

Центральноукраїнський національний технічний університет

Факультет будівництва, транспорту та енергетики

Кафедра "Автоматизації виробничих процесів"

"Допущено до захисту"

Зав.кафедрою АВП

к.т.н., доцент

_____Дідик О.К.

" _____ " _____ 2023р.

ВИПУСКНА КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА **за першим (бакалаврським) рівнем вищої освіти**

на тему

"Розробка системи автоматичного регулювання температури в блоково-модульній розподільчій станції"

"Development of a system of automatic temperature regulation in a block-module distribution station"

Виконав: здобувач вищої освіти

IV курсу, групи АК-20-3ск

ОПП «Автоматизація та

комп'ютерно-інтегровані технології»

спеціальність 151 «Автоматизація та

комп'ютерно-інтегровані технології»

_____Владислав КУЗНЄЦОВ

" _____ " _____ 2023р.

Керівник роботи

професор, д-р техн.наук

_____Анатолій МАЦУЙ

" _____ " _____ 2023р.

Рецензент _____

м. Кропивницький

ЗМІСТ

Вступ.....	3
1 Призначення та область застосування системи вентиляції розподільчої станції.....	4
1.1 Загальні відомості про розподільчу станцію.....	4
1.2 Система вентиляції розподільчої станції.....	10
1.3 Вимоги до системи автоматизації вентиляції розподільчої станції.....	13
1.4 Висновки за розділом та постановка завдань.....	14
2 Склад системи автоматичного керування електроприводом вентиляції розподільчої станції.....	15
2.1 Обґрунтування вибору типу електропривода.....	15
2.2 Способи керування перетворювачами частоти.....	17
2.3 Області застосування частотних перетворювачів.....	24
2.4 Вибір перетворювача частоти.....	25
2.4.1 Панель оператора перетворювача частоти та його програмне забезпечення.....	31
2.5 Принцип частотного керування, що застосовується в модернізованому електроприводі.....	32
3 Опис та обґрунтування обраних проектних рішень та конструкцій.....	36
3.1 Розробка математичної моделі розробленого електропривода.....	36
3.1.1 Система керування швидкістю електропривода.....	36
3.1.2 Розробка структурної схеми системи керування електроприводом.....	45
4 Розрахунки та експериментальні матеріали, що підтверджують працездатність системи.....	52
4.1 Аналіз динаміки модернізованої системи керування.....	52
4.1.1 Розрахунок елементів системи керування.....	52

4.2 Оцінка показників якості керування модернізованої САК.....	54
4.3 Оцінка стійкості розробленої системи.....	57
Висновок.....	61
Література.....	62

ВСТУП

У теперішній час автоматизований електропривод є основою комплексної механізації та автоматизації промислових процесів. Автоматизація дозволяє звільнити значну кількість обслуговуючого персоналу від постійних чергувань, під час яких у деяких випадках за зміну відбувається усього декілька переключень. Введення автоматичного контролю сприяє покращенню якості обслуговування основного технологічного процесу.

На підприємствах останній час з'явилась тенденція модернізації систем управління старого обладнання. Системи управління застаріли, а механічні частини обладнання залишаються на достатнім рівні. Нове обладнання коштує дуже дорого, а модернізація старого є єдиним виходом в цієї ситуації.

В випускній кваліфікаційній роботі вирішується питання заміни старої системи керування електроприводом системи вентиляції розподільної станції новою. В даному випадку залишаються механічні частини системи вентиляції і проводиться заміна системи керування електроприводу більш сучасною. Сучасна електронна промисловість має великий потенціал нових розробок в галузі автоматизованих систем керування електроприводами. При уніфікації створення автоматизованих систем останній час отримало перевагу створення комплектних автоматизованих приводів. Тим самим підвищуються показники технологічного обладнання. З'являються нові можливості з'єднання чи керування електроприводом за допомогою ЕОМ.

Для виконання даної модернізації з початку проводиться аналіз старої системи керування. Потім на підставі зробленого аналізу з'ясовуються початкові дані для проектування. Проводиться аналіз сучасних систем керування з урахуванням отриманих початкових даних. Обравши нову систему керування, проводиться аналіз обраної САК на відповідність умовам роботи обладнання.

1 Призначення та область застосування системи вентиляції розподільчої станції

1.1 Загальні відомості про розподільчу станцію

Одним з видів розподільних станцій районних електромереж є підстанції трансформаторні комплектні внутрішньої установки потужністю від 250 до 2500 кВА на напругу до 10 кВ типа КТП призначені для прийому, перетворення і розподілу електричної енергії трифазного змінного струму частотою 50 Гц в умовах помірного клімату для електропостачання електроприймачів різних галузей промисловості.

Основні параметри КТП наведено у таблиці 1.1.

Таблиця 1.1. Основні параметри КТП

Параметр	Значення
1	2
Виконання	Загальнопромислове / Спеціальне
Потужність силових трансформаторів, кВА	250, 400, 630, 1000, 1250, 1600, 2000, 2500
Номінальна напруга на стороні високої напруги (ВН), кВ	6; 10
Найбільша робоча напруга на стороні ВН, кВ	7,2; 12
Номінальна напруга на стороні низької напруги (НН), кВ	0,4 (за погодженням 0,69)
Номінальний струм збірних шин ВН, А	75; 100; 200; 300, 630 / 400, 630
Номінальний струм збірних шин НН, А	400, 630, 1000; 1600; 2500; 3200; 4000, 5000 / 400, 630, 1000, 1250, 1600, 2000, 2500, 4000

Продовження табл. 1.1

1	2
Струм термічної стійкості протягом 1 с на стороні ВН, кА	12,5; 16; 20; 25 / 12,5; 25
Струм термічної стійкості протягом 1 с на стороні НН, кА	12,5; 20; (30); 40; 60 / 25, 40
Струм електродинамічної стійкості на стороні ВН, кА	51
Струм електродинамічної стійкості на стороні НН, кА	25; 50; 70; 100, 150 / 55; 88
Максимальна потужність конденсаторної установки, кВт	800
Рівень ізоляції по ДСТУ 1516.1: з масляними трансформаторами з сухими трансформаторами і з негорючим рідким діелектриком	нормальна (рівень «б») Нормальна (рівень «а»)
Сейсмостійкість	8 балів на 0 м за шкалою MSK-64

Блоково-модульна розподільча станції БМКТП 1000/10/0,4 поставляється в повністю зібраному вигляді або транспортними блоками, підготовленими для збірки на місці монтажу без розбирання комутаційних апаратів. Джгути вторинних ланцюгів поставляються комплектно.

Конструкція складових частин КТП (транспортних блоків) забезпечує їх складання на місці монтажу.

Введення КТП з боку високої напруги здійснюється підключенням високовольтного кабелю від живлячої мережі 10 кВ до силових трансформаторів безпосередньо або через шафу введення високої напруги (ВВН).

Конструктивно БМКТП складається з:

- пристроїв введення високої напруги;
- силових трансформаторів;

- розподільного пристрою низької напруги (РПНН) 0,4 кВ;
- шинних мостів(ШМ).

Загальний вигляд внутрішнього обладнання БМКТП наведено на рис.1.1.

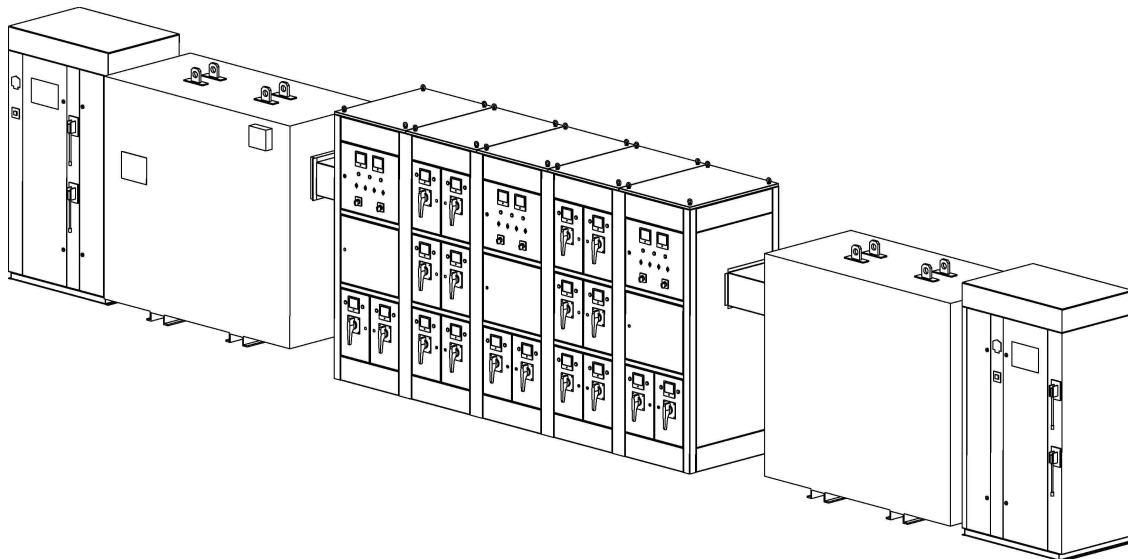


Рисунок 1.1 - Загальний вигляд внутрішнього обладнання БМКТП

Технічні засоби, що використовуються в сучасних БМКТП, дозволяють інтегрувати підстанцію в систему АСК. При цьому об'єм інформації, що передається АСК, та керуючі дії визначаються тільки технічним завданням на АСК.

Підстанції типу БМКТП випускаються в блоково-модульному виконанні. Розмір модуля залежить від потужності підстанції, кількості силових трансформатора і ліній, що відходять. Підстанція може бути виготовлена у вигляді одиночного модуля або складатися з двох-трьох блоків. Габарити одного блоку і його вага узгоджені з існуючими обмеженнями при транспортуванні автомобільним або залізничним транспортом. На рис. 1.2 приведена БМКТП в блоково-модульній будівлі.

Блок-модуль конструктивно є жорсткою металоконструкцією, зі спеціальними теплоізоляційними панелями. Він має зовнішні ворота для вкочування та викочування трансформаторів, одностулкові двері для обслуговування. Майданчики і драбини поставляються комплектно. У блок-модулі змонтована система робочого і аварійного освітлення, система ремонтного

живлення зниженою напругою, система охоронної і пожежної сигналізації. Вентиляція примусова, з автоматичною підтримкою заданої температури.

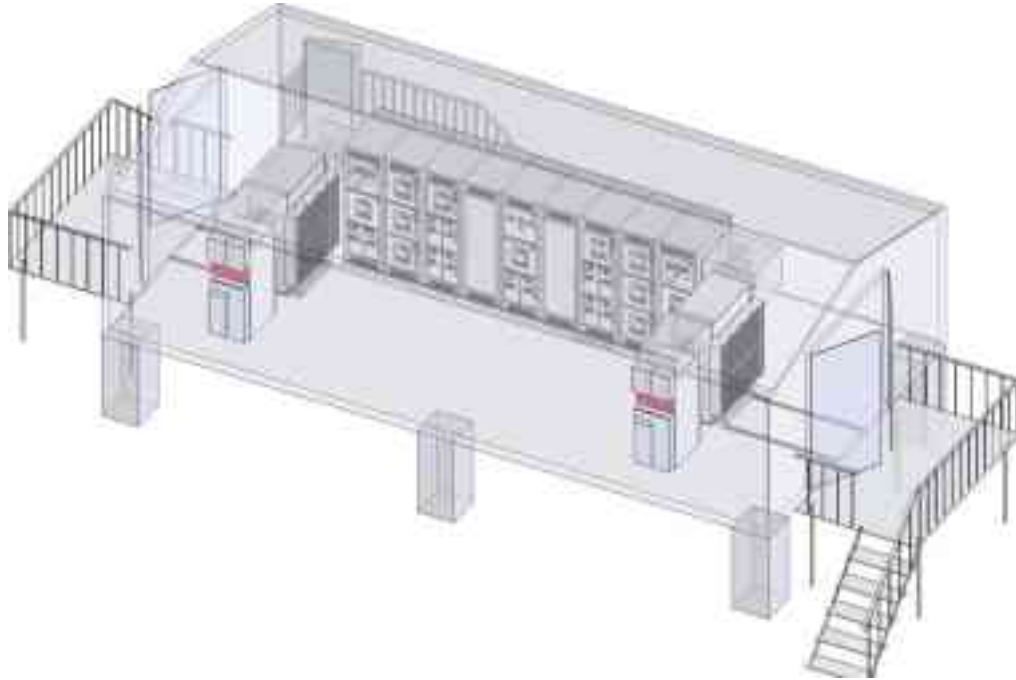


Рисунок 1.2 - КТП в блоково-модульній будівлі

Введення напруги 10 кВ в блок-модуль може бути як повітряний, так і кабельний. Вихід ліній напругою 0,4 кВ – тільки кабельний. Для входу і виходу кабелів в підлозі блок-модуля влаштовані спеціальні проходи.

Блоково-модульна розподільча станція БМКТП 1000/10/0,4 виконана за схемою з двома робочими (від трансформаторів 10/0,4 кВ) і двома аварійними джерелами (від автоматизованих електростанцій) (рис.1.3). У шафах введень і секційному встановлені автоматичні вимикачі Masterpact NW з блоком захисту і управління Micrologic (Schneider Electric). У шафах відхідних ліній встановлені автоматичні вимикачі Compact NS (Schneider Electric). Оперативний струм на підстанції – постійний, напругою 220В.

Захисти виконані на базі блоку БМРЗ-0,4ВВ-10-01-20. Максимальний струмовий захист виконаний двоступінчатим: 1-а ступінь з незалежною витримкою часу (діє на відключення СВ, ВВ і Тр), 2-а ступінь з незалежною і зворотньюзалежною витримкою часу (діє на відключення ВВ і сигналізацію). Дальнє резервування (ДР) діє при відмові захисту або вимикачів відхідних ліній та виявляє короткі замикання. Автоматика АВР СВ забезпечує двостороннє автоматичне включення резервного живлення секції при зникненні напруги на одному з робочих вводів. Функція АВР СВ виконується спільними діями двох блоків, встановлених на введеннях секцій, а також блоком БМПА-0,4, що забезпечує управління СВ при зниженні напруги введення нижче допустимого значення. Функція автоматичного відновлення схеми нормального режиму після АВР СВ виконується блоком спільно з БМПА-0,4 при перевищенні допустимої напруги на робочому вводі.

Захист і автоматика аварійних вводів 0,4 кВ виконані на базі блоку БМРЗ-0,4АВ-10-01-20. Максимальний струмовий захист виконаний двоступінчатим: 1-а ступінь з незалежною витримкою часу (діє на відключення СВ, АВ), 2-а ступінь з незалежною і оберненозалежною витримкою часу (діє на відключення АВ і/або сигналізацію). Дальнє резервування діє при відмові захисту або вимикачів відхідних ліній та виявляє короткі замикання. Автоматика АВР АВ забезпечує запуск АС при зниженні на обох робочих введеннях напруги нижче допустимого значення. Функція АВР АВ виконується спільними діями двох блоків, встановлених на аварійних введеннях секцій, а також блоком БМПА-0,4, що забезпечує управління СВ (відключення при роботі двох АС, включення при роботі однієї АС). Функція автоматичного відновлення схеми нормального режиму після АВР АВ виконується блоком спільно з БМПА-0,4 при перевищенні допустимої напруги на робочому вводі.

Автоматика і управління секційним вимикачем (СВ) 0,4 кВ виконані на базі блоку БМПА-0,4-04. Управління секційним вимикачем і вимикачами вводів здійснюється з панелі управління. Передбачений також режим дистанційного керування через АСУ. Передача команд управління здійснюється

через контролер АСУ і дискретні або цифрові входи блоків БМРЗ-0,4. Крім того, у блоках БМРЗ передбачений ремонтний режим управління вимикачем за допомогою кнопок на лицьовій панелі блоку. При цьому управління вимикачем з інших місць блокується.

1.2 Система вентиляції розподільчої станції

Вентиляція застосовується для створення і підтримання допустимих параметрів повітря у будівлях різного призначення. При виборі методів дотримання допустимих параметрів повітря у приміщенні потрібно насамперед враховувати виконання санітарно-гігієнічних та технологічних вимог.

До вентиляційних систем, які вирішують задачі вентиляції, висувають будівельно-монтажні, архітектурні та інші експлуатаційні вимоги.

Вентиляційна система представляє собою сукупність пристроїв для обробки, транспортування, подачі та видалення повітря. Системи вентиляції поділяються на:

а) за призначенням:

- припливні, які подають повітря у приміщення, та витяжні, які забирають відпрацьоване (забруднене) повітря із приміщень та викидають назовні, крім цього, дані вентиляційні системи можуть бути:

- загальнообмінні, коли вентилується (провітрюється) все приміщення (або його робоча зона) при наявності розосереджених джерел шкідливих виділень рівномірно по площі приміщення;

- місцеві, коли видаляється повітря безпосередньо від обладнання (джерела шкідливих виділень) або подається повітря у яку-небудь визначену частину приміщення, чи на фіксоване робоче місце. Необхідно зазначити, що місцева витяжна вентиляційна система більш ефективніша при боротьбі зі шкідливостями, що надходять у повітря порівняно із загальнообмінною, тому що видалення шкідливостей від місця їх утворення відбувається з більшою концентрацією.

б) за способом спонукання системи вентиляції поділяються на:

- системи з механічним спонуканням, тобто з використанням вентиляторів, ежекторів тощо;
- системи з природним спонуканням, тобто з використанням природних сил - сил вітру та гравітації.

Повітряний режим будівлі (споруди) включає процеси руху повітря всередині приміщення, через зовнішні огорожуючі конструкції (інфільтрація та ексфільтрація), рух повітря припливного й витяжного каналами і повітропроводами, а також обтікання споруд вітром. Повітряний режим будівлі тісно пов'язаний з тепловим і вологісним режимами.

Для нормальної роботи обладнання розподільної станції необхідно підтримання постійного значення температури у приміщенні. З цією метою у блоці-модулі станції змонтована система примусової вентиляції, схема якої наведена на рис. 1.4.

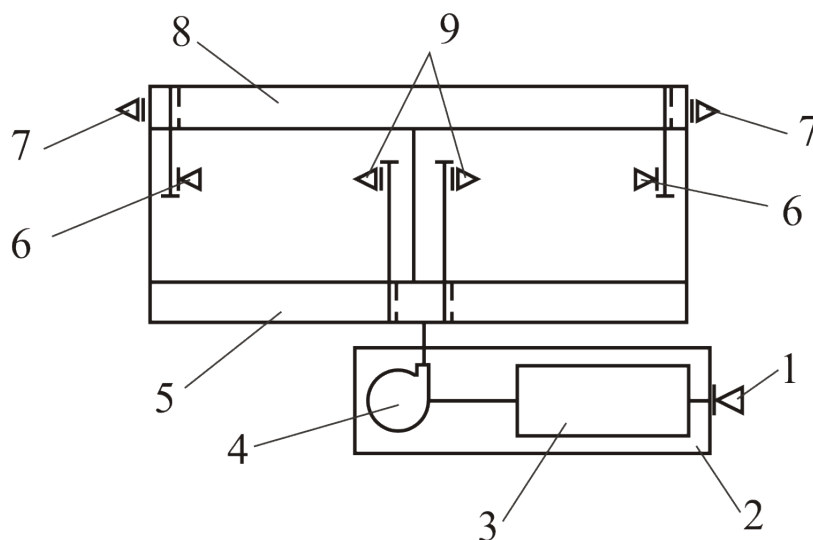


Рисунок 1.4 - Схема системи вентиляції розподільної станції

На рис.1.4 позначені: 1 – повітрязабірна решітка; 2 – приміщення обладнання яке вентилюється; 3 – приточна вентиляційна камера; 4 – вентилятор; 5 – приточний; 6, 7 – витяжні решітки; 8 – витяжний повітровід; 9 – приточні решітки.

В системі вентиляції використовується відцентровий вентилятор моделі ВЦ 4-75-5 з наступними технічними параметрами: продуктивність – 4,5-5,3 м³/год; повний тиск – 680-700 Па, частота обертання робочого колеса –1350 об/хв.

У якості привода вентилятора використовується асинхронний двигун 4A90L4Y3 (номінальна потужність $P_{\text{ном}} = 2,2$ кВт, синхронна частота обертання $n = 1500$ об/хв).

У якості базової системи керування електроприводом системи вентиляції розподільчої станції використовувалася релейно-контакторна система керування (РКСК).

Перевагами РКСК є: наявність гальванічних розв'язок ланцюгів; значна комутаційна потужність; висока стійкість до перешкод; можливість використання одного джерела живлення для силових та керуючих ланцюгів [6].

Недоліки РКСК: контактна комутація, що вимагає відповідного догляду за апаратурою та скорочує термін її роботи; обмежена швидкодія; високі малогабаритні показники та енергоспоживання [6].

Враховуючи вище перераховані недоліки базової системи керування асинхронним електроприводом системи вентиляції розподільної станції, було прийняте рішення замінити її на сучасну на базі частотного перетворювача. Функціональна схема регулювання частоти обертання електроприводу вентилятора наведена на рис. 1.5.

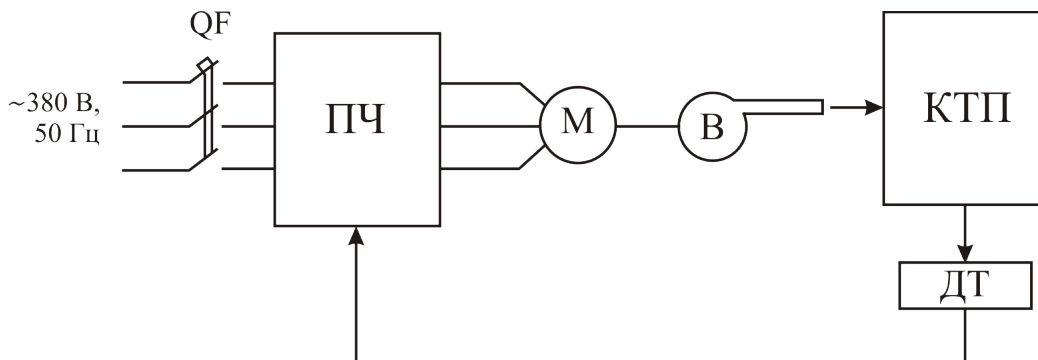


Рисунок 1.5 - Функціональна схема регулювання частоти обертання електроприводу вентилятора

На схемі позначені: ПЧ – перетворювач частоти; В – вентилятор; КТП – комплектна трансформаторна підстанція; ДТ – датчик температури.

На вхід системи керування подається інформація з датчика температури у приміщенні розподільчої станції, яка порівнюється з завданням. В залежності від

отриманого відхилення перетворювач частоти змінює частоту обертання електроприводу вентилятора.

1.3 Вимоги до системи автоматизації вентиляції розподільчої станції

Вимоги до систем автоматизації умовно можна розділити на три групи:

- загальні потреби для всіх систем автоматизації;
- вимоги, що враховують специфіку системи вентиляції;
- вимоги до систем автоматизації, що визначаються конкретною системою.

Загальні вимоги для всіх систем автоматизації, незалежно від об'єкта управління, визначаються низкою загальнодержавних, нормативних документів. Головним з них є: ДСТУ БА 2.4.-3-95 (ГОСТ 21.4.08-93), СНиП 3.05.07.85 «Системи автоматизації», «Правила улаштування електроустановок (ПУЕ)» та ДНАОП 0.00-1.32-01.

В ДСТУ БА 2.4.-3-95 (ГОСТ 21.4.08-93) викладені норми і правила виконання робочої документації автоматизації технологічних процесів.

Збірник норм і правил СНиП 3.05.07-85 визначає порядок і правила виконання всіх робіт, пов'язаних з виробництвом, монтажем і наладкою систем автоматизації технологічних процесів та інженерного обладнання.

У ПУЕ дані визначення і загальні вказівки щодо влаштування електроустановок, вибору провідників і електричних апаратів за способом їх захисту.

У ДНАОП 0.00-1.32-01 наведені правила пристроїв електрообладнання спеціальних установок, у т. ч. у розділах 2 і 3 - електрообладнання житлових, громадських, адміністративних, спортивних і культурно-видовищних будинків і споруд.

Вимоги, що враховують специфіку систем вентиляції у загальному вигляді представлені у СНиП 2.04.05-91У «Опалення, вентиляція і кондиціонування» і регламентують обсяг обов'язкових функцій систем автоматизації: вимірювання,

регулювання, сигналізації, автоматичних блокувань і захисту технологічного устаткування і т. п .

Основним контрольованим параметром системи вентиляції є температура, яку необхідно підтримувати в заданих значеннях.

Датчики температури слід розміщувати у характерних точках в обслуговуваній (робочій) зоні приміщення, в місцях, де вони не підпадаються впливу нагрітих або охолоджених поверхонь або струменів припливного повітря. Допускається встановлення датчиків в повітроводах, якщо параметри в них не відрізняються від параметрів повітря в приміщенні або відрізняються на постійну величину.

Якщо відсутні спеціальні технологічні вимоги до точності, то точність в точках установки датчиків повинна бути $\pm 1^{\circ}\text{C}$ по температурі і $\pm 7\%$ по відносній вологості.

1.4 Висновки за розділом та постановка завдань

Призначення блочно-модульної розподільчої станції БМКТП 1000/10/0,4 передбачає її експлуатацію в кліматичних умовах з різними температурними режимами. Вивчивши комплектність та будову розподільчої станції було виявлено, що система вентиляції станції працює постійно на максимальній потужності. Враховуючи тенденції розвитку України пов'язані з економією енергоносіїв, було прийнято рішення модернізувати електропривід вентиляції розподільчої станції типу БМКТП 1000/10/0,4 з метою зниження електричних витрат при її експлуатації. Актуальність роботи продиктована широким застосуванням даної підстанції через її мобільність.

Для досягнення поставленої мети необхідного розробити регульований електропривід вентиляційної системи, розробити систему керування приводом, провести дослідження перехідних процесів розробленого приводу, розробити заходи безпечної експлуатації даного обладнання та провести економічну оцінку ефективності проведеної модернізації.

2 Склад системи автоматичного керування електроприводом вентиляції розподільчої станції

2.1 Обґрунтування вибору типу електропривода

Враховуючи перераховані у розділі 1 недоліки базової системи керування асинхронним електроприводом системи вентиляції розподільчої станції, було прийняте рішення замінити її на сучасну більш економічну та надійну.

Основними характеристиками перетворювальних пристроїв є коефіцієнт корисної дії, масогабаритні й інші характеристики.

Напівпровідникові перетворювальні прилади мають високі регулювальні характеристики й енергетичні показники, мають малі габарити й масу, прості й надійні в експлуатації.

Напівпровідникові перетворювачі є нелінійними ланками електричних кіл, що вимагає розробки відповідних методів аналізу й розрахунків. При цьому виявляється доцільним використання математичного апарата дискретних перетворень, безперервного перетворення Лапласа, методів змінних станів.

Пристрої сучасної силової електроніки дозволяють управляти потоками електроенергії не тільки з метою її перетворення з одного виду в інший, але й розподілу, організації швидкодіючого захисту електричних кіл, компенсації реактивної потужності й ін.

Відомо, що регулювання швидкості обертання виконавчого механізму (ВМ) можна здійснювати за допомогою різних пристроїв (способів), серед яких найбільше відомі й поширені наступні:

- механічний варіатор;
- гідравлічна муфта;
- електромеханічний перетворювач частоти (системи Г-Д);
- уводяться додатково в статор або фазний ротор опору й ін.;
- статичний перетворювач частоти.

Перші чотири способи відрізняються різними комбінаціями з наступних недоліків:

- складність застосування, обслуговування, експлуатації;
- низька якість і діапазон регулювання;
- низька економічність.

Перераховані недоліки можливо прибрати використанням перетворювачів частоти.

Регулювання швидкості обертання асинхронного електродвигуна в цьому випадку виробляється шляхом зміни частоти й величини напруги живлення двигуна. ККД такого перетворення становить близько 98 %, мікропроцесорна система керування забезпечує високу якість керування електродвигуном і контролює безліч його параметрів, запобігаючи можливості розвитку аварійних ситуацій.

Особливий економічний ефект від використання перетворювачів частоти дає застосування частотного регулювання на об'єктах, забезпечуючих подачою повітря. До модернізації електропривода вентиляція постійно працювала на повну потужність. Набагато ефективніше регулювати обсяг подачі повітря (який залежить від часу доби) регулювати зміною швидкості обертання вентилятора за допомогою перетворювача частоти.

При ухваленні рішення про доцільність впровадження ПЧ варто враховувати, що крім економічного ефекту від економії електроенергії, застосування частотних перетворювачів додатково забезпечує наступне:

- знижується зношування комутаційної апаратури, тому що її перемикання відбуваються при відсутності струму;
- знижується зношування підшипників двигуна й вентилятора, а також крильчатки за рахунок плавної зміни числа обертів, відсутності більших пускових струмів;
- зменшується небезпека аварій за рахунок виключення гідравлічних ударів;

- забезпечується одночасний захист двигуна від короткого замикання, замикання на землю, струмоперевантаження, неповнофазного режиму, перенапруг;
- спрощується подальша комплексна автоматизації об'єктів системи вентиляції.

2.2 Способи керування перетворювачами частоти

Перетворювачі частоти класифікуються по потужності, напрузі, числу фаз вхідні та вихідні напруги, схемі перетворення і т.д. Робота перетворювача і його техніко-економічні характеристики в основному визначаються схемою перетворення. Від схеми перетворення безпосередньо залежать:

- 1) параметри вихідної напруги;
- 2) коефіцієнт потужності перетворювача по входу й виходу;
- 3) форма кривої змінного струму, споживаного з живильної мережі;
- 4) зовнішня (навантажувальна) характеристика перетворювача;
- 5) ККД.

Перетворювачі частоти виконуються з фіксованим співвідношенням частот вхідні та вихідні напруги та зі змінним їхнім співвідношенням або з регульованою частотою. Перетворювачі з регульованою частотою знайшли широке застосування в області електропривода для регулювання швидкості асинхронних двигунів.

При класифікації перетворювачів частоти виділяють два основні типи:

- дволанкові - перетворювачі із проміжною ланкою постійного струму;
- безпосередні - перетворювачі з безпосереднім зв'язком живильної мережі й ланцюгів навантаження, які в літературі іноді називаються перетворювачами з неявно вираженою ланкою постійного струму.

Перетворювачі з безпосереднім зв'язком підрозділяються на перетворювачі із природньою комутацією тиристорів (під впливом напруги живильної мережі), які називають також циклоконверторами й перетворювачі зі штучною (примусовою) комутацією тиристорів.

Функціональна схема перетворювача частоти із проміжною ланкою наведена на рис. 2.1. Змінна напруга U_1 із частотою f_1 надходить на вхід випрямляча В. Випрямлена напруга згладжується фільтром Φ і надходить на вхід автономного інвертора АІ, що має вихідну напругу U_2 із частотою f_2 .

У перетворювачах даного типу частота вихідної напруги не залежить від частоти живильної мережі й може бути як більше, так і менше цієї частоти.

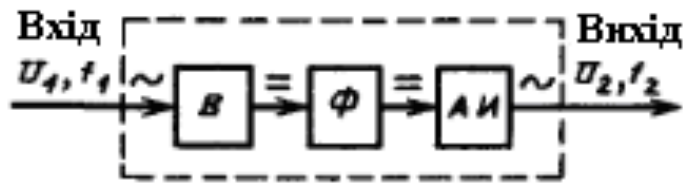


Рисунок 2.1 - Функціональна схема перетворювача частоти з проміжною ланкою

Схема випрямляча В вибирається по умовам забезпечення вимог по регулюванню його вихідної напруги, впливу на джерело змінної напруги, що живить перетворювач, припустимому рівню пульсацій випрямленої напруги та ін. Вимоги до зниження рівня пульсацій випрямленої напруги пов'язані із впливом їх на якість вихідної напруги інвертора, яка проявляється зазвичай у вигляді модуляції (періодичної зміни амплітуди) вихідної напруги інвертора. При живленні перетворювача від промислової мережі випрямляч В найчастіше виконується по трифазній мостовій схемі. Для зменшення пульсацій на виході випрямляча встановлюють фільтр Φ .

Якщо ланка АІ виконана по схемі інвертора напруги, то необхідність у фільтрі обумовлена також особливістю роботи інвертора напруги на активно-індуктивне навантаження. При такому навантаженні повинно відбуватись повернення енергії, накопиченої в індуктивностях навантаження, у джерело постійного струму через зворотні діоди. Оскільки в розглянутому перетворювачі джерелом постійного струму є випрямляч, що володіє односторонньою провідністю, то функції приймача, вертаємої енергії виконує фільтр, що має в такому випадку ємнісний вихід. Ємність конденсатора, включеного на виході фільтра, у цьому випадку повинна розраховуватися не тільки з умови забезпечення необхідного коефіцієнта згладжування пульсацій випрямляча, але й з умови

забезпечення необхідного рівня пульсацій, викликаних періодичним поверненням енергії з індуктивних елементів навантаження через зворотні діоди інвертора.

Якщо ланка АІ виконана по схемі інвертора струму, то фільтр Ф повинен мати індуктивний вихід для забезпечення безперервності інвертуючого струму (або утворення коливального процесу зміни цього струму в резонансних інверторах). В цьому випадку вихідна індуктивність фільтра, як правило, ставиться безпосередньо в інвертуючій ланці та враховується при його проектуванні у вигляді індуктивності згладжувального реактора L_d . В більшості випадків в таких перетворювачах фільтр має Т-образну структуру, яка складається з Г-образного LC- фільтра на виході випрямляча й індуктивності згладжувального реактора L_d на виході інвертора.

Залежно від вимог, пропонованих до перетворювача частоти, ланка АІ виконується по різних схемах. Перетворювачі з фіксованою частотою вихідної напруги (звичайно частоти від 400 Гц до 1 кГц) і з високими вимогами до синусоїдальності вихідної напруги доцільно виконувати по схемі інвертора струму. У перетворювачах високої частоти (10 кГц і вище) ланка АІ часто виконується по схемі резонансного інвертора.

У перетворювачах з регульованою в широкому діапазоні частотою вихідної напруги, призначених для живлення навантаження двигуна, ланка АІ виконується, як правило, по схемі інвертора напруги. До таких перетворювачів не пред'являються високі вимоги по синусоїдальності вихідної напруги. Тому інверторна ланка в них або не має вихідного фільтра, або вводиться фільтр невеликої встановленої потужності. При необхідності поліпшення синусоїдальності кривої вихідної напруги застосовують спеціальні схемні рішення або широтно-імпульсну модуляцію вихідної напруги за синусоїдальним законом.

Можливі способи стабілізації вихідної напруги впливають із рівняння

$$U_2 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{E_d}{\cos \delta} \quad (2.1)$$

Зміну кута, що відбувається при зміні параметрів навантаження можна компенсувати відповідною зміною напруги джерела живлення. Такий спосіб

називається амплітудним. Другий спосіб – фазовий, який полягає в стабілізації самого кута за рахунок компенсації зміни параметрів еквівалентної схеми.

Амплітудний спосіб стабілізації (рис. 2.2) полягає в наступному. При зміні струму навантаження інвертора змінюється вхідна напруга таким чином, щоб напруга на виході залишалася незмінною.

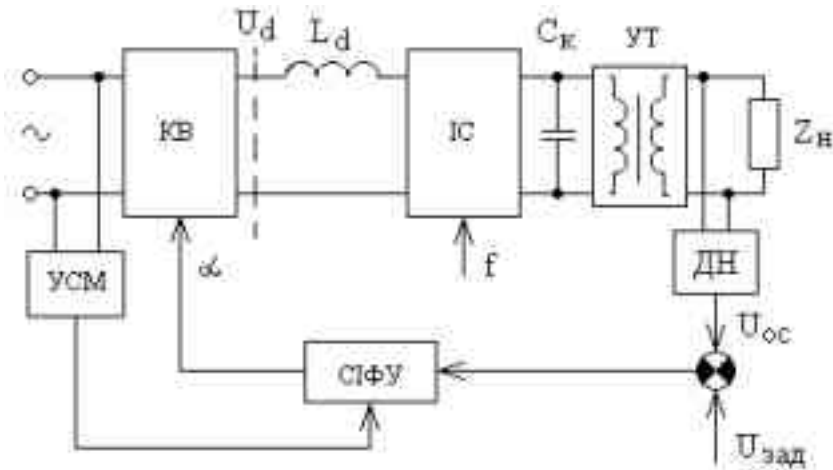


Рисунок 2.2 - Система з амплітудним регулюванням

Для реалізації цього способу при живленні інвертора від ланцюга змінного струму може бути використаний керований випрямляч, а при живленні інвертора від мережі постійного струму можна використовувати імпульсний перетворювач. Для з'ясування закону, по якому слід регулювати вхідну напругу, можна застосувати метод геометричних місць.

Розглянемо векторну діаграму паралельного інвертора (рис. 2.3). З діаграми видно, що при зміні кута δ і при незмінному U_2 , кінець вектора U_{2a} ковзає по колу, побудованому на векторі U_2 як на діаметрі.

Отже, цей круг є геометричним місцем крапок кінця вектора U_{2a} .

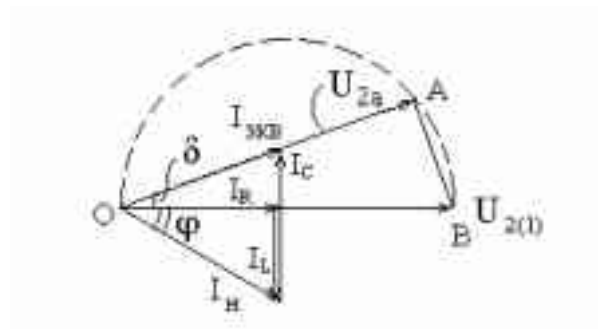


Рисунок 2.3 - Векторна діаграма паралельного інвертора

Дійсно:

$$U_{2a} = U_2 \cos \delta = k_{II} \cdot U_d, \quad (2.2)$$

де k_{II} – коефіцієнт перетворення схеми інвертора (наприклад, для однофазної мостової схеми $k_{II} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} = 0,9$).

З іншого боку, якщо інвертор живиться від керованого випрямляча, то, зневажаючи нахилом зовнішньої характеристики, маємо:

$$U_d = E_{do} \cos \alpha \quad (2.3)$$

Після підстановки (2.2) и (2.1), отримаємо:

$$\cos \alpha = \frac{U_2 \cos \delta}{k_{II} E_{do}}. \quad (2.4)$$

Із (2.4) видно, що для підтримки сталості вихідної напруги інвертора, кут в керованому випрямлячі повинен змінюватися пропорційно куту в інверторі. Векторна діаграма, відповідна до цього випадку, представлена на рис. 2.4. Сукупність можливих значень величини й фази вектора струму навантаження відображається областю S, яка називається областю існування струму навантаження.

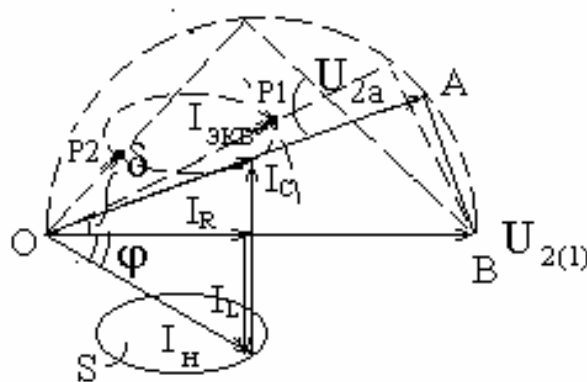


Рисунок 2.4 - Векторна діаграма інвертора з амплітудним регулюванням

Отже, якщо початок вектора струму ємності ковзає по границі області існування струму навантаження, то кінець цього вектора буде окреслювати подібну область, показану на рис. 2.4 пунктиром.

Недоліками амплітудного способу регулювання є, по-перше, необхідність збільшення індуктивності L_d при глибокому регулюванні напруги джерела харчування та, по-друге, пов'язана з цим мала швидкодія системи стабілізації, що приводить до викидів і провалів у вихідній напрузі при різкій зміні струму

навантаження. Зазначені ефекти можуть бути зменшені при використанні широтно-імпульсного регулятора за рахунок підвищення несучої частоти, однак при цьому зростає встановлена потужність системи й знижується ККД.

Фазовий метод стабілізації вихідної напруги паралельного інвертора може бути реалізований за рахунок регулювання реактивної потужності комутуючого конденсатора. Структура такої системи показана на рис. 2.5, а на рис. 2.6 представлені розгортки процесів, що пояснюють роботу індуктивного регулятора.

При зміні кута регулювання тиристорів регулятора від 180° до 90° , можна змінювати струм регулятора від 0 до деякого максимального значення, обумовленого очевидним співвідношенням:

$$I_{LP(1)PP} = \frac{U_{2(1)}}{\omega L_p} \approx \frac{U_2}{\omega L_p}, \quad (2.5)$$

де $I_{LP(1)PP}$ – діюче значення першої гармоніки струму індуктивності регулятора при $\alpha = \pi/2$.

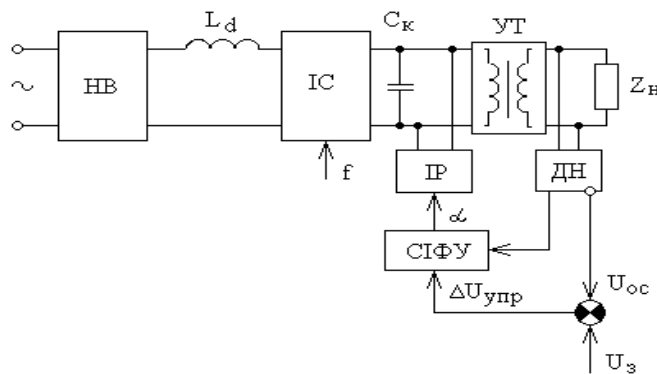


Рисунок 2.5 - Система з індуктивним регулятором

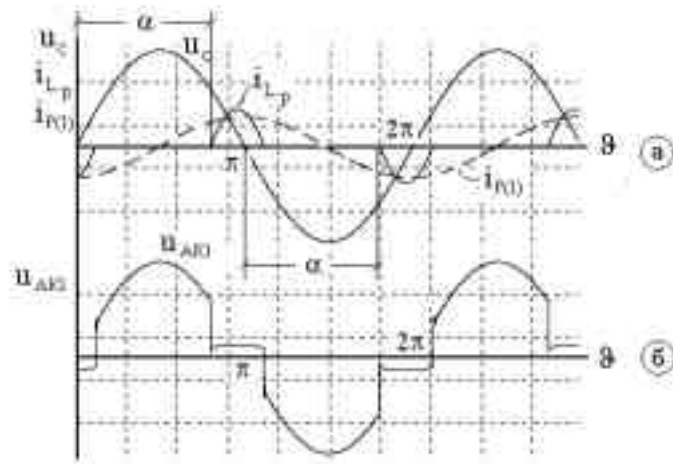


Рисунок 2.6 - Розгортки процесів в індуктивному регуляторі

Розрахунок інвертора з індуктивним регулятором зручно виконати, використовуючи метод геометричних місць. Для цього будуємо векторну діаграму, як показано на рис. 2.7, зважаючи, що $U_2 = \text{const}$. Геометричним місцем крапок початку вектора струму I_c повинна бути пряма MN, паралельна вектору струму $I_{\text{екв}}$. Для забезпечення комутаційної стійкості інвертора лінія MN повинна проходити нижче області існування струму навантаження.

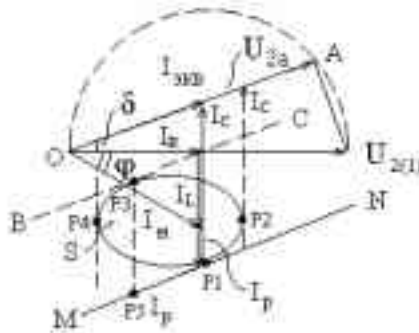


Рисунок 2.7 - Векторна діаграма інвертора з індуктивним регулятором

Аналіз векторної діаграми дозволяє виділити деякі характерні режими роботи системи. Наприклад, крапка P1 на лінії MN, відповідна до крапки перетинання вектора струму індуктивного регулятора з лінією MN, дозволяє розрахувати величину струму індуктивного регулятора для заданого значення величини й фази струму навантаження. Відповідно, крапка P2 визначає режим максимальної потужності в навантаженні, причому саме в цьому режимі найбільш навантажені елементи схеми перетворювача. Крапка P3 дозволяє визначити граничну величину струму індуктивного регулятора, крапка P4 корисна для розрахунків мінімальних

струмів в інверторі, при яких можливий вихід випрямляча в режим переривчастого струму.

2.3 Области застосування частотних перетворювачів

На базі частотних перетворювачів можуть бути реалізовані системи регулювання швидкості наступних об'єктів [4]:

- насосів води в системах водо- і теплопостачання, допоміжного устаткування котельних, ТЕС, ТЕЦ і котлоагрегатів;
- насоси в технологічних лініях збагачувальних фабрик;
- вентиляторів та компресорів;
- рольганги, конвеєри, транспортери і інші транспортні засоби;
- дозатори і живильники;
- ліфтове устаткування;
- дробарки, млини, мішалки, екструдери;
- центрифуги різних типів;
- лінії виробництва плівки, картону і інших стрічкових матеріалів;
- устаткування прокатних станів і інших металургійних агрегатів;
- приводи бурових верстатів, електробурів, бурового устаткування;
- електроприводи верстатного устаткування;
- високооборотні механізми (шпинделі шліфувальних верстатів і т.п.);
- екскаваторне устаткування;
- устаткування крана;
- механізми силових маніпуляторів і тому подібне.

Економія електроенергії при використанні регульованого електроприводу в середньому складає 50-75 % від потужності, споживаної при РКСК.

Окрім економії електроенергії, використання частотного керування дає ряд додаткових переваг:

- плавний пуск і зупинка двигуна виключає шкідливу дію перехідних процесів в технологічному обладнанні;

- пуск двигуна здійснюється при струмах, обмежених на рівні номінального значення, що підвищує довговічність двигуна, знижує вимоги до потужності живлячої мережі і потужності комутуючої апаратури;
- можлива модернізація технологічних агрегатів без заміни основного устаткування і практично без перерв в його роботі.

Системи управління на базі частотних перетворювачів можуть мати будь-які технологічно необхідні функції, реалізація яких можлива як за рахунок вбудованих в перетворювачі програмованих контролерів, так і додаткових контролерів, що функціонують спільно з перетворювачами.

2.4 Вибір перетворювача частоти

Дуже важливо зробити правильний вибір перетворювача. Від нього залежатиме ефективність і ресурс роботи перетворювача частоти і всього електроприводу в цілому [4].

В першу чергу при виборі моделі перетворювача частоти слід виходити з конкретного завдання, яке повинен вирішувати електропривод, типу і потужності електродвигуна, що підключається, точності і діапазону регулювання швидкості, точності підтримки моменту обертання на валу двигуна, часу, відведеного для розгону і гальмування, тривалості включення і кількості включень в годині.

Так само, можна враховувати конструктивні особливості перетворювача, такі як розміри, форма, можливість щільної установки, можливість винесення пульта управління та ін.

При роботі із стандартним асинхронним двигуном перетворювач слід вибирати з відповідною потужністю. Якщо потрібний великий пусковий момент або короткий час розгону/уповільнення, вибирають перетворювач на ступінь вище стандартного.

При виборі перетворювача для роботи із спеціальними двигунами (двигуни з гальмами, потужні двигуни, з втяжним ротором, синхронні двигуни, високошвидкісні і так далі) слід керуватися, перш за все, номінальним струмом

перетворювача, який повинен бути більше номінального струму двигуна, а також особливостями настройки параметрів перетворювача.

Для системи керування асинхронним електроприводом системи вентиляції розподільної станції застосуємо частотний перетворювач MICROMASTER 420, загальний вигляд якого представлено на рис. 2.8.



Рис. 2.8. Частотний перетворювач MICROMASTER 420

Основні характеристики частотного перетворювача MICROMASTER 420 наведено у таблиці 2.1.

Перетворювач MICROMASTER 420 може використовуватися для вирішення численних завдань, що вимагають застосування приводів із змінюваними швидкостями обертання. Понад усе він підходить для використання у насосах, вентиляторах і транспортерах.

Таблиця 2.1. Основні характеристики частотного перетворювача MICROMASTER 420

Діапазон потужності	0,12 кВт ... 11 кВт
Напруга живлячої мережі	1 AC 200 В ... 240 В 3 AC 200 В ... 240 В 3 AC 380 В ... 480 В
Закони керування	• лінійна залежність U/f; • програмована залежність U/f; • пряме керування потоком (FCC)

Технологічний регулятор	Вбудований ПІ - регулятор
Цифрові і аналогові входи	3 цифрових, 1 аналоговий
Вихід	1 релейний, 1 аналоговий
Інтерфейс	Краще всього підходить для вирішення завдань автоматизації з контролерами SIMATIC S7 - 200, SIMATIC S7 - 300/400 (TIA) або SIMOTION
Додаткові можливості	BICO- технологія

Перетворювач відрізняється високою продуктивністю і комфортабельним використанням. Великий діапазон напруги живлячої мережі дозволяє використовувати його в будь-якій частині світу.

MICROMASTER 420 має модульну конструкцію. Пульти керування і комунікаційні модулі можуть бути замінені без застосування якого-небудь інструменту.

Основні особливості:

- просте введення в експлуатацію;
- особливо гнучка конфігурація завдяки модульній конструкції;
- три цифрових входи;
- один аналоговий вхід (від 0 до 10 В), може бути використаний як 4-й цифровий вхід;
- один аналоговий вихід (від 0 мА до 20 мА);
- один релейний вихід (DC 30В/5А, омичне навантаження АС 250В/2А, індуктивне навантаження);
- безшумна робота двигуна завдяки високій частоті ШІМ;
- захист двигуна і перетворювача.

Силові параметри MICROMASTER 420:

- новітня технологія IGBT;
- цифрове мікропроцесорне керування;

- пряме керування потоком двигуна (FCC), для поліпшення динамічних характеристик і оптимального управління двигуном;
- U/f – керування лінійне та квадратичне;
- компенсація ковзання;
- автоматичний повторний запуск при зникненні напруги в мережі або порушеннях режиму роботи;
- просте регулювання процесу завдяки вбудованому ПІ – регуляторові;
- час розгону і гальмування в межах від 0 ... 650 с;
- згладжування кривої пуску;
- швидкодіюче струмообмеження (FCL) для безаварійної роботи;
- швидкодіюче опитування цифрових входів, що репродукується;
- точне введення заданого значення завдяки 10-бітовому аналоговому входу;
- комбіноване гальмування для контрольованої швидкої зупинки;
- 4 частоти пропускання проти резонансу.

Модернізація передбачає заміну системи керування привідним двигуном вентиляційної системи. В якості привідного двигуна використовується двигун серії 4A90L4Y3 потужністю 2,2 кВт. Тому обираємо перетворювач частоти на 2,2 кВт типу 6SE6420-2UC21-5BA1.

Схему підключення частотного перетворювача MICROMASTER 420 наведено на рис. 2.9.

Технічні характеристики частотного перетворювача MICROMASTER 420 представлено у таблиці 2.2.

Таблиця 2.2. Технічні характеристики частотного перетворювача
MICROMASTER 420

Потужність, кВт		Розрахунковий вхідний струм, А	Розрахунковий вихідний струм, А	Типорозмір корпусу (FS)	Номер MICROMASTER
2,2	3	14,1	10,4	B	6SE6420-2UC21-5BA1

Фільтр електромагнітної сумісності (ЕМС) класу А для перетворювача, що не має вбудованого фільтра:

- 3 AC 200В ... 240В, типорозмір А та В;
- 3 AC 380В ... 480 В, типорозмір А.

Усі інші перетворювачі можуть поставляються зі вбудованим фільтром ЕМС класу А.

Фільтр ЕМС для перетворювача, що не має вбудованого фільтра:

- 3 AC 200 ... 240 В, типорозмір А і В;
- 3 AC 380 ... 480 В, типорозмір А.

З цим фільтром ЕМС перетворювач відповідає нормам випромінювання EN 55011, клас В.

Додатковий фільтр ЕМС класу В використовується в перетворювачі зі вбудованим ЕМС - фільтром класу А.

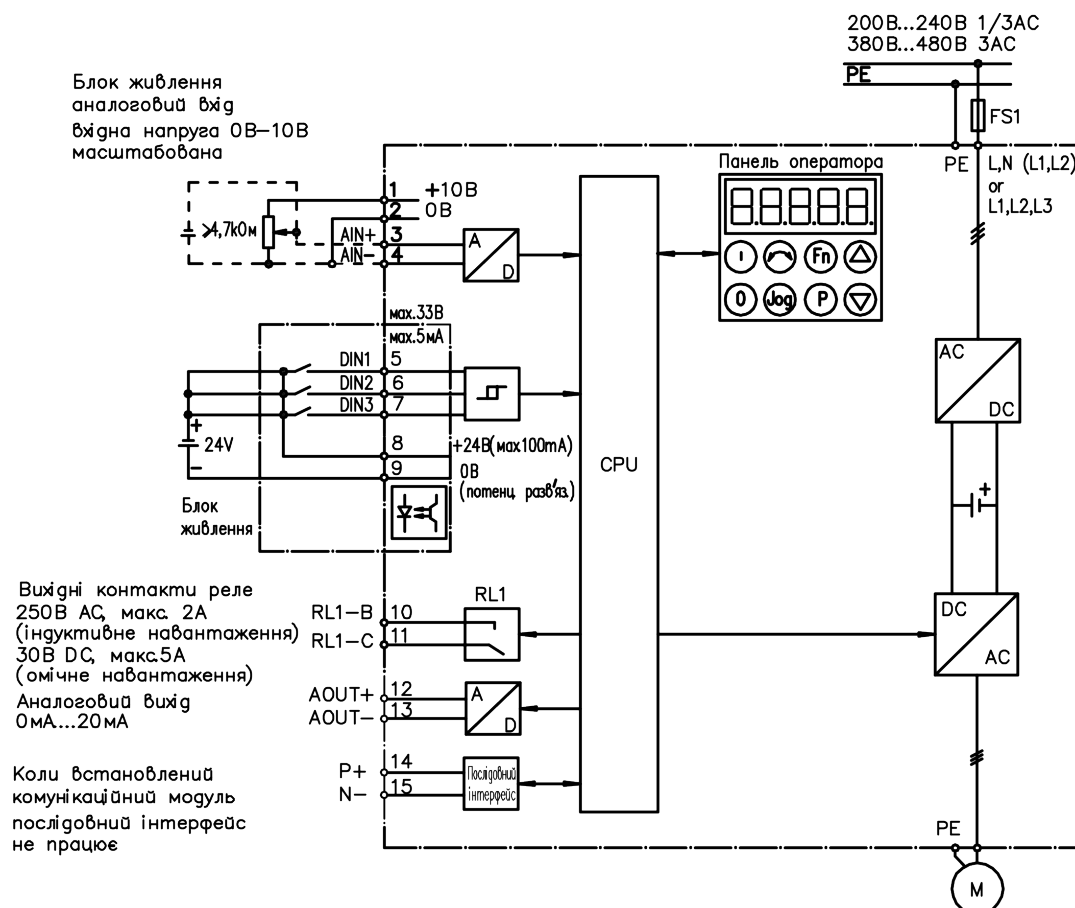


Рисунок 2.9 - Схема підключення перетворювача частоти
MICROMASTER 420

Струм витоку для перетворювачів з/без фільтру (вбудованого/зовнішнього) в середньому близько 30 мА. На практиці це значення коливається від 10 до 50 мА.

Конкретне значення струму витоку залежить від типу перетворювача, умов експлуатації і довжини кабелю.

Робота перетворювача з пристроями що мають рівень спрацьовування на струм витоку до 30 мА не гарантується. Проте пристрої мають поріг спрацьовування 300 мА можуть використовуватися з перетворювачами.

Вхідний дросель: Дросель застосовується для зменшення піків напруги. Додатково, вхідний дросель зменшує вплив вищих гармонік з мережі на перетворювач і назад. Якщо мережевий імпеданс $<1\%$, то необхідно використовувати дросель комутації мережі, щоб знизити кидки струму.

Відповідно до EN 61000-3-2 "Обмеження гармонійних складових струмів для пристроїв з вхідним струмом <16 А на фазу" є спеціальні вимоги для перетворювачів потужністю від 250Вт до 550Вт на напругу 1 фаз. 230В, для випадків застосування не в промисловості.

Для пристроїв потужністю 250 .. 370 Вт необхідно використовувати вхідний дросель або отримати дозволи на підключення перетворювача до міської мережі у відповідних служб.

LC-фільтр: Фільтр LC обмежує крутизну наростання напруги і струми перезаряду, які з'являються, як правило, при роботі перетворювача.

Тому можливо використовувати істотно довші екрановані кабелі двигуна при роботі з LC-фільтром і термін служби двигуна досягає тих же значень, як при роботі безпосередньо від мережі.

Фільтри LC можуть застосовуватися з усіма MICROMASTER 420 типорозмірів від А до С.

2.4.1 Панель оператора перетворювача частоти та його програмне забезпечення

За допомогою базової панелі оператора (Basic Operator Panel -BOP) можна виробити індивідуальне налаштування параметрів. Значення і одиниці виміру відображаються на 5 - розрядному дисплеї.

Вона може бути встановлена безпосередньо в перетворювач або за допомогою монтажного комплекту вбудована в двері шафи управління.

Комфортна панель оператора (Advanced Panel Operator - AOP) дає можливість вивести блоки параметрів перетворювача або ввести їх перетворювач (Upload/ Download). За допомогою AOP можна запам'ятовувати до 10 різних блоків параметрів. Пропонується індикація текстом на декількох мовах.

З однієї панелі AOP можна управляти через універсальний інтерфейс USS до 30 перетворювачами. Панель може бути встановлена безпосередньо у перетворювач або змонтована на дверях шафи керування.

Модуль PROFIBUS: Потрібний для комплектного зв'язку з шиною PROFIBUS із швидкістю обміну 12 MBaud. Через модуль PROFIBUS можна управляти перетворювачем дистанційно. За допомогою панелі оператора, встановленої в модуль PROFIBUS, можна комбінувати дистанційне керування з управлінням від перетворювача. Модуль PROFIBUS може жити від зовнішнього джерела DC 24 V і тому залишається активним навіть тоді коли перетворювач відключений від мережі. Зв'язок відбувається через 9-полюсний роз'єм Sub - D (поставляється як приналежність).

Програми запуску в експлуатацію

- *Starter:* Програма Starter має графічний інтерфейс і призначена для введення в експлуатацію перетворювачів MICROMASTER 420. Програма Starter призначена Для роботи під Windows NT/2000. Програма дозволяє прочитувати, змінювати, запам'ятовувати, вводити і роздруковувати список параметрів.

- *Drive Monitor:* Програма Drive Monitor є програмою запуску в експлуатацію перетворювачів MICROMASTER 420 і MASTERDRIVES під Windows95/98 і NT/2000.

Обидві програми входять в стандартний комплект постачання до кожного перетворювачу.

2.5 Принцип частотного керування, що застосовується в модернізованому електроприводі

Перед тим як перейти до математичного опису об'єкта, варто розглянути основні принципи частотного керування .

При зміні частоти струму f_1 пропорційно буде змінюватися швидкість холостого ходу ω_0 :

$$\omega_0 = \frac{2\pi f_1}{p}, \quad (2.6)$$

де p - число пар полюсів обмотки статора.

Магнітний потік Φ змінюється назад пропорційно частоті:

$$U_\Phi \approx E_{1\Phi} = 4,47 f_1 W_1 \Phi_1 \quad (2.7)$$

де $E_{1\Phi}$ – електрорушійна сила (Е.Р.С.) статора;

W_1 - число витків обмотки фази статора.

Тому що в номінальному режимі магнітна система двигуна насичена, то при номінальній напрузі $U_{ном}$ припустиме тільки збільшення частоти живлячої напруги. Тоді при значенні f_1 більшому $f_{ном}$, відповідно збільшується ω_0 і індуктивний опір короткого замикання X_k і зменшиться магнітний потік Φ збільшення ω_0 і X_k викликає зменшення критичного моменту $M_{кр}$:

$$M_{кр} = \frac{3U_{1\Phi}^2}{2\omega_0 [R_1 \pm \sqrt{R_1^2 + X_k^2}]}, \quad (2.8)$$

де R_1 - активний опір обмотки статора

Критичне ковзання $S_{кр}$ зі збільшенням X_k зменшиться

$$S_{кр} = \pm \frac{R_2}{\sqrt{R_1^2 + X_k^2}}, \quad (2.9)$$

де R_2 - активний опір обмотки ротора.

При зменшенні частоти $f_1 < f_{1ном}$ знижується кутова швидкість ω , а магнітний потік Φ збільшується. Це приводить до глибокого насичення магнітного ланцюга й збільшення струму намагнічування I_μ , що у свою чергу, викликає зниження енергетичних показників двигуна ($\cos \varphi$, ККД). Для того, щоб потік Φ при збільшенні або зменшенні частоти f_1 залишався постійним, необхідно при зміні частоти в цій же кратності змінити напруга U_1 , тобто змінювати ці величини так, щоб

$$\frac{U_1}{f_1} = \text{const} \quad (2.10)$$

При дотриманні цієї умови критичний момент змінюється (збільшується) з ростом частоти й зменшується з її зниженням.

Регулювання при $U_1/f_1 = \text{const}$ доцільно для електроприводів з $M_c = \text{const}$, тобто з постійним статичним моментом. Якщо M_c виробничого механізму змінюється при регулюванні швидкості так, що потужність $P_c = M_c \omega$, то регульоване джерело змінного струму повинен забезпечувати зміна U_1 і f_1 у таких межах, щоб $U_1/\sqrt{f_1} = \text{const}$. Для вентилятора навантаження ($M_c = \text{var}$) при регулюванні кутової швидкості значення U_1 і f_1 повинні змінятися так, щоб $U_1/f_1^2 = \text{const}$.

Таким чином, закон зміни напруги визначається не тільки частотою f_1 але й характером зміни моменту статичного навантаження M_c на валу двигуна.

На рис. 2.10 наведені характеристики а - при $M_c = \text{const}$, б - при $P_c = \text{const}$, в - при $M_c = \text{var}$.

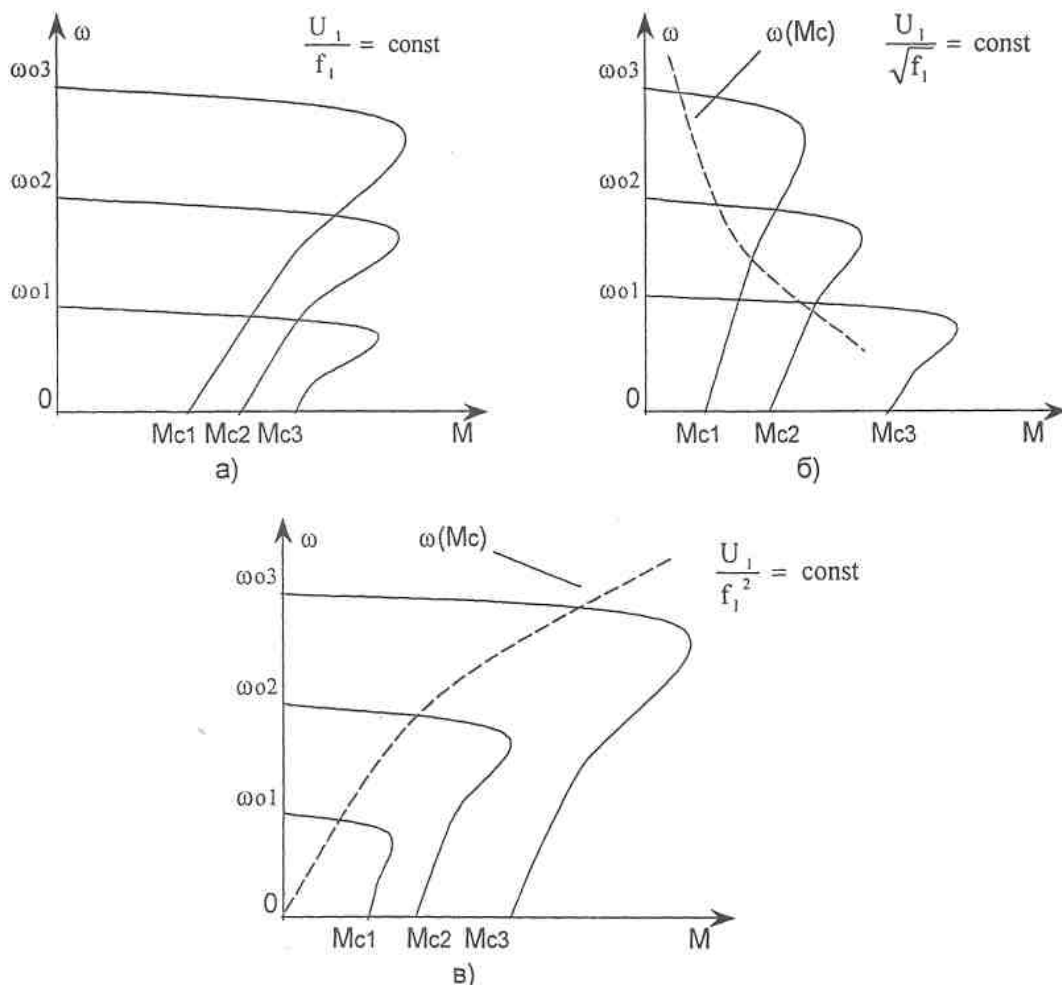


Рисунок 2.10 - Механічні характеристики асинхронного двигуна при регулюванні зміною частоти живильної мережі

В деяких випадках діапазон регулювання можна розширити за рахунок підвищення частоти живлення. Якщо при цьому зберігати співвідношення U_1/f_1 , то потужність двигуна зростатиме, відповідно зростатиме навантаження на перетворювачі. Тому при управлінні в діапазоні частот вище номінального напругу статора підтримують постійною $U_1 = \text{const}$.

У режимі холостого ходу потік змінюється обернено пропорційно частоті (рис. 2.11 а), а під навантаженням він зменшується тим повільніше, чим більше абсолютне ковзання.

При збільшенні частоти електромагнітний момент двигуна зменшується обернено пропорційно до квадрата α (рис. 2.11 б), а потужність – обернено пропорційно до першого ступеня α , оскільки одночасно зростає швидкість обертання поля.

Поєднання двох режимів частотного управління $U_1/f_1 = \text{const}$ и $U_1 = \text{const}$ дає можливість отримати двозонне регулювання швидкості АД. Особливість полягає лише в тому, що регулювання швидкості при частотному управлінні здійснюється зміною частоти в обох зонах, а режим управління потоком визначається законом управління напругою.

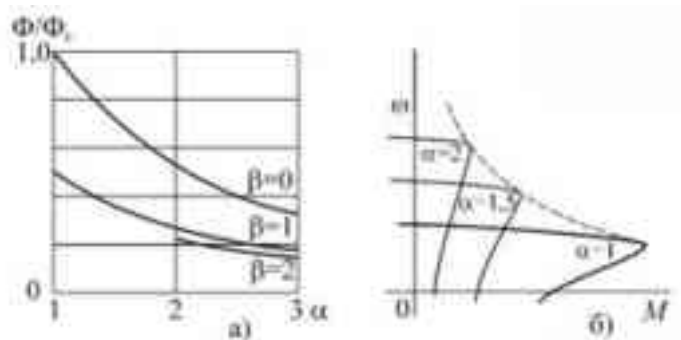


Рисунок 2.11 - Зміна магнітного потоку при різних навантаженнях (а) та механічні характеристики (б) в області частот вище номінальної

У системах регулювання швидкості промислових механізмів як датчики швидкості застосовуються або тахогенератори, або імпульсні датчики швидкості, що мають недоліки. Використання систем непрямого регулювання швидкості з датчиками ЕРС або напруги в зовнішньому контурі приводить до погіршення динамічних властивостей приводу. Особливо великі проблеми виникають в системах скалярного регулювання, де за відсутності датчика швидкості доводиться застосовувати системи роздільного управління перетворювачами в якірному колі і в колі збудження двигуна.

3 Опис та обґрунтування обраних проектних рішень та конструкцій

3.1 Розробка математичної моделі розробленого електропривода

Для того, щоб дослідити автоматичну систему керування необхідно представити її математичним описом, тобто системою диференціальних рівнянь, що характеризують залежності координат системи від зовнішніх впливів і друг від друга.

Найпоширенішими способами математичного опису є диференціальні рівняння, структурні схеми, що є графічною інтерпретацією диференціальних рівнянь, матричні структурні схеми. Опис системи у вигляді диференціальних рівнянь у нормальній формі Коші дозволяє представити структурну схему системи у вигляді ряду зв'язаних між собою інтегруючих ланок.

Для загальної оцінки показників якості при використанні привода MICROMASTER 420 проведемо побудову й розрахунок математичної моделі системи керування асинхронним двигуном.

3.1.1 Система керування швидкістю електропривода

При дослідженні перехідних процесів у трифазних асинхронних електродвигунах доцільно прийняти наступні допущення, що дозволяють спростити вираз основних параметрів і координат електродвигуна [5]:

- сили намагнічування обмоток двигуна розподілені синусоїдально уздовж окружності повітряного зазору;
- втрати в сталі статора і ротора відсутні;
- обмотки статора і ротора строго симетричні зі зрушенням осей обмоток на 120° ;
- насичення магнітного кола відсутнє.

Рівняння рівноваги напруг для обмоток трьох фаз статора мають вид:

$$\left. \begin{aligned} u_{1a} &= i_{1a} R_1 + \frac{d\psi_{1a}}{dt} \\ u_{1b} &= i_{1b} R_1 + \frac{d\psi_{1b}}{dt} \\ u_{1c} &= i_{1c} R_1 + \frac{d\psi_{1c}}{dt} \end{aligned} \right\}. \quad (3.1)$$

Відповідно для обмоток трьох фаз ротора:

$$\left. \begin{aligned} u'_{2a} &= i'_{2a} R'_2 + \frac{d\psi_{2a}}{dt} \\ u'_{2b} &= i'_{2b} R'_2 + \frac{d\psi_{2b}}{dt} \\ u'_{2c} &= i'_{2c} R'_2 + \frac{d\psi_{2c}}{dt} \end{aligned} \right\}, \quad (3.2)$$

де $u_{1a}, u_{1b}, u_{1c}, u'_{2a}, u'_{2b}, u'_{2c}$ - миттєві значення фазних напруг статора і ротора двигуна;
 $i_{1a}, i_{1b}, i_{1c}, i'_{2a}, i'_{2b}, i'_{2c}$ - миттєві значення фазних струмів статора і ротора;
 $\psi_{1a}, \psi_{1b}, \psi_{1c}, \psi_{2a}, \psi_{2b}, \psi_{2c}$ - повні потокозчеплення фазних обмоток; R_1, R_2 - активні опори обмоток статора і ротора.

$$\begin{bmatrix} \psi_{1a} \\ \psi_{1b} \\ \psi_{1c} \\ \psi_{2a} \\ \psi_{2b} \\ \psi_{2c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_1 & 0 & 0 \\ 0 & L_1 & 0 \\ 0 & 0 & L_1 \\ L_{12} \cdot \cos\theta_2 & L_{12} \cdot \cos(\theta_2 - \frac{2\pi}{3}) & L_{12} \cdot \cos(\theta_2 - \frac{4\pi}{3}) & \dots \\ L_{12} \cdot \cos(\theta_2 - \frac{4\pi}{3}) & L_{12} \cdot \cos\theta_2 & L_{12} \cdot \cos(\theta_2 - \frac{2\pi}{3}) \\ L_{12} \cdot \cos(\theta_2 - \frac{2\pi}{3}) & L_{12} \cdot \cos(\theta_2 - \frac{4\pi}{3}) & L_{12} \cdot \cos\theta_2 \\ L_{12} \cdot \cos\theta_2 & L_{12} \cdot \cos(\theta_2 + \frac{2\pi}{3}) & L_{12} \cdot \cos(\theta_2 + \frac{4\pi}{3}) \\ L_{12} \cdot \cos(\theta_2 + \frac{4\pi}{3}) & L_{12} \cdot \cos\theta_2 & L_{12} \cdot \cos(\theta_2 + \frac{2\pi}{3}) \\ \dots L_{12} \cdot \cos(\theta_2 + \frac{2\pi}{3}) & L_{12} \cdot \cos(\theta_2 + \frac{4\pi}{3}) & L_{12} \cdot \cos\theta_2 \\ L'_2 & 0 & 0 \\ 0 & L'_2 & 0 \\ 0 & 0 & L'_2 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \\ i_{1c} \\ i'_{2a} \\ i'_{2b} \\ i'_{2c} \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

де $L_1 = L_{1a} + L_m$, $L'_2 = L'_{2c} + L_m$ - повні еквівалентні індуктивності фаз статора і ротора, які складаються від індуктивностей полів розсіювання (L_{1a}, L'_{2c}) и головного потоку

$L_m = 3/2 \cdot L_{12}$; L_{12} - максимальна індуктивність між будь-якою обмоткою статора і будь-якою обмоткою ротора, яка має місце при збігу їх осей; θ_2 - поточний кут між осями обмоток фаз ротора і статора.

Асинхронний електродвигун являє собою систему магніто-зв'язаних обмоток, розташованих на статорі й роторі [5]. При обертанні ротора взаємне положення обмоток статора і ротора безупинно змінюється, відповідно змінюється і взаємна індуктивність між ними. З урахуванням прийнятих допущень можна вважати, що взаємна індуктивність пропорційна косинусу поточного кута між осями обмоток ротора і статора. Повна система рівнянь потокозчеплень в обмотках статора і ротора визначається рівняннями (3.3).

Рівняння (3.3) містить гармонійні коефіцієнти, що створює значні труднощі при дослідженні перехідних процесів. Для того щоб виключити гармонійні коефіцієнти, використовують перетворення координат. З цією метою реальні змінні статора і ротора заміняються їхніми проекціями на взаємно перпендикулярні осі координат, що обертаються з довільною швидкістю ω_k . Таке перетворення координат відповідає приведенню трифазного електродвигуна до еквівалентного двофазного.

При математичному описі трифазних асинхронних електродвигунів зручно оперувати не миттєвими значеннями координат, а їхній результуючими векторами. Якщо, наприклад, миттєві значення струмів рівні i_a, i_b, i_c то результуючий вектор струму визначається рівнянням:

$$i = \frac{2}{3}(a^0 i_a + a i_b + a^2 i_c) = \frac{2}{3}(i_a + a i_b + a^2 i_c), \quad (3.4)$$

де $a^0 = e^{j0} = 1$; $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$; $a^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}}$.

Аналогічно визначаються результуючі вектори напруги

$$u = \frac{2}{3} \cdot (u_a + a u_b + a^2 u_c), \quad (3.5)$$

та потокозчеплення:

$$\psi = \frac{2}{3}(\varphi_a + a \varphi_b + a^2 \varphi_c). \quad (3.6)$$

Використовуючи вираження результуючих векторів, рівняння (3.1) можна записати у виді одного диференціального рівняння у векторній формі. Для цього перше рівняння з (3.1) збільшується на $\frac{2}{3}a^0$, друге на $\frac{2}{3}a$, третє на $\frac{2}{3}a^2$.

Підсумовуючи отримані добутки, одержимо:

$$\frac{2}{3}(u_{1a} + au_{1b} + a^2u_{1c}) = \frac{2}{3}(i_{1a} + ai_{1b} + a^2i_{1c})R_1 + \frac{2}{3}\frac{d}{dt}(\psi_{1a} + a\psi_{1b} + a^2\psi_{1c}), \quad (3.7)$$

або в векторній формі:

$$u_1 = I_1 R_1 + \frac{d\psi_1}{dt}. \quad (3.8)$$

Аналогічно векторне рівняння напруг ротора:

$$u'_2 = I'_2 R'_2 + \frac{d\psi_2}{dt}. \quad (3.9)$$

У рівняннях (3.8) та (3.9) вектори записані відповідно в системах координат статора й ротора. Для спільного рішення рівнянь їх необхідно привести до однієї системи координат.

Рівняння асинхронного електродвигуна в системі координат, що обертається з довільною швидкістю ω_k , мають вид:

$$\left. \begin{aligned} u_1 &= i_1 R_1 + \frac{d\psi_1}{dt} + j\omega_k \psi_1 \\ u'_2 &= i'_2 R'_2 + \frac{d\psi_2}{dt} + j(\omega_k - p_f) \psi_2 \end{aligned} \right\}, \quad (3.10)$$

де ω - кутова швидкість обертання ротора; p_f - число пар полюсів.

При дослідженні перехідних процесів в асинхронному електродвигуні, який керується частотою і напругою статора, зручно використовувати систему координат, яка обертається зі швидкістю ω_k , і дорівнює кутовій швидкості обертання магнітного поля ω'_0 , яку приведено до числа пар полюсів і дорівнює 1 (зведення до двохполюсного двигуна).

$$\omega'_0 = \omega_1 = 2\pi f_1, \quad (3.11)$$

де f_1 - частота напруги статора, Гц;

Отже, на основі рівнянь (3.10) можна записати:

$$\left. \begin{aligned} u_1 &= i_1 R_1 + \frac{d\psi_1}{dt} + j\omega_1 \psi_1 \\ u'_2 &= i'_2 R'_2 + \frac{d\psi_2}{dt} + js\omega_1 \psi_2 \end{aligned} \right\}, \quad (3.12)$$

де s - ковзання електродвигуна:

$$s = \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0} = \frac{\omega_1 - p_i \omega}{\omega_1}. \quad (3.13)$$

Потокозчеплення пов'язані зі струмами через індуктивності:

$$\left. \begin{aligned} \psi_1 &= i_1 L_1 + i'_2 L_m \\ \psi_2 &= i_1 L_1 + i'_2 L_2 \end{aligned} \right\}. \quad (3.14)$$

Для визначення електромагнітного моменту асинхронного двигуна використовуємо векторний добуток ψ_1 та i_1 . Тоді:

$$M = \frac{3}{2} p_n (\psi_1 \times i_1), \quad (3.15)$$

або векторний добуток ψ_2 та i'_2 , тоді:

$$M = -\frac{3}{2} p_n (\psi_2 \times i'_2). \quad (3.16)$$

З огляду на рівняння (3.14), можна записати (3.15) та (3.16):

$$M = \frac{3}{2} p_n (i_1 L_1 + i'_2 L_m) \times i_1 = \frac{3}{2} p_n L_m (i'_2 \times i_1); \quad (3.17)$$

$$M = -\frac{3}{2} p_n (i_1 L_m + i'_2 L_2) \times i'_2 = -\frac{3}{2} p_n L_m (i_1 \times i'_2). \quad (3.18)$$

Ці рівняння мають рацію, тому що векторний добуток двох однаково спрямлених векторів дорівнює нулю.

Для повного опису перехідних процесів в асинхронному двигуні к рівнянням напруг і моментів потрібно додати рівняння:

$$M - M_o = J \frac{d\omega}{dt}. \quad (3.19)$$

Отримана система рівнянь електродвигуна є нелінійною, тому рішення її для різних динамічних режимів роботи електродвигуна може бути виконане з використанням обчислювальних машин.

Для подальших досліджень динамічних властивостей асинхронних електродвигунів доцільно результуючі вектори представити у вигляді проекцій па

комплексній площині й записати їх через речовинні й мнимі частини в наступному виді:

$$\left. \begin{aligned} u_1 &= u_{1a} + j u_{1\beta}; & u_2' &= u_{2a}' + j u_{2\beta}'; \\ i_1 &= i_{1a} + j i_{1\beta}; & i_2' &= i_{2a}' + j i_{2\beta}'; \\ \psi_1 &= \psi_{1a} + j \psi_{1\beta}; & \psi_2 &= \psi_{2a} + j \psi_{2\beta}; \end{aligned} \right\}. \quad (3.20)$$

Сполучивши вектор напруги статора з дійсною віссю координатної системи, тобто поклавши $u_{1\beta} = 0$ одержимо:

$$u_{1a} = \frac{d\psi_{1a}}{dt} - \omega_1 \psi_{1\beta}; \quad (3.21)$$

$$0 = \frac{d\psi_{1\beta}}{dt} + \omega_1 \psi_{1a}; \quad (3.22)$$

$$u_{2a}' = i_{2a}' R_2' + \frac{d\psi_{2a}}{dt} - s \omega_1 \psi_{2\beta}; \quad (3.23)$$

$$u_{2\beta}' = i_{2\beta}' R_2' + \frac{d\psi_{2\beta}}{dt} + s \omega_1 \psi_{2a}. \quad (3.24)$$

Виразивши також електромагнітний момент по рівнянню (3.15) через складові векторів струмів й потокозчеплення:

$$M = \frac{3}{2} p_{II} (\psi_{1a} + j \psi_{1\beta}) \times (i_{1a} + j i_{1\beta}), \quad (3.25)$$

та застосувавши правило векторного добутку векторів, одержимо абсолютне значення моменту:

$$M = \frac{3}{2} p_{II} (\psi_{1a} i_{1\beta} - \psi_{1\beta} i_{1a}), \quad (3.26)$$

де

$$\psi_{1a} = i_{1a} L_1 + i_{2a}' L_m; \quad \psi_{1\beta} = i_{1\beta} L_1 + i_{2\beta}' L_m. \quad (3.27)$$

Скориставшись вираженням (3.16), можна аналогічно одержати:

$$M = -\frac{3}{2} p_{II} (\psi_{2a} i_{2\beta}' - \psi_{2\beta}' i_{2a}'), \quad (3.28)$$

де

$$\psi_{2a} = i_{1a} L_m + i_{2a}' L_2; \quad \psi_{2\beta} = i_{1\beta} L_m + i_{2\beta}' L_2. \quad (3.29)$$

Складові токи ротора можуть бути виражені через складові потокозчеплення в наступному виді:

$$\left. \begin{aligned} i'_{2a} &= \frac{1}{L'_2} (\psi_{2a} - k_1 \psi_{1a}) \\ i'_{2\beta} &= \frac{1}{L'_2} (\psi_{2\beta} - k_1 \psi_{1\beta}) \end{aligned} \right\}, \quad (3.30)$$

де k_1 - коефіцієнт електромагнітного зв'язку статора.

$$k_1 = \frac{L_m}{L_1}; \quad (3.31)$$

$$L''_2 = L'_2 - \frac{L_m^2}{L_1} \approx L_{1\sigma} + L_{2\sigma}. \quad (3.32)$$

З урахуванням (3.14) і (3.31) можна вирази моментів записати у формі, зручній для виводу передатних функцій двигуна:

$$M = -\frac{3}{2} p_{\pi} k_1 \psi_1 \times i'_2, \quad (3.33)$$

або

$$M = -\frac{3}{2} p_{\pi} k_1 (\psi_{1a} i'_{1\beta} - \psi_{1\beta} i'_{2a}). \quad (3.34)$$

Для двигуна з короткозамкненим ротором у рівняннях (3.23), (3.24) $u'_{2a} = u'_{2\beta} = 0$. Виразивши з рівнянь (3.30) ψ_{2a} та $\psi_{2\beta}$ і підставивши їх у рівняння (3.23), (3.24) отримаємо:

$$0 = i'_{2a} R'_2 + L'_2 \frac{di'_{2a}}{dt} - s \omega_1 L''_2 i'_{2\beta} - k_1 s \omega_1 \psi_{1\beta}; \quad (3.35)$$

$$0 = i'_{2\beta} R'_2 + L'_2 \frac{di'_{2\beta}}{dt} + s \omega_1 L''_2 i'_{2a}; \quad (3.36)$$

$$M = \frac{3}{2} p_{\pi} k_1 \psi_{1\beta} i'_{2a}. \quad (3.37)$$

Розглядаючи змінні величини в приростах щодо початкових значень

$i'_{2a} = I'_{2a} + \Delta i'_{2a}$, $i'_{2\beta} = I'_{2\beta} + \Delta i'_{2\beta}$, $\omega_1 = \Omega_1 + \Delta \omega_1$, $s = S + \Delta s$, $M = M_{\text{поч}} + \Delta M$, одержимо рівняння

для статичного режиму, що зв'язують початкові значення координат:

$$\frac{U_{1a}}{\Omega_1} = -\psi_{1\beta} = \text{const}; \quad (3.38)$$

$$0 = I'_{2a} R'_2 - S \Omega_1 L''_2 I'_{2\beta} - k_1 S \Omega_1 \psi_{1\beta}; \quad (3.39)$$

$$0 = I'_{2\beta} R'_2 + S \Omega_2 L''_2 I'_{2a}; \quad (3.40)$$

$$M_{ноч} = \frac{3}{2} p_n k_1 \psi_{1\beta} I'_{2a}, \quad (3.41)$$

та рівняння для динамічного режиму, що зв'язують приріст координат:

$$\Delta i'_{2a} (T_e p + 1) = \frac{s}{S_{кр}} \Delta i'_{2\beta} + \left(\frac{i'_{2\beta}}{S_{кр}} + \frac{k_1 \psi_{1\beta} \Omega_1}{R'_2} \right) \Delta s; \quad (3.42)$$

$$\Delta i'_{2\beta} (T_e p + 1) = \frac{s}{S_{кр}} \Delta i'_{2a} - \frac{i'_{2a}}{S_{кр}} \Delta s; \quad (3.43)$$

$$\Delta M = \frac{3}{2} p_{II} k_1 \psi_{1\beta} \Delta i'_{2a}, \quad (3.44)$$

де $T_e = \frac{L_2}{R'_2}$ - електромагнітна постійна часу електродвигуна; $S_{кр} = \frac{R'_2}{L_2 \Omega_1}$ - критичне ковзання.

На підставі рівнянь (3.38) - (3.44) можна записати передатну функцію:

$$\frac{\Delta M(p)}{\Delta s(p)} = \frac{\frac{3}{2} p_n k_1^2 \frac{U_{1a}^2}{\Omega_1 R'_2} (T_e p + 1) - M_{ноч} \frac{s}{S_{кр}} (T_e p + 2)}{(T_e p + 1)^2 + \left(\frac{s}{S_{кр}} \right)^2}. \quad (3.45)$$

Вираз $\frac{3}{2} p_{II} k_1^2 \frac{U_{1a}^2}{\Omega_1 R'_2}$ у першому доданку чисельника (3.45) являє собою значення фіктивного пускового моменту $M_{II.ф.}$ обумовлене в результаті лінеаризації робочої частини механічної характеристики двигуна для прийнятих значень напруги статора Ω_1 :

$$M_{II.ф.} = M_{кр} \left. \frac{2s}{S_{кр}} \right|_{s=1} = \frac{2M_{кр}}{S_{кр}} = \frac{3}{2} p_{II} k_1^2 \frac{U_{1a}^2}{\Omega_1 R'_2}, \quad (3.46)$$

де $M_{кр} = \frac{3}{4} p_{II} k_1^2 \frac{U_{1a}^2 S_{кр}}{\Omega_1 R'_2}$ - критичний момент двигуна.

Момент $M_{ноч}$ у другому доданку чисельника (3.45) можна записати з урахуванням прийнятих допущень у вигляді:

$$M_{ноч} = \frac{2M_{кр}}{\frac{s}{S_{кр}} + \frac{S_{кр}}{s}}. \quad (3.47)$$

З урахуванням (3.46) і (3.47) вираження (3.45) прийме наступний вид:

$$\frac{\Delta M(p)}{\Delta s(p)} = \frac{M_{п.ф.} \left[(T_e p + 1) - \frac{(\frac{S}{S_{kp}})^2}{1 + (\frac{S}{S_{kp}})^2} (T_e p + 2) \right]}{(T_e p + 1)^2 + (\frac{S}{S_{kp}})^2}. \quad (3.48)$$

Для робочої частини механічної характеристики двигуна можна прийняти:

$$(\frac{S}{S_{kp}})^2 \ll 1, \quad (3.49)$$

тоді передатну функцію (3.48) можна записати в спрощеному виді:

$$\frac{\Delta M(p)}{\Delta s(p)} = \frac{M_{п.ф.}}{T_e p + 1}. \quad (3.50)$$

Представивши залежність ковзання електродвигуна від кутової частоти напруги статора в збільшеннях і виконавши лінеаризацію за умови, що в робочій області $S \ll 1$, одержимо:

$$\Delta s = \frac{\Delta \omega_1 - p_{\pi} \Delta \omega}{\Omega_1}. \quad (3.51)$$

Рівняння рівноваги моментів (3.19) може бути записано в збільшеннях у вигляді:

$$\Delta M - \Delta M_o = J p \Delta \omega. \quad (3.52)$$

На підставі отриманих виражень може бути складена структурна схема асинхронного двигуна при керуванні кутовою частотою напруги статора й за умови сталості потокозчеплення статора. Однак це зручніше зробити, якщо представити координати двигуна в в.о., прийнявши за базові значення координат їхнього значення в номінальному режимі: $M_{п.ф.н.}$, Ω_{1i} , U_{1aH} , $\Omega_{0H} = \frac{\Omega_{1H}}{p_i}$, де Ω_{0H} - синхронна кутова швидкість двигуна [5].

Тоді

$$(\frac{\Delta \omega}{\Omega_{0H}}) = \Delta \bar{\omega}, \quad (\frac{\Delta \omega_1}{\Omega_{1H}}) = \Delta \bar{\omega}_1, \quad (\frac{\Delta M}{M_{п.ф.н.}}) = \Delta \bar{M}, \quad \left[\frac{\Delta M_o}{M_{п.ф.н.}} \right] = \Delta \bar{M}_o, \quad (\frac{\Delta u_{1a}}{U_{1aH}}) = \Delta \bar{u}_{1a}.$$

Передатна функція (3.48) з урахуванням (3.51) запишеться так:

$$\frac{\Delta \bar{M}(p)}{\Delta \bar{\omega}_1(p) - \Delta \bar{\omega}(p)} = \left(\frac{\gamma}{\nu} \right)^2 \frac{(T_e p + 1) - \frac{(\frac{S}{S_{kp}})^2}{1 + (\frac{S}{S_{kp}})^2} (T_e p + 2)}{(T_e p + 1)^2 + (\frac{S}{S_{kp}})^2}, \quad (3.53)$$

де $\gamma = \frac{U_{1a}}{U_{1aH}}$ - відносна напруга статора; $\nu = \frac{\Omega_1}{\Omega_{1H}}$ - відносна частота напруги статора.

Або в спрощеному виді:

$$\frac{\Delta \bar{M}(p)}{\Delta \bar{\omega}_1(p) - \Delta \bar{\omega}(p)} = \left(\frac{\gamma}{\nu} \right)^2 \frac{1}{T_e p + 1}. \quad (3.54)$$

Відповідно на підставі рівняння (3.52) маємо:

$$\frac{\Delta \bar{M}(p)}{\Delta \bar{\omega}_1(p) - \Delta \bar{\omega}(p)} = \left(\frac{\gamma}{\nu} \right)^2 \frac{1}{T_M p}. \quad (3.55)$$

де $T_M = \frac{J \Omega_{0H}}{M_{п.ф.н}}$ - механічна постійна часу двигуна.

Спрощена структурна схема асинхронного двигуна при керуванні кутовою частотою напруги статора, побудована на підставі виражень (3.54), (3.55), показана на рис. 3.1.

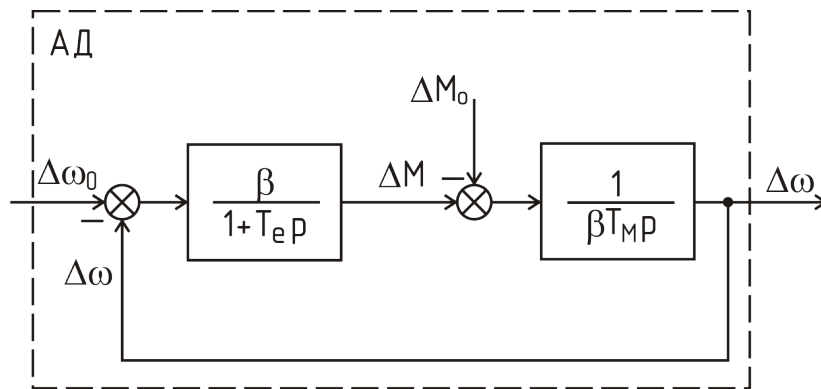


Рисунок 3.1 - Спрощена структурна схема асинхронного двигуна при керуванні кутовою частотою напруги статора

3.1.2 Розробка структурної схеми системи керування електроприводом

Формування необхідних статичних і динамічних властивостей асинхронного частотно-регульованого електроприводу можливе лише в замкнутій системі

регулювання його координат [6]. Узагальнена функціональна схема подібної системи (рис. 3.2) окрім АД і керованого перетворювача частоти (ПЧ) містить регулятори P і датчики D змінних електроприводу.

Керуючими діями u_k на вході регуляторів можуть бути сигнали завдання будь-яких координат електроприводу — швидкості, кута повороту ротора АД, струму статора, магнітного потоку і тому подібне. Збурюючими діями на електропривод можуть бути моменти сил опору M_o на валу АД або коливання напруги мережі U_m , що живить електропривод. Вхідними сигналами датчиків є змінні АД, доступні для безпосереднього їх вимірювання (частота, напруга і струм статора, швидкість ротора, магнітний потік в повітряному зазорі АД) або визначувані розрахунковим шляхом за допомогою математичної моделі АД (ЕДС, потокозчеплення статора, ротора і т. п.). Вихідні сигнали регуляторів, що залежні від керуючих дій, сигналів зворотних зв'язків u_{zz} і прийнятих алгоритмів регулювання, є сигналами керування частотою u_f , вихідною напругою u_u і струмом i_i , перетворювача частоти [6].

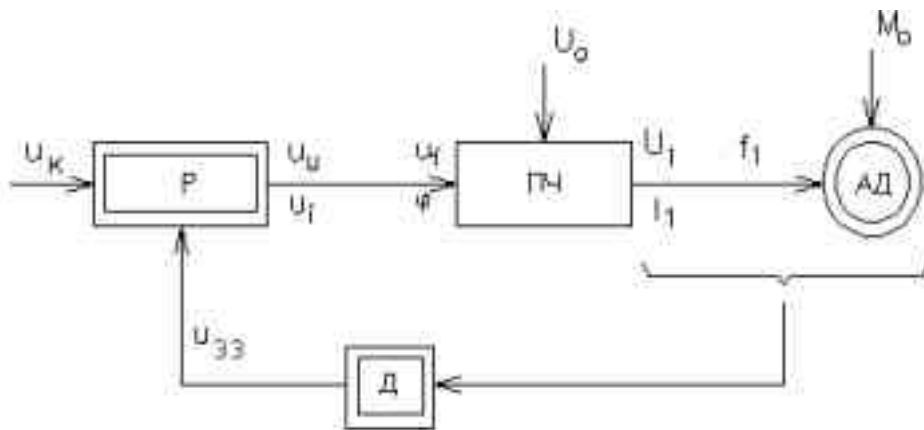


Рисунок 3.2 - Функціональна схема замкнутої системи ПЧ–АД з скалярним керуванням

Розглянемо приклади замкнутих систем скалярного керування, найбільш поширених в промислових електроприводах.

Варіант функціональної схеми системи частотного керування АД із зворотним зв'язком по струму статора представлений на рис. 3.3 [6]. Тут сигнали i_{sa} и i_{sc} , пропорційні миттєвим значенням струмів фаз A і C обмоток статора, з виходу

датчиків струму ДТ_а і ДТ_с поступають у функціональний перетворювач струму ФТ, де формуються вихідні сигнали I_1 , і I_{1a} , пропорційні відповідно діючому значенню струму статора і активної складової цього струму. У вузлах Σ_1 , і Σ_2 підсумовуються сигнали керування і зворотних зв'язків, що поступають з функціональних пристроїв А1, А2 і А3. Пристрій А4 забезпечує проходження сигналу I_1 , на вхід А3 лише при його перевищенні на суматорі Σ_3 сигналу I_{1max} , пропорційного значенню максимально допустимого діючого струму статора АД.

Ступінь компенсації визначається коефіцієнтом посилення k_1 ланцюга позитивного зворотного зв'язку по струму. Очевидно, чим більше k_1 , тим більше буде потік при тому ж абсолютному ковзанні. Межа збільшення k_1 визначається умовами стійкості замкнутої системи керування і допустимими значеннями потоку намагнічення і напруги живлення АД [6].

У міру зниження частоти живлення повний опір ланцюгу намагнічення і, отже, падіння напруги в статорі АД зменшуються. Тому для стабілізації і обмеження потоку намагнічення в замкнутій по повному струму системі ступінь компенсації падіння напруги, тобто коефіцієнт k_1 треба зменшувати у міру зниження частоти вихідної напруги ПЧ.

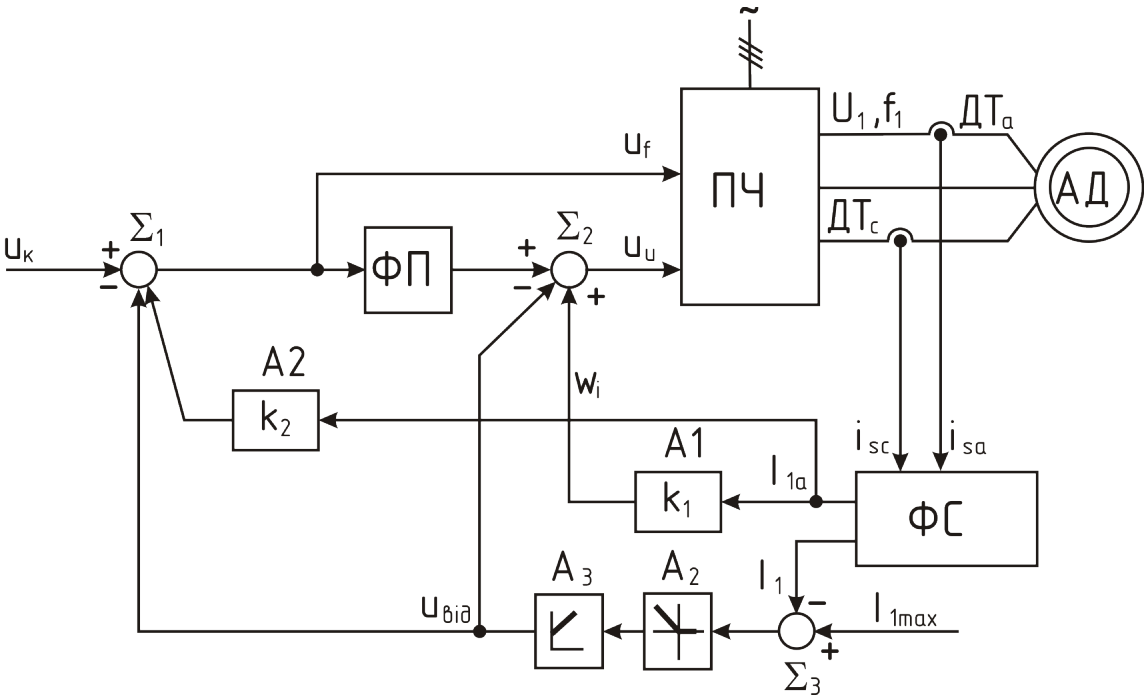


Рисунок 3.3- Функціональна схема системи ПЧ–АД із зворотним зв'язком по струму статора

Подібний недолік відсутній при використанні зворотного зв'язку по активній складовій струму статора. Якщо в якості сигналу зворотного зв'язку прийняти активну складову струму статора, як показано на рис. 3.3, то постійність потокозчеплення статора зберігатиметься при незмінному коефіцієнті k_1 .

При частотному управлінні АД з подібним зворотним зв'язком по струму можлива реалізація механічних характеристик електроприводу з підвищеною перевантажувальною здатністю по моменту і жорсткістю, близькою до природної лише в невеликому діапазоні регулювання швидкості.

Сукупність позитивних зворотних зв'язків по струму з використанням пристроїв А1 і А2 за рахунок стабілізації швидкості останніми дозволяє помітно підвищити жорсткість механічних характеристик АД і при постійному статичному навантаженні збільшити діапазон регулювання швидкості вниз від номінальної до 10:1 [6]. Перевага подібних систем полягає у відсутності тахогенератора на валу АД.

При дії тільки на вихідну напругу перетворювача, за умови, що регулятор А3 має інтегральний канал регулювання, за рахунок негативного зворотного зв'язку по струму перетворювач ПЧ з джерела напруги переходить в режим джерела струму. Тоді при постійності струму статора АД за рахунок більшого коефіцієнта зворотного зв'язку регулятора А3 (для ПІ-регулятора — нескінченно великого), чим пристрою А1, при зниженні швидкості зменшуватимуться потік і момент двигуна, викликаючи перекидання механічної характеристики АД. Подібний режим роботи відсічення використовується лише спільно з одночасною дією на вихідну частоту перетворювача.

Збільшення діапазону регулювання за швидкістю АД можна отримати за рахунок введення в розглянуту систему керування негативного зворотного зв'язку за швидкістю. Функціональна схема подібної системи при живленні від ПЧ як джерела напруги приведена на рис. 3.4. Тут канал негативного зворотного зв'язку за швидкістю включає тахогенератор ТГ як датчик зворотного зв'язку, вузол Σ_5 підсумовування напруги керування швидкістю АД u_k і зворотному негативному зв'язку за швидкістю $u_{зз}$, регулятор абсолютного ковзання А5, блок БО обмеження

його вихідної напруги $u_{рш}$, а також вузол Σ_4 підсумовування напруги $u_{рш}$ і результуючої напруги $u_{к1}$ з виходу суматора Σ_1 [6].

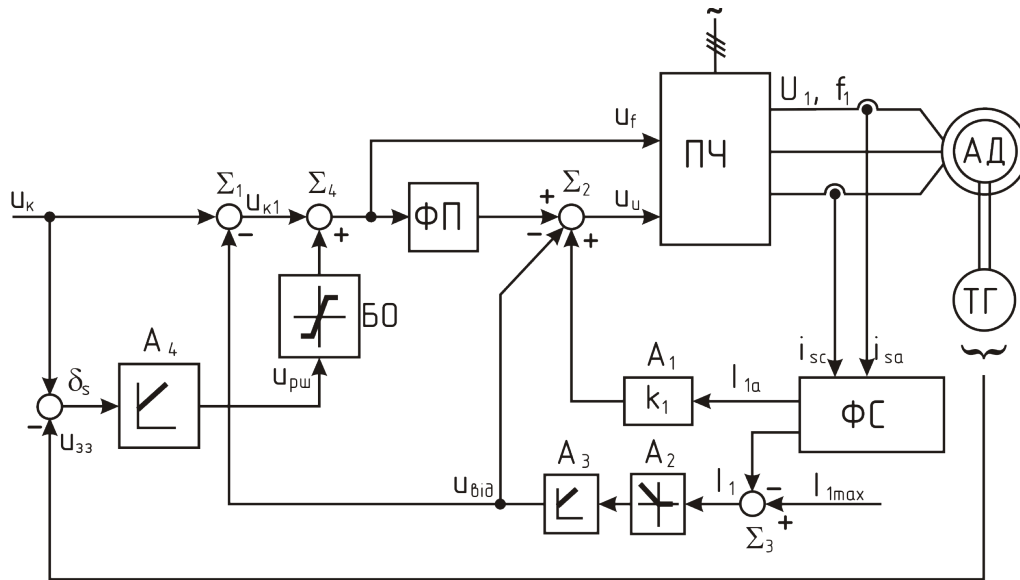


Рисунок 3.4 - Функціональна схема системи ПЧ – АД із зворотним зв'язком за швидкістю

У міру збільшення навантаження на валу АД (від моменту M_1 до моменту M_2 на рис. 3.5) за рахунок зменшення швидкості АД і, отже, сигналу $u_{зз}$ збільшується сигнал розузгодження $\delta_s = u_k - u_{зз} \equiv \omega_{00} - \omega \equiv s_a$, пропорційний абсолютному ковзанню двигуна.

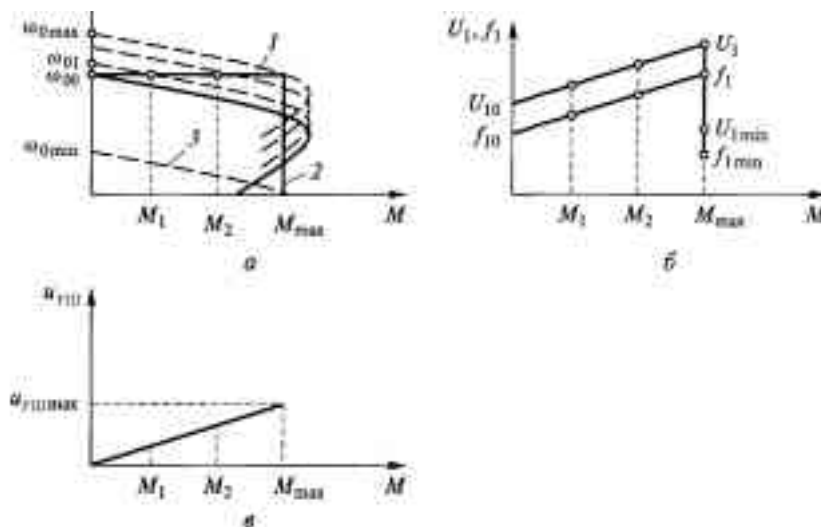


Рисунок 3.5 - Механічні характеристики (а), залежності вихідних напруги і частоти ПЧ (б), а також напруга регулятора швидкості (в) від моменту в системі ПЧ–АД із зворотним зв'язком за швидкістю

Стійкість і динамічні показники якості регулювання швидкості АД визначаються вибором параметрів пропорційної і інтегральної складаючих передавальних функцій регуляторів А5 і А3.

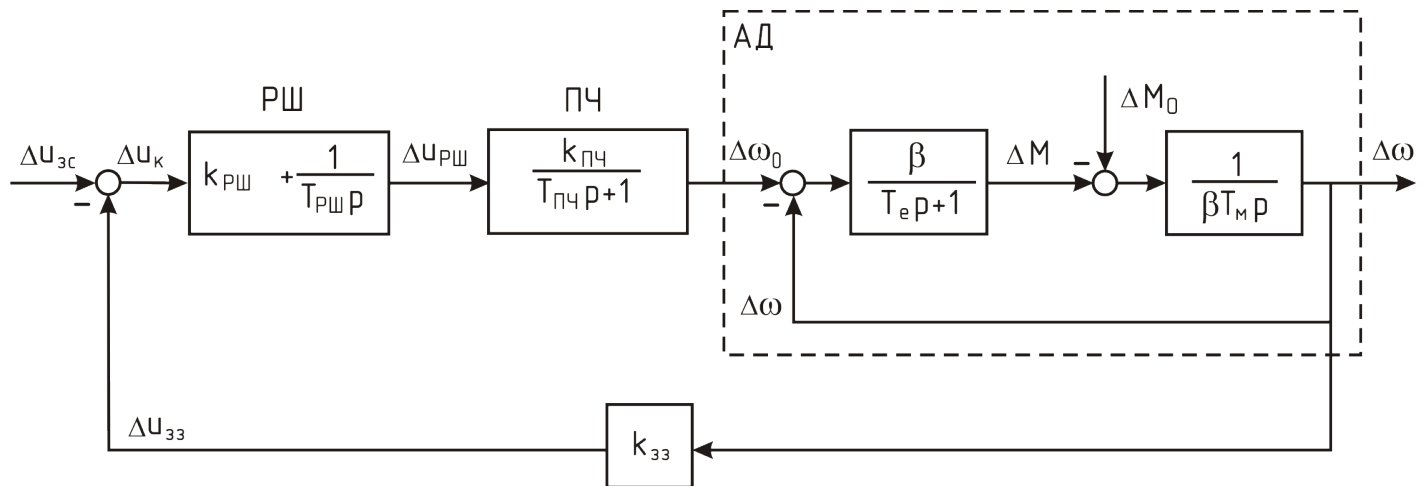


Рисунок 3.6 - Структурна схема системи ПЧ – АД із зворотним зв'язком по швидкості

На рис. 3.6 представлена структурна схема лінеаризованої системи, функціональна схема якої приведена на рис. 3.4, при роботі АД на ділянці механічної характеристики в межах значень абсолютного ковзання $s_a < s_k$. На схемі прийняті наступні позначення [6]:

β — модуль жорсткості лінеаризованої механічної характеристики АД ($\beta = 2M_k / (\omega_{0ном} s_k)$).

T_e — еквівалентна електромагнітна постійна часу ланцюгів статора і ротора АД, визначувана по формулі $T_e = 1 / (\omega_{0ел.ном} s_k)$, де $\omega_{0ел.ном}$ — кутова швидкість електромагнітного поля АД при його номінальній частоті живлення $f_{1ном} = 50$ Гц ($\omega_{0ел.ном} = 2\pi f_{1ном} = 314$ с⁻¹). Для АД загальнопромислового виконання $s_k = 0,05...0,5$ (менші значення характерні для потужніших двигунів), $T_e = (0,006...0,06)$ с;

$k_{ПЧ}$ — передавальний коефіцієнт ПЧ ($k_{ПЧ} = \Delta\omega_0 / \Delta u_{РШ} = 2\pi \Delta f_1 / (p_{п} \Delta u_{РШ})$). При роботі АД в зоні частот $f_1 \leq f_{1ном} = 50$ Гц і номінальному сигналі керування перетворювачем $u_{к.ПЧном}$ співвідношення $\Delta f_1 / \Delta u_{РШ} = f_1 / u_{у.ПЧном}$.

$T_{ПЧ}$ — постійна часу ланцюга керування ПЧ, яка при високих частотах модуляції вихідної напруги промислових ПЧ (2...50 кГц) не перевищує 0,001 с.

Передавальна функція ПІ-регулятор швидкості:

$$W_{\text{PII}}(p) = \frac{\Delta u_{\text{PII}}}{\Delta u_{\kappa}} = k_{\text{PII}} + \frac{1}{T_{\text{PII}} p}. \quad (3.56)$$

Передавальна функція ланцюга зворотного зв'язку за швидкістю двигуна

$$W_{33}(p) = \frac{\Delta u_{33}}{\Delta \omega} = k_{33}. \quad (3.57)$$

При номінальному сигналі керування електроприводом, рівному $u_{\text{зсн}}^{\text{ном}}$ і відповідною йому номінальній швидкості АД:

$$k_{33} = u_{\text{зсн}}^{\text{ном}} / \omega_{\text{ном}}. \quad (3.58)$$

Відповідно до структурної схеми АД його результуюча передавальна функція по відношенню до відхилення $\Delta \omega_0$:

$$W_{\text{д}}(p) = \frac{\Delta \omega}{\Delta \omega_0} = \frac{1}{T_{\text{е}} T_{\text{м}} p^2 + T_{\text{м}} p + 1}. \quad (3.59)$$

При $T_{\text{м}} > 4T_{\text{е}}$:

$$W_{\text{д}}(p) = \frac{1}{(T_{01} p + 1)(T_{02} p + 1)}, \quad (3.60)$$

де

$$\frac{1}{T_{01}} = \frac{1}{2T_{\text{е}}} \left(1 + \sqrt{1 - \frac{4T_{\text{е}}}{T_{\text{м}}}} \right); \quad (3.61)$$

$$\frac{1}{T_{02}} = \frac{1}{2T_{\text{е}}} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{4T_{\text{е}}}{T_{\text{м}}}} \right). \quad (3.62)$$

Якщо віднести постійні T_{02} і $T_{\text{пч}}$ до малих некомпенсуємих постійних і як оцінку їх впливу прийняти $T_{\mu} = T_{02} + T_{\text{пч}}$, то при настроюванні електроприводу на модульний оптимум інтегральна постійна і коефіцієнт передачі пропорційної частини регулятора РШ визначаються за формулами

$$T_{\text{PII}} = k_{\text{ос}} k_{\text{пч}} a_{\mu} T_{\mu}; \quad (3.63)$$

$$k_{\text{PII}} = T_{01} / T_{\text{PII}}. \quad (3.64)$$

4 Розрахунки та експериментальні матеріали, що підтверджують працездатність системи

4.1 Аналіз динаміки модернізованої системи керування

4.1.1 Розрахунок елементів системи керування

Для аналізу динаміки будемо використовувати структурну лінеаризовану структурну схему, отриману в розділі 3.

У якості електродвигуна приводу системи вентиляції розподільчої станції обрано двигун серії 4A90L4Y3, який має наступні характеристики [7]:

Номінальна потужність $P_{\text{ном}} = 2,2 \text{ кВт};$

Синхронна частота обертання: $n = 1500 \text{ об/хв};$

Номінальне ковзання: $s_{\text{ном}} = 0,054;$

Критичне ковзання: $s_{\text{к}} = 0,225;$

Відношення критичного моменту

до номінального: $m_{\text{к}} = 2,2;$

Момент інерції валу двигуна: $J_{\text{дв}} = 0,029 \text{ кг} \cdot \text{м}^2;$

Приведений до валу двигуна момент

інерції механізму: $J_{\text{мех}} = 0,52 \text{ кг} \cdot \text{м}^2.$

Розрахуємо значення коефіцієнтів структурної схеми (див. рис. 3.6) за методикою наведеною в [6]. Номінальна частота холостого ходу обертання двигуна:

$$\omega_{0\text{ном}} = n \cdot \frac{2\pi}{60} = 1500 \cdot \frac{2\pi}{60} = 157 \text{ с}^{-1}.$$

Номінальна частота обертання двигуна:

$$\omega_{\text{ном}} = \omega_{0\text{ном}} \cdot (1 - s_{\text{ном}}) = 157 \cdot (1 - 0,054) = 148,6 \text{ с}^{-1}.$$

Номінальний момент на валу двигуна:

$$M_{\text{ном}} = 9,57 \cdot \frac{P_{\text{ном}}}{n \cdot (1 - s_{\text{ном}})} = 9,57 \cdot \frac{2200}{2200 \cdot (1 - 0,054)} = 14,8 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

Критичний момент на валу двигуна:

$$M_k = m_k M_{\text{ном}} = 2,2 \cdot 14,8 = 32,6 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

Модуль жорсткості лінеаризованої механічної характеристики АД:

$$\beta = \frac{2 \cdot M_k}{\omega_{0\text{ном}} \cdot s_k} = \frac{2 \cdot 32,6}{157 \cdot 0,225} = 1,847 \text{ (кг} \cdot \text{м}^2\text{)/с}.$$

Еквівалентна електромагнітна постійна часу ланцюгів статора і ротора двигуна:

$$T_e = \frac{1}{\omega_{0\text{ном}} \cdot s_k} = \frac{1}{157 \cdot 0,225} = 0,028 \text{ с}.$$

Параметри перетворювача частоти[8]: $k_{\text{пч}} = 70$; $T_{\text{пч}} = 0,001 \text{ с}$.

Коефіцієнт зворотного зв'язку по швидкості:

$$k_{33} = u_{3,\text{с.ном}} / \omega_{\text{ном}} = 1/148,6 = 0,0067 \text{ В} \cdot \text{с}.$$

Механічна постійна часу двигуна:

$$T_m = (J_{\text{дв}} + J_{\text{мех}}) / \beta = (0,029 + 0,52) / 1,847 = 0,297 \text{ с}.$$

Додаткові постійні часу:

$$T_{01} = \frac{1}{\frac{1}{2 \cdot T_e} \cdot \left(1 + \sqrt{1 - \frac{4 \cdot T_e}{T_m}} \right)} = 0,032 \text{ с};$$

$$T_{02} = \frac{1}{\frac{1}{2 \cdot T_e} \cdot \left(1 - \sqrt{1 - \frac{4 \cdot T_e}{T_m}} \right)} = 0,266 \text{ с};$$

$$T_\mu = T_{02} + T_{\text{пч}} = 0,276 \text{ с}.$$

Інтегральна постійна і коефіцієнт передачі пропорційної частини регулятора швидкості при настроюванні електроприводу на модульний оптимум:

$$T_{\text{рш}} = 4 \cdot k_{33} \cdot k_{\text{пч}} \cdot T_\mu = 0,05 \text{ с}.$$

$$k_{\text{рш}} = \frac{T_{01}}{T_{\text{рш}}} = 0,631 \text{ с}^{-1}.$$

Принципова схема ПІ-регулятора швидкості наведена на рис. 4.1.

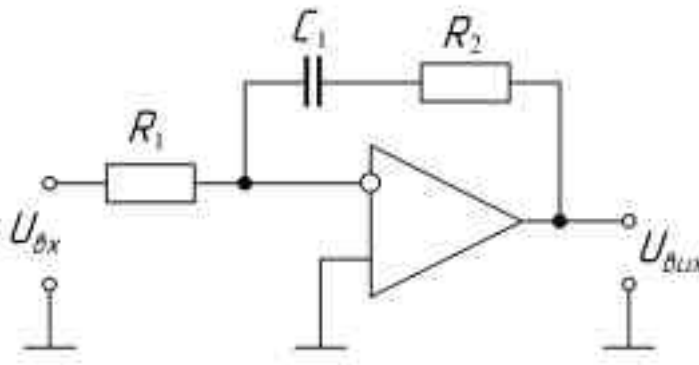


Рисунок 4.1 - Принципова схема ПІ-регулятора швидкості

Його передаточна функція:

$$W_{PI}(p) = \frac{1 + C_1 R_2 p}{C_1 R_1 p} = \frac{1 + k_{PI} T_{PI} p}{T_{PI} p}.$$

Розрахуємо параметри регулятора. Задаємося величиною ємності $C_1 = 1 \text{ мкФ}$.

Тоді:

$$R_1 = \frac{T_{PI}}{C_1} = \frac{0,05}{10^{-6}} = 50 \text{ кОм};$$

$$R_2 = \frac{k_{PI} T_{PI}}{C_1} = \frac{0,032}{10^{-6}} = 32 \text{ кОм}.$$

4.2 Оцінка показників якості керування модернізованої САК

Для оцінки показників якості керування, за результатами побудови математичних моделей, проведемо моделювання. Побудова характеристик виконується за допомогою пакета «Matlab 7».

Імітаційна модель електроприводу для аналізу динаміки в середовищі MatLab приведена на рис. 4.2.

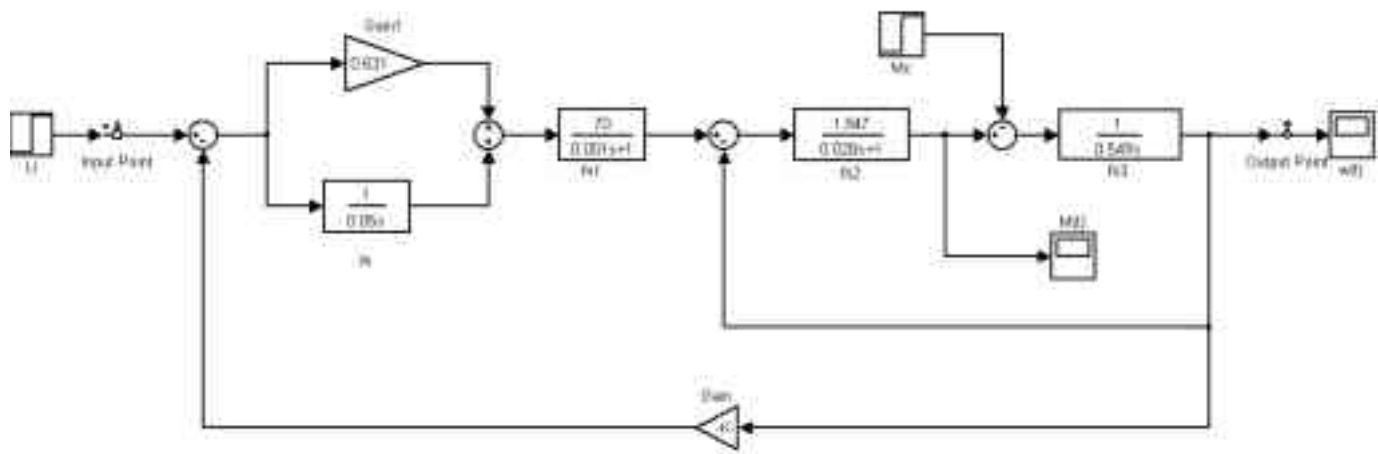


Рисунок 4.2 - Імітаційна схема модернізованої САК

За результатами розрахунку отримані перехідні процеси при різних коефіцієнтах налагодження регулятора швидкості (див. рис. 4.3-4.4) та при пуску електропривода і стрибкоподібній зміні навантаження (див. рис. 4.5-4.6).

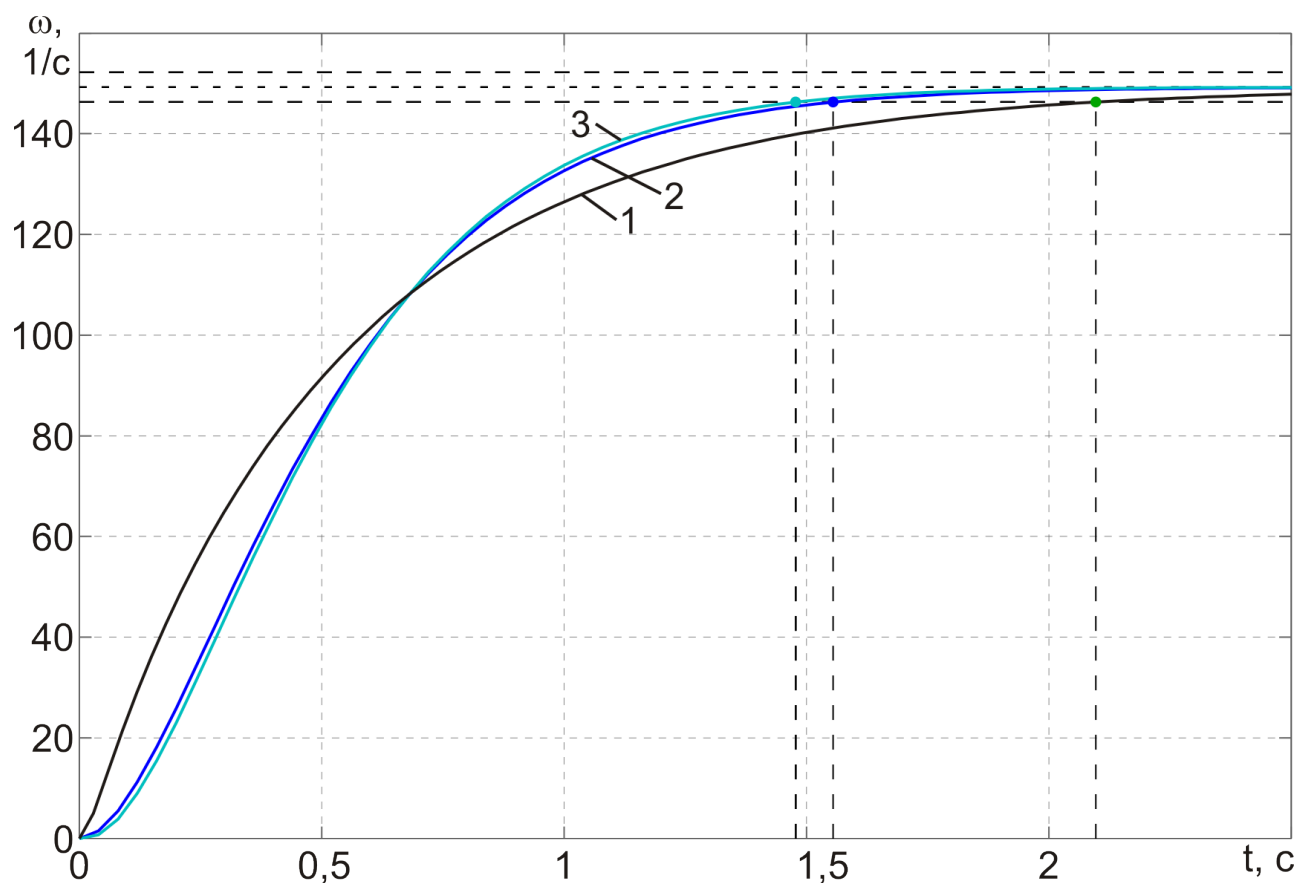


Рисунок 4.3 - Перехідні процеси системи за кутовою швидкістю при $T_{PII}=0,05$ с:

1 – $k_{PII}=0,3$; 2 – $k_{PII}=0,631$; 3 – $k_{PII}=1,2$

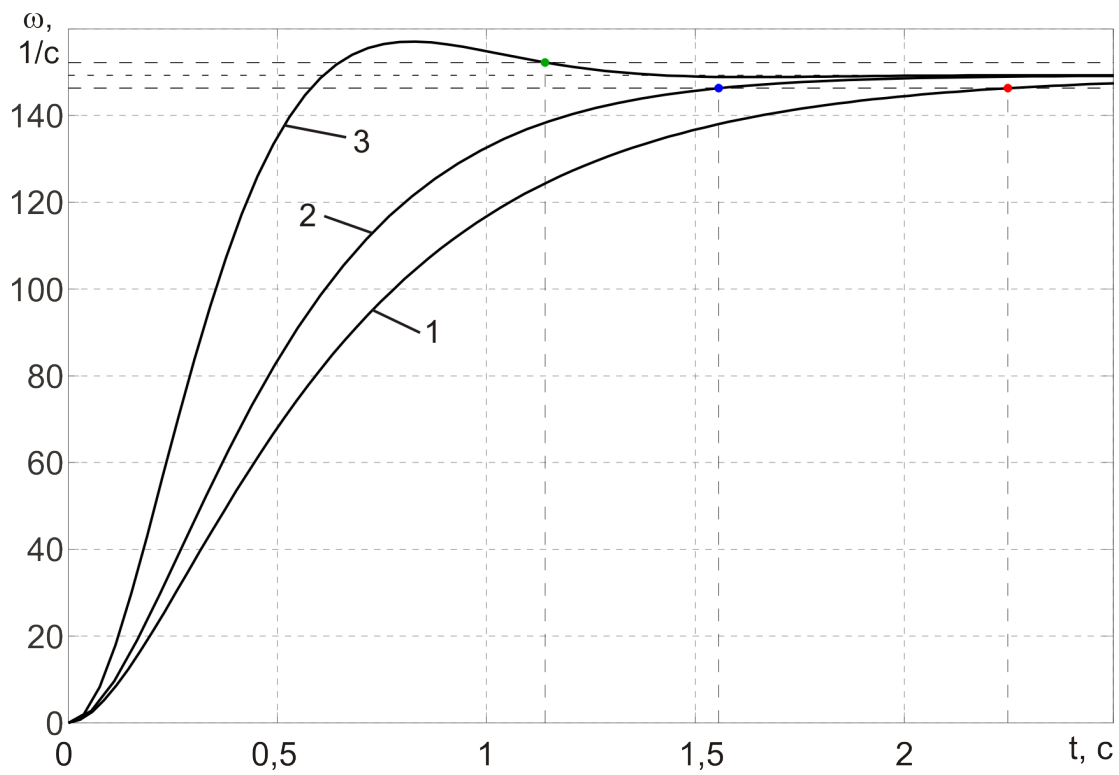


Рисунок 4.4 - Перехідні процеси системи за кутовою швидкістю при $k_{рш}=0,631$:

1 – $T_{рш}=0,1$ с; 2 – $T_{рш}=0,05$ с; 3 – $T_{рш}=0,025$ с

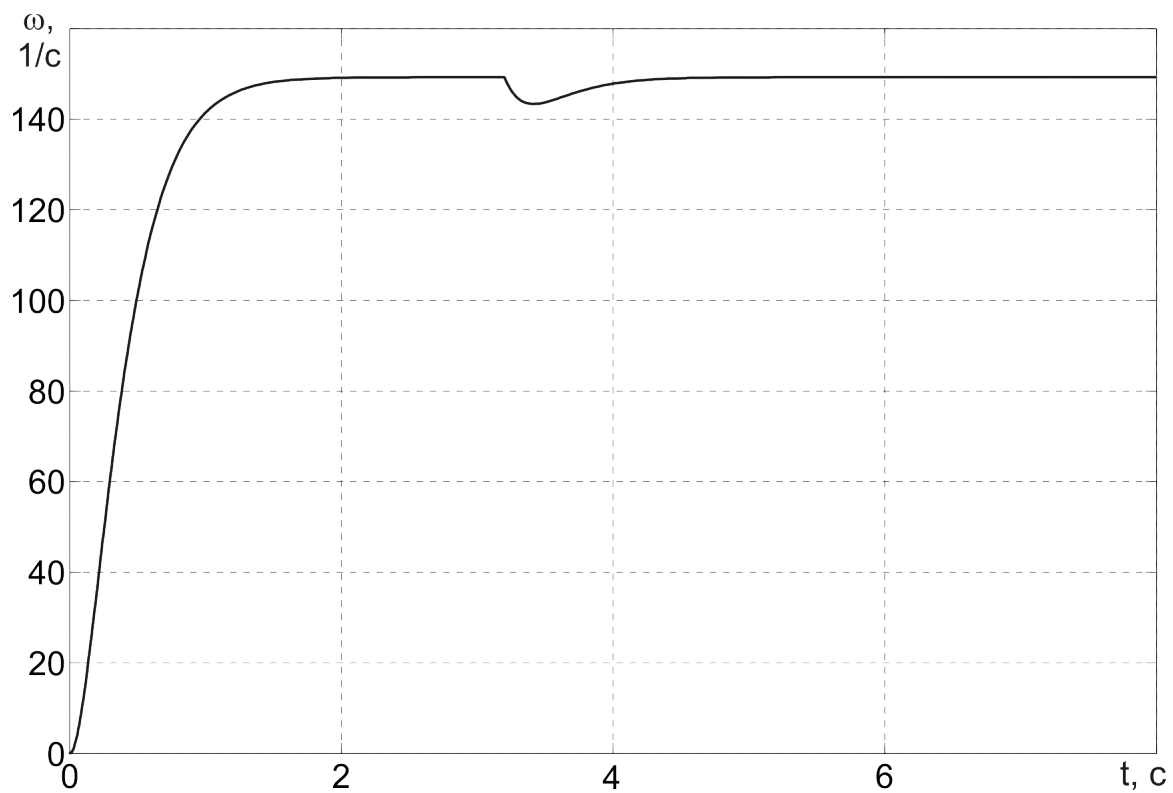


Рисунок 4.5 - Перехідний процес частоти обертання валу двигуна при стрибкоподібній зміні навантаження $100\% M_{ном}$

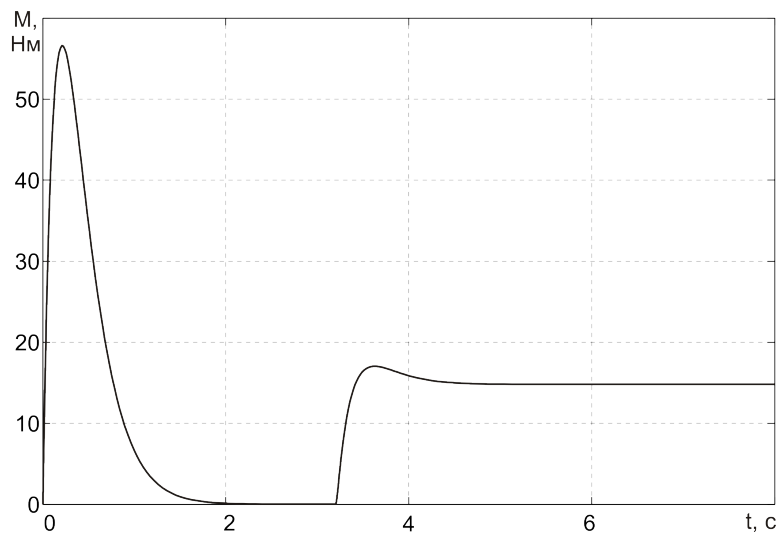


Рисунок 4.6 - Перехідний процес моменту на валу двигуна при стрибкоподібній зміні навантаження $100\% M_{\text{ном}}$

З рис. 4.3 видно, що при збільшенні коефіцієнту передачі пропорційної частини регулятора швидкості $k_{\text{рш}}$ час перехідного процесу зменшується з 1,55 с до 1,45 с. При зменшенні $k_{\text{рш}}$ час перехідного процесу збільшується з 1,55 с до 2,1 с.

Перехідні характеристики на рис. 4.4 показують, що при збільшенні інтегральної постійної регулятора швидкості $T_{\text{рш}}$ час перехідного процесу збільшується з 1,55 с до 2,25 с. При зменшенні $T_{\text{рш}}$ час перехідного процесу зменшується з 1,55 с до 1,25 с, але при цьому збільшується перерегулювання з 0% до 10%.

З характеристик на рис. 4.5 – 4.6 видно, що спроектована система здатна відпрацьовувати будь-які зміни навантаження при роботі електропривода і забезпечувати постійну швидкість обертання за весь період роботи механізму.

4.3 Оцінка стійкості розробленої системи

Для оцінки стійкості розробленої системи застосуємо частотні критерії. Перш за все проведемо дослідження стійкості за логарифмічними частотними характеристиками.

Логарифмічний критерій – це частотний критерій, що дозволяє судити про стійкість замкнутої САК за виглядом логарифмічної характеристики розімкненої

системи. Цей критерій заснований на однозначному зв'язку ЛФЧХ і АФЧХ систем автоматичного керування.

Для того щоб система була стійка ЛАЧХ повинна пересікати вісь частот раніше, чим ЛФЧХ значення $(-\Pi)$.

За допомогою програми Matlab 7.0 будемо ЛАЧХ та ЛФЧХ розробленого привода (рис. 4.7).

Як видно з побудованих графіків система є стійкою з запасом по фазі в 33° , та по амплітуді близько 60 дБел.

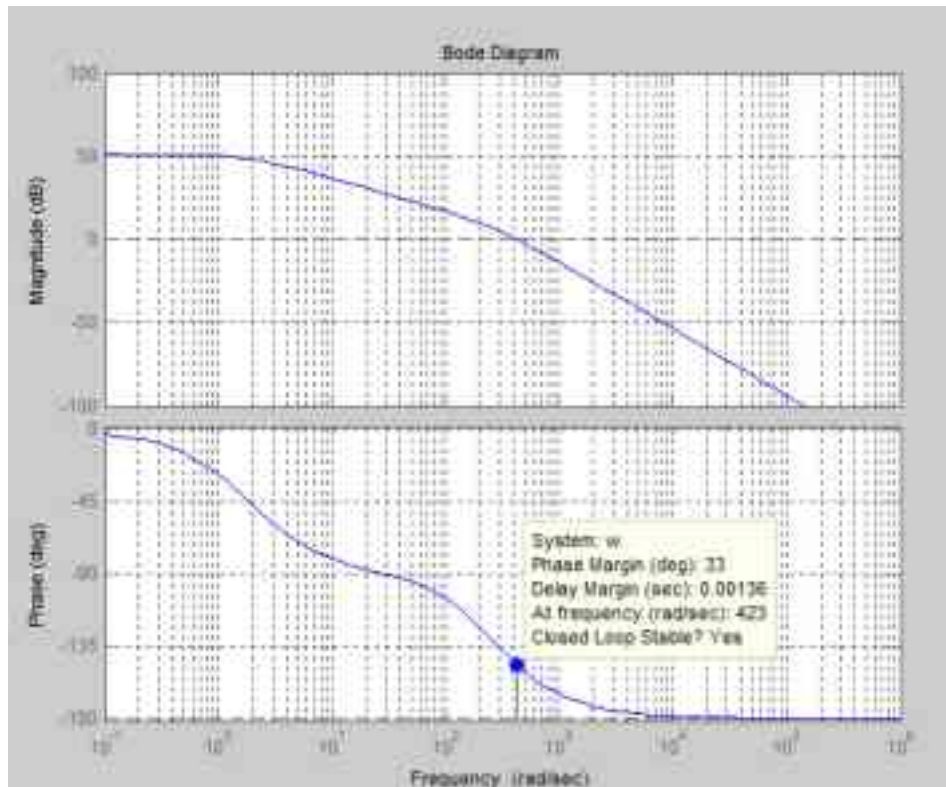


Рисунок 4.7 - ЛАЧХ та ЛФЧХ розробленого електропривода

Дослідимо стійкість системи за критерієм стійкості Найквіста. Є два випадки: 1) якщо система стійка в розімкненому стані, то АФХ $K(j\omega)$ системи, одержана при зміні ω від $0.. \infty$ не повинна охоплювати точку з координатами $(-1, j=0)$; 2) якщо система не стійка в розімкненому стані і має k коренів в правій півплощині, то АФХ $K(j\omega)$ при зміні ω від $0.. \infty$ повинна охоплювати $K/2$ число раз в додатному напрямку точку з координатами $(-1, j=0)$.

Порядок застосування: 1) дослідити на стійкість розімкнену систему (отримати характеристичне рівняння системи і залюбим рівнянням визначити стійкість); 2) якщо система стійка, то побудувати АФЧХ розімкненої системи. Це

можна зробити шляхом сумування окремих ланок, або записати передавальну функцію розімкненої системи. Замінити оператор p на $j\omega$. Виділити дійсну і уявну частини на комплексній площині, побудувати АФЧХ розімкненої системи.

За допомогою програми Matlab 7.0 знаходимо корені характеристичного рівняння системи (рис. 4.8) та будуємо АФЧХ розробленого привода (рис. 4.9)

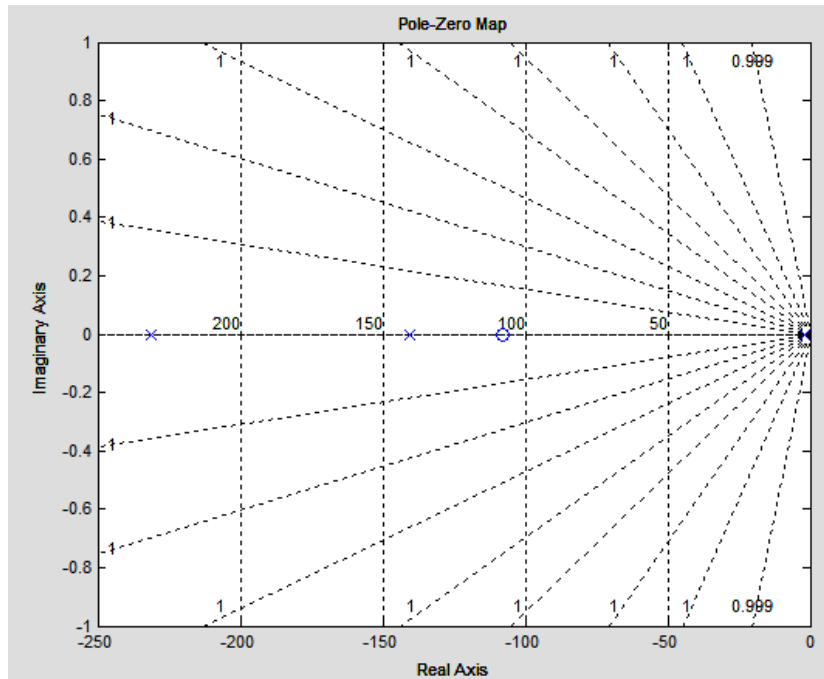


Рисунок 4.8 - Розміщення нулів і полюсів на комплексній площині

Система стійка тоді і тільки тоді, коли всі корені характеристичного рівняння являються або дійсними від'ємними, або комплексними з від'ємною дійсною частиною. Це правило – ознаку стійкості – можна сформулювати наступним чином: для стійкості системи необхідно і достатньо, щоб усі корені характеристичного рівняння мали від'ємні дійсні частини.

Якщо корені мають від'ємну дійсну частину, то вони знаходяться в лівій півплощині. Тоді формулювання ознаки стійкості буде таким: для стійкості системи необхідно і достатньо, щоб всі корені характеристичного рівняння знаходилися у лівій півплощині (3-4 квадрант) комплексної змінної.

З рис. 4.8. видно, що всі полюси – корені характеристичного рівняння знаходяться в лівій частині комплексної площини (3-4 квадрант). Тому робимо висновок про стійкість розробленої системи.

Для стійкості замкнутої системи необхідно і достатньо, щоб амплітудно-фазова характеристика розімкнутої системи при зміні ω від 0 до ∞ не охоплювала точку з координатами $[-1, j0]$. Для встановлення даного факту збільшуємо масштаб АФЧХ (рис. 4.10). З рис. 4.9 та 4.10 видно, що годограф АФЧХ проходить три квадранти (що відповідає 3-му порядку характеристичного рівняння системи) і не охоплює точку з координатами $[-1, j0]$. Таким чином, робимо висновок – система за критерієм Найквіста є стійкою.

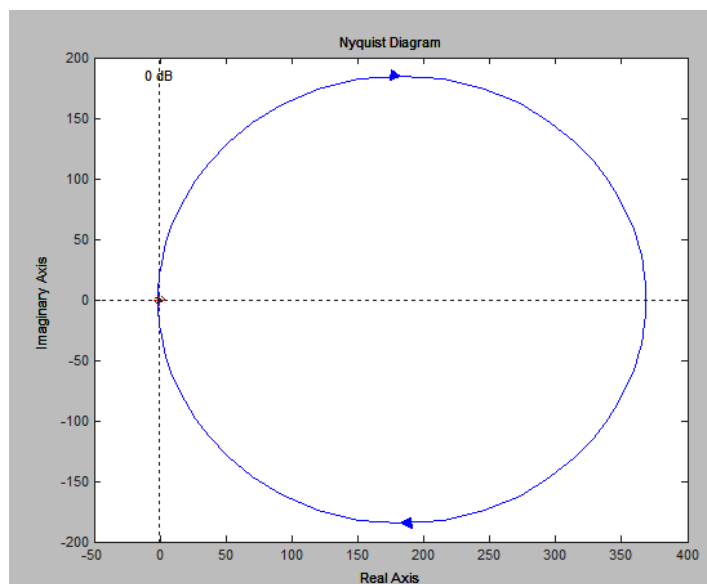


Рисунок 4.9 - Амплітудно-фазова характеристика системи

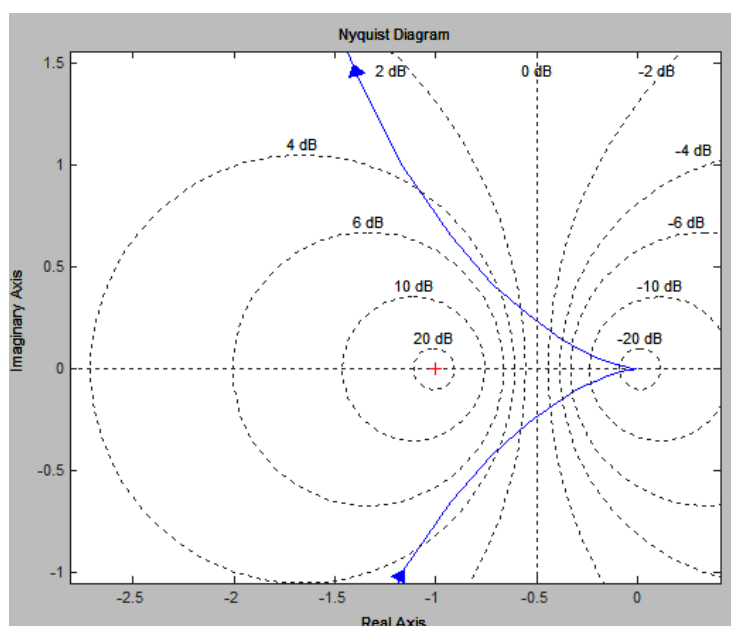


Рисунок 4.10 - Амплітудно-фазова характеристика системи в збільшеному масштабі

ВИСНОВОК

Основне завдання випускної кваліфікаційної роботи – модернізація автоматизованого електропривода системи вентиляції розподільної станції.

В роботі було проведено аналіз частотних перетворювачів, вибір та аналіз використаного автоматизованого частотного електропривода MICROMASTER 420.

Розроблено математичну модель системи керування електроприводом системи вентиляції розподільної станції, отримані функціональна та структурна схема для аналізу динаміки, розраховані коефіцієнти елементів структурної схеми.

За допомогою програми Matlab 7 проведений аналіз динамічних характеристик електроприводу, який показав доцільність використання отриманої системи керування. Система перевірена на стійкість за ЛАЧХ та ЛФЧХ, а також за критерієм Найквіста.

Використання такої системи автоматичного керування дозволить:

1. керувати роботою електропривода в програмному режимі;
2. підвищити ефективність установки;
3. дає можливість комплексної автоматизації обладнання;

Показники якості перехідних процесів модернізованої САК склали: перерегулювання 0%, час перехідного процесу 1,55 с.

ЛІТЕРАТУРА

1. Мілих В.І., Шавьолкін О.О. Електротехніка, електроніка та мікропроцесорна техніка. Київ: «Каравела», 2007. 688 с.
2. Електромеханічні системи автоматичного керування та електроприводи: / Попович М.Г. та ін. Київ: Либідь, 2005. 680 с.
3. Петрушин В.С. Асинхронные двигатели в регулируемом электроприводе. Одесса: Наука и техника, 2006. 320 с.
4. Башарин А.В., Новиков В.А., Соколовский Г.Г. Управление электроприводами: Учебное пособие для ВУЗов. - Л. : Энергоиздат, 1982.
5. Соколовский Г.Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием: Учебник. – М: «Академия», 2006.
6. Белов М.П. Автоматизированный электропривод типовых производственных механизмов и технологических комплексов: Учебник для ВУЗов – М: «Академия», 2007.
7. Казьмерковский М., Вуйцак А. Схемы управления и измерения в промышленной электронике. Київ: Наукова думка, 1986.
8. Півняк Г.Г., Волков О.В. Сучасні частотно-регульовані асинхронні електроприводи з широтно-імпульсною модуляцією. Дніпропетровськ: Національний гірничий університет, 2006. 470 с.
9. Руденко В.С., Сенько В.И., Чиженко И.М. Преобразовательная техника. Київ: Вища шк., 1983. 431 с.
10. О. М. Воробйова, В. Д. Іванченко. Основи схемотехніки. Одеса: Фенікс, 2009. 388 с.
11. Орнатский П.П. Автоматические измерения и приборы (аналоговые и цифровые). Київ: Вища школа, 1986. 504 с.
12. Довгань С.М. Дослідження систем електропривода методами математичного моделювання. Дніпропетровськ: НГА України, 2001. 137 с.

13. Лозинський А., Мороз В., Паранчук Я. Розв'язування задач електромеханіки в середовищах пакетів MathCAD і MATLAB. Львів: Видавництво НУ"ЛП", 2000. 166 с.
14. Бойко В. І., Багрій В. В. Цифрова схемотехніка. Київ ІЗМН, 2001. 228 с.
15. Борисенко О. А. Цифрові автомати. Суми: Видавництво СумДУ, 2001. 168 с.
16. Скаржепа В. А., Луценко А. Н. Электроника и микросхемотехника. Кн.1. Київ: Вища школа, 1989. 430 с.
17. Смирнов В. С. Електронні імпульсні пристрої. Київ: НТУ КПП, 1998. 140 с.
18. Осташевський М.О., Юр'єва О.Ю. Електричні машини і трансформатори. Харків : ФОП Панов А.М., 2017. 452 с.
19. Гераскін О.А. Надійність електричних машин. Вібрації та шуми електричних машин. Комп'ютерний практикум. Київ: КПП ім. Ігоря Сікорського, 2019. 125с.
20. Терещук Р. М. и др. Полупроводниковые приемно-усилительные устройства : Справочник/ Р. М. Терещук, К. М. Терещук, С. А. Седов. - 4-е изд., стер. - Киев: Наукова думка, 1989.
21. Губаревич О.В. Надійність і діагностика електрообладнання. Сєверодонецьк: вид-во СНУ ім. В. Даля, 2016. 248 с.
22. Васьковський Ю.М. Математичне моделювання електромеханічних перетворювачів енергії. Київ: НТУУ "КПП", 2003. 164 с.
23. Казачковський М.М. Автономні перетворювачі та перетворювачі частоти. Дніпропетровськ: НГА України, 2000. 197 с.
24. Чехет Э.М., Мордач В.П., Соболев В.Н. Непосредственные преобразователи частоты для электропривода. Київ: Наук. думка, 1988. 224 с.
25. Казачковський М.М. Керовані випрямлячі. Дніпропетровськ: НГА України, 1999. 228 с.