

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ПОЛІСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

Факультет інженерії та енергетики

Кафедра електрифікації, автоматизації виробництва та інженерної екології

Кваліфікаційна робота на правах рукопису

Пешко Сергій Вікторович

УДК 621.359.4

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

Обґрунтування варіанту удосконалення системи управління асинхронним електроприводом системи зрошування

(тема роботи)

141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка»

(шифр і назва спеціальності)

Подається на здобуття освітнього ступеня бакалавр

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

Пешко С.В.

(підпис, ініціали та прізвище здобувача вищої освіти)

Керівник роботи

Голубенко Анна Анатоліївна

(прізвище, ім'я, по батькові)

Старший викладач кафедри електрифікації, автоматизації виробництва та
інженерної екології

(науковий ступінь, вчене звання)

АНОТАЦІЯ

Пешко С.В. Обґрунтування варіанту удосконалення системи управління асинхронним електроприводом системи зрошування. Кваліфікаційна робота на здобуття освітнього ступеня бакалавра за спеціальністю 141 – Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка – Поліський національний університет, Житомир, 2023.

У роботі розглянуті питання, пов'язані з управлінням асинхронним електроприводом системи зрошування, а саме з проблемою пускового моменту і стабільністю роботи приводу під час зміни режимів.

Ключові слова: системи зрошування, асинхронний електропривод, удосконалення, пусковий момент.

ABSTRACT

Peshko S.V. Justification of the option of improving the control system of the asynchronous electric drive of the irrigation system. Qualifying work for obtaining a bachelor's degree in specialty 141 - Electric power, electrical engineering and electromechanics - Polish National University, Zhytomyr, 2023.

The work deals with the issues related to the control of the asynchronous electric drive of the irrigation system, namely the problem of the starting moment and the stability of the drive during the change of modes.

Key words: irrigation systems, asynchronous electric drive, improvement, starting moment.

ЗМІСТ

ВСТУП.....	5
РОЗДІЛ 1.....	7
МЕТОДИ АВТОМАТИЗОВАНОГО УПРАВЛІННЯ СКЛАДНИМИ ОБ'ЄКТАМИ І ФОРМУЛЮВАННЯ ЗАВДАННЯ	7
1.1 Особливості автоматизованого управління ірригаційними систмами	7
1.2 Енергетична та технологічна ефективність регулювання асинхронних електроприводів ірригаційних насосів.....	8
1.3. Обґрунтування необхідності регулювання асинхронних електроприводів ірригаційних насосів	9
1.4. Висновки до розділу 1	11
РОЗДІЛ 2	12
МЕТОДИ УПРАВЛІННЯ АСИНХРОННИМ ЕЛЕКТРОПРИВОДОМ ТЕХНОЛОГІЧНИХ ЛІНІЯХ АГРОПРОМИСЛОВОГО КОМПЛЕКСУ	12
2.1 Асинхронний електропривод із скалярним керуванням.....	12
2.2 Асинхронний електропривод із векторним керуванням.....	13
2.3. Характерні особливості практичного застосування векторного управління АЕП у системах зрошення.....	14
2.4. Відомі рішення для оцінки вектора потокозчеплення	19
2.5. Оцінка постійних складових у вимірюваних сигналах	23
2.6. Рішення, що враховують особливості пасивного фільтра на виході перетворювача частоти	24
2.7. Блоки оцінки основних гармонік ШІМ-сигналів.....	25
2.8. Висновки	27
РОЗДІЛ 3. КОНСТРУКТИВНА РЕАЛІЗАЦІЯ ВАРІАНТУ УДОСКОНАЛЕННЯ	28
3.1 Функціональна схема ВК АЕП з використанням інжекції для ідентифікації активного опору ротора.....	28
3.2. Розробка упереджувального компенсатора спотворень статорного напруги	

АД, що вносяться силовими фільтрами.....	32
3.3. Опис роботи системи ВП.....	34
3.4. Опис системи зрошування.....	35
3.5. Синтез схеми електричної принципової керування асинхронним електроприводом та підготовка експерименту.	37
3.6. Висновки	38
ВИСНОВКИ.....	40
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	42

ВСТУП

Системи зрошення широко застосовують у сільському господарстві щоб одержати високого вихідного валового продукту. Для приводу насосних установок у цих системах переважно використовуються асинхронні двигуни (АД). Переважна більшість їх застосовуються в нерегульованому приводі, що пояснюється складними нелінійними електромагнітними процесами в АД. Такі електроприводи мають низькі експлуатаційні показники. При застосуванні керованого електроприводу можна досягти енергозбереження до 60%, значно знизити пусковий та робочий струм АД, тим самим зменшити втрати електроенергії, усунути падіння напруги, коливання швидкості АД і обмежити можливі гідроудари, а також зменшити непродуктивні втрати води за рахунок зменшеного тиску в гідросистемі, і тому подібне [2].

Для регулювання параметрами АД широко застосовують векторне та скалярне керування. У приводах насосів систем зрошення нашого часу використовують перетворювачі частоти (ПЧ) лише з скалярним управлінням. Це обумовлено меншою вартістю щодо ПЧ з векторним керуванням (ВК) та недостатньою обґрунтованістю їх застосування для вирішення проблем гідроударів. У насосах систем зрошення можна реалізувати тільки за допомогою застосування ВК. Крім того, в системах краплинного зрошення, які набувають все більшого поширення, застосовуючи ПЧ з ВК можна відмовитися від установки дорогого редуктора-регулятора тиску, отримати якісне керування тиском із швидкодією (притаманною тільки при ВК), яке запобігає розривам краплинних стрічок при різких змінах тиску у гідросистемі.

Порівняно зі скалярним, досягається значно більша точність управління та ефективність використання електричної енергії та енергоємних механізмів. Крім того, ВК дозволяє оцінювати швидкість та потокозчеплення без відповідних датчиків, що забезпечує використання звичайних АД загальнопромислових серій, в яких не передбачено компонування цими датчиками. При цьому на

точність оцінки кутової швидкості ротора істотно впливає активний опір ланцюга ротора з його температурною нестабільністю.

Використання керованого асинхронного електроприводу (АЕП) на базі ВК у системах зрошення агропромислового комплексу (АПК) підвищить ефективність енергозбереження та експлуатаційні показники при покращенні якості зрошення порівняно зі скалярним.

Мета та завдання дослідження. Метою дослідження є енергозбереження асинхронних електроприводів насосів систем зрошення за рахунок використання векторного управління асинхронним двигуном, при застосуванні силового LC-фільтра на виході перетворювача частоти та інжекції для ідентифікації активного опору ланцюга ротора [4].

Для досягнення поставленої мети необхідно вирішити такі завдання:

- проаналізувати сучасний стан теорії та практики використання керованого приводу та методів управління АЕП систем зрошення з метою визначення шляхів удосконалення системи ВК;
- обґрунтувати критерії використання ВК у поєднанні з динамічними та статичними режимами роботи керованого приводу та характерними особливостями систем зрошення;

Об'єкт дослідження – статичні та динамічні процеси в асинхронному електроприводі із векторним управлінням систем зрошення.

Предмет дослідження – статичні та динамічні характеристики систем векторного управління асинхронним електроприводом підвищення ефективності систем зрошення.

Методи дослідження. У дослідженні використовувалися теоретичні методи, методи аналізу, синтезу та модифікації спостерігача швидкості та потягосцеплення, модифікації блоку оцінювання синхронної швидкості, синтезу випереджуючого компенсатора, синтезу блоків виділення постійних складових з двофазних та однофазних сигналів.

РОЗДІЛ 1.

МЕТОДИ АВТОМАТИЗОВАНОГО УПРАВЛІННЯ СКЛАДНИМИ ОБ'ЄКТАМИ І ФОРМУЛЮВАННЯ ЗАВДАННЯ

1.1 Особливості автоматизованого управління іригаційними систками

Технологічні лінії іригаційних систем агропромислового комплексу є складними електромеханічними об'єктами, управління якими здійснюється з урахуванням взаємозв'язків безлічі параметрів різної фізичної природи. Це призводить до суттєвого впливу на використання відомих методів та способів. Тому для розробки іригаційних систем агропромислового комплексу необхідною умовою є аналіз існуючих методів та на їх основі формування структурно-логічних схем оптимального управління виконавчими механізмами та технологічним процесом поливу загалом [11]. При цьому необхідно враховувати специфіку режимів виконавчих механізмів та мікропроцесорних систем, що управляють. Як основні виконавчі механізми іригаційних систем використовуються асинхронні електроприводи, технологічні засувки та системи управління. Необхідність забезпечення узгодженості між інформаційними каналами управління та стану виконавчих механізмів призводить до ускладнення вирішення питань підвищення ефективності та покращення техніко-економічних показників іригаційних систем.

Для розробки енергозберігаючих технічних рішень необхідно здійснити відповідні дослідження. Наведемо короткий аналіз найвідоміших методів управління складними об'єктами та особливостей їх практичного використання.

1.2 Енергетична та технологічна ефективність регулювання асинхронних електроприводів іригаційних насосів

Зрошення в Україні набуло найбільшого поширення у її південних посушливих регіонах, де без зрошення землеробство практично неможливе. У системах зрошення у приводах насосів використовують асинхронні двигуни з короткозамкненим ротором (АД). АД мають простоту конструкції, дешевизну, мають високу надійність. Більшість із них нерегульовані, що пояснюється складністю управління електромагнітними процесами, що протікають у АД. При зміні продуктивності іригаційного насоса, шляхом частотного регулювання швидкості АД, можна досягти економії електроенергії до 60% порівняно з нерегульованим АД. Враховуючи, що зростання вартості електроенергії має випереджальний характер щодо вартості інших витрат, проблема енергозбереження при роботі іригаційних насосів набуває першорядного характеру.

Економія електроенергії при частотному регулюванні пояснюється кубічною залежністю між потужністю АД і витратою води, яка пропорційна кутовій швидкості ротора АД (ККД насоса при цьому вважається постійним). Ці співвідношення іноді називають законами подібності:

$$Q_* = \frac{Q}{Q_{\text{НОМ}}} = \frac{\omega}{\omega_{\text{НОМ}}} \quad (1.1)$$

$$H_* = \frac{H}{H_{\text{НОМ}}} = \left(\frac{\omega}{\omega_{\text{НОМ}}} \right)^2 \quad (1.2)$$

$$M_* = \frac{M}{M_{\text{НОМ}}} = \left(\frac{\omega}{\omega_{\text{НОМ}}} \right)^2 \quad (1.3)$$

$$P_{\text{мех}*} = \frac{P_{\text{мех}}}{P_{\text{НОМ}}} = \left(\frac{\omega}{\omega_{\text{НОМ}}} \right)^2 \quad (1.4)$$

де

Q_* , Q , $Q_{\text{НОМ}}$ – відносний, фактичний та номінальний витрати відповідно,
 ω , $\omega_{\text{НОМ}}$ – фактична та номінальна кутові швидкості обертання ротора АД,

H_* , H , $H_{\text{НОМ}}$ – відносний, фактичний та номінальний напори відповідно,

M_* , M , $M_{ном}$ – відносний, фактичний та номінальний моменти АД відповідно,

$P_{мех*}$, $P_{мех}$, $P_{ном}$ – відносна, фактична та номінальна активні потужності АД відповідно. Причому потужність, споживана АД з мережі дорівнює:

$$P_1 = \frac{P_{мех}}{\eta_1} \quad (1.5)$$

де η_1 - ККД двигуна.

Рисунок 1.1 наочно ілюструє можливості суттєвого зниження енергоспоживання під час впровадження регульованих електроприводів іригаційних насосів.

1.3. Обґрунтування необхідності регулювання асинхронних електроприводів іригаційних насосів

При включенні артеріального приводу насоса «прямо» в мережу відбувається 5-7 кратний кидок номінального струму, що викликає падіння напруги в мережі. Оскільки сільські мережі зазвичай мають великі протяжності, ці падіння напруги призводять до істотного зменшення електромагнітного моменту працюючих електродвигунів, зокрема приводів насосів. При цьому в гідросистемі відбуваються хвилі тиску, гідроудари. Використання частотного регулювання насосів обмежує пусковий струм на рівні не вище номінального, зменшує просідання напруги електричної мережі, зменшує тиск у гідросистемі та мінімізує ймовірність виникнення хвиль тиску та гідроударів, а також скоротити собівартість каналізації електроенергії. У деяких випадках застосування частотного регулювання насосів дозволяє не використовувати бустерні насоси [5].

Необхідно звернути особливу увагу, що при дросельному регулюванні витрати (подачі) води зростає тиск у системі та практично не вдається знизити енергоспоживання. Такий надлишковий тиск викликає додатково близько 2,7% втрат води за рахунок витоків. При частотному регулюванні при зниженні

витрати води зменшується і тиск у системі, що призводить до зменшення витрат води.

Використання частотного регулювання іригаційних насосів дозволяє значно знизити та експлуатаційні витрати. Наприклад, зниження перепаду тиску між всмоктуючим та напірним патрубками насосного агрегату збільшує термін служби сальникових ущільнювачів, практично виключаючи гідроудари та забезпечує стабільність тиску в трубопроводах мереж, а також мінімізує витрати на обслуговування. Частотний привід насосів забезпечує плавне регулювання та збільшує надійність системи внаслідок дублювання малонадійного (особливо за знижених температур) датчика наявності води.

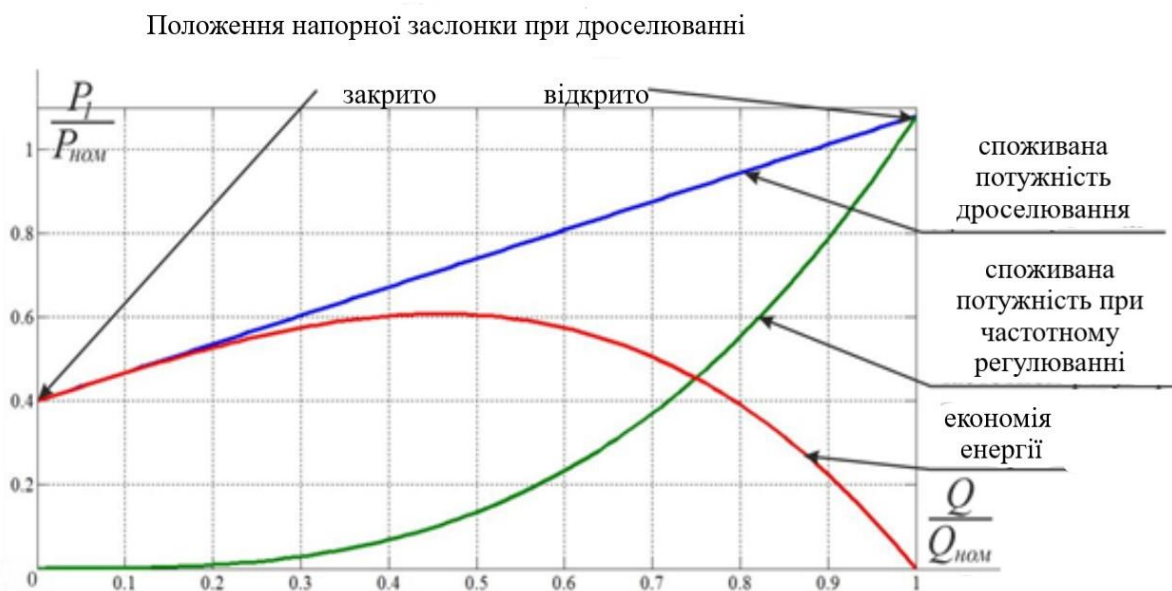


Рис. 1.1. Залежність споживаної потужності АД від витрати, при дроселюванні та частотному регулюванні. [14]

Наявність регулятора технологічного параметра у перетворювачах частоти (ПЧ), що реалізують частотне регулювання, дозволяє організувати автоматичне керування з використанням датчиків тиску, температури та інших датчиків зворотного зв'язку.

1.4. Висновки до розділу 1

Практика використання перетворювачів частоти (ПЧ) для частотного керування іригаційними насосами доводить доцільність не тільки їх застосування для керування насосним агрегатом, а й створення спеціалізованих систем керування технологічним процесом. Це досягається за рахунок можливості використання вбудованого в ПЧ регулятора технологічного параметра, що дозволяє організувати автоматичне управління аналоговим або цифровим сигналами, які приходять з відомих датчиків зворотного зв'язку. Цей підхід дозволяє отримати економічний ефект не лише від зниження спожитої електричної потужності, а й досягти суттєвого зниження експлуатаційних витрат, покращення умов праці та збільшення терміну служби обладнання без впливу на довкілля.

РОЗДІЛ 2

МЕТОДИ УПРАВЛІННЯ АСИНХРОННИМ ЕЛЕКТРОПРИВОДОМ ТЕХНОЛОГІЧНИХ ЛІНІЯХ АГРОПРОМИСЛОВОГО КОМПЛЕКСУ

Імпортні виробники насосного обладнання для систем зрошення, зокрема фірма Grundfos, пропонують його лише із вбудованим ПЧ. Проте нинішня висока вартість як насосних станцій, і ПЧ окремо, дає передумови розвитку вітчизняних ПЧ.

АД має складну нелінійну механічну характеристику. Для регулювання швидкості та моменту АД у сучасному електроприводі застосовують два основні методи частотного керування:

- Скалярне керування;
- Векторне управління.

Переважна більшість імпортих ПЧ мають обидва методи управління та надають користувачеві можливість вибору одного з них.

2.1 Асинхронний електропривод із скалярним керуванням

Скалярне керування дає можливість забезпечити сталість перевантажувальної здатності електроприводу незалежно від частоти та напруги. При цьому спостерігається зниження АД при низьких частотах (при $f < 0,1 f_{ном}$). Максимальний діапазон регулювання кутової швидкості ротора при постійному моменті опору для електроприводів зі скалярним керуванням досягає 10:1 [21].

Метод скалярного управління має дві основні недоліки:

- відсутність датчика швидкості на валу АД не дає можливість регулювати кутову швидкість валу, так як вона залежить від величини та характеру навантаження, а похибка регулювання швидкості визначається ковзанням АД, яке для АД до 1000 кВА може досягати 6%, при цьому знижується витрата і ККД насоса, встановлення датчика швидкості частково вирішує цю проблему, але при цьому не можна регулювати момент на валу двигуна, проте варто зауважити, що більшість АД іригаційних насосів не були призначені для

регулювання швидкості і не мають конструктивної можливості для встановлення датчика швидкості;

- складно одночасно регулювати дві координати (момент та кутову швидкість), тому виникають труднощі при виборі параметра, який є найважливішим для даного технологічного процесу.

2.2 Асинхронний електропривод із векторним керуванням

Ще 1971 р. німецький інженер Ф. Блашке запропонував розглядати роботу АД над статорної системі координат, де всі змінні описуються гармонійними функціями, а системі координат, що з вектором потокосцеплення ротора. Тому цей метод управління отримав назву векторного управління. У цій системі координат усі змінні змінюються аналогічно відповідним змінним двигунам постійного струму із незалежним збудженням (ДПС НЗ). Це дозволило будувати систему управління аналогічно до систем управління ДПС НЗ. Механічні характеристики АД, насоса та ВК наведені на рис. 2.1.

На сьогоднішній день сформувалося два основних типи систем векторного управління – бездатчикові системи (без датчика кутової швидкості на валу двигуна) та системи із зворотним зв'язком за швидкістю. Застосування тієї чи іншої типу векторного управління визначається, насамперед, характеристикою виконавчого механізму. За потреби в невеликих діапазонах зміни швидкості (не більше 100:1) та вимоги до точності її підтримки не більше $\pm 0,5\%$ застосовують бездатчикове векторне управління, а при необхідності зміни швидкості валу в широких межах (понад 10000:1), виникають вимоги до точності підтримання кутової швидкості (до $\pm 0,02\%$ при частотах менше 1 Гц) [8]. При необхідності позиціонування валу при регулюванні моменту на валу двигуна на дуже низьких частотах застосовують методи векторного управління зі зворотним зв'язком за швидкістю.

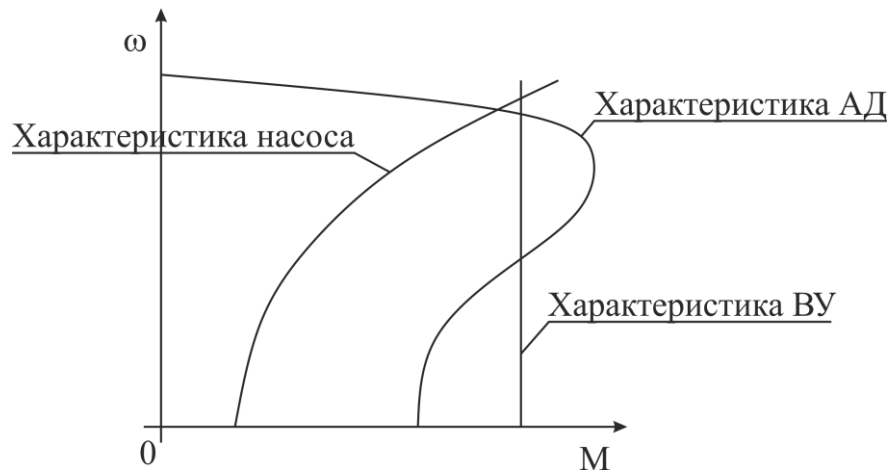


Рис.2.1. Механічні характеристики АД, насоса та ВУ.

Відомо, що при використанні векторного управління досягаються такі переваги:

- висока точність регулювання швидкості навіть за відсутності датчика швидкості;
- плавне, без ривків, обертання двигуна у сфері малих частот;
- можливість забезпечення номінального моменту на валу за нульової швидкості (за наявності датчика швидкості);
- швидка реакція на зміну навантаження - при різких стрибках навантаження практично немає стрибків швидкості.

За забезпечення такого режиму роботи АД, знижуються втрати на нагрівання та намагнічування, а, отже, підвищується ККД двигуна.

Поряд з очевидними перевагами, методу векторного управління притаманні деякі недоліки, такі, як велика обчислювальна складність і необхідність знання досить великої кількості параметрів двигуна.

2.3. Характерні особливості практичного застосування векторного управління АЕП у системах зрошення

Компанія АВВ у співпраці з компанією ІТТ Flygt встановили, що управління моментом АД до зупинки насоса дозволяє практично повністю

уникнути гідроударів. У насосах систем зрошення можна реалізувати тільки за допомогою застосування ВК.

Застосування ВК у системах зрошення дає такі переваги:

- досить швидке керування при виникненні непередбачених різких стрибків тиску в системі зрошення, що запобігає розриву краплинної лінії;
- формування траєкторії швидкості при гальмуванні аж до нульової з підтримкою відповідного моменту, що виключає різку зміну витрати води, що породжує можливість виникнення хвилі тиску та гідравлічних ударів у трубах та засувках;
- можливість забезпечення номінального моменту на валу, починаючи з нульової швидкості, забезпечує довговічність зворотних клапанів та запірної арматури внаслідок регулювання моменту АД при його роботі на загальний колектор;
- плавне, практично без ривків, обертання валу двигуна в області малих частот (при пуску та гальмуванні) по заданій траєкторії виключає резонанси у гідравлічній системі;
- швидка реакція на зміну навантаження (при різких стрибках навантаження практично не відбувається стрибків швидкості), що забезпечує задану витрату при змінах тиску в магістралі;
- висока точність регулювання швидкості за відсутності датчика швидкості, що дозволяє підтримувати оптимальну витрату і вищий ККД;
- підтримка високого ККД двигуна, за рахунок роздільного управління намагнічувальною та моментною складовими струму статора, і як наслідок, зниження втрат на намагнічування та нагрівання, оскільки векторний метод дозволяє мінімізувати реактивну складову струму статора при зменшенні навантаження шляхом адекватного зниження напруги на двигуні, а при збільшенні навантаження адекватно збільшується напруга живлення двигуна;
- поряд з економією електроенергії, забезпечує можливість регулювання тиску в системі краплинного зрошення за відсутності регулятора тиску;

- можливість відмови у використанні датчика витрати, внаслідок високоточного керування швидкістю АД, яка пропорційна витраті;
- можливість незалежного та практично безінерційного регулювання двох координат одночасно - моменту та швидкості, що дозволяє суттєво знижувати гідроудари.

Широко використовувані у різних галузях господарства АД загальнопромислових серій мало були призначені регулювання швидкості [17]. Тому в них не передбачені не тільки власне датчики швидкості, а й можливість їхнього конструктивного компонування. Крім того, що встановлення датчиків швидкості вимагає доопрацювання АД, наявність датчиків швидкості знижує надійність електроприводу та підвищує його вартість. Крім інформації про швидкість ротора для прямого векторного управління необхідно мати інформацію про потягосцеплення ротора або статора. Датчики визначення потягосцеплення також вимагають конструктивної доробки АД. Тому в останні роки приділяється велика увага розробці алгоритмів керування без датчиків швидкості та потягосцеплення, а виключно лише за клемними вимірами струму, які в зарубіжній літературі прийнято було називати бездатчиковими (sensorless). Діапазон регулювання сучасних електроприводів без датчика швидкості становить 150:1 з датчиком швидкості – 20000:1. Систему ВК без використання датчика швидкості прийнято називати бездатчиковою (sensorless vector control).

Найбільш вагомий внесок у розробку теорії векторного управління АД зробили зарубіжні вчені, насамперед F. Blaschke, P. Vas, DW Nowatny, TA Lipo, K. Rajasekara, K. Matsuse, A. Kawamura, Z. Krzeminski; у Росії – Д.Б. Ізосімов, В.І Уткін; в Україні – С.М. Пересада, Є.М. Потапенка, А.В. Садовий, А.С. Бешта, Н.Я. Островерхов, А.В. Волков та інші.

Векторне керування дозволяє розглядати модель АД як модель двигуна постійного струму. Це досягається шляхом перетворення змінних асинхронної машини зі стаціонарної системи координат в обертову, пов'язану з вектором потягосцеплення. Тому оцінка вектора потягосцеплення – це одне з основних завдань у проектуванні високодинамічного електроприводу. Для якісного

векторного управління необхідна точна інформація про кутову швидкість цієї системи координат, тобто кутову швидкість вектора потокозчеплення. Крім того, остання обліковується при обчисленні кутової швидкості ротора при бездатчиковому управлінні. Також, для векторного управління АД, необхідне знання параметрів. Основними параметрами АД є індуктивності статора та ротора, взаємна індуктивність, активні опори статора та ротора та наведений момент інерції ротора. Названі опори в залежності від температур статора і ротора можуть змінюватися вдвічі вгору і вниз по відношенню до номінальних значень, що суттєво впливає не лише на характеристики системи управління, а й взагалі на її працездатність. У зв'язку з цим необхідна ідентифікація зазначених параметрів та компенсація впливу їхньої невизначеності.

Для ідентифікації активного опору ланцюга ротора за відсутності датчика швидкості ротора необхідна зміна потокового модуля зчеплення. Для цього намагнічує складову статорного струму інжектують низькочастотну складову малої амплітуди. Відповідно, у модулі вектора потокозчеплення утворюється змінна гармонійна складова. Це накладає додаткові вимоги до блоків оцінки вектора потокозчеплення та його кутової швидкості (синхронної швидкості), а саме, точне відтворення інжектованої складової оцінки потокозчеплення. На цей час запропоновано велику кількість рішень щодо оцінки потокозчеплення. Однак, лише мала частина з них працездатна на околиці нульової швидкості ротора. Невідома інформація про дослідження та порівняння цих рішень з урахуванням впливу інжекції.

Підходи у обчисленні кутової швидкості ротора в більшості випадків засновані на використанні проти ЕРС, рідше на обробці показань датчиків струму з метою отримання частоти пазових пульсацій, інжектування періодичних сигналів у напругу або струм ПЧ. Відомі точні рішення, такі як MRAS, спостерігачі, розширені фільтри Калмана, нейронні мережі, мають великий обсяг обчислень [25].

Вихідні напруги ПЧ мають форму ШІМ, що не дозволяє з допустимою точністю обчислити необхідні для керування їх головні гармоніки. Тому, як

основні гармоніки використовують керуючі сигнали ШІМ. Однак, за рахунок нелінійності блоку ШІМ, обумовленої падінням напруги на транзисторах, запізненням при відкритті і закритті транзисторів блоку ШІМ, наявністю "мертвого" часу, а також зміна напруги живлення мережі призводять до того, що реальні головні гармоніки істотно відрізняються від своїх програмних значень. Це мотивує рішення точнішої оцінки основних гармонік напруги.

У каналах вимірювання за рахунок неідеальностей аналогової частини та аналогоцифрових перетворювачів можуть виникнути постійні складові, які викликають гармонійні коливання моменту та швидкості ротора АД, а також призводять до неприпустимо великих помилок в оцінці поточозчеплення. Існуючі блоки розрахунку поточозчеплення фактично зводяться до заміни інтегруючої ланки інерційною. Похибка оцінки вектора поточозчеплення у разі призводить до появи помилок в оцінках та інших змінних. Отже зменшення помилки при обчисленні вектора поточозчеплення необхідно усувати постійні складові у виміряних струмах і напругах, якими обчислюється поточозчеплення.

Круті фронти вихідної напруги ПЧ із ШІМ викликають старіння ізоляції двигуна, живлячих кабелів та погіршення їх діелектричних властивостей, призводять до додаткового нагрівання обмоток двигуна. Тому на виході перетворювача частоти (особливо великої потужності) для згладжування вихідної напруги встановлюють пасивні силові LC-фільтри (ПСФ). ПСФ покращують гармонійний склад струму та напруги, зменшують акустичний шум. Але, поруч із перерахованими позитивними ефектами, ПСФ змінюють величини амплітуд і фаз головних гармонік. Все це призводить до зменшення точності управління, погіршення динаміки системи, звуження діапазону регулювання швидкості АЕП і необхідності компенсації спотворень, що вносяться фільтром. В даний час набули поширення 2 підходи до синтезу ВК:

- для повної системи рівнянь, що описує роботу АД, аналітично синтезують алгоритми управління, які забезпечують асимптотичну стійкість положення або швидкості або заданої їх траєкторії;

- повна система рівнянь, що описує роботу АД, декомпозується на ряд підсистем, для кожної підсистеми синтезуються (залежно від підзавдання) алгоритми управління, ідентифікації, спостереження, фільтрації та інше, після чого алгоритми поєднуються в один алгоритм.

Перший підхід дає суворий доказ асимптотичної стійкості, але вимагає спрощення постановки задачі та призводить до складних алгоритмів управління. Другий - дає простіші алгоритми в більш повній постановці, але підтвердження працездатності об'єднаної системи досягається чисельним і (або) натурним моделюванням. Поділ завдання управління на блоки дозволяє будувати всю систему з різних блоків у кожному конкретному випадку, виходячи з вимог точності, простоти алгоритмів, електроспоживання, діапазону регулювання тощо. Блокова структура полегшує синтез та налагодження алгоритмів управління, а також дозволяє зменшити обсяг обчислень за рахунок можливості призначення власного такту рахунку в кожному блоці. Автор надає перевагу другому підходу до синтезу, чим і обумовлена специфіка розробки обчислювальних блоків.

Незважаючи на значні досягнення в галузі векторного управління в останні десятиліття, через складні електромагнітні процеси в АД і складність отримання необхідної для управління інформації, на сьогоднішній день ще не досягнуто бажаних показників якості регулювання.

2.4. Відомі рішення для оцінки вектора потокозчеплення

Існують два підходи для оцінки потокозчеплення ротора в статорній системі координат: перший, рівняння (2.1), заснований на вимірюванні струмів статора двигуна без використання напруги, а другий, рівняння (2.2), – з використанням напруги.

$$p\Psi_r = \left(n\omega J_g - \frac{E_g}{T_r} \right) \Psi_r + \frac{L_m}{T_r} i \quad (2.1)$$

$$p\Psi_r = (u - R_s i - \sigma L_s p i) L_{rm} \quad (2.2)$$

де p - оператор диференціювання,

$\Psi_r = \begin{bmatrix} \Psi_{r\alpha} \\ \Psi_{r\beta} \end{bmatrix}$, $u = \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix}$, $i = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}$, – відповідно вектори поточосчіплення

ротора, статорних напруги та струму в статорному базисі (α , β),

ω – кутова швидкість ротора АД,

n – кількість пар полюсів,

$J_g = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$ – кососиметрична матриця,

$E_g = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ – одинична матриця,

L_s, L_r, L_m - індуктивності статора, ротора та їх взаємна індуктивність відповідно,

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$ - постійна часу ротора,

R_s, R_r – активні опори статора та ротора,

$L_{rm} = \frac{L_r}{L_m}$,

$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s}$ – коефіцієнт розсіювання.

Відповідно до сказаного вище, рівняння (2.1) прийнято називати струмовим, а рівняння (2.2) – вольтовим.

У першому випадку поточосчіплення визначається рішенням системи рівнянь, на яку необхідно знання струмів статора і кутової швидкості ротора АД. Недоліком цього підходу є необхідність знання кутової швидкості ротора ω_r і активного опору ротора. Щоб усунути другий недолік, використовують блоки ідентифікації змінних параметрів у реальному часі.

Другий підхід визначення поточосчіплення ротора або статора заснований на інтегруванні проти ЕРС ротора (2.3) e_r або статора (2.4) e_s відповідно

$$e_r = u - R_s i - \sigma L_s p i \quad (2.3)$$

$$e_s = u - R_s i \quad (2.4)$$

У цьому підході бере участь лише один змінний параметр – активний опір ланцюга статора, який може визначатися за допомогою способів ідентифікації у реальному часі. Враховуючи, що другий спосіб не вимагає знання кутової швидкості ротора, цей спосіб є більш кращим [11].

Одним із способів усунення чистого інтегрування є заміна інтегратора у виразі (2.2) інерційною ланкою першого порядку з постійним часом T_d . Оцінка потокозчеплення здійснюється за залежністю:

$$T_d \widehat{\Psi}_r + \widehat{\Psi}_r = (u - R_s i - \sigma L_s p i) L_{rm} = L_{rm} e_r \quad (2.5)$$

У виразі (2.5) і далі через символ «^» позначені оцінки відповідних змінних. При такій оцінці виникають і небажані зміни амплітуди та фази, особливо коли двигун працює на частоті нижче частоти зрізу інерційної ланки. Приводи, у системах керування яких використовуються інерційні ланки, мають обмежений діапазон регулювання, зазвичай 10:1.

Таким чином, при обчисленні вектора потокозчеплення існують дві проблеми:

- чисте інтегрування, з яким пов'язані невизначеність початкових умов та накопичення помилки за рахунок постійних зсувів;
- помилки з допомогою невідомого зміни активного опору статора під впливом зміни температури.

Розкид параметрів дає помилки у обчисленні потокозчеплення, що ускладнює управління на низьких швидкостях.

На цей час запропоновано велику кількість блоків оцінки потокозчеплень. Більшість їх не працює при малих швидкостях ротора. Виняток становлять рішення [19]:

- Ну, Wu

$$\begin{bmatrix} \widehat{\Psi}_\alpha \\ \widehat{\Psi}_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{p + \omega_c} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} + \frac{\omega_c}{p + \omega_c} \Psi_{\text{стр}} \begin{bmatrix} \cos \gamma \\ \sin \gamma \end{bmatrix}, \quad \gamma = \arctg \left(\frac{\widehat{\Psi}_\alpha}{\widehat{\Psi}_\beta} \right), \quad (2.6)$$

де $\Psi_{\text{стр}}$ – необхідна величина модуля потокозчеплення,

k_p, k_i - коефіцієнти ПІ-регулятора,

ω_c – частота зрізу фільтрів,

- Ohtany

$$p\widehat{\Psi}_s = e_s + \frac{1}{T_L} (\Psi_s^* - \widehat{\Psi}_s) \quad (2.7)$$

де e_s - визначається виразом (1.9),

T_L^{-1} - коефіцієнтом посилення,

Ψ_s^* – програмне значення модуля потокозчеплення статора,

- Holtz

$$p\widehat{\Psi}_s - u - R_s i + \widehat{u}_{off} \quad (2.8)$$

$$\widehat{u}_{off\alpha} = k_1 (\Psi_s^* \cos \hat{\gamma} - \widehat{\Psi}_{s\alpha}), \quad \widehat{u}_{off\beta} = k_1 (\Psi_s^* \sin \hat{\gamma} - \widehat{\Psi}_{s\beta}), \quad (2.9)$$

$$\hat{\gamma} = \arctg \left(\frac{\widehat{\Psi}_{s\beta}}{\widehat{\Psi}_{s\alpha}} \right), \quad (2.10)$$

де Ψ_s^* – програмне значення модуля потокозчеплення статора,

$\hat{\gamma}$ – кут повороту вектора потокозчеплення щодо статорної системи координат (α, β),

$k_l = 0.4 \div 0.8$ – коефіцієнт, вибраний таким чином, щоб компенсувати змінні збурення, що вносяться постійними зміщеннями та розбалансом коефіцієнтів підсилення в каналах вимірювання.

- Kubota, Matsuse

$$\hat{x} = \hat{A}\hat{x} + Bu + G(i - \hat{i}) \quad (2.11)$$

$$\text{Де } x = \begin{bmatrix} i \\ \Psi_r \end{bmatrix}, A = \begin{bmatrix} -\left\{ \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \right\} E_g & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \left\{ \frac{E_g}{T_r} - \omega J_g \right\} \\ \frac{L_m}{T_r} E_g & -\frac{E_g}{T_r} + \omega J_g \end{bmatrix}, B = \frac{E_g}{\sigma L_s}$$

G – коефіцієнт посилення спостерігача.

Швидкість ротора пропонується обчислювати за формулою:

$$\hat{\omega} = \left(k_p + \frac{k_i}{p} \right) (e_\alpha \widehat{\Psi}_\beta - e_\beta \widehat{\Psi}_\alpha) \quad (2.12)$$

Рішення щодо оцінки потокозчеплення, що забезпечують прийнятну працездатність на околиці нульової швидкості ротора, розглянуті у додатку А.

Використання інжекції для оцінки активного опору ціни ротора викликає необхідність встановлення додаткових вимог до блоків оцінки Ψ , а саме, досить точне відтворення інжектованої складової в оцінці модуля вектора потякоосцеплення. Розглядаючи перелічені блоки з позиції відтворення інжектованої складової в оцінці модуля вектора потякоосцеплення можна дійти висновку, що найменш пристосовані до цього рішення, запропоновані авторами Ohtani, Akatsu, Kawamura, Holtz, Casadei, яких оцінка потякоосцеплення «підганяється» до заданих (як правило, постійних) значень. Спостерігач потякоосцеплення має особливість (розподіл на нуль) при $\omega_0 \rightarrow 0$, що обмежує діапазон працездатності рішення знизу.

Для вирішення цих проблем необхідно деякі з описаних вище рішень модифікувати з урахуванням сигналу, що інжектуюється, їх особливостей і розробити нові.

2.5. Оцінка постійних складових у вимірюваних сигналах

Струми статора зазвичай вимірюються двома датчиками Холла. Отриманий аналоговий сигнал перекладається за допомогою аналого-цифрових перетворювачів (АЦП) у цифровий. На практиці датчики струму можуть мати постійні усунення, внаслідок чого у вимірюваного сигналу з'являється постійна складова. При інтегруванні такого сигналу, що має місце при обчисленні потякоосцеплення, виникає помилка, що лінійно зростає, що може викликати нестійкість всієї системи управління. Практика показала, що при частоті сигналу 2 Гц та наявності 5% постійної складової в одному каналі викликає 6% пульсації моменту щодо його номінального значення та відповідні коливання кутової швидкості ротора. Підтримка працездатності на низьких швидкостях стає дуже складним, тому що в моменті та швидкості ротора виникають пульсації, що іноді призводять до нестійкості системи.

Незважаючи на важливість усунення реального часу впливу постійних зсувів у багатофазних сигналах, публікацій на цю тему мало. У роботі розроблено фільтр з метою оцінки основних гармонік і постійних помилок.

Однак цей фільтр для покращення динамічних властивостей потребує зовнішньої інформації про частоту головних гармонік. У публікаціях оцінюються зміщення у процесі оцінки потокозчеплення. Однак описані рішення не поділяють усунення в струмах і напругах, що потрібно в багатьох інформаційних та управлінських завданнях. Отже, необхідно розробити фільтр, що оцінює в реальному часі постійні складові та головні гармоніки двофазних сигналів, що містять високочастотні шуми, що не вимагає зовнішньої інформації про частоту головних гармонік.

При використанні інжекції деякі змінні (наприклад, кутові синхронна швидкість і швидкість ротора) можуть містити паразитну змінну складову частоти інжектваного сигналу. Для її усунення, необхідно розробити блоки виділення компонентів, що повільно змінюються, з однофазних сигналів.

2.6. Рішення, що враховують особливості пасивного фільтра на виході перетворювача частоти

Для живлення АД в даний час використовуються інвертори напруги ШІМ. Вихідні напруги ПЧ з ШІМ є послідовністю прямокутних імпульсів малої тривалості (рисунок 1.3). На малюнку 1.3 прийнято такі позначення: u_p – програмне значення напруги, $u_{пч}$ – напруга з виходу перетворювача частоти.

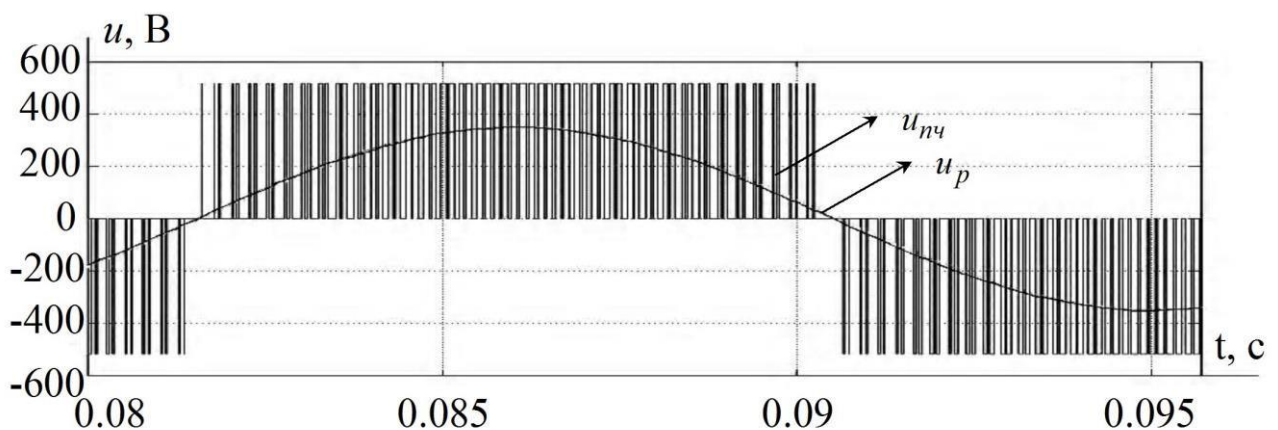


Рис.2.2.- Подання синусоїдального сигналу як еквівалентного ШІМ-сигнала [14].

Круті фронти напруги з ШІМ (порядку 10 кВ/мкс) викликають старіння ізоляції двигуна, кабелів живлення та погіршення їх діелектричних властивостей. Це також призводить до додаткового нагрівання обмоток двигуна та появи високочастотного акустичного шуму.

Усунення вищезгаданих недоліків особливо актуально для потужних приводів. Тому на виході перетворювача частоти для згладжування вихідної напруги встановлюють LC-фільтри силові. Пасивні фільтри покращують гармонійний склад струму та напруги (швидкість фронту імпульсу стає менше 500 В/мкс), зменшують акустичний шум, мають просту конструкцію. Обмеження швидкості зміни напруги та зниження перенапруг дозволяє відмовитися від збільшення номіналів напруг інверторів за рахунок обліку явища зворотної хвилі в кабелях.

Без фільтра, що обмежує похідну напругу, термін служби двигуна зменшується на 10% по відношенню до його декларованого терміну роботи. В основному пасивні фільтри використовуються в споживачах потужності більше 1 мегавольтампера. Пасивні фільтри не вимагають технічного обслуговування, економічні, за умови, що опір фільтра має бути меншим, ніж опір системи. Але, поряд з перерахованими позитивними ефектами, пасивні фільтри змінюють амплітуди та фази головних гармонік вихідних напруг та струмів, що призводить до погіршення динаміки електроприводу. У роботі проблема вирішується за допомогою системи диференціальних рівнянь 5-го порядку з регуляторами струму та напруги статора, якій притаманна велика обчислювальна складність. Для відновлення динаміки приводу можна побудувати алгоритмічно простий компенсатор введенням перехресних зв'язків, що буде черговим завданням дослідження. За зразок прийнята система.

2.7. Блоки оцінки основних гармонік ШІМ-сигналів

Алгоритми оцінки вектора стану, ідентифікації параметрів та управління двигунами змінного струму передбачають знання першої гармоніки. Вихідна напруга ПЧ, що має вигляд ШІМ, не дозволяє шляхом числової обробки досить

точно виділити їх головні гармоніки. Для оцінки головних гармонік існує низка методів, таких як рекурентний метод найменших квадратів, розширений фільтр Калмана, дискретне перетворення Фур'є, метод Проуні та інші. Однак ці методи пов'язані з великим об'ємом обчислень і для цих методів у випадку з ШІМ занадто велике відношення шум/корисний сигнал. Смужні фільтри, призначені виділення головних гармонік у разі, занадто складні. Установка простих аналогових RC-фільтрів на виході ПЧ призводить до зміни амплітуд та фаз головних гармонік.

Оскільки безпосередньо виміряти головні гармоніки напруги із ШІМ складно, то замість них часто використовують їх програмні значення. Цей спосіб дає задовільні результати, але має помилку на низьких швидкостях, де проявляється нелінійна залежність між заданим і фактичним значеннями напруги, викликана характеристиками перемикачів інвертора. Такий підхід призводить до похибок за рахунок зміни напруги живлення мережі, падіння напруги на транзисторах, запізнювань при відкритті і закритті транзисторів блоку ШІМ, а також за рахунок " мертвого " часу. Це створює проблеми управління приводом на низьких швидкостях і, отже, обмежує діапазон регулювання.

Для підвищення якості управління в роботах були синтезовані та досліджені шляхом моделювання аналого-цифрові адаптивні одно- та багатокаскадні фільтри, що включають аналогові фільтри першого або другого порядків. Грунтуючись на результатах цих робіт, при використанні аналого-цифрових фільтрів можна отримати незмінні по амплітуді та фазі головні гармоніки струму та напруги АД. При цьому фільтри автоматично враховують ці помилки. Врахування перерахованих похибок дозволить розширити діапазон регулювання приводу за рахунок зменшення нижньої межі. Тому необхідно провести експериментальне дослідження аналого-цифрових фільтрів щодо виділення першої гармоніки вихідної напруги ПЧ, що має вигляд ШІМ.

2.8. Висновки

Проведено докладний аналіз існуючих рішень по темі, що розглядається, і позначено питання, що підлягають подальшому дослідженню, а саме:

- для вирішення поставленої задачі необхідно продовжити дослідження векторного управління АЕП в частині компенсації високочастотних збурень, що генеруються ШІМ, а також наявності інжектованої складової струму статора, необхідної для оцінки опору ланцюга ротора;
- необхідно розробити блок оцінки векторів потокозчеплень та кутових швидкостей з урахуванням інжектованої складової для забезпечення стійкої працездатності АЕП у діапазоні малих швидкостей ротора та підвищення швидкодії регулювання;
- для пошуку оптимальних умов експлуатації АД, стосовно особливостей технології зрошувальних систем, доцільно розробити математичні та комп'ютерні моделі вдосконаленого АЕП;
- запропонувати блок оцінки швидкості ротора, що враховує зміни постійного часу ротора за зміни температури двигуна в процесі його роботи;
- розробити випереджальний компенсатор спотворень напруги, що вносяться пасивним вихідним LC-фільтром, що включається на виході ПЧ;
- доцільно виконати нове рішення побудови фільтра, який дозволить оперативно оцінювати, у конкретному часовому інтервалі, постійні складові та головні гармоніки двофазних сигналів, що містять високочастотні шуми;
- провести техніко-економічні та експериментальні дослідження доцільності та ефективності вдосконалення АЕП з векторним управлінням у системах зрошення АПК півдня України.

РОЗДІЛ 3. КОНСТРУКТИВНА РЕАЛІЗАЦІЯ ВАРІАНТУ УДОСКОНАЛЕННЯ

3.1 Функціональна схема ВК АЕП з використанням інжекції для ідентифікації активного опору ротора

Оскільки активний опір ротора визначається виразом [15]:

$$R_r = -\frac{1}{2} \frac{\frac{d}{dt} |\Psi|^2}{i_r^T \Psi} \quad (3.1)$$

то для його оцінки в реальному часі необхідна зміна модуля вектора потокозчеплення ротора $|\Psi|$. З цією метою в намагнічуючу складову струму статора інжектують низькочастотну синусоїдальну складову з малою амплітудою

$$i_d = i_{d0} + i_{d\vartheta} \quad (3.2)$$

де $i_{d0} > 0$, $i_{d\vartheta}$ – постійна та інжектована складові статорного струму відповідно, причому $i_{d0} \gg i_{d\vartheta}$.

Відповідно, у потокозчепленні з'являється змінна гармонійна складова, яка бере участь у ідентифікації

$$\Psi_d = \Psi_{d0} + \Psi_{d\vartheta} \quad (3.3)$$

де $\Psi_{d0} = L_m i_{d0}$, $\Psi_{d\vartheta}$ – постійна та змінна складові потокозчеплення ротора відповідно, причому $|\Psi_{d0}| \gg |\Psi_{d\vartheta}|$

Інжектована складова струму, що намагнічує, задається виразом

$$i_{d\vartheta} = I_{inj} \sin(\omega_{inj} t), \quad (3.4)$$

Де I_{inj} і ω_{inj} – амплітуда та частота інжектованого сигналу (у розрахунках приймалося, $I_{inj} \approx 0.2 i_{d0}$, $\omega_{inj} = (3 \div 5)$ рад/с).

Враховуючи криву намагнічування двигуна А2-81-4, можна підрахувати, що інжектований сигнал з $I_{inj} \approx 0.3 i_{d0}$ викликає гармонійні коливання потокозчеплення $\pm 0,82\%$ від номінального, отже, втрати на перемагнічування будуть незначними.

Оскільки електромагнітний момент двигуна при $|\Psi| = const$ пропорційний $m = i_d i_q$, то, щоб уникнути коливань, необхідно виконання співвідношення:

$$(i_{d0} + i_{d\vartheta})(i_{q0} + i_{q\vartheta}) = i_{d0} \cdot i_{q0} \quad (3.5)$$

Де $i_{d\vartheta}, i_{q\vartheta}$ – гармонійні складові струмів i_d, i_q .

Перетворивши (3.5) у зневазі доданком $i_{d\vartheta} i_{q\vartheta}$ як величиною другого порядку малості, знайдемо співвідношення:

$$i_{q\vartheta} = -\frac{i_{q0}}{i_{d0}} i_{d\vartheta}. \quad (3.6)$$

Таким чином, для виключення коливань електромагнітного моменту двигуна гармонійна складова струму i_q повинна знаходитися в протифазі з гармонійною складовою струму i_d . Виходячи з виразу (3.5) під час виконання умови (3.6) впливає, що використання інжекції не зменшує величину електромагнітного моменту АД.

На підставі сказаного, для спрощення розробки системи ВК залежність потокозчеплення від струму намагнічування вважатимемо лінійною.

Під прямим векторним керуванням (ПВК) розуміють управління з безпосереднім використанням векторів потокозчеплення, отриманих за допомогою спостерігачів.

Для досягнення простоти та зручності синтезу системи ВК переважно застосовувати блоковий метод синтезу. Розділ завдання управління на блоки дозволяє будувати всю систему в кожному конкретному випадку з різних блоків, виходячи з вимог точності, простоти рішень, електроспоживання, діапазону регулювання тощо. Блокова структура полегшує синтез та налагодження алгоритмів управління, а також дозволяє зменшити обсяг обчислень за рахунок можливості призначення свого такту рахунку в кожному блоці.

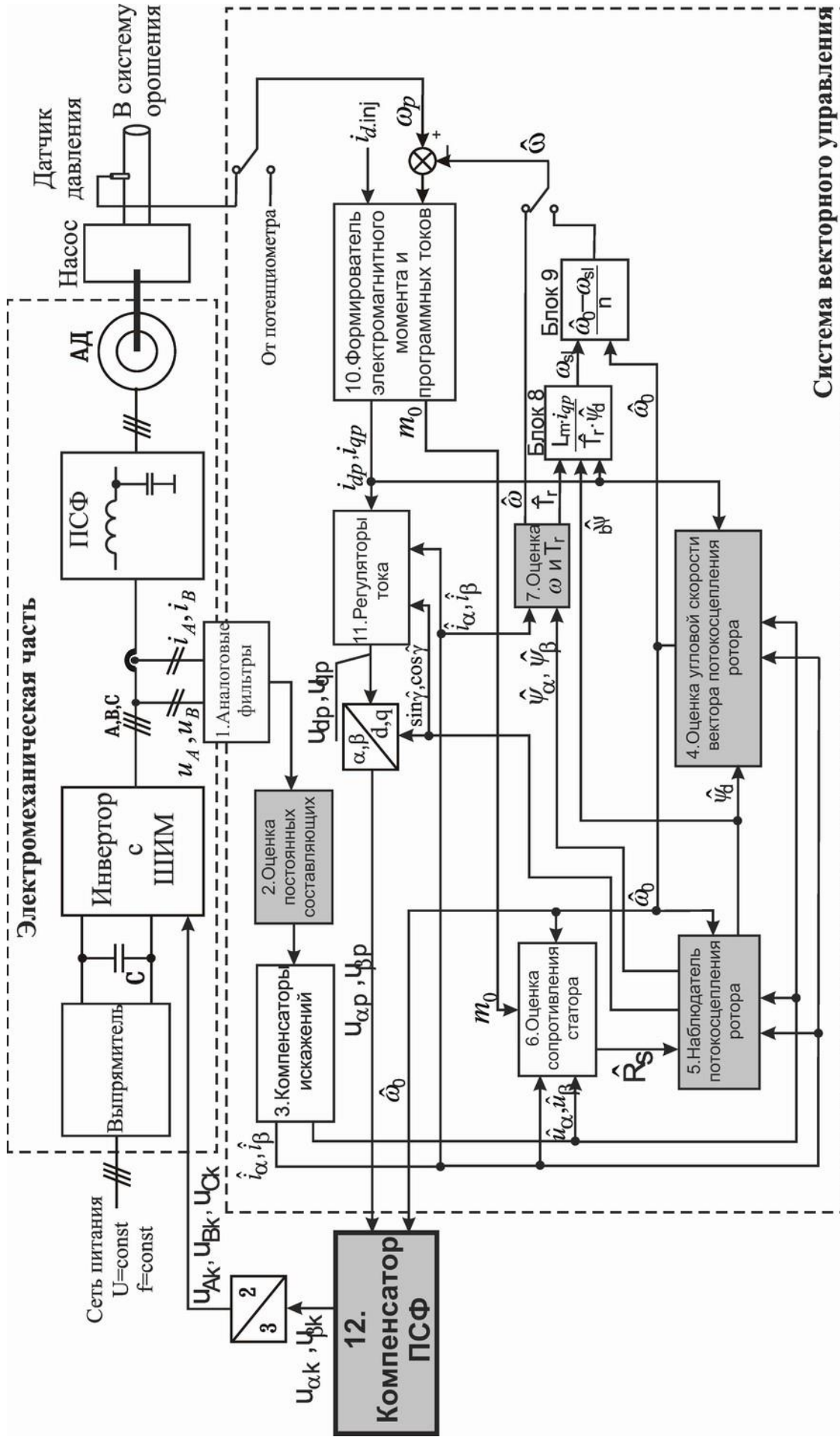


Рисунок 3.1 - Функциональная схема асинхронного электропривода с использованием инъекции для идентификации параметров и упрещающего компенсатора LC-фильтра.

На рис. 3.1 представлено функціональну схему ПВК асинхронним двигуном з використанням інжекції для ідентифікації параметрів.

На схемі прийнято такі позначення блоків:

- 1 - аналогові RC-фільтри,
- 2 – блок оцінки постійних складових,
- 3 - Компенсатори спотворень, що вносяться аналоговими RC-фільтрами,
- 4 – блок оцінки кутової швидкості вектора потокозчеплення ротора,
- 5 - спостерігач потокозчеплення ротора,
- 6 - Блок оцінки активного опору статора,
- 7 – блок оцінки кутової швидкості ω та постійного часу ротора,
- 8 – блок обчислення величини абсолютного ковзання,
- 9 - Блок обчислення кутової швидкості ротора,
- 10 - формувач електромагнітного моменту та програмних струмів,
- 11 - Регулятори струмів,
- 12 - Компенсатор пасивного силового фільтра.

Сірим кольором виділено блоки, які потрібно розробити, щоб досягти збільшення діапазону регулювання швидкості та покращення точності управління.

Для живлення АД в даний час використовуються інвертори напруги ШІМ. Вихідні напруги ПЧ з ШІМ є послідовністю прямокутних імпульсів малої тривалості (див. малюнок 1.3). Для виділення головних гармонік вихідної напруги, що використовуються в управлінні, потрібне застосування блоків фільтрації. У цьому розділі будуть розглянуті блоки, спрямовані на усунення постійної складової вимірюваних сигналів, і програмну корекцію для компенсації спотворень, що вносяться фільтрами силової частини АЕП.

3.2. Розробка упереджувального компенсатора спотворень статорного напруги АД, що вносяться силовими фільтрами

На виході ПЧ із ШІМ в деяких випадках встановлюють ПСФ, при цьому покращується гармонійний склад струму та напруги, зменшується акустичний шум, запобігає ефекту старіння ізоляції. Але, поряд з перерахованими позитивними ефектами, пасивні фільтри спотворюють головні гармоніки вихідних напруг та струмів, що призводить до погіршення динаміки електроприводу. Для відновлення динаміки приводу можна побудувати алгоритмічно простий упереджувальний компенсатор (УК) введенням перехресних зв'язків.

На рис. 3.2. представлено функціональну схему автономного інвертора з силовим фільтром, де СУ – система управління автономним інвертором з ШІМ (АІН з ШІМ); ПСФ – пасивний силовий LC-фільтр; АД – двигун змінного струму; $u_{\alpha p}, u_{\beta p}$ – керуючі (програмні) сигнали системи управління АІН, $u_{\alpha k}, u_{\beta k}$ – програмні сигнали з урахуванням компенсації, u_{Ak}, u_{Bk}, u_{Ck} – фазові керуючі сигнали.

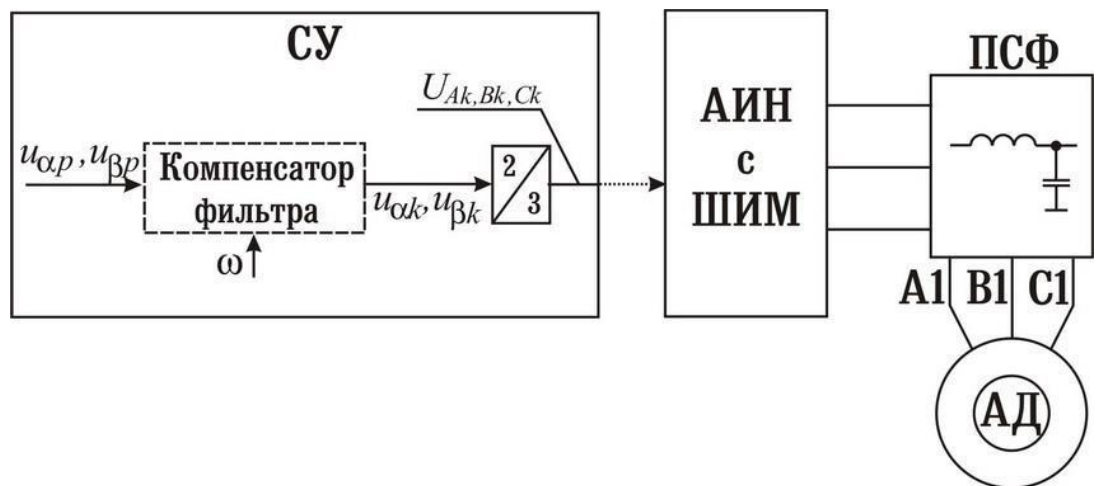


Рис. 3.2. Функціональна схема ланцюга компенсації спотворень, що вносяться ПСФ.

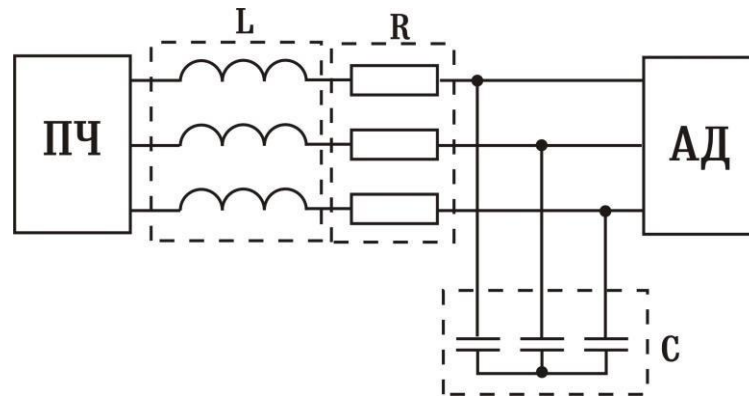


Рис. 3.3. Функціональна схема пасивного силового фільтра.

На рис. 3.3 показана функціональна схема підключення ПСФ в електроприводі, де R - активний опір дроселя, або при необхідності спеціально введений до складу фільтра для отримання необхідної фільтрації вихідної напруги ПЧ, L , C - індуктивність і ємність фільтра відповідно. Така сама схема у роботі з урахуванням впливу пасивного фільтра.

Параметри ПСФ вибираються з умови усунення з їхньої виходах високочастотних перешкод, обумовлених ШІМ. Тому вони є відомими, і з урахуванням параметрів навантаження можна вважати відомими спотворення напруги на виходах ПСФ. Завдання полягає у запобіжній зміні програмних сигналів по амплітуді та фазі таким чином, щоб вони компенсували спотворення ПСФ. Отже, коефіцієнт передачі системи КК – ПСФ дорівнюватиме 1. Така можливість є за рахунок введення перехресних зв'язків між фазами багатозазних сигналів. Це зручніше робити із двофазними сигналами.

Таким чином, синтезований випереджальний компенсатор фільтра для корекції в реальному часі сигналу ШІМ, що задає. За допомогою компенсатора можна отримати на виході пасивного LC-фільтра бажаний сигнал відфільтрування без спотворень головної гармоніки по фазі і амплітуді. При синтезі компенсатора не враховували електричний ланцюг АД, проте, як показали результати моделювання, компенсатор усуває спотворення діапазону частот сигналу від 0 до 50 Гц. Стосовно прототипу відрізняється алгоритмічною простотою. Система компенсації входить до складу основної програми

управління ПЧ та не потребує додаткових витрат. Запропонований блок компенсації спотворень, обумовлених пасивним фільтром, застосовується для управління всіма типами двигунів, що живляться від АІН з ШІМ.

3.3. Опис роботи системи ВП

Сигнали з датчиків струму та напруги, встановлених у двох фазах, пропускаються через аналогові фільтри 1 та АЦП, схема АЕП, рис. 3.2. Отримані сигнали проходять через блок 2, де відфільтровуються постійні складові, і подаються в блок 3. У блоці 3 здійснюється необхідна корекція сигналів по фазі та амплітуді, після чого на виході блоку отримуємо неспотворені головні гармоніки статорних струму і напруги. За допомогою перетворень трифазні струми та напруги приводяться до двофазних, які використовуються в системі ВК. Далі розраховуються модуль та кутова швидкість вектора потягосцеплення ротора в блоках 4 і 5 відповідно. При цьому інформація про активний опір ланцюга статора розраховується в штатному режимі роботи приводу в блоці 6, яка бере участь у розрахунку потоку зчеплення модуля. Оцінка швидкості ротора здійснюється за допомогою адаптивного блоку оцінки швидкості та постійного часу ротора (блок 7) безпосередньо або за участю блоків 7-9. Розрахунок робастного по відношенню до зміни моменту інерції електромагнітного моменту двигуна та програмних складових статорних струмів у стаціонарному базисі з урахуванням завдання програмної кутової швидкості ω_p відбувається в блоці 10. Далі програмні струми та струм інжекції подаються в блок 11 (комбінований регулятора). Неточність знання параметрів АД, неідеальностей ПЧ, наявність невідомих перехресних зв'язків між каналами та інші невизначеності поєднуються в один доданок, який компенсується комбінованим регулятором.

Отримані програмні сигнали напруги пропускаються через випереджальний компенсатор пасивного фільтра (блок 12), за наявності на виході ПЧ. За допомогою компенсатора сигнали коригуються з урахуванням спотворень, що вносяться фільтром. Далі двофазні програмні сигнали напруги

перетворюються на трифазним блоком «2/3» і подаються в блок формування ШІМ.

За рахунок підвищення точності та збільшення діапазону працездатності розроблених блоків оцінки вектора потякосцеплення, синхронної швидкості, кутової швидкості ротора, що обчислюється з урахуванням зміни постійної часу ротора, та застосування цих блоків у відомій схемі ВК, було досягнуто підвищення точності управління та розширення діапазону регулювання швидкості.

Прийнято вважати, що при необхідності регулювання в діапазоні більше 150:1 рекомендується застосовувати датчик швидкості ротора. Однак, за рахунок застосування розробленої системи ВК можна буде відмовитися від встановлення зазначеного датчика аж до діапазону 7500:1, що розширить область застосування асинхронного приводу (оскільки конструктивно не завжди передбачена можливість для встановлення датчика швидкості), і не призведе до додаткових витрат на придбання та експлуатацію датчика швидкості, який у ряді випадків може бути дорожчим за власне АД.

3.4. Опис системи зрошення

Сільське фермерське господарство (СФГ) «Міраж» знаходиться у посушливій степовій зоні півдня України (Оріхівський район Запорізької області). Загальна посівна площа становить 22 га, площа зрошення – 15 га. Для зрошення використовують дві системи краплинного зрошення фірми John Deere. Система крапельного зрошення містить 14 км крапельних стрічок, а система 2-7 км. Структура системи водопостачання краплинного зрошення наведено рис. 3.4.

Подачу води забезпечують електронасосні агрегати свердловин типу ЕЦВ 6-10-80 з 6 свердловин, глибиною 30-35 м. Вода закачується в 5 накопичувальних ємностей, об'ємом 88,6 м³ кожна. Далі, за допомогою двох відцентрових насосів К100-80-160 з приводними асинхронними електродвигунами АІР160С2У3 потужністю 15 кВт вода подається до системи крапельного зрошення.

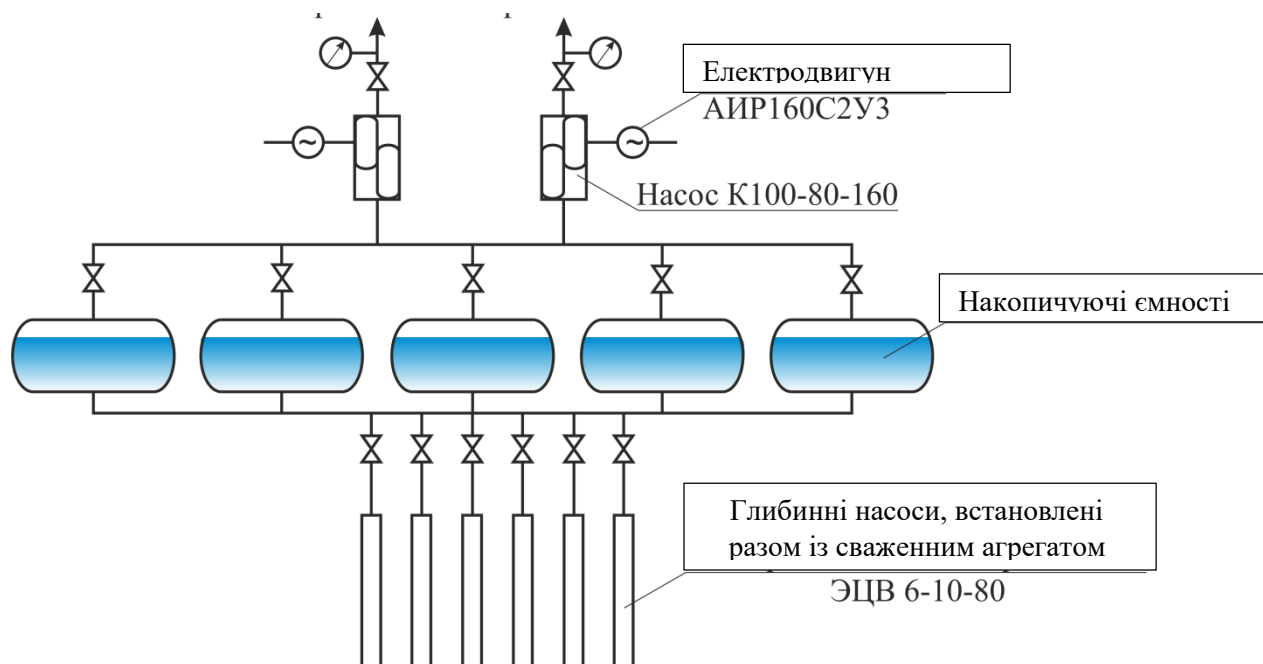


Рис. 3.4. Структура системи водопостачання крапельного зрошення

Основні характеристики встановленого обладнання наведено у таблиці 3.1.

Таблиця 3.1

Найменування, одиниці виміру	Значення
Свердловинний агрегат електронасосний відцентровий ЕЦВ 6-10-80	
Тип приводного двигуна (трифазний асинхронний із короткозамкненим ротором)	ПЕДВ 4,5-140
Номинальна потужність електродвигуна, кВт	4
Номинальний струм електродвигуна, А	10,7
Номинальна лінійна напруга живлення електродвигуна,	380
Продуктивність, м ³ /год	10
Напір при номінальній подачі, м	80 (+10%; -5%)
Натиск у робочій області, м	68-88
Відцентровий насос К100-80-160 з приводним асинхронним електродвигуном АИР160С2У3	
Номинальна потужність електродвигуна, кВт	15
Номинальна лінійна напруга живлення електродвигуна,	380
Частота обертання, об/хв	3000
Потужність насоса, кВт	11,2
Продуктивність, м ³ /год	100
Натиск, м	32
ККД насоса, %	73

Насосне обладнання отримує живлення від власної комплектної трансформаторної підстанції, що живиться від повітряної ЛЕП 10 кВ.

Витрати води регулюються вручну засувками, встановленими після насосів. Витрата вимагає регулювання залежно від кількості краплинних стрічок, що вирощується. При цьому в умовах експлуатації у процесі зрошення засувки відкриті на 50-70%. Це говорить про нераціональне використання потужності електродвигуна, підвищений тиск у магістралі, збільшення протікань за рахунок надлишкового тиску.

3.5. Синтез схеми електричної принципової керування асинхронним електроприводом та підготовка експерименту.

Розроблена схема електрична принципова керування асинхронним електроприводом системи краплинного зрошення для СФГ «Міраж» представлена у додатку К.

Схема управління передбачає замкнуту систему управління із зворотним зв'язком по тиску, повнофункціональну систему захисту.

Живлення ПЧ здійснюється від мережі 3х380, 50 Гц. Живлення власних потреб організовано від силової мережі всередині шафи. Для автоматизації керування іригаційним насосом використовувався датчик тиску XML GM006D21 фірми Schneider Electric з наступними параметрами:

- діапазон тисків 0-6 бар;
- точність вимірів $\pm 0,3\%$;
- вихідний сигнал 4-20 мА;
- напруга живлення 12/24 В постійного струму.

Датчик тиску було встановлено у магістралі після насоса, засувки були відкриті повністю.

Повнофункціональна система захисту ПЧ забезпечує:

- а) захисту перетворювача:
 - 1) від струмів короткого замикання;
 - 2) від неприпустимих перевантажень струмом;

- 3) від перенапруг на силових напівпровідникових приладах;
 - 4) від зникнення або неприпустимого зниження вхідного напруги живлення;
 - 5) від неприпустимого підвищення вхідної напруги живлення;
 - б) від перегріву силових напівпровідникових приладів;
 - 7) від обриву фази вхідної та вихідної напруги;
 - 8) від коротких замикань на грішну землю.
- б) захисту двигуна від навантаження;
 - в) технологічні захисти.

3.6. Висновки

1. Розроблена система ВК асинхронним приводом була досліджена шляхом моделювання з використанням інжекції для ідентифікації постійного часу ротора та наявністю пасивного LC-фільтра на виході ПЧ із випереджальним компенсатором. Кутова швидкість ротора АД розраховувалася з урахуванням постійної часу ротора, що ідентифікується в реальному часі.

2. Проведене моделювання системи ВК з пасивним LC-фільтром на виході ПЧ підтвердило, що за відсутності випереджуючого компенсатора система стає нестійкою при швидкості ротора більшою за 60% номінальною. Це тим, що із зростанням частоти фазовий зсув напруги двигуна щодо програмного стає неприпустимим для стійкої роботи системи управління. При застосуванні попереджуючого компенсатора система ВК стабільно працює у всьому діапазоні зміни кутової швидкості ротора в режимах, що досліджуються.

3. Встановлено, що похибка оцінки швидкості ротора, спричинена наявністю інжекції на низькій швидкості - трохи більше 35%, вищої - трохи більше 0,5%. Аналіз системи ВК показав достатню для систем зрошення швидкодію, а також підтвердив, що швидкодія системи ВК практично не залежить від швидкості ротора при додатку моменту опору різної величини. Цього результату вдалося досягти завдяки синтезованому адаптивному спостерігачеві. Отримано тривалість перехідного процесу - 0,46-1,0 с у діапазоні

кутових швидкостей ротора від нульової до номінальної при додатку номінального моменту опору. Величина провалу швидкості за тих же умов становить 6,0-6,3 рад/с (номінальна кутова швидкість ротора 152 рад/с). При додатку моменту опору 38% від номінального діапазоні кутових швидкостей ротора від 1 рад/с до номінальної отримано тривалість перехідного процесу - 0,350,6 с. Розмір провалу швидкості становить 2,4-3,0 рад/с. Максимальна помилка оцінки швидкості ротора, викликана присутністю інжекції в необхідному для роботи насоса іригації діапазоні 50-100% від номінальної швидкості становить не більше 1,2%.

4. Дослідження підтвердило досить високі динамічні характеристики системи ВК на основі розроблених блоків. Моделюванням було підтверджено готовність удосконаленої системи ВК до експериментальних досліджень.

ВИСНОВКИ

На підставі аналізу інформаційних джерел та результатів теоретичних та експериментальних досліджень удосконалення векторного управління асинхронного електроприводу насосними агрегатними системами сільськогосподарського зрошення отримано такі наукові результати:

1. Встановлено, що для забезпечення ефективного використання насосних агрегатів системи сільськогосподарського зрошення доцільно застосовувати ВК, завданням якого є високодинамічний регулювання тиску поливної води, одночасне управління швидкістю від нульової до номінальної та крутним моментом АД. Управління названими параметрами дозволяє значно зменшити частоту гідроударів, збільшити ККД електродвигуна за рахунок роздільного управління намагнічуючою та моментною складовими струму статора і, як наслідок, знизити втрати на намагнічування та нагрівання.

2. Розроблено електротехнічний комплекс, основою якого є вдосконалена схема ВК АЕП насосного агрегату системи зрошення, яка відрізняється від відомих сукупністю пасивного LC-фільтра на виході ПЧ та наявністю інжектованої складової намагнічує складову струму статора. Моделювання статичних та динамічних процесів ВК дозволили:

- розробити алгоритмічно простий попереджувальний компенсатор спотворень статорної напруги, які вносить встановлений на виході пасивний LC-фільтр, застосування якого дозволяє відновити систему ВК до сталого стану та зберігати показники якості регулювання при похибці, що не перевищує 3%;

- розробити алгоритмічні блоки оцінки синхронної швидкості ротора, які за наявності інжектованого сигналу забезпечують похибку оцінки трохи більше 5%;

- розробити блоки виділення в реальному часі головних гармонік та постійних складових у кожній фазі з похибкою не більше 0,5%, що забезпечує зменшення похибки при обчисленні вектора потягосцеплення, а також гармонійні коливання моменту та кутової швидкості ротора АД.

Розроблена система ВК асинхронним приводом була досліджена шляхом моделювання з використанням інжекції для ідентифікації постійного часу ротора та наявністю пасивного LC-фільтра на виході ПЧ із випереджальним компенсатором. Кутова швидкість ротора АД розраховувалася з урахуванням постійної часу ротора, що ідентифікується в реальному часі.

Встановлено, що похибка оцінки швидкості ротора, спричинена наявністю інжекції на низькій швидкості - трохи більше 35%, вищої - трохи більше 0,5%. Аналіз системи ВК показав достатню для систем зрошення швидкодію, а також підтвердив, що швидкодія системи ВК практично не залежить від швидкості ротора при додатку моменту опору різної величини. Цього результату вдалося досягти завдяки синтезованому адаптивному спостерігачеві. Отримано тривалість перехідного процесу - 0,46-1,0 с у діапазоні кутових швидкостей ротора від нульової до номінальної при додатку номінального моменту опору. Величина провалу швидкості за тих же умов становить 6,0-6,3 рад/с (номінальна кутова швидкість ротора 152 рад/с). При додатку моменту опору 38% від номінального діапазоні кутових швидкостей ротора від 1 рад/с до номінальної отримано тривалість перехідного процесу - 0,350,6 с. Розмір провалу швидкості становить 2,4-3,0 рад/с. Максимальна помилка оцінки швидкості ротора, викликана присутністю інжекції в необхідному для роботи насоса іригації діапазоні 50-100% від номінальної швидкості становить не більше 1,2%.

Дослідження підтвердило досить високі динамічні характеристики системи ВК на основі розроблених блоків. Моделюванням було підтверджено готовність удосконаленої системи ВК до експериментальних досліджень.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Holtz J. Drift- and parameter-compensated flux estimator for persistent zero-statorfrequency operation sensorless-controlled induction motors / J. Holtz, J. Quan // IEEE Trans. on Industry Application. - 2003. - Vol.39, № 4. - P.1052-1060.
2. Holtz J. Sensorless Vector Control of Induction Motors на дуже низьких ступенях за допомогою нерівномірного еквівалентного моделі і параметра визначення / J. Holtz, J. Quan // IEEE Trans. Indust. Applic. - 2002. - Vol.38, № 4. - P.1087-1095.
3. Kojima M. Novel Vector Control System За допомогою Deadbeat-Controlled PWM Inverter With Output LC Filter / M. Kojima, K. Hirabayashi, Y. Kawabata, EC Ejiogu, T. Kawabata // IEEE Trans. Ind. Applicat.– 2004.–Vol.40, № 1.– P.162–169.
4. Kozo Ide. Torque Control Induction Machine by Vector Approximation with Parameter Adaptation Based on MRAS / Ide Kozo, Zhi-Guo Bai, Zi-Jiang Yang and Teruo Tsuji. // In Proc. IECON '94. -Bologna (Italy), Sept., 1994. - Vol.1 - P. 281-286.
5. Krzeminski Z. Application of Observer System для неконтрольованого контролю за індукцією Motor Fed by Voltage Source Inverter / Z. Krzeminski // In Proc. IECON _94. - Bologna (Italy), Sept., 1994. - Vol.1. - P. 311-315.
6. Kubota H. Speed Sensorless Field Oriented Control of Induction Machines using Flux Observer/H. Kubota, K. Matsuse // Proc. IECON _94. - 1994. - Vol. 3. - P. 1611-1615.
7. Kubota H. Speed Sensorless Field-Oriented Control of Induction Motor with Rotor Resistance Adaptation / H. Kubota, K. Matsuse // IEEE Trans. Industry Applications.–1994.–Vol.30, № 5.– P.1219–1224.
8. Kubota H. Regenerating-Mode Low-Speed Operation of Sensorless Induction Motor Drive with Adaptive Observer / H. Kubota, I. Sato, Y. Tomura, K. Matsuse, H. Ohta, Y. Hori // IEEE Trans. Ind. Applications. - 2002. - Vol.38, № 4. - P.1081 - 1086.
9. Leonhard W. Control electrical drives / W. Leonhard. - Berlin: Springer, 1996. - 420 p.

10. Matsuse K. A Speed-Sensorless Vector Control of Induction Motor Operating в High Efficiency Такий Core Loss в Account / K. Matsuse, Sh. Taniguchi, T. Yoshizumi, K. Namiki // IEEE Trans. Ind. Appl. - 2001. - Vol.37, № 2. - P.548-557.
11. Minh Та-Сao. Rotor Resistance Estimation За допомогою Fuzzy Logic для High Performance Induction Motor Drives / Та-Сao Minh, Le-Huy Hoahg. // In Proc. IECON '98. - Germany, 1998. - P. 303-308.
12. Mora JL ASIC-Based Tachometr Without Mechanical Transducer for Induction Machines / JL Mora, JN Tombs, R. Pachon, A. Torralba, M. Barranco, LG Franquelo// In Proc. IECON '99. - 1999. - SP - 2.
13. Neacsu D. Comparative Analysis of Torque-Controlled IM Drives with Applications в Electric and Hybrid Vehicles / D. Neacsu, K. Rajashekara // IEEE Transactions on Power Electronics. - 2001. - Vol.16, № 2. - P.240-247.
14. Novotny DW Vector control and dynamics of AC drives / DW Novotny, ТА Ліно. - Oxford: Oxford University Press, 1996. - 440 p.
15. Ohtani T. Vector Control Induction Motor без Shaft Encoder / T. Ohtani, N. Tacada, K. Tanaka // IEEE Trans. Indust. Applic. - 1992. - Vol.28, № 1. - P.157-164.
16. Peng F.-Z. Robust Speed Identification for Speed-Sensorless Vector Control of Induction Motors / F.-Z. Peng, T. Fukao // IEEE Trans. on Indust. Applic.- 1994.- Vol.30, № 5. - P.1234-1240.
17. Potapenko EM Development and Study of Filtration Methods for Multiphase Indeterminate Signals / EM Potapenko, EE Potapenko, AV Solomakha // Journal of Automation and Information Sciences.- 2007.- Vol.39, № 12.- P.14-24.
18. Ritter CM An Alternative Sensor Les Field Orientation Method / CM Ritter, JL Silvino// IEEE Trans. on Energy Conversion. - 1999. - Vol.14, № 4. - P.1335-1340.
19. Rosolovski E. Recursive Method for Power System Frequency Measurement /E. Rosolovski, J. Staszewski // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск. - 2002. - Част.6. - С. 114-117.
20. Salomaki J. Sensorless Control of Induction Motor Drives Equipped With Inverter Output Filter / J. Salomaki, M. Hinkkanen, J. Luomi // IEEE Trans. on Ind. Electronics. - 2006. - Vol.53, № 4. - P.1188-1197.

21. Schauder C. Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motors with Rotational Transducers / C. Schauder // IEEE Trans. on Indust. Applic.– 1992. - V.28, № 5. - P.1054-1061.
22. Schroder D. Neural-Net Based Observers для Sensorless Drives / D. Schroder, C. Schaffner, U. Lenz // In Proc. IECON '94. - 1994. - Vol.3. - P. 1599-1610.
23. Swamy M. A Novel Stopping Method для Induction Motors Operating від Variable Frequency Drives / M. Swamy, T. Kume, Sh. Fujii, Y. Yukihiro, M. Sawamura // In Proc. IECON '2000. - Japan, Oct., 2000. - P. 2346-2351.
24. Tajima H. Просвідчення про проблеми та рішення стиснення методу і параметра дзвінка для надійного сенсорного вектора управління виробничими двигунами / H. Tajima, G. Guidi, H. Umida // IEEE Trans. Industry Applications.– 2002.–Vol.38, № 5.– P.1282–1289.
25. Takahashi I. A Novel Quick Response and High Efficiency Control Strategy of Induction Motor / I. Takahashi, T. Noguchi // IEEE Trans. Industry Application. 1986. - Vol.IA-22, № 5. - P.820-827.
26. Tsuji M. A sensorless vector control system for induction motor using q-axis flux with stator resistance identification / M. Tsuji, S. Chen, K. Isumi, E. Yamada // IEEE Trans. On Industrial Electronics.– 2001.–Vol.48, № 1.– P.185–193.
27. Соломаха О.В. Розробка методів оцінки вектора потокозчеплення та його кутової швидкості за наявності інжектованої складової / О.В. Соломаха // Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету: Наукові труди КДПУ. - Кременчук: КДПУ, 2008. - Вип.4/2008 (51). Частина 2.