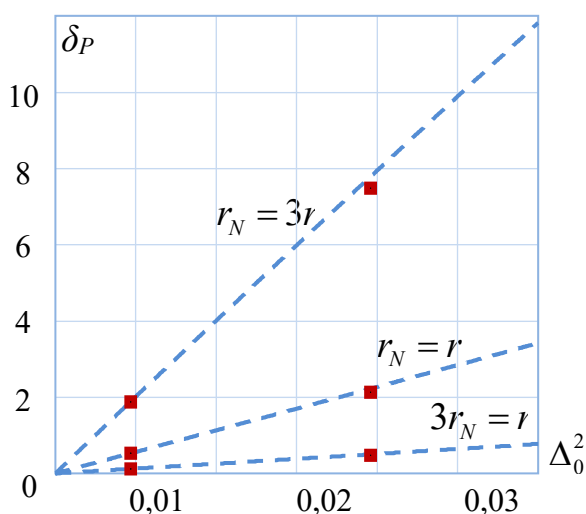


Рис. 5.22. Теоретичний графік залежності  $\delta_P(\Delta_0^2)$

В цілому результати експерименту підтверджують адекватність запропонованих нових формул модифікованої теорії миттєвої потужності та ілюструють можливість зменшення до 23% потужності миттєвих втрат та до 15% інтегральних в лінії передачі при застосуванні запропонованої стратегії формування струмів джерела пропорційним вектору фазних напруг з оптимально послабленою складовою нульової послідовності.

## 5.6 Висновки до розділу 5

1. Із застосуванням  $p-q-r$  теорії миттєвої потужності та з врахуванням топологічних відмінностей між трифазними трипровідними і чотирипровідними системами (з накопичувачем енергії або без нього) розроблено стратегію розрахунку компенсаційних струмів мережевого перетворювача в колі ротора МПЖ. Розрахунок компенсаційних струмів мережевого перетворювача повинен здійснюватись відповідно до можливостей його силової схеми, але доцільним є застосування топологій, які здійснюють фільтрацію всіх небажаних складових миттєвої потужності.

2. Запропонований алгоритм векторного керування струмами компенсації дозволяє регулювати довжину елементарних переміщень кінця вектора струму на циклі ШІМ і, тим самим, здійснювати регулювання амплітуди пульсацій струму при переході від одного циклу ШІМ до іншого. Ця можливість значно поліпшила якісні показники мережевого перетворювача, який має властивості активного фільтра, для широкого діапазону регулювання струму. Регулюючи довжину елементарних переміщень при переході від одного циклу ШІМ до іншого, мережевий перетворювач мінімізує абсолютне значення пульсацій струму мережі у всьому динамічному діапазоні регулювання.

3. В результаті дослідження алгоритмів керування машиною подвійного живлення встановлено, що при застосуванні двоступеневих МП в колі ротора МПЖ гарантується відпрацювання моменту за умови стабілізації коефіцієнта потужності статора МПЖ на рівні одиниці. Таке рішення придатне для практичного застосування у системах генерування електроенергії на основі МПЖ.

4. Топологія двоступеневих МП дає змогу модифікувати їх з метою зменшення кількості силових транзисторів, в той час як в традиційних МП варіанти побудови силової структури жорстко лімітовані; дозволяє спростити комутацію двонапрямних ключів, приєднаних безпосередньо до мережі,

оскільки ключі можна комутувати при нульовому струмі.

5. Ланку інвертування двоступеневих МП відпрацьовано протягом багатьох років як в плані модульної силової конструкції, так і в плані керування (компенсація "мертвого часу" тощо), що спрощує практичну реалізацію.

6. Разом з тим, в порівнянні з традиційними МП двоступеневі програють за статичними втратами, тому що струм від мережі до навантаження протікає через два ключа, а не один. Проблеми комутації і в перспективі модульної побудови в традиційних МП хоча і пов'язані зі складністю, але в основному вирішені.

7. Запропонований метод розрахунку відносних тривалостей станів двоступеневого МП дає змогу забезпечити інваріантність вихідної напруги по відношенню до спотворень напруги мережі живлення.

8. Запропоновано стратегію керування мережевим інвертором з функціями активної фільтрації в чотирипровідній трифазній мережі, при застосуванні якої вектор миттєвих струмів трифазного джерела пропорційний вектору миттєвих фазних напруг з частковим послабленням складової нульової послідовності. При оптимальному значенні коефіцієнта послаблення складової нульової послідовності та значній несиметрії фазних напруг ця стратегія дає переваги за потужністю втрат у силовому кабелі до 2 разів порівняно зі стратегією керування при повному збереженні складової нульової послідовності, та до 8% – у порівнянні зі стратегією керування при повному видаленні складової нульової послідовності. Оптимальне значення коефіцієнта послаблення складової нульової послідовності вектора фазних напруг визначається лише співвідношенням питомих активних опорів фазних проводів та нейтралі.

9. Результати комп'ютерного експерименту підтверджують адекватність запропонованих нових співвідношень модифікованої теорії миттєвої потужності та ілюструють можливість зменшення до 23% потужності миттєвих втрат та до 15% інтегральних втрат в лінії передачі при застосуванні

запропонованої стратегії формування вектора струмів джерела пропорційним вектору фазних напруг з оптимально послабленою складовою нульової послідовності.

---

Посилання [28, 100, 123, 125, 147–152, 155, 180–203] див. список використаних джерел стор. 291–311.

## РОЗДІЛ 6

### ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ МЕТОДІВ КЕРУВАННЯ КОМПЛЕКСОМ ГЕНЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ НА БАЗІ МАШИНИ ПОДВІЙНОГО ЖВИЛЕННЯ

На сьогоднішній день розробники і виробники реалізують сотні різноманітних мікропроцесорів спеціального призначення. В результаті обчислювальна потужність і повна сумісність портів вхід/вихід цілком доступні за ціною. Серед усіх інших мікропроцесори для керування двигунами, тобто мікроконтролери, спеціально сконструйовані для задоволення вимог керування електроприводом, стають ключовим інструментом для конструювання контролерів для напівпровідникових перетворювачів в колі ротора МПЖ. При цьому з'являється реальна можливість організації прямих цифрових систем керування, які поліпшують функціональні характеристики напівпровідникових перетворювачів, їх надійність, швидкодію і точність відпрацювання заданих параметрів.

Під прямим цифровим керуванням сьогодні розуміється безпосереднє поєднання системи керування з усіма елементами об'єкта керування і датчиками різних типів без будь-якого додаткового устаткування, або з мінімальним додатковим устаткуванням, функції якого зводяться переважно до перетворення рівнів сигналів і гальванічної розв'язки [204, 205]. При цьому типові завдання, наприклад, широтно-імпульсна модуляція, обробка сигналів оптичного датчика положення для ідентифікації положення і швидкості, відлік часових інтервалів і т.д. вирішуються на апаратному рівні за допомогою відповідних периферійних пристроїв, що працюють 90-95% часу автономно і обслуговуються центральним процесором за перериваннями. Система керування на основі сучасного мікроконтролера повинна забезпечувати

цифрове керування всіма компонентами об'єкта, зв'язок з давачами, оператором і працювати в масштабі реального часу.

Особливе значення має вибір типу центрального процесора – з фіксованою або з плаваючою комою. У загальному випадку процесор з плаваючою комою дорожчий. Однак, за рахунок апаратної та програмної підтримки 32-розрядних обчислень з фіксованою комою можна знайти оптимальне поєднання між ціною процесора і витратами часу на програмування.

### **6.1 Реалізація алгоритму керування напівпровідниковим перетворювачем в колі ротора МПЖ за допомогою цифрового сигнального контролера з фіксованою комою**

Однією з основних задач при реалізації керування напівпровідниковими перетворювачами в колі ротора МПЖ є розробка цифрових контролерів реального часу. Відомо, що векторний алгоритм керування для МП набагато складніший в порівнянні з алгоритмами керування перетворювачами частоти з ланкою постійного струму. Він вимагає набагато більших обчислювальних потужностей. Стандартний шлях реалізації контролера для МП – використання потужних обчислювальних DSP як з фіксованою комою, так і з плаваючою комою.

Для реалізації розробленого алгоритму керування МПЖ з МП запропоновано використовувати цифровий сигнальний процесор з фіксованою комою TMS320F2812 компанії Texas Instruments, який має досить велику обчислювальну потужність, а також має всі периферійні можливості, які успішно використовуються для реалізації алгоритмів керування автономними інверторами напруги.

32-бітні цифрові сигнальні процесори сімейства C28x™ поєднують у собі потужні і ефективні технології цифрової обробки сигналів фірми Texas



Instruments з багатим набором периферійних пристроїв і простотою використання на рівні мікроконтролера. Архітектура контролерів сімейства C28x дозволяє виконувати за один цикл операції типу 32х32 біт МАС, перевершуючи по цьому параметру будь-які інші аналоги з фіксованою комою. Ядро містить швидкий модуль керування перериваннями, що дозволяє значно знизити затримки при вході в переривання [205, 206].

Ядро контролерів сімейства C28x оптимізоване для завдань промислової автоматизації. Крім цього, ядро контролерів сімейства C28x підтримує використання бібліотеки "IQ-math", дозволяючи розробнику об'єднувати зручності використання математики з плаваючою комою з вигідною ціною платформи з фіксованою комою.

Цифрові сигнальні процесори C28x об'єднують продуктивність 150 млн.оп./с з перевагами flash-технології. На програмному рівні контролери сімейства C28x сумісні з популярною серією контролерів TMS320C24x™. Ядро контролерів сімейства C28xx оптимізоване для завдань промислової автоматизації. Крім цього, ядро контролерів сімейства C28xx підтримує використання бібліотеки "IQ-math", дозволяючи розробнику об'єднувати зручності використання математики з плаваючою комою з вигідною ціною платформи з фіксованою комою.

Цей цифровий сигнальний контролер забезпечує розширені можливості з налагодження програмного забезпечення в масштабі реального часу за допомогою JTAG-емуляторів і спеціальних апаратних засобів, інтегрованих на кристал процесора (RTDX). DSP-мікроконтролер TMS320F2812 призначено для вирішення таких задач цифрового керування, де потрібна більша продуктивність центрального процесора. Таким чином, обчислювальні ресурси цифрового сигнального контролера TMS320F2812 цілком придатні для реалізації цифрової системи керування МП з можливістю налагоджувати алгоритми, що значно скорочує і спрощує процес розробки програмного забезпечення.

На рис. 6.1 представлено блок-схему розробленої системи керування МП, яка містить в собі плату eZdsp F2812 для розробки і налагодження програм користувача для процесора TMS320F2812, персональний комп'ютер (ПК) з встановленим програмним забезпеченням Code Composer для C2000 від компанії Texas Instruments, плату з програмованими логічними матрицями (ПЛМ) EPM7128SLC84 компанії ALTERA [207].

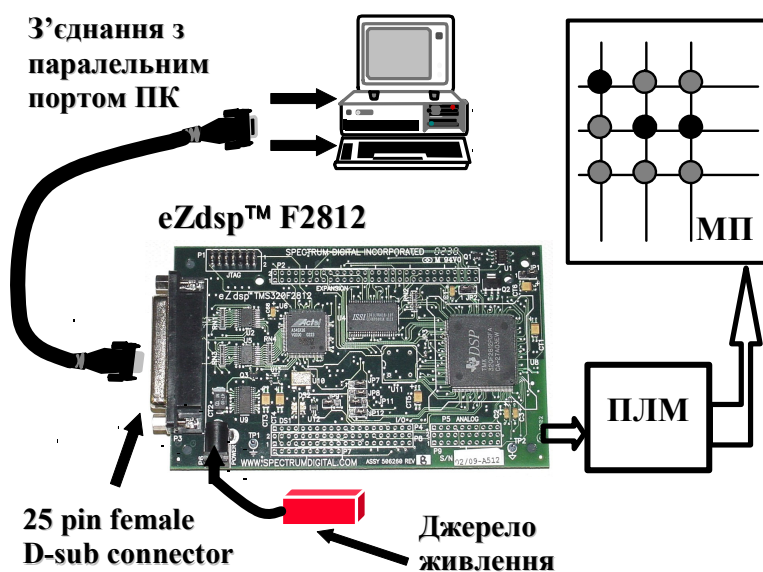


Рис. 6.1. Система керування МП на базі плати eZdsp F2812

ПК використовується для програмування і відображення процесів тільки на етапі налагодження системи керування. Плата eZdsp F2812 містить: цифровий сигнальний процесор TMS320F2812 з робочою частотою 150 МГц, 18 К RAM на кристалі, 128 К FLASH ROM на кристалі, 64 К RAM на платі, порти розширення, вбудований в плату JTAG-контролер IEEE 1149.1.

На рис. 6.2 представлено блок-схему розробленої системи керування МП, яка містить плату eZdsp F2812 фірми Spectrum Digital для розробки і налагодження програм DSP-мікроконтролера TMS320F2812, плату з ПЛМ EPM7128SLC84 компанії ALTERA. DSP-мікроконтролер складається з двох базових вузлів – цифрового сигнального процесора з пристроєм формування сигналів керування силовими ключами та допоміжних периферійних

компонентів. Пристрій формування сигналів комутації виконаний за допомогою ПЛМ.

Цифровий сигнальний контролер в системі керування МП виконує в масштабі реального часу такі задачі:

- обчислення змінних регуляторів,
- здійснення перетворень координат,
- обчислення тривалостей для векторного алгоритму керування МП,
- формування інтервалів часу для побудови векторної ШІМ (ВШІМ),
- видачу цих інтервалів на формувач законів комутації,
- обмін інформаційними сигналами з іншими підсистемами МП,
- обробку сигналів фотоімпульсного давача швидкості,
- зчитування сигналів зворотних зв'язків та перетворення їх в цифрову форму.

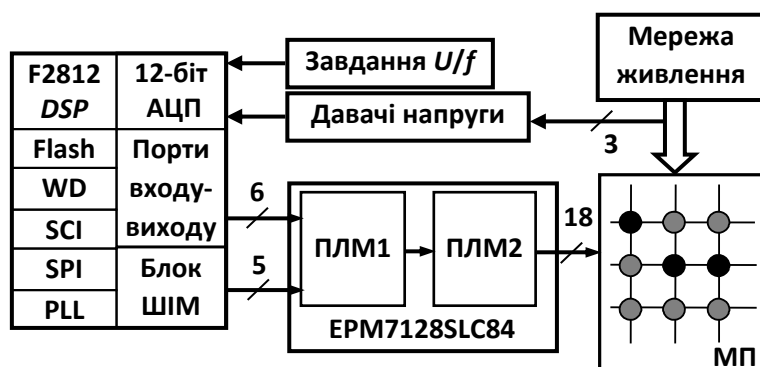


Рис. 6.2. Структурна схема системи керування МП на основі DSP-мікроконтролера з фіксованою комою

Формувач сигналів керування силовими ключами:

- отримує сигнали стану мережі живлення з блоку давачів,
- отримує сигнали відліку часових проміжків для ШІМ,
- формує сигнали керування силовими ключами МП,
- при виникненні аварійної ситуації по сигналу з підсистеми автоматики та діагностики блокує керування ключами.

Допоміжними периферійними компонентами є:

- буфери комунікаційних каналів (RS232 та Serial Peripheral Interface),

- швидкодіюча статична пам'ять (SRAM),
- буферний елемент для з'єднання з фотоімпульсним давачем швидкості.

Серед всіх завдань, які необхідно вирішувати при реалізації мікроконтролерного керування МП, необхідно конкретизувати окремі модулі, виконавши поділ за призначенням і функціями, що виконуються. При цьому реалізація кожного завдання виявляється доступною для окремого удосконалення з метою підвищення загальних характеристик, при цьому за рахунок індивідуальних налагоджень можна змінювати періодичність і пріоритет виконання.

Розглянемо формування ШІМ сигналів за допомогою плати eZdsp F2812. Для реалізації алгоритму ШІМ потрібно завдання часу, механізм порівняння і цифрові виходи. Модулі керування подіями EV цифрового сигнального контролера мають таймер загального призначення GP, який може бути використано для прив'язки за часом, блоки порівняння/ШІМ для механізму порівняння і призначені для ШІМ цифрові виходи.

У цифровому сигнальному контролері TMS320F2812 є два модулі керування подіями, які називаються EVA та EVB. TMS320F2812 має шість незалежних пар виходів ШІМ: три з яких знаходяться під контролем EVA та три інші знаходяться під контролем EVB [208]. Таймери загального призначення, блоки порівняння/ШІМ та ШІМ-виходи використовуються для формування імпульсів керування силовими ключами.

Два таймери загального призначення GP можуть працювати незалежно один від одного. Таймери 1 і 2 контролюються EVA, таймери 3 і 4 знаходяться під контролем EVB. Ці таймери використовуються для забезпечення бази часу для функціонування модулів порівняння і пов'язаних ШІМ-схем для генерації ШІМ-сигналів [208]. Кожен таймер загального призначення GP має реверсивний лічильник TxCNT, регістр порівняння TxCMPR, регістр періоду TxPR, регістр керування TxCON і регістри напрямку TDIRx.

У цифровому сигнальному контролері TMS320F2812 також є шість модулів порівняння, три з яких знаходяться в модулі EVA, а інші три знаходяться в модулі EVB. Ці регістри залежать від пов'язаних таймерів GP для генерації ШІМ-сигналів. Формування ШІМ-сигналів має такі етапи: режим підрахунку, операції порівняння таймера GP та формування сигналу носія. Два режими підрахунку контролюються регістром TxCON, який може бути використаний для створення сигналу носія: безперервний односторонній режим підрахунку приводить до асиметричної форми кривої сигналу носія, а безперервний реверсивний режим - до симетричної форми кривої сигналу носія. Значення таймера збільшується на одиницю для кожного тактового імпульсу таймера GP [208].

Кожен таймер GP має регістр порівняння TxCMPR і вихід TxPWM. Протягом кожного періоду таймера сигнал носія порівнюється зі значенням, що зберігається в регістрі порівняння TxCMPR. Знаком "+" на рис. 6.3 позначено результати порівняння. Перед першим збігом  $PWM_{x+1}$  знаходиться в нулі, а  $PWM_x$  – в одиниці і значення регістра порівняння більше, ніж значення сигналу носія. Між першим і другим збігами порівняння значення, що зберігається у регістрі порівняння, менше, ніж значення сигналу носія, як результат цього, виходи ШІМ змінюють свої стани ( $PWM_{x+1}$  на одиницю,  $PWM_x$  на нуль).

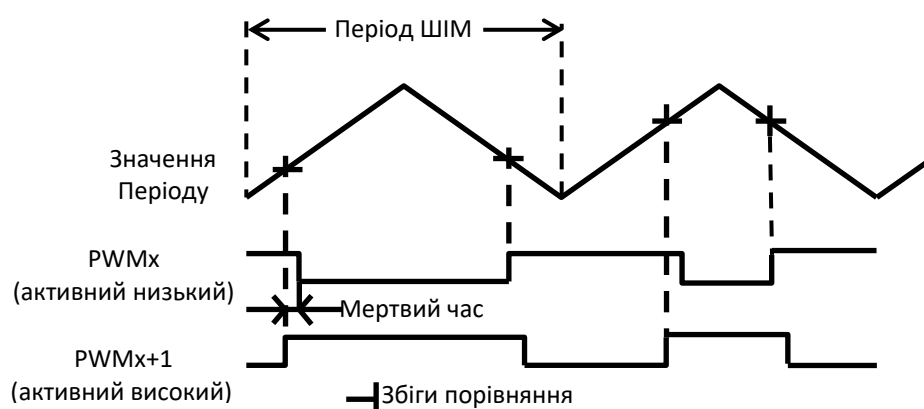


Рис. 6.3. Формування симетричної ШІМ з використанням блоків порівняння

Частота сигналу носія залежить від періоду таймера GP. Сигнал осцилятора XCLKIN масштабується кілька разів, щоб отримати тактовий сигнал таймера GP. Кварцовий генератор генерує сигнал частотою 30 МГц (XCLKIN). Період і частота сигналу носія визначаються так

$$T_c = \frac{2(\text{Амплітуда сигналу носія})}{GPTimer * CLKIN}.$$

Цифровий сигнальний контролер формує ШІМ-сигнали, порівнюючи синусоїдальний сигнал з сигналом носія і налаштовує модулі керування подіями EV. Цей блок дозволяє активувати один з модулів керування подіями EVA або EVB для формування форм кривих несучого сигналу. Властивості блоку ШІМ є такими:

W1: PWM1 = Активний високий, PWM2 = Активний низький

W2: PWM3 = Активний високий, PWM4 = Активний низький

В регістр періоду T1PR заноситься значення 6250 і встановлюється тип сигналу для симетричної форми кривої. Період кривої також показує амплітуду несучого сигналу. Значення синусоїдальної кривої повинно бути 6250 (від піку до піку у форматі uint16). Відомо, що сигнал-носій завжди додатний, так що синусоїдальна крива повинна бути теж завжди додатною. Щоб задовольнити ці умови, значення амплітуди синусоїдальної кривої встановлюється  $6250/2$  із зсувом  $6250/2$ .

Після завершення ініціалізації програма починає формувати ШІМ сигнали таким чином: на кожному періоді ШІМ програма обчислює нові значення синусоїди. Обчислені значення синусоїди отримуються у форматі з плаваючою комою. Потім сформоване значення у форматі з плаваючою комою перетворюється у формат 16-розрядного цілого без знаку (UInt16). Результатом цього перетворення є порівняння з сигналом-носієм. Потім вмикаються відповідні ШІМ виходи, на іншому періоді цей процес повторюється.

## 6.2 Розробка програмного забезпечення для цифрового сигнального контролера з фіксованою комою

Алгоритм основної програми DSP-мікроконтролера на базі TMS320F2812, розробленої з використанням мови програмування Cі, наведено на рис. 6.4.

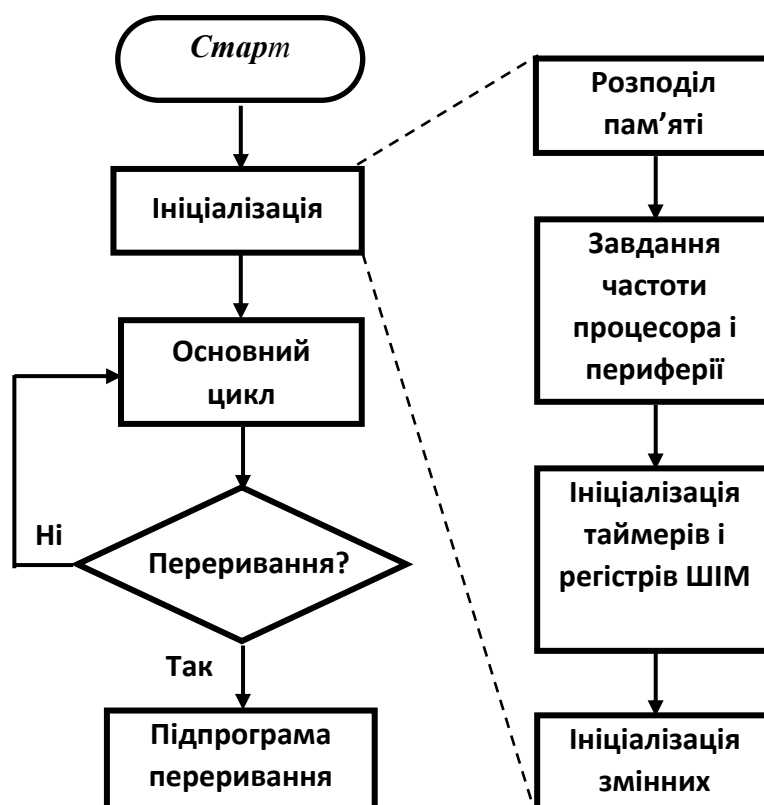


Рис. 6.4. Алгоритм основної програми DSP-мікроконтролера

Модуль ініціалізації реалізує такі процедури: розподіл пам'яті; обслуговування блоку таймерів; обслуговування блоку АЦП; завантаження таймерів; керування портами вводу-виводу та ініціалізація змінних, які використовуються в програмі.

Після ініціалізації система керування входить в основний цикл, в якому очікує на переривання за періодом ВШІМ T1PINT. Переривання, викликане переповненням таймера 1 загального призначення GP, використовується для запуску модуля обчислення, який наведено на рис. 6.5.



Рис. 6.5. Алгоритм підпрограми переривання по періоду ШІМ

На кожному такті ВШІМ відслідковується інформація про миттєві значення напруг мережі живлення і відпрацьовується задане значення просторового вектора вихідної напруги. За допомогою потенціометра задається значення вихідної частоти МП, яке подається на вхід АЦП. Фазні напруги мережі живлення вимірюються за допомогою давачів напруги (тип LEM LV25-P). Виходи давачів напруги масштабуються так, щоб значення з їх виходів можна було використовувати в програмі у форматі Q15.

За допомогою бітів регістру GPTCONA забезпечується синхронізація між моментом переривання за періодом ВШІМ і запуском АЦП без будь-якого втручання центрального процесора CPU.



На основі інформації про вхідні миттєві напруги протягом кожного періоду ВШІМ визначається момент переходу з однієї комбінації напруг на іншу. Дві вхідні лінійні напруги вибираються в кожному з 60-градусних інтервалів, межі яких визначаються моментами зміни полярності кривих вхідних фазних напруг.

Вагові коефіцієнти обчислюються, використовуючи вираз [209]:

$$\varepsilon_{A(B,C)} = \frac{|u_{A(B,C)}|}{u_A^2 + u_B^2 + u_C^2}, \quad (6.1)$$

де  $u_{A(B,C)}$  – фазні напруги.

Для визначення поточного кута заданого вектора вихідної напруги використано доповнені готові програмні модулі Ramp Control і Ramp Generation. Обчислення значень синуса та косинуса отриманого кута реалізовано за допомогою тригонометричних функцій бібліотеки IQmath.

Середні значення заданого вектора вихідної напруги  $\mathbf{u}_{зад}$  отримано в результаті синтезу з п'яти стаціонарних векторів (чотири ненульові і один нульовий) [209]. Для того, щоб сформувати ненульові вектори, по чергово використовуються дві вхідні лінійні напруги з максимальними миттєвими значеннями на поточному інтервалі мережі живлення. Нульовий вектор формується, коли всі вихідні фази з'єднані з однією вхідною фазою.

На основі заданого вектора вихідної напруги визначається необхідний сектор, в якому розташовано вектор  $\mathbf{u}_{зад}$ .

Тривалості і відповідні часові інтервали, на яких діють чотири ненульові стаціонарні вектори на поточному періоді ВШІМ, обчислюються так [209]:

$$d_{nA(B,C)} = \sqrt{3} \varepsilon_{A(B,C)} \varepsilon_n \mathbf{u}_{\zeta\dot{a}\ddot{a}}, \quad (6.2)$$

де  $\varepsilon_n = \sin\left(n \frac{\pi}{3} - \psi\right)$ ,  $\varepsilon_{n+1} = \sin\left[\psi - (n-1) \frac{\pi}{3}\right]$ ,  $u_{\zeta\dot{a}\ddot{a}} = \sqrt{u_a^2 + u_b^2}$ ,  $u_a$  і  $u_b$  – компоненти  $\mathbf{u}_{зад}$

в ортогональній системі координат  $a$ - $b$ ,  $n$  і  $n+1$  – індекси векторів, що формують сектор, в якому розташовано вектор  $\mathbf{u}_{зад}$ ,  $\psi = \omega_0 t \in [0, \pi/3]$ .

Після завершення цих дій процедура обчислення і видачі повторюється на основі наведеного алгоритму (рис. 6.4 і рис. 6.5).

Формування і розподіл імпульсів керування транзисторами силових ключів здійснюється за допомогою ПЛМ, реалізованої на двох мікросхемах програмованої логіки EPM7128SLC84-15 (рис. 6.2). В першій мікросхемі ПЛМ1 відбувається занесення в пам'ять вихідної інформації, що надходить від DSP-мікроконтролера, її обробка і формування всіх поточних на даному такті ВШІМ комбінацій ввімкнутих ключів (статичних станів МП), а також тактування роботи другої мікросхеми ПЛМ2, у якій реалізується покроковий алгоритм комутації (динамічних станів МП) і розподіл імпульсів керування по силових транзисторах. При цьому забезпечується інваріантність до порядку чергування фаз мережі живлення і довільного переміщення вектора завдання з одного 60-градусного сектора в інший.

Для забезпечення високої швидкості обчислювальних операцій при заданій точності обчислень була використана бібліотека IQmath, що містить набір оптимізованих математичних функцій для програмування мовою Сі і дозволяє використовувати стандартні операції з 32-розрядними числами з фіксованою комою настільки ж ефективно, як це роблять бібліотеки підтримки арифметики функцій з плаваючою комою. Використання функцій бібліотеки IQmath дозволяє підвищити продуктивність системи керування при збереженні необхідної точності.

Обчислення виконуються у фіксованому форматі, обумовленому константою GLOBALQ, що дозволяє отримати будь-яку точність у межах 32 розрядів.

Константа GLOBALQ описана у файлі IQmathLib.h, її значення за

замовчуванням дорівнює Q24. При необхідності воно може бути змінено. Варто враховувати, що всі змінні, як вхідні, так і вихідні, будуть працювати з форматом GLOBALQ, якщо тільки це значення не буде змінено в тілі програми.

Для деяких модулів необхідна точність обчислень, відмінна від точності усієї системи. В такій ситуації можна ввести локальний формат даних, наприклад, для обробки даних, отриманих з АЦП:

```
DatQ15 = AdcRegs.ADCRESULT0^0x8000;
Tmp1 = (int32)Gain1*(int32)DatQ15;
Va = (int16)(Tmp1>>13);
Va += Offset1.
```

Програмне забезпечення Code Composer Studio використовувалося як основне середовище програмування. Це - інтегроване середовище розробки, що містить в собі редактор, компілятор, менеджер проекту, вікна перегляду змінних, набір графічних екранів, симулятор команд і багато іншого. Найбільш важливою особливістю є підтримка повноцінного режиму реального часу без переривання процесів, що дозволяє налагоджувати програму на працюючому МП. Технологія RTDX - обмін даними в реальному часі - дозволяє вести обмін даними між комп'ютером і процесором без зупинки програми і давати реальне уявлення про процеси, що відбуваються.

### **6.3 Особливості реалізації алгоритму керування МП за допомогою цифрового сигнального контролера з плаваючою комою**

Розглянемо особливості реалізації розробленого алгоритму керування МП за допомогою контролера на основі цифрового сигнального процесора з плаваючою комою TMS320F28335. Це перші спеціалізовані мікроконтролери з паралельною роботою двох інтегрованих у кристал модулів центрального

процесора з фіксованою і плаваючою комою, що дає підвищення загальної продуктивності до 300 млн.оп./с.

Мікроконтролери TMS320F28335 дозволяють вести розробку програмного забезпечення мовою високого рівня C/C++ як з використанням фіксованої коми (повна сумісність з TMS320F2812), так і з використанням плаваючої коми [210].

Перший варіант припускає представлення змінних у відносних одиницях і підтримується оптимізованою за швидкодією бібліотекою математичних функцій IQmath. В другому випадку діапазон подання змінних істотно ширше і перехід до відносних одиниць може взагалі не знадобитися. Зменшується обсяг програмного коду і час його виконання.

Мікроконтролер TMS320F28335 відрізняється тактовою частотою 150 МГц, обсягом вбудованої флеш-пам'яті (256 кБайт, вбудованого ОЗП – 32 кБайт), кількістю незалежних каналів ШІМ-генератора (18, з них 6 підтримують режим високого розрізнення), числом каналів захоплення зовнішніх подій – 6, числом послідовних комунікаційних портів SCI – 3 і багатоканальних буферизованих послідовних портів McBSP – 2. Додатково в наявності є: 9 таймерів, «квадратурний» декодер, 16-канальний АЦП з часом перетворення 80 нс/канал; синхронний периферійний інтерфейс SPI, інтерфейс I<sup>2</sup>C, 16/32-розрядна шина розширення пам'яті.

В табл. 6.1 представлено основні математичні операції і кількість тактів процесора, які витрачаються при їхній реалізації за допомогою процесорів C28xx з використанням фіксованої і плаваючої коми [210–212]. З табл. 6.1 видно, що завдяки плаваючій комі математичні дії можна виконувати в 2,5 рази швидше. Еквівалентна частота означає, що для одержання продуктивності F28335 необхідно розігнати процесор F2812 до 367 МГц.

Таблиця 6.1

**Основні математичні операції і число тактів процесора**

| Операція                                                                                 | C28xx 32-біт<br>(Оптимізований асемблер) | float32<br>(Оптимізований асемблер) |
|------------------------------------------------------------------------------------------|------------------------------------------|-------------------------------------|
| Div (ділення)                                                                            | 70                                       | 24 (2,92)                           |
| Sqrt (добування кореня)                                                                  | 69                                       | 27 (2,56)                           |
| Sin & Cos<br>(тригонометричні функції<br>синуса і косинуса)                              | 92                                       | 44 (2,09)                           |
| Atan2 (тригонометрична<br>функція арктангенса)                                           | 118                                      | 53 (2,23)                           |
| Середнє значення збільшення продуктивності (еквівалентна частота F2812) - 2,45 (367 МГц) |                                          |                                     |

Центральний процесор мікроконтролера TMS320F28335 побудовано за модифікованою Гарвардською архітектурою, аналогічно до архітектури сімейства '28xx, що відрізняється наявністю двох паралельно працюючих обчислювачів з фіксованою та плаваючою комою. За системою команд мікроконтролери TMS320F28335 і TMS320F2812 сумісні. Будь-який програмний код, написаний для TMS320F2812, буде виконуватися на TMS320F28335 з використанням тільки обчислювача з фіксованою комою.

Система команд TMS320F28335 розширена командами обробки 32-розрядних чисел з плаваючою комою однократної точності у форматі IEEE. Ці команди виконуються з використанням обчислювача з плаваючою комою і додатковим блоком регістрів R0H-R7H, - регістрів джерел/приймачів операндів у форматі з плаваючою комою. Ці регістри мають власні тіньові регістри для підтримки механізму швидкого збереження і відновлення контексту у високо-пріоритетних перериваннях. Обчислювач з плаваючою комою має свій власний

статусний реєстр, що дозволяє аналізувати результати операцій. Можливий програмний контроль переповнень вгору і вниз при виконанні операцій з плаваючою комою, так і більш ефективний контроль переповнень за перериваннями.

Архітектура центрального процесора містить додаткові удосконалення, пов'язані з організацією циклів, - на відміну від мікроконтролерів TMS320F2812 є не тільки команди повторення окремої інструкції, але і команди повторення блоку коду.

На рис. 6.6 показано принцип організації конвеєра для мікроконтролерів TMS320F28335. Починаючи із другої стадії декодування D2, конвеєр роздвоюється. Команди обчислень з фіксованою комою направляються на верхній конвеєр, а команди з плаваючою комою – на нижній. Паралельна робота двох обчислювачів забезпечує дворазове зростання продуктивності процесора – до 300 млн. оп./с.

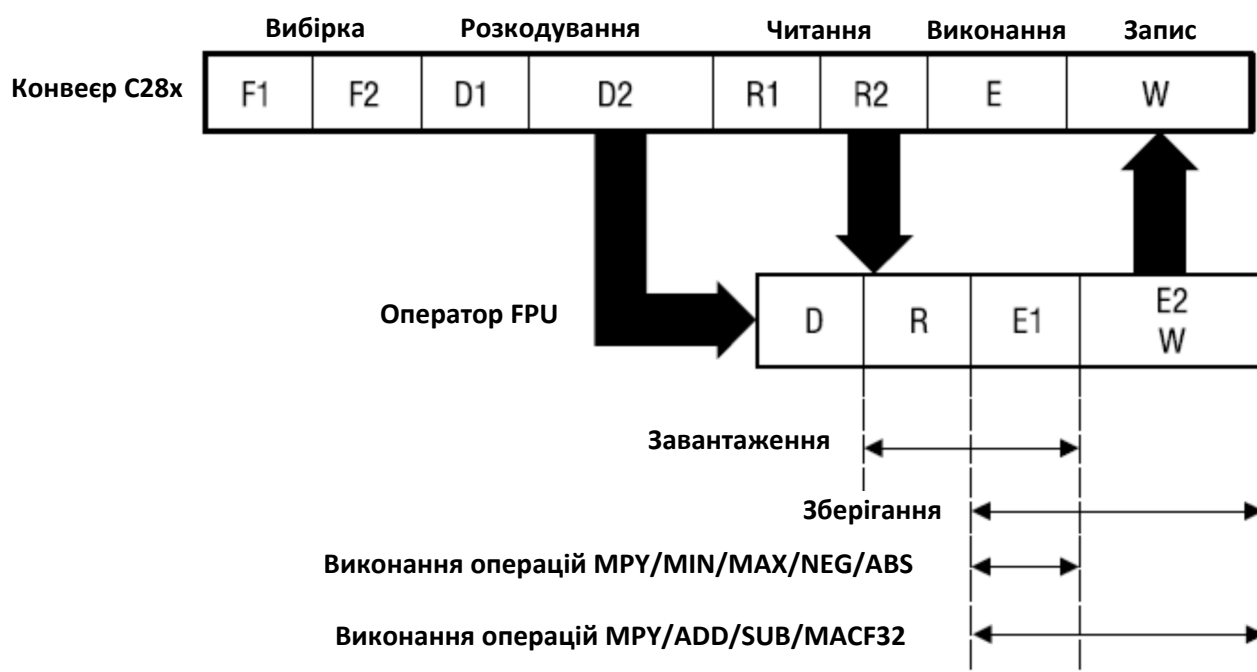


Рис. 6.6. Конвеєр команд центрального процесора з плаваючою комою

Частина команд з плаваючою комою, таких як команди порівняння CMP,

пошуку мінімуму MIN, максимуму MAX, інвертування знака числа NEG і отримання абсолютного значення числа ABS є одноцикловими. Інша частина команд, у першу чергу арифметичних, - множення MPY, додавання ADD, віднімання SUB, множення з накопиченням MACF32 – двоциклові. Для того, щоб результат такої операції став доступним наступній команді, необхідно затримати конвеєр на один цикл. Компілятор C/C++ автоматично оптимізує алгоритм з урахуванням можливого паралельного виконання команд, додаючи, як правило, «не конфліктуючі з конвеєром» команди завантаження операндів, які знадобляться на наступних етапах обчислень. Тим самим практично повністю виключаються непродуктивні затримки конвеєра.

Система команд для роботи з числами у форматі з плаваючою комою є функціонально повною і містить у собі арифметичні команди, команди конвертування форматів (з формату з фіксованою комою у формат з плаваючою комою і назад), велику кількість високоефективних паралельно виконуваних команд, таких як арифметична операція і завантаження або збереження, множення та одночасне додавання і т.д.

Присутні також команди отримання першого наближення зворотного значення числа у форматі з плаваючою комою і кореня квадратного, які за допомогою двох додаткових програмних ітерацій дозволяють отримати точний 32-розрядний результат. Тим самим апаратно забезпечується висока ефективність будь-яких операцій з плаваючою комою, включаючи ділення. Ці апаратні можливості підтримуються компілятором C/C++.

Для формування часових інтервалів МП, на яких діють чотири ненульові і один нульовий стаціонарні вектори на поточному періоді ВШІМ, використовуються модулі розширеного ШІМ-генератора.

Всі модулі розширеного ШІМ-генератора будуються однаково. Кожний з них містить: базовий таймер ТВ, блок порівняння СС, конструктор вихідних

ШИМ-сигналів AQ, генератор «мертвого часу» DB, переривач ШИМ PC, пристрій блокування ШИМ TZ. Модуль має два виходи EPWMxA і EPWMxB, які можна використовувати або незалежно один від одного, або в парі для керування верхнім і нижнім ключем стійки інвертора.

Період ШИМ задається в регістрі періоду TBPRD, а початковий стан лічильника апаратно завантажується з регістра фазового зсуву TBPHS за сигналом синхронізації (апаратному EPWMxSYNCl або програмному). Тим самим реалізується нова стратегія фазового керування, коли ШИМ-сигнали, що формуються різними модулями, можуть бути зсунуті один щодо іншого на будь-який заданий кут. Всередині модуля часової бази формуються три події: «за нулем» CTR=ZERO, «за періодом» CTR=PRD, «за напрямком рахунку» CTR\_Dir, які обробляються конструктором ШИМ-сигналів.

Відмінною рисою блоку порівняння є два незалежних канали з регістрами завдання двох уставок порівняння CMPA і CMPB. Обидві події «за порівнянням» CTR=CMPA і CTR=CMPB також обробляються конструктором ШИМ-сигналів.

Конструктор ШИМ-сигналів для кожного з двох виходів EPWMxA і EPWMxB дозволяє по кожній з п'яти вхідних подій згенерувати наступні вихідні події: установити високий рівень сигналу, низький рівень; перемкнути з високого на низький рівень або навпаки; залишити стан виходу незмінним. Щоб сконструювати вихідні періодичні сигнали, потрібно розставити на «опорній цифровій пилці» графічні позначення необхідних вихідних подій і відповідно до них ініціалізувати ШИМ-генератор. На рис. 6.7 для прикладу показано, як на базі одного модуля створити два центрованих ШИМ-сигнали. Вхідні події в регістрі порівняння A нагору CA↑ і вниз CA↓ керують фронтами першого ШИМ-сигналу, а в регістрі порівняння B нагору CB↑ і вниз CB↓ - фронтами другого ШИМ-сигналу.



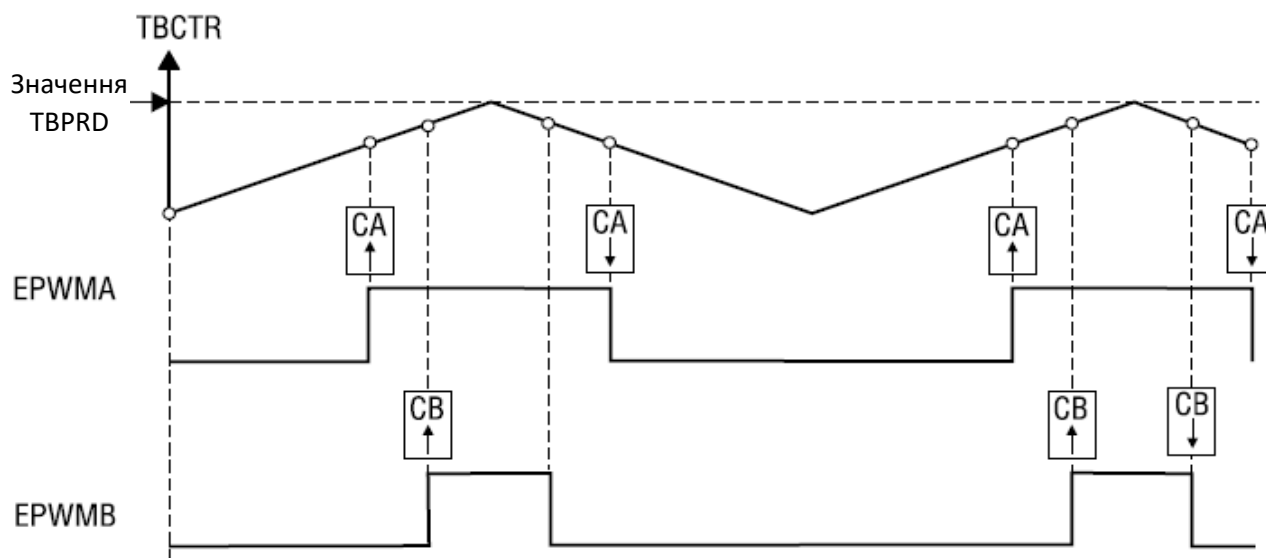


Рис. 6.7. Реалізація вихідних ШІМ сигналів

Зберігається можливість за потрібною подією (наприклад, «за періодом») формувати запит переривання і у процедурі обслуговування цього переривання змінювати період ШІМ і уставки на порівняння СА та СВ, керуючи вихідними параметрами ШІМ-сигналів (періодом, шпаруватістю тощо).

Захист за «мертвим часом» можна організувати як програмно, так і апаратно, використовуючи блок DB. При цьому величина «мертвого часу» регулюється незалежно для переднього і заднього фронтів імпульсів з точністю до 0,01 мкс.

Також використовуються додаткові блоки – переривача ШІМ-сигналів і блокування ШІМ. Переривач, що працює на дуже високій частоті-носії (до 18,75 МГц), дозволяє простими апаратними засобами організувати трансформаторну гальванічну розв'язку між драйверами силових ключів і мікроконтролером. Модуль блокування ШІМ може прийняти сигнал аварії з силового перетворювача і заблокувати вихід ШІМ. З його допомогою реалізується апаратний релейний контур струму: як тільки сигнал струму перевищить завдання, зовнішній компаратор видасть сигнал на один із входів

TZx мікроконтролера і заблокує вихід ШІМ, шпаруватість буде автоматично обмежена.

Унікальна архітектура розширеного ШІМ-генератора дозволяє легко реалізувати: широтно-імпульсну модуляцію базових векторів; апаратну синхронізацію до 12-и ШІМ-сигналів керування; автоматичну фазову синхронізацію; прецизійне керування шпаруватістю.

Частота ШІМ контролюється регістром періоду TBPRD і режимом роботи базового лічильника [212]. На рис. 6.8 показано відношення періоду  $T_{\text{ШІМ}}$  і частоти  $F_{\text{ШІМ}}$  для нереверсивного і реверсивного режимів базового лічильника, коли період дорівнює 4 ( $TBPRD = 4$ ). Інтервал часу для кожного кроку визначається тактовим імпульсом регістра TBCLK, який є масштабованим до тактових імпульсів системного годинника SYSCLKOUT.

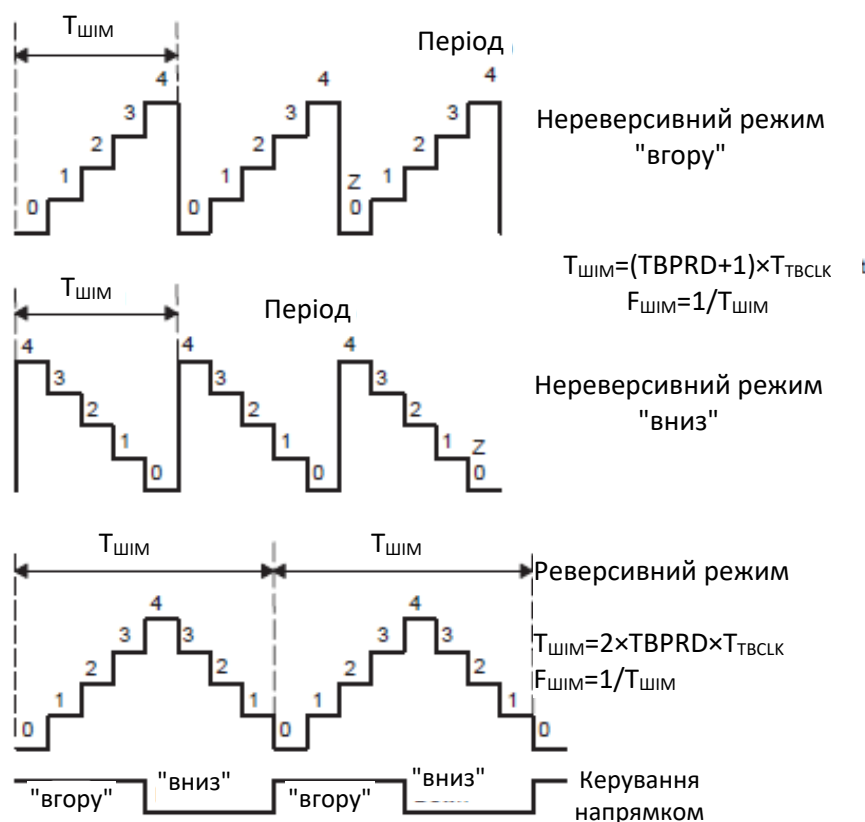


Рис. 6.8. Частота і період ШІМ

Базовий лічильник має три режими роботи, які вибираються регістром керування базовим часом TBCTL.

Реверсивний режим:

- у реверсивному режимі базовий лічильник починає рахувати з нуля і збільшується до досягнення значення періоду TBPRD. Після досягнення значення періоду базовий лічильник зменшується, поки не досягне нуля. Потім лічильник знову повторює всі кроки.

Нереверсивний режим "вгору":

- у цьому режимі базовий лічильник починає рахувати з нуля і збільшується, поки не досягне значення, яке занесене в регістр періоду TBPRD. Після досягнення значення періоду базовий лічильник скидається до нуля і знову починає збільшуватись.

Нереверсивний режим "вниз":

- у цьому режимі базовий лічильник починає рахувати в зворотному порядку зі значення періоду TBPRD і зменшується, поки не досягне нуля. Після досягнення нуля базовий лічильник знову починає зменшуватись зі значення періоду.

На рис. 6.9 показано, як за допомогою реверсивного режиму регістра TBCTR може бути створено симетричний сигнал ШІМ.

У цьому режимі досягається від 0% до 100% робочого циклу модуляції за рахунок використання однакових збігів порівняння як при рахуванні вгору, так і при рахуванні вниз. На цьому прикладі показано, що для порівняння використовується регістр CMPA. Коли лічильник збільшується, збіг зі значенням регістру CMPA буде встановлювати вихід ШІМ в одиницю. Аналогічним чином, коли лічильник зменшується, збіг зі значенням регістру CMPA буде встановлювати вихід ШІМ в нуль. При  $CMPA = 0$  сигнал ШІМ перебуває в нулі на всьому періоді, даючи 0% часового інтервалу робочого сигналу. Коли  $CMPA = TBPRD$ , сигнал ШІМ перебуває в одиниці і досягається 100% часового інтервалу робочого сигналу.

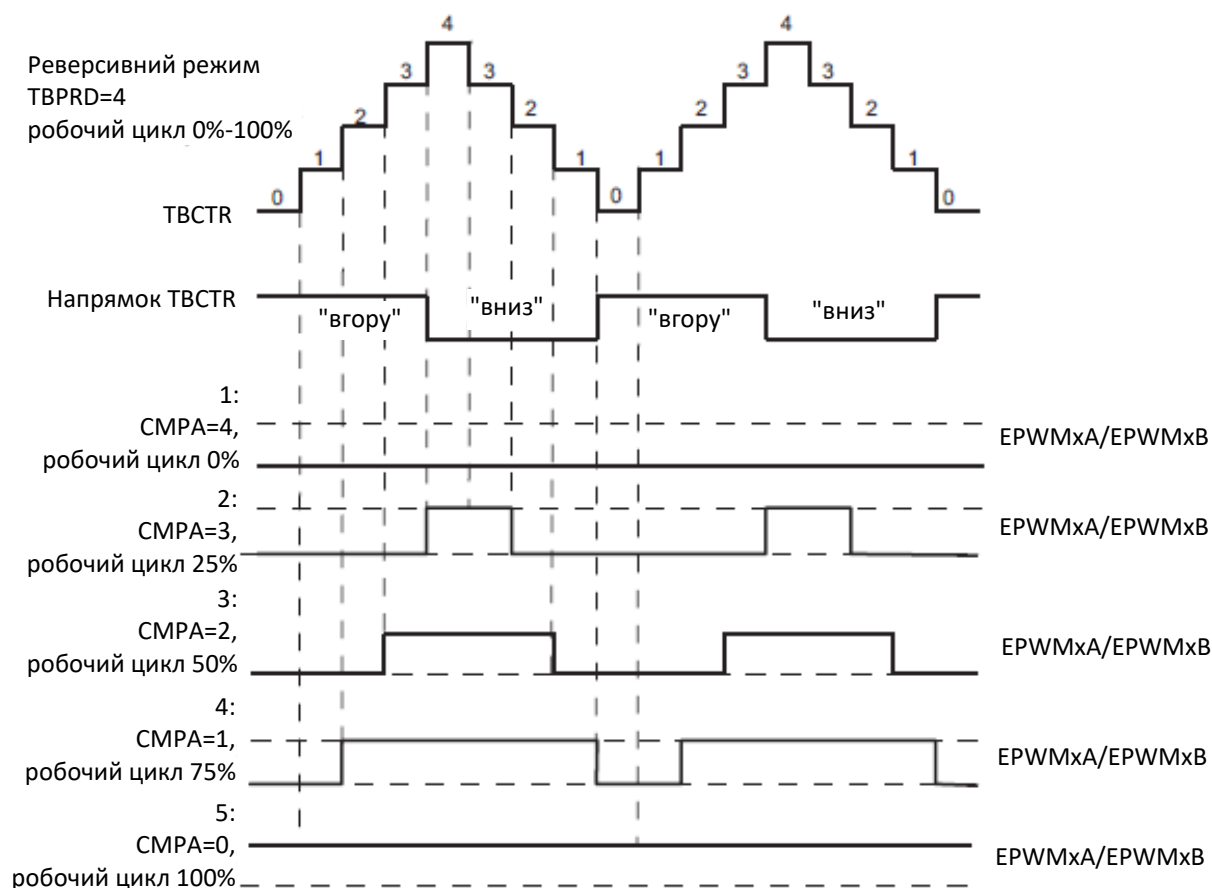


Рис. 6.9. Формування симетричної ШІМ в режимі реверсивного лічильника

Використовуючи цей режим на практиці, після завантаження регістрів CMRA/CMRB нулями, використовуються значення CMRA/CMRB, які більше або дорівнюють 1. Якщо завантажувати регістри CMRA/CMRB на період, то потім використовуються значення CMRA/CMRB, які менше або дорівнюють TBPRD-1. Це значить, що завжди буде існувати імпульс, принаймні на один такт TBCLK за період ШІМ, який буде дуже коротким, і, як правило, він буде ігноруватися системою [212].

Особливістю застосування мікроконтролера TMS320F28335 для керування МП є використання контролера прямого доступу до пам'яті, який забезпечує апаратну передачу даних між периферією і пам'яттю, а також між різними областями пам'яті без участі центрального процесора, розвантажуючи його від виконання ряду важливих, але рутинних функцій. Процесорний час, що вивільнився, використовується для реалізації системних функцій. У процесі

передачі даних можлива їхня ортогональна перестановка для наступного прискорення обробки даних центральним процесором. До складу контролера прямого доступу до пам'яті входить спеціальний дискретний керуючий автомат, що забезпечує автоматичну генерацію адрес приймачів і джерел даних відповідно до заданих величин збільшень.

Всі джерела/приймачі даних пов'язані з контролером прямого доступу до пам'яті додатковою системною шиною DMA bus, аналогічно системній шині ЦП CPU bus. Вони можуть використовуватися в режимі поділу часу і центральним процесором і контролером прямого доступу до пам'яті. Конфлікти доступу до пам'яті і периферії вирішуються апаратно за допомогою додаткового арбітра шини.

Також використовується автоматичне копіювання результатів аналого-цифрового перетворення відразу по декількох каналах в оперативну пам'ять після завершення сесії перетворень, - по факту готовності даних у регістрах результатів АЦП. Застосовується автозбереження даних у кільцевому буфері заданої довжини з метою спостереження (осцилографування) у реальному часі з використанням інтегрованого середовища розробки і налагодження ПЗ Code Composer Studio. Забезпечується можливість візуалізації динамічних процесів у системі керування МП з точністю до періоду квантування аналогових сигналів, полегшення тестування алгоритмів керування і настроювання параметрів регуляторів.

Здійснюється організація швидкодіючих каналів зв'язку між декількома процесорними пристроями в складі системи керування з використанням багатоканальних буферизованих послідовних портів McBSP-A/B, що обслуговуються контролером прямого доступу до пам'яті.

#### **6.4 Застосування програмованих логічних інтегральних схем в системах керування МП**

Особливості алгоритмів керування МП можуть бути враховані при реалізації за допомогою програмованих логічних мікросхем (ПЛМ).

Розподільники імпульсів в системах керування матричними перетворювачами частоти є набагато складнішими, ніж в перетворювачах частоти, що побудовані на базі автономних інверторів напруги. Складність їх значною мірою залежить від конкретного алгоритму керування МП, що реалізується системою керування. Якщо у випадку простих алгоритмів достатньо використати набір будь-яких фіксаторів (тригери, регістри та ін.) і постійні запам'ятовуючі пристрої (ПЗП) для реалізації розподільника імпульсів, то для більш складних алгоритмів кількість таких інтегральних мікросхем (ІМС) та ємність ПЗП зростають в декілька десятків разів. З іншого боку, значне збільшення кількості корпусів ІМС призводить до зниження надійності та завадостійкості системи в цілому. Тому виникає необхідність застосування високоінтегрованих спеціалізованих інтегральних мікросхем при розробці РІ підвищеної складності. До такої групи пристроїв і належать програмовані користувачем інтегральні мікросхеми програмованої логіки або пристрої програмованої логіки.

Програмовані логічні інтегральні схеми, поза конкуренцією з іншими пристроями, виявляються найбільш функціональними в тих застосуваннях, де потрібно створення високоефективних спеціалізованих пристроїв, орієнтованих на апаратну реалізацію. Апаратне вирішення задачі розробки та конструювання РІ забезпечує можливість паралельної обробки процесу та може зменшити на кілька порядків час вирішення задачі керування в порівнянні з програмним рішенням в чистому вигляді. Використання ПЛМ забезпечує таку ж саму гнучкість процесу реалізації алгоритму керування, як і будь-яких програмних

рішень, особливо з огляду на швидкість комутації сучасних напівпровідникових ключів. В останні роки динаміка розвитку та виробництва ПЛМ поступається тільки мікросхемам пам'яті та перевищує 50% на рік.

Основне призначення ПЛМ – заміна серій логіки інтегральних мікросхем з малим та середнім ступенем інтеграції, що раніше широко застосовувались в системах керування перетворювачами, в тому числі МП [207].

В залежності від рівня складності одна сучасна ПЛМ може замінити функціонально від 4-5 до 60 та більше мікросхем з малим та середнім ступенем інтеграції. ПЛМ широко використовуються як інтерфейсні схеми, в мікропроцесорних системах для організації обміну та стиковки між собою різноманітних інтегральних схем, з пристроями вводу/виводу тощо.

На базі ПЛМ можуть розроблятися та виготовлятися:

- блоки та системи логіки,
- перетворювачі кодів,
- периферійні контролери,
- мікропрограмні пристрої керування,
- кінцеві автомати,
- невеликі спеціалізовані процесори.

ПЛМ містять в собі реалізовані на кристалі універсальні функціональні перетворювачі, що настроюються користувачем, та програмовані зв'язки між цими перетворювачами. В порівнянні з базовими матричними кристалами застосування та використання ПЛМ забезпечує суттєво коротший цикл розробки, економічний вигравш при дрібносерійному (до кількох тисяч виробів) виробництві та можливість внесення змін та доповнень в проект на будь-якому етапі розробки. Особливо це стосується науково-дослідних та експериментальних робіт, що супроводжуються необхідністю постійного коригування алгоритмів керування. Розробник спеціалізованого цифрового пристрою, використовуючи засоби САПР ПЛМ, в звичній формі (схеми,

текстове представлення), може скомпонувати потрібний пристрій та отримати файл, що придатний для прямого програмування ПЛМ за допомогою спеціального програматора безпосередньо на друкованій платі. Для програмування на першому етапі необхідно тільки завдання потрібних характеристик функціональним перетворювачам та встановлення необхідних зв'язків між ними. Такий цикл проектування/розробки потребує невеликих часових проміжків, зміни можуть бути внесені на будь-якій стадії розробки за лічені хвилини, а використання нових засобів проектування на початковому етапі майже не потребує додаткових матеріальних витрат.

Виробники, архітектура чіпів, можливості існуючих на сьогодні типів ПЛМ досить різноманітні. Систематизація мікросхем гнучкої логіки провадиться завжди за такими класифікаційними ознаками:

- ступінь інтеграції (ємність в залежності від кількості логічних елементів);
- архітектура функціонального перетворювача;
- організація внутрішньої структури ПЛМ та структури матриці з'єднань функціональних перетворювачів;
- тип застосованого програмованого елементу;
- наявність внутрішньої оперативної пам'яті.

Ступінь інтеграції (ємність в залежності від кількості логічних елементів) – найбільш важлива характеристика ПЛМ, згідно з якою можна провести вибір пристрою.

Розглянемо застосування ПЛМ в схемі керування експериментального зразка МП [213]. Схему керування МП можна розділити на дві частини. В першій за допомогою контролера на основі цифрового сигнального процесора забезпечується виконання алгоритму модуляції в масштабі реального часу. В другій за допомогою ПЛМ відпрацьовується алгоритм комутації силовими ключами двосторонньої провідності. Контролер забезпечує оптимальний



розподіл завдань керування між програмними і апаратними засобами. На процесор при цьому також покладено функції тестування і діагностики всієї системи.

Для того, щоб виконати формування і розподіл імпульсів керування транзисторами силових ключів, розроблено плату з двома мікросхемами програмованої логіки EPM7128SLC84-15 фірми Altera. У першій ПЛМ відбувається занесення в пам'ять вихідної інформації, що надходить від контролера, а саме: M1, M2, M3, M4 – відносні часові інтервали використання стаціонарних векторів на поточному такті ШІМ; SC1, SC2, SC3 – двійковий код поточного сектора, в якому знаходиться вектор заданої вихідної напруги МП; Ха, Хб, Хс – код поточного 60-градусного інтервалу періоду мережі живлення, впродовж якого стаціонарні вектори вихідної напруги формуються з двох максимальних за модулем лінійних напруг мережі; FixNET – тактуючий сигнал при переходах з одного 60-градусного інтервалу мережі живлення в інший.

При цьому забезпечено інваріантність до порядку чергування фаз мережі живлення і довільного переміщення вектора завдання з одного сектора в інший. Тривалості часових інтервалів, впродовж яких реалізується той або інший стан МП (що відповідає одному з чотирьох стаціонарних векторів або нульовому вектору), визначаються законом ШІМ і обчислюються залежно від поточного стану напруг мережі і заданого середнього значення просторового вектора вихідної напруги МП [213].

Завдання часових інтервалів для покрокового переводу МП з одного статичного стану в інший здійснюється двома способами: внутрішнє дискретне шляхом перепрограмування першої ПЛМ і зовнішнє аналогове шляхом регулювання сталої часу трьох зовнішніх одинвібраторів. В другу ПЛМ надходять обидва вищезгадані трирозрядні коди, що дає можливість їх вибору шляхом переадресації входів при програмуванні цієї ПЛМ. Аналогове регулювання дозволяє оперативно змінювати динаміку перемикачів при

налагоджувальних роботах і випробуваннях МП. Внутрішнє завдання дозволяє при необхідності виключити зазначені зовнішні ланки керування.

Точність відпрацювання заданих контролером часових інтервалів для статичних станів МП становить 100 нс, що обумовлено можливостями тактування в ПЛМ. Розміщення в часі і формування тактуючих імпульсів для надійного керування регістрами і одновібраторами становить приблизно 600 нс. З урахуванням навантажувальних і динамічних можливостей силових транзисторів МП загальний мінімальний час, що відводиться на переведення МП з одного статичного стану в інший становить приблизно 1,2 мкс для зазначеного діапазону потужності перетворювачів.

Результати експериментальних досліджень МП, в схемах керування якими були застосовані ПЛМ, підтверджують високу ефективність використання цих пристроїв. Вони дозволяють значно зменшити час оптимізації схеми керування за рахунок можливості свого багатократного перепрограмування без внесення змін до електричної принципової схеми системи керування.

## 6.5 Експериментальний стенд

Алгоритми відпрацювання активної і реактивної потужності системи генерування електроенергії на базі МПЖ експериментально досліджено з використанням асинхронної машини з фазним ротором з такими номінальними параметрами:

|              |                          |
|--------------|--------------------------|
| потужність   | 7.5 кВт;                 |
| струм        | 17.5 А;                  |
| напруга      | 380 В;                   |
| швидкість    | 1460 об/хв;              |
| опір статора | $R_1 = 0.45 \text{ Ом};$ |

|                       |                                       |
|-----------------------|---------------------------------------|
| опір ротора           | $R_2 = 0.2 \text{ Ом};$               |
| індуктивність статора | $L_1 = 0.161 \text{ Гн};$             |
| індуктивність ротора  | $L_2 = 0.095 \text{ Гн};$             |
| взаємна індуктивність | $L_m = 0.088 \text{ Гн};$             |
| число пар полюсів     | $p = 2;$                              |
| момент інерції        | $J = 0.09 \text{ кг}\cdot\text{м}^2.$ |

Тестування алгоритмів керування проводилося з використанням зображеного на рис. 6.10 експериментального стенда, що містить:

1. Асинхронний двигун з фазним ротором потужністю 7,5 кВт, який живиться від експериментального зразка матричного перетворювача з частотою комутації 12,5 кГц.
2. Машину постійного струму, що може працювати як у режимі регулювання моменту, так і регулювання швидкості, та використовується для стабілізації швидкості обертання ротора МПЖ при роботі її в режимі генератора.
3. Контролер реального часу на базі цифрового сигнального процесора (TMS320C6711), підключеного до шини персонального комп'ютера.
4. Для вимірювання аналогових сигналів застосовано датчі струму і напруги LEM.
5. Для вимірювання швидкості і кутового положення використовується фотоімпульсний датчик швидкості з розподільною здатністю 2500 імпульсів/об.
6. Персональний комп'ютер (ПК) для програмування і реалізації функцій автоматизації, віртуального осцилографа і інтерфейсу оператора.

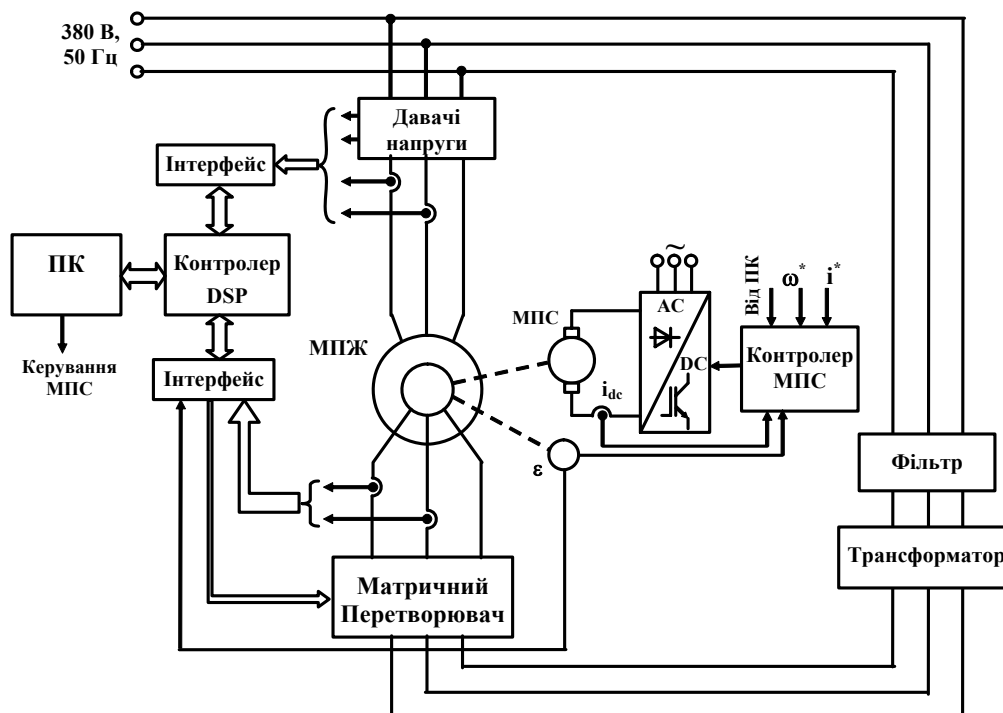


Рис. 6.10. Структурна схема експериментального стенда

Зовнішній вигляд експериментального стенда представлено на рис. 6.11. Силу схему матричного перетворювача розроблено на базі модуля EUPEC FM35R12KE3 [214]. 18 біполярних транзисторів з ізольованим затвором (IGBT) і 18 діодів у цьому модулі розраховано на напругу 1200 В і струм 35 А. Для формування вхідного синусоїдального струму МП використано відповідний вхідний LC- фільтр, що містить у собі три ємності по 2 мкФ і три дроселі по 1 мГн. Даний фільтр не було оптимізовано для робочих умов МП, тому якість кривих вхідного струму дещо нижча за очікувану. Для захисту силових ключів МП під час експериментальних досліджень напруга статора і, відповідно, напруга ротора МПЖ були обмежені на рівні 120 В за допомогою трифазного автотрансформатора, як показано на рис. 6.11.

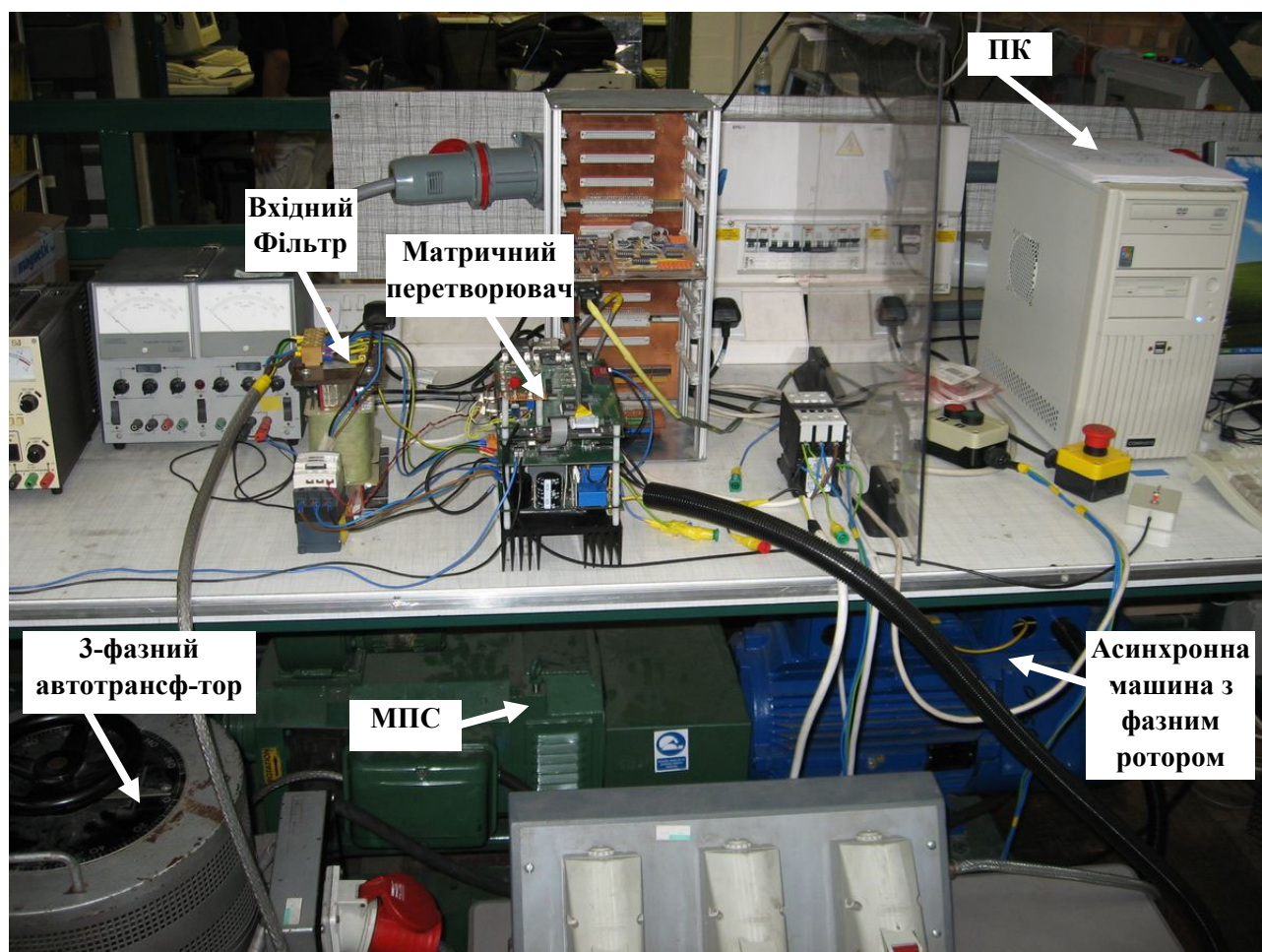


Рис. 6.11. Зовнішній вигляд експериментального стенда

## 6.6 Система керування

Керування МП здійснювалося з використанням цифрового сигнального процесора (DSP) TMS320C6711 і програмованої логічної матриці (Actel ProASIC A500K050). Для швидкої обробки даних у системі керування використовуються плата цифрового сигнального процесора Texas Instruments TMS320C6711 і плата ПЛМ Actel ProASIC A500K050. Плата C6711 DSK має тактовий генератор 150 МГц і здатна виконувати 900 мільйонів операцій з плаваючою комою за секунду. Також використовується контролер паралельного порту, за допомогою якого можна з'єднуватися з ПК, як показано на рис. 6.11. ПК забезпечує інтерфейс користувача з цифровим сигнальним процесором. ПЛМ на цій платі працює з тактовою частотою 10 МГц. Плата ПЛМ підключена до плати DSP за допомогою порту розширення.

Всі обчислення, пов'язані з просторовою векторною модуляцією, обробкою даних і обміном інформацією, виконуються в DSP. Формування імпульсів ШІМ, керування комутацією, діагностика та інші програмні елементи захисту здійснюються в ПЛМ. Збір даних і формування імпульсів керування ключами МП координуються за допомогою ПЛМ. Вимірювані аналогові сигнали перетворюються у цифрові за допомогою АЦП. ПЛМ використовується також для отримання даних від дев'яти аналого-цифрових перетворювачів і для обміну даними з DSP. Вихідні сигнали, що впливають з розрахунку, виконаного DSP, є сигналами керування силовими ключами. Сигнали керування силовими ключами зберігаються в регістрі ПЛМ у форматі вектора перемикачів і часу. Основною функцією ПЛМ є формування імпульсів ШІМ під час переривання (переривання відбувається кожні 80мкс), які передаються на плату драйверів.

Драйвер силового ключа виконує два завдання. По-перше, він забезпечує ізоляцію між платою керування (низька напруга) і силовою платою (висока напруга). По-друге, драйвер забезпечує можливість керування силовими приладами, такими як IGBT. Плата драйверів виконує це завдання, забезпечуючи +15 В між затвором і емітером IGBT, щоб увімкнути силовий ключ, коли цифровий сигнал високий і -15V між затвором і емітером IGBT, щоб вимкнути силовий ключ, коли цифровий сигнал низький. Це досягається завдяки використанню мікросхеми HCPL3120 (2.0-амперний вихідний струм IGBTs Gate Drive Optocoupler), який має можливість керувати IGBT, а також забезпечує електричну ізоляцію.

Система керування також має апаратні канали захисту у випадку перевантаження. Апаратний канал максимального струмового захисту розміщено на платі ПЛМ. Цей канал захисту базується на використанні компараторів, у яких опорна напруга відповідає максимальному струму, дозволеному в системі, щоб захистити транзистори IGBT при короткому

замиканні або втраті сигналу керування. Коли вимірюваний струм перевищить максимальний струм, компаратор сформує сигнал миттєвого відключення і зупинить імпульси керування ключами. Крім того, плата ПЛМ має сторожовий таймер для захисту МП, якщо пошкодиться інтерфейс DSP-ПЛМ.

Вхідні дані, необхідні системі керування, надходять з плати датчиків. Зокрема, надходять дві лінійних вхідних напруги МП, дві лінійних напруги мережі/статора, три вихідних струми МП. Для вимірювання струму використовуються датчики струму LEM LA55-P. Для вимірювання лінійних напруг використовуються датчики напруги LEM LV25-P.

## **6.7 Програмне забезпечення та інтерфейс**

Програмне забезпечення для всіх алгоритмів керування МПЖ і МП написано мовою програмування Сі, використовуючи Code Composer Studio [215]. Code Composer Studio - це повністю інтегроване програмне середовище обробки даних, що підтримує цифрові сигнальні процесори Texas Instruments.

ПК забезпечує інтерфейс користувача для роботи з DSP. Поки DSP виконує обчислення, можна встановити нове завдання для системи керування, а також контролювати змінні системи керування. Крім того, він використовується для збереження і передачі даних, переданих назад в ПК для моніторингу.

Архітектура програмного забезпечення для роботи в масштабі реального часу організована таким чином, що вона складається з таких блоків керування: формування завдання; пряме і зворотне перетворення координат з використанням функцій синуса і косинуса; генерування заданої траєкторії для вихідних змінних, пропорційно-інтегральні регулятори для контурів струму, вимірювання сигналів зворотного зв'язку та фільтрування. Блок-схему

реалізації алгоритму керування МПЖ в режимі масштабу реального часу показано на рис. 6.12.

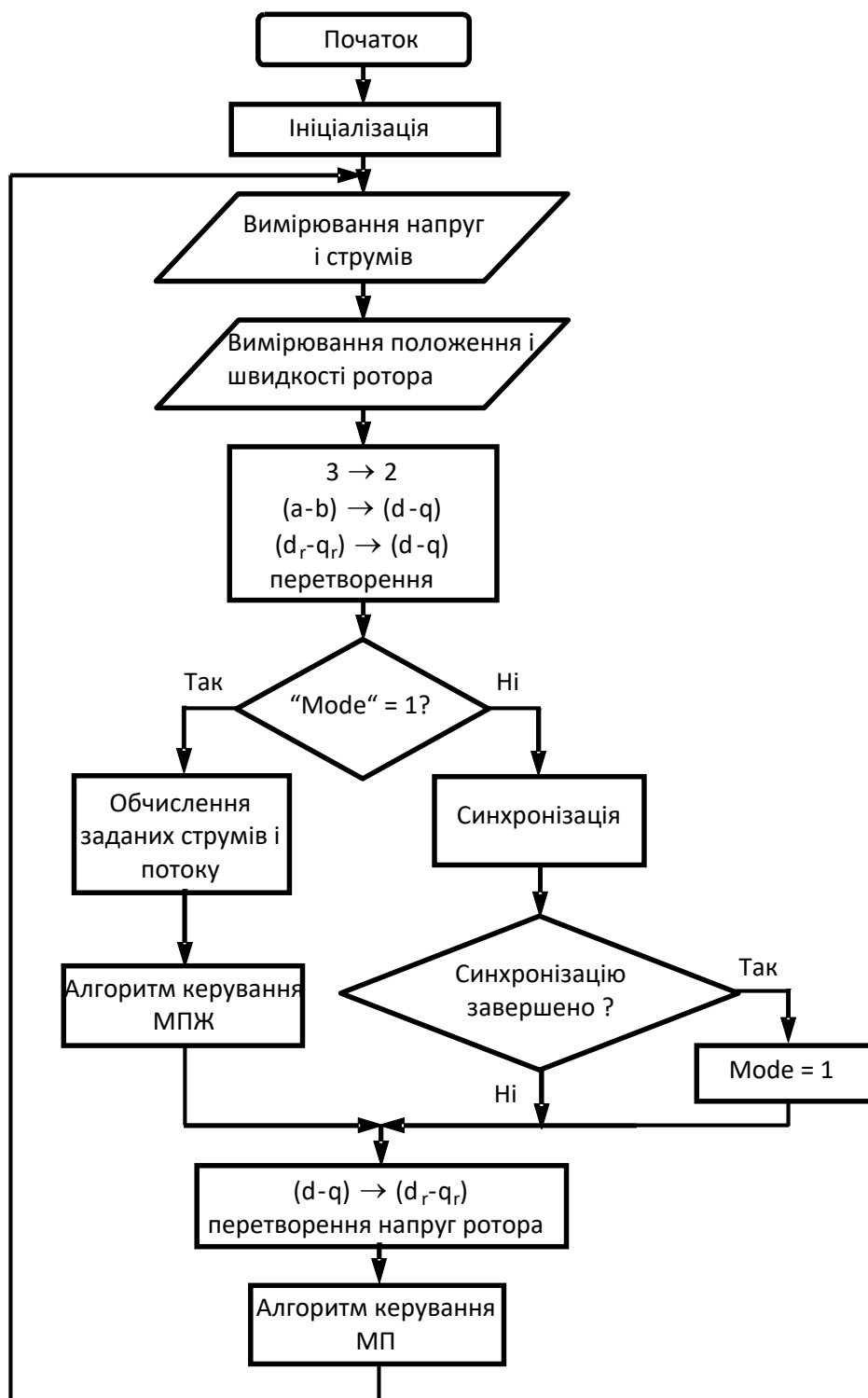


Рис. 6.12. Структурна схема програмного забезпечення



Вона складається з таких функціональних блоків:

- ініціалізації;
- керування функціями введення-виведення (аналого-цифрове перетворення, вимірювання напруги та струму, вимірювання швидкості (положення) за допомогою інкрементного давача швидкості);
- координатних перетворень;
- реалізації алгоритму керування МПЖ на початковій стадії;
- виконання алгоритму керування відстеження моменту;
- реалізації алгоритму керування МП.

На етапі ініціалізації виконуються такі процедури, як керування таймерами та каналами ШІМ, встановлення коефіцієнтів ПІ-регуляторів, встановлення початкових значень змінних, визначення параметрів МПЖ. Миттєві значення лінійних напруг для керування МПЖ і струмів ротора для алгоритму керування МП і МПЖ зчитуються з аналого-цифрового перетворювача. Визначається кутове положення і швидкість обертання ротора.

Етапи ініціалізації та відпрацювання моменту вибираються в залежності від режиму роботи МПЖ. Цей процес позначений змінною “mode”. Після завершення етапу синхронізації змінна “mode” встановлюється в 1, і починається виконання алгоритму керування відпрацюванням заданого моменту.

На етапі реалізації алгоритму відпрацювання моменту МПЖ реалізуються такі завдання: формування заданої траєкторії моменту, обчислення заданого потоку і його похідних, обчислення заданих струмів ротора, обчислення заданих напруг ротора. І, нарешті, виконується алгоритм керування МП.

## 6.8 Експериментальні дослідження

У першому наборі експериментів, представленою на рис. 6.13 і 6.14, було проведено дослідження роботи системи генерування під час відстеження моменту в режимі генератора. Послідовність роботи під час цього випробування показана на рис. 6.13. МПЖ, вже підключена до мережі, відстежує заданий момент, який починається в момент часу  $t = 0,6$  с від нульового початкового значення і досягає значення  $-3$  Нм в момент часу  $t = 0,7$  с. Величина потоку, необхідна для відстеження траєкторії заданого моменту, не є сталою.

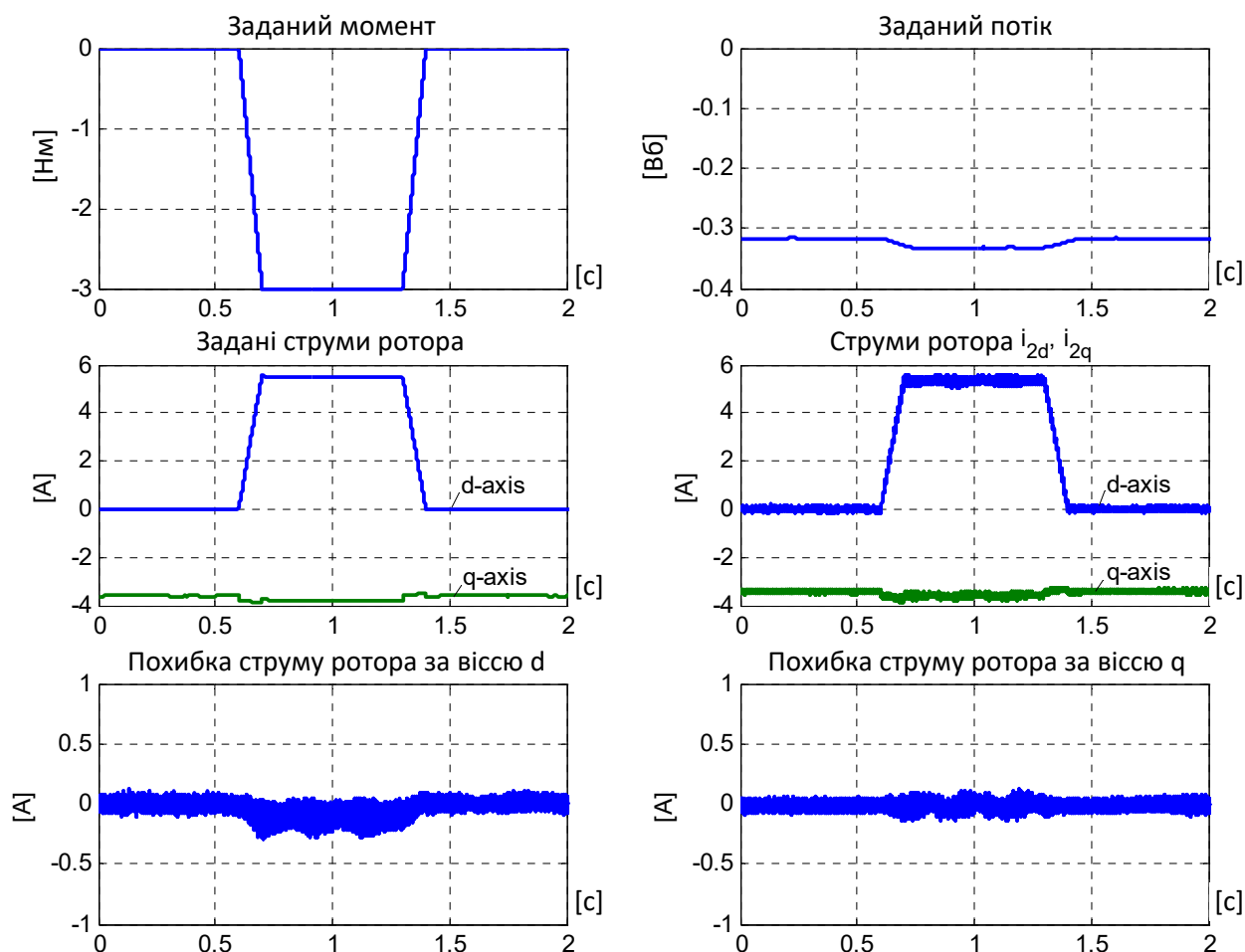


Рис. 6.13. Послідовність роботи та струми ротора МПЖ у стаціонарній системі координат статора під час відпрацювання траєкторії заданого моменту ( $-3$  Нм)

На рис. 6.14 показано перехідні процеси змінних МПЖ під час відпрацювання заданого моменту при синхронній швидкості.

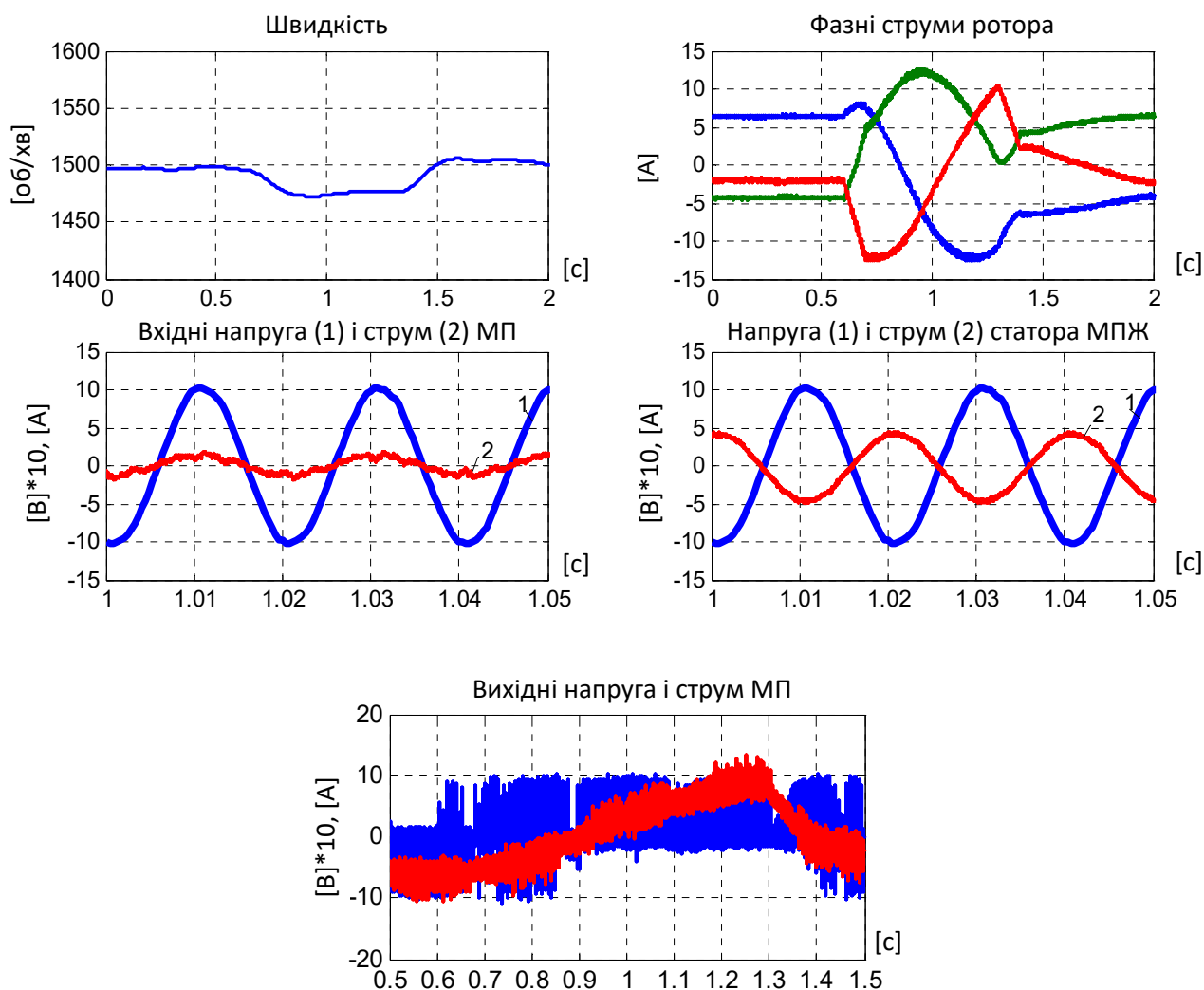


Рис. 6.14. Перехідні процеси при відпрацюванні заданого моменту за синхронної швидкості МПЖ (-3 Нм)

З рис. 6.14 можна відзначити, що швидкість первинного рушія дещо зменшується (в регуляторі первинної швидкості рушія не задіяно інтегральну складову). Перехідні процеси в МПЖ під час відпрацювання заданого моменту з швидкістю нижче та вище синхронної показано на рис. 6.15 і 6.16 відповідно.

Похибки відпрацювання струму ротора контролюються на нульовому рівні. Реактивна складова струму статора стабілізується на нульовому рівні під час всіх перехідних процесів, що вказують на високі властивості розв'язки запропонованого регулятора.

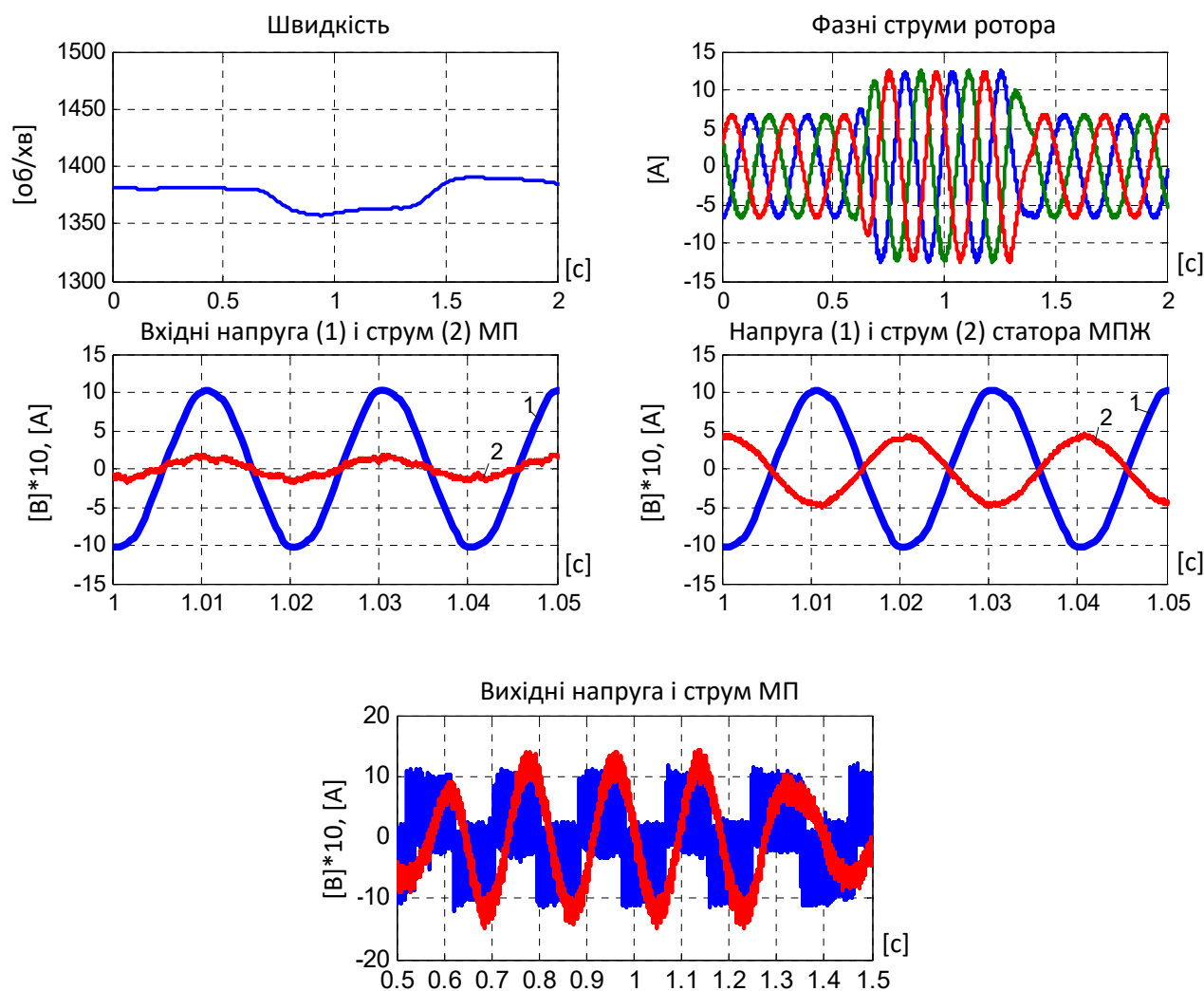


Рис. 6.15. Перехідні процеси при відпрацюванні заданого моменту за швидкості МПЖ нижче синхронної (-3 Нм)

В результаті фазний струм статора має кут, протилежний куту напруги мережі, і має низький вміст гармонік високого порядку. Перехідні процеси під час відпрацювання заданого моменту 3 Нм показано на рис. 6.17–6.20.

Коефіцієнти регулятора струму ротора під час всіх тестів встановлюються  $k_i = 500$ ;  $k_{ii} = 80000$ .

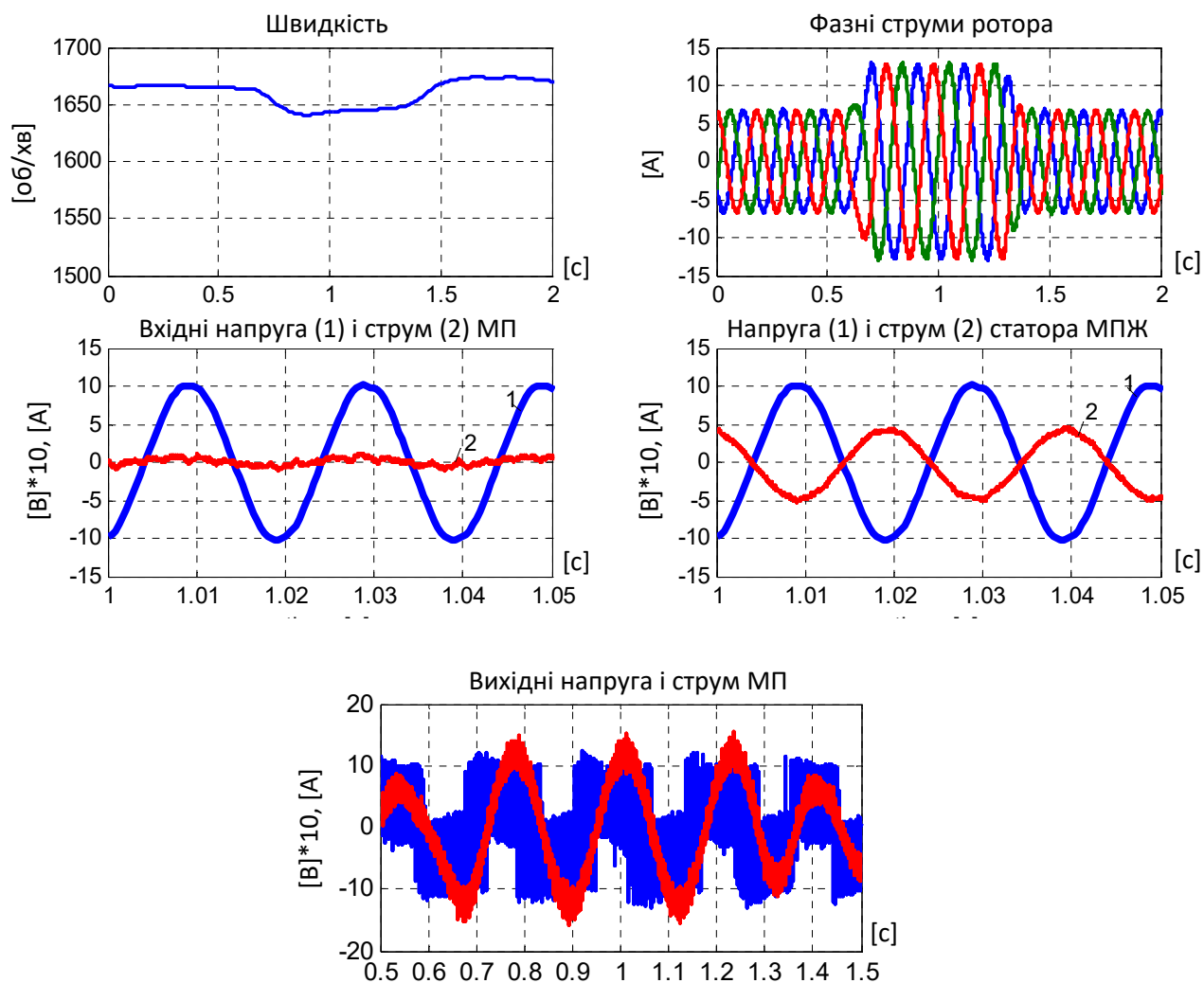


Рис. 6.16. Перехідні процеси при відпрацюванні заданого моменту за швидкості МПЖ вище синхронної (-3 Нм)

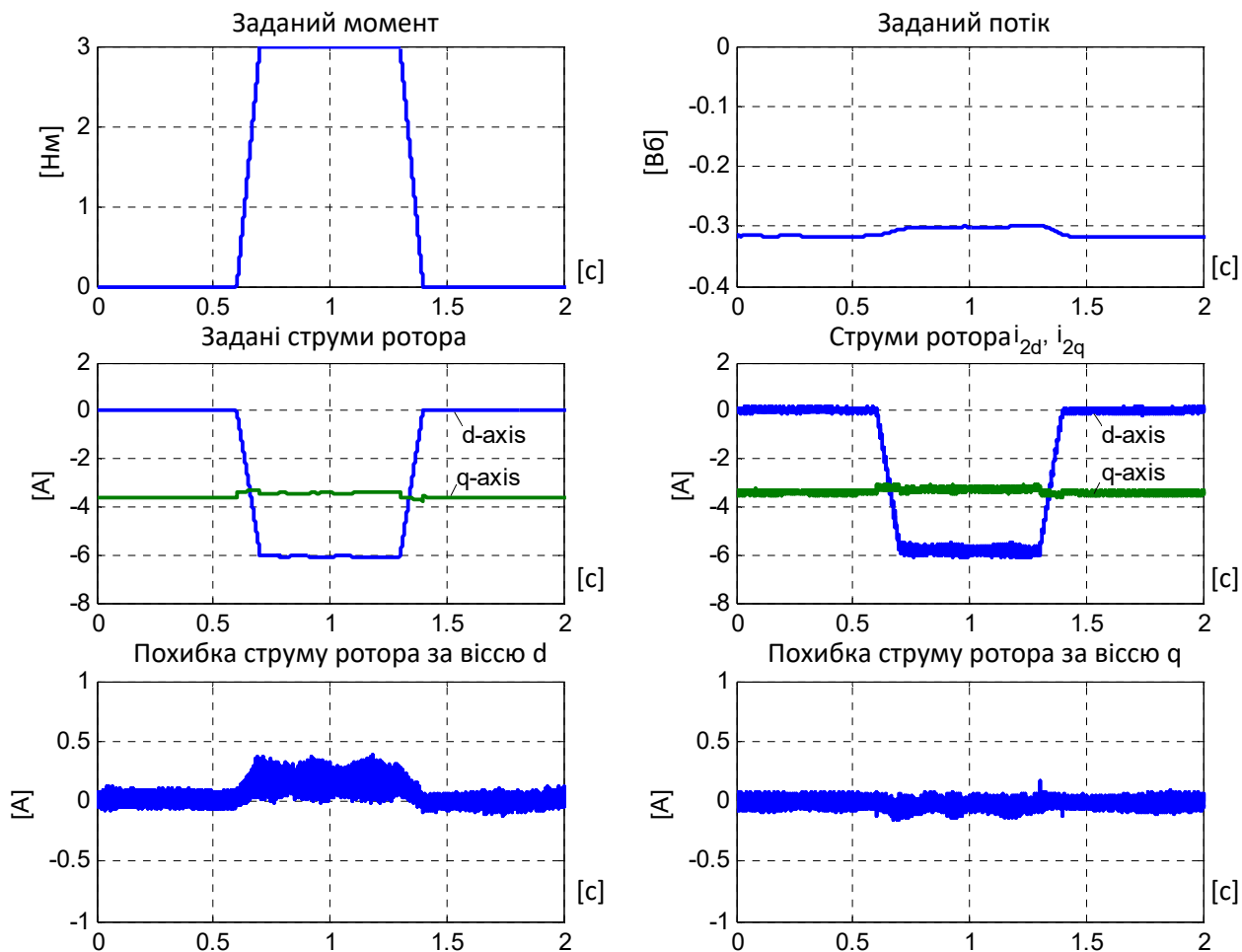


Рис. 6.17. Послідовність роботи та струми ротора МПЖ у стаціонарній системі координат статора під час відпрацювання траєкторії заданого моменту (+3 Нм)

На рис. 6.21 показано перехідні процеси в МПЖ під час зміни траєкторії заданого моменту від -3 Нм до 3 Нм. На рис. 6.22 показано перехідні процеси в МПЖ під час зміни траєкторії заданого моменту від 3 Нм до -3 Нм. Це доводить, що регулятор придатний для відпрацювання широкого діапазону заданого моменту при обмеженому діапазоні зміни швидкості навколо синхронної швидкості.

Отримано осцилограми вхідних струмів статора МПЖ і вхідних струмів МП, які представлено на рис. 6.23 і 6.24. Спектри цих струмів показано на тих же рисунках.

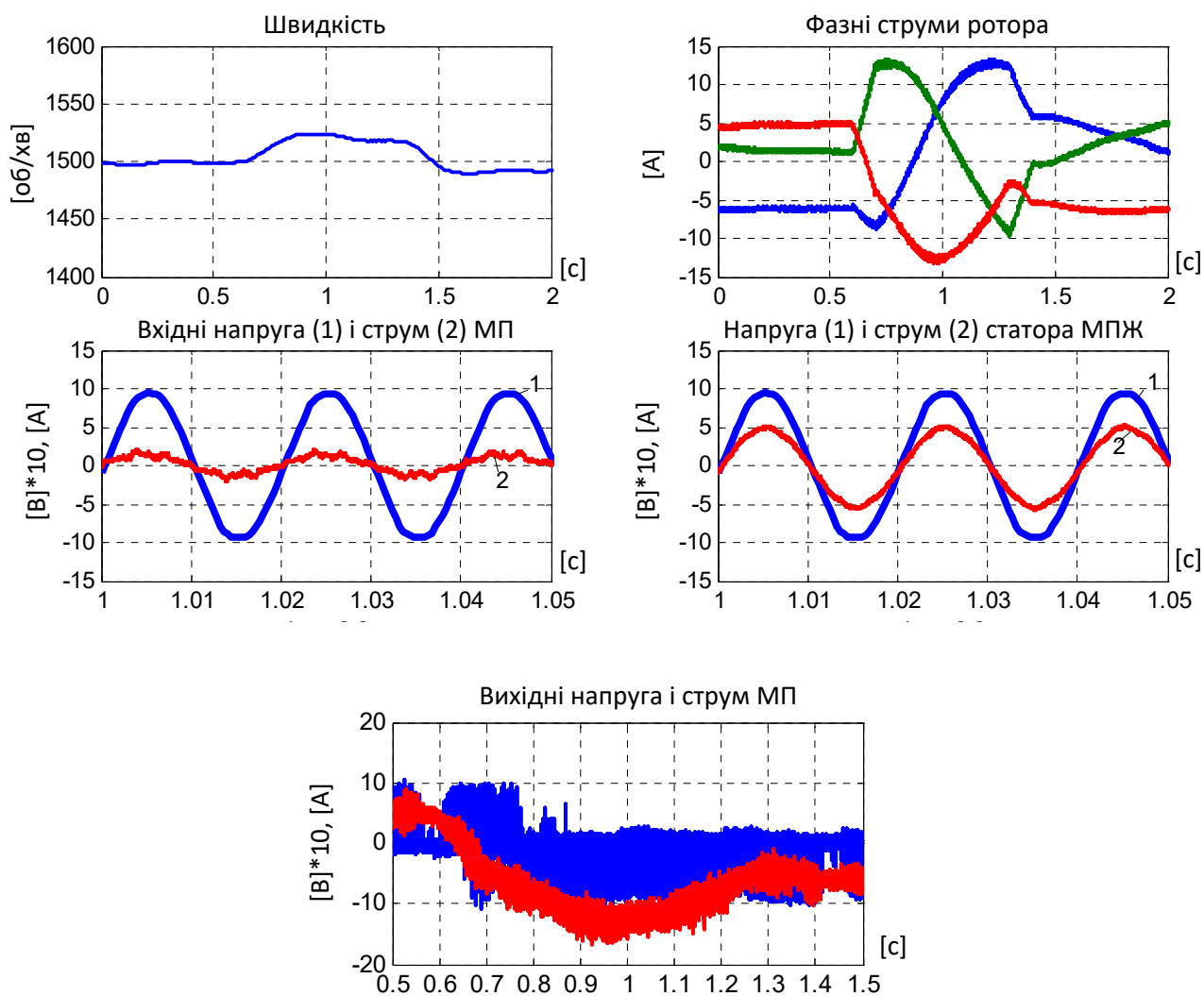


Рис. 6.18. Перехідні процеси при відпрацюванні заданого моменту за синхронної швидкості МПЖ (+3 Нм)

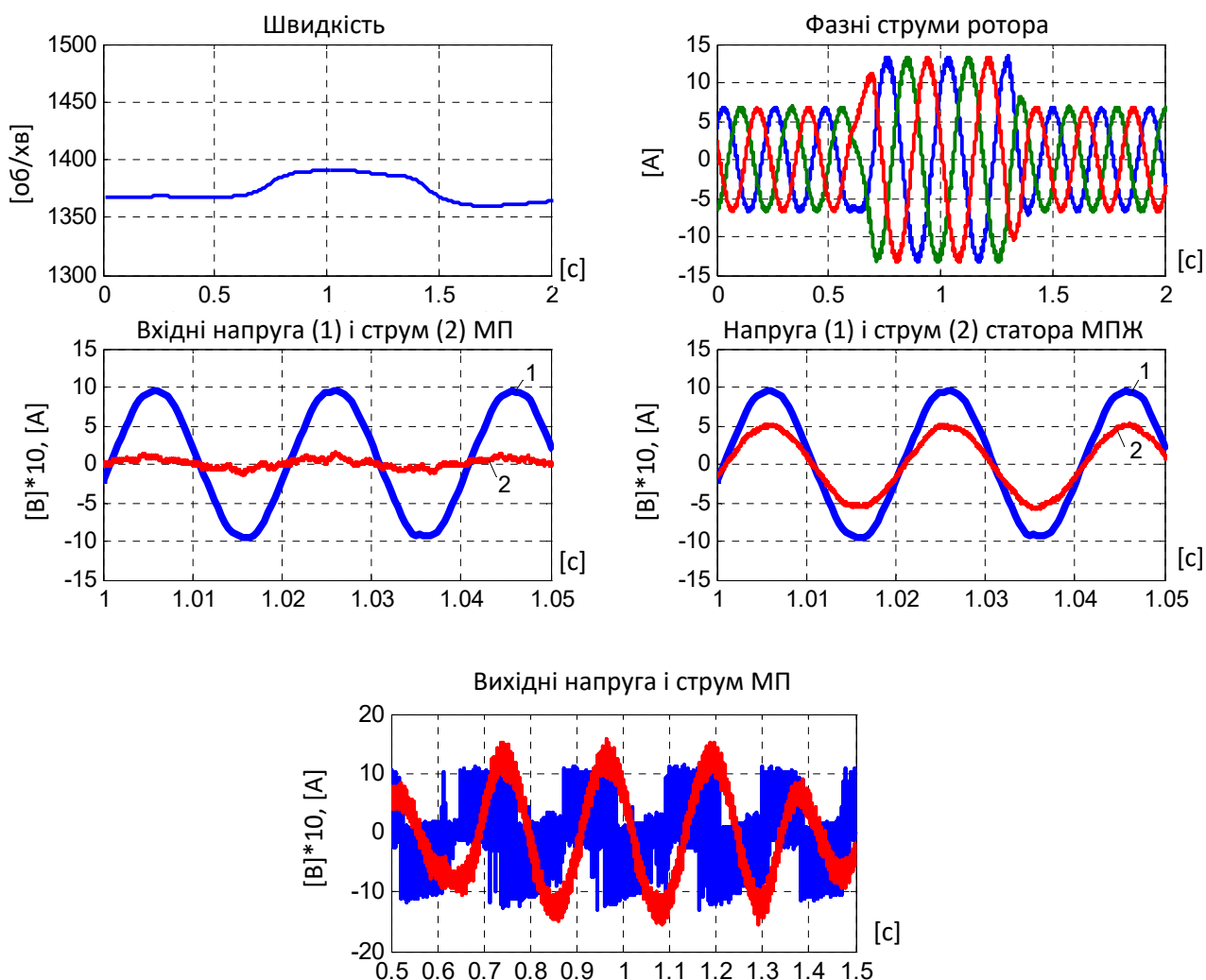


Рис. 6.19. Перехідні процеси при відпрацюванні заданого моменту за швидкості МПЖ нижче синхронної (+3 Нм)

Наступний набір експериментів демонструє результати при регулюванні реактивної потужності МПЖ.

1. В початковий момент часу запускається первинний рушій, щоб виконати збудження і синхронізацію МПЖ з вектором напруги мережі і з'єднати обмотки статора з мережею. Після підключення МПЖ до мережі встановлюється заданий момент, починаючи з нульового початкового значення і досягаючи -3 Нм, при цьому реактивна складова струму статора дорівнює нулю.

2. У момент часу  $t = 0,6$  с застосовується задана траєкторія для реактивної



складової струму статора. Як відстаючий так і випереджаючий струми показано на рис. 6.25 і 6.26 відповідно. Перехідні процеси, наведені на рис. 6.25 і 6.26, демонструють динамічні характеристики запропонованого регулятора під час відпрацювання алгоритму керування активною і реактивною складовою струму статора. Похибки струму залишаються невеликими під час вищезгаданого тесту. На рис. 6.27 і 6.28 представлено перехідні процеси під час відпрацювання заданої траєкторії для реактивної складової струму статора із заданою величиною моменту 3 Нм.

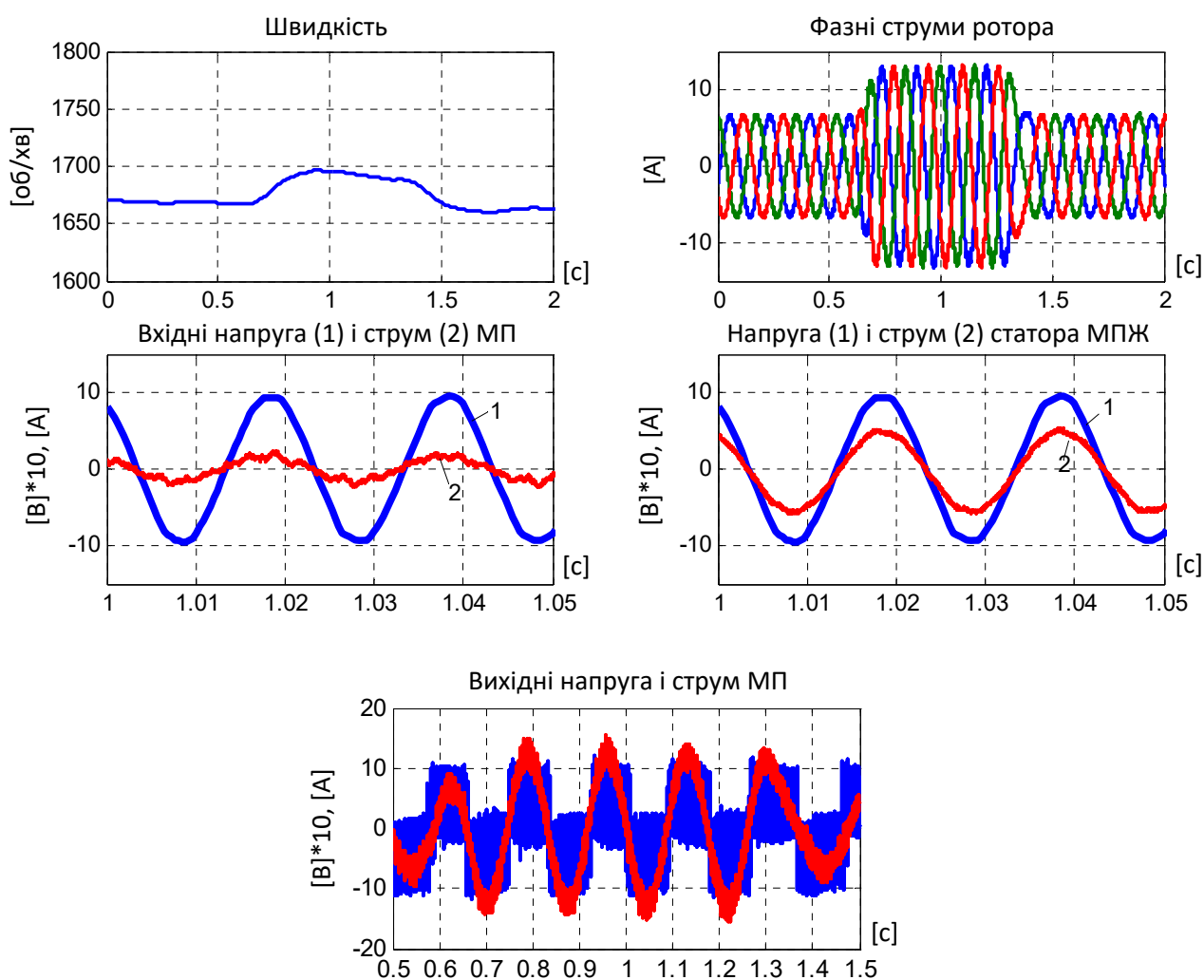


Рис. 6.20. Перехідні процеси при відпрацюванні заданого моменту за швидкості МПЖ вище синхронної (+3 Нм)

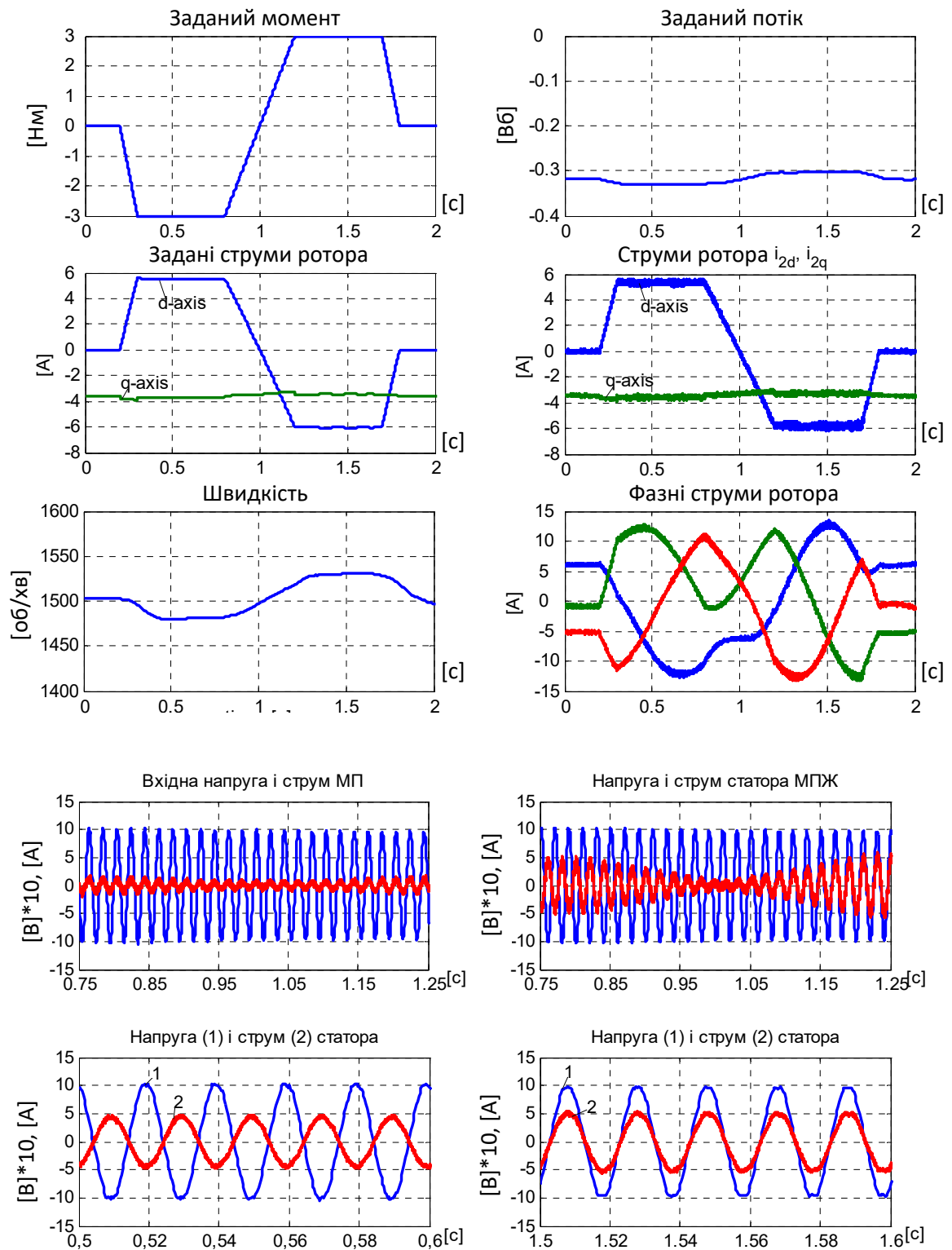


Рис. 6.21. Перехідні процеси в МПЖ під час зміни траєкторії заданого моменту від -3 Нм до +3 Нм

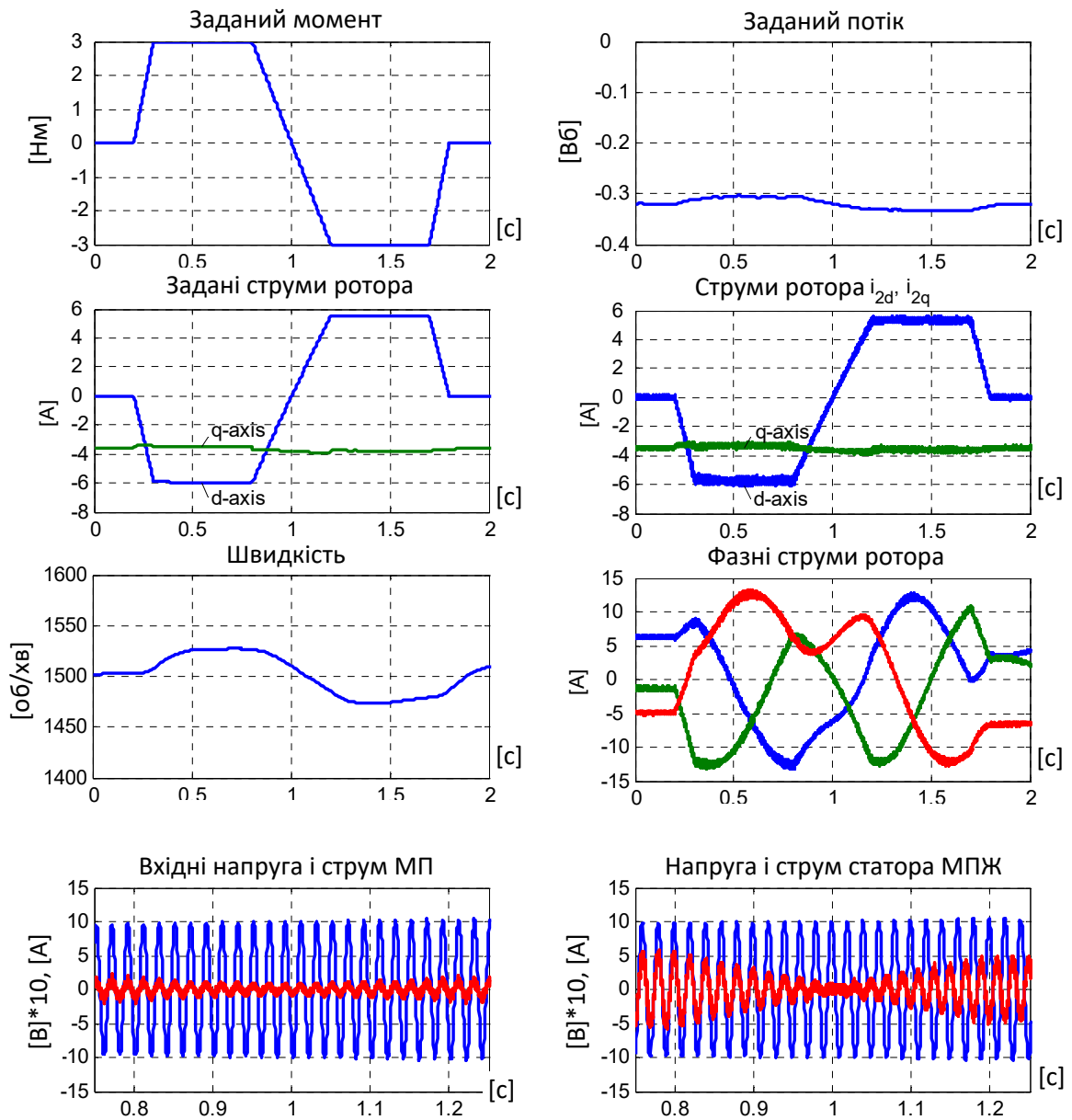


Рис. 6.22. Перехідні процеси в МПЖ під час зміни траєкторії заданого моменту від +3 Нм до -3 Нм

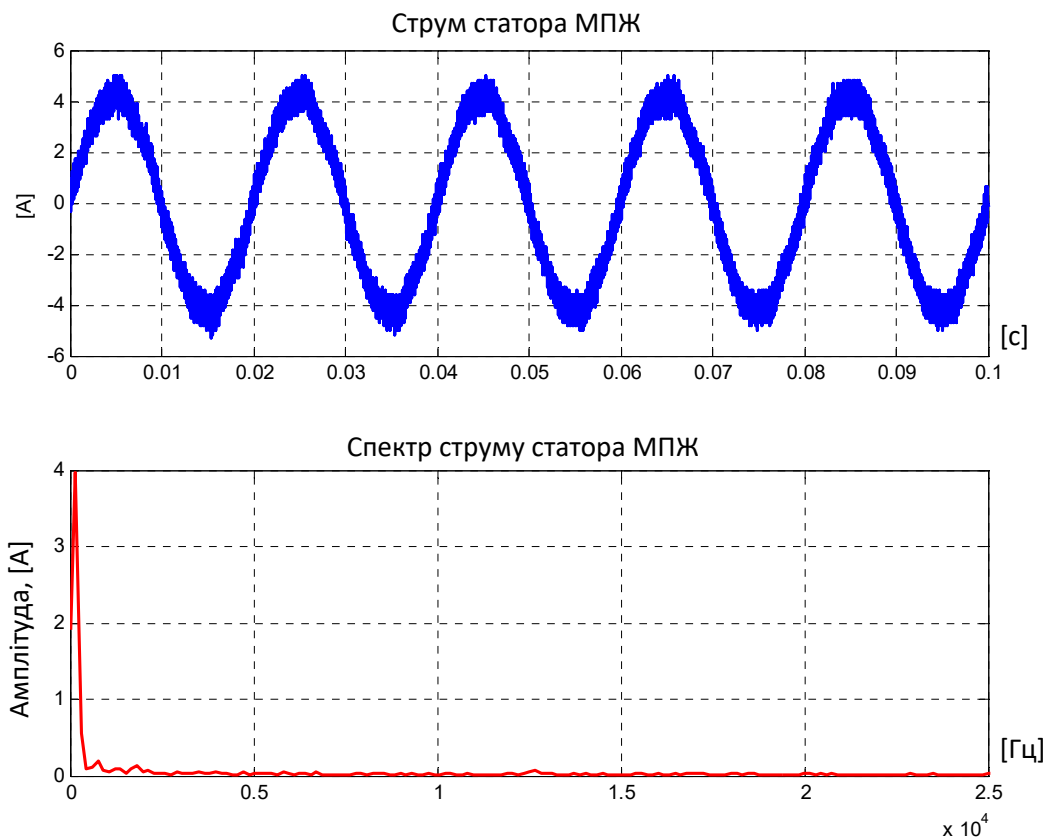


Рис. 6.23. Фазний струм статора і його спектр

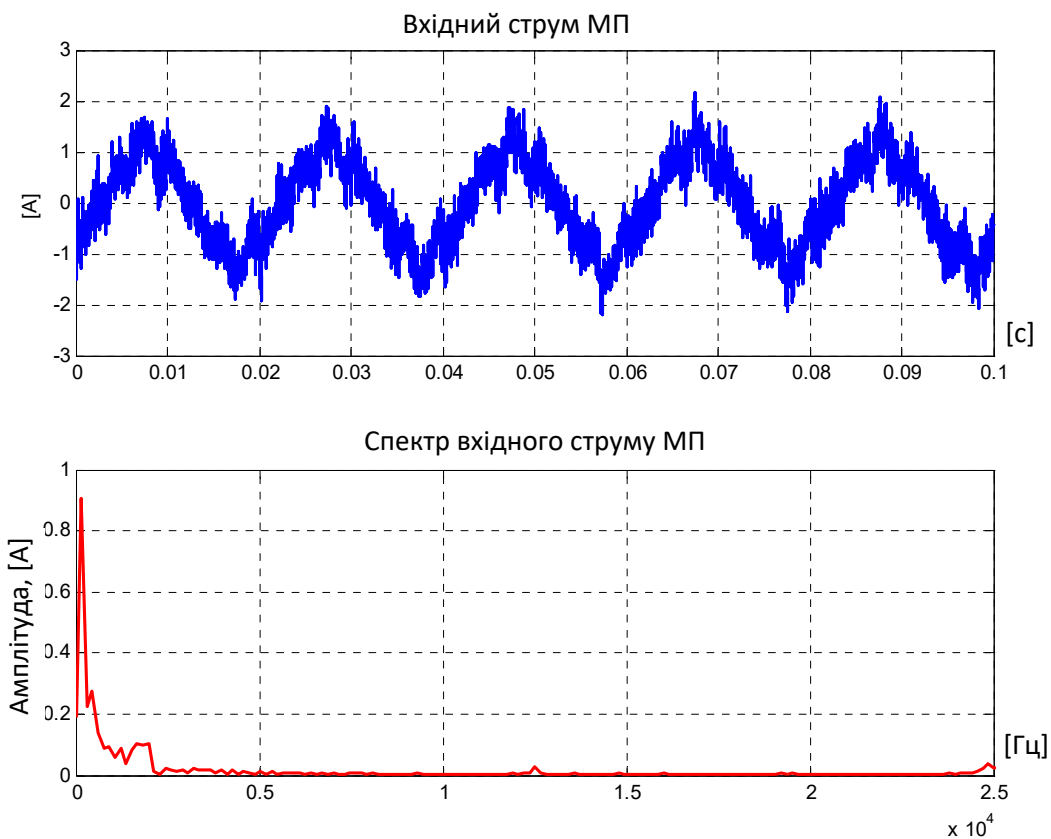


Рис. 6.24. Вхідний фазний струм МП і його спектр

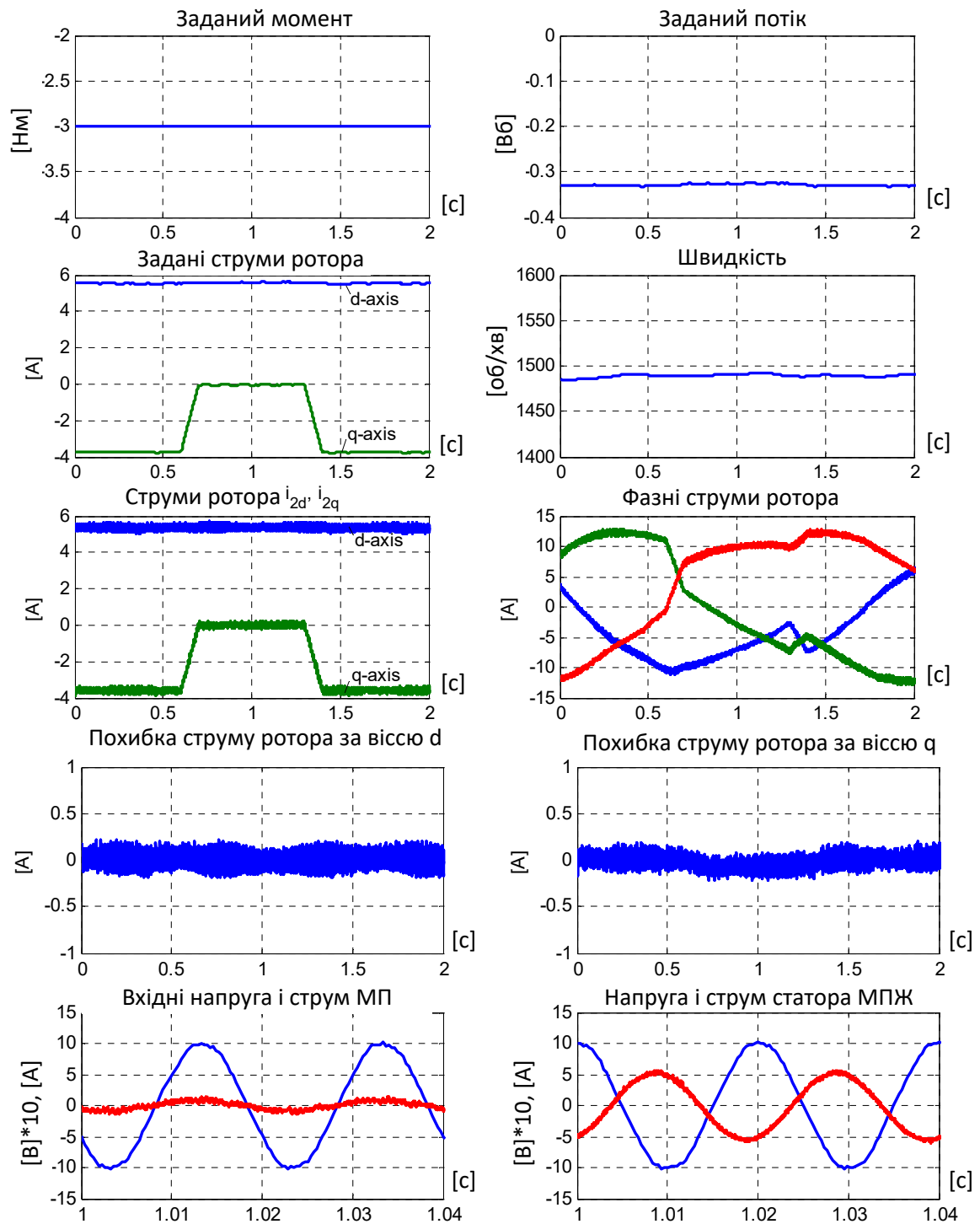


Рис. 6.25. Результати експерименту з регулюванням реактивної складової струму МПЖ (заданий струм  $i_q = -2$  А, момент -3 Нм)

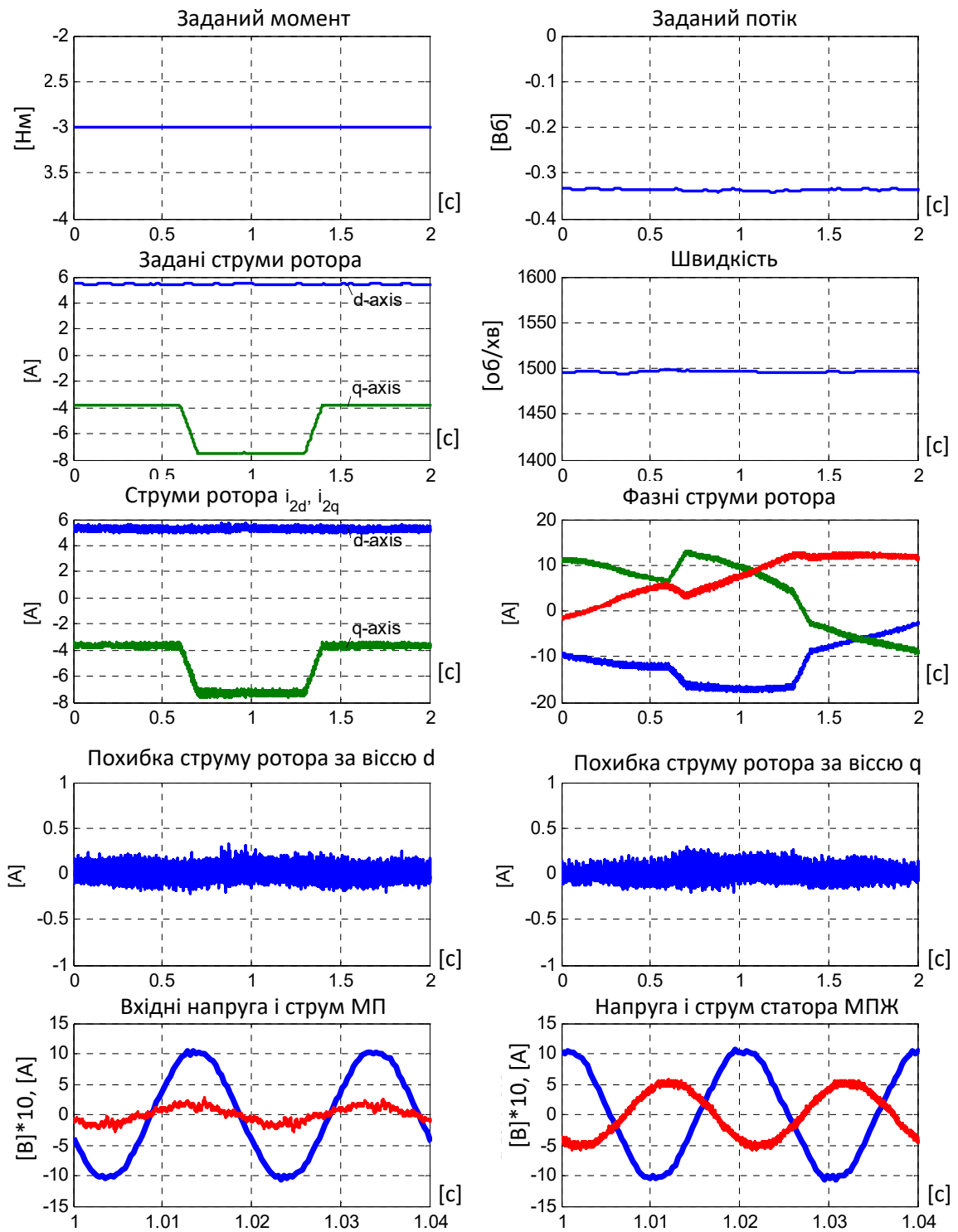


Рис. 6.26. Результати експерименту з регулюванням реактивної складової струму МПЖ (заданий струм  $i_q = +2\text{A}$ , момент  $-3\text{ Nm}$ )

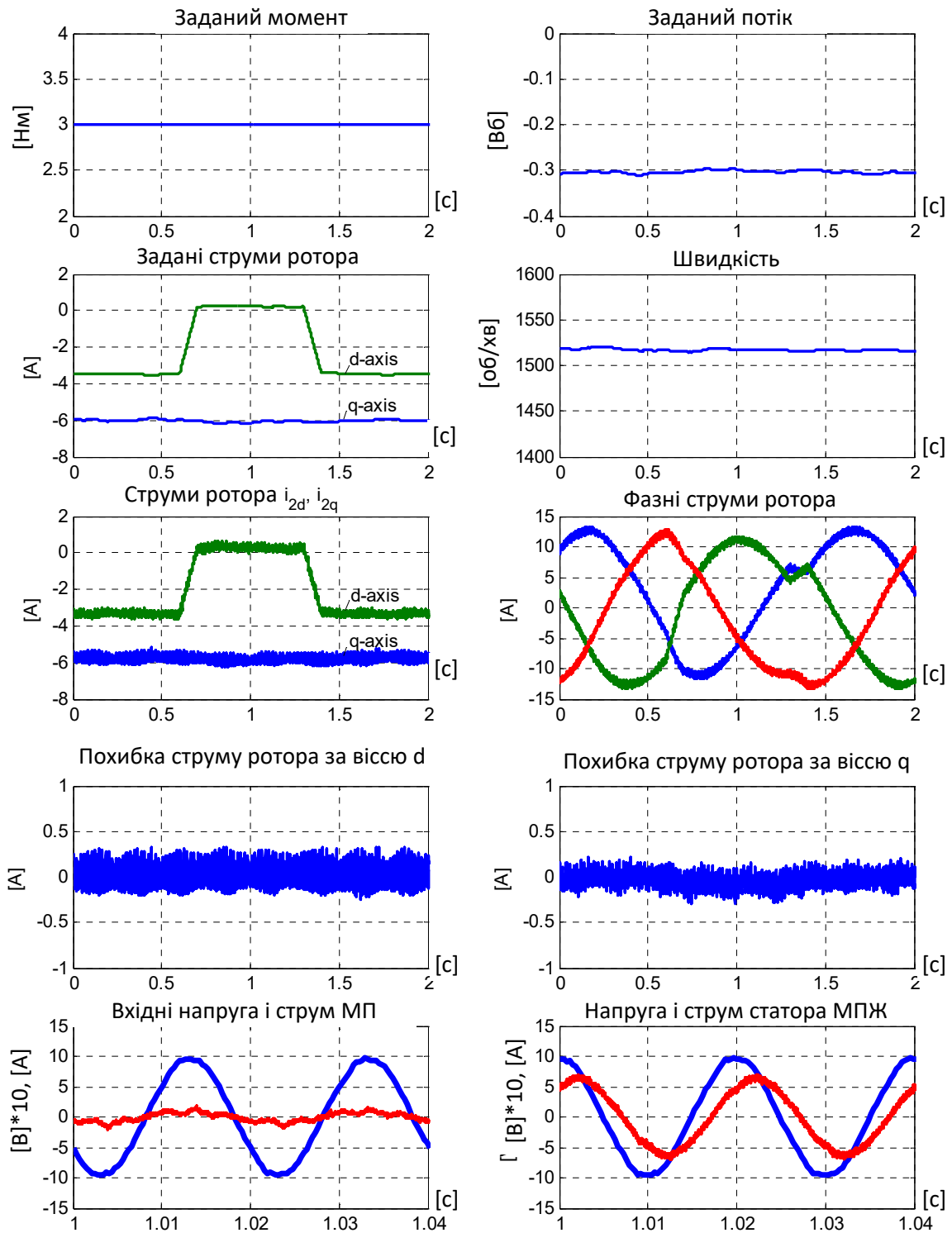


Рис. 6.27. Результати експерименту з регулюванням реактивної складової струму МПЖ (заданий струм  $i_q = -2\text{ A}$ , момент  $+3\text{ Nm}$ )

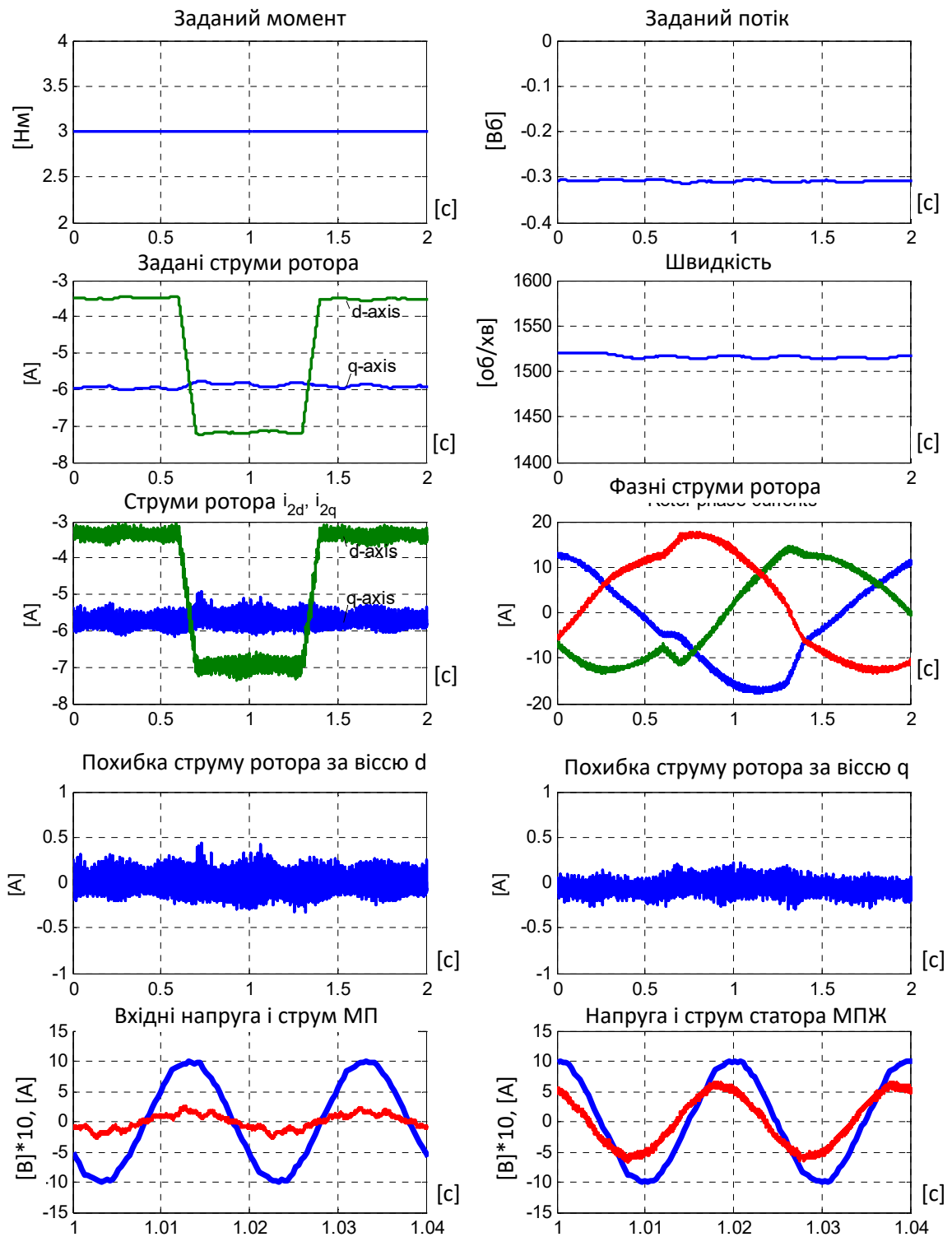


Рис. 6.28. Результати експерименту з регулюванням реактивної складової струму МПЖ (заданий струм  $i_q = +2\text{A}$ , момент  $+3\text{ Нм}$ )



## 6.9 Висновки до розділу 6

1. Встановлено, що матричний перетворювач не має жодних обмежень для застосувань у МПЖ у режимах, при яких потрібна низька вихідна напруга з високим рівнем вихідного струму. За необхідності можливо легко отримати постійний струм у разі роботи МПЖ з синхронною швидкістю.

2. Вирішено завдання регулювання активної і реактивної потужності МПЖ. На відміну від існуючих рішень, концепція орієнтації за полем статора здійснюється з використанням системи координат, орієнтованої за вектором напруги мережі, яка може бути обчислена з будь-якою точністю і не залежить від параметрів асинхронної машини. Алгоритм керування базується тільки на вимірюваннях швидкості і струму ротора.

3. Результати досліджень МПЖ з МП отримано за допомогою розробленого експериментального стенда, в якому всі алгоритми керування (МП і МПЖ) реалізуються в масштабі реального часу, використовуючи DSP контролер. Експериментальний стенд використано для верифікації методів керування, запропонованих для МПЖ, і перевірки досліджених моделей. Описано структуру експериментального стенда, включаючи всі апаратні та програмні засоби.

4. Керування експериментальним стендом здійснено за допомогою взаємодії між цифровим сигнальним процесором (плата процесора TMS320C6711) і програмованою логічною матрицею (плата ПЛМ). Збір даних і формування імпульсів керування ключами МП координуються за допомогою ПЛМ. Програмне забезпечення для всіх алгоритмів керування МПЖ і МП написано мовою програмування Сі, використовуючи програмне забезпечення Code Composer Studio.

5. Створені програмні алгоритми у рамках мікропроцесорних систем на базі контролерів як з фіксованою, так і з плаваючою комами, для організації

керування машиною подвійного живлення є придатними для високоефективного застосування в електромеханічних комплексах генерування електроенергії.

6. Застосування ПЛМ в системах керування машиною подвійного живлення дозволило значно зменшити час оптимізації схем керування за рахунок можливості багатократного перепрограмування без внесення змін до електричної принципової схеми.

---

Посилання [204–215] див. список використаних джерел стор. 311–312.

## ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ

У дисертаційній роботі вирішено важливу науково-прикладну проблему розроблення наукових основ створення комплексів генерування електроенергії на базі машини подвійного живлення з перетворювачами у колах ротора та статора, спрямованих на підвищення якості генерованої електроенергії. Отримані результати в сукупності є науковою основою для побудови комплексів генерування електроенергії з функціями компенсації реактивної потужності та активної фільтрації струму.

Встановлено, що:

1. Застосування адаптивного до спотворень напруги мережі керування напівпровідниковими перетворювачами з об'єднаною ланкою постійного струму в колах статора і ротора машини подвійного живлення комплексу генерування електроенергії забезпечує підвищення якості електроенергії в системах розосередженої генерації;

2. Неперервне оцінювання гармонічного складу струму нелінійного навантаження в точці загального приєднання за допомогою спостерігача гармонік забезпечує зниження коефіцієнта сумарних гармонічних спотворень шляхом використання інформації цього спостерігача для керування напівпровідниковим перетворювачем в роторній ланці машини подвійного живлення.

При цьому отримано такі основні наукові та практичні результати.

1. На основі аналізу існуючих методів підвищення якості електроенергії в системах генерування на базі машини подвійного живлення обґрунтовано доцільність розвитку теорії керування машиною подвійного живлення шляхом створення нових методів компенсації реактивної потужності та активної фільтрації струму.

2. Порівняльне дослідження методів векторного керування МПЖ показало, що розроблений метод керуванням з мінімізацією втрат в міді, що безпосередньо залежать від струму, який протікає в обмотках, і визначаються величиною магнітного потоку та частотою обертання електромагнітного поля статора і ротора, забезпечує зниження втрат потужності комплексу генерування на відміну від методу ортогонального керування, при якому підтримується ортогональність векторів струму статора та магнітного потоку.

3. Розроблений метод керування комплексом генерування електроенергії на базі МПЖ, який полягає в застосуванні об'єднаної ланки постійного струму перетворювачів в статорі і роторі, дозволяє забезпечити адаптивність до спотворень мережі і підвищити якість генерованої електроенергії, що підтверджено результатами моделювання зазначеного методу керування МПЖ за умови її збудження по колу ротора при орієнтації системи координат вздовж вектора головного магнітного потоку.

4. Підтверджено можливість передачі реактивної складової потужності матричним перетворювачем за рахунок варіювання наборів стаціонарних векторів при формуванні просторових векторів вхідного струму і вихідної напруги. Продемонстровано підвищення якості вхідного струму МП за допомогою наведених підходів в умовах спотворення напруг мережі живлення на прикладі реального промислового об'єкта.

5. Запропоновано підхід, що формалізує і значно спрощує процес формування матриці керуючих функцій МП шляхом безпосереднього завдання потрібного коефіцієнта передачі відносно реактивної складової вхідного струму МП і визначення необхідної для реалізації цього коефіцієнта складової нульової послідовності керуючих функцій. В результаті спосіб формування керуючих функцій МП для заданих коефіцієнтів зведено до простих математичних дій при обчисленні додаткових матриць.

6. Дослідження методів керування машиною подвійного живлення показало, що при застосуванні двоступеневих МП в колі ротора МПЖ гарантується відпрацювання моменту за умови стабілізації коефіцієнта потужності статора МПЖ на рівні одиниці. Таке рішення придатне для практичного застосування у системах генерування електроенергії на основі МПЖ. Топологія двоступеневих МП дозволяє модифікувати їх з метою зменшення кількості силових транзисторів, в той час як в традиційних МП варіанти побудови силової структури жорстко лімітовані; дозволяє спростити комутацію двонапрямних ключів, приєднаних безпосередньо до мережі, оскільки є можливість комутувати силові ключі при нульовому струмі.

7. Запропонований метод векторного керування струмами компенсації дозволяє регулювати довжину елементарних переміщень кінця вектора струму на циклі ШІМ  $i$ , тим самим, здійснювати регулювання амплітуди пульсацій струму при переході від одного циклу ШІМ до іншого. Ця можливість значно поліпшує якісні показники мережевого перетворювача, який має властивості активного фільтра, для широкого діапазону регулювання струму. Регулюючи довжину елементарних переміщень при переході від одного циклу ШІМ до іншого, мережевий перетворювач мінімізує абсолютне значення пульсацій струму мережі у всьому динамічному діапазоні регулювання.

8. Розроблено нову стратегію зниження несиметрії та несинусоїдальності струмів в системі генерування електроенергії на основі машини подвійного живлення в умовах підключення нелінійних навантажень. Запропоновані технічні рішення дали змогу за рахунок поєднання функцій компенсації реактивної потужності та активної фільтрації струму суттєво підвищити якість електроенергії в системах розосередженої генерації.

9. Дослідження запропонованих підходів до компенсації впливу несиметрії напруг мережі на роботу МПЖ з МП в колі ротора дозволяє зробити висновок про те, що окремими підходами до керування досягаються різні цілі, а саме:

отримання синусоїдальних та симетричних струмів статора; виключення пульсацій реактивної потужності статора; виключення пульсацій активної потужності статора; мінімізація пульсацій електромагнітного моменту. При цьому зазначені підходи поліпшують сумісність системи генерування на основі МПЖ і мережі.

10. Удосконалено метод вибіркової компенсації гармонічних складових струму, генерованого МПЖ, який дав змогу знизити коефіцієнт сумарних гармонічних спотворень (THDi) цього струму приблизно на 10% шляхом застосування спостерігача гармонік.

11. Виконане імітаційне моделювання роботи МПЖ з комбінованим методом компенсації гармонік і реактивної потужності за умови підключення до ТЗП діодного випрямляча та тиристорного перетворювача показало ефективність запропонованої системи для компенсації як реактивної потужності, так і спотворення струму, що підтверджується вибірковою фільтрацією п'ятої, сьомої, одинадцятої, тринадцятої, сімнадцятої та дев'ятнадцятої (найбільш домінуючих) гармонік.

12. Запропоновано стратегію керування мережевим інвертором з функціями активної фільтрації в чотирипровідній трифазній мережі, при застосуванні якої вектор миттєвих струмів трифазного джерела пропорційний вектору миттєвих фазних напруг з частковим послабленням складової нульової послідовності. При оптимальному значенні коефіцієнта послаблення складової нульової послідовності та значній несиметрії фазних напруг ця стратегія дає переваги за потужністю втрат у силовому кабелі до 2 разів порівняно зі стратегією керування при повному збереженні складової нульової послідовності, та до 8% – у порівнянні зі стратегією керування при повному видаленні складової нульової послідовності. Результати комп'ютерного експерименту підтверджують адекватність запропонованих співвідношень модифікованої теорії миттєвої потужності та ілюструють можливість зменшення до 23%

потужності миттєвих втрат та до 15% – інтегральних втрат в лінії передачі при застосуванні запропонованої стратегії формування вектора миттєвих струмів джерела пропорційним вектору фазних напруг з оптимально послабленою складовою нульової послідовності.

13. Із застосуванням  $p-q-r$  теорії миттєвої потужності та з врахуванням топологічних відмінностей між трифазними трипровідними і чотирипровідними системами (з накопичувачем енергії або без нього) розроблено стратегію розрахунку компенсаційних струмів мережевого перетворювача в колі ротора МПЖ. Розрахунок компенсаційних струмів мережевого перетворювача повинен здійснюватись відповідно до можливостей його силової схеми, але доцільним є застосування топологій, які здійснюють фільтрацію всіх небажаних складових миттєвої потужності.

14. Результати роботи використано в Національному технічному університеті України "Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського" та Інституті електродинаміки НАН України при виконанні НДР "Комплексні системи енергозабезпечення автономних об'єктів на базі використання відновлюваних джерел енергії" (ДР 0117U004325) та НДР "Розробка та дослідження ефективних засобів і методів керування напівпровідниковими перетворювачами та електромеханічними системами для забезпечення електромагнітної сумісності джерел електроенергії та споживачів", "Модулятор-2" (№ ДР 0115U002581).

Отримані результати впроваджено у навчальному процесі кафедри відновлюваних джерел енергії Національного технічного університету України "Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського", а також в Інституті відновлюваної енергетики НАН України.

Результати роботи впроваджено на таких підприємствах: алгоритм керування статорним струмом турбогенератора – при створенні системи керування перетворювачем частоти для ВЕУ з аеродинамічною

мультиплікацією типу ТГ-1000 (ТОВ "НДІ "Перетворювач", м. Запоріжжя); два алгоритми векторного керування моментом і комбінований метод компенсації гармонічних складових генерованого струму – при дослідженні машини подвійного живлення (ТОВ "Науково-технічна фірма "ТЕМС", м. Київ); алгоритми керування машиною подвійного живлення з двоступеневим матричним перетворювачем в колі ротора – при дослідженні систем генерування електроенергії (ТОВ "Євро-реконструкція", м. Київ).



## СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Liang R-H., Liao J-H. A fuzzy-optimization approach for generation scheduling with wind and solar energy systems. *IEEE Transactions on Power Systems*. Nov. 2007. Vol. 22, No. 4. P. 1665–1674.
2. Saber A.Y., Venayagamoorthy G.K. Efficient utilization of renewable energy sources by gridable vehicles in cyber-physical energy systems. *IEEE Systems Journal*. Sept. 2010. Vol. 4, No. 3. P. 285–294.
3. Nikolova S., Causevski A., Al-Salaymeh A. Optimal operation of conventional power plants in power system with integrated renewable energy sources. *Energy Conversion and Management*. Jan. 2013. Vol. 65. P. 697–703.
4. Bansal M., Khatod D.K., Saini R.P. Modeling and optimization of integrated renewable energy system for a rural site. Proceedings of the 2014 International Conference on reliability optimization and information technology. 2014. P. 25–28.
5. Böttger D., Götz M., Theofilidi M., Bruckner T. Control power provision with power-to-heat plants in systems with high shares of renewable energy sources - An illustrative analysis for Germany based on the use of electric boilers in district heating grids. *Energy*. 2015. Vol. 82. P. 157–167.
6. Жаркін А.Ф., Палачов С.О., Новський В.О. Нормативно-правове регулювання якості напруги в електричних мережах з джерелами розосередженої генерації. Київ: Інститут електродинаміки НАН України, 2018. 181 с.
7. Smith J.C., Parson B. What does 20% look like?. *IEEE Power and Energy Magazine*. Nov. - Dec. 2007. Vol. 5, No. 6. P. 22–33.
8. Chen Z., Blaabjerg F. Wind energy: The world's fastest growing energy source. *IEEE Power Electronics Society Newsletter*. 2006. Vol. 18, No. 3, P. 15–19.
9. Andrews J., Jelley N. Energy Science - principles, technologies and impacts. Oxford University Press, 116-117 High St, Oxford, U.K., 2007.

10. World Wind Energy Association. World wind energy report 2017. Tech. Rep. URL: <https://wwindea.org/blog/category/statistics/>
11. Zavadil R., Miller N., Ellis A., Muljadi E., Camm E., Kirby B. Queuing up. *IEEE Power and Energy Magazine*. Nov.-Dec. 2007. Vol. 5, No. 6. P. 47–58.
12. Ackermann T. Wind Power in Power Systems. John Wiley and Sons, Hoboken, NJ 07030-5774, US, 2005.
13. Laxson A.S., Carlin P.W., Muljadi E.B. The history and state of the art of variable-speed wind turbine technology. *Wind Energy*. 2003. Vol. 6. P. 129–59.
14. Thresher R., Robinson M., Veers P. To capture the wind. *IEEE Power and Energy Magazine*. Nov.-Dec. 2007. Vol. 5, No. 6, P. 34–46.
15. Muljadi E., Butterfield C.P., Chacon J., Romanowitz H. Power quality aspects in a wind power plant. Proceedings of Power Engineering Society General Meeting. 2006. Montreal, Canada. 18-22 June 2006.
16. Wachtel S., Marques J., Quitman E., Schellschmidt M. Wind energy converters with FACTS capabilities and the benefits for the integration of wind power plants into power systems. Proceedings of European Wind Energy Conference and Exhibition (EWEC). Milan. May 7-10, 2007. P. 1761–65.
17. Blaabjerg F., Chen Z. Power Electronics for Modern Wind Turbines. Synthesis Lectures on Power Electronics. Morgan & Claypool, U.S., 2006.
18. Parson B., Milligan M., Zavadil B., Brooks D., Kirby B., Dragoon K., Caldwell J. Grid impacts of wind power: A summary of recent studies in the United States. *Wind Energy*. Apr./Jun. 2004. Vol. 7, No. 1. P. 87–108,
19. Walling R.A., Saint R., Dugan R.C., Burke J., Kojovic L.A. Summary of distributed resources impact on power delivery systems. *IEEE Transactions on Power Delivery*. July 2008. Vol. 23, No. 3, P. 1636–1644.
20. Smith J.C., Milligan M.R., DeMeo E.A., Parsons B. Utility wind integration and operating impact state of the art. *IEEE Transactions on Power Systems*. Aug. 2007. Vol. 22, No. 3. P. 900–908.

21. Kalich C., King J., Milligan M.R., Murlay C., Oakleaf B., DeMeo E.A., Jordan G.A., Schuerger M.J. Accomodating wind's natural behavior. *IEEE Power and Energy Magazine*. Nov.-Dec. 2007. Vol. 5, No. 6. P. 59–67.
22. Fairley P. Steady As She Blows. *IEEE Spectrum*, Aug. 2003. Vol. 40, No. 8. P. 35–39.
23. Hansen A.D., Michalke G., Sorensen P., Lund T. Co-ordinated voltage control of DFIG wind turbines in uninterrupted operation during grid faults. *Wind Energy*, 2007. Vol. 10, No. 1. P. 51–68.
24. Prodanovic M., De Brabandere K., Van den Keybus J., Green T., Driesen J. Harmonic and reactive power compensation as ancillary services in inverter-based distributed generation. *IET Generation, Transmission & Distribution*. March, 2007. Vol. 1, No. 3. P. 432–38.
25. IEEE Power Engineering Society Standard 1159, Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality, 1995.
26. IEEE Power Engineering Society Standard 519, Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems, 1992.
27. IEEE Power Engineering Society Standar 519, Correction to IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems, 1992.
28. Todeschini G., Emanuel A.E. Wind energy conversion system as an active filter: Design and comparison of three control systems. *IET Renewable Power Generation*. Jul. 2010. Vol. 4, No. 4. P. 341–353.
29. Todeschini G., Emanuel A.E. The DFIG as harmonic compensator by means of LSC modulation: Control system and derating for steady state performance. *Proceedings of 25th IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo.*, Palm Beach, CA, Feb. 21–25, 2011. P. 2096–2103.
30. Hansen L.H., Madsen P.H., Blaabjerg F., Christersen H.C., Lindhard U., Eskildsen K. Generators and power electronics technology for wind turbines.

Proceedings of IEEE 27th Annual Conference Industrial Electronics Society. IECON 2002. Denver, US, Nov. 29 - Dec. 1 2001. P. 2000–2005.

31. Abolhassani M.T., Toliyat H.A., Enjeti P. Stator flux oriented control of an integrated alternator/active filter for wind power applications. Proceedings of IEEE International Conference Electric Machines and Drives Conference, IEMDC 2003. Madison, NJ, US, 1-4 June 2003. P. 461–467.

32. Abolhassani M.T., Niazi P., Toliyat H.A., Enjeti P. Integrated Doubly Fed Electric Alternator/Active Filter (IDEA), a Viable Power Quality Solution, for Wind Energy Conversion Systems. *IEEE Transactions on Energy Conversion*. June 2008. Vol. 23. No. 2. P. 642–650.

33. Abolhassani M.T., Toliyat H.A., Enjeti P. An electromechanical active harmonic filter. Proceedings of IEEE International Conference Electric Machines and Drives Conference IEMDC 2001. Cambridge, MA, US, 17-20 June 2001. P. 349–355.

34. Toufik B., Machmoum M., Poitiers F. Doubly Fed Induction Generator with active filtering function for wind energy conversion system. Proceedings of European Conference on Power Electronics and Applications. EPE 2005. Dresden, Germany, 11-14 Sept 2005. P. 1–9.

35. Tremblay E., Chandra A., Lagace P. Grid-side converter control of DFIG wind turbines to enhance power quality of distribution network. Proceedings of Power Engineering Society General Meeting. Montreal, Canada, 18-22 June 2006. P. 1542–1547.

36. Todeschini G. Wind energy conversion systems based on DFIG technology used as active filters: steady state and transient analysis. PhD Thesis. Worcester Polytechnic Institute. 2010. 398 p.

37. Vestas Wind Power Solutions URL: [www.vestas.com/en/products](http://www.vestas.com/en/products).

38. Erlich I., Wrede H., Feltes C. Dynamic behavior of DFIG-based wind turbines during grid faults. Proceedings of Power Conversion Conference 2007. PCC'07. Nagoya, Japan, 2-5 Apr. 2007. P. 1195–1200.

39. Lopez J., Sanchis P., Roboan X., Marroyo L. Dynamic Behavior of the Doubly Fed Induction Generator During Three-Phase Voltage Dips. *IEEE Transactions on Energy Conversion*. Sept. 2007. Vol. 22. No. 3. P. 709–717.
40. Petersson A., Lundberg S. Energy efficiency comparison of electrical systems for wind turbines. Proceedings of IEEE NordicWorkshop Power Industrial Electronics (NORpie-2002). Stockholm, Sweden. 2002.
41. Kayikci M., J.V. Milanovic Reactive power control strategies for DFIG-based plants. *IEEE Transactions on Energy Conversion*. June 2007. Vol. 22. No. 2. P. 389–396.
42. Niiranen J. Voltage dip ride through of a double-fed generator equipped with an active cr crowbar. Proceedings of NordicWind Power Conference. Gothenburg, Sweden. March, 2004.
43. Behnke M., Ellis A. Reactive Power Planning for Wind Power Plant Interconnections. Proceedings of IEEE Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century. 2008. Pittsburgh, PA, US. 20-24 July 2008. P. 1–4.
44. J Baroudi.A., Dinavahi V., Knight A.M. A review of power converter topologies for wind generators. Proceedings of IEEE International Conference on Electric Machines and Drives, San Antonio, TX, US. 15-18 May 2005. P. 458–465.
45. Онищенко Г.Б., Локтева И.Л. Асинхронные вентильные каскады и двигатели двойного питания. М.: Энергия, 1979. 200 с.
46. Онищенко Г. Б. Асинхронный вентильный каскад. М.: Энергия, 1967. 152 с.
47. Вольдек А.И. Электрические машины. Л.: Энергия, 1974. 840 с.
48. Ковач К.П., Рац И. Переходные процессы в машинах переменного тока. Л.: Госэнергоиздат, 1963. 744 с.
49. Schiemenz I., Stiebler M. Control of a permanent magnet synchronous generator used in a variable speed wind energy system. Proceedings of IEEE

International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC 2001), MIT, Boston, MA, US. 23 Mar. 2001. P. 872–877.

50. Tan K., Islam S. Optimum Control Strategies in Energy Conversion of PMSG Wind Turbine System without Mechanical Sensors. *IEEE Transactions on Energy Convsn.* June 2004. Vol. 19, No. 2. P. 392–399.

51. Blaabjerg F., Ma K. Future on power electronics for wind turbine systems. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics.* Sept. 2013. Vol. 1, No. 3. P. 139–152.

52. Polinder H. van der Pijl F.F.A. de Vilder G., Tavner P.J. Comparison of direct-drive and geared generator concepts for wind turbines. *IEEE Transactions on Energy Conversion.* Sept. 2006. Vol. 21, No. 3. P. 725–733.

53. Mohan N., Undeland T.M., Robbins W.P. Power Electronics: converters, applications and design, 3rd edition. NJ, USA: J. Wiley & Sons. 2003. 832 p.

54. 20% Wind Energy by 2030. U.S. Department of Energy Tech. Rep., May 2008. URL: <https://www.energy.gov/eere/wind/20-wind-energy-2030-increasing-wind-energys-contribution-us-electricity-supply>

55. Meyer C., Hoing M., Peterson A., De Doncker R.W. Control and design of dc grids for offshore wind farms. *IEEE Transactions on Industry Application.* Nov.-Dec. 2007. Vol. 43, No. 6. P. 1475–1482.

56. Li R., Clare J.C., Asher G.M., Bozhko S.V., Blasco-Gimenez R. Control of Offshore DFIG-Based Wind Farm Grid With Line-Commutated HVDC Connection. *IEEE Transactions on Energy Conversion.* Mar. 2007. Vol. 22, No. 1. P. 71–78.

57. Dallachy J.L., Tait I. Guidance note for the connection of wind farms. 2.2.2, *SP TRansmission and Distribution, Scottish Hydro-Electric.* 2002. Vol. 2.2.2.

58. Salman S.K., Badrzadeh B. New approach for modelling doubly-fed induction generator (DFIG) for grid-connection studies. Proceedings of European Wind Energy Conference (EWEC), London, U.K. 22-25 Nov 2004. P. 1–13.

59. Piwko R., DeMello R., Gramlich R., Lasher W., Osborn D., Dombek C., Porter K. What comes first?. *IEEE Power and Energy Magazine*. Nov.-Dec. 2007. Vol. 5, No. 6. P. 68–77.
60. Tande J.O.G. Exploitation of wind-energy resources in proximity to weak electric grids. *Applied Energy*. 2000. Vol. 65, No. 1. P. 395–401.
61. Estanqueiro A.I., Tande J.O., Peas Lopes J.A. Assessment of power quality characteristics of wind farms. Proceedings of IEEE Power Engineering Society General Meeting, 2007. Tampa, FL, US, 24-28 June 2007. P. 1–4.
62. Larsson AA. Flicker emission of wind turbines during continuous operation. *IEEE Transactions on Energy Conversion*. March 2002. Vol. 17, No. 1, P. 114–118.
63. Sun T., Chen Z., Blaabjerg F. Flicker study on variable speed wind turbines with doubly fed induction generators. *IEEE Transactions on Energy Conversion*. Dec. 2005. Vol. 20, No. 4. P. 896–905.
64. Papadopoulos M.P., Papathanassiou S.A., Tentzerakis S.T., Boulaxis N.G. Investigation of the flicker emission by grid connected wind turbines. Proceedings of 8th Int. Conf. Harmonics Quality of Power, Athens, Greece, 14-16 Oct. 1998. P. 1152–1157.
65. IEEE Power Engineering Society Standard P1547. Standard for Distributed Resources Interconnected with Electric Power Systems. 2002.
66. Lund T., Sorensen P., Eek J. Reactive power capability of a wind turbine with doubly fed induction generator. *Wind Energy*. Apr. 2007. Vol. 30, No. 10. P. 379–394.
67. Tapia A., Tapia G., Ostolaza J.X. Reactive power control of wind farms for voltage control applications. *Elsevier - Renewable Energies*. 2004. Vol. 29, No. 1. P. 377–392.
68. Guidance Notes for Power Park Developers. URL: [www.nationalgrid.com](http://www.nationalgrid.com).

69. E.ON Netz, Ergänzende Netzanschlussregeln für Windenergieanlagen, 2001. URL: [www.eon.com](http://www.eon.com).
70. Ernst B., Oakleaf B., Ahlstrom M.L., Lange M., Moehrlen C., Lange B., Focken U., Rohrig K. Predicting the Wind. *IEEE Power and Energy Magazine*. Nov.-Dec. 2007. Vol. 5, No. 6. P. 78–89.
71. IEC 61400-21 ed. 2.0:2008 standard. Wind turbines. - Part 21: Measurement and assessment of power quality characteristics of grid connected wind turbines.
72. Rohatgi J.S., Nelson V. Wind Characteristics: An Analysis for the Generation of Wind Power. Cayon, TX, USA: Alternative Energy Institute. 1994. 239 p.
73. Directive 2014/30/EU of the European Parliament and of the Council of 26 February 2014 on the harmonisation of the laws of the Member States relating to electromagnetic compatibility. OJ L 96, 29.3.2014. P. 79–106.
74. EN 50160:2010. Voltage characteristics of electricity supplied by public electricity networks.
75. IEC 61000-4-30:2015. Electromagnetic compatibility (EMC). - Part 4-30: Testing and measurement techniques. - Power quality measurement methods.
76. IEC 61000-4-7:2002 + AMD1. Electromagnetic compatibility (EMC). - Part 4-7: Testing and measurement techniques. - General guide on harmonics and interharmonics measurements and instrumentation, for power supply systems and equipment connected thereto.
77. IEC 61000-4-15:2010. Electromagnetic compatibility (EMC). - Part 4-15: Testing and measurement techniques. Flickermeter. - Functional and design specifications.
78. IEC 61000-6-3:2006. Electromagnetic compatibility (EMC). - Part 6-3: Generic standards. Emission standard for residential, commercial and light-industrial environments.



79. IEC 61000-6-4:2006. Electromagnetic compatibility (EMC). - Part 6-4: Generic standards. - Emission standard for industrial environments.

80. IEC 61000-3-2:2014. Electromagnetic compatibility (EMC). - Part 3-2: Limits - Limits for harmonic current emissions (equipment input current  $\leq 16$  A per phase).

81. IEC 61000-3-12:2011. Electromagnetic compatibility (EMC). - Part 3-12: Limits. - Limits for harmonic currents produced by equipment connected to public low-voltage systems with input current  $>16$  A and  $\leq 75$  A per phase.

82. IEC 61000-3-3:2013. Electromagnetic compatibility (EMC). Part 3-3: Limits. - Limitation of voltage changes, voltage fluctuations and flicker in public low-voltage supply systems, for equipment with rated current  $\leq 16$  A per phase and not subject to conditional connection.

83. IEC 61000-3-11:2000. Electromagnetic compatibility (EMC). - Part 3-11: Limits. - Limitation of voltage changes, voltage fluctuations and flicker in public low-voltage supply systems. - Equipment with rated current  $\leq 75$  A and subject to conditional connection.

84. IEC 61000-3-14:2011. Electromagnetic compatibility (EMC). - Part 3-14: Assessment of emission limits for harmonics, interharmonics, voltage fluctuations and unbalance for the connection of disturbing installations to LV power systems.

85. IEC/TR 60725:2012. Consideration of reference impedances and public supply network impedances for use in determining disturbance characteristics of electrical equipment having a rated current  $\leq 75$  A per phase.

86. IEC 61000-3-6:2008. Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3-6: Limits. Assessment of emission limits for the connection of distorting loads to MV, HV and EHV power systems. Basic EMC publication.

87. IEC 61000-3-7:2008. Electromagnetic compatibility (EMC). - Part 3-7: Limits - Assessment of emission limits for the connection of fluctuating installations to MV, HV and EHV power systems.

88. IEC 61000-3-13:2008. Electromagnetic compatibility (EMC). - Part 3-13: Limits. - Assessment of emission limits for the connection of unbalanced installations to MV, HV and EHV power systems.

89. IEC 61000-3-15:2011. Electromagnetic compatibility (EMC). - Part 3-15: Limits. - Assessment of low frequency electromagnetic immunity and emission requirements for dispersed generation systems in LV network.

90. IEC 61400-1 ed. 3.1:2014. Wind turbines. - Part 1: Design requirements.

91. IEC 61400-2 ed. 3: 2013. Wind turbines. - Part 2: Small wind turbines.

92. IEC 61400-21 ed. 2.0:2008. Wind turbines. - Part 21: Measurement and assessment of power quality characteristics of grid connected wind turbines.

93. Peña R, Cárdenas R., Proboste J., Asher G., Clare J. Sensorless control of doubly-fed induction generators using a rotor-current-based MRAS observer. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. Jan. 2008. Vol. 55, No. 1. P. 330–339.

94. Santos-Martin D., Rodriguez-Amenedo J.L., Arnalte S. Direct power control applied to doubly fed induction generator under unbalanced grid voltage conditions. *IEEE Transactions on Power Electronics*. Sept. 2008. Vol. 23, No. 5. P. 2328–2336.

95. Xu L. Coordinated control of DFIG's rotor and grid side converters during network unbalance. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2008. Vol. 23. P. 1041–1049.

96. Хватов О.С. Электротехнические комплексы генерирования электрической энергии на основе машины двойного питания: дис. ... д-ра техн. наук. Нижний Новгород, 2001. 378 с.

97. Peresada S., Tilli A., Tonielli A. Power control of doubly fed induction machine via output feedback. *Control Engineering Practice*. January 2004. Vol.12, No.1. P. 41–57.

98. Zhou P., He Y., Sun D. Improved direct power control of a DFIG-based wind turbine during network unbalance. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2009. Vol. 24. P. 2465–2474.

99. Abad G., Rodríguez M.A., Iwanski G., Poza J. Direct power control of doubly-fed induction-generator-based wind turbines under unbalanced grid voltage. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2010. Vol. 25. P. 442–452.
100. Pena R., Clare J.C., Asher G.M. Doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters and its application to variable-speed wind-energy generation. *IEE Proceeding - Electrical Power Application*. 1996. Vol. 153, No. 3. 231–241.
101. Peña R., Cárdenas R., Escobar E., Clare J., Wheeler P. Control system for unbalanced operation of stand-alone doubly fed induction generators. *IEEE Transactions on Energy Conversion*. June 2007. Vol. 22, No. 2. P. 544–545.
102. Iwanski G., Koczara W. DFIG-based power generation system with UPS function for variable-speed applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. Aug. 2008. Vol. 55, No. 8. P. 3047–3054.
103. Jain A.K., Ranganathan V.T. Wound rotor induction generator with sensorless control and integrated active filter for feeding nonlinear loads in a stand-alone grid. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. Jan. 2008. Vol. 55, No. 1. P. 218–228.
104. Forchetti D.G., García G.O., Valla M.I. Adaptive observer for sensorless control of stand-alone doubly fed induction generator. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. Oct. 2009. Vol. 56. No. 10. P. 4174–4180.
105. Phan V.T., Kwak S.-H., Lee H.-H. An improved control method for DFIG-based wind system supplying unbalanced stand-alone loads. *Proceedings of the IEEE international symposium on industrial electronics*. 2009. P. 1081–1086.
106. Phan V.-T., Lee H.-H., Chun T.-W. An improved control strategy using a PI-resonant controller for an unbalanced stand-alone doubly-fed induction generator. *Journal of Power Electronics*. Mar. 2010. Vol. 10, No. 2. P. 194–202.
107. Protsenko K., Xu D. Modeling and control of brushless doubly-fed induction generators in wind energy applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*. May 2008. Vol. 23, No. 3. P. 1191–1197.

108. Phan V.-T., Lee H.-H. Control strategy for harmonic elimination in stand-alone DFIG applications with nonlinear loads. *IEEE Transactions on Power Electronics*. Sept. 2011. Vol. 26, No. 9. P. 2662–2675.
109. Phan V.-T., Lee H.-H. Improved predictive current control for unbalanced stand-alone doubly-fed induction generator-based wind power systems. *IET Electric Power Applications*. Mar. 2011. Vol. 5, No. 3. P. 275–287.
110. Wei F., Zhang X., Vilathgamuwa D.M., Choi S.S., Wang S. Mitigation of distorted and unbalanced stator voltage of stand-alone doubly fed induction generators using repetitive control technique. *IET Electric Power Applications*. Aug. 2013. Vol. 7, No. 8. P. 654–663.
111. Gaillard A., Poure P., Saadate S., Machmoum M. Variable speed DFIG wind energy system for power generation and harmonic current mitigation. *Renewable Energy*. June 2009. Vol. 34, No. 6. P. 1545–1553.
112. Gaillard A., Poure P., Saadate S. Reactive power compensation and active filtering capability of WECS with DFIG without any over-rating. *Wind Energy*. Oct. 2010. Vol. 13, No. 7. P. 603–614.
113. Boutoubat M., Mokrani L., Machmoum M. Control of a wind energy conversion system equipped by a DFIG for active power generation and power quality improvement. *Renewable Energy*. 2013. No. 50. P. 378–386.
114. Akagi H., Kanazawa Y., Nabae A. Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components. *IEEE Transactions on Industry Applications*. May 1984. Vol. IA-20, No. 3. P. 625–630.
115. Massoud A.M., Finney S.J, Williams BW. Review of harmonic current extraction techniques for an active power filter. Proceedings of the IEEE 11th International Conference on Harmonics and Quality of Power. 12-15 Sept. 2004. P. 154–159.
116. Asiminoael L., Blaabjerg F., Hansen S. Detection is key - harmonic detection methods for active power filter applications. *IEEE Industry Applications Magazine*. July-Aug. 2007. Vol. 13, No. 4. P. 22–33.

117. Machmoum M., Bruyant N. DSP based control of shunt active power filters for global or selective harmonics compensation. Proceedings of the international conference on harmonics and quality of power. 1-4 Oct. 2000. Vol. 2. P. 661–666.
118. Mattavelli P., Marafao F.P. Repetitive-based control for selective harmonic compensation in active power filters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. Oct. 2004. Vol. 51, No. 5. P. 1018–1024.
119. Bojoi R., Griva G., Guerriero M., Farina F., Profumo F., Bostan V. Improved current control strategy for power conditioners using sinusoidal signal integrators in synchronous reference frame. Proceedings of the annual power electronics specialists conference. 2004. Vol. 6. P. 4623–4629.
120. Reis F., Ale J., Adegas F., Tonkoski R. Jr., Slan S., Tan K. Active Shunt Filter for Harmonic Mitigation in Wind Turbine Generators. Proceedings of the 37th IEEE Power Electronics Specialist Conference, Jeju, Korea, 2006. P. 1–9.
121. Kesraoui M., Chaib A., Meziane A., Boulezaz A. Using a DFIG based wind turbine for grid current harmonics filtering. *Energy Conversion and Management*. Feb. 2014. Vol. 78. P. 968–975.
122. Mishra A., Tripathi P.M., Chatterjee K. A review of harmonic elimination techniques in grid connected doubly fed induction generator based wind energy system. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*. June 2018. Vol. 89. P. 1–15.
123. Pena R., Cardenas R., Reyes E., Clare J., Wheeler P. A Topology for Multiple Generation System with Doubly Fed Induction Machines and Indirect Matrix Converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. Oct. 2009. Vol. 56, No. 10. P. 4181–4193.
124. Hopfensperger B., Atkinson D.J., Lakin R.A. Stator–flux–oriented control of a doubly–fed–induction machine with and without position encoder turbine. *IEE Proceedings - Electric Power Applications*. Aug. 1996. Vol. 147, No. 4. P. 241–250.

125. Bonnet F., Vidal P.E., Pietrzac–David M. Dual Direct Torque Control of Doubly Fed Induction Machine. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. Oct. 2007. Vol. 54, No. 5. P. 2482–2490.

126. Безденежных Д.В. Разработка и исследование электропривода на базе машины двойного питания с подключением обмоток статора и ротора к преобразователям частоты: Дис. канд. техн. наук: 05.09.03. Липецкий гос. техн. ун–т. Липецк, 2011. 200 с.

127. Дорошенко А.Л., Шаповал І.А. Дослідження алгоритмів керування електромагнітним моментом машини подвійного живлення. Електромеханічні та енергетичні системи, методи моделювання та оптимізації. Збірник наукових праць XII Міжнародної науково–технічної конференції молодих учених і спеціалістів, 10–11 квітня 2014. Кременчук: КрНУ. 2014. С. 25–26.

128. Abad G., Lopez J, Rodriguez M. A., Marroyo L., Iwanski G. Doubly Fed Induction Machine: Modeling and Control for Wind Energy Generation. Institute of Electrical and Electronic Engineers. 2011. 625 p.

129. Попович М.Г., Лозинський О.Ю., Клепиков В.Б. та ін. Електромеханічні системи керування та електроприводи: Навч. посібник. К.:Либідь, 2005. 680 с.

130. Гуляев И.В., Тутаев Г.М. Системы векторного управления электроприводом на основе асинхронизированного вентильного двигателя. Изд–во Мордов. ун–та, 2010. 200 с.

131. Leonhard W. Control of Electrical Drives. Berlin: Springer–Verlag, 2001. 460 p.

132. Marino R., Tomei P., Verrelli C.M. Induction motor control design. Springer, 2010. 371 p.

133. Король С.В. Векторное управление механическими координатами и реактивной мощностью в электромеханических системах на основе машины двойного питания. Дис. канд. техн. наук: 05.09.03. НТУУ «КПИ». Киев, 2007. 216 с.

134. Ковбаса С.Н. Система векторного управления асинхронным двигателем со свойствами робастности к вариациям активного сопротивления ротора. Дис. канд. техн. наук: 05.09.03. НТУУ «КПИ». Киев, 2004. 234 с.

135. Пересада С.М. Обобщенная теория векторного управления асинхронным электродвигателем. Часть 1. Проблема векторного управления в асинхронном электроприводе: краткий обзор и формулировка проблемы. *Технічна електродинаміка*. 1999. №2. С. 27–32.

136. Пересада С.М. Обобщенная теория векторного управления асинхронным электродвигателем. Часть 2. Синтез алгоритма обработки модуля потока и угловой скорости. *Технічна електродинаміка*. 1999. №4. С. 26–31.

137. Копылов И.П., Сонин Ю.П., Гуляев И.В., Вострухин А.А. Асинхронизированный вентильный двигатель с ортогональным управлением потока. *Электротехника*. 2002. №9. С. 2–5.

138. Поляков В.Н., Шрейнер Р.Т. Экстремальное управление электрическими двигателями. Екатеринбург: УГТУ-УПИ, 2006. 420 с.

139. Мещеряков В.Н., Безденежных Д.В. Электропривод на основе машины двойного питания с минимизацией потерь электроэнергии. *Электротехника*. 2010. №10. С. 2–8.

140. Casadei D., Serra G., Tani A. Matrix converter modulation strategies: a new general approach based on space-vector representation of the switch state. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. April 2002. Vol. 49, No. 2. P. 370–381.

141. Михальський В.М., Соболев В.М., Шаповал І.А., Чопик В.В. Розширення діапазону регулювання вхідної реактивної потужності матричних перетворювачів засобами керування. *Технічна електродинаміка*. 2012. №2. С. 51–53.

142. Igney J. Steuerverfahren für Matrixumrichter unter der besonderen Betrachtung der Eingangsblindleistung. Ph.D. thesis. Universität Fridericiana Karlsruhe, Karlsruhe (Germany), 2006. 171 p.

143. Михальський В.М., Соболев В.Н., Чопик В.В., Шаповал І.А. Управление матричными преобразователями с использованием метода

сингулярного розложения при несимметрии напряжений питающей сети. *Технічна електродинаміка*. 2011. Ч.2. С. 113–120. Темат. вип. «Силова електроніка та енергоефективність».

144. Hossein Hojabri, Hossein Mokhtari, Liuchen Chang A Generalized Technique of Modeling, Analysis, and Control of a Matrix Converter Using SVD. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. March 2011. Vol. 58, No.3. P. 949–959.

145. Hossein Hojabri, Hossein Mokhtari, Liuchen Chang Reactive power control of permanent-magnet synchronous wind generator with matrix converter. *IEEE Transactions on Power Delivery*. April 2013. Vol. 28, No.2. P. 575–584.

146. Alesina A., Venturini M. Solid-state power conversion: a Fourier analysis approach to generalized transformer synthesis. *IEEE Transactions on Circuit and Systems*. April 1981. Vol. CAS-28, No. 4. P. 319–330.

147. Iimori K., Shinohara K., Tarumi O., Fu Z. and Muroya M. New Current-Controlled PWM Rectifier-Voltage Source Inverter without DC Link Components. Proceedings of the Power Conversion Conference. Nagaoka, Japan. Aug. 3-6, 1997. Vol. II. P. 783 –786.

148. Alesina A., Venturini M. Analysis and Design of Optimum-Amplitude Nine-Switch Direct AC-AC Converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*. Jan.1989. Vol.4, No. 1. P. 101–112.

149. Ziogas P.D., Khan S.I., Rashid M.H. Analysis and Design of Forced Commutated Cycloconverter Structures with Improved Transfer Characteristics. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 1986. Vol. IE-33, No. 3. P. 271 –280.

150. Huber L., Borojevic D. Space Vector Modulation with Unity Input Power Factor for Forced Commutated Cycloconverters. Record of the 26<sup>th</sup> IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. Dearborn, USA. Sept. 28-Oct. 4, 1991. Vol. I. P. 1032 –1041.

151. Kolar J.W., Baumann M., Schafmeister F., Ertl H., Stogerer F. Novel Three-Phase AC-DC-AC Sparse Matrix Converter. Proceedings of the 17th IEEE



Applied Power Electronics Conference. Dallas, USA. March 10-14, 2002. Vol.2. P. 777–791.

152. Wei L., Lipo T. A Novel Matrix Converter Topology with Simple Commutation. Record of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. Chicago, USA. Sept. 30-Oct. 4, 2001. Vol. 3. P. 1749–1754.

153. Schafmeister F., Kolar J.W. Novel Modulation Schemes for Conventional and Sparse Matrix Converters Facilitating Reactive Power Transfer Independent of Active Power Flow. Proceedings of the 35th IEEE Power Electronics Specialists Conference. Aachen, Germany. June 20–25, 2004.

154. Schafmeister F., Kolar J.W. Novel Hybrid Modulation Schemes Extending the Reactive Power Control Range of Conventional and Sparse Matrix Converters Operating at Maximum Output Voltage. Proceedings of the 11th International Power Electronics and Motion Control Conference. Riga, Latvia. Sept. 2–4, 2004.

155. Чехет Э.М., Соболев В.Н., Михальский В.М., Шаповал И.А., Полищук С.И. Тенденции развития матричных преобразователей для асинхронного электропривода. *Вестник НТУ "ХПИ". Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика.* Харьков. 2005. Вып. 45. С. 32–37.

156. Blaabjerg F., Casadei D., Klumpner C., Matteini M. Comparison of two current modulation strategies for matrix converters under unbalanced input voltage conditions. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. April 2002. Vol. 49, No.2. P. 289–295.

157. Casadei D., Serra G., Tani A. A general approach for the analysis of the input power quality in matrix converters. Proceedings of IEEE-PESC '96, Baveno, Italy, June 23-27, 1996. Vol. II. P. 1128–1134.

158. Casadei D., Serra G., Tani A. Reduction of the input current harmonic content in matrix converters under input/output unbalance. Proceedings of IEEE-IECON '95, Orlando, Florida, 6-10 Nov. 1995. Vol. I. P. 457–462.

159. Casadei D., Serra G., Tani A. Reduction of the input current harmonic content in matrix converters under input/output unbalance. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. June 1998. Vol. 45, No.3. P. 401–411.

160. Nielsen P., Casadei D., Serra G., Tani A. Evaluation of the input current quality by three different modulation strategies for SVM controlled matrix converters with input voltage unbalance. Proceedings of IEEE-PEDES '96, New Delhi, India, Jan. 8-11, 1996. Vol. II. P. 794–800.

161. Михальський В.М., Соболев В.М., Шаповал І.А., Чопик В.В. Максимізація діапазону керування матричними перетворювачами. *Технічна електродинаміка*. 2015. №1. С. 7–13.

162. Mykhalskyi V.M., Sobolev V.M., Chopyk V.V., Polishchuk S.Y., Shapoval I.A. Matrix converter control strategy maximizing reactive power transfer. Proceeding of the International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS). Kyiv, Ukraine. June 02-06, 2014. P. 26–31.

163. Пересада С.М., Шаповал І.А., Михальський В.М., Соболев В.М., Чехет Е.М. Векторне керування моментом і реактивною потужністю машини подвійного живлення з матричним перетворювачем. *Вісник Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут»*. Харків. 2008. №30. С. 72–77.

164. Cardenas R., Pena R., Alepuz S., Asher G. Overview of control systems for the operation of DFIGs in wind energy applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronincs*. July 2013. Vol. 60, No.7. P. 2776–2798.

165. Rabelo B. C., Hofmann W., da Silva J. L., de Oliveira R. G., Silva S. R. Reactive power control design in doubly fed induction generators for wind turbines. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. Oct. 2009. Vol. 56, No. 10. P. 4154–4162.

166. Lai Y. S., Chen J. H. A new approach to direct torque control of induction motor drives for constant inverter switching frequency and torque ripple

reduction. *IEEE Transactions on Energy Conversion*. Sep. 2001. Vol. 16, No.3. P. 220–227.

167. Xu L., Wang Y. Dynamic modeling and control of DFIG-based wind turbines under unbalanced network conditions. *IEEE Transactions on Power Systems*. Feb. 2007. Vol. 22, No. 1. P. 314–323.

168. Shang L., Hu J. Sliding-mode-based direct power control of grid-connected wind-turbine-driven doubly fed induction generators under unbalanced grid voltage conditions. *IEEE Transactions on Energy Conversion*. June 2012. Vol. 27, No. 2. P. 362–373.

169. Hu J., He Y., Xu L., Williams B.W. Improved control of DFIG systems during network unbalance using PI-R current regulators. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. Feb. 2009. Vol. 56, No.2. P. 439–451.

170. Pimple B.B., Vekhande V.Y., Fernandes B.G. A new direct torque control of doubly-fed induction generator under unbalanced grid voltage. Proceedings of IEEE Twenty-Sixth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). Fort Worth, Texas, USA 6-11 March 2011. P. 1576–1581.

171. Shapoval I., Peresada S., Asher G., Clare J. Torque and Reactive Power Control of Doubly-Fed Induction Machine with Matrix Converter. Proceedings of IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE 2008. Cambridge, United Kingdom. 30 Jun. - 2 Jul. 2008. P. 2469–2474.

172. Casadei D., Serra G., Tani A. Reduction of the input current harmonic content in matrix converters under input/output unbalance. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. June 1998. Vol.45, No3. P. 401–411.

173. Blaabjerg F., Casadei D., Klumpner C., Matteini M. Comparison of two current modulation strategies for matrix converters under unbalanced input voltage conditions. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. April 2002. Vol.49. No.2. P. 289–296.

174. Михальський В.М., Соболев В.М., Чехет Е.М., Чопик В.В., Шаповал І.А. Особливості формування струмів в системі "мережа живлення з

несиметричними напругами – матричний перетворювач". *Технічна електродинаміка*. 2009. Ч.1. С.16-23. Темат. вип. «Силова електроніка та енергоефективність».

175. Todeschini G., Emanuel A. Transient response of a wind energy conversion system used as active filter. *IEEE Transactions on Energy Conversion*. 2011. Vol. 26, No. 2. P. 522–531.

176. Petersson A. Analysis, Modeling and Control of Doubly-Fed Induction Generators for Wind Turbines. Goteborg: ChalmersBibliotek. 2003. 134 p.

177. Luo M. Multi-Physical Domain Modeling of a DFIG Wind Turbine System using PLECS®. *Plexim GmbH, Appl. Ex.*, 2014. No. 2–14. P. 1–13.

178. Ronchi F., Tilli A. Three-Phase Positive and Negative Sequences Estimator to Generate Current Reference for Selective Active Filters. Proceedings of IEEE Mediterranean Conference on control and automation (MED2002), 2002.

179. Peresada S.M., Mykhalskyi V.M., Zaichenko Y.M., Kovbasa S.M. Selective and adaptive harmonics estimation for three-phase shunt active power filters. *Technical Electrodynamics*. 2018. No. 2, P. 29–38.

180. Akagi H., Kanazawa Y., Nabai A. Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits. Proceedings of International Power Electronics Conference. Tokyo, Japan. 1983. P. 1375–1386.

181. Домнин И.Ф., Жемеров Г.Г., Крылов Д.С., Сокол Е.И. Современные теории мощности и их использование в преобразовательных системах силовой электроники. *Технічна електродинаміка*. 2004. Ч. 1. С. 80–91. Темат. вип. «Проблеми сучасної електротехніки».

182. Михальський В.М., Соболев В.М., Чехет Е.М., Чопик В.В., Шаповал І.А. Особливості формування струмів в системі "мережа живлення з несиметричними напругами – матричний перетворювач. *Технічна електродинаміка*. 2009. Ч.1. С.16–23. Темат. вип. «Силова електроніка та енергоефективність».

183. Чопик В.В., Михальський В.М., Поліщук С.Й., Соболев В.М., Шаповал І.А. Просторово-векторне керування паралельними активними фільтрами. *Технічна електродинаміка*. 2013. №4. С. 34–41.
184. Aredes M., Monteiro Luis F.C., Miguel Jaime M. Control strategies for series and shunt active filters. Proceedings of IEEE Bologna Power Tech Conference. Bologna, Italy. 2003. Vol. 2. 6 p.
185. Grzegorz Benysek, Marian Pasko Power Theories for Improved Power Quality (Power Systems). London: Springer-Verlag. 2012. 213 p.
186. Popescu M., Bitoleanu A., Suru V. A DSP-based implementation of the p-q theory in active power filtering under nonideal voltage conditions. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*. Mar. 2013. Vol. 9, No.2. P. 880–889.
187. Singh Bhim P., Al-Haddad Kainal Kamal, Chandra Amtbrish. A review of active filters for power quality improvement. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. Oct. 1999. Vol. 46, No.5. P. 960–971.
188. Wang Yong, Ye Fuhua, Guan Miao. Three-phase active power filter based on simplified space vector control. Proceedings of Int. Conf. on Electrical Machines and Systems, ICEMS 2008. Beijing, China. 2008. P. 2008–2011.
189. Михальський В.М., Соболев В.М., Чопик В.В., Шаповал І.А. Керування матричним перетворювачем з використанням екстремальних положень просторових векторів керуючих функцій. *Технічна електродинаміка*. 2012. №6. С. 27–37.
190. Itoh Jun-Ichi, Tamada Shunsuke. A novel engine generator system with active filter and UPS functions using a matrix converter. Proceedings of European Conf. on Power Electronics and Applications, EPE 2007. Aalborg, Denmark. 2007. P. 1–10.
191. Чопик В.В., Михальський В.М., Поліщук С.Й., Соболев В.М., Шаповал І.А. Просторово-векторне керування паралельними активними фільтрами. *Технічна електродинаміка*. 2013. №4. С.34–41.

192. Чехет Э.М., Соболев В.Н., Михальский В.М., Шаповал И.А., Полищук С.И. Тенденции развития матричных преобразователей для асинхронного электропривода. *Вестник НТУ "ХПИ". Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика.* Харьков. 2005. Вып. 45. С. 32–37.

193. Reyes E., Pena R., Cardenas R., Wheeler P., Clare J., Blasco-Gimenez R. Application of indirect matrix converters to variable speed doubly fed induction generators. *Proceedings of IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC).* 2008. P. 2698–2703.

194. Klumpner C., Blaabjerg F. Thøgersen P. Evaluation of the Converter Topologies suited for Integrated Motor Drives. *Proceedings of IAS'2003.* Salt Lake City, USA. 12-16 October, 2003. Vol. II. P. 890-897.

195. Чехет Э.М., Соболев В.Н., Михальский В.М., Мисак Т.В., Шаповал И.А. Синтез алгоритмов векторной широтно-импульсной модуляции в матричных преобразователях частоты. *Технічна електродинаміка.* 2000. Ч.2. С.50–55. Темат. вип. «Проблеми сучасної електротехніки».

196. Chekhet E., Sobolev V., Mikhalsky V., Polischuk S. High Performance Electromechanical Energy Conversion using Matrix Converter. Part 1: Matrix Converter Control. *Bulletin of NTU "KhPI", Automated Electrodrive. Theory and Applications.* 2001. №10. P.263–266.

197. Chekhet E., Izosimov D., Misak T. Space Vector Pulse-Width Modulation in Direct Frequency Converters. *Proceedings of the PEMC'94.* Warsaw, Poland. 1994. P. 468–473.

198. Chekhet E.M., Sobolev V.N., Mikhalsky V.M. Method of Commutation of Current by Bi-directional Switches of Matrix Converters / Pat No. US 6,826,065 B2, H02M/5/27 (USA). Nov. 30, 2004.

199. Swami Naidu N.K., Bhim Singh. Doubly Fed Induction Generator for Wind Energy Conversion Systems With Integrated Active Filter Capabilities. *IEEE Transactions on industrial informatics*, Aug. 2015. Vol. 11, No. 4. P. 923–933.

200. Поліщук С.Й., Артеменко М.Ю., Михальський В.М., Батрак Л.М., Шаповал І.А. Стратегія керування паралельним активним фільтром з частковим послабленням складової нульової послідовності напруг трифазної чотирипровідної мережі. *Технічна електродинаміка*. 2013. №3. С. 12–19.

201. Kim H.S., Akagi H. The instantaneous power theory based on mapping matrices in three-phase four-wire systems. *Proceeding of PCC'97 Conf. Nagaoka, Japan*. Aug. 1997. Vol. 1. P. 361–366.

202. Akagi H., Watanabe E.H., Aredes M. *Instantaneous power theory and applications to power conditioning*. Piscataway, NJ: IEEE Press. 2007. 379 p.

203. Montano Asquerino J.C. and Salmeron Revuelta P. Compensation in nonsinusoidal, unbalanced three-phase four-wire systems with active power-line conditioner. *IEEE Transactions on Power Delivery*. Oct. 2002. Vol. 17. No. 4. P. 1079–1084.

204. Козаченко В., Анучин А., Дроздов А. Сигнальные микроконтроллеры Texas Instruments для управления двигателями и автоматизации промышленности. *Электронные компоненты - Украина*. 2005. № 1/2. С. 65–69.

205. Козаченко В.Ф., Обухов Н.А., Горбунов В., Чуев П.В. Высокопроизводительные встраиваемые системы управления двигателями на базе сигнального микроконтроллера TMS320F241. *Chip News*. 2005. № 5. С. 2–6.

206. Козаченко В.Ф., Обухов Н.А., Трофимов С.А., Чуев П.В. Применение DSP-микроконтроллеров фирмы «Texas Instruments» в преобразователях частоты «Универсал» с системой векторного управления. *Электронные компоненты*. 2002. № 4. С. 61–64.

207. ALTERA Data Book, 1998. 157 p.

208. eZdsp 2812 Technical Reference: DSP Development Systems: Texas Instruments. 2002.

209. Chekhet E., Mikhalsky V., Sobolev V., Shapoval I. Control and commutation technique for matrix converters. *Технічна електродинаміка*. 2006. Ч. 1. Р.56–67. Темат. вип. «Проблеми сучасної електротехніки».
210. Digital Signal Controllers (DSCs) TMS320F28335 Data Manual: Texas Instruments. Literature Number: SPRS439F. 2009. 178 p.
211. Пантелейчук А. Цифровые сигнальные контроллеры с плавающей точкой. *Новости электроники*. 2008. № 11. С.3-5.
212. TMS320x2833x, 2823x Enhanced Pulse Width Modulator (ePWM) Module: Texas Instruments. Literature Number: SPRUG04A. 2009. 122 p.
213. Мисак Т.В., Михальський В.М., Соболев В.М., Чехет Е.М., Чопик В.В., Шаповал І.А. Застосування програмованих логічних інтегральних схем в системах керування матричними перетворювачами. *Технічна електродинаміка*. 2005. Ч. 1. С. 61–64. Темат. вип. "Силова електроніка та енергоефективність".
214. Hornkamp M., Loddenkoetter M., Muenzer M., Simon O., Bruckmann M. EconoMAC the first all-in-one IGBT module for matrix converters. Proceedings PCIM, 2001. P. 417-422.
215. Code Composer Studio User's Guide, Texas Instruments - Literature Number: SPRU328b, 2000.



## ДОДАТОК А

### СПИСОК ПУБЛІКАЦІЙ ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ ТА ВІДОМОСТІ ПРО АПРОБАЦІЮ РЕЗУЛЬТАТІВ РОБОТИ

**Наукові праці, в яких опубліковано основні наукові результати**

***Монографії:***

1. Загірняк М.В., Клепиков В.Б., Ковбаса С.М., Михальський В.М., Пересада С.М., Садовой О.В., Шаповал І.А. Енергоефективні електромеханічні системи широкого технологічного призначення. Київ: Інститут електродинаміки НАН України, 2018. 310 с.

***Публікації у фахових виданнях:***

2. Михальський В.М., Полищук С.И., Соболев В.Н., Чехет Э.М., Шаповал И.А. Энергетические соотношения в матричных преобразователях систем регулируемого асинхронного электропривода. *Технічна електродинаміка*. 2004. Ч.2. С.12–15. Темат. вип. «Силовая електроніка та енергоефективність».

3. Чехет Е.М., Шаповал І.А. Дослідження електромеханічних систем з матричним перетворювачем за допомогою станції швидкого прототипного тестування. *Праці Інституту електродинаміки НАН України*, 2005. №2(11). Ч.2. С.50–52.

4. Чехет Э.М., Соболев В.Н., Михальський В.М., Шаповал И.А., Полищук С.И. Тенденции развития матричных преобразователей для асинхронного электропривода. *Вестник НТУ "ХПИ"*, 2005. Вып. 45. С.32–37.

5. Мисак Т.В., Михальський В.М., Соболев В.М., Чехет Е.М., Чопик В.В., Шаповал І.А. Застосування програмованих логічних інтегральних схем в системах керування матричними перетворювачами. *Технічна електродинаміка*. 2005. Ч.1. С.61–64. Темат. вип. «Силовая електроніка та енергоефективність».

6. Chekhet E., Mikhalsky V., Sobolev V., Shapoval I. Control and commutation technique for matrix converters. *Технічна електродинаміка*. 2006. Ч.1. С. 56–67.

7. Михальський В.М., Соболев В.М., Чехет Е.М., Шаповал І.А., Чопик В.В. Реалізація алгоритму керування матричним перетворювачем за допомогою

DSP-мікроконтролера. *Міжвідомчий науково-технічний збірник "Електромашинобудування і електрообладнання"*. 2006. С.289–290. Темат. вип. «Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика».

8. Михальський В.М., Полищук С.И., Соболев В.Н., Чехет Э.М., Шаповал И.А. Передача реактивной энергии в матричных преобразователях. *Технічна електродинаміка*. 2006. Ч.1. С.15–18. Темат. вип. «Силовая електроніка та енергоефективність».

9. Чехет Е.М., Михальський В.М., Соболев В.М., Шаповал І.А. Матричні перетворювачі для електромеханічних систем змінного струму. *Праці Інституту електродинаміки НАН України*, 2007. №1(16). Ч.2. С.76–85.

10. Михальський В.М., Соболев В.М., Чехет Е.М., Чопик В.В., Шаповал І.А. Розробка і дослідження експериментального зразка матричного перетворювача з керуванням від DSP-мікроконтролера. *Технічна електродинаміка*. 2007. Ч.1. С.11–14. Темат. вип. «Силовая електроніка та енергоефективність».

11. Шаповал І.А., Чехет Е.М. Керування моментом і реактивною потужністю машини подвійного живлення з матричним перетворювачем. *Праці Інституту електродинаміки НАН України*. 2008. №20. С.67–69.

12. Пересада С.М., Шаповал І.А., Михальський В.М., Соболев В.М., Чехет Е.М. Векторне керування моментом і реактивною потужністю машини подвійного живлення з матричним перетворювачем. *Вісник Національного технічного університету "ХПІ"*. 2008. №30. С.72–77.

13. Шаповал І.А. Застосування машини подвійного живлення з матричним перетворювачем для керування потужністю вітрогенераторів. *Праці Інституту електродинаміки НАН України*. 2009. №22. С.43–48.

14. Шаповал І.А. Машина подвійного живлення з матричним перетворювачем в режимах генератора і двигуна. *Технічна електродинаміка*. 2009. №3. С.20–25.

15. Ivan Shapoval, Jon Clare, Eduard Chekhet Experimental Evaluation of the Variable Speed Doubly-Fed Induction Machine with Matrix Converter. *Przegląd Elektrotechniczny*

(*Electrical Review*). 2009. No.7. P.115–119 (Наукометрична база **Scopus**).

16. Акинін К.П., Антонов О.Є., Кіреєв В.Г., Михальський В.М., Соболев В.М., Шаповал І.А. Підвищення ефективності електромеханічних та напівпровідникових перетворювачів енергії. *Праці Інституту електродинаміки НАН України*. 2009. №23. С.3–12.

17. Пересада С.М., Шаповал І.А., Михальський В.М., Соболев В.М., Чехет Е.М. Керування кутовою швидкістю машини подвійного живлення з матричним перетворювачем. *Науково-технічний журнал "Електроінформ"*. 2009. С. 111–114. Темат. вип. "Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія й практика".

18. Михальський В.М., Соболев В.М., Чехет Е.М., Чопик В.В., Шаповал І.А. Особливості формування струмів в системі "мережа живлення з несиметричними напругами – матричний перетворювач". *Технічна електродинаміка*. 2009. Ч.1. С.16–23. Темат. вип. «Силова електроніка та енергоефективність».

19. Михальський В.М., Соболев В.М., Чопик В.В., Шаповал І.А. Керування автономними інверторами напруги із забезпеченням максимального коефіцієнта модуляції при неспотворюючому формуванні вихідної напруги засобами модифікованої ШІМ. *Технічна електродинаміка*. 2010. №1. С. 49–59.

20. Михальський В.М., Соболев В.М., Чопик В.В., Шаповал І.А. Визначення гармонічного складу та показників якості вихідної напруги АІН при застосуванні для широтно-імпульсної модуляції перервних модуляційних функцій. *Технічна електродинаміка*. 2010. №2. С. 41–51.

21. Shapoval I.A., Clare J.C. Speed control of a matrix converter excited doubly-fed induction machine. *Технічна електродинаміка*. 2011. №3. С. 19–25.

22. Антонов О.Є., Михальський В.М., Петухов І.С., Шаповал І.А., Чопик В.В. Шляхи підвищення ефективності електромеханічних систем та напівпровідникових перетворювачів частоти з широтно-імпульсною модуляцією для керування ними. *Праці Інституту електродинаміки НАН*

України. 2011. №29. С.5–17.

23. Михальський В.М., Шаповал І.А., Соболев В.М., Чопик В.В. Машина подвійного живлення з двоступеневим матричним перетворювачем. *Електротехнічні та комп'ютерні системи*. Київ, 2011. №03(79). С. 307–311. Темат. вип. "Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика".

24. Антонов О.Є., Михальський В.М., Петухов І.С., Шаповал І.А., Чопик В.В. Дослідження процесів в електромеханічних та напівпровідникових перетворювачах енергії. *Праці Інституту електродинаміки НАН України*. 2012. №32. С.5–19.

25. Михальський В.М., Соболев В.М., Шаповал І.А., Чопик В.В. Розширення діапазону регулювання вхідної реактивної потужності матричних перетворювачів засобами керування. *Технічна електродинаміка*. 2012. №2. С.53–54 (Наукометрична база Scopus).

26. Михальський В.М., Соболев В.М., Чопик В.В., Шаповал І.А. Керування матричним перетворювачем з використанням екстремальних положень просторових векторів керуючих функцій. *Технічна електродинаміка*. 2012. №6. С.27–37 (Наукометрична база Scopus).

27. Поліщук С.Й., Артеменко М.Ю., Михальський В.М., Батрак Л.М., Шаповал І.А. Стратегія керування паралельним активним фільтром з частковим послабленням складової нульової послідовності напруг трифазної чотирипровідної мережі. *Технічна електродинаміка*. 2013. №3. С.12–19 (Наукометрична база Scopus).

28. Чопик В.В., Михальський В.М., Поліщук С.Й., Соболев В.М., Шаповал І.А. Просторово-векторне керування паралельними активними фільтрами. *Технічна електродинаміка*. 2013. №4. С.34–41 (Наукометрична база Scopus).

29. Михальський В.М., Поліщук С.Й., Соболев В.М., Чопик В.В., Шаповал І.А. Способи мінімізації небажаних складових миттєвої потужності із застосуванням паралельних активних фільтрів. *Енергосбережение, энергетика, энергоаудит*. Спец. вип. 2013. Т.1. №8(114). С.224–226.

30. Михальський В.М., Соболев В.М., Шаповал І.А., Чопик В.В., Дорошенко А.Л. Керування машиною подвійного живлення з матричним перетворювачем в колі ротора при несиметрії напруг мережі живлення. *Вісник Національного технічного університету "ХПІ"*. 2013. №36(1009). С.248–252.

31. Михальський В.М., Соболев В.М., Чопик В.В., Шаповал І.А. Стратегія мінімізації небажаних складових миттєвої потужності із застосуванням різних топологій паралельних активних фільтрів. *Технічна електродинаміка*. 2014. №1. С.41–50 (Наукометрична база **Scopus**).

32. Михальський В.М., Соболев В.М., Чопик В.В., Шаповал І.А. Керування вхідною реактивною потужністю матричних перетворювачів. *Технічна електродинаміка*. 2014. №3. С.33–41 (Наукометрична база **Scopus**).

33. Михальський В.М., Соболев В.М., Поліщук С.Й., Чопик В.В., Шаповал І.А. Збільшення коефіцієнта передачі напруги матричного перетворювача при ненульових фазових зсувах між напругами та струмами на вході та виході. *Енергосбережение, энергетика, энергоаудит*. Спец. вып. 2014. Т.1. №9(128). С.104–109.

34. Дорошенко А.Л., Михальський В.М., Шаповал І.А. Дослідження алгоритмів керування електромагнітним моментом машини подвійного живлення за допомогою математичного моделювання. *Електротехнічні та комп'ютерні системи*. 2014. №15(91). С. 319-322. Темат. вип. "Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика".

35. Михальський В.М., Соболев В.М., Чопик В.В., Шаповал І.А. Максимізація діапазону керування матричними перетворювачами. *Технічна електродинаміка*. 2015. №1. С.7–13 (Наукометрична база **Scopus**).

36. Михальський В.М., Соболев В.М., Чопик В.В., Шаповал І.А. Поліпшення форми вхідних струмів матричних перетворювачів в умовах несиметричної та/або несинусоїдальної системи напруг мережі живлення. *Технічна електродинаміка*. 2015. №3. С.17–24 (Наукометрична база **Scopus**).

37. Михальський В.М., Соболев В.М., Чопик В.В., Шаповал І.А.

Поліпшення форми вхідних струмів матричних перетворювачів в умовах симетричної синусоїдальної системи напруг мережі живлення та несиметричного навантаження. *Технічна електродинаміка*. 2016. №2. С.29–34 (Наукометрична база **Scopus**).

38. Михальський В.М., Соболев В.М., Чопик В.В., Шаповал І.А., Артеменко М.Ю. Формування вхідного струму матричного перетворювача в умовах спотворень напруги мережі живлення. *Технічна електродинаміка*. 2016. №3. С.33–35 (Наукометрична база **Scopus**).

39. Михальський В.М., Соболев В.М., Чопик В.В., Шаповал І.А. Поліпшення форми вхідних струмів матричних перетворювачів в умовах несиметричної системи напруг мережі живлення та несиметричного навантаження. *Технічна електродинаміка*. 2017. №1. С.35–43 (Наукометрична база **Scopus**).

40. Дорошенко А.Л., Михальський В.М., Шаповал І.А. Дослідження алгоритму керування швидкістю повністю керованої машини подвійного живлення. *Вісник Національного технічного університету "ХПІ"*. 2017. №27(1249). С.53–57.

41. Шаповал І.А., Михальський В.М., Дорошенко А.Л. Регулювання швидкості машини подвійного живлення з керованими перетворювачами в колах статора і ротора. *Технічна електродинаміка*. 2017. №6. С.18–25 (Наукометрична база **Scopus**).

42. Михальський В.М., Соболев В.М., Чопик В.В., Шаповал І.А. Моделювання системи генерування електроенергії на базі машини подвійного живлення з функціями активної фільтрації та компенсації реактивної потужності. *Технічна електродинаміка*. 2018. №5. С.52–56 (Наукометрична база **Scopus**).

#### ***Матеріали конференцій:***

43. Shapoval I., Peresada S., Asher G. and Clare J. Torque and Reactive Power Control of Doubly-Fed Induction Machine with Matrix Converter. ISIE 2008. Proceedings of IEEE International Symposium on Industrial Electronics. Cambridge.

United Kingdom. 30 June–2 July 2008. P. 2469–2474 (Наукометрична база **Scopus**).

44. Shapoval I., Clare J., Chekhet E. Experimental Study of a Matrix Converter Excited Doubly-Fed Induction Machine in Generation and Motoring. EPE-PEMC 2008. Proceedings of 13th International Power Electronics and Motion Control Conference. Poznan. Poland. 1–3 Sept. 2008. P. 307–312 (Наукометрична база **Scopus**).

45. Дорошенко А.Л., Шаповал І.А. Огляд систем електропривода на базі машини подвійного живлення з різними типами перетворювачів частоти. Збірник наукових праць XI Міжнародної науково - технічної конференції молодих учених і спеціалістів «Електромеханічні та енергетичні системи, методи моделювання та оптимізації». Кременчук. Україна. 9–11 квітня 2013. С.41–42.

46. Дорошенко А.Л., Шаповал І.А. Дослідження алгоритмів керування електромагнітним моментом машини подвійного живлення. Збірник наукових праць XII Міжнародної науково-технічної конференції молодих учених і спеціалістів «Електромеханічні та енергетичні системи, методи моделювання та оптимізації». Кременчук. 10–11 квітня 2014. С. 25–26.

47. Mykhalskyi V.M., Sobolev V.M., Chopyk V.V., Polishchuk S.Y., Shapoval I.A. Matrix converter control strategy maximizing reactive power transfer. IEPS-2014. Proceedings of the IEEE International Conference on Intelligent and Power Systems. Kyiv. Ukraine. 2-6 June 2014. P.26–31 (Наукометрична база **Scopus**).

48. Mykhalskyi V.M., Sobolev V.M., Chopyk V.V., Polishchuk S.Y., Shapoval I.A. Power Quality Improvement of the Matrix Converter Input Currents in the Case of Unbalanced and/or Nonsinusoidal Supply Voltages. ELNANO-2015. Proceedings of the IEEE 35th International Scientific Conference Electronics and Nanotechnology. Kyiv. Ukraine. 21-24 April 2015. P. 528–533 (Наукометрична база **Scopus**).

49. Mykhalskyi V.M., Sobolev V.M., Chopyk V.V., Polishchuk S.Y., Shapoval I.A. The Matrix Converter Input Current Formation in the Case of Unbalanced Load. IEPS-2016. Proceedings of the 2<sup>nd</sup> International Conference on Intelligent and Power

Systems. Kyiv. Ukraine. 7-11 June 2016. P.23–25 (Наукометрична база **Scopus**).

50. Mykhalskyi V.M., Sobolev V.M., Chopyk V.V., Polishchuk S.Y., Shapoval I.A. Reduction of the Input Current Harmonic Content in Matrix Converters under Unbalance of the Input Voltages and the Load. ELNANO-2017. Proceedings of the IEEE 37th International Conference on Electronics and Nanotechnology. Kyiv. Ukraine. 18-20 April 2017. P. 485–488 (Наукометрична база **Scopus**).

51. Shapoval I.A., Mykhalskyi V.M., Doroshenko A.L., Polishchuk S.Y., Peresada S.M. Study of the Torque Control Algorithm for a Doubly-Fed Full-Controlled Induction Machine. MEES-2017. Proceedings of the International Conference on “Modern electrical and energy systems”. Kremenichuk. Ukraine. 15-17 November 2017. P. 56–59 (Наукометрична база **Scopus**).

52. Mykhalskyi V.M., Sobolev V.M., Chopyk V.V., Polishchuk S.Y., Shapoval I.A. Vector Control for Double-Inverter-Fed Wound-Rotor Induction Machine. ELNANO-2018. Proceedings of the IEEE 38th International Conference on Electronics and Nanotechnology. Kyiv. Ukraine. 24-26 April 2018. P. 552–557 (Наукометрична база **Scopus**).

53. Shapoval I.A., Mykhalskyi V.M., Sobolev V.M., Chopyk V.V., Polishchuk S.Y. Selective Compensation of Current Harmonics in Grid-Connected Doubly-Fed Induction Generator based Wind Energy System. IEPS-2018. Proceedings of the 3<sup>rd</sup> International Conference on Intelligent and Power Systems. Kharkiv. Ukraine. 10-14 September 2018 (Наукометрична база **Scopus**).

**Особистий внесок здобувача.** Основні положення і результати, які виносяться на захист, належать авторів особисто. У наукових працях, опублікованих у співавторстві, здобувачу належать: [1, 18] – розробка стратегії формування струмів матричних перетворювачів; [2] – аналіз енергетичних співвідношень в матричних перетворювачах; [3] – розробка структури системи керування; [4] – розробка методу розрахунку відносних тривалостей станів двоступеневого матричного перетворювача; [5-7, 9, 10] – розробка алгоритмів керування матричним перетворювачем за допомогою цифрових сигнальних



процесорів; [8, 25, 26, 32, 33, 47] – розробка алгоритму передачі реактивної енергії матричних перетворювачем; [11-17, 21, 43, 44] – розробка алгоритму керування МПЖ з матричним перетворювачем; [19, 20] – стратегія формування струмів; [22] – побудова алгоритму векторної ШІМ; [23, 24] – розробка алгоритму керування МПЖ з двоступеневим матричним перетворювачем; [34, 40, 45, 46] – метод керування комплексом генерування електроенергії на базі МПЖ, який полягає в застосуванні об'єднаної ланки постійного струму перетворювачів в статорі і роторі; [27-29, 31] – розробка стратегії керування напівпровідниковими перетворювачами в ланці ротора МПЖ з функціями паралельної активної фільтрації; [30] – розробка алгоритму керування МПЖ з матричним перетворювачем при несиметрії напруг мережі; [35] – алгоритм формування керуючих функцій матричних перетворювачів; [36-39, 48, 49, 50] – аналіз якості вхідного струму матричних перетворювачів; [41, 51, 52] – метод керування повністю керованою машиною подвійного живлення; [42, 53] – розробка методу вибіркової компенсації гармонічних складових генерованого струму МПЖ.

### Наукові праці апробаційного характеру

1. Чехет Э.М., Михальский В.М., Пересада С.М., Соболев В.Н., Шаповал И.А. Матричные преобразователи для электромеханических систем переменного тока. *Технічна електродинаміка*. 2004. Ч.1. С. 92–103. Темат. вип. «Проблеми сучасної електротехніки».

2. Михальский В.М., Пересада С.М., Соболев В.Н., Чехет Э.М., Шаповал И.А. Станция быстрого прототипного тестирования электромеханических систем с матричным преобразователем. *Електротехніка*. 2004. №6. С.31–34 (Наукометрична база **Scopus**).

3. Чехет Е.М., Шаповал І.А. Аналіз роботи машини подвійного живлення з матричним перетворювачем. *Праці Інституту електродинаміки НАН України*. 2004. №2(8). С.103–106.

4. Шаповал І.А., Чехет Е.М., Михальський В.М., Соболев В.М. Застосування машини подвійного живлення з матричним перетворювачем для

керування потужністю вітрогенераторів. Праці третьої міжнародної науково-практичної конференції "Нетрадиційні і поновлювальні джерела енергії як альтернативні первинним джерелам енергії в регіоні". Львів. Україна. 2005. С.186–191.

5. Михальський В.М., Полищук С.И., Соболев В.Н., Чехет Э.М., Шаповал И.А., Чопик В.В. Стратегия формирования пространственного вектора выходного напряжения матричного преобразователя в нижней части диапазона регулирования электропривода переменного тока. *Збірник наукових праць Дніпродзержинського державного технічного університету (технічні науки)*. Дніпродзержинськ, 2007. С.126–131. Темат. вип. "Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика".

6. Михальський В.М., Соболев В.Н., Чехет Э.М., Чопик В.В., Шаповал И.А. Геометрический аспект решения проблемы "мертвого времени" в преобразователях частоты с векторной широтно-импульсной модуляцией. *Технічна електродинаміка*. 2008. Ч.2. С. 89–94. Темат. вип. «Проблеми сучасної електротехніки».

7. Михальський В.М., Полищук С.И., Соболев В.Н., Чехет Э.М., Чопик В.В., Шаповал И.А. Компенсация "мертвого времени" в преобразователях частоты с пространственной векторной модуляцией. *Технічна електродинаміка*. 2008. Ч.1. С.12–17. Темат. вип. «Силовая електроніка та енергоефективність».

8. Акинін К.П., Антонов О.Є., Петухов І.С., Михальський В.М., Шаповал І.А., Чопик В.В. Побудова електромеханічних перетворювачів енергії підвищеної ефективності. *Праці Інституту електродинаміки НАН України*. 2010. №26. С.3–12.

9. Михальський В.М., Пересада С.М., Соболев В.Н., Чопик В.В., Шаповал И.А. Пульсации электромагнитного момента асинхронного двигателя при управлении от автономного инвертора напряжения с широтно-импульсной модуляцией. *Технічна електродинаміка*. 2010. Ч.1. С.5–11. Темат. вип. «Силовая електроніка та енергоефективність».

10. Михальський В.М., Соболев В.Н., Чопик В.В., Шаповал І.А. Управление матричными преобразователями с использованием метода сингулярного разложения при несимметрии напряжений питающей сети. *Технічна електродинаміка*. 2011. Ч.2. С.113–120. Темат. вип. «Силова електроніка та енергоефективність».

11. Михальський В.М., Соболев В.М., Чопик В.В., Шаповал І.А. Алгоритми керування матричними перетворювачами з розширеним діапазоном регулювання вхідної реактивної потужності та їх вплив на пульсації електромагнітного моменту асинхронних двигунів. *Електромеханічні і енергозберігаючі системи*. Кременчук, 2012. №03/2012(19). С. 421–424. Темат. вип. "Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія й практика".

12. Антонов О.Є., Михальський В.М., Кіреєв В.Г., Петухов І.С., Соболев В.В., Шаповал І.А., Чопик В.В., Філоменко А.А. Дослідження напівпровідникових перетворювачів електроенергії та електромеханічних систем на основі магнітоелектричних двигунів. *Праці Інституту електродинаміки НАН України*. 2013. №35. С.5–15.

13. Антонов О.Є., Михальський В.М., Кіреєв В.Г., Петухов І.С., Мисак Т.В., Поліщук С.Й., Шаповал І.А., Чопик В.В., Філоменко А.А. Процеси перетворення енергії в електромеханічних та напівпровідникових перетворювачах нових типів. *Праці Інституту електродинаміки НАН України*. 2014. №38. С.5–17.

14. Михальський В.М., Поліщук С.Й., Соболев В.М., Чопик В.В., Шаповал І.А. Розширення діапазону регулювання вхідного реактивного струму матричних перетворювачів на основі SVD-перетворення. *Технічна електродинаміка*. 2014. № 4. С. 70–72 (Наукометрична база **Scopus**).

15. Михальський В.М., Соболев В.М., Чопик В.В., Поліщук С.Й., Шаповал І.А. Модифікація алгоритмів керування матричним перетворювачем для мінімізації кількості комутацій ключів. *Електротехніка і електромеханіка*. Спец. вип. 2016. №4(1). С.94–97.

16. Chekhet E., Mikhalsky V., Peresada S., Shapoval I., Sobolev V. Application of the Matrix Converter for Vector Controlled Doubly-Fed Induction Machine. EPE-PEMC'2004. Proceedings of the 11th International Power Electronics and Motion Control Conference, Riga. Latvia. 2004. A23175 on CD-ROM.

17. Eduard Chekhet, Ivan Shapoval, Valeriy Mikhalsky, Vladimir Sobolev, Sergei Peresada Control of the Stand-alone Doubly Fed Induction Generator Supplied by the Matrix Converter. REBUS'06. Proceedings of the International Workshop on Renewable Energy Based Units and Systems. St. Petersburg. Russia. June, 2006. P. 35–40.

18. Artemenko M.Yu., Batrak L.M., Polishchuk S.Y., Mykhalskyi V.M., Shapoval I.A. Minimization of Cable Losses in Three-Phase Four-Wire Systems by means of Instantaneous Compensation with Shunt Active Filters. ELNANO-2013. Proceedings of the IEEE XXXIII International Scientific Conference Electronics and Nanotechnology. Kyiv. Ukraine. 16-19 April 2013. P. 359–362 (Наукометрична база **Scopus**).

19. Artemenko M.Yu., Batrak L.M., Polishchuk S.Y., Mykhalskyi V.M., Shapoval I.A. The Effect of Load Power Factor on the Efficiency of Three-Phase Four-Wire Power System with Shunt Active Filter. ELNANO-2016. Proceedings of the IEEE 36th International Conference on Electronics and Nanotechnology. Kyiv. Ukraine. 19-21 April 2016. P. 277–282 (Наукометрична база **Scopus**).

20. Artemenko M.Yu., Batrak L.M., Polishchuk S.Y., Mykhalskyi V.M., Shapoval I.A. Reactive Compensation of Non-Active Power in Hybrid Shunt Filter of Three-Phase Four-Wire System at Random Load. IEPS-2016. Proceedings of the 2<sup>nd</sup> International Conference on Intelligent and Power Systems. Kyiv. Ukraine. 7-11 June 2016. P.26–30 (Наукометрична база **Scopus**).

21. Artemenko M.Yu., Polishchuk S.Y., Mykhalskyi V.M., Shapoval I.A. Apparent Power Decompositions of Three-Phase Power Supply System to Develop Control Algorithms of Shunt Active Filter. UKRCON-2017. Proceedings of the IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering. Kyiv. Ukraine. May 29–June 2 2017. P. 495–499 (Наукометрична база **Scopus**).

**ДОДАТОК Б**  
**АКТИ ВПРОВАДЖЕННЯ ТА ВИКОРИСТАННЯ**  
**РЕЗУЛЬТАТІВ ДИСЕРТАЦІЇ**

«ЗАТВЕРДЖУЮ»

Генеральний директор

ТОВ "НДІ "Перетворювач", к.т.н.

Андріанов Ю.О.

2019г.



## АКТ

використання наукових і практичних результатів дисертаційної роботи к.т.н.

Шаповала І.А.

Результати дисертаційної роботи "Наукові основи створення комплексів генерування електроенергії з функціями компенсації реактивної потужності та активної фільтрації на базі машини подвійного живлення", представленої на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук, старшого наукового співробітника ІЕД НАН України к.т.н. Шаповала Івана Андрійовича були використані в ТОВ "НДІ "Перетворювач" (м. Запоріжжя) при виконанні проектів по створенню перетворювачів частоти типу МПЧ для вітроелектричних установок та перетворювачів для живлення власних потреб електропоїздів в тому числі:

1. При створенні системи керування перетворювачем частоти для ВЕУ з аеродинамічною мультиплікацією типу ТГ-1000 використано алгоритм керування статорним струмом турбогенератора, який (окремий випадок), забезпечує симетрію вихідного струму перетворювача в умовах наявності несиметрії напруг в ланці постійного струму трьохрівневих інверторів, що дало змогу виконати вимоги технічного завдання на перетворювач.
2. При розробці статичних фазорозчіплювачів (на заміну електромашинних) для живлення власних потреб електропоїздів змінного струму використано алгоритм компенсації гармонічних складових у вихідному трифазному струмі змінної частоти, визваних наявністю пульсацій постійної напруги активного випрямляча однофазного струму у широкому діапазоні змін вхідної напруги.

Зам. генерального директора-  
директор з науки  
ТОВ "НДІ "Перетворювач", д.т.н., проф.

Директор з виробництва  
ТОВ "НДІ "Перетворювач", к.т.н.

Андрієнко П.Д.

Немудрий І.Ю.



**«ЗАТВЕРДЖУЮ»**

Декан факультету  
електроенерготехніки та автоматики  
Національного технічного університету  
України "Київський політехнічний  
інститут імені Ігоря Сікорського",  
д.т.н. професор

О.С. Яндульський

**АКТ**

**використання наукових і практичних результатів дисертаційної роботи  
на тему «Наукові основи створення комплексів генерування  
електроенергії з функціями компенсації реактивної потужності та  
активної фільтрації на базі машини подвійного живлення»**

**к.т.н. Шаповала Івана Андрійовича**

Акт складено в тому, що наукові та практичні результати дисертаційної роботи «Наукові основи створення комплексів генерування електроенергії з функціями компенсації реактивної потужності та активної фільтрації на базі машини подвійного живлення» старшого наукового співробітника Інституту електродинаміки НАН України, к.т.н. Шаповала І.А. використано на кафедрі відновлюваних джерел енергії факультету електроенерготехніки та автоматики Національного технічного університету України "Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського" при виконанні другого етапу НДР (2018 рік) "Комплексні системи енергозабезпечення автономних об'єктів на базі використання відновлюваних джерел енергії" (тема №2037, № ДР 0117U004325).

І.А. Шаповал розробив стратегію зниження несиметрії та несинусоїдальності струмів в системі генерування електроенергії на основі машини подвійного живлення в умовах підключення нелінійних навантажень. Компенсація реактивної потужності засобами машини подвійного живлення та активна фільтрація струму з використанням

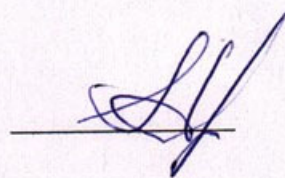


можливостей напівпровідникового перетворювача в роторній ланці є основою запропонованої стратегії.

Шаповал І.А. розробив математичну модель системи генерування електроенергії з машиною подвійного живлення, на основі якої виконано математичне моделювання відпрацювання траєкторії заданого моменту машини подвійного живлення за умови її збудження по колу ротора при орієнтації системи координат вздовж вектора головного магнітного потоку та за умови ортогональності вектора струму статора і вектора згаданого магнітного потоку. За допомогою цієї математичної моделі Шаповал І.А. дослідив метод керування комплексом генерування електроенергії на базі МПЖ, який полягає в застосуванні об'єднаної ланки постійного струму перетворювачів в статорі і роторі та дозволяє забезпечити адаптивність до спотворень мережі і підвищити якість генерованої електроенергії.

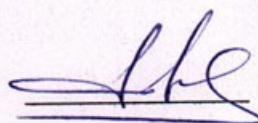
Отримані І.А. Шаповалом наукові результати використано в курсі навчальної дисципліни "Робота енергоустановок з відновлюваними джерелами енергії в центральних мережах", зокрема в розділі "Робота вітроелектричних станцій в центральних мережах" при підготовці магістрів за спеціальністю 141-Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка, згідно освітньої-наукової та освітньо-професійної програми підготовки магістрів «Нетрадиційні та відновлювані джерел енергії».

Зав.каф. ВДЕ,  
чл.-кор. НАН України  
докт. техн. наук, професор



С.О. Кудря

Доц. каф. ВДЕ  
канд. техн. наук, доцент



В.І. Будько



Національна академія наук  
України  
ІНСТИТУТ  
ВІДНОВЛЮВАНОЇ ЕНЕРГЕТИКИ



National Academy of Sciences of  
Ukraine  
INSTITUTE  
OF RENEWABLE ENERGY

02094, м. Київ,  
вул. Гната Хоткевича, 20А  
(юридична адреса: 02068, м. Київ,  
вул. Драгоманова, 17)  
Тел./факс +38-044-206-28-09  
e-mail: renewable@ukr.net

Hnata Khotkevycha, 20A,  
02094, Kyiv-94, Ukraine  
(legal-address: 02068, Kyiv,  
street. Drahomanova, 17  
Phone/fax: +38-044-206-28-09  
e-mail: renewable@ukr.net

**ЗАТВЕРДЖУЮ**

Заступник директора  
з наукової роботи,  
член-кореспондент  
НАН України



В.Ф. Рєзцов  
2019 р.

### АКТ

про використання результатів докторської дисертації  
"Наукові основи створення комплексів генерування електроенергії  
з функціями компенсації реактивної потужності та активної  
фільтрації на базі машини подвійного живлення"  
старшого наукового співробітника  
Інституту електродинаміки НАН України  
Шаповала Івана Андрійовича

Даним актом підтверджується, що наукові результати докторської дисертаційної роботи старшого наукового співробітника ІЕД НАН України Шаповала Івана Андрійовича, яка присвячена розвитку теорії керування машиною подвійного живлення шляхом створення нових методів зниження несиметрії та несинусоїдальності струмів в системі генерування електроенергії, були використані при здійсненні освітньо-професійної підготовки докторів філософії у галузі знань *електрична інженерія (шифр*

галузі 14) за спеціальності електроенергетика, електротехніка та електромеханіка (код спеціальності 141) згідно Програми навчальної дисципліни «Процеси перетворення енергії водотоків зі змінними параметрами в електричну енергію» (ліцензія МОН України серія ЛВ №000424, наказ МОН України від 23.12.2016 №1512л).

Створено програмні алгоритми мікропроцесорних систем на базі контролерів з фіксованою та плаваючою кодами для організації керування машиною подвійного живлення, що є придатними для високоефективного застосування в електромеханічних комплексах генерування електроенергії зі змінною швидкістю обертання вала генератора.

Розроблено програмне забезпечення, яке дозволяє здійснити практичну реалізацію методів керування електричним гідрогенератором подвійного живлення для ефективного перетворення енергії водотоків зі змінними параметрами в електричну енергію та її передачу в промислову електросистему.

Завідувач відділу гідроенергетики,  
доктор технічних наук



Васько П.Ф.





м. Київ, пр. Перемоги, 56  
 тел./факс: ( 044 ) 456-42-48;  
[www.tems.com.ua](http://www.tems.com.ua)  
 e-mail: [tems@ukr.net](mailto:tems@ukr.net)

Р/р 26004141037  
 у АТ „Райффайзен Банк  
 Аваль”, м.Київ МФО 380805

Вих. № 34/18 від 16.10.2018 р.

## АКТ

про використання і впровадження результатів докторської дисертації к.т.н.

**Шаповала Івана Андрійовича**

Цим актом підтверджується, що результати докторської дисертаційної роботи "Наукові основи створення комплексів генерування електроенергії з функціями компенсації реактивної потужності та активної фільтрації на базі машини подвійного живлення" старшого наукового співробітника ІЕД НАН України Шаповала Івана Андрійовича, а саме, стратегія компенсації несиметрії і несинусоїдальності генерованих струмів машини подвійного живлення в умовах підключення нелінійних навантажень, була використана 16.09.2018 року при дослідженні систем генерування електроенергії.

Досліджено два алгоритми векторного керування моментом МПДЖ: ортогональне керування, при якому підтримується сталість головного магнітного потоку і ортогональність векторів струму статора й магнітного потоку та керування з мінімізацією втрат в міді, що безпосередньо залежать від струму, який протікає по обмотках і, в свою чергу, залежить від навантаження на валу, та втрат в сталі, які визначаються магнітними властивостями матеріалів, що використовуються, величиною магнітного потоку і частотою обертання електромагнітного поля статора і ротора.

Було досліджено комбінований метод компенсації гармонічних складових генерованого струму машини подвійного живлення, який полягає в об'єднанні компенсаційних впливів машини подвійного живлення і напівпровідникового перетворювача в роторній ланці на підвищення якості генерованої електроенергії.

Використання результатів дисертаційної роботи дає змогу виконати вимоги забезпечення електромагнітної сумісності у разі приєднання нелінійних навантажень до точки загального підключення.

Зам. директора НТФ «ТЕМС»



О.О. Герасименко



# ТОВАРИСТВО З ОБМЕЖЕНОЮ ВІДПОВІДАЛЬНІСТЮ «ЄВРО-РЕКОНСТРУКЦІЯ»

Юридична адреса:  
01011, м. Київ, Україна,  
вул. Панаса Мирного, 28, офіс 20  
Тел./факс: (044) 221-08-74

Адреса для листування:  
02660 МСП, Київ, Україна,  
вул. Гната Хоткевича 20  
Тел.: (044) 291-08-07  
Факс: (044) 574-03-74

Ел.пошта: [kanc@euro.tec4.kiev.ua](mailto:kanc@euro.tec4.kiev.ua)

12.03.2019 № 15/482



АКТ

використання наукових і практичних результатів старшого наукового співробітника Інституту електродинаміки НАН України к.т.н. Шаповала Івана Андрійовича

Даним актом підтверджується, що наукові результати докторської дисертаційної роботи "Наукові основи створення комплексів генерування електроенергії з функціями компенсації реактивної потужності та активної фільтрації на базі машини подвійного живлення" старшого наукового співробітника ІЕД НАН України Шаповала Івана Андрійовича, яка присвячена розвитку теорії керування машиною подвійного живлення шляхом створення нових методів зниження несиметрії та несинусоїдальності струмів в системі генерування електроенергії, були використані та впроваджені при створенні систем керування електрогенераторами.

Найбільш важливими науковими результатами, які використовуються на підприємстві, є алгоритми керування машиною подвійного живлення з двоступеневим матричним перетворювачем в колі ротора, які гарантують відпрацювання моменту за умови стабілізації коефіцієнта потужності статора МПЖ на рівні одиниці. Таке рішення придатне для практичного застосування у системах генерування електроенергії на основі машини подвійного живлення. Топологія двоступеневих матричних перетворювачів дозволяє модифікувати їх з метою зменшення кількості силових транзисторів; дозволяє спростити комутацію двонаправлених ключів, приєднаних безпосередньо до мережі, оскільки є можливість комутувати силові ключі при нульовому струмі.

Використання результатів дисертаційної роботи забезпечує підвищення якості генерованої системою електроенергії.

Нач. електроцеху  
ТОВ «ЄВРО-РЕКОНСТРУКЦІЯ»

В.П. Двойних



«ЗАТВЕРДЖУЮ»



Директор Інституту  
електродинаміки НАН України,  
академік НАН України

 О.В. Кириленко

### АКТ

про використання результатів докторської дисертаційної роботи "Наукові основи створення комплексів генерування електроенергії з функціями компенсації реактивної потужності та активної фільтрації на базі машини подвійного живлення", представленої к.т.н. Шаповалом Іваном Андрійовичем на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук

Чинний акт підтверджує, що к.т.н. Шаповал І.А. в 2010-2014 рр. був відповідальним виконавцем фундаментальної НДР "Розробка та дослідження засобів підвищення якості електроенергії на вході і виході напівпровідникових перетворювачів частоти, напруги і струму в умовах несиметрії та несинусоїдальності напруг мережі живлення" (шифр "Модулятор", № ДР 0109U006757), що виконувалась за Постановою Бюро Відділення фізико-технічних проблем енергетики НАН України (протокол № 13 від 06.10.2009 р.), а в 2015-2018 рр. - фундаментальної НДР "Розробка та дослідження ефективних засобів і методів керування напівпровідниковими перетворювачами та електромеханічними системами для забезпечення електромагнітної сумісності джерел електроенергії та споживачів" (шифр "Модулятор-2", № ДР 0115U002581), що виконувалась за Постановою Бюро Відділення фізико-технічних проблем енергетики НАН України (протокол №16 від 18.11.2014 р.).

При виконанні НДР "Модулятор" І.А. Шаповал розробив стратегію керування мережевим інвертором з функціями активної фільтрації в чотирипровідній трифазній мережі, при застосуванні якої вектор миттєвих струмів трифазного джерела пропорційний вектору миттєвих фазних напруг з частковим послабленням складової нульової послідовності. При оптимальному значенні коефіцієнта послаблення складової нульової послідовності та значній несиметрії фазних напруг ця стратегія дає переваги за потужністю втрат у силовому кабелі до 2 разів порівняно зі стратегією керування при повному збереженні складової нульової послідовності, та до 8% – у порівнянні зі стратегією керування при повному видаленні складової нульової послідовності.



Результати експерименту підтверджують адекватність запропонованих нових співвідношень модифікованої теорії миттєвої потужності та ілюструють можливість зменшення до 23% потужності миттєвих втрат та до 15% – інтегральних втрат в лінії передачі при застосуванні запропонованої стратегії формування вектора струмів джерела пропорційним вектору фазних напруг з оптимально послабленою складовою нульової послідовності.

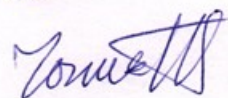
При виконанні НДР "Модулятор-2" І.А. Шаповал розробив математичну модель системи генерування електроенергії з машиною подвійного живлення, виконав математичне моделювання роботи машини подвійного живлення з комбінованим методом компенсації гармонік і реактивної потужності за умови підключення до точки загального приєднання нелінійного навантаження. Використання такої моделі дає змогу досліджувати стратегію компенсації впливу несиметрії напруг мережі на роботу системи генерування електроенергії. При цьому інвертор в роторній ланці МПЖ забезпечує генерування максимальної вихідної активної потужності і мінімізацію гармонічних складових у струмі статора, а активний випрямляч – плавне регулювання напруги в ланці постійного струму і споживання синусоїдального вхідного струму.

Зав. відділу перетворення  
та стабілізації електромагнітних  
процесів,  
член-кореспондент НАН України,  
д.т.н., професор

Старший науковий співробітник,  
к.т.н.



В.М. Михальський



В.В. Чопик