

Національний університет «Полтавська політехніка імені Юрія Кондратюка»  
(повна найменування – заклад вищої освіти)

Навчально-науковий інститут інформаційних технологій і робототехніки  
(повна найменування інституту, назва факультету (відділення))

Кафедра автоматичної, електроніки та телекомунікацій  
(повна назва кафедри (предметної, спеціальної комісії))

## Пояснювальна записка

до кваліфікаційної роботи

магістр

(ступінь вищої освіти)

на тему **Розроблення і дослідження управління асинхронним  
електроприводом у системах зрошення**

Виконав: студент 6 курсу, групи 601МЕ  
спеціальності 141 «Електроенергетика,  
електротехніка та електромеханіка»  
(шифр і повна назва напрямку підготовки, спеціальності)

Зливко В.В.

(прізвище та ініціали)

Керівник Кожушко Г.М.

(прізвище та ініціали)

Рецензент Цехмістренко Ю.В.


(прізвище та ініціали)

Полтава - 2024 рік

Національний університет «Полтавська політехніка імені Юрія Кондратюка»  
 Інститут Навчально-науковий інститут інформаційних технологій і  
 робототехніки  
 Кафедра Автоматики, електроніки та телекомунікацій  
 Ступінь вищої освіти Магістр  
 Спеціальність 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка»

**ЗАТВЕРДЖУЮ**

Завідувач кафедри  
 автоматки, електроніки та  
 телекомунікацій

 О.В. Шефер  
 " 04 " 05 2023 р.

## ЗАВДАННЯ НА МАГІСТЕРСЬКУ РОБОТУ СТУДЕНТУ

Зливку Вадиму Володимировичу

1. Тема проекту (роботи) «Розроблення і дослідження управління асинхронним електроприводом у системах зрошення»  
**керівник проекту (роботи)** Кожушко Григорій Мефодійович, д.т.н., проф.  
 затверджена наказом вищого навчального закладу від "04"09 2023 року № 986-фа
2. Строк подання студентом проекту (роботи) 13.12.2023 р.
3. Вихідні дані до проекту (роботи) Технологічна документація на асинхронний двигун, Система векторного управління асинхронним електроприводом
4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити) Методи автоматизованого управління складними об'єктами і формулювання завдання досліджень. Оцінка вектора стану асинхронного електроприводу. Математична модель АД. Опис методик дослідження та обґрунтування прийнятих припущень. Функціональна схема ВП АЕП з використанням інжекції для ідентифікації активного опору ротора. Математичне моделювання. Дослідження перехідних процесів. Визначення якості та стійкості системи автоматичного керування. Висновки по роботі.
5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових плакатів):
  - 1) Залежність споживаної потужності АД від витрати, при дроселюванні та частотному регулюванні.
  - 2) Подання синусоїдального сигналу як еквівалентного ШІМ-сигналу.

- 3) Функціональна схема векторного управління асинхронним двигуном з використанням інжекції для ідентифікації параметрів.
- 4) Структурна схема адаптивного спостерігача вектора потоку магнетизму.
- 5) Результати моделювання блоків оцінки модуля вектора потоку магнетизму.
- 6) Функціональна схема ланцюга компенсації спотворень.
- 7) Функціональна схема пасивного силового фільтра.
- 8) Плакати дослідної частини.
- 9) Висновки по роботі.

6. Дата видачі завдання 02.10.2023 р.

### КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

Пор. №	Назва етапів магістерської роботи	Термін виконання етапів роботи		
		Дата	Відсоток виконання	Статус
1	Аналіз літературних джерел. Методи автоматизованого управління складними об'єктами і формулювання завдання досліджень. Постановка задачі на проектування	11.10.23	15%	Д
2	Оцінка вектора стану асинхронного електроприводу. Математична модель АД. Опис методик дослідження та обґрунтування прийнятих припущень	18.10.23	I 30%	Д
3	Функціональна схема ВУ АЕП з використанням інжекції для ідентифікації активного опору ротора	25.10.23	40%	Д
4	Розробка блоків фільтрації однофазних і багатофазних невизначених сигналів	14.11.23	50%	Д
5	Математичне моделювання.	21.11.23	60%	Д
6	Дослідження перехідних процесів	28.11.23	70%	Д
7	Визначення якісних характеристик системи автоматичного керування	06.12.23	90%	Д
8	Оформлення магістерської роботи	13.12.23	III 100%	Д

Магістрант \_\_\_\_\_

( підпис )

Завдання

( підпис )

Керівник роботи \_\_\_\_\_

( підпис )

Корекція

( підпис )

## ЗМІСТ

	стор.
<b>ВСТУП</b>	5
<b>1 МЕТОДИ АВТОМАТИЗОВАНОГО УПРАВЛІННЯ СКЛАДНИМИ ОБ'ЄКТАМИ І ФОРМУЛЮВАННЯ ЗАВДАННЯ ДОСЛІДЖЕНЬ</b>	
1.1 Енергетична та технологічна ефективність регулювання асинхронних електроприводів іригаційних насосів	8
1.2 Методи управління асинхронним електроприводом технологічних ліній агропромислового комплексу	12
1.3 Характерні особливості практичного застосування векторного управління АЕП у системах зрошення	15
1.4 Відомі рішення для оцінки вектора потокозчеплення параметрів активних ізольованих систем електропостачання	20
1.5 Рішення, що враховують особливості пасивного фільтра на виході перетворювача частоти	28
1.6 Блоки оцінки основних гармонік ШІМ-сигналів	30
<b>2 ОЦІНКА ВЕКТОРА СТАНУ АСИНХРОННОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДУ</b>	
2.1 Математична модель АД. Опис методик дослідження та обґрунтування прийнятих припущень	32
2.2 Функціональна схема ВП АЕП з використанням інжекції для ідентифікації активного опору ротора	36
2.3 Оцінка вектора потокозчеплення	40
2.4 Моделювання блоків оцінки потокозчеплення	49
2.5 Моделювання блоків оцінки синхронної швидкості	52
<b>3 РОЗРОБКА БЛОКІВ ФІЛЬТРАЦІЇ ОДНОФАЗНИХ І БАГАТОФАЗНИХ НЕВИЗНАЧЕНИХ СИГНАЛІВ</b>	
3.1 Розробка упереджувального компенсатора спотворень статорної напруги АД, що вносяться силовими фільтрами	56
3.2 Розробка блоків оцінки основних гармонік та постійних складових двофазних сигналів у реальному часі	64
<b>ВИСНОВКИ</b>	69
<b>ЛІТЕРАТУРА</b>	71
<b>ДОДАТКИ</b>	74

## ВСТУП

**Актуальність задачі досліджень.** 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.

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 управлінням (ВУ) та недостатньою обґрунтованістю їх застосування для вирішення проблем гідроударів. Встановлено, що управління моментом АД до зупинки насоса дозволяє практично повністю уникнути гідроударів. У насосах систем зрошення можна реалізувати тільки за допомогою застосування ВУ. Крім того, в системах крапельного зрошення, які набувають все більшого поширення, застосовуючи ПЧ з ВУ можна відмовитися від установки дорогого редуктора регулятора тиску, отримати якісне керування тиском з швидкодією (притаманною тільки при ВУ), 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, ВУ 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 ВУ 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 в асинхронних електроприводах 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 кола ротора.

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 ВУ;
- обґрунтувати критерії використання ВУ у поєднанні з динамічними та статичними режимами роботи керованого приводу та характерними особливостями систем зрошення;
- розробити алгоритмічні блоки-складові системи ВУ, які забезпечать більш ефективне використання ВУ в системі зрошення;
- розробити комп'ютерну модель ВУ АЕП системи зрошення з прийнятими рішеннями та визначити її статичні та динамічні характеристики.

*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 використовувалася сучасна теорія автоматичного керування безперервними та дискретними системами та адаптивного керування з ідентифікацією параметрів для синтезу та модифікації спостерігача швидкості та поточосцеплення, модифікації блоку оцінювання синхронної швидкості, синтезу випереджуючого компенсатора, синтезу блоків виділення постійних складових з двофазних та однофазних сигналів. За допомогою прямого методу Ляпунова досліджувалась стійкість руху адаптивних спостерігачів поточосцеплення ротора та статора, а також швидкості ротора та постійного часу ланцюга ротора. Методи теорії електроприводу та простору стану використовувалися для математичного опису електромагнітних процесів, а методи чисельного та фізичного моделювання для дослідження характеристик розроблених рішень.

# **1 МЕТОДИ АВТОМАТИЗОВАНОГО УПРАВЛІННЯ СКЛАДНИМИ ОБ'ЄКТАМИ І ФОРМУЛЮВАННЯ ЗАВДАННЯ ДОСЛІДЖЕНЬ**

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. 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 наукові дослідження. Наведемо короткий аналіз найвідоміших методів управління складними об'єктами та особливостей їх практичного використання.

## **1.1 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 [1]. При зміні продуктивності іригаційного насоса, шляхом частотного регулювання швидкості АД, можна досягти економії електроенергії до 60% порівняно з нерегульованим АД [2-4]. 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 кутової швидкості ротора АД (ККД насоса при цьому вважається постійним). Ці співвідношення іноді називають законами подібності [5]:

$$Q_* = \frac{Q}{Q_{ном}} = \left( \frac{\omega}{\omega_{ном}} \right)^3; \quad (1.1)$$

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

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

$$P_{мех*} = \frac{P_{мех}}{P_{ном}} = \left( \frac{\omega}{\omega_{ном}} \right)^3, \quad (1.4)$$

де  $Q_*$ ,  $Q$ ,  $Q_{ном}$  – відносні, фактичні та номінальні витрати відповідно,  $\omega$ ,  $\omega_{ном}$  – фактична та номінальна кутові швидкості обертання ротора АД,

$H_*$ ,  $H$ ,  $H_{ном}$  – 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  $\eta_1$  - ККД двигуна.

Рисунок 1.1 наочно ілюструє можливості суттєвого зниження енергоспоживання під час впровадження регульованих електроприводів іригаційних насосів [5].

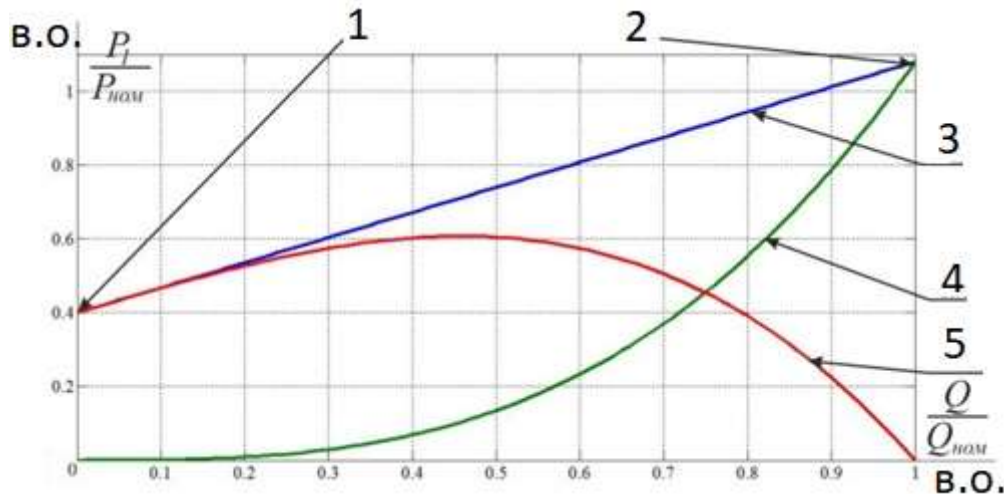


Рисунок 1.1 - Залежність споживаної потужності АД від витрати, при дроселюванні та частотному регулюванні

1 – напорна заслонка закрыта при дроселюванні; 2 – напорна заслонка відкрита при дроселюванні; 3 – потужність, що споживається при дроселюванні; 4 – потужність, що споживається при частотному регулюванні; 5 – економія електроенергії

При включенні артеріального приводу насоса «прямо» в мережу відбувається 5-7 кратний кидок номінального струму [6], 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.

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 [5]. При частотному регулюванні при зниженні витрати води зменшується і тиск у системі, що призводить до зменшення втрат води.

Використання частотного регулювання іригаційних насосів дозволяє значно знизити 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.

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

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.

## **1.2 Методи управління асинхронним електроприводом технологічних ліній 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 [5]. Для регулювання швидкості та моменту АД у сучасному електроприводі застосовують два основні методи частотного керування: скалярне керування; Векторне керування

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

### **1.2.1 Асинхронний електропривод із скалярним керуванням**

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

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.

### **1.2.2 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 потягосцеплення ротора. Тому цей метод управління отримав назву векторного управління [5, 6]. У цій системі координат всі змінні змінюються аналогічно відповідним змінним двигунам постійного струму з незалежним збудженням (ДПТ НВ). Це дозволило будувати систему управління аналогічно до систем управління ДПТ НВ. Механічні характеристики АД, насоса та ВП наведені на малюнку 1.2.

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). При необхідності позиціонування валу при

регулюванні моменту на валу двигуна на дуже низьких частотах застосовують методи векторного управління зі зворотним зв'язком за швидкістю.



Рисунок 1.2 - 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 не відбувається 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.

### 1.3 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 [6]. У насосах систем зрошення можна реалізувати тільки за допомогою застосування ВУ.

Застосування ВУ 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 [6];
- 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. 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 і підвищує його вартість. Крім інформації про швидкість ротора для прямого векторного управління необхідно мати інформацію про поттокосцеплення ротора або статора. Датчики визначення поттокосцеплень також вимагають конструктивної доробки АД. Тому в останні роки приділяється велика увага розробці алгоритмів керування без датчиків швидкості та поттокосцеплення, 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 ВУ без використання датчика швидкості прийнято називати бездатчиковою (sensorless vector control).

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 потокозчеплення. Тому оцінка вектора потокозчеплення – 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 опору в залежності від температур статора і ротора можуть змінюватися в два рази вгору і вниз по відношенню до номінальних значень, що істотно впливає не тільки на характеристики системи управління, але і, 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 інжектуючої 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 протиЕРС, 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.

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 поточкозчеплення. Існуючі блоки розрахунку поточкозчеплення фактично зводяться до заміни інтегруючої ланки інерційною. Похибка оцінки вектора поточкозчеплення у разі призводить до появи помилок в оцінках та інших змінних. Отже зменшення помилки при обчисленні вектора поточкозчеплення необхідно усувати постійні складові у вимірних струмах і напругах, якими обчислюється поточкозчеплення.

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 силові пасивні 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 ВУ:

- 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.

### 1.4 Відомі рішення для оцінки вектора потокозчеплення

Існують два підходи для оцінки потокозчеплення ротора в статорній системі координат: перший, рівняння (1.6), заснований на вимірюванні струмів статора двигуна без використання напруги, а другий, рівняння (1.7), – з використанням напруги

$$p\psi_r = \left( n\omega J_g - \frac{E_g}{T_r} \right) \psi_r + \frac{L_m}{T_r} i, \quad (1.6)$$

$$p\psi_r = (u - R_s i - \sigma L_s p i) L_{rm}, \quad (1.7)$$

де  $p$  - Оператор диференціювання,

$$\psi_r = \begin{bmatrix} \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix}, \quad u = \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix}, \quad i = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}$$

– відповідно вектори потокозчеплення

ротора, статорних напруги та струму в статорному базисі  $(\alpha, \beta)$ ,

$\omega$  – кутова швидкість ротора АД,

$n$  – кількість пар полюсів,

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

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

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

відповідно,

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

$R_s, R_r$  – активні опори статора та ротора,

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

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

Відповідно до сказаного вище, рівняння (1.6) прийнято називати струмовим, а рівняння (1.7) – вольтовим.

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

Другий підхід визначення поточосцеплення ротора або статора заснований на інтегруванні проти-ЕРС ротора (1.8)  $e_r$  або статора (1.9)  $e_s$  відповідно

$$e_r = u - R_s i - \sigma L_s p i, \quad (1.8)$$

$$e_s = u - R_s i. \quad (1.9)$$

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 способи не вимагає знання кутової швидкості ротора, цей спосіб є більш кращим.

Одним із способів усунення чистого інтегрування є заміна інтегратора у виразі (1.7) інерційною ланкою першого порядку з постійним часом  $T_d$  [46]. Оцінка поточосцеплення здійснюється за залежністю

$$T_d \dot{\hat{\psi}}_r + \hat{\psi}_r = (u - R_s i - \sigma L_s p i) L_{rm} = L_{rm} e_r. \quad (1.10)$$

У виразі (1.10) і далі через символ  $\hat{\phantom{x}}$  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 [8]. Більшість їх не працює при малих швидкостях ротора. Виняток становлять рішення:

- Ну, Wu [7]

$$\begin{bmatrix} \hat{\psi}_\alpha \\ \hat{\psi}_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{p + \omega_c} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} + \frac{\omega_c}{p + \omega_c} \psi_{cmp} \begin{bmatrix} \cos \gamma \\ \sin \gamma \end{bmatrix}, \quad \gamma = \arctg \left( \frac{\hat{\psi}_\beta}{\hat{\psi}_\alpha} \right), \quad (1.11)$$

де  $\psi_{cmp}$  – необхідна величина модуля потокозчеплення,

$k_p, k_i$  – Коефіцієнти ПІ-регулятора,

$\omega_c$  – частота зрізу фільтрів,

$$p\hat{\psi}_s = e_s + \frac{1}{T_L} (\psi_s^* - \hat{\psi}_s), \quad (1.12)$$

де  $e_s$  – визначається виразом (1.9),

$T_L^{-1}$  – коефіцієнтом посилення, \* – програмне значення

модуля потокозчеплення статора,

$$p\hat{\psi}_s - u - R_s i + \hat{u}_{off}, \quad (1.13)$$

$$\hat{u}_{off \alpha} = k_1 (\psi_s^* \cos \hat{\gamma} - \hat{\psi}_{s\alpha}), \quad \hat{u}_{off \beta} = k_1 (\psi_s^* \sin \hat{\gamma} - \hat{\psi}_{s\beta}), \quad (1.14)$$

$$\hat{\gamma} = \arctg \left( \frac{\hat{\psi}_{s\beta}}{\hat{\psi}_{s\alpha}} \right), \quad (1.15)$$

де  $\psi_s^*$  – програмне значення модуля потокозчеплення статора,

$\hat{\gamma}$  – кут повороту вектора потокозщеплення щодо статорної системи координат  $(\alpha, \beta)$ ,  $k_1 = 0.4 - 0.8$  – коефіцієнт, вибраний таким чином, щоб компенсувати змінні збурення, що вносяться постійними зміщеннями та розбалансом коефіцієнтів підсилення в каналах вимірювання струму статора.

- Kubota, Matsuse [2]

$$\dot{\hat{x}} = \hat{A}\hat{x} + Bu + G(i - \hat{i}), \quad (1.16)$$

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

$G$  – коефіцієнт посилення спостерігача.

Швидкість ротора пропонується обчислювати за формулою

Використання інжекції для оцінки активного опору ціни ротора викликає необхідність встановлення додаткових вимог до блоків оцінки  $\square$ , а саме, досить точно відтворення інжектваної складової в оцінці модуля вектора потокозщеплення. Для вирішення цих проблем необхідно деякі з описаних вище рішень модифікувати з урахуванням сигналу, що інжектуються, їх особливостей і розробити нові.

#### 1.4.1 Оцінка кутової швидкості вектора потокозщеплення

Зазвичай синхронну систему координат пов'язують із вектором потокозщеплення ротора або статора, при частоті обертання  $\omega_0$ . Крім того, цей параметр враховується при обчисленні швидкості ротора для бездатчикового керування

$$\omega = \frac{\omega_0 - \omega_{sl}}{n}, \quad (1.18)$$

де  $n$  – кількість пар полюсів, а ковзання

$$\omega_{sl} = \frac{L_m i_q}{T_r \psi_d}. \quad (1.19)$$

Кутову швидкість вектора потокозчеплення можна визначити виразом:

$$\omega_0 = \frac{\dot{\psi}^T J_g \psi}{|\psi|^2}. \quad (1.20)$$

При підстановці (1.20) потокозчеплення ротора або статора, відповідно розраховуються швидкості того чи іншого вектора. У літературі представлено ряд висловів на вирішення цього завдання, заснованих на (1.18). У роботі [3] наведено вираз, наступний з (1.20) і (1.9)

$$\omega_{0s} = \frac{(u_{s\beta} - R_s i_{s\beta})\psi_{s\alpha} - (u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha})\psi_{s\beta}}{\psi_{s\alpha}^2 + \psi_{s\beta}^2}. \quad (1.21)$$

У роботі [83] розглянуто низку виразів

$$\omega_{s0} = \frac{e_{s\alpha} \dot{e}_{s\beta} - e_{s\beta} \dot{e}_{s\alpha}}{e_{s\alpha}^2 + e_{s\beta}^2}, \quad (1.22)$$

$$\omega_{s0} = \frac{\psi_{s\alpha} \dot{\psi}_{s\beta} - \psi_{s\beta} \dot{\psi}_{s\alpha}}{\psi_{s\alpha}^2 + \psi_{s\beta}^2} = \frac{L_r m (\psi_{s\alpha} e_{s\beta} - \psi_{s\beta} e_{s\alpha})}{\psi_{s\alpha}^2 + \psi_{s\beta}^2}. \quad (1.23)$$

у роботі [85] описано три рішення для визначення  $\omega_0$ . Перше засноване на вираженні реактивної потужності двигуна при постійному намагнічуванні та представлене у вигляді

$$\omega_0 = \frac{i_\alpha u_\beta - i_\beta u_\alpha - \sigma L_s i_{dp} \dot{i}_{qp}}{L_s (i_{dp}^2 + \sigma i_{qp}^2)}, \quad (1.24)$$

де  $i_{dp}$ ,  $i_{qp}$  – програмні намагнічуючі та моментні складові статорного струму, відповідно.

За допомогою спостерігача та формули обчислення реактивної потужності двигуна  $Q$  синтезовано другий блок



$$\begin{aligned}\hat{\omega}_0 &= z + l\sigma L_s i_{dp} i_{qp}, \\ \dot{z} &= l(L_s(i_{dp}^2 + \sigma i_{qp}^2))(z + l\sigma L_s i_{dp} i_{qp}) - Q.\end{aligned}\quad (1.25)$$

Синтез третього блоку заснований на обчисленні  $\omega_0$  через статорну напругу

$$\omega_{0u} = \frac{u_\alpha \dot{u}_\beta - u_\beta \dot{u}_\alpha}{u_\alpha^2 + u_\beta^2}. \quad (1.26)$$

Вираз (1.26) дає кутову швидкість вектора напруги статора. При великих швидкостях через протиЕРС напруга зростає, а струм зменшується.

У цьому випадку, на підставі (1.8) можна покласти, що  $e_r \approx u \approx e_s$ . Тоді відповідно (1.22), (1.26) можна покласти, що  $\omega_{0s} \approx \omega_{0u} \approx \omega_{0r}$ .

При цьому, оскільки  $\omega_0 \approx \omega_{0u} \approx \omega_{0i}$  у перехідних режимах і  $\omega_0 = \omega_{0u} = \omega_{0i}$  встановилися, то вираз (1.26) можна ототожнювати з кутовою швидкістю вектора. Вираз (1.26) добре відомий, відрізняється високою точністю визначення 0 в діапазоні високих і середніх кутових швидкостей ротора двигуна. На низьких кутових швидкостях проти-ЕРС мала, тому точніше працюватимуть блоки, що базуються на «струмовому» рівнянні.

Вирази (1.24) - (1.26), інваріантні до зміни активних опорів ротора і статора.

У роботі [9] запропоновано подібний (1.24) блок обчислення синхронної швидкості

$$\omega_0 = \frac{i_\alpha u_\beta - i_\beta u_\alpha}{L_s(i_d^2 + \sigma i_q^2)}, \quad (1.27)$$

що не враховує зміни моментної складової статорного струму.

У роботі [5] запропоновано обчислювати кутову швидкість вектора потокозчеплення ротора виразами

$$\omega_0 = n\omega + \frac{L_m}{T_r} \frac{\psi_{r\alpha} i_\beta - \psi_{r\beta} i_\alpha}{\psi_{r\alpha}^2 + \psi_{r\beta}^2} = n\omega + \frac{L_m}{T_r} \frac{i^T J_g \psi_r}{|\psi_r|^2}, \quad (1.28)$$

де  $\frac{L_m i^T J_g \psi_r}{T_r |\psi_r|^2} = \omega_{sl}$  – абсолютне ковзання.

У блоках (1.22) і (1.23) необхідне знання проти-ЕРС ротора, для знаходження якої береться похідна струмом. Блок (1.28) вимагає інформації про кутову швидкість ротора двигуна, отже, для управління бездатчиком цей блок не підходить. Розглянуті блоки оцінки синхронної швидкості не враховують впливу інжекції. Це може призвести до коливань швидкості ротора та електромагнітного моменту АД. При розгляді основи побудови блоку (1.24) видно, що можна модифікувати блок з урахуванням інжектованого сигналу.

Таким чином, необхідно модифікувати блок (1.24) з урахуванням інжектованого сигналу, дослідити його і блоки (1.20), (1.26) шляхом математичного моделювання.

#### 1.4.2 Оцінка кутової швидкості та постійної часу ротора АД

Як видно з виразів (1.18), (1.19), на точність обчислення кутової швидкості ротора великий вплив надає постійна часу ротора  $T_r$ , залежить від активного опору ланцюга ротора.  $T_r$  може змінюватися в широких межах за зміни температури двигуна в процесі його роботи.

Це потребує застосування ідентифікації даного параметра. Для цього запропоновано низку рішень [12-15] ідентифікації параметрів АД при керуванні без датчика швидкості ротора. Запропоновані в перерахованих роботах рішення, особливо ті, які одночасно оцінюють  $\omega$ ,  $R_s$ ,  $R_r$  та  $\psi$ , складні у обчислювальному відношенні. Блок [4] оцінює  $\omega$  і величину, обернено пропорційну  $T_r$ . Блок побудований за структурою MRAS 6-го порядку та описується виразами

$$\hat{\psi}_r = -\hat{\alpha} \hat{\psi}_r + \hat{\omega} J_g \hat{\psi}_r + L_m \hat{\alpha} i, \quad (1.29)$$

$$\hat{\omega} = -k_{\omega} \int_0^t (\varepsilon_{\alpha} \hat{\psi}_{r\beta} - \varepsilon_{\beta} \hat{\psi}_{r\alpha}) dt + \hat{\omega}(0), \quad (1.30)$$

$$\hat{\alpha} = -k_{\alpha} \int_0^t (\varepsilon_{\alpha} (\hat{\psi}_{r\alpha} - L_m i_{\alpha}) + \varepsilon_{\beta} (\hat{\psi}_{r\beta} - L_m i_{\beta})) dt + \hat{\alpha}(0), \quad (1.31)$$

де  $\hat{\alpha} = T_r^{-1}$ , – постійні коефіцієнти,

$$\varepsilon_{\alpha} = \psi_{r\alpha} - \hat{\psi}_{r\alpha}, \quad \varepsilon_{\beta} = \psi_{r\beta} - \hat{\psi}_{r\beta}.$$

Еталонною моделлю служать вирази (1.7), до яких входить змінний активний опір статора. Настроюється – вираз (1.29).

Недоліками блоків є їх обчислювальна складність і залежність від  $R_s$ , що викликає його ідентифікації і, як наслідок, підвищення порядку системи.

Для отримання інформації про температуру ротора та контроль теплового стану АД використовують досить громіздкі обчислення [9]. Точна оцінка активного опору ланцюга ротора крім корекції кутової швидкості ротора дозволить отримати інформацію про температуру ротора. Таким чином, необхідно розробити простий у обчислювальному відношенні блок оцінки кутової швидкості ротора з урахуванням постійної часу ротора, при цьому за прототип приймемо блок (1.29) - (1.31).

### 1.4.3 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 поточозчеплення, виникає помилка, що лінійно зростає, що може викликати нестійкість всієї системи управління. Практика показала [15], 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, оскільки в моменті і 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 [8] 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 [4, 9] 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.

### **1.5 Рішення, що враховують особливості пасивного фільтра на виході перетворювача частоти**

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

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.

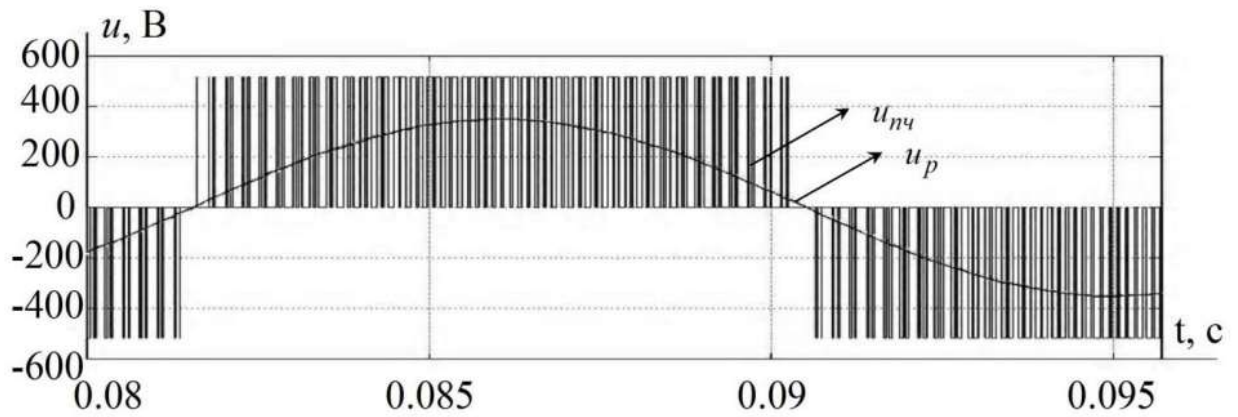


Рисунок 1.3 - Подання синусоїдального сигналу як еквівалентного ШІМ-сигнала

Усунення вищезгаданих недоліків особливо актуально для потужних приводів [8, 20]. Тому на виході перетворювача частоти для згладжування вихідної напруги встановлюють LC-фільтри силові [7]. 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 [10]. 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 [8]. 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 [7] проблема вирішується за допомогою системи диференціальних рівнянь 5-го порядку з регуляторами струму і напруги статора, якій властива 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 [7].

## **1.6 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 [7-8] 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.

### **Висновки по розділу 1**

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 рослинних систем, доцільно розробити математичні та комп'ютерні моделі вдосконаленого АЕП.

## 2 ОЦІНКА ВЕКТОРА СТАНУ АСИНХРОННОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДУ

### 2.1 Математична модель АД. Опис методик дослідження та обґрунтування прийнятих припущень

Зазвичай для спрощення розгляду, рівняння руху трифазного артеріального тиску приводяться до рівнянь еквівалентного за потужністю двофазного артеріального тиску [10]. Ці рівняння можна представити у статорній системі координат  $(\alpha, \beta)$

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

$$\dot{i} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[ u - (R_s + R_r L_{mr}^2) i - L_{mr} \left( n\omega J_g - \frac{E_g}{T_r} \right) \psi \right], \quad (2.2)$$

$$\dot{\omega} = J_{Ad}^{-1} (m - m_c), \quad (2.3)$$

$$m = n \frac{L_m}{L_r} (\psi_\alpha i_\beta - \psi_\beta i_\alpha), \quad (2.4)$$

та синхронній системі координат  $(d, q)$ , пов'язаної з вектором потокозчеплення ротора

$$\dot{\psi} = \frac{1}{T_r} (L_m i - \psi) - (\omega_0 - n\omega) J_g \psi, \quad (2.5)$$

$$\dot{i} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[ u - \left( (R_s + R_r L_{mr}^2) E_g - \sigma L_s \omega_0 J_g \right) i - L_{mr} \left( n\omega J_g - \frac{E_g}{T_r} \right) \psi \right], \quad (2.6)$$

$$\dot{\omega} = J_{Ad}^{-1} (m - m_c),$$

$$m = n \frac{L_m}{L_r} \psi d i_q, \quad (2.7)$$

де  $\psi, i, u$  – вектори потокозчеплення ротора, струму та напруги статора відповідно,



$$E_g = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, J_g = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix},$$

$n$  – кількість пар полюсів;  $\omega$  – кутова швидкість ротора;

$L^r$  - Постійна електромагнітна часу ротора;

$L_m, L_s, L_r$  – взаємна індуктивність та власні індуктивності статора та ротора відповідно;

– коефіцієнт розсіювання;

$R_s, R_r$  – активні опори ланцюгів статора та ротора відповідно;

$J_{AT}$  – наведений момент інерції АД;  $m, m_c$  – електромагнітний момент двигуна та момент опору відповідно.

Дослідження розроблюваних блоків будемо проводити, прийнявши такі припущення.

2.1.1 Рівномірність магнітного потоку повітряному зазорі.

2.1.2 Модель АД описується класичними рівняннями, наведеними вище. Проведені у роботах [3], [7] експериментальні дослідження діапазоні швидкостей ротора від 0 до номінальної підтверджують адекватність класичної моделі АД на вирішення перелічених завдань у зазначеному діапазоні.

При дослідженні розроблюваних блоків як об'єкт управління будемо розглядати АД А2-81-4 потужністю 40 кВт з номінальною частотою обертання ротора 1460 об/хв.

2.1.3 Блок ШІМ формує вихідну напругу з головними гармоніками синусоїдальної форми, які і враховуються при розгляді макропроцесів у приводі. [10].

Зазначений підхід у цій роботі ще більш обгрунтований, оскільки розроблений привід містить спеціальні фільтри виділення основних гармонік напруг і струмів.

Отже, для синтезу та дослідження алгоритмів замість справжніх сигналів, «зашумлених» ШІМ, слід розглядати головні гармоніки цих

сигналів. При моделюванні електроприводу на головні гармоніки напруги замість шумів, викликаних ШІМ, слід накладати синусоїдальний шум частотою 4 кГц (відповідної частоти ШІМ) і амплітудою 60% від значення напруги ланки постійного струму. Це дозволить усунути проблеми, пов'язані з цифровим моделюванням систем зі змінними змінними, що східчасто змінюються, і істотно скоротити час моделювання.

2.1.4 Використання лише виділених головних гармонік при оцінці вектора стану та параметрів дозволяє суттєво збільшити такт рахунку системи. Синусоїдальний сигнал із частотою навіть 50 Гц дуже добре апроксимується ступінчастою функцією з кроком 200 мкс. У більшості літературних джерел використовують такт рахунку в межах 100–250 мкс. У цьому роботі обрано такт рахунку  $T_s = 200$  мкс.

2.1.5 У сучасних приводах електричне гальмування здійснюється використанням схем з рекуперацією енергії у мережу. Відомі два простих методи гальмування без використання гальмівного резистора: - Завданням нуль-вектора напруги; - Завданням швидкості, що дорівнює нулю.

У першому випадку двигун гальмується на вибігу, а в другому - двигун переходить у генераторний режим і гальмується моментом, який залежить від втрат у двигуні та інверторі. Однак, існує ряд робіт, в яких розглядаються складніші методи, використання яких дозволяє досягти часу гальмування (без використання додаткових резисторів), порівнянного з часом гальмування при використанні резисторів або рекуперативної схеми [4].

Використання цих методів не викликає перенапруги в ланцюзі постійного струму та коливань моменту АД. В основу методів покладено наступні принципи :

- формування вихідної напруги, що викликає підвищені втрати двигуна;
- накладання двох різних частот; - перезбудження потокозчеплення статора;

- створення великих негативних ковзань.

Використання складних методів гальмування рекомендовано для нерекуперативних схем без гальмівних резисторів з певними вимогами на час гальмування. Для досягнення мети дисертаційної роботи достатньо при моделюванні здійснювати гальмування шляхом завдання нульової швидкості ротора у схемі без використання гальмівних резисторів.

2.1.6 Для вирішення поставлених у роботі завдань необхідно використовувати метод математичного моделювання для дослідження працездатності приводу на низьких швидкостях, аж до нульової. Режим глибокого регулювання швидкості вниз (менше 50:1) зазвичай перевіряється експериментально, оскільки проявляються ефекти, спричинені нерівномірністю повітряного зазору машини, несинусоїдністю струмів та напруг статора, пружністю кінематичних зв'язків та ін., ПЧ з аналого-цифровими адаптивними фільтрами дає синусоїдальні головні гармоніки вихідних напруг при всіх, навіть дуже низьких частотах. Однак моделювання визначає необхідну умову працездатності системи в діапазоні низьких швидкостей, що є обов'язковою умовою постановки експерименту. Тому в рамках даної роботи слід визначити необхідну умову працездатності системи ВП із розробленими методами шляхом математичного моделювання.

Відповідно до вищесказаного, методом математичного моделювання досліджувався електротехнічний комплекс, до якого входять:

- розроблені в дисертаційній роботі методи, що використовуються як складові системи ВУ АД;
- АД типу А2-81-4 як об'єкт управління, що описується класичними рівняннями;
- ПЧ, представлений блоком, що формує гармонійний сигнал програмної напруги з накладеним на нього шумом з частотою, що відповідає несучій ПЧ, що дорівнює 4 кГц, і амплітудою рівною 60% від значення напруги ланки постійного струму;

- навантаження на валу, імітується додатком зовнішнього моменту (навантажувального та генераторного), при цьому начерк навантаження буде розглядатися як ступінчаста дія, усвідомлено прийнята для оцінки динамічних властивостей ВУ.

Розглянемо режими роботи, характерні для АЕП: початкове намагнічування, розгін до заданої швидкості, реверс, гальмування.

## 2.2 Функціональна схема ВП АЕП з використанням інжекції для ідентифікації активного опору ротора

Оскільки активний опір ротора визначається виразом [7]

$$R_r = -\frac{1}{2} \frac{\frac{d}{dt} |\psi|^2}{i_r^T \psi}. \quad (2.8)$$

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

$$i_d = i_{d0} + i_{d\vartheta}, \quad (2.9)$$

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

$$\psi_d = \psi_{d0} + \psi_{d\vartheta}, \quad (2.10)$$

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

Інжектівана складова струму, що намагнічує, задається виразом

$$i_{d\vartheta} = I_{inj} \sin(\omega_{inj} t), \quad (2.11)$$

де  $I_{inj}$  и  $\omega_{inj}$  – амплітуда та частота інжектіваного сигналу (у розрахунках приймалося  $I_{inj} \approx 0.02i_{d0}$ ,  $\omega_{inj} = (3\div 5)$  рад/с [12]).

Враховуючи криву намагнічування двигуна А2-81-4, можна підрахувати, що інжектіваний сигнал з  $I_{inj} = 0.03i_{d0}$  викликає гармонійні коливання поточозчеплення  $\pm 0,82\%$  від номінального, отже, втрати на перемагнічування будуть незначними.

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

$$(i_{d0} + i_{d\vartheta})(i_{q0} + i_{q\vartheta}) = i_{d0} \cdot i_{q0}, \quad (2.12)$$

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

Перетворивши (2.12)  $i_{d\vartheta} i_{q\vartheta}$ , як величиною другого порядку, знайдемо співвідношення

$$i_{q\vartheta} = -\frac{i_{q0}}{i_{d0}} i_{d\vartheta}. \quad (2.13)$$

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 (2.12) під час виконання умови (2.13) впливає, що використання інжекції не зменшує величину електромагнітного моменту АД.

На підставі сказаного, для спрощення розробки системи ВУ залежність поточозчеплення від струму намагнічування вважатимемо лінійною.

Під прямим векторним управлінням (ПВУ) розуміють управління з безпосереднім використанням векторів поточозчеплення, отриманих за допомогою спостерігачів.

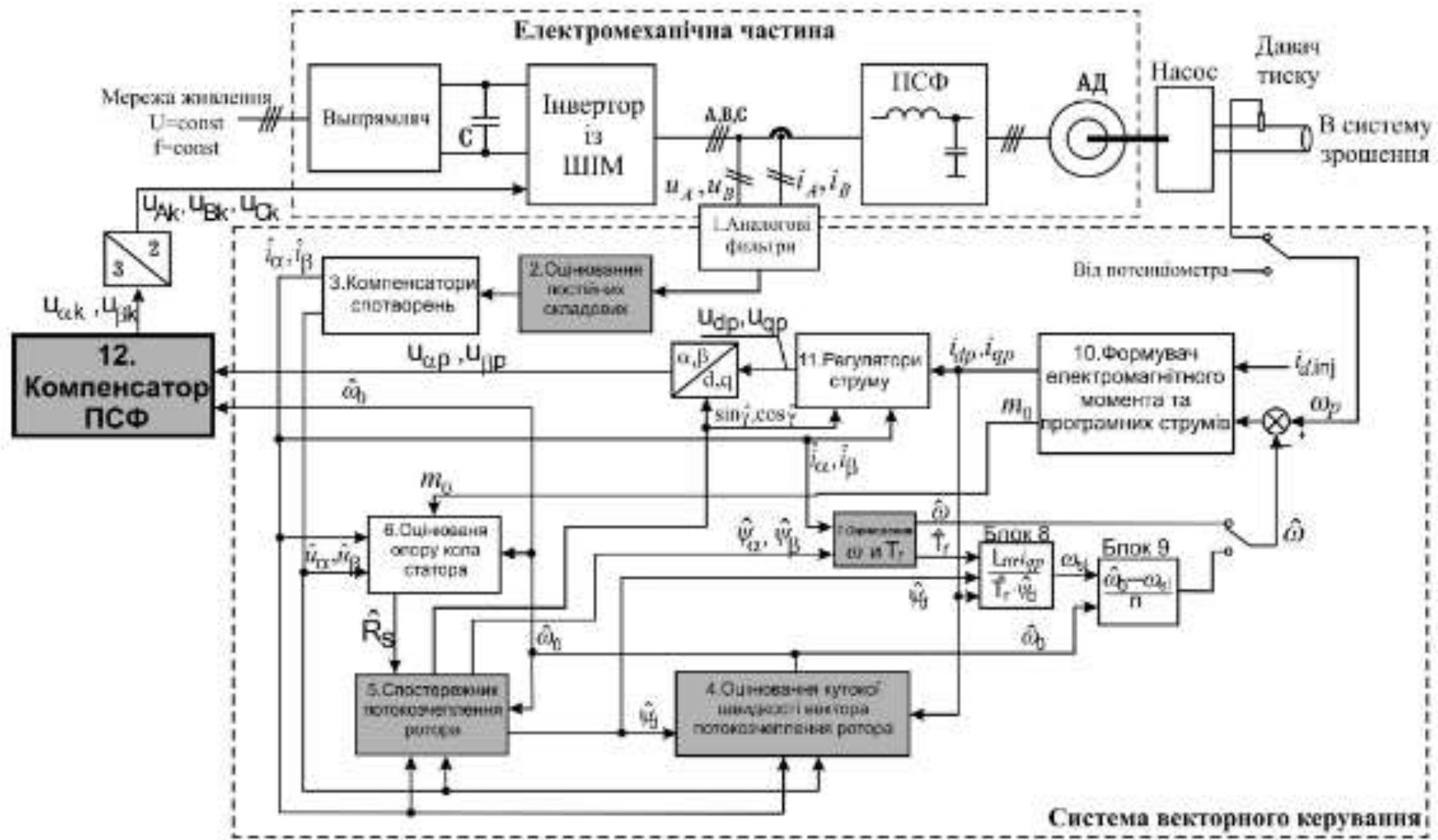


Рисунок 2.1 – Функціональна схема ПВУ асинхронним двигуном з використанням інжекції для ідентифікації параметрів

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.

На рис. 2.1 представлено функціональну схему ВУ асинхронним двигуном з використанням інжекції для ідентифікації параметрів [14].

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  $\omega$  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.

## 2.3 Оцінка вектора потокозчеплення

### 2.3.1 Побудова спостерігача з метою оцінки потокозчеплення ротора, працездатного діапазоні швидкостей ротора від 0 до номінальної

Як вихідний для обчислення потокозчеплення ротора візьмемо спостерігач [8], записаний у матричній формі, в якому  $\omega_0$  замінимо на його оцінку  $\hat{\omega}_0$ .

$$\dot{\hat{\psi}}_r = l(\hat{\psi}_r + \hat{\omega}_0^{-1} L_{rm} J_g e_r) + L_{rm} e_r. \quad (2.14)$$

Як видно з (2.14), спостерігач має наступну особливість при  $\omega_0 = 0$ . Для забезпечення працездатності в районі близьких до нуля швидкостей поставимо коефіцієнт спостерігача рівний  $\bar{l} \cdot |\hat{\omega}_0|$ . Тоді рівняння (2.14) перепишеться у вигляді

$$\dot{\hat{\psi}}_r = \bar{l} |\hat{\omega}_0| (\hat{\psi}_r + \hat{\omega}_0^{-1} L_{rm} J_g e_r) + L_{rm} e_r. \quad (2.15)$$

Тут для виключення невизначеності (поділу на нуль) при  $\hat{\omega}_0 = 0$ , винесемо  $|\hat{\omega}_0|$  у дужки виразу (2.15), отримаємо

$$\dot{\hat{\psi}}_r = \bar{l} (\hat{\psi}_r |\hat{\omega}_0| + \text{sign}(\hat{\omega}_0) L_{rm} J_g e_r) + L_{rm} e_r. \quad (2.16)$$

Щоб отримати спостерігач, працездатний у всьому діапазоні швидкостей, включаючи нульову, об'єднаємо спостерігачі (2.14) та (2.15), ввівши змінний коефіцієнт посилення спостерігача

$$l = \begin{cases} \bar{l} / \omega_0^*, & |\hat{\omega}_0| \leq \omega_0^*, \\ \bar{l} / |\hat{\omega}_0|, & |\hat{\omega}_0| > \omega_0^*. \end{cases} \quad (2.17)$$

де  $\bar{l} < 0$  – постійний коефіцієнт спостерігача,

$\omega_0^* = (0.05 \div 0.2) \omega_{ном}$  – точка сполучення коефіцієнтів.



Спостерігач зі змінним коефіцієнтом набуде вигляду

$$\dot{\hat{\psi}}_r = l \left( \hat{\psi}_r |\hat{\omega}_0| + \text{sign}(\hat{\omega}_0) L_{rm} J_g e_r \right) + L_{rm} e_r. \quad (2.18)$$

Підставивши вираз протиЕРС ротора двигуна (1.3) (2.18), отримаємо

$$\dot{\hat{\psi}}_r = l \left[ \hat{\psi}_r |\hat{\omega}_0| + \text{sign}(\hat{\omega}_0) L_{rm} J_g (u - R_s i - \sigma L_s \dot{i}) \right] + L_{rm} (u - R_s i - \sigma L_s \dot{i}). \quad (2.19)$$

Для виключення диференціювання струму, перенесемо доданки, що його містять, у ліву частину, отримаємо

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\psi}}_r + l \cdot \text{sign}(\hat{\omega}_0) L_{rm} \sigma L_s J_g \dot{i} + L_{rm} \sigma L_s \dot{i} = \\ = l \left[ |\hat{\omega}_0| \hat{\psi}_r + \text{sign}(\hat{\omega}_0) L_{rm} J_g (u - R_s i) \right] + L_{rm} (u - R_s i). \end{aligned} \quad (2.20)$$

На швидкостях нижче  $\omega_0$ , згідно з виразом (2.17),

Введемо позначення

$$\begin{aligned} z = \hat{\psi}_r + l \cdot \text{sign}(\hat{\omega}_0) L_{rm} \sigma L_s J_g \dot{i} + L_{rm} \sigma L_s \dot{i} \\ = \hat{\psi}_r + L_{rm} \sigma L_s (E + l \cdot \text{sign}(\hat{\omega}_0) J_g) \dot{i}, \end{aligned} \quad (2.21)$$

звідки

$$\hat{\psi}_r = z - L_{rm} \sigma L_s (E_g + l \cdot \text{sign}(\hat{\omega}_0) J_g) \dot{i}. \quad (2.22)$$

Вираз (2.20) з урахуванням (2.21), (2.22) набуде вигляду

$$\begin{aligned} \dot{z} = l \left[ |\hat{\omega}_0| (z - L_{rm} \sigma L_s (E_g + l \cdot \text{sign}(\hat{\omega}_0) J_g) \dot{i}) + \text{sign}(\hat{\omega}_0) L_{rm} J_g (u - R_s i) \right] + \\ + L_{rm} (u - R_s \dot{i}). \end{aligned} \quad (2.23)$$

Враховуючи, що  $e_s = u - R_s i$ ,  $|\hat{\omega}_0| = \hat{\omega}_0 \text{sign}(\hat{\omega}_0)$ , перепишемо рівняння (2.23) у вигляді

$$\begin{aligned} \dot{z} = l \cdot \text{sign}(\hat{\omega}_0) \left[ \hat{\omega}_0 (z - L_{rm} \sigma L_s (E_g + l \cdot \text{sign}(\hat{\omega}_0) J_g) \dot{i}) + L_{rm} J_g e_s \right] + \\ + L_{rm} e_s. \end{aligned} \quad (2.24)$$

Внесемо  $\text{sign}(\hat{\omega}_0)$  до обчислення  $l$ , вираз (2.17) перетворюється на вид

$$l = \begin{cases} \bar{l} \cdot \text{sign}(\hat{\omega}_0) / \omega_0^*, & |\hat{\omega}_0| \leq \omega_0^*, \\ \bar{l} / \hat{\omega}_0, & |\hat{\omega}_0| > \omega_0^*. \end{cases} \quad (2.25)$$

Якісна залежність коефіцієнта посилення спостерігача від кутової швидкості вектора потокозчеплення показано на рис. 2.2.

Вирази (2.22), (2.24) з урахуванням (2.25) набудуть вигляду

$$\hat{\psi}_r = z - L_{rm} \sigma L_s (E_g + l \cdot J_g) i, \quad (2.26)$$

$$\dot{z} = L_{rm} \{ \hat{\omega}_0 (z L_{mr} - \sigma L_s (E_g + l \cdot J_g) i) + J_g e_s \} + e_s. \quad (2.27)$$

Для зменшення обсягу обчислень рівняння (2.27) можна переписати у вигляді

$$\dot{z} = L_{rm} \{ l [\hat{\omega}_0 \hat{\psi}_r L_{mr} + J_g e_s] + e_s \}. \quad (2.28)$$

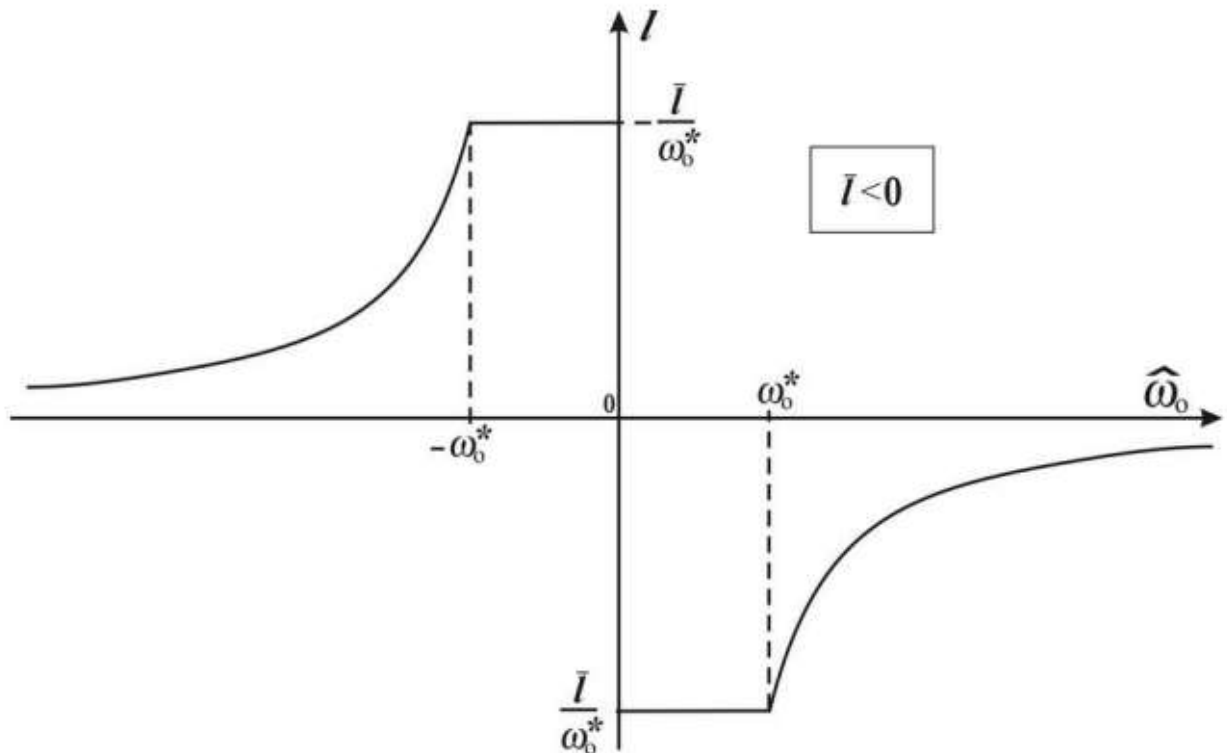


Рисунок 2.2 - Залежність  $l = f(\hat{\omega}_0)$ .

Таким чином, для обчислення вектора потокозчеплення ротора необхідно вирішити систему рівнянь (2.26) (2.28) з коефіцієнтом (2.25).

Отже, в процесі модифікації блоку (2.14) був побудований спостерігач, здатний працювати при всіх швидкостях. При чому коефіцієнти посилення

вихідних спостерігачів є постійними. Введенням змінного коефіцієнта, що залежить від  $\hat{\omega}_0$ , вдалося з'єднати два спостерігачі, тим самим забезпечити діапазон працездатності блоку від 0 до номінальної швидкості ротора АД. На відміну від прототипу, спостерігач не містить операції диференціювання струму, тим самим підвищена перешкода для захисту системи.

### 2.3.2 Модифікація рішення Ohtani

Особливістю рішення Ohtani [32] є підлаштування оцінки модуля потокозчеплення під його програмне значення. Це призводить до того, що при потрібній швидкодії оцінки (при досить великому коефіцієнті передачі).

Метою модифікації є розробка схеми зміни програмного значення потокозчеплення з урахуванням параметрів сигналу, що інжектуються.

Програмне потокозчеплення задаватимемо виразом

$$\psi^* = \psi_0^* + \psi_g^*, \quad (2.29)$$

Для обчислення необхідної інжекції потокозчеплення скористаємось рівнянням

$$T_r \cdot \psi_g^* + \psi_g^* = L_m i_d g. \quad (2.30)$$

Таким чином, система рівнянь (2.29), (2.30), дає блок формування програмного потокозчеплення з урахуванням параметрів сигналу, що інжектуються, що і показано на рис. 2.3.

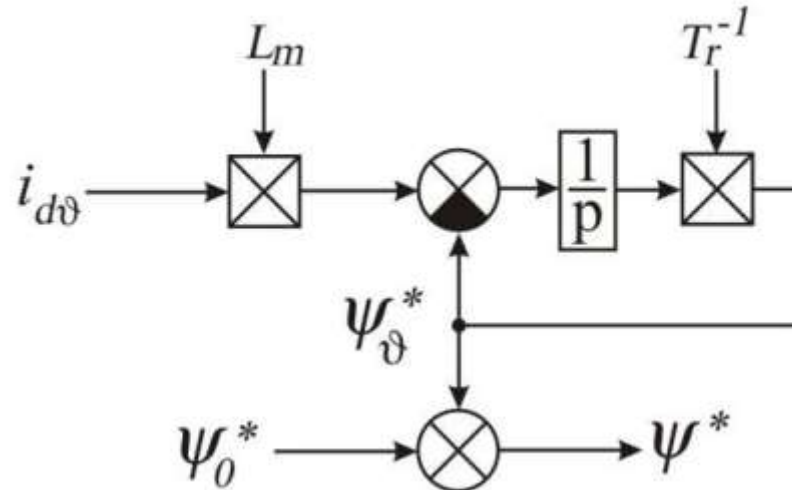


Рисунок 2.3 – Структурна схема обчислення модуля програмного потокозчеплення з урахуванням інжекції.

Для покращення відтворення інжекції на низьких частотах, коефіцієнт спостерігача (1.12) повинен бути зменшеним. Але зі зниженням величини коефіцієнта, блок стає ближче до чистого інтегратора з вищезгаданими недоліками. Тому коефіцієнт спостерігача може бути обмежений знизу.

Враховуючи вищезазначені рекомендації, модифікований блок Ohtani описується виразами (1.12), (2.29), (2.30), де модифікація полягає у застосуванні блоку обчислення модуля програмного зчеплення з урахуванням параметрів сигналу, що інжектуються.

### 2.3.3 Синтез адаптивних спостерігачів векторів потокозчеплення ротора та статора прямим методом Ляпунова

Вектор потокозчеплення (ротора або статора) описується векторно-матричними рівняннями [24]

$$\dot{\psi} = \omega_0 J_g \psi, \quad (2.31)$$

$$\dot{\psi} = a e, \quad (2.32)$$

де  $\omega_0$  – кутова швидкість вектора потокозчеплення,

$e$  – проти ЕРС двигуна,

$J_g$  – кососиметрична матриця.

При  $e = e_s$ ,  $a = 1$ , при  $e = e_r$ ,  $a = L_{rm}$ . На підставі (2.31), (2.32) з урахуванням того, що  $J_g \cdot J_g = -E_g$ , где  $E_g$  – одинична матриця, можна записати

$$\omega_0 \psi = -a J_g e. \quad (2.33)$$

Введемо позначення

$$y = \omega_0 \psi, \quad (2.34)$$

$$y := -a J_g e. \quad (2.35)$$

Для системи (2.31), (2.34) збудуємо спостерігач

$$\dot{\hat{\psi}} = \hat{\omega}_0 J_g \hat{\psi} + L(\hat{\omega}_0 \hat{\psi} - y), \quad (2.36)$$

де  $L$  – матриця коефіцієнтів передачі спостерігача.

Підстановка  $y$  з (2.34) до (2.36) дає

$$\dot{\hat{\psi}} = \hat{\omega}_0 J_g \hat{\psi} + L \hat{\omega}_0 (\hat{\psi} - \psi). \quad (2.37)$$

Нехай

$$\hat{\psi} - \psi = \tilde{\psi}, \quad \hat{\omega}_0 - \omega_0 = \tilde{\omega}_0 \quad (2.38)$$

помилки спостерігача. Тоді рівняння (2.31) можна переписати як

$$(\dot{\hat{\psi}} - \dot{\tilde{\psi}}) = (\hat{\omega}_0 - \tilde{\omega}_0) J_g (\hat{\psi} - \tilde{\psi}). \quad (2.39)$$

Віднімання з рівняння (2.37) рівняння (2.39) дає

$$\dot{\tilde{\psi}} = \tilde{\omega}_0 J_g \hat{\psi} + (\hat{\omega}_0 - \tilde{\omega}_0) J_g \tilde{\psi} + L \hat{\omega}_0 \tilde{\psi}. \quad (2.40)$$

Для отримання оцінки швидкості та вибору матриці  $L$  скористаємося прямим методом Ляпунова дослідження стійкості. Для цього поставимо функцію Ляпунова для рівняння (2.40) у вигляді

$$V = \tilde{\psi}^T \tilde{\psi} + \frac{(\hat{\omega}_0 - \omega_0)^2}{\lambda}, \quad \lambda > 0. \quad (2.41)$$

Припустимо, що  $\omega_0$  змінюється настільки повільно, що вважатимуться  $\dot{\omega}_0 = 0$ . Тоді з (2.41)

$$\dot{V} = 2\tilde{\psi}^T \dot{\tilde{\psi}} + \frac{2}{\lambda} \tilde{\omega}_0 \dot{\hat{\omega}}_0. \quad (2.42)$$

Підстановка з (2.40) до (2.42) дає

$$\dot{V} = 2 \left( \tilde{\omega}_0 \tilde{\psi}^T J_g \hat{\psi} + \hat{\omega}_0 \tilde{\psi}^T L \tilde{\psi} + \frac{1}{\lambda} \tilde{\omega}_0 \dot{\hat{\omega}}_0 \right). \quad (2.43)$$

У (2.43) для першого і третього доданків покладемо суму, що дорівнює нулю, звідки слідує

$$\dot{\hat{\omega}}_0 = -\lambda \tilde{\psi}^T J_g \hat{\psi}, \quad (2.44)$$

тоді можна записати

$$\dot{\hat{\omega}}_0 = -\lambda \tilde{\psi}^T J_g \hat{\psi} = -\lambda (\hat{\psi} - \psi)^T J_g \hat{\psi} = -\lambda \hat{\psi}^T J_g \psi.$$

З урахуванням (2.33) отримаємо

$$\dot{\hat{\omega}}_0 = \lambda a \hat{\psi}^T J_g e \omega_0^{-1}. \quad (2.45)$$

Вважаючи, що  $\hat{\omega}_0 \approx \omega_0$ , остаточно запишемо

$$\frac{d}{dt} \hat{\omega}_0^2 = 2\lambda a \hat{\psi}^T J_g e. \quad (2.46)$$

З урахуванням (2.44) вираз (2.43) набуває вигляду

$$\dot{V} = 2\hat{\omega}_0 \tilde{\psi}^T L \tilde{\psi}. \quad (2.47)$$

Відповідно до теореми Ляпунова, для асимптотичної стійкості нульового рішення рівняння (2.40) достатньо виконання умови

$$\hat{\omega}_0 L < 0. \quad (2.48)$$

Зупинимося на варіанті

$$L = \bar{L} \text{sign} \hat{\omega}_0, \quad \bar{L} < 0. \quad (2.49)$$

У цьому випадку вираз (2.47) набуває вигляду

$$\dot{V} = 2|\hat{\omega}_0| \tilde{\psi}^T \bar{L} \tilde{\psi}, \quad \bar{L} < 0. \quad (2.50)$$

Для поліпшення динамічних властивостей спостерігача за рахунок усунення чистого інтегрування замість (2.46) будемо вважати

$$\hat{\omega}_0^2 = a \left( k_p \hat{\psi}^T J_g e + k_i \int_0^t \hat{\psi}^T J_g e dt \right), \quad (2.51)$$

де коефіцієнти  $k_p, k_i > 0$ .

Вирази (2.35), (2.36), (2.49) дають можливість уявити рівняння спостерігача як системи рівнянь (2.51), (2.52)

$$\dot{\hat{\psi}} = \hat{\omega}_0 J_g \hat{\psi} + \bar{L} \left( |\hat{\omega}_0| \hat{\psi} + a J_g e \text{sign} \hat{\omega}_0 \right). \quad (2.52)$$

Рівняння (2.51) дозволяє визначити лише  $|\hat{\omega}_0|$ .

Тоді на підставі (2.50), (2.51) можна записати

$$ae = \hat{\omega}_0 J_g \hat{\psi}. \quad (2.53)$$

Помножимо рівняння (2.53) на  $-\hat{\psi}^T J_g$ , тоді

$$\hat{\omega}_0 = \frac{-a \hat{\psi}^T J_g e}{|\hat{\psi}|^2}, \quad (2.54)$$

звідки

$$\text{sign} \hat{\omega}_0 = -\text{sign}(\hat{\psi}^T J_g e) = \text{sign}(e^T J_g \hat{\psi}). \quad (2.55)$$

Схему синтезованого адаптивного спостерігача потокозчеплення показано на рис. 2.4.

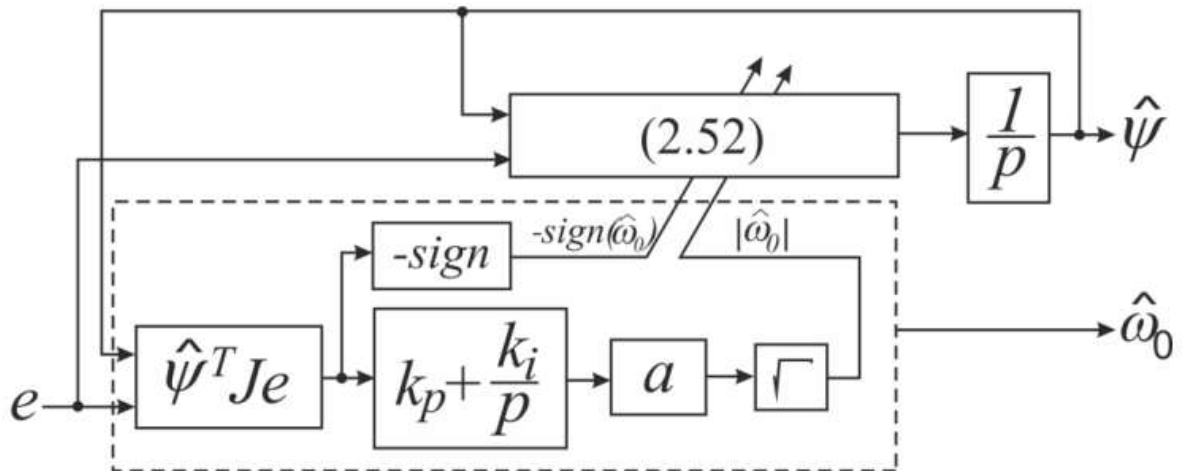


Рисунок 2.4 – Структурна схема адаптивного спостерігача вектора потокозчеплення

Для потокозчеплення статора на підставі рівнянь (2.51), (2.52), (2.55) запишемо

$$\begin{aligned} \hat{\omega}_{0s}^2 &= k_p \hat{\psi}_s^T J_g e_s + k_i \int_0^t \hat{\psi}_s^T J_g e_s dt, \\ \dot{\hat{\psi}}_s &= \hat{\omega}_{0s} J_g \hat{\psi}_s + \bar{L} \left( \hat{\omega}_{0s} |\hat{\psi}_s + J_g e_s \text{sign} \hat{\omega}_{0s} \right), \\ \text{sign} \hat{\omega}_{0s} &= \text{sign}(e_s^T J_g \hat{\psi}_s). \end{aligned} \quad (2.56)$$

У разі потокозчеплення ротора

$$\begin{aligned} \hat{\omega}_{0r}^2 &= L_{rm} \left( k_p \hat{\psi}_r^T J_g e_r + k_i \int_0^t \hat{\psi}_r^T J_g e_r dt \right), \\ \dot{\hat{\psi}}_r &= \hat{\omega}_{0r} J_g \hat{\psi}_r + \bar{L} \left( \hat{\omega}_{0r} |\hat{\psi}_r + L_{rm} J_g e_r \text{sign} \hat{\omega}_{0r} \right), \\ \text{sign} \hat{\omega}_{0r} &= \text{sign}(e_r^T J_g \hat{\psi}_r). \end{aligned} \quad (2.57)$$



Порівняно з прототипом (1.16), (1.17) розроблений адаптивний спостерігач відрізняється меншим обсягом обчислень (прототип – система 5-

го) порядку) на  $\left(1 - \frac{3^2}{5^2}\right) 100\% = 64\%$ .

Зазвичай векторного управління необхідна інформація про потокозщепленні ротора, для моделювання виберемо систему (2.57).

## 2.4 Моделювання блоків оцінки потокозчеплення

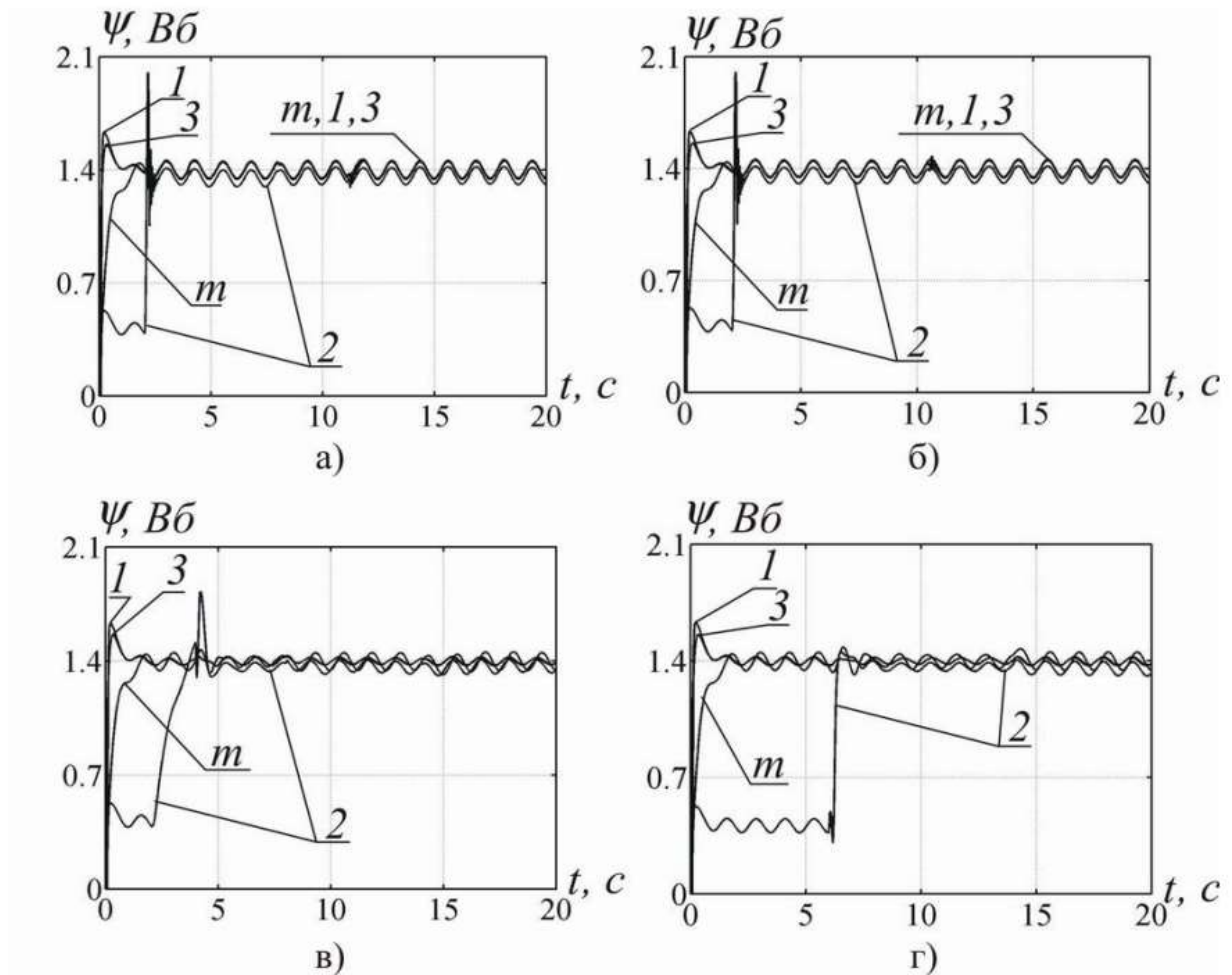
При моделюванні використовувався асинхронний двигун із короткозамкненим ротором А2–81–4. У блоки було введено обмеження струму та ефекти ШІМ. Керуючі дії видавалися з тактом рахунку 200 мкс. На рисунках 2.5, 2.6 показані процеси керування лише за клемними вимірюваннями (без використання датчиків швидкості та потокозчеплення).

Моделювалися такі режими роботи.

У період до другої секунди проводилося намагнічування двигуна, після чого здійснювався розгін до заданої швидкості. З 4-ї по 8-ю секунди до двигуна був прикладений номінальний момент навантаження. На десятій секунді подавали завдання на реверс швидкості. З 14-ї по 18-ю секунди до двигуна був прикладений момент, односпрямований з кутовою швидкістю ротора двигуна, що дорівнює  $100 \text{ Н} \cdot \text{м}$ , тобто  $0,38 M_{\text{ном}}$  (генераторний режим). Завдання на кутову швидкість становили 150, 50, 1 рад/с, які відповідають 100%, 33,3%, 0,67% від номінальної кутової швидкості та характеризують високі, середні та низькі кутові швидкості ротора двигуна.

На рисунках нижче вони відповідають фрагментам а), б) і в). Для дослідження працездатності блоків при нульовій швидкості ротора було встановлено наступний режим. У період до 2 с здійснювалося намагнічування двигуна, потім з 6 по 14 секунд був доданий номінальний момент. Режим

стабілізації нульової швидкості на малюнках показаний фрагменті г). Буквою  $m$  марковані криві справжніх значень, отримані з моделі двигуна, а цифрами їх оцінки.

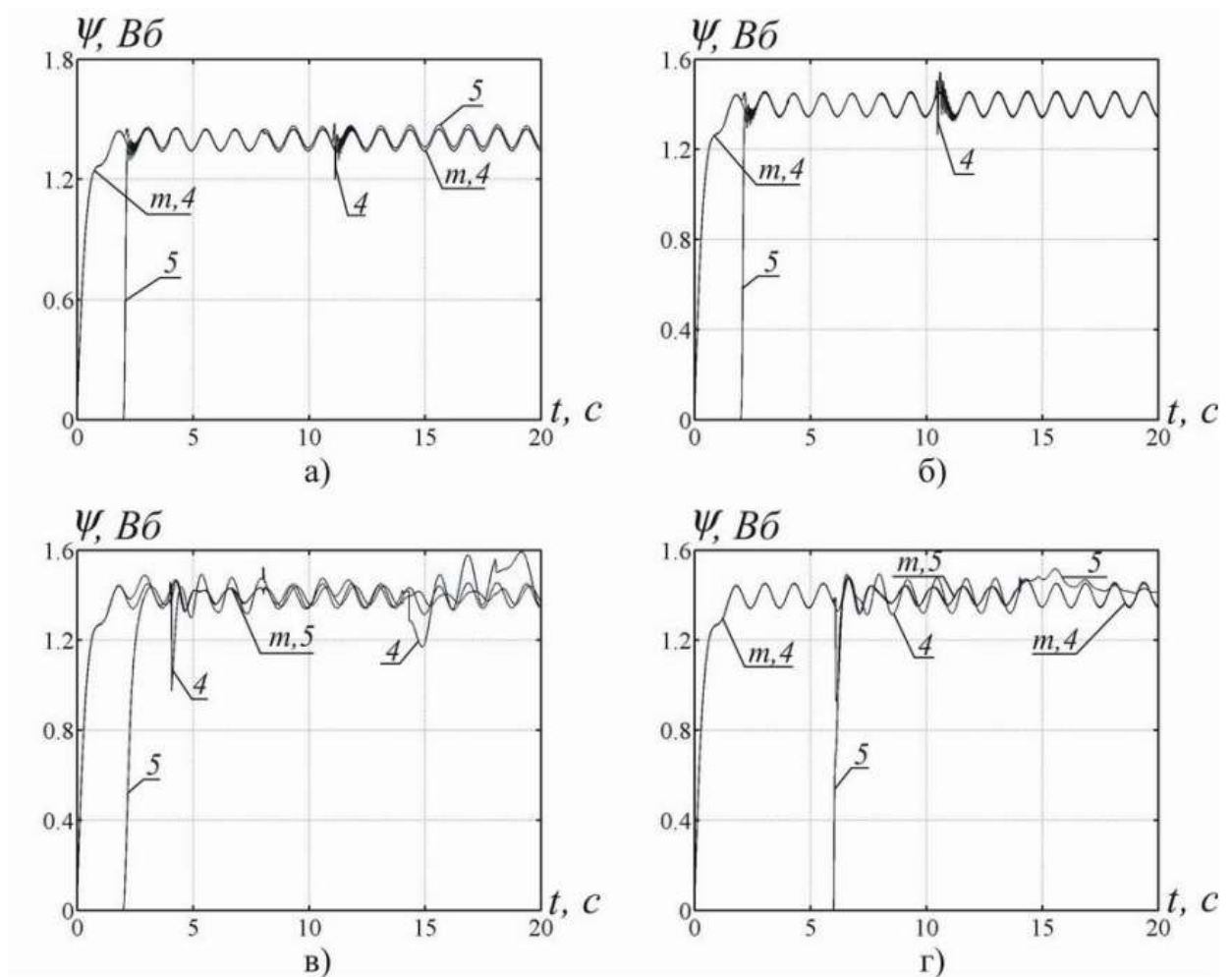


а, б, в – для  $\omega_p = (150, 50, 1)$  рад/с відповідно; г – для  $\omega_p = 0$  рад/с.

Рисунок 2.5 – Результати моделювання блоків оцінки модуля вектора потокозчеплення

На рис. 2.5 блоки першої групи позначені цифрами 1 – Kubota, Matsuse, 2 – Hu, Wu, 3 – модифікований блок Ohtani. Блок Holtz не дав позитивних результатів у жодному з наведених режимів, тому його робота на рисунках не наводиться.

На рис. 2.6 представлені спостерігач та адаптивний спостерігач другої групи, позначені цифрами 4, 5 відповідно. Швидкість вектора поточкозчеплення для спостерігача бралася з виразу (2.67). Блок 2 має постійне усунення щодо фактичного значення протягом усіх режимів роботи (за винятком періоду намагнічування).



а, б, в – для  $\omega_p = (150, 50, 1)$  рад/с відповідно; г – для  $\omega_p = 0$  рад/с.

Рисунок 2.6 – Результати моделювання блоків оцінки модуля вектора поточкозчеплення

Моделювання показало, що результати отримані блоками 1, 3 практично збігаються і в дослідженому діапазоні швидкостей ротора найбільше наближені до фактичного значення поточкозчеплення.

У період намагнічування двигуна та на холостому ході у всьому діапазоні швидкостей блок 4 дуже точно повторює фактичне значення потокозчеплення. У діапазоні низьких швидкостей (рис. 2.6) блоки 4, 5 показують задовільну оцінку потокозчеплення. У блоці 4 це пов'язано зі зниженням швидкодії спостерігача за рахунок обмеження (2.25). Блок 5 у період намагнічування не дає оцінки потокозчеплення, що є його недоліком.

Моделювання блоків у діапазоні середніх та високих частот підтвердило стійку роботу та відтворення інжектованої складової. На низьких швидкостях їхню роботу можна визнати задовільною. Задовільним відтворенням інжектованої складової на нульовій швидкості відрізняються блоки 1 - 3. На нульовій швидкості блок 4 показав найкращий результат з порівнюваних блоків.

Виходячи з результатів моделювання, можна провести аналіз та вибір блоків, які точно відтворюють інжектовану складову у всьому діапазоні швидкостей, включаючи нульову. Блоки 2, 5 у період намагнічування дають неправильну оцінку потокозчеплення, що затягує час підготовки системи до роботи. Блоки 1 і 3 дають практично однаковий результат, проте блок 1 відрізняється обчислювальною складністю (система 5-го порядку).

Таким чином, можна виділити два блоки, приблизно однакової обчислювальної складності, це блоки 3 (модифікований блок Ohtani (1.12), (2.29), (2.30)) та 4 (спостерігача (2.26), (2.28), (2.25)). Слід зазначити, що блок 4 відрізняється дуже хорошим відтворенням фактичного значення потокозчеплення в період намагнічування.

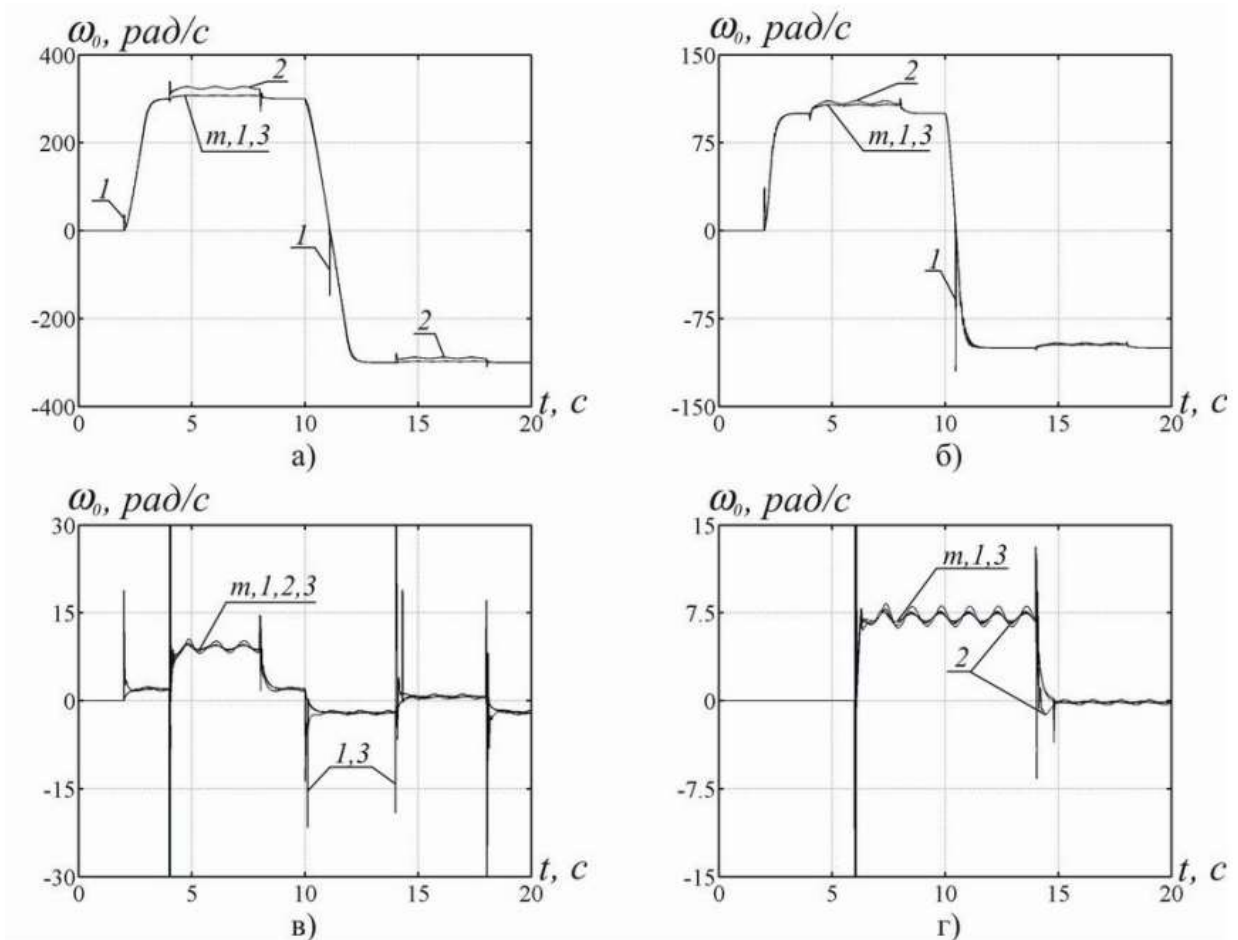
## **2.5 Моделювання блоків оцінки синхронної швидкості**

При моделюванні динамічних процесів на ПЕОМ розглядалися АД та режими, ідентичні, описаним у підрозділі 2.4.

На рис. 2.7 представлено оцінку синхронної швидкості за блоками

$$\hat{\omega}_0 = f(u) \quad (1.26), \quad \hat{\omega}_0 = f(Q) \quad (2.68), \quad \hat{\omega}_0 = f(\psi) \quad (1.23),$$

позначені цифрами 1, 2, 3 відповідно.



а, б, в – для  $\omega_p = (150, 50, 1)$  рад/с відповідно; г – для  $\omega_p = 0$  рад/с.

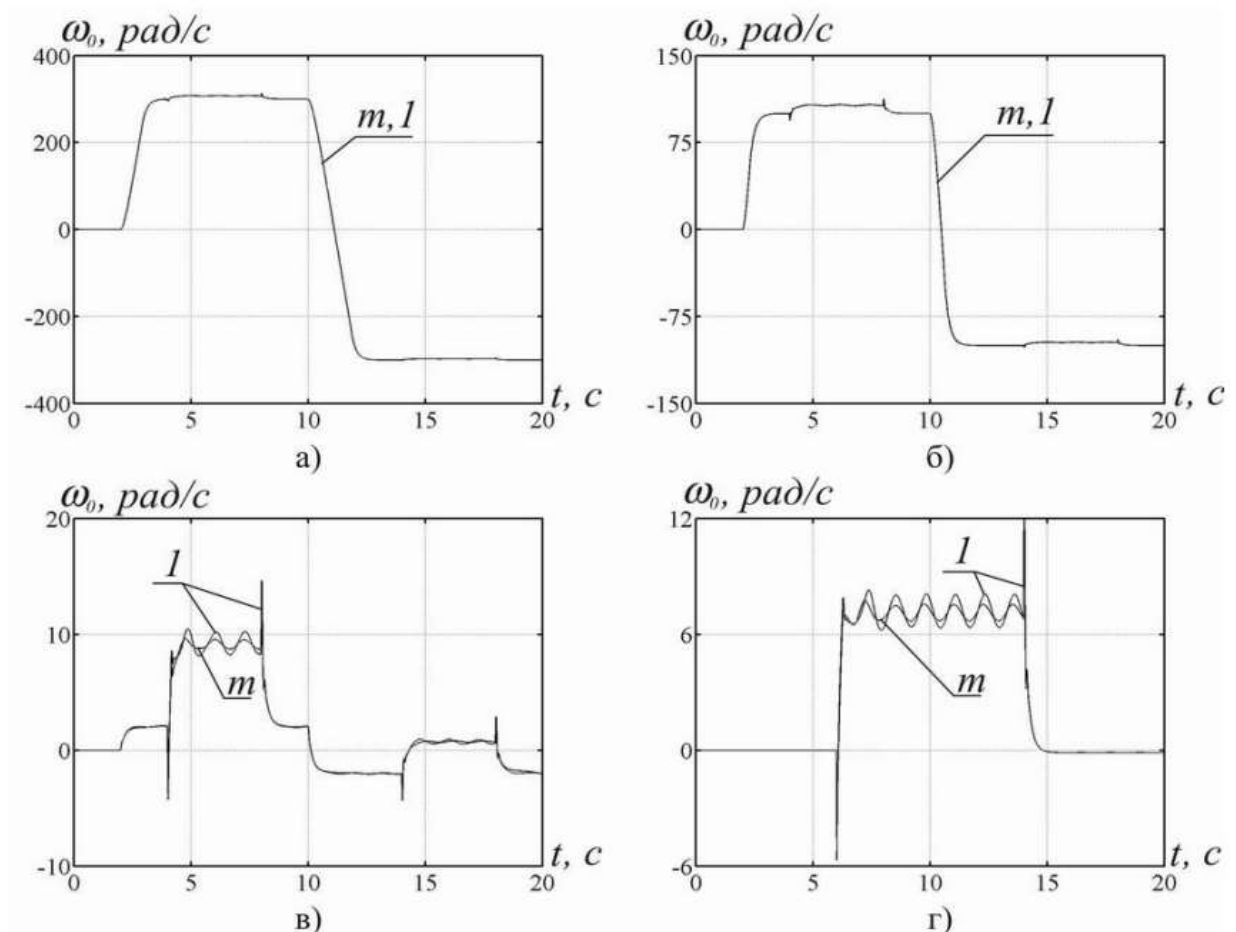
Рисунок 2.7 – Результати моделювання блоків оцінки синхронної кутової швидкості

Для останнього блоку потокозчеплення було взято з модифікованого блоку Ohtani ((1.12), (2.29), (2.30)). Як очевидно з рисунків, блок 1 має особливість у районі нульової швидкості, а діапазоні середніх і високих швидкостей відмінно відтворює фактичну величину швидкості. Блок 2 у діапазоні високих швидкостей при навантаженні має помилку.

На середніх частотах ця помилка мало помітна. На низьких і нульових швидкостях блок 2, на відміну від блоків 1, 3, має менші в кілька разів кидки,

що видно з рис. 2.7, в, г. Блоки 1 і 3 на середніх і високих швидкостях показують практично однакові результати. Блок 1 оперує головними гармоніками напруги, величинами, що відносяться до розряду вимірюваних, а блок 3 - потокозчеплення, величинами, які необхідно обчислювати. Блок 1 вимагає меншого обсягу обчислень. Таким чином, для областей високих і середніх швидкостей хороші результати показав блок 1, а для низьких, включаючи нульову, блок 2.

Об'єднання переваг блоків 1 і 2 можливе шляхом сполучення останніх за допомогою вагового коефіцієнта. Моделювання показує, що перехід між блоками повинен перебувати в діапазоні 10–20 рад/с, що відповідає 15–25% від номінальної кутової швидкості потокозчеплення.



а, б, в – для  $\omega_p = (150, 50, 1)$  рад/с відповідно; г – для  $\omega_p = 0$  рад/с.

Рисунок 2.8 – Результати моделювання комбінованого блоку оцінки кутової швидкості вектора потокозчеплення

На рис. 2.8 показані результати оцінки синхронної швидкості блоком (1.26), (2.68), (2.73), (2.74).

Як видно з рисунків, цей блок дає найкращу оцінку кутової швидкості вектора потокозчеплення. Помилка оцінки синхронної швидкості діапазоні швидкостей ротора від 0 до номінальної практично відсутня. На кутових швидкостях ротора 1 і 0 рад/с при додатку номінального моменту проявляється періодична складова, обумовлена інжекцією. Амплітуда змінної складової не перевищує 10%. Цю похибку можна усунути шляхом пропускання обчисленої швидкості через фільтр (3.60), (3.61), який призначений виділення постійної складової з однофазного сигналу.

## **Висновки по розділу 2**

1. Модифіковано спостерігача потокозчеплення ротора шляхом введення змінного коефіцієнта, що забезпечило його працездатність у діапазоні зміни швидкостей ротора, від номінальної до нульової. Модифікований спостерігач досить точно відтворює інжектвану складову модулі вектора потокозчеплення. На відміну від вихідного, спостерігач не містить диференціювання струму, що підвищує схибленість системи.

2. Модифіковано рішення Ohtani [32], за рахунок введення формувача програмного модуля потокозчеплення з урахуванням параметрів сигналу, що інжектуюється, що забезпечило відтворення інжектованої складової в модулі оцінки вектора потокозчеплення.

3. Розроблено нові адаптивні спостерігачі для оцінки векторів потокозчеплень ротора та статора та їх кутових швидкостей прямим методом Ляпунова. Спостерігачі мають зменшений на 64%, порівняно з прототипом (прототип - система 5-го порядку), обсягом обчислень. Блок працездатний у діапазоні кутових швидкостей ротора від нульової до номінальної та відтворює інжектвану складову в модулі вектора потокозчеплення.

### 3 РОЗРОБКА БЛОКІВ ФІЛЬТРАЦІЇ ОДНОФАЗНИХ І БАГАТОФАЗНИХ НЕВИЗНАЧЕНИХ СИГНАЛІВ

Для живлення АД в даний час використовуються інвертори напруги ШИМ. Вихідні напруги ПЧ з ШИМ є послідовністю прямокутних імпульсів малої тривалості (див. рис. 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 з вимірюваних сигналів, і програмну корекцію для компенсації спотворень, що вносяться фільтрами силової частини АЕП.

#### 3.1 Розробка упереджувального компенсатора спотворень статорної напруги АД, що вносяться силовими фільтрами

На виході ПЧ із ШИМ 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 (КК) введенням перехресних зв'язків.

На рис. 3.1 представлено функціональну схему автономного інвертора з силовим фільтром, де СУ – система управління автономним інвертором з ШИМ (АІН з ШИМ); ПСФ – пасивний силовий LC-фільтр; АД – двигун змінного струму;  $u_p, u_r$  – керуючі (програмні) сигнали системи управління АІН,  $u_k, u_k$  – програмні сигнали з урахуванням компенсації,  $u_{Ak}, u_{Bk}, u_{Ck}$  – фазові керуючі сигнали.



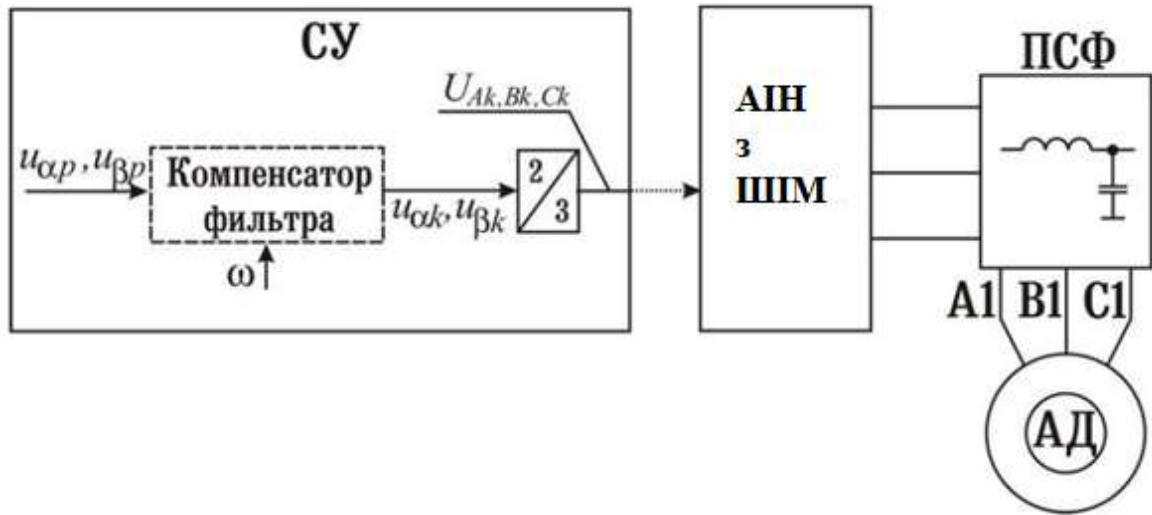


Рисунок 3.1 – Функціональна схема ланцюга компенсації спотворень, що вносяться ПСФ

На рис. 3.2 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 [17] з урахуванням впливу пасивного фільтра.

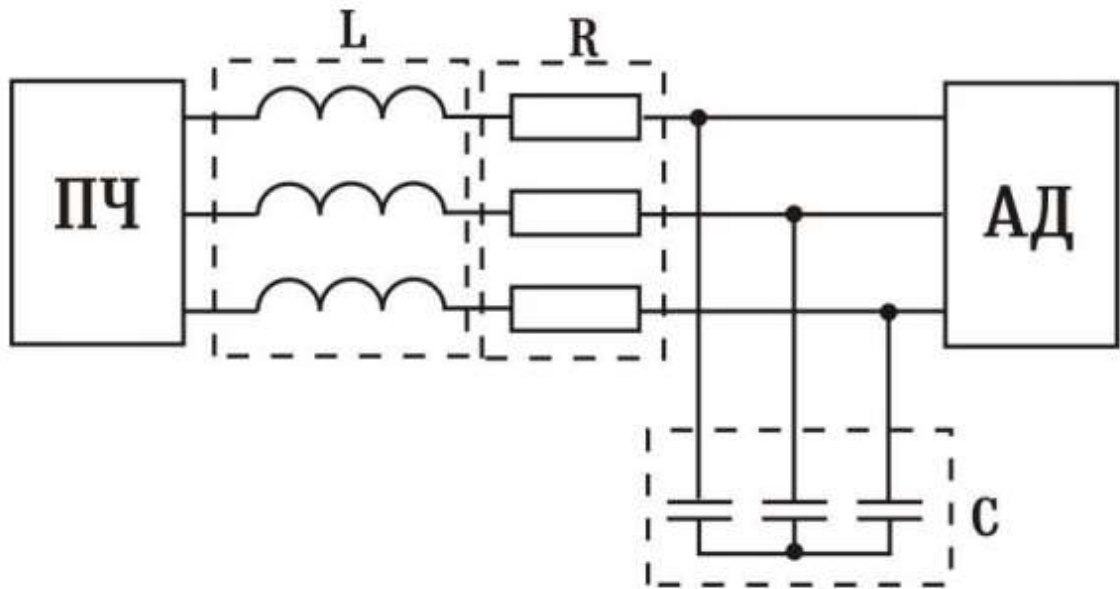


Рисунок 3.2 – Функціональна схема пасивного силового фільтра

Параметри ПСФ вибираються з умови усунення з їх виходів 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 багатозначних сигналів. Це зручніше робити із двофазними сигналами.

Синтез попереджувального компенсатора фільтра. Програмний двофазний сигнал має вигляд

$$u_{\alpha p} = |u| \cos \omega t, \quad u_{\beta p} = |u| \sin \omega t, \quad |u| = \sqrt{u_{\alpha p}^2 + u_{\beta p}^2}, \quad (3.1)$$

де  $\omega$  - кутова швидкість вектора напруги  $u$ , яка зазвичай використовується в методах управління двигунами змінного струму і вважається відомою.

Після пропускання двофазного сигналу (3.1) або еквівалентного йому трифазного сигналу через фільтр, еквівалентний двофазний сигнал набуде вигляду:

$$u_{\alpha f} = A(\omega) |u| \cos(\omega t + \psi(\omega)), \quad u_{\beta f} = A(\omega) |u| \sin(\omega t + \psi(\omega)), \quad (3.2)$$

де  $A(\omega)$  і  $\psi(\omega)$  – АЧХ та ФЧХ фільтра відповідно.

Випереджальний компенсатор фільтра (УКФ) призначений для усунення спотворень (3.2), пов'язаних з наявністю  $A(\omega)$  і  $\psi(\omega)$ . Для цього УКФ повинен мати такі частотні характеристики:

$$A_k(\omega) = A^{-1}(\omega), \quad \psi_k(\omega) = -\psi(\omega), \quad (3.3)$$

а його вихідні сигнали з урахуванням (3.1) повинні мати вигляд:

$$\begin{aligned}
 u_{\alpha k} &= A^{-1}(\omega) |u| \cos(\omega t - \psi(\omega)) = A^{-1}(\omega) |u| (\cos \omega t \cos \psi(\omega) + \sin \omega t \sin \psi(\omega)) = \\
 &= A^{-1}(\omega) (u_{\alpha p} \cos \psi(\omega) + u_{\beta p} \sin \psi(\omega)), \\
 u_{\beta k} &= A^{-1}(\omega) |u| \sin(\omega t - \psi(\omega)) = A^{-1}(\omega) (u_{\beta p} \cos \psi(\omega) - u_{\alpha p} \sin \psi(\omega)). \quad (3.4)
 \end{aligned}$$

Розглядаючи АД за Г-подібною схемою заміщення [16] (рис.3.3), згідно з теоретичними основами електротехніки його можна представити як змінну RL-навантаження, параметри якої ( $R_n, L_n$ ) залежать від параметрів режиму роботи двигуна, ковзання.

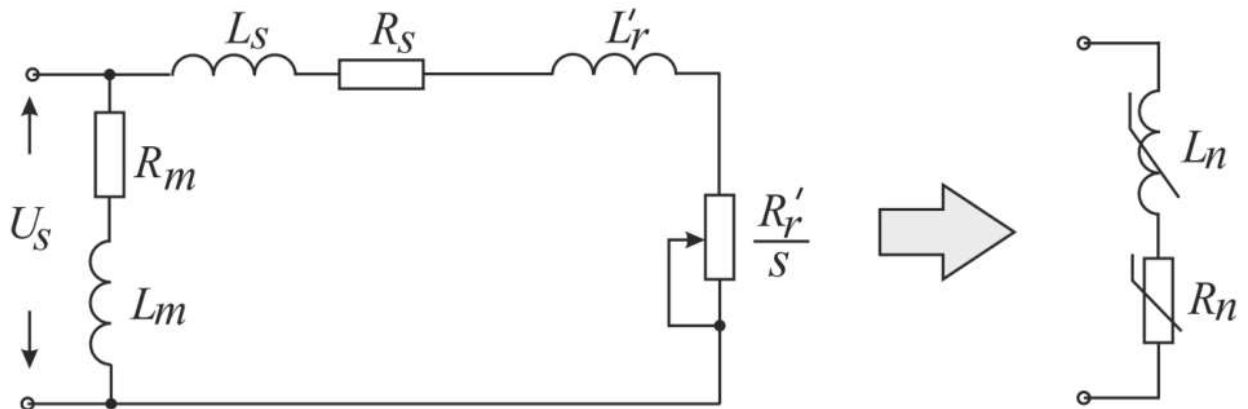


Рисунок 3.3 - Функціональна схема АД з нелінійним RL-навантаженням.

Для отримання передавальної функції ПСФ розглянемо одну фазу системи ПЧ-ПСФ-АД, яка показана на рис. 3.4.

Передатна функція системи має вигляд

$$W(p) = \frac{U_{AD}}{U_{ПЧ}} = \frac{L_n p + R_n}{LL_n C p^3 + (RL_n + LR_n) C p^2 + (L + L_n + RR_n C) p + (R + R_n)}, \quad (3.5)$$

де  $U_{AD}$  - фазна напруга АД,

$U_{ПЧ}$  - фазна напруга на виході ПЧ.

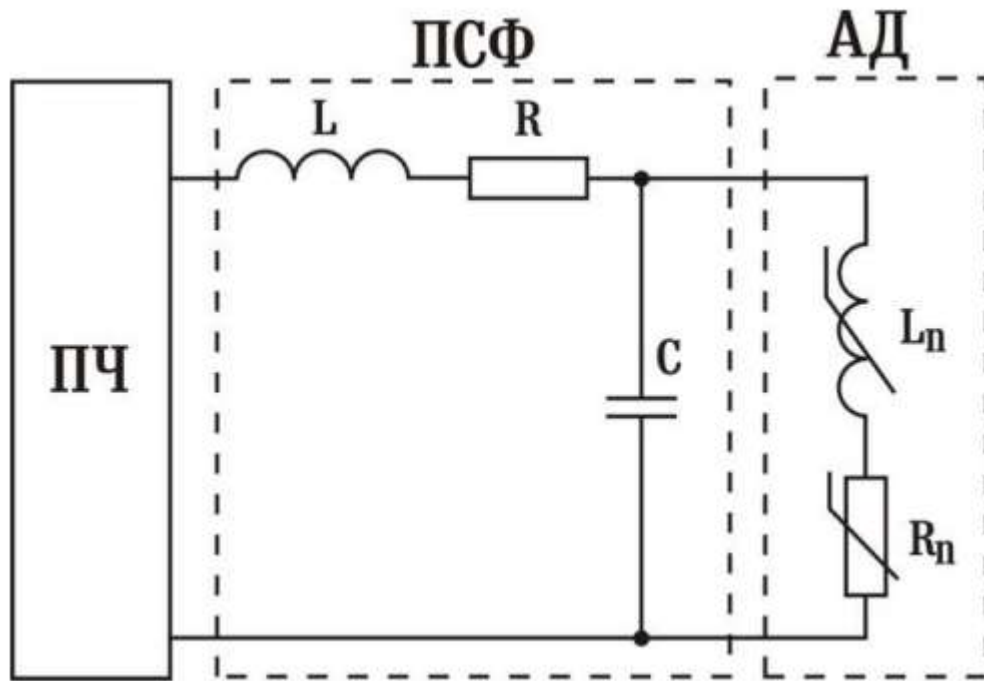


Рисунок 3.4 – Функціональна схема однієї фази системи ПЧ-ПСФ-АД

Передавальній функції (3.5) буде відповідати АФЧХ виду

$$W(j\omega) = \frac{[R_n] + j[\omega L_n]}{[R + R_n - \omega^2 C(RL_n + LR_n)] + j[\omega(L + L_n + RR_n C) - \omega^3 LL_n C]} = \frac{[N_1] + j[N_2]}{[D_1] + j[D_2]}, \quad (3.6)$$

де  $\omega$  – кутова швидкість напруги  $U_{ПЧ}$ ,

$N_1, D_1, N_2, D_2$  – дійсні та уявні частини у чисельнику та знаменнику

відповідно, введені для спрощення розрахунку.

АЧХ та ФЧХ передавальної функції (3.1) з урахуванням введених позначень мають вигляд

$$A(\omega) = \frac{\sqrt{N_1^2 + N_2^2}}{\sqrt{D_1^2 + D_2^2}}, \quad (3.7)$$

$$\psi(\omega) = \arctg\left(\frac{N_2}{N_1}\right) - \arctg\left(\frac{D_2}{D_1}\right). \quad (3.8)$$

Скориставшись виразом  $tg(\alpha - \beta) = \frac{tg\alpha - tg\beta}{1 + tg\alpha \cdot tg\beta}$  для (3.8), знайдемо

$$tg\psi(\omega) = \frac{N_2 D_1 - N_1 D_2}{N_1 D_1 + N_2 D_2}. \quad (3.9)$$

Використовуючи тригонометричні перетворення

$$\sin\psi(\omega) = \frac{tg\psi(\omega)}{\sqrt{1 + tg^2\psi(\omega)}}, \quad \cos\psi(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + tg^2\psi(\omega)}} \quad (3.10)$$

та вираз

$$\sqrt{D_1^2 + D_2^2} = \frac{\sqrt{N_1^2 + N_2^2}}{A(\omega)}, \quad (3.11)$$

отримане з (3.7),

$$\sin\psi(\omega) = A(\omega) \frac{N_2 D_1 - N_1 D_2}{N_1^2 + N_2^2}, \quad (3.12)$$

$$\cos\psi(\omega) = A(\omega) \frac{N_1 D_1 + N_2 D_2}{N_1^2 + N_2^2}. \quad (3.13)$$

Підставивши значення  $N_1, D_1, N_2, D_2$  (3.12), (3.13) і спростивши, отримаємо

$$\sin\psi(\omega) = A(\omega)\omega \left( \frac{L_n R - R_n L}{R_n^2 + (\omega L_n)^2} - RC \right), \quad (3.14)$$

$$\cos\psi(\omega) = A(\omega) \left( 1 - \omega^2 LC + \frac{R_n R + \omega^2 L_n L}{R_n^2 + (\omega L_n)^2} \right). \quad (3.15)$$

Підставляючи (3.14), (3.15) (3.3), отримаємо рівняння роботи попереджувального компенсатора фільтра.

$$u_{\alpha k} = u_{\alpha p} \left( 1 - \omega^2 LC + \frac{R_n R + \omega^2 L_n L}{R_n^2 + (\omega L_n)^2} \right) + u_{\beta p} \omega \left( \frac{L_n R - R_n L}{R_n^2 + (\omega L_n)^2} - RC \right),$$

$$u_{\beta k} = u_{\beta p} \left( 1 - \omega^2 LC + \frac{R_n R + \omega^2 L_n L}{R_n^2 + (\omega L_n)^2} \right) - u_{\alpha p} \omega \left( \frac{L_n R - R_n L}{R_n^2 + (\omega L_n)^2} - RC \right). \quad (3.16)$$

Враховуючи співвідношення параметрів АД і ПСФ, доданками, що включають параметри АД, можна знехтувати. Тоді рівняння КК отримаємо у вигляді

$$\begin{aligned} u_{\alpha k} &= u_{\alpha p} (1 - LC\omega^2) - u_{\beta p} (RC\omega), \\ u_{\beta k} &= u_{\beta p} (1 - LC\omega^2) + u_{\alpha p} (RC\omega). \end{aligned} \quad (3.17)$$

Моделювалася система (рис. 3.5), що складається з наступних послідовно з'єднаних ланок: джерело сигналу зі змінною частотою, УКФ, перетворювач координат  $(\alpha, \beta)/(A, B, C)$ , блок формування ШІМ-сигналів, LC-фільтрів та навантаження - АД. Напруги  $u_{\alpha}$ ,  $u_{\beta}$  - є бажаними сигналами, з якими порівнюватимемо вихідні сигнали фільтра.

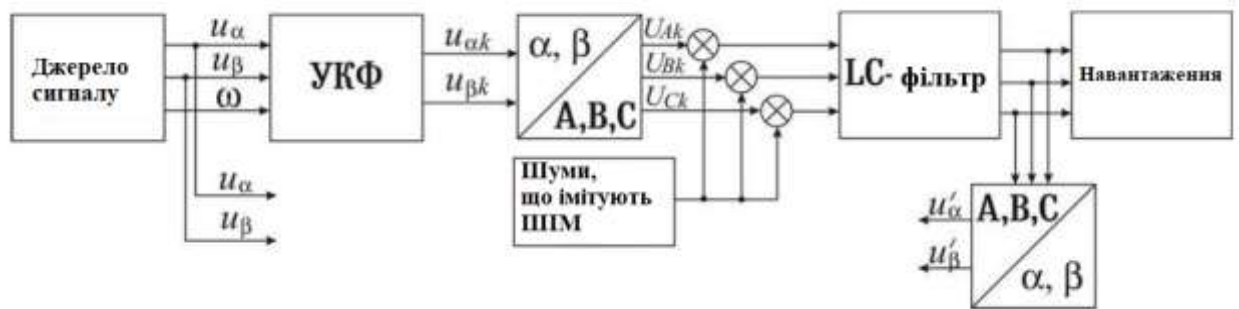


Рисунок 3.5 – Структурна схема моделювання роботи випереджуючого компенсатора фільтра

Джерело генерувало періодичний двофазний сигнал амплітудою 100 В та змінною частотою, вказаною на рис. 3.6, а.

Моделювання проводилося з наступними параметрами фільтра:  $R=0.01$  Ом;  $C=40$  мкФ;  $L=0.01$  Гн. Перед LC-фільтрами в блоці формування ШІМ-сигналів на сигнал накладалися шуми, що імітують ШІМ, амплітудою в 2 рази більшої амплітуди корисного сигналу та частотою 4 кГц. Дискретність алгоритму КК становила 100 мкс. На рис. 3.6 б, в, г, відповідних високим, середнім і низьким частотам, показано бажаний сигнал фази А.

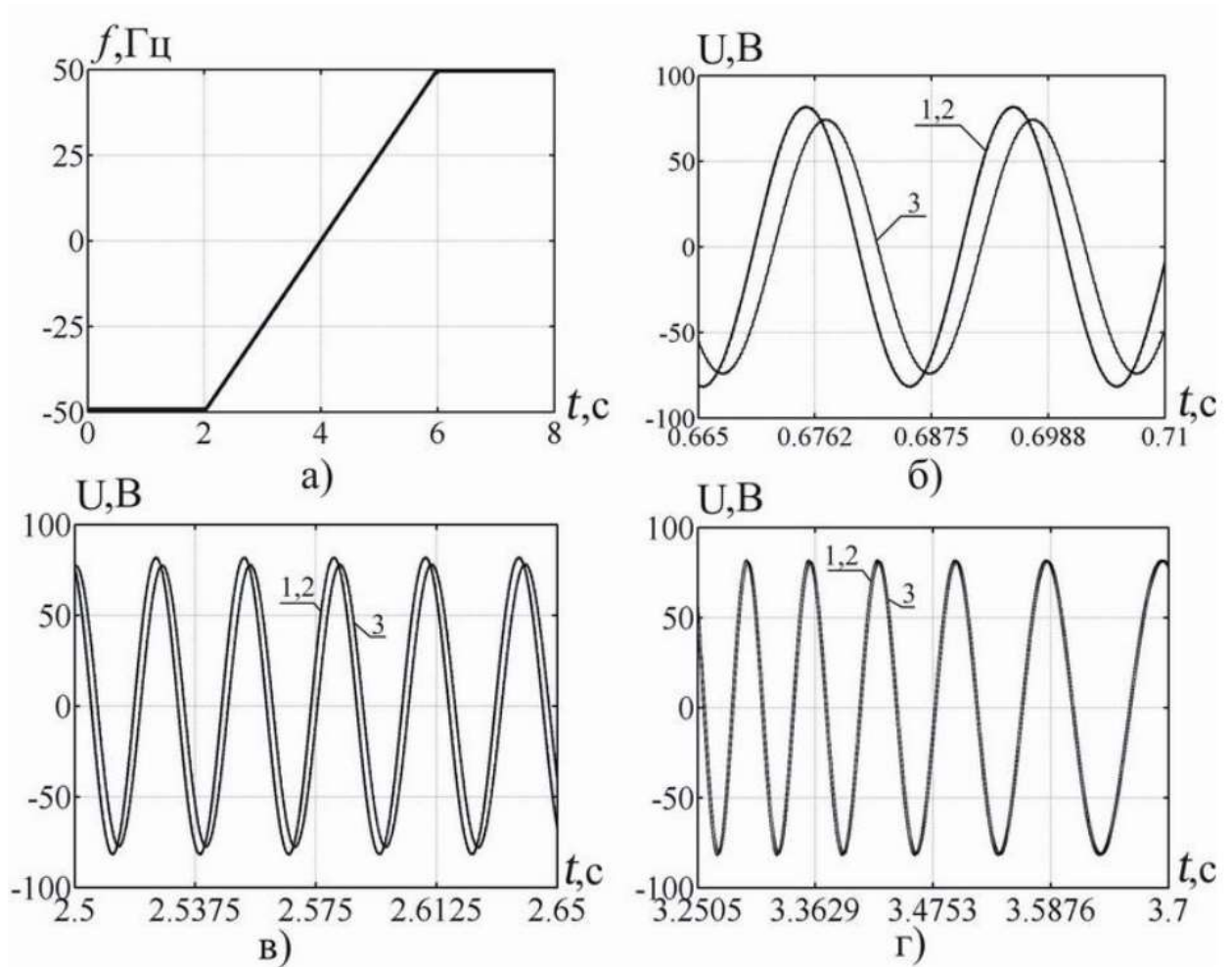


Рисунок 3.6 – Результати моделювання УКФ

а – частота зміни сигналу джерела; б, в, г – бажаний (1), скоригований сигнал на виході LC-фільтра (2) та відфільтрований без корекції (3) сигнали фази А на різних частотах

Як видно з рис. 3.6, компенсаційний фільтр працездатний у всьому діапазоні частот  $\pm 50$  Гц, при цьому має помилку амплітуди 3%, обумовлену шумами, що імітують ШІМ. Компенсаційний фільтр знижує амплітуду шумів, при цьому практично відсутні спотворення головної гармоніки щодо амплітуди та фази. Порівняно з прототипом [17], що має систему диференціальних рівнянь 5-го порядку та два регулятори, розроблений блок відрізняється алгоритмічною простотою.

Моделювання показало, що відсутність випереджуючого компенсатора у схемі з LC-фільтром призводить до нестійкості системи загалом. Це можна пояснити більшими фазовими зрушеннями напруги, які привносить силовий фільтр. При низьких швидкостях фазовий зсув напруги менший (рисунок 3.6 г), система стійка, але має найгірші показники регулювання. Застосування компенсатора дає змогу відновити показники якості у всьому діапазоні регулювання.

Таким чином, синтезований випереджальний компенсатор фільтра для корекції в реальному часі сигналу ШІМ. 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 [17] 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.

### **3.2 Розробка блоків оцінки основних гармонік та постійних складових двофазних сигналів у реальному часі**

Нехай трифазні вихідні сигнали ПЧ із ШІМ, наведені до еквівалентних двох фаз, мають вигляд [14]

$$x_{1m} = x_1 + \mathcal{G}_1, \quad x_{2m} = x_2 + \mathcal{G}_2, \quad (3.18)$$

$$\mathcal{G}_1 = x_{01} + \gamma_1, \quad \mathcal{G}_2 = x_{02} + \gamma_2. \quad (3.19)$$



(3.18) і (3.19)  $x_1, x_2$  - гармонійні складові вхідних сигналів  $x_{1m}, x_{2m}$ , тобто,  $x_1 = X \cos \omega t, x_2 = X \sin \omega t$  ( $\omega$  - кутова частота вихідного сигналу);  $\mathfrak{N}_1$  та  $\mathfrak{N}_2$  - похибки сигналів, що складаються з постійних складових  $x_{01}, x_{02}$  та високочастотних шумів, тоді можна записати

$$\dot{x}_1 = -\omega x_2, \quad \dot{x}_2 = \omega x_1, \quad (3.20)$$

$$x_1 = \omega^{-1} \dot{x}_2, \quad x_2 = -\omega^{-1} \dot{x}_1. \quad (3.21)$$

Очевидно, що формули (3.21) є формулами інтегрування.

Завдання полягає в усуненні впливу шумів  $\gamma_1, \gamma_2$  шляхом фільтрації, оцінки  $x_{01}, x_{02}$  з подальшою компенсацією їх впливу з метою отримання оцінок  $x_1, x_2$ .

Для фільтрації високочастотних перешкод пропустимо сигнали  $x_{1m}, x_{2m}$  через ідентичні фільтри низьких частот із передатною функцією

$$W_f(p) = \frac{k_f}{T^2 p^2 + 2dT p + 1}; \quad k_f, T > 0, \quad (3.22)$$

де  $p$  - Оператор Лапласа.

Враховуючи те, що зміщення  $x_{01}, x_{02}$  змінюються дуже повільно, у методиці розрахунку треба передбачити збереження раніше, при високих швидкостях ротора оцінок до роботи на околиці нульової швидкості.

На рис.3.8 представлена функціональна схема блоку оцінки постійних зсувів, що містяться в сигналах  $x_{1m}, x_{2m}$ .

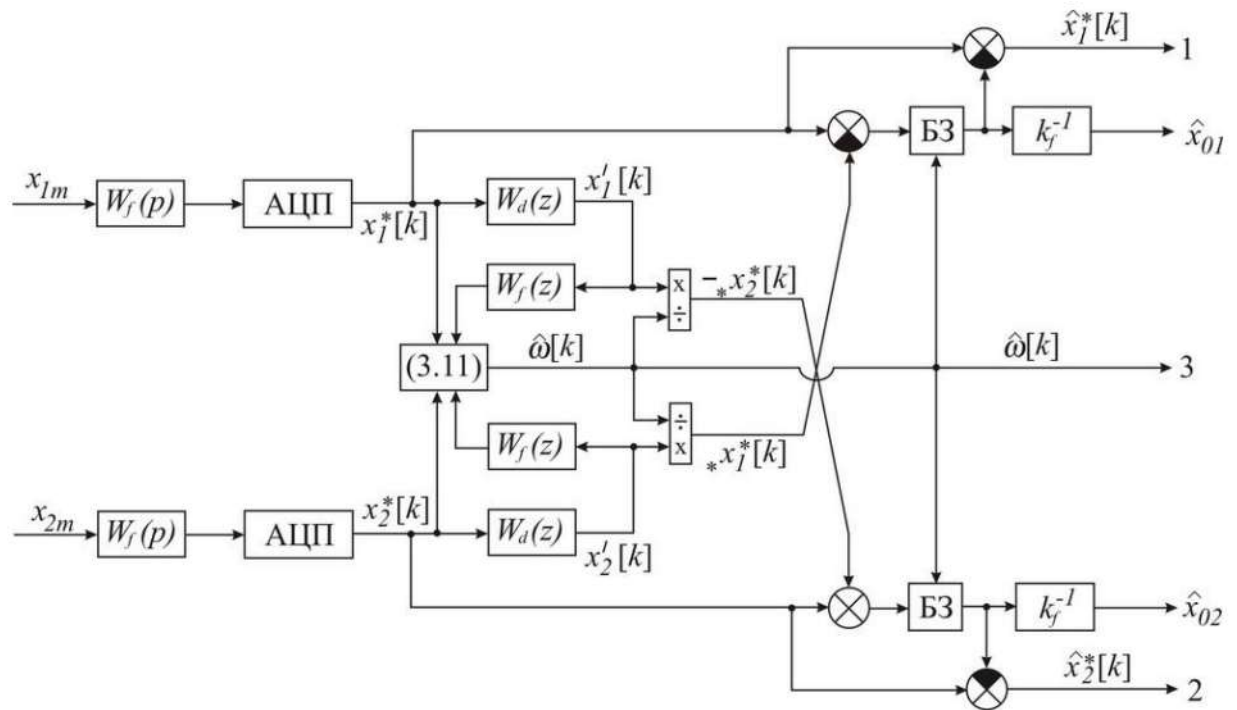


Рисунок 3.8 – Функціональна схема методу оцінки постійних зсувів

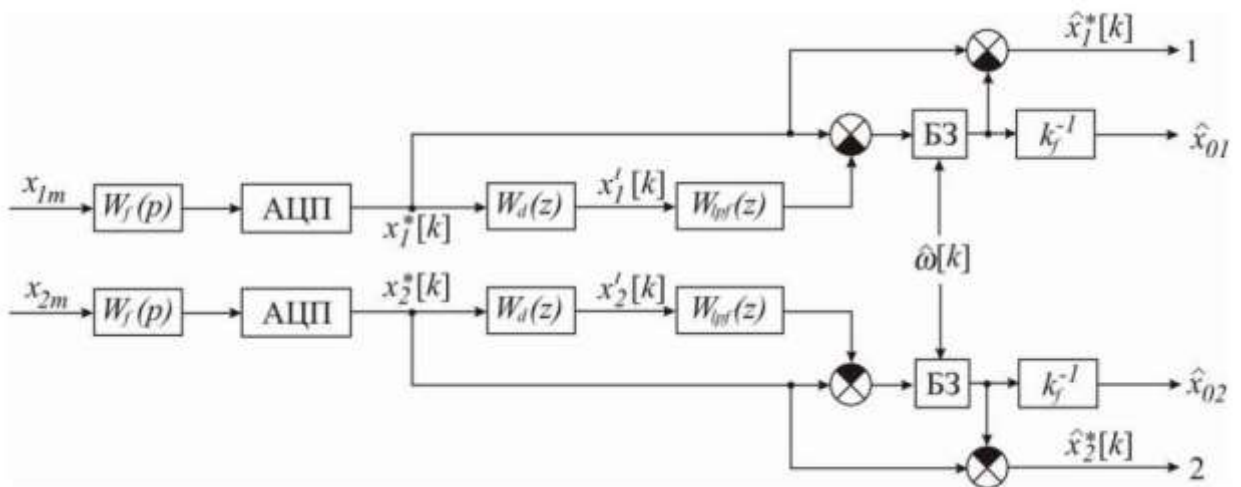


Рисунок 3.9 – Функціональна схема блоку оцінки постійних зсувів

На рис. 3.9 крім введених вище прийнято позначення: АЦП – аналого-цифровий перетворювач;  $W_d(z)$  – передатна функція ланки дискретного диференціювання;  $W_f(z)$  – дискретна реалізація ланки  $W_f(p)$ ; БЗ – блок запам'ятовування, призначений для збереження значень оцінок зсувів на час роботи в околиці швидкості 0. Фрагмент схеми лівіше АЦП аналоговий, правіше - дискретний, що реалізується в цифровому процесорі.

Результати моделювання. Для моделювання виберемо систему, схема якої зображена рис. 3.8. Амплітуди головних гармонік та шумів приймалися рівними 100 та 1000 відповідно. На рис. 3.10 представлені графіки оцінок швидкості (частоти головних гармонік), що дорівнює  $1\text{c}^{-1}$  (рисунок 3.10, а) та зміщень  $\pm 20$  (рисунок 3.10, в). На рис. 3.10 б, г дано порівняння істинних значень швидкості та зміщень ( $\pm 20$ ) за їх оцінками.

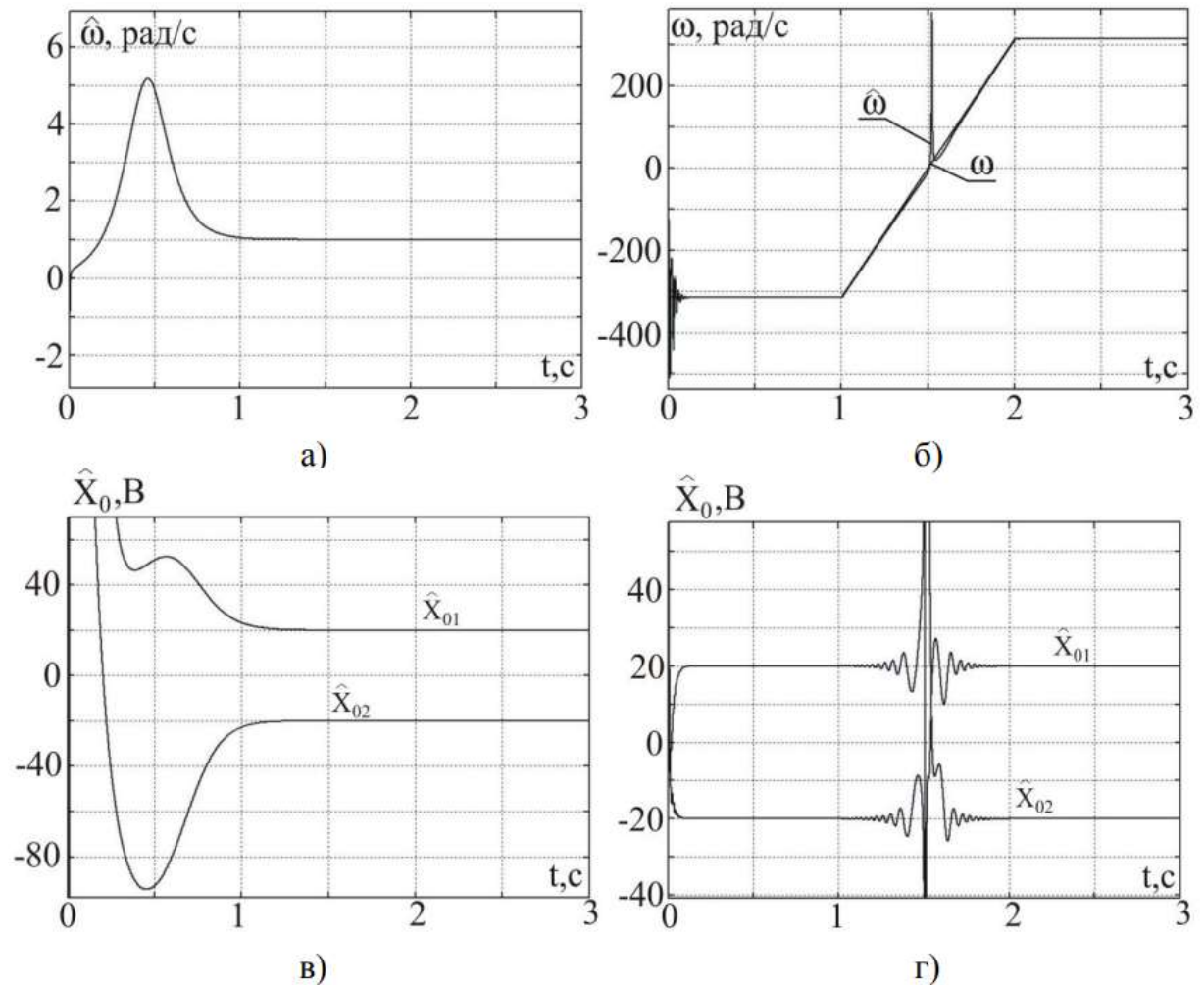


Рисунок 3.10 – Результати моделювання

- а – оцінка кутової швидкості головної гармоніки; б - оцінка кутової швидкості головної гармоніки та її справжнє значення;  
в, г – оцінка постійних зсувів, рівних  $\pm 20$  В.

Таким чином, розроблені блоки оцінки в реальному часі головних гармонік і постійних складових двофазних сигналів, їх частоти, по

зашумленим нестационарним сигналам з різними постійними складовими в кожній фазі. Оцінки головних гармонік вхідних сигналів (виходи 1, 2) та їх кутової частоти (вихід 3) розроблених фільтрів (рис. 3.8, 3.9) можна подавати на відповідні точки аналого-цифрових адаптивних фільтрів після АЦП, тобто на блок програмної корекції.

Чисельне моделювання підтвердило працездатність розроблених блоків оцінки в діапазоні частот сигналу від 50 Гц і нижче, крім частоти 0 Гц, за наявності постійних складових. Введення блоку запам'ятовування дозволяє розширити діапазон частот 0 Гц включно.

### **Висновки по розділу 3**

1. Запропоновано випереджальний компенсатор LC-фільтра для корекції в реальному часі сигналу ШІМ. Компенсатор відрізняється алгоритмічною простотою порівняно з прототипом, що має систему диференціальних рівнянь 5-го порядку, включаючи 2 ПІ-регулятори. Зв'язка попереджувальний компенсатор - пасивний фільтр знижує амплітуду шумів, при цьому помилка головної гармоніки амплітуди не перевищує 3% і відсутня спотворення по фазі. Розроблений блок працездатний в діапазоні частот сигналу від 0 до 50 Гц. Запропонований блок компенсації спотворень, обумовлених пасивним фільтром, застосовується як для скалярного, так і для векторного методів управління.

2. Розроблено нові блоки оцінки в реальному часі головних гармонік та постійних складових двофазних сигналів, їх частоти за зашумленими нестационарними сигналами з різними постійними складовими в кожній фазі. Блоки відрізняються алгоритмічною простотою, працездатні в діапазоні частот сигналу від 0 до 50 Гц, що є достатнім для практики діапазоном завдань управління приводом.

## ВИСНОВКИ

На підставі аналізу інформаційних джерел та результатів теоретичних 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 ВУ, завданням якого є високодинамічне 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  $i$ , як наслідок, знизити втрати на намагнічування та нагрівання.

2. Розроблена комп'ютерна модель ВУ АЕП системи зрошення з новими технічними рішеннями дозволила визначити та дослідити її статичні та динамічні характеристики. Аналіз системи ВУ показав достатню для систем зрошення швидкодію, а також підтвердив, що швидкодія системи ВУ практично не залежить від швидкості ротора при застосуванні моменту опору різної величини. Тривалість перехідного процесу становить 0,46-1,0 з 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 в діапазоні кутових швидкостей ротора від 1 рад/с до номінальної отримано тривалість перехідного процесу - 0,350,6 с. Розмір провалу швидкості у своїй становить 2,4-3,0 рад/с. Удосконалена система ВУ має меншу на 0,5-0,7% похибку оцінки швидкості порівняно з відомими системами у властивому для систем зрошення діапазоні швидкостей 50-100%.

3. Розроблено електротехнічний комплекс, основою якого є вдосконалена схема ВУ АЕП насосного агрегату системи зрошення, яка відрізняється від відомих сукупністю пасивного LC-фільтра на виході ПЧ та наявністю інжектваної складової в намагнічуючу 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 ВП до сталого стану та зберігати показники якості регулювання при похибці, що не перевищує 3%;
- розробити адаптивний спостерігач кутової швидкості ротора, що враховує зміну постійної часу ротора при зміні температури АД з тривалістю ідентифікації у 60 разів меншою, ніж існуючий метод. Похибка регулювання швидкості насоса вбирається у 1,2%, оцінки постійної часу ротора вбирається у 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 потокозчеплення, а також гармонійні коливання моменту та кутової швидкості ротора АД.

4. Доведено, що вдосконалена система ВП АЕП насосним агрегатом системи зрошення дозволяє отримати якісне керування кутовою швидкістю аж до нульової, і забезпечує вихідну напругу ПЧ близьку до синусоїдальної форми з коефіцієнтом нелінійних спотворень не більше 8%, що суттєво зменшує втрати в лінії ПЧ-АД і не погіршує показники ізоляції порівняно із звичайним ШІМ-сигналом на виході ПЧ.

## ЛІТЕРАТУРА

1. Бондаренко В.І. Основи електричного привода. / В.І. Бондаренко. Навчальний посібник. - Запоріжжя: ЗНТУ, 2003. – 314 с.
2. Бохон І.М. Вплив технічного стану насосного устаткування на економічну ефективність зрошувального землеробства / І.М. Бохон // Праці Таврійського державного агротехнологічного університету. – Мелітополь: ТДАТУ, 2015. – Вип. 15., Т.2. – 382 с. – С.144-153.
3. Тітов Ю. П. Насосні станції водопостачання і водовідведення / Ю. П. Тітов, М. М. Яковенко. Навчально-методичний посібник. – Харків, 2004. – 203 с.
4. Potapenko E.M. Development and Study of Filtration Methods for Multiphase Indeterminate Signals / E.M. Potapenko, E.E. Potapenko, A.V. Solomakha // Journal of Automation and Information Sciences.– 2007.– Vol.39, № 12.– P.14–24.
5. Соломаха О. В. Вдосконалення системи керування асинхронним електроприводом в системах зрошення: автореферат дис. ... канд. техн. наук. 2016. – 28 с.
6. Сучасні технології поливу: тенденції зрошення, що вже працюють / Український проект бізнес-розвитку плодоовочівництва (UHBDP). — Режим доступу: <https://uhbdp.org/ua/eco-technologies/articles/1622-suchasni-tekhnologii-polyvu-novi-tendantsii-zroshennia-shcho-vzhe-pratsiuiut>
7. Зрошення овочів на відкритому ґрунті / GrowHow.in.ua [Як вирощувати] онлайн-журнал про вирощування, керування та агробізнес. — Режим доступу: <https://www.growhow.in.ua/zroshuvannya-ovochiv-na-vidkrytomu-grunti-obrayemo-systemu>
8. Автоматичні системи поливу / Kiev Home. Режим доступу: <https://kievrem.com.ua/mir-landshafta/poliv/avtomaticheskie-sistemy-poliva>

9. Вирощування сільськогосподарських культур при застосуванні краплинного зрошення : навч. посіб. / О.В. Аверчев, О.В. Сидякіна, О.Г. Берднікова, Д.О. Ладичук. – Херсон : Молодий вчений, 2019. – 132 с.
10. Сільське питне водопостачання в Україні: практ. посіб. / А.М. Копитін, І.П. Слободенюк - Київ, 2011.
11. Волошин О.С. Класифікація автоматичних систем дозування води для сільськогосподарських потреб / О. С. Волошин // Збірник праць конференції «Погляд у майбутнє приладобудування», 18-19 травня 2021 р. – тези доповідей та виступів. – Київ : ПСОН, 2021. – С. 23 – 26.
12. Контролер Arduino Uno Rev3 (ATmega16U2) / Arduino.ua – Режим доступу: <https://arduino.ua/prod676-arduino-uno-rev3> - 11.02.2021 р.
13. 4-х канальний модуль реле 5В 10А з опторозв'язкою (low level) / Arduino.ua – Режим доступу: <https://arduino.ua/prod206-4-h-kanalniimodyl-rele-5v-10a> - 11.02.2021 р.
14. Модуль Енкодер від RobotDyn / Arduino.ua – Режим доступу: <https://arduino.ua/prod2147-modyl-encoder-ot-robotdyn>- 11.02.2021 р.
15. LCD 2004 I2C символний дисплей 20x4 (синій) / Arduino.ua – Режим доступу: / Arduino.ua – Режим доступу: <https://arduino.ua/prod2147-modyl-encoder-ot-robotdyn>- 11.02.2021 р.
16. Водяний погрузний насос помпа 3-6 В 120 л/г / Arduino.ua – Режим доступу: <https://arduino.ua/prod3722-vodyanoi-pogryjnoi-nasos-pompa-3-6-v-120lch> -11.02.2021 р.
17. Белікова Л.Я. Електричні машини: навчальний посібник / Л.Я. Белікова, В.П. Шевченко. – Одеса : Наука і Техніка, 2011. – 480 с.
18. Попович М.Г. Теорія автоматичного керування : підручник / Попович М.Г. – 2-е вид., перероб. і доп. / М.Г. Попович, О.В. Ковальчуки. – К. : Либідь, 2007. – 656 с.
19. Любін М.В. Впровадження енергоощадних технологій на підприємствах АПК / М.В. Любін, О.А. Токарчук, О.О. Рубаненко // Енергетика і електротехнічні системи в агропромисловому комплексі: матер. II



- Всеукраїнської науково-технічної конференції молодих вчених, 22-23 березня 2016. – Вінниця: ВНАУ 2016. – С. 79–82.
20. Соломаха О.В. Розробка методів оцінки вектора потокозчеплення та його кутової швидкості за наявності інжектів складової / О.В. Соломаха // Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету: Наукові труди КДПУ. - Кременчук: КДПУ, 2008. - Вип.4/2008 (51). Частина 2.
21. Гаєв Є.О., Нестеренко Б.М. Універсальний математичний пакет MATLAB і типові задачі обчислювальної математики. Навчальний посібник. – К.: НАУ, 2004. – 176 с.
22. Автоматизація технологічних процесів і системи автоматичного керування: Навчальний посібник / Барало О.В., Самойленко П.Г., Гранат С.Є., Ковальов В.О. – К.: Аграрна освіта, 2010. – 557 с.
23. Галай М. В. Імпульсні, цифрові та релейні системи автоматичного керування: навчальний посібник: – Полтава: ПолтНТУ, –2002. – 222 с.
24. Галай М. В. Лінійні неперервні системи автоматичного керування: навчальний посібник: – Полтава: ПолтНТУ, – 2001. – 140 с.
25. Голодний І.М., Червінський Л.С., Жильцов А.В., Санченко О.В. Романенко О.І. Г Моделювання регульованого електропривода: Підручник. – К.: Аграр Медіа Груп, 2019. – 266 с.
26. Півняк Г. Г. Сучасні частотно-регульовані асинхронні електроприводи з широтноімпульсною модуляцією / Г. Г. Півняк, О. В. Волков. – Дніпропетровськ, НГУ, 2006. – 470 с.

# ДОДАТКИ

## **1 METHODS OF AUTOMATED MANAGEMENT OF COMPLEX OBJECTS AND FORMULATION TASK RESEARCH**

Technological lines of irrigation systems of the agro-industrial complex are complex electromechanical objects, which are managed taking into account the interrelationships of many parameters of different physical nature. This leads to a significant impact on the use of known methods and methods. Therefore, for the development of irrigation systems of the agro-industrial complex, a necessary condition is the analysis of existing methods and, based on them, the formation of structural and logical schemes for optimal management of executive mechanisms and the technological process of irrigation in general. At the same time, it is necessary to take into account the specifics of the modes of the executive mechanisms and the controlling microprocessor systems. Asynchronous electric drives, technological valves and control systems are used as the main executive mechanisms of irrigation systems. The need to ensure consistency between management information channels and the state of executive mechanisms leads to the complication of solving issues of increasing efficiency and improving technical and economic indicators of irrigation systems.

In order to develop energy-saving technical solutions, it is necessary to carry out relevant scientific research. We will provide a brief analysis of the most famous methods of managing complex objects and the features of their practical use.

### **1.1 Energy and technological efficiency of regulation asynchronous electric drives of irrigation pumps**

Irrigation in Ukraine has become most widespread in its southern arid regions, where agriculture is practically impossible without irrigation. In irrigation systems, pump drives use asynchronous motors with a short-circuited rotor (AD). ADs have a simple design, low cost, high reliability. Most of them are unregulated,

which is explained by the complexity of controlling the electromagnetic processes occurring in AD [ 1 ]. When changing the productivity of the irrigation pump, by means of frequency regulation of the AD speed, it is possible to achieve electricity savings of up to 60% compared to unregulated AD [2-4]. Taking into account that the growth of the cost of electricity has an anticipatory nature in relation to the cost of other costs, the problem of energy saving during the operation of irrigation pumps takes on a primary nature.

Energy saving with frequency control is explained by the cubic relationship between the pump power and water consumption, which is proportional to the angular speed of the pump rotor (the efficiency of the pump is considered constant). These relations are sometimes called laws of similarity [5]:

$$Q_* = \frac{Q}{Q_{nom}} = \frac{\omega}{\omega_{nom}}; \quad (1.1)$$

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

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

$$P_{mech*} = \frac{P_{mech}}{P_{nom}} = \left( \frac{\omega}{\omega_{nom}} \right)^3, \quad (1.4)$$

where  $Q_*$ ,  $Q$ ,  $Q_{nom}$  – relative, actual and nominal costs in accordance,  
 $\omega$ ,  $\omega_{nom}$  - actual and nominal angular speeds of rotor rotation HELL,

$H_*$ ,  $H$ ,  $H_{nom}$  – relative, actual and nominal pressure, respectively,

$M_*$ ,  $M$ ,  $M_{nom}$  – relative, actual and nominal AD moments, respectively,

$R_{mech*}$ ,  $R_{mech}$ ,  $R_{nom}$  – relative, actual and nominal active capacities of AD, respectively. Moreover, the power consumed by AD from the network is equal

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

where  $\eta_1$  is the engine efficiency.

Figure 1.1 clearly illustrates the possibility of significantly reducing energy consumption during the introduction of adjustable electric drives of irrigation pumps [5].

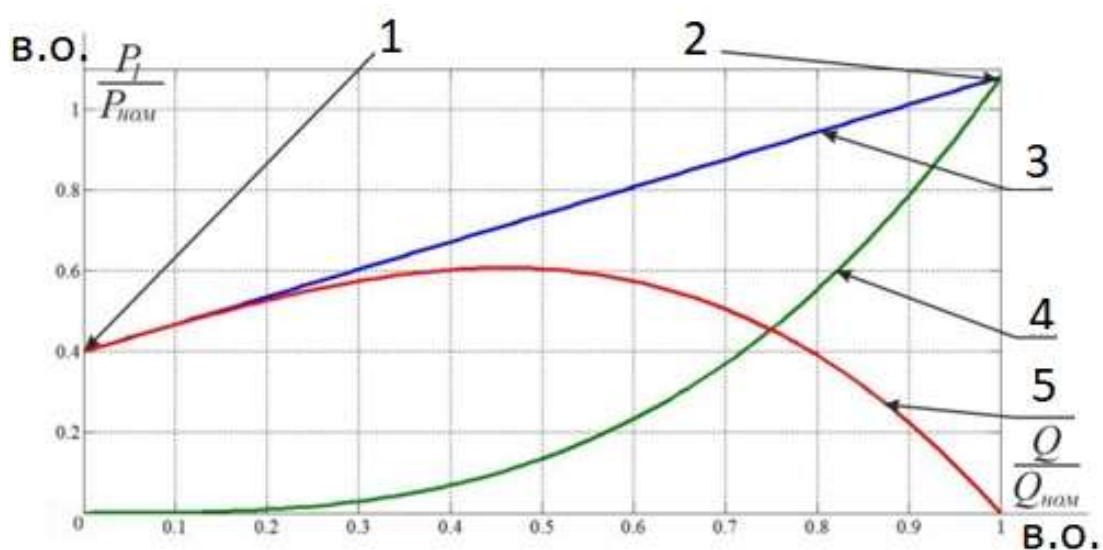


Figure 1.1 - Dependence of the consumed power of AD on the consumption, with throttling and frequency regulation

1 - pushy the valve is closed during throttling; 2 - pushy the valve is open when throttling; 3 – power consumed during throttling; 4 – power consumed during frequency regulation; 5 - saving electricity

When the arterial drive of the pump is turned on "directly" into the network, there is a 5-7 times drop in the nominal current [6], which causes a voltage drop in the network. Since rural networks usually have long stretches, these voltage drops lead to a significant reduction in the electromagnetic moment of working electric motors, in particular pump drives. At the same time, pressure waves and hydraulic shocks occur in the hydraulic system. The use of frequency regulation of pumps limits the starting current to a level not higher than the nominal one, reduces the voltage sag of the electrical network, reduces the pressure in the hydraulic system and minimizes the probability of pressure waves and hydraulic shocks, as well as reduces the cost of electricity . In some cases, the use of frequency regulation of pumps allows not to use booster pumps.

It is necessary to pay special attention to the fact that with throttle regulation of the flow (supply) of water, the pressure in the system increases and it is practically impossible to reduce energy consumption. Such excess pressure causes an additional 2.7% of water loss due to leaks [5]. With frequency regulation, when water flow is reduced, the pressure in the system also decreases, which leads to a decrease in water losses.

The use of frequency regulation of irrigation pumps allows to significantly reduce operating costs. For example, reducing the pressure difference between the suction and discharge nozzles of the pump unit increases the service life of packing seals, practically eliminating water hammers and ensures pressure stability in pipeline networks, as well as minimizes maintenance costs. The frequency drive of the pumps provides smooth regulation and increases the reliability of the system due to the duplication of the unreliable (especially at low temperatures) water presence sensor.

The presence of a technological parameter regulator in frequency converters (IFs) that implement frequency regulation allows you to organize automatic control using pressure, temperature and other feedback sensors.

The practice of using frequency converters (IF) for frequency control of irrigation pumps proves the expediency of not only their use for controlling the pumping unit, but also the creation of specialized technological process control systems. This is achieved due to the possibility of using a technological parameter regulator built into the IF, which allows you to organize automatic control of analog or digital signals that come from known feedback sensors. This approach makes it possible to obtain an economic effect not only from the reduction of consumed electric power, but also to achieve a significant reduction in operating costs, improvement of working conditions and increase in the service life of equipment without impacting the environment.

## **1.2 Methods of controlling an asynchronous electric drive technological lines of the agro-industrial complex**

Imported manufacturers of pumping equipment for irrigation systems, in particular Grundfos, offer it only with a built-in inverter. However, the current high cost of both pumping stations and inverters separately provides prerequisites for the development of domestic inverters.

AD has a complex non-linear mechanical characteristic [5]. Two main methods of frequency control are used to control the speed and torque of AD in a modern electric drive: scalar control; Vector control

The vast majority of imported inverters have both control methods and allow the user to choose one of them.

### **1.2.1 Asynchronous electric drive with scalar control**

Scalar control makes it possible to ensure the constancy of the overload capacity of the electric drive regardless of frequency and voltage. At the same time, there is a decrease in load capacity at low frequencies (at  $f < 0.1 f_{nom}$ ). The maximum range of adjustment of the angular speed of the rotor at a constant moment of resistance for electric drives with scalar control reaches 10:1.

The scalar control method has two main disadvantages:

- the absence of a speed sensor on the AD shaft does not provide an opportunity to adjust the angular speed of the shaft, as it depends on the magnitude and nature of the load, and the speed adjustment error is determined by AD slip, which for AD up to 1000 kVA can reach 6%, while the consumption and pump efficiency decrease, the installation of a speed sensor partially solves this problem, but at the same time it is not possible to adjust the torque on the motor shaft, however, it is worth noting that most AD irrigation pumps were not designed for speed regulation and do not have a design possibility to install a speed sensor;

- it is difficult to simultaneously adjust two coordinates (moment and angular velocity), so there are difficulties in choosing the parameter that is most important for a given technological process.

### **1.2.2 Asynchronous electric drive with vector control**

Back in 1971, the German engineer F. Blaschke suggested considering the work of AD on the stator coordinate system, where all variables are described by harmonic functions, and the coordinate system with the rotor flux linkage vector . Therefore, this control method was called vector control [5, 6]. In this coordinate system, all variables change in a similar manner to the corresponding DC motors with independent excitation (DC motors). This made it possible to build a control system similar to the control systems of DPT NV. Mechanical characteristics of AD, pump and VP are shown in Figure 1.2.

To date, two main types of vector control systems have been formed - sensorless systems (without an angular velocity sensor on the motor shaft) and systems with speed feedback. The application of one or another type of vector control is determined, first of all, by the characteristics of the executive mechanism. If necessary in small ranges of speed change (not more than 100:1) and requirements for the accuracy of its maintenance not more than  $\pm 0.5\%$ , sensorless vector control is used, and if it is necessary to change the speed of the shaft in wide ranges (more than 10000:1), requirements arise to the accuracy of maintaining the angular velocity (up to  $\pm 0.02\%$  at frequencies less than 1 Hz ). If it is necessary to position the shaft when adjusting the torque on the motor shaft at very low frequencies, vector control methods with speed feedback are used.





Figure 1.2 - Mechanical characteristics of AD, pump and VU

It is known that the following advantages are achieved when using vector control:

- high accuracy of speed regulation even in the absence of a speed sensor;
- smooth, jerk-free, low-frequency engine rotation;
- the possibility of ensuring the nominal moment on the shaft at zero speed (if there is a speed sensor);
- quick response to load changes - with sudden load jumps, there are practically no speed jumps.

By ensuring such a mode of operation of AD, heating and magnetization losses are reduced, and, therefore, the efficiency of the motor increases.

Along with the obvious advantages, the vector control method has some disadvantages, such as high computational complexity and the need to know a fairly large number of engine parameters.

### **1.3 Characteristic features of practical application of vector AEP management in irrigation systems**

Flygt company established that controlling the AD torque before stopping the pump allows almost complete avoidance of water hammer [6]. In pumps, irrigation systems can be implemented only with the use of VU.

The use of VU in irrigation systems gives the following advantages:

- fast enough control in the event of unexpected sharp pressure jumps in the irrigation system, which prevents the drip line from breaking;
- formation of the trajectory of the speed during braking up to zero with the support of the corresponding moment, which excludes a sharp change in the flow of water, which gives rise to the possibility of a pressure wave and hydraulic shocks in pipes and valves [6];
- the possibility of ensuring the nominal torque on the shaft, starting from zero speed, ensures the durability of non-return valves and shut-off fittings due to the adjustment of the AD torque when it works on the common collector;
- smooth, almost jerk-free rotation of the engine shaft in the area of low frequencies (during start-up and braking) along a given trajectory eliminates resonances in the hydraulic system;
- quick response to load changes (there are practically no speed jumps in the case of sharp load jumps), which ensures the specified flow rate during pressure changes in the pipeline;
- high accuracy of speed regulation in the absence of a speed sensor, which allows you to maintain optimal consumption and higher efficiency;
- maintenance of high engine efficiency due to separate control of the magnetizing and torque components of the stator current, and as a result, reduction of magnetization and heating losses, since the vector method allows minimizing the reactive component of the stator current when the load is reduced by adequately reducing the voltage on the motor, and when the load is increased the engine power supply voltage increases adequately;

- along with saving electricity, provides the ability to adjust the pressure in the drip irrigation system in the absence of a pressure regulator;
- the possibility of refusing to use the flow sensor, due to high-precision control of the AD speed, which is proportional to the flow;
- the possibility of independent and practically inertialess adjustment of two coordinates at the same time - moment and speed, which allows to significantly reduce hydraulic shocks.

ADs of general industrial series, widely used in various sectors of the economy, were not designed for speed regulation. Therefore, they do not provide not only actual speed sensors, but also the possibility of their constructive arrangement. In addition to the fact that the installation of speed sensors requires modification of AD, the presence of speed sensors reduces the reliability of the electric drive and increases its cost. In addition to information about the speed of the rotor, for direct vector control it is necessary to have information about the flux coupling of the rotor or stator. Flux-coupled detection sensors also require a constructive modification of AD. Therefore, in recent years, much attention has been paid to the development of control algorithms without speed sensors and flux linkage, but only based on terminal current measurements, which in foreign literature were called sensorless. The adjustment range of modern electric drives without a speed sensor is 150:1 with a speed sensor - 20000:1. A VU system without the use of a speed sensor is called sensorless vector control).

Vector control allows you to consider the AD model as a model of a direct current motor. This is achieved by converting the variables of the asynchronous machine from a stationary coordinate system to a rotating one associated with the flux coupling vector. Therefore, the evaluation of the flux coupling vector is one of the main tasks in the design of a highly dynamic electric drive. For high-quality vector control, accurate information about the angular velocity of this coordinate system, that is, the angular velocity of the flux coupling vector, is required. In addition, the latter is taken into account when calculating the angular velocity of the rotor during sensorless control. Also, for vector AD control, knowledge of

parameters is necessary. The main parameters of AD are stator and rotor inductances, mutual inductance, active resistances of the stator and rotor and induced moment of inertia of the rotor. The rated resistance depending on the stator and rotor temperatures can change twice up and down in relation to the nominal values, which significantly affects not only the characteristics of the control system, but also, in general, its performance. In this regard, it is necessary to identify the specified parameters and compensate for the impact of their uncertainty.

To identify the active resistance of the rotor circuit in the absence of a rotor speed sensor, a change in the coupling flux module is required. For this, a low-frequency component of small amplitude is injected into the magnetizing component of the stator current. Accordingly, in the modulus of the vector a variable harmonic component is formed during flux splitting. This imposes additional requirements on the units of estimation of the flow coupling vector and its angular velocity (synchronous speed), namely, the exact reproduction of the injected component of the flow splitting estimation. At this time, a large number of solutions for the evaluation of stream splitting have been proposed. However, only a small part of them is operational at the edge of zero rotor speed. No information is known about the study and comparison of these solutions, taking into account the impact of the injection.

Approaches to calculating the angular speed of the rotor in most cases are based on the use of counter EMF, less often on the processing of readings of current sensors in order to obtain the frequency of groove pulsations, injection of periodic signals into the voltage or current of the IF. Well-known exact solutions, such as MRAS, observers, extended Kalman filters, neural networks, are computationally intensive.

The output voltages of the IF have a PWM form, which does not allow to calculate the main harmonics necessary for their control with acceptable accuracy. Therefore, PWM control signals are used as the main harmonics. However, due to the nonlinearity of the PWM block caused by the voltage drop on the transistors, the delay in opening and closing the transistors of the PWM block, the presence of

"dead" time, as well as the change in the mains supply voltage lead to the fact that the real main harmonics differ significantly from their programmed values. This motivates the decision to more accurately estimate the main voltage harmonics .

Due to the imperfections of the analog part and analog-to-digital converters, constant components may appear in the measurement channels, which cause harmonic fluctuations of the torque and speed of the AD rotor, and also lead to unacceptably large errors in the estimation of flux coupling. The existing units for the calculation of flow coupling actually boil down to replacing the integrating link with an inertial one. Vector estimation error stream splitting in the case leads to the appearance of errors in estimates and other variables. Therefore, reducing the error when calculating the vector flow separation, it is necessary to eliminate constant components in the measured currents and voltages, which are used to calculate flow coupling .

The sharp fronts of the output voltage of the IF with PWM cause aging of the motor insulation, power cables and deterioration of their dielectric properties, lead to additional heating of the motor windings. Therefore, power passive LC filters (PSF) are installed at the output of the frequency converter (especially of high power) to smooth the output voltage. PSFs improve the harmonic composition of current and voltage, reduce acoustic noise. But, along with the listed positive effects, PSFs change the magnitudes of the amplitudes and phases of the main harmonics . All this leads to a decrease in control accuracy, a deterioration of system dynamics, a narrowing of the AEP speed control range, and the need to compensate for the distortions introduced by the filter.

Currently, 2 approaches to the synthesis of VU have become widespread:

- for the complete system of equations describing the operation of AD, control algorithms are analytically synthesized, which ensure the asymptotic stability of the position or speed or their given trajectory;
- the complete system of equations describing the operation of AD is decomposed into a number of subsystems, for each subsystem algorithms of control,

identification, monitoring, filtering, etc. are synthesized (depending on the subtask), after which the algorithms are combined into one algorithm.

The first approach provides a rigorous proof of asymptotic stability, but requires a simplification of the problem formulation and leads to complex control algorithms. The second - gives simpler algorithms in a more complete formulation, but confirmation of the functionality of the combined system is achieved by numerical and (or) real-time modeling. Dividing the control task into blocks allows you to build the entire system from different blocks in each specific case, based on the requirements for accuracy, simplicity of algorithms, power consumption, control range, etc. The block structure facilitates the synthesis and debugging of control algorithms, and also allows to reduce the volume of calculations due to the possibility of assigning its own account cycle in each block. The author prefers the second approach to synthesis, which is the reason for the specifics of the development of computing blocks.

Despite the significant achievements in the field of vector control in recent decades, due to the complex electromagnetic processes in AD and the difficulty of obtaining the information necessary for control, to date the desired indicators of the quality of regulation have not yet been achieved.

#### **1.4 Known solutions for estimating the flux coupling vector**

There are two approaches to estimate the rotor flux coupling in the stator coordinate system: the first, equation (1.6), is based on the measurement of motor stator currents without the use of voltage, and the second, equation (1.7), is based on the use of voltage

$$p\psi_r = \left( n\omega J_g - \frac{E_g}{T_r} \right) \psi_r + \frac{L_m}{T_r} i, \quad (1.6)$$

$$p\psi_r = (u - R_s i - \sigma L_s p i) L_{rm}, \quad (1.7)$$

where  $p$  is the differentiation operator,

$$\psi_r = \begin{bmatrix} \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix}, u = \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix}, i = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}$$

the flow coupling vectors, respectively

rotor, stator voltage and current in the stator base  $(\alpha, \beta)$ ,

$\omega$  – angular speed of the AD rotor,

$n$  is the number of pairs of poles,

$$J_g = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \text{ is a skew-symmetric matrix,}$$

$$E_g = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \text{ is a unit matrix,}$$

$L_s, L_r, L_m$  - stator and rotor inductances and their mutual inductance,

respectively,

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} \text{ - rotor time constant,}$$

$R_s, R_r$  – active stator and rotor supports,

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

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s} \text{ is the scattering coefficient. } L$$

According to the above, equation (1.6) is called current, and equation (1.7) is called volt .

In the first case, flux coupling is determined by the solution of the system of equations, which requires knowledge of the stator currents and the angular velocity of the AD rotor. The disadvantage of this approach is the need to know the angular velocity of the rotor r and the active resistance of the rotor. To eliminate the second drawback, real-time variable parameter identification blocks are used.

The second approach to determining the flux coupling of the rotor or stator is based on the integration against the EMF of the rotor (1.8)  $e_r$  or the stator (1.9)  $e_s$  respectively

$$e_r = u - R_s i - \sigma L_s p i, \quad (1.8)$$

$$e_s = u - R_s i. \quad (1.9)$$

In this approach, only one variable is involved, the active resistance of the stator circuit, which can be determined using real-time identification methods. Given that the second method does not require knowledge of the angular speed of the rotor, this method is more preferable.

One way to eliminate pure integration is to replace the integrator in expression (1.7) with a first-order inertial link with constant time  $T_d$  [46]. Estimation of flux coupling is carried out by dependence

$$T_d \dot{\hat{\psi}}_r + \hat{\psi}_r = (u - R_s i - \sigma L_s p i) L_{rm} = L_{rm} e_r. \quad (1.10)$$

In the expression (1.10) and further, the symbol  $\hat{\phantom{x}}$  indicates the values of the corresponding variables. With such an assessment, undesirable amplitude and phase changes occur, especially when the engine operates at a frequency below the cutoff frequency of the inertial link. Actuators that use inertial links in their control systems have a limited control range, typically 10:1.

Thus, there are two problems when calculating the flux coupling vector :

- pure integration, which involves the uncertainty of the initial conditions and the accumulation of error due to constant shifts;
- errors using the unknown change in active resistance of the stator under the influence of temperature changes.

Scattering of parameters gives errors in the calculation of flux coupling, which complicates control at low speeds.

At this time, a large number of flow-coupled evaluation blocks have been proposed [8]. Most of them are not operational at low rotor speeds. Exceptions are solutions:



- Hu , Wu [7]

$$\begin{bmatrix} \hat{\psi}_\alpha \\ \hat{\psi}_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{p + \omega_c} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} + \frac{\omega_c}{p + \omega_c} \psi_{cmp} \begin{bmatrix} \cos \gamma \\ \sin \gamma \end{bmatrix}, \quad \gamma = \arctg \left( \frac{\hat{\psi}_\beta}{\hat{\psi}_\alpha} \right), \quad (1.11)$$

where  $\psi_{cmp}$  is the required value of the flux coupling module,

$k_p, k_i$  - PI controller coefficients,

$\omega_c$  is the filter cutoff frequency,

$$p\hat{\psi}_s = e_s + \frac{1}{T_L} (\psi_s^* - \hat{\psi}_s), \quad (1.12)$$

where  $e_s$  is determined by expression (1.9),

$T_L^{-1}$  is the amplification factor, \* is the program value of the

stator flux coupling module,

$$p\hat{\psi}_s - u - R_s i + \hat{u}_{off}, \quad (1.13)$$

$$\hat{u}_{off\alpha} = k_1 (\psi_s^* \cos \hat{\gamma} - \hat{\psi}_{s\alpha}), \quad \hat{u}_{off\beta} = k_1 (\psi_s^* \sin \hat{\gamma} - \hat{\psi}_{s\beta}), \quad (1.14)$$

$$\hat{\gamma} = \arctg \left( \frac{\hat{\psi}_{s\beta}}{\hat{\psi}_{s\alpha}} \right), \quad (1.15)$$

where  $\psi_s^*$  is the program value of the stator flux coupling module,

$\hat{\gamma}$  is the rotation angle of the vector flow splitting relative to the stator coordinate system ( $\alpha, \beta$ ),  $k_1 = 0.4 - 0.8$  is a coefficient chosen in such a way as to compensate for variable disturbances introduced by constant displacements and unbalance of gain coefficients in the stator current measurement channels .

- Kubota , Matsuse [2]

$$\dot{\hat{x}} = \hat{A}\hat{x} + Bu + G(i - \hat{i}), \quad (1.16)$$

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

$G$  is the gain of the observer.

It is proposed to calculate the rotor speed using the formula

The use of injection to estimate the active resistance of the rotor price makes it necessary to establish additional requirements for the evaluation blocks  $\square$  , namely, a fairly accurate reproduction of the injected component in the evaluation of the vector module flow splitting . To solve these problems, it is necessary to modify some of the solutions described above, taking into account the injected signal , their features, and develop new ones.

#### 1. 4.1 Estimation of the angular velocity of the flux coupling vector

Usually, the synchronous coordinate system is associated with the flux coupling vector of the rotor or stator, at the rotation frequency  $\omega_0$  . In addition, this parameter is taken into account when calculating the rotor speed for sensorless management

$$\omega = \frac{\omega_0 - \omega_{sl}}{n}, \quad (1.18)$$

where  $n$  is the number of pairs of poles, and slip

$$\omega_{sl} = \frac{L_m i_q}{T_r \psi_d}. \quad (1.19)$$

The angular velocity of the flux coupling vector can be determined by the expression:

$$\omega_0 = \frac{\dot{\psi}^T J_g \psi}{|\psi|^2}. \quad (1.20)$$

When substituting (1.20) for the flux splitting of the rotor or stator, the velocities of one or another vector are calculated accordingly . The literature presents a number of expressions for solving this problem, based on (1.18). The expression following from (1.20) and (1.9) is given in [3]

$$\omega_{0s} = \frac{(u_{s\beta} - R_s i_{s\beta})\psi_{s\alpha} - (u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha})\psi_{s\beta}}{\psi_{s\alpha}^2 + \psi_{s\beta}^2}. \quad (1.21)$$

A number of expressions are considered in [83].

$$\omega_{s0} = \frac{e_{s\alpha}\dot{e}_{s\beta} - e_{s\beta}\dot{e}_{s\alpha}}{e_{s\alpha}^2 + e_{s\beta}^2}, \quad (1.22)$$

$$\omega_{s0} = \frac{\psi_{s\alpha}\dot{\psi}_{s\beta} - \psi_{s\beta}\dot{\psi}_{s\alpha}}{\psi_{s\alpha}^2 + \psi_{s\beta}^2} = \frac{L_{rm}(\psi_{s\alpha}e_{s\beta} - \psi_{s\beta}e_{s\alpha})}{\psi_{s\alpha}^2 + \psi_{s\beta}^2}. \quad (1.23)$$

Three solutions for determining  $\omega_0$  are described in [85]. The first is based on the expression of the reactive power of the motor with permanent magnetization and is presented in the form

$$\omega_0 = \frac{i_{\alpha}u_{\beta} - i_{\beta}u_{\alpha} - \sigma L_s i_{dp} \dot{i}_{qp}}{L_s (i_{dp}^2 + \sigma i_{qp}^2)}, \quad (1.24)$$

where  $i_{dp}$ ,  $i_{qp}$  – program magnetizing and instantaneous components of the stator current, respectively.

With the help of the observer and the formula for calculating the reactive power of the engine  $Q$ , the second unit was synthesized

$$\begin{aligned} \hat{\omega}_0 &= z + l\sigma L_s i_{dp} \dot{i}_{qp}, \\ \dot{z} &= l(L_s (i_{dp}^2 + \sigma i_{qp}^2))(z + l\sigma L_s i_{dp} \dot{i}_{qp}) - Q. \end{aligned} \quad (1.25)$$

The synthesis of the third block is based on the calculation of  $\omega_0$  due to the stator voltage

$$\omega_{0u} = \frac{u_{\alpha}\dot{u}_{\beta} - u_{\beta}\dot{u}_{\alpha}}{u_{\alpha}^2 + u_{\beta}^2}. \quad (1.26)$$

Expression (1.26) gives the angular velocity of the stator voltage vector. At high speeds, due to the back EMF, the voltage increases and the current decreases.

In this case, on the basis of (1.8), we can assume that  $e_r \approx u \approx e_s$ . Then, according to (1.22), (1.26), we can assume that  $\omega_{0s} \approx \omega_{0u} \approx \omega_{0r}$ .

At the same time, since  $\omega_0 \approx \omega_{0u} \approx \omega_{0i}$  in the transition regimes and  $\omega_0 = \omega_{0u} = \omega_{0i}$  were established, the expression (1.26) can be identified with the angular velocity of the vector. The expression (1.26) is well known, it is characterized by high accuracy of determination of 0 in the range of high and medium angular velocities of the motor rotor. At low angular velocities, the counter EMF is small, so blocks based on the "current" equation will work more accurately.

Expressions (1.24) - (1.26) are invariant to changes in the active resistances of the rotor and stator.

A similar block (1.24) for calculating synchronous speed is proposed in [9].

$$\omega_0 = \frac{i_\alpha u_\beta - i_\beta u_\alpha}{L_s (i_d^2 + \sigma i_q^2)}, \quad (1.27)$$

which does not take into account changes in the instantaneous component of the stator current.

In work [5] it is proposed to calculate the angular velocity of the vector flux coupling of the rotor by expressions

$$\omega_0 = n\omega + \frac{L_m}{T_r} \frac{\psi_{r\alpha} i_\beta - \psi_{r\beta} i_\alpha}{\psi_{r\alpha}^2 + \psi_{r\beta}^2} = n\omega + \frac{L_m}{T_r} \frac{i^T J_g \psi_r}{|\psi_r|^2}, \quad (1.28)$$

where  $\frac{L_m}{T_r} \frac{i^T J_g \psi_r}{|\psi_r|^2} = \omega_{sl}$  is the absolute slip.

Blocks (1.22) and (1.23) require knowledge of the v - EMF of the rotor, to find which the current derivative is taken. Block (1.28) requires information about the angular speed of the motor rotor, therefore, this block is not suitable for sensorless control. The considered synchronous speed evaluation blocks do not take into account the influence of injection. This can lead to fluctuations in rotor speed and AD electromagnetic torque. When considering the basis of the

construction of the block (1.24), it can be seen that it is possible to modify the block taking into account the injected signal.

Thus, it is necessary to modify block (1.24) taking into account the injected signal, to investigate it and blocks (1.20), (1.26) by means of mathematical modeling.

#### 1. 4.2 Estimation of angular velocity and time constant of AD rotor

As can be seen from the expressions (1.18), (1.19), the accuracy of the calculation of the angular speed of the rotor is greatly influenced by the time constant of the rotor  $T_r$  depends on the active resistance of the rotor circuit.  $T_r$  can vary widely due to changes in the temperature of the engine during its operation.

This requires the application of the identification of this parameter. For this purpose, a number of solutions [12 - 15] have been proposed for the identification of A D parameters when driving without a rotor speed sensor. The solutions proposed in the listed works, especially those that simultaneously estimate  $\omega$ ,  $R_s$ ,  $R_r$  and  $\psi$  are computationally complex. Block [4] estimates  $\omega$  and a value inversely proportional to  $T_r$ . The block is built according to the 6th-order MRAS structure and is described by expressions

$$\dot{\hat{\psi}}_r = -\hat{\alpha}\hat{\psi}_r + \hat{\omega}J_g\hat{\psi}_r + L_m\hat{\alpha}i, \quad (1.29)$$

$$\hat{\omega} = -k_\omega \int_0^t (\varepsilon_\alpha \hat{\psi}_{r\beta} - \varepsilon_\beta \hat{\psi}_{r\alpha}) dt + \hat{\omega}(0), \quad (1.30)$$

$$\hat{\alpha} = -k_\alpha \int_0^t (\varepsilon_\alpha (\hat{\psi}_{r\alpha} - L_m i_\alpha) + \varepsilon_\beta (\hat{\psi}_{r\beta} - L_m i_\beta)) dt + \hat{\alpha}(0), \quad (1.31)$$

де  $\hat{\alpha} = T_r^{-1}$ , – constant coefficients,

$$\varepsilon_\alpha = \psi_{r\alpha} - \hat{\psi}_{r\alpha}, \quad \varepsilon_\beta = \psi_{r\beta} - \hat{\psi}_{r\beta}.$$

Expressions (1.7), which include the variable active resistance of the stator, serve as a reference model. The expression (1.29) is adjusted.

The disadvantages of the blocks are their computational complexity and dependence on  $R_s$ , which causes its identification and, as a result, increasing the order of the system.

To obtain information about the temperature of the rotor and control the thermal state of AD, rather cumbersome calculations are used [9]. An accurate assessment of the active resistance of the rotor circuit, in addition to the correction of the angular speed of the rotor, will allow obtaining information about the temperature of the rotor. Thus, it is necessary to develop a computationally simple block for estimating the angular speed of the rotor taking into account the rotor time constant, and we will take the block (1.29) - (1.31) as the prototype.

### **1. 4.3 Estimation of constant components in measured signals**

Stator currents are usually measured by two Hall sensors . The received analog signal is translated into a digital one using analog-to-digital converters (ADCs). In practice, current sensors can have constant eliminations, as a result of which a constant component appears in the measured signal. When integrating such a signal, which occurs when calculating the flow coupling, an error occurs that grows linearly, which can cause instability of the entire control system. Practice has shown [15] that with a signal frequency of 2 Hz and the presence of 5% of the constant component in one channel, it causes 6% pulsation of the moment relative to its nominal value and the corresponding fluctuations in the angular velocity of the rotor. Maintaining performance at low speeds becomes very difficult, as pulsations occur in the moment and speed of the rotor, which sometimes lead to system instability.

Despite the importance of real-time elimination of the effects of permanent offsets in multiphase signals, there are few publications on this topic. In [8], a filter was developed for the purpose of estimating fundamental harmonics and constant errors. However, this filter needs external information about the frequency of the main harmonics to improve dynamic properties . In the publications [4, 9], the

displacements in the process of evaluating the flow coupling are estimated. However, the described solutions do not share the elimination of currents and voltages, which is required in many information and management tasks. Therefore, it is necessary to develop a filter that estimates in real time the constant components and main harmonics of two-phase signals containing high-frequency noise, which does not require external information about the frequency of the main harmonics .

When using injection, some variables (for example, angular synchronous speed and rotor speed) may contain a parasitic variable component of the frequency of the injected signal. To eliminate it, it is necessary to develop blocks for extracting slowly changing components from single-phase signals.

### 1. 5 Solutions that take into account the features of the passive filter at the output frequency converter

with PWM are currently used to power AD . Output voltages of IF with PWM are a sequence of rectangular pulses of short duration (Fig. 1.3). In fig. 1.3 the following designations are adopted:  $u_p$  – program voltage value,  $u_{IF}$  is the voltage from the output of the frequency converter.

Steep voltage fronts with PWM (about  $10 \text{ kV}/\mu\text{s}$  ) cause aging of motor insulation, power cables and deterioration of their dielectric properties. This also leads to additional heating of the motor windings and the appearance of high-frequency acoustic noise.

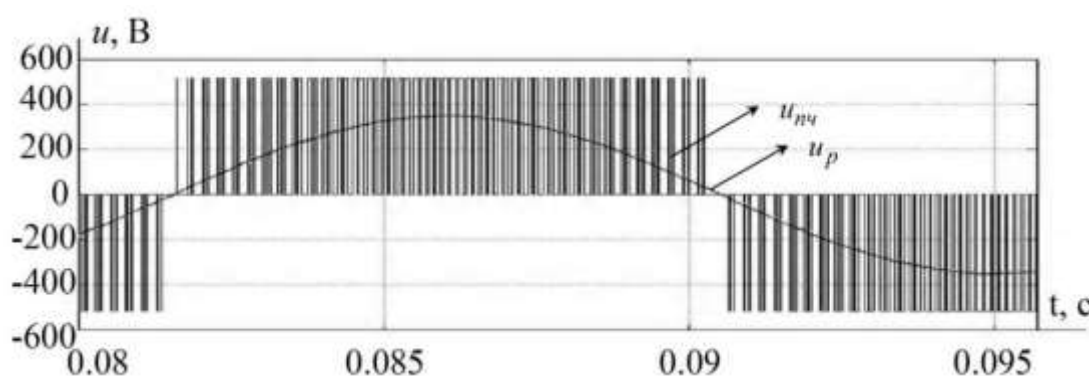


Figure 1.3 - Presentation of a sinusoidal signal as an equivalent IIM signal

The elimination of the aforementioned shortcomings is especially relevant for powerful drives [8, 20]. Therefore, power LC filters are installed at the output of the frequency converter to smooth the output voltage [7]. Passive filters improve the harmonic composition of current and voltage (the speed of the pulse front becomes less than  $500 \text{ V}/\mu\text{s}$ ), reduce acoustic noise, and have a simple design. Limiting the rate of voltage change and reducing overvoltages allows you to refuse to increase the rated voltages of inverters due to accounting for the reverse wave phenomenon in the cables.

Without a filter that limits the output voltage, the engine's service life is reduced by 10% in relation to its declared service life [10]. Basically, passive filters are used in power consumers of more than 1 megavolt. Passive filters do not require maintenance, are economical, provided that the resistance of the filter should be less than the resistance of the system [8]. But, along with the listed positive effects, passive filters change the amplitudes and phases of the main harmonics of the output voltages and currents, which leads to deterioration of the dynamics of the electric drive. In work [7], the problem is solved using a system of differential equations of the 5th order with regulators of stator current and voltage, which is characterized by high computational complexity. To restore the dynamics of the drive, it is possible to build an algorithmically simple compensator by introducing cross connections, which will be the next research task. The system [7] is taken as a sample.

### **1. 6 Blocks for estimating the main harmonics of III and M-signals**

Algorithms for state vector estimation, parameter identification, and AC motor control require knowledge of the first harmonic. The output voltage of the IF, which has the form of PWM, does not allow to distinguish their main harmonics quite accurately by means of numerical processing. To estimate the main harmonics, there are a number of methods, such as the recurrent least squares method, the extended Kalman filter, the discrete Fourier transform, the Proni



method, and others. However, these methods are associated with a large volume of calculations, and for these methods, in the case of PWM, the noise/useful signal ratio is too large. Band-pass filters designed to extract the main harmonics are too complex. Installation of simple analog RC-filters at the IF output leads to changes in the amplitudes and phases of the main harmonics .

Since it is difficult to directly measure the main voltage harmonics with PWM, their program values are often used instead. This method gives satisfactory results, but has an error at low speeds, where the non-linear dependence between the set and actual voltage values, caused by the switching characteristics of the inverter, is manifested. This approach leads to errors due to changes in the mains supply voltage, voltage drop on the transistors, delays when opening and closing the transistors of the PWM block, as well as due to "dead" time. This creates control problems for the actuator at low speeds and therefore limits the adjustment range.

In order to improve the quality of control, analog-digital adaptive single- and multi-cascade filters, including analog filters of the first or second order, were synthesized and studied by modeling in works [7-8]. Based on the results of these works, when using analog-digital filters, it is possible to obtain the main harmonics of the current and voltage of the AD, unchanged in terms of amplitude and phase. At the same time, the filters automatically take these errors into account. Taking into account the listed errors will allow to expand the range of adjustment of the drive by reducing the lower limit. Therefore, it is necessary to conduct an experimental study of analog-digital filters with regard to the selection of the first harmonic of the output voltage of the IF, which has the form of PWM.

## **Conclusions on section 1**

A detailed analysis of the existing decisions on the subject under consideration was carried out, and the issues subject to further research were identified, namely:

- to solve the problem, it is necessary to continue the study of vector control of AEP in terms of compensation of high-frequency disturbances generated by PWM, as well as the presence of an injected component of the stator current, necessary for evaluating the resistance of the rotor circuit;
- it is necessary to develop a block of evaluation of flow coupling vectors and angular velocities taking into account the injected component to ensure stable operation of the AEP in the range of low rotor speeds and increase the speed of regulation;
- in order to find the optimal operating conditions of A D , in relation to the features of the technology of plant systems, it is advisable to develop mathematical and computer models of the improved AEP.



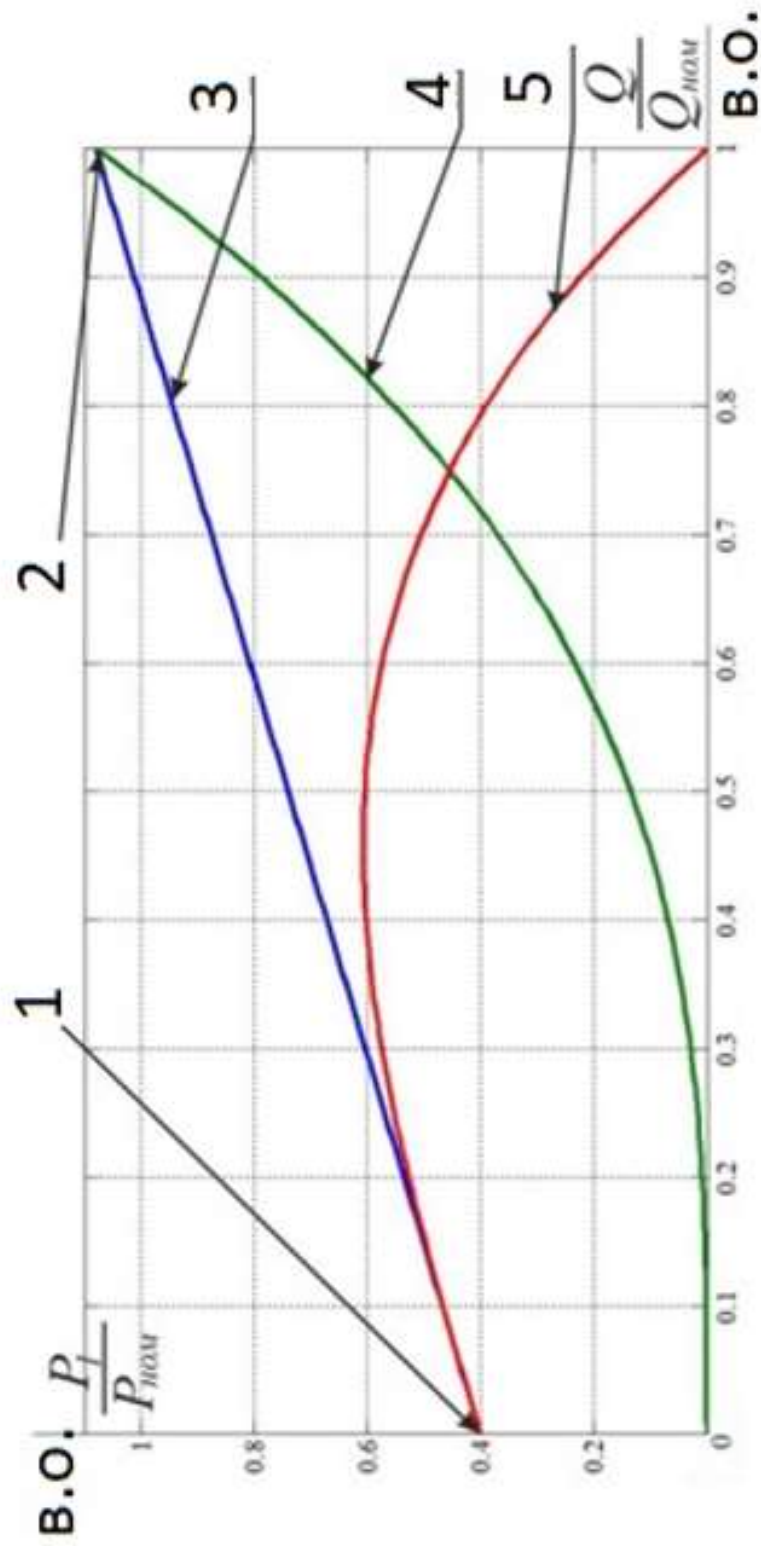
**Мета та завдання дослідження.** Метою дослідження є енергозбереження в асинхронних <sup>2</sup>

електроприводах 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 кола ротора.

Для досягнення поставленої мети необхідно вирішити такі завдання:

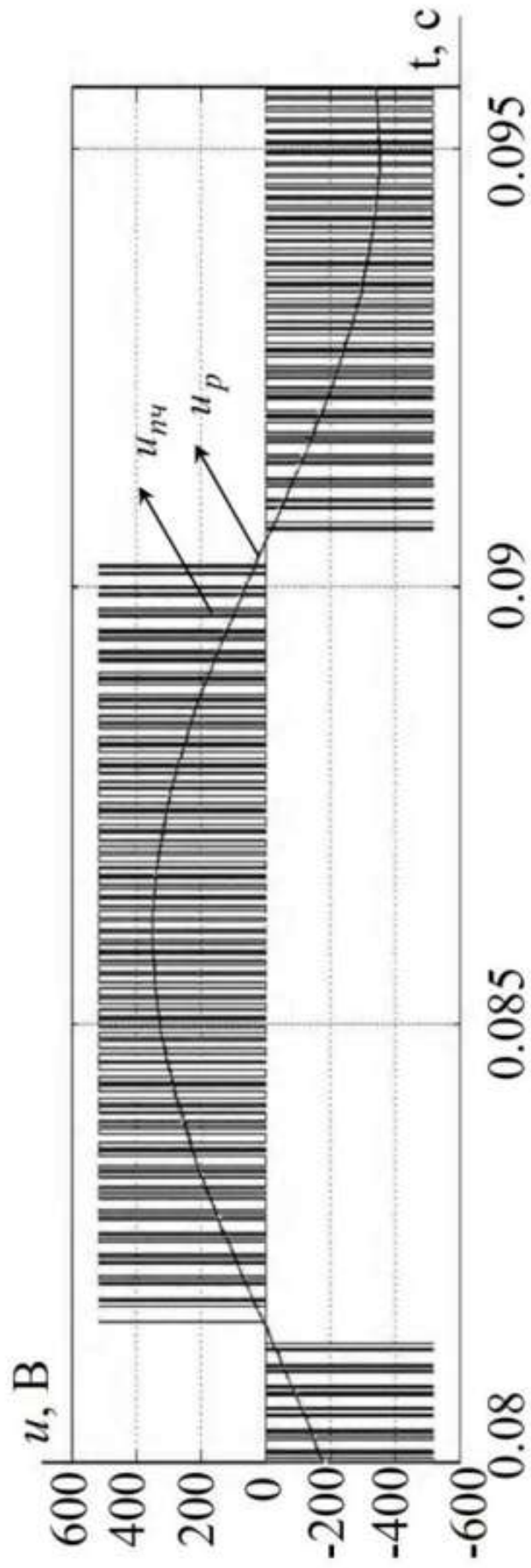
- проаналізувати сучасний стан теорії та практики використання керованого приводу та методів управління АЕП систем зрошення з метою визначення шляхів удосконалення системи векторного управління;
- обґрунтувати критерії використання векторного управління у поєднанні з динамічними та статичними режимами роботи керованого приводу та характерними особливостями систем зрошення;
- розробити алгоритмічні блоки-складові системи векторного управління, які забезпечать більш ефективне використання векторного управління в системі зрошення;
- розробити комп'ютерну модель векторного управління АЕП системи зрошення з прийнятими рішеннями та визначити її статичні та динамічні характеристики.

Залежність споживаної потужності АД від витрати, при дроселюванні та частотному регулюванні

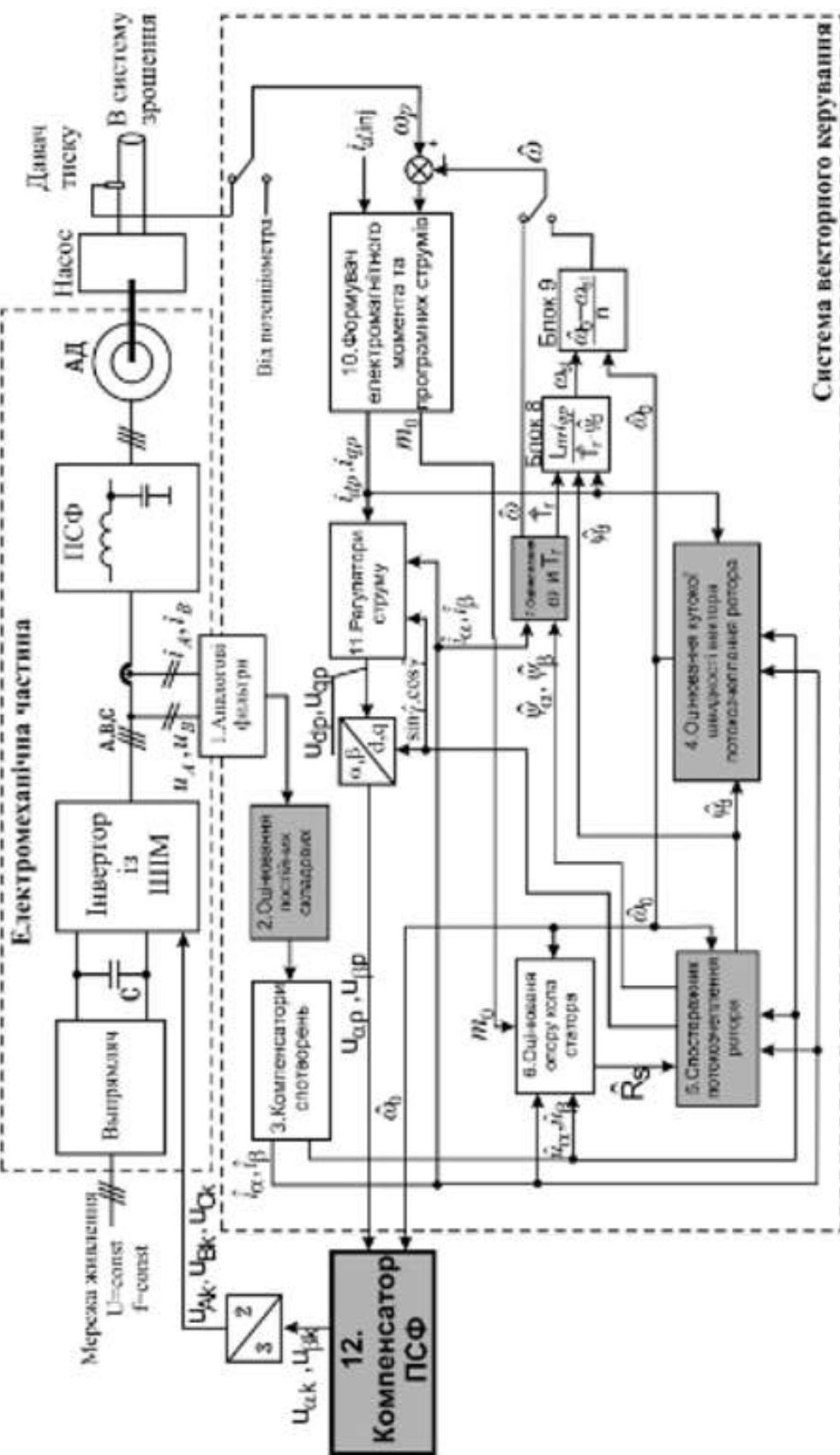


1 – напорна заслонка закрита при дроселюванні; 2 – напорна заслонка відкрита при дроселюванні; 3 – потужність, що споживається при дроселюванні; 4 – потужність, що споживається при частотному регулюванні; 5 – економія електроенергії

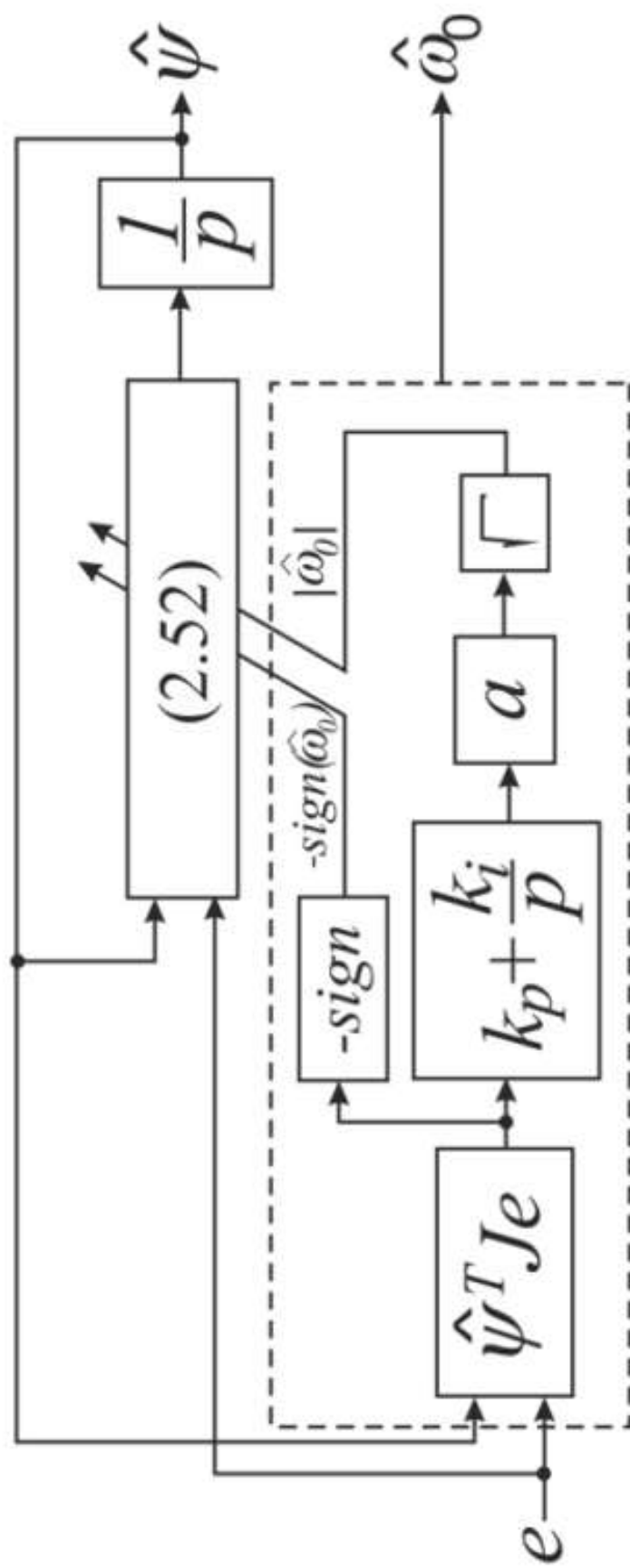
Подання синусоїдального сигналу як еквівалентного ПШМ-сигналу



### Функціональна схема векторного управління асинхронним двигуном з використанням інжекції для ідентифікації параметрів

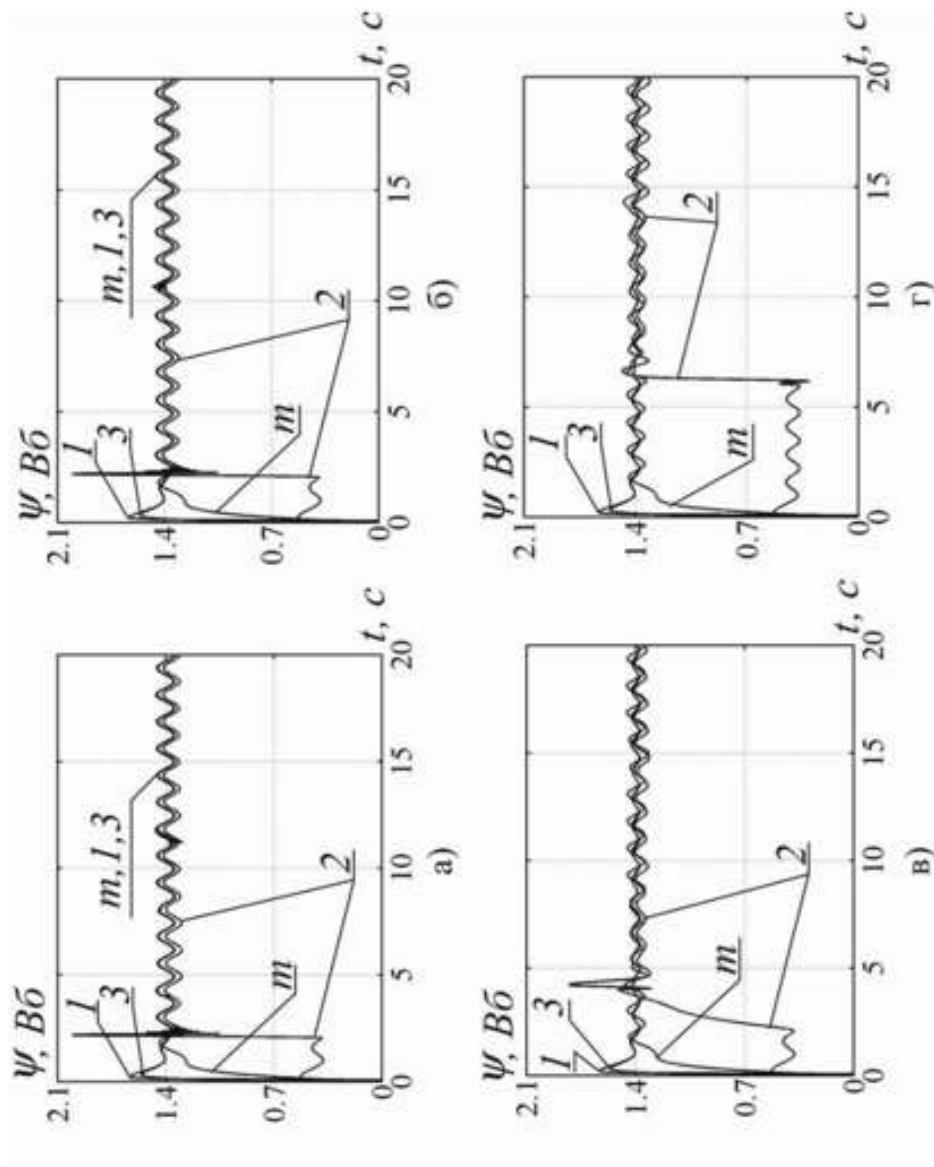


Структурна схема адаптивного спостерігача вектора потокозчеплення



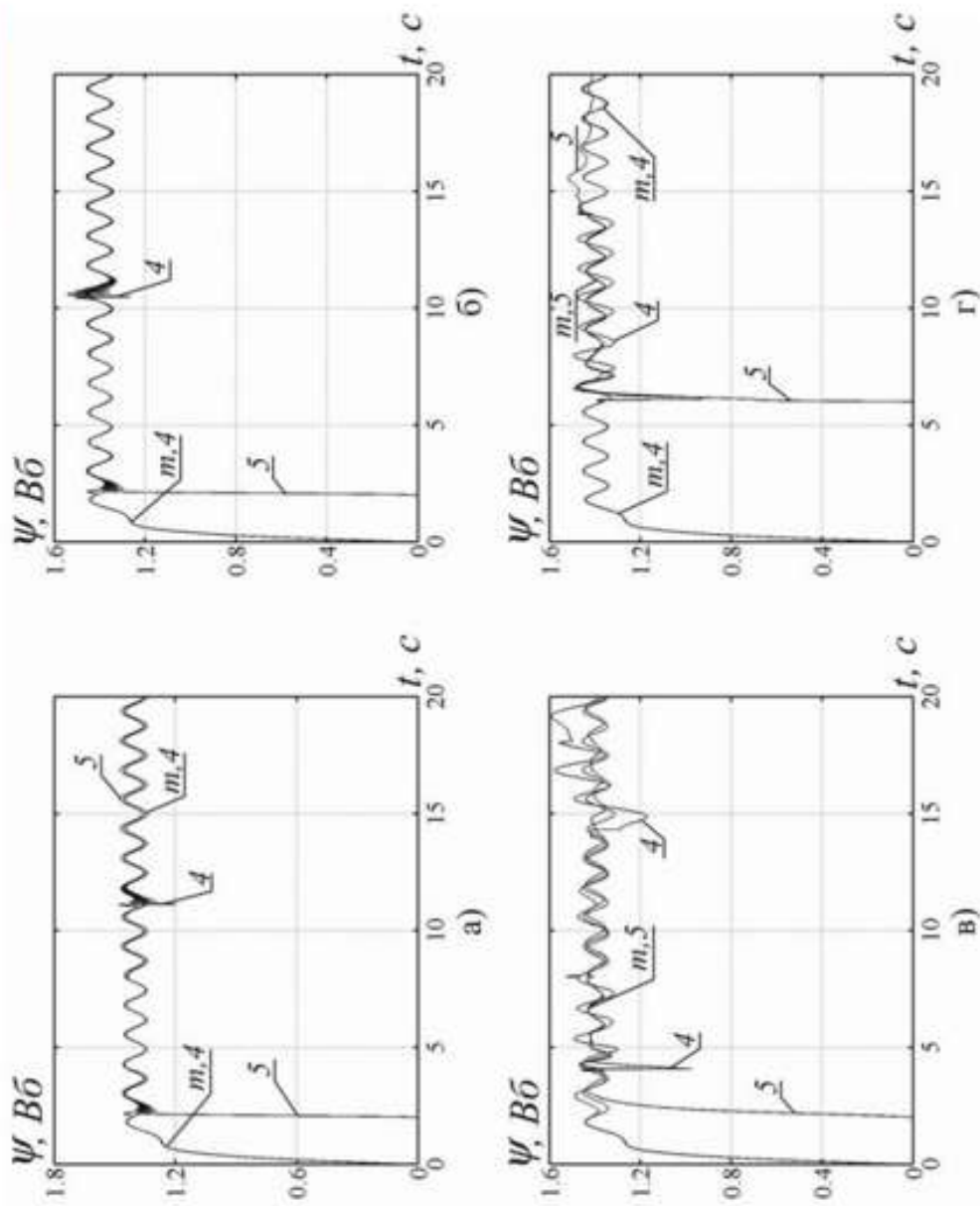


## Результати моделювання блоків оцінки модуля вектора потокозчеплення



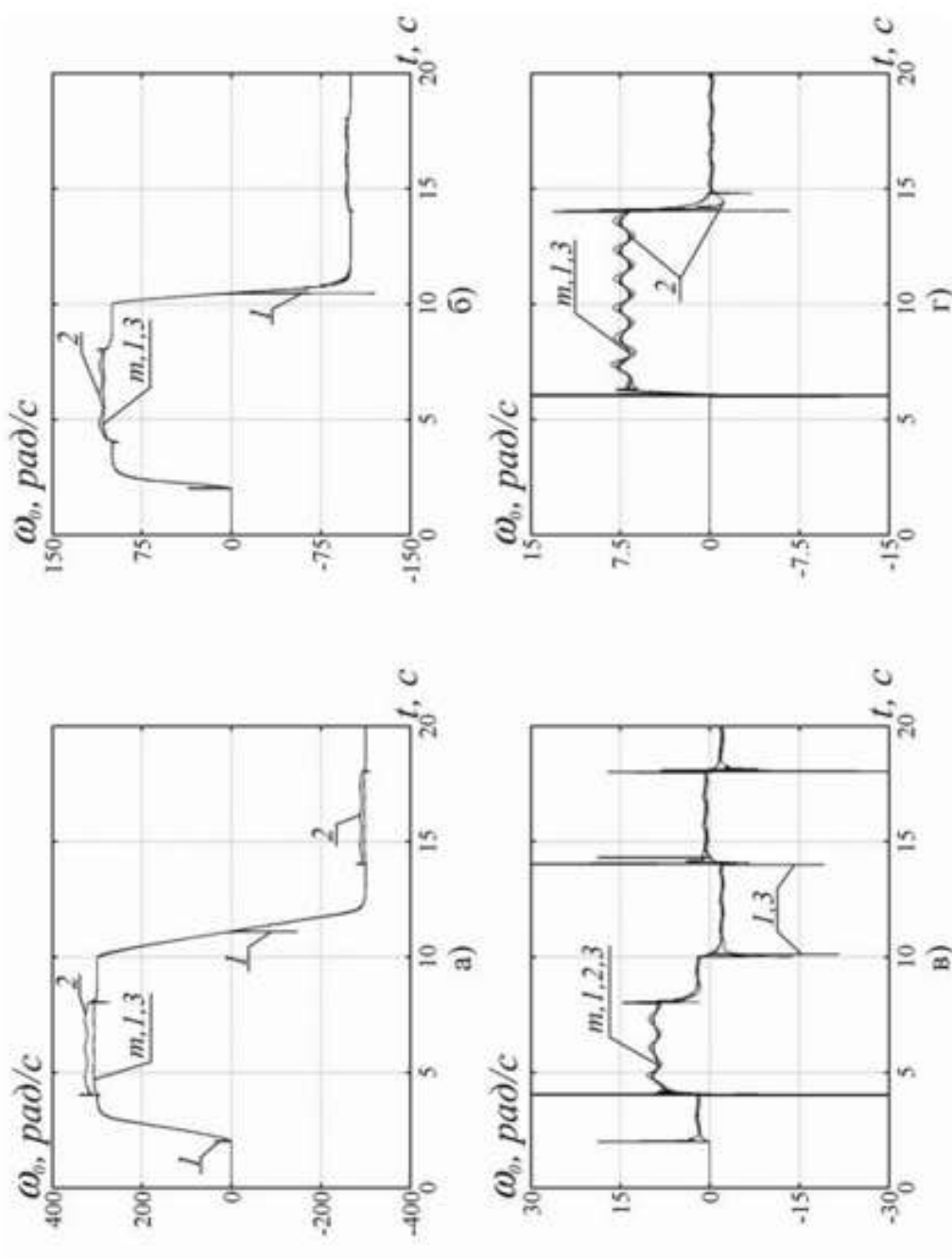
а, б, в – для  $\omega_{op} = (150, 50, 1)$  рад/с відповідно; г – для  $\omega_{op} = 0$  рад/с

## Результати моделювання блоків оцінки модуля вектора потокозчеплення



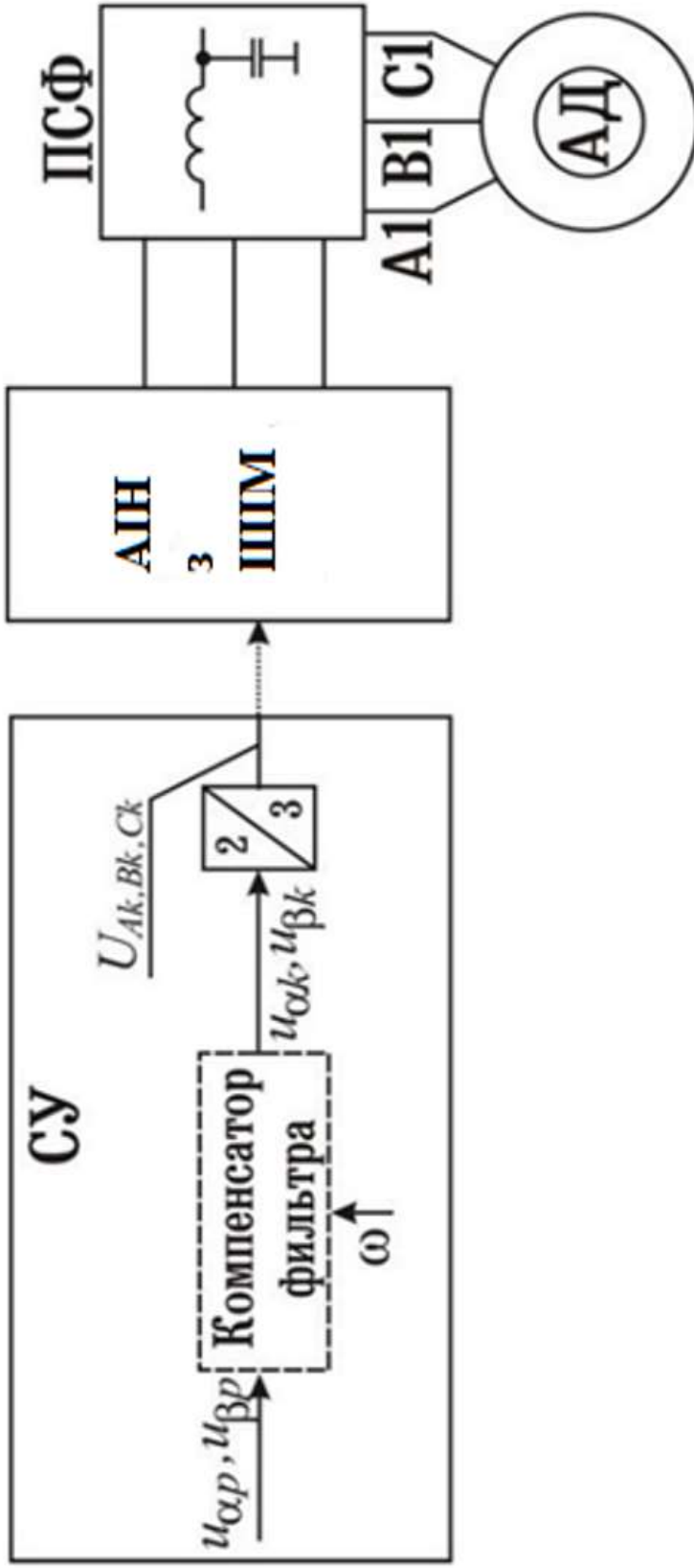
а, б, в – для  $\omega_p = (150, 50, 1)$  рад/с відповідно; г – для  $\omega_p = 0$  рад/с

## Результати моделювання блоків оцінки синхронної кутової швидкості



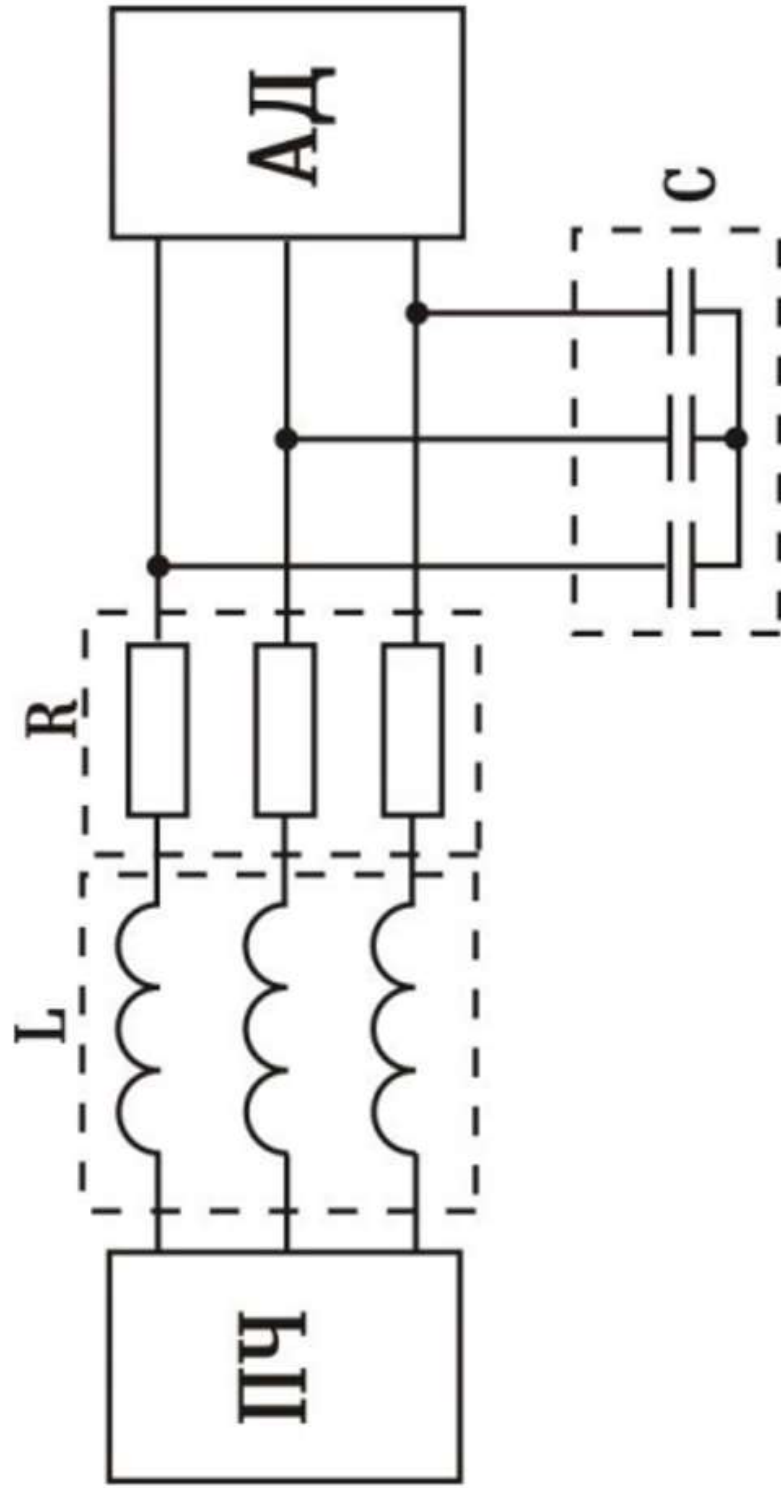
а, б, в – для  $\omega_p = (150, 50, 1)$  рад/с відповідно; г – для  $\omega_p = 0$  рад/с

Функціональна схема ланцюга компенсації спотворень, що вносяться ПСФ



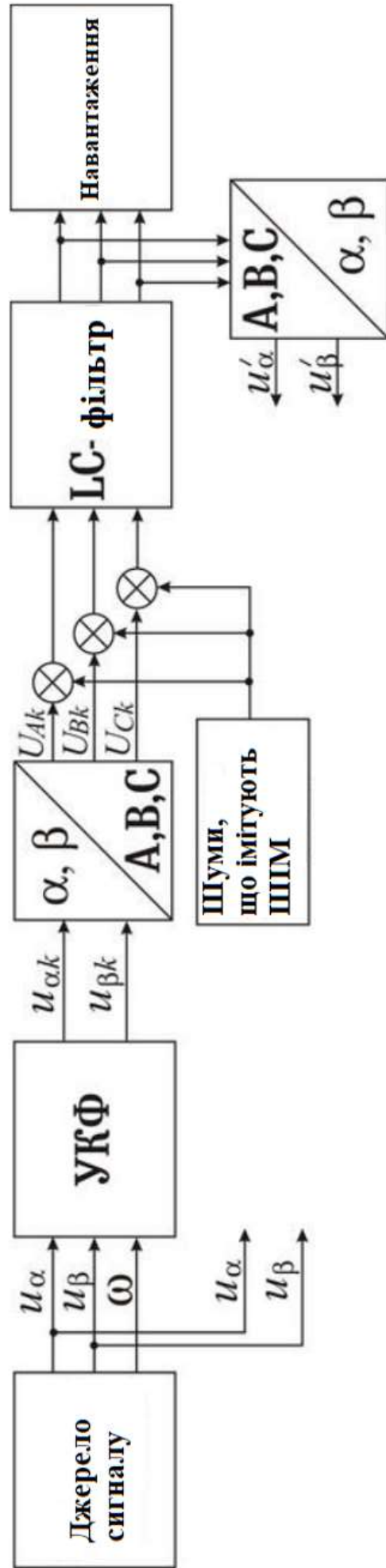
СУ – система управління автономним інвертором з ШІМ (АН з ШІМ); ПСФ – пасивний силовий LC-фільтр;  
 АД – двигун змінного струму;  $u_p, u_r$  – керуючі (програмні) сигнали системи управління АН,  $u_k, u_k$  – програмні сигнали з урахуванням компенсації,  $u_{Ak}, u_{Bk}, u_{Ck}$  – фазові керуючі сигнали

## Функціональна схема пасивного силового фільтра



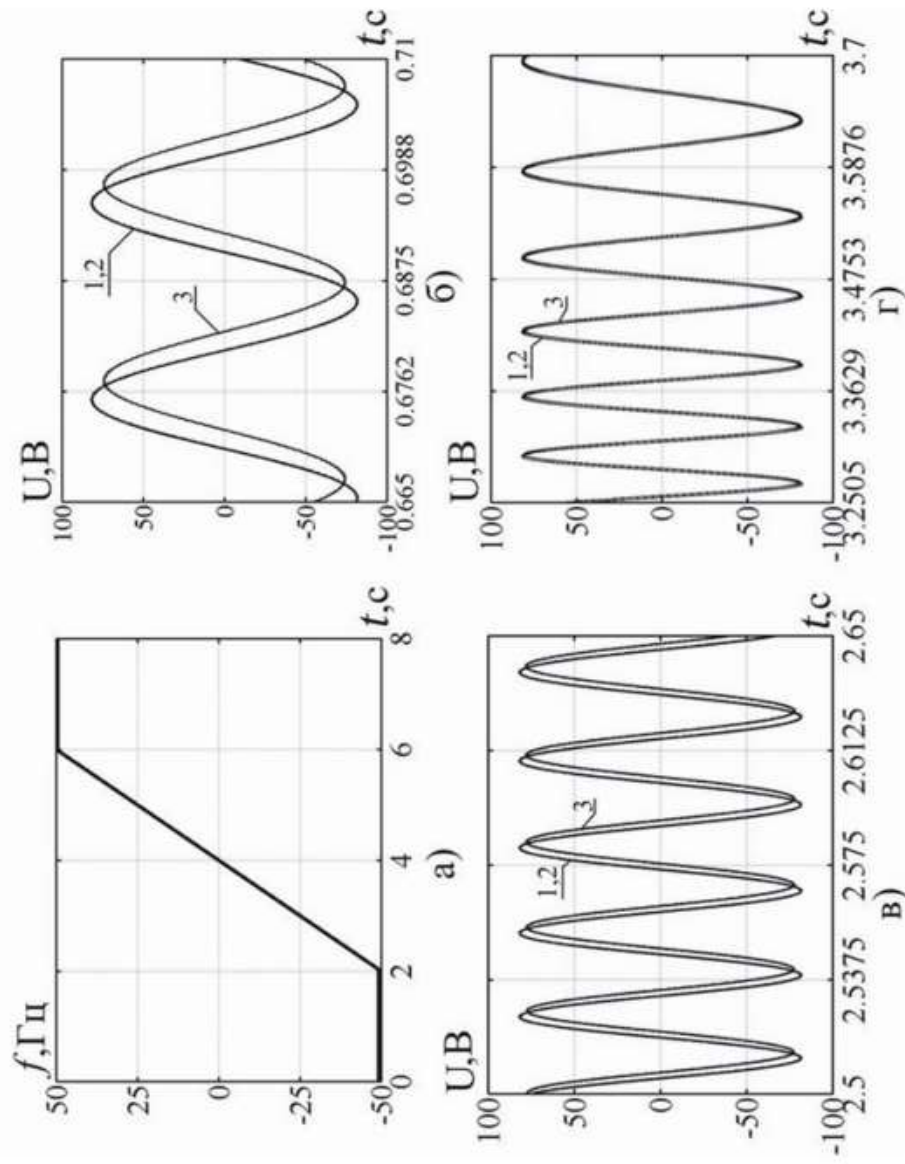
$R$  - активний опір дроселя, або при необхідності спеціально введений до складу фільтра для отримання необхідної фільтрації вихідної напруги ПЧ,  $L$ ,  $C$  - індуктивність і ємність фільтра відповідно

Структурна схема моделювання роботи випереджуючого  
компенсатора фільтра



Джерело сигналу зі змінною частотою, УКФ, перетворювач координат  $(\alpha, \beta)/(A, B, C)$ , блок формування ПШМ-сигналу, LC-фільтрів та навантаження - АД

## Результати моделювання УКФ



а – частота зміни сигналу джерела; б, в, г – бажаний (1), скоригований сигнал на виході LC-фільтра (2) та відфільтрований без корекції (3) сигнали фази А на різних частотах