Міністерство освіти і науки України
Харківський національний університет радіоелектроніки

Факультет Електронної та біомедичної інженерії
(повна назва)
Кафедра Мікроелектроніки. Електронних приладів та пристроїв
(повна назва)

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА
Пояснювальна записка

рівень вищої освіти другий (магістерський)

Дослідження векторного методу керування безколекторним електродвигуном у системах електроприводу
(тема)

Виконав:
студент 2 курсу, групи ЕЕПм-21-1
Хроменко А.Г.
(прізвище, ініціали)

Спеціальність 171 «Електроніка»
(код і повна назва спеціальності)
Тип програми освітньо-професійна
(освітньо-професійна або освітньо -наукова)
Освітня програма «Електроні прилади та пристрої »
(повна назва освітньої програми)

Керівник доц. каф. МЕЕПП Глухов О.В.
(посада, прізвище, ініціали)

Допускається до захисту

Зав. кафедри _____ Бондаренко І.М.
(підпис) (прізвище, ініціали)

2022 р.

Харківський національний університет радіоелектроніки

Факультет Електронної та біомедичної інженерії
(повна назва)
Кафедра Мікроелектроніки електронних приладів та пристроїв
(повна назва)
Рівень вищої освіти другий (магістерський)
Спеціальність 171 «Електроніка»
(код і повна назва)
Тип програми освітньо-професійна
(освітньо-професійна або освітньо-наукова)
Освітня програма «Електроні прилади та пристрої»
(повна назва)

ЗАТВЕРДЖУЮ:
Зав. кафедри _____
(підпис)
«_____»_____ 20 ___ р.

ЗАВДАННЯ
НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ

студентові Хроменку Артему Геннадійновичу
(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи «Дослідження векторного методу керування безколекторним електродвигуном у системах електроприводу»
затверджена наказом університету від 14 11 2022 р. № 1474 Ст.

2. Термін подання студентом роботи до екзаменаційної комісії ___ _____ 2022 р.
3. Вихідні дані до роботи: моделі безколекторних двигунів постійного струму типів BLDC та PMSM, програмний пакет Matlab-Simulink.
4. Перелік питань, що потребують опрацювання у ході роботи
1) Дослідження сучасного стану питання, по застосуваню систем точного регулювання на основі електроприводу авіаційної спрямованості;
2) Дослідження існуючих систем регулювання для безколекторних двигунів постійного струму. Визначення граничних можливостей сфери їх застосування;
3) Теоретичне порівняння найбільш перспективних способів регулювання, для їх застосування у системі паливного насосу літака;
4) Розробка моделей порівнюваних систем регулювання з використанням сучасних програмних засобів;
5) Аналіз отриманих результатів.

5. Перелік графічного матеріалу із зазначенням креслеників, схем, плакатів, комп'ютерних ілюстрацій (слайдів)
Ілюстраційний матеріал – … шт.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№	Назва етапів роботи	Терміни виконання етапів роботи	Примітка
1	Аналіз технічного завдання	20.09.22	
2	Дослідження існуючих методів керування двигунами постійного струму	02.10.22	
3	Дослідження теоретичних основ скалярно-блокового регулювання	15.10.22	
4	Дослідження теоретичних основ векторного регулювання	30.10.22	
5	Проведення розрахунків, та моделювання систем електроприводу за допомогою програмних засобів	11.11.22	
6	Опис отриманих результатів	25.11.22	
7	Оформлення пояснювальної записки	02.12.22	
8	Рецензування, нормоконтроль	08.12.22	
9	Захист роботи	16.12.22	

Дата видачі завдання ___ _____ 2022 р.

Студент _____
(підпис)

Керівник роботи _____ _____
(підпис) (посада, прізвище, ініціали)

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка кваліфікаційної роботи: 49 сторінок, 25 рисунків, 4 таблиці, 14 посилань, 1 додаток.

БЕЗКОЛЕКТОРНИЙ ДВИГУН, ВЕКТОРНЕ КЕРУВАННЯ, СКАЛЯРНИЙ МЕТОД, ДПР, КОНТРОЛЕР

Об’єкт дослідження – процес керування синхронним електродвигуном постійного струму.

Предмет дослідження – система векторного регулювання.

Мета роботи – застосування векторного методу керування безколекторним електродвигуном, як альтернативи скалярному методу у системі електроприводу агрегатів високої точності.

Метод дослідження – теоретично-дослідницький, з використанням сучасних програмних засобів.

Актуальність – у роботі проаналізовано, та проведено порівняльний аналіз найбільш актуальних типів електроприводу на основі безколекторних двигунів постійного струму та способів їх керування. Описана проблематика досягнення стабільних показників обертового моменту, плавності зміни швидкості обертання та динаміки двигунів на низьких обертах, при застосуванні класичних скалярних способів управління. Наведено теоретичне та експериментальне обґрунтування доцільності застосування векторного способу регулювання двигунами постійного струму у системах точного електроприводу, зокрема авіаційних агрегатах.

ABSTRACT

Explanatory note of qualification work: 49 pages: 25 pictures, 5 tables, 14 references, 1 appendix.

COLLECTORLESS MOTOR, VECTOR CONTROL, SCALAR METHOD, DPR, CONTROLLER

The object of research is the process of controlling a DC synchronous electric motor.

The subject of research is the system of vector control.

The purpose of the work is to apply the vector method of controlling a brushless electric motor as an alternative to the scalar method in the electric drive system of high-precision units.

Research method is theoretical and research, using modern software tools.

Relevance - the work analyzed and carried out a comparative analysis of the most relevant types of electric drive based on brushless DC motors and their control methods. The problem of achieving stable indicators of torque, the smoothness of the change in rotation speed and the dynamics of engines at low revolutions, when using classical scalar control methods, is described. Theoretical and experimental substantiation of the expediency of using a vector method of regulation by direct current motors in precision electric drive systems, in particular aviation units, is presented.

ЗМІСТ

Скорочення та умовні позначення……..... 7

Вступ……..... 8

1 Термінологія…….... 10

1.1 Дослідження електромеханічної моделі двигуна……..... 13

2 Дослідження існуючих систем керування двигунами постійного струму…….. 16

2.1 Скалярний метод регулювання……..…….…… 19

2.2 Регулювання за допомогою синусної напруги (ШІМ)…… 24

2.3 Векторний метод регулювання…..……..……..…...……..... 28

3 Експериментальне порівняння моделей систем керування безколекторними двигунами ……..… 34

3.1 Модель скалярно-блокової системи регулювання (двигун BLDC)….. 35

3.2 Модель векторної системи регулювання (двигун PMSM)……..... 40

Висновки …….……....….. 46

Перелік джерел посилання……..……..……..... 48

Додаток А Відомість кваліфікаційної роботи магістра...……...…..……..…. 50

Додаток Б Ілюстраційні матеріали…….……..……..... 52

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, СИМВОЛІВ, ОДИНИЦЬ, СКОРОЧЕНЬ І ТЕРМІНІВ

БДПС ПМ – безколекторні двигуни постійного струму з постійними магнітами;

ДПР – датчик положення ротору;

ЕД – електродвигун;

ЕП – електропривід;

ЕРС – електрорушійна сила;

КДПС – колекторний двигун постійного струму;

ККД – коефіцієнт корисної дії;

ЛА – літальний апарат;

МДН транзистор – транзистор структури метал-діелектрик-напівпровідник;

МК – мікроконтролер;

ПК – персональний комп’ютер;

ШІМ – широтно-імпульсна модуляція;

BLDC – brushless direct current motor (безщітковий двигун постійного струму);

IGBT – insulated-gate bipolar transistor (біполярний транзистор з ізольованим затвором);

PMSM – permanent Magnet Synchronous Motors (синхроний двигун з постійними магнітами);

MOSFET – metal–oxide–semiconductor field-effect transistor (польовий транзистор з ізольованим затвором);

PWM модуль – модуль формування ШІМ сигналів;

FOC – fieldoriented control (керування орієнтоване за полем).

ВСТУП

Електропривід змінного та постійного струму з високоенергетичними постійними магнітами знаходить все більш широке застосування в промисловості, авіабудуванні, автомобілебудуванні, електротранспорті, медицині, робототехніці. Він володіє рядом беззаперечних переваг у порівнянні з електроприводами інших типів, зокрема такими як: низька вага, малі габарити, високий ККД, надійність, значний діапазон регулювання параметрів, адаптивність під різноманітні системи.

Одним із найбільш актуальних напрямів дослідження у галузі таких систем електроприводу є вирішення задачі мінімізації пульсацій створюваного електродвигуном електромагнітного моменту [1–6], розмах яких може досягати 30% по відношенню до номінального значення [1]. Ця особливість ускладнює використання електроприводу на низьких швидкостях обертання валу [1–3], а також може бути причиною появи небажаних вібрацій виконавчого механізму [4, 5]. Іншим важливим напрямком розвитку електроприводу даного типу є вирішення проблеми забезпечення надійність функціонування електроприводу [7–9].

Серед електроприводів постійного струму з постійними магнітами широкого розповсюдження набули системи на основі електричних машин з трапецієподібною формою ЕРС. Такі електродвигуни в зарубіжній літературі називають безколекторними двигунами постійного струму (БДПТ, від англ. Brushless DC motor, або BLDC motor). До переваг такого типу електричних машин перед електродвигунами із синусоїдальною формою ЕРС відносять простоту виготовлення, простоту організації бездатчикової системи управління, меншу вагу при однакових показниках потужності. До недоліків – значно більший розмах пульсацій електромагнітного моменту, що становить від 7 до 30 % від номінального моменту (тоді як у електричних машин з синусною

формою ЕРС цей показник не перевищує 8 %) [1], що обмежує їх галузь застосування.

Однією з сфер застосування «інтелектуального» електроприводу є авіаційна промисловість. На сучасних літальних апаратах зокрема і в безпілотних, задіяна велика кількість різноманітних виконавчих механізмів і агрегатів, у яких в якості джерел механічної енергії застосовуються електричні приводи.

Актуальність роботи полягає у застосуванні векторного методу керування безколекторними електродвигунами у авіаційній промисловості, зокрема у агрегатах на основі електроприводу з підвищеними вимогами до точності регулювання: насосами паливної, гідравлічної, повітряної магістралей .

У даній роботі проведено порівняльне дослідження способів керування безколекторними електричними двигунами постійного струму. З’ясовані їх головні переваги та недоліки.

Метою роботи є дослідження оптимального з точки зору відношення складності реалізації/точності регулювання, методу керування безколекторним електродвигуном у складі приводів агрегатів з вимогою до високої точності регулювання.

Дослідження виконується з урахуванням оптимізації, та доопрацювання вже існуючих методів, зокрема метод векторного ШІМ [1] на сучасній компонентній базі, враховуючи обмеження що накладаються на авіаційні агрегати.

1 ТЕРМІНОЛОГІЯ

Електричний двигун, (ЕД) – електрична машина, за допомогою якої електрична енергія перетворюється в механічну, для приведення в рух різноманітних механізмів та приводів. Електродвигун є основним елементом електроприводу.

Електричний привід, (ЕП) – електромеханічна система, що складається в загальному випадку з взаємодіючих перетворювачів електроенергії – електромеханічних і механічних перетворювачів, керуючих та інформаційних пристроїв, та пристроїв сполучення з зовнішніми електричними та інформаційними системами, що призначені для приведення в рух виконавчих органів робочої машини, та управління цим рухом з метою здійснення технологічного процесу. На рисунку 1.1 наведена функціональна схема будови електроприводу.

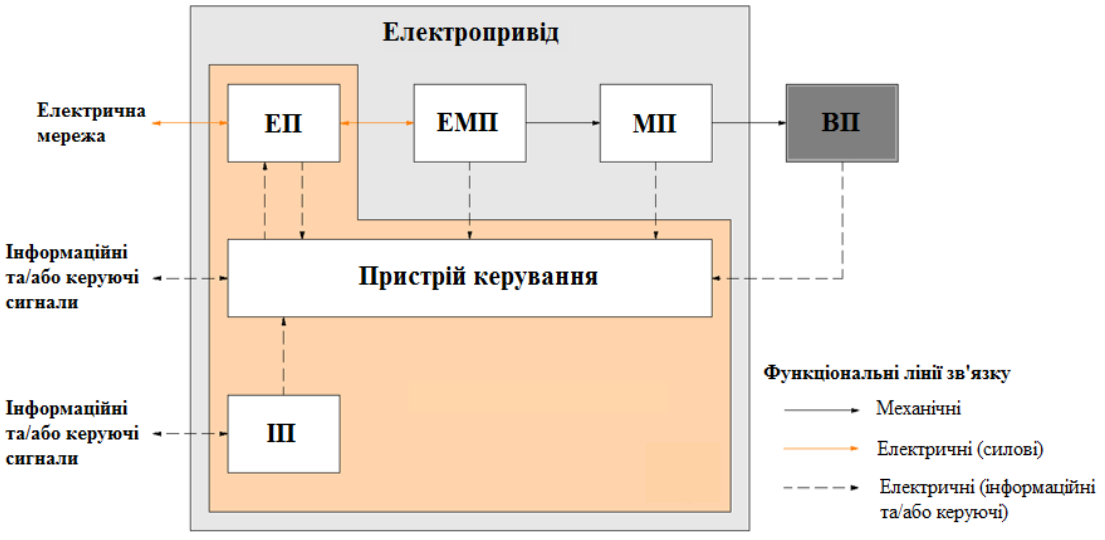


Рисунок 1.1 – Функціональна схема будови електроприводу

На рисунку 1.1: ЕП – електричний перетворювач, ЕМП – електромеханічний перетворювач (електродвигун), МП – механічний перетворювач, ВП – виконавчий пристрій, ІП – інформаційний пристрій.

У спеціальних сферах застосування електроприводу, а саме, у системах де необхідно забезпечити високу частоту обертів валу двигуна (десятків тисяч обертів на хвилину), робота у агресивному середовищі (паливні або охолоджуючі суміші), або необхідна стабільна робота під зміним навантаженням, до приводів висуваються високі вимоги з точки зору надійності, необхідності забезпечення стабільної та безвідмовної роботи впродовж значного терміну експлуатації. В таких умовах застосовуються спеціальні типи приводів, одним з найпоширеніших, що використовується у авіабудуванні, робото будуванні, електротранспорті, виробництві безпілотних літальних апаратів, тощо, є безколекторні двигуни постійного струму з постійними магнітами – BLDC. Безколекторні двигуни постійного струму є одним з різновидів синхронного двигуна, з розташованими на роторі або статорі (рис.1.2) постійними магнітами, та трапецієподібною формою проти ЕРС.

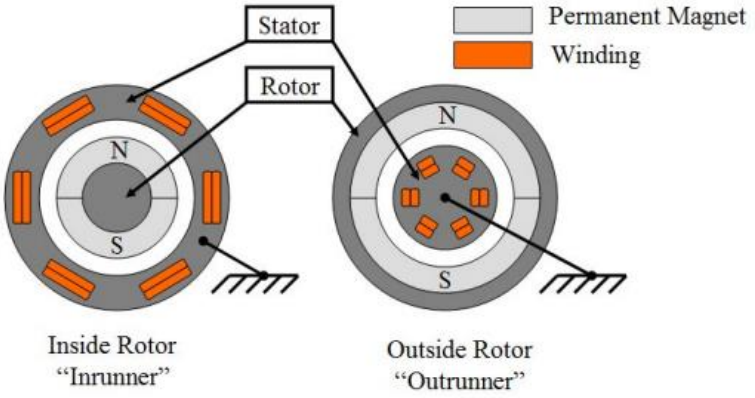


Рисунок 1.2 – Типи виконання двигунів за способом розташування магнітів та фазних обмоток

У BLDC-двигунах використовується джерело живлення постійного струму, що підключене до фазних обмоток статора за допомогою електронного комутатора, який здійснює перемикання фаз на основі сигналів від датчиків положення ротора. Таким чином, почергово подаючи напругу різної полярності на фази двигуна, змінюється орієнтація задіяних фазних обмоток відносно постійних магнітів, та створюється обертовий момент [10].

У двигунах з більш ніж з двома полюсами постійних магнітів, важливо усвідомлювати різницю між механічним та електричним кутом відхилення.

Механічний кут – це кут який можна виміряти фізично за допомогою класичних вимірювальних засобів.

Електричний кут – це кут, який відображає відносне положення в межах одного магнітного періоду, який охоплює два полюси.

Різниця між електричним та механічним кутом, для 4-х полюсного двигуна продемонстрована на рисунку 1.3.

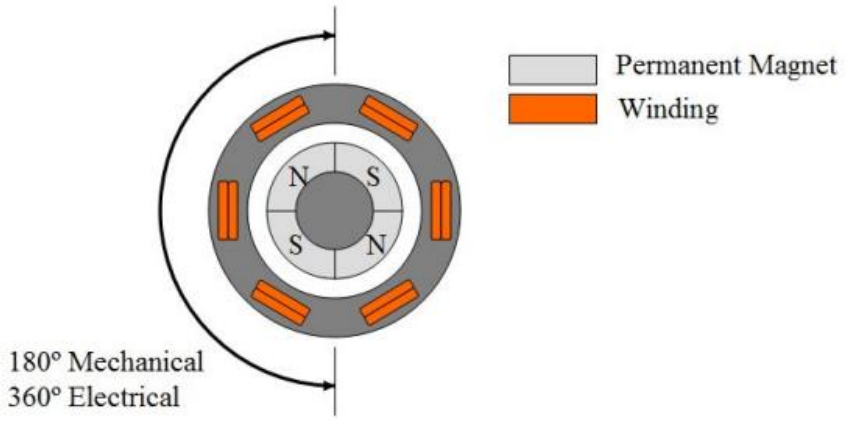


Рисунок 1.3 – Різниця між механічним та електричним кутом на прикладі 4-х полюсного двигуна

Електричний кут, механічний кут та кутова швидкість пов’язані між собою співвідношеннями 1.1 та 1.2.

$$\theta_{\mathrm{e}} = Mod(p \cdot \theta_m, 360^{\circ}) + \theta_0, \tag{1.1}$$

$$\omega_e = p \cdot \omega_m, \tag{1.2}$$

де p – кількість пар полюсів (для 2-полюсних двигунів кути та частоти є еквівалентними).

Для кутової швидкості перетворення є простим, для кутового положення перетворення здійснюється за модулем 360º і має деяке зміщення θ_0.

1.1 Дослідження електромеханічної моделі двигуна

Електродвигуни на основі постійних магнітів можна представити у якості моделі заміщення, як залежне від швидкості джерело напруги послідовно з'єднане з резистором та індуктивністю. Залежне від швидкості джерело напруги, називають зворотною електрорушійною силою (ЕРС). Вона є фізичним наслідком руху обмоток двигуна через змінне магнітне поле. У випадку колекторного двигуна постійного струму, зворотна ЕРС являє собою постійну напругу постійного струму що пропорційна швидкості (під швидкістю розуміється кутова швидкість обертання двигуна). Стала згаданої вище пропорційності називається сталою двигуна, та часто позначається у відповідній літературі як $\boldsymbol{K_t}$, $\boldsymbol{K_v}$ або $\boldsymbol{K_m}$. У даній роботі вона буде позначатись як $\boldsymbol{K_t}$.

Електромеханічна модель колекторного двигуна постійного струму, зображена на рисунку 1.4.

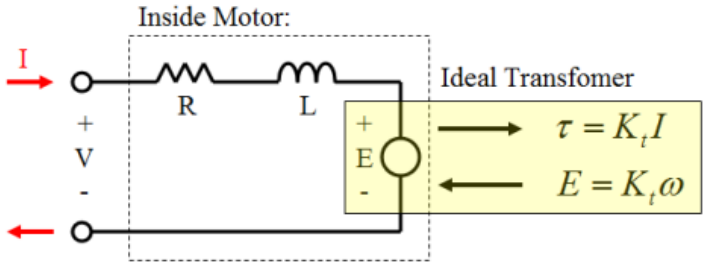


Рисунок 1.4 – Електромеханічна модель для двигуна постійного струму на постійних магнітах з ідеалізованою обмоткою

Постійна двигуна K_t встановлює значення обертового моменту за одиницю струму, і напруги зворотної ЕРС за одиницю швидкості. Обидва ці співвідношення мають однакові базові одиниці СІ, і еквівалентність цих двох констант є наслідком збереження потужності в ідеальній перетворюючій частині

моделі (втрати при перетворенні враховуються зовнішніми елементами, такими як опір).

Описана модель двигуна може бути модифікована для безколекторних двигунів постійного або змінного струму. В колекторних двигунах розташування струмонесучих обмоток відносно постійних магнітів визначається положенням струмознімальних щіток колектора, а у безколекторному двигуні цей параметр є змінним. Один із способів його визначення, є прийняття константи двигуна K_t в якості періодичної функції електричного кута. Після цього модель може бути застосована незалежно до кожної з обмоток (фаз) двигуна, як це показано на рисунку 1.5.

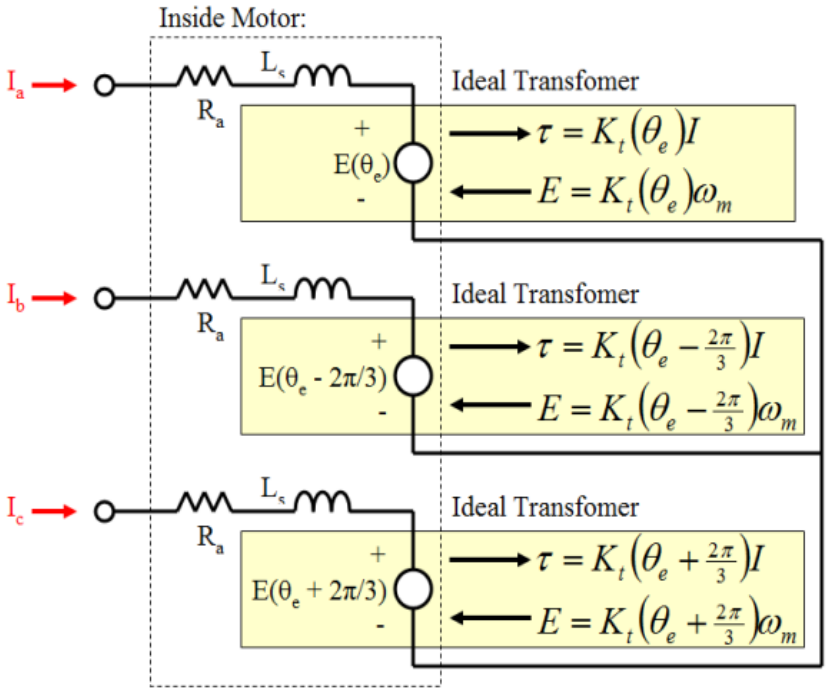


Рисунок 1.5 – Модель двигуна постійного струму розширена до трифазного безколекторного двигуна (кутова швидкість ω прийнята як механічна швидкість ω_m для спрощення)

Данна модель передбачає «збалансовані» фазні обмотки двигуна, що ідентичними за відповідними параметрами: однакової кількості витків на фазах, рівними опорами, індуктивністю.

Розширення простої електромеханічної моделі (рис. 1.4), до моделі трифазного двигуна (рис. 1.5), на перший погляд виглядає досить громіздким, але у ньому врахована більша кількість електричних параметрів яка необхідна для дослідження трифазного електричного двигуна. Так, у спрощеній електромеханічній моделі (рис. 1.4) не згадувалось про форму та залежність $K_t(\theta_e)$, крім того що вона періодична за електричним кутом. Не брались до уваги також рушійні струми, вважаючи лише те, що згідно закону Кірхгофа їх сума дорівнює нулю.

Одним з способів точно визначити форму $K_t(\theta_e)$, є варіант розкрутити двигун без навантаження та виміряти форму його зворотної ЕРС, що буде аналогічним до обертання класичного щіткового двигуна, та вимірювання напруги постійного струму яку він генерує для визначення K_t. Зворотна ЕРС на одиницю механічної швидкості дорівнює залежності $K_t(\theta_e)$, що також є функцією яка визначає обертовий момент на одиницю струму.

Мета безколекторного керування полягає у керуванні кожною фазою окремим вектором струму, для отримання «чистого» крутного моменту відповідно прикладеного струму. З цього випливає необхідність визначення форми та кутового положення фазних струмів, для реалізації необхідної послідовності комутації обмоток.

2 ДОСЛІДЖЕННЯ ІСНУЮЧИХ СИСТЕМ КЕРУВАННЯ ДВИГУНАМИ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

Двигун постійного струму, незалежно від типу комутатора (вентильного або колекторного) є синхронним типом двигуна. Його ротор має синхронне обертання зі зміною напрямка вектора магнітного поля статора. Відомо, що у даного типу двигунів швидкість зміни магнітного потоку прямо пропорційна кутовій швидкості обертання валу. З цього слідує, що двигун має лінійну залежність швидкості обертання від величини напруги живлення. На рисунку 2.1 наведений експериментальний графік, знятий за показниками безколекторного двигуна постійного струму, потужністю 230Вт. Графік відображає майже лінійну залежність швидкості обертання від величини амплітуди поданої напруги. Не абсолютна лінійність графіку пояснюється протіканням у обмотках двигуна фізичних процесів, які впливають форму характеристи.

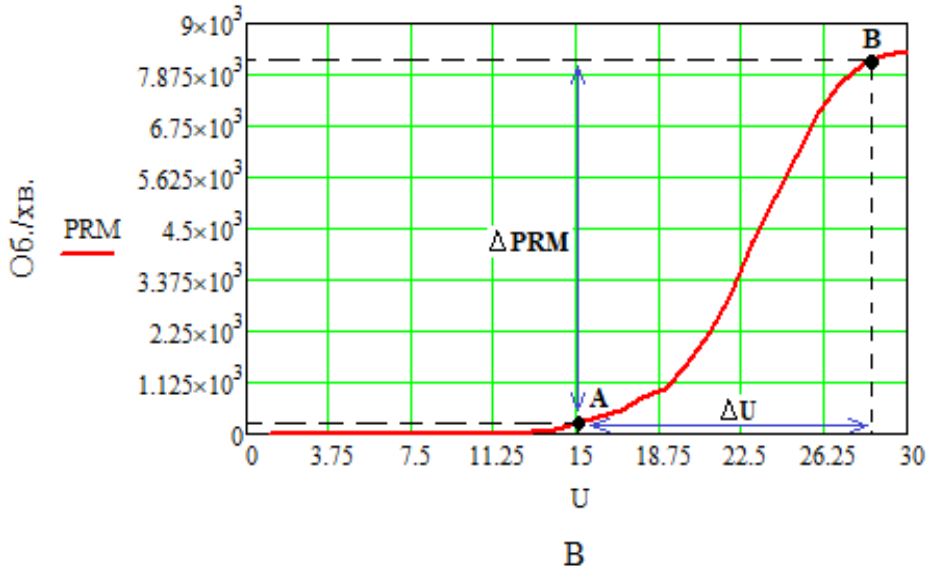


Рисунок 2.1 – Графік залежності швидкості обертання БТПД від величини напруги живлення

На рисунку 2.1: точка А – момент початку обертання двигуна при досягнені стартової напруги, точка В – вихід двигуна на робочі оберти при живленні

номінальним значенням напруги, ΔPRM – діапазон номінальних обертів двигуна; ΔU – діапазон напруги живлення до виходу двигуна на робочий режим (точка В).

Отже, завдання управління швидкістю обертання двигуна зводиться до регулювання величини постійної напруги на його фазах, та як наслідок, сили магнітного поля яке буде утворене на фазних обмотках, та створить обертовий момент ротора.

Відмінною рисою безколекторного двигуна є багатополюсний ротор, магнітне поле якого не змінюється у часі. Форма ротора і сердечників обмоток обрана таким чином, що при почергової подачі струму в обмотки, що відповідає напрямку струму, полюси ротора притягується до фазних обмоток по яких у цей момент часу протікає струм.

Відповідно до способу визначення положення ротора, схеми управління двигунами бувають з датчиками положення ротора (ДПР) і без датчикові. У даній роботі будуть досліджуватися лише способи керування, з використанням датчиків положення ротору, у зв’язку з неможливістю використання бездатчикового способу у системах електроприводу з початковим навантаженням у стартових режимах роботи.

У якості ДПР, найчастіше використовуються сенсори на ефекті Холла. Принцип комутації обмоток за сигналами ДПР, полягає у наступному: датчики мають два стійких вихідних сигнали – логічні «0» або «1». Зміна вихідного сигналу відбувається в момент зміни напрямку вектора магнітної індукції, що проходить через датчик. Очевидно, що одному механічному циклу (оберту ротора) будуть відповідати два електричних цикли. При цьому, зміни в електричних циклах будуть відбуватися через 60°, а струми фаз «А», «В» та «С» матимуть фазовий зсув 120° відносно один одного. Циклограми протікання струмів в фазних обмотках двигуна в залежності від сигналів датчиків положення ротора, та пов’язані з цим комутації ключів верхнього і нижнього рівнів, показані на рисунку 2.2.

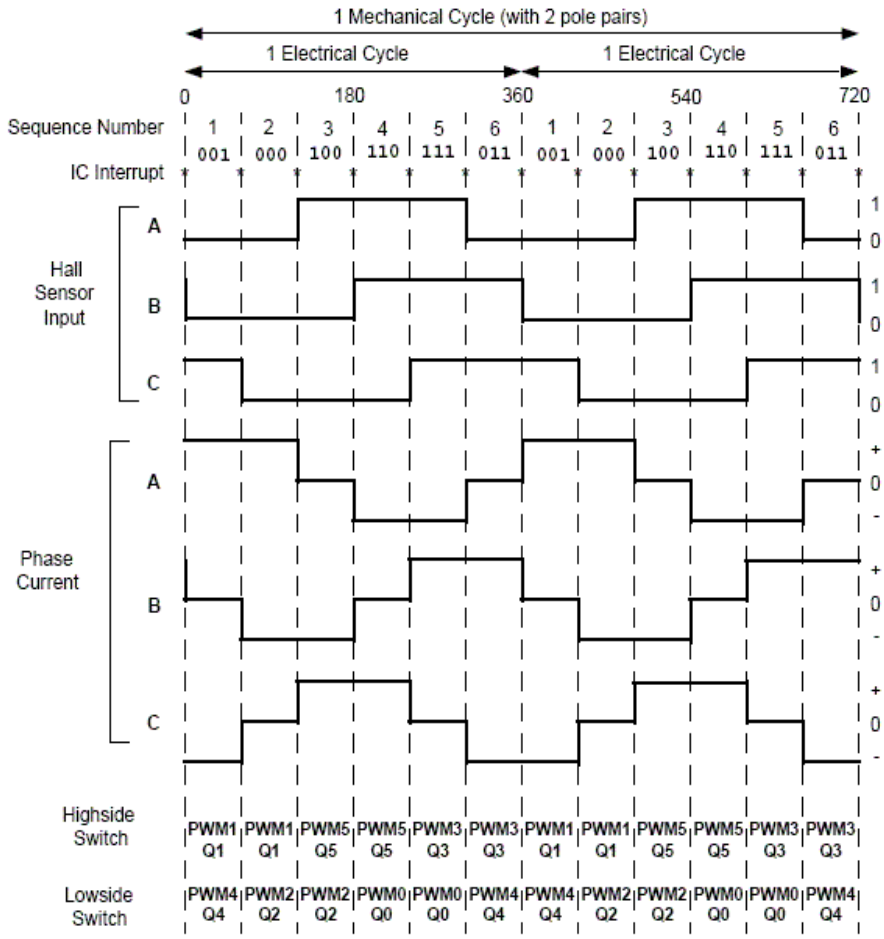


Рисунок 2.2 – Циклограми протікання струмів в фазних обмотках двигуна

На рисунку 3.5: Hall sensor input – сигнали з датчиків положення ротора; Phase current – фазні струми обмоток двигуна; Highside switch – комутуючі транзисторні ключі верхнього рівня; Lowside switch – комутуючі транзисторні ключі нижнього рівня.

На описаному принципі роботи, побудований найпоширеніший спосіб керування безколекторними двигунами – скалярний, характерною рисою якого є трапецеподібна форма зворотної ЕРС на фазних обмотках двигуна.

2.1 Скалярний метод регулювання. Блокова комутація

Принци скалярного керування асинхронним двигуном, були сформульовані академіком М. П. Костенком ще у 1925 році. Він вперше описав

спосіб пов'язаної зміни амплітуди та частоти напруги статора залежно від необхідного обертового моменту (скалярне керування напругою). У 1963 році В. Н. Бродовський сформулював принцип частотно-струмового управління (скалярне управління струмом). У цьому способі було запропоновано керувати моментом двигуна, пов'язано змінюючи амплітуду та частоту струму статора.

При цих скалярних видах регулювання, керування моментом двигуна здійснюється за допомогою зміни амплітуди та частоти вектора напруги або струму статора двигуна [11].

Скалярний метод регулювання, а саме блокова комутація, є найпростішим з точки зору реалізації способом управління синхронними двигунами постійного струму. Її характерною рисою є прямокутна форма фазної напруги, та трапецієподібна форма проти-ЕРС. Для розуміння процесу блокової комутації, розглянемо біль детально як відбувається комутація фазних обмоток за зворотними сигналами ДПР у синхронних двигунах постійного струму.

Джерело постійного струму має 2 провідника, позитивного «+», та негативного «–» потенціалу. Це означає, що одночасно подавати напругу, можливо лише на дві з трьох фазних обмоток двигуна (розглядається трифазна електрична машина). Отже, необхідно виділити усі моменти часу за один механічний оберт, за яких можливо комутувати дві фази з трьох. Число варіантів з множини 3 дорівнює 6, отже маємо 6 варіантів підключення обмоток. Зобразимо можливі варіанти комутації, і виділимо послідовність за якої вектор магнітного поля буде покроково рухатись до кінця періоду обертання. Електричний період будемо відраховувати від першого вектора.

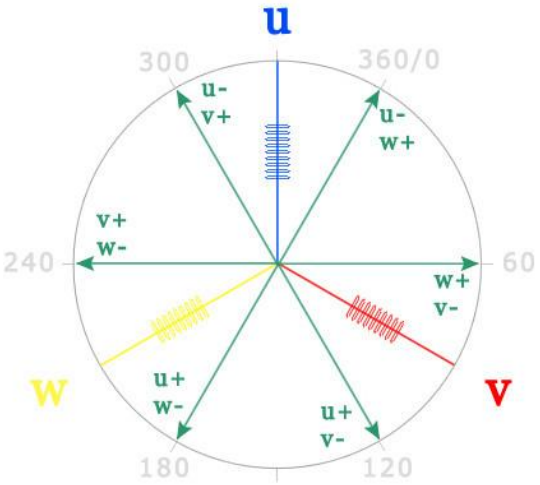


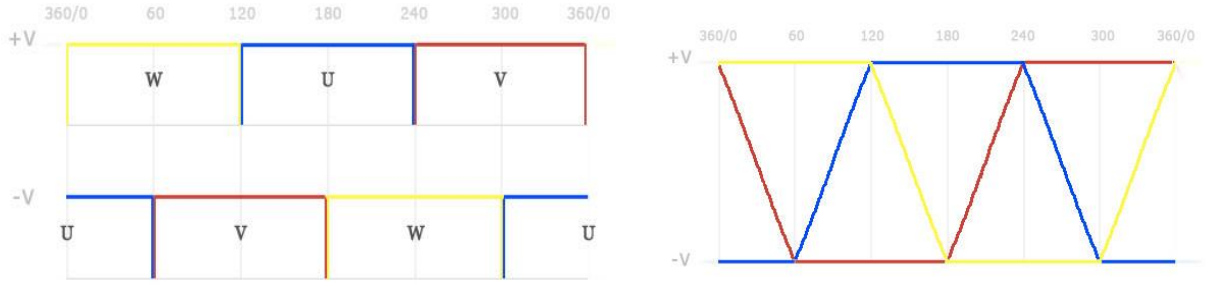
Рисунок 2.3 – Вигляд шести векторів магнітного поля, які створені джерелом постійного струму при комутації фазних обмоток

З рисунку 2.3 видно, що при комутації постійним струмом можливо отримати поле що обертається тільки з 6 векторів, тобто перемикання на наступний крок має відбуватися кожні 60 електричних градусів. Результати з рис. 2.3 зведено до таблиці 2.1.

Таблиця 2.1 – Визначена послідовність комутацій обмоток двигуна

«+» джерела живлення (*назва обмотки*)	«–» джерела живлення (*назва обмотки*)	Обмотка не підключена (*назва обмотки*)
W	U	V
W	V	U
U	V	W
U	W	W
V	W	U
V	U	V

Вигляд отриманого керуючого сигналу у відповідності з таблицею 2.1, зображено на рисунку 2.4, де: «-V» – комутація обмотки на негативний полюс джерела живлення, а «+V» – на позитивний.



а – керуючі сигнали; б – сигнали з фазних обмоток

Рисунок 2.4 – Вигляд та форма сигналів БДПС ПМ у робочому режимі, де жовтий – фаза «W», синій – фаза «U», червоний – фаза «V».

На рисунку 2.4 а, зображено вигляд керуючих сигналів без урахування впливу параметрів реальної системи, а саме індуктивності обмоток і процесів що у них відбуваються. Так, реальна картина сигналів на фазних обмотках двигуна, буде нагадувати синусоїдальний сигнал ламаної форми (рис. 2.4 б). Характерний трапецієподібний вигляд сигналу пояснюється наведеною постійними магнітами ротора ЕРС у фазних обмотках двигуна, у момент коли вони не підключені до джерела живлення [12].

Описаний принцип блокової комутації реалізується у двигунах типу BLDC, які вже традиційно стали асоціюватися саме з трапецієподібною формою зворотної ЕРС. Основою такої системи регулювання є мікроконтролер, який в свою чергу обробляючи сигнали з датчиків зворотного зв’язку (ДПР) комутує вихідні силові ключі за відповідною таблицею комутації, почергово підключаючи кожну фазу до позитивної чи негативної шини живлення. Таким чином формуються 6 кроків комутації (рис. 2.3), та створюється обертовий момент ротора.

Частота обертання валу ротора залежить від початкової уставки швидкості що подається на мікроконтролер, або завчасно закладена у його пам’яті. Фізично, зміна частоти обертання двигуна за описаного способу регулювання, досягається зміною частоти ШІМ сигналу, який керує ключами транзисторного місткового комутатора, за рахунок чого і відбуваються перемикання обмоток двигуна.

Спрощена схема блокового способу регулювання з трапецієподібною формою ЕРС, зображена на рисунку 2.6.

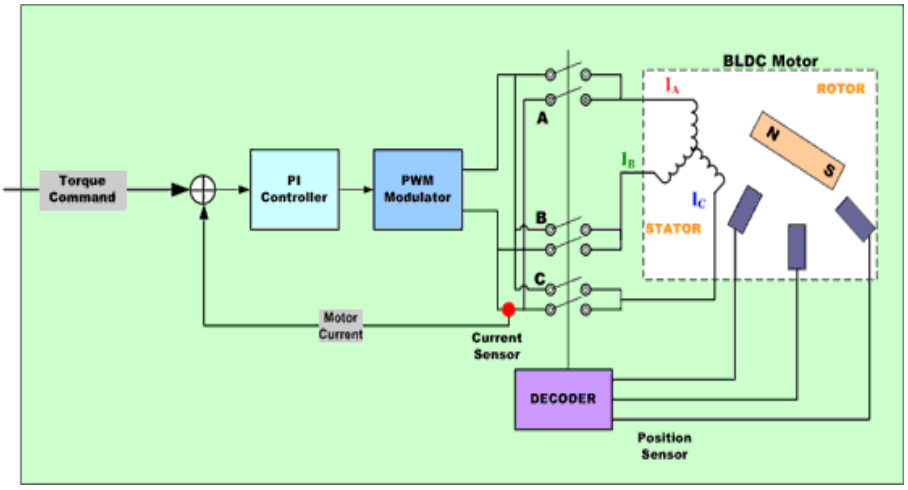


Рисунок 2.6 – Спрощена структурна схема блокової системи регулювання BLDC двигунів

Як можна бачити з наведеного вище матеріалу, алгоритм роботи блокової системи регулювання є досить простим та надійним, не потребує значних обчислювальних можливостей контролерів, та може здійснювати регулювання швидкості обертів та обертового моменту у відносно широких діапазонах. Саме тому цей спосіб, та відповідний йому тип двигуна знайшов широке застосування у багатьох сферах застосування.

Математичною основою скалярного регулювання є рівняння що описують встановлені режими роботи двигуна, тобто режими в яких швидкість і момент навантаження двигуна залишаються незмінними. Очікуваним є те, що у динамічних режимах при зміні швидкості або навантаження, коректність математичної моделі скалярного керування порушується. Це призводить до достатньо повільної реакції скалярних систем на зміну динаміки процесу, це є одним з основних недоліків даних систем регулювання. Наприклад, в швидкісному контурі, при скалярному регулюванні, різка зміна навантаження призводить до перевищення або провалів швидкості. Саме тому скалярно-блоковий метод регулювання не може бути застосований у системах де

необхідна висока точність, плавність зміни обертів та моменту з підтриманням їх заданого значення при зміні навантаження. У таких випадках доцільно застосувати більш складні, але і точніші метод керування.

2.2 Регулювання за допомогою синусної напруги (ШІМ)

Використання скалярного методу регулювання, а саме блокової комутації, іноді може бути недостатньо для збалансованого і точного керування безколекторним двигуном постійного струму. В основному, це пов'язано з тим, що обертовий момент, створюваний у трифазному безколекторному двигуні (з зворотною ЕРС класичної синусної форми), визначається наступним виразом:

$$M = K_t[I_A \cdot sin(\theta) + I_B \cdot sin(\theta + 120) + I_C \cdot sin(\theta + 240)], \quad (2.1)$$

де М – обертовий момент двигуна;

θ – електричний кут валу;

K_t – стала обертового моменту двигуна;

I_A, I_B, I_C – фазні струми;

Якщо фазні струми прийняти синусними:

$I_A = I_0 \cdot sin(\theta); I_B = I_0 \cdot sin(120 + \theta); I_C = I_0 \cdot sin(240 + \theta)$, отримаємо:

$$M_c = 1{,}5 \cdot I_0 \cdot K_t, \quad (2.2)$$

де M_c – стала величина, що не залежить від кута повороту валу.

За наведеним (2.1) виразом, можна бачити, що принцип керування безколекторним двигуном постійного струму за допомогою синусної напруги, полягає у одночасному керуванні усіма (у наведеному прикладі трьома) фазними обмотками двигуна, плавно змінюючи фазні струми за синусним законом, формуючи таким чином обертовий момент. Відносні фази цих струмів обирають таким чином щоб вони створювали плавний просторовий вектор струму ротора,

направлений перпендикулярно їм, та був незмінний. Це значно знижує пульсації обертового моменту, при слідуванні постійних магнітів ротора за вектором магнітної індукції статора.

Однією з складнощів при застосуванні описаної системи регулювання, є необхідність точного визначення положення ротора. Сенсори на ефекті Холла, які за скалярного-блокового методу регулювання (розділ 2.1), використовувалися у якості ДПР, у даному випадку є малоефективними, оскільки дають лиш приблизне уявлення про положення ротора, що для методу синусної ШІМ є недостатнім [5, 7].

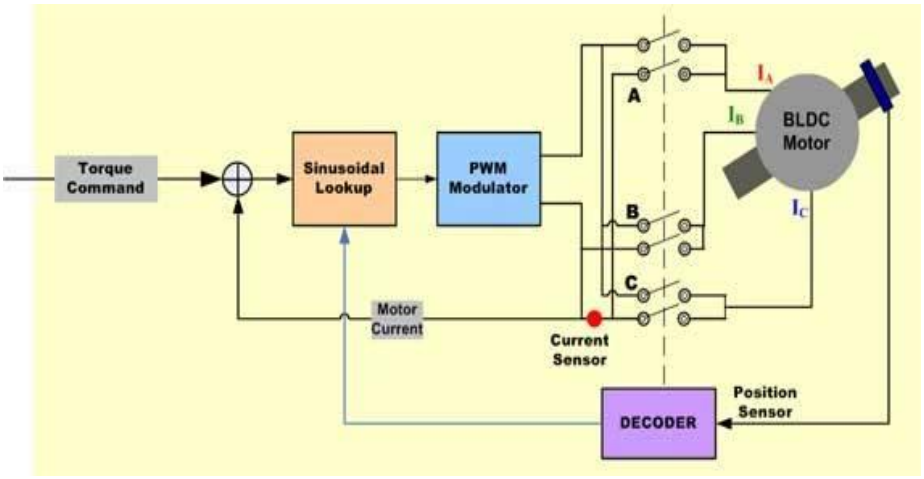


Рисунок 2.7 – Спрощена структурна системи регулювання BLDC двигунів на основі синусної ШІМ

Генерація напруги що подається на фази двигуна, відбувається за рахунок формування ШІМ сигналів. Їх середня величина у скалярному методі регулюється шпаруватістю. На рисунку 2.8 показана залежність напруги на фазній обмотці двигуна, від керуючого сигналу.

Значення шпаруватості імпульсів ШІМ, суворо залежить від положення ротора, а оператор або програма у мікроконтролері регулює коефіцієнт на який перемножується значення шпаруватості.

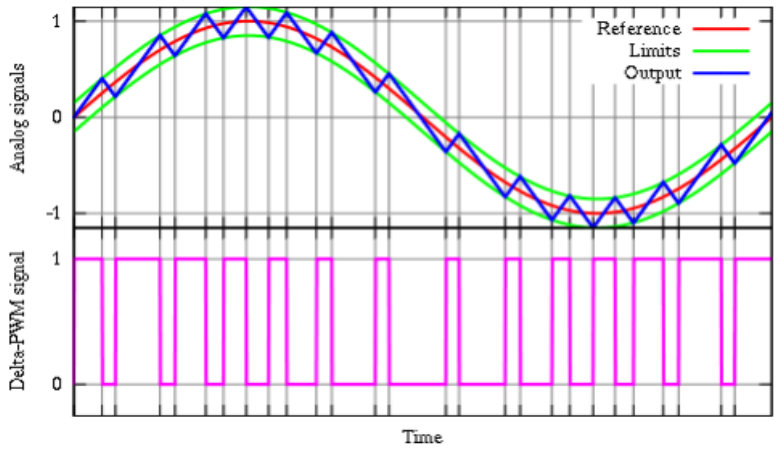


Рисунок 2.8 – Залежність напруги на фазі від керуючого сигналу, формування синусної ШІМ

Для зменшення обчислювального навантаження на мікроконтролер, постійний перерахунок коефіцієнтів для зміни шпаруватості ШІМ замінений на таблиці з готовим значенням синусу. Значення цих таблиць відрізняються на 120 градусів від попереднього [10-12].

Регулювання за допомогою синусної ШІМ є більш стабільним, та позбавлене основних недоліків блокової комутації, але має власні. Так, якщо формувати лінійні напруги трифазної системи, з напруг ланки постійного струму з допомогою ШІМ за синусоїдальним законом, то їх максимальна амплітуда виходить меншою за значення напруги в ланці постійного струму, що доводить графік на рисунку 2.9.

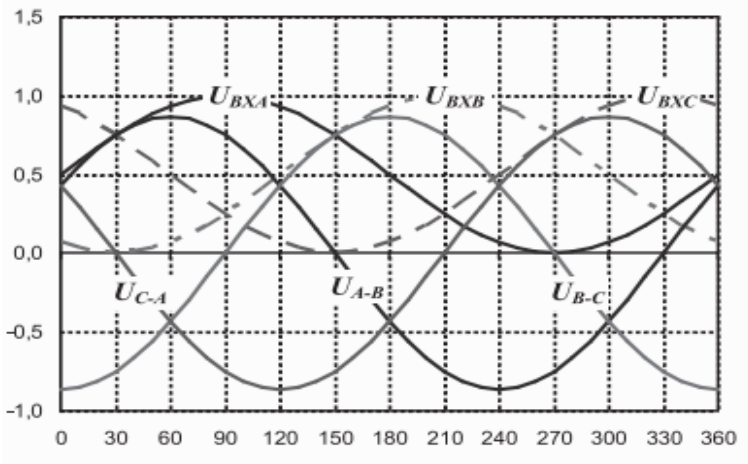


Рисунок 2.9 – Різниця амплітуд напруг сформованих за синусним законом

На рисунку 2.9 зображенні вхідні трифазні напруги двигуна, що формуються з одиничної напруги ланки постійного струму відносно нуля. Їх також можна записати наступним чином:

U_{BXA} = *0,5 + 0,5 Sin* ωt;

U_{BXB} = *0,5 + 0,5 Sin* (ωt – *120)*;

U_{BXC} = *0,5 + 0,5 Sin* (ωt + *120)*.

Лінійна напруга отримується як різниця вхідних:

$U_{A-B} = U_{BXA} - U_{BXB}$;

$U_{B-C} = U_{BXB} - U_{BXC}$;

$U_{C-A} = U_{BXC} - U_{BXA}$.

Максимальне значення лінійної напруги можна визначити за напругою U_{B-C} у точці 0 градусів, тоді:

$$U_{Л\,max} = U_{B-C}(0^{\circ}) = \frac{1}{2} + \frac{Sin(-120^{\circ})}{2} - \frac{1}{2} - \frac{Sin120^{\circ}}{2} = -\frac{\sqrt{3}}{2} = -0{,}866.$$

З наведеного виразу видно, що при одиничній напрузі ланки постійного струму, максимальна амплітуда лінійних напруг складає $\sqrt{3}/2$ або 0,866. Тобто, при перетворені відбувається не повне використання напруги ланки постійного струму, приблизно на 14%. Це негативне явище що виникає при використанні синусної ШІМ в якості функції керування, призводить до втрати обертового моменту двигуна, які зазвичай розраховані на повну амплітуду напруги живлення, і як наслідок неоптимальне використання високовольтних елементів силового інвертору (IGBT-ключів, MOSFET-транзисторів, високовольтних конденсаторів) [11].

2.3 Векторний метод регулювання

Подальшим кроком у розвитку теорії та практики управління безколекторними двигунами постійного струму, стало векторне регулювання. Його математична основа – диференціальні рівняння, що описують електричну машину однаково коректно у динамічних та статичних режимах. Обертовий

момент при векторному регулюванні отримують за допомогою управління амплітудою та миттєвою фазою вектора статора, або вектора струму статорної напруги.

В силу адекватності керування у динамічних режимах, векторне керування на відміну від скалярного дає можливість будувати високо-динамічні, та прецизійні електроприводи, що забезпечують найвищу точність та швидкість регулювання.

В основі алгоритму векторного керування лежать математичні та геометричні перетворення, задачею яких є перетворень координат для струмів. Тобто, відбувається перехід від нерухомий осей що прив’язані до статора двигуна, до рухомих, які в свою чергу прив’язані до ротора (використовуючи для цього кут положення ротора).

Струми, потоки та напруги двигуна змінного струму можуть бути представлені як вектори у певній системі координат. Залежно від використовуваної системи, співвідношення що описують процеси що відбуваються в двигуні матимуть різний вигляд. Нижче розглянуто системи координат які використовуються при векторному регулюванні.

2.3.1 Нерухома трифазна система координат, та поняття узагальненого вектора.

Система має три осі, що розташовані на площині під кутом 120 градусів, та перетинаються на початку координат (рис. 2.10). Дана система дозволяє відобразити процеси що відбуваються у двигуні на площину, при представленні струмів, напруг і потокозчеплень у вигляді векторів що обертаються.

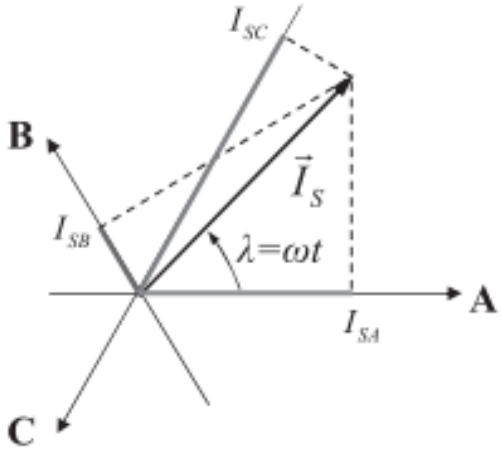


Рисунок 2.10 – Трифазна система координат для представлення векторів обертової системи електродвигуна

Наприклад, трифазний струм в обмотках статора двигуна можна подати у вигляді вектора I_S, що має такі властивості:

- амплітуда вектора дорівнює амплітуді струму у фазі (I_S);
- початок вектора збігається із початком координат;
- вектор обертається на площині навколо початку координат з кутовою швидкістю, що відповідає частоті змінного струму ($\omega = 2\pi f$).

При обертанні такого вектора з частотою ω, його проекції на відповідні осі будуть змінюватися за синусоїдальним законом, при цьому між синусоїдами в кожній фазі зберігатиметься зсув 120 градусів:

$I_{SA} = I_S \cdot Cos(\lambda) = I_S \cdot Cos(\omega t);$

$I_{SB} = I_S \cdot Cos(\lambda - 120°) = I_S \cdot Cos(\omega t - 120°);$

$I_{SC} = I_S \cdot Cos(\lambda - 240°) = I_S \cdot Cos(\omega t - 240°).$

Крім того, для значень проекцій вектора на осі системи координат, завжди виконуватиметься умова симетрії трифазної системи:

$$I_{SA} + I_{SB} + I_{SC} = 0. \quad (2.3)$$

Таким чином, три пов'язані скалярні величини фазних струмів, характеризуються у цій системі координат узагальненим вектором струму.

Аналогічно, у вигляді узагальнених векторів у цій системі координат можуть бути представлені фазні напруги та потокозчеплення асинхронного двигуна.

Під час роботи двигуна створюється обертове магнітне поле, тобто реальний, фізично існуючий обертовий магнітний потік. Його можна розділити на складові зчеплені зі статором і ротором, потік намагнічування та потоки розсіювання, що замикаються тільки через статор чи ротор.

Можна вважати, що нерухома трифазна система координат орієнтована по статору, та її осі збігаються з електричними осями відповідних обмоток двигуна.

2.3.2 Нерухома Декартова система координат.

Система має дві перпендикулярні осі α та β (рис. 2.11). Зручно обирати осі так, щоб одна з них збігалася з однією із трифазних осей. Для прикладу, початок координат на рисунку 2.11 буде співпадати з початком координат описаної вище трифазної системи.

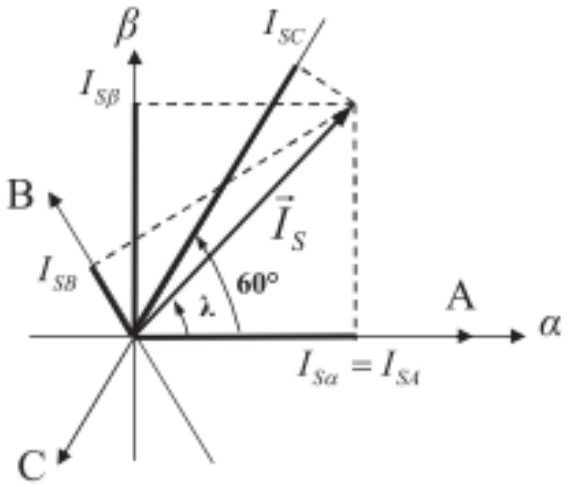


Рисунок 2.11 – Зображення нерухомої Декартової системи координат з початком у нерухомій трифазній системі

Перехід із трифазної системи до Декартової (двофазної) часто називають переходом від реальної трифазної електричної машини до абстрактної, узагальненої двофазної. У зарубіжній літературі цей перехід називають перетворенням Кларк (від імені вченої яка його відкрила Edit Klark).

Дивлячись на рисунок 2.11, та скориставшись співвідношеннями прямокутних трикутників, а також формулою для косинуса різниці кутів, отримаємо:

$$\begin{cases} -I_{SC} = I_S \cdot Cos(60°-\lambda) = I_S\left(\frac{1}{2}Cos(\lambda) + \frac{\sqrt{3}}{2}\cdot Sin(\lambda)\right) \\ I_{SB} = I_S \cdot Cos(120°-\lambda) = I_S\left(-\frac{1}{2}Cos(\lambda) + \frac{\sqrt{3}}{2}\cdot Sin(\lambda)\right) \end{cases}.$$

Виразивши із суми цих рівнянь I_S, отримаємо:

$$I_S = \frac{I_{SB}-I_{SC}}{\sqrt{3}\cdot Sin(\lambda)} \ .$$

Таким чином, враховуючи вираз 2.3, формули координатних перетворень при переході від трифазної системи у двофазну (пряме перетворення Кларк) виглядають наступним чином:

$$\begin{cases} I_{S\propto} = I_{SA} \\ I_{S\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}}\cdot I_{SA} + \frac{2}{\sqrt{3}}\cdot I_{SB} \end{cases} . \qquad (2.4)$$

Формули зворотного перетворення координат з системи $\alpha\beta$, у систему ABC (зворотне перетворення Кларк), що виходять з співвідношення 2.4, та умови симетрії трифазної системи 2.3, наведенні нижче [12]:

$$\begin{cases} I_{SA} = I_{Sa} \\ I_{SB} = \frac{\sqrt{3}}{2}\cdot I_{S\beta} - \frac{1}{2}\cdot I_{S\propto} \\ I_{SC} = -\frac{1}{2}\cdot I_{S\propto} - \frac{\sqrt{3}}{2}\cdot I_{S\beta} \end{cases} . \qquad (2.5)$$

2.3.3 Рухома Декартова система координат.

Система має дві перпендикулярні осі *X* та *Y* (рис. 2.12). Початок координат збігається з початком координат описаної вище трифазної (або двофазної) нерухомої системи. Осі системи *XY* обертаються з довільною швидкістю $\omega_К$ навколо початку координат.

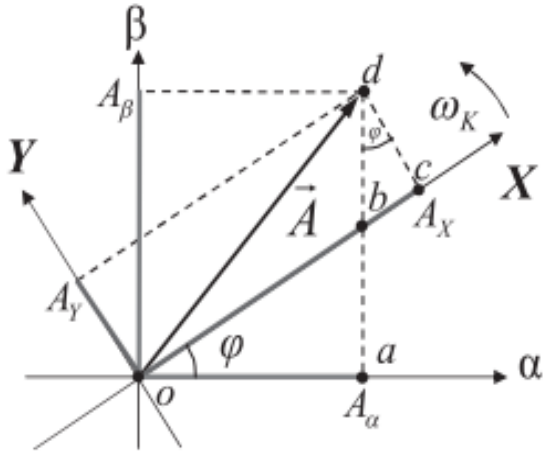


Рисунок 2.12 – Зображення рухомої Декартової системи координат з початком у нерухомій трифазній (двофазної) системі

Застосуємо перетворення координат, за допомогою яких можна здійснювати перехід між нерухомою системою $\alpha\beta$ і системою XY що обертається. У зарубіжній літературі такий перехід називають перетворенням Парка (від іменні його винахідника Robert H. Park). Пропустивши ряд супутніх геометричних перетворень та спрощень, прийдемо до кінцевого вигляду формул прямого (2.6) та зворотного (2.7) перетворень Парка.

$$\begin{cases} A_X = A_\beta \cdot Sin(\varphi) + A_\propto \cdot Cos(\varphi) \\ A_Y = A_\beta \cdot Cos(\varphi) - A_\propto \cdot Sin(\varphi) \end{cases}. \tag{2.6}$$

$$\begin{cases} A_\propto = A_X \cdot Cos(\varphi) - A_Y \cdot Sin(\varphi) \\ A_\beta = A_X \cdot Sin(\varphi) + A_Y \cdot Cos(\varphi) \end{cases}. \tag{2.7}$$

Описанні вище координатні та фазні перетворення необхідні для побудови принципу регулювання у системі координат, що обертається разом із керованим вектором. У такій динамічній системі, диференціальні рівняння описують електричний двигун та процеси що у ньому відбуваються у найпростішому вигляді. Оскільки керований вектор не обертається щодо даної системи

координат, його амплітуда та фаза визначаються двома скалярними величинами проекцій на осі координат цієї системи, а отже управління вектором у даному випадку можна звести до управління величиною і знаком його проекцій. Обертання системи враховують за допомогою розглянутих вище формул координатних перетворень, вимірюючи чи обчислюючи кут її повороту щодо нерухомої системи координат [11, 14].

3 ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНЕ ПОРІВНЯННЯ МОДЕЛЕЙ СИСТЕМ КЕРУВАННЯ БЕЗКОЛЕКТОРНИМИ ДВИГУНАМИ

Мета експериментальних досліджень – порівняльний аналіз моделей електроприводу безколекторних двигунів постійного струму, на основі скалярної (блокова комутація) та векторної систем регулювання, з метою визначення найбільш оптимальної для використання у системі паливного насосу літака.

Визначення якості систем регулювання, буде відбуватися за наступними параметрами:

- динаміка набору швидкості обертання;
- реакція системи на зміну частоти обертання;
- стабільність системи за моментом обертання;
- відсутність пульсацій моменту та частоти обертання.

Для моделювання електроприводу застосовуватиметься продукт математичного пакету Matlab – Simulink.

Комп’ютерне моделювання з використанням математичної моделі системи регулювання є незамінним інструментом у проектуванні систем керування електроприводами. Воно дозволяє перевірити та налагодити розроблений алгоритм керування, підібрати коефіцієнти ПІД (пропорційно-інтегрально-диференційних регуляторів), проекспериментувати з величиною різних фізичних змінних, таких як: потокозчеплення, намагнічування, струмів статора/ротора, тощо. Таким чином, можна отримати майже ідеально налагоджену систему регулювання, навіть не маючи фізично наявного виконавчого пристрою (у даному випадку електродвигуна).

Моделювання буде проводитись за відведений проміжок часу, достатній для того щоб система електроприводу вийшла на стійкий режим роботи та надмірно не перевантажувала складним алгоритмом моделюванням комп’ютер.

3.1 Модель скалярно-блокової системи регулювання (двигун BLDC)

Теоретичний алгоритм роботи скалярної системи регулювання, на основі блокового, шести-крокового методу детально розглядався у розділі 2.2 (надалі під скалярним способом регулювання буде матися на увазі саме блоковий спосіб як один з його різновидів).

Експериментальне моделювання даної системи регулювання має на меті підтвердження припущень про недосконаліть методу, а саме наявність пульсацій швидкості, обертового моменту, малого діапазону регулювання обертів, тощо.

На рисунку 3.1 наведена загальна архітектура системи блокового способу регулювання.

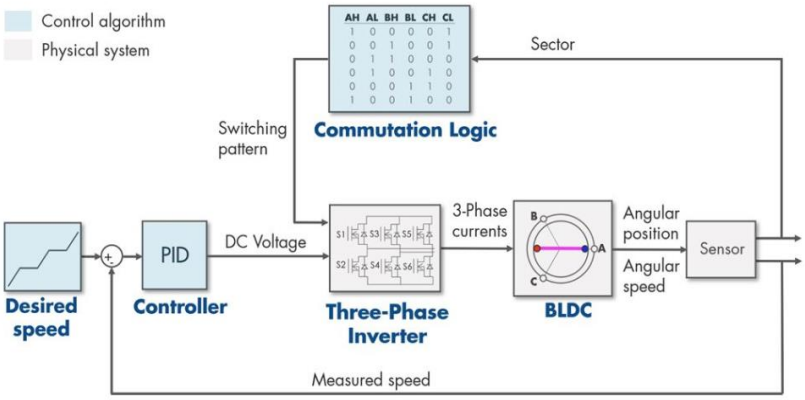


Рисунок 3.1 – Загальна архітектура блокового способу регулювання

Головними складовими наведеної на рисунку 3.1 системи, є:

- уставка швидкість обертання;
- контролер;
- трифазний містковий інвертор (блок напівпровідникових комутаційних вентилів);
- таблична комутаційна логіка (послідовність ввімкнення фазних обмоток в залежності від положення ротора)
- модель трифазного синхронного двигуна;

- датчики зворотного зв’язку (ДПР).

Основною ідеєю скалярно-блокового способу регулювання, є підтримання заданої швидкості за допомогою ПІД регулятора, що порівнює фактично виміряну швидкість за датчиками зворотного зв’язку та бажану. На основі порівняння формується так звана «помилка швидкості» – значення яке обробляється мікроконтролером, та на основі якого за таблицею комутації обирається черговість ввімкнення фазних обмоток двигуна.

З урахуванням описаних теоретичних даних у розділі 2.2, та використовуючи вбудовані функції математичного пакету Matlab-Simulink, побудовано модель керування швидкістю BLDC двигуна зі зворотнім зв’язком на ДПР (рис. 3.2).

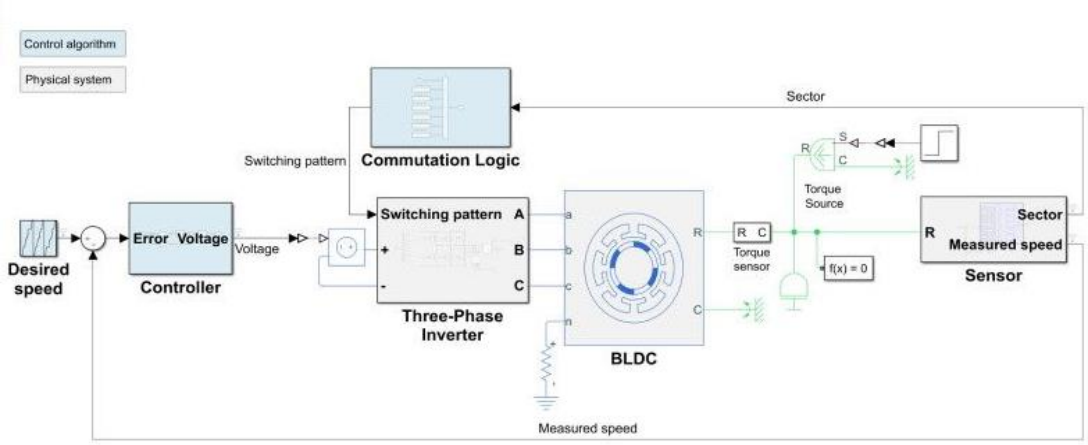


Рисунок 3.2 – Модель двигуна BLDC на основі блокового, шестикрокового способу регулювання у пакеті Simulink

На загальній архітектурі, та моделі керування BLDC двигуном (рис. 3.1 та 3.2 відповідно) блакитним кольором позначені блоки що виконують функцію алгоритму керування, а компоненти фізичної системи виділені світло-сірим кольором.

Для виконання умови адекватності системи, та для точного порівняння результатів моделей з різними системами регулювання, використанні параметри серійного безколекторного двигуна постійного струму FL86BLS125,

номінальною потужністю 660ВТ. Його основні технічні характеристики наведенні у таблиці 3.1.

Таблиця 3.1 – Параметри двигуна

Параметр	Значення
Кількість фаз	3
Опір фазної обмоток, Ом	0,008
Індуктивність обмоток, мГн	0,15
Число пар полюсів постійних магнітів	4
Напруга живлення, В	48
Навантаження на вал двигуна, Н·м	2,1
Коефіцієнт ЕРС, В·с/рад	0,11
Інерція ротора, г· $см^2$	2400

Аналогічним чином задані параметри моделі.

Таблиця 3.2 – Параметри розроблюваної моделі

Параметр	Значення
Уставка швидкості обертання, Об./хв.	13000
Час моделювання, с	1,5 – 3
Вид датчиків зворотного зв’язку	Холла

Застосувавши наведенні у таблицях 3.1 та 3.2 значення для моделі BLDC-Simulink з блоковою комутацією, було виконано моделювання системи регулювання обертів. Результатом моделювання буде отримання графічної форми вихідних сигналів:

- швидкості обертання;
- форми фазних струмів;
- форми сигналу обертового моменту.

Програмний пакет Matlab-Simulink дозволяє провести одночасно моделювання декількох фізичних процесів однієї системи, та синхронизувати їх за часом. Так, отримані осцилограми форм та амплітуд основних параметрів досліджуваної системи регулювання, а саме швидкості обертання ротору та електромагнітного обертового моменту. Отримані результати наведені на рисунку 3.3.

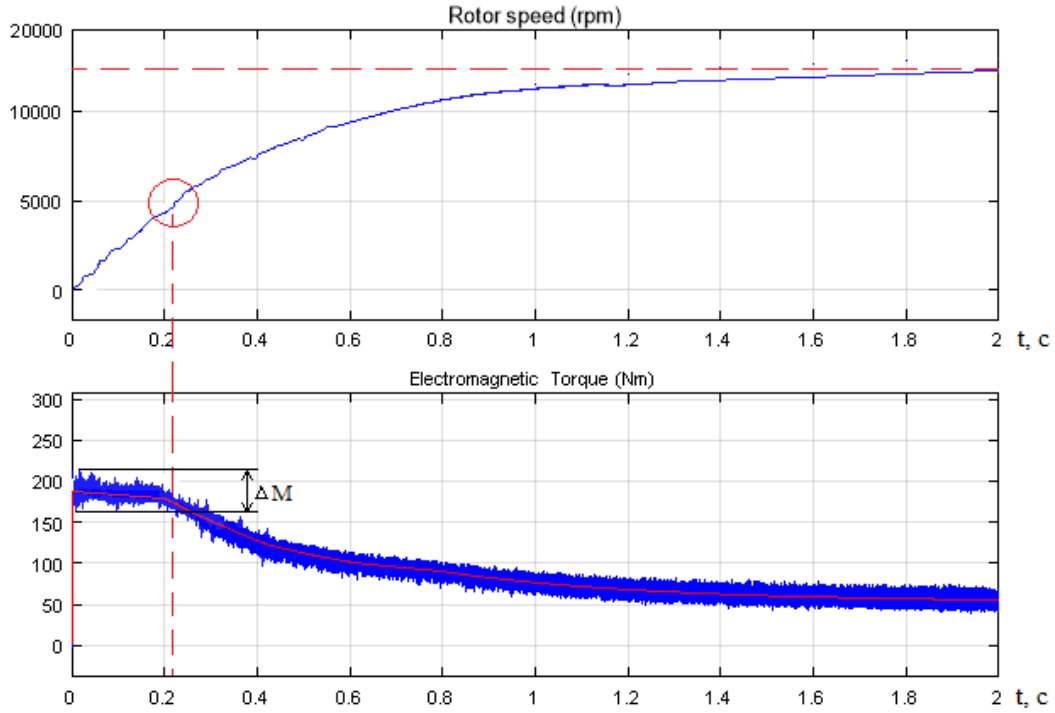


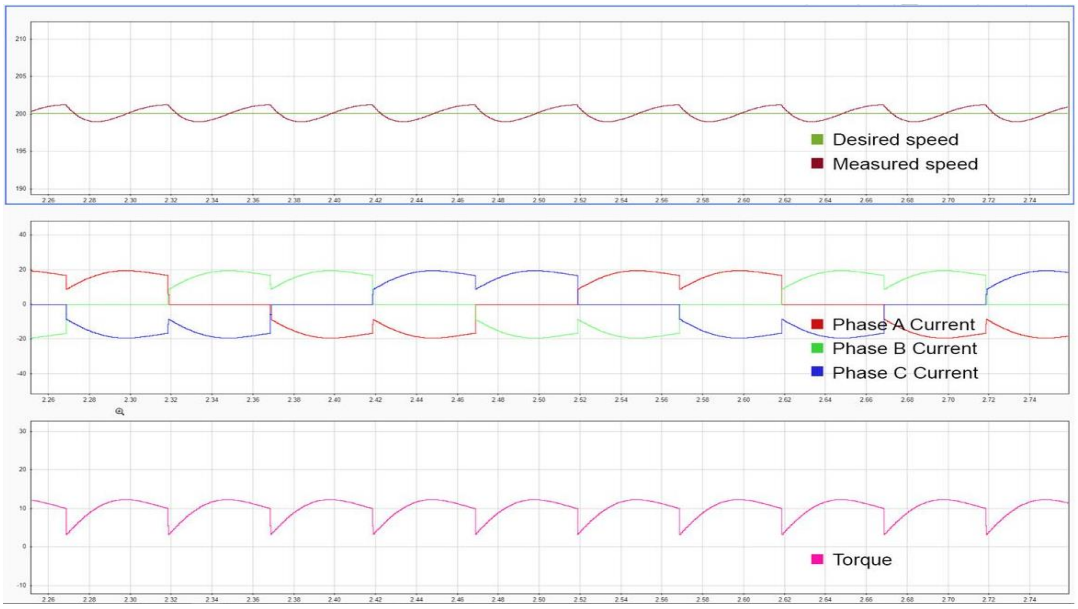
Рисунок 3.3 – Графіки зміни швидкості (верхній графік) та електромагнітного моменту (нижній графік) змодельованої системи скалярного-блокового способу регулювання

На рисунку 3.3 позначено ділянку початку стабілізації обертового моменту, яку за допомогою маркера проекційно перенесено на графік швидкості обертання. Як можна бачити, у момент початку режиму стабілізації, на графіку швидкості обертання спостерігається коливання параметру.

Середня флуктуація обертового моменту ΔM, при старті двигуна складає близько 35 Н· м, що становить більше ніж 35% від номінального

(стабілізованого) значення проектованої моделі. Ці показники підтверджують теоретичні твердження наведенні у розділі 2.1.

Для більш детального вивчення процесу утворення пульсацій електромагнітного обертового моменту, графіки наведенні на рис. 3.3 розтягнуті у часі, та синхронізовані з фазними струмами обмоток двигуна, (рис. 3.4).



верхній графік (червоний) – характер пульсації обертів,
середній графік – фазні струми двигуна, нижній графік – обертовий момент

Рисунок 3.4 – Процес утворення пульсацій обертового моменту та швидкості обертання

З графіку фазних струмів на рисунку 3.4, можна помітити, що зміна амплітуди у часі має пульсуючий характер, що викликано притаманними методу блоковому способу регулювання особливостями, а саме великому кроку дискредитації повороту ротору відносно фазних обмоток (всього 6 кроків). При динаміці процесу обертанні це у свою чергу призводить до коливання (пульсацій) швидкості обертання ротору, що відображено на верхньому графіку (рис. 3.3). Змінна форма сигналу спостерігається й на графіку обертового

моменту. Це пояснюється тим, що струми фаз та обертовий момент двигуна пов’язані пропорційно, що підтверджує вираз 2.1.

Пульсація обертового моменту та швидкості обертання, а також нестабільність на певних режимах роботи є головними недоліками скалярного-блокового способу управління двигунами типу BLDC.

Недоліки описаного способу регулювання долаються у біль досконалих методах, один з них – векторна система регулювання.

3.2 Модель векторної системи регулювання (двигун PMSM)

Враховуючі описані у розділі 2.3 математичні принципи побудови систем регулювання на основі векторного перетворення, наведемо її загальну архітектуру (рис. 3.5).

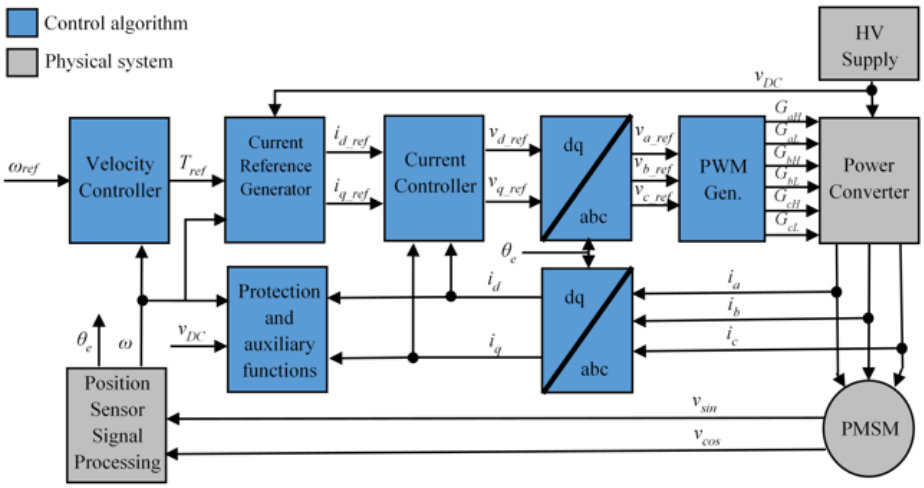


Рисунок 3.5 – Загальна архітектура векторної системи регулювання орієнтованої за полем (FOC)

На рисунку 3.5 відображенні наступні компоненти:

- ω і $\boldsymbol{\omega_{ref}}$ – виміряна та еталонна кутові швидкості відповідно;
- $\boldsymbol{T_{ref}}$ – еталонний електромагнітний момент;

- *i* і *v* – струми та напруги статора, індекси *d* і *q* яких, представляють осі *d* і *q*, а індекси *a*, *b* і *c* – три обмотки статора.;

- $\boldsymbol{\theta}_e$ – електричний кут ротора;

- *G* – сигнал затворів ключів електричного комутатора, нижні індекси *H* і *L* якого позначають нижній і верхній ключі, а індекси *a*, *b* і *c* – три обмотки статора.

Аналогічно як і для моделі скалярно-блокової системи регулювання, (розділ 3.1), для моделювання векторної системи, застосовуватиметься продукт математичного пакету Matlab – Simulink.

Для побудови адекватної моделі що буде враховувати всі математичні залежності, порівнювати уставки швидкості та обертового моменту, виконувати фазні та координатні перетворення, побудована структурна схема моделі (рис. 3.6). Вона відображає алгоритм роботи моделі, дає розуміння з застосування та послідовності ввімкнення блоків програмного пакету Simulink,.

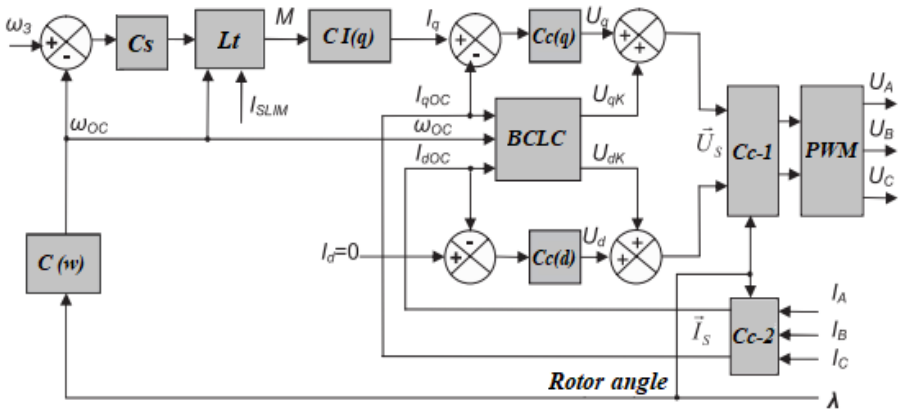


Рисунок 3.6 – Структурна схема векторної системи регулювання

На рисунку 3.6 представленні наступні елементи системи:

- *C(ω) (calculator)* – обчислювач швидкості. Якщо у системі регулюва - ння використовується датчик положення (у модельованій системі використовується датчик положення на ефекті Холла), цей вузол здійснює обчислення швидкості за показником збільшення кута. Якщо система будується

без датчика положення чи швидкості, цей вузол здійснює оцінку реальної швидкості за моделлю за допомогою непрямих методів;

- *C(s) (controller speed)* – регулятор швидкості. ПІ- або ПІД-регулятор, що формує з сигналу помилки швидкості сигнал завдання обертового моменту;
- *L(t) (limited torque)* – обмежувач обертового моменту. Обмежує значення обертового моменту в залежності від частоти та гранично допустимого значення статорного струму;
- *CI(q) (calculator(q))* – обчислювач *q*-складової струму статора;
- *Cc(q)* та *Cc(d)* (*controller current(q/d)*) – регулятор струму складових *q* та *d* відповідно. П-або ПІ-регулятор, що формує з сигналу помилки за струмом, сигнал завдання напруги за осями *q* та *d*;
- *BCLC (block compensation link cross)* – блок компенсації перехресних зв'язків;
- *Cc-1* (coordinate converter) – перетворювач координат. Здійснює перетворення струму статора з трифазної нерухомої системи координат у двофазну, а потім у обертову систему *dq*;
- *Cc-2* (coordinate converter) – перетворювач координат. Здійснює перетворення вектора напруги статора з обертової системи *dq*, у нерухому систему координат;
- *PWM* (pulse width modulation) – широтно-імпульсна модуляція. Силовий ШІМ-перетворювач здійснює реалізацію вектора напруги статора.

Для спрощення розрахунків при побудові математичної моделі векторного керування:

а) знехтуємо залежністю величини індуктивності обмоток статора від кута повороту ротора;

б) знехтуємо взаємною індукцією між обмотками статора;

в) вважатимемо, що проти-ЕРС має ідеальний синусоїдальний вигляд.

Математичні вирази, що описують електричні процеси у двигуні, мають наступний вигляд [14]:

$$U_A = L\frac{dl_A}{dt} + I_A \cdot R + \varepsilon_A\ ;$$
$$U_B = L\frac{dl_B}{dt} + I_B \cdot R + \varepsilon_B\ ; \quad (3.1)$$
$$U_C = L\frac{dl_C}{dt} + I_C \cdot R + \varepsilon_C\ ,$$

де U_A, U_B, U_C – фазні напруги, В;

L – індуктивність однієї фази, Гн;

I_A, I_B, I_C – фазні струми, А;

R – опір однієї фази, Ом;

$\varepsilon_A, \varepsilon_B, \varepsilon_C$ – проти ЕРС фаз, В.

Залежність між швидкістю обертання двигуна та проти-ЕРС кожної фази, встановлюється наступними виразами:

$$\varepsilon_A = K_\omega \cdot \omega \cdot F(\alpha);$$
$$\varepsilon_B = K_\omega \cdot \omega \cdot F(\alpha - 120^\circ); \quad (3.2)$$
$$\varepsilon_C = K_\omega \cdot \omega \cdot F(\alpha + 120^\circ),$$

де K_ω – конструктивна стала, В · с/рад;

ω – швидкість обертання двигуна, рад/с;

$F(\alpha)$ – синусна залежність проти-ЕРС і обертового моменту від кутового положення ротора двигуна;

α – електричний кут, град.

Залежності, що пов’язують обертовий момент двигуна і струм кожної фази:

$$M_A = K_M \cdot I_B \cdot F(\alpha);$$
$$M_B = K_M \cdot I_B \cdot F(\alpha - 120^\circ); \quad (3.3)$$

$$M_C = K_M \cdot I_C \cdot F(\alpha + 120^{\circ});$$

$$M = M_A + M_B + M_C ,$$

де M_A, M_B, M_C – обертовий момент, що створюється фазами А, В, С, Н · м;

K_M – конструктивна стала, Н · м/А;

M — сумарний обертовий момент, що створюється двигуном, Н·м.

За описаним вище алгоритмом роботи, наведеними залежностями, структурною схемою, та враховуючи особливості досліджуваного способу регулювання, побудовано модель системи векторного регулювання на безколекторному двигуні постійного струму типу PMSM. Загальний вигляд моделі побудованої у середовищі Matlab-Simulink представлено на рисунку 3.6.

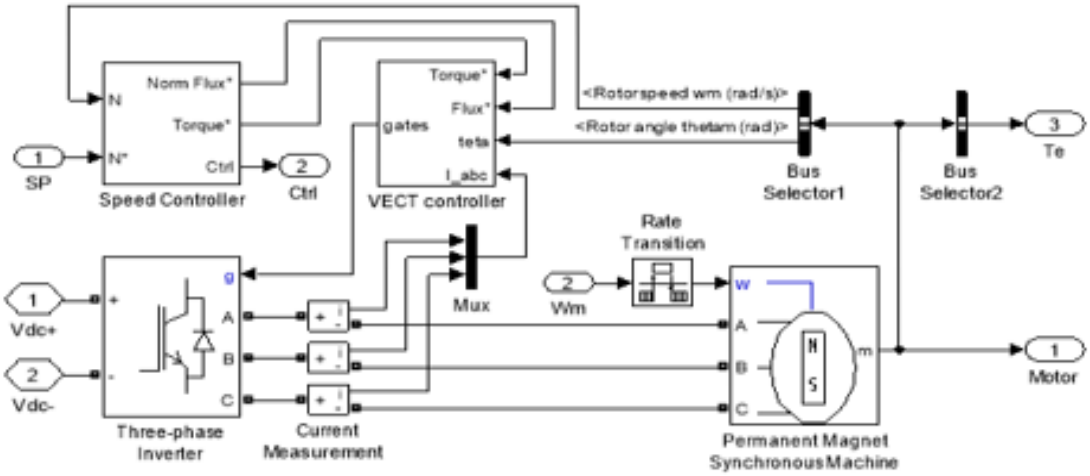


Рисунок 3.6 – Модель векторної системи регулювання орієнтованої за полем у програмному середовищі Matlab-Simulink

Для коректності порівняння результатів різних систем регулювання, прийняті аналогічні параметрами двигуна, що і при моделюванні скалярної системи, (табл. 3.1, 3.2).

Нижче наведенні результати основних параметрів розроблюваної системи регулювання.

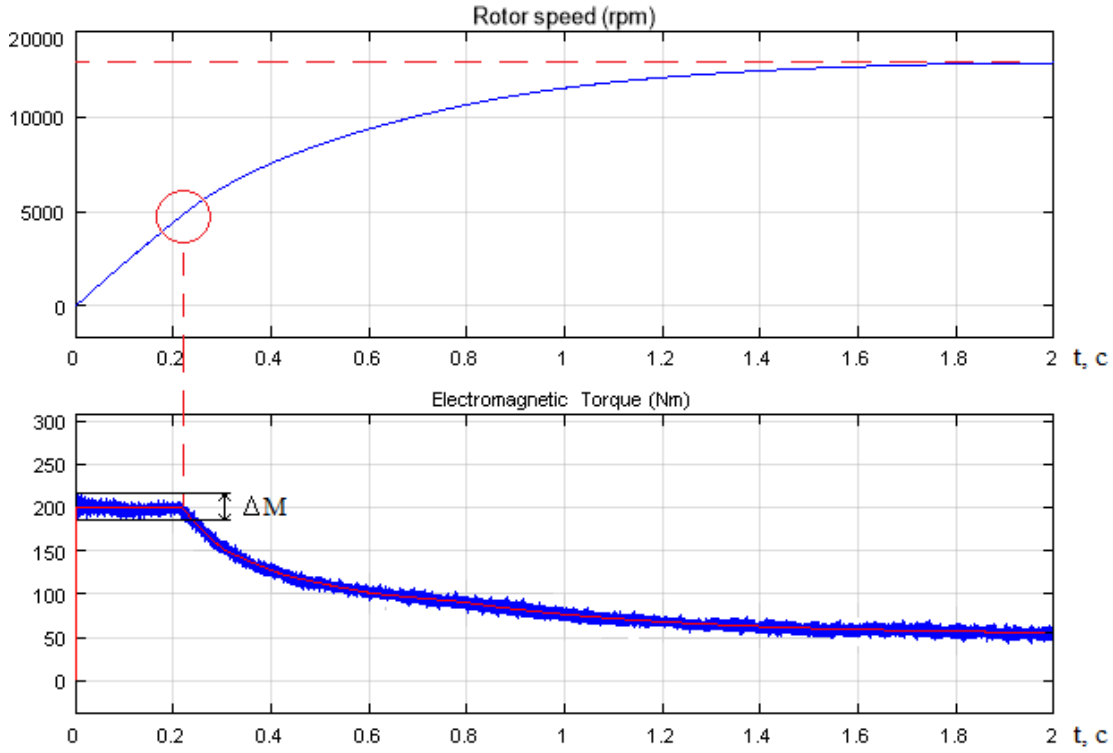


Рисунок 3.7 – Графіки зміни швидкості (верхній графік) та електромагнітного моменту (нижній графік) змодельованої системи векторного способу регулювання

З наведених на рисунку 3.7 графіків, можна бачити, що характер пульсації обертів та електромагнітного моменту має значно меншу амплітуду коливання. Так, графік набору швидкості (від пуску до виходу на робочі оберти) має майже ідеально плавних характер зміни. Така плавність досягається за рахунок відсутності «крокості» перемикання обмоток двигуна, що притаманно блоковій комутацій.

Форма графіка обертового моменту пояснюється значним пусковим моментом двигуна, що притаманний векторному способу регулювання. Зі зростанням обертів, та виходом двигуна на робочий режим, обертовий момент стабілізується. Пульсації моменту мають відносну малу амплітуду ($\Delta \boldsymbol{M}$ знаходиться у діапазоні від 13 до 17 Н·м). З цього можна зробити висновок, що обертовий момент після стабілізації обертів є майже однорідним з невеликою

флуктуацією, величина якої не впливає на якісні характеристики роботи приводу.

Нижче буде наведений короткий табличний результат порівняння розроблюваних моделей систем регулювання.

Таблиця 3.3 – Порівняння параметрів моделей досліджуваних систем регулювання

Параметр	Скалярно-блоковий спосіб регулювання	Векторний спосіб регулювання
Макс. Об./хв.	15350	16570
Макс. обертовий момент, Н·м	~200	~200
Флуктуація об. моменту, %	35	16
Стабілізація обертів при старті	Спостерігаються «просідання» швидкості	Без суттєвих пульсацій та «просідання»
Час виходу системи на робочі оберти, с	~1,70	~1,50
Час виходу системи на робочий момент, с	~1,50	~1,50

ВИСНОВКИ

У ході роботи було досліджено основні різновиди, принципи роботи та методи керування безколекторними двигунами постійного струму на постійних магнітах.

Коротко наведено теоретичне порівняння безколекторних двигунів типу BLDC та PMSM. Означенні їх головні переваги та недоліки.

Поставлена задача що до знаходження оптимального типу безколекторного двигуна постійного струму та способу його керування. Досліджувана система регулювання планується для використання у приводах авіаційних агрегатів з високою точністю регулювання, зокрема паливних насосах літаків. Шляхом теоретичного аналізу, обрано два найбільш перспективні типи.

У експериментальній частині роботи побудовано моделі блокової та векторної систем регулювання для їх подальшого порівняння. Для уникнення абстрактності побудованих моделей та випадкових результатів, моделювання систем у програмному пакеті Matlab-Simulink виконувалось на базі характеристик приводу реального двигуна промислового виконання. Це дозволило оптимізувати параметри моделей для досягнення бажаних характеристик. Для справедливості порівняння результатів експериментального моделювання, параметри електроприводу у порівнювальних моделей булі ідентичними.

Результат моделювання підтвердив теоретичні припущення що до небажаності застосування безколекторних двигунів постійного струму з скалярно-блоковою системою регулювання у системах електроприводу агрегатів що вибагливі до точності регулювання, та пульсацій обертового моменту. Так, якщо порівнювати експериментальні результати моделювання наведенні на рисунках 3.3 – для скалярно-блокового способу регулювання, та 3.7 – для векторного способу регулювання стає очевидним переваги останнього. Отримані

порівняльні характеристики змодельованих систем регулювання, наведені у таблиці 3.1.

Наведений аналіз демонструє перевагу електроприводу безколекторних двигунів на основі векторного способу регулювання над скалярно-блоковим. Майже за всіма порівнювальними показникам векторний метод є найбільш доцільним для застосування у пристроях з вимогами до високої точності вихідних характеристик.

Отже, можна констатувати, що досліджуваний векторний спосіб регулювання орієнтований за полем, для керування електроприводом на основі безколекторних двигунів постійного струму, може бути рекомендований для модернізації авіаційних виконавчих механізмів та агрегатів потужностями ДП ХАКБ.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ

1. Monteiro, J.R.B.A., Oliveira, A.A.Jr., Aguiar, M.L., Sanagiotti, E.R. Electromagnetic torque ripple and copper losses reduction in permanent magnet synchronous machines. Euro. Trans. Electr. Power, 2011. doi: 10.1002/etep.5942.
2. Lee, G.H., Choi, W.C., Kim, S.I., Kwon, S.O., Hong, J.P. Torque ripple minimization control of permanent magnet synchronous motors for EPS applications. International Journal of Automotive Technology, 2011, vol. 12, no. 2, pp. 291−297.
3. Oksuztepe, E., Omac, Z., Kurum, H. Sensorless vector control of PMSM with non-sinusoidal flux using observer based on FEM. Article in Electrical Engineering, 2013, vol. 96, no. 3, pp. 227–239.
4. Hwang, M.H., Lee, H.S., Cha, H.R. Analysis of Torque Ripple and Cogging Torque Reduction in Electric Vehicle Traction Platform Applying Rotor Notched Design. Energies, 2018, vol. 11, no. 11, pp. 3053–3067. doi: 10.3390/en11113053
5. Grčar, B., Cafuta, P., ˇStumberger, G. Pulsating Torque Reduction for Permanent Magnet AC Motors. IEEE Conf.: Control Applications, 2001.
6. Pan, Z.Y., Luo, F.L. Novel soft-switching Inverter for Brushless DC Motor Variable Speed Drive System. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, vol. 19. no. 2, pp. 280–288.
7. Welchko, B.A., Lipo, T.A., Jahns, T.M., Schulz, S.E. Fault Tolerant Three-Phase AC Motor Drive Topologies: A Comparison of Features, Cost, and Limitations. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, vol. 19, no. 4, pp. 1108–1116.
8. Anitha, M., Kumar, K.M. Fault Tolerant SVPWM H-Bridge Drive with Device Short Circuit Protection. International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering, 2014, vol. 3, no. 8.

9. Richardeau, F., Mavier, J., Piquet, H., Gateau, G. Fault-tolerant inverter for on-board aircraft EHA. Power Electronics and Applications, 2007 European Conference, 2007, pp.1–9.
10. Shane W. Colton, «Design and Prototyping Methods for Brushless Motors and Motor Control», master's thesis., department of Mechanical Engineering at the Massachusetts Institute of Technology, Cambridge, Massachusetts, USA, 2010.
11. Kalachev Iu.N. Vektornoe regulirovanie (zametki praktika) [Vector regulation (practician's note)]. Available at: http://www.privodnews.ru/docs/Vector_Kalachev.pdf (accessed 21 September 2014).
12. Hanselman, D. C., Brushless Permanent Magnet Motor Design, second edition. Orono, State of Maine (ME), USA: Magna Physics Pub, 2006.
13. Shao, J., «Direct Back EMF Detection Method for Sensorless Brushless DC (BLDC) Motor Drives», master's thesis., faculty of the Virginia Polytechnic Institute and the State University, Blacksburg, Virginia, USA, 2003
14. Purna Chandra Rao A., Obulesh Y.P., Sai Babu Ch. Mathematical modeling of BLDC motor with closed loop speed control using PID controller under various loading conditions. ARPN JEAS, 2012, vol. 7, no. 10, pp. 1321–1328.