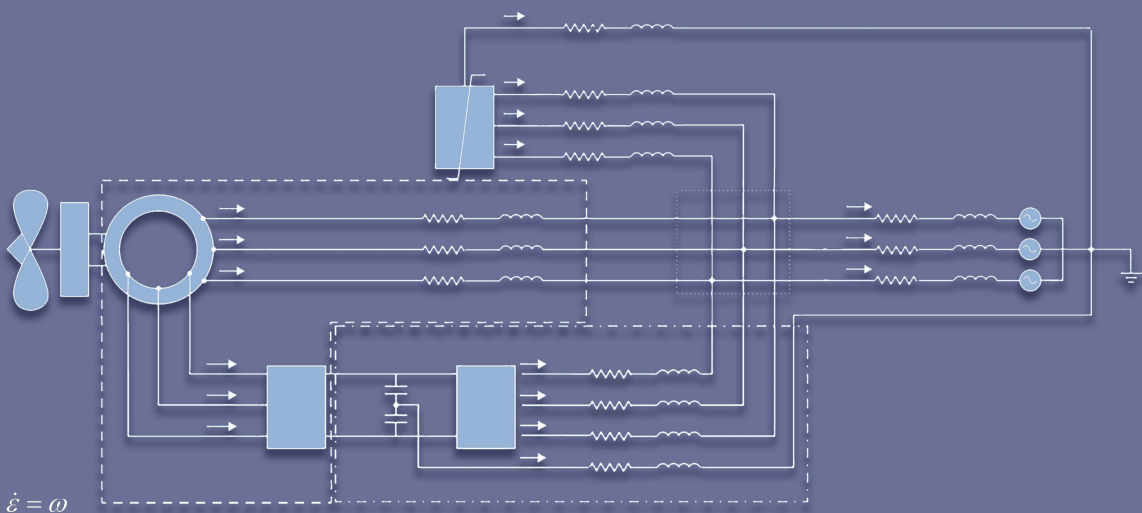


І.А. ШАПОВАЛ, В.М. МИХАЛЬСЬКИЙ,

М.Ю. АРТЕМЕНКО, С.Й. ПОЛІЩУК, В.В. ЧОПИК

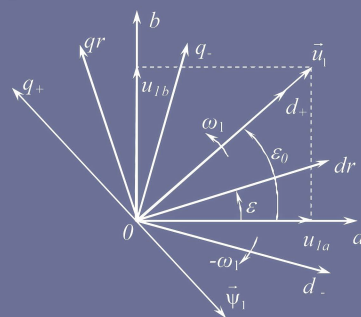
КОМПЛЕКСИ ГЕНЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ З ФУНКЦІЯМИ КОМПЕНСАЦІЇ РЕАКТИВНОЇ ПОТУЖНОСТІ ТА АКТИВНОЇ ФІЛЬТРАЦІЇ НА БАЗІ МАШИНИ ПОДВІЙНОГО ЖИВЛЕННЯ



$$\dot{\omega} = \frac{1}{J} \left(\mu p_n (\psi_{1q} i_{2d} - \psi_{1d} i_{2q}) - M_H \right)$$

$$\dot{\psi}_{1d} = -\alpha_1 \psi_{1d} + \omega_1 \psi_{1q} + \alpha_1 L_m i_{2d} + U_m$$

$$\dot{\psi}_{1q} = -\alpha_1 \psi_{1q} - \omega_1 \psi_{1d} + \alpha_1 L_m i_{2q}$$



НАЦІОНАЛЬНА АКАДЕМІЯ НАУК УКРАЇНИ
ІНСТИТУТ ЕЛЕКТРОДИНАМІКИ

**І.А. Шаповал, В.М. Михальський, М.Ю. Артеменко,
С.Й. Поліщук, В.В. Чопик**

**КОМПЛЕКСИ ГЕНЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ З
ФУНКЦІЯМИ КОМПЕНСАЦІЇ РЕАКТИВНОЇ
ПОТУЖНОСТІ ТА АКТИВНОЇ ФІЛЬТРАЦІЇ НА БАЗІ
МАШИНИ ПОДВІЙНОГО ЖИВЛЕННЯ**

Київ
2020

УДК 621.313.333.1: 62-83

Друкується
за постановою
вченої ради Інституту електродинаміки НАН України
(Протокол №7 від 17 вересня 2020 року)

Рецензенти: О.С. Бешта, член-кореспондент НАН України
С.О. Кудря, член-кореспондент НАН України

Комплекси генерування електроенергії з функціями компенсації реактивної потужності та активної фільтрації на базі машини подвійного живлення. Монографія / Шаповал І.А., Михальський В.М., Артеменко М.Ю., Поліщук С.Й., Чопик В.В. Київ, Інститут електродинаміки НАН України, 2020, 241 с.
ISBN 978-966-02-9402-8

У монографії представлено результати досліджень комплексів генерування електроенергії на базі машини подвійного живлення з перетворювачами у колах ротора та статора, спрямовані на підвищення якості генерованої електроенергії. Розроблено стратегію компенсації несиметрії та несинусоїдальності генерованих струмів машини подвійного живлення в умовах підключення нелінійних навантажень. Створено новий метод керування повністю керованою машиною подвійного живлення. Показано новий 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 для підвищення якості генерованої електроенергії та дає змогу виконати вимоги забезпечення електромагнітної сумісності у разі приєднання нелінійних навантажень до точки загального підключення. Наведено результати експериментальних досліджень комплексів генерування електроенергії на базі машини подвійного живлення.

Для фахівців, які займаються розробкою і дослідженням систем генерування, аспірантів і студентів відповідних спеціальностей.

В монографии представлены результаты исследований комплексов генерирования электроэнергии на базе машины двойного питания с преобразователями в цепях ротора и статора, направленные на повышение качества вырабатываемой электроэнергии. Разработана стратегия компенсации несимметрии и несинусоидальности генерируемых токов машины двойного питания в условиях подключения нелинейных нагрузок. Создан новый метод управления полностью управляемой машиной двойного питания. Показан новый комбинированный метод компенсации гармонических составляющих генерируемого тока машины двойного питания, который состоит в объединении компенсационных воздействий машины двойного питания и полупроводникового преобразователя в роторной цепи для повышения качества вырабатываемой электроэнергии и позволяет выполнить требования обеспечения электромагнитной совместимости в случае присоединения нелинейных нагрузок к точке общего подключения. Представлены результаты экспериментальных исследований комплексов генерирования электроэнергии на базе машины двойного питания.

Для специалистов, занимающихся разработкой и исследованием систем генерирования, аспирантов и студентов соответствующих специальностей.

ISBN 978-966-02-9402-8

© Інститут електродинаміки НАН України, 2020

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ

АД	– асинхронний двигун
АІН	– автономний інвертор напруги
ВЕС	– вітроелектростанція
ВШІМ	– векторна широтно-імпульсна модуляція
ДРГ	– джерело розосередженого генерування
ЕРС	– електрорушійна сила
ККД	– коефіцієнт корисної дії
МІ	– мережевий інвертор
МП	– матричний перетворювач
МПЖ	– машина подвійного живлення
НН	– нелінійне навантаження
ПЛМ	– програмована логічна матриця
ПЧ	– перетворювач частоти
РГ	– розосереджене генерування
РІ	– роторний інвертор
СГЕ	– система генерування електроенергії
ТЗП	– точка загального приєднання
ШІМ	– широтно-імпульсна модуляція
DFOC	– Direct Field Oriented Control / пряме векторне керування з орієнтацією за вектором потокозчеплення ротора
DSP	– digital signal processor / цифровий сигнальний процесор
DTC	– Direct Torque Control / пряме керування моментом
THD	– Total Harmonic Distortion factor / загальний коефіцієнт гармонічних спотворень

ПЕРЕДМОВА

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 відновних джерел енергії, таких як вітро-, гідро- і сонячні джерела енергії. Водночас, масове впровадження регульованих електроприводів на основі класичних перетворювачів (з некерованими діодними випрямлячами) призводить до погіршення якості електроенергії мережі живлення для інших споживачів через несинусоїдальність споживаного такими електроприводами струму. У процесі роботи електроприводів із некерованими діодними випрямлячами зростає вплив на мережу живлення, що призводить до зниження коефіцієнта потужності на вході перетворювачів, коливання напруги в мережі та спотворення синусоїдальної форми струму. Зниження коефіцієнта потужності збільшує реактивну потужність системи електропостачання, що спричиняє додаткові втрати енергії та 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, а 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. Саме тому поєднання розосередженого генерування та функціональних можливостей активної фільтрації є одним із способів підвищення якості електроенергії та зниження прямих і непрямих експлуатаційних витрат енергосистеми.

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 з використанням активних фільтрів, розташованих поблизу нелінійних навантажень.

Ще на початку 2000-х років потужності систем генерування електроенергії на основі альтернативних джерел, зокрема вітрових електростанцій, були незначними та їхній вплив на роботу енергосистеми був мінімальним. Збільшення встановленої потужності вітроенергетичних установок показало, що відсутність стандартів підключення таких установок є загрозою для стабільно-

Передмова

сті та якості електроенергії мережі. Як наслідок, вимоги щодо під'єднання 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, їхня кількість у всьому світі постійно та швидко зростає. За прогнозами виробництво електроенергії від вітроелектростанцій буде становити 20% від усього виробництва електроенергії до 2030 року. Це означає, що вплив вітроенергетичних установок на роботу мережі живлення стане більш значущим у майбутньому, і буде вимагати подальшого удосконалення характеристик вітрогенераторів та їхніх систем керування.

Сучасні технології дають змогу керувати системами генерування електроенергії на максимальній потужності протягом більшої тривалості роботи, при цьому використовувати частину енергії ще й для додаткових функцій, які здатні підвищити якість електроенергії.

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

Комплекси генерування електроенергії на базі машини подвійного живлення (МПЖ) забезпечують високу ефективність електромеханічного перетворення енергії. Такі комплекси характеризуються тим, що цілі керування досягають у процесі 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 частоти з ланкою постійного струму або матричний перетворювач частоти з ланкою постійного струму або матричний перетворювач частоти з ланкою постійного струму або матричний перетворювач частоти з ланкою постійного струму. В системах генерування енергії робота за змінної швидкості валу дає змогу підвищити ефективність процесу перетворення енергії внаслідок 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 у цих перетворювачах.

У широкому розумінні поняття якості електроенергії включає більше десяти різних критеріїв, передбачених нормативними документами. В даному дослідженні показники якості умовно зводяться до показників несинусоїдаль-

Передмова

ності відповідних кривих внаслідок того, що для підвищення якості електроенергії використовуються засоби і можливості керування комплексами генерування на базі МПЖ.

Вимоги нормативних документів щодо показників несинусоїдальності вихідної напруги напівпровідникових перетворювачів із широтно-імпульсною модуляцією в переважній більшості випадків передбачають застосування вихідних згладжуючих фільтрів у всіх вихідних фазах перетворювачів. Для живлення відповідальних споживачів часто необхідно застосовувати 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 безпосередньої близькості їхнього 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) у разі роботи у складі систем генерування дає змогу зменшити додаткові втрати в електричній машині, зменшити пульсації моменту та небажані додаткові навантаження в механічній частині системи, що здатні зумовлювати резонансні явища та створювати акустичний шум.

Саме тому створення комплексів генерування електроенергії на базі машини подвійного живлення з перетворювачами у колах ротора та статора, спрямованих на підвищення якості генерованої електроенергії, є важливою проблемою сучасної електротехніки.

Монографія присвячена аналізу та науковому обґрунтуванню шляхів вирішення зазначеної проблеми засобами керування комплексами генерування на базі машини подвійного живлення.

У першому розділі проведено аналіз наявних методів підвищення якості електроенергії у системах генерування на основі МПЖ, сформульовано проблему підвищення якості електроенергії комплексами генерування на базі МПЖ, обґрунтовано доцільність розвитку теорії керування МПЖ шляхом створення нових методів компенсації реактивної потужності та активної фільтрації струму. Порівняльний аналіз конфігурацій систем генерування електроенергії зі змінною швидкістю обертання валу приводного рушія показав, що одним із найбільш ефективних є варіант системи генерування електроенергії (СГЕ) на основі МПЖ, що забезпечує незалежне регулювання активної та реактивної потужності. У порівнянні з іншими системами генерування електроенергії МПЖ має меншу встановлену потужність перетворювача в колі ротора. Проведений аналіз підтвердив важливість проблеми формування вхідних струмів перетворювачів кола ротора МПЖ у разі несиметрії та несинусоїдальності напруг мережі.

У другому розділі розроблено і досліджено метод керування системою

Передмова

генерування електроенергії на базі повністю керованої МПЖ за умови одночасного керування по колах статора та ротора для забезпечення мінімізації втрат потужності. Досліджено можливість об'єднання ланок постійного струму перетворювачів у колах статора і ротора МПЖ. 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 із номінальним крутним моментом. Така конфігурація забезпечує стабільність при роботі нижче синхронної швидкості, так і вище синхронної швидкості.

У третьому розділі представлено: розробку принципів формування вхідних струмів матричних перетворювачів (МП), які використовуються у ланці ротора МПЖ; аналіз процесів формування вхідних струмів МП в умовах несиметрії напруг мережі; розробку способів керування МП на загальній базі підходів до регулювання вхідної реактивної потужності МП, які спрямовані на поліпшення якості вхідних струмів МП в умовах несиметричної і/або спотвореної системи напруг мережі.

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).

Підтверджено можливість передачі реактивної потужності матричним перетворювачем через варіювання наборів стаціонарних векторів у разі формування просторових векторів вхідного струму і вихідної напруги. Продемонстровано підвищення якості вхідного струму МП із застосуванням наведених у розділі підходів в умовах спотворення напруг мережі живлення на прикладі реального промислового об'єкта.

У четвертому розділі розроблено стратегію компенсації несиметрії та несинусоїдальності струмів, генерованих МПЖ, спричинених підключенням нелінійних навантажень до точки загального приєднання. Удосконалено метод вибіркової компенсації гармонічних складових генерованого струму. На основі розробленої математичної моделі системи генерування електроенергії з МПЖ виконано математичне моделювання роботи МПЖ із алгоритмами компенсації гармонік і реактивної потужності за умови підключення до ТЗП діодного випрямляча та тиристорного перетворювача. При цьому інвертор у роторній ланці МПЖ забезпечує генерування максимальної вихідної активної потужності та мінімізацію гармонічних складових у струмі статора, а активний випрямляч – плавне регулювання напруги в ланці постійного струму і споживання синусоїдального вхідного струму. 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.

Передмова

У п'ятому розділі розглянуто стратегії розрахунків струмів компенсації мережевого перетворювача в колі ротора МПЖ із різною топологією (автономний інвертор напруги (АІН) або МП) для мінімізації небажаних складових потужності. Розроблено і досліджено комбінований метод компенсації гармонічних складових струму, генерованого МПЖ. Досліджено метод часткового послаблення складової нульової послідовності напруг трифазної чотирипровідної мережі засобами керування перетворювачами в ланці ротора МПЖ, що забезпечить поліпшення якісних показників генерованої електроенергії. 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.

У шостому розділі наведено результати експериментальних досліджень комплексу генерування електроенергії з функціями компенсації реактивної потужності та активної фільтрації на базі МПЖ. Вирішено завдання регулювання активної та 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 та струму ротора.

Автори висловлюють щиру подяку рецензентам монографії члену-кореспонденту НАН України О.С. Бешті та члену-кореспонденту НАН України С.О. Кудрі за слушні зауваження та об'єктивну оцінку роботи.

Відгуки та зауваження просимо надсилати за адресою: 03057, м. Київ, проспект Перемоги, 56, Інститут електродинаміки НАН України.

ОСОБЛИВОСТІ ПОБУДОВИ КОМПЛЕКСІВ ГЕНЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ, ПІДКЛЮЧЕНИХ ДО МЕРЕЖІ

Надмірне використання традиційних джерел, таких як викопне паливо, зумовлює екологічні проблеми, такі як забруднення, глобальне потепління тощо. Зменшення резервів звичайних джерел, прискорене збільшення попиту на електроенергію та зростаюча вартість викопного палива стають причинами розвитку та збільшення використання поновлюваних джерел енергії [1-5]. Оскільки такі установки, як сонячні електростанції та вітроелектростанції (ВЕС) можуть розташовуватися у безпосередній близькості від споживачів та 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) у загальному балансі вже досягла 15%. При цьому в окремих країнах даний показник значно відрізняється: від 6% – у Румунії до 45% – у Данії. Тому енергія вітру є одним з найбільш перспективних джерел електроенергії в сучасному світі.

Згідно з даними 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 вітрогенерування 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, розташовані 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 стало складною задачею для енергетиків. Очевидно, 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 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 Америки, Німеччина, Китай та Іспанія [9, 10].

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

Швидке зростання вітроенергетики обумовлено різними факторами, зокрема:

1. підтримка держави [11],
2. вдосконалення 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 невеликий об'єм ринку, забезпечуючи механічну енергію задля 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 дає змогу поліпшити екологічну ситуацію і заощадити значний обсяг викопного палива, але водночас воно зумовлює необхідність вирішення проблем щодо якості напруги, стійкості та безпеки систем електропостачання.

Слід зазначити, що показники якості напруги електропостачання в мережах із ВЕС значною мірою пов'язані з конструкцією генераторів вітроагрегатів. Якщо розглянути історію розвитку ВЕС, то на її першому етапі, коли частка ВЕС у загальному обсязі генерованої електроенергії була незначною, вимоги до генераторів ВЕС щодо забезпечення стійкості системи електропо-

стачання не висувались. Малопотужні вітроагрегати виконувалися із використанням асинхронних генераторів, до характеристик яких не висувалося окремих вимог щодо дотримання показників якості генерованої електроенергії. В той саме час проблема спотворення форми напруги в електричних мережах не була актуальною. Актуальними проблемами на першому етапі розвитку ВЕС були лише зміна напруги в мережі під час ввімкнення і вимкнення вітроагрегатів, а також споживання ними реактивної потужності з мережі.

В останні роки 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; розміри лопатей зросли з 8 м у 1980-х роках до більше, ніж 70 м у багатьох сучасних системах [14].

Враховуючи досягнення у 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 зазначених вище вдосконалень, вартість одного вольт-ампера 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 із мережею стають суворішими та близькими до розроблених для традиційних джерел генерування [21, 22], а ВЕС переходять від простого енергоносія до електростанції, яка забезпечує значну підтримку мережі [17].

Сучасні технології керування дають можливість експлуатувати ВЕС нижче максимальної потужності протягом більш тривалого часу, забезпечуючи за цих умов 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 збільшення значень гармонічних складових струмів, що протікають в мережі. Оскільки в мережі припускається лише певна кількість спотворень [25–29], такі пристрої, як пасивні та активні фільтри (АФ), встановлюють задля компенсації струмів гармонік, що обумовлюються НН.

Певну кількість досліджень у літературі присвячено методам поліпшення показників СГЕ; однак лише деякі з них досліджують спосіб 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 задля 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, очолюваними М. Т. Abolhassani [31, 32, 33], В. Toufik [34] і Е. Tremblay [35]. Додаткові подробиці щодо досліджень, описаних у літературі, наведено далі. Такі дослідження доводять, що запропоноване застосування є доцільним, оскільки поліпшує форми струму і напруги мережі.

1.1. Конфігурація сучасних СГЕ

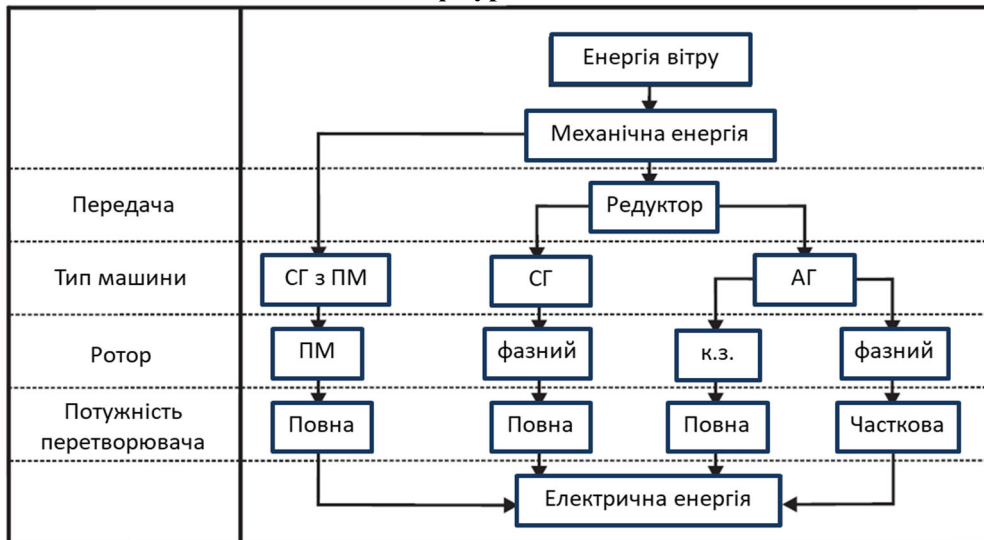
Зазвичай вибір конфігурації залежить від необхідної потужності агрегату, характеристик вітру в точці його встановлення і вимог мережевого кодексу країни, для якої призначений вітроагрегат.

У перших застосуваннях ВЕС машини постійного струму використовувалися задля перетворення енергії вітру в електричну енергію з можливістю 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 отримують 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 етапи, які здійснюють перетворення механічної енергії в електричну, показано різними рядками; для кожного етапу представлено технологічні альтернативи. З метою здійснення перетворення енергії можна визначити різні вертикальні шляхи.

Серед рішень, представлених у таблиці, чотири комбінації машин/перетворювачів охоплюють більшість поточних установок, відомих як:

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

1.1.1. Конфігурація машин/перетворювачів із 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'єднано з мережею. Вал асинхронного генератора з'єднано з вітротурбіною через редуктор. На клеммах статора встановлено реактивний компенсатор задля забезпечення реактивної потужності генератора.

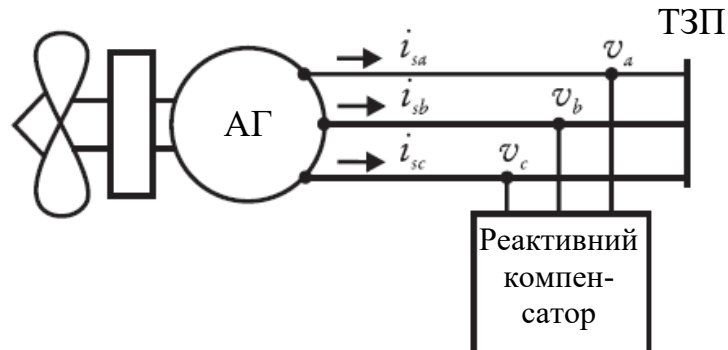


Рис. 1.1. Конфігурація машин/перетворювачів із фіксованою швидкістю

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

- термін для повернення вкладених інвестицій, триваліший, 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.

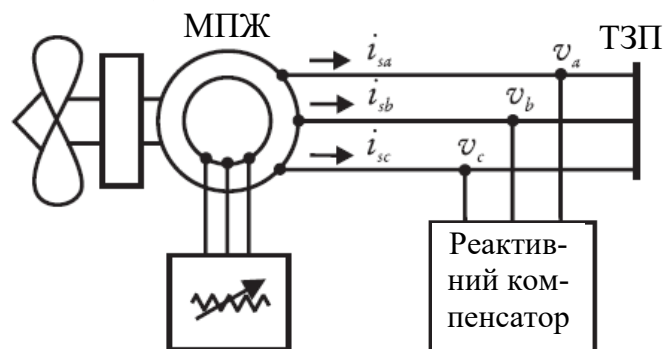


Рис. 1.2. Конфігурація машин/перетворювачів з динамічним керуванням частотою ковзання

Змінний опір керується застосуванням напівпровідникового перетворювача і дає змогу працювати зі змінною швидкістю з максимальним ковзанням, що дорівнює 0,03-0,05.

Конструкція другого типу потребує більш високих витрат через більш складну конструкцію, але робота зі змінною швидкістю дає змогу отримати більшу віддачу потужності та плавніше керування енергією, що віддається в мережу.

Ця конфігурація відома, оскільки є важливою віхою на шляху реалізації режиму змінної швидкості, проте на даний момент вона 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'єднано з мережею. Ротор живиться через перетворювач із двонаправленим потоком енергії, який складається з: роторного інвертора (PI) та мережевого інвертора (MI), з'єднаних з використанням ланки постійного струму. Така конфігурація дає можливість формувати напругу ротора з регульованою амплітудою і частотою.

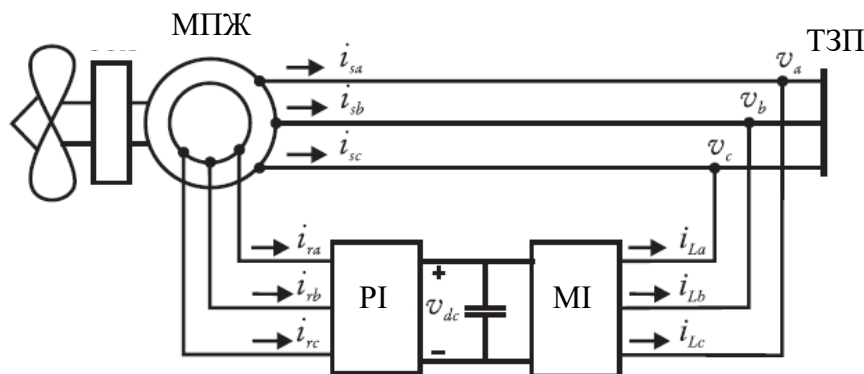


Рис. 1.3. Конфігурація машин/перетворювачів: МПЖ із перетворювачем у ланці ротора з двонаправленим потоком енергії

Незважаючи на таку 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 у колі ротора, які можуть бути розраховані на незначну потужність, що призводить до зменшення розміру і ваги, зниження вартості, а також до менших втрат потужності у порівнянні з системами з силовими перетворювачами на повну потужність, підключеними до статора [38–42].

Розділ 1

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 за однакового вітрового режиму, 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 у 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 у колі ротора (рис. 1.4 б).

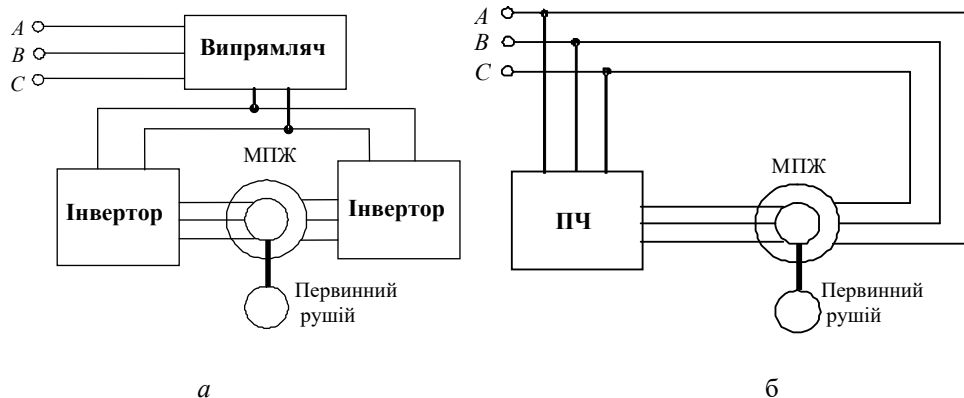


Рис. 1.4. Блок-схема МПЖ з керуванням по колу статора та колу ротора (а) і з двонаправленим ПЧ в колі ротора (б)

Принципи та режими роботи машини подвійного живлення.

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

Р о з д і л 1

Оскільки результуючий вектор поля статора обертається у просторі з кутовою швидкістю $\omega_1 = 2\pi f_1$, а ротор зі швидкістю ω , 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 пропорційною ковзанню двигуна s , причому, якщо швидкість двигуна нижче синхронної, то в той саме бік, що й ротор, а при швидкості вище синхронної швидкості – у протилежний [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 та асинхронний [45].

За синхронного режиму 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 ω , що не залежить від навантаження. Змінюючи частоту f_2 , можна регулювати цю робочу швидкість. У синхронному режимі машина подвійного живлення працює як синхронна машина.

За асинхронного режиму машини подвійного живлення частота напруги джерела, підключеного до вторинних обмоток машини, завжди підтримується рівною частоті ковзання $f_1 s$. Регулюванню при цьому підлягають лише величина й фаза напруги джерела.

У цьому випадку машина подвійного живлення завжди працює як асинхронна (навіть за кутової швидкості, що дорівнює синхронній), тобто ковзання машини змінюється під час зміни навантаження на його валу.

У машині подвійного живлення у контурі обмоток ротора завжди задіяно два джерела однакової частоти $f_1 s$: власна ЕРС ротора МПЖ $E_2 s$ (E_2 - ЕРС короткого замикання) і зовнішня напруга джерела живлення з боку ротора U_2 [46]. На рис. 1.5 показана заступна схема 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

$$\vec{I}_2 = \frac{E_2}{Z_2} (s e^{-j\phi_2} - U_{2'} e^{-j(\delta + \phi_2)}),$$

де $\phi_2 = \arccos(r_2/Z_2)$, $U_{2'} = U_2/E_2$.

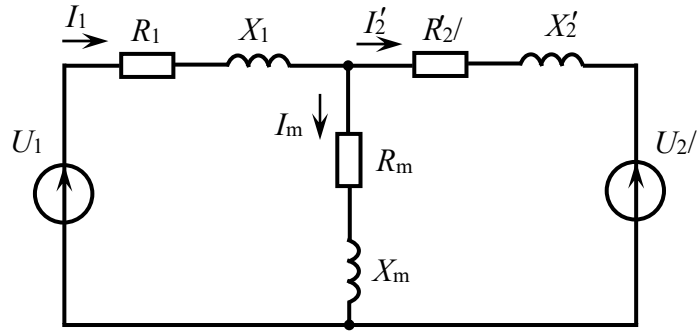


Рис. 1.5. Заступна схема МПЖ

Активна 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 δ , можна за сталого ковзання підтримувати незмінним реактивний струм (I_{2r}) у разі зміни навантаження (I_{2a}) або підтримувати певне співвідношення між активною й реактивною потужностями (наприклад, $\cos \phi_1 = \text{const}$). З (1.4) слідує, що за відповідних значень $U_{2'}$ та δ активна складова струму ротора може бути від'ємною у разі додатного ковзання ($0 \leq s \leq 1$) і додатною у випадку від'ємного ковзання. Останнє означає, що машина подвійного живлення може працювати в таких режимах як генераторний за швидкості нижче синхронної та руховий – за швидкості вище синхронної.

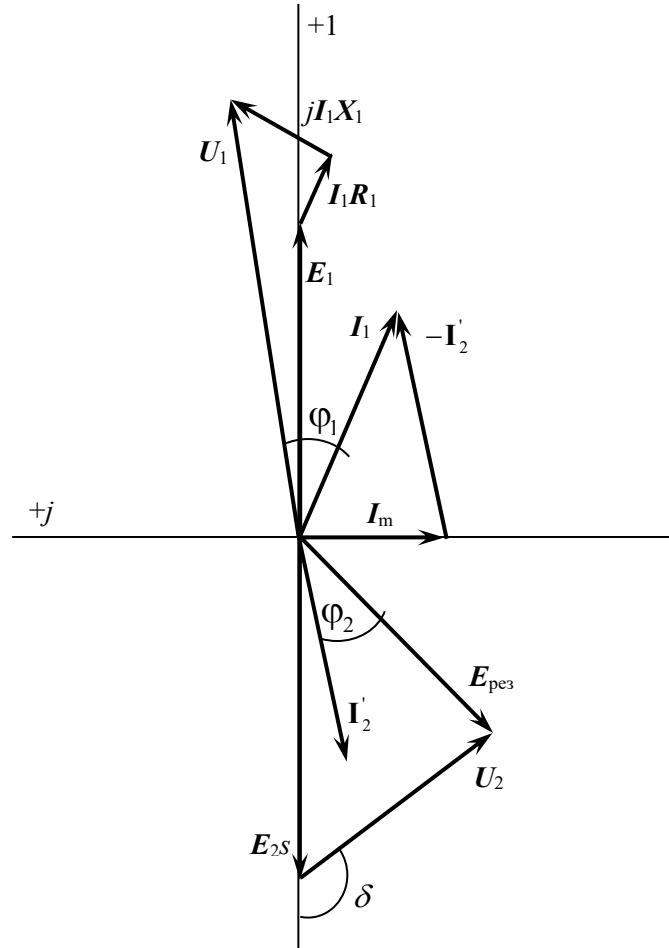


Рис. 1.6. Векторна діаграма МПЖ

У [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, ϕ_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 дає змогу з досить високим ступенем точності стверджувати, що вектор струму $\vec{I}_m$, що намагнічує, обертається з постійною частотою ω_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 незначні, 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, призначеного для живлення роторного кола машини.

1.1.4 Конфігурація машин/перетворювачів з безредукторним приводом.

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

Конфігурація четвертого типу призначена для використання перетворювача на повну потужність та має підвищену вартість відносно третього типу. Висока вартість постійних магнітів обмежує застосування цієї конфігурації у вітрогенераторах з низькою номінальною потужністю. Однак відсутність редуктора істотно підвищує надійність установки та знижує витрати на обслуговування. З цієї причини багато досліджень проводять щодо збільшення застосувань безредукторних рішень [49, 50].

Згідно з [51] ринок вітрогенераторів у 2013 році був таким, як показано у 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 обираються серед описаних вище задля наземних станцій: наприклад, офшорні вітрові електростанції в Данії базуються на кон-

фігураціях першого та третього типу [53]. Незважаючи на те, що були розроблені турбіни потужністю до 5 МВт, на більшості офшорних станціях встановлюють від 2,0 до 3,6 МВт. У майбутньому у світі очікується значне зростання енергетичних установок у прибережній зоні [51, 54] через величезний енергетичний потенціал енергії вітру на морі.

Збільшення кількості офшорних вітроустановок може призвести до розробки різних їхніх конфігурацій: наприклад, велика відстань між віддаленими місцями розташування вітроелектростанцій і навантаженнями в поєднанні з передачею великої кількості енергії роблять офшорні вітрогенератори привабливими 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 щодо якості електроенергії було достатньо використання схем плавного пуску вітроагрегатів, а також застосування зовнішнього обладнання у вигляді коректорів коефіцієнта потужності задля забезпечення високих значень коефіцієнта потужності у точці підключення ВЕС до електричної мережі.

Однак, після того, як частка ВЕС у загальній потужності електричних систем окремих країн стала досить значною, характеристики ВЕС почали впливати на стійкість систем електропостачання у випадку перевантажень і суттєвих провалів 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 призвести 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 давали змогу забезпечити необхідні характеристики, що впливають на стійкість системи. В той саме 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 у національних мережевих кодексах провідних країн Європи були введені положення, згідно з якими генератори ВЕС, що за потужністю належать до класу великих електричних станцій, мають відповідати тим самим 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 у мережі [6].

Підключення вітрогенераторів до електромережі зумовлює декілька проблем, деякі з них узагальнено в такий спосіб [57, 58]:

1. Вітрогенератори, як будь-які джерела енергії залежно 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 вдосконалена 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 зводяться до таких, що застосовують до інших типів генерації, таких як газові та парові турбіни. Наприклад, деякі правила технічної експлуатації енергогенеруючих установок вимагають, щоб вітроелектростанції сприяли підтримці або регулюванню напруги мережі. Вимоги до взаємозв'язків вітрогенераторів стають суворішими через збільшення кількості вітрогенераторів та їхнього 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, спричинений 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, де переважають вітри, якщо лінія передачі не здатна передати електроенергію до основних центрів навантаження. Через те, що будівництво ліній електропередач вимагає більших термінів, ніж завершення виробництва енергоблоків, вітроелектростанції часто розташовують у регіонах, які розташовані ближче до існуючих ліній електропередач, але з незначними показниками енергії вітру [59].

Положення щодо вітрових електростанцій розробляються в усьому світі і дотепер. Це головним чином пов'язано з такими причинами:

- збільшення кількості вітроенергетичних установок постійно створює нові виклики щодо стабільності та надійності мережі;

- технологія вітроенергетики змінюється разом зі статичними та динамічними характеристиками вітроелектростанцій;
- відмінності щодо вимог до традиційних та розосереджених ресурсів ще не встановлено.

Слід зазначити, що ВЕС малої потужності, які 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, припадає на вітропарки, які нараховують до декількох десятків вітроустановок, розташованих у 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 у розподільних мережах: флуктуації напруги і флікер внаслідок сплеску струму у разі ввімкнення-вимкнення 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 представляють собою джерела змінного струму. Тому доцільно у процесі розгляду питань забезпечення належної якості напруги зауважувати і нормувати їхні параметри не в термінах гармонік вихідної напруги (що припустимо у випадку автономної роботи), 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 створюються на етапі його виробництва, так і значення імпедансу мережі, що може змінюватися в широкому діапазоні залежно від умов зазначеного підключення.

1.2.1. Коливання напруги та флікер. Зниження якості напруги внаслідок 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 зумовлюють 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 замінити створення нових ліній електропередач [61].

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

Конфігурація СГЕ суттєво впливає на частоту виникнення флікерів. Вітротурбіни зі змінною швидкістю мають нижчий рівень флікерів порівняно 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 внаслідок моменту інерції.

1.2.2. Регулювання реактивної потужності. Перші стандарти взаємозв'язку вітрогенераторів із мережею (наприклад, [65]) вказують, що вітрогенератори не мають активно регулювати напругу розподільної 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 зумовити збільшення або зменшення напруги, залежно від типу генератора, способу керування, потужності та параметрів навантаження [19]. Вітрогенератори на базі асинхронних машин із короткозамкненим ротором створюють навантаження реактивної потужності на енергосистему і часто погіршують продуктивність системи [11].

Зміни в стандартах якості параметрів мережі, що відбулися 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 даного завдання існують різні методики.

Конденсатори можуть використовуватися для коригування коефіцієнта потужності до одиниці, але вони можуть спричиняти 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 дає змогу відстежувати невеликі зміни напруги, які зазвичай спостерігаються в слабких мережах або зумовлені поривчастими вітрами.

Для збільшення швидкості та гнучкості деякі вітроустановки використовують статичні компенсатори реактивної потужності (СКРП). Обираючи необхідні параметри індуктивності та конденсатора, СКРП може або генерувати, або споживати реактивну потужність. Наприклад, з конденсатором на 100 МВАр та індуктивністю на 200 МВАр можна досягти діапазону ± 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 до +100 МВАр [15]. У роботі [15] наводиться 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 у разі відповідної компенсації напруга падає лише до 0,95 в.о. У той саме 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 задля регулювання реактивної потужності DSTATCOM [9]. Вітрові електростанції, які забезпечують замкнений 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 з застосуванням напівпровідникових перетворювачів, які керують параметрами роботи генератора. Такі характеристики можуть бути отримані внаслідок використання вітроелектростанцій, що ґрунтуються 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 дає можливість визначити найкращий спосіб реалізації регулювання реактивної потужності.

На сьогодні багато енергетичних компаній віддають перевагу роботі з одиничним коефіцієнтом потужності, оскільки активна потужність, що передається в мережу, призводить 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 дають змогу постійно контролювати вихід реактивної потужності. Наразі 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 можна налаштувати так, щоб забезпечувати реактивну потужність незалежно від того, обертається 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, якими керуються 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 та резонанс. Форми сигналів змінного струму є чисто синусоїдальними (в ідеальному випадку), вони мають постійну частоту і амплітуду, що відповідає очікуванню споживача, який 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 у міді обмоток і пульсації крутного моменту обумовлені небажаними гармоніками струму у вітрогенераторах. Це може додатково спричинити механічні коливання компонентів турбіни.

Гармоніки також можуть призвести до резонансних проблем у СГЕ, тому необхідно взяти до уваги два важливих 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 ма-

гнітами) і компенсаційних конденсаторів (вітрогенератори з пристроями м'якого пуску). Отже, гармоніки зумовлюють резонанс, який може діяти як елемент СГЕ. Моделювання контуру гармонік у СГЕ є важливим питанням. Для представлення фактичного стану системи аналіз гармонік має 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 у 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, то навіть невелика кількість спотворень у струмі, що передається лінією передачі, може бути шкідливою [11]. Якщо банки конденсаторів з'єднано послідовно з трансформатором підстанції [11, 15], така комбінація LC-фільтрів може призвести до малого імпедансу на частоті гармоніки низького порядку, що створює умови для протікання спотворених струмів із мережі. Перевантаження конденсаторних батарей і високе спотворення напруги на шині середньої напруги є двома проблемами, які можуть бути обумовлені 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 задля компенсації реактивної потужності на вітроелектростанціях. У більшості вітрових установок, що базуються на конфігураціях третього і четвертого типів, для виконання цього завдання використовують напівпровідникові перетворювачі.

Відомо, що вітроагрегати не є значним джерелом гармонічних спотворень, хоча вони підключені до енергосистеми з використанням силових перетворювачів [36], оскільки в інверторах застосовуються методи широтно-імпульсної модуляції (ШІМ), що призводить до спотворень струму набагато менших, 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 відімкнення від мережі під час провалів напруги [19, 38]. Недоліком такого регулювання є те, що відімкнення вітротурбін від електромережі під час

провалів напруги призводить до втрати частини виробництва електроенергії замість забезпечення підтримки мережі.

З цієї причини останнім часом в стандартах [57, 68, 69] генератор має підтримувати з'єднання з мережею у випадку провалів напруги і не допускати відімкнення під час збоїв у мережі [42]. Спочатку вимога підтримування генераторного режиму під час провалів напруги (LVRT) була висунута E.ON Netz [69] у Німеччині й наразі 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 частина вказує на область, де СГЕ можна відмикатися від мережі.

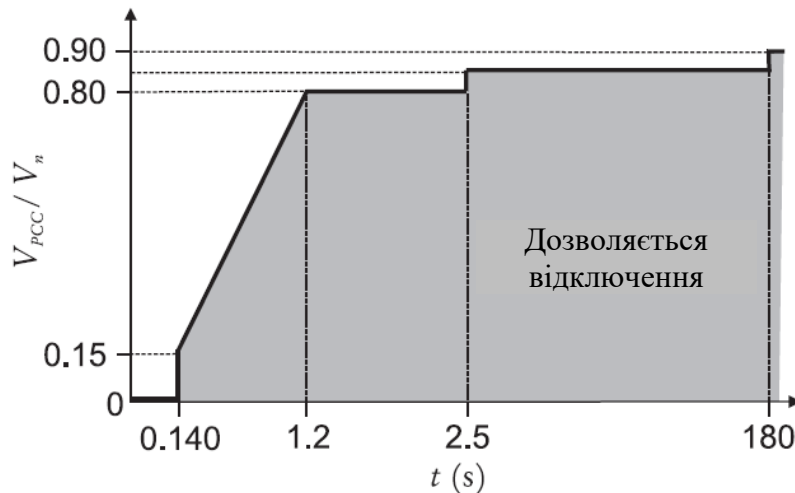


Рис. 1.7. Вимога LVRT відповідно до національного стандарту Великобританії [68]

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

1.2.6. Розподілення виробництва електроенергії. Енергосистеми експлуатують 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 відповідає даній схемі керування, оскільки вихідна потужність вітроелектростанції є функцією швидкості вітру. Ця характеристика є за-

гальною для всіх розосереджених ресурсів, які покладаються на природне середовище: генерування може бути оцінене заздалегідь із застосуванням інструментів прогнозування [70], проте 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 дає змогу згладити криву виробництва енергії (з цієї причини деякі автори вважають за краще замінити прикметник «переривчастий» на «змінний» [20, 61]).

Враховуючи наведені вище міркування, доходимо висновку, що збільшення кількості розосереджених ресурсів, підключених до електромережі, призводить до одночасного збільшення резервів задля забезпечення балансу системи. Оцінка обсягу резерву є проблемою оптимізації: з одного боку, відсутність резерву призводить до дисбалансу системи, а з іншого, перевищення резервів – до занадто високої вартості [54]. Досвід європейських країн зі значною кількістю встановлених поновних джерел енергії (Данія, Іспанія та Німеччина) дає можливість оцінити збільшення резервів на 1%. Це мінімальне збільшення зумовлене головним чином взаємозв'язком електричних систем в європейських країнах, проте може бути недостатнім у інших країнах, де співвідношення короткого замикання низьке.

Наразі зберігання енергії не є достатньо конкурентоспроможним задля того, щоб створити рішення для пом'якшення переривчастості вироблення поновної енергії [9, 22]. Тому необхідно приймати інші рішення з метою забезпечення енергетичного балансу. Статистичний аналіз може бути використаний задля балансування навантажень, контролюючи, 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, даючи змогу більш ефективному і швидкому моніторингу виробництва енергії та споживання навантаженням.

1.3. Оцінка якості генерованої електроенергії

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

Стандарт якості електроенергії щодо вітрогенераторів, підключених до мережі ІЕС 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 стандартами, можна навести так [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);
- колювання виробництва електроенергії вітроелектростанціями (у стаціонарних режимах: флікер, довго- і короточасні викиди; у перехідних режимах: вмикання і вимикання вітроагрегатів, падіння напруги);
- несиметрія і гармонічні складові (струмові гармоніки та інтергармоніки).

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, що порушують роботу іншого обладнання. Це положення стосується не тільки обладнання, яке споживає електроенергію, але й обладнання, що передає енергію в мережу загального призначення.

1.3.1. Нормативні вимоги щодо 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 у застосуванні стандарту EN 50160 є те, що наведені в ньому значення міжнародних європейських норм щодо показників 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 як окремий документ EN 50160: 2010/A1. Ці зміни і доповнення стосуються таких положень зазначеного стандарту:

Р о з д і л 1

- уточнено визначення параметра «швидка зміна напруги»;
 - встановлено більш жорсткі норми щодо зміни напруги електропостачання в низьковольтних мережах, що мають знаходитися в межах $\pm 10\%$ для 100% вимірів протягом тижня (раніше допускалося $+10\%$ / $- 15\%$), а також зменшено час усереднення вимірних значень напруги з 10 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 протягом тижня для мереж напругою менше 35 і більше 35 кВ відповідно) і встановлено показники короткочасного флікера P_{lt} (1,2 і 1,0 – для 95% вимірів протягом тижня для мереж напругою менше 35 кВ і більше 35 кВ відповідно);
 - змінено умови оцінки вимірювань коефіцієнта несиметрії напруги за зворотною послідовністю, значення якого не мають перевищувати 2% для 100% вимірів (раніше було для 95%);
 - змінено умови оцінки вимірювань коефіцієнта THD у мережах низької та середньої напруги, значення якого не мають перевищувати 8% для 100% вимірів (раніше було для 95%), введено допуски для середнього протягом тижня значення цього коефіцієнта, яке не має перевищувати 5% ;
 - встановлено значення коефіцієнта THD у мережах високої напруги.
- У процесі вирішення 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 ІЕС 61000-4-30: 2015 [75];
 - за методами вимірювання гармонік напруги ІЕС 61000-4-7: 2002 + AMD1: 2008 [76];
 - за методами вимірювання флікера ІЕС 61000-4-15: 2010 [77].

Важливою умовою виконання вимог щодо 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 у випадку підключення 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 щодо окремих одиниць обладнання в стандартній електромагнітній обстановці. Для мереж середньої і високої на-

пруги та обладнання великої потужності міжнародні норми емісії збурень не визначено, тому встановлюються національні норми щодо конкретної електромагнітної обстановки (використовуються для всього обладнання споживача у 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 реалізуватися шляхом прямих вимірювань показників якості напруги в мережі після приєднання обладнання споживача [6].

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

Обладнання РГ підпадає під дію ЕМС Директиви 2014/30/EU і має виконувати її вимоги. В списку гармонізованих стандартів до цієї Директиви перебувають 2 стандарти, які встановлюють загальні вимоги до емісії усіх видів збурень від обладнання, а також 4 стандарти, що 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 належать: 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 зазначити, що вимоги зазначених стандартів стосуються кожної одиниці обладнання РГ окремо, а не 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 із вихідним струмом менше 75 А, яке призначене для підключення до мереж напругою до 1000 В, має відповідати нормам емісії кондуктивних збурень згідно

з вимогами шістьох згаданих вище 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 важливий документ IEC/TR 61000-3-14 ed 1.0 [84] – керівні вказівки щодо розробки національних документів, які мають встановлювати принципи визначення граничних рівнів емісії основних типів збурень для низьковольтного обладнання. Зазначеними принципами мають керуватися електропостачальні організації під час оцінки допустимості приєднання будь-якого (в тому числі генеруючого) обладнання споживачів до низьковольтних мереж. Цей документ відповідно до останньої класифікації МЕК має статус документа рангом нижче стандарту, а саме технічного звіту, що містить рекомендації щодо проведення оцінки граничних рівнів емісії гармонік, інтергармонік, флуктуації і небалансу напруги задля 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 комплексу обладнання споживачів у цілому. Отже, цей технічний звіт дає змогу поширити відповідний досвід, набутий у США і Великобританії та 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, проте лише в мережах низької напруги. При цьому значення базового імпедансу мережі, що мають бути використані у процесі розрахунків 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 мають бути нижчими, 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 здійсню-

ється 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 на стадії узгодження приєднання до електричної мережі, визначаються залежно від характеристик електричної мережі (потужності короткого замикання в точці підключення споживача до мережі).

Третя стадія. Підключення потужного обладнання, характеристики якого не відповідають нормам щодо емісії завад, що встановлено для типових електричних мереж із певною потужністю короткого замикання, в окремих випадках може бути здійснено на основі оцінки результатів вимірювання показників якості напруги електропостачання в конкретному електромагнітному оточенні, які проводять 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 та небалансу напруги як від устаткування окремого споживача, так і усього обладнання, яке підключене до мережі.

На сьогодні в Україні розглянутий Технічний звіт МЕК не опубліковано як національний документ. Відповідно до його положення щодо трьох стадій оцінки відповідності обладнання споживача допустимим рівням емісії збурень наразі в національній нормативній базі не реалізовано.

Крім керівних вказівок для низьковольтного обладнання МЕК також розробила керівні вказівки щодо створення 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 належать 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].

У зазначених технічних звітах, як і в IEC/TR 61000-3-14, рекомендовано застосовувати концепцію трьох стадій оцінки допустимих рівнів емісії збурень

Р о з д і л 1

та запропоновано для використання рекомендаційні значення рівнів електромагнітної сумісності для мереж високої напруги.

Технічний звіт IEC/TR 61000-3-15 ed.1.0 [89] висуває вимоги до низько-частотної електромагнітної завадостійкості та емісії збурень для систем розосередженої генерації в мережах низької напруги. Він містить описання принципів забезпечення якості напруги електропостачання в низьковольтних мережах із джерелами РГ. Зазначені принципи МЕК рекомендує використовувати національним регуляторам у процесі розробки правил підключення об'єктів відновлюваної енергетики.

Показники гармонічних спотворень форми вихідної напруги випробувального джерела змінної напруги мають відповідати вимогам стандартів IEC 61000-3-2 (для перевірки обладнання зі струмом до 16 А) та IEC 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 згідно з рекомендаціями звіту IEC/TR 61000-3-15

Порядок гармоніки, n	Величина гармоніки напруги по відношенню до основної складової, %	
	Для випробування обладнання РГ зі струмом менше 16 А	Для випробування обладнання РГ зі струмом понад 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 гармоніки $15 \leq n \leq 39$	0,1	0,3
Парні гармоніки $2 \leq n \leq 10$	0,2	0,4

Р о з д і л 1

Виміряні значення гармонік струму інвертора в режимі повної вихідної потужності об'єкта РГ не мають перевищувати граничних норм, які наведено в табл. 1.4 (в таблиці λ – коефіцієнт потужності, який вимірюється за 100% потужності). Для обладнання потужністю менше 600 Вт рекомендується використовувати більш жорсткі норми стандарту ІЕС 61000-3-2 для обладнання класу С (освітлювальне обладнання). Для обладнання потужністю більше 600 Вт рекомендується використовувати дещо модифіковані норми стандарту ІЕС 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 звіт ІЕС/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 $15 \leq n \leq 39$	3	1
Парні гармоніки $4 \leq n \leq 40$	2	1

Як граничні норми інжекції постійного струму в мережу звіт ІЕС/TR 61000-3-15 рекомендується приймати менше зі значень: 0,5 А або 1% від номінального вихідного струму пристрою РГ.

Технічний звіт ІЕС 61000-3-15 також розглядає спотворення вихідної напруги і струму об'єктів РГ, які спричинено імпульсним характером роботи інвертора з високою частотою перемикань транзисторів. Зазначена частота пе-

ремикань, 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 спектра, 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 ІЕС/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 ІЕС 61000-4-7), яка суттєво відрізняється від методики вимірювання гармонік порядку до 40-ї. Згідно з наведеною методикою для визначення гармоніки f_n у 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.

Наразі 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 у сфері ДРГ не перебувають в списках до відповідної європейської Директиви, то їхні вимоги є не обов'язковими, а рекомендаційними. На сьогодні тільки національні органи влади мають повноваження 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 ІЕС 61400-1 ed. 3.1:2014 [90]. Зазначений стандарт визначає мінімальні вимоги щодо 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 передбачено розробити окремий стандарт. Важливим є те, що у розділі 10 «Power quality» наведено методику вимірювання якості генерованої ВЕУ енергії, що відповідає вимогам стандарту ІЕС 61400-21. Водночас стандарт не ставить вимог щодо конкретних значень показників якості генерованої енергії.

Розділ 1

Стандарт ІЕС 61400-2 ed. 3:2013 [91]. Цей документ поширюється на вітротурбіни діаметром менше 16 м і напругою змінного струму до 1000 В. Зазначений стандарт визначає комплекс вимог щодо 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 дає змогу 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 щодо 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 щодо якості електричної енергії;
- характеристики якості електричної енергії, що генерує вітроустановка;
- методику проведення вимірювань задля кількісного визначення зазначених характеристик.

До характеристик якості електричної енергії вітроустановок цей стандарт визначає параметри емісії флікера і гармонік, реакцію вітроустановки на провали напруги в електричній мережі, можливість управління генерацією активної та 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), виміряні під час випробувань обладнання, можна вважати справедливими також для інших умов його роботи. Порядок оцінки відповідності вимогам щодо якості електричної енергії можна застосовувати до вітроустановок, що підключені до системи енергопостачання з фіксованою частотою (відхилення частоти не більше ± 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 належать показники флуктуації напруги і емісії гармонік струму. Вимірювання емісії гармонік струму про-

водять за рівнів вихідної потужності, які змінюються в інтервалі від 0 до 100% з кроком у 10%. Вимірюються інтергармоніки, а також парні та 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 їхнього 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, 2,3 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 має 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 задля розуміння принципу встановлення граничних рівнів емісії збурень від обладнання великої потужності, яке підключено до мереж середньої та 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 самого об'єкта РГ в умовах мереж із різними характеристиками в точці підключення.

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

У міжнародних стандартах у сфері вітроенергетики визначено методику вимірювання та оцінки якості генерованої електроенергії, перелік контрольованих параметрів та принципи встановлення граничних норм для зазначених параметрів. Водночас конкретні значення норм щодо емісії завад для ВЕУ мають встановлюватися національними органами регулювання в енергетиці.

У результаті проведення аналізу сучасних міжнародних стандартів у галузі забезпечення ЕМС і якості напруги в мережах із джерелами РГ встановле-

но, що зараз 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 посилання на виконання вимог діючої ЕМС Директиви і гармонізованих стандартів до неї, що стосуються лише низьковольтного обладнання зі струмом менше 75 А на фазу. Водночас згадані гармонізовані стандарти щодо емісії гармонік струму і флікера 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 їхніх 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 їхні конкретні значення.

1.4. Стратегії керування для усунення гармонік у СГЕ на основі МПЖ

МПЖ може працювати у двох 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 компенсації несиметрії мережі [94, 98, 99, 101]. Проте, 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 та нелінійних і несиметричних навантажень.

1.4.1. Стратегії зменшення гармонік для автономних МПЖ із нелінійними навантаженнями. Узагальнена модель автономної системи МПЖ із нелінійним навантаженням, що складається з трифазного некерованого мостового випрямляча, що живить навантаження постійного струму, показана на рис. 1.8.

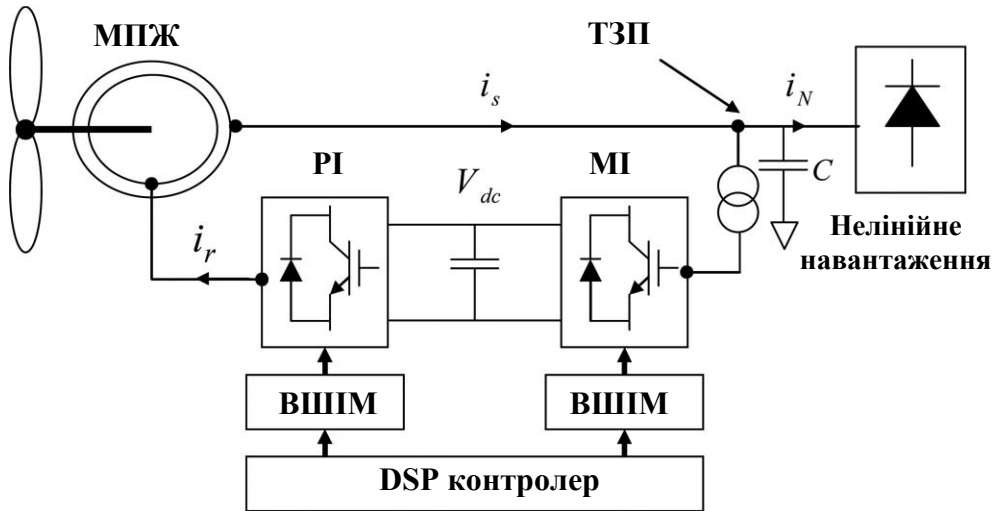


Рис. 1.8. Узагальнена схема МПЖ в автономному режимі з підключеним нелінійним навантаженням [50]

Як правило, в таких умовах основна частота напруги статора ω_s кратна $6n \pm 1$ ($n=1,2,\dots$). Наявність таких гармонік спричиняє 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 із несиметричними навантаженнями, у [101, 105, 106] були запропоновані відповідні алгоритми, щоб компенсувати несиметричні вихідні напруги.

Алгоритм компенсації струму зворотної послідовності.

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

В цьому 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 – струмом i_{qf}^+ . Струми зворотної послідовності МІ регулюються так:

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

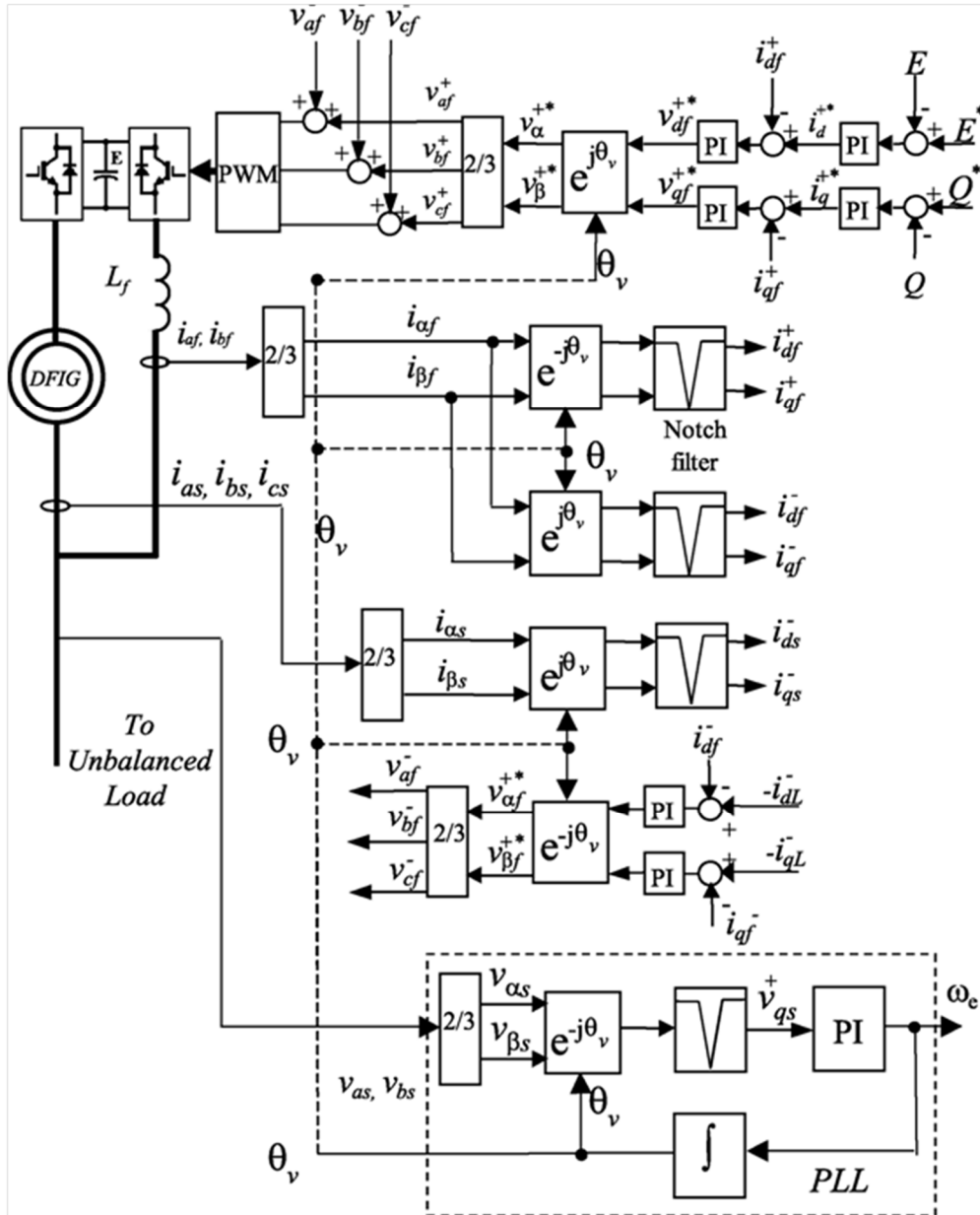


Рис. 1.9. Структурна схема системи керування перетворювачем з боку навантаження [101]

У стаціонарному стані пульсації крутного моменту видаляються, коли $i_{dqf}^- = -i_{dqL}^-$ та $i_{dqs}^- = -i_{dL}^-$, тобто струм статора дорівнює нулю. Струм зворотної послідовності, що формується перетворювачем МІ, регулюється і зводиться до нуля. Це виклю-

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 у перетворювачі ПІ, 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

$$|v_S| = \sqrt{v_{dS}^2 + v_{qS}^2}. \quad (1.7)$$

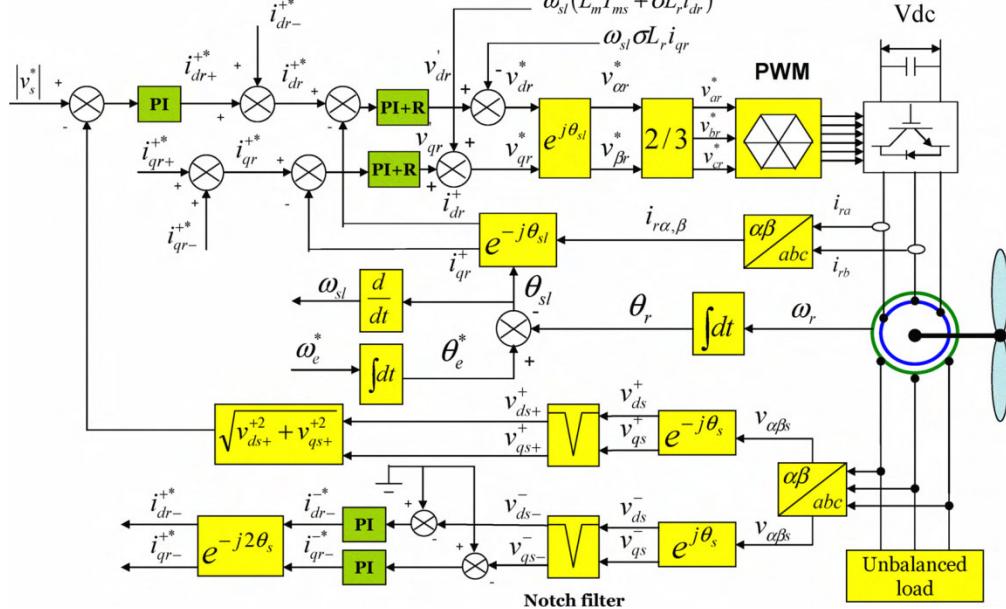
$$\omega(L, I + \sigma I, i)$$


Рис. 1.10. Схема керування, заснована на ПІ-Р регуляторі струму, за несиметричного навантаження для перетворювача РІ МПЖ [105]

Алгоритм векторного керування з використанням теорії активної фільтрації.

У роботі [103] запропоновано автономну МПЖ з алгоритмом керування вектором з використанням теорії активної потужності. Першочерговим завданням алгоритму було підтримання постійної напруги і частоти на виході генератора незалежно від зміни швидкості. В цьому випадку гармонічні компоненти були зменшені шляхом застосування теорії фільтрації активної потужності в перетворювачі МІ.

У роботі [103] представлено схему керування перетворювачем PI, де регулятори напруги і частоти у кінцевому підсумку регулюють статорну напругу і частоту. Така схема працює як частина частотного контура. Впроваджуючи концепцію роботи активних фільтрів у перетворювач МІ, дана схема дає змогу вирішити проблему якості електроенергії. В ній паралельні активні фільтри використовують разом із керуванням перетворювачем МІ. Основним принципом паралельного активного фільтра є те, що гармонічний струм навантаження компенсується перетворювачем МІ.

Модифікована стратегія керування струмом ротора на основі ПІ-Р.

У [108] представлено нову систему керування, яка реалізується в основній системі координат. Цей алгоритм також виключає 5-у і 7-у гармоніки напруги в ТЗП для нелінійних навантажень, обладнаних автономною системою МПЖ. У 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 таку особливість, що один регулятор струму ротора виключає пару як 5-у гармоніку зворотної послідовності, так і 7-у гармоніку прямої послідовності в ТЗП. Так, ця система керування менш складна через використання половини кількості резонансних компенсаторів порівняно з випадком, який застосовують у стаціонарній системі координат.

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

Для регулювання струму в замкненому контурі відсутні вимоги щодо розкладання на пряму і зворотну послідовності гармонік у виміряних струмах ротора. Це, в кінцевому результаті, мінімізує затримку часу керування і також покращує загальну продуктивність системи керування. Єдиним недоліком є використання двох резонансних контурів, необхідних для кожної з $6l \pm 1$

($n=1,2,\dots$) 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 та гармонічних складових статорної напруги автономної МПЖ здійснюється з використанням пропорційно-інтегральної повторюваної методики. ПІ-контролери регулюють фундаментальні складові напруги статора в синхронній системі координат. Для усунення несиметрії та гармонічних компонентів застосовується повторювана методика керування. В системі керування РІ ПІ-регулятори використовують для отримання заданих компонентів напруги ротора $V_{r,d}^*$ і $V_{r,q}^*$ після визначення заданого струму ротора.

Пропорційно-інтегральний повторюваний регулятор (ПІ-ПР) є необхідним задля мінімізації гармонік і компонентів зворотної послідовності фаз напруги статора, оскільки запропонована система створює менше складнощів для обчислення. А відбувається це через те, що один і той самий регулятор використовується для усунення несиметрії та гармонічних компонентів. Система відрізняється від інших ПІ або ПІ-Р регуляторів, де вузли керування мають бути змінені у разі використання 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 базі МПЖ, підключеної до мережі. В даному випадку можлива активна фільтрація, оскільки регулюються струми ротора. Швидкість МПЖ Ω_g , усунення гармонік струму та регулювання реактивної потужності статора θ_s керуються перетворювачем РІ, тоді як передавання активної потужності між ланкою постійного струму та мережею керується з використанням перетворювача GSC. При цьому, враховуючи високий результат впливу РІ для пом'якшення гармонічних струмів, компоненти гармонічного струму виокремлюються з застосуванням фільтра селективного смугового пропускання, як показано на рис. 1.11. Це вимагає лише вимірювання струму. Трифазний нелінійний регулятор струму обирається як результат гібридизації між фіксованим контролером смуги гістерезису і структурами ШІМ контролера струму.

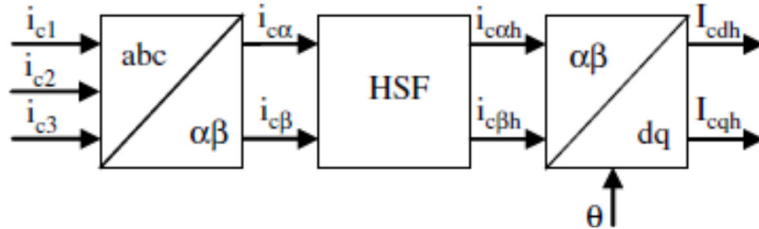


Рис. 1.11. Метод визначення гармонік на базі високочастотного смугового фільтра (HSF) часової області [111]

Інтегрований метод МПЖ генератор/активний фільтр (IDEA).

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

У такій стратегії керування струми основної гармоніки, так само як і струми вищих гармонічних, контролюються з використанням регуляторів в орієнтованій за полем статора системі координат. На рис. 1.12 показано блок-схему конфігурації системи.

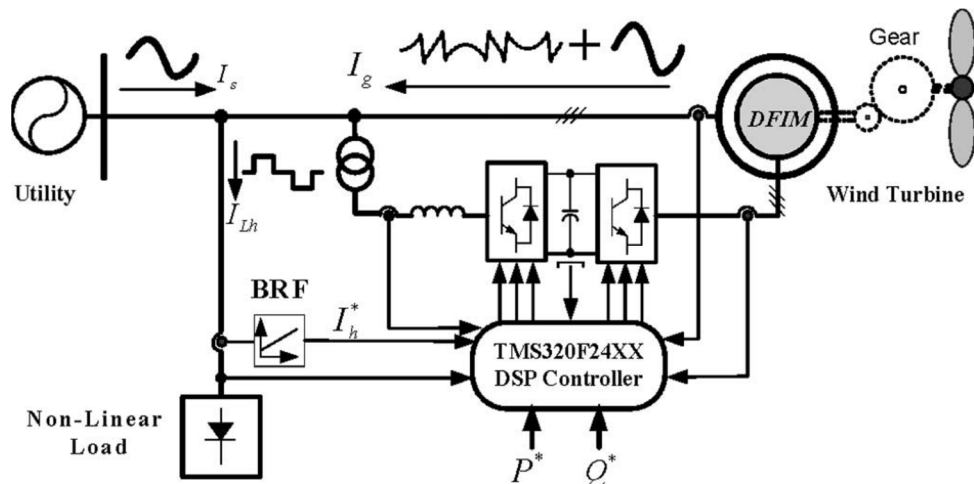


Рис. 1.12. Структурна схема конфігурації системи [32]

З застосуванням давачів струму вимірюють струм мережі у випадку підключення нелінійних навантажень. Таким чином, формується завдання на компенсацію гармонічного струму для перетворювача ПІ. Аналогічно, завдання активної потужності P^* встановлюють відповідно до характеристик вітрової турбіни та швидкості вітру. Згідно з вимогами підключення до мережі формується завдання реактивної потужності Q^* . Збудження МПЖ забезпечує перетворювача ПІ.

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

Метод активної фільтрації.

У роботі [113] запропоновано стратегію керування задля використання функції фільтрації з використанням 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 перед поліпшенням якості електроенергії. Наступним пріоритетом буде корекція коефіцієнта потужності порівняно з гармонічною компенсацією. Нарешті, можливості фільтрації з застосуванням ПІ використовують до максимального рівня без будь-якого перевищення номінальних значень з виконанням чітко визначеної процедури. Крім того, для керування МІ використовується регулятор нечіткої логіки задля підтримки плавної напруги постійного струму. Таким чином, між мережею та МІ формується синусоїдальний струм.

Ідентифікація заданого струму гармонік здійснюється з різними методами, які можуть бути розподілені на дві категорії:

- 1) часова область;
- 2) частотна область [114–116].

Два способи керування компенсацією гармонічних складових струму:

- а) перший спосіб полягає у тому, щоб спочатку обрати потрібну гармоніку, а потім внести її в регулятор струму з великою пропускнуою спроможністю;
- б) другий спосіб – це безпосереднє використання селективного регулятора струму (регулятор резонансного струму або узагальнений інтегратор) для керування гармонічними компонентами [117–119].

У нашому випадку похибка швидкості e та її зміна Δe дає заданий струм i_{qrref} шляхом налаштування регулятора нечіткої логіки задля керування перетворювачем ПІ. Теорія миттєвої потужності $p-q$, зазначена в літературі [114], є відомим методом, який можна легко застосувати задля часткової селективної компенсації струму гармоніки.

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

$$\begin{cases} I_{drhref} = -\frac{L_s}{M} i_{ldh} , \\ I_{qrhref} = -\frac{L_s}{M} i_{lqh} . \end{cases} \quad (1.8)$$

Результуючі гармонічні струми ротора компенсуються протилежним знаком струмів i_{drhref} , i_{qrhref} . Так, завдання на формування активних (i_{qref}) і реактивних (i_{dref}) струмів ротора додаються до результуючих завдань гармонік струмів ротора, заданими в такий спосіб:

$$\begin{cases} I_{drhref1} = \frac{L_S}{M} i_{ldh}, \\ I_{qrhref1} = \frac{L_S}{M} i_{lqh}. \end{cases} \quad (1.9)$$

Поліпшення гармонічного складу з використанням паралельного активного фільтра.

Для усунення гармонік струму навантаження використовуються паралельні активні фільтри. В такому випадку розраховують миттєву потужність $p-q$ задля вилучення гармонік струму навантаження з використанням теорії $p-q$ миттєвої потужності, як це зазначено в [120]. Запропоновано схему для синхронізації $d-q$ струмів із використанням механічної кутової швидкості ротора. Недоліками такого підходу є те, що він потребує вимірюваних 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 вимірюються гармонічні струму 5-го, 7-го і 11-го порядку, генеровані нелінійними навантаженнями, підключеними до ТЗП, і з застосуванням ВСФ всі гармонічні компоненти відокремлені від основної гармоніки. Регулятор струму з фіксованою частотою показано на рис. 1.13 [121]. Система складається з контура вимірювання гармонік разом із контуром вектора керування потужністю.

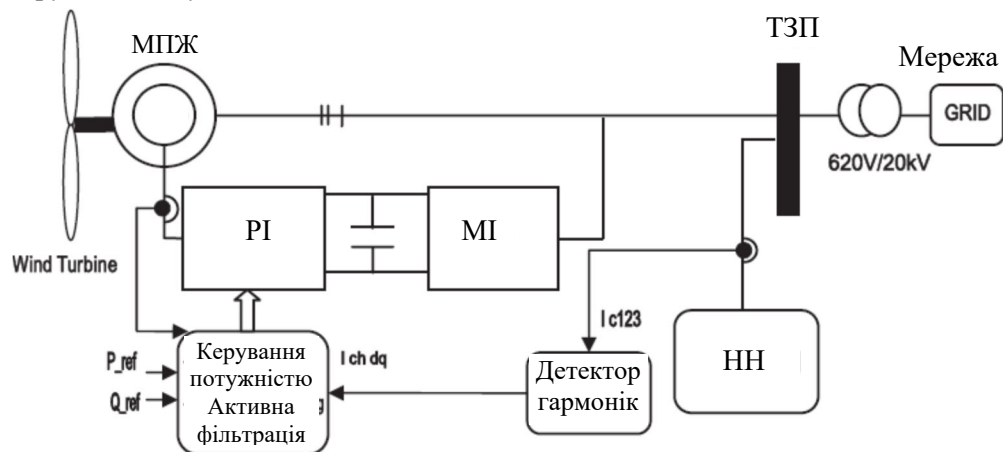


Рис. 1.13. Структурна схема СТЕ на базі МПЖ із можливістю усунення гармонік струму [121]

Після моделювання енергогенеруючої задачі СГЕ можливості фільтра перевіряються моделюванням двох вітрових профілів. Покращення якості струму мережі показано керуванням, спрямованим на зменшення загального гармонічного спотворення.

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

$$H(s) = \frac{I_{c\alpha\beta}(s)}{I_{c\alpha\beta}} = K \frac{(s+k)+j.w_c}{(s+k)^2+j.w_c^2}, \quad (1.10)$$

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 щодо кожної методики, їхніх характеристик, переваг і недоліків. Основною метою методів усунення гармонік є зменшення гармонічних компонентів струму, наявних у реальній енергосистемі [122]. Задля 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 у випадку несиметрії навантаження для автономного режиму роботи. Проблема пульсуючого крутного моменту зменшується, коли струм статора стає нульовим. Проте не зазначено жодної модифікації PI. Розглядають інший метод керування гібридної (ПІ-Р) компенсації струму, застосований на PI із заданою системою координат, який 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 інjektують струм гармоніки навантаження. Цей тип керування MI контролює якість електроенергії, але у разі регулювання 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 ПІ-Р. Результати дослідження показують покращену якість напруги в ТЗП. Також зазначено, 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 щодо забезпечення будь-якого рішення задля спотворення струму статора i_{sa} , який обумовлений струмом нелінійного навантаження i_{Na} . У технології повторюваного регулято-

ра (ПР) передбачено регулювання основної складової напруги статора в синхронній системі координат з застосуванням ПІ-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 базі МПЖ, підключених до мережі. Керування швидкістю МПЖ, реактивною потужністю статора та мінімізація гармонік відбувається з використанням ПІ. Регулювання струмів ротора робить можливим активну фільтрацію з застосуванням МПЖ. Метод IDEA усуває гармонічні струми нелінійних навантажень. Тому система керування одночасно забезпечує максимальний відбір енергії вітру та покращує якість електроенергії. Даний метод не передбачає перевищення номінальних параметрів ПІ та компенсацію реактивної потужності, а забезпечує баланс між максимальним виробництвом активної потужності та якістю електроенергії. Така система керування надає перевагу виробництву активної потужності над якістю електроенергії, а також компенсації реактивної потужності над активною фільтрацією. Мінімізація гармонік з використанням паралельного активного фільтра використовує теорію миттєвої потужності $p-q$ для розрахунку миттєвих потужностей $p-q$, яка сприяє вилученню гармонік струму навантаження. У цьому методі необхідно вимірювати 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 задля генерування активної та реактивної потужностей. Статор МПЖ і мережевий інвертор з'єднують із нелінійним навантаженням і застосовують ізолювання гармонічних складових залежно від високоселективної фільтрації.

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 через створення нових методів компенсації реактивної потужності та активної фільтрації.

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

У результаті попереднього аналізу задля 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 та класична із двонаправленим ПЧ у колі ротора.

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

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

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

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

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

МПЖ є ефективною задля 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 дає змогу поєднувати властивості синхронних і асинхронних електричних машин. З'єднання обмоток статора і ротора з перетворювачами дає можливість контролювати чотири змінні, які, в свою чергу, забезпечують керування 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, у галузі вітрової відновлюваної енергетики МПЖ замінює синхронний генератор, що обумовлено здатністю МПЖ керувати окремо активною та реактивною потужністю [97, 123, 124]. У [125] та [126] розглядаються електромеханічні системи з МПЖ, що здатні замінити електроприводи на базі двигунів постійного струму (ДПС) та асинхронних двигунів (АД) із короткозамкненим (к.з.) ротором у важкій промисловості та у галузі тягового електропривода. Повністю керована МПЖ із 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.

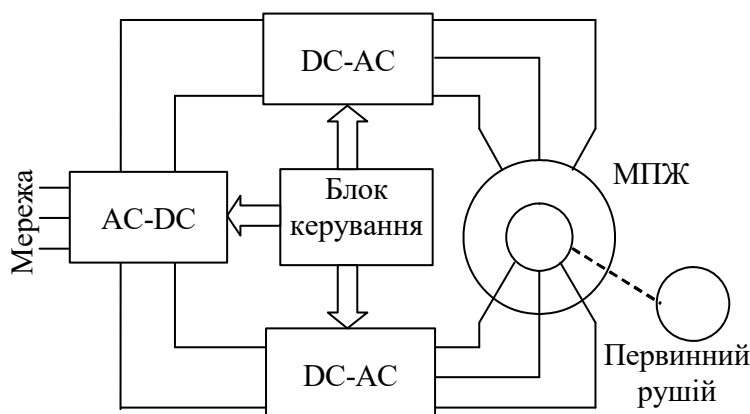


Рис. 2.1. Функціональна схема повністю керованої МПЖ

В [125] та [127] наведено огляд систем електропривода на базі МПЖ, в якому автори доходять до висновку щодо доцільності одночасного керування МПЖ як по колу статора, так і по колу ротора.

2.1. Математична модель повністю керованої МПЖ та задачі керування

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

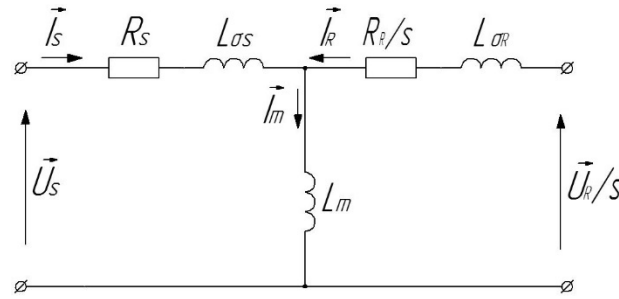


Рис. 2.2. Т-подібна еквівалентна заступна схема МПЖ

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 бере участі в створенні електромагнітного моменту; $L_{\sigma R}$ – індуктивність розсіювання ротора; 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) $\vec{\psi}_m$.

Р о з д і л 2

Запишемо рівняння, що пов'язують складові еквівалентної заступної схеми 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 щодо узагальненої електричної машини та методику отримання математичних моделей [129], запишемо систему диференціальних рівнянь, що описують електро механічну частину МПЖ у довільно обертовій системі координат dq , яка обертається з кутовою швидкістю ω_k :

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

В рівняннях (2.2) індекси 1 та 2 вказують на належність величини до статора та до ротора відповідно; θ_k – кут між нерухомою системою координат ab , що пов'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 ;

Р о з д і л 2

$\mathbf{u}_2^{(d-q)} = (u_{2d}, u_{2q})^T$ – 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 у проєкціях струмів статора, ротора та головного магнітного потоку в системі координат dq .

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

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

У процесі побудови векторних алгоритмів керування вважаємо, що струми, напруги та електромагнітні потоки електричної машини мають 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 під час роботи МПЖ, пов'язано з припущенням щодо можливості вважати магнітне поле в повітряному зазорі як двовимірне, 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 представлені в літературних джерелах, серед яких [129–132] та інші, тому в даній монографії перетворення координат Кларк та Парка-Горєва не наводиться.

Отже, побудова алгоритмів векторного керування базується на орієнтації обертової системи координат dq вздовж одного з векторів стану електричної

Р о з д і л 2

машини. Так, у [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. У даній роботі приймаємо, що вісь d системи координат dq збігається з вектором головного магнітного потоку $\vec{\psi}_m$, тобто :

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

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 пов'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 ω_k ; вектор головного магнітного потоку $\vec{\psi}_m$; кут θ , що визначає положення роторної системи координат $drqr$ відносно стаціонарної системи координат ab ; кут θ_k , що визначає положення обертової системи координат dq відносно нерухомої системи координат ab ; кут θ_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 ψ_{ma} та ψ_{mb} відповідно.

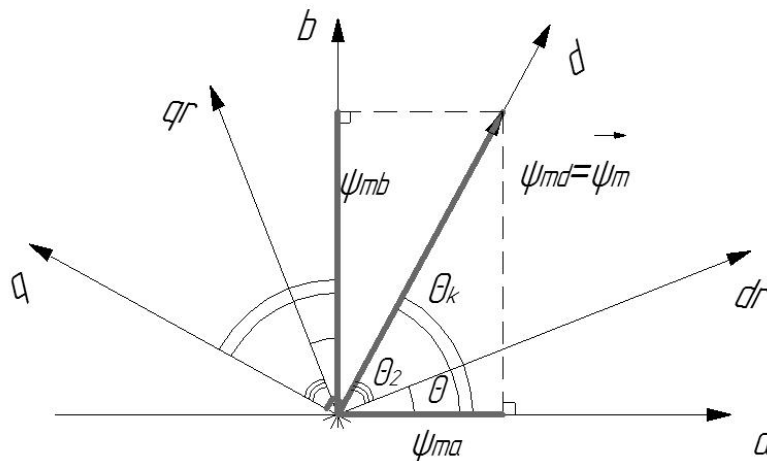


Рис. 2.3. Системи координат

Р о з д і л 2

З рис. 2.3 визначимо елементи поворотної матриці, що використовують 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 зазначити, що вектор головного магнітного потоку $\vec{\psi}_m$ в МПЖ безпосередньо не вимірюється, тому можлива лише асимптотична орієнтація за полем 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 задля побудови алгоритмів векторного керування головним магнітним потоком та електромагнітним моментом МПЖ.

Векторні алгоритми керування МПЖ, заданою нелінійними рівняннями (2.3), визначають 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 з застосуванням 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:

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

При цьому вектор заданих значень визначимо як:

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

Р о з д і л 2

де M^* , ψ_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:

$$\begin{aligned}\tilde{M} &= M - M^*, \\ \tilde{\psi}_m &= \psi_m - \psi_m^*.\end{aligned}\tag{2.9}$$

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 u , доступні задля вимірювання;
- параметри МПЖ відомі та незмінні;
- задані траєкторії головного магнітного потоку ψ_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 у проекціях струмів статора, ротора та головного магнітного потоку з врахуванням прийнятої орієнтації системи координат dq :

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

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

Синтез алгоритму векторного керування головного магнітного потоку – електромагнітного моменту МПЖ виконаємо у такій 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 прийнятну 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:

Р о з д і л 2

$$\tilde{\psi}_m = L_m (\tilde{i}_{1d} + \tilde{i}_{2d} + i_{2d}^*) - \psi_m^* + v_\psi, \quad (2.16)$$

де v_ψ – коригуючий зворотний зв'язок, який буде визначено пізніше.

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) у (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) у (3.19), внаслідок чого отримаємо, що

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

за будь-яких значень $k_\psi > 0$ та $k_{\psi i} > 0$.

Р о з д і л 2

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

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

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

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

З (2.23) сформуємо регулятори проекцій струмів i_{1d} та i_{2d} у вигляді

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

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

Підставимо (2.24) у (2.23), після чого отримаємо рівняння динаміки похибок відпрацювання струмів i_{1d} та 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 (2.25) 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

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

Р о з д і л 2

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) у (2.27), після чого отримаємо, що

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

за будь-яких значень $k_{id} > 0$.

З (2.29) та (2.26), використовуючи теорему Ляпунова щодо стійкості, випливає, що положення рівноваги $(\tilde{i}_{1d}, \tilde{i}_{2d})^T = 0$ є глобально експоненційно стійким за $k_{id} > 0$.

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):

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

Сформуємо керуючу дію v_{1q} у вигляді:

$$\begin{aligned}
 v_{1q} &= -k_{i1q} \tilde{i}_{1q} - x_{1q} + r_1 i_{1q}^* + \omega_k \psi^* + L_{1\sigma} \frac{d}{dt} i_{1q}^*, \\
 \frac{d}{dt} i_{1q}^* &= \frac{2}{3p_n} \left(\frac{\frac{d}{dt} M^*}{\psi^*} - \frac{M^* \frac{d}{dt} \psi^*}{(\psi^*)^2} \right), \\
 \omega_k &= \frac{\frac{d}{dt} \psi_{mb}}{\psi_{ma}} - \frac{\psi_{mb} \frac{d}{dt} |\psi_m|}{|\psi_m| \psi_{ma}}, \quad |\psi_m| = \sqrt{\psi_{ma}^2 + \psi_{mb}^2}.
 \end{aligned} \tag{2.33}$$

Проекції вектора головного магнітного потоку ψ_{ma} та ψ_{mb} розраховують із моделі МПЖ у стаціонарній системі координат ab .

Рівняння динаміки похибок відпрацювання координат $\tilde{i}_{1q}$ набувають вигляду:

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

2.2.3. Рівняння динаміки МПЖ. У 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:

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

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:

Р о з д і л 2

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

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:

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

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

Представлений алгоритм керування реалізує так зване "ортогональне керування" [137], за якого підтримується сталість головного магнітного потоку і ортогональність векторів струму статора та магнітного потоку. Перевантажувальна здатність МПЖ у разі такого керування збільшується у 8-10 разів, але водночас збільшуються втрати у міді та зменшується ККД машини.

2.2.4. Мінімізація активних втрат потужності. Розглянемо побудову алгоритму керування МПЖ з двома ПЧ, який забезпечує мінімізацію втрат у міді та сталі.

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

Втрати у міді дорівнюють [138]:

$$\Delta P_m = 3I_1^2 r_1 + 3I_2^2 r_2, \tag{2.38}$$

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

Мінімізуємо втрати у міді у разі заданого моменту 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:

Р о з д і л 2

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

Втрати у сталі дорівнюють [138]:

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

де ω_1, ω_2 – частоти обертання електромагнітного поля статора і ротора відповідно; k_c – сталий коефіцієнт, який характеризує питому вагу втрат у сталі статора і ротора; $\beta \approx 1,4$.

У разі стабілізації величини модуля потокозчеплення на заданому рівні втрати у сталі будуть залежати від значення частоти обертання електромагнітного поля статора і ротора. Мінімізуємо втрати у сталі за заданої частоти обертання. У випадку зустрічного обертання полів необхідну швидкість обертання ротора ω можна отримати за менших значень ω_1 і ω_2 , тобто за менших втрат. Розв'язуючи рівняння $\partial(\Delta P_{cm})/\partial\omega_1 = 0$, $\partial(\Delta P_{cm})/\partial\omega_2 = 0$ з [139], отримаємо

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

Функціональну схему розробленої системи керування МПЖ наведено на рис. 2.5.

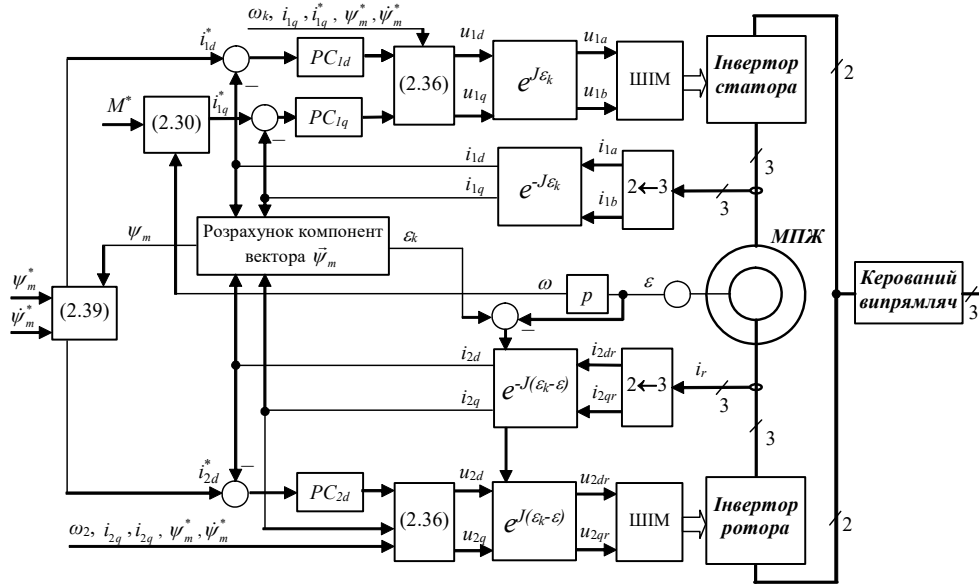


Рис. 2.5. Блок-схема розробленої системи керування головним магнітним потоком – електромагнітним моментом повністю керованої МПЖ

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

2.3. Результати моделювання алгоритмів векторного керування МПЖ у процесі відпрацювання заданих траєкторій головного магнітного потоку та електромагнітного моменту

В пакеті прикладних програм побудовано математичну модель електропривода МПЖ. У процесі моделювання була використана МПЖ з такими параметрами: потужність $P=1,4$ кВт, число пар полюсів $p_n=3$, $J=0,2$ кгм², $L_1=L_2=0,317$ 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 із відпрацювання траєкторії заданого моменту в процесі моделювання має таку послідовність дій:

- 1) протягом інтервалу часу від 0 до 0,2 с з застосуванням 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. 2.6. Графіки відпрацювання струмів статора і ротора в системі координат (d - q) та активні й реактивні потужності показано на рис. 2.7. 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 – керуванню з мінімізацією втрат. Аналіз графіків перехідних процесів свідчить, що похибки відпрацювання потоку та моменту незначні. На рис. 2.8 представлено порівняння втрат у міді за ортогонального керування (пунктирна лінія) і за керування з мінімізацією втрат (суцільна лінія). У випадку роботи з номінальним потоком і номінальним моментом МПЖ втрати у міді менші на 15% в порівнянні з ортогональним керуванням.

Розділ 2

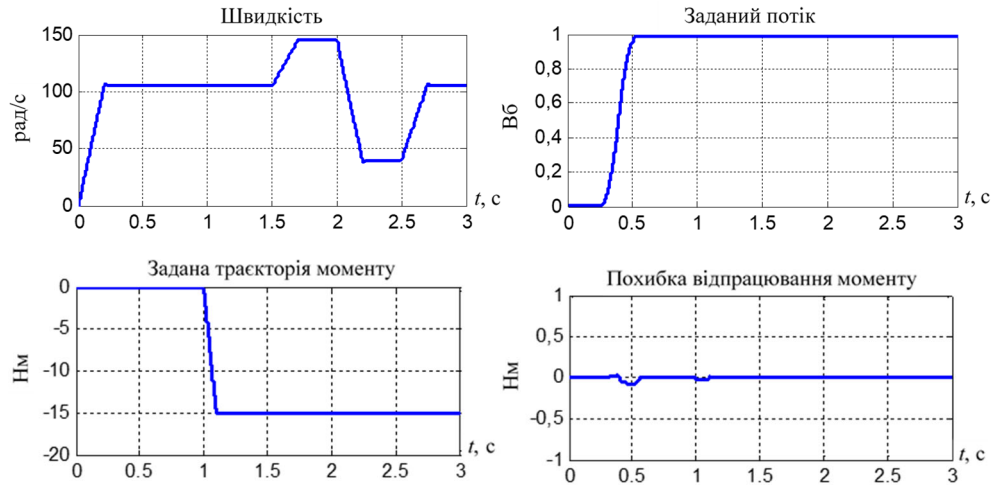


Рис. 2.6. Послідовність операцій у процесі відстеження траєкторії моменту

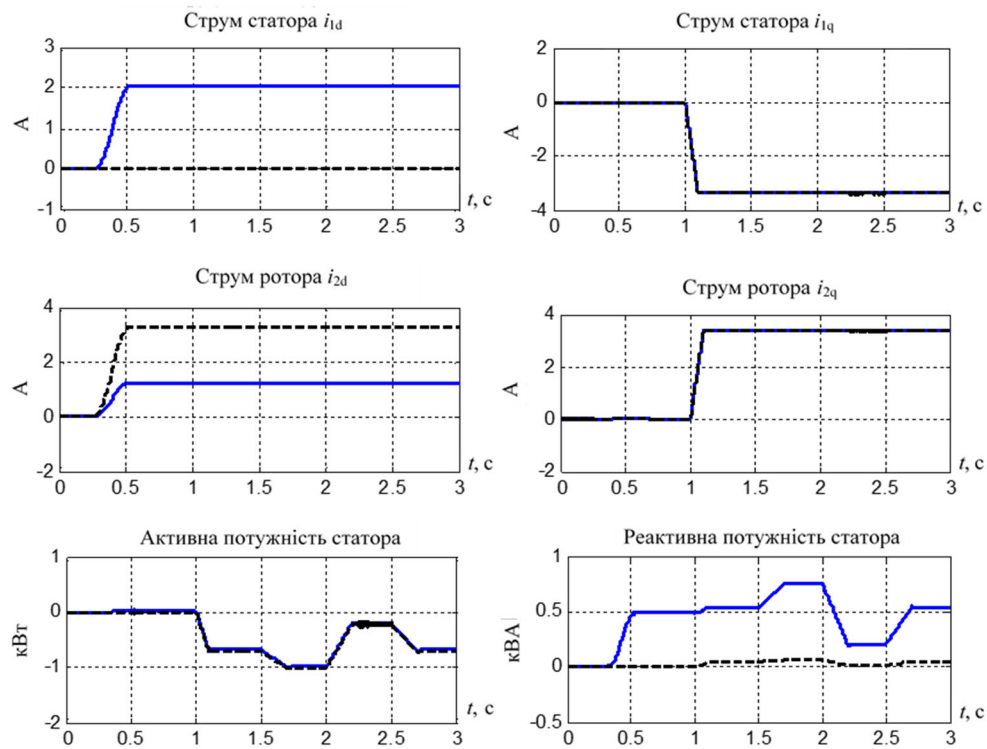


Рис. 2.7. Перехідні характеристики під час відстеження траєкторії моменту за ортогонального керування (пунктирна лінія) і за керування з мінімізацією втрат (суцільна лінія)

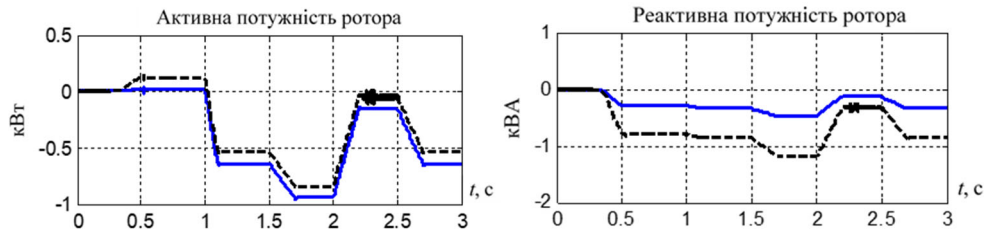


Рис. 2.7. (продовження) Перехідні характеристики під час відстеження траєкторії моменту за ортогонального керування (пунктирна лінія) і за керування з мінімізацією втрат (суцільна лінія)



Рис. 2.8. Порівняння втрат у міді за ортогонального керування (пунктирна лінія) і за керування 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 із номінальним крутним моментом. Така конфігурація забезпечує стабільність як у разі швидкості нижче синхронної, так і у випадку роботи на швидкості вище синхронної.

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

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

Досліджено два алгоритми векторного керування моментом МПЖ: ортогональне керування, коли підтримується сталість головного магнітного потоку і ортогональність векторів струму статора й магнітного потоку та керування з мінімізацією втрат у міді, що безпосередньо залежать від струму, який протікає по обмотках і, в свою чергу, залежить від навантаження на валу, та втрат

Р о з д і л 2

сталі, які визначаються магнітними властивостями матеріалів, що використовуються, величиною магнітного потоку і частотою обертання електромагнітного поля статора і ротора.

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 у разі збудження електричної машини по колу ротора.

Проведені дослідження підтвердили, що розглянута система векторного керування МПЖ виконує відпрацювання заданого моменту з мінімальною похибкою за сталого магнітного потоку.

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 в процесі реалізації методу керування задля зменшення втрат у МПЖ.

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 точного відпрацювання заданої постійної напруги.

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 на виході і струмів на вході 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 із вхідними більш чутливі до будь-яких спотворень і несиметрії напруг мережі живлення та струмів навантаження.

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

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 йдеться про 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 з використанням 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 значний обсяг необхідних обчислень, а як можливий наслідок – складність практичної реалізації у разі керування МП у реальному масштабі часу.

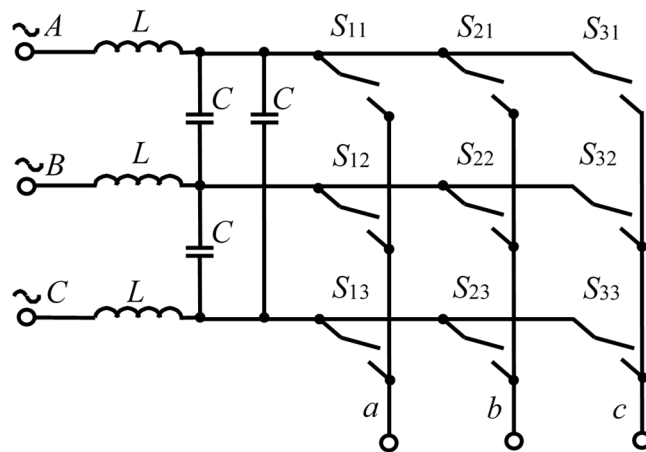


Рис. 3.1. Топологія традиційного МП

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

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

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

Р о з д і л 3

З використанням 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 $U_{ABC} = [u_A \ u_B \ u_C]^T$, $I_{ABC} = [i_A \ i_B \ i_C]^T$, $U_{abc} = [u_a \ u_b \ u_c]^T$, $I_{abc} = [i_a \ i_b \ i_c]^T$, 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 за відповідного формування вихідних напруг та вхідних струмів. Саме тому зазначені керуючі функції задано у відносних одиницях і 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

$$\bar{u}_{in} = [1 \ \bar{a} \ \bar{a}^2] U_{ABC}, \quad \bar{i}_{in} = [1 \ \bar{a} \ \bar{a}^2] I_{ABC},$$

$$\bar{u}_{out} = [1 \ \bar{a} \ \bar{a}^2] U_{abc}, \quad \bar{i}_{out} = [1 \ \bar{a} \ \bar{a}^2] I_{abc}. \quad (3.5)$$

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

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

Р о з д і л 3

Із врахуванням обмежень (3.3) зворотна трансформація виглядає так:

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

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 до відповідних сторін обмежуючого трикутника.

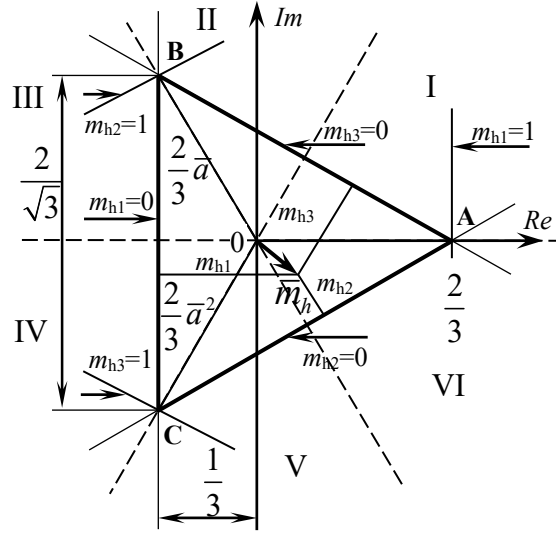


Рис. 3.2. Область існування просторових векторів керуючих функцій

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

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

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

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

Р о з д і л 3

Співвідношення (3.8), (3.9) описують задані або бажані величини систем вхідних та вихідних просторових векторів з використанням 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 з застосуванням представлення "триноги" керуючих функцій у вигляді симетричних складових

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

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

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

З використанням симетричних складових отримано передатні рівняння [140], які в компактній формі описують зв'язок вхід - вихід МП виключно з застосуванням просторових векторів:

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

У 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):

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

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

Р о з д і л 3

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, λ – 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) у (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 отримаємо:

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

де $q \cos \phi_{out}$ – коефіцієнт передачі активної складової вхідного струму МП, $b = q \tan \phi_{in} \cos \phi_{out}$ – 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 λ в (3.15) виразом

Р о з д і л 3

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

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) набуває такого 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 $k_1 = -q \operatorname{tg} \phi_{in}$ і $k_2 = 0$ отримаємо окремий розв'язок:

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

Як показано в [142], даний окремий розв'язок (3.22) є необхідною складовою частиною загального розв'язку системи рівнянь (3.12) або (3.14), що задовольняє співвідношення (3.18). Він надає можливість безпосереднього керування вхідною реактивною потужністю МП через задання 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 ϕ_{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]:

Р о з д і л 3

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

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

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

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:

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

Вирази (3.25) і (3.18) еквівалентні, тому що параметри b , b_d і b_q пов'язані між собою співвідношенням $b = b_d \cos \phi_{out} + b_q \sin \phi_{out}$, проте 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 свідчить про рівність активної потужності на вході та виході в кожен момент часу, а з фізичної точки зору – про відсутність у системі накопичувачів енергії.

Р о з д і л 3

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) дають змогу 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).

У [144] наведено умову, що накладається на коефіцієнти передачі $q + |b_q| \leq 1$. З неї випливає, що у разі реактивного навантаження і максимального коефіцієнта передачі $q = \sqrt{3}/2$ коефіцієнти b і b_q можуть набувати максимального значення $|b| = |b_q| = 1 - \sqrt{3}/2$. При цьому відносний просторовий вектор вхідного струму дорівнює $\frac{\bar{i}_{in}}{\bar{i}_{out}} = -j \text{sign}(b) (1 - \sqrt{3}/2) e^{j\alpha_{in}}$.

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:

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

$h = 1, 2, 3,$

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

Для визначення векторів $\bar{m}_h$ (3.27) або (3.28) необхідне конкретне задання складової нульової послідовності $\bar{m}_0$, виходячи з того чи іншого мірку-

вання. Як зазначено 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) внаслідок примусового розташування векторів $\bar{m}_h$ у допустимих межах.

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

У даній роботі запропоновано розрізняти порядок обрахування необхідного значення $\bar{m}_0$ залежно від поточного фазового положення вектора вхідної напруги α_{in} через розділення фазової площини на шість секторів I-VI у 60 ел.град. (рис. 3.2). У межах кожного сектора пропонується змішувати кінці векторів "триноги" відносно початкового положення, яке розраховане для $\bar{m}_0 = 0$, наближаючи до сторони обмежувального трикутника, яка паралельна бісектрисі поточного сектора (або віддаляючи від цієї сторони – за можливості та доцільності). При цьому принаймні два з трьох векторів дотикаються кінцями до двох інших сторін трикутника.

Якщо кінці деяких векторів $\bar{m}_h$ виходять за межі трикутника, то їхні проєкції на сторони трикутника, тобто елементи m_{hk} керуючої матриці M , набувають від'ємних значень і не відповідають необхідним задля реалізації умовам (3.3). "Тринога" векторів зміщується у межі трикутника через додавання вектора нульової послідовності $\bar{m}_0$, якщо це дають змогу параметри (коефіцієнти передачі) прямої і зворотної послідовностей просторових векторів керуючих функцій $\bar{m}_d$ і $\bar{m}_i$. За малих діапазонів регулювання МП вектори розташовуються в межах трикутника навіть за $\bar{m}_0 = 0$, наприклад, для так званого алгоритму Вентуріні в базовому варіанті без підмодуляції [146] за умови $q \leq 0,5$. У запропонованому варіанті кінці векторів "триноги" зміщуються до досягнення ними сторін трикутника примусово незалежно від їхнього розташування при $\bar{m}_0 = 0$. Ця операція зсуву векторів не є необхідною, якщо вони розташовані в трикутнику і усі

Р о з д і л 3

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 задля оптимізації тривалості включених станів ключів МП.

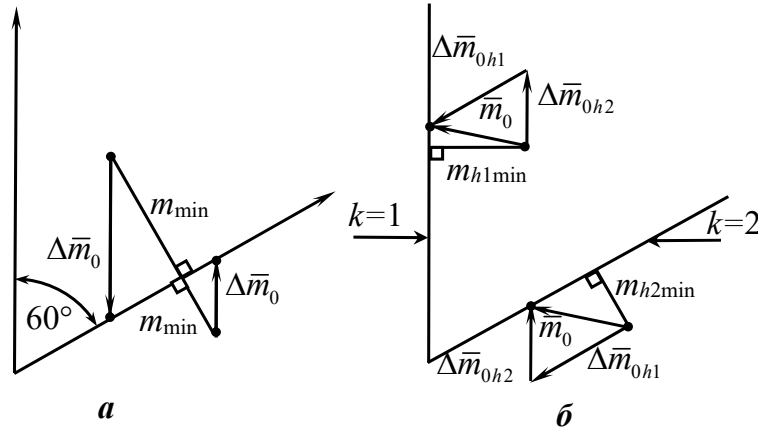


Рис. 3.3. Геометрична інтерпретація компоненти $\bar{m}_0$

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. 3.3, а). Переміщення його до даної сторони здійснюється вздовж сторони, що прилягає до 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. 3.3, б).

Порядок формування вектора нульової послідовності такий. Спочатку обчислюються просторові вектори $\bar{m}_h$ на підставі (3.27) або (3.28) за умови $\bar{m}_0 = 0$ та здійснюється обернена трансформація (3.7) для елементів керуючої матриці. Потім для поточного сектора розташування просторового вектора

Р о з д і л 3

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 їхньою 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.

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

$$\begin{aligned} \bar{m}_0 &= (2/\sqrt{3}) e^{j\frac{\pi}{2}} \left(m_{h3\min} + m_{h1\min} e^{j\frac{\pi}{3}} \right), \\ \Delta M &= \begin{bmatrix} -m_{h1\min} & m_{h1\min} + m_{h3\min} & -m_{h3\min} \\ -m_{h1\min} & m_{h1\min} + m_{h3\min} & -m_{h3\min} \\ -m_{h1\min} & m_{h1\min} + m_{h3\min} & -m_{h3\min} \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (3.32)$$

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):

$$\begin{aligned} \bar{m}_0 &= (2/\sqrt{3}) e^{-j\frac{\pi}{6}} \left(m_{h2\min} + m_{h3\min} e^{j\frac{\pi}{3}} \right), \\ \Delta M &= \begin{bmatrix} m_{h2\min} + m_{h3\min} & -m_{h2\min} & -m_{h3\min} \\ m_{h2\min} + m_{h3\min} & -m_{h2\min} & -m_{h3\min} \\ m_{h2\min} + m_{h3\min} & -m_{h2\min} & -m_{h3\min} \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (3.33)$$

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):

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

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

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 задля 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 згідно з виразом (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.

Задля визначення діапазону регулювання вхідного реактивного струму (вхідної реактивної потужності) МП потрібно для кожного значення параметрів керування q і b у координатах робочої точки (активна та реактивна складові або $\cos\phi_{out}$ навантаження) перевірити можливість реалізації цих параметрів за довільних значень фазових положень вхідних та вихідних векторів α_{in} та α_{out} , що відображає розташування просторових векторів "триноги" всередині обмежуючого трикутника, включаючи його сторони.

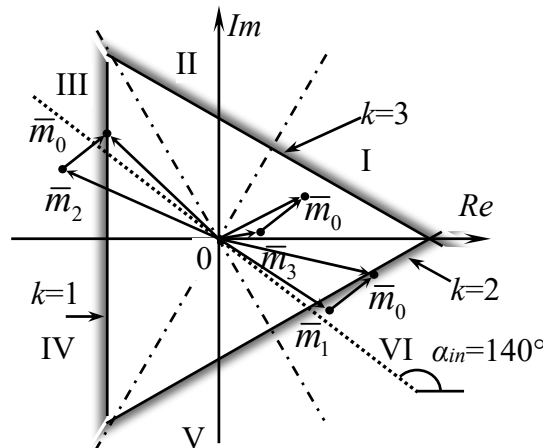


Рис. 3.4. Початкове і результуюче положення просторових векторів керуючих функцій

Розділ 3

Алгоритм отримання максимальної вхідної реактивної потужності залежно від співвідношення активної та реактивної складових потужності навантаження через перебирання 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: $\tilde{P} = q \cos \phi_{out}$, $\tilde{Q} = q \sin \phi_{out}$, $\tilde{Q}_{in} = b$.

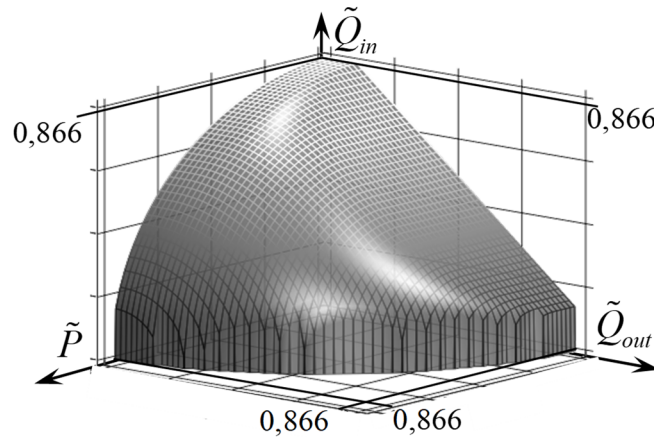


Рис. 3.5. Максимальний діапазон керування МП

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 з застосуванням запропонованого алгоритму керування МП, до і після фільтрації. Струм має реактивну складову, тому крива струму зсунута відносно кривої вхідної фазної напруги.

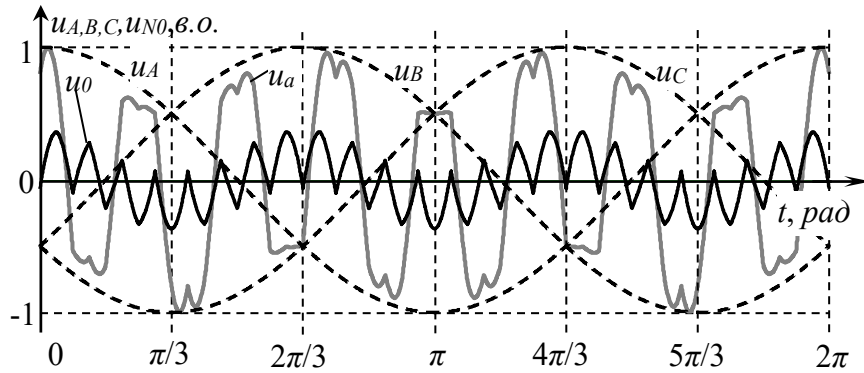
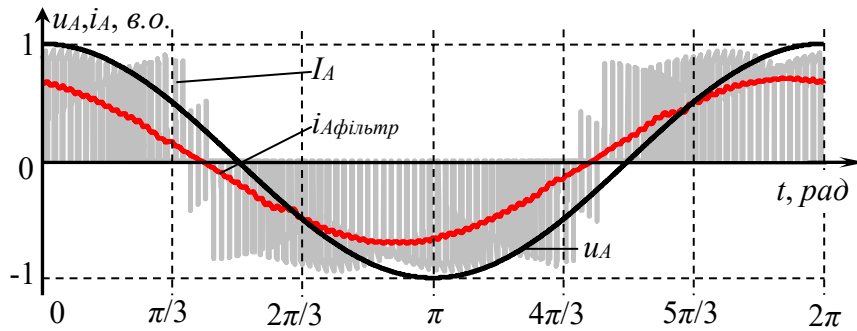
Рис. 3.6. Криві миттєвих значень складових системи вихідної напруги u_0 

Рис. 3.7. Вхідний фазний струм, який реалізовано з застосуванням запропонованого алгоритму керування МП, до і після фільтрації

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

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

3.2 Передача реактивної потужності в двоступеневих перетворювачах

Наразі 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.

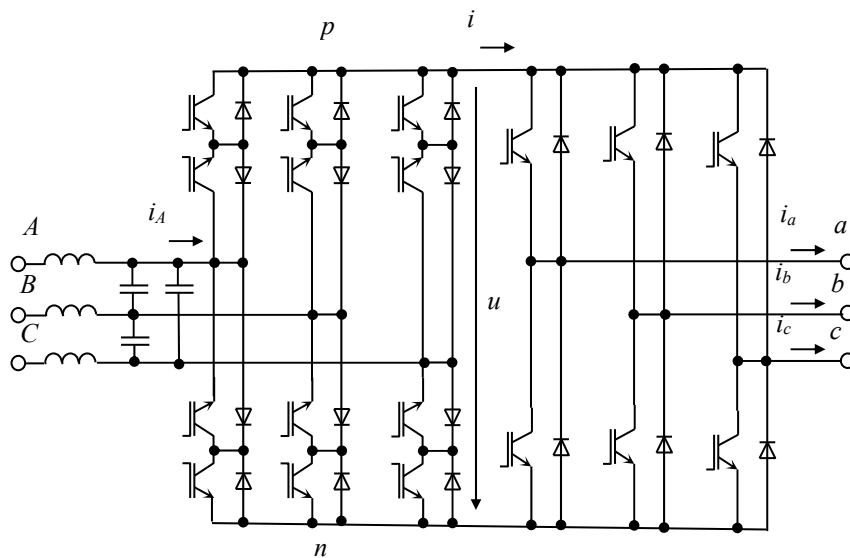


Рис. 3.8. Топологія двоступеневого МП

Основними перевагами двоступеневих МП вважають 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 через можливість здійснювати комутації за нульового струму через ключі) [151, 152].

Незважаючи на проведені досить вичерпні дослідження двоступеневих МП, все ще залишаються деякі аспекти, які потребують додаткового описання. Одним із таких аспектів є можливість передачі реактивного струму з боку навантаження на вхід перетворювача. Так, наприклад, реактивний струм МПЖ міг би бути використаний задля 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 задля формування реактивного струму. Потім обидва інтервали зливаються в комбінований алгоритм формування модуляційного циклу. Також треба зазначити, що такий підхід не обмежується тільки застосуванням у 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 чергово протікають струми вхідних фаз β і γ , що замикаються на фазу ν .

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 у разі 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]

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

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

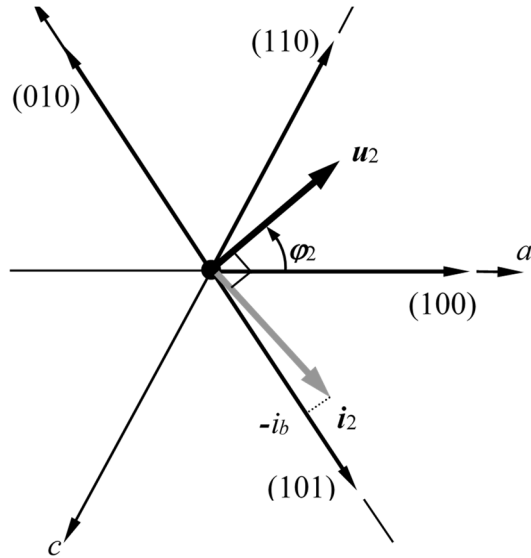


Рис. 3.9. Векторна діаграма у разі зсуву фаз між вихідними напругою і струмом $\Phi_2 = \pm \pi/2$

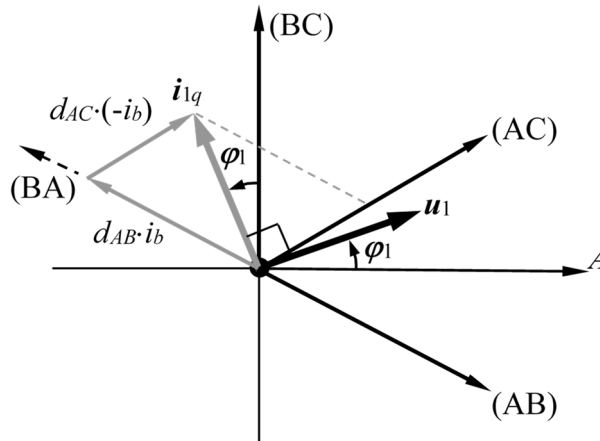


Рис. 3.10. Геометрична інтерпретація у разі зсуву фаз між вихідними напругою і струмом

Таким чином, є добре відома дилема: у випадку дотримання 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, під час використання традиційної ШІМ неможлива передача реактивної потужності з виходу на вхід перетворювача.

Основний принцип запропонованого в [153] підходу до розробки алгоритму передачі реактивної потужності зводиться до поділу, тобто декомпозиції, формування вихідної напруги і вхідного струму. З цією метою додатковий інте-

Р о з д і л 3

рвал (напівцикл) ШІМ використовують 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). У [155] запропоновано порядок розрахунку відносних тривалостей d_{100} , d_{110} і т.п. 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

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

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 (у даному випадку i_b), який отримано шляхом інвертування стану вихідної ланки (010 замість 101 на рис. 3.9). Послідовність станів на другому напівциклі ШІМ у продовження першого може бути такою [153]:

Р о з д і л 3

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

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

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

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

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

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

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

$$\frac{d_{AB}}{d_{AC}} = \frac{u_{AC}}{u_{AB}}. \quad (3.42)$$

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

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

то з урахуванням (3.41) отримуємо

$$d_{AB} u_{AB} - d_{AC} u_{AC} = 0. \quad (3.44)$$

Формування реактивного струму на вході МП можливе також із застосуванням векторів струму, що містять сектор, в якому розташовується необхідний вектор середнього на циклі ШІМ значення струму. На рис. 3.11 показано

Р о з д і л 3

формування такого самого реактивного струму i_{1q} , як і на рис. 3.10, але з використанням 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.

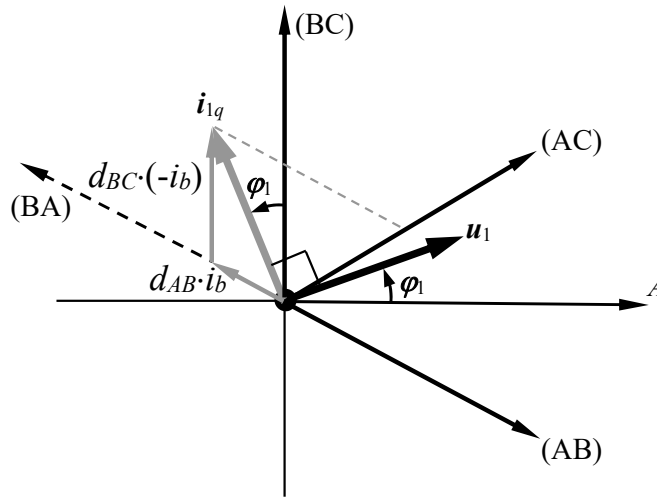


Рис. 3.11. Формування реактивного струму i_{1q} , з використанням дискретних векторів (BA) і (BC)

За аналогією з попереднім випадком відносні тривалості можна 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) дає змогу 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:

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

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 через об'єднання інтервалів для однієї і тієї самої напруги мережі [153].

Внаслідок введення додаткового інтервалу на циклі ШІМ задля 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 а, отже, споживання ним реактивної потужності задля випадку чисто активного навантаження, тобто, коли $\Phi_2=0$. Задля представлення геометрично використовуємо векторні діаграми на рис. 3.10 і 3.12.

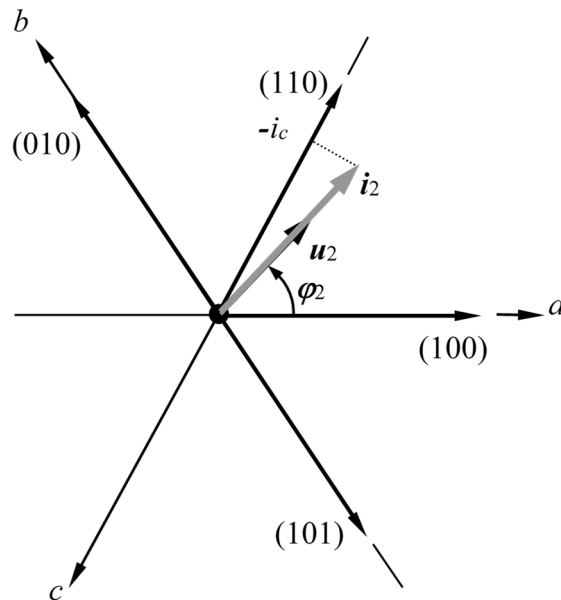


Рис. 3.12. Геометричне представлення алгоритму формування реактивного струму

Р о з д і л 3

У даному випадку дискретні вектори струму (AB) і (AC) формуються за максимального миттєвого значення фазного струму ланки інвертування $-i_c$. Послідовність станів на другому напівциклі ШІМ (як продовження першого) стане такою [154]:

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

Відносні тривалості $d_\delta = d_{AB}$ і $d_\gamma = d_{AC}$ можна 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 із 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

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

Для випадку чисто активного навантаження запропонуємо спосіб формування реактивного струму на вході МП з використанням векторів струму, що містять сектор, де розташовується необхідний вектор середнього на циклі ШІМ значення струму (рис. 3.11).

Аналогічно попередньому випадку відносні тривалості визначаються за співвідношеннями (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) дає змогу отримати для $\phi_1 \geq 0$:

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

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 через варіювання наборів стаціонарних векторів під час формування 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 має враховуватися у процесі 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 із 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. Відтоді стали з'являтися і пропозиції щодо способів поліпшення якості вхідних струмів МП у разі їхнього живлення від неідеаль-

Р о з д і л 3

ної мережі, наприклад, у роботах [156–160]. Однак ці пропозиції мали лише теоретичний характер і задавали загальний стратегічний напрям, проте не пропонували будь-які конкретні алгоритми 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 результаті, – у забезпеченні необхідного задля даного навантаження в даний момент часу споживання потужності. Згідно з балансом потужностей миттєва активна потужність на вході та 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 $\bar{\psi} \bullet j \bar{i}_i = 0$.

У 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, залежно від нього відбувається модуляція активної складової вхідного струму і, як наслідок, модуляція за будь-яким обраним напрямком опорного вектора $\bar{\psi}$.

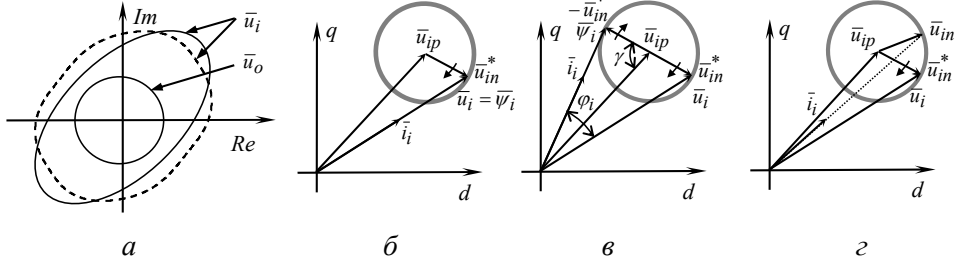


Рис. 3.13. Векторне представлення вхідного зсуву фаз для модуляції струму

Властивістю, притаманною МП, є здатність регулювати фазовий зсув між вхідними напругою і струмом та за рахунок цього регулювати амплітуду та фазове розташування просторового вектора вхідного струму по відношенню до його активної складової. Для традиційної стратегії модуляції напрямком вектора $\bar{\psi}$ обирається 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 у разі відхилень напруг мережі живлення від ідеальних параметрів (або відхиленнях, що не припустимі, відповідно до норм) було запропоновано обирати напрямком 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 щодо складових напруги кутове положення вектора вхідного струму може задаватися трьома різними способами [156, 158–160]:

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

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

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

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 відносно до цих трьох способів показано на рис. 3.13, б-г.

Перший з цих способів є вже згадуваним традиційним, другий – 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 (3.60) у (3.56), отримаємо

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

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

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

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

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

З виразу (3.64) видно, що гармонічний склад вектора показано рядом, збіжність якого визначається співвідношенням $|\bar{U}_{ih}^*|/|\bar{U}_{ip}^*|$. Можна зазначити, що пряма послідовність гармонічних складових вхідної напруги визначає зворотну послідовність гармонічних складових вхідного струму, і навпаки. Поліпшення гармонічного складу можливе через динамічну модуляцію за напрямом вектора, що враховує домінуючу неосновну гармонічну складову напруги.

3.3.3. Несиметрична система несинусоїдальних напруг живлення. За незначних спотворень кривих напруги несиметричної системи можна використати апроксимацію, засновану на припущенні щодо лінеаризації просторового

Р о з д і л 3

вектора вхідної напруги МП комбінацією з двох векторів, перший з яких представлено системою симетричних складових, а другий – порівняно малим вектором спотворення. За такого припущення вектори вхідних напруги та струму МП, а також опорний модуляційний вектор [157] записують 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) утворює вираз

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

З виразу (3.66) можна сформулювати такі 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 $\bar{U}_{ip}$.

З застосуванням викладеного аналітичного підходу на основі зазначеної лінеаризації виконано узагальнений гармонічний аналіз вхідного струму МП задля методів (3.67) – (3.69) [157]. З оцінки якості вхідного струму МП в умовах несиметрії та спотворень системи напруг мережі живлення у разі симетричного навантаження можна зробити такі висновки:

- перша стратегія забезпечує мінімальне діюче значення трифазного вхідного струму;
- друга стратегія краща у випадку, коли очікується суттєве значення коефіцієнта несиметрії вхідних напруг і вона може повністю компенсувати гармоніки струму;
- третя стратегія призводить 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 спожива-

Р о з д і л 3

них навантаженням струмів відомі у будь-який момент часу, що використовується задля 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 та реактивної складових потужності навантаження. Отже, динамічна модуляція вхідного струму, що не позначається на навантаженні, можлива виключно внаслідок модуляції його реактивної складової.

Традиційний спосіб регулювання вхідного коефіцієнта потужності МП через фазовий зсув модулюючої функції ШІМ відносно 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 задання коефіцієнта передачі вихідного струму в реактивну складову вхідного струму (в елементи m_{hk} матриці керуючих функцій ключів МП на кожному такті ШІМ):

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

де

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

$h=1,2,3$ – 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

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

Р о з д і л 3

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 та вхідна реактивні потужності МП) [161].

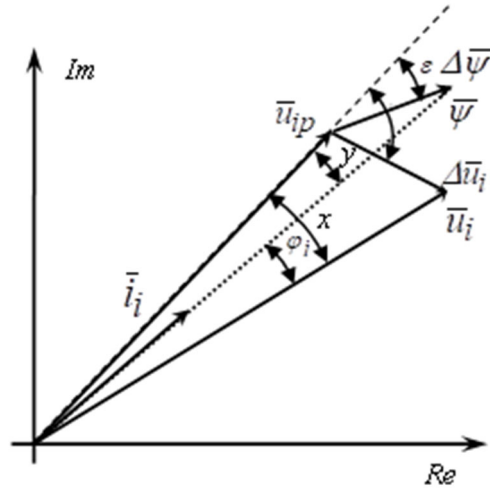


Рис. 3.14. Компоненти просторового вектора вхідної напруги МП

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 $\Delta \bar{u}_i = \Delta \hat{U} e^{j\Delta \theta_i}$, тобто складовою зворотної послідовності або сумою вищих гармонічних складових (або одне і друге разом). Для узагальнення варіантів введемо такі позначення

Р о з д і л 3

(рис. 3.14): $\gamma = \omega_i t + \alpha_{ip} - \Delta\theta_i$ – фазовий зсув між векторами $\bar{u}_{ip}$ і $\Delta\bar{u}_i$; ε – фазовий зсув між векторами $\bar{u}_{ip}$ і $\Delta\bar{\psi}$.

Фазовий зсув між вхідними просторовими векторами напруги та струму ϕ_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 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 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

$$b = \frac{2k_u \hat{U}_o \cos \phi_o \sin \gamma}{\hat{U}_{ip} [1 - k_u^2] \sqrt{1 + k_u^2 + 2k_u \cos \gamma}}. \quad (3.77)$$

У випадку $\Delta\bar{\psi} = 0$ слід врахувати, що

$$\tan \phi_i = \frac{\Delta \hat{U}_i \sin \gamma}{\hat{U}_{ip} + \Delta \hat{U}_i \cos \gamma} = \frac{k_u \sin \gamma}{1 + k_u \cos \gamma} \quad (\text{рис. 3.14}), \text{ а тому}$$

$$b = \frac{k_u \hat{U}_o \cos \phi_o \sin \gamma}{\hat{U}_{ip} (1 + k_u \cos \gamma) \sqrt{1 + k_u^2 + 2k_u \cos \gamma}}. \quad (3.78)$$

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 заданню реактивної складової вхідного струму МП $b = 0$. Задля другого способу фазовий зсув між вхідними просторовими векторами напруги та струму ϕ_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 можна трансформувати 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:

$$|b|_{\max} = \frac{2k_u \hat{U}_o \cos \phi_o}{\hat{U}_{ip} (1 - k_u^2) \sqrt{1 + k_u^2}}; \text{ але } |b|_{\max} \leq \frac{\sqrt{3} k_u \cos \phi_o}{(1 + k_u) \sqrt{1 + k_u^2}}, \text{ оскільки}$$

$$\frac{\hat{U}_o}{\hat{U}_{ip}} \leq \frac{\sqrt{3}}{2} (1 - k_u). \quad (3.80)$$

Сімейство кривих, що наочно ілюструють вираз (3.80), наведено на рис. 3.15. Приклад часової діаграми $b = f(\omega_i t)$ згідно з виразом (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.

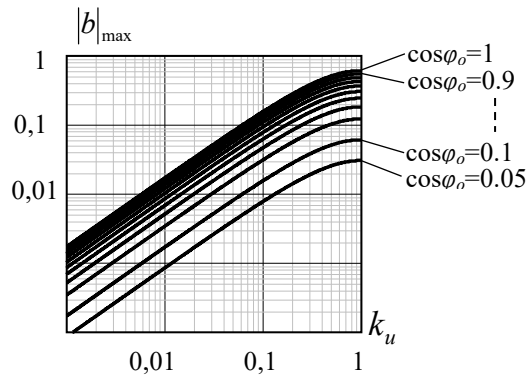


Рис. 3.15. Сімейство кривих для максимальних значень залежно від коефіцієнта несиметрії

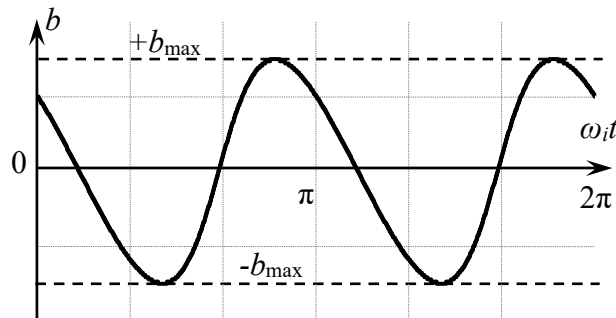


Рис. 3.16. Приклад часової діаграми $b = f(\omega t)$

На рис. 3.16 показано 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 результуючий годограф, який отримуємо додаванням у вхідний струм реактивної складової і який відповідає способу (3.60) (рис. 3.13, в). Цей приклад наочно демонструє технологію динамічної модуляції, що дає можливість формувати несиметричну систему синусоїдальних вхідних струмів МП.

Часові розгортки, що відповідають виділенню дійсної частини згаданих вище годографів і наведені на рис. 3.18, ілюструють описану технологію.

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 через комутації ключів МП згідно з алгоритмом керування, в основу якого покладено вирази (3.70), (3.71) і далі табл. 3.1, наведено на рис. 3.18 і табл. 3.2.

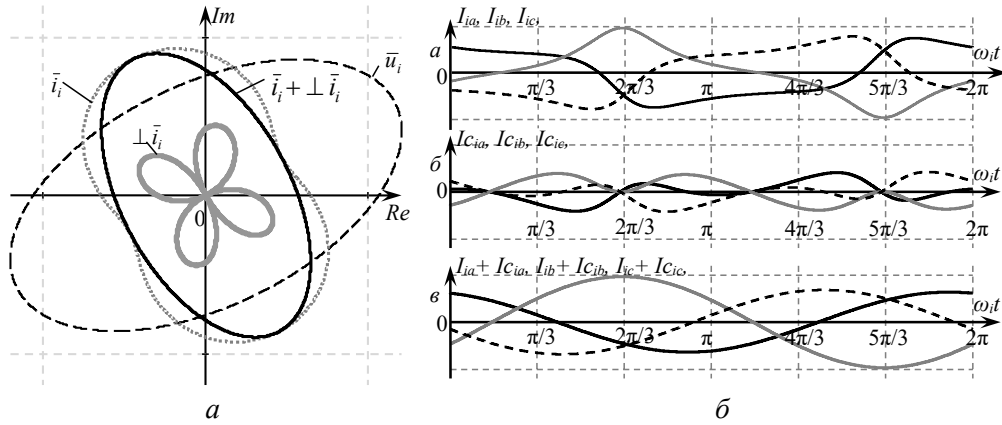


Рис. 3.17. Годографи просторових векторів вхідної напруги МП, вхідного струму за відсутності реактивної складової (а) і часові діаграми, що відповідають виділенню дійсної частини цих годографів (б)

Моделювання показало дієвість викладеного вище підходу до поліпшення форми вхідних струмів МП в умовах живлення від несиметричної системи напруг. Реальне поліпшення якості вхідних струмів з урахуванням комутацій підтверджується їхнім спектральним складом та розрахованими значеннями коефіцієнта гармонік THD_f вхідного струму.

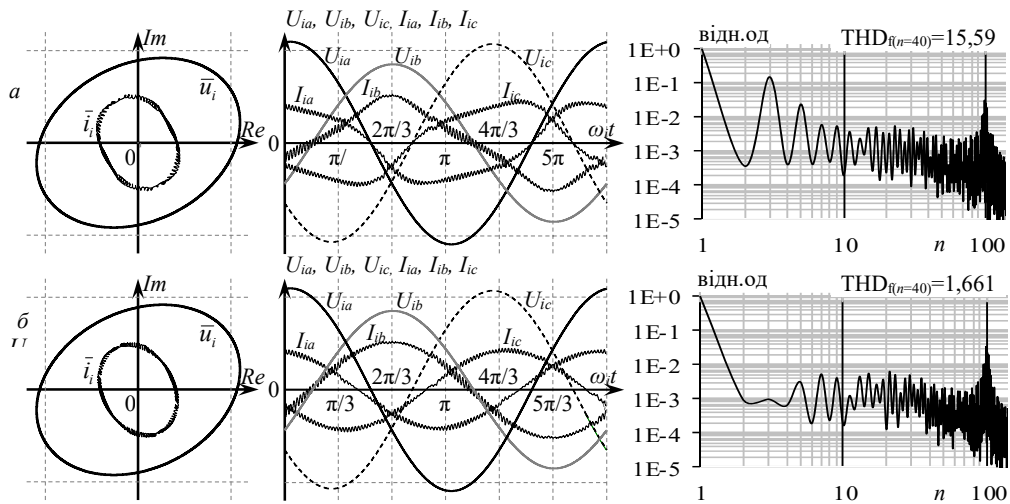


Рис. 3.18. Годографи просторових векторів вхідної напруги МП, вхідного струму, часові діаграми, що відповідають виділенню дійсної частини цих годографів, та спектральний склад вхідного струму

Таблиця 3.2

Коефіцієнти гармонік вхідних струмів МП

Параметр	Без компенсації	З компенсацією
THD _{f40}	15,59	1,6618
THD _{r40}	15,41	1,6615
THD _{f∞}	16,36	5,249
THD _{r∞}	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 ϕ_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) набуває вигляду

$$b = \frac{2k_u \hat{U}_o \cos \phi_o \sin(\omega_i t + \alpha_{in}) [\cos(\omega_i t + \alpha_{ip}) + k_u \cos(\omega_i t + \alpha_{in})]}{\left(\hat{U}_{ip} \left[1 + 2k_u \cos(\omega_i t + \alpha_{ip}) \cos(\omega_i t + \alpha_{in}) + k_u^2 \cos 2(\omega_i t + \alpha_{in}) \right] \times \right.} \quad (3.81)$$

$$\left. \times \sqrt{1 + k_u^2 + 2k_u \cos(2\omega_i t + \alpha_{ip} + \alpha_{in})} \right)$$

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, ϕ_o та ϕ_i – поточні кути зсуву фаз між просто-

Р о з д і л 3

ровими векторами напруги та струму на виході та на вході МП, θ_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 через зміну кутового співвідношення між вектором складової прямої послідовності (основної гармоніки) вхідної напруги МП $\bar{u}_{ip} = \hat{U}_{ip} e^{j(\omega_i t + \alpha_p)}$, модуляційним (опорним) вектором $\bar{\psi} = \hat{U}_{ip} e^{j(\omega_i t + \alpha_p)} + \Delta \bar{\psi}$ і вектором спотворення $\Delta \bar{u}_i = \Delta \hat{U} e^{j\Delta \theta_i}$, який вважається складовою зворотної послідовності або сумою вищих гармонічних складових (чите й інше разом). Ці підрозділі 3.3 наведено загальні формули задля розрахунку параметра b у процесі вибору 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 за 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 γ – 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

$N_{\text{гарм}}$	$U_i \%$	$\angle U_i^\circ$	$I_i \%$	$I_{\text{mod}} \%$
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) у разі довільного набору гармонічного складу напруг мережі живлення, тому наведені результати відповідають даному 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 дало можливості отримати узагальнену оцінку ступеня поліпшення якості вхідних струмів. З цієї причини для вихідних даних у процесі моделювання взято результати вимірювання гармонічного складу трифазної системи напруг реального промислового об'єкта. В табл. 3.3 наведено домінуючі складові вхідної напруги МП та вхідного струму (у відсотках до основної гармоніки), у разі «жорсткого» алгоритму з постійним вхідним зсувом фаз та у випадку алгоритму з динамічною модуляцією цього зсуву. Параметри керування та навантаження МП: $\hat{U}_o / \hat{U}_{ip} = 0,7$; $\cos \varphi_o = 0,8$.

На рис. 3.19, *a* зображено криві напруг мережі живлення, *б* – криві спотвореного вхідного струму, *в* – криві вхідного струму з динамічною модуляцією. На рис. 3.20 у 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*, *в*, розраховано сумарний коефіцієнт гармонік струму THDi.

Загальною базою розглянутих варіантів поліпшення якості вхідних струмів МП є вибір напрямку просторового вектора струму щодо 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 їхні 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.

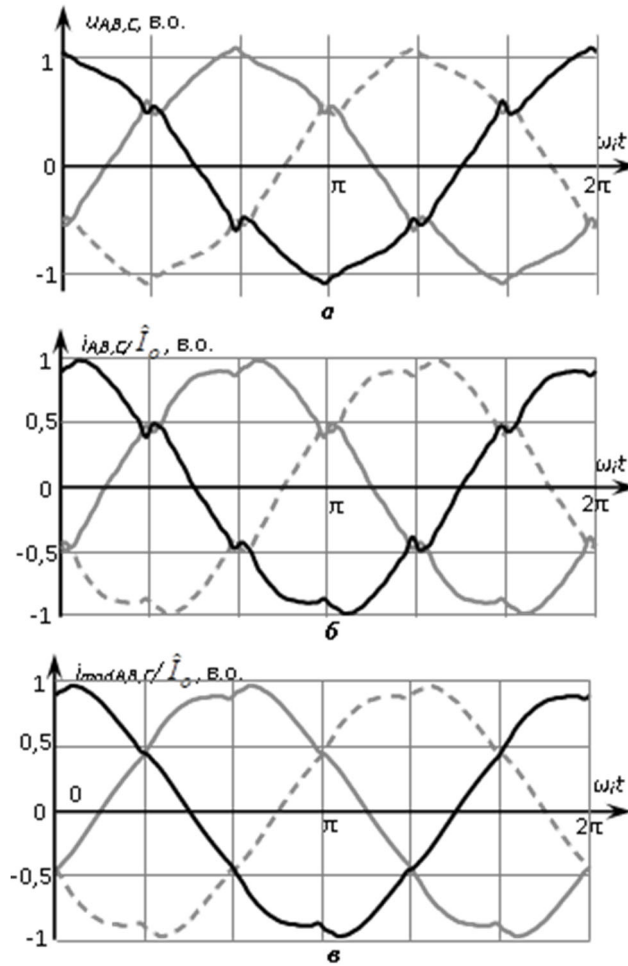


Рис. 3.19. Криві напруг мережі живлення (а), спотвореного вхідного струму (б), вхідного струму з динамічною модуляцією (в)

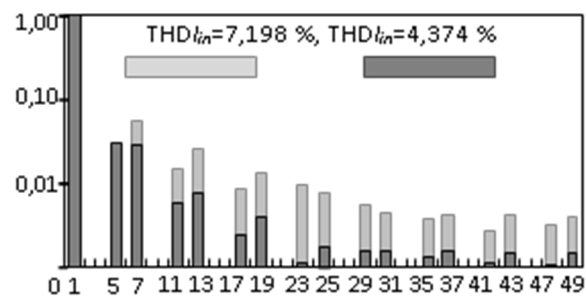


Рис. 3.20. Порівняльна діаграма гармонічного складу вхідного струму

Варіація напрямку вектора струму неможлива без керування його реактивною складовою. Спосіб керування вхідною реактивною потужністю МП безпосередньо впливає на показники якості споживаних із мережі струмів.

Показано, за якими ознаками встановлюється зв'язок між модуляцією напрямку просторового вектора вхідного струму і безпосереднім заданням та реалізацією його реактивної складової.

Запропоновано підхід, що формалізує і значно спрощує процес формування матриці керуючих функцій МП через безпосереднє задання потрібного коефіцієнта передачі відносно реактивної складової вхідного струму МП і визначення необхідної задля реалізації цього коефіцієнта складової нульової послідовності керуючих функцій. У результаті алгоритм формування керуючих функцій МП для заданих коефіцієнтів зведено до простих математичних дій у процесі обчислення додаткових матриць.

Вільний член у розв'язку передатних рівнянь не впливає на досягнення максимального значення коефіцієнта передачі вихідного струму в реактивну складову вхідного струму МП.

Підтверджено можливість передачі реактивної потужності матричним перетворювачем через варіювання наборів стаціонарних векторів у разі формування просторових векторів вхідного струму і вихідної напруги.

Продемонстровано підвищення якості вхідного струму МП з застосуванням наведених у розділі підходів в умовах спотворення напруг мережі живлення на прикладі реального промислового об'єкта.

КОМПЕНСАЦІЯ НЕСИМЕТРІЇ ТА НЕСИНУСОЇДАЛЬНОСТІ ГЕНЕРОВАНИХ СТРУМІВ МАШИНИ ПОДВІЙНОГО ЖИВЛЕННЯ В УМОВАХ ПІДКЛЮЧЕННЯ НЕЛІНІЙНИХ НАВАНТАЖЕНЬ

У 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 за незначної 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 має бути відімкнена від мережі у разі несиметрії напруг трифазного джерела.

За несиметрії напруг мережі у статорі МПЖ виникають струми зворотної послідовності. Ці статорні струми спричиняють потокозчеплення зворотної послідовності статора, які обумовлюють пульсації моменту, активної та реактивної потужності. Потокозчеплення зворотної послідовності статора, в свою чергу, зумовлюють 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 вала ротора або редуктора.

Традиційно задля керування струмами ротора МПЖ використовують AC-DC-AC двонаправлені перетворювачі, розраховані тільки на частину номінальної потужності МПЖ [164, 165]. Останнім часом спостерігається зростаючий інтерес до перетворювачів з безпосереднім перетворенням енергії, з

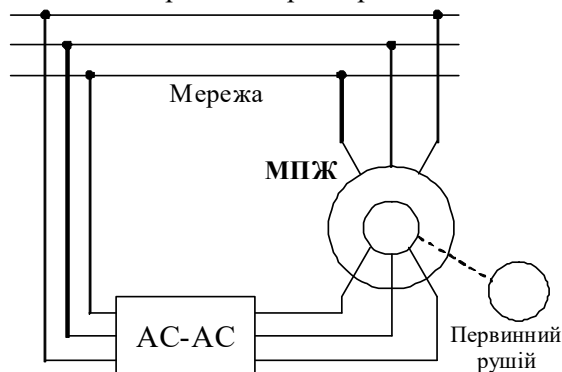


Рис. 4.1. Блок-схема МПЖ з МП

синусоїдальними вхідними і вихідними струмами без пасивних компонентів у колі постійного струму. Одним із таких перетворювачів є матричний перетворювач (МП), показаний на рис. 4.1 у складі МПЖ. МП має ряд переваг порівняно з іншими типами перетворювачів частоти: просто забезпечується двонаправлений потік енергії,

що дає змогу 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 за несиметрії напруг мережі має свої особливості.

У даному розділі досліджуються алгоритми керування МПЖ у разі несиметрії та несинусоїдальності напруг мережі, спричинених підключенням нелінійних навантажень до точки загального підключення.

4.1. Алгоритм керування машиною подвійного живлення у разі несиметрії напруг мережі

Еквівалентна двофазна модель симетричної МПЖ за умови лінійності магнітних кіл і симетричного живлення, представлена в синхронній системі координат d - q , має вигляд [131]:

$$\begin{aligned} \dot{\varepsilon} &= \omega, \\ \dot{\omega} &= \frac{1}{J} \left(\frac{3}{2} L_m \vec{i}_1^T J \vec{i}_2 - v\omega - M_n \right), \end{aligned} \quad (4.1)$$

$$\begin{pmatrix} \dot{\vec{i}}_1 \\ \dot{\vec{i}}_2 \end{pmatrix} = \mathbf{L}^{-1} \begin{pmatrix} -\mathbf{R}_1 \vec{i}_1 - \omega_0 \mathbf{J} (\mathbf{L}_1 \vec{i}_1 + \mathbf{L}_m \vec{i}_2) + \vec{u}_1 \\ -\mathbf{R}_2 \vec{i}_2 - (\omega_0 - \omega) \mathbf{J} (\mathbf{L}_m \vec{i}_1 + \mathbf{L}_2 \vec{i}_2) + \vec{u}_2 \end{pmatrix}, \quad (4.2)$$

$$\dot{\varepsilon}_0 = \omega_0. \quad (4.3)$$

Індекси 1, 2 використовуються задля позначення змінних статора і ротора відповідно; змінні ε, ω – кутове положення і швидкість ротора, M_n – момент навантаження, $\vec{u}_1 = (u_{1d}, u_{1q})^T$, $\vec{u}_2 = (u_{2d}, u_{2q})^T$, $\vec{i}_1 = (i_{1d}, i_{1q})^T$, $\vec{i}_2 = (i_{2d}, i_{2q})^T$ – вектори напруг і струмів статора та ротора, змінна ε_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 так:

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

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

Р о з д і л 4

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

Струми і потокозчеплення співвідносяться як

$$\begin{aligned}\psi_{1d} &= L_1 i_{1d} + L_m i_{2d}, \\ \psi_{1q} &= L_1 i_{1q} + L_m i_{2q}.\end{aligned}\tag{4.4}$$

Еквівалентна двофазна модель симетричної МПЖ, показаної 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 ω_1 – амплітуда і кутова швидкість статорної напруги, ε і ω – 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 та індуктивності статора/ротора відповідно, L_m – індуктивність контура намагнічування.

Для задачі відстеження заданого моменту та регулювання реактивної потужності статора визначаються вихідні змінні

$$\begin{aligned} M &= \mu p_n (\psi_{1q} i_{2d} - \psi_{1d} i_{2q}), \\ i_{1q} &= \frac{1}{L_1} (\psi_{1q} - L_m i_{2q}), \end{aligned} \quad (4.6)$$

де M – електромагнітний момент, i_{1q} – реактивна складова вектора струму статора.

За умови струмового керування ланкою ротора можна отримати алгоритм керування моментом/потокотом [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 потокотом, 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) у (4.5) і (4.6), отримаємо таку динаміку похибок

$$\tilde{M} = \frac{3}{2} \left[-\frac{i_{1q}^*}{\omega_1} \left(\alpha_1 + \frac{\dot{\psi}_{1q}^*}{\psi_{1q}^*} - R_1 \frac{\dot{i}_{1q}^*}{\psi_{1q}^*} \right) \tilde{\psi}_{1q} - \left(\frac{1}{L_1} \psi_{1q}^* + \frac{1}{R_1} \dot{\psi}_{1q}^* - i_{1q}^* \right) \tilde{\psi}_{1d} \right] + \frac{\tilde{\psi}_{1q}}{\psi_{1q}^*} M^*, \quad (4.10)$$

$$\begin{aligned}
 \tilde{i}_{1q} &= \frac{1}{L_1} \tilde{\psi}_{1q} - \frac{2 \left(\frac{1}{3} \omega_1 \dot{M}^* + R_1 i_{1q}^* \right)}{\omega_1 \sqrt{g(M^*, i_{1q}^*)}}, \\
 \dot{\tilde{\psi}}_{1d} &= -\alpha_1 \tilde{\psi}_{1d} + \omega_1 \tilde{\psi}_{1q} + \frac{R_1}{\omega_1} \dot{i}_{1q}^* - \frac{\frac{4R_1^2}{\omega_1} \left(\frac{1}{3} \omega_1 \dot{M}^* + R_1 i_{1q}^* \right)}{-U_m \sqrt{g(M^*, i_{1q}^*)} - g(M^*, i_{1q}^*)} i_{1q}^*, \\
 \dot{\tilde{\psi}}_{1q} &= -\alpha_1 \tilde{\psi}_{1q} - \omega_1 \tilde{\psi}_{1d},
 \end{aligned} \tag{4.11}$$

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 відповідно.

За умови $\dot{i}_{1q}^* = \dot{i}_{1q}^* = 0$ 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 $i_{1q}^* = \text{const}$, досягається асимптотичне регулювання моменту і реактивної потужності.

У реальній МПЖ струми ротора не є керуючими, тому виходи регуляторів потоку/моменту (i_{2d}, i_{2q}) в (4.7) і (4.8) можуть показувати 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 має 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]:

$$\begin{aligned}
 u_{2d} &= \sigma \left(\gamma i_{2d}^* - \omega_2 i_{2q}^* - \alpha \beta \psi_{1d}^* + \beta \omega \psi_{1q}^* + \beta U + i_{2d}^* - k_i \tilde{i}_{2d} - x_d \right), \\
 \dot{x}_d &= k_i \tilde{i}_{2d}, \\
 u_{2q} &= \sigma \left(\gamma i_{2q}^* + \omega_2 i_{2d}^* - \alpha \beta \psi_{1q}^* - \beta \omega \psi_{1d}^* + i_{2q}^* - k_i \tilde{i}_{2q} - x_q \right), \\
 \dot{x}_q &= k_i \tilde{i}_{2q},
 \end{aligned} \tag{4.13}$$

Р о з д і л 4

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; ψ^* – задане значення потокозчеплення статора; x_d, x_q – інтегральні складові регуляторів струму.

Реальні керуючі напруги, що прикладаються до ротора, визначаються з застосуванням 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 ε_1 і ε – відповідно кутове положення вектора напруги мережі та кутове положення ротора МПЖ.

Просторове положення синхронної системи координат задається вектором напруги мережі (статора), а кутове положення вектора потокозчеплення статора (ортогонального до вектора напруги) керується заданням 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 ω_1 і $-\omega_1$ відповідно.

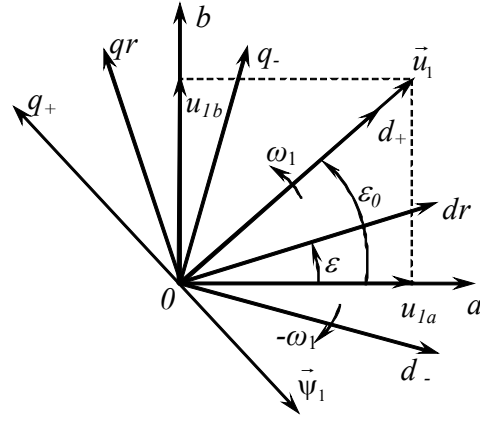


Рис. 4.2. Співвідношення між системами координат

Змінні у системах координат $d-q_+$ і $d-q_-$ визначаються через перетворення:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{1+}^{(d-q)} &= e^{-J\omega_1 t} \mathbf{x}_1^{(a-b)}, & \mathbf{x}_{1-}^{(d-q)} &= e^{J\omega_1 t} \mathbf{x}_1^{(a-b)}, \\ \mathbf{x}_{1+}^{(d-q)} &= e^{-J2\omega_1 t} \mathbf{x}_{1-}^{(d-q)}, & \mathbf{x}_{1-}^{(d-q)} &= e^{J2\omega_1 t} \mathbf{x}_{1+}^{(d-q)}, \\ \mathbf{x}_{2+}^{(d-q)} &= e^{-J(\varepsilon_0 - \varepsilon)} \mathbf{x}_2^{(dr-qr)}, & \mathbf{x}_{2-}^{(d-q)} &= e^{J(\varepsilon_0 - \varepsilon)} \mathbf{x}_2^{(dr-qr)}, \end{aligned} \quad (4.15)$$

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 $\mathbf{x}^{(y-z)}$ показує двовірний вектор напруги,

струму або потокозчеплення; індекси dr, qr позначають вектори змінних у системі координат, пов'язаних з ротором.

За умови несиметрії напруг мережі напруги, струми і потокозчеплення МПЖ містять компоненти прямої і зворотної послідовностей. Це призводить

до пульсацій моменту, активної і реактивної потужностей з подвійною частотою мережі відносно середнього значення

$$\begin{aligned} M_e &= M_{e,cep} + M_{e,\sin 2} \sin(2\omega_1 t) + M_{e,\cos 2} \cos(2\omega_1 t), \\ P_1 &= P_{1,cep} + P_{1,\sin 2} \sin(2\omega_1 t) + P_{1,\cos 2} \cos(2\omega_1 t), \\ Q_1 &= Q_{1,cep} + Q_{1,\sin 2} \sin(2\omega_1 t) + Q_{1,\cos 2} \cos(2\omega_1 t). \end{aligned} \quad (4.16)$$

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

Останнім часом значна увага приділяється поліпшенню роботи МПЖ під час роботи на несиметричну мережу. В [166] запропоновано алгоритм з двома ПІ регуляторами в поєднанні з алгоритмом векторного керування, де один із регуляторів призначено задля 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 із резонансним регулятором струму для регулювання складових прямої та зворотної послідовності струму статора у разі несиметричної мережі, який представлено у [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 під час роботи на несиметричну мережу (до 20% несиметрії напруг). Даний алгоритм базується на використанні ковзного режиму, який безпосередньо регулює миттєві значення активної та реактивної потужностей у стаціонарній системі координат без необхідності синхронного перетворення координат або слідкування за фазовим кутом напруги мережі. З використанням запропонованого методу компенсації несиметрії досягають три обрані цілі керування, а саме:

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

Зазначені цілі керування можуть бути досягнуті без необхідності розділення складових зворотної та прямої послідовностей напруги статора, струму статора та струму ротора. Також алгоритм керування дає змогу виключити пульсації електромагнітного моменту разом із компенсацією пульсацій реактивної потужності.

У [169, 170] представлено алгоритми керування МПЖ, які мінімізують пульсації електромагнітного моменту через використання складових зворотної послідовності струму ротора.

Усі 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 у складі МПЖ у випадку несиметрії напруг мережі.

4.2. Алгоритми керування матричним перетворювачем у колі ротора МПЖ у випадку несиметрії напруг мережі

З відомих підходів щодо 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 та зворотної послідовностей складових напруги.

В умовах незбалансованої мережі формування вектора вхідного струму може здійснюватися уздовж будь-якого обраного напрямку. Цей напрямок може бути представлено опорним вектором λ , який називається модуляційним вектором.

У стратегії керування використовують рівняння [174] у вигляді скалярного добутку

$$\lambda \bullet j\dot{\mathbf{i}}_i = 0, \quad (4.17)$$

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 $\mathbf{u}_{i\phi} = \frac{2}{3}(u_A + \mathbf{a}u_B + \mathbf{a}^2u_C)$ – просторовий вектор фазної напруги мережі;

$\mathbf{a} = e^{j2\pi/3}$; символом $*$ позначаються комплексно сполучені вектори.

У разі симетричного навантаження і нехтування високочастотними гармонічними складовими, що виникають через комутації, вихідна потужність p_0 є сталою. На підставі (4.17) і (4.18) просторовий вектор вхідного струму дорівнює

$$\mathbf{i}_i = \frac{4}{3} \frac{p_0}{\mathbf{u}_{i\phi} \lambda^* + \mathbf{u}_{i\phi}^* \lambda} \lambda. \quad (4.19)$$

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 ґрунтується на забезпеченні нульового фазового зсуву між просторовими векторами вхідних напруги $\mathbf{u}_{i\phi}$ і струму $\mathbf{i}_i$ (стратегія I). Йдеться про те, що

$$\lambda = \mathbf{u}_{i\phi}. \quad (4.20)$$

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

$$\mathbf{u}_{i\phi} = \mathbf{u}_+ + \mathbf{u}_-^* = \mathbf{U}_+ e^{j\omega_1 t} + \mathbf{U}_-^* e^{-j\omega_1 t}, \quad (4.21)$$

де вектори прямої та 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 α_A , α_B , α_C – максимальні амплітуди і початкові фазові кути фазних напруг мережі відповідно.

Просторові вектори $\mathbf{u}_+ = \mathbf{U}_+ e^{j\omega_1 t}$ і $\mathbf{u}_-^* = \mathbf{U}_-^* e^{-j\omega_1 t}$ обертаються з кутовою частотою ω_1 проти годинникової і за годинниковою стрілкою відповідно. Співвідношення між розглянутими просторовими векторами на площині ілюструє рис. 4.3.

Згідно з прийнятим алгоритмом зсув фаз φ_i між вхідними струмом і напругою підтримується постійним, а в конкретному випадку (4.20) $\varphi_i = \text{const} = 0$.

Після підстановки (4.19), (4.20) у (4.18), застосування комплексного перетворення Фур'є і проміжних математичних перетворень [166] можна отримати такий вираз для просторового вектора вхідного струму перетворювача:

$$\mathbf{i}_i = \frac{2}{3} \frac{P_o}{U_+^*} e^{j\omega_1 t} \left[1 + \sum_{k=2}^{\infty} \left(-\frac{U_-}{U_+^*} \right)^{k-1} e^{j2(k-1)\omega_1 t} \right]. \quad (4.23)$$

У рівнянні (4.23) містяться основна гармоніка на частоті мережі та ряд вищих гармонічних складових, амплітуди яких залежні від ступеня несиметрії, що виражається співвідношенням U_- / U_+ . На рис. 4.4 показано криві миттєвих значень струмів вхідних фаз за виразом (4.23). Прийнято такі параметри мережі: $U_{Am} = 0,8U_{ном}$, $U_{Bm} = 1,2U_{ном}$, $U_{Cm} = 1,0U_{ном}$, $\alpha_A = 0$, $\alpha_B = -2\pi/3$, $\alpha_C = 5\pi/9$.

Так, запропонована стратегія модуляції, що ґрунтується 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 залежно 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 порівняно з попереднім випадком.

В результаті підстановки (4.21) у (4.19) стає очевидним, що зменшення вмісту вищих гармонік можливе у випадку визначення модуляційного вектора λ у такий спосіб:

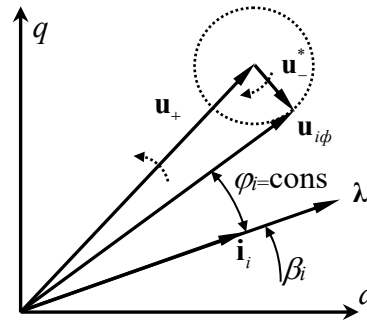


Рис. 4.3. Співвідношення між просторовими векторами вхідного струму та напруги і модуляційним вектором за $\varphi_i = \text{const}$

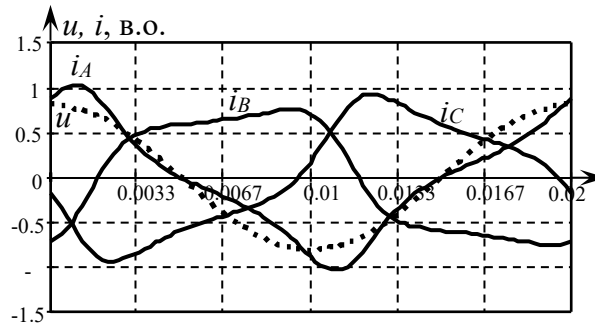


Рис. 4.4. Криві миттєвих значень струмів вхідних фаз за виразом (4.19)

Р о з д і л 4

$$\lambda = \mathbf{u}_+ - \mathbf{u}_-^* = U_+ e^{j\omega t} - U_-^* e^{-j\omega t}. \quad (4.24)$$

Задля такої стратегії модуляції вхідного струму співвідношення між розглянутими просторовими векторами показано на рис. 4.5. З нього видно, що напрямок модуляційного вектора λ 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:

$$\mathbf{i}_i = \frac{2}{3} \frac{P_o}{|U_+|^2 - |U_-|^2} (U_+ e^{j\omega t} - U_-^* e^{-j\omega t}). \quad (4.25)$$

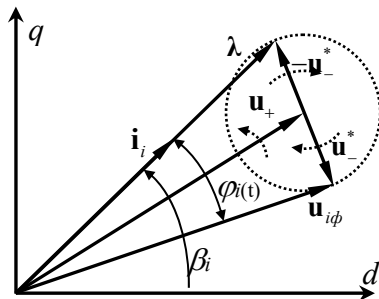


Рис. 4.5. Співвідношення між просторовими векторами вхідних струму та напруги і модуляційним вектором за $\phi_i = \text{var}$

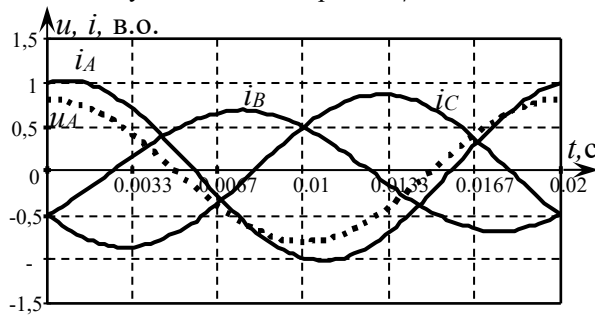


Рис. 4.6. Криві миттєвих значень струмів вхідних фаз за виразом (4.25)

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).

Викладена стратегія не забезпечує миттєвих нульових фазових зсувів між вхідними струмом і напругою перетворювача. Можна також зазначити, що в умовах несиметричної системи живлення відповідно до цієї стратегії вектор вхідного струму МП модулюється уздовж того самого 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 щодо керування перетворювачем, що ґрунтується 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 щодо компенсації реактивної потужності в системі генерування електроенергії на базі машини подвійного живлення та одночасною активною фільтрацією струмів у 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. Задля керування використовується метод орієнтації за потоком [97, 128], який дає змогу регулювати активну й реактивну потужності МПЖ незалежно. У блоці керування є два контури регулювання, у яких зовнішній контур призначено задля регулювання активної й реактивної потужності статора, а внутрішній – задля 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 відповідає величинам статора, а індекс 2 – величинам ротора.

Побудова алгоритмів векторного керування базується на орієнтації оберткової системи координат вздовж одного з векторів стану електричної машини. У даній роботі приймаємо, що вісь q оберткової системи координат ($d-q$) збігається з напрямком вектора магнітного потоку статора ψ_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 записується так:

Р о з д і л 4

$$\begin{aligned} i_{1d}L_1 + i_{2d}L_m &= 0, \\ i_{1q}L_1 + i_{2q}L_m &= |\psi_1|. \end{aligned} \quad (4.28)$$

Використовуючи наведені вище 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 мають вигляд

$$\begin{aligned} u_{1d} &= R_1 i_{1d} - \omega_1 \psi_{1q} + \frac{d}{dt} \psi_{1d}, \\ u_{1q} &= R_1 i_{1q} + \omega_1 \psi_{1d} + \frac{d}{dt} \psi_{1q}, \end{aligned} \quad (4.30)$$

де R_1 – опір статора, ω_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 записуються 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]

$$\begin{aligned} P_1 &= -\frac{3}{2}U_1 \frac{L_m}{L_1} i_{2d}, \\ Q_1 &= \frac{3}{2}U_1 \frac{|\psi_1|}{L_1} - \frac{3}{2}U_1 \frac{L_m}{L_1} i_{2q} = \frac{3}{2} \frac{U_1^2}{\omega_1 L_1} - \frac{3}{2}U_1 \frac{L_m}{L_1} i_{2q}. \end{aligned} \quad (4.33)$$

Рівняння (4.33) показують, що за умови орієнтації за потокозчепленням статора активні та реактивні потужності відокремлюються і можуть керуватися через струми ротора. Струм i_{2d} дає змогу контролювати активну потужність, тоді як реактивною потужністю можна керувати через струм i_{2q} . Використовуючи рівняння (4.33), задані струми ротора обчислюються залежно від заданої потужності [128].

4.3.2. Алгоритм компенсації реактивної потужності нелінійного навантаження з використанням МПЖ. Величина задання реактивної потужності задля її компенсації в точці загального підключення (ТЗП) розраховується із 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 доцільно записати так:

$$q_{NLL} = -q = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_a u_{ab} + i_b u_{cb} + i_c u_{ab}). \quad (4.34)$$

4.3.3. Активна фільтрація струму мережі у процесі 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 з використанням роторного перетворювача означає, що в статорі формуються трифазні гармонічні струми, які дорівнюють за величиною та перебувають у 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 через застосування виразів (4.29), представлених 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 через зворотне перетворення Фур'є.

Функціональну схему запропонованої системи керування МПЖ наведено на рис. 4.7.

4.3.4. Результати моделювання системи генерування електроенергії із застосуванням МПЖ. У пакеті прикладних програм побудовано математичну модель системи генерування електроенергії на базі МПЖ. У процесі моделювання було використано МПЖ із такими параметрами: потужність $P=2$ МВт, число пар полюсів $p_n=2$, $J=75$ кгм², $L_1=0,00012$ 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 690 В, 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.

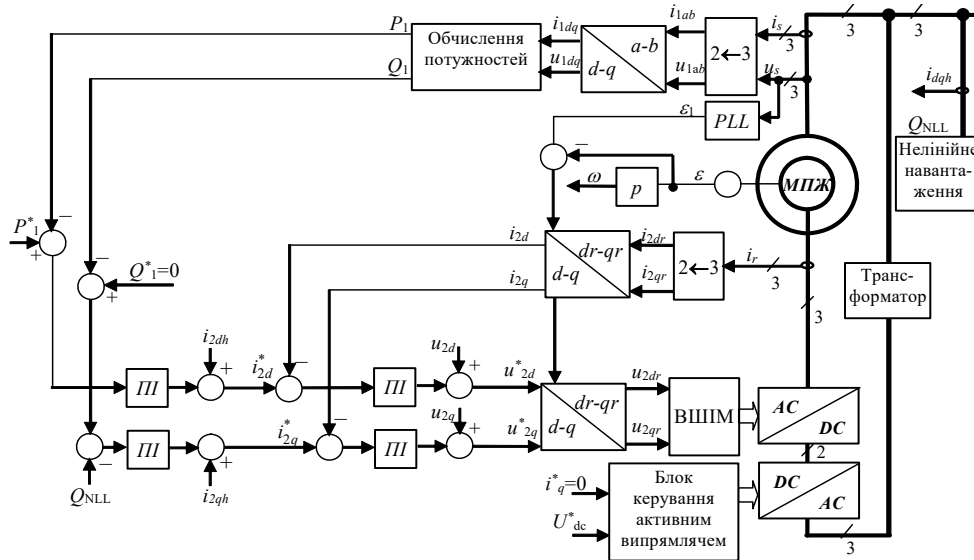


Рис. 4.7. Функціональна схема запропонованої системи керування МПЖ

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 0-1с 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 відбувається 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 та 180 кВар реактивної потужності. На рис. 4.8 показано результат відпрацювання

Р о з д і л 4

алгоритму активної фільтрації у разі підключення діодного випрямляча до ТЗП. На рис. 4.8, *а, б* показано криві струму і напруги фази *A* МПЖ і мережі до та після компенсації гармонік у 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 *A* 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 наведено на рис. 4.10, *в і г* 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 та 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 *A* 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 задля компенсації як реактивної потужності, так і спотворення струму. Струм та напруга МПЖ перебувають у протифазі (режим генератора), причому напруга та її гармонічні компенсуються засобами керування МПЖ. У табл. 4.1 наведено коефіцієнти гармонічних спотворень струмів навантаження, МПЖ і мережі, а також THD напруг у ТЗП.

Р о з д і л 4

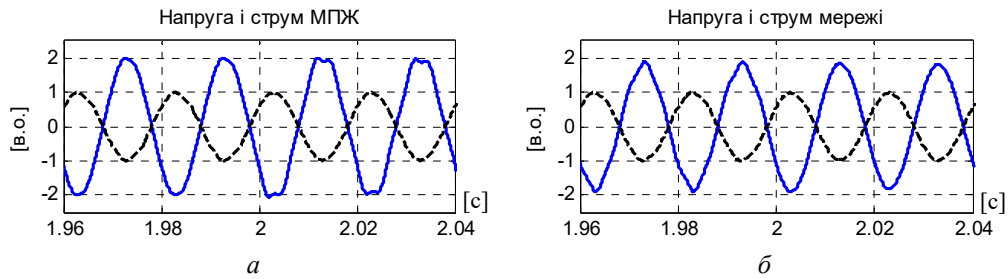


Рис. 4.8. Криві струму і напруги фази A МПЖ і мережі до та після компенсації гармонік у разі підключення діодного випрямляча до ТЗП

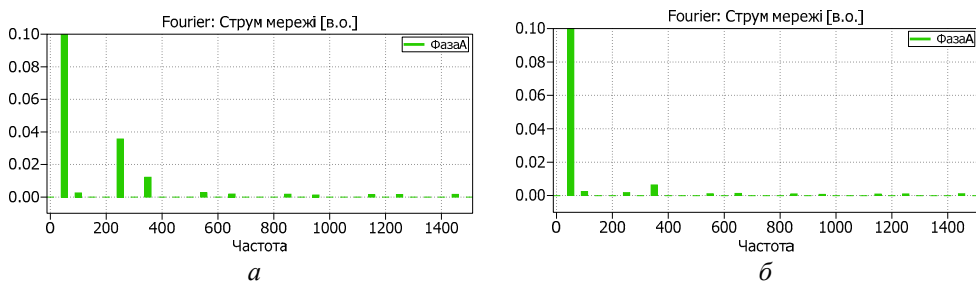


Рис. 4.9. Гармонічний склад струму мережі до і після компенсації гармонік у разі підключення діодного випрямляча до ТЗП

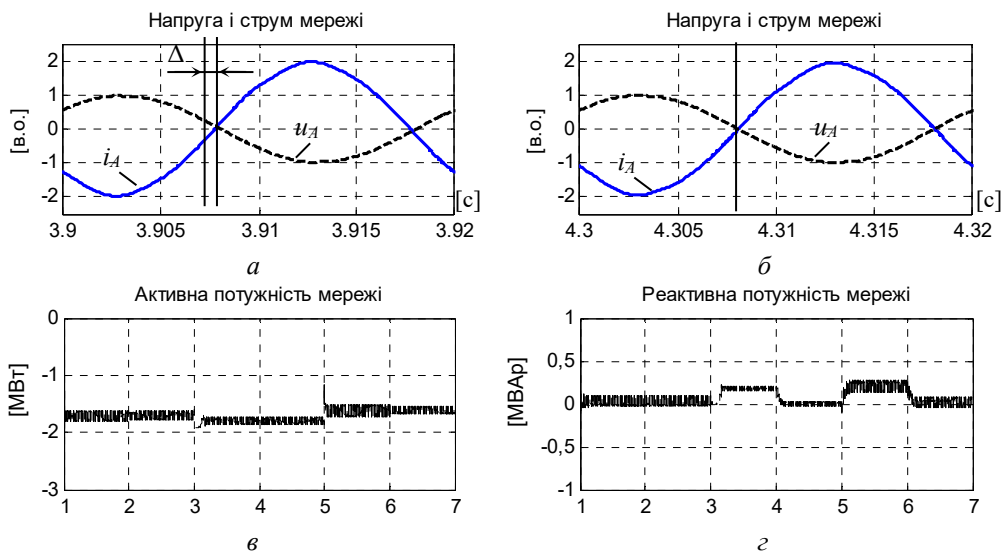


Рис. 4.10. Результат відпрацювання алгоритму компенсації реактивної потужності за умови підключення тиристорного перетворювача до ТЗП

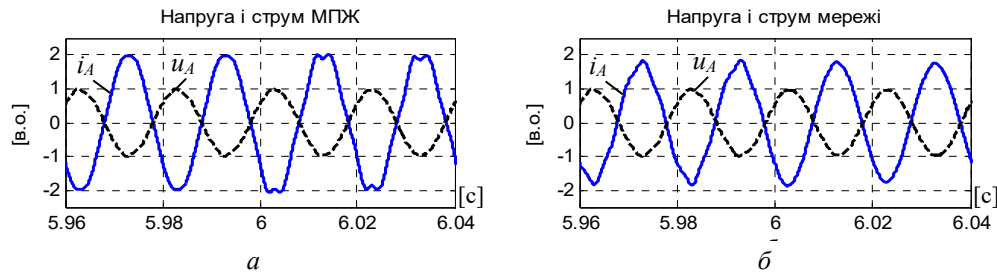


Рис. 4.11. Криві струму і напруги фази A МПЖ і мережі до та після одночасної компенсації гармонік і реактивної потужності

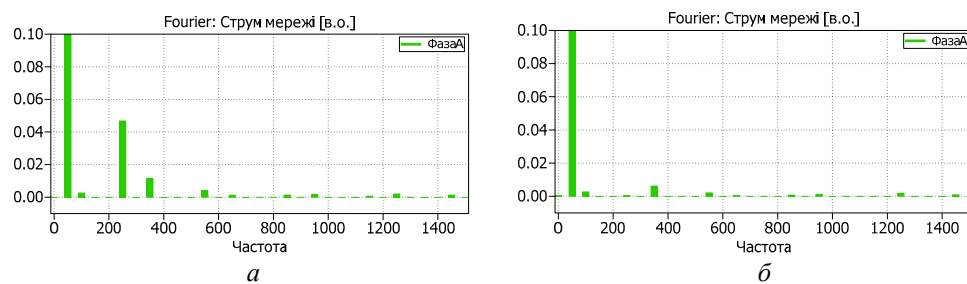


Рис. 4.12. Гармонічний склад струму мережі до і після одночасної компенсації гармонік і реактивної потужності

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 за змінних швидкостей вітру. Задля керування використовують метод орієнтації за потоком статора [97, 128], що дає змогу самостійно регулювати активну і реактивну потужності МПЖ. Регулятор пропорційно-інтегрального (ПІ) активного демпфування використовують задля 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 задля керування струмом за віссю q . Подібна структура використовується задля регулювання реактивної потужності.

Р о з д і л 4

Модель у просторі станів струмів ротора МПЖ з напругами ротора як вхідних змінних у 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, ψ_1 – потік статора, R_1 і R_2 , – опори статора і ротора відповідно, L_σ – індуктивність розсіювання, ω – кутова швидкість ротора, $\omega_2 = \omega_1 - \omega$ – частота ковзання, ω_1 – кутова швидкість статорної напруги.

Потік статора непросто виміряти в апаратній реалізації. Тому замість вхідних змінних було прийнято оціночний підхід із використанням струму та напруги статора [177].

Заданий струм за віссю q забезпечується регулятором швидкості, конструкція якого базується на спрощеній механічній моделі вітрової турбіни:

$$\frac{J}{p_n} \frac{d\omega}{dt} = T_e - T_s, \quad (4.39)$$

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:

$$i_{2q}^* = \frac{2T_e}{3p_n\psi_1}. \quad (4.40)$$

Заданий струм за віссю d задається регулятором реактивної потужності. Реактивна потужність виражається 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: зовнішній – задля керування напругою і внутрішній – задля керування струмом. Контур керування струмом реалізується в системі координат $(d-q)$, синхронізований з напругою мережі.

Алгоритм компенсації реактивної потужності нелінійного навантаження з застосуванням 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 згаданими вище ПІ-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 з використанням роторного інвертора МПЖ означає, що в статорі формуються трифазні гармонічні струми. Вони рівні за величиною і знаходяться у 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, можна записати так

$$\begin{aligned} i_{dh} &= \sum_{i=1}^N (x_{dpi} + x_{dni}), \\ i_{qh} &= \sum_{i=1}^N (x_{qpi} + x_{qni}) \end{aligned}, \quad (4.45)$$

Р о з д і л 4

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), у [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 $\hat{\mathbf{x}} = (\hat{\mathbf{x}}_1^T, \dots, \hat{\mathbf{x}}_N^T)^T$, $\hat{\mathbf{x}}_1 = (\hat{x}_{dp1}, \hat{x}_{qp1}, \hat{x}_{dn1}, \hat{x}_{qn1})^T$, $\hat{\mathbf{x}}_N = (\hat{x}_{dpN}, \hat{x}_{qpN}, \hat{x}_{dnN}, \hat{x}_{qnN})^T$,

$$\mathbf{A}_h = \text{blockdiag}[\mathbf{A}_{h1}, \dots, \mathbf{A}_{hN}], \quad \mathbf{C}_h[2, 4N] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & \dots & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & \dots & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix},$$

$$\begin{aligned} \mathbf{K}_h &= [\mathbf{K}_{h1}, \dots, \mathbf{K}_{hN}]^T, \\ \mathbf{K}_{h1} &= \begin{pmatrix} -k_{11} & 0 \\ 0 & -k_{11} \\ -k_{11} & 0 \\ 0 & -k_{11} \end{pmatrix}, \quad \mathbf{K}_{hN} = \begin{pmatrix} -k_{1N} & 0 \\ 0 & -k_{1N} \\ -k_{1N} & 0 \\ 0 & -k_{1N} \end{pmatrix}, \\ \mathbf{A}_{h1} &= \begin{pmatrix} 0 & -\omega_1 & 0 & 0 \\ \omega_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \omega_1 \\ 0 & 0 & -\omega_1 & 0 \end{pmatrix}, \\ \mathbf{A}_{hN} &= \begin{pmatrix} 0 & -N\omega_1 & 0 & 0 \\ N\omega_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & N\omega_1 \\ 0 & 0 & -N\omega_1 & 0 \end{pmatrix}, \end{aligned}$$

$k_{11} \dots k_{1N}$ – 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 δ – демпфуючий коефіцієнт і $\omega_n = (1 - 2\delta^2)^{-1}h\omega_1$ – власна частота коливань.

Функціональну блок-схему запропонованої системи керування МПЖ показано на рис. 4.13.

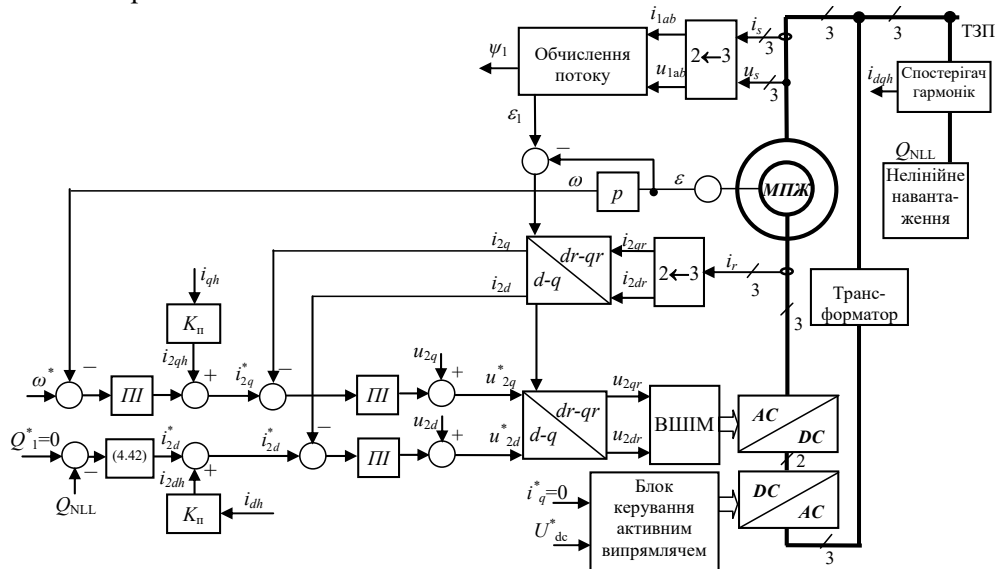


Рис. 4.13. Функціональна блок-схема запропонованої системи керування МПЖ

4.4.3. Результати моделювання. У пакеті прикладних програм розроблено модель системи генерування на базі МПЖ із нелінійним навантаженням, підключеним до ТЗП. У процесі моделювання використано МПЖ із параметрами, зазначеними у підрозділі 4.3.4. Статор МПЖ підключається безпосередньо до мережі 690 В, 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 задля досягнення рівня активної потужності $P_1^* = 1,9$ МВт за заданої 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 відбувається, 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 та компенсації реактивної потужності.

Навантаження діодного випрямляча споживає 200 кВт активної потужності, а навантаження тиристорного перетворювача – 100 кВт активної потужності та 180 кВАр реактивної потужності. На рис. 4.14 показано результат відпрацювання алгоритму активної фільтрації у випадку підключення діодного випрямляча до ТЗП. На рис. 4.14 а, б показано криві струму і напруги фази А МПЖ та мережі до та після компенсації гармонік у момент часу $t=2$ с. Гармонічний склад струму мережі до і після компенсації гармонік показано на рис. 4.14 в і г відповідно.

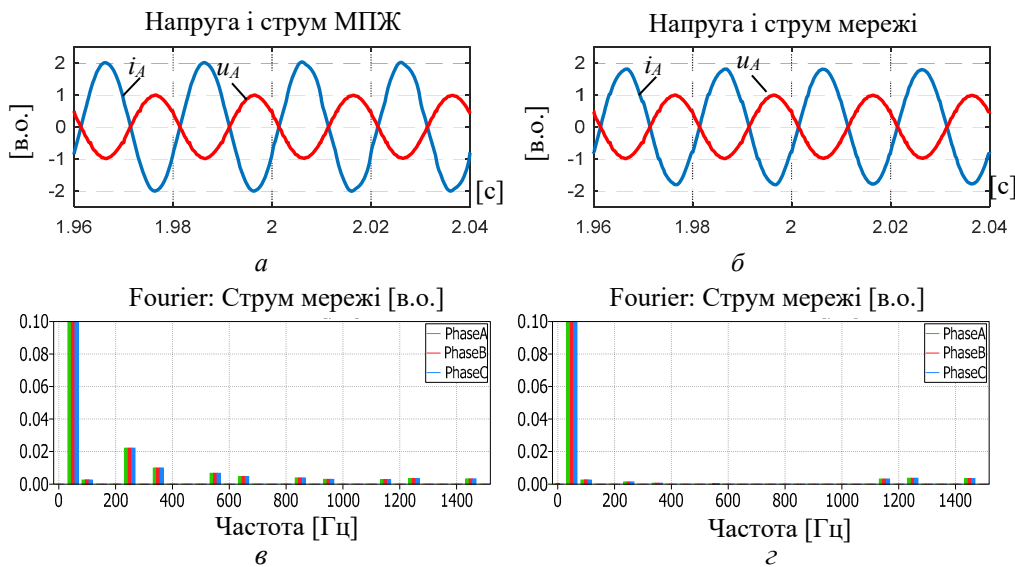


Рис. 4.14. Напруги і струми МПЖ (а) та мережі (б), гармонічний склад струму мережі до (в) і після (г) компенсації гармонік

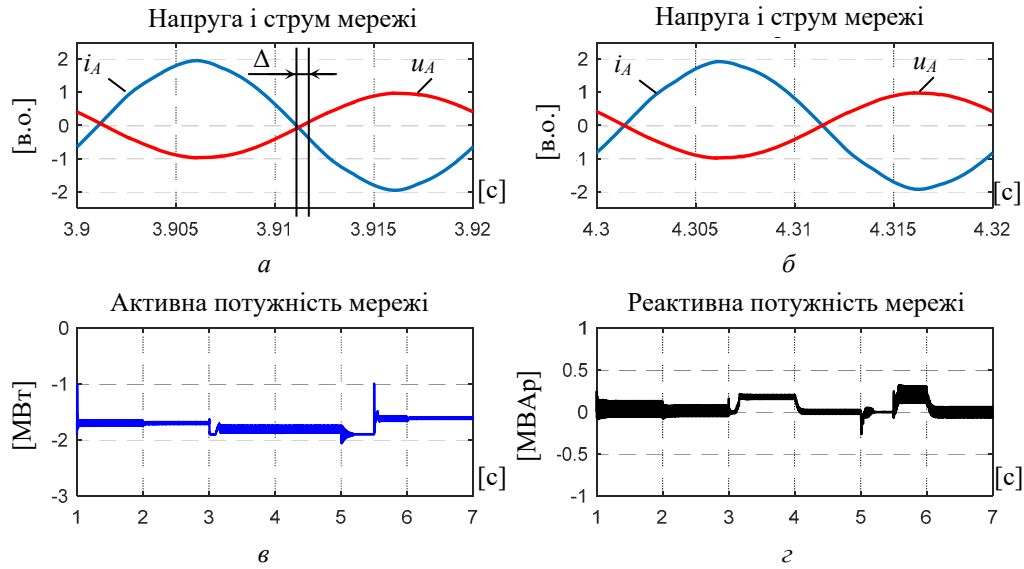


Рис. 4.15. Напруга та струм мережі до (а) та після (б) компенсації реактивної потужності, активна (в) та реактивна (г) потужності

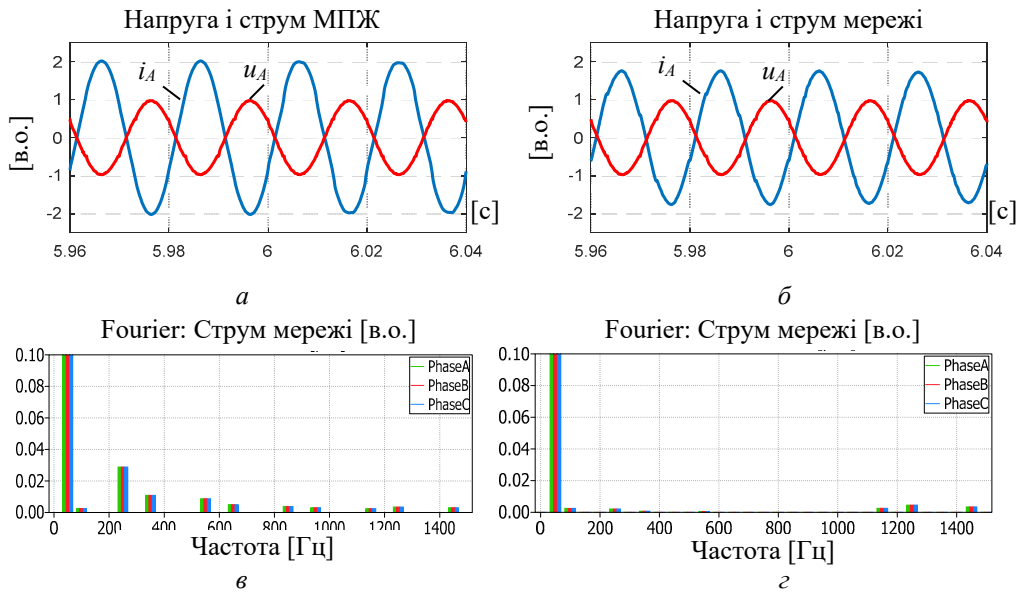


Рис. 4.16. Напруги і струми МПЖ (а) та мережі (б), гармонічний склад струму мережі до (в) і після (г) компенсації гармонік і компенсації реактивної потужності

На рис. 4.15 показано результат відпрацювання алгоритму компенсації реактивної потужності за умови підключення тиристорного перетворювача до ТЗП. На рис. 4.15 *а, б* показано криві струму і напруги фази *A* МПЖ і мережі до та після компенсації реактивної потужності в момент часу $t=4$ с. Активна й реа-

ктивна потужності мережі на всьому інтервалі часу 1-7 с показані 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 *A* 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, *г*) компенсації чітко демонструють ефективність запропонованої системи задля компенсації як реактивної потужності, так і спотворення струму. Компенсація гармонік здійснюється через керування роторним інвертором МПЖ.

4.5. Дослідження компенсації несиметрії з застосуванням 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 спричиняє різну ступінь несиметрії струму мережі.

Згідно з міжнародними стандартами 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.*

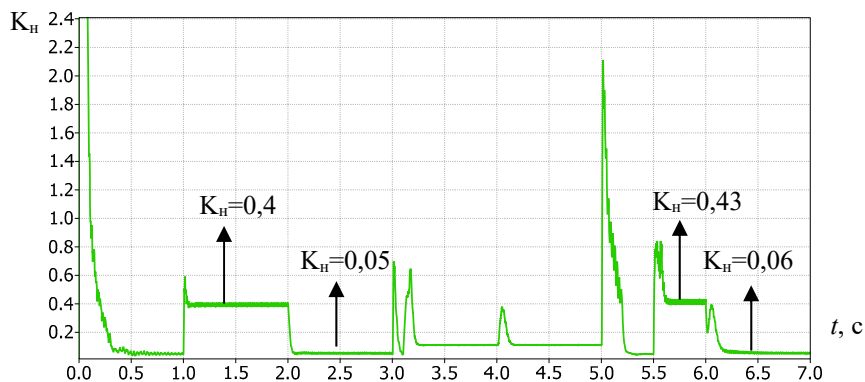


Рис. 4.17. Графік зміни у часі коефіцієнта несиметрії струму мережі з несиметрією 0,4%

На рис. 4.17 представлено графік зміни у часі коефіцієнта несиметрії струму мережі. На інтервалі часу 2–3 с, коли діє алгоритм компенсації несиметрії, коефі-

цієнт несиметрії струму мережі зменшується з 0,4 до 0,05%. На інтервалі часу 6–7 с, 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 показано графік зміни у часі коефіцієнта несиметрії струму мережі з несиметрією 1%. На інтервалі часу 2–3 с, коли діє алгоритм компенсації несиметрії, коефіцієнт несиметрії струму мережі зменшується з 0,93 до 0,08%. На інтервалі часу 6–7 с, коли діють алгоритми компенсації несиметрії та реактивної потужності, коефіцієнт несиметрії струму мережі зменшується з 0,96 до 0,08%.

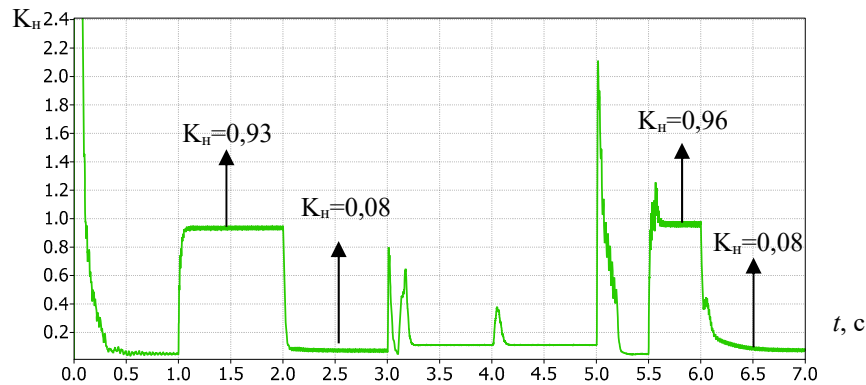


Рис. 4.18. Графік зміни у часі коефіцієнта несиметрії струму мережі з несиметрією 1%

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 з несиметрією 4%. На інтервалі часу 2–3 с, коли діє алгоритм компенсації несиметрії, коефіцієнт несиметрії струму мережі зменшується з 3,96 до 0,25%. На інтервалі часу 6–7 с, коли діють алгоритми компенсації несиметрії та реактивної потужності, коефіцієнт несиметрії струму мережі зменшується з 4,05 до 0,28%.

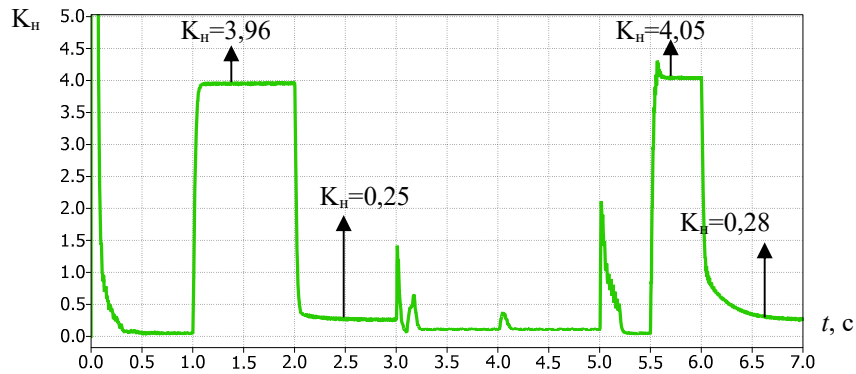


Рис. 4.19. Графік зміни у часі коефіцієнта несиметрії струму мережі з несиметрією 4%

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 з несиметрією 5%. На інтервалі часу 2–3 с, коли діє алгоритм компенсації несиметрії, коефіцієнт несиметрії струму мережі зменшується з 5,02 до 0,35%. На інтервалі часу 6–7 с, коли діють алгоритми компенсації несиметрії та реактивної потужності, коефіцієнт несиметрії струму мережі зменшується з 5,15 до 0,36%.

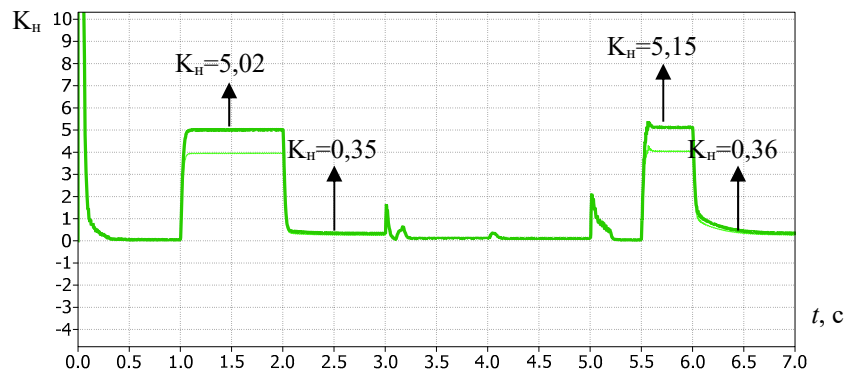


Рис. 4.20. Графік зміни у часі коефіцієнта несиметрії струму мережі з несиметрією 5%

5) *RL-навантаження з різними величинами опору у фазах спричиняє несиметрію струмів мережі 6%, і середнє значення споживаної активної потужності складає 240 кВт.*

На рис. 4.21 представлено графік зміни у часі коефіцієнта несиметрії струму мережі з несиметрією 6%. На інтервалі часу 2–3 с, коли діє алгоритм компенсації несиметрії, коефіцієнт несиметрії струму мережі зменшується з 5,55 до 0,38%. На інтервалі часу 6–7 с, коли діють алгоритми компенсації не-

симетрії та 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 6%.

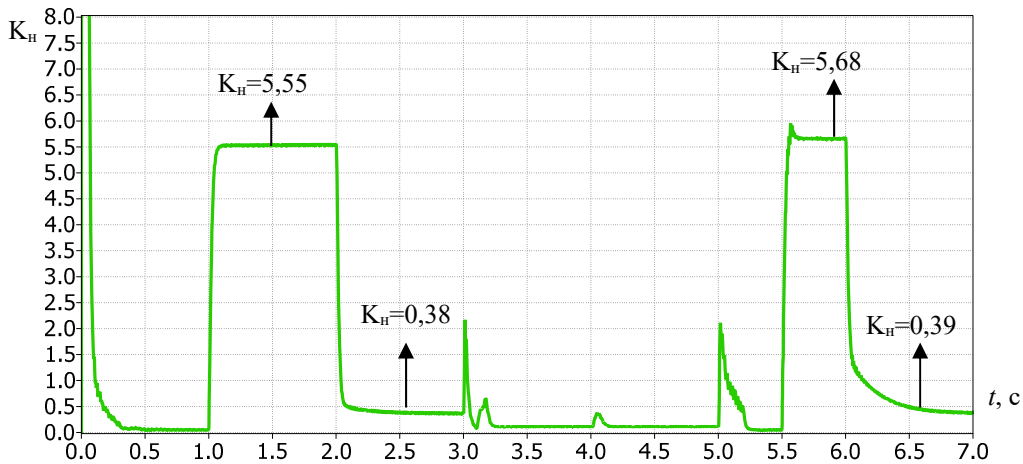


Рис. 4.21. Графік зміни у часі коефіцієнта несиметрії струму мережі з несиметрією 6%

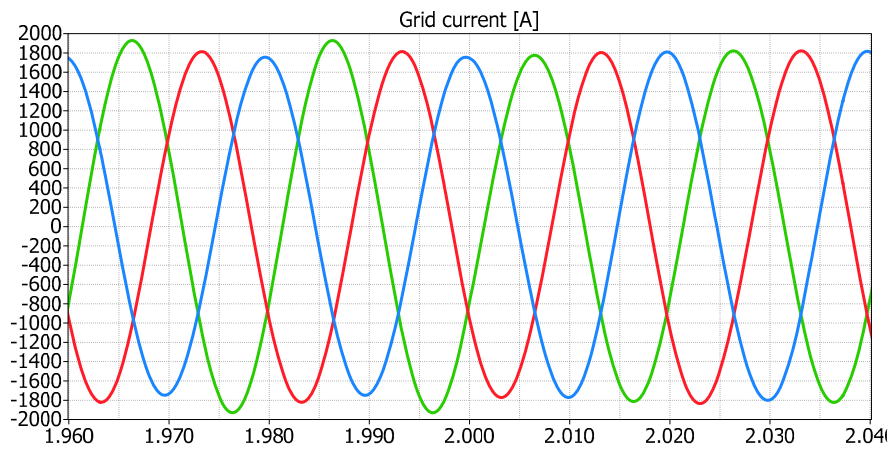


Рис. 4.22. Струм мережі до і після компенсації несиметрії 6%

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 з несиметрією 1%. На інтервалі часу 2–3 с, коли діє алгоритм компенсації несиметрії, коефіцієнт несиметрії струму мережі зменшується з 11,26 до 0,74%. На інтервалі часу 6–7 с, коли діють алгоритми компенсації несиметрії і реактивної потужності, коефіцієнт несиметрії струму мережі зменшується з 11,5 до 0,76%.

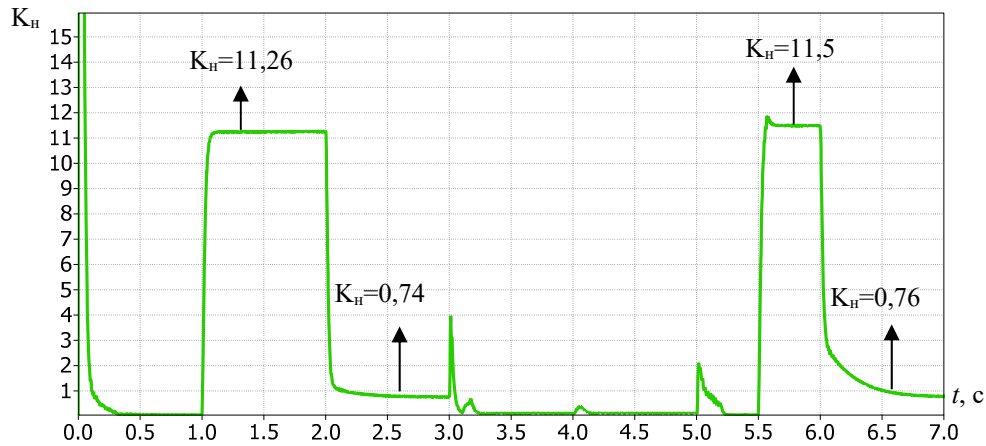


Рис. 4.23. Графік зміни у часі коефіцієнта несиметрії струму мережі з несиметрією 11%

На рис. 4.24 показано діаграму коефіцієнта несиметрії струму мережі до і після компенсації несиметрії за різних варіантів RL-навантаження. У разі невеликих значеннях несиметрії навантаження коефіцієнт несиметрії струму мережі знижується на 87-90%.

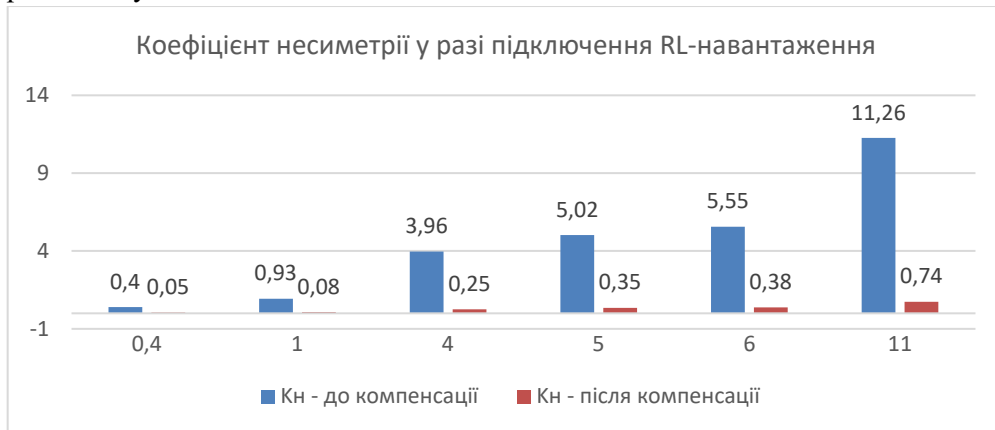


Рис. 4.24. Діаграма залежності коефіцієнта несиметрії від величини несиметрії у разі підключення RL-навантаження

На рис. 4.25 наведено діаграму коефіцієнта несиметрії струму мережі до і після компенсації несиметрії за умови одночасного підключення RL-навантаження і тиристорного перетворювача.

Дослідження запропонованих у розділі підходів щодо компенсації впливу несиметрії напруг мережі на роботу МПЖ із МП у колі ротора дало змогу 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

Р о з д і л 4

ня пульсацій активної потужності статора; мінімізація пульсацій електромагнітного моменту. При цьому зазначені алгоритми поліпшують сумісність системи генерування на основі МПЖ і мережі.

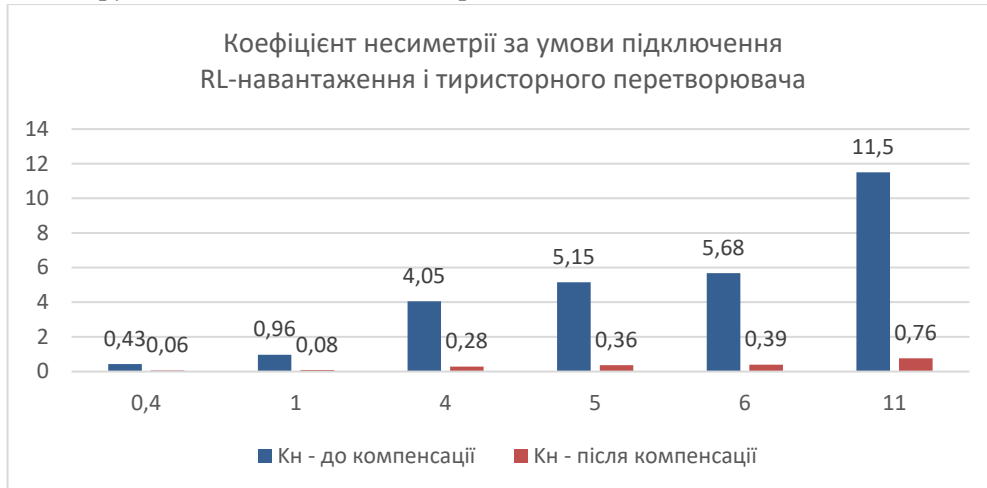


Рис. 4.25. Діаграма залежності коефіцієнта несиметрії від величини несиметрії у разі підключення RL-навантаження і тиристорного перетворювача

Стратегія I керування МП у складі МПЖ у випадку несиметрії мережі забезпечує нульові фазові зсуви між вхідними фазними напругами та відповідними струмами за несинусоїдальності цих струмів.

Стратегія II керування МП у складі МПЖ у випадку несиметрії мережі забезпечує синусоїдальні вхідні струми за ненульових фазових зсувах з відповідними напругами, що обумовлює циркуляцію реактивних складових потужності.

З точки зору якості енергії, яку генерує МПЖ, стратегія II має переваги, особливо у разі значної несиметрії вхідних напруг.

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 у роторній ланці МПЖ забезпечує генерування максимальної вихідної активної потужності та мінімізацію гармонічних складових у струмі статора, а активний випрямляч – плавне регулювання напруги в ланці постійного струму і споживання синусоїдального вхідного струму.

Результати моделювання показали ефективність запропонованої системи задля компенсації як реактивної потужності, так і спотворення струму, що підтверджується вибірковою фільтрацією п'ятої, сьомої, одинадцятої, тринадцятої, сімнадцятої та дев'ятнадцятої (найбільш домінуючих) гармонік.

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 (рис. 5.1) задля отримання об'єданого компенсаційного впливу на підвищення якості генерованої електроенергії.

Відмінність між компенсацією з використанням роторного перетворювача й компенсацією із застосуванням мережевого перетворювача полягає у визначенні заданих струмів цих перетворювачів відповідно до таких принципів:

- у разі компенсації з використанням роторного перетворювача: задані струми ротора містять як основну гармоніку, так і гармонічні складові; задані струми мережевого перетворювача містять тільки фундаментальну складову;
- у разі компенсації через мережевий перетворювач: задані струми ротора містять тільки фундаментальну складову; заданий струм мережевого перетворювача містить як основну, так і гармонічні компоненти.

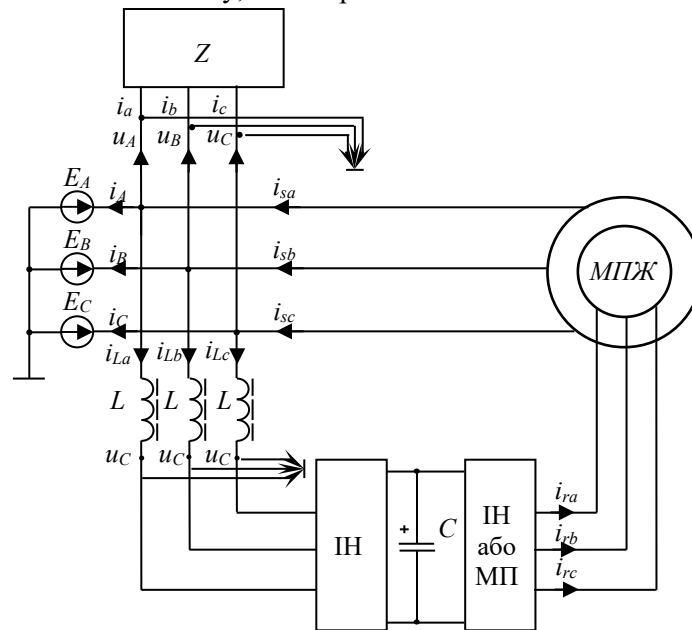


Рис. 5.1. Структурна схема реалізації мережевого перетворювача в колі ротора МПЖ із використанням різних топологій

У розділі розглянуто стратегії розрахунків струмів компенсації мережевого перетворювача в колі ротора МПЖ із використанням різних топологій задля 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.

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 було започатковано з появою $p-q$ теорії миттєвої потужності [180]. Подальший розвиток цієї теорії здійснювався через розширення її можливостей та створення підходів щодо 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 через почергове використання матричних перетворень миттєвих значень напруг і струмів задля їхнього представлення у різних координатних системах. Математичне перетворення миттєвих значень напруг та струмів у координати $\alpha\beta 0$ здійснюється з застосуванням Кларк оператора [180], який є ортогональною матрицею:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = K \cdot \begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = K \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \quad (5.1)$$

де $K = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix}$, $u_A, u_B, u_C, i_a, i_b, i_c$ – миттєві значення фазних напруг та струмів відповідно; $u_\alpha, u_\beta, i_\alpha, i_\beta$ – миттєві значення напруг та

Р о з д і л 5

струмів у координатах α - β , u_0 та i_0 – миттєві значення напруги та струму нульової послідовності. Модуль вектора напруги в α - β -0 координатах представляє собою просторову діагональ системи (u_α - u_β - u_0):

$$u_{\alpha\beta 0} = \sqrt{u_{\alpha\beta}^2 + u_0^2} = \sqrt{u_\alpha^2 + u_\beta^2 + u_0^2} = \sqrt{u_A^2 + u_B^2 + u_C^2} = u_p, \quad (5.2)$$

де $u_{\alpha\beta} = \sqrt{u_\alpha^2 + u_\beta^2}$ – діагональ прямокутника (u_α - u_β) на площині. Перехід до координат p - q - r для струму здійснюється перемноженням отриманого вектора струму $i_{\alpha\beta 0}$ на матрицю коефіцієнтів, нормованих за модулем вектора напруги $u_{\alpha\beta 0}$. У такий спосіб отримують відокремлені модулі струмів задля різних складових потужності. Складові струму в системі координат потужності p - q - r визначають 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 отримують таким способом:

$$\hat{\mathbf{p}} = \begin{bmatrix} p \\ q_q \\ q_r \end{bmatrix} = u_p \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_p \\ i_q \\ i_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{p} \\ \bar{q} \\ \bar{r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{p} \\ \tilde{q} \\ \tilde{r} \end{bmatrix}, \quad (5.4)$$

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 задля 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 щодо кожного різновиду потужності.

Р о з д і л 5

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 за несиметрії та несинусоїдальності напруг мережі живлення чи струмів навантаження);
 $\tilde{r}$ – змінна складова потужності, що замикається через нульовий провід (відтворюється у разі несиметричного навантаження).

Згідно з визначенням 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 потребують 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 задля класифікації навантажень є їхня імпедансна характеристика: чисто активна, активно-реактивна, нелінійна. Отже, з'являється значна кількість варіантів за типами мереж та навантажень, за яких можна очікувати виникнення небажаних складових миттєвої потужності та окреслити основні способи їхньої 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 внаслідок 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:

$$\begin{bmatrix} i_{Cp} \\ i_{Cq} \\ i_{Cr} \end{bmatrix} = \frac{1}{u_p} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \cdot (-\hat{\mathbf{p}}) = \frac{1}{u_p} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta p - \tilde{p} \\ -\bar{q} - \tilde{q} \\ -\bar{r} - \tilde{r} \end{bmatrix}, \quad (5.5)$$

Р о з д і л 5

де Δp – частина активної потужності, яку може споживати чи віддавати мережевий перетворювач. Вона використовується буферним джерелом (ємнісний накопичувач) задля 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 потужно-

сті 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 задля отримання струмів компенсації в системі координат $\alpha\beta 0$. З застосуванням зворотного перетворення Кларк отримуємо необхідні фазні струми компенсації i_{Ca} , i_{Cb} , i_{Cc} :

$$\begin{bmatrix} i_{Ca} \\ i_{Cb} \\ i_{Cc} \end{bmatrix} = K^T \cdot \begin{bmatrix} i_{C\alpha} \\ i_{C\beta} \\ i_{C0} \end{bmatrix}, \quad (5.6)$$

$$\text{де } \begin{bmatrix} i_{C\alpha} \\ i_{C\beta} \\ i_{C0} \end{bmatrix} = \frac{1}{u_{\alpha\beta 0}} \begin{bmatrix} u_\alpha & -\frac{u_\beta \cdot u_{\alpha\beta 0}}{u_{\alpha\beta 0}} & -\frac{u_0 \cdot u_\alpha}{u_{\alpha\beta}} \\ u_\beta & \frac{u_\alpha \cdot u_{\alpha\beta 0}}{u_{\alpha\beta 0}} & -\frac{u_0 \cdot u_\beta}{u_{\alpha\beta}} \\ u_0 & 0 & u_{\alpha\beta} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{Cp} \\ i_{Cq} \\ i_{Cr} \end{bmatrix}.$$

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; задля 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 задля компенсації складові потужності вводяться у вирази з від'ємним знаком з метою розрахунку струмів компенсатора за зворотним $p-q-r$ перетворенням.

На рис. 5.2 представлено послідовність математичних перетворень у $p-q-r$ теорії задля розрахунку компенсаційних струмів i_{Ca} , i_{Cb} , i_{Cc} . Це вимагає значної кількості елементарних операцій обчислення.

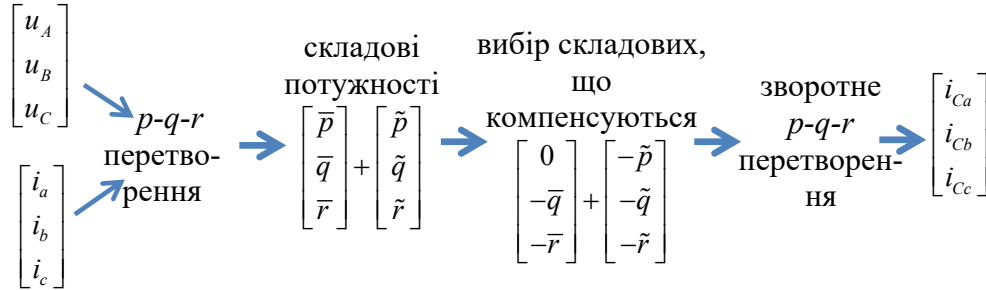


Рис. 5.2. Послідовність математичних перетворень у $p-q-r$ теорії

Є можливість спростити повний цикл обчислень через послідовне підставлення та аналітичне перетворення виразів із включенням до них складових миттєвої потужності, необхідних задля компенсації. Найкомпактніший аналітичний вираз отримано задля 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, $p = u_A \cdot i_a + u_B \cdot i_b + u_C \cdot i_c = u_A \cdot i_A + u_B \cdot i_B + u_C \cdot i_C$, Δp – додаткова складова активної потужності, що використовується компенсатором задля 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 задля 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 значних обчислень у реальному часі на кожному модуляційному періоді. Тому задля 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 згідно з топологією 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 задля появи більшості небажаних складових, усунення яких вимагає застосування топології мережевого перетворювача із примусовим формуванням струмів у нульовому проводі. Компенсацію складової $\bar{F}$ можна 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 внаслідок формування 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, $u_{A,B,C}^1$ – 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 можна здійснити з використанням різних топологій силових схем. Відмінності, за якими ці топології розрізняють, полягають у способі формування струмів нульової послідовності задля 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 задля цієї мети двоступеневого матричного перетворювача не є поширеним, оскільки задля такого застосування необхідні набагато складніші алгоритми керування [189, 190]. На рис. 5.1 показано структурну схему реалізації мережевого перетворювача в колі ротора МПЖ із використанням АІН або двоступеневого матричного перетворювача.

Використання АІН з метою 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 задля компенсації складових миттєвої потужності дотепер досліджувалося мало, а алгоритми роботи МПЖ із двоступеневим МП у колі ротора з властивостями активного фільтра не перевірялися.

Вирішення завдання компенсації складових потужності можна 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 з метою розрахунку необхідних струмів компенсації i_{Ca}, i_{Cb}, i_{Cc} . Задля роботи мережевого перетворювача МПЖ (задля створення зворотного зв'язку) вимірюються його поточні струми i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc} . Регулювання компенсаційних струмів здійснюється через приведення струмів мережевого перетворювача до струмів завдання. Таке регулювання може здійснюватися скалярними методами з використанням релейного режиму задля кожної фази окремо з алгоритмом, який жорстко прив'язаний до топології силової схеми. Також регулювання струму можна реалізувати із застосуванням векторних підходів, користуючися просторовими векторами струмів та напруг перетворювачів безвідносно до топології їхніх силових схем.

У роботі [191] запропоновано таке регулювання струму, яке можна реалізувати із застосуванням векторних підходів, користуючися просторовими векторами струмів та напруг перетворювачів безвідносно до топології їхніх силових схем. Задля 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 функцію 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 щодо 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 виміряних струмів мережевого перетворювача струмам завдання. Розклавши вектор похибки за осями a, b, c , отримуємо відхилення (з різними знаками) струмів у фазах. Пояснюється наведена логіка такими співвідношеннями:

Р о з д і л 5

$$\begin{bmatrix} i_{Ca} \\ i_{Cb} \\ i_{Cc} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{\Delta a} \\ i_{\Delta b} \\ i_{\Delta c} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{U}_L = \begin{bmatrix} u_{La} \\ u_{Lb} \\ u_{Lc} \end{bmatrix} = L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \end{bmatrix} \approx \frac{L}{T} \begin{bmatrix} i_{\Delta a} \\ i_{\Delta b} \\ i_{\Delta c} \end{bmatrix} = \nu \begin{bmatrix} i_{\Delta a} \\ i_{\Delta b} \\ i_{\Delta c} \end{bmatrix}, \quad (5.12)$$

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.

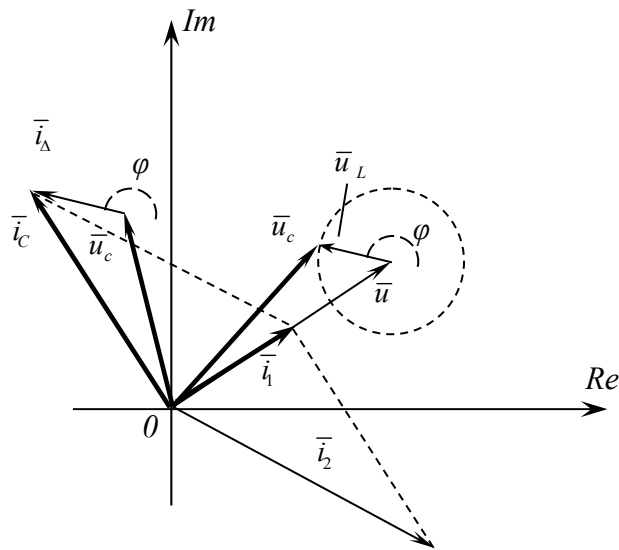


Рис. 5.3. Векторна діаграма роботи системи «МПЖ – мережа – навантаження»

Розрахунок вектора $\bar{u}_L$ можна 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 $\bar{u}_L$ у α - β 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 задля кожного наступного циклу ШІМ.

Такий підхід забезпечує найвищу швидкість відпрацювання заданих струмів компенсатора. У разі використання топології АІН цей підхід є аналогом прямого релейного пофазного регулювання струму. Потрібно також зважати на те, що в такому разі реалізація алгоритму керування підпорядкована обраній топології силової схеми активного фільтра. Основною особливістю алгоритму є керування перетворювачем, яке здійснюється через 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 можна 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].

Останнім часом спостерігається зростаючий інтерес щодо перетворювачів з безпосереднім перетворенням енергії, з синусоїдальними вхідними і вихідними струмами без пасивних компонентів у колі постійного струму. Одним із таких перетворювачів є двоступеневий матричний перетворювач, показаний на рис. 5.4 у складі МПЖ.

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 задля забезпечення безпечної комутації ключів змінного струму тощо.

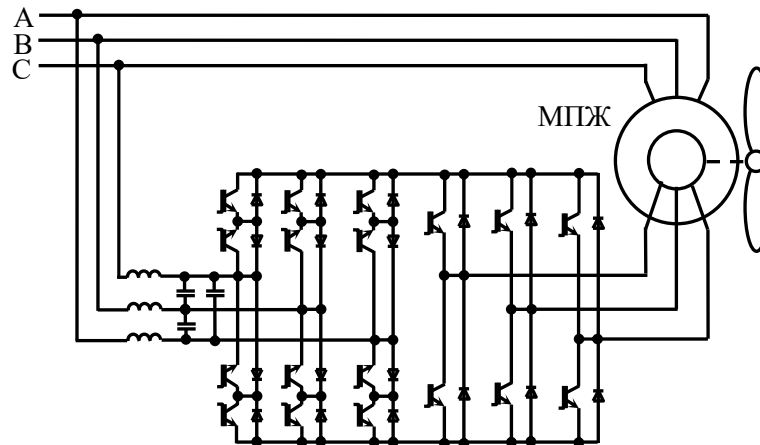


Рис. 5.4. Машина подвійного живлення з двоступеневим матричним перетворювачем

Застосування векторних методів керування МПЖ дає можливість 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

На сьогодні 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 [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 вважати перетворювачем 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).

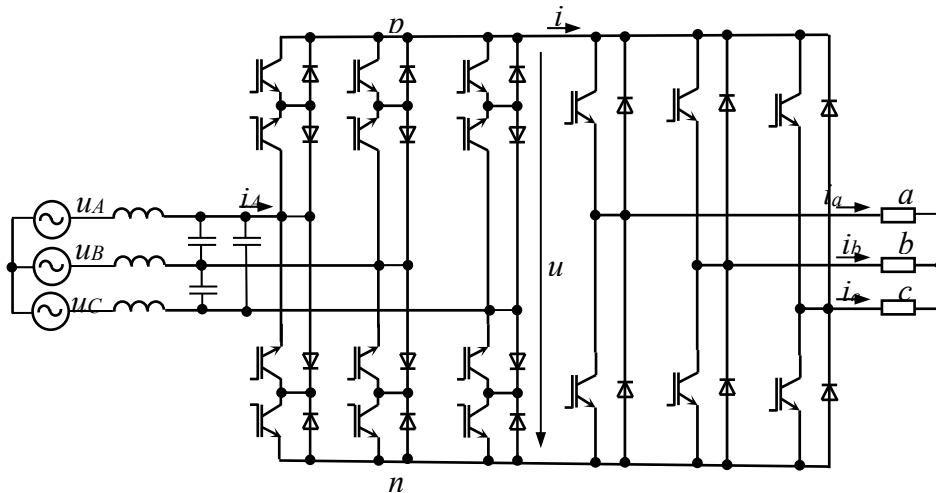


Рис. 5.5. Двоступеневий МП

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 має бути додатною. Отже, з перших 36 станів залишаються тільки 18, які збігаються зі станами традиційного МП у разі формування вихідної напруги, відмінної від нуля. По-друге, нульову напругу доцільно формувати не через вмикання обох ключів однієї зі стійок випрямляча (тобто приєднанням до однієї і тієї самої фази мережі, як це робиться в традиційних МП), а прийнятим задля інверторів підключенням всіх фаз навантаження до однієї і тієї самої шини ланки випрямлення.

Модифікація базової топології (рис. 5.5) дає змогу отримати інші схемні рішення. Пропозиція щодо зменшення числа активних напівпровідникових елементів силової схеми МП може бути пояснена з рис. 5.6, на якому показано одне плече випрямляча і його трансформація через виключення одного транзистора. При цьому зберігається двонапрямний зв'язок за струмом між фазою мережі та кожною вихідною шиною випрямляча.

Так, загальна кількість транзисторів у базовій схемі (рис. 5.5) може бути зменшена через використання 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]. Отже, ланка інвертування завжди залишається класичною, а модифікації стосуються ланки випрямлення. Однак слід зауважити,

що спрощення, які сприяють зменшенню кількості активних елементів силової схеми МП до 9, призводять і до обмеження властивостей МП, таких як чотиривквдрнтний режим роботи.

Таблиця 5.1.

Перелік можливих станів двоступеневого МП

№ п/п	Випр. напр. u	З'єднання вихід-вхід			Вих. напр. u_o			Вх. струм i_i			Вектор $ku_o e^{j\varphi_o}$		Вектор $ki_i e^{j\varphi_i}$	
		a	b	c	u_{ab}	u_{bc}	u_{ca}	i_A	i_B	i_C	ku_o	φ_o	ki_i	φ_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	$-i_a$	$k u_{BC}$	$\pi/6$	ki_a	$\pi/2$
7-8	$\pm u_{BC}$	C	B	B	$-u_{BC}$	0	u_{BC}	0	$-i_a$	i_a	$-k u_{BC}$	$\pi/6$	$-ki_a$	$\pi/2$
9-10	$\pm u_{CA}$	C	A	A	u_{CA}	0	$-u_{CA}$	$-i_a$	0	i_a	$k u_{CA}$	$\pi/6$	ki_a	$7\pi/6$
11-12	$\pm u_{CA}$	A	C	C	$-u_{CA}$	0	u_{CA}	i_a	0	$-i_a$	$-k u_{CA}$	$\pi/6$	$-ki_a$	$7\pi/6$
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	$-i_b$	$k u_{BC}$	$5\pi/6$	ki_b	$\pi/2$
19-20	$\pm u_{BC}$	B	C	B	u_{BC}	$-u_{BC}$	0	0	$-i_b$	i_b	$-k u_{BC}$	$5\pi/6$	$-ki_b$	$\pi/2$
21-22	$\pm u_{CA}$	A	C	A	$-u_{CA}$	u_{CA}	0	$-i_b$	0	i_b	$k u_{CA}$	$5\pi/6$	ki_b	$7\pi/6$
23-24	$\pm u_{CA}$	C	A	C	u_{CA}	$-u_{CA}$	0	i_b	0	$-i_b$	$-k u_{CA}$	$5\pi/6$	$-ki_b$	$7\pi/6$
25-26	$\pm u_{AB}$	B	A	B	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	$-i_c$	$k u_{BC}$	$3\pi/2$	ki_c	$\pi/2$
31-32	$\pm u_{BC}$	B	B	C	0	u_{BC}	$-u_{BC}$	0	$-i_c$	i_c	$-k u_{BC}$	$3\pi/2$	$-ki_c$	$\pi/2$
33-34	$\pm u_{CA}$	A	A	C	0	$-u_{CA}$	u_{CA}	$-i_c$	0	i_c	$k u_{CA}$	$3\pi/2$	ki_c	$7\pi/6$
35-36	$\pm u_{CA}$	C	C	A	0	u_{CA}	$-u_{CA}$	i_c	0	$-i_c$	$-k u_{CA}$	$3\pi/2$	$-ki_c$	$7\pi/6$
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

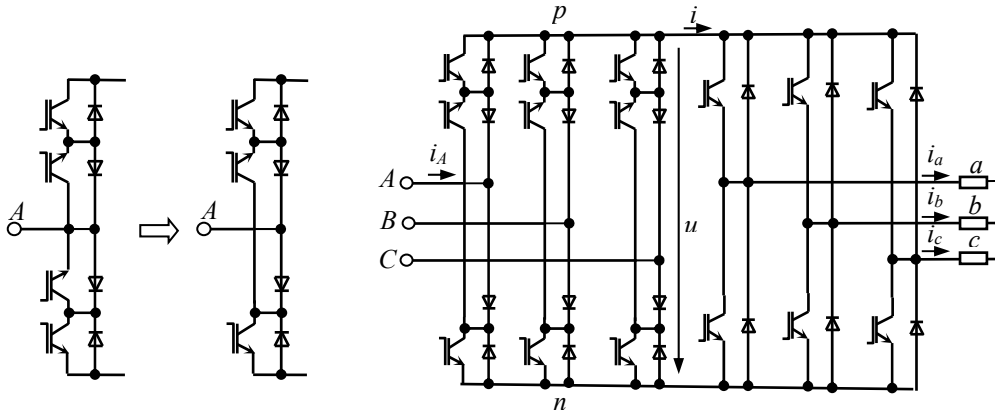


Рис. 5.6. Трансформація плеча випрямляча

Рис. 5.7. Двоступеневий МП зі зменшеною кількістю транзисторів

5.3.1. Спосіб ШІМ для випрямляча двоступеневого МП. Алгоритм керування вхідним випрямлячем двоступеневого МП має в першу чергу забезпечувати синусоїдальність споживаного з мережі струму, і потім можливість регулювання зсуву фаз між струмом і напругою мережі. Вирішення цього завдання фактично ґрунтується на тих самих принципах, що і в традиційних МП. Період мережі розбивають на шість інтервалів по 60 електричних градусів, протягом яких задля формування вихідної напруги по чергові використовують дві лінійні 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.

У роботах [195, 196] було запропоновано метод розрахунку тривалостей стану традиційного МП задля кожного циклу ШІМ, що ґрунтується на спостереженні за миттєвими значеннями напруг мережі живлення. Він був випробуваний на практиці в діючих зразках перетворювачів і повністю себе виправдав. Такий самий підхід пропонується реалізувати і щодо двоступеневого МП.

Введемо задля ідентифікації різних наборів вхідних напруг у процесі формування вихідної напруги індекси δ і γ для двох фаз із напругою однакової полярності та індекс ν 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 чергово використовуються лінійні напруги u_{AB} і u_{AC} , тобто фаза A постійно з'єднана з виходом, а фази B і C – приєднуються по чергово.

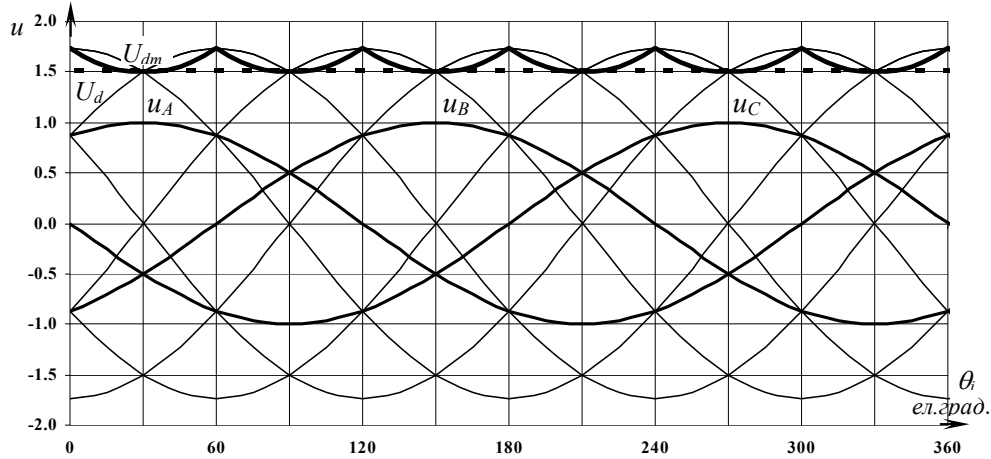


Рис. 5.8. Часова діаграма напруг

Задля 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_δ і d_γ – відносні тривалості підключення (тобто тривалості, нормовані щодо тривалості циклу ШІМ) для фаз δ і γ 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 $\Delta = u_\delta^2 + u_\gamma^2 - (u_\delta + u_\gamma)u_v$.

У процесі роботи традиційного МП у режимі випрямлення (вихідна частота дорівнює нулю, і МП аналогічний трифазному випрямлячу на двонапрямних ключах) вважатимемо середньінтегральне 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), отримуємо тотожне (5.15). Це свідчить про інваріантності вихідної напруги, сформованої згідно з законом модуляції (5.16), відносно розкиду напруг мережі.

За симетричної неспотвореної мережі $\Delta = (3/2)U_m^2$, де U_m – амплітуда фазної напруги, тоді

$$\begin{aligned} d_{\delta} &= U_d \frac{2|\cos\theta_{\delta}|}{3U_m}, \\ d_{\gamma} &= U_d \frac{2|\cos\theta_{\gamma}|}{3U_m}, \end{aligned} \quad (5.17)$$

де θ_{δ} , θ_{γ} і θ_v – поточні фази напруг u_{δ} , u_{γ} і u_v всередині інтервалу періоду мережі, що розглядається.

Оскільки $|\cos\theta_{\delta}| + |\cos\theta_{\gamma}| = |\cos\theta_v| \leq 1$, 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 у разі спотворень напруг мережі сформулювати неспотворену постійну напругу згідно з виразом (5.14), максимальне значення якої визначається глибиною провалів у точках перетину кривих лінійних напруг на межах 60-градусних інтервалів.

У разі зменшення нульових пауз у випрямленій напрузі з'являються пульсації з шестикратною частотою мережі, а за повної відсутності нульових пауз напруга набуває форми кривої, показаної на рис. 5.8 суцільною жирною лінією U_{dm} . В цьому випадку відносні тривалості визначаються співвідношеннями

$$\begin{aligned} d_{\delta} &= \left| \frac{u_{\delta}}{u_v} \right|, \\ d_{\gamma} &= \left| \frac{u_{\gamma}}{u_v} \right|, \\ d_{\delta} + d_{\gamma} &\equiv 1. \end{aligned} \quad (5.18)$$

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 $U_{dm} = 1,574 \cdot U_m$ (становить 0,909 від амплітуди лінійної напруги мережі).

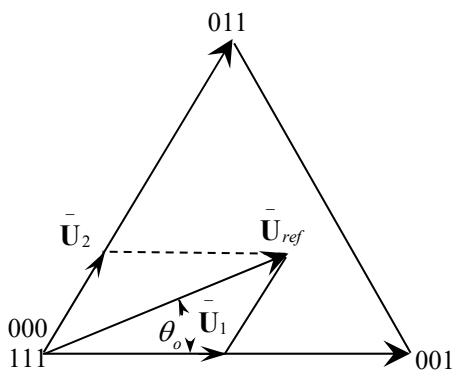
Перевагою такого способу формування випрямленої напруги є зменшення кількості комутацій у ключах випрямляча під час циклів ШІМ, а його пульсації компенсуються в ланці інвертування у процесі корекції відносних тривалостей стану інвертора через збільшення d_0 . Як буде показано нижче, комутації ключів випрямляча можна здійснювати за нульового струму в ланці випрямлення.

5.3.2. Спосіб ШІМ для інвертора двоступеневого МП. З різних можливих варіантів ШІМ розглянемо просторову векторну модуляцію (ПВМ) як один із поширених методів, в тому числі зручний в процесі побудови 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 у процесі їхнього формуванні.

Відносні тривалості для активних складових просторового вектора вихідної напруги у разі живлення інвертора від джерела згладженої постійної напруги дорівнюють

Рис. 5.9. Векторна діаграма вихідної напруги інвертора

$$\begin{aligned}d_{10} &= k \frac{\sin(\pi/3 - \theta_o)}{\sin(\pi/3)}, \\d_{20} &= k \frac{\sin(\theta_o)}{\sin(\pi/3)}, \\0 &\geq k \geq \frac{\sqrt{3}}{2}.\end{aligned}\tag{5.22}$$

З урахуванням пульсацій випрямленої напруги і виразу (5.19) відносні тривалості застосування векторів мають розраховуватися так:

$$\begin{aligned}d_1 &= d_{10} \frac{U_d}{U_{dm}} = d_{10} \frac{U_d |u_v|}{\Delta}, \\d_2 &= d_{20} \frac{U_d}{U_{dm}} = d_{20} \frac{U_d |u_v|}{\Delta}, \\d_0 &= 1 - d_1 - d_2.\end{aligned}\tag{5.23}$$

У виразах (5.23) вважатимемо 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. У випадку перевищення цієї межі в процесі регулювання вихідної напруги МП починаються спотворення, аналогічні спотворенням за перемодуляції; в діапазоні регулювання від мінімального до деякого максимального значення (як вже зазначалося, залежить від ступеня спотворення мережі) вихідна напруга МП відповідає заданій і формується без спотворень.

У разі живлення МП від симетричної неспотвореної мережі має місце відповідність

$$\begin{aligned}d_1 &= d_{10} \cos \theta_v, \\d_2 &= d_{20} \cos \theta_v.\end{aligned}\tag{5.24}$$

5.3.3. Послідовність комутацій у 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 самої шини ланки випрямлення, і струм із 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

$$\begin{aligned} d'_1 &= d_\delta - d_\delta d_0 / 2 & d'_2 &= d'_1 - d_\delta d_1 & d'_3 &= d'_2 - d_\delta d_2 \\ d''_1 &= d_\delta + d_\gamma d_0 / 2 & d''_2 &= d''_1 + d_\gamma d_1 & d''_3 &= d''_2 + d_\gamma d_2 \end{aligned} \quad (5.25)$$

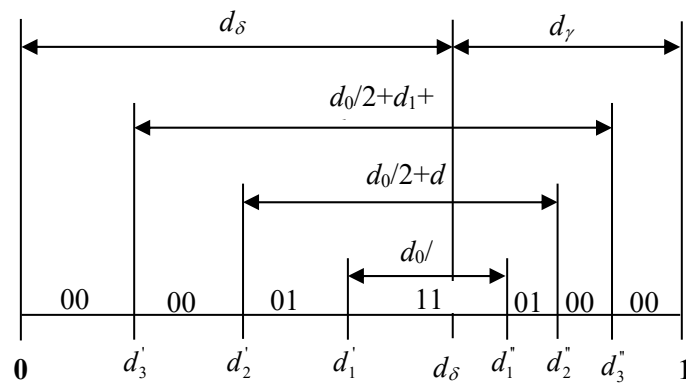


Рис. 5.10. Послідовність і тривалість імпульсів ШІМ

Комутація двонапрямних ключів випрямляча за нульового струму є істотною перевагою описаного алгоритму керування. Можливо, наприклад, просте введення "мертвої зони" задля запобігання перекриттів і створення передумов для короткого замикання вхідних фаз, покрокова комутація з меншої тривалості тощо. Крім того, з'являється можливість застосування ключа змінного струму у вигляді транзистора в діагоналі діодного моста, що завжди було проблематично щодо забезпечення безпечних комутацій в традиційних схемах МП. У цьому разі кількість транзисторів у схемі випрямляча скорочується до 6, а їхнє 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_δ і два з іншої лінійної напруги u_γ (рис. 5.10). Однак у двоступеневому МП два рази протягом циклу модуляції формується нульовий стаціонарний вектор, в той час як у традиційному МП – тільки один нульовий вектор. Причому послідовність формування векторів у традиційному МП, в тому числі спосіб формування нульового вектора, визначені таким чином, що за будь-яких спотворень 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 у традиційному МП чотири, а в двоступеневому з причини двократного формування нульового вектора – шість. Однак варто зазначити, 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 із двоступеневим МП

На базі розробленого векторного алгоритму керування було проведено моделювання роботи машини подвійного живлення з двоступеневим матричним перетворювачем у роторному колі, що працює як генератор. Моделювання проводилося за частоти ШІМ 5 кГц.

Параметри МПЖ: потужність $P=1,4$ кВт, число пар полюсів $p_n=3$, $J=0,07$ кгм², $L_1=L_2=0,185$ Гн, $L_m=0,18$ Гн, $R_1=4,7$ Ом, $R_2=5,3$ Ом. Параметри контролера у процесі моделювання встановлено такі: $k_1=500$, $k_{ii}=60000$.

Тест з відпрацювання траєкторії заданого моменту під час стабілізації коефіцієнта потужності статорної ланки у разі моделювання має таку послідовність дій генеруючої системи, показаної на рис. 5.4:

- на початковому етапі 0-0,25 с незбуджена МПЖ розганяється до синхронної швидкості з застосуванням первинного рушія;
- починаючи з $t=0,5$ с, здійснюється збудження МПЖ і синхронізація з вектором напруги мережі з використанням алгоритму синхронізації. Форма заданого значення U^* показана на рис. 5.11 і показує лінійно наростаючу функцію від нуля до напруги U_m ;
- у момент часу $t=1$ с статорне коло МПЖ підключається до мережі за нульового значення моменту;
- починаючи з $t=1,2$ с, здійснюється відпрацювання заданої траєкторії моменту, яка показана на рис. 5.11;
- у момент часу $t=1,5$ с кутова швидкість первинного рушія примусово збільшується щодо синхронної швидкості МПЖ;
- у момент часу $t=2,2$ с кутова швидкість первинного рушія зменшується і стає нижче синхронної швидкості МПЖ.

Швидкість первинного рушія, задана напруга, сигнал завдання моменту і похибка відпрацювання моменту показано на рис. 5.11. Слід зазначити, що у процесі відстеження моменту досягається незмінність коефіцієнта потужності.

Розділ 5

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 наведено фрагменти сталого режиму струмів і напруг статора в системі координат $a-b$ для інтервалу часу 2,0-2,1 с, що відповідає роботі за швидкості вище синхронної, та інтервалу часу 2,8-2,9 с, що відповідає роботі за швидкості нижче синхронної. Статорний струм перебуває в протифазі з напругою мережі, що відповідає умовам роботи статорного кола МПЖ із коефіцієнтом потужності, що дорівнює одиниці, в генераторному режимі.

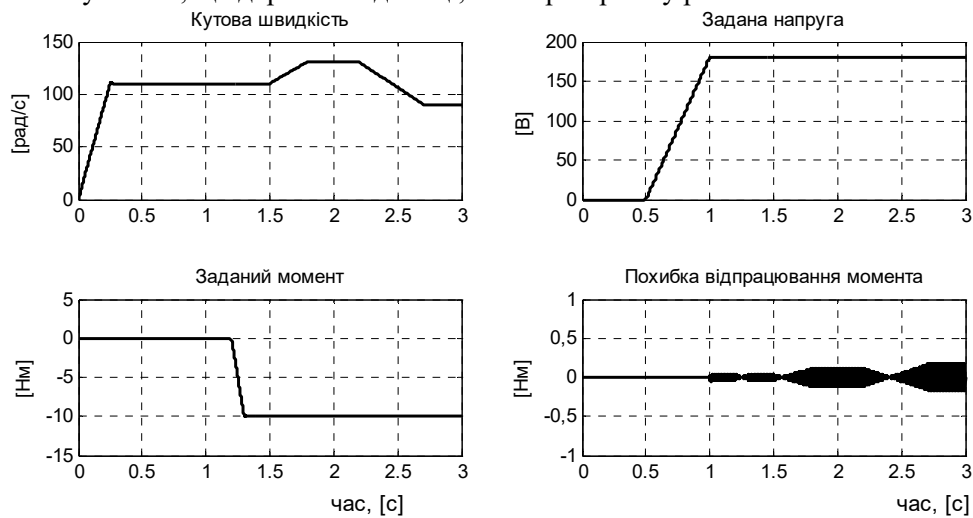


Рис. 5.11. Задані величини в процесі керування МПЖ з двоступеневим МП

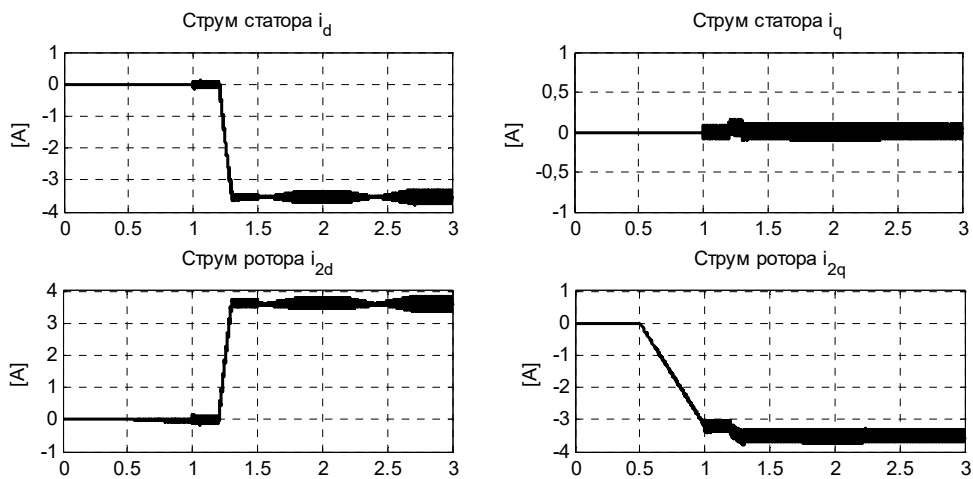


Рис. 5.12. Перехідні процеси під час керування МПЖ з двоступеневим МП

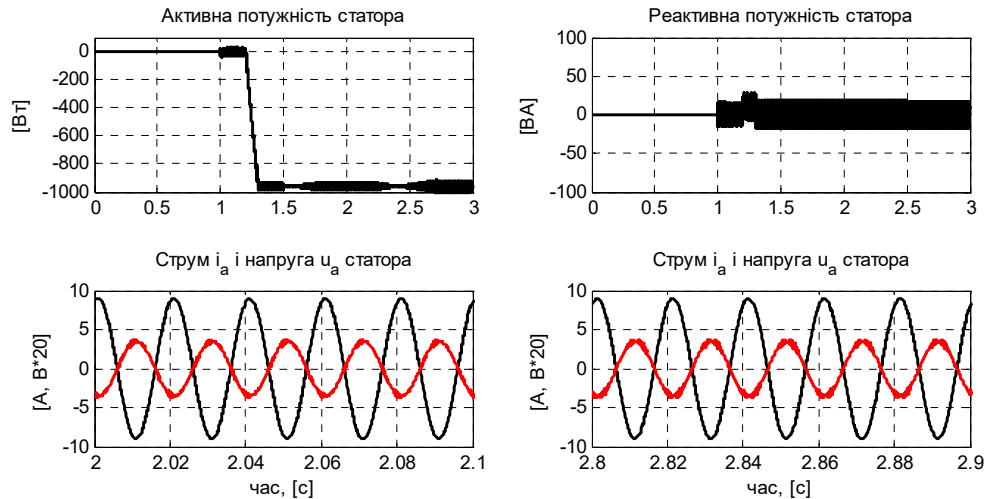


Рис. 5.12. Перехідні процеси під час керуванні МПЖ з двоступеневим МП (продовження)

Як видно з графіків струмів статора і ротора, їхня 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 у 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.

Згідно з [28] компенсація вищих гармонік може бути здійснена як з використанням окремо МП і МПЖ, так і їхньою комбінацією. Однак, як зазначається в [199], за одночасної компенсації гармонік та регулювання реактивної потужності з використанням РІ гармоніки вводяться в обмотки ротора МПЖ, що створює додаткові втрати й шуми в машині, а також може стати причиною небажаних високочастотних механічних резонансів.

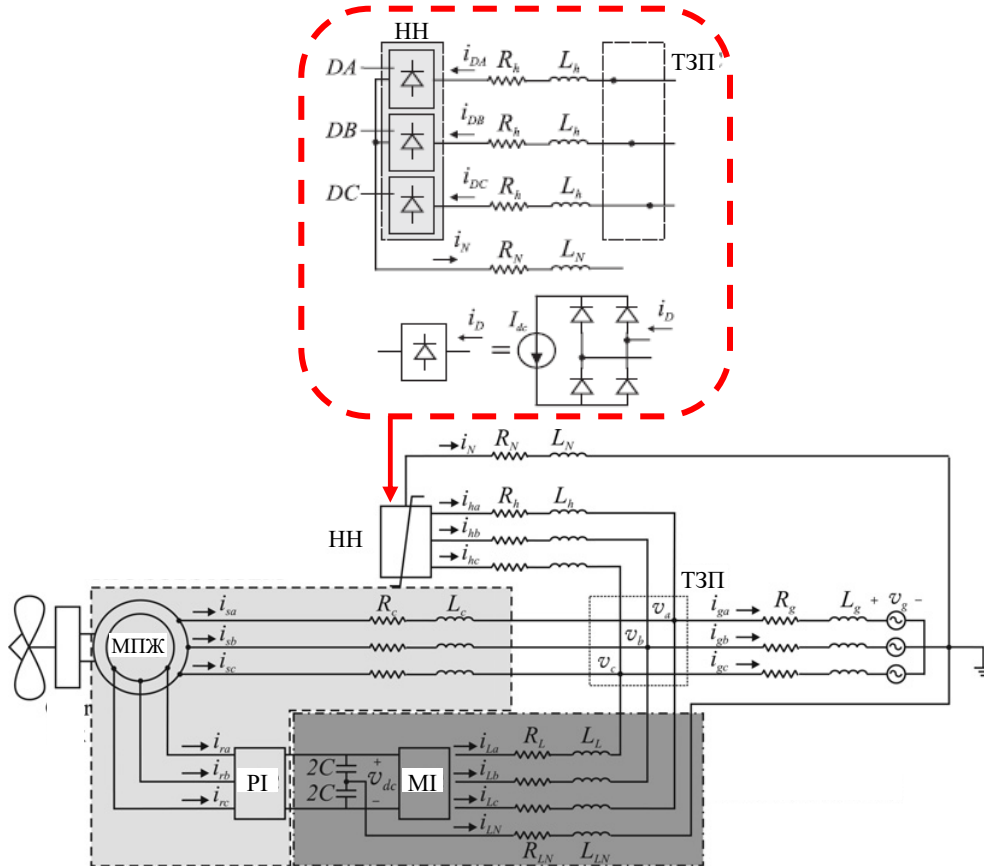


Рис. 5.13. Схема комплексу генерування електроенергії, приєднаний до трифазної чотирипровідної мережі

Крім того, використання одного регулювального органу PI задля виконання двох різних функцій регулювання реактивної потужності та гармонічної компенсації погіршують якість обох зазначених функцій. Зазначимо також, що трипровідне з'єднання МПЖ із ТЗП не дає можливості компенсувати струмові складові нелінійного навантаження нульової послідовності. З огляду на зазначені причини в подальшому розглядається варіант використання МІ задля функцій активної фільтрації.

5.5.1. Стратегії керування мережевим інвертором з метою мінімізації потужності втрат. Перша мета реалізовується в трифазній чотирипровідній мережі у разі формування з застосуванням МІ з функціями активного фільтра струмів джерела, пропорційними вектору фазної напруги з частковим послабленням складової нульової послідовності [200]. Нехай вектор миттєвих зна-

Р о з д і л 5

чень 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 із доданків $\mathbf{v}_0 = (v_+ / 3)\mathbf{j} = (v_+ / \sqrt{3})\bar{\mathbf{o}}$; $v_+ = \mathbf{j}^T \mathbf{v} = v_a + v_b + v_c$; $\mathbf{j}^T = \|1 \ 1 \ 1\|$ – складова нульової послідовності, спрямована вздовж орта $\bar{\mathbf{o}} = (1/\sqrt{3})\mathbf{j}$ $\alpha\beta o$ – системи координат [201]; другий доданок $\mathbf{v}_{\alpha\beta} = \mathbf{v} - \mathbf{v}_0 = \|v_a - v_+/3 \ v_b - v_+/3 \ v_c - v_+/3\|^T$ – векторна складова, локалізована в $\alpha\beta$ – площині, оскільки сума її координат дорівнює нулю. Скалярний добуток зазначених складових дорівнює нулю ($\mathbf{v}_0^T \mathbf{v}_{\alpha\beta} = \mathbf{v}_{\alpha\beta}^T \mathbf{v}_0 = 0$).

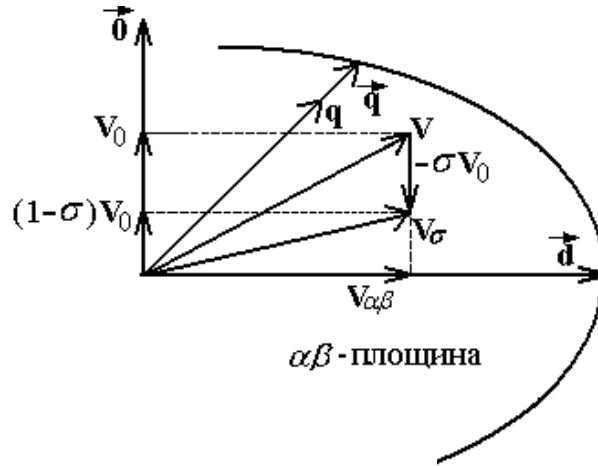


Рис. 5.14. Зображення вектора миттєвих значень фазних напруг у вигляді двох векторних ортогональних складових

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 σ – скалярний коефіцієнт послаблення складової нульової послідовності вектора миттєвої фазної напруги, що знаходиться у межах $0 \leq \sigma \leq 1$. Зазначимо, що вектори $\mathbf{v}, \mathbf{v}_\sigma$ мають по дві ненульові координати в координатній системі $dq\theta$ [180].

Стратегія керування МІ, що пропонується, передбачає формування вектора миттєвих струмів трифазного джерела, пропорційним вектору $\mathbf{v}_\sigma$:

Р о з д і л 5

$$\mathbf{i}_D = \begin{bmatrix} i_a^D & i_b^D & i_c^D \end{bmatrix}^T = g \mathbf{v}_\sigma, \quad (5.28)$$

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 вказаний 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 $\mathbf{v}_0$.

За $\sigma = 0$; $\mathbf{v}_\sigma = \mathbf{v}$ матимемо першу відому стратегію керування [202], коли вектор струму джерела пропорційний вектору миттєвих значень фазних напруг; за $\sigma = 1$; $\mathbf{v}_\sigma = \mathbf{v}_{\alpha\beta}$ матимемо другу відому стратегію керування [203], яка використовує задля 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, кожна з яких можна отримати з запропонованої у разі крайніх значень параметра σ .

У процесі визначення 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.

Р о з д і л 5

Миттєве значення потужності втрат у силовому кабелі

$$\begin{aligned}
 p_r &= [(i_a^D)^2 + (i_b^D)^2 + (i_c^D)^2]r + (i_a^D + i_b^D + i_c^D)^2 r_n = \mathbf{i}_D^T \mathbf{i}_D r + (\mathbf{i}_D^T \mathbf{j})^2 r_n = \\
 &= g^2 \mathbf{v}_\sigma^T \mathbf{v}_\sigma r + (g \mathbf{v}_\sigma^T \mathbf{j})^2 r_n = \\
 &= g^2 (\mathbf{v}_{\alpha\beta}^T \mathbf{v}_{\alpha\beta} + (1-\sigma)^2 \mathbf{v}_0^T \mathbf{v}_0) r + g^2 [(1-\sigma)(v_+/3) \mathbf{j}]^2 r_n = \\
 &= g^2 [v_{\alpha\beta}^2 + (1-\sigma)^2 v_0^2 r + g^2 (1-\sigma)^2 v_+^2 r_n] = g^2 r v_{\alpha\beta}^2 + g^2 (1-\sigma)^2 v_0^2 (r + 3r_n) = \\
 &= g^2 r [v_{\alpha\beta}^2 + (1-\sigma)^2 v_0^2 \sigma_r^{-1}] = \frac{p^2 r [v_{\alpha\beta}^2 + (1-\sigma)^2 v_0^2 \sigma_r^{-1}]}{[v_{\alpha\beta}^2 + (1-\sigma) v_0^2]},
 \end{aligned} \tag{5.33}$$

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 σ дає оптимальне значення коефіцієнта послаблення складової нульової послідовності за критерієм мінімізації миттєвої потужності втрат у 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

$$p_{rMIN} = \frac{p^2 r (v_{\alpha\beta}^2 + (1-\sigma_0)^2 v_0^2 \sigma_r^{-1})}{[v_{\alpha\beta}^2 + (1-\sigma_0) v_0^2]^2} = \frac{p^2 r}{v_{\alpha\beta}^2 + \sigma_r v_0^2}. \tag{5.36}$$

Аналіз виразу (5.35) показує, що оптимальне значення коефіцієнта послаблення σ_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, за будь-яких співвідношень між r та r_n $0 < \sigma_0 < 1$, тобто стратегія керування у разі часткового послаблення складової нульової послідовності дає переваги за потужністю миттєвих втрат у порівнянні зі стратегіями керування як за повного збереження складової нульової послідовності ($\sigma = 0$), так і за повного її видалення ($\sigma = 1$).

Оцінимо кількісний виграш у потужності втрат порівняно з першою відомою стратегією. Формула (5.33) за $\sigma = 0$ набуває вигляду

$$p_{r(\sigma=0)} = \frac{p^2 r (v_{\alpha\beta}^2 + v_0^2 \sigma_r^{-1})}{(v_{\alpha\beta}^2 + v_0^2)^2}. \tag{5.37}$$

Р о з д і л 5

Тоді кількісний виграш за потужністю миттєвих втрат від застосування запропонованої стратегії керування (за $\sigma = \sigma_0 = 1 - \sigma_r$) порівняно з першою стратегією:

$$\begin{aligned}
 w(\sigma = 0) &= \frac{P_{r(\sigma=0)}}{P_{rMIN}} = \frac{(v_{\alpha\beta}^2 + \sigma_r v_0^2)(v_{\alpha\beta}^2 + \sigma_r^{-1} v_0^2)}{(v_{\alpha\beta}^2 + v_0^2)^2} = \\
 &= \frac{[v^2 + (\sigma_r - 1)v_0^2][v^2 + (\sigma_r^{-1} - 1)v_0^2]}{v^4} = \\
 &= (1 - \sigma_0 \chi_0) \left(1 + \frac{\sigma_0}{1 - \sigma_0} \chi_0\right) = \\
 &= 1 - \sigma_0 \chi_0 + \frac{\sigma_0}{1 - \sigma_0} \chi_0 - \frac{\sigma_0^2}{1 - \sigma_0} \chi_0^2 = 1 + \sigma_0^2 (1 - \sigma_0)^{-1} \chi_0 (1 - \chi_0),
 \end{aligned} \tag{5.38}$$

де $\chi_0^2 = v_0^2 / v^2$ – миттєвий фактор нульової послідовності вектора фазних напруг.

Формула (5.33) за $\sigma = 1$ набуває вигляду $p_{r(\sigma=1)} = p^2 r / v_{\alpha\beta}^2$, а кількісний виграш порівняно з другою відомою стратегією:

$$w(\sigma = 1) = \frac{P_{r(\sigma=1)}}{P_{rMIN}} = \frac{v_{\alpha\beta}^2 + \sigma_r v_0^2}{v_{\alpha\beta}^2} = 1 + (1 - \sigma_0) \chi_0^2 (1 - \chi_0^2)^{-1}. \tag{5.39}$$

За мінімізації середнього значення потужності втрат вектор миттєвих значень струмів трифазного джерела визначається виразом

$$\mathbf{i}_d = G \mathbf{v}_\sigma, \tag{5.40}$$

де значення коефіцієнта G знаходиться з умови рівності нулю середньої активної потужності активного фільтра

$$\frac{1}{T} \int_0^T \mathbf{v}^T \mathbf{i}_\phi dt = 0, \tag{5.41}$$

де T – період напруг мережі живлення.

Провівши аналогічні викладки з урахуванням вимоги (5.41), в кінцевому підсумку отримаємо:

$$G = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T \mathbf{v}^T \mathbf{i}_H dt}{\frac{1}{T} \int_0^T \mathbf{v}^T \mathbf{v}_\sigma dt} = \frac{P}{V_{\alpha\beta}^2 + (1 - \sigma) V_0^2}, \tag{5.42}$$

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 за такого самого значення коефіцієнта оптимального послаблення σ_0 , що визначається (5.35), а виграші за потужністю інтегральних втрат порівняно з відомими стратегіями можна отримати з (5.38), (5.39) у разі заміни 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, коли $\mathbf{i}_d = (P / V^2) \mathbf{v}$,

$$W(\sigma = 0) = \frac{P_{r(\sigma=0)}}{P_{rMIN}} = 1 + \sigma_0^2 (1 - \sigma_0)^{-1} \Delta_0^2 (1 - \Delta_0^2). \quad (5.44)$$

Структурну схему МІ з функціями активного фільтра з системою керування, що реалізовує запропоновану стратегію, наведено на рис. 5.15.

Силову частину МІ приєднано паралельно нелінійному навантаженню безпосередньо в точках його підключення до мережі живлення через чотирипровідний кабель. Система керування з використанням датчиків струму та напруги в блоках відповідних вимірювачів формує сигнали узагальнених векторів миттєвих значень напруги та струму навантаження. На виході блока формування опорної напруги згідно з заданим значенням коефіцієнта σ 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 обчислюються за формулою (5.32) або (5.42) та виключають споживання миттєвої або інтегральної активної потужності паралельним активним фільтром, залежно від обраного режиму компенсації (миттєвий/інтегральний).

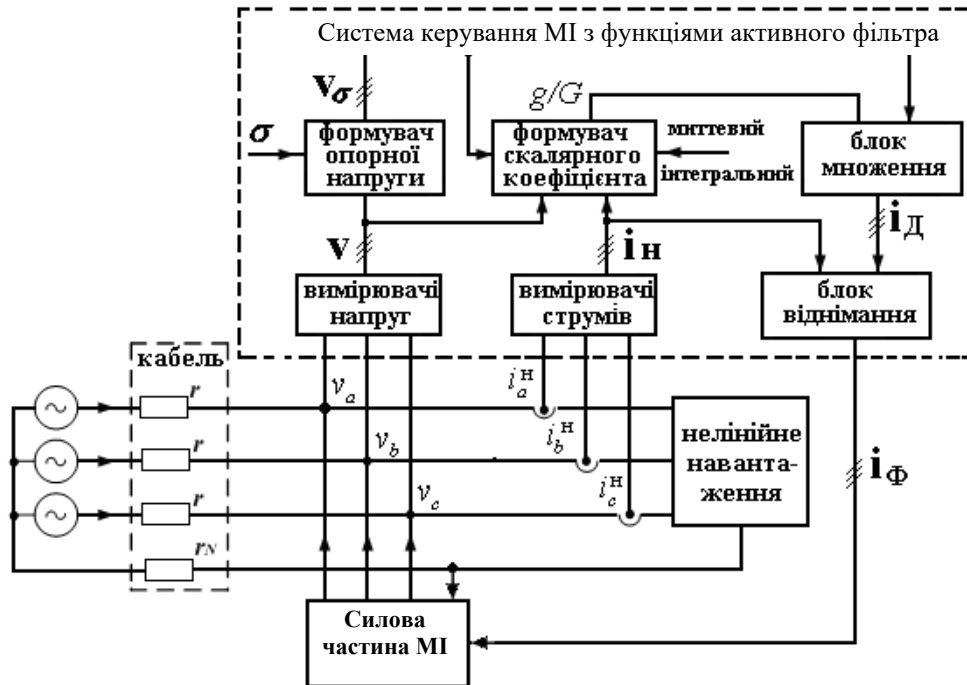


Рис. 5.15. Структурна схема МІ з функціями активного фільтра

З іншого 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 формулою (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 очевидні за ненульової величини фактора нульової послідовності, задамо несиметричний вектор фазних напруг

Р о з д і л 5

$$\mathbf{v}(t) = \begin{pmatrix} v_A(t) \\ v_B(t) \\ v_C(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} (V_m + \Delta V) \cos(\omega t) \\ (V_m - \Delta V) \cos(\omega t - 2\pi/3) \\ (V_m - \Delta V) \cos(\omega t + 2\pi/3) \end{pmatrix}$$

та визначимо задля 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 дає змогу знайти його максимальне значення за $\omega t = 2l\pi$; $l = 0, 1, 2, \dots$ 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,

$$\chi_{0MAX}^2(\delta = 0.1) = \frac{8 \times 0.01}{9 + 6 \times 0.1 + 9 \times 0.01} = 0.008256;$$

$$\chi_{0MAX}^2(\delta = 0.2) = \frac{8 \times 0.04}{9 + 6 \times 0.2 + 9 \times 0.04} = 0.0303.$$

Отже, прогнозне значення виграшу за потужністю втрат порівняно з першою стратегією задля 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 у 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 $R_L = 1/G$:

Р о з д і л 5

$$\mathbf{v}(t_l) = \mathbf{v} = \begin{bmatrix} V_m + \Delta V \\ -(V_m - \Delta V) / 2 \\ -(V_m - \Delta V) / 2 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{i}(t_l) = \mathbf{i} = \begin{bmatrix} (V_m + \Delta V)G \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix};$$

$$p_r = (U_m + \Delta U)^2 G^2 (r + r_N);$$

$$p = \mathbf{u}^T \mathbf{i} = (U_m + \Delta U)^2 G;$$

$$v_{\alpha\beta}^2 + \sigma_r v_0^2 = \mathbf{v}^T (\mathbf{v} - \sigma_0 \times \frac{\mathbf{j}^T \mathbf{v}}{3} \mathbf{j}) = \left[\frac{3}{2} V_m^2 + V_m \Delta V + \left(\frac{3}{2} - \frac{4\sigma_0}{3} \right) \Delta V^2 \right].$$

Після підстановки отриманих значень у формулу (5.46) і відповідних перетворень отримуємо вираз 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 формувалися з використанням активного компенсатора з системою керування, реалізованою на залежних джерелах струму. Миттєва потужність втрат вимірювалася на опорах лінії передачі та задля випадку $r_N = 3r$; $\delta = 0,2$ представлена у вигляді осцилограм на рис. 5.17 за $V_m = 220\sqrt{2}B$; $R_L = 1\Omega$; $r = 2 \times 10^{-4}\Omega$. Вмикання активного компенсатора відбувалося в момент 0,02, для наочності осцилограми миттєвої потужності залежно від різних стратегій керування компенсатором накладені одна на одну. Згідно з даною осцилограмою значення коефіцієнта виграшу за потужністю втрат порівняно з першою стратегією складає $w_1 = 28,96 / 23,42 = 1,237$. Це значення, відображене на діаграмі коефіцієнта втрат активної потужності (рис. 5.17), занесене у відповідну клітинку табл. 5.2 та показане на графіку теоретичної залежності (рис. 5.18), побудованому за формулою (5.45) у випадку $\chi_{0MAX}^2 = 0,0303$ ($\delta = 0,2$). У випадку, представленому 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 показане на графіку теоретичної залежності (рис. 5.18), побудованому за формулою (5.47). Результати проведення аналогічних дослідів за інших значень параметрів лінії передачі та несиметрії відображені іншими п'ятьма 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	5,293	2,652	1,772
	w_1	1,066	1,018	1,0045
$\delta = 0,2$	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	4,744	2,388	1,605
	w_1	1,237	1,066	1,015

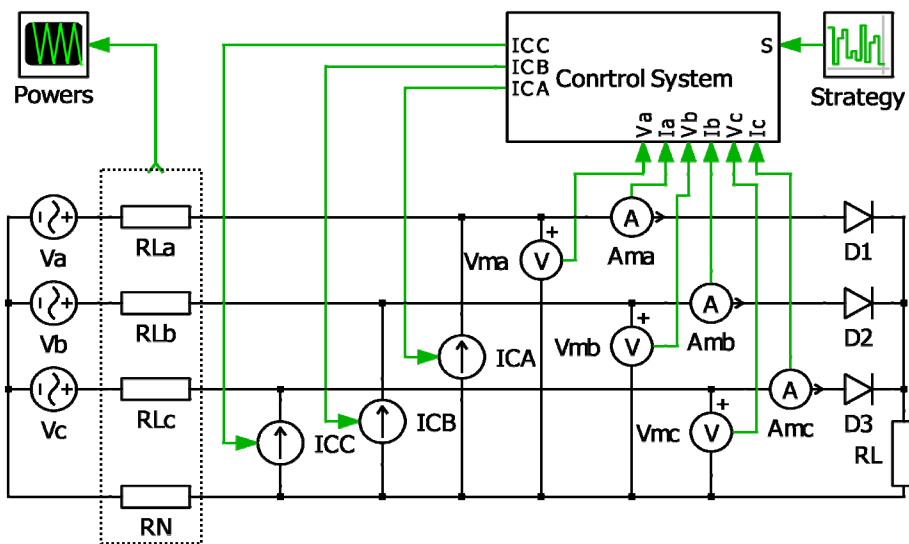


Рис. 5.16. Комп'ютерна модель трифазної чотирипровідної системи живлення

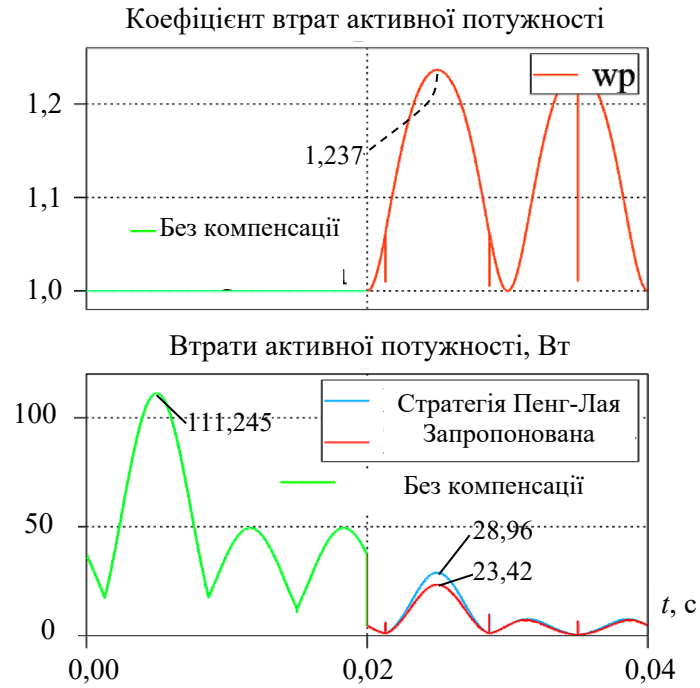


Рис. 5.17. Осцилограми миттєвої потужності втрат та відношення миттєвих потужностей

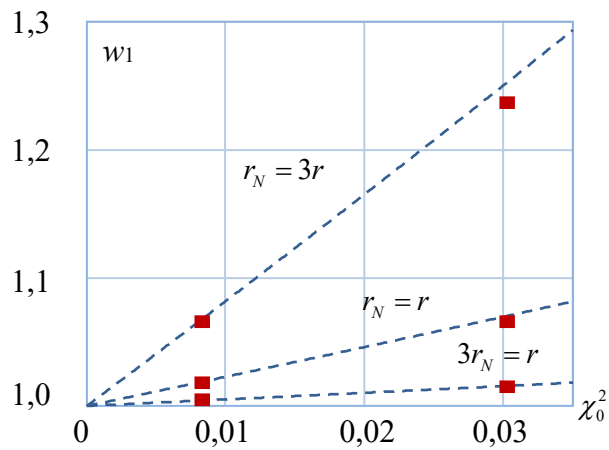


Рис. 5.18. Коефіцієнт виграшу за потужністю миттєвих втрат відносно першої стратегії: пунктиром – теоретичні залежності, точками – на основі експериментальних даних

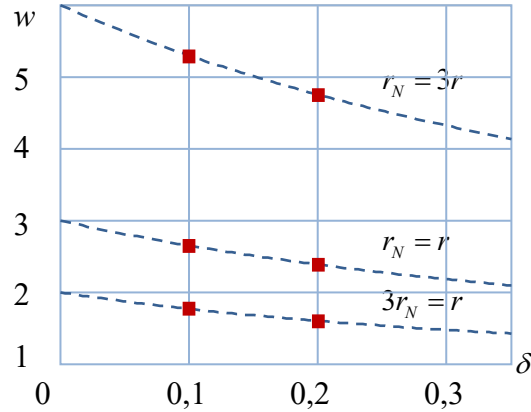


Рис. 5.19. Загальний коефіцієнт виграшу за потужністю миттєвих втрат від запропонованої стратегії: пунктиром – теоретичні залежності, точками – на основі експериментальних даних

Задля 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 з застосуванням ПАФ у комп'ютерній моделі на рис. 5.16 струми трифазного джерела за формулою (5.40) за $\sigma = 0$ та $\sigma = \sigma_0$. У роботі [200] показано, що для вектора фазних напруг (5.45) параметр $\Delta_{\perp}^2 = U_0^2 / U_{\alpha\beta}^2$ пов'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 задля такого самого набору параметрів моделі, що і в попередньому випадку та $\delta = 0,2$; $r_N = 3r$ показані на рис. 5.20. Згідно з цією діаграмою коефіцієнт виграшу за інтегральною потужністю втрат порівняно з першою стратегією $W(\sigma = 0) = P_{r(\sigma=0)} / P_{rMIN} = 6,946 / 6,012 = 1,155$, а відносна величина $\delta_p = \left(\sqrt{P_{r(\sigma=0)} / P_{rMIN}} - 1 \right) \times 100\% = 7,487\%$. Обидва ці значення наведені у відповідних комірках табл. 5.3 і вказані на теоретичному графіку залежності $\delta_p(\Delta_0^2)$ (рис. 5.21), побудованому за формулою (5.44).

Таблиця 5.3

Результати комп'ютерного моделювання

		$r_N = 3r$	$r_N = r$	$3r_N = r$
$\delta = 0.1$ $\Delta^2 = 0.00471$	$P_{r(\sigma=0)}, W$	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
$\delta = 0.2$ $\Delta^2 = 0.0196$	$P_{r(\sigma=0)}, W$	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

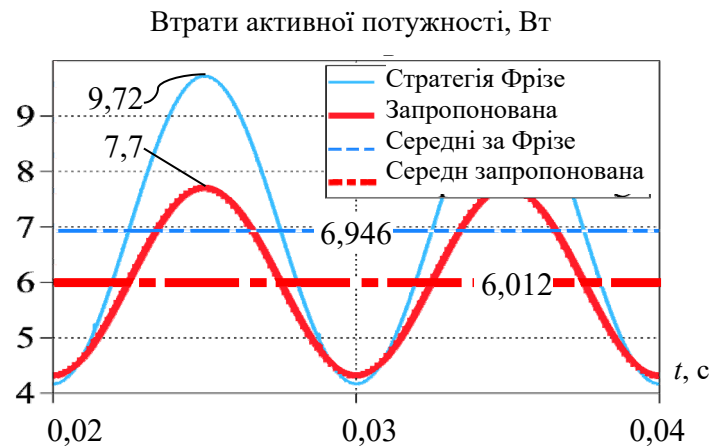
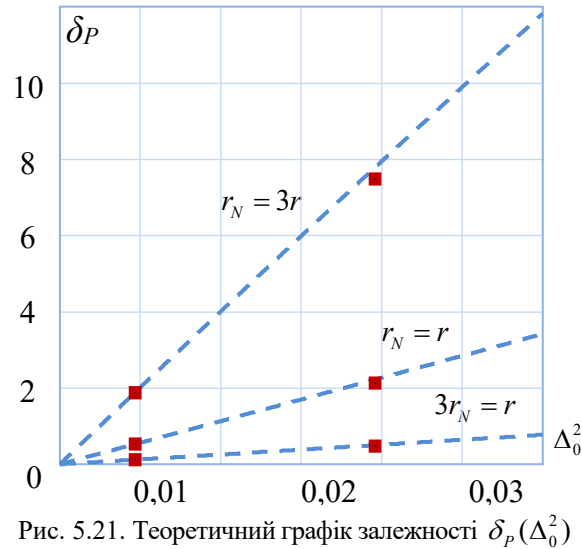


Рис. 5.20. Осцилограми миттєвих та середніх потужностей втрат

Результати аналогічних експериментів за інших значень параметрів лінії передачі і асиметрії напруг відображено ще п'ятьма експериментальними точками на рис. 5.21 і узагальнено в табл. 5.3.

Рис. 5.21. Теоретичний графік залежності $\delta_P(\Delta_0^2)$

У цілому результати експерименту підтверджують адекватність запропонованих формул модифікованої теорії миттєвої потужності та ілюструють можливість зменшення до 23% потужності миттєвих втрат та до 15% інтегральних у лінії передачі у разі застосування запропонованої стратегії формування струмів джерела пропорційним вектору фазних напруг з оптимально послабленою складовою нульової послідовності.

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 має здійснюватися згідно з можливостями його силової схеми, але доцільним є застосування топологій, які здійснюють фільтрацію всіх небажаних складових миттєвої потужності.

Запропонований алгоритм векторного керування струмами компенсації дає можливість регулювати довжину елементарних переміщень кінця вектора струму на циклі ШІМ і, тим самим, здійснювати регулювання амплітуди пульсацій струму у разі переходу від одного циклу ШІМ до іншого. Ця можливість значно поліпшила якісні показники мережевого перетворювача, який має властивості активного фільтра, задля широкого діапазону регулювання струму. Регулюючи довжину елементарних переміщень у випадку переходу від одного циклу ШІМ до іншого, мережевий перетворювач мінімізує абсолютне значення пульсацій струму мережі у всьому динамічному діапазоні регулювання.

У результаті дослідження алгоритмів керування машиною подвійного живлення встановлено, що у разі застосування двоступеневих МП у колі ротора МПЖ гарантується відпрацювання моменту за умови стабілізації коефіцієнта потужності статора МПЖ на рівні одиниці. Таке рішення придатне задля практичного застосування у системах генерування електроенергії на базі МПЖ.

Топологія двоступеневих МП дає змогу модифікувати їх з метою зменшення кількості силових транзисторів, в той час як у традиційних МП варіанти побудови силової структури жорстко лімітовані; дає змогу спростити комутацію двонапрямних ключів, приєднаних безпосередньо до мережі, оскільки ключі можна комутувати за нульового струму.

Ланку інвертування двоступеневих МП відпрацьовано протягом багатьох років як щодо модульної силової конструкції, так і щодо керування (компенсація "мертвого часу" тощо), що спрощує практичну реалізацію. Разом з тим порівняно 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 модульної побудови в традиційних МП хоча і пов'язані зі складністю, але в основному вирішені.

Запропонований метод розрахунку відносних тривалостей станів двоступеневого МП дає змогу забезпечити інваріантність вихідної напруги щодо спотворень напруги мережі живлення.

Запропоновано стратегію керування мережевим інвертором із функціями активної фільтрації в чотирипровідній трифазній мережі, у разі застосування якої вектор миттєвих струмів трифазного джерела пропорційний вектору миттєвих фазних напруг із частковим послабленням складової нульової послідовності. За оптимального значення коефіцієнта послаблення складової нульової послідовності та значної несиметрії фазних напруг ця стратегія має переваги за потужністю втрат у силовому кабелі до 2 разів порівняно зі стратегією керування за повного збереження складової нульової послідовності, та до 8% – порівняно зі стратегією керування у разі повного видалення 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% інтегральних втрат у лінії передачі у випадку застосування запропонованої стратегії формування вектора струмів джерела, пропорційним вектору фазних напруг, з оптимально послабленою складовою нульової послідовності.

ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ МЕТОДІВ КЕРУВАННЯ КОМПЛЕКСОМ ГЕНЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ НА БАЗІ МАШИНИ ПОДВІЙНОГО ЖИВЛЕННЯ

На сьогодні розробники і виробники реалізують сотні різноманітних мікропроцесорів спеціального призначення. В результаті обчислювальна потужність і повна сумісність портів вхід/вихід цілком доступні за ціною. Мікропроцесори задля керування двигунами, тобто мікроконтролери, спеціально сконструйовані з метою задоволення вимог керування електроприводом, стають ключовим інструментом для конструювання контролерів задля напівпровідникових перетворювачів у колі ротора МПЖ. Водночас з'являється реальна можливість організації прямих цифрових систем керування, які поліпшують функціональні характеристики напівпровідникових перетворювачів, їхню надійність, швидкодію і точність відпрацювання заданих параметрів.

Під прямим цифровим керуванням наразі вважають безпосереднє поєднання системи керування з усіма елементами об'єкта керування і давачами 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 давача положення задля ідентифікації положення і швидкості, відлік часових інтервалів і т.п. вирішуються на апаратному рівні з застосуванням відповідних периферійних пристроїв, що працюють 90-95% часу автономно і обслуговуються центральним процесором за перериваннями. Система керування на базі сучасного мікроконтролера має забезпечувати цифрове керування всіма компонентами об'єкта, зв'язок із 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 більш вартісний. Однак за рахунок апаратної та програмної підтримки 32-розрядних обчислень із фіксованою комою можна знайти оптимальне поєднання між ціною процесора і витратами часу на програмування.

6.1 Реалізація алгоритму керування напівпровідниковим перетворювачем у колі ротора МПЖ з використанням цифрового сигнального контролера з фіксованою комою

Однією з основних задач у випадку реалізації керування напівпровідниковими перетворювачами в колі ротора МПЖ є розробка цифрових контролерів реального часу. Відомо, що векторний алгоритм керування для МП набагато складніший порівняно 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.

Задля реалізації розробленого алгоритму керування МПЖ із МП запропоновано використовувати цифровий сигнальний процесор з фіксованою комою TMS320F2812 компанії Texas Instruments, який має значну обчислювальну потужність, а також має всі периферійні можливості, які успішно застосовують задля реалізації алгоритмів керування автономними інверторами напруги.

32-бітні цифрові сигнальні процесори сімейства C28x™ поєднують у собі потужні та ефективні технології цифрової обробки сигналів фірми Texas Instruments з багатим набором периферійних пристроїв і простотою використання на рівні мікроконтролера. Архітектура контролерів сімейства C28x дає змогу виконувати за один цикл операції типу 32x32 біт MAC, перевершуючи за цим параметром будь-які інші аналоги з фіксованою комою. Ядро містить швидкий модуль керування перериваннями, що дає можливість значно знизити затримки під час входу в переривання [205, 206].

Ядро контролерів сімейства C28x оптимізоване задля завдань промислової автоматизації. Крім цього, ядро контролерів сімейства C28x підтримує використання бібліотеки "IQ-math", даючи змогу 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 задля завдань промислової автоматизації. Одночасно, ядро контролерів сімейства C28xx підтримує використання бібліотеки "IQ-math", даючи можливість розробнику об'єднувати зручності використання математики з плаваючою комою з вигідною ціною платформи з фіксованою комою.

Цей цифровий сигнальний контролер забезпечує розширені можливості щодо налагодження програмного забезпечення в масштабі реального часу з

застосуванням JTAG-емуляторів і спеціальних апаратних засобів, інтегрованих на кристал процесора (RTDX). DSP-мікроконтролер TMS320F2812 призначено задля вирішення таких задач цифрового керування, де потрібна більша продуктивність центрального процесора. Таким чином, обчислювальні ресурси цифрового сигнального контролера TMS320F2812 цілком придатні з метою реалізації цифрової системи керування МП з можливістю налагоджувати алгоритми, що значно скорочує і спрощує процес розробки програмного забезпечення.

На рис. 6.1 показано блок-схему розробленої системи керування МП, яка містить плату eZdsp F2812 задля розробки і налагодження програм користувача для процесора TMS320F2812, персональний комп'ютер (ПК) із встановленим програмним забезпеченням Code Composer для C2000 від компанії Texas Instruments, плату з програмованими логічними матрицями (ПЛМ) EPM7128SLC84 компанії ALTERA [207].

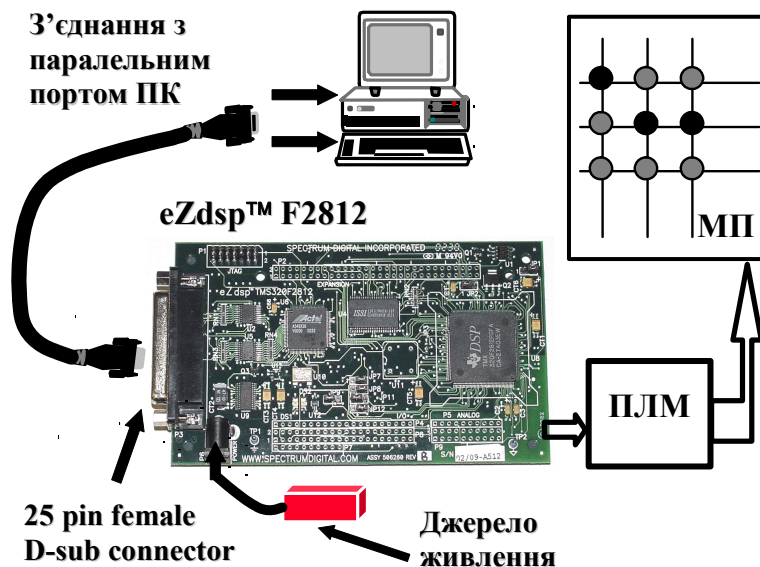


Рис. 6.1. Система керування МП на базі плати eZdsp F2812

ПК використовується задля 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 у плату JTAG-контролер IEEE 1149.1.

На рис. 6.2 показано блок-схему розробленої системи керування МП, яка містить плату eZdsp F2812 фірми Spectrum Digital задля розробки і налагодження програм DSP-мікроконтролера TMS320F2812, плату з ПЛМ EPM7128SLC84 компанії ALTERA. DSP-мікроконтролер складається з двох базових вузлів –

Р о з д і л 6

цифрового сигнального процесора з пристроєм формування сигналів керування силовими ключами та допоміжних периферійних компонентів. Пристрій формування сигналів комутації виконано з використанням ПЛМ.

Цифровий сигнальний контролер у 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 задля 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 у цифрову форму.

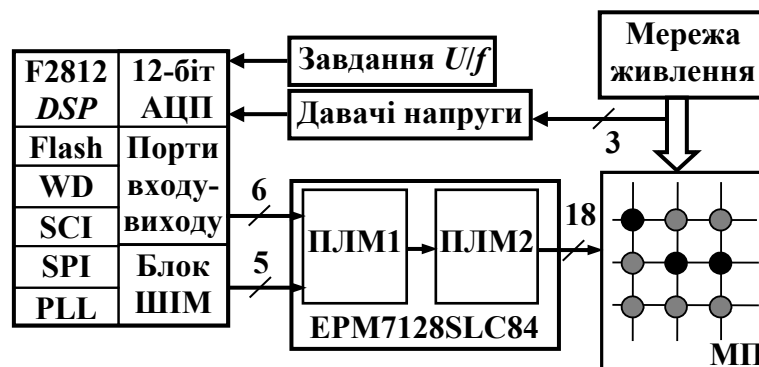


Рис. 6.2. Структурна схема системи керування МП на основі DSP-мікроконтролера з фіксованою комою

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,
- у випадку виникнення аварійної ситуації за сигналом 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 задля з'єднання з фотоімпульсним давачем швидкості.

Серед усіх завдань, які необхідно вирішувати в процесі реалізації мікроконтролерного керування МП, необхідно конкретизувати окремі модулі, виконавши поділ за призначенням і функціями, що виконуються. Водночас реаліза-

ція кожного завдання виявляється доступною задля окремого удосконалення з метою підвищення загальних характеристик, при цьому через конкретні налагодження можна змінювати періодичність і пріоритет виконання.

Розглянемо формування ШІМ сигналів з застосуванням плати eZdsp F2812. Задля реалізації алгоритму ШІМ потрібно задання часу, механізм порівняння і цифрові виходи. Модулі керування подіями EV цифрового сигнального контролера мають таймер загального призначення GP, який може бути використано задля 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, а три інші – під контролем EVB [208]. Таймери загального призначення, блоки порівняння/ШІМ та ШІМ-виходи використовують задля 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 з метою забезпечення бази часу задля 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 – у модулі EVB. Ці регістри залежать від відповідних таймерів GP задля формування ШІМ-сигналів. Формування ШІМ-сигналів має такі етапи: режим підрахунку, операції порівняння таймера GP та формування сигналу носія. ва режими підрахунку контролюються регістром TxCON, який може бути використаний задля створення сигналу носія: безперервний односторонній режим підрахунку призводить 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 PWMx+1 знаходиться в нулі, а PWMx – 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. В результаті, виходи ШІМ змінюють свої стани (PWMx+1 – на одиницю, PWMx – на нуль).

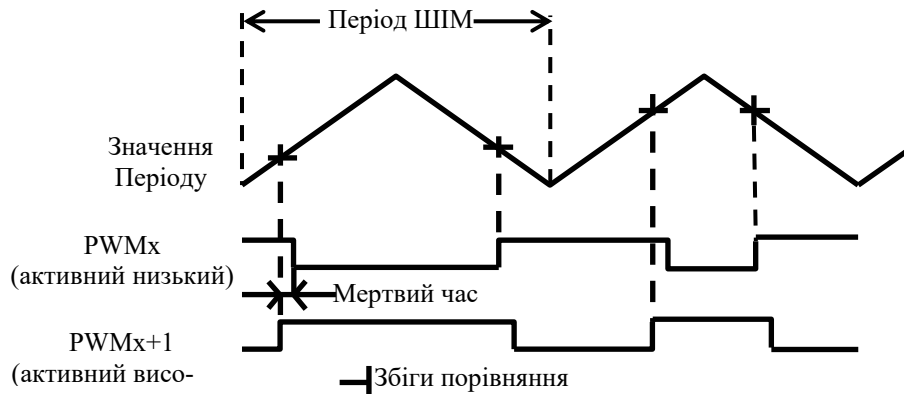


Рис. 6.3. Формування симетричної ШІМ із використанням блоків порівняння

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:

$$T_c = \frac{2(\text{Амплітуда сигналу носія})}{GP\text{Timer} * CLKIN}.$$

Цифровий сигнальний контролер формує ШІМ-сигнали, порівнюючи синусоїдальний сигнал із сигналом носія і налаштовує модулі керування подіями EV. Цей блок дає можливість активувати один із модулів керування подіями EVA або EVB задля формування форм кривих несучого сигналу. Властивості блоку ШІМ такі:

W1: PWM1 = Активний високий, PWM2 = Активний низький;

W2: PWM3 = Активний високий, PWM4 = Активний низький.

У регістр періоду T1PR заноситься значення 6250, і встановлюється тип сигналу для симетричної форми кривої. Період кривої також показує амплітуду несучого сигналу. Значення синусоїдальної кривої має бути 6250 (від піку до піку у форматі uint16). Відомо, що сигнал-носії завжди додатний, тому синусоїдальна крива має бути також 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 отримують у форматі з плаваючою комою. Сформоване значення у форматі з плаваючою комою перетворюється у формат 16-розрядного цілого без знаку (UInt16). Результатом цього перетво-

рення 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 Сі, наведено на рис. 6.4.

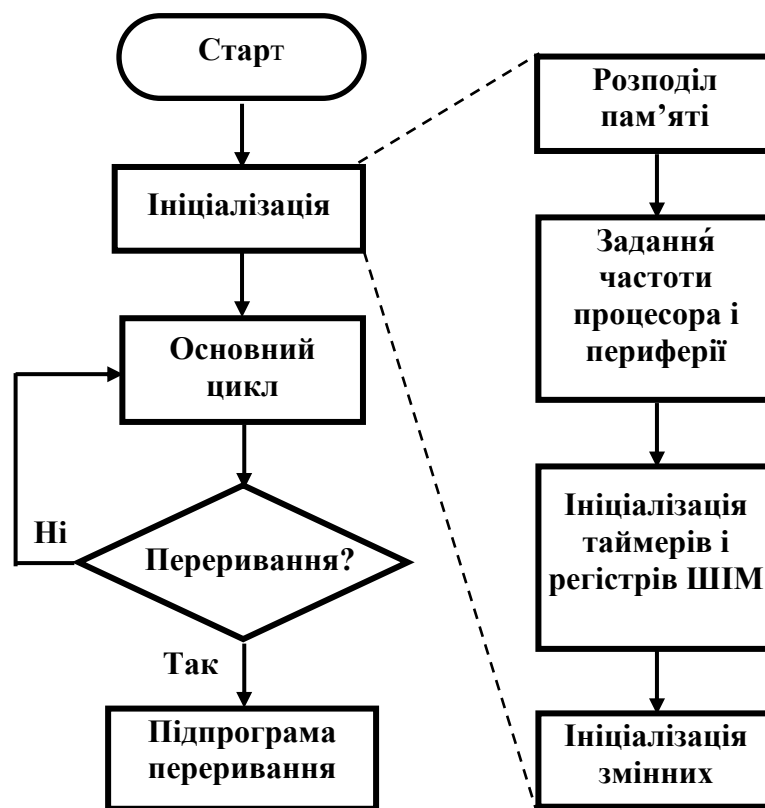


Рис. 6.4. Алгоритм основної програми DSP-мікроконтролера

Модуль ініціалізації реалізує такі процедури: розподіл пам'яті; обслуговування блока таймерів; обслуговування блока АЦП; завантаження таймерів; керування портами вводу-виводу та ініціалізація змінних, які використовуються в програмі.

Після ініціалізації система керування входить в основний цикл, де очікує на переривання за періодом ВШІМ T1PINT. Переривання, зумовлене пере-

повнення таймера 1 загального призначення GP, використовується задля запуску модуля обчислення, який наведено на рис. 6.5.

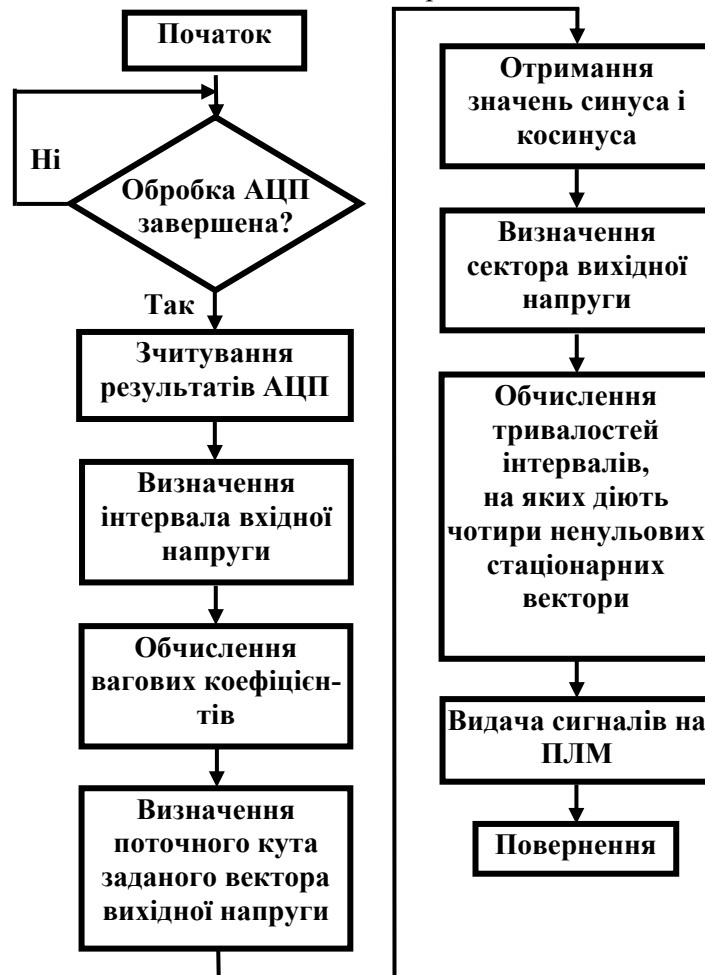


Рис. 6.5. Алгоритм підпрограми переривання за періодом ШІМ

На кожному такті ВШІМ відслідковується інформація щодо миттєвих значень напруг мережі живлення і відпрацьовується задане значення просторового вектора вихідної напруги. З використанням потенціометра задається значення вихідної частоти МП, яке подається на вхід АЦП. Фазні напруги мережі живлення вимірюються через давачі напруги (тип LEM LV25-P). Виходи давачів напруги масштабуються так, щоб значення з їхніх виходів можна було використовувати в програмі у форматі Q15.

З застосуванням бітів регістру GPTCONA забезпечується синхронізація між моментом переривання за періодом ВШІМ і запуском АЦП без будь-якого втручання центрального процесора CPU.

Р о з д і л 6

На основі інформації щодо вхідних миттєвих напруг 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 обчислюють, 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.

Задля 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 через тригонометричні функції 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]. 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 базі заданого вектора вихідної напруги визначається необхідний сектор, де розташовано вектор $\mathbf{u}_{зад}$.

Тривалості та відповідні часові інтервали, на яких діють чотири ненульові стаціонарні вектори на поточному періоді ВШІМ, обчислюються так [209]:

$$d_{nA(B,C)} = \sqrt{3} \varepsilon_{A(B,C)} \varepsilon_n \mathbf{u}_{зад}, \quad (6.2)$$

де $\varepsilon_n = \sin\left(n \frac{\pi}{3} - \psi\right)$, $\varepsilon_{n+1} = \sin\left[\psi - (n-1) \frac{\pi}{3}\right]$, $u_{зад} = \sqrt{u_a^2 + u_b^2}$, u_a і u_b – компо-

ненти $\mathbf{u}_{зад}$ в ортогональній системі координат $a-b$, n і $n+1$ – індекси векторів, що формують сектор, де розташовано вектор $\mathbf{u}_{зад}$, $\psi = \omega t \in [0, \pi/3]$.

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 через ПЛМ, реалізованої на двох мікросхемах програмованої логіки EPM7128SLC84-15 (рис. 6.2). У першій мікросхемі ПЛМ1 відбувається занесення в пам'ять вихідної інформації, що надходить від DSP-

мікроконтролера, її обробка і формування всіх поточних на даному такті ВШПМ комбінацій ввімкнутих ключів (статичних станів МП), а також тактування роботи другої мікросхеми ПЛМ2, де реалізується покроковий алгоритм комутації (динамічних станів МП) і розподіл імпульсів керування за силовими транзисторами. Водночас забезпечується інваріантність до порядку чергування фаз мережі живлення і довільного переміщення вектора завдання з одного 60-градусного сектора в інший.

Задля забезпечення високої швидкості обчислювальних операцій за заданої точності обчислень використовувалася бібліотека IQmath, що містить набір оптимізованих математичних функцій задля програмування мовою C і дає змогу 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 дає можливість підвищити продуктивність системи керування із збереженням необхідної точності.

Обчислення виконуються у фіксованому форматі, обумовленому константою GLOBALQ, що дає змогу отримати будь-яку точність у межах 32 розрядів.

Константа GLOBALQ описана у файлі IQmathLib.h, її значення апіорі дорівнює Q24. За необхідності воно може змінюватись. Варто враховувати, що всі змінні, як вхідні, так і вихідні, мають працювати з форматом GLOBALQ, якщо тільки це значення не буде змінено в тілі програми.

Задля деяких модулів необхідна точність обчислень, відмінна від точності усієї системи. В такій ситуації можна ввести локальний формат даних, наприклад, задля 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 редактор, компілятор, менеджер проекту, вікна перегляду змінних, набір графічних екранів, симулятор команд і багато іншого. Найважливішою особливістю є підтримка повноцінного режиму реального часу без переривання процесів, що дає можливість налагоджувати програму на працюючому МП. Технологія RTDX – обмін даними в реальному часі – дає змогу обмінюватися даними між комп'ютером і процесором без зупинки програми і давати реальне уявлення щодо процесів, які відбуваються.

6.3. Особливості реалізації алгоритму керування МП з застосуванням цифрового сигнального контролера з плаваючою комою

Розглянемо особливості реалізації розробленого алгоритму керування МП з застосуванням контролера на базі 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 дають можливість вести розробку програмного забезпечення мовою високого рівня C/C++ як із 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. У 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: 9 таймерів, «квадратурний» декодер, 16-канальний АЦП з часом перетворення 80 нс/канал; синхронний периферійний інтерфейс SPI, інтерфейс I²C, 16/32-розрядна шина розширення пам'яті.

В табл. 6.1 наведено основні математичні операції і кількість тактів процесора, які застосовуються за їхньої реалізації через процесори C28xx з використанням фіксованої і плаваючої коми [210–212]. З табл. 6.1 видно, що через плаваючу кому математичні дії можна виконувати в 2,5 рази швидше. Еквівалентна частота означає, що задля одержання продуктивності F28335 необхідно розігнати процесор F2812 до 367 МГц.

Центральний процесор мікроконтролера TMS320F28335 побудовано за модифікованою Гарвардською архітектурою аналогічно до архітектури сімейства '28xx, що відрізняється наявністю двох паралельно працюючих обчислювачів із фіксованою та плаваючою комою. За системою команд мікроконтролери TMS320F28335 і TMS320F2812 сумісні. Будь-який програмний код, на-

Розділ 6

писаний для TMS320F2812, буде виконуватися на TMS320F28335 з використанням тільки обчислювача з фіксованою комою.

Таблиця 6.1

Основні математичні операції і число тактів процесора

Операція	C28xx 32-біт (Оптимізований асемблер)	float32 (Оптимізований асемблер)
Div (ділення)	70	24 (2,92)
Sqrt (добування кореня)	69	27 (2,56)
Sin & Cos (тригонометричні функції синуса і косинуса)	92	44 (2,09)
Atan2 (тригонометрична функція арктангенса)	118	53 (2,23)
Середнє значення збільшення продуктивності (еквівалентна частота F2812) - 2,45 (367 МГц)		

Система команд TMS320F28335 розширена командами обробки 32-розрядних чисел із 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 тінюві регістри задля підтримки механізму швидкого збереження і відновлення контексту у високо-пріоритетних перериваннях. Обчислювач із плаваючою комою має свій власний статусний регістр, що дає змогу аналізувати результати операцій. Можливий як програмний контроль переповнень вгору і вниз у разі виконання 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 із 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.

Р о з д і л 6

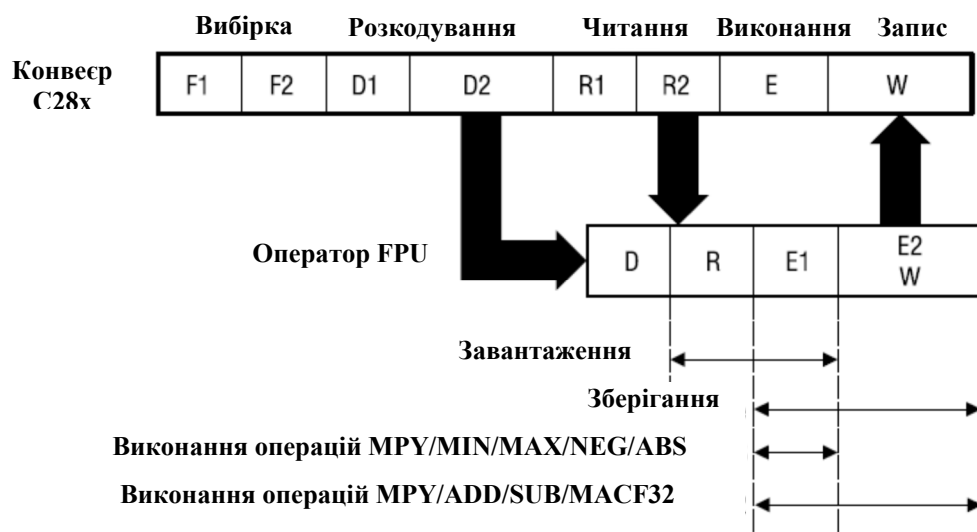


Рис. 6.6. Конвеєр команд центрального процесора з плаваючою комою

Частина команд з плаваючою комою, таких як команди порівняння **CMR**, 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 задля роботи з числами у форматі з плаваючою комою є функціонально повною і містить арифметичні команди, команди конвертування форматів (з формату з фіксованою комою у формат із плаваючою комою і назад), велику кількість високоефективних паралельно виконуваних команд, таких як арифметична операція і завантаження або збереження, множення та одночасне додавання і т.п.

Присутні також команди отримання першого наближення зворотного значення числа у форматі з плаваючою комою і кореня квадратного, які з використанням двох додаткових програмних ітерацій дають змогу 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++**.

Задля формування часових інтервалів МП, на яких діють чотири нену-

льові та один нульовий стаціонарні вектори на поточному періоді ВШІМ, використовують модулі розширеного ШІМ-генератора.

Усі модулі розширеного ШІМ-генератора побудовано однаково. Кожен з них містить: базовий таймер ТВ, блок порівняння СС, конструктор вихідних ШІМ-сигналів АQ, генератор «мертвого часу» DB, переривач ШІМ PC, пристрій блокування ШІМ TZ. Модуль має два виходи EPWMxA і EPWMxB, які можна використовувати або незалежно один від одного, або у парі задля керування верхнім і нижнім ключем стійки інвертора.

Період ШІМ задається в регістрі періоду TVPRD, а початковий стан лічильника апаратно завантажується з регістра фазового зсуву TVPHS за сигналом синхронізації (апаратному EPWMxSYNCl або програмному). Тим самим реалізується нова стратегія фазового керування, коли ШІМ-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 ШІМ-сигналів.

Відмінною рисою блока порівняння є два незалежних канали з регістрами задання двох уставок порівняння – CMPA і CMPB. Обидві події «за порівнянням» CTR=CMPA і CTR=CMPB також обробляються конструктором ШІМ-сигналів.

Конструктор ШІМ-сигналів для кожного з двох виходів EPWMxA і EPWMxB дає змогу за кожною 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 згідно з ними ініціалізувати ШІМ-генератор. На рис. 6.7 як приклад показано, як на базі одного модуля створити два центрованих ШІМ-сигнали.

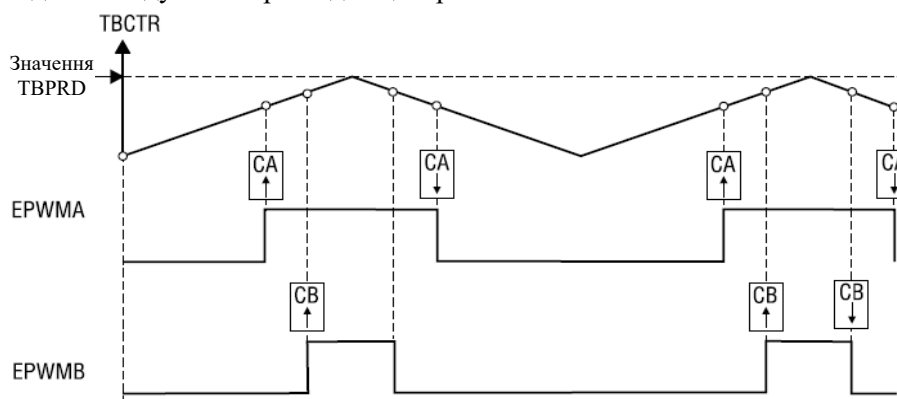


Рис. 6.7. Реалізація вихідних ШІМ сигналів

Вхідні події в регістрі порівняння А нагору $CA\uparrow$ і вниз $CA\downarrow$ керують фронтами першого ШІМ-сигналу, а в регістрі порівняння В нагору $CB\uparrow$ і вниз $CB\downarrow$ – фронтами другого ШІМ-сигналу.

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. У цьому випадку 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), дає змогу 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 використанням реалізується апаратний релейний контур струму: як тільки сигнал струму перевищить заданий, зовнішній компаратор видасть сигнал на один із входів TZx мікроконтролера і заблокує вихід ШІМ, шпаруватість буде автоматично обмежена.

Унікальна архітектура розширеного ШІМ-генератора дає змогу 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 щодо тактових імпульсів системного годинника SYSCLKOUT.

Базовий лічильник має три режими роботи, які визначаються регістром керування базовим часом TBCTL.

Реверсивний режим:

- у реверсивному режимі базовий лічильник починає рахувати з нуля і збільшувати своє значення до досягнення величини періоду TBPRD. Після досягнення величини періоду базовий лічильник зменшує своє значення, поки не досягне нуля. Потім лічильник знову повторює всі кроки.

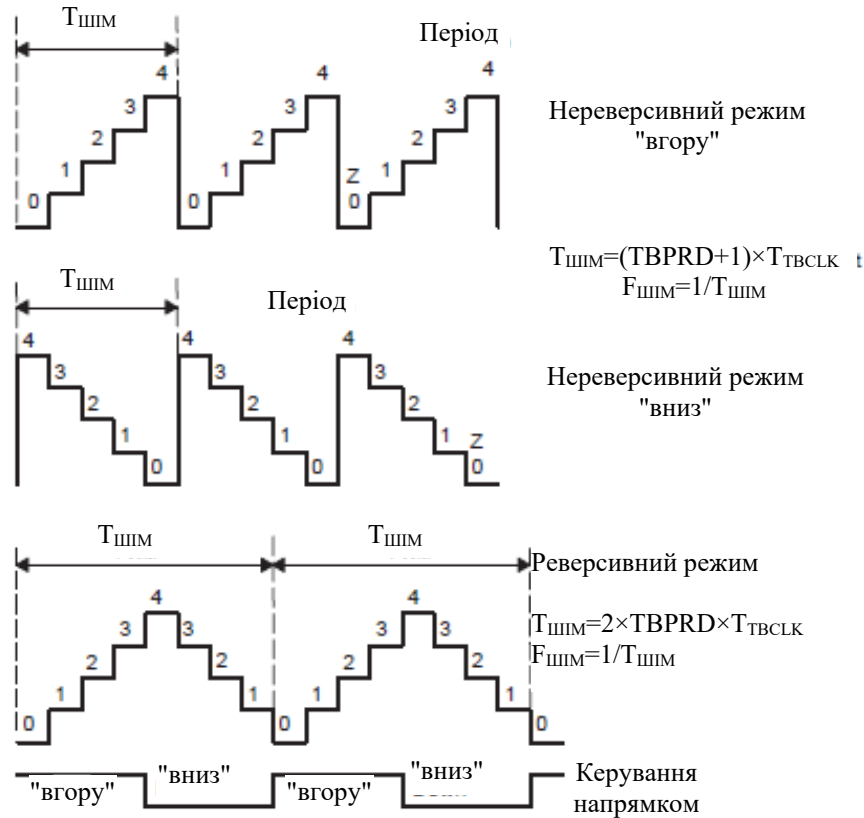


Рис. 6.8. Частота і період ШІМ

Нереверсивний режим "вгору":

у цьому режимі базовий лічильник починає рахувати з нуля і збільшує своє значення, поки не досягне величини, яку занесено в регістр періоду TBPRD. Після досягнення величини періоду базовий лічильник скидає своє значення до нуля і знову починає збільшувати.

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 через реверсивний режим регістра TBCTR може бути створено симетричний сигнал ШІМ.

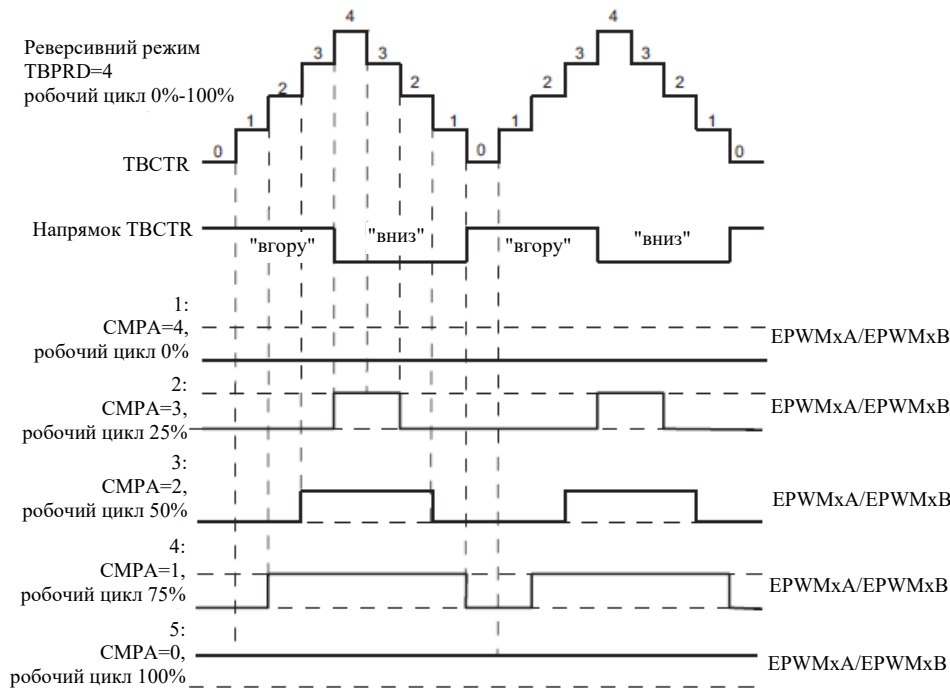


Рис. 6.9. Формування симетричної ШІМ у режимі реверсивного лічильника

У цьому режимі досягається від 0 до 100% робочого циклу модуляції через використання однакових збігів порівняння як у разі рахування вгору, так і вниз. На цьому прикладі показано, що задля порівняння використовується регістр CMRA. Коли лічильник збільшує своє значення, збіг зі значенням регістру CMRA буде встановлювати вихід ШІМ в одиницю. Аналогічним чином, коли лічильник зменшує своє значення, збіг зі значенням регістру CMRA буде встановлювати вихід ШІМ в нуль. За CMRA = 0 сигнал ШІМ перебуває в нулі на всьому періоді, даючи 0% часового інтервалу робочого сигналу. Коли CMRA = TBPRD, сигнал ШІМ перебуває в одиниці та досягає 100% часового інтервалу робочого сигналу.

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 означає, 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 мікроконтролера TMS320F28335 задля 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 задля реалізації системних функцій. У процесі передачі даних можлива їхня ортогональна перестановка задля 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 згідно з заданими величинами 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 через додатковий арбітр шини.

Також використовується автоматичне копіювання результатів аналого-цифрового перетворення відразу за декількома каналами 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 налагодження параметрів регуляторів.

Здійснюється організація швидкодіючих каналів зв'язку між декількома процесорними пристроями у 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 у системах керування МП

Особливості алгоритмів керування МП мають бути враховані в процесі реалізації з застосуванням програмованих логічних мікросхем (ПЛІМ).

Розподільники імпульсів у системах керування матричними перетворювачами частоти є набагато складнішими, ніж у 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) задля реалізації розподільника імпульсів, то задля більш складних алгоритмів кількість таких інтегральних мікросхем (ІМС) та ємність ПЗП зростають у 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 у разі розроблення 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 там, де потрібно створення високоефективних спеціалізованих пристроїв, орієнтованих на апаратну реалізацію. Апаратне вирішення задачі розробки та конструювання РІ забезпечує можливість паралельної обробки процесу та зменшує на кілька порядків час вирішення задачі керування порівняно з програмним рішенням у чистому вигляді. Використання ПЛМ забезпечує таку саму гнучкість процесу реалізації алгоритму керування, як і будь-яких програмних рішень, особливо з огляду на швидкість комутації сучасних напівпровідникових ключів. Останнім часом динаміка розвитку та виробництва ПЛМ поступається тільки мікросхемам пам'яті.

Основне призначення ПЛМ – заміна серій логіки інтегральних мікросхем з малим та середнім ступенем інтеграції, що раніше широко застосовувалися в системах керування перетворювачами, в тому числі МП [207].

Залежно 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 задля організації обміну та стиковки між собою різноманітних інтегральних схем, з пристроями вводу/виводу тощо.

На базі ПЛМ розробляються та виготовляються:

- блоки та системи логіки,
- перетворювачі кодів,
- периферійні контролери,
- мікропрограмні пристрої керування,
- кінцеві автомати,
- невеликі спеціалізовані процесори.

ПЛМ містять у собі реалізовані на кристалі універсальні функціональні перетворювачі, що настраюються користувачем, та програмовані зв'язки між цими перетворювачами. Порівняно з базовими матричними кристалами засто-

сування та використання ПЛМ забезпечує суттєво коротший цикл розробки, економічний вигаш за дрібносерійного (до кількох тисяч виробів) виробництва та можливість внесення змін та доповнень у 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, у звичній формі (схеми, текстове представлення) може скомпонувати потрібний пристрій та отримати файл, що придатний задля прямого програмування ПЛМ через спеціальний програматор безпосередньо на друкованій платі. Для програмування на першому етапі необхідно тільки задання 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 проводиться завжди за такими класифікаційними ознаками:

- ступінь інтеграції (ємність залежно від кількості логічних елементів);
- архітектура функціонального перетворювача;
- організація внутрішньої структури ПЛМ та структури матриці з'єднань функціональних перетворювачів;
- тип застосованого програмованого елемента;
- наявність внутрішньої оперативної пам'яті.

Ступінь інтеграції (ємність залежно від кількості логічних елементів) – найбільш важлива характеристика ПЛМ, згідно з якою можна провести вибір пристрою.

Розглянемо застосування ПЛМ у схемі керування експериментального зразка МП [213]. Схему керування МП можна розділити на дві частини. В першій через контролер на основі цифрового сигнального процесора забезпечується виконання алгоритму модуляції в масштабі реального часу. У другій з використанням ПЛМ відпрацьовується алгоритм комутації силовими ключами двосторонньої провідності. Контролер забезпечує оптимальний розподіл завдань керування між програмними і апаратними засобами. На процесор у цьому випадку також покладено функції тестування і діагностики всієї системи.

Задля того, щоб виконати формування і розподіл імпульсів керування транзисторами силових ключів, розроблено плату з двома мікросхемами програмованої логіки EPМ7128SLC84-15 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; Xa, Xb, Xc – 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 у разі переходів з одного 60-градусного інтервалу мережі живлення в інший.

При цьому забезпечено інваріантність до порядку чергування фаз мережі живлення і довільного переміщення заданого вектора 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 та заданого середнього значення просторового вектора вихідної напруги МП [213].

Задання часових інтервалів задля 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 одновібраторів. У другу ПЛМ надходять обидва зазначені трирозрядні коди, що дає можливість їх вибору через переадресації входів під час програмування цієї ПЛМ. Аналогове регулювання дає змогу оперативно змінювати динаміку перемикачів у процесі налагоджувальних робіт і випробувань МП. Внутрішнє завдання дає можливість за необхідності виключити зазначені зовнішні ланки керування.

Точність відпрацювання заданих контролером часових інтервалів задля статичних станів МП становить 100 нс, що обумовлено можливостями тактування в ПЛМ. Розміщення у часі та формування тактуючих імпульсів задля 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 значно зменшують час оптимізації схеми керування внаслідок багатократного перепрограмування без внесення змін до електричної принципової схеми системи керування.

6.5 Експериментальний стенд

Алгоритми відпрацювання активної та реактивної потужностей 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 задля стабілізації швидкості обертання ротора МПЖ у процесі роботи її в режимі генератора.
3. Контролер реального часу на базі цифрового сигнального процесора (TMS320C6711), підключеного до шини персонального комп'ютера.
4. Задля вимірювання аналогових сигналів застосовано давачі струму і напруги LEM.
5. Задля вимірювання швидкості та кутового положення використовується фотоімпульсний давач швидкості з розподільною здатністю 2500 імп/об.
6. Персональний комп'ютер (ПК) задля програмування і реалізації функцій автоматизації, віртуального осцилографа та інтерфейсу оператора.

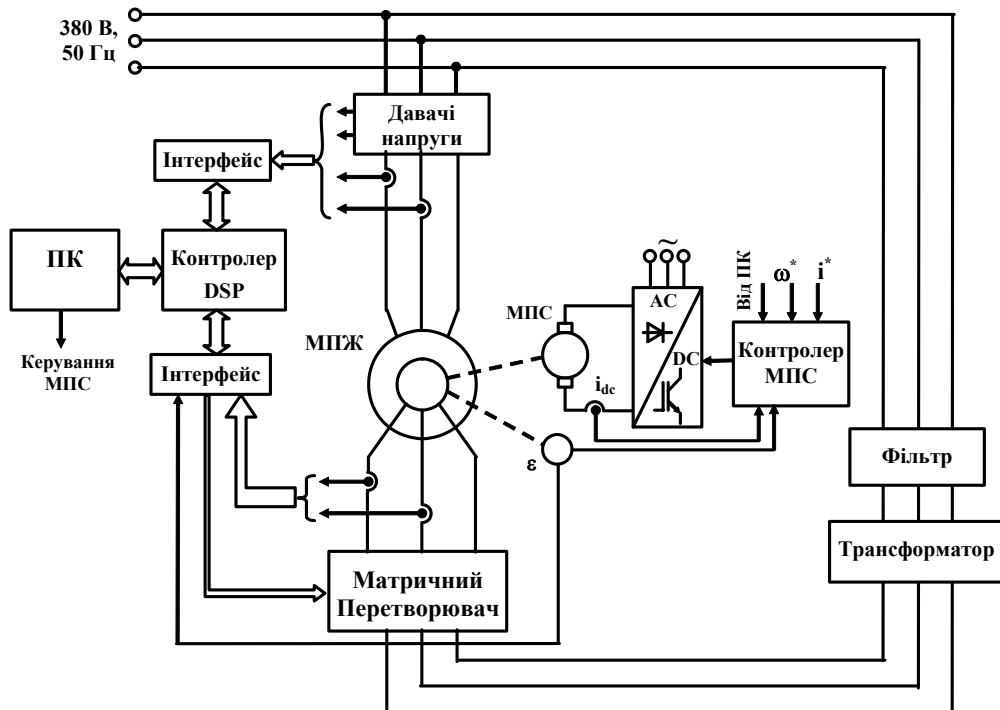


Рис. 6.10. Структурна схема експериментального стенда

Зовнішній вигляд експериментального стенда показано 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. Задля формування вхідного синусоїдального струму МП використано відповідний вхідний LC- фільтр, що містить три ємності по 2 мкФ і три дроселі по 1 мГн. Даний фільтр не було оптимізовано задля робочих умов МП, тому якість кривих вхідного струму дещо нижча за очікувану. Задля захисту силових ключів МП під час експериментальних досліджень напруга статора і відповідно напруга ротора МПЖ були обмежені на рівні 120 В з використанням трифазного автотрансформатора, як показано на рис. 6.11.

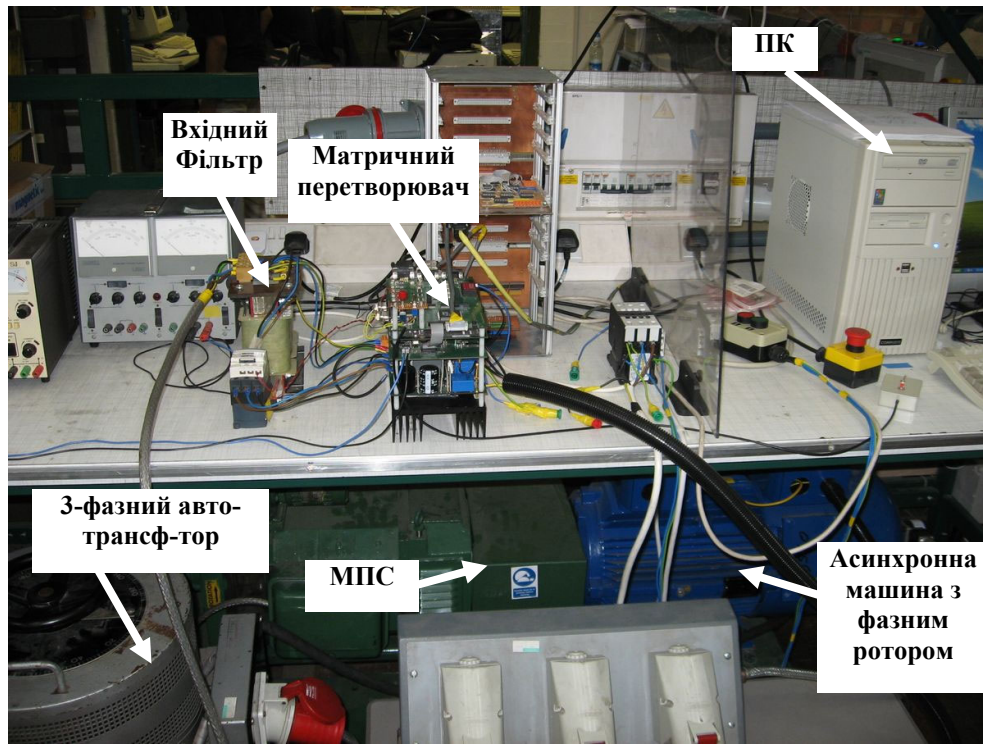


Рис. 6.11. Зовнішній вигляд експериментального стенда

6.6. Система керування

Керування МП здійснювалося з використанням цифрового сигнального процесора (DSP) TMS320C6711 і програмованої логічної матриці (Actel ProASIC A500K050). Задля 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 застосовується контролер паралельного порту, через який 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 через порт розширення.

Усі 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 з застосуванням ПЛМ. Вимірювані аналогові сигнали перетворюються у цифрові через АЦП. ПЛМ використовується також задля отримання даних від дев'яти аналого-цифрових перетворювачів і для обміну даними з DSP. Вихідні сигнали після розрахунку, виконаного DSP, є сигналами керування силовими ключами. Сигнали керування силовими ключами зберігаються в регістрі ПЛМ у форматі вектора перемикання і часу. Основною функцією ПЛМ є формування імпульсів ШІМ під час переривання (переривання відбувається кожні 80 мкс), 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 напругу +15 В між затвором і емітером IGBT, щоб увімкнути силовий ключ, коли цифровий сигнал високий і -15 В між затвором і емітером IGBT, щоб вимкнути силовий ключ, коли цифровий сигнал низький. Це досягається через використання мікросхеми HCPL3120 (2.0-амперний вихідний струм IGBTs Gate Drive Optocoupler), яка має можливість керувати IGBT, а також забезпечує електричну ізоляцію.

Система керування 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 у разі короткого замикання або втрати 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 задля захисту МП, якщо пошкодиться інтерфейс DSP-ПЛМ.

Вхідні дані, необхідні системі керування, надходять з плати датчиків. Зокрема, надходять дві лінійні вхідні напруги МП, дві лінійні напруги мережі/статора, три вихідні струми МП. Задля вимірювання струму використовуються датчики струму LEM LA55-P. З метою вимірювання лінійних напруг використовуються датчики напруги LEM LV25-P.

6.7. Програмне забезпечення та інтерфейс

Програмне забезпечення задля всіх алгоритмів керування МПЖ і МП написано мовою програмування Cі, 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 задля роботи з DSP. Поки DSP виконує обчислення, можна встановити нове завдання для системи керування, а також контролювати змінні системи керування. Крім того, він використовується задля збереження і передачі даних, переданих назад у ПК задля моніторингу.

Архітектура програмного забезпечення у разі роботи в масштабі реально-го 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 у режимі масштабу реального часу показано на рис. 6.12.

Вона складається з таких функціональних блоків:

- ініціалізації;
- керування функціями введення-виведення (аналого-цифрове перетворення, вимірювання напруги та струму, вимірювання швидкості (положення) через інкрементний давач 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 задля 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 залежно від режиму роботи МПЖ. Цей процес позначено 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.

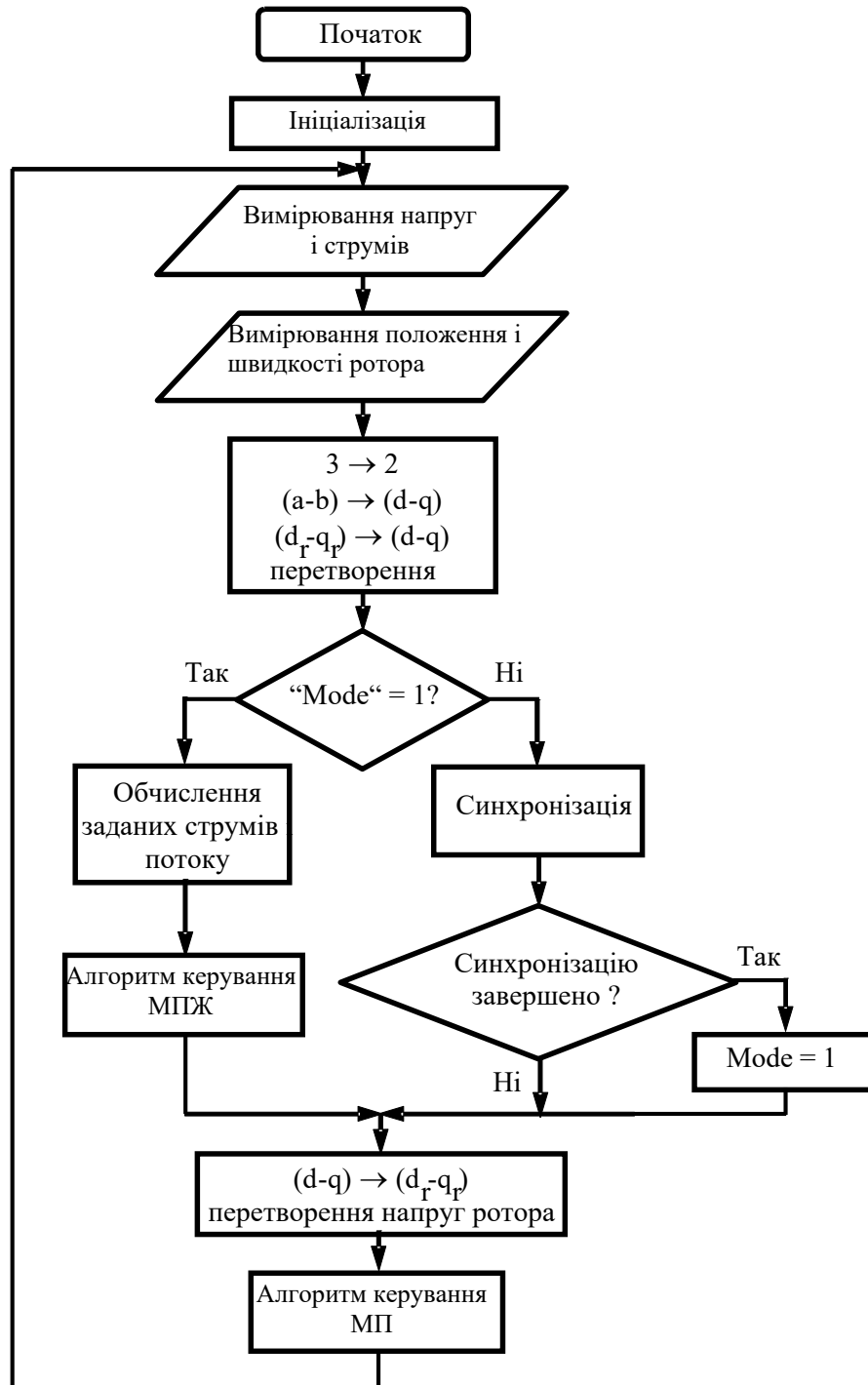


Рис. 6.12. Структурна схема програмного забезпечення

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 у процесі 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 задля відстеження траєкторії заданого моменту, не є сталою.

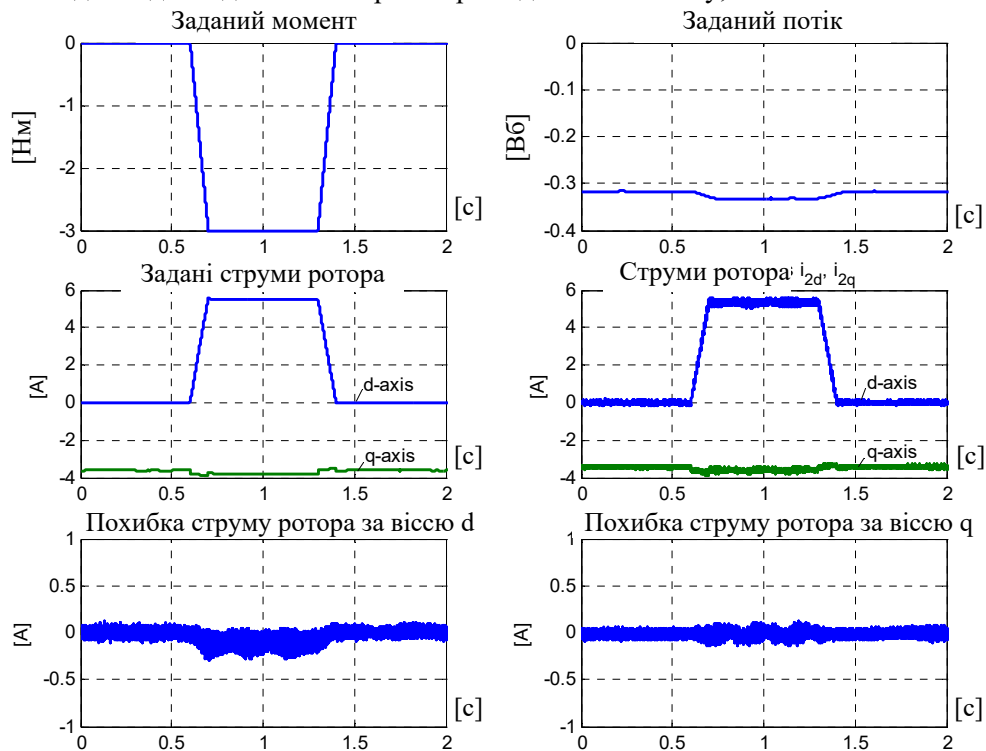


Рис. 6.13. Послідовність роботи та струми ротора МПЖ у стаціонарній системі координат статора під час відпрацювання траєкторії заданого моменту (-3 Нм)

На рис. 6.14 показано перехідні процеси змінних МПЖ під час відпрацювання заданого моменту за синхронної швидкості. З рис. 6.14 очевидно, 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. Коефіцієнти регулятора струму ротора у процесі відпрацювання всіх тестів встановлюються $k_i = 500$; $k_{ii} = 80000$.

Розділ 6

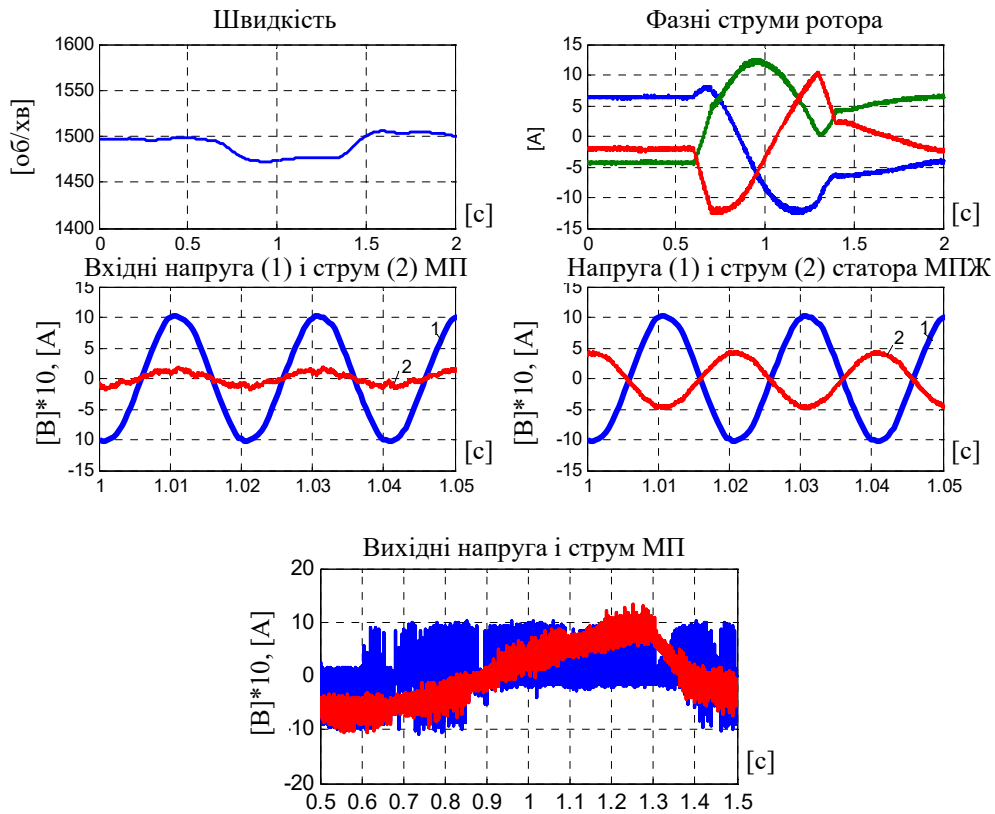


Рис. 6.14. Перехідні процеси під час відпрацювання $M_{зад}$ за синхронної швидкості МПЖ (-3 Нм)

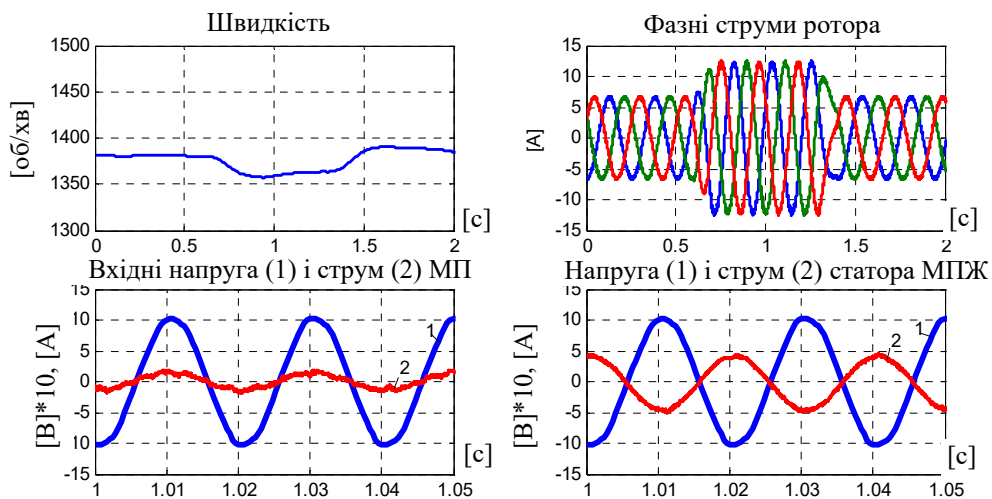


Рис. 6.15. Перехідні процеси під час відпрацювання $M_{зад}$ за швидкості МПЖ нижче синхронної (-3 Нм)

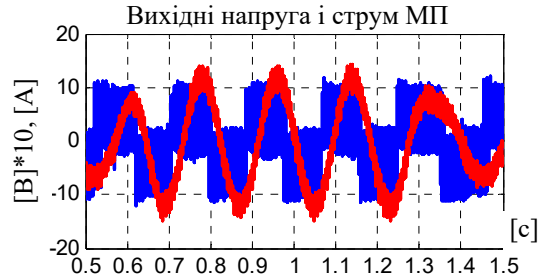


Рис. 6.15. Перехідні процеси під час відпрацювання $M_{зд}$ за швидкості МПЖ нижче синхронної (-3 Нм) (продовження)

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 показники розв'язки запропонованого регулятора. У результаті фазний струм статора має кут, протилежний куту напруги мережі, і низький вміст гармонік високого порядку.

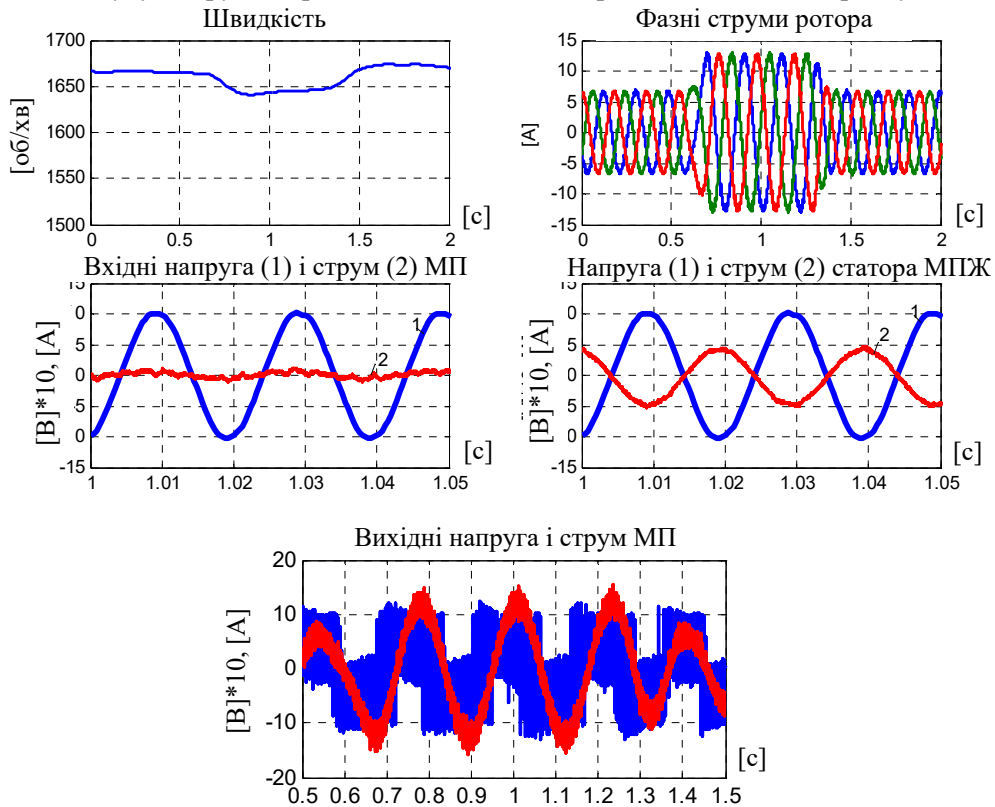


Рис. 6.16. Перехідні процеси під час відпрацювання $M_{зд}$ за швидкості МПЖ вище синхронної (-3 Нм)

Перехідні процеси під час відпрацювання $M_{зад}=3$ Нм показано на рис. 6.17–6.20.

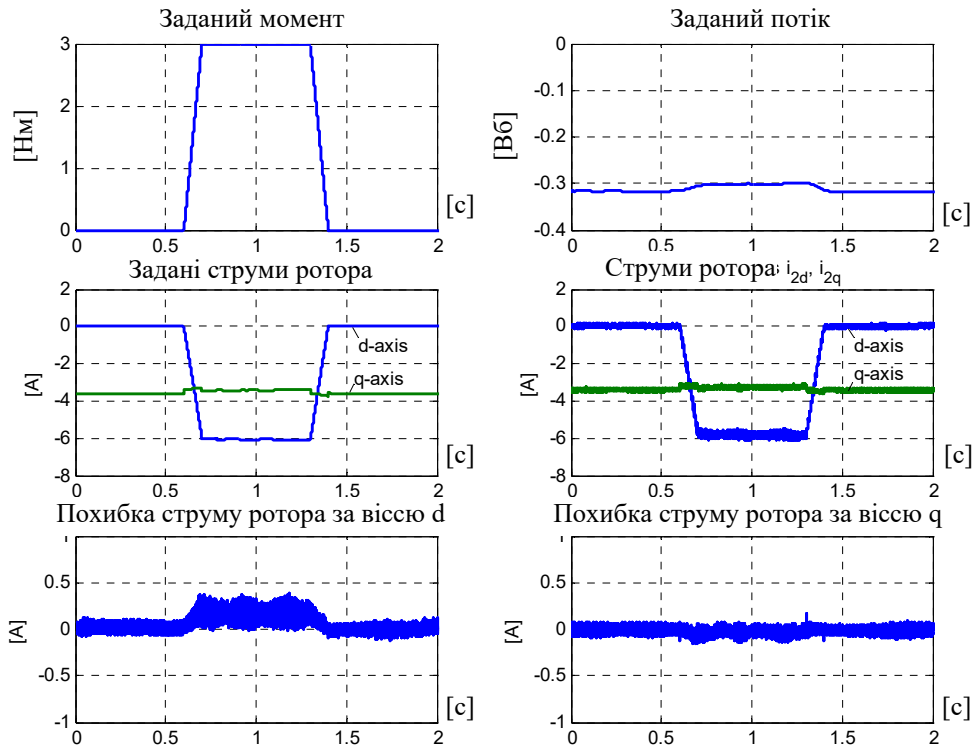


Рис. 6.17. Послідовність роботи та струми ротора МПЖ у стаціонарній системі координат статора під час відпрацювання траєкторії заданого моменту (+3 Нм)

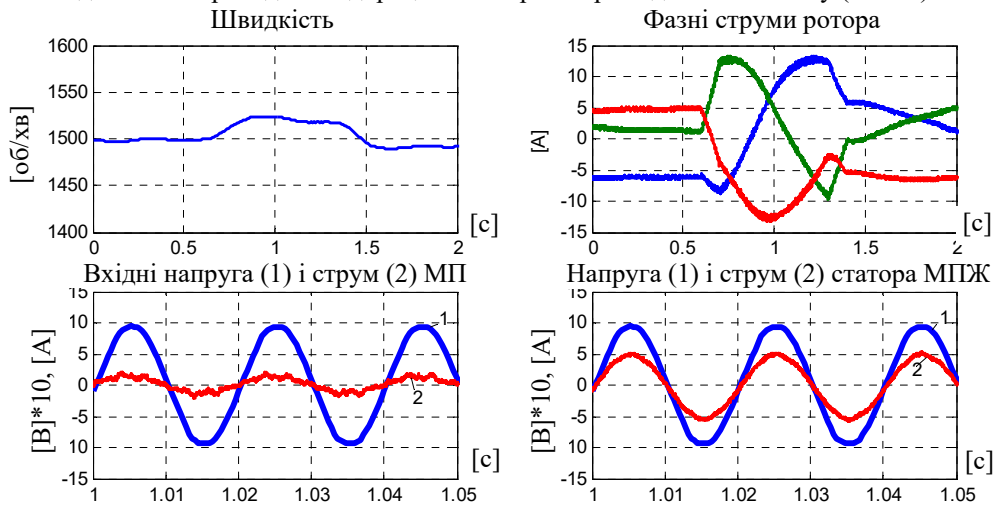


Рис. 6.18. Перехідні процеси під час відпрацювання заданого моменту за синхронної швидкості МПЖ (+3 Нм)

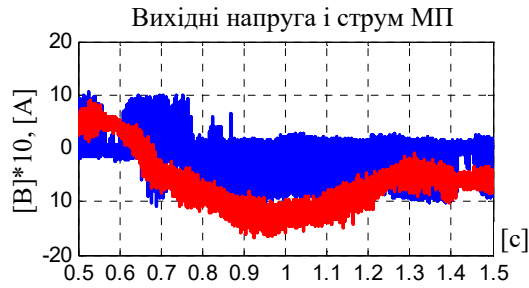


Рис. 6.18. Перехідні процеси під час відпрацювання заданого моменту за синхронної швидкості МПЖ (+3 Нм) (продовження)

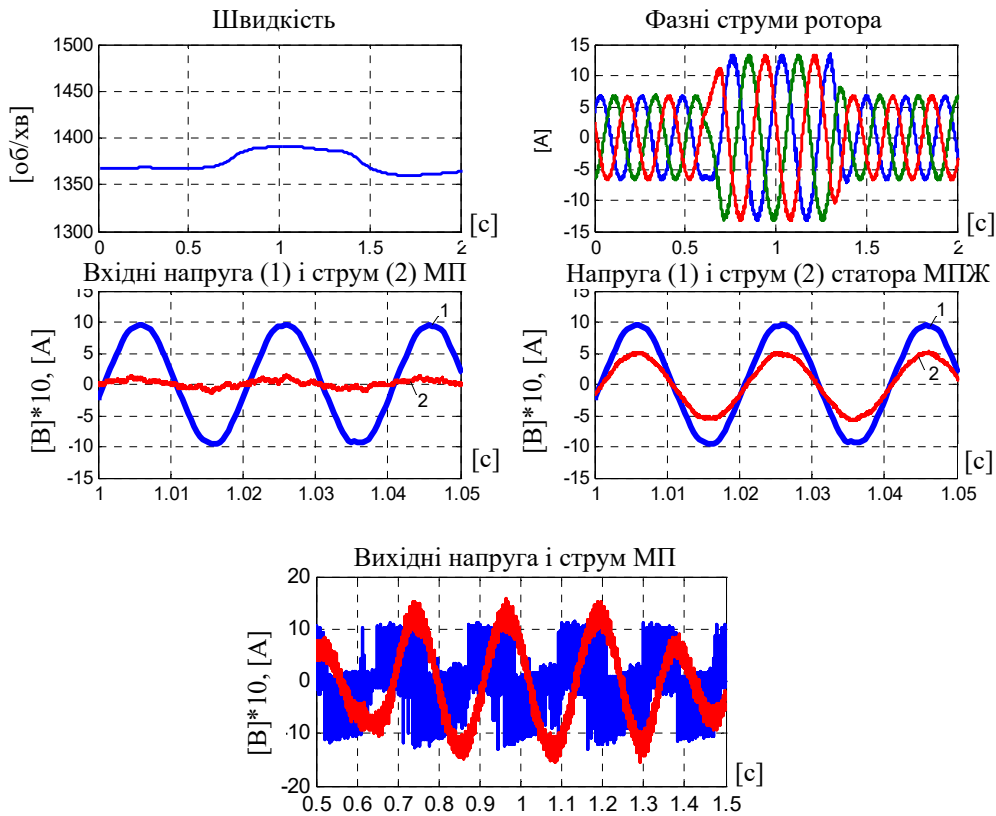


Рис. 6.19. Перехідні процеси під час відпрацювання заданого моменту за швидкості МПЖ нижче синхронної (+3 Нм)

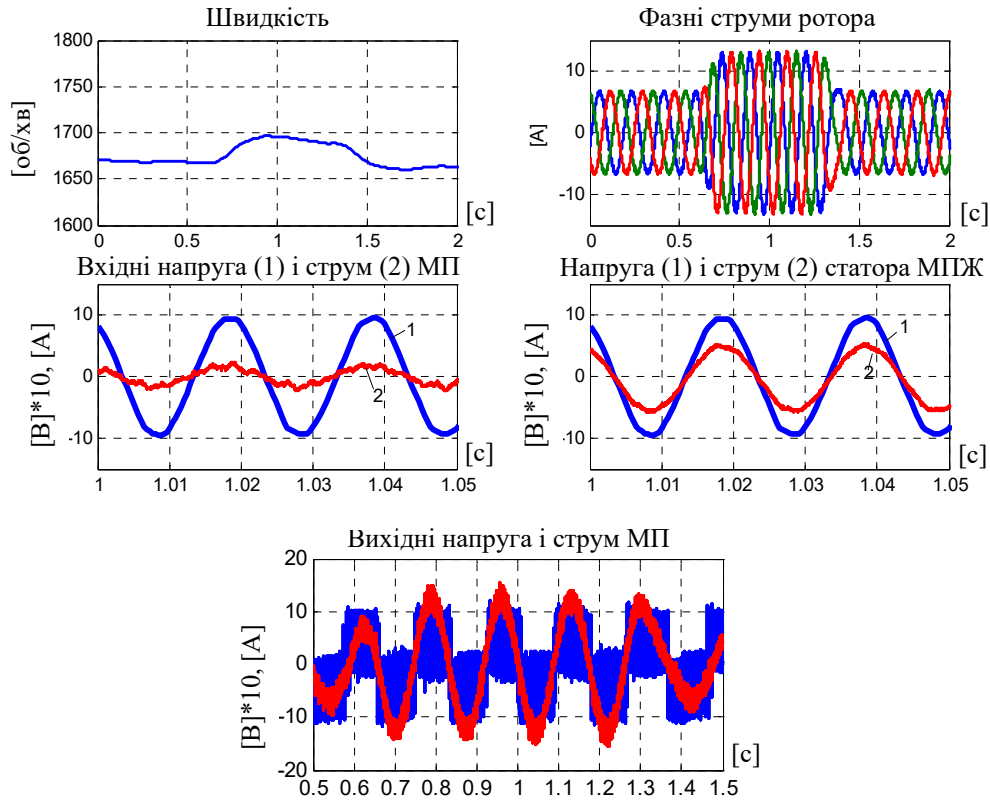


Рис. 6.20. Перехідні процеси під час відпрацювання заданого моменту за швидкості МПЖ вище синхронної (+3 Нм)

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 задля відпрацювання широкого діапазону заданого моменту у разі обмеженого діапазону зміни швидкості навколо синхронної швидкості.

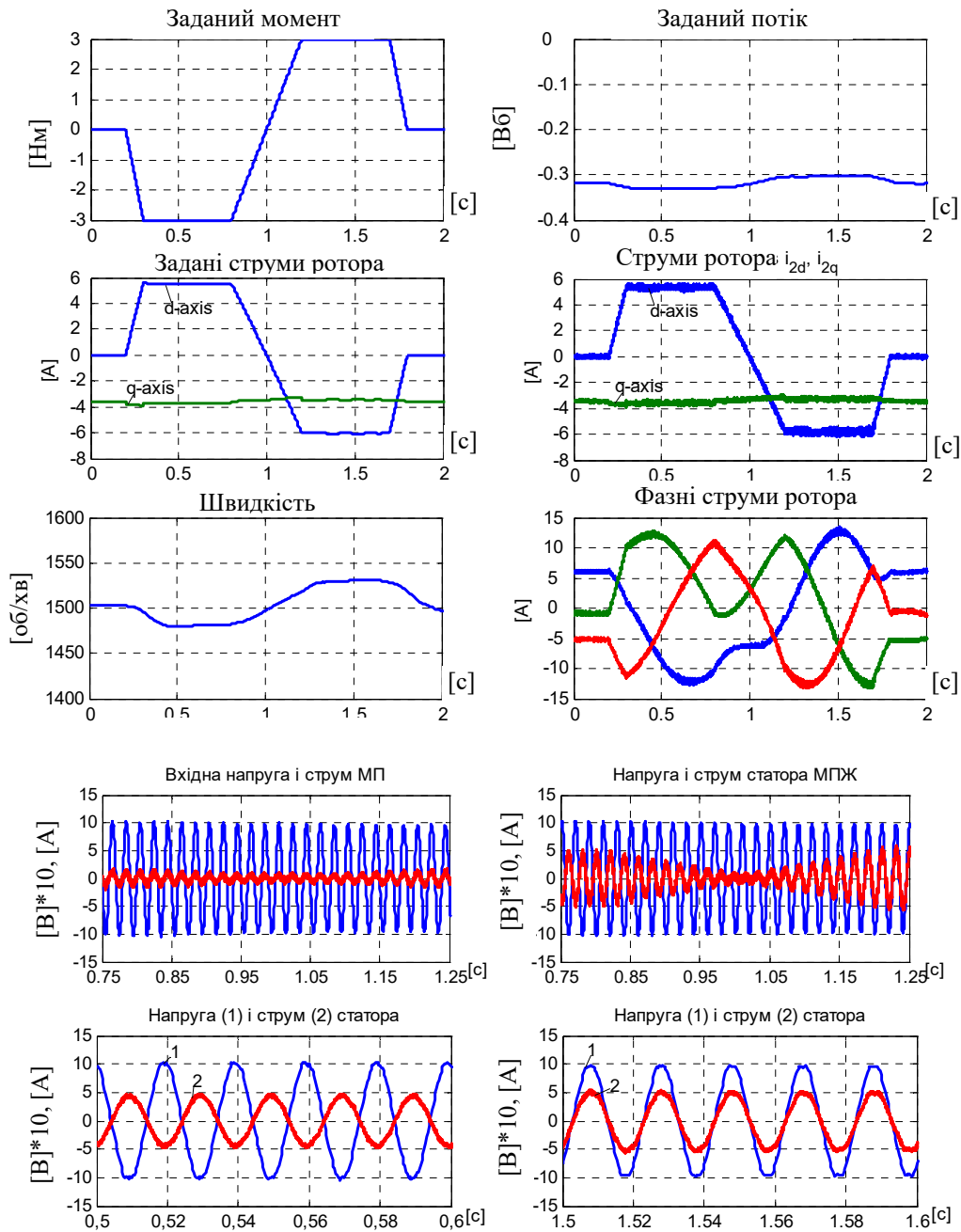


Рис. 6.21. Перехідні процеси в МПЖ під час зміни траєкторії заданого моменту від -3 Нм до +3 Нм

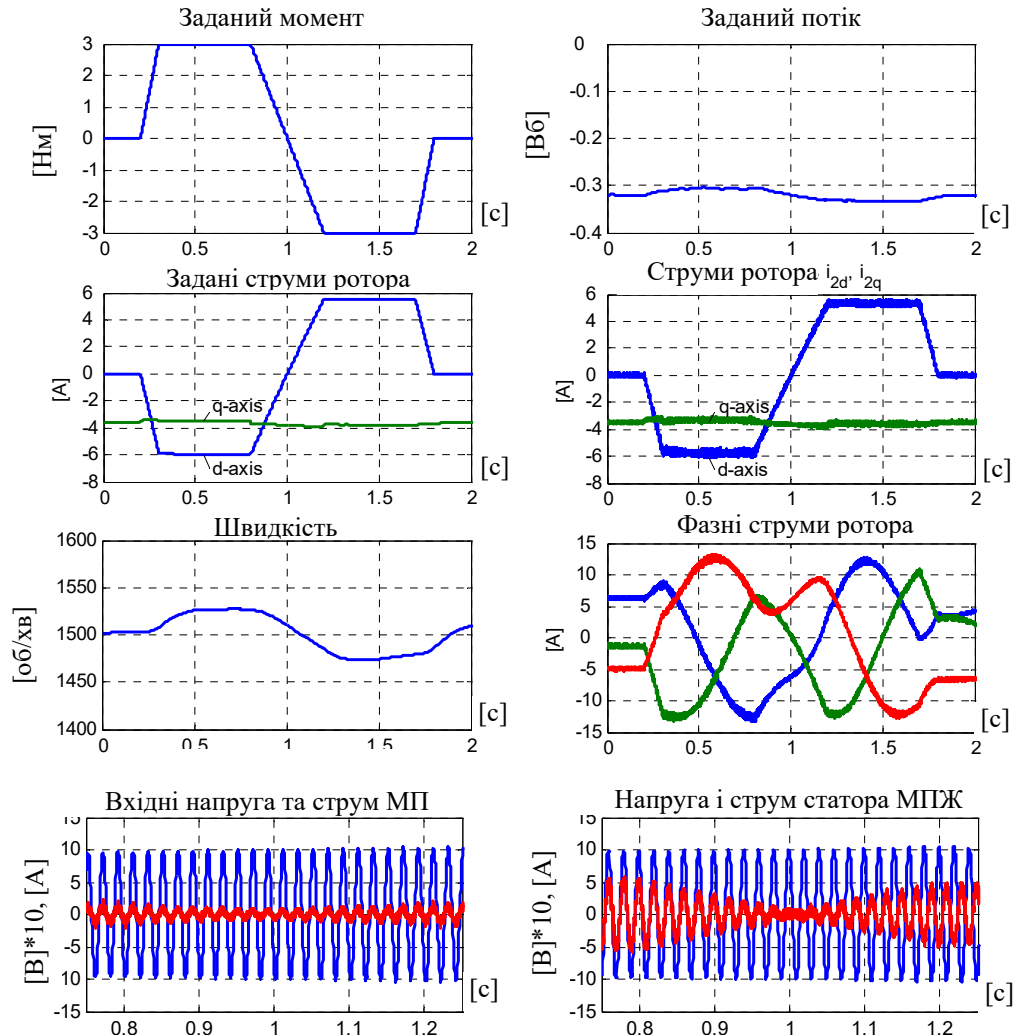


Рис. 6.22. Перехідні процеси в МПЖ під час зміни траєкторії заданого моменту від +3 Нм до -3 Нм

Отримано осцилограми вхідних струмів статора МПЖ і вхідних струмів МП, які наведено на рис. 6.23 і 6.24. Спектри цих струмів показано на тих самих рисунках.

Наступний набір експериментів демонструє результати у разі регулювання реактивної потужності МПЖ.

1. У початковий момент часу запускається первинний рушій, щоб виконати збудження і синхронізацію МПЖ з вектором напруги мережі та 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. Помилки струму залишаються незначними під час згаданого вище тесту. На рис. 6.27 і 6.28 показано перехідні процеси під час відпрацювання заданої траєкторії для реактивної складової струму статора із заданою величиною моменту 3 Нм.

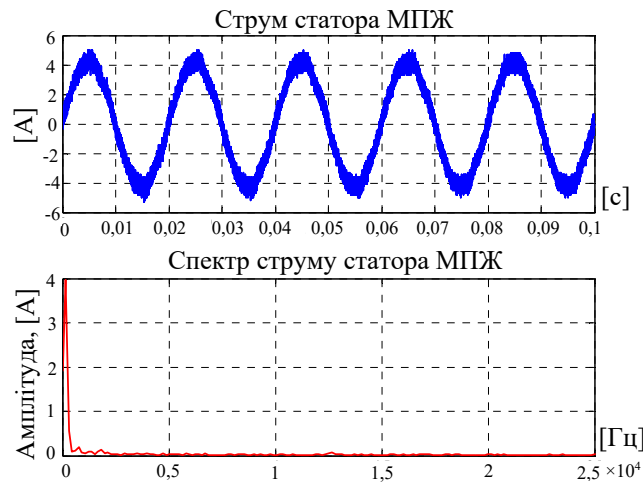


Рис. 6.23. Фазний струм статора і його спектр

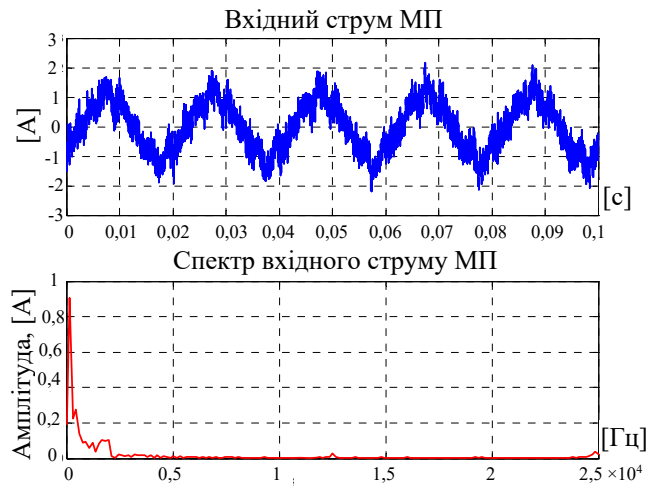


Рис. 6.24. Вхідний фазний струм МП і його спектр

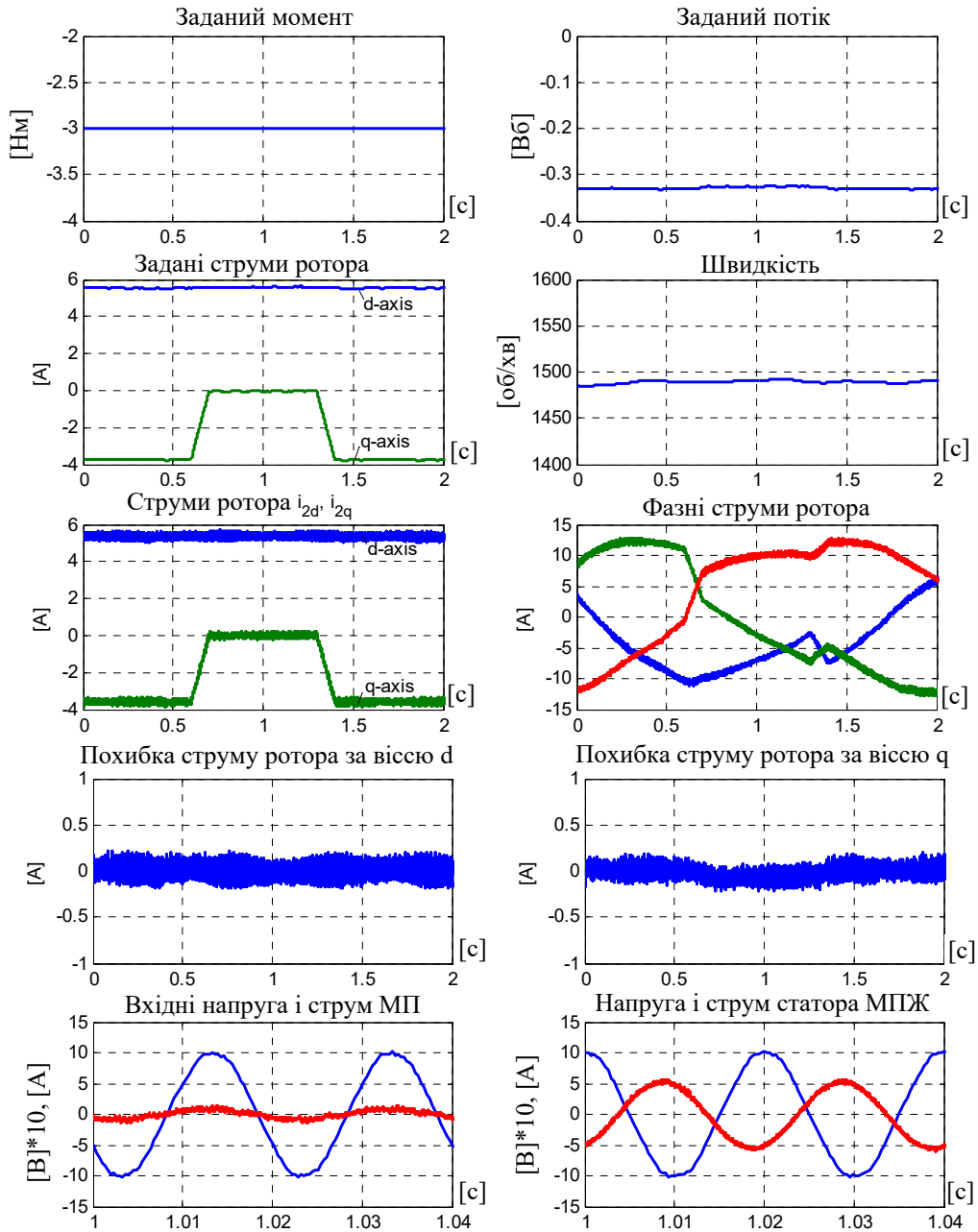


Рис. 6.25. Результати експерименту з регулюванням реактивної складової струму МПЖ (заданий струм $i_q = -2$ А, момент -3 Нм)

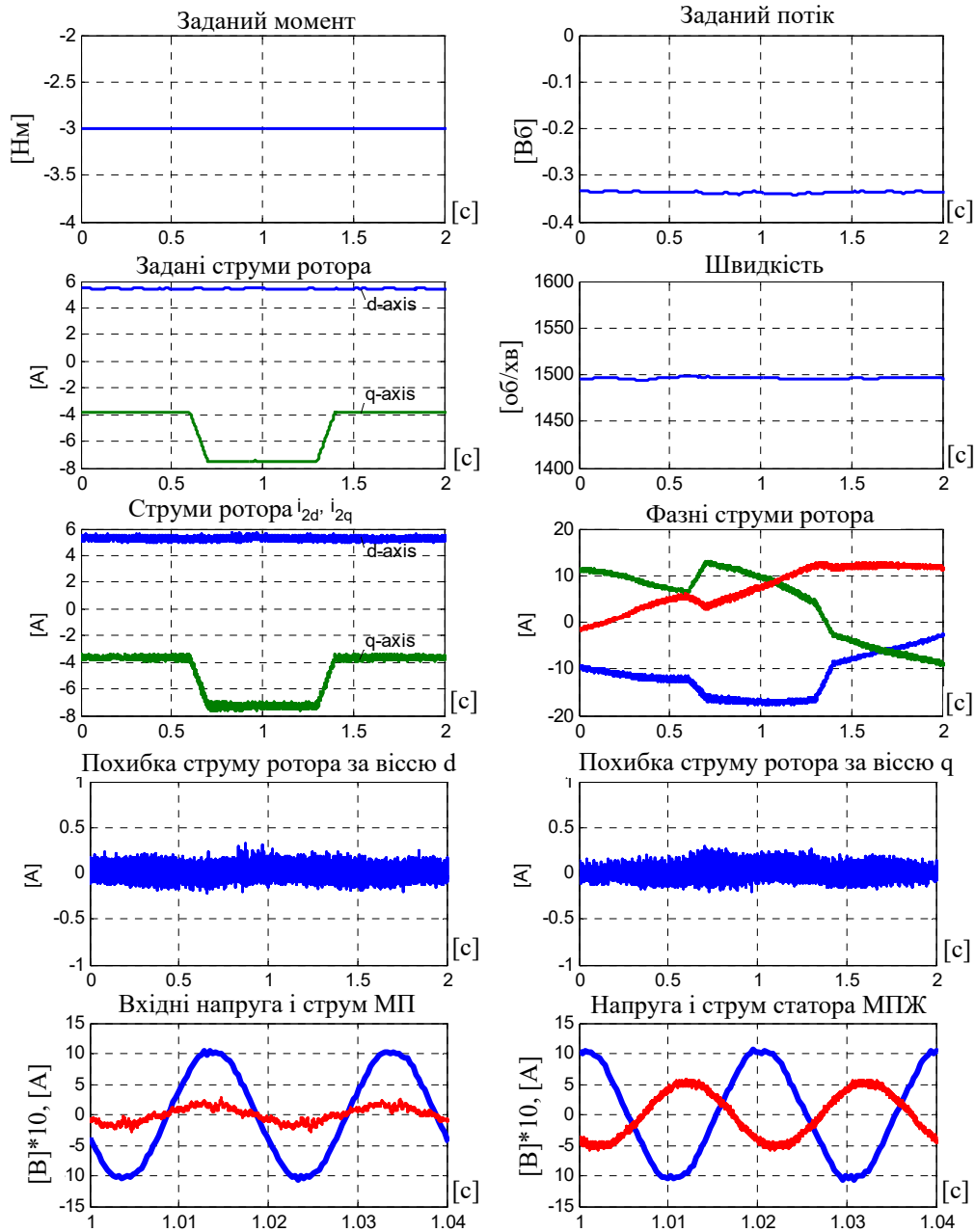


Рис. 6.26. Результати експерименту з регулюванням реактивної складової струму МПЖ (заданий струм $i_q = +2$ А, момент -3 Нм)

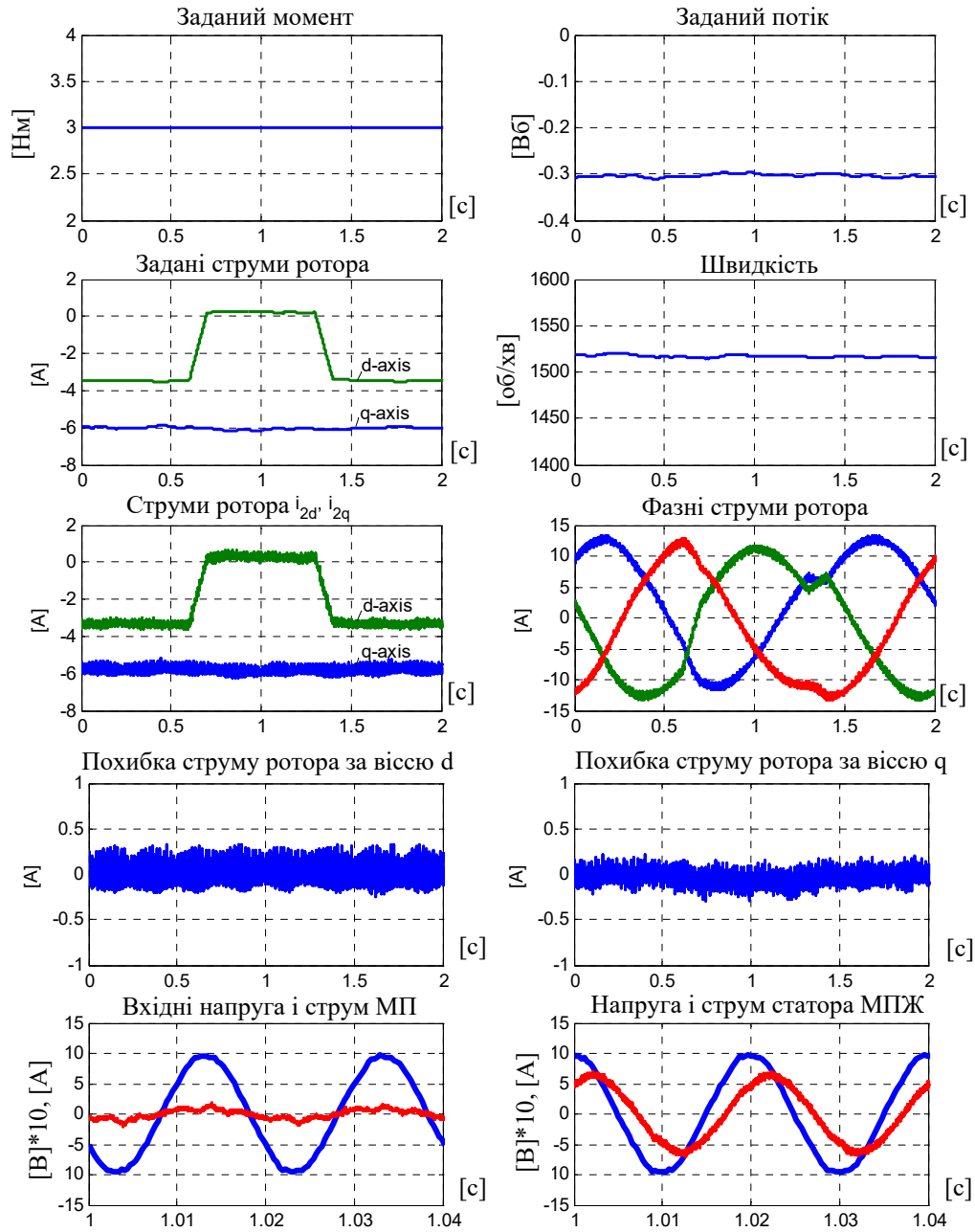


Рис. 6.27. Результати експерименту з регулюванням реактивної складової струму МПЖ (заданий струм $i_q = -2$ А, момент +3 Нм)

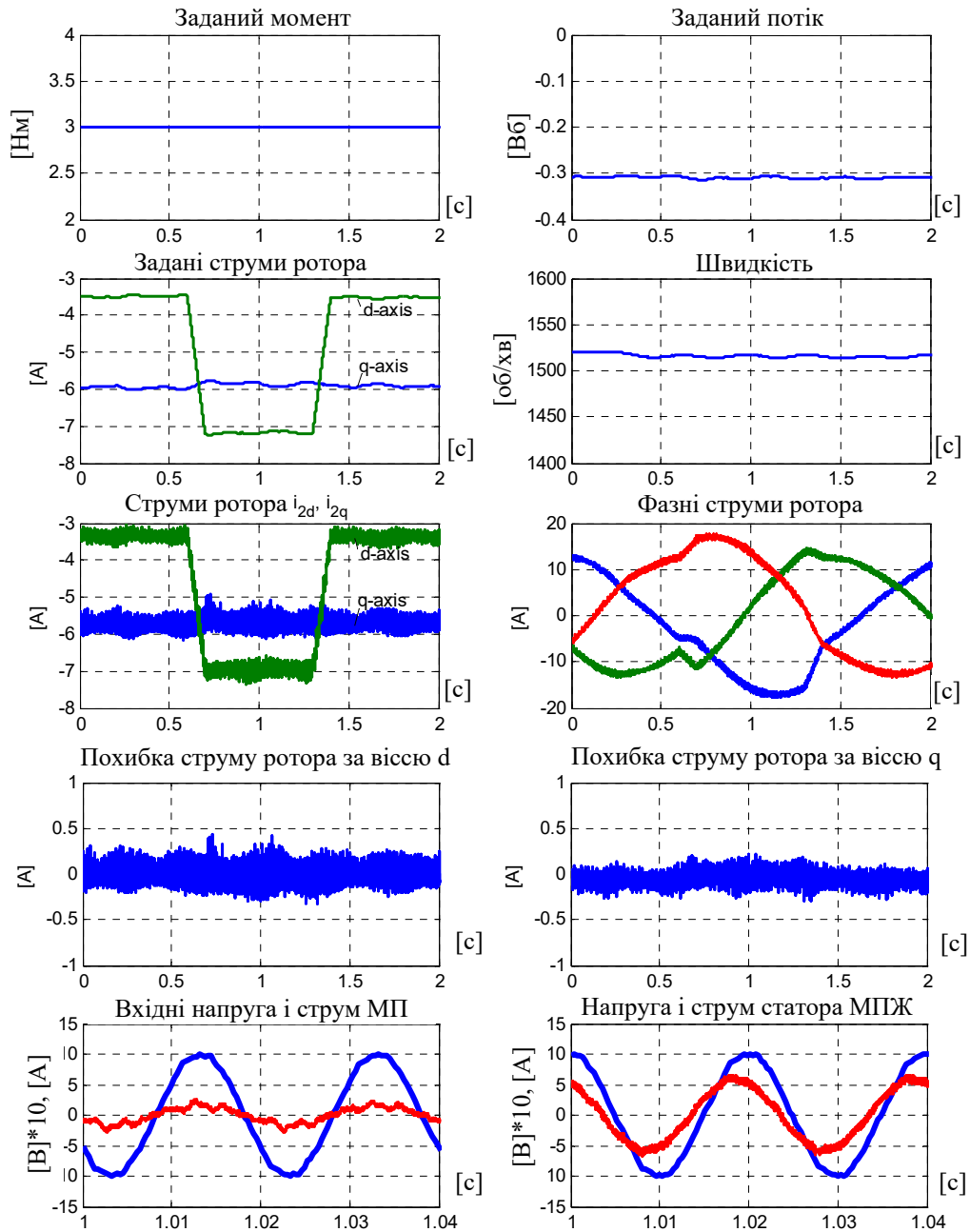


Рис. 6.28. Результати експерименту з регулюванням реактивної складової струму МПЖ (заданий струм $i_q = +2$ А, момент $+3$ Нм)

Встановлено, що матричний перетворювач не має жодних обмежень щодо застосувань у МПЖ у режимах, за яких потрібна низька вихідна напруга з високим рівнем вихідного струму. За необхідності можна легко отримати постійний струм у разі роботи МПЖ із синхронною швидкістю.

Вирішено завдання регулювання активної та 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 та струму ротора.

Результати досліджень МПЖ з МП отримано з застосуванням розробленого експериментального стенда, в якому всі алгоритми керування (МП і МПЖ) реалізуються в масштабі реального часу, використовуючи DSP контролер. Експериментальний стенд використано задля верифікації методів керування, запропонованих для МПЖ, і перевірки досліджуваних моделей. Описано структуру експериментального стенда, включаючи всі апаратні та програмні засоби.

Керування експериментальним стендом здійснено через взаємодію між цифровим сигнальним процесором (плата процесора TMS320C6711) і програмованою логічною матрицею (плата ПЛМ). Збір даних і формування імпульсів керування ключами МП координуються з застосуванням ПЛМ. Програмне забезпечення для всіх алгоритмів керування МПЖ і МП написано мовою програмування Сі, використовуючи програмне забезпечення Code Composer Studio.

Створені програмні алгоритми у рамках мікропроцесорних систем на базі контролерів як з фіксованою, так і з плаваючою комами, задля організації керування машиною подвійного живлення є придатними задля високоефективного застосування в електромеханічних комплексах генерування електроенергії.

Застосування ПЛМ у системах керування машиною подвійного живлення дало змогу значно зменшити час оптимізації схем керування внаслідок можливості багатократного перепрограмування без внесення змін до електричної принципової схеми.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

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.

Список використаної літератури

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.

Список використаної літератури

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., Christensen 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.

Список використаної літератури

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.

Список використаної літератури

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.

Список використаної літератури

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.
69. E.ON Netz, Ergänzende Netzanschlussregeln für Windenergieanlagen, 2001. URL: 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.

Список використаної літератури

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 ≤ 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 ≤ 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 ≤ 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 ≤ 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 ≤ 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.

Список використаної літератури

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., Rodriguez 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.

Список використаної літератури

104. Forchetti D.G., Garcia 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 B.W. 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.

Список використаної літератури

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.

Список використаної літератури

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 гребни 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.

Список використаної літератури

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 fur Matrixumrichter unter der besonderen Betrachtung der Eingangsblindleistung. Ph.D. thesis. Universitat Fridericiana Karlsruhe, Karlsruhe (Germany), 2006. 171 p.
143. Михальский В.М., Соболев В.Н., Чопик В.В., Шаповал И.А. Управление матричными преобразователями с использованием метода сингулярного разложения при несимметрии напряжений питающей сети. *Технічна електродинаміка*. 2011. Ч.2. С. 113–120. Темат. вип. «Силовая 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.

Список використаної літератури

150. Huber L., Borojevic D. Space Vector Modulation with Unity Input Power Factor for Forced Commutated Cycloconverters. Record of the 26th 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

Список використаної літератури

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 Electronics. 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.

Список використаної літератури

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 неси-

Список використаної літератури

метричними 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.

Список використаної літератури

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.

Список використаної літератури

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.

Зміст

Перелік скорочень	3
Передмова	4
Розділ 1	
ОСОБЛИВОСТІ ПОБУДОВИ КОМПЛЕКСІВ ГЕНЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ, ПІДКЛЮЧЕНИХ ДО МЕРЕЖІ	9
1.1. Конфігурація сучасних систем генерування електроенергії.....	12
1.1.1. Конфігурація машин/перетворювачів з фіксованою швидкістю.....	13
1.1.2. Конфігурація машин/перетворювачів з динамічним керуванням частоти ковзання	14
1.1.3. Конфігурація машин/перетворювачів: МПЖ із перетворювачем у ланці ротора з двонаправленим потоком енергії	15
1.1.4. Конфігурація машин/перетворювачів з безредукторним приводом ..	20
1.1.5. Прибережні вітроелектростанції	20
1.2. Вплив систем генерування електроенергії на роботу мережі.....	21
1.2.1. Коливання напруги та флікер	23
1.2.2. Регулювання реактивної потужності	24
1.2.3. Коефіцієнт потужності систем генерування електроенергії.....	26
1.2.4. Гармонічні складові та резонанс	26
1.2.5. Динамічна реакція на провали напруги	27
1.2.6. Розподілення виробництва електроенергії	28
1.3. Оцінка якості електроенергії	29
1.3.1. Нормативні вимоги щодо забезпечення електромагнітної сумісності та якості напруги	30
1.3.2. Нормативні вимоги щодо забезпечення належної якості генерованої електроенергії для об'єктів вітроенергетики	37
1.4. Стратегії керування для усунення гармонік у СГЕ на основі МПЖ..	40
1.4.1. Стратегії зменшення гармонік для автономних МПЖ із нелінійними навантаженнями.....	40
1.4.2. Методи зниження рівня гармонічних складових для МПЖ, під'єднаної до мережі	45

Розділ 2

ВЕКТОРНЕ КЕРУВАННЯ КОМПЛЕКСОМ ГЕНЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ НА БАЗІ МАШИНИ ПОДВІЙНОГО ЖИВЛЕННЯ В УМОВАХ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ МІНІМІЗАЦІЇ ВТРАТ ПОТУЖНОСТІ 52

- 2.1. Математична модель повністю керованої МПЖ та задачі керування. 53
- 2.2. Синтез алгоритму векторного керування головним магнітним потоком – електромагнітним моментом МПЖ 59
 - 2.2.1. Алгоритм керування головним магнітним потоком 59
 - 2.2.2. Алгоритм керування електромагнітним моментом МПЖ 63
 - 2.2.3. Рівняння динаміки МПЖ..... 64
 - 2.2.4. Мінімізація активних втрат потужності 65
- 2.3. Результати моделювання алгоритмів векторного керування МПЖ у процесі відпрацювання заданих траєкторій головного магнітного потоку та електромагнітного моменту 67

Розділ 3

ПРИНЦИПИ ФОРМУВАННЯ ВХІДНИХ СТРУМІВ МАТРИЧНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ РОТОРНОГО КОЛА МАШИНИ ПОДВІЙНОГО ЖИВЛЕННЯ 71

- 3.1. Керування вхідною реактивною потужністю матричних перетворювачів..... 72
- 3.2. Передача реактивної потужності в двоступеневих перетворювачах... 86
- 3.3. Поліпшення форми вхідних струмів матричних перетворювачів в умовах несиметричної та/або несинусоїдальної системи напруг мережі 94
 - 3.3.1. Несиметрична система синусоїдальних напруг живлення 96
 - 3.3.2. Симетрична система несинусоїдальних напруг живлення 97
 - 3.3.3. Несиметрична система несинусоїдальних напруг живлення..... 97
- 3.4. Формування вхідного струму матричного перетворювача в умовах спотворень напруги мережі 105

Розділ 4

КОМПЕНСАЦІЯ НЕСИМЕТРІЇ ТА НЕСИНУСОЇДАЛЬНОСТІ ГЕНЕРОВАНИХ СТРУМІВ МАШИНИ ПОДВІЙНОГО ЖИВЛЕННЯ В УМОВАХ ПІДКЛЮЧЕННЯ НЕЛІНІЙНИХ НАВАНТАЖЕНЬ.... 110

Зміст

4.1.	Алгоритм керування машиною подвійного живлення у разі несиметрії напруг мережі живлення	111
4.2.	Алгоритми керування матричним перетворювачем у колі ротора МПЖ у випадку несиметрії напруг мережі живлення	117
4.2.1.	Стратегія забезпечення нульового фазового зсуву між вхідними струмом та напругою	118
4.2.2.	Стратегія динамічної модуляції фазового зсуву між вхідними струмом та напругою	120
4.3.	Системи генерування електроенергії на базі машини подвійного живлення з функціями активної фільтрації та компенсації реактивної потужності.....	121
4.3.1.	Алгоритм керування активною та реактивною потужностями МПЖ .	121
4.3.2.	Алгоритм компенсації реактивної потужності нелінійного навантаження з використанням МПЖ	123
4.3.3.	Активна фільтрація струму мережі у процесі керування МПЖ.....	123
4.3.4.	Результати моделювання системи генерування електроенергії з застосуванням МПЖ.....	124
4.4.	Системи генерування електроенергії на базі машини подвійного живлення з функціями селективної компенсації гармонік та компенсації реактивної потужності	128
4.4.1.	Алгоритм керування активною та реактивною потужностями МПЖ .	128
4.4.2.	Алгоритм керування МПЖ, який забезпечує селективну компенсацію гармонік струму мережі у разі підключення нелінійного навантаження до ТЗП	130
4.4.3.	Результати моделювання.....	132
4.5.	Дослідження компенсації несиметрії з застосуванням МПЖ за умови підключення несиметричного навантаження до ТЗП	135

Розділ 5

ОБ'ЄДНАННЯ КОМПЕНСАЦІЙНИХ ВПЛИВІВ МАШИНИ ПОДВІЙНОГО ЖИВЛЕННЯ І НАПІВПРОВІДНИКОВОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА З МЕТОЮ ПІДВИЩЕННЯ ЯКОСТІ ГЕНЕРОВАНОЇ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ.....

5.1.	Стратегія мінімізації небажаних складових миттєвої потужності із застосуванням мережевого перетворювача в колі ротора МПЖ із різною топологією	142
5.1.1.	Просторово-векторне формування струмів мережевого перетворювача МПЖ	148

Зміст

5.2.	Машина подвійного живлення з двоступеневим матричним перетворювачем	151
5.3.	Алгоритм керування двоступеневим МП	152
5.3.1.	Спосіб ШІМ для випрямляча двоступеневого МП	155
5.3.2.	Спосіб ШІМ для інвертора двоступеневого МП	158
5.3.3.	Послідовність комутацій у двоступеневому МП	159
5.4.	Результати моделювання роботи МПЖ з двоступеневим МП	161
5.5.	Активна фільтрація струмів джерела трифазної чотирипровідної системи живлення у складі електротехнічного комплексу з МПЖ ...	163
5.5.1.	Стратегії керування мережевим інвертором для мінімізації потужності втрат	164
5.5.2.	Експериментальна верифікація запропонованих формул	170
Розділ 6		
ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ СПОСОБІВ		
КЕРУВАННЯ КОМПЛЕКСОМ ГЕНЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ		
НА БАЗІ МАШИНИ ПОДВІЙНОГО ЖИВЛЕННЯ.....		
6.1.	Реалізація алгоритму керування напівпровідниковим перетворювачем у колі ротора МПЖ з використанням цифрового сигнального контролера з фіксованою комою	179
6.2.	Розробка програмного забезпечення для цифрового сигнального контролера з фіксованою комою	180
6.3.	Особливості реалізації алгоритму керування МП з застосуванням цифрового сигнального контролера з плаваючою комою	185
6.4.	Застосування програмованих логічних інтегральних схем у системах керування МП	189
6.5.	Застосування програмованих логічних інтегральних схем у системах керування МП	196
6.6.	Експериментальний стенд	202
6.7.	Система керування	206
6.8.	Програмне забезпечення та інтерфейс	206
Експериментальні дослідження		206
Список використаної літератури		220
Зміст		238

Наукове видання

Національна академія наук України
Інститут електродинаміки

**ШАПОВАЛ Іван Андрійович,
МИХАЛЬСЬКИЙ Валерій Михайлович,
АРТЕМЕНКО Михайло Юхимович,
ПОЛІЩУК Сергій Йосипович,
ЧОПИК Василь Васильович**

**КОМПЛЕКСИ ГЕНЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ З
ФУНКЦІЯМИ КОМПЕНСАЦІЇ РЕАКТИВНОЇ
ПОТУЖНОСТІ ТА АКТИВНОЇ ФІЛЬТРАЦІЇ НА БАЗІ
МАШИНИ ПОДВІЙНОГО ЖИВЛЕННЯ**

(Українською мовою)

Київ, Інститут електродинаміки
Національна академія наук України

Редактор Т.І. Майборода
Макет і комп'ютерна верстка І.А. Шаповала

Підп. до друку 17.11.2020. Формат 70×100/16. Папір офс. № 1.

Гарн. Таймс. Ум. друк. арк. 14.00

Тираж 300 прим.

Віддруковано у друкарні ТОВ "Наш Формат".

04080, м. Київ, вул. Кирилівська, 86

ШАПОВАЛ Іван Андрійович
доктор технічних наук, заступник директора з
наукової роботи Інституту електродинаміки
Національної академії наук України

МИХАЛЬСЬКИЙ Валерій Михайлович
член-кореспондент НАН України, доктор технічних
наук, професор, завідувач відділу перетворення та
стабілізації електромагнітних процесів Інституту
електродинаміки Національної академії наук України

АРТЕМЕНКО Михайло Юхимович
доктор технічних наук, професор, професор кафедри
акустичних та мультимедійних електронних систем
Національного технічного університету України
"КПІ імені Ігоря Сікорського"

ПОЛІЩУК Сергій Йосипович
кандидат технічних наук, старший науковий
співробітник відділу перетворення та стабілізації
електромагнітних процесів Інституту
електродинаміки Національної академії наук України

ЧОПИК Василь Васильович
кандидат технічних наук, старший науковий
співробітник відділу перетворення та стабілізації
електромагнітних процесів Інституту
електродинаміки Національної академії наук України