

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ПОЛІСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

Факультет інженерії та енергетики

Кафедра електрифікації, автоматизації виробництва та інженерної екології

Кваліфікаційна робота
на правах рукопису

Загородній Дмитро Олександрович

УДК 621.359.4

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

Аналіз оптимізаційних моделей систем керування електроприводами

(тема роботи)

верстатів

141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка»

(шифр і назва спеціальності)

Подається на здобуття освітнього ступеня магістр

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

Загородній Д.О.

(підпис, ініціали та прізвище здобувача вищої освіти)

Керівник роботи

Гончаренко Юрій Павлович

(прізвище, ім'я, по батькові)

к.т.н., доцент кафедри електрифікації,

автоматизації виробництва та інженерної екології

(науковий ступінь, вчене звання)

АНОТАЦІЯ

Загородній Д. О. Аналіз оптимізаційних моделей систем керування електроприводами верстатів. Кваліфікаційна робота на здобуття освітнього ступеня магістра за спеціальністю 141 – Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка – Поліський національний університет, Житомир, 2020.

Робота присвячена модернізації та розробки структури асинхронного електроприводу металообробних верстатів.

У роботі проведений аналіз перспектив розвитку автоматизованих систем керування електроприводами верстатів з використанням перетворювачів частоти з використанням широко імпульсної модуляції.

Ключові слова: асинхронний електропривод, оптимізаційна модель, перетворювач частоти, векторне управління.

ABSTRACT

Zagorodny D. A. Analysis of optimization models of control system by the electromechanics of machine-tools. Qualifying work on the receipt of educational master's degree after speciality 141 is Electroenergy, electrical engineering and electromechanics is the Polesye national university, Zhytomyr, 2020.

Work is devoted modernisations and developments of structure of asynchronous drive of metal-working machine-tools. In-process the conducted analysis of prospects of development of CASS of management of machine-tools electromechanics is with the use of transformers to frequency with the use of widely impulsive modulation.

Keywords: asynchronous drive, optimization model, transformer of frequency, vectorial management.

ЗМІСТ

ВСТУП	5
РОЗДІЛ 1. ПРИНЦИПИ ПОБУДОВИ СУЧАСНИХ СИСТЕМ УПРАВЛІННЯ АСИНХРОННИМИ ЕЛЕКТРОПРИВОДАМИ	8
1.1. Методи управління асинхронним електроприводом.	8
1.2. Вимоги до силового кола та побудови системи управління перетворювачів частоти в асинхронних електроприводах.	11
Висновки по розділу 1	16
РОЗДІЛ 2. ПРИНЦИПИ ПОБУДОВИ ОПТИМІЗАЦІЙНОЇ МОДЕЛІ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ АСИНХРОННИМ ПРИВОДОМ.	18
2.1. Основні недоліки конструкції головного приводу верстата та технічні вимоги до нового електроприводу	18
2.2. Дослідження динамічної моделі електромеханічної частини асинхронного електроприводу за допомогою структурного аналізу	21
2.2.1. Розрахунок динамічних параметрів електроприводу	23
2.2.2. Вибір частотного перетворювача	
Висновки по розділу 2	24
РОЗДІЛ 3. СТРУКТУРНИЙ СИНТЕЗ ЕЛЕКТРОПРИВОДУ ВИБРАНОГО ЕЛЕКТРОДВИГУНА ТОКАРНОГО ВЕРСТАТУ	25
3.1. Дослідження моделі динаміки електромеханічної частини асинхронного електроприводу	26
3.2. Структурний синтез моделі асинхронного електроприводу	27
Висновки по розділу 3	29
ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ	30
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	31

ВСТУП

Сьогодні на підприємствах та виробничих фірмах знаходиться значна кількість металообробних станків обладнаних асинхронними електроприводами. У випадках, коли верстат випущений давно, але продовжує використовуватися на підприємстві, для поліпшення його експлуатаційно-технічних характеристик прибігають до, так званому, процесу модернізації устаткування. Цей процес включає цілий комплекс інженерно конструкторських робіт по розробці проекту і внесенню змін до заводської конструкції верстата з метою продовження його терміну служби і поліпшенню експлуатаційних параметрів.

Збільшення продуктивності верстатів є основними вимогами, що пред'являються до систем автоматизованого електроприводу. Подальше вирішення цих питань можливе шляхом використання комплексної автоматизації верстатів і застосування перспективних за якістю, надійності і елементів електроустаткування. Пошук доцільних рішень є нелегким технічним і економічним завданням. Найбільш складною це завдання стає при виборі систем електроприводу і способу регулювання швидкості механізму верстата. Виникає необхідність технічних і економічних розрахунків систем автоматизованого електроприводу.

Бурхливий технічний прогрес останніх років дає можливість сучасним електричним системам задовольняти майже будь-яким технічним вимогам. Нові безконтактні елементи, так само як і магнітні і напівпровідникові підсилювачі, тверді некеровані і керовані вентилі та інші елементи автоматики, дозволяють створювати досить надійні системи комплексної автоматизації. При цьому ускладнюються розрахунки систем автоматизованого електроприводу для використовуються використовуються різні комп'ютерні програми.

Предметом дослідження модернізації електроприводу промислових верстатів, розробка структурних імітаційних моделей сучасних комплексних

асинхронних електроприводів на основі перетворювачів частоти з використанням широко-імпульсної модуляції.

У зв'язку тим, що основним принципом на основі якого працюють більшість систем управління сучасними електроприводами являється векторне управління, а основним алгоритмом управління силовими ключами - широко-імпульсна модуляція (ШІМ), то **метою роботи** є дослідження і порівняння алгоритмів ШІМ і способів їх реалізації в системах векторного управління.

Об'єкт дослідження: модернізований електропривод токарного верстату.

Методи дослідження: визначення основних параметрів асинхронного електроприводу з використанням сучасних методів структурного синтезу.

Перелік публікацій автора за темою дослідження :

1. Гончаренко Ю.П., Загородній Д.О. МОДЕРНІЗАЦІЯ АСИНХРОННОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДУ ТОКАРНОГО ВЕРСТАТУ НА ОСНОВІ ВИКОРИСТАННЯМ ШІМ ПЕРЕТВОРЮВАЧА ЧАСТОТИ

IV МІЖНАРОДНА НАУКОВО-ПРАКТИЧНА КОНФЕРЕНЦІЯ МАТЕРІАЛИ. ЧАСТИНА 2. С. . «Біоенергетичні системи». 29 травня 2020 Житомир, Україна.

2. Гончаренко Ю.П., Загородній Д.О., Данчук Д.М. АНАЛІЗ МОДЕЛІ СТРУКТУРНОГО СИНТЕЗУ АСИНХРОННОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДУ

IV МІЖНАРОДНА НАУКОВО-ПРАКТИЧНА КОНФЕРЕНЦІЯ МАТЕРІАЛИ. ЧАСТИНА 2. С. 70-74. «Біоенергетичні системи». 29 травня 2020 Житомир, Україна.

3. Загородній Д.О. ВИМОГИ ДО СИЛОВОГО КОЛА ТА ПОБУДОВИ СИСТЕМИ УПРАВЛІННЯ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ЧАСТОТИ В АСИНХРОННИХ ЕЛЕКТРОПРИВОДАХ

Студентські читання – 2020: Матеріали науково-практичної конференції факультету інженерії та енергетики «Студентські читання – 2020». 26 жовтня 2020 р. Житомир: Поліський національний університет, 2020.- 400 с.

РОЗДІЛ 1

ПРИНЦИПИ ПОБУДОВИ СУЧАСНИХ СИСТЕМ УПРАВЛІННЯ АСИНХРОННИМИ ЕЛЕКТРОПРИВОДАМИ

В склад сучасних електроприводів змінного струму сьогодні обов'язково входять перетворювачі частоти (ПЧ). Незважаючи на великий перелік використовуваних нині алгоритмів управління і варіантів схем реалізації перетворювачів частоти, можна говорити про типові рішення, вживані більшістю виробників [1,2]. Фактично були визначені загальні стандарти на структуру перетворювачів частоти та функції які вони виконують.

У загальному випадку можна виділити два основні завдання, які повинні вирішуватися регульованим електроприводом: управління моментом і швидкістю обертання електродвигуна [1,3,4,5].

Необхідність регулювання моменту визначається технічними і технологічними вимогами, які пред'являються до електроприводу. Для нормального функціонування приводу необхідно дотримуватись допустимих значень моменту і струму двигуна для перехідних процесів при пускові, гальмуванні та прикладенні навантаження. Для механізмів, які зазнають при роботі значні перевантаження, аж до моменту стопоріння робочого органу, виникає необхідність, в цілях обмеження динамічних ударних навантажень, безперервного регулювання обертового моменту двигуна [3]. В багатьох інших випадках виникає потреба в точному дозуванні зусиль робочого органу (електроприводи металорізальних верстатів) [1,6].

Режими роботи багатьох виробничих механізмів на різних етапах їх експлуатації потребують регулювання швидкості робочого органу. Це може бути виконано механічним шляхом, або шляхом електричного регулювання швидкості електроприводу.

Слід відмітити, що вимоги для точності регулювання швидкості та її меж можуть мінятися в дуже широкому діапазоні в залежності від області використання електроприводу [4,6].

1.1. Методи управління асинхронним електроприводом.

В сучасних електроприводах для регулювання швидкості та моменту застосовують два основні методи управління частотою[6]:

- скалярне управління;
- векторне управління.

Найбільш поширеним сьогодні є асинхронний електропривод із скалярним управлінням. Він застосовується у складі приводів насосів, вентиляторів, компресорів і інших механізмів, які повинні підтримувати задану швидкість обертання валу двигуна з використанням датчиків швидкості, або інші технологічні параметри (наприклад, тиск в трубопроводі) [7].

Основний принцип скалярного управління - зміна частоти і амплітуди напруги живлення згідно із законом $U/f^n = \text{const}$, де $n \geq 1$ [7]. Конкретний вид залежності визначається вимогами, які пред'являються до електроприводу навантаженням. При цьому за незалежну дію береться частота, а значення напруги для даної частоти буде визначати механічну характеристику, а також пускові і критичні моменти двигуна. Скалярне управління забезпечує постійну величину перевантажувальної здатності електроприводу незалежно від частоти напруги живлення, але при цьому при низьких частотах ($f < 0,1f_{\text{ном}}$) знижується момент який розвивається двигуном, [7,8]. Максимальний діапазон регулювання швидкості обертання ротора для незмінного моменту опору для електроприводів із скалярним управлінням досягає 1: 10 [6].

Метод скалярного управління відносно простий в реалізації, але має два істотні недоліки.

По-перше, так як на валу двигуна відсутній датчик швидкості, то неможливо регулювати швидкість обертання валу, оскільки вона залежить від навантаження [8].

По-друге, встановлення датчика швидкості вирішує цю проблему, проте в даному випадку не можливо регулювати момент на валу двигуна [6,7]. З одного боку, і цю проблему можна розв'язати установкою датчика моменту, проте такі датчики мають дуже високу вартість, яка часто перевищує вартість усього електроприводу.

По-третє, при скалярному управлінні не можливо одночасно здійснювати регулювання моменту і швидкості. Для регулювання в даному випадку доводиться вибирати найбільш важливий параметр для цього технологічного процесу [10].

Проблеми скалярного управління асинхронними електроприводами були усунені фірмою SIEMENS в 1971 році за рахунок впровадження методу векторного управління. Перші варіанти електроприводів з векторним управлінням вимагали використання двигунів зі вбудованими датчиками магнітного потоку. Це істотно обмежувало застосування таких приводів [7,11].

У сучасних електроприводах для розрахунків моментів на валу та швидкості обертання валу в систему управління закладається математична модель двигуна. При цьому необхідними є наявність датчиків фазних струмів статора двигуна. Для заданої структури системи управління забезпечується незалежне і без інерційне регулювання двох основних параметрів - моменту на валу і швидкості обертання [7,9].

Сьогодні сформувалися два основних види систем векторного управління – без датчикові системи (без датчика швидкості на валу двигуна) і системи із зворотним зв'язком за швидкістю. Застосування того або іншого методу векторного управління визначається сферою застосування електроприводу. При невеликих діапазонах регулювання швидкості (у межах 1: 100) і точності її підтримки не більше $\pm 0,5\%$, застосовують без датчикове векторне управління [10].

В системах з вимогами зміни швидкості обертання валу в межах 1: 10000 і більше, та високій точності підтримки швидкості обертання (до $\pm 0,02\%$ при частотах обертання менше 1 Гц), або коли використовується позиціонування валу, та регулювання моменту на валу двигуна на дуже низьких частотах обертання, застосовують методи векторного управління із зворотним зв'язком за швидкістю.

Використання векторного управління дозволяє реалізувати наступні переваги [10,13]:

- високу точність регулювання швидкості навіть за відсутності датчика швидкості;
- плавне, без ривків, обертання двигуна при малих частотах;
- при наявності датчика швидкості забезпечувати номінальний моменту на валу при нульовій швидкості;
- реакція на зміну навантаження відбувається швидко, а при різких скачках навантаження стрибків швидкості не відбувається ;
- забезпечити режим роботи двигуна, при якому знижуються втрати на нагрів і намагнічування, що приводить до підвищення ККД двигуна.

Методу векторного управління на ряду з зазначеними перевагами властиві і деякі недоліки:

- велика кількість та складність обчислень а також необхідність знання параметрів двигуна [14];
- при векторному управлінні коливання швидкості при постійному навантаженні більше, ніж при скалярному управлінні [9,15].

Слід сказати, що в групових електроприводах, коли від одного перетворювача живиться декілька двигунів, використовується тільки скалярне управління.

1.2. Вимоги до силового кола та побудови системи управління перетворювачів частоти в асинхронних електроприводах.

Необхідно відмітити, що перетворювачі частоти з проміжною ланкою постійного струму, побудовані за схемою випрямляч - автономний інвертор набули найбільшого поширення. Принцип роботи і сфери застосування таких перетворювачів частоти залежать від типу використовуваного випрямляча і автономного інвертора (інвертор напруги або інвертор струму).

Існує декілька різних схем випрямлячів. По принципу дії вони можуть бути поділені на три групи: керовані, напівкеровані і некеровані. По схемотехніці усі випрямлячі будуються по трифазній мостовій схемі [6,9].

Найбільше поширення отримали некеровані випрямлячі. Вони виконані на найпростіших і дешевших напівпровідникових приладах - діодах, та характеризуються максимальною простотою і надійністю, високим ККД, а також досить високою якістю вихідної (випрямленої) напруги і гармонійного складу струму, споживаного з мережі [14]. Проте некерованість процесу перетворення енергії не дозволяє реалізувати режим рекуперації, який необхідний у багатьох випадках.

Керовані випрямлячі, що виконуються на низькочастотних тиристорах, позбавлені як від недоліків, так і більшості переваг діодних випрямлячів. Вони мають високий ККД, властивість оборотності по напрямку перетворення енергії і використовуються для регулювання величини вихідного струму перетворювача спільно з інверторами струму [14].

Недоліками керованих випрямлячів являються підвищений рівень пульсацій випрямленої напруги, занижений коефіцієнт потужності, який зменшується пропорційно вихідній напрузі, та односторонній напрям вихідного струму [6]. При необхідності забезпечити протікання випрямленого струму в обох напрямках використовують реверсивні тиристорні перетворювачі, які складаються з двох включених зустрічно-паралельно випрямлячів тиристорів, один з яких призначений для протікання струму навантаження в прямому, а інший у зворотному напрямі. Це ускладнює і здорожує перетворювач.

Напівкеровані випрямлячі займають проміжне положення між керованими і некерованими випрямлячами, що дозволяють регулювати значення

випрямленої напруги. У разі використання керованих і напівкерованих випрямлячів з'являється можливість відключення силової схеми перетворювачів частоти від мережі без використання додаткового устаткування. Залежно від типу автономного інвертора контур постійного струму може бути виконаний як ланка, яка забезпечує постійну напругу (зазвичай С - або LC- фільтр), або як ланка, яка підтримує постійний струм [19]. Величина ємності конденсатора в ланцюзі постійного струму складає 2000-20000 мкФ [19]; такі конденсатори мають великі габарити і високу вартість.

Характерними особливостями автономних інверторів струму (АІС, рис. 1,а) є живлення від джерела струму (у ланцюг джерела включений дросель значної індуктивності), а також обмін реактивною енергією між навантаженням та комутуючим конденсатором. Крім того в них можливе значне коливання напруги на вході інвертора при постійному струмі джерела, а також форма кривої напруги на виході і вході інвертора залежить від характеру навантаження [19]. АІС технічно реалізуються простіше, ніж АІН, оскільки в них відсутній поворотний діодний міст [19]. У перетворювачах частоти на основі АІС при використанні керованих випрямлячів можлива рекуперація енергії в мережу, що важливо для електроприводів, працюючих в повторно-короткочасних режимах роботи.

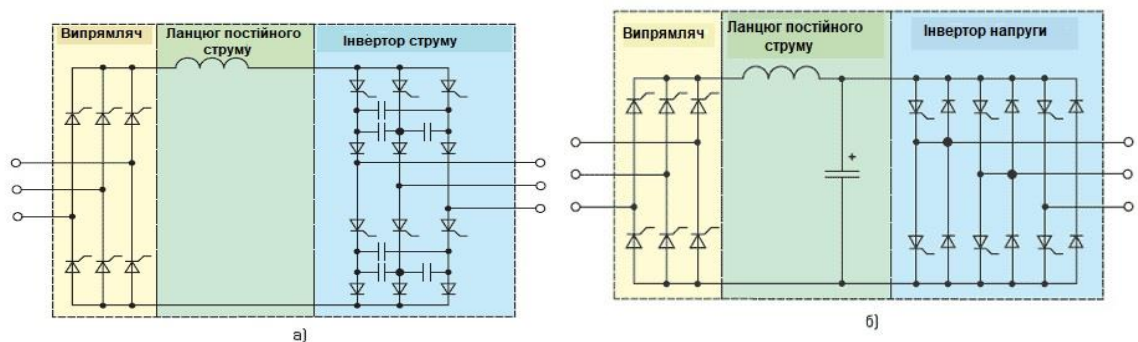


Рисунок 1.1. Схеми автономних інверторів струму і напруги.

Характерним недоліком АІС є те, що він не може працювати в режимі холостого ходу (з відключеним двигуном). Крім того, при використанні АІС можливі істотні втрати потужності і формування додаткових моментів збурення в двигуні, які приводять до виникнення коливань швидкості. При необхідності

формування струмів двигуна, близьких до синусоїдальних, потрібно значне ускладнення схеми АІС [24].

Автономні інвертори напруги (АІН, рис. 1,б) живляться безпосередньо від джерела напруги. У них контур реактивного струму навантаження замикається через зворотні діоди, а форма кривої напруги на виході інвертора не залежить від характеру навантаження [24].

Недоліком АІН являється те, що для організації рекуперативних режимів роботи електроприводу необхідно використовувати реверсивні випрямлячі [19]. Проте застосування інверторів напруги дозволяє без ускладнення схеми отримати високі енергетичні показники і забезпечити вихідні струми, близькі до синусоїдальних. Саме це обумовлює широке використання АІН в сучасних асинхронних електроприводах.

У сучасних перетворювачів частоти в якості елемента управління використовується спеціалізований мікроконтролер або цифровий сигнальний процесор (DSP) (рис.1.2) [20,11]. Побудова системи управління на базі DSP забезпечує виконання великого об'єму складних обчислень в режимі реального часу. У найбільшій степені це критично для бездатчикових систем векторного управління.

Перший цифровий процесор (ЦП1) виконує основні функції перетворювача частоти (реалізація алгоритмів управління інвертором, випрямлячем, опитування датчиків і т. д.). Роботу ж пульта управління, зв'язок з системою верхнього рівня і інші сервісні функції забезпечує другий ЦП. Зазначимо, що сьогодні більшість перетворювачів будуються на двох процесорній основі [11,28].

Перевагою двох процесорної системи в порівнянні з одно процесорною визначається [28]:

- зниженням вимог до швидкості дії, об'єму пам'яті та до вбудованої периферії цифрових процесорів;
- для зв'язку центрального контролера з пультом управління та з системою автоматизації верхнього рівня можна застосовувати єдиний інтерфейс;

– значним спрощенням розробки програмного забезпечення для кожного з контролерів.

Драйвери інвертора управляються за допомогою формування шестиканального ШІМ-сигналу з автоматичним додаванням "мертвого часу"[11]. У більшості мікроконтролерів модуль ШІМ реалізований апаратно.

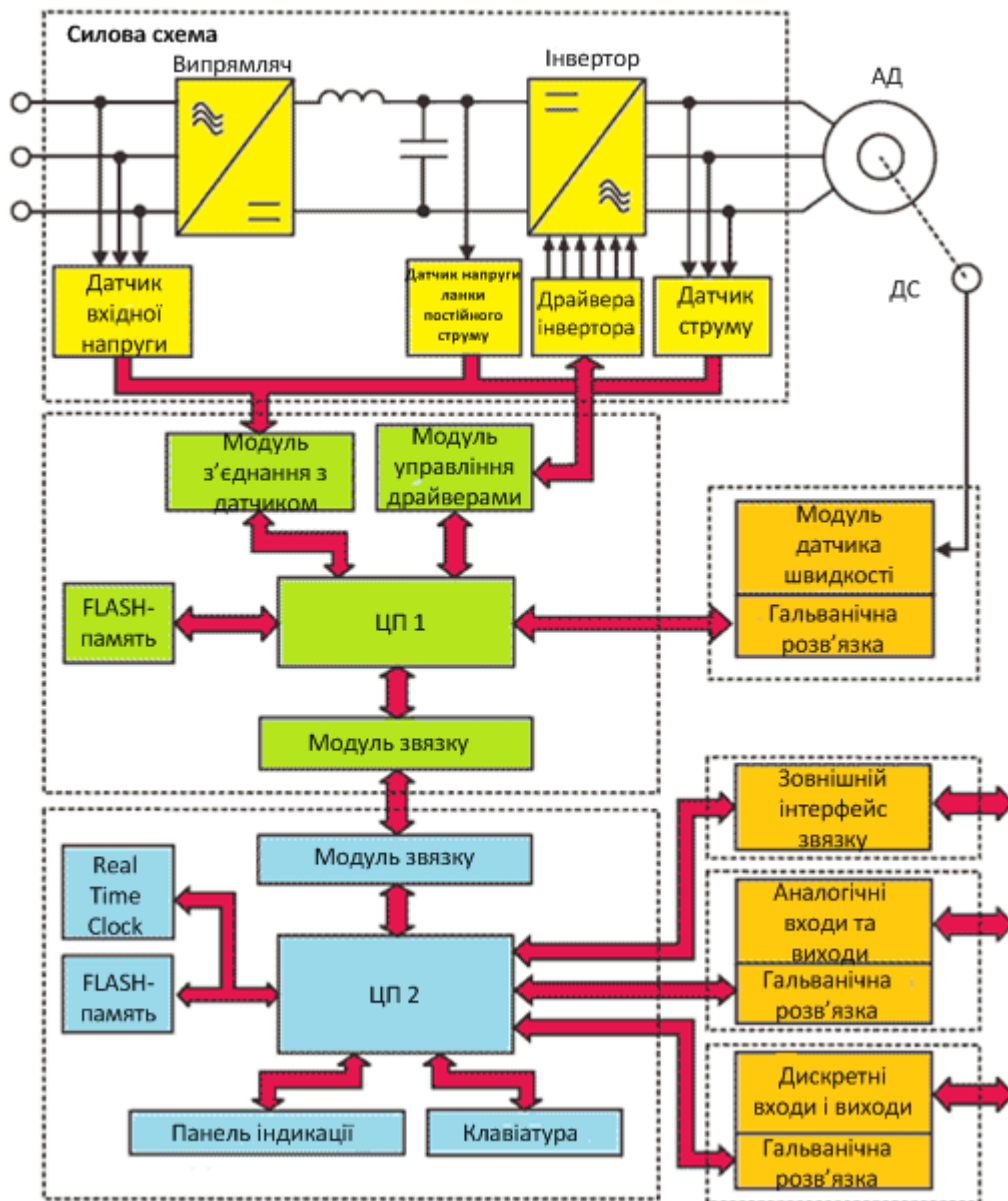


Рисунок 1.2. Принцип будови системи управління перетворювачів частоти.

При скалярному управлінні критичним являється форма вихідної синусоїдальної напруги. Для її покращення може використовуватися програмна або апаратна корекція "мертвого часу". У разі аварії в більшості випадків реалізується апаратне блокування ШІМ сигналів.

В систему управління перетворювачем входить також пульт дискретних або аналогових входів [19]. Так як перетворювачі частоти будуються за модульним принципом, то в них є можливість вводу додаткових функціональних модулів, які у поєднанні зі вбудованими програмами дозволяють отримати різну конфігурацію електроприводу, яка відповідає вимогам замовника [24]. Такі модулі (плати) розширення, як правило, містять у своєму складі аналогові і дискретні входи і виходи, а також інтерфейси зв'язку.

Основні задачі та способи їх вирішення за допомогою програмного забезпечення перетворювачів частоти показані в табл. 1.1.

Задачі	Спосіб вирішування
Управління вхідним випрямлячем	<ul style="list-style-type: none"> - видача імпульсів управління на силові ключі відповідно до заданого кута відкриття тиристорів; - синхронізація з живлячою мережею шляхом визначення моменту проходження фаз вхідної напруги через нуль і коригування моментів відкриття ключів випрямляча; - забезпечення інтерфейсу з користувачем.
Прийом і обробка інформації з датчиків	<ul style="list-style-type: none"> - за рахунок інформації, яка використовується для визначення поточного стану перетворювачів частоти і двигуна, що необхідно для реалізації необхідних законів управління та відстеження аварійних ситуацій; - обробка зовнішніх сигналів і видача управляючих дій на зовнішню апаратуру.
Взаємодія з периферійними модулями контролера	<ul style="list-style-type: none"> - за рахунок робота з Flash- пам'яттю, годинником реального часу і іншими пристроями, що забезпечують додаткові сервісні функції;

<p>Взаємодія з системою автоматизації верхнього рівня.</p>	<ul style="list-style-type: none"> - здійснюється за рахунок використання принципу "ведучий - ведений" (Master - Slave) , причому перетворювач частоти виступає в ролі веденого пристрою; - забезпечення протоколом обміну прийому і виконання команд управління, а також видачу необхідної інформації про поточний режим роботи, стан датчиків і параметри перетворювачів частоти.
<p>Забезпечення інтерфейсу з користувачем.</p>	<ul style="list-style-type: none"> - визначається набором засобів управління і індикації, передбачених на пульті для реалізації зручного інтерфейсу.
<p>Діагностика і самодіагностика апаратури.</p>	<ul style="list-style-type: none"> - визначення працездатності різних модулів, що входять до складу перетворювачів частоти (як силових, так і керівників) і підключеного електродвигуна; контролю цілісності програми і даних, що зберігаються в енергонезалежній пам'яті.
<p>Реалізація захисних функцій.</p>	<ul style="list-style-type: none"> - за рахунок реалізації максимально-струмового захисту, захисту від перегрівання двигуна і перетворювача, від перевантаження, надмірних відхилень напруги живлення, обриву фази, між фазного короткого замикання, замикання фази на землю і помилок зв'язку; - самостійного відстеження можливості продовження роботи для окремих видів аварій (наприклад, відсутність напруги в мережі, аварія зв'язку).
<p>Ефективність використання перетворювачів</p>	<ul style="list-style-type: none"> - за рахунок збереження інформації про режими, тривалість роботи, періодичність включення перетворювачів частоти; підрахунок показників ефективності за певний період; ведення журналу збоїв, що сталися, та аварій
<p>Реалізація додаткових функцій.</p>	<ul style="list-style-type: none"> - завдання програмованих фіксованих установок швидкості; - управління режимом гальмування електроприводу; - управління декількома електродвигунами; - здійснення роботи перетворювачів частоти за розкладом.

Програмовані керівні функції, які забезпечують можливість адаптації статичних і динамічних характеристик електроприводу під умови навантаження, зображені на рис.13. [27]:

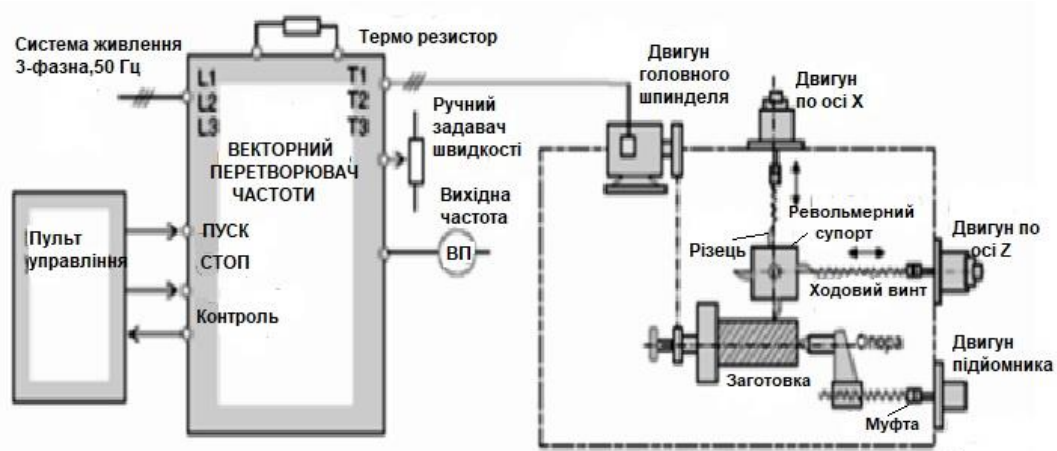


Рисунок 1.4. Блок-схема токарного верстата на основі перетворювача частот

В загальному випадку блок-схема управління асинхронним електроприводом з використанням частотного перетворювача на прикладі токарного верстату зображена на рис. 1.4.

Принцип роботи електроприводу зображений на рис.1.5.

Перетворювач частоти 1 призначений для регулювання швидкості обертання асинхронного двигуна 2 головного приводу шпинделя 3. Система працює за замкнутою схемою із зворотним зв'язком за швидкістю обертання. Швидкість обертання вимірюється за допомогою імпульсного датчика 6. Режим роботи частотно регульованого приводу задається з пульта управління 5. При такому управлінні різець 4 плавно переміщається справа наліво уздовж деталі, що обертається.

Підключення до перетворювача термічного резистора дозволяє робити швидко гальмування інерційного навантаження шляхом поглинання енергії, генерованої електродвигуном. Резистор підключається безпосередньо до перетворювача або до зовнішнього гальмівного переривника

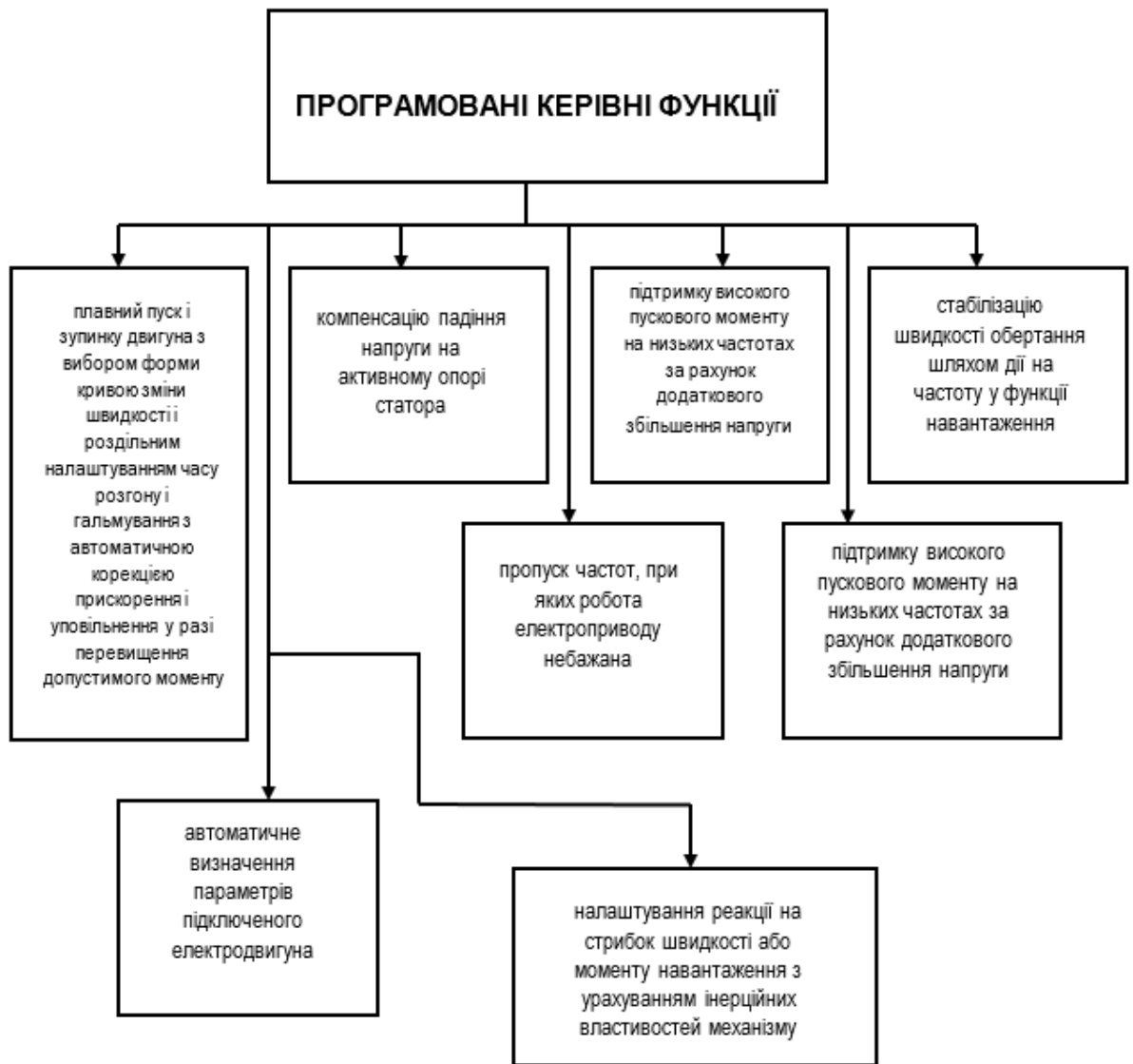


Рисунок 1.3. Програмовані керівні функції.

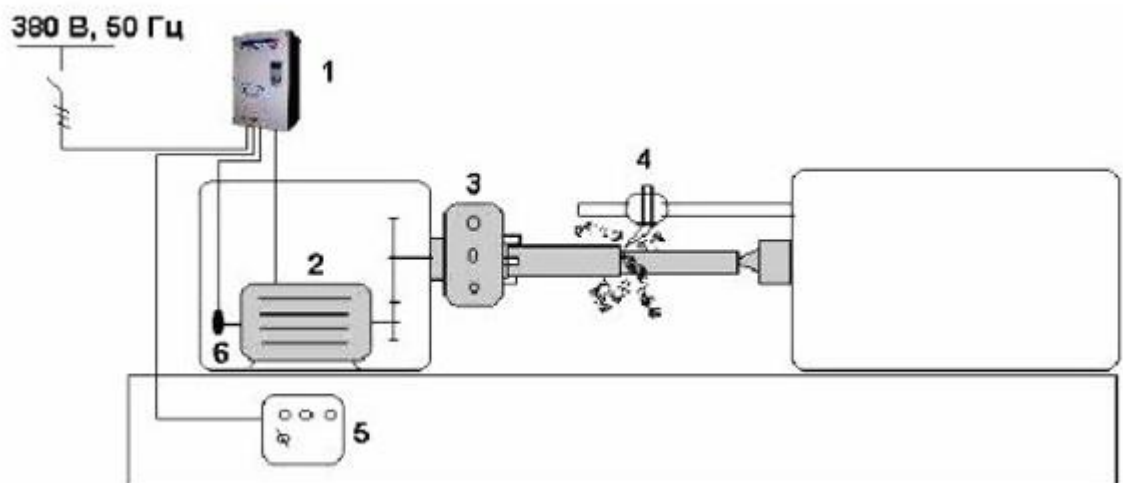


Рисунок 1.5. Принцип роботи електроприводу верстата:

1– перетворювач частоти; 2– асинхронний двигун; 3– шпindelь; 4– різець; 5– пульт управління; 6– імпульсний датчик.

Висновки по першому питанню

Сучасний асинхронний електропривод динамічно розвивається і характеризується широким спектром пропонуванних технічних і алгоритмічних рішень. У розділі приведений огляд методів управління, які використовуються в сучасному регульованому асинхронному електроприводі, дані характеристики типових модулів, що входять до складу силової частини і системи управління, а також описані основні завдання, що стоять перед програмним забезпеченням.

Визначені результати аналізу сучасних тенденцій побудови перетворювачів частоти.

РОЗДІЛ 2

ПРИНЦИПИ ПОБУДОВИ ОПТИМІЗАЦІЙНОЇ МОДЕЛІ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ АСИНХРОННИМ ПРИВОДОМ.

Перед початком побудови оптимальної моделі системи керування асинхронним електроприводом токарного верстата необхідно чітко з'ясувати, які питання, або задачі ми повинні вирішити за рахунок модернізації. Ці питання розглянемо на прикладі токарного верстата 16K20.

2.1. Основні недоліки конструкції головного приводу верстата та технічні вимоги до нового електроприводу

До основних недоліків конструкції головного приводу верстата можна віднести [10,13]:

- складність конструкції коробки швидкостей;
- ручна, механічна система управління головним приводом верстата;
- недостатньо широкий діапазон частот обертання шпинделя і моментів;
- технологічні можливості верстата не дозволяють забезпечити плавність пуску і точної підтримки необхідних параметрів при обробці деталей;
- недостатня точність при виготовленні різьбових деталей за рахунок недостатнього кваліфікаційного рівня обслуговуючого персоналу.

Перераховані недоліки в реконструйованій новій моделі повинні бути усунені шляхом внесення певних конструкторських змін.

Замість встановленого двигуна 4A132 слід застосувати асинхронний електродвигун з короткозамкнутим ротором, який дозволить здійснювати частотне регулювання та забезпечити необхідний діапазон швидкостей і моментів. За рахунок цього можна зменшити число зубчастих передач, що дозволить істотно спростити конструкцію коробки швидкостей.

В якості такого двигуна пропонується вибрати асинхронний електродвигун з короткозамкнутим ротором фірми АВВ [18,28].

Вимоги до модернізації електрообладнання станка.

У токарно-гвинторізному верстаті 16К20 в якості приводу головного руху використовується асинхронний двигун, а регулювання швидкості здійснювалося ступінчасто за рахунок перемикання шестерень в коробці передач. Метою модернізації є впровадження такої системи управління за рахунок якої регулювання повинне здійснюватися частотнорегульованим електроприводом. Це дозволить знизити кількість механічних перемикачів знизитися до 1, а синхронізація обертання двигуна головного руху буде виконуватися системою управління електроприводом. Відносне динамічне відхилення частоти обертання двигуна при збуренні з боку навантаження не повинне перевищувати 5%, а перерегулювання при пуску повинно бути не більшим 4,3% [29].

Вимоги до механічної частини верстата .

Шпindelна бабка повинна забезпечувати два діапазони частот обертання шпинделя із співвідношенням 1: 32 і 1,25: 1 [29], які перемикаються вручну. Перший діапазон частоти обертання шпинделя (12,5-160 об/хв) забезпечується поворотом рукоятки вправо до упору; другий діапазон (200-1600 об/хв) - поворотом її в крайнє ліве положення.

Повинна дотримуватися висока жорсткість механічних характеристик - в усьому діапазоні регулювання швидкості, наприклад, для $\omega=0,01\omega_n$ погрішність зміни швидкості обертання, при зміні навантаження (від 0,25 до 1,25) M_n , має бути не більше 1,5% відносно встановленої [29].

Розгін двигуна повинен мати лінійну залежність. Діапазон регулювання швидкості обертання для приводів головного руху 1: 128 [29]. Приведений момент інерції деталей обертових механізмів подачі має бути мінімальним.

Розрахунок та вибір товщини двигуна.

Для розрахунку потужності двигуна вибираємо основну марку сталі, яка використовується для обробки. Вибираємо сталь марки 45.

Вимоги до параметрів чорнової та чистової обробки деталей представлені в таб. 2.1 [29].

Таблиця 2.1.

Характеристики	Параметри
Чорнова обробка	
Глибина різання, t	5 мм
Чистота обробки поверхні	Rz40
Рекомендована подача для обороту шпинделя, s	0,5 мм/об
Чистова обробка	
Глибина різання, t	0,5 мм
Чистота обробки поверхні	Ra2.5
Рекомендована подача для обороту шпинделя, s	0,3 мм/об

Основні формули для розрахунків параметрів представлені в таблиці 2.2 [3,8].

Таблиця 2.2. Основні параметри та формули обробки деталей

Параметри різання	Формули.
Швидкість різання: K_1 – коефіцієнт обробки матеріалу; K_2 – коефіцієнт марки твердості оброблюваного сплаву; K_3 – коефіцієнт виду обробки	$v_{різ} = v_{табл} \cdot K_1 \cdot K_2 \cdot K_3 \quad (2.1)$
Діаметр оброблюваної деталі:	$d = d_{дет} + t \quad (2.2)$
Лінійна швидкість різання, точіння	$v_{різ} = \frac{\pi \cdot d \cdot n}{1000} \quad (2.3)$
Частота обертання шпинделя:	$n = \frac{1000 \cdot v_{різ}}{\pi \cdot d} \quad (2.4)$
Машинний час: де $L_{p.x.} = L_{рез} + y$ – довжина робочого ходу; y – підвід, врізання та перебіг інструменту	$t_M = \frac{L_{p.x.}}{n \cdot s} \quad (2.5)$
Сили і моменти приведені до валу двигуна	
Зусилля різця: де $F_{Zтабл}$ – сила різання определенная табл. [3] ; K_1 – коефіцієнт обробки матеріалу; K_2 – коефіцієнт марки твердості	$F_Z = F_{Zтабл} \cdot K_1 \cdot K_2 \quad (2.6)$
Потужність різання:	$P_z = \frac{F_z \cdot v_{різ}}{60 \cdot 1000} \quad (2.7)$
Кутова швидкість обертання шпинделя:	$\omega = \frac{\pi \cdot n}{30} \quad (2.8)$
Момент двигуна:	$M = \frac{P_z}{\omega} \quad (2.9)$

Потужність на валу двигуна: де η – КПД кінематичного ланцюга.	$N = \frac{P}{\eta}$
Потужність холостого ходу на шпинделі станка: де α – коефіцієнт постійних втрат, дорівнює $\alpha = 0,07$, P_{\max} – максимальна потужність різання.	$P_0 = \alpha \cdot P_{\max}$
Момент холостого ходу: де n_0 – номінальна частота обертання шпинделя (максимальна).	$M_0 = \frac{30 \cdot P_0}{\pi \cdot n_0} \quad (2.10)$

Основні розрахункові дані представлені в таблиці 2.3.

Таблиця 2.3. Основні розрахункові дані .

Параметри різання	Характеристики
Швидкість різання: для чорнової обробки для чистової обробки	19,2 м/хв 260,75 м/хв
Діаметр оброблюваної деталі: для чорнової обробки для чистової обробки	$d_{\text{чорн}} = 155,5$ мм; $d_{\text{чист}} = 150,5$ мм.
Лінійна швидкість різання, точіння:	
Частота обертання шпинделя: для чорнової обробки для чистової обробки	$n_{\text{чорн}} = 38,91$ об/хв $n_{\text{чист}} = 550,18$ об/хв
Довжина робочого ходу: для чорнової обробки для чистової обробки	$L_{p.x.1} = 84$ мм $L_{p.x.1} = 203$ мм
Сили і моменти приведені до валу двигуна	
Зусилля різця: для чорнової обробки для чистової обробки	$F_z = 1283$ кг = 12580 Н $F_z = 242$ кг = 2390 Н
Потужність різання: для чорнової обробки для чистової обробки	$P_{\text{чорн}} = 3,98$ кВт $P_{\text{чист}} = 10,35$ кВт
Кутова швидкість обертання шпинделя: для чорнової обробки для чистової обробки	$\omega_{\text{чорн}} = 4,07$ рад/с, $\omega_{\text{чист}} = 57,58$ рад/с.
Момент двигуна: для чорнової обробки для чистової обробки	$M_{\text{чорн}} = 978,09$ Н·м, $M_{\text{чист}} = 179,85$ Н·м.

Потужність на валу двигуна: для чорнової обробки для чистової обробки	$N_{чорн} = 4,29$ кВт $N_{чист} = 11,14$ кВт
Потужність холостого ходу на шпинделі станка:	$P_0 = 300,32$ Вт.
Момент холостого ходу:	$M_0 = 5,22$ Н·м;

На основі одержаних розрахункових даних розраховуємо потужність двигуна для максимального моменту [3]:

$$P_d = M \cdot \omega; \quad (2.11)$$

$$P_d = 179,85 \cdot 57,58 = 10356 \text{ Вт.}$$

По одержаним значення потужності P_d та частоти обертання двигуна ω , по каталогу вибираємо електродвигун, з параметрами близькими до розрахункових.

Вибираємо асинхронний двигун марки АВВ МЗВР – 160 МЛА. Паспортні дані якого приведені в таблиці 2.4 [31].

Таблиця 2.4. Паспортные данные двигателя МЗВР – 160 МЛА

Параметри двигуна	Значення
Номінальна потужність $P_{ном}$, кВт	11
Синхрона частота обертання $n_{ном}$, об/хв	1500
Асинхрона частота обертання $n_{ном}$, об/хв	1466
Номінальна напруга $U_{ном}$, В	400
Число пар полюсів $2p$	2
Момент інерції двигуна $J_{об}$, кг·м ²	0,083

2.2. Дослідження динамічної моделі електромеханічної частини асинхронного електроприводу за допомогою структурного аналізу

2.2.1. Розрахунок динамічних параметрів електроприводу

Розрахунок динамічних параметрів електроприводу верстата проведені по методиці та відповідним формулам [8].

Основні розрахункові формули та результати розрахунків на їх основі представлені в таблицях 2.5 і 2.6.

Таблиця 2.5. Основні параметри та формули динамічних параметрів

Динамічні параметри	Формули
Сумарний момент інерції приведений до валу двигуна: де J_δ – момент інерції двигуна, $\text{кг} \cdot \text{м}^2$, $\delta = (1,2 \div 1,5)$ - коефіцієнт який враховує махові моменти інерції редуктора, J_m – момент інерції обертових частин механізмів, $\text{кг} \cdot \text{м}^2$, j – передаточне число механізму. Номінальна кутова швидкість:	$J = \delta \cdot J_\delta + \frac{J_m}{j^2} \quad (2.12)$
Номінальний момент:	$\omega_n = \frac{\pi \cdot n_n}{30} \quad (2.13)$
Пусковий момент:	$M_n = \frac{P_n}{\omega_n} \quad (2.14)$
Момент холостого ходу:	$M_p = m_p \cdot M_n \quad (2.15)$
Розрахункові кутові швидкості двигуна угловые скорости двигателя:	$M_{xx} = \alpha \cdot M_n \quad (2.16)$
Час розгону:	$\omega_\delta = \omega_i \cdot i \quad (2.17)$
Момент пускового механізму:	$t_{\text{черн}} = J \frac{\omega_{\text{дчерн}}}{M_p - M_{xx}} \quad (2.18)$
Момент тормозного механізму:	$M'_{\text{порах}} = M_p + M_{xx} \quad (2.19)$
Статичний момент приведений до валу двигуна:	$M'_T = M_{xx} - M_p \quad (2.20)$
Динамічний момент електроприводу: де $\varepsilon_{\text{дон}}$ – допустимое угловое ускорение электропривода, $\text{рад}/\text{с}^2$; $a_{\text{дон}} = 1 \div 1.5$ для станка 16К20; ρ – радіус приведення, визначається як:	$M_\delta = J \frac{\partial \omega}{\partial t} = J \cdot \varepsilon_{\text{дон}} \quad (2.21)$
Динамічний момент:	$M_\delta = J \frac{\partial \omega}{\partial t} = J \cdot \varepsilon_{\text{дон}} \quad (2.22)$
Динамічний момент приведений до валу двигуна:	$\rho = \frac{g_{\text{рез}}}{\omega_\delta}$
Динамічний момент:	$M_\delta = J \cdot \varepsilon_{\text{дон}} \quad (2.23)$
Динамічний момент приведений до валу двигуна:	$M'_{\delta i} = M_{\delta i} + M_{xx} \quad (2.24)$

Таблиця 2.6. Основні розрахункові дані .

Динамічні параметри	Характеристики
---------------------	----------------

Сумарний момент інерції приведений до валу двигуна:	$J_M = 2,206 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$;
Номінальна кутова швидкість:	$\omega_n = 153 \text{ рад/с.}$
Номінальний момент:	$M_n = 71,69 \text{ Н} \cdot \text{м.}$
Пусковий момент:	$M_p = 172,05 \text{ Н} \cdot \text{м.}$
Момент холостого ходу:	$M_{xx} = 5,02 \text{ Н} \cdot \text{м}$
Розрахункові кутові швидкості двигуна угловые скорости двигателя:	$\omega_{\text{дчорн}} = 3,87 \text{ рад/с,}$ $\omega_{\text{дчист}} = 55,28 \text{ рад/с.}$
Час розгону:	$t_{\text{чорн}} = 0,05 \text{ с, } t_{\text{чист}} = 0,73 \text{ с.}$
Момент пускового механізму:	$M'_{\text{розрах}} = 177,07 \text{ Н} \cdot \text{м}$
Момент тормозного механізму:	$M'_T = -167,03 \text{ Н} \cdot \text{м.}$
Статичний момент приведений до валу двигуна:	$M'_{\text{СТчорн}} = 983,11 \text{ Н} \cdot \text{м,}$ $M'_{\text{СТчист}} = 184,87 \text{ Н} \cdot \text{м.}$
Динамічний момент електроприводу:	$\rho_{\text{чорн}} = 0,082 \text{ м,}$ $\rho_{\text{чист}} = 0,078 \text{ м.}$
Допустиме кутове прискорення:	$\varepsilon_{\text{доп.чорн.}} = 18,29 \text{ рад/с}^2$ $\varepsilon_{\text{доп.чист.}} = 192,30 \text{ рад/с}^2$.
Динамічний момент:	$M_{\text{дчорн}} = 40,30 \text{ Н} \cdot \text{м,}$ $M_{\text{дчист}} = 424,21 \text{ Н} \cdot \text{м.}$
Динамічний момент приведений до валу двигуна:	$M'_{\text{дчорн}} = 45,32 \text{ Н} \cdot \text{м,}$ $M'_{\text{дчист}} = 429,23 \text{ Н} \cdot \text{м.}$

2.2.2. Вибір частотного перетворювача

Існує великий ряд моделей перетворювачів частоти, які відрізняються технічними характеристиками і можливостями інтеграції до існуючої або проектованої структури технологічної автоматики. Тому, коли йдеться про придбання і установку перетворювача частоти на конкретне устаткування, необхідно зібрати початкові дані і визначитися з вибором моделі перетворювача частоти.

В якості перетворювача частоти вибираємо векторний перетворювач частоти з вбудованим PLC-контроллером фірми «Веспер» [30]. Основним елементом перетворювача частоти серії E2-8300 020H є система управління

асинхронним двигуном, яка здійснює пряме регулювання крутячого моменту (DTC). Алгоритм управління двигуном DTC дозволить забезпечити високу точність підтримки частоти обертання шпинделя і моменту на валу двигуна, що забезпечує виконання усіх вимог по точності різання. Для організації замкнутого контура регулювання виберемо і підключимо енкодер, з метою узгодження роботи з частотним перетворювачем встановимо модуль зворотного зв'язку. Використання стандартного програмного управління E2-8300 020H дозволить забезпечити роботу головного приводу без перемикання швидкостей шпиндельної бабки.

Схема входів та виходів перетворювача частоти показана на рис. 2.1.

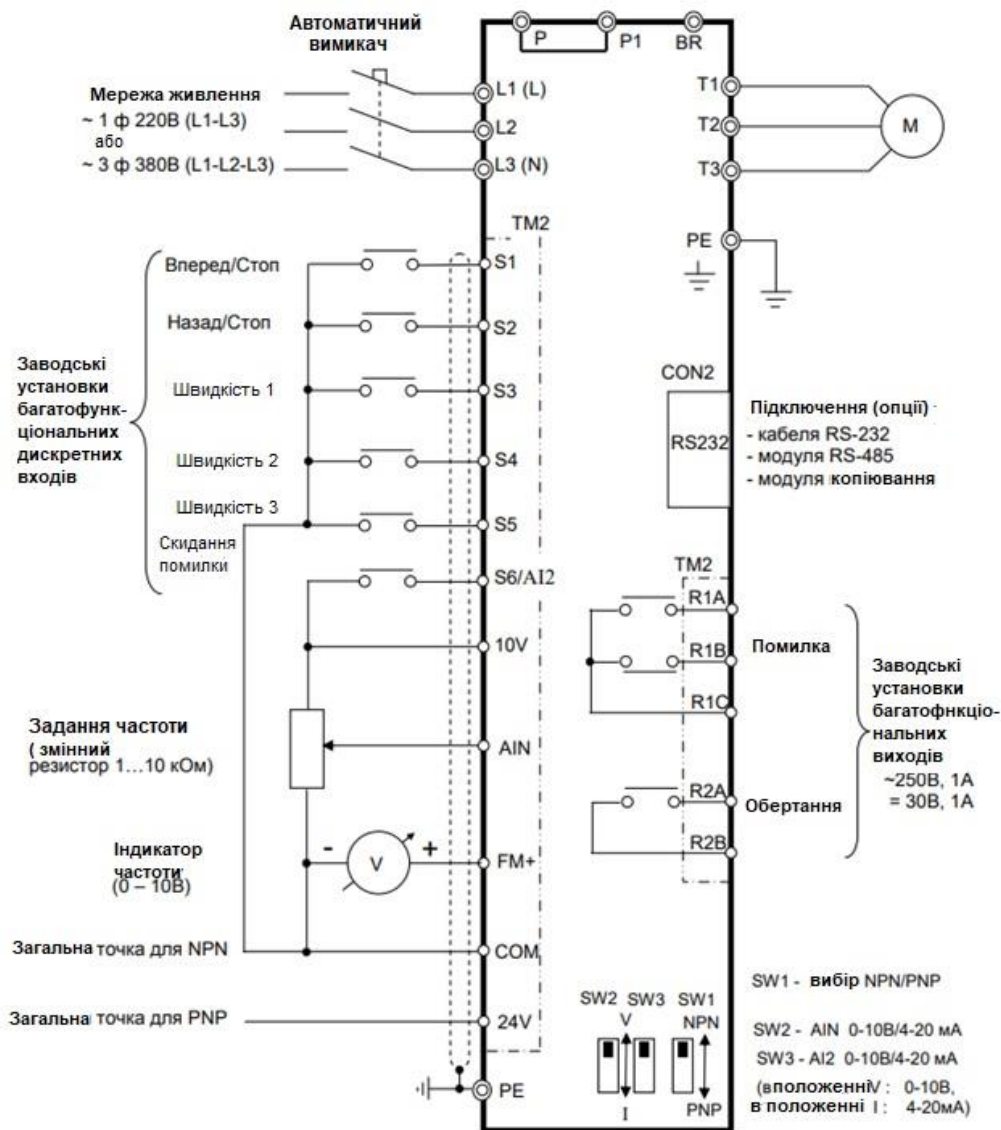


Рисунок 2.1. Схема підключення модуля E2-8300 020H .

Паспортні дані перетворювача частоти приведені в таблиці 2.7 [30].

Таблиця 2.7. Перетворювач частоти E2-8300 020H

Перетворювач частоти	E2-8300 020H
Номинальний вихідний струм, I_H , А	32
Максимальний вихідний струм, I_{MAX} , А	40
Номинальна потужність, $P_{ном}$, кВт	15
Потужність при тяжкому запуску, P , кВт	12
Струм при тяжкому запуску, I , А	26
ККД, %	0,97
Потужність втрат, Вт	375
Опір тормозного резистора, Ом	20
Маса, кг	16

Програмне управління перетворювача частоти E2-8300 020H відбувається за допомогою багатфункціонального пульта. Функції пульта та режими його роботи показані на рис.2.2 [30].



Рисунок 2.2. Вигляд та функції пульта управління модуля E2-8300 020H.

Вибір режиму управління модулем E2-8300 020H.

Перетворювачі серії E2-8300 мають три режими управління:

1. Режим векторного управління для постійного і швидкозмінного навантаження.
2. Режим векторного управління для навантаження вентиляторного типу.

3. Режим управління U/f.

Початковим являється режим векторного управління для постійного і швидкозмінного навантаження.

Режим управління та параметри двигуна задаються до початку роботи відповідно до приведено алгоритму рис.2.3.

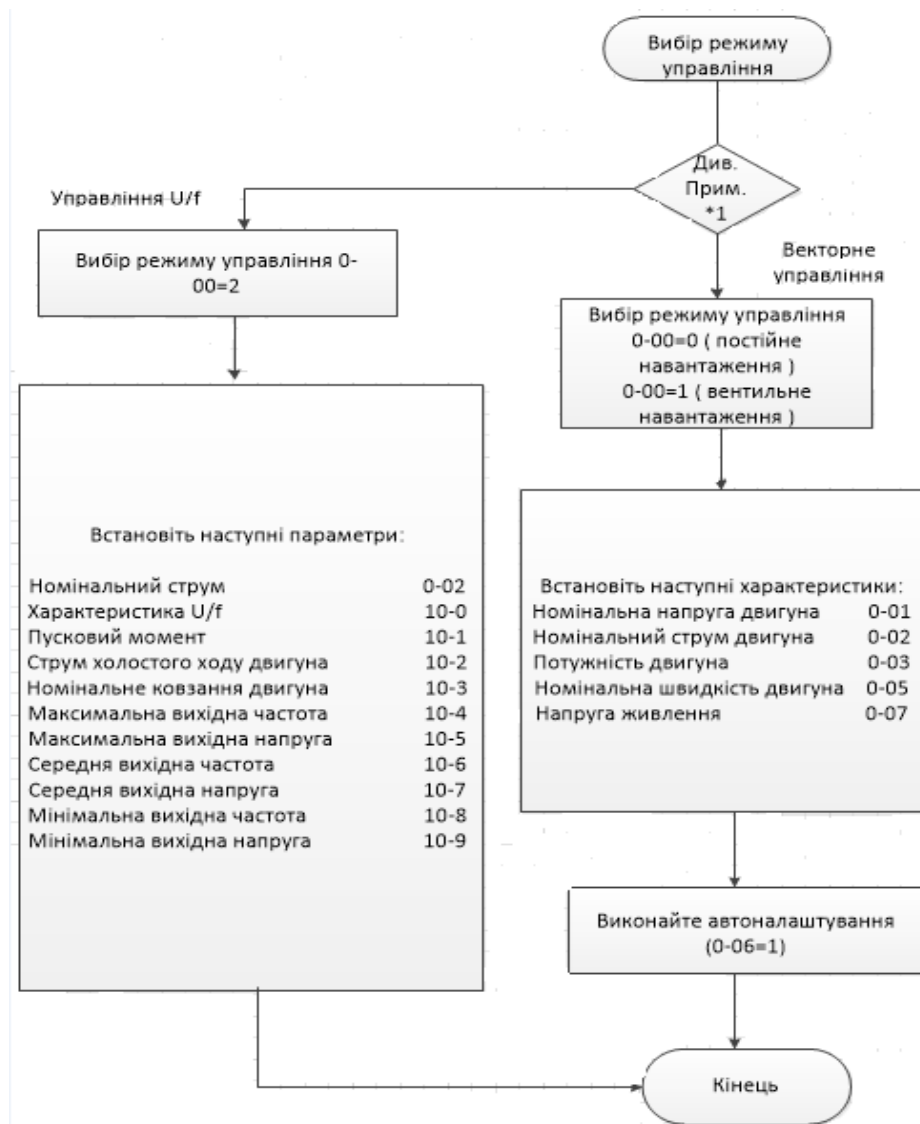


Рисунок 2.3. Алгоритм роботи управління двигуном.

Вибір захисного обладнання.

Схема установки захисного обладнання показана на рис. 2.4.



Рисунок 2.4. Схема установки захисного обладнання.

Для захисту обладнання від перевантажень і коротких замикань, а також зниження напруги менше визначеного рівня вибрано автоматичний вимикач фірми Siemens з необхідними характеристиками.

Паспортні дані вибраного автоматичного вимикача приведені в табл. 2.8.

Таблиця 2.8. Автоматичний вимикач

Автоматичний вимикач	3RV10 31_4FA10
Номінальний струм I_n , А	40
Робоча напруга $U_{ном}$, В	400
Діапазон уставок теплових розчіплювачів перевантаження, А	28 ... 40
Номінальна частота струму мережі, Гц	50
Маса, кг	0,96

Для зниження стрибків напруги в момент запуску та вимкнення двигуна необхідно встановлювати мережевий дросель. Разом з тим він повинен забезпечувати електромагнітну сумісність та економію електроенергії. Крім того вхідний дросель впливає на форму струму приближаючи її до синусоїдальної, що забезпечує зниження навантажувальних перешкод.

Вибираємо мережевий дросель марки INV4-0150 з характеристиками представленими в табл. 2.9.

Таблиця 2.9. Мережевий дросель.

Мережевий дросель	INV4-0150
Потужність, кВт	15
Струм, А	32
Індуктивність, мГн	0,98
Втрати, Вт	45
Маса, кг	15

Для захисту зовнішнього обладнання від скачків напруги а також для обмеження максимального струму гармонік між електричною мережею та перетворювачем частоти стоновлюється вхідний фільтр ЕМС.

Вибираємо фільтр типу FE-T050- FS-2 паспортні дані якого приведені в таблиці 2.10 [31].

Таблиця 2.10 Мережевий фільтр

Мережевий фільтр ЕМС	FE-T050- FS-2
Номінальна потужність P_n , кВт	15
Робоча напруга $U_{ном}$, В	400
Номінальний струм, А	50
Номінальний струм витоку, мА	0,5
Максимальний струм витоку, мА	27
Номінальна частота струму мережі, Гц	50
Вага, кг	3,2

Вибір датчика положення ротора двигуна.

Для перерахунку кута повороту обертового валу в електричний код ставимо енкодер. Принцип дії енкодера заключається у формуванні вихідного імпульсу в залежності від положення валу.

Для забезпечення потрібної точності роботи модернізованого верстата та безпомилкового визначення швидкості обертання шпинделя вибираємо оптичний енкодер фірми Siemens.

Точність вибраного енкодера складає 1024 імпульсів/оберт, що дозволяє з необхідною точністю визначати швидкість обертання головного приводу станка. Такий енкодер забезпечить надійність роботи при обробці деталей, а також дозволить збільшити швидкість виготовлення деталей в автоматичному режимі.

Паспортні дані енкодера приведені в таблиці 2.11.

Таблиця 1.8. Енкодер

Енкодер	1XP8001-1
Напруга живлення:	+10В
Максимальний струм навантаження	Максимум 100 мА
Точність (імпульсів/оберт)	1024
Частотний діапазон	0,8 мс до 160 кГц
Максимальна швидкість	9 000 об\хв
Діапазон робочих температур	-20...+80 градусов
Максимальне радіальне консольне навантаження	60 N

Висновки по другому розділу

В даному розділі було був проведений аналіз основних недоліків конструкції токарного верстату та визначені основні напрямки його модернізації.

На основі розрахунків динамічних параметрів електроприводу був вибраний частотний перетворювач, який забезпечує інтеграції до існуючої структури технологічної автоматики верстату, а також периферійне захисне обладнання для забезпечення нормального функціонування системи.

РОЗДІЛ 3

СТРУКТУРНИЙ СИНТЕЗ ЕЛЕКТРОПРИВОДУ ВИБРАНОГО ЕЛЕКТРОДВИГУНА ТОКАРНОГО ВЕРСТАТУ

В основі побудови моделі будь-якої системи лежить визначення математичних виразів, які описують її окремі частини, блоки а також зв'язок з іншими системами. Сьогодні для описання фізичних процесів виражених математичними формулами широко використовується структурне моделювання в середовищі MATLAB–Simulink.

Асинхронний двигун з короткозамкнутим ротором (АДКЗ) являється нелінійним об'єктом управління. Основою побудови таких систем автоматичного управління являється метод структурного синтезу, описаний в [14,32]. Даний метод був використаний при проведенні структурного аналізу.

3.1. Дослідження моделі динаміки електромеханічної частини асинхронного електроприводу

Розглянемо моделювання динаміки вибраного нами асинхронного короткозамкнутого двигуна (АКЗ) МЗВР – 160 МЛА паспортні данні якого представлені в табл. 2.4.

Імітаційна модель електромеханічної частини асинхронного електроприводу приведена на рис. 3.1.

Модель складається з асинхронного короткозамкнутого двигуна (блок Asynchronous Machine), трифазного автономного інвертора напруги (блок Universal Bridge) з джерелом постійного струму (блок DC). На автономний інвертор напруги (АІН) поступає синусоїдальний сигнал від широтно-імпульсного модулятора (ШІМ) (блок PWM Generator). Момент навантаження на валу асинхронного двигуна завісить від механічних властивостей об'єкта регулювання та механічної передачі між машиною і об'єктом.

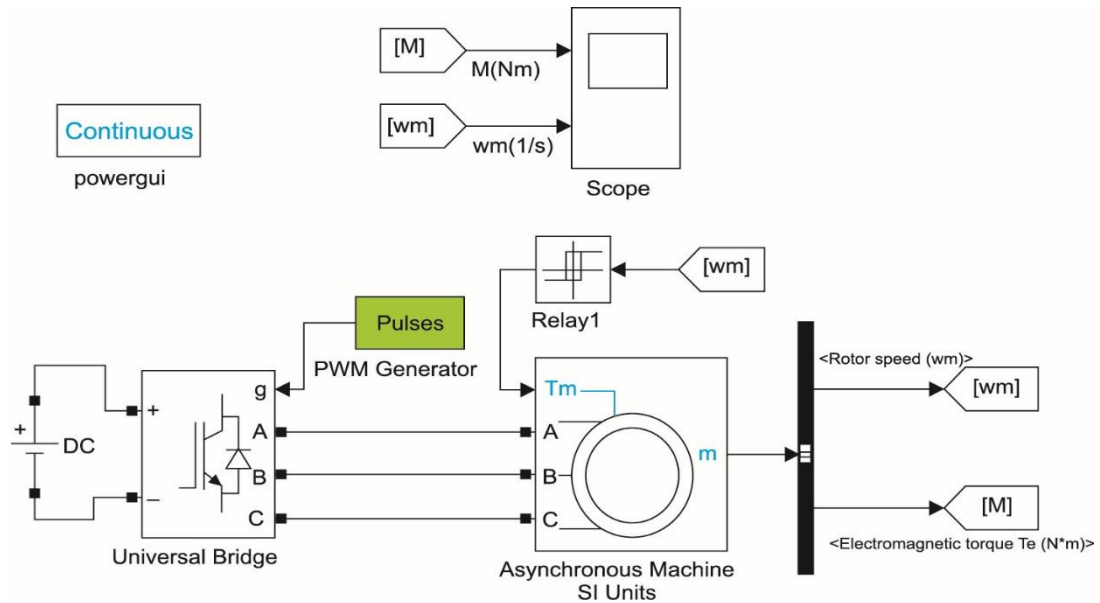


Рисунок 3.1. Модель електромеханічної частини (АДКЗ з АІН) асинхронного електроприводу

Синтез асинхронного електроприводу починається з являється математичних виразів, які описують його роботу як об'єкта регулювання. описание асинхронного двигателя (объекта регулирования). В основі цих Математичні вирази визначені за допомогою методу результуючого вектора [34] та методу гладкої складової [2]. Математичні вирази, які описують процеси в АДКЗ з АІН у нерухомій двох координатній системі з дійсною віссю α та умовною віссю β описані в [6, 35] та мають вигляд:

$$\begin{aligned}
 u_{S\alpha} &= r i_{S\alpha} + L'_S \frac{di_{S\alpha}}{dt} - \frac{k_R}{T_R} \Psi_{R\alpha} - k_R p \omega_m \Psi_{R\beta}; \\
 u_{S\beta} &= r i_{S\beta} + L'_S \frac{di_{S\beta}}{dt} - \frac{k_R}{T_R} \Psi_{R\beta} + k_R p \omega_m \Psi_{R\alpha}; \\
 0 &= -k_R R_R i_{S\alpha} + \frac{1}{T_R} \Psi_{R\alpha} + \frac{d\Psi_{R\alpha}}{dt} + p \omega_m \Psi_{R\beta}; \\
 0 &= -k_R R_R i_{S\beta} + \frac{1}{T_R} \Psi_{R\beta} + \frac{d\Psi_{R\beta}}{dt} - p \omega_m \Psi_{R\alpha}; \\
 M &= \frac{3}{2} p k_R (\Psi_{R\alpha} i_{S\beta} - \Psi_{R\beta} i_{S\alpha}); \\
 J \frac{d\omega_m}{dt} &= M - M_H \text{sign}(\omega_m).
 \end{aligned}
 \tag{3.1}$$

де $r = (R_S + k_R^2 R_R)$, $L'_S = (L_S - L_m^2 / L_R)$, $k_R = L_m / L_R$, $T_R = L_R / R_R$ — параметри АДКЗ;

$i_{sa}, i_{sb}, Y_{Ra}, Y_{Rb}, \omega_m$ — змінні параметри АДКЗ: струми, потокозчиплення і кутова швидкість ротора;

M, M_H — електромагнітний момент на валу двигуна і номінальний момент навантаження;

J — сумарний момент інерції двигуна і приведенного робочого механізму.

Рівняння (3.1) в операторній формі будуть мати вигляд [6]:

$$\begin{aligned} u_{sa} &= r(1 + T'_S s) i_{sa} - \frac{k_R}{T_R} \Psi_{Ra} - k_R p \omega_m \Psi_{R\beta}, \\ u_{sb} &= r(1 + T'_S s) i_{sb} - \frac{k_R}{T_R} \Psi_{R\beta} + k_R p \omega_m \Psi_{Ra}, \\ 0 &= -k_R R_R i_{sa} + \frac{1}{T_R} (1 + T_R s) \Psi_{Ra} + p \omega_m \Psi_{R\beta}, \\ 0 &= -k_R R_R i_{sb} + \frac{1}{T_R} (1 + T_R s) \Psi_{R\beta} - p \omega_m \Psi_{Ra}, \\ M &= \frac{3}{2} p k_R (\Psi_{Ra} i_{sb} - \Psi_{R\beta} i_{sa}), \\ J s \omega_m &= M - M_H, \quad \text{где } \bar{T}'_S = \frac{L'_S}{r}. \end{aligned} \quad (3.2)$$

Структурная модель АДКЗ, побудована по рівнянню (3.2), показана на рис. 3.2.

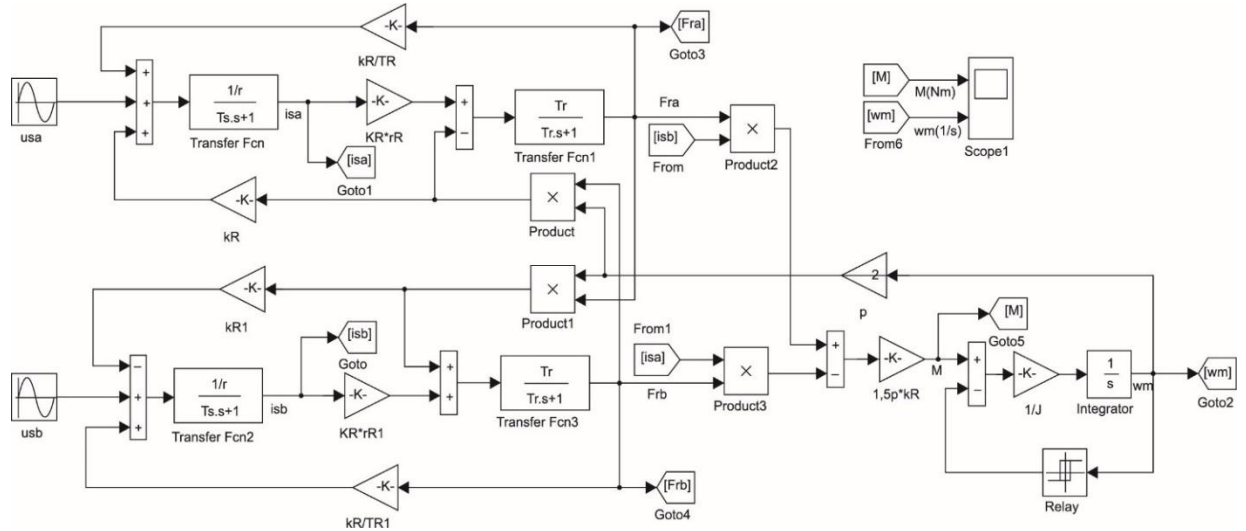


Рис. 3.2. Модель АДКЗ з АІН в нерухомій системі координат

На вхід моделі в початковий момент часу $t = 0$ подаються напруги $u_{sa} = U_{1m} \sin \omega_1 t$ і $u_{sb} = U_{1m} \sin(\omega_1 t - p/2)$, які являються амплітудами першої гармоніки

напруги на виході АІН з ШІМ [35]. Теоретичне обґрунтування подачі напруги в такому виді на двигун дано в [36].

Результати моделювання перехідних процесів для моменту і швидкості показані на рис. 3.3.

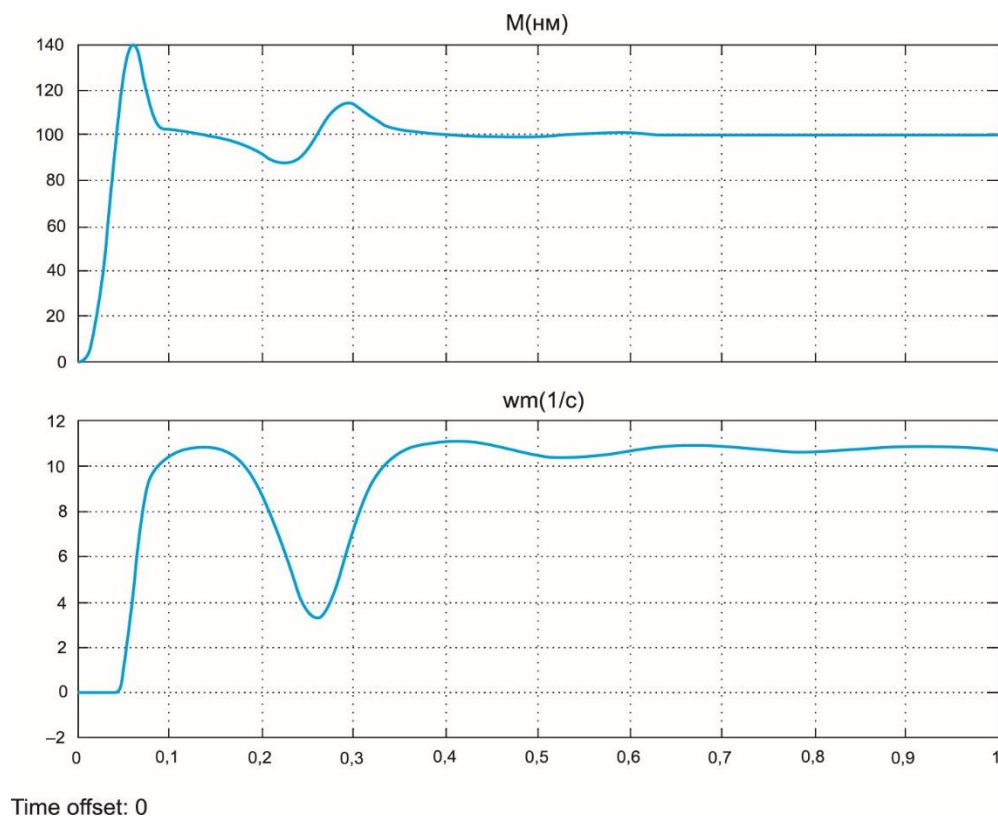


Рисунок. 3.3. Результати моделювання перехідних процесів для моменту та швидкості в структурній моделі в нерухомій системі координат.

3.2. Структурний синтез моделі асинхронного електроприводу

Структурний синтез моделі асинхронного електроприводу можна розділити на декілька етапів (табл. 3.1). Для кожного етапу характерні свої структурні моді та їх математичний опис.

3.1. Етапи побудови структурної моделі.

Завдання які виконуються на даному етапі	Математичні вирази які описують процеси на даному етапі
--	---

Перший етап

На даному етапі відбувається математичне описання роботи АДКЗ разом з АІН в обертовій з відносною кутовою швидкістю w_k системі координат з дійсною віссю x та уявною віссю y за допомогою рівнянь виду:

$$\begin{aligned}
 u_{Sx} &= r(1 + T_S' s) i_{Sx} - \omega_K L_S' i_{Sy} - \frac{k_R}{T_R} \Psi_{Rx} - k_R p \omega_m \Psi_{Ry}, \\
 u_{Sy} &= r(1 + T_S' s) i_{Sy} + \omega_K L_S' i_{Sx} - \frac{k_R}{T_R} \Psi_{Ry} + k_R p \omega_m \Psi_{Rx}, \\
 0 &= -k_R R_R i_{Sx} + \frac{1}{T_R} \Psi_{Rx} + s \Psi_{Rx} - (\omega_k - p \omega_m) \Psi_{Ry}, \\
 0 &= -k_R R_R i_{Sy} + \frac{1}{T_R} \Psi_{Ry} + s \Psi_{Ry} + (\omega_k - p \omega_m) \Psi_{Rx}, \\
 m &= 1,5 p k_R (\Psi_{Rx} i_{Sy} - \Psi_{Ry} i_{Sx}), \\
 J s \omega_m &= M - M_H.
 \end{aligned}
 \tag{3.3}$$

Рис. 3.4. Модель АДКЗ з АІН в обертовій системі координат

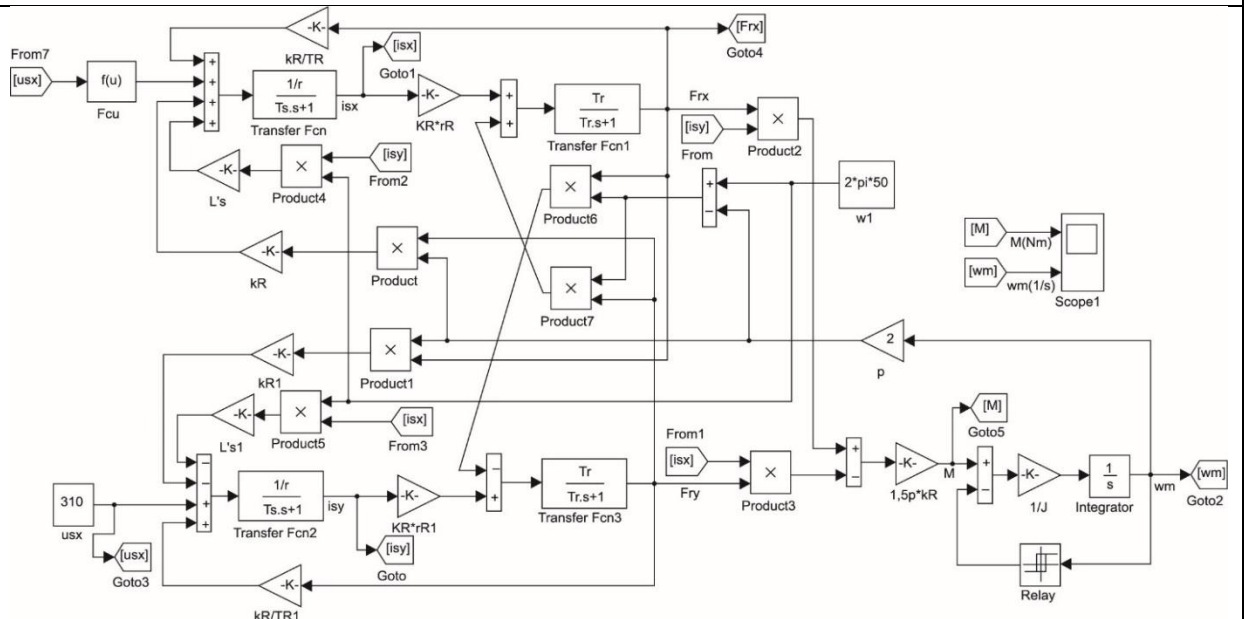
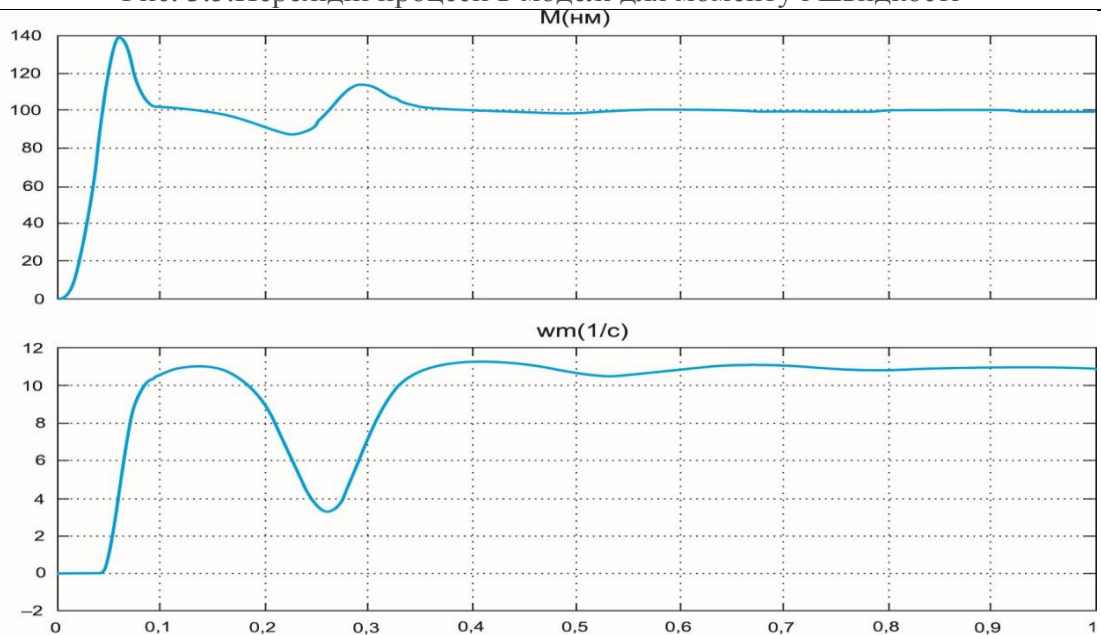


Рис. 3.5. Перехідні процеси в моделі для моменту і швидкості



Time offset: 0

Другий етап

Управління електроприводом організується таким чином щоб базовим вектором був вектор потокозчеплення ротору. Математично це означає, що вектор $-\psi_R$ суміщений з віссю x обертової системи координат, тоді в рівняннях (3.3) слід прийняти $\psi_{Ry} = 0$, $-\psi_R = \psi_{Rx}$, і система рівнянь (3.3) запишеться в вигляді (3.4).

$$\begin{aligned} u_{Sx} &= r(1 + T_S^l s)i_{Sx} - \omega_K L_S^l i_{Sy} - \frac{k_R}{T_R} \psi_{Rx}, \\ u_{Sy} &= r(1 + T_S^l s)i_{Sy} + \omega_K L_S^l i_{Sx} + k_R p \omega_m \psi_{Rx}, \\ 0 &= -k_R R_R i_{Sx} + \frac{1}{T_R} \psi_{Rx} + s \psi_{Rx}, \\ 0 &= -k_R R_R i_{Sy} + (\omega_k - p \omega_m) \psi_{Rx}, \\ M &= 1,5 p k_R \psi_{Rx} i_{Sy}, \\ J s \omega_m &= M - M_H. \end{aligned} \quad (3.4)$$

Рис. 3.6. Структурна модель системи в обертовій системі координат з базовим вектором потокозчеплення ротору

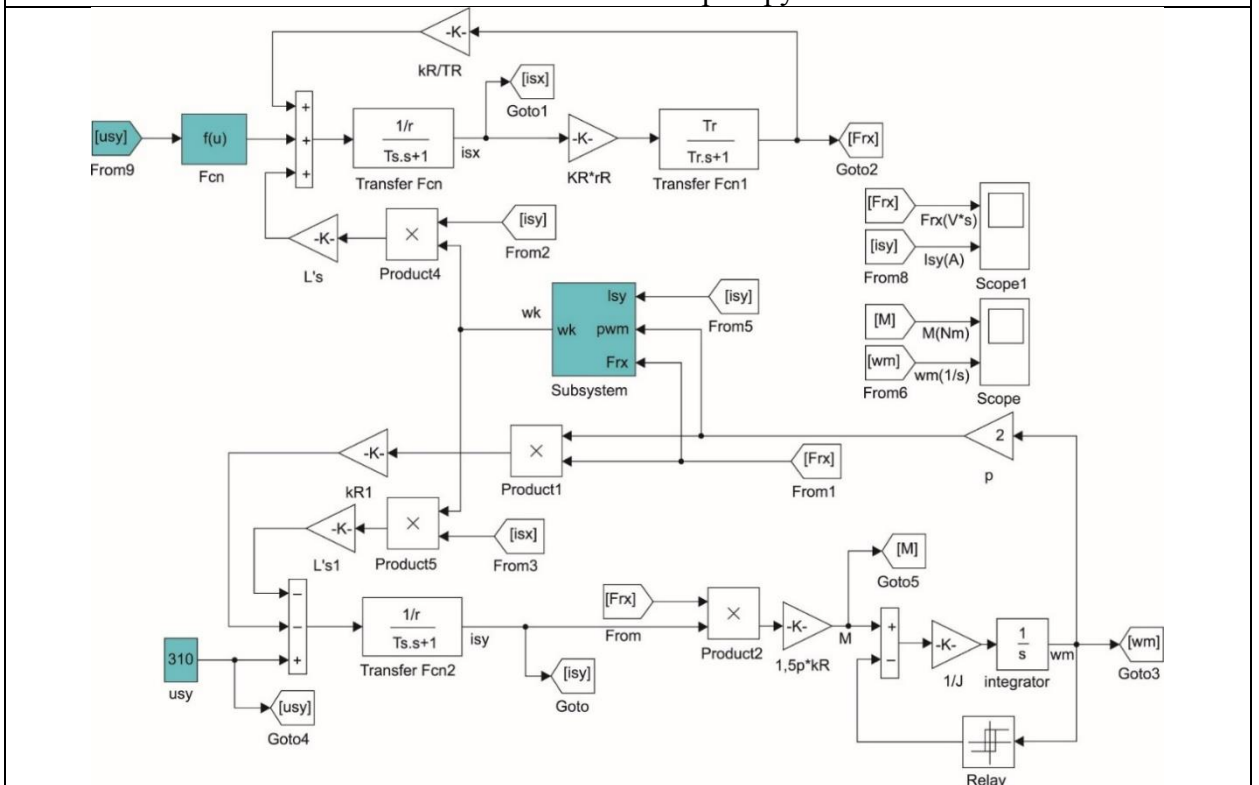
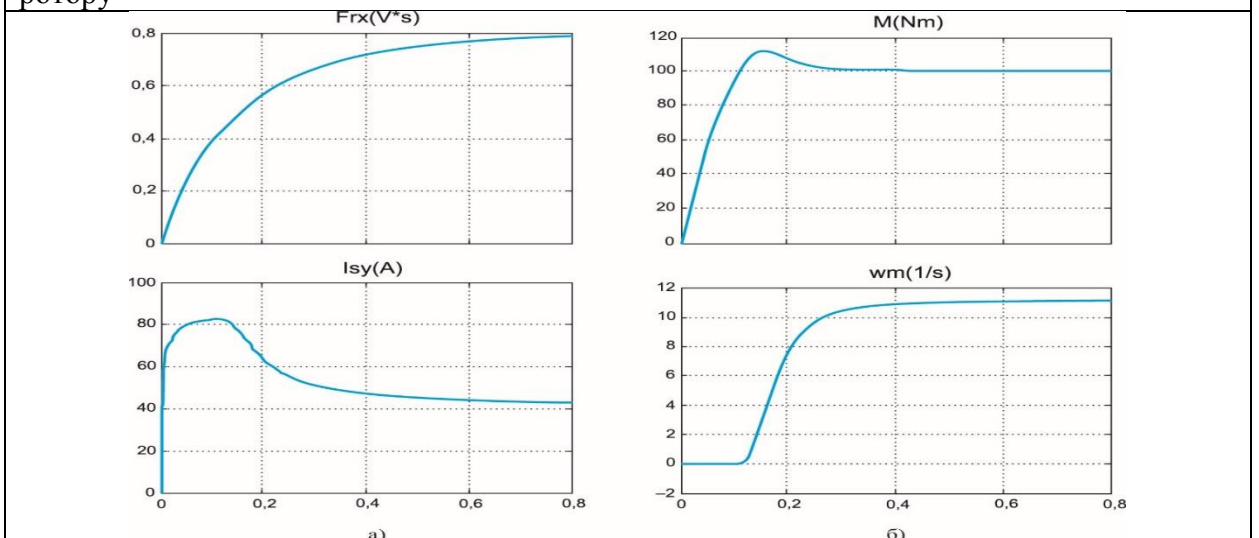


Рис. 3.7. Результати моделювання перехідних процесів для моменту і швидкості в структурній моделі обертової системи координат з базовим вектором потокозчеплення ротору



Третій етап

Рахуємо, що всі змінні параметри стану (в тому числі і потокозчеплення ротора) можна замірити або обчислити. Управління організується так, щоб на виході каналу x підтримувалось постійне значення потокозчеплення ротора, а на виході каналу y підтримувалась задана валу двигуна.

Для такої реалізації в каналі x синтезований регулятор потокозчеплення на виході якого підтримується постійний сигнал, а в каналі y синтезований регулятор швидкості.

Рис. 3.8. Структурна схема замкнутої асинхронної системи с векторним управлінням

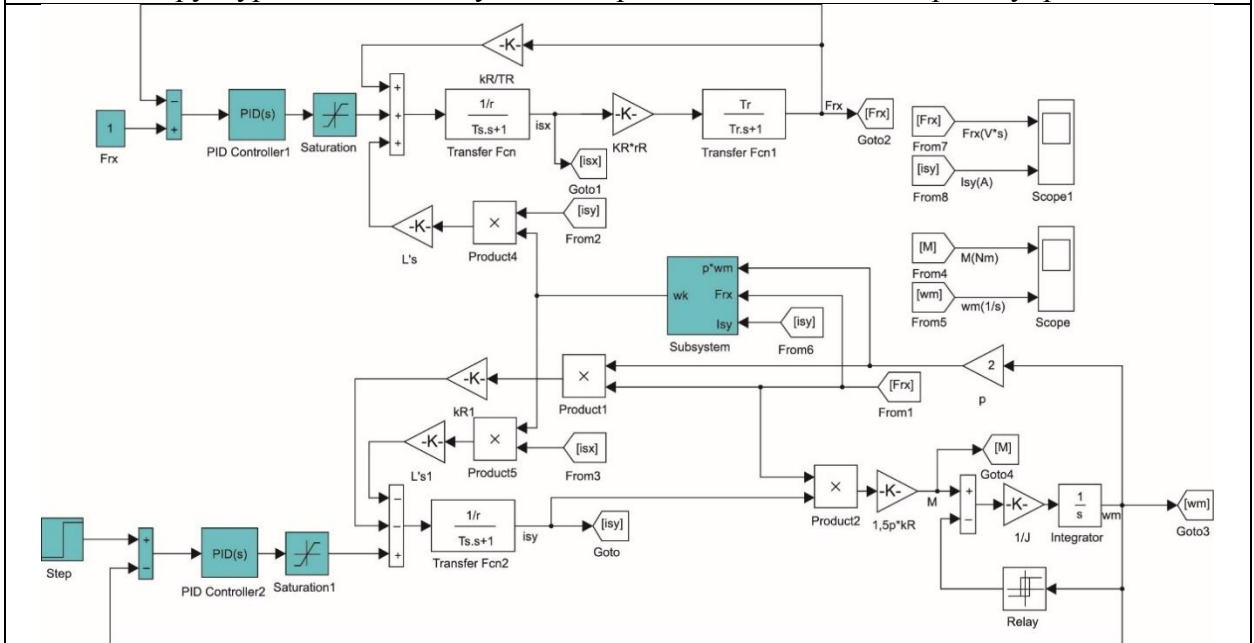
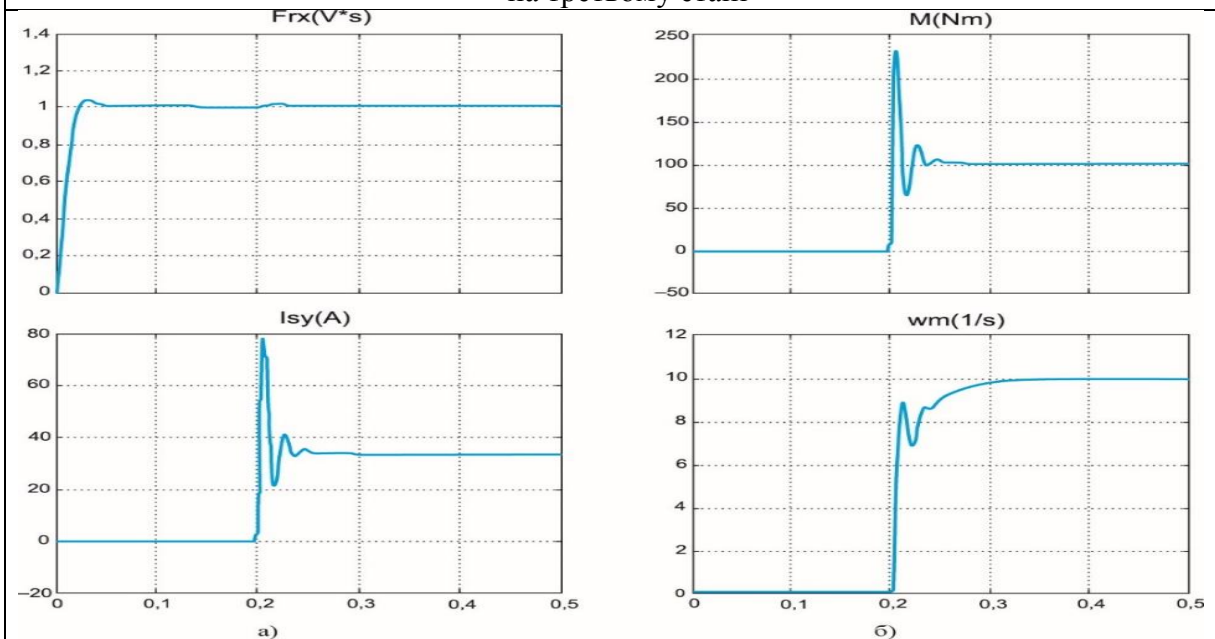


Рис. 3.9 Електромагнітні і електромеханічні процеси в асинхронному електроприводі на третьому етапі



Четвертий етап

Для компенсації впливу суміжних зв'язків, а також для обмеження струмів в фазах двигуна в кожному

канали додатково включені регулятори струму.

Рис. 3.9. Модель асинхронного електроприводу з релейними контурами струму в каналах

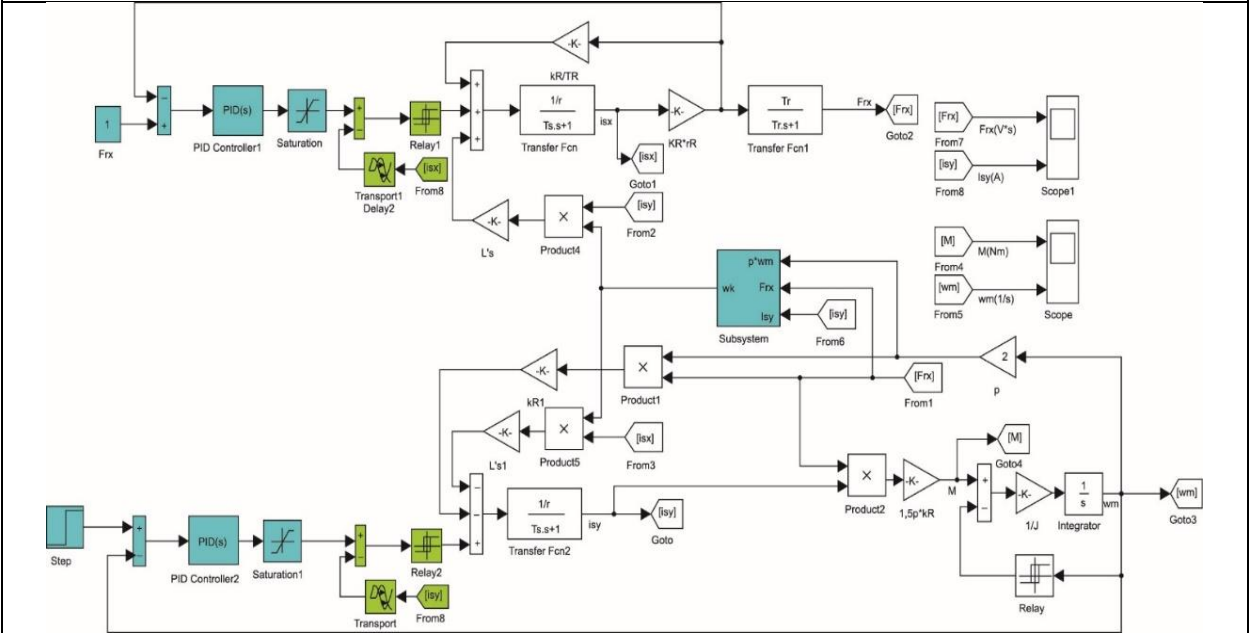
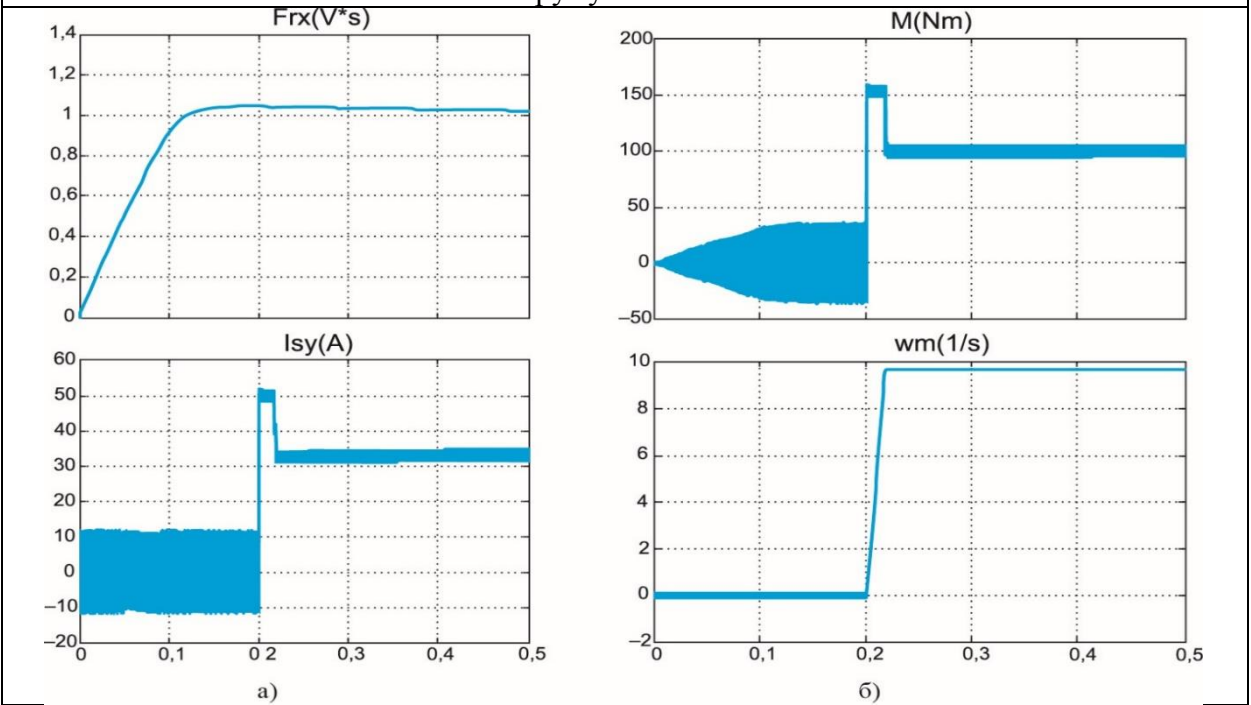


Рис. 3.10 Перехідні процеси в асинхронному електроприводі з релейними контурами струму в каналах



П'ятий етап

Відбувається подвійне перетворення управляючих сигналів: із обертової системи координат (x,y) в нерухому систему координат (відбувається в блоці $x,y_{a,b}$). Перетворення змінних струмів та потокозчеплень із нерухомої системи координат (a,b) в обертову систему координат (відбувається в блоках $a,b_{x,y}$).

Рис. 3.11. Структурна модель електроприводу з подвійним перетворенням системи координат

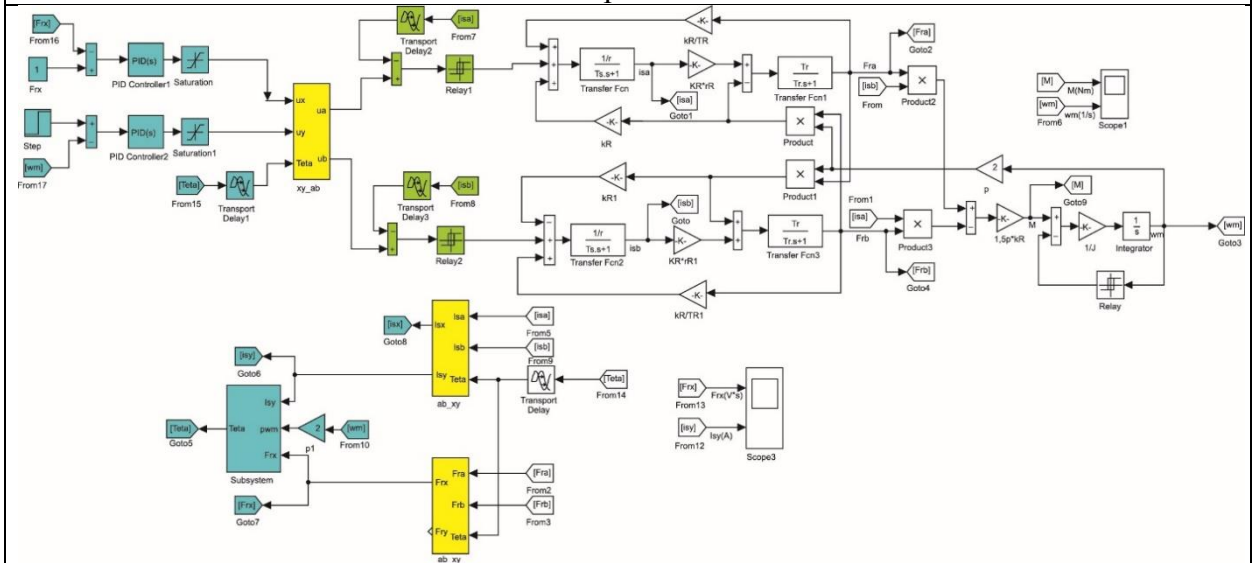
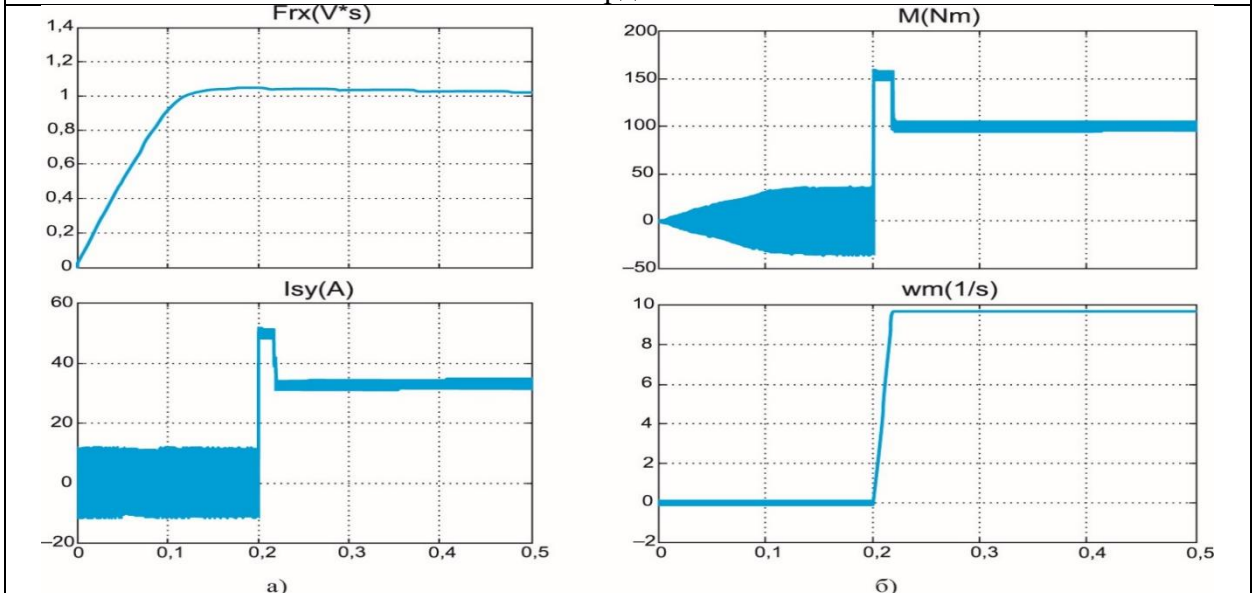


Рис.3.12. Перехідні процеси в електроприводі з подвійним перетворенням системи координат



Після проведення структурного синтезу на даних етапах буде створена модель аналогічна реальній системі. Модель включає:

- електромеханічну підсистему віртуальної моделі АДКЗ з АІН, яка реалізована в нерухомій системі координат
- Схему управління, яка реалізована в обертовій системі координат.
- Перетворювачі координат із нерухомої трифазної (a,b,c) в обертову двофазну систему координат (x,y) відповідно до рівнянь:

$$i_{\alpha} = i_a, \quad i_{\beta} = \frac{i_b - i_c}{\sqrt{3}},$$

$$i_x = i_{\alpha} \cos \theta + i_{\beta} \sin \theta,$$

$$i_y = -i_{\alpha} \sin \theta + i_{\beta} \cos \theta.$$

- Перетворювачі координат із обертової (x,y) в нерухому (a,b,c) відповідно до рівнянь:

$$i_{\alpha} = i_x \cos \theta - i_y \sin \theta,$$

$$i_{\beta} = i_x \sin \theta + i_y \cos \theta;$$

$$i_a = i_{\alpha},$$

$$i_b = -\frac{i_{\alpha} - \sqrt{3}i_{\beta}}{2},$$

$$i_c = -\frac{i_{\alpha} + \sqrt{3}i_{\beta}}{2}.$$

Повна модель асинхронного електроприводу представлена на рис. 3.13.

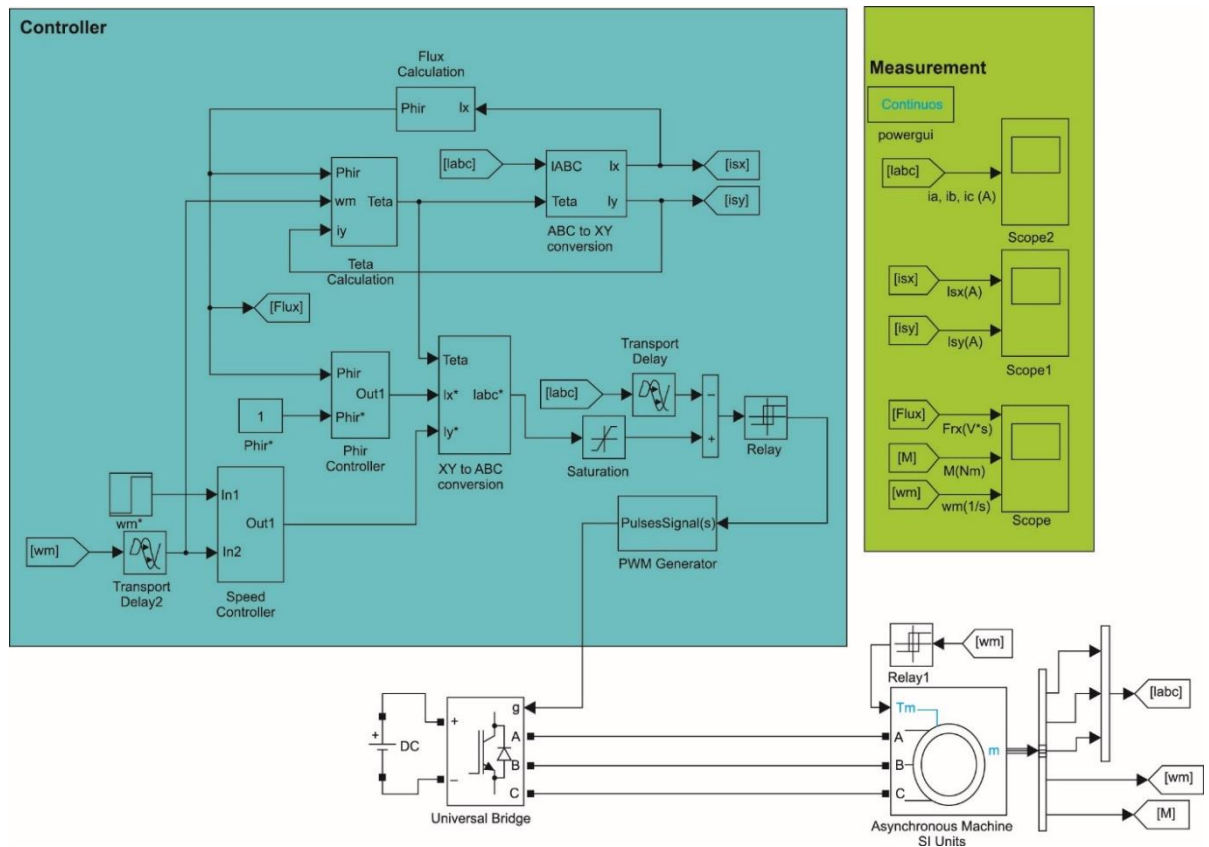


Рисунок 3. 13. Віртуальна модель асинхронного електроприводу.

Висновки по третьому розділу

В даному розділі були визначені математичні вирази, які описують окремі частини процесів які відбуваються при роботі асинхронного електроприводу, а також зв'язок з іншими системами.

Визначено що структурний синтез моделі асинхронного електроприводу включає ряд послідовних етапів на яких відбувається створення тих чи інших підсистем структурної моделі описаних відповідними математичними виразами.

ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ

В кваліфікаційній роботі були розглянуті основні напрямки модернізації асинхронного електроприводу на прикладі токарного верстату.

Слід відмітити, що сучасний асинхронний електропривод реалізується на базі силової напівпровідникової техніки із застосуванням мікропроцесорного управління. Його можливості дозволяють організувати регулювання вихідних координат електроприводу в широкому діапазоні, з високою точністю і швидкодією. Сучасні перетворювачі частоти з мікропроцесорним управлінням дозволяють реалізовувати традиційні або створювати нові програмні алгоритми і синтезувати асинхронні електроприводи з широким набором експлуатаційних характеристик.

Визначено, що в основі побудови моделі управління електроприводом лежить визначення математичних виразів, які описують її окремі частини, блоки а також зв'язок з іншими системами.

Сьогодні для описання фізичних процесів виражених математичними формулами широко використовується структурне моделювання в середовищі MATLAB–Simulink, яке дозволяє проводити модернізацію існуючих та розробляти моделі перспективних систем та комплексів обладнання.

ВИКОРИСТАНІ ДЖЕРЕЛА ІНФОРМАЦІЇ

1. Булгаков, А. А. Частотное управление асинхронными двигателями / А. А. Булгаков. – М.: Наука, 1966. – 297 с.
2. Сандлер, А. С. Частотное управление асинхронными двигателями / А. С. Сандлер, Р. С. Сарбатов. – М.: Энергия, 1966. – 144 с
3. Соколовский Г.Г. Теория и системы электропривода (электроприводы переменного тока): учеб. пособие/ Г.Г. Соколовский. – СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 1999. – 80 с.
4. Сандлер, А. С. Автоматическое частотное управление асинхронными двигателями / А. С. Сандлер, Р. С. Сарбатов. – М.: Энергия, 1974. – 328 с.
5. Радимов, С.Н. Частотно-регулируемый асинхронный электропривод: учеб. пособие/ С.Н. Радимов; Одесский национальный политехнический университет. – Одесса, 2007. – 38 с.
6. Соколовский Г. Г. Электроприводы переменного тока с частотным управлением. М.: Академия. 2006.
7. Водовозов В.М. Теория и системы электропривода: учеб. пособие/ В.М. Водовозов. – СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2004. – 306 с.
8. Амирова, С. С. Автоматизированный электропривод с асинхронными двигателями: Учеб. пособие / С.С. Амирова, В. И. Елизаров, В. Г. Макаров. – Казань: Казан. гос. технол. ун-т, 2005. – 223 с.
9. Усольцев, А. А. Векторное управление асинхронными двигателями / А. А. Усольцев. – С.-Пб: СПбГИТМО(ТУ), 2002. – 43 с.
10. Терехов, В. М. Системы управления электроприводов / В. М. Терехов, О. И. Осипов. – М.: Академия, 2006. – 304 с.
11. Козаченко В.Ф. Основные тенденции развития встроенных систем управления электродвигателями т требованиями к микроконтроллерам// CHIP NEWS. – 1999. – №1(34). – С.2–9.

12. Белов, М. П. Автоматизированный электропривод типовых производственных механизмов и технологических комплексов / М. П. Белов, В. А. Новиков, Л. Н. Рассудов. – М.: Академия, 2004. – 576 с.
13. Беспалов, В. Я. Перспективы создания отечественных электродвигателей нового поколения для частотно-регулируемого электропривода / В. Я. Беспалов // Тр. IV Междунар. (XV Всерос.) конф. по автоматизированному электроприводу «Автоматизированный электропривод в XXI веке: пути развития». – Магнитогорск, 2004. – Ч. 1. – С. 24 – 31
14. Современное состояние и тенденции в асинхронном частотно-регулируемом электроприводе (краткий аналитический обзор) / [Л.Х. Дацковский, В.И. Роговой, Б.И. Абрамов, Б.И. Моцохейн и др.] // Электротехника. 1996.-№10.– С.18–28.
15. Виноградов, А. Б. Векторное управление электроприводами переменного тока / ГОУ ВПО «Ивановский государственный энергетический университет им. В. И. Ленина». – Иваново, 2008. – 298 с.
16. Рудаков, В. В. Системы управления электроприводов (прямое управление моментом в электроприводах переменного тока) : учеб. пособие / В. В. Рудаков, А. Е. Козярук ; Санкт-Петербургский государственный горный институт. – СПб. : Санкт-Петербургское науч. изд-во, 2007. – 75 с.
17. Глазенко, Т. А. Полупроводниковые системы импульсного асинхронного электропривода малой мощности / Т. А. Глазенко, В. Н. Хрисанов. – Л.: Энергоатомиздат, 1983. – 176 с.
18. Электроприводы: электродвигатели, устройства управления / электронный ресурс; URL: www.electroprivod.ru
19. Системы подчиненного регулирования электроприводов переменного тока с вентильными преобразователями / О. В. Слежановский [и др.]. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 256 с.
20. Цифровые электроприводы с транзисторными преобразователями / С. Г. Герман-Галкин [и др.]. – Л.: Энергоатомиздат, 1986. – 248 с.

21. Козярук, А. Е. Современное и перспективное алгоритмическое обеспечение частотно-регулируемых электроприводов / А. Е. Козярук, В. В. Рудаков. – СПб: СПб Электротехническая компания, 2004. – 127 с.
22. Панкратов, В. В. Векторное управление асинхронными электроприводами / В. В. Панкратов. – Новосибирск: НГТУ, 1999. – 66 с.
23. Удут, Л. С. Проектирование и исследование автоматизированных электроприводов. В 6 ч.: учеб. пособие / Л. С. Удут, О. П. Мальцева, Н. В. Кояин. – Томск : Издательство Томского политехнического университета, 2007.
24. Маслов, С. И. Силовые элементы электромеханических систем / С. И. Маслов, П. И. Тыричев. – М.: МЭИ, 1999. – 128 с.
25. Макаров, В. Г. Анализ точности математической модели трехфазного асинхронного двигателя / В. Г. Макаров // Изв. вузов: Проблемы энергетики. – Казань: КГЭУ, 2010, № 11-12. С. 115 – 125.
26. Бойчук Л. М. Метод структурного синтеза нелинейных систем автоматического управления. М.: Энергия. 1971.
27. Шрейнер Р. Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты / Р.Т. Шрейнер. — Екатеринбург : УРО РАН, 2000. — 654 с.
28. Макаров, А. М. Системы управления автоматизированным электроприводом переменного тока : учеб. пособие / А. М. Макаров, А. С. Сергеев, Е. Г. Крылов, Ю. П. Сердобинцев ; ВолгГТУ. – Волгоград, 2016. – 192 с.
29. Технічні характеристики верстата 16K20 / Електронний ресурс: <https://mekkain.ru/stati/tokarnyj-stanok-16k20-texnicheskie-xarakteristiki-i-analogi.html>
30. <https://ies-drives.ru/equipment/freq/vesper/E2-8300/>
31. <http://www.abb.ru>
32. Popow O. S. Elementy teorii systemów — systemy dynamiczne. Politechnika Szczeciń Wydział Informatyki. Szczecin. 2005

- 33.Ковач К. П., Рац И. Переходные процессы в машинах переменного тока. Пер. с нем. М.-Л.: Госэнергоиздат. 1963.
34. Булгаков А. А. Новая теория управляемых выпрямителей. М.: Наука. 1970
- 35.Розанов Ю. К. Силовая электроника. М.: Издательский дом МЭИ. 2007.
- 36.Герман-Галкин С. Г. Matlab–Simulink. Проектирование мехатронных систем. СПб.: Корона Век. 2008.