

ДВНЗ «Донецький національний технічний університет»
Факультет машинобудування, електроінженерії та хімічних технологій
Кафедра електричної інженерії

«До захисту допущено»

Завідувач кафедри

_____ **О. КОЛЛАРОВ**
(підпис) (ініціали, прізвище)

« ____ » _____ 2024 р.

Кваліфікаційна робота
магістра

на тему Особливості використання силових напівпровідникових приладів
у складі обладнання для керування асинхронними двигунами

Виконав студент 2 курсу, групи ЕЛКм-23
(шифр групи)

спеціальності підготовки 141 «Електроенергетика, електротехніка та
(шифр і назва спеціальності підготовки)

та електромеханіка»

Микита ХРЕБТОВ

(ім'я та прізвище)

(підпис)

Керівник к.т.н., доц., В. КАЛИНИЧЕНКО

(посада, науковий ступінь, вчене звання, ініціали, прізвище)

(підпис)

Рецензент

(посада, науковий ступінь, вчене звання, ініціали, прізвище)

(підпис)

Нормоконтроль:

Е. НЕМЦЕВ

(підпис)

Засвідчую, що у цій випускній кваліфікаційній роботі немає запозичень з праць інших авторів без відповідних посилань.

Студент

(підпис)

(дата)

(дата)

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ДЕРЖАВНИЙ ВИЩИЙ НАВЧАЛЬНИЙ ЗАКЛАД
«ДОНЕЦЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ»

Факультет машинобудування, електроінженерії та хімічних технологій

Кафедра електричної інженерії

Освітній ступінь: магістр

Спеціальність: електроенергетика, електротехніка та електромеханіка

ЗАТВЕРДЖУЮ:

Завідувач кафедри

_____ (О. КОЛЛАРОВ)

«_____» _____ 2024 р.

ЗАВДАННЯ
НА ДИПЛОМНУ РОБОТУ СТУДЕНТУ

Микиті ХРЕБТОВУ

(ім'я та прізвище)

1. Тема роботи: Особливості використання силових напівпровідникових приладів у складі обладнання для керування асинхронними двигунами

керівник роботи Валерій КАЛИНИЧЕНКО, канд. техн. наук, доцент
 (ім'я та прізвище, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом вищого навчального закладу від _____ № _____

2. Строк подання студентом роботи 10 грудня 2024 року

3. Вихідні дані до роботи: Струм навантаження $I_a = 53,05$ А,
коефіцієнт запасу – 1,2, частота комутації $f = 20$ кГц, енергія втрат
 $E_{ON} = 0,5$ мДж, $E_{OFF} = 0,6$ мДж, струм колектора $I_C = I_{IGBT} = 63,66$ А,
напруга на колекторі-емітері $U_{CE} = 230$ В, коефіцієнт заповнення
 $D = 0,85$, температура корпусу СНП $T_C = 80^\circ\text{C}$, термічний опір
 $R_{th-jc} = 0,005^\circ\text{C}/\text{Вт}$, максимально припустима напруга $U_{CES} \geq 418,88$ В,
напруга насичення $U_{CE,sat} = 2,5$ В, опір у включеному стані $R_{on} = 0,01$ Ом,
вхідна напруга $U_{вх} = 400$ В, номінальна напруга $U_{ном.} = 400$ В, вихідна
частота $f_{вх.} = 25$ Гц, номінальна частота $f = 50$ Гц, пульсація струму
 $\Delta I = 5$ А, індуктивність фільтра $L = 5,67$ мГн, частота зрізу $f_{зр.} = 2$ кГц,
ємність фільтра $C = 1,12$ мкрФ, амплітуди гармоніки n -го порядку:
 $U_2 = 10$ В, $U_3 = 5$ В, температура навколишнього середовища, $T_{nc} = 4^\circ\text{C}$,
тепловий опір радіатора СНП, $R_{th-sa} = 0.203^\circ\text{C}/\text{Вт}$.

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно

розробити):

1. Огляд силових напівпровідникових приладів і принципів роботи.
2. Огляд принципів роботи асинхронних двигунів та способів керування ними.
3. Розрахунок параметрів електроприводу.
4. Моделювання частотно-керованого електроприводу з асинхронним двигуном.

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень, якщо передбачається)

Одинадцять слайдів презентаційного матеріалу.

6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Ініціали, прізвище та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
Розділи 1 – 4	В. КАЛИНИЧЕНКО, доц. каф.		
Нормоконтроль	Е. НЕМЦЕВ		

7. Дата видачі завдання 30 вересня 2024 року

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів дипломної роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1.	Розділ 1	30.09.2024 - 03.10.2024	
2.	Розділ 2	04.10.2024 - 07.10.2024	
3.	Розділ 3	08.10.2024 - 11.10.2024	
4.	Розділ 4	12.10.2024 - 10.12.2024	

Студент _____
(підпис)

Микита ХРЕБТОВ _____
(ім'я та прізвище)

Керівник роботи _____
(підпис)

Валерій КАЛИНИЧЕНКО _____
(ім'я та прізвище)

АНОТАЦІЯ

Микита ХРЕБТОВ. Особливості використання силових напівпровідникових приладів у складі обладнання для керування асинхронними двигунами / Випускна кваліфікаційна робота на здобуття освітнього рівня «магістр» за спеціальністю 141 Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка. – ДВНЗ ДонНТУ, Дрогобич, 2024.

Дипломна робота складається зі вступу, основної частини, яка включає чотири розділи, висновків, списку використаної літератури та додатків.

У першому розділі здійснено огляд силових напівпровідникових приладів в системах керування двигунами.

У другому розділі були визначені принцип роботи асинхронних двигунів та способи керування ними.

У третьому розділі виконано розрахунок параметрів електроприводу та інвертора.

У четвертому розділі було здійснено моделювання частотно-керованого електроприводу з асинхронним двигуном.

Ключові слова: силовий напівпровідниковий прилад, електропривод, асинхронний двигун, система керування, скалярне управління, векторне управління, автономний інвертор напруги

SUMMARY

Mykyta KHREBTOV. Peculiarities of using power semiconductor devices as part of equipment for controlling asynchronous motors / Graduation qualifying work for obtaining an educational level «master» in specialty 141 Electricity, electrical engineering and electromechanics. – DVNZ DonNTU, Drohobych, 2024.

The diploma work consists of an introduction, the main part, which includes four sections, conclusions, a list of used literature and appendices.

The first section reviews power semiconductor devices in motor control systems.

The second section defines the principle of operation of asynchronous motors and methods of controlling them.

The third section calculates the parameters of the electric drive and inverter.

The fourth section models a frequency-controlled electric drive with an asynchronous motor.

Keywords: power semiconductor device, electric drive, induction motor, control system, scalar control, vector control, stand-alone voltage inverter

ЗМІСТ

	стор.
ВСТУП	8
1 СИЛОВІ НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПРИЛАДИ В СИСТЕМАХ КЕРУВАННЯ ДВИГУНАМИ	10
1.1 Огляд силових напівпровідникових приладів і принципів роботи	10
1.2 Характеристики силових напівпровідникових приладів	16
1.3 Проблеми функціонування силових напівпровідникових приладів	21
1.4 Висновки по розділу	24
2 АСИНХРОННІ ДВИГУНИ ТА СПОСОБИ КЕРУВАННЯ НИМИ	27
2.1 Принцип роботи асинхронних двигунів	27
2.2 Скалярне управління в системах керування двигуном	30
2.3 Векторне управління в системах керування асинхронним двигуном	35
2.4 Сумісність напівпровідникових приладів з пристроями керування	39
2.5 Огляд досліджень по використанню силових напівпровідникових приладів у електроприводах	43
3 РОЗРАХУНОК ПАРАМЕТРІВ ЕЛЕКТРОПРИВОДУ ТА ІНВЕРТОРА	50
4 МОДЕЛЮВАННЯ ЧАСТОТНО-КЕРОВАНОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДУ З АСИНХРОННИМ ДВИГУНОМ	59
4.1 Моделювання асинхронного двигуна в альтернативних системах координат	59
4.2 Моделювання частотно-керованого асинхронного електроприводу з автономним інвертором напруги	63

	7
4.3 Складання моделі у програмному середовищі MATLAB	66
4.4 Моделювання частотно-керованого приводу технологічного об'єкта	73
ВИСНОВКИ	78
СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ	80
ДОДАТОК А. ГРАФІЧНА ЧАСТИНА	84
ДОДАТОК Б. ПЕРЕЛІК ЗАУВАЖЕНЬ НОРМОКОНТРОЛЕРА	91

ВСТУП

Актуальність вивчення використання силових напівпровідникових пристроїв для керування асинхронними двигунами полягає у підвищенні енергоефективності, експлуатаційної надійності та продуктивності системи в різних технологічних застосуваннях.

Асинхронні двигуни є досить розповсюдженими електричними машинами у промисловості, транспорті та енергетиці завдяки своїй довговічності та економічності. Однак, ефективність роботи цих двигунів у складі електроприводів суттєво залежить від застосованих систем керування, невід’ємними компонентами яких є силові напівпровідникові пристрої.

Силові напівпровідникові пристрої здатні забезпечити точне та динамічне керування асинхронними двигунами і здатні реалізувати передові методи – скалярне та векторне керування. Зазначені пристрої забезпечують високу швидкість перемикання, мінімальні втрати енергії та підвищену термічну стабільність, що робить їх незамінними елементами сучасних систем керування двигунами. Незважаючи на зазначені переваги, інтеграція напівпровідникових силових пристроїв у системи керування двигуном викликає суттєві проблеми: генерацію гармонік через операції перемикання, що негативно впливає на якість електричної енергії та стабільність функціонування електропостачальних систем. Крім того, суттєвою проблемою може бути забезпечення сумісності між електричними характеристиками пристроїв та існуючими алгоритмами керування. Не до кінця також визначені принципи керування тепловою поведінкою при високих навантаженнях.

Численні дослідження зазначених проблем полягають в аналізі особливостей силових напівпровідникових пристроїв у системах керування асинхронними двигунами за допомогою імітаційного

моделювання. При цьому необхідно оцінити вплив на ефективність досліджуваної системи гармонічних спотворень та алгоритмів досягнення найефективнішого керування та запропонувати рішення та шляхи відповідної оптимізації.

Метою дослідження є аналіз та оптимізація використання силових напівпровідникових пристроїв для керування асинхронними двигунами для підвищення ефективності роботи системи. Досліджуються проблеми інтеграції напівпровідникових пристроїв до систем керування асинхронним двигуном, зокрема, керування їх тепловою поведінкою, зменшенням втрат потужності та зменшенням генерації гармонік, сприяючи таким чином розробці більш ефективних і надійних систем керування двигуном.

Завдання дослідження включають вивчення характеристик та принципів роботи силових напівпровідникових приладів, оцінку їх сумісності зі скалярними та векторними методами керування та дослідження їх впливу на якість електричної енергії та стабільність роботи системи.

Об'єктом дослідження є системи керування асинхронними двигунами, а предметом дослідження – особливості роботи та інтеграції силових напівпровідникових пристроїв до зазначених систем.

1 СИЛОВІ НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПРИЛАДИ В СИСТЕМАХ КЕРУВАННЯ ДВИГУНАМИ

1.1 Огляд силових напівпровідникових приладів і принципів роботи

Силові напівпровідникові прилади є досить важливими елементами в сучасних електричних і промислових системах та є критичними елементами в пристроях, які призначені для точного контролю потоків енергії та ефективного її перетворення. Роль цих приладів у системах керування асинхронним двигуном є досить важливою завдяки тому, що вони дають змогу застосовувати передові методи керування для підвищення ефективності та підтримки динамічних процесів. Найбільш розповсюдженими силовими напівпровідниковими приладами є біполярні транзистори з ізольованим затвором (IGBT), польові транзистори (MOSFET) та напівпровідникові пристрої на основі карбіду кремнію (SiC) і нітриду галію (GaN). Кожен з цих пристроїв демонструє відмінні характеристики та принципи роботи, що дозволяє використовувати їх придатними для використання у електроприводах для керування двигуном [1].

IGBT-транзистори характеризуються низькими втратами провідності, що характерні біполярним транзисторам (BJT), та високим вхідним опором, що притаманно MOSFET-транзисторам (рис. 1.1). Їх структура містить шарувату напівпровідникову підкладку, на якій напруга, прикладена до затвора, визначає властивості провідності напівпровідникового приладу. Зазначене дозволяє IGBT-транзисторам ефективно передавати високі потужності, що робить їх ідеальними для високовольтних, середньо частотних пристроїв, до яких належать зокрема приводи з асинхронними двигунами. Методи керування на основі широтно-імпульсної модуляції (ШІМ), які зазвичай використовуються в асинхронних двигунах, що значною мірою спираються на можливості

швидкого перемикання транзисторів IGBT. Однак ефективність IGBT-транзисторів знижується при дуже високих частотах комутації через збільшення втрат енергії, що обмежує їх використання у високошвидкісних застосуваннях [2].

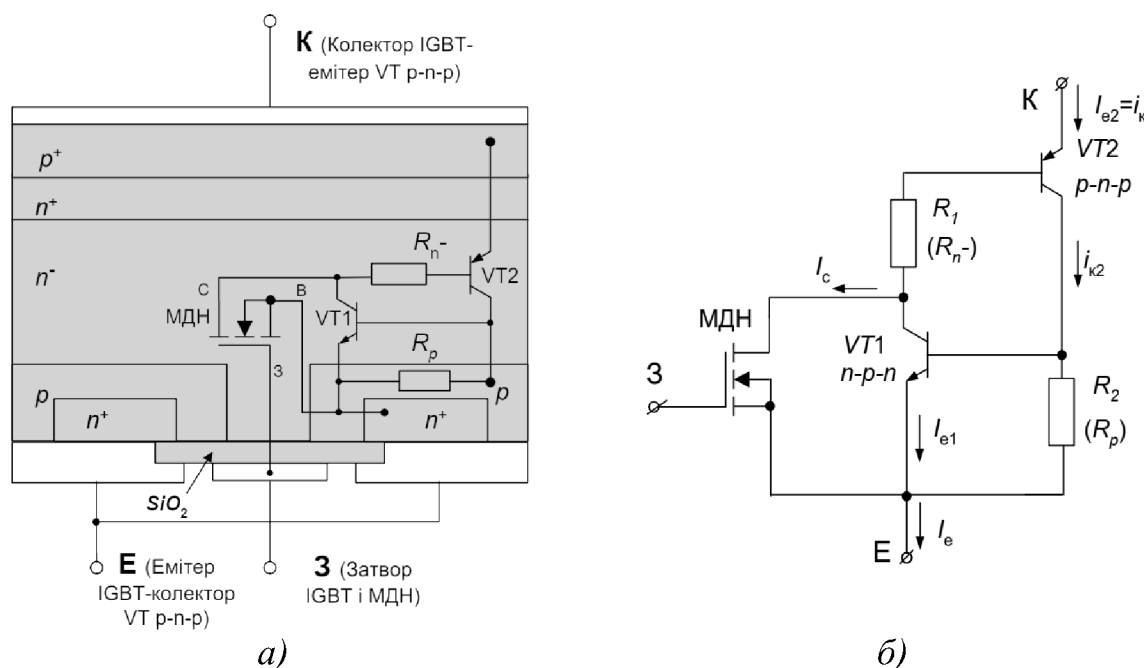


Рисунок 1.1 – Біполярний транзистор з ізольованим затвором (IGBT):
 а – структура; б – схематичне представлення IGBT у вигляді MOSFET- і
 ВJT-транзисторів [2]

MOSFET-транзистори добре підходять для застосування в пристроях з низьким і середнім енергоспоживанням, коли високі швидкості перемикання є вирішальним параметром для роботи (рис. 1.2). Дані прилади регулюються шляхом зміни напруги, що подається на затвор, і яке створює електричне поле, що змінює провідність каналу між витокom і стоком. Ця можливість швидкого вмикання-вимикання MOSFET-транзисторами робить їх придатними для інверторних схем в асинхронних приводах, особливо в системах, де необхідно забезпечення швидкої динамічної реакції. n-канальні MOSFET-транзистори мають кращі експлуатаційні параметри завдяки їх нижчому опору ввімкнення та вищу

теплопровідність елементів на основі SiC дозволяють створювати більш компактні прилади та системи зі зменшеними вимогами по застосуванню штучного охолодження, що значно покращує загальну ефективність системи. Пристрої на основі GaN мають гарні показники роботи у високочастотних пристроях. Їх надзвичайно висока швидкість перемикавання та низька «паразитна» ємність роблять їх ідеальними для ланцюгів керування асинхронними двигунами, завдяки зниженню гармонійних спотворень та мінімізації втрат енергії. Транзистори на основі GaN часто використовуються в компактних конструкціях, таких як високошвидкісні інвертори, де розмір і вага є критичними (рис. 1.4) [6].

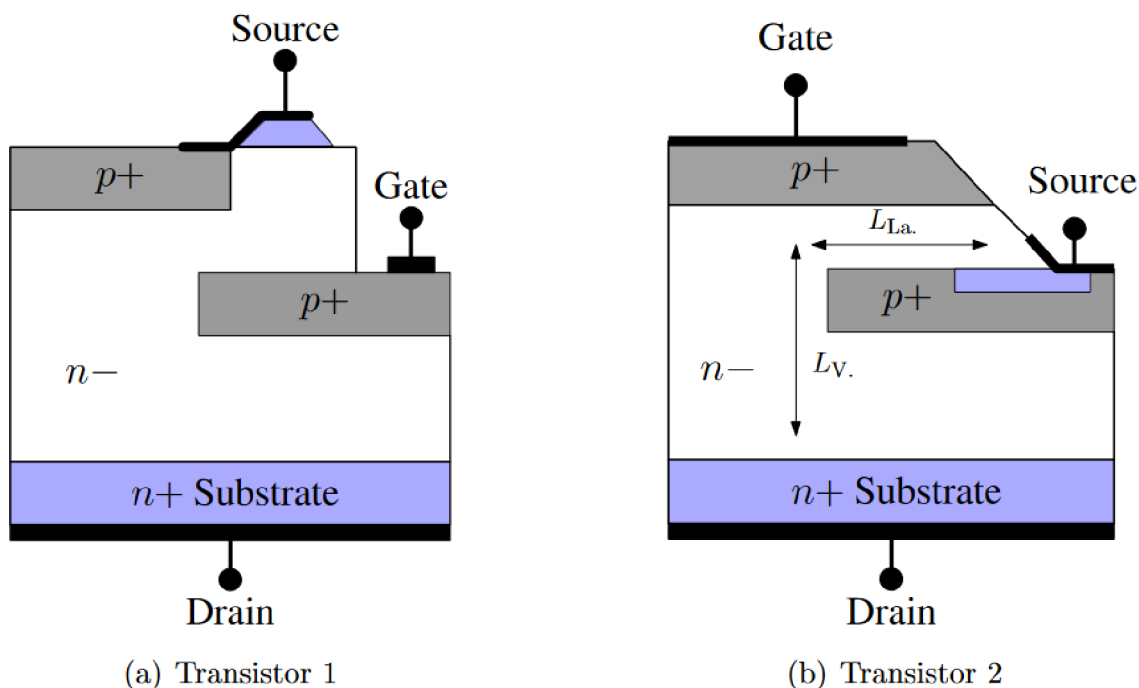


Рисунок 1.3 – Дві структури SiC-транзистора [5]

Однак нижче значення напруги у порівнянні з приладами на основі SiC обмежує їх застосування в системах надвисокої потужності. Тим не менш, їх ефективність на високих частотах перемикавання забезпечує явні переваги для систем керування асинхронними двигунами, особливо в електроприводах, які вимагають швидкого перемикавання та точного керування процесом.

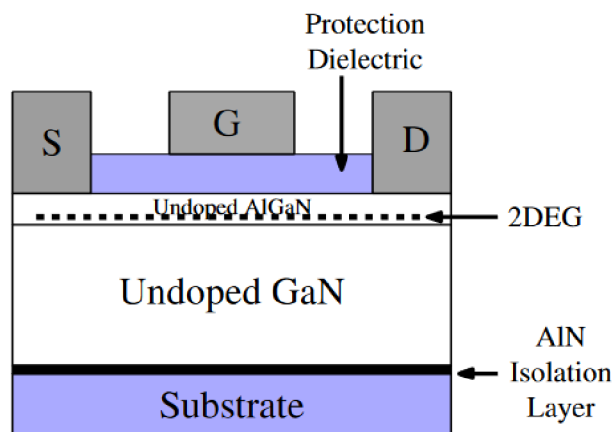


Рисунок 1.4 – Структура GaN-транзистора [6]

Традиційні конструкції IGBT- і MOSFET-транзисторів на основі кремнію при роботі спираються на керування потоком носіїв заряду в кремнієвих шарах для здійснення контролю величини струму в конкретних гілках. Незважаючи на високу ефективність, властивості самого кремнію накладають обмеження на їх ефективність, особливо при вищих значеннях напруги та при вищих робочих температурах. З іншого боку, широкозонні матеріали (SiC і GaN) характеризуються підвищеною рухливістю носіїв заряду та підвищеною теплопровідністю (тепловіддачею). Ці властивості дозволяють пристроям витримувати більш високі потенціали електричних та температурних полів без погіршення якості керування, що призводить до значно менших втрат потужності та підвищення надійності за складних умов роботи напівпровідникових пристроїв [6].

Використання тих чи інших пристроїв є вирішальним моментом при виборі відповідної технології для певного застосування у силовій перетворювальній техніці. IGBT є більш ефективними у пристроях високої потужності при низьких частотах, наприклад, для керування промисловими двигунами. MOSFET-транзистори забезпечують відмінну продуктивність у високочастотних системах з низьким енергоспоживанням. Пристрої на основі SiC здатні задовольнити «нішу» у напівпровідникових пристроях, забезпечуючи можливість їх роботи у високовольтних та високочастотних пристроях, хоча й за більшу ціну

(вартість). Пристрої на основі GaN, незважаючи на обмеженість у застосуванні по величині напруги, здатні забезпечити високу ефективність у високошвидкісних пристроях за умови низького енергоспоживання, що знаходить своє місце в компактних пристроях керування двигунами. У системах керування асинхронними двигунами інтеграція розглянутих пристроїв вимагає ретельного підходу для забезпечення певного балансу та компромісів у відповідності до системних вимог управління. Існуючі методи керування (скалярне та векторне) значною мірою залежать від характеристик та можливостей напівпровідникових приладів. Наприклад, векторні технології (FOC) вимагають забезпечення швидкої модуляції струмів двигуна, що може бути реалізовано високошвидкісними перемиканнями MOSFET-транзисторів або GaN-приладів. Скалярні методи керування, які часто використовуються в більш простих системах, можуть бути побудовані на IGBT-транзисторах через їх надійність і ефективність роботи на нижчих частотах перемикання. Крім того, необхідно зважати на те, що внутрішні операції перемикання цих приладів генерують гармоніки, які можуть погіршити якість електричної енергії та погіршити умови живлення двигунів. Для зменшення впливу зазначених ефектів досить важливо приділити належну увагу проектуванню та топології електричних ланцюгів, а також визначити необхідність та можливість впровадження фільтрів та фільтркомпенсуючих пристроїв [4, 5, 6].

У підсумку можна сказати, що IGBT-, MOSFET-транзистори та широкосмугові пристрої на основі SiC і GaN, здатні задовольнити різноманітні вимоги та надати широкі можливості для конструювання пристроїв силової електроніки, що застосовується для керування електричними приводами з асинхронними двигунами. Кожен тип приладу має визначені критерії продуктивності, рівень потужності, що передається, швидкість перемикання та температурні режими. Вибір того чи іншого типу приладу залежить від вимог до його майбутнього використання та параметрів роботи, причому такі фактори, як ефективність, генерація

гармонійних спотворень та вартість, відіграють у цьому процесі ключову роль. Інтеграція цих приладів у системи керування асинхронними двигунами представляє собою складну інженерну задачу, що вимагає глибокого розуміння принципів роботи та обмежень, що характерні для цих приладів.

1.2 Характеристики силових напівпровідникових приладів

Силові напівпровідникові прилади є важливими компонентами в силовій електроніці та слугують основою для енергоефективних систем промислової автоматизації, електроприводів двигунів і відновлюваної енергетики. Серед основних характеристик цих приладів, що визначають їх придатність для конкретних застосувань, можна виділити [7]:

- швидкість перемикання,
- енергетична ефективність,
- теплові спроможності,
- надійність.

Ці характеристики є взаємозалежними і ця залежність є досить складною, що може створювати різноманітні проблеми та необхідність пошуку найкращих приладів для кожного конкретного випадку. Максимально можливе за даних умов розуміння цих параметрів, що може бути підкріплене теоретичним аналізом та практичними наробками є важливим для оптимізації роботи силових пристроїв.

Швидкість перемикання – це ключовий параметр, який визначає, як швидко напівпровідниковий прилад переходить між вимкненим та ввімкненим станом. Ця характеристика має вирішальне значення в високочастотних пристроях, наприклад, в системах керування асинхронними двигунами при використанні принципу широтно-імпульсної

модуляції (ШІМ). Загальний час перемикання кількісно визначається за залежністю [7]:

$$t_{sw} = t_n + t_{сп} \quad (1.1)$$

де t_n – час наростання, с,

$t_{сп}$ – час спадання, с.

Загальний час перемикання визначає також тривалість розсіювання енергії під час перехідних станів. Більш висока швидкість перемикання зменшує втрати енергії під час перехідних процесів та підвищуючи ефективність як окремого приладу, так і усього пристрою. Натомість, високі швидкості перемикання здатні посилити електромагнітні перешкоди (ЕМП) і створити додаткове навантаження на ізоляцію силової перетворювальної техніки. Зв'язок між часом перемикання та характеристиками пристрою визначається окремими «паразитними» параметрами напівпровідникового приладу [7]:

$$t_{sw} \equiv R_g \cdot C_{gd} \quad (1.2)$$

де R_g – опір затвора, Ом,

C_{gd} – ємність затвор-сток, Ф.

Ефективність роботи приладу визначається втратами на провідність і комутацію. Втрати на провідність виникають у періоди роботи приладу і можуть бути визначені за залежністю [7]:

$$P_{пров.} = I^2 \cdot R_{on} \quad (1.3)$$

де I – струм, що протікає через прилад, А,

R_g – опір приладу у відкритому стані, Ом.

Втрати провідності також можуть бути обраховані у залежності від падіння напруги на приладі ($U_{CE(on)}$, В) за залежністю [7]:

$$P_{\text{втр.пров.}} = U_{CE(\text{on})} \cdot I \quad (1.4)$$

Втрати при перемиканні виникають через розсіювання енергії під час переходу між станами приладу і можуть бути визначені за залежністю [7]:

$$P_{\text{втр.пер.}} = \frac{1}{2} \cdot U \cdot I \cdot t_{\text{sw}} \cdot f_{\text{sw}} \quad (1.5)$$

де U – кінцева або початкова напруга на приладі при перемиканні, В,
 f_{sw} – частота перемикання, Гц.

Загальна втрата потужності визначається сумою обох втрат [7]:

$$P_{\text{втр.заг.}} = P_{\text{втр.пров.}} + P_{\text{втр.пер.}} \quad (1.6)$$

Широкопasmові силові прилади на основі карбїду кремнію (SiC) і нїтриду галїю (GaN), сприяють зменшенню як втрат на провідність, так і втрат на комутацію. Це пояснюється тим, що прилади на основі SiC мають нижче значення опору (R_{on}) та менший час перемикання (t_{sw}), що може забезпечити вищий рівень ефективності у потужних пристроях. Прилади на основі GaN характеризуються мінімальними значеннями «паразитних» ємностей, що робить їх придатними для використання у високочастотних системах, для яких характерне домінування втрат на комутацію [5, 6].

Теплові характеристики приладу визначають його надійність і ефективність та визначаються принципами управління тепловою енергією, що виділяється під час роботи. Теплова енергія виникає внаслідок втрат потужності і підлягає ефективному розсіюванню для запобігання перегріву та забезпечення стабільної роботи приладу. Температура напівпровідникового переходу визначається за залежністю [7]:

$$T_j = T_c + R_{th} \cdot P_{\text{втр.заг.}} \quad (1.7)$$

де T_c – температура корпусу, °C,

R_{th} – тепловий опір, °C/Вт.

Широкопasmові напівпровідникові прилади на основі SiC, забезпечують чудову теплопровідність (їх тепловий опір знаходиться на рівні 3,7 °C/Вт у порівнянні з тепловим опором кремнію, який в максимумі може досягати лише значень у 1,5 °C/Вт. Підвищити ефективність управління температурою можна завдяки покращенню технології виготовлення приладів та поліпшенню конструкцій радіаторів.

Також без уваги не можна залишати таке поняття, як «термічні цикли» – цикли повторного нагрівання та охолодження напівпровідникових приладів під час їх роботи, що може бути серйозною проблемою для високо потужних пристроїв. Зазначене може викликати додаткові механічні напруження через різницю коефіцієнтів теплового розширення матеріалів корпусу пристрою та радіатора – це може призвести до розшарування, розтріскування та зниження надійності роботи приладу. Кількість термічних циклів до руйнування залежить від властивостей матеріалу та умов теплового навантаження [5, 6].

Прилади на основі SiC і GaN мають вищу стійкість до циклічних перегрівів, що сприяє їх високій надійності в складних потужних пристроях з циклічними умовами роботи.

Надійність приладів охоплює багато ознак: здатність пристрою підтримувати постійну експлуатаційну продуктивність протягом усього терміну служби, з урахуванням таких факторів, як термічні та електричні навантаження. Такі показники, як середній час напрацювання на відмову, кількісно визначають надійність і обернено залежать від умов роботи в умовах перевантаження. Електричні перенапруги, такі як стрибки напруг або струмів, може з часом погіршити функціонування пристрою. Пристрої

з широкою забороненою зоною більш стійкі до таких навантажень завдяки вищій напрузі пробою та термічній стабільності. Встановлення відповідності між наведеними характеристиками впливає на вибір приладу для конкретних застосувань. Наприклад, системи керування асинхронним двигуном мають кращі показники роботи при високих швидкостях перемикання для підвищення точності функціонування ШІМ, але при цьому необхідно буде вирішувати проблеми, пов'язані з виникненням електромагнітних перешкод та температурних перевантажень. Ефективність приладів безпосередньо впливає на рівень споживання енергії та стійкість роботи силових пристроїв, а їх надійність забезпечує довгострокову стабільну роботу [7].

Незважаючи на прогрес у розглянутих питаннях, залишається ряд наукових проблем, які потребують ретельної уваги. Наприклад, оптимізація значення внутрішнього опору приладу за умови підтримки високого значення його напруги пробою є досі не до кінця вивченим питанням при проектуванні таких приладів. «Паразитні» параметри, які стають більш вираженими на вищих частотах, обмежують продуктивність напівпровідникових приладів і швидкість їх перемикання. Складність виробництва та вартість широкосмугових приладів перешкоджають їх більш широкому застосуванню, підкреслюючи необхідність здійснення досліджень у царині матеріалознавства та технології виробництва.

У підсумку можна сказати, що характеристики силових напівпровідникових приладів є тісно взаємопов'язаними та мають бути оптимізовані одночасно, що дозволить ефективно використовувати їх в системах керування двигунами. Інтеграція широкосмугових матеріалів значно покращує розглянуті характеристики і відкриває шлях для створення більш ефективних та надійних пристроїв. Перешкодами на цьому шляху можуть бути як наукові, так і економічні проблеми проектування, тому майбутні дослідження мають бути зосереджені на покращенні властивостей матеріалів, зниженні виробничих витрат і

розробці передових методів теплового та електричного керування, щоб задовольнити зростаючі вимоги сучасної силової електроніки.

1.3 Проблеми функціонування силових напівпровідникових приладів

Застосування силових напівпровідникових приладів у системах керування двигунами супроводжується низкою проблем, пов'язаних з управлінням температурою, забезпеченням надійності та складністю їх інтеграції до схем керування. Зазначені питання є взаємопов'язаними і суттєво впливають на ефективність і довговічність систем керування двигуном. Для їх вирішення необхідно мати глибоке розуміння властивостей матеріалу приладів, їх поведінки під навантаженням і сучасних вимог по керуванню двигуном.

Управління температурою є одним з найважливіших параметрів, що визначає застосування того чи іншого напівпровідникового приладу, оскільки втрати потужності під час роботи призводять до виділення значної кількості теплової енергії, яку необхідно ефективно розсіювати. Нездатність керувати процесом тепловідведення може призвести до досягнення надмірних температур, які погіршують властивості матеріалу, впливають на електричні характеристики та, зрештою, можуть призвести до виходу з ладу даного приладу. Дана проблема є особливо вираженою в потужних пристроях, у яких більші значення струмів і напруг призводять до необхідності розсіювання більшої кількості теплової енергії. Управління цим процесом вимагає впровадження провідних рішень, які здатні адаптуватися до конкретних робочих умов систем керування двигуном.

Традиційні пристрої, побудовані на основі кремнію, обмежені можливостями тепловіддачі, що вимагає застосування рішень по

охолодженню, таких як радіатори та примусове повітряне або рідинне охолодження. Проте, матеріали з широкою забороненою зоною, наприклад на основі карбіду кремнію (SiC) і нітриду галію (GaN) мають кращі теплові параметри, оскільки демонструють підвищену термічну стабільність і теплопровідність, що дозволяє пристроям працювати з більшими потужностями та можливості працювати без застосування засобів охолодження. Використання таких приладів дозволяє створювати системам керування двигуном більш компактними та ефективними, хоча і викликає ускладнення конструкцій пристроїв. Ізоляційні матеріали та технології слідкування за тепловим станом повинні забезпечувати та контролювати наявні теплові навантаження, а вся система повинна бути оптимізована для запобігання виникненню перегрівів, що можуть поставити під загрозу її надійну і довгострокову роботу [5, 6].

Силові напівпровідникові прилади протягом терміну їх служби піддаються механічним, термічним та електричним навантаженням, що може призвести до різних форм деградації. Термічні цикли викликають механічну втому в паяних та інших з'єднаннях через повторні цикли розширення та звуження, що викликано змінами температури. З часом це може призвести до розшарування, розтріскування або втоми матеріалу, що погіршує функціональність роботи приладу. У системах керування двигуном, де часті зміни навантаження є звичайним явищем, ефекти термоциклування є особливо вираженими. Пристрої з широкою забороненою зоною є більш стійкими до цих навантажень порівняно з традиційними на основі кремнію, оскільки вони можуть працювати при більш високих температурах напівпровідникового переходу та мають властивості, які зменшують ймовірність механічних пошкоджень. Однак ця стійкість не усуває повністю проблеми з надійністю – вищі швидкості перемикання пристроїв на основі SiC і GaN можуть спричинити додаткові явища – локалізований перегрів через роботу на високій частоті. Стрибки напруги, що виникають під час перехідних процесів, що можуть бути

викликані індуктивністю обмоток двигуна під час комутацій, можуть перевищувати напругу пробою напівпровідникового переходу, що призводить до його руйнування. З огляду на це, системи керування двигуном повинні бути постачені захисними засобами – демпферами, обмежувачами перехідної напруги, реакторами – здатних захистити пристрої від зазначених негативних умов роботи. Ці засоби та заходи є досить ефективними, але вони ускладнюють конструкцію схеми і мають бути відповідним чином оптимізовані, щоб уникнути додаткових втрат або зниження ефективності всієї системи [7].

Інтеграція силових напівпровідникових приладів у схеми керування двигуном мають власний набір проблем, особливо на тлі постійного удосконалення технологій керування двигуном. Такі системи вимагають здійснення точного контролю характеристик перемикання приладу для реалізації таких методів, як широтно-імпульсна модуляція (ШІМ) і поле-орієнтоване керування (FOC). Електрична та теплова поведінка напівпровідникових приладів має відповідати вимогам функціонування за даними алгоритмами, що вимагають високих частот перемикання та швидкого часу відгуку. Високі частоти перемикання викликають ускладнення – створюються значні електромагнітні перешкоди (ЕМП), які можуть погіршити функціонування компонентів, що знаходяться поряд, і порушити відповідність стандартам по електромагнітній сумісності. Зниження впливу ЕМП вимагає ретельного проектування схем силових перетворювачів, використання оптимізованих схем, екранування та фільтруючих пристроїв. Крім того, вищі швидкості перемикання можуть посилити стрибки напруги та коливання в електричних ланцюгах, що потребує точного контролю процесів, що протікають. Інтеграція напівпровідникових приладів у системи керування двигуном передбачає пошук оптимального співвідношення між їх продуктивністю, вартістю та складністю конструкції кінцевого пристрою. Це вимагає, щоб схеми управління елементами напівпровідникових приладів були розроблені з

винятковою точністю, що ускладнює та здорожчає сам процес їх виготовлення [8].

У підсумку можна сказати, що застосування силових напівпровідникових приладів у системах керування двигунами стикається зі значними проблемами щодо керування температурою, надійністю та можливостями інтеграції до силових пристроїв. Кожне з цих чинників має вирішальне значення для ефективної та тривалої роботи електричних систем, а їх взаємна залежність вимагає цілісного підходу до проектування та оптимізації електроприводів на базі СНП. Новітні матеріали та інноваційні конструкції і схеми здатні значно покращити здатність вирішувати означені проблеми. Зосереджуючись на адаптаційному управлінні температурою, підвищені надійності та використанні сучасних алгоритмів керування, системи керування двигуном можуть повністю використовувати потенціал силових напівпровідникових технологій для задоволення вимог промисловості та енергетики.

1.4 Висновки по розділу

Силові напівпровідникові прилади є важливими компонентами в системах керування двигунами і дозволяють точно регулювати потоками електричної енергії для забезпечення оптимальної продуктивності та енергетичної ефективності електроприводів. Ці пристрої демонструють специфічні характеристики – швидкість перемикавання, ефективність, теплові характеристики та надійність – які визначають їх застосованість в різних сценаріях керування двигуном. Обмеження, пов'язані з властивостями матеріалів приладів, та експлуатаційними вимогами, часто створюють суттєві проблеми, які необхідно враховувати для досягнення оптимальної продуктивності перетворювальних систем.

Швидкість перемикання є визначальною характеристикою напівпровідникових пристроїв, яка визначає, наскільки швидко вони можуть переходити між увімкненим та вимкненим станами. Ця здатність має вирішальне значення для високочастотних пристроїв, до яких належать провідні методи керування двигунами. Такі прилади, як польові транзистори (MOSFET) і транзистори на основі нітриду галію (GaN), добре підходять для цього завдяки їх винятково високій швидкості перемикання. З іншого боку, високошвидкісна робота СНП може призвести до генерації потужних ЕМП, створювати перепади напруги та призвести до «паразитних» втрат в ланцюзі та погіршенню стабільності перетворювальних систем. Оцінити здатність пристроїв до мінімізації втрат потужності під час їх роботи можна за допомогою ККД, що є ще одним критичним параметром роботи СНП. Біполярні транзистори з ізольованим затвором (IGBT) забезпечують низькі втрати провідності, що ідеально підходить для потужних пристроїв. Транзистори на основі сполук SiC і GaN покликані знизити втрати при перемиканні на високих частотах.

Під час роботи напівпровідникових приладів виділяється теплова енергія, що вимагає вжиття заходів по її ефективному керуванню. Зазначене вимагає використання удосконалених матеріалів напівпровідників, сучасних систем управління температурою напівпровідникового переходу, забезпечення більшої стійкості до підвищених температур. Іншою вимогою сьогодення є створення більш компактних та енергетично ефективні систем без використання примусових систем охолодження. Термічна циклічність може викликати механічну втому в елементах СНП, що потенційно призводить до їх руйнування і скорочення терміну експлуатації. Для повного використання потенціалу СНП необхідно застосування оптимальних алгоритмів, що здатні забезпечувати прогнозне чи/та адаптивне керування. Крім того, необхідно враховувати економічні та виробничі обмеження виготовлення та впровадження існуючих та майбутніх матеріалів СНП.

Силові напівпровідникові пристрої є невід'ємною частиною систем керування двигуном, пропонують беззаперечні можливості щодо забезпечення ефективності, швидкості та надійності роботи електроприводів. Майбутні дослідження мають бути зосереджені на розробці економічно ефективних методів виробництва, оптимізації формування та керування температурою напівпровідникових переходів, а також на розробці алгоритмів керування, які дозволять повністю використати потенціал СНП. Комплексно вирішуючи різноманітні обмеження, напівпровідникові прилади зможуть задовольнити зростаючі вимоги до сучасних систем керування двигунами, забезпечити їх задану продуктивність, ефективність і надійність у різноманітних режимах роботи.

2 АСИНХРОННІ ДВИГУНИ ТА СПОСОБИ КЕРУВАННЯ НИМИ

2.1 Принцип роботи асинхронних двигунів

Асинхронні двигуни відомі своєю простотою, надійністю та можливістю адаптації до умов навантаження й широко застосовуються в промислових та побутових системах. Їх робота заснована на законах електромагнітної індукції, завдяки якій відбувається просторова взаємодія між ротором і статором і створюється крутний момент для подолання механічних навантажень. Ключовими параметрами роботи асинхронних двигунів є: крутний момент, потужність, коефіцієнт потужності та ККД. Вони визначають силові можливості двигуна, показники ефективності роботи та параметри перетворення і використання енергії [9].

Основний принцип роботи асинхронного двигуна полягає в створенні оберտального магнітного поля, симетричного відносно осі обертання ротора. Обмотки статора підключають до джерела змінного струму, що дозволяє створити це магнітне поле, синхронна швидкість якого визначається частотою джерела змінного струму та кількістю полюсів статора. Генероване обертове магнітне поле взаємодіє з металевим ротором, викликаючи генерацію електрорушійної сили (ЕРС), що пояснюється впливом електромагнітної індукції. Індукована ЕРС викликає струми в провідниках ротора, які, в свою чергу, створюють вторинне магнітне поле, яке взаємодіє з полем статора, створюючи крутний момент на валу двигуна [9].

Однією з головних характеристик асинхронних двигунів є «ковзання», що визначає різницю між синхронною частотою обертання магнітного поля та фактичною частотою обертання ротора. Ковзання пояснює створення крутного моменту та забезпечення постійного відносного руху між магнітним полем статора та ротором. З іншого боку, наявність ковзання призводить до втрат енергії, особливо за умовах високих

навантажень на валу двигуна. Залежність між ковзанням і крутним моментом є нелінійною – крутний момент спочатку наростає зі зростанням величини ковзання до максимального значення, після чого крутний момент зменшується через насичення сталі та збільшення величини втрат. Зазначена характеристика визначає здатність двигуна працювати за різних умов навантаження, що робить асинхронні двигуни добре придатними для застосувань, де спостерігається періодична чи постійна зміна навантажень. Крутний момент двигуна визначає здатність двигуна ефективно задовольняти прикладені механічні навантаження, прикладеними до його вала. Залежність між крутним моментом і частотою обертання визначає динамічну поведінку двигуна, визначаючи можливість стабільної роботи в широкому діапазоні навантажень. Пусковий крутний момент особливо важливий у приводах, де двигунам доводиться долати значну інерцію (пуск під навантаженням). Асинхронні двигуни здебільшого характеризуються високими значеннями пускових моментів, однак забезпечення їх ефективної роботи за змінних умов навантаження вимагає застосування відповідних принципів керування, які управляють величиною магнітного потоку двигуна та величинами, що впливають на величину крутного моменту, для оптимізації показників роботи двигуна [9].

ККД є головним енергетичним показником роботи асинхронних двигунів, і являє собою відношення величини вихідної механічної потужності до величини вхідної електричної потужності. При часткових навантаженнях ефективність (ККД) знижується через наявність постійних втрат – втрати в осерді та на створення струмів намагнічування, що залишаються постійними незалежно від навантаження. Ця неефективність є особливо критичною в системах, які часто працюють в умовах недонавантаження, що вимагає використання пристроїв, які здатні керувати поведінкою двигуна і мінімізувати втрати в більш широкому діапазоні навантажень. Підвищення ефективності роботи двигуна можна здійснити шляхом застосування інноваційних матеріалів – сталей з

низькими втратами та оптимізація конфігурації та структури статорних обмоток [9].

Іншим показником, що характеризує ефективності роботи двигуна, є коефіцієнт потужності, який визначає просторовий кут між векторами напруги і струму в обмотках статора. Асинхронні двигуни зазвичай характеризуються низьким значенням коефіцієнта потужності, особливо при недонавантаженні, що пояснюється значною величиною струмів намагнічування. Низьке значення коефіцієнта потужності може збільшити втрати та знизити загальну ефективність. Для здійснення корекції коефіцієнта потужності часто використовуються батареї конденсаторів [9].

Тепловиділення може бути одним з важливих показників роботи асинхронного двигуна. Тепло, що утворюється від втрат в обмотках, в осерді та від механічного тертя, повинно ефективно розсіюватися для забезпечення надійної роботи двигуна. Надмірне температурне навантаження призводить до погіршення стану ізоляції, знижує ККД і скорочує термін служби двигуна. Сучасні конструкції асинхронних двигунів містять механізми охолодження та матеріали з високою теплопровідністю для зменшення впливу визначених проблем.

У промисловості практичне застосування асинхронних двигунів показує їх високу адаптивність і здатність працювати за різних умов навантаження. Вони зазвичай використовуються в конвеєрних системах, для приводу компресорів, вентиляторів і насосів. Електроприводи з можливістю зміни частоти обертання ще більше розширили такі можливості, забезпечивши точне керування частотою обертання та крутним моментом за умови зниження споживання енергії. Регулюючи частоту напруги живлення двигуна можна здійснити оптимізацію робочих параметрів у різних режимах роботи, мінімізувати втрати та підвищити ефективність [9].

Можливість керування асинхронними двигунами тим не менш стикаються з певними обмеженнями щодо втрат енергії та

недопродуктивності за певних умов роботи. Зокрема, залежність від ковзання для роботи на природній характеристиці призводить до втрат енергії, які неможливо повністю усунути. Крім того, асинхронні двигуни досить чутливі до коливань напруги живлення, що може негативно вплинути на величину крутного моменту, загальну ефективність і теплові втрати. Для подолання зазначених проблеми необхідно не лише використання інноваційних матеріалів та удосконалення конструкції, але й впровадження передових стратегій керування, що здатні адаптуватися до мінливих умов експлуатації двигуна в режимі реального часу [9].

У підсумку, асинхронні двигуни працюють на принципах електромагнітної індукції, а електромагнітна взаємодія між ротором і статором визначає їх продуктивність. Такі параметри роботи асинхронних двигунів, як крутний момент, ефективність і коефіцієнт потужності, визначають їх енергетичні можливості, спроможності та межі оптимізації. Незважаючи на деякі обмеження, асинхронні двигуни залишаються незамінними в сучасній промисловості завдяки своїй надійності, економічності та адаптивності до зміни зовнішніх умов навантаження. Постійний прогрес у конструюванні двигунів, стратегіях керування та матеріалознавстві дозволяє підвищувати їх ефективність та функціональність. Вирішуючи існуючі проблеми та використовуючи новітні технології, асинхронні двигуни продовжуватимуть відігравати важливу роль у ефективній роботі промислових і побутових систем.

2.2 Скалярне управління в системах керування двигуном

Скалярне керування, коли відбувається, що відповідна зміна напруги і частоти напруги у відповідності до закону $U/f = \text{const}$, є одним із найпоширеніших методів регулювання характеристик асинхронних

двигунів. Його простота та економічність зробили його досить розповсюдженим для здійснення контролю частоти обертання. По-суті, скалярне керування ґрунтується на підтримці пропорційного співвідношення між прикладеною напругою та частотою для забезпечення постійного значення магнітного потоку в двигуні, що є основою для стабільної генерації крутного моменту. Незважаючи на простоту концепції, практична реалізація вимагає вирішення численних проблем, особливо при наявності змінних умов навантаження та при перехідних станах [10].

Величина магнітного потоку визначається за залежністю [10]:

$$\Phi = \frac{U}{4,44 \cdot f \cdot n \cdot k_w} \quad (2.1)$$

де U – напруга на фазі статора, В,

f – частота напруги живлення, Гц,

n – число витків в обмотці статора,

k_w – обмотковий коефіцієнт.

Співвідношення (2.1) забезпечує постійність величини магнітного поля, запобігаючи магнітному насиченню на низьких частотах і уникаючи ослаблення потоку на високих частотах. Відхилення в значенні співвідношення U/f можуть суттєво вплинути на роботу асинхронного двигуна. Надмірні значення співвідношень може призвести до магнітного насичення, викликаючи збільшення втрат в осерді та перегрівання, низькі значення співвідношення знижує величину магнітного поля, знижуючи величину крутного моменту та ефективність. У реальних режимах роботи асинхронних двигунів підтримувати це співвідношення під час перехідних процесів, таких як прискорення або уповільнення, є особливо складним завданням. Компенсація величини ковзання можуть бути корисними для динамічного регулювання зазначеного співвідношення, тим самим

покращуючи стабільність роботи двигуна і стабільність величини крутного моменту за змінних умов навантаження. Ковзання збільшується під час прискорення, що вимагає від контролера точного налаштування напруги та частоти входів для підтримки оптимального значення магнітного потоку на поточні параметри роботи двигуна.

Крутний момент асинхронного двигуна при скалярному керуванні опосередковано регулюється шляхом підтримки постійного магнітного потоку [10]:

$$M \equiv \Phi^2 \cdot s \quad (2.2)$$

де s – величина поточного ковзання [10]:

$$s = \frac{n_c - n}{n_c} \quad (2.3)$$

де n – частота обертання ротора, об./хв.,

n_s – синхронна частота обертання магнітного поля статора, об./хв.

[10]:

$$n_c = \frac{120 \cdot f}{p} \quad (2.4)$$

де p – число полюсів.

Підтримка постійності значення U/f співвідношення забезпечує стабільність магнітного потоку, а, отже, і постійність крутного моменту на валу двигуна за нормальних робочих умов. Однак під час швидких змін навантаження або перехідних станів зміни ковзання можуть дестабілізувати значення крутного моменту, що призводить до зниження продуктивності роботи приводу.

Практична реалізація скалярного керування вимагає застосування частотно-регулювальних приводів, які здатні модулювати величину напруги та частоту джерела змінного струму. Для здійснення регулювання використовується принцип широтно-імпульсної модуляції (ШІМ), який

дозволяє генерувати напруги синусоїдальної форми шляхом регулювання величину постійного струму. ШІМ працює завдяки швидкому перемикаю сирових напівпровідникових приладів (СНП). Режим роботи цих СНП визначає ефективну величину напруги, якою живиться двигун, і її частоту дозволяючи точно контролювати співвідношення U/f . Цей процес викликає певні проблеми – виникають гармонійні коливання, що є результатом швидкого перемикаю, і які спотворюють форми напруги та струму, знижуючи ефективність роботи двигуна та викликаючи додаткові втрати в ньому. Гармонійні коливання можуть бути схарактеризовані коефіцієнтом гармонійних спотворень [11]:

$$k_u = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{U_n}{U_1}\right)^2} \quad (2.5)$$

де U_n – амплітуда напруги n -ї гармоніки, В,

U_1 – амплітуда напруги основної частоти, В.

Високі значення даного коефіцієнта призводять до високого тепловиділення і прискорює деградацію ізоляції двигуна. Втрати на перемикаю, викликані фізичним часом переходу СНП між його станами ще більше знижують ефективність системи скалярного керування, особливо у пристроях високої потужності. Електромагнітні перешкоди (ЕМП), що виникають при швидкому перемикаю СНП можуть вивести з ладу супутнє обладнання та порушуючи стандарти забезпечення електромагнітної сумісності.

Для зменшення негативного впливу зазначених проблем, сучасні пристрої зі скалярним управлінням необхідно застосування певних покращуючих положення заходів [12]:

– гармонійні фільтри здатні згладжувати певні гармоніки, зменшувати спотворення сигналів та їх вплив на роботу двигуна,

- оптимізація алгоритмів перемикання, які здатні регулювати частоту та час роботи СНП, забезпечуючи баланс між ефективністю та якістю форми сигналу,

- використання методів захисту від електромагнітних перешкод і відповідних систем заземлення допомагають зменшити ЕМП, забезпечуючи стабільну роботу в чутливих до змін електричних ланцюгах.

Зазначені заходи дозволяють більш ефективно використовувати метод скалярного керування на основі ШІМ для широкого спектру промислових застосувань не дивлячись на його явні недоліки. Обмеження на використання скалярного керування стають більш очевидними в динамічних і високочастотних застосунках. Ключовим недоліком скалярного керування є його нездатність самостійно регулювати крутний момент і магнітний потік, оскільки він регулює лише величину прикладеної напруги та її частоти. Зазначені обмеження стають найбільш помітними під час різких змін навантаження або при регулюванні частоти обертання. У високо інерційних системах при використанні скалярного керування намагання підтримки стабільного значення крутного моменту призводить до затягнення часу прискорення та виникнення механічних напруг у частинах, що приводяться до руху асинхронним двигуном. При недонавантаженні двигунів домінуючими є постійні втрати, такі як струм намагнічування та втрати в осерді, скалярне керування є не досить ефективним. Нездатність адаптуватися до умов зміни навантаження призводить до збільшення споживання енергії та зниження загальної продуктивності електроприводу. У приводах, де необхідна реалізація високих значень крутних моментів, скалярне керування часто не забезпечує необхідного пускового моменту, що вимагає використання альтернативних методів керування. Останні дослідження показали, що скалярне керування суттєво удосконалилось завдяки використанню адаптивних алгоритмів для динамічного регулювання співвідношення U/f за допомогою використання зворотного зв'язку в реальному часі. Сучасні

методи компенсації ковзання підвищують стабільність величини крутного моменту, враховуючи зміни частоти обертання ротора та навантаження.

У підсумку можна сказати, що скалярне керування залишається основним методом керування асинхронним двигуном, пропонуючи простий і економічно ефективний підхід до регулювання частоти обертання. Дотримання постійності співвідношення U/f здатне забезпечити стабільну роботу асинхронних двигунів у стаціонарних умовах, а такі досягнення, як адаптивні алгоритми та методи компенсації ковзання, розширили можливості по його використанню. ШІМ, як базова технологія скалярного керування, створює такі проблеми, як гармонійні спотворення та втрати при перемиканні, які можна пом'якшити за допомогою застосування певних стратегій керування та спеціальних компенсуючих пристроїв. Незважаючи на існуючі обмеження застосування в деяких застосунках, скалярне керування продовжує відігравати важливу роль у промислових і побутових системах електроприводів. У майбутньому можна сподіватись на прогресивні тенденції такі, як інтеграція скалярного керування з інтелектуальними системами, покращення моніторингу в реальному часі, що обіцяє підвищити ефективність і універсальність цього методу.

2.3 Векторне управління в системах керування асинхронним двигуном

Полеорієнтоване керування (ПОК), також відоме як векторне керування, є одним з провідних підходів у системах керування двигуном, який здатен забезпечити точне динамічне регулювання продуктивності двигуна шляхом окремого управління крутним моментом та магнітним потоком. На відміну від скалярних методів керування, ПОК забезпечує можливість незалежного керування цими складовими, дозволяючи

асинхронним і синхронним двигунам набувати робочих характеристик, подібних до машин постійного струму. Цього можна досягти шляхом використання вдосконаленого математичного моделювання та використання зворотного зв'язку в реальному часі [10].

В основі векторного керування лежить перетворення трифазних струмів статора (i_a, i_b, i_c) у дві ортогональні складові, що спрощує процес керування. Зазначене перетворення змінних трифазних струмів у двовісну стаціонарну систему відліку можна здійснити за допомогою наступного визначника [13]:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ \square \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ \square \\ i_b \\ \square \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

де i_α, i_β – струми статора в нерухомій системі координат ($\alpha - \beta$).

Це перетворення усуває складність трифазних систем і готує струми для подальшої обробки. У подальшому оберտальна стаціонарна система відліку перетворюється в синхронну систему відліку, узгоджену з потоком ротора [13]:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

У цій перетвореній системі величина i_d відповідає струму, що створює магнітний потік, а i_q – це струм, що відповідає за крутний момент. Кут θ , який пов'язує систему відліку з потоком ротора, можна отримати від датчиків положення, частоти обертання або оцінюється за допомогою алгоритмів. Можливість відокремлення крутного моменту та магнітного потоку спрощує керування двигуном, дозволяючи незалежну зміну

величин i_d і i_q для досягнення оптимальної продуктивності роботи асинхронного двигуна.

Електромагнітний момент у системах з векторним керуванням може бути визначений за залежністю [13]:

$$M_{\text{ел.}} = k_{\text{дв.}} \cdot \Phi_p \cdot i_q \quad (2.8)$$

де $k_{\text{дв.}}$ – постійна двигуна – коефіцієнт, що враховує його конструктивні особливості,

Φ_p – магнітний потік ротора, Вб,

i_q – струм, що відповідає за створення крутного моменту.

Залежність (2.8) є лінійною і показує можливість точного керування крутним моментом шляхом прямого регулювання величини i_q без необхідності врахування значення величини i_d . Для ефективної роботи двигуна величину i_d підтримують на постійному значенні, що забезпечує оптимальне значення магнітного потоку, тоді як величина i_q може динамічно регулювати величину крутного моменту в залежності від умов навантаження. Здатність незалежно контролювати та регулювати зазначеними компонентами дає можливість точно реагувати на динамічну реакцію та підвищувати параметрами енергоефективності роботи електроприводів.

Перетворення та розв'язання при використанні векторного керування реалізуються в замкнутій системі керування, в якій реалізовано зворотний зв'язок від датчиків струму та датчиків положення або частоти обертання. Структура керування складається з двох пропорційно-інтегральних (ПІ) контролерів: один для контуру струму i_d для регулювання магнітного потоку, а інший для контуру струму i_q для регулювання крутного моменту. Вихідні значення з цих контролерів визначають опорні напруги для інвертора, які модулюються за допомогою ШІМ для генерації необхідних

значень напруги і частоти. Принципи ШІМ при векторному керуванні забезпечують точне керування електричними параметрами двигуна, однак при цьому в мережу генеруються гармоніки, що спотворюють форми сигналів напруги та струму, знижуючи параметри ефективності, що характеризуються коефіцієнтом гармонійних спотворень (k_u). Високі значення цього коефіцієнта призводять до збільшення втрат в міді та осерді, а також збільшенні тепловиділення [13].

Безконтактні технології векторного керування здатні оцінити значення кута θ між вектором магнітного потоку ротора та вектором колової швидкості за допомогою математичних моделей і прямих вимірювань напруг та струмів, усуваючи при цьому потребу у встановленні фізичних датчиків. Безконтактні технології дозволяють знизити витрати на обладнання та підвищити надійність, що буває важливим при роботі обладнання в особливо несприятливих умовах. Однак проблеми можуть спостерігатися при низьких частотах обертання, коли малопотужні сигнали можуть призвести до прояву неточностей в оцінці магнітного потоку та положення. Для вирішення цих проблем необхідно використання сучасних пристроїв спостереження та алгоритмів машинного навчання [14].

Переваги векторного керування досить очевидні в застосуванні – точне керування крутним моментом і магнітним потоком здатне забезпечити швидку динамічну реакцію на зміни в навантаженні двигунів електроприводів. При цьому зменшуються механічні навантаження на обертальні частини та подовжується термін служби елементів асинхронних двигунів і знижуються витрати на технічне обслуговування.

Незважаючи на визначені переваги, векторне керування має певні обмеження. Обчислювальні вимоги до здійснення перетворень, складні алгоритми розв'язання та врахування циклів зворотного зв'язку в реальному часі вимагають застосування сучасних мікроконтролерів або цифрових сигнальних процесорів, що збільшує вартість і складність

системи управління. Крім того, безконтактні методи хоча і зменшують залежність від необхідності використання апаратного забезпечення, можуть бути підданими зниженню точності в складних експлуатаційних умовах. Постійне вдосконалення технологій обробки та алгоритмів оцінки даних може мати вирішальне значення для подолання цих проблем [13].

Полеорієнтоване або векторне керування можна вважати найбільш прогресивною системою управління двигуном для забезпечення точного та незалежного регулювання крутним моментом та магнітним потоком. Математична основа даного методу заснована на відповідних векторних перетвореннях для забезпечення динамічної та ефективної роботи двигуна в широкому діапазоні частот обертання. Удосконалення принципів обчислення та оцінки дозволяє розширити межі застосованості даного методу за умови забезпечення підвищеної ефективності, надійності та універсальності.

2.4 Сумісність напівпровідникових приладів з пристроями керування

Сумісність силових напівпровідникових приладів (СНП) із системами керування двигуном має вирішальне значення для оптимізації ефективності та точності його роботи. Характеристики СНП, зокрема частота перемикання та час відгуку, безпосередньо впливають на здатності стратегій керування – скалярного, векторного або прямого. Означені характеристики впливають на такі ключові аспекти, як якість форми сигналу, динамічні характеристики та температурі поля, що вимагає детального розуміння їх впливу на системи керування двигуном [15].

Частота комутації (f_c , Гц) є одним з найважливіших параметрів, що визначають якість форми сигналу напруги, що подається на двигун. Більш

високі частоти перемикавання призводять до більш плавних форм сигналу та зменшення гармонійних спотворень, що підвищує ефективність роботи двигуна та мінімізує термічні втрати. Коефіцієнт гармонійних спотворень вихідної напруги залежить від даного параметра [16]:

$$k_u \equiv \frac{1}{f_s} \quad (2.9)$$

Зворотна залежність демонструє, що збільшення частоти перемикавання зменшує вміст гармонік у формі сигналу, тим самим покращуючи якість вхідного сигналу двигуна. Однак більш високі частоти перемикавання також призводять до збільшення втрат при перемиканні, які можуть бути визначені за залежністю [16]:

$$P_{\text{loss}} = f_s \cdot (E_{\text{on}} + E_{\text{off}}) \quad (2.10)$$

де E_{on} і E_{off} – втрати енергії під час вмикання та вимикання СНП, Вт.

Зі збільшенням частоти f_s ці втрати зростають пропорційно, що призводить до виділення більшої кількості теплової енергії напівпровідниковим переходом СНП. Цей компроміс між зменшенням гармонік і збільшенням втрат при перемиканні підкреслює важливість вибору оптимальної частоти перемикавання, яка врівноважує ефективність і теплові характеристики.

Час відгуку, який визначається як час, необхідний СНП для перемикавання між увімкненим і вимкненим станами, відіграє вирішальну роль у визначенні динамічних характеристик систем керування двигуном. Швидший час відгуку дозволяє точно регулювати крутний момент і магнітний потік двигуна, особливо в складних стратегіях керування. Швидкість перемикавання пристрою характеризується часом наростання (t_r) та часом спадання (t_f), які, в свою чергу, залежать від швидкості зміни

струму і напруги на затворі СНП. Менші значення t_r або t_f вказують на швидші перемикання, що зменшує затримку у виконанні керуючого сигналу та покращує точність керування крутним моментом. Однак, надмірно швидке перемикання може призвести до виникнення електромагнітних перешкод, які можуть порушити стабільність роботи системи керування. Останнє вимагає запровадження передових методів фільтрації та екранування і підтримки електромагнітної сумісності між СНП і системою керування [16].

Іншим важливим аспектом сумісності є можливість керування температурою, оскільки висока частота перемикань і короткий час відгуку призводять до більшого тепловиділення. На температуру напівпровідникового переходу (T_j , °C) напівпровідникового приладу впливають його тепловий опір (R_{th} , °C/Вт) і розсіювану потужність ($P_{втр.}$, Вт) [16]:

$$T_j = T_a + P_{втр.} \cdot R_{th} \quad (2.11)$$

де T_a – температура навколишнього середовища, °C.

Для запобігання перегріву та забезпечення надійної роботи у високонавантажених умовах ефективними рішеннями можуть бути: використання удосконаленої конструкції радіаторів, застосування рідинного або повітряного охолодження та оптимізоване пакування напівпровідника.

Вплив характеристик СНП залежить від способу керування двигуном. Скалярне керування, що базується на підтримці співвідношення $U/f = \text{const}$ є менш чутливим до швидкості та частоти перемикань СНП, оскільки воно зосереджено на роботі в стаціонарних, а не в динамічних режимах. Векторне керування та пряме керування крутним моментом вимагають високих частот перемикання та низького значення часу відгуку для досягнення точного регулювання крутного моменту та магнітного потоку.

Чутливість цих способів керування до гармонік, електромагнітних перешкод і теплових характеристик вимагає використання напівпровідникових приладів з оптимізованими характеристиками перемикання відповідно до самих способів.

Для підвищення сумісності сучасних систем керування двигунами доцільно використання розширених алгоритмів, які здатні динамічно регулювати параметри роботи напівпровідникових пристроїв. Адаптивні алгоритми перемикання можуть модулювати частоту та шпаруватість сигналів ШІМ на основі відомостей по зворотному зв'язку в реальному часі, для пошуку компромісів між забезпеченням ефективності та гармонійними спотвореннями.

У підсумку, сумісність напівпровідникових пристроїв з системами керування двигуном визначається частотою їх перемикання та часом відгуку, які значно впливають на якість форми сигналу, динамічну продуктивність та термічну ефективність СНП. Ретельно відбираючи та оптимізуючи ці характеристики, можна підвищити загальну ефективність і надійність стратегій керування двигуном. Широкозонні напівпровідники з їх чудовими комутаційними та тепловими властивостями пропонують ефективні рішення для задоволення вимог сучасних систем керування двигуном. Оскільки стратегії управління продовжують розвиватися, значний прогрес у напівпровідникових технологіях та адаптивних алгоритмах у майбутньому відіграватимуть вирішальну роль у досягненні кращої сумісності та оптимальної продуктивності. Таким чином, взаємодія між методами керування та силовими напівпровідниковими пристроями визначає ефективність, точність і надійність роботи двигуна. Простий підхід при скалярному керуванні спирається на базову функціональність напівпровідника, тоді як векторне керування вимагає встановлення приладів підвищеної потужності щоб відповідати вимогам динамічної стійкості та забезпечення високої продуктивності.

2.5 Огляд досліджень по використанню силових напівпровідникових

приладів у електроприводах

У статті [17] міститься детальний огляд останніх досягнень і майбутніх перспектив у силовій електроніці у електроприводах. Метою роботи було дослідження того, як технологічні розробки, зокрема в царині силових напівпровідникових пристроях, конструкціях перетворювачів та інтелектуальних системах керування, змінюють енергоефективність та надійність їх роботи. Підкреслюється важливість сигової електроніки для промислової автоматизації та досягнення енергозбереження в електроприводі. Підкреслюються передові досягнення, зокрема інтеграція провідних матеріалів, таких як SiC і GaN, які забезпечують вищу термостійкість, ефективність і потужність. У роботі також обговорюються нові інтелектуальні системи керування, включаючи методи, що піддаються керуванню штучним інтелектом, нейронними мережами та гібридними підходами штучного інтелекту, що підвищують надійність системи, відмовостійкість та оптимізацію енергоспоживання. Ці інновації позиціонуються як ключові у вирішенні таких проблем, як можливість безконтактного керування, діагностики електричних машин і забезпечення відмовостійкості. Підкреслюється постійність еволюційного розвитку сигової електроніки в напрямку все більшої інтеграції, ефективності та надійності. Були визначені перспективні напрямки для майбутніх досліджень, серед яких: розробка широкозонних пристроїв і адаптивних методів управління на основі штучного інтелекту.

У статті [18] представлено розробку цифрового симулятора апаратного забезпечення в режимі реального часу для приводів асинхронних двигунів, що використовує програмовані вентильні матриці (FPGA) для усунення обмежень звичайних методів моделювання. Основною метою дослідження було створення високоточної системи моделювання, яка здатна моделювати динаміку систем сигової

електроніки, зосереджуючись на біполярних транзисторах з ізольованим затвором (IGBT) і перетворювачах джерел напруги (VSC). Ця робота представляє нову модель, яка використовує характеристики досліджуваного пристрою і здатна досліджувати динаміку високочастотних перемикань, усуваючи потребу в застосуванні традиційних алгоритмів корекції. Розроблена модель об'єднує ключові компоненти: детальну модель асинхронної машини, систему прямого керування, орієнтовану на поле, і схему просторово-векторної широтно-імпульсної модуляції (SVPWM). Використання FPGA демонструє значні переваги в обчислювальній ефективності та точності моделювання і підкреслює свою здатність імітувати стаціонарні та перехідні умови з винятковою точністю. Результати моделювання підтвердили здатність симулятора обробляти події швидкого перемикання, перевіряти алгоритми керування та моделювати реальні робочі сценарії поведінки електроприводу. Запропонована модель є придатною для промислових приладів, дозволяє тестувати існуюче обладнання під час його роботи та здійснювати аналіз систем живлення. Висновки роботи підкреслюють доцільність створення модульних симуляторів на основі FPGA та позитивні наслідки їх використання для майбутніх досліджень в області силової електроніки та електроприводів, зокрема відносно підвищення ефективності проектування та зниження витрат на розробку. Це дослідження можна вважати еталонним для інтеграції передових апаратних рішень у середовища моделювання в реальному часі.

У статті [19] дослідники зосередились на поточних методах керування асиметричними шестифазними асинхронними двигунами для вирішення проблем, пов'язаних з асиметрією машини та ефектами роботи інвертора. Використовуючи підхід векторного просторового розкладання (VSD), дослідження дає нову фізичну інтерпретацію струмів у координатах «х-у», розглядаючи їх як циркулюючі струми між двома трифазними обмотками. Це дозволило краще зрозуміти динаміку системи та полегшити розробку

стратегій керування з метою покращення продуктивності та ефективності досліджуваних систем. Основною метою дослідження була розробка та оцінка ефективних регуляторів струму, здатних зменшити втрати енергії та гармонійні спотворення в багатофазних системах. Експериментальна перевірка прототипу шестифазного асинхронного двигуна демонструє відмінну продуктивність резонансних фільтрів для придушення домінуючих гармонійних струмів 5-ї та 7-ї гармонік у порівнянні з традиційними пропорційно-інтегральними (PI) контролерами. Крім того, подвійні PI-регулятори, що працюють як у синхронній, так і в асинхронній системі відліку, стають найбільш універсальним рішенням для компенсації різних типів асиметрії машини, забезпечуючи повне придушення циркулюючих гармонійних струмів за різних умов роботи електроприводу. Інтеграція теоретичного моделювання з експериментальним аналізом забезпечує його практичну застосовність.

У статті [20] представлено нову стратегію керування для асинхронних машин з наголосом на роботі без датчиків для незалежного регулювання активної та реактивної потужності. Традиційні методи визначення стану покладаються на показники з датчиків положення ротора, які схильні до похибок і недостатньої чутливості до зміни вимірюваних параметрів. Запропонований в роботі алгоритм прямого керування потужністю (DPC) долає ці обмеження, використовуючи вимірювання напруги та струму на стороні статора для визначення магнітного потоку. Ця технологія усуває потребу в датчиках положення ротора та забезпечує стабільність визначення параметрів навіть при загальмованому роторі. Основна мета дослідження полягає в тому, щоб підвищити динамічні характеристики та ефективність роботи асинхронних машин з фазним ротором при одночасному зниженні складності системи. Запропонований метод забезпечує точне та роздільне керування активною та реактивною потужністю, забезпечуючи швидкі перехідні реакції та покращуючи надійність системи за різних умов експлуатації. Результати моделювання

та проведеного експерименту підтвердили ефективність запропонованого методу. Випробування продемонстрували швидку перехідну реакцію, дозволивши досягти коригування активної потужності протягом 2 мс. Порівняно зі звичайними методами керування, алгоритм DPC демонструє чудову адаптивність та придатність для широкого спектру промислових застосувань. Дослідження створює практичне, обчислювально-ефективне рішення для безконтактного керування асинхронними машинами з фазним ротором.

У статті [21] представлена нова стратегія керування для приводів з асинхронними двигунами без використання датчиків, що працюють в областях недовантаження, що дозволить вирішити проблеми по чутливості до зміни параметрів у складних схемах керування при налаштуванні регуляторів. Запропонований метод використовує компоненти струмів статора як змінні для подальшого керування, пропонуючи спрощену, але ефективну систему для досягнення максимального крутного моменту в широкому діапазоні частот обертання, одночасно зменшуючи залежність від інших параметрів асинхронної машини. Даний підхід дозволить перейти від звичайного керування на основі струму до методу, орієнтованого на потік статора, що дозволяє точно регулювати крутний момент двигуна. Зменшення величини магнітного потоку статора, коли напруга, необхідна для максимального крутного моменту, перевищує доступну межу її генерації інвертором, запропонована система забезпечує плавні переходи в область ослаблення поля і мінімізуючи кількість необхідних PI регуляторів. Моделювання та експериментальна перевірка підкреслюють надійність та ефективність запропонованого методу – була продемонстрована плавність реакції на зміну величини крутного моменту та стабільність під час високошвидкісних і перехідних процесах, досягаючи швидких динамічних реакцій і покращуючи можливість регулювання крутного моменту. У порівнянні зі звичайними методами, запропонована стратегія керування демонструє меншу залежність

параметрів, забезпечуючи надійну роботу в різних умовах. Поєднуючи простоту, високу продуктивність і знижену чутливість до зміни неконтрольованих параметрів, даний метод пропонує значні переваги для систем керування електроприводами.

У науковій статті [22] представлено вдосконалений підхід моделі прогнозованого керування крутним моментом (МРТС) для приводів з асинхронними двигунами, при якому усуваються обмеження звичайних методів шляхом оптимізації робочого циклу безпосередньо в процес керування. Дослідження спрямоване на підвищення точності керування крутним моментом і магнітним потоком, одночасно зменшуючи обчислювальні вимоги, забезпечуючи більш ефективну роботу в широкому діапазоні частот обертання. Традиційні методи МРТС часто мають проблеми з високою пульсацією крутного моменту та залежністю від високих частот дискретизації через окрему обробку вектора напруги та коефіцієнта заповнення. Запропонований метод долає ці труднощі шляхом інтеграції принципу контролю за нестабільністю в прогностичну модель, забезпечуючи одночасну оптимізацію векторів напруги та їх відповідну зміну. Відмінністю даного підходу є впровадження і використання коефіцієнта навантаження у функцію витрат, підвищуючи точність відстеження контрольованих даних і достатню динамічну чутливість. Розроблений метод використовує обчислювач максимального порядку для точної оцінки магнітного потоку статора та крутного моменту, одночасно компенсуючи затримку при цифровому керуванні, забезпечуючи надійну роботу в різних умовах роботи приводу. Ця спрощує реалізацію даних досліджень, одночасно забезпечуючи стабільну поведінку та зменшуючи пульсації крутного моменту, особливо на низьких частотах обертання. Моделювання та експериментальна перевірка демонструють ефективність запропонованого методу – значне зниження пульсацій крутного моменту та гармонік струму порівняно зі звичайними методами МРТС, навіть із нижчими частотами дискретизації, що підкреслює його обчислювальну

ефективність. Цей метод дозволяє досягти швидшої динамічної реакції, покращеної стабільності та кращого контролю крутного моменту.

У статті [23] досліджуються механізми поведінки, що викликані електромагнітними перешкодами (ЕМП) у системах приводів з асинхронними двигунами та інверторами з широтно-імпульсною модуляцією (ШІМ), з метою покращення розуміння високочастотної поведінки та розробки стратегій зменшення ЕМП. Дані системи приводів, необхідні для технічних систем зі змінною частотою обертання, схильні до високочастотного шуму, спричиненого перемиканням силових напівпровідникових приладів. Дослідження запропонувало новий підхід шляхом інтеграції високочастотних ефектів до комплексної моделі в часовій області за допомогою програмного забезпечення SABRE, що дозволило здійснити детальний аналіз генерації та поширення електромагнітних перешкод. Ключова новизна полягає в ідентифікації трьох переважаючих режимів коливань — двох загальних і одного диференціального, які виникають через паразитні індуктивності та ємності в системі. На відміну від попередніх досліджень, поточне встановлює точні зв'язки між джерелами збудження, шляхами струму та частотами коливань, підтверджені експериментальними вимірюваннями. Модель SABER, яка включає в себе як низькочастотні, так і високочастотні ефекти, дозволяє точно моделювати динаміку поведінки та закладає основу для ефективних методів зниження електромагнітних перешкод. Результати показали, що визначені режими тісно пов'язані з конкретними системними конфігураціями та подіями перемикавання, надаючи практичну інформацію для розробки методів зменшення ЕМП. У дослідженні також були розроблені спрощені еквівалентні схеми для визначених режимів, які після перевірки пропонують практичні інструменти для розробників, які прагнуть передбачити та контролювати випромінювання ЕМП без створення повних імітаційних моделей.

У статті [24] представлено новий підхід до оптимізації ефективності

приводів з асинхронними двигунами шляхом мінімізації втрат у міді та в осерді для забезпечення надійних динамічних характеристик. Була представлена структура керування, заснована на нелінійних геометричних методах, зокрема лінеаризації входу-виходу з розв'язанням, яке дозволяє точне керування в межах стаціонарної системи відліку. Зазначене усуває потребу в застосуванні синхронних перетворень і вирівнюванні потоків, що є поширеним прийомом у класичних схемах векторного керування, тим самим спрощуючи реалізацію та покращуючи ефективність обчислень. Новизною даного дослідження є використання природних змінних – магнітного потоку ротора, крутного моменту і частоти обертання ротора, які не залежать від системи відліку та безпосередньо пов'язані з функціонуванням електричних машин. Інтеграція зазначених змінних у модель керування дозволяє системі динамічно пристосовуватися до зміни втрат в осерді та зростанні величини намагнічування, що дозволяє оптимізувати роботу двигуна за різних умов навантаження. Такий адаптивний підхід дозволяє визначати оптимальну щільність магнітного потоку в повітряному зазорі, що мінімізує загальні електричні втрати, зберігаючи при цьому можливість забезпечення високої швидкості керування процесом. Для роботи з частковим навантаженням запропонований метод ефективно зменшує електричні втрати, забезпечуючи при цьому стабільне і точне регулювання частоти обертання. Кількісний аналіз показав, що така схема керування забезпечує підвищення ефективності на 15% у конкретних сценаріях.

3 РОЗРАХУНОК ПАРАМЕТРІВ ЕЛЕКТРОПРИВОДУ ТА ІНВЕРТОРА

Розрахунок параметрів перетворювального пристрою на базі IGBT-транзисторів для живлення асинхронного двигуна виконується з метою визначення основних електричних та теплових характеристик, що впливають на стабільну роботу привода. У процесі аналізу враховуються параметри двигуна, такі як потужність, напруга, струм, а також конструктивні та функціональні особливості перетворювача. Розрахунки охоплюють втрати потужності на транзисторах, ефективність системи, теплові показники та коефіцієнти гармонічних спотворень.

Для виконання розрахунків необхідно:

- визначити струми та напруги у ключових елементах силового перетворювача,
- обчислити втрати на комутацію і провідність транзисторів,
- проаналізувати теплові характеристики з урахуванням термічного опору і температури навколишнього середовища,
- здійснити гармонійний аналіз з використанням параметрів вихідного сигналу,
- розрахувати індуктивність та ємність LC-фільтра для мінімізації гармонічних спотворень.

Розрахунки базуються на теоретичних залежностях та враховують практичні значення для забезпечення відповідності умовам експлуатації. Цей підхід дозволяє оптимізувати роботу привода та зменшити енергетичні втрати.

Струм через IGBT-транзистор, A [25, 26]:

$$I_{\text{IGBT}} = 1.2 \cdot I_a \quad (3.1)$$

де 1,2 – коефіцієнт запасу на перевантаження,

I_a – струм навантаження, $I_a = 53,05 \text{ A}$.

$$I_{\text{IGBT}} = 1,2 \cdot 53,05 = 63,66 \text{ A.}$$

Потужність втрат на IGBT, Вт [25, 26]:

$$P_v = (E_{\text{ON}} + E_{\text{OFF}}) \cdot f + I_C \cdot U_{\text{CE}} \cdot D \quad (3.2)$$

де E_{ON} , E_{OFF} – відповідно енергія втрат при включенні і відключенні СНП, $E_{\text{ON}} = 0,5$ мДж, $E_{\text{OFF}} = 0,6$ мДж,

f – частота комутації, $f = 20$ кГц,

I_C – струм колектора транзистора, $I_C = I_{\text{IGBT}}$,

U_{CE} – напруга на колекторі-емітері транзистора, $U_{\text{CE}} = 230$ В,

D – коефіцієнт заповнення (шпаринність), $D = 0,85$.

$$P_v = (0,5 + 0,6) \cdot 10^{-3} \cdot 20000 + 63,66 \cdot 230 \cdot 0,85 = 12487,27 \text{ Вт.}$$

Температура напівпровідникового переходу, °С [25, 26]:

$$T_j = T_C + P_v \cdot R_{\text{th-jc}} \quad (3.3)$$

де $T_{\text{корп}}$ – температура корпусу, $T_C = 80^\circ\text{C}$,

$R_{\text{th-j}}$ – термічний опір «напівпровідниковий перехід–корпус»,

$R_{\text{th-j}} = 0,005$ °С/Вт.

$$T_j = 80 + 12487,27 \cdot 0,005 = 142,44^\circ\text{C}$$

Максимально-припустиме значення напруги IGBT-транзистора, В [25, 26]:

$$U_{\text{CES}} \geq 2 \cdot U_p \quad (3.4)$$

де U_p – максимальна напруга на виході, $U_p = 209,44$ В.

$$U_{CES} \geq 2 \cdot 209,44 = 418,88 \text{ В}$$

Втрати на провідність, Вт [25, 26]:

$$P_{\text{пров}} = U_{\text{CE,sat}} \cdot I_{\text{IGBT}} + I_{\text{IGBT}}^2 \cdot R_{\text{он}} \quad (3.5)$$

де $U_{\text{CE,sat}}$ – напруга насичення IGBT, $U_{\text{CE,sat}} = 2,5 \text{ В}$,

$R_{\text{он}}$ – опір у включеному стані, $R_{\text{он}} = 0,01 \text{ Ом}$.

$$P_{\text{пров.}} = 2,5 \cdot 63,66 + (63,66)^2 \cdot 0,01 = 199,67 \text{ Вт}$$

Втрати на комутацію, Вт [25, 26]:

$$P_{\text{ком.}} = f_s \cdot (E_{\text{он}} + E_{\text{офф}}) = 20000 \cdot (0,5 + 0,6) \cdot 10^{-3} = 22 \text{ Вт} \quad (3.6)$$

Сумарні втрати потужності, Вт [25, 26]:

$$P_{\text{сум.втр.}} = P_{\text{пров.}} + P_{\text{ком.}} = 199,67 + 22 = 221,67 \text{ Вт} \quad (3.7)$$

Напруга на шині постійного струму, В [25, 26]:

$$U_{\text{DC}} = \sqrt{2} \cdot U_{\text{вх.DC}} - U_{\text{втр.DC}} \quad (3.8)$$

де $U_{\text{вх.DC}}$ – вхідна напруга на шині постійного струму, $U_{\text{вх.DC}} = 400 \text{ В}$,

$U_{\text{втр.DC}}$ – падіння напруги на шині постійного струму $U_{\text{втр.DC}} = 10 \text{ В}$.

$$U_{\text{DC}} = \sqrt{2} \cdot 400 - 10 = 566,56 \text{ В}$$

Вихідна напруга постійного струму, В [25, 26]:

$$U_{\text{вих.ДC}} = U_{\text{вх.ДC}} \cdot \frac{f_{\text{вих.}}}{f} \quad (3.9)$$

де $f_{\text{вих.}}$ – вихідна частота інвертора, $f_{\text{вих.}} = 25$ Гц.

$$U_{\text{вих.ДC}} = 400 \cdot \frac{25}{50} = 200 \text{ В}$$

Вихідний струм, А [25, 26]:

$$I_{\text{вих.ДC}} = \frac{P_{\text{ДВ.}}}{\sqrt{3} \cdot U_{\text{вих.ДC}} \cdot \cos \varphi} = \frac{10000}{\sqrt{3} \cdot 200 \cdot 0,85} = 33,94 \text{ А} \quad (3.10)$$

Індуктивність для вхідного фільтра для зменшення гармонік і пульсацій, Гн [25, 26]:

$$L = \frac{U_{\text{ДC}}}{f \cdot \Delta I} \quad (3.11)$$

ΔI – припустима пульсація струму, $\Delta I = 5$ А.

$$L = \frac{566,56}{50 \cdot 5} = 2,27 \text{ Гн}$$

Частота зрізу вихідного LC-фільтра для зменшення гармонік, Гц [25, 26]:

$$f_3 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}} \quad (3.12)$$

де C – задана ємність фільтра, $C = 10$ мкрФ.

$$f_3 = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{2,27 \cdot 10 \cdot 10^{-6}}} \approx 33,37 \text{ Гц}$$

Значення коефіцієнта заповнення (шпаринність) [25, 26]:

$$D = \frac{U_{\text{вих. DC}}}{U_{\text{DC}}} \cdot 100\% = \frac{200}{566,56} = 35,3\% \quad (3.13)$$

Загальні гармонійні спотворення визначимо шляхом оцінки коефіцієнта гармонійних спотворень [25, 26]:

$$k_U = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{U_n}{U_1}\right)^2} \cdot 100\% \quad (3.14)$$

U_n – амплітуда гармоніки n -го порядку, $U_2 = 10$ В, $U_3 = 5$ В,

U_1 – амплітуда основної гармоніки, $U_1 = 200$ В.

$$k_U = \sqrt{\left(\frac{10}{200}\right)^2 + \left(\frac{5}{200}\right)^2} \cdot 100\% \approx 5,6\% \geq 5,0\%$$

Результат є незадовільним, що свідчить про наявність надмірних гармонік у мережі. Для мінімізації гармонік можна піти двома шляхами: або збільшити частоту ШІМ або перерахувати параметри фільтра.

Збільшимо частоту ШІМ до $f_{\text{ШІМ}} = 20$ кГц.

Індуктивність фільтра для обмеження пульсацій струму на виході інвертора [25, 26]:

$$L = \frac{U_{\text{DC}}}{f_{\text{ШІМ}} \cdot \Delta I} = \frac{566,56}{20000 \cdot 5} = 0,00567 \text{ Гн} = 5,67 \text{ мГн}. \quad (3.15)$$

Ємність фільтра визначаємо з урахуванням частоти зрізу фільтра $f_z = 2$ кГц [25, 26]:

$$C = \frac{1}{(2\pi f_3)^2 \cdot L} = \frac{1}{(2\pi \cdot 2000)^2 \cdot 0,00567} = 1,12 \text{ мкрФ.} \quad (3.16)$$

Розрахований LC-фільтр забезпечує відповідну частоту зрізу та зменшує гармоніки на виході інвертора.

Втрати потужності в індуктивності, Вт [25, 26]:

$$P_L = I_{\text{вих.ДC}}^2 \cdot R_L \quad (3.17)$$

де R_L – активний опір дроселя, $R_L = 0,1$ Ом.

$$P_L = 33,94^2 \cdot 0,1 = 115,2 \text{ Вт.}$$

Втрати потужності в провідниках, Вт [25, 26]:

$$P_{\text{пров.}} = I_{\text{вих.ДC}}^2 \cdot R_{\text{пров.}} \quad (3.18)$$

де $R_{\text{пров.}}$ – активний опір провідників, $R_{\text{пров.}} = 0,05$ Ом.

$$P_{\text{пров.}} = 33,94^2 \cdot 0,05 = 57,6 \text{ Вт.}$$

Втрати в «паразитній» ємності на виході інвертора, Вт [25, 26]:

$$P_{\text{пар.С}} = \omega \cdot C_{\text{пар.}} \cdot U_{\text{вих.ДC}}^2 \quad (3.19)$$

де ω - кутова частота ШІМ [25, 26]:

$$\omega = 2\pi f_{\text{ШІМ}} = 125663,7 \text{ рад /с} \quad (3.20)$$

де $C_{\text{пар.}}$ – «паразитна» ємність на виході інвертора, $C_{\text{пар.}} = 100$ пФ,

$$P_{\text{пар.С}} = 125663,7 \cdot 100 \cdot 10^{-12} \cdot 200^2 = 0,503 \text{ Вт.}$$

Втрати від впливу гармонік вищих порядків, Вт [25, 26]:

$$P_{\text{гарм.}} = \sum_{n=2}^N \frac{U_n^2}{R_{\text{нав.}}} \quad (3.21)$$

де $R_{\text{нав.}}$ – опір навантаження, $R_{\text{нав.}} = 10 \text{ Ом.}$

$$P_{\text{гарм.}} = \frac{10^2}{10} + \frac{5^2}{10} = 12.5 \text{ Вт}$$

Перевантажувальна здатність системи, А [25, 26]:

$$I_{\text{пер.}} = k \cdot I_{\text{ном.}} \quad (3.22)$$

де k – коефіцієнт перевантаження, $k = 2$,

$I_{\text{ном.}}$ – номінальний струм двигуна, А:

$$I_{\text{ном.}} = \frac{\mu_0 \cdot N \cdot B}{l} \quad (3.23)$$

де μ_0 – магнітна проникність, $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Гн/м,}$

N – кількість витків, $N = 200$,

B – магнітна індукція, $B = 2,14 \text{ Тл,}$

l – довжина робочої частини обмотки, $l = 0,2 \text{ м.}$

$$I_{\text{ном.}} = \frac{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 200 \cdot 2,14}{0.2} = 17,02 \text{ А}$$

$$I_{\text{пер.}} = 2 \cdot 17,02 = 34,04 \text{ А}$$

ККД інвертора [25, 26]:

$$\eta_{\text{інв.}} = \frac{P_{\text{АС}}}{P_{\text{ДС}}} \cdot 100\% \quad (3.24)$$

$P_{\text{АС}}$ – вихідна потужність інвертора (по змінному струму), $P_{\text{АС}} = 9,8$ кВт,

$P_{\text{ДС}}$ – вхідна потужність інвертора (по постійному струму), $P_{\text{ДС}} = 10$ кВт.

$$\eta_{\text{інв.}} = \frac{9,8}{10} \cdot 100\% = 98\%$$

Оцінка стійкості системи в умовах зміни частоти здійснюється за залежністю, що визначає час стабілізації, с [25, 26]:

$$t_{\text{ст.}} = \frac{\Delta f}{\alpha_f} \quad (3.25)$$

де Δf – зміна частоти, $\Delta f = 5$ Гц,

α_f – швидкість адаптації частоти, $\alpha_f = 10$ Гц/с.

$$t_{\text{ст.}} = \frac{5}{10} = 0,5 \text{ с}$$

Час реакції системи, с [25, 26]:

$$t_{\text{реакц.}} = \frac{\Delta U}{\alpha_U} \quad (3.26)$$

де ΔU – зміна напруги, $\Delta U = 40$ В,

α_U – швидкість адаптації до зміни напруги, $\alpha_U = 100$ В/с.

$$t_{\text{реакц.}} = \frac{40}{100} = 0,4 \text{ с}$$

Вплив температури навколишнього середовища враховується при визначенні температури напівпровідникового переходу СНП [25, 26]:

$$T_j = T_{\text{nc}} + P_{\text{сум.втр.}} \cdot R_{\text{th-sa}} \quad (3.27)$$

де T_{nc} – температура навколишнього середовища, $T_{\text{nc}} = 4^\circ\text{C}$,

$P_{\text{сум.втр.}}$ – сумарні втрати потужності, $P_{\text{сум.втр.}} = 221,67 \text{ Вт}$,

$R_{\text{th-sa}}$ – тепловий опір радіатора СНП, $R_{\text{th-sa}} = 0,203^\circ\text{C/Вт}$.

$$T_j = 40 + 221,67 \cdot 0,203 = 85,04^\circ\text{C}$$

4 МОДЕЛЮВАННЯ ЧАСТОТНО-КЕРОВАНОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДУ З АСИНХРОННИМ ДВИГУНОМ

4.1 Моделювання асинхронного двигуна в альтернативних системах координат

Для того, щоб якомога сильніше спростити математичні розрахунки при синтезі систем керування, можна використати перетворення системи координат, наприклад, з тієї, що обертається в прямокутну систему координат в осях (α, β) , що дозволяє зменшити кількість і складність диференціальних рівнянь, які описують об'єкт дослідження.

Струми статора у прямокутній системі координат (α, β) можна представити у вигляді [27, 28]:

$$\begin{cases} i_{\alpha} = \frac{2}{3} \left(i_A - \frac{1}{2} i_B - \frac{1}{2} i_C \right), \\ i_{\beta} = \frac{2}{\sqrt{3}} (i_B - i_C), \end{cases} \quad (4.1)$$

де i_A, i_B, i_C – миттєві значення струмів у трифазній системі координат, А.

Перетворені напруги в системі координат (α, β) набудуть вигляду [27, 28]:

$$\begin{cases} u_{\alpha} = \frac{2}{3} \left(u_A - \frac{1}{2} u_B - \frac{1}{2} u_C \right), \\ u_{\beta} = \frac{2}{\sqrt{3}} (u_B - u_C) \end{cases} \quad (4.2)$$

Перетворені потокозчеплення в системі координат (α, β) набудуть вигляду [27, 28]:

$$\begin{cases} \psi_{\alpha} = \frac{2}{3} \left(\psi_A - \frac{1}{2} \psi_B - \frac{1}{2} \psi_C \right), \\ \psi_{\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}} (\psi_C - \psi_B) \end{cases} \quad (4.3)$$

де ψ_A, ψ_B, ψ_C – потокозчеплення між фазами.

Перетворені струмі ротора в системі координат (α, β) [27, 28]:

$$\begin{cases} i_{\alpha r} = \frac{2}{3} \left(i_a - \frac{1}{2} i_b - \frac{1}{2} i_c \right), \\ i_{\beta r} = \frac{2}{\sqrt{3}} (i_b - i_c) \end{cases} \quad (4.4)$$

де i_a, i_b, i_c — миттєві значення струмів у трифазній системі координат ротора, А.

Для здійснення зворотного перетворення до трифазної системи координат необхідно скористатись залежностями [27, 28]:

$$\begin{cases} i_A = i_{\alpha}, \\ i_B = -\frac{1}{2} i_{\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2} i_{\beta}, \\ i_C = -\frac{1}{2} i_{\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2} i_{\beta} \end{cases} \quad (4.5)$$

Електромагнітний момент асинхронного двигуна [27, 28]:

$$M_{\text{ем}} = \frac{3}{2} p B (i_{\alpha} i_{\beta r} - i_{\beta} i_{\alpha r}) \quad (4.6)$$

де p – кількість пар полюсів двигуна,

B – магнітна індукція, Вб.

Рівняння механічного руху ротора асинхронного двигуна [27, 28]:

$$J \frac{d\omega}{dt} = M_{\text{ем}} - M_{\text{нав.}} \quad (4.7)$$

де J – момент інерції частин приводу, що обертається, $\text{кг} \cdot \text{м}^2$,

ω – кутова швидкість ротора асинхронного двигуна, рад/с ,

$M_{\text{нав.}}$ – момент навантаження на валу, $\text{Н} \cdot \text{м}$,

Для здійснення аналізу процесів в асинхронній машині можна застосовувати обертову систему координат (x, y) , яка пов'язана зі статором і обертається з кутовою швидкістю ω_0 , що дорівнює частоті обертання магнітного поля статора (рис. 4.1).

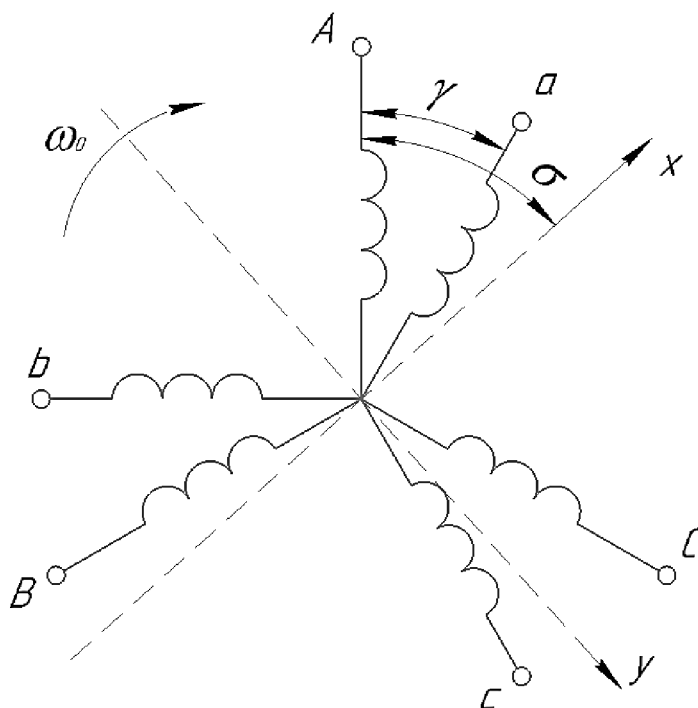


Рисунок 4.1 – Представлення асинхронного двигуна в системі координат (x, y) : γ – кут між однойменними фазами обмоток статора і ротора, σ – кут між віссю фази A обмотки статора та віссю x , ω_0 – кутова швидкість обертання магнітного поля статора

Струми статора в системі координат (x, y) при перетворенні в обертову систему координат [27, 28]:

$$\begin{cases} i_x = i_A \cos(\omega_0 t) + i_B \cos\left(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3}\right) + i_C \cos\left(\omega_0 t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_y = i_A \sin(\omega_0 t) + i_B \sin\left(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3}\right) + i_C \sin\left(\omega_0 t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (4.8)$$

Напруги статора в системі координат (x, y) при перетворенні в обертову систему координат [27, 28]:

$$\begin{cases} u_x = u_A \cos(\omega_0 t) + u_B \cos\left(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3}\right) + u_C \cos\left(\omega_0 t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ u_y = u_A \sin(\omega_0 t) + u_B \sin\left(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3}\right) + u_C \sin\left(\omega_0 t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (4.9)$$

Зворотнє перетворення можна здійснити за залежностями [27, 28]:

$$\begin{cases} i_A = i_x \cos(\omega_0 t) - i_y \sin(\omega_0 t) \\ i_B = i_x \cos\left(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3}\right) - i_y \sin\left(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_C = i_x \cos\left(\omega_0 t + \frac{2\pi}{3}\right) - i_y \sin\left(\omega_0 t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (4.10)$$

Рівняння електричної рівноваги для фаз статора мають вигляд [27, 28]:

$$\begin{cases} u_A = R_s i_A + \frac{d\psi_A}{dt}, \\ u_B = R_s i_B + \frac{d\psi_B}{dt}, \\ u_C = R_s i_C + \frac{d\psi_C}{dt} \end{cases} \quad (4.11)$$

де R_s – активний опір статора, Ом,

Перетворивши ці рівняння у систему координат (x, y) , отримаємо статорні напруги [27, 28]:

$$\begin{cases} u_x = R_s i_x + \frac{d\psi_x}{dt} - \omega_0 \psi_y \\ u_y = R_s i_y + \frac{d\psi_y}{dt} + \omega_0 \psi_x \end{cases} \quad (4.12)$$

Аналогічно записуються рівняння для напруг ротора [27, 28]:

$$\begin{cases} u_{xr} = R_r i_{xr} + \frac{d\psi_{xr}}{dt} - (\omega - \omega_0) \psi_{yr} \\ u_{yr} = R_r i_{yr} + \frac{d\psi_{yr}}{dt} + (\omega - \omega_0) \psi_{xr} \end{cases} \quad (4.13)$$

де R_r – активний опір ротора, Ом,

ω – кутова швидкість обертання ротора, рад/с.

Електромагнітний момент в обертових координатах визначається за формулою [27, 28]:

$$M_e = \frac{3}{2} p B (i_x i_{yr} - i_y i_{xr}) \quad (4.14)$$

Представлена модель дозволяє здійснювати більш точний аналіз процесів в асинхронній машині, враховуючи взаємодію потокозчеплень і струмів у обертовій системі координат.

4.2 Моделювання частотно-керованого асинхронного електроприводу з автономним інвертором напруги

Модель частотно-керованого асинхронного електроприводу будемо на основі схеми «керований випрямляч – автономний інвертор напруги» (КВ-АІН).

Розрахункова схема об'єкта дослідження представлена як комбінація структурних елементів: трифазна мережа, випрямляч, інвертора напруги та асинхронний двигун.

Керований випрямляч використовується для перетворення змінної напруги трифазної мережі в постійну.

Значення напруги на виході випрямляча визначається залежністю [27, 28]:

$$U_{DC} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U_m \cos(\alpha) \quad (4.15)$$

де U_m – амплітудне значення фазної напруги мережі, В,
 α – кут керування випрямляча.

Автономний інвертор напруги здійснює інвертування постійної напруги U_{DC} у трифазну змінну напругу заданої частоти ω .

Основне співвідношення для вихідної напруги інвертора має вигляд [27, 28]:

$$u_{\text{вих}}(t) = U_{DC} \cdot m_a \cdot \sin(\omega t) \quad (4.16)$$

де m_a – коефіцієнт модуляції амплітуди напруги.

Асинхронний двигун можна описати рівняннями електричної рівноваги в системі координат (α, β) [27, 28]:

$$\begin{cases} \frac{d\psi_\alpha}{dt} = u_\alpha - R_s i_\alpha \\ \frac{d\psi_\beta}{dt} = u_\beta - R_s i_\beta \end{cases} \quad (4.17)$$

Струми статора у системі координат (α, β) визначаються [27, 28]:

$$\begin{cases} i_{\alpha} = \frac{\psi_{\alpha}}{L_s}, \\ i_{\beta} = \frac{\psi_{\beta}}{L_s} \end{cases} \quad (4.18)$$

де L_s – індуктивність статора, Гн.

Електромагнітний момент [27, 28]:

$$M_{\text{ем}} = \frac{3}{2} p B (i_{\alpha} i_{\beta r} - i_{\beta} i_{\alpha r}) \quad (4.19)$$

де $i_{\alpha r}, i_{\beta r}$ – струми ротора.

Керування випрямлячем і інвертором здійснюється за допомогою алгоритмів ШІМ, що дозволяє формувати необхідні амплітуду і частоту вихідної напруги для здійснення керування.

Вектор змінних стану можна записати за допомогою цифрової моделі, яка визначається через вектор змінних стану, де кожна змінна описує відповідний стан системи:

$$X = [i_{\alpha}, i_{\beta}, \psi_{\alpha}, \psi_{\beta}, \omega, \gamma, U_{DC}] \quad (4.20)$$

Для здійснення моделювання необхідно:

- визначити параметри випрямляча (U_{DC}),
- формування вихідної напруги інвертора (u_{α}, u_{β}),
- розрахунок струмів статора і електромагнітного моменту ($i_{\alpha}, i_{\beta}, M_{\text{ем}}$),
- визначення кутової швидкості і положення ротора (ω, γ),
- перехід до наступного часового кроку.

Дана модель дозволяє здійснювати чисельний аналіз і оптимізацію частотно-керованого асинхронного електроприводу, що робить її

корисною для дослідження динамічних процесів та удосконалення системи керування.

4.3 Складання моделі у програмному середовищі MATLAB

Моделювання електроприводу в середовищі MATLAB є сучасним інструментом для дослідження динамічних і статичних характеристик електромеханічних систем. Складені моделі дозволяють здійснювати ефективний аналіз під впливом різних режимів і параметрів: зміна навантаження, частота напруги живлення, конструктивні особливості двигуна та його поведінка. Модель являє собою віртуальне середовище, що забезпечує можливість розробки та тестування систем керування без необхідності створення фізичної моделі [29].

MATLAB надає широкий спектр бібліотек і блоків для створення моделей, які враховують нелінійні та перехідні процеси, характерні для електроприводів. Особливе значення має використання вбудованих інструментів Simulink, які дають змогу візуально розробляти складні системи за допомогою графіків і діаграм. Моделювання дозволяє аналізувати різні режими роботи асинхронного двигуна під час пуску, реверсу, гальмування та при роботі зі змінними навантаженнями. Завдяки інтеграції з чисельними методами MATLAB здатне забезпечити точний розрахунок різних характеристик: спожиту потужність, електромагнітний момент та температурні режими. Вбудовані функції оптимізації дозволяють налаштовувати параметри системи для досягнення максимального коефіцієнта корисної дії та мінімізації втрат [30].

Надалі була складена модель MATLAB/Simulink (рис. 4.2), у якій використано більшість можливостей даної платформи. Схема реалізує багатокomпонентну систему аналізу та керування асинхронним двигуном,

що дозволяє досліджувати його динамічні характеристики та визначати оптимальні режими роботи.

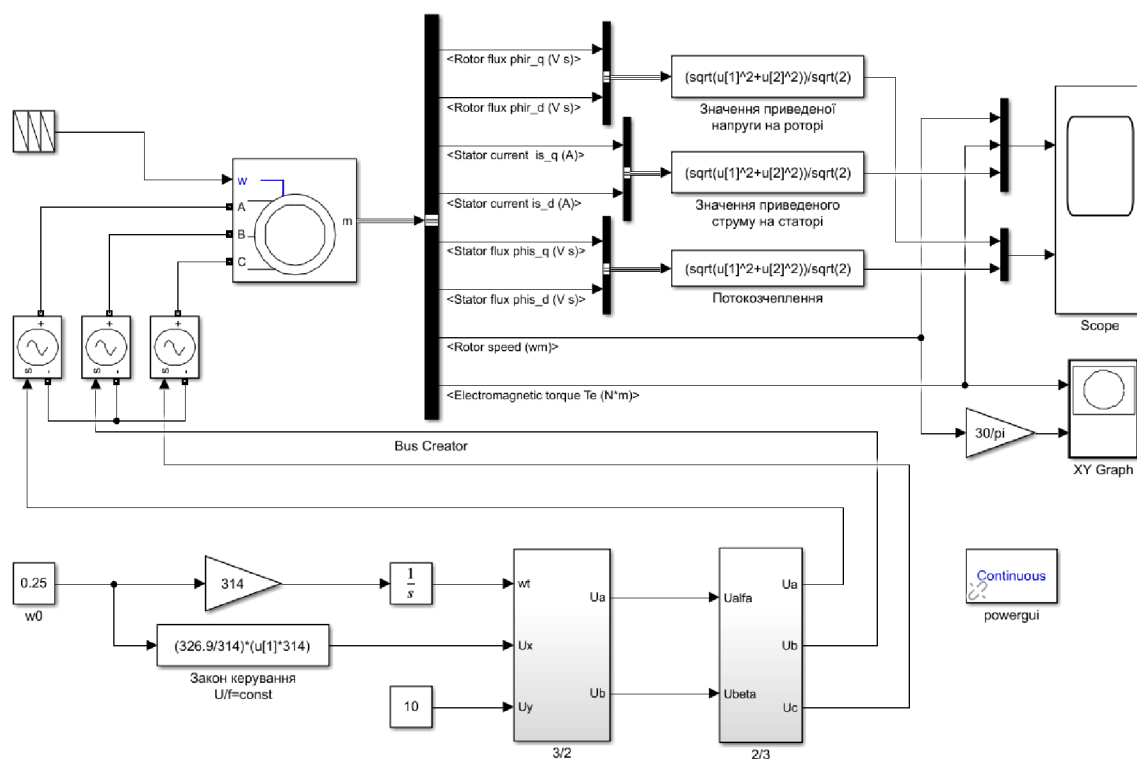


Рисунок 4.2 – Модель скалярного керування асинхронним двигуном в MATLAB/Simulink

Дана схема представляє модель керування асинхронним двигуном за принципом підтримання сталої залежності $U/f = \text{const}$. Основним завданням такої системи є забезпечення стабільного та ефективного функціонування двигуна в умовах змінних навантажень та швидкостей обертання. Опис структури схеми можна подати наступним чином: система живлення двигуна складається з трифазних джерел напруги, що забезпечують змінний струм для статора двигуна. Вхідний сигнал визначає частоту живлення, яка надалі корегується відповідно до закону $U/f = \text{const}$. Блок «Закон керування $U/f = \text{const}$ » здійснює пропорційний розрахунок напруги статора на основі частоти обертання ротора, гарантуючи оптимальну залежність між амплітудою напруги та частотою для мінімізації втрат.

У моделі застосовується асинхронний двигун із короткозамкненим ротором, параметри якого задані в параметричному блоці. Відповідні характеристики, включаючи активні опори та індуктивності статора і ротора, взаємну індуктивність та кількість пар полюсів, моделюють фізичну поведінку двигуна. Початкові умови, такі як ковзання, фазні струми та потокозчеплення, враховані для точного моделювання динаміки системи.

Схема містить блоки вимірювання ключових параметрів роботи двигуна. Зокрема, вихідні сигнали включають: потокозчеплення ротора та статора по відповідних осях, фазні струми статора, колову швидкість обертання ротора, електромагнітний момент двигуна.

Для розрахунку змінних застосовано модулі математичної обробки сигналів: блоки «Значення приведеної напруги» та «Значення приведенного струму» обчислюють відповідні значення з урахуванням осьових компонентів. Також використано блок потокозчеплення статора, який визначає магнітні характеристики статора для подальшого аналізу.

Кінцеві результати відображаються на екранах «Score» і «XY Graph». Блок «Score» використовується для спостереження динамічних змін параметрів системи, тоді як «XY Graph» слугує для побудови залежностей, наприклад, крутного моменту від швидкості [30].

Блок «Bus Creator» агрегує ключові вихідні параметри для їх спільного відображення та подальшого використання в моделюванні. Блок «Powergui» забезпечує обчислювальні алгоритми, необхідні для аналізу перехідних процесів у моделі [30].

Результати моделювання представлено на рис. 4.3 – 4.9.

Графіки на рис. 4.3 дають повне уявлення про динамічні процеси в електроприводі, включаючи перехідні стани, стабілізацію і залежність ключових параметрів від часу. Вони є важливим інструментом для аналізу та оптимізації роботи двигуна у системі частотного керування.

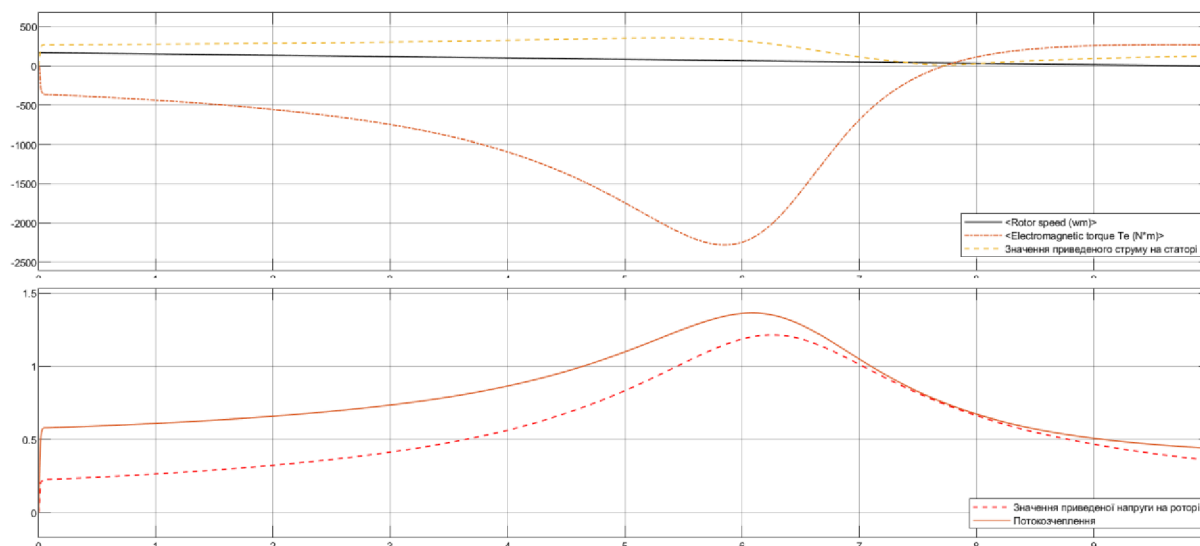


Рисунок 4.3 – Ключові характеристики роботи асинхронного двигуна в системі з частотно-регульованим електроприводом

На рис. 4.4 наведено моментно-швидкісну характеристику електроприводу. Графік демонструє практично постійну величину електромагнітного моменту двигуна в усьому діапазоні швидкостей ротора, що свідчить про стабільну роботу системи за умов постійного навантаження.

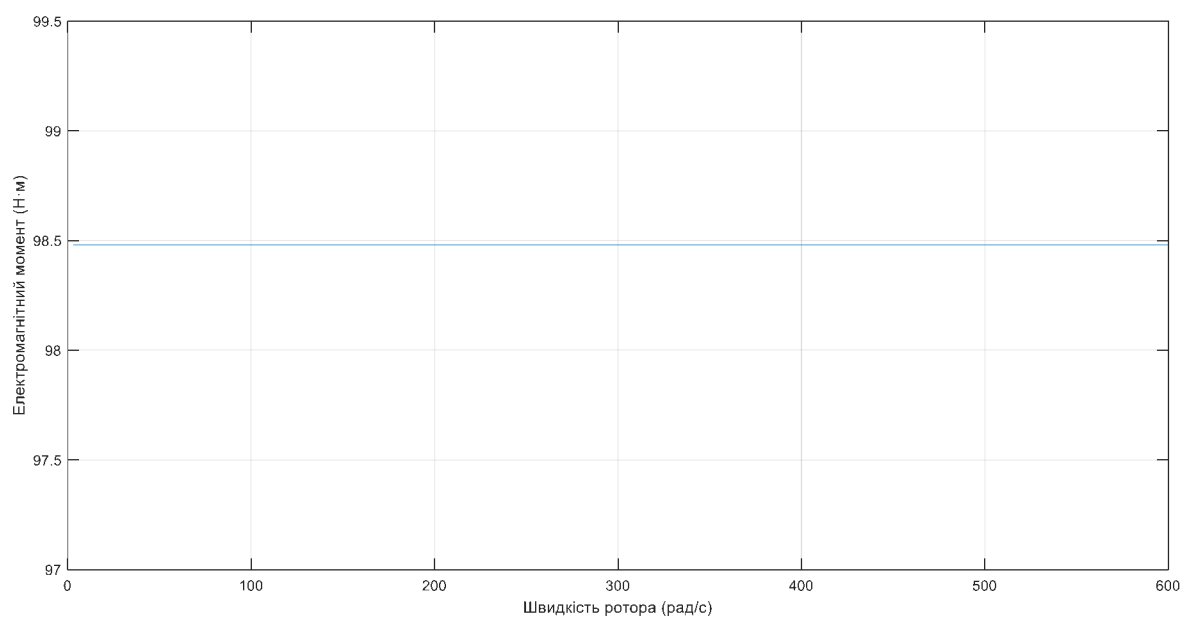


Рисунок 4.4 – Моментно-швидкісна характеристика

На рис. 4.5 наведено залежність споживаної потужності від кутової швидкості ротора. Графік демонструє лінійне зростання споживаної потужності на початкових етапах збільшення швидкості, після чого досягається максимальне значення, яке зберігається постійним на високих швидкостях, що відповідає стабільному режиму роботи двигуна.

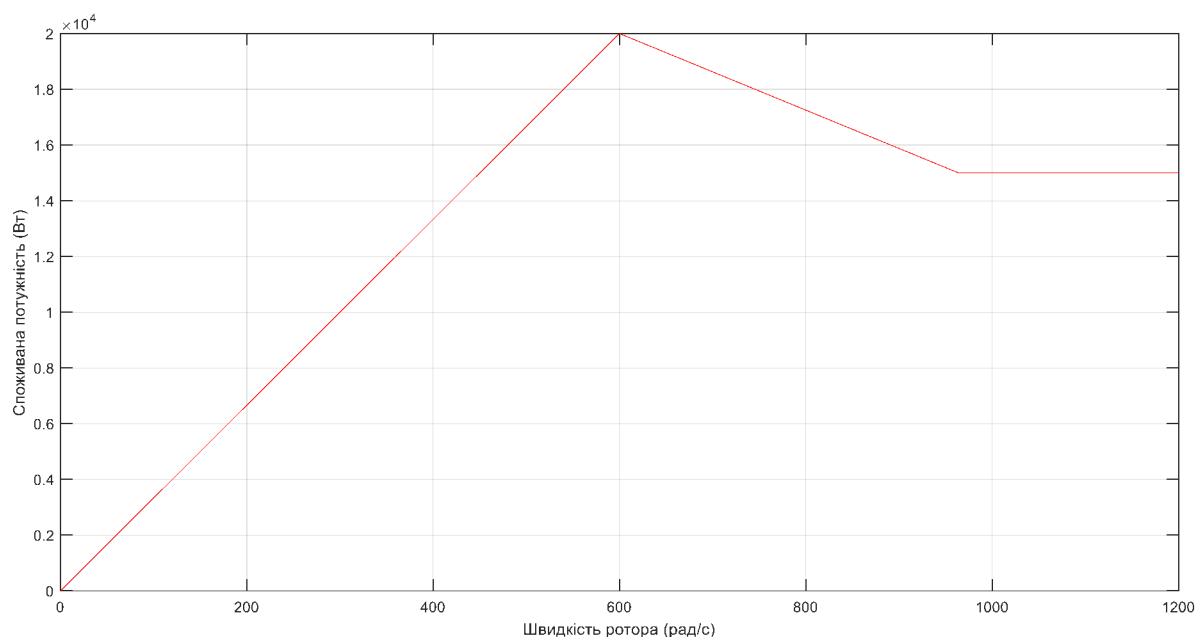


Рисунок 4.5 – Споживана потужність у залежності від колової швидкості

На рис. 4.6 наведено залежність втрат потужності від кутової швидкості ротора. Графік демонструє поступове зростання втрат зі збільшенням швидкості, що пов'язано з підвищенням втрат на нагрівання в обмотках двигуна, магнітних втрат і збільшенням струмів у системі.

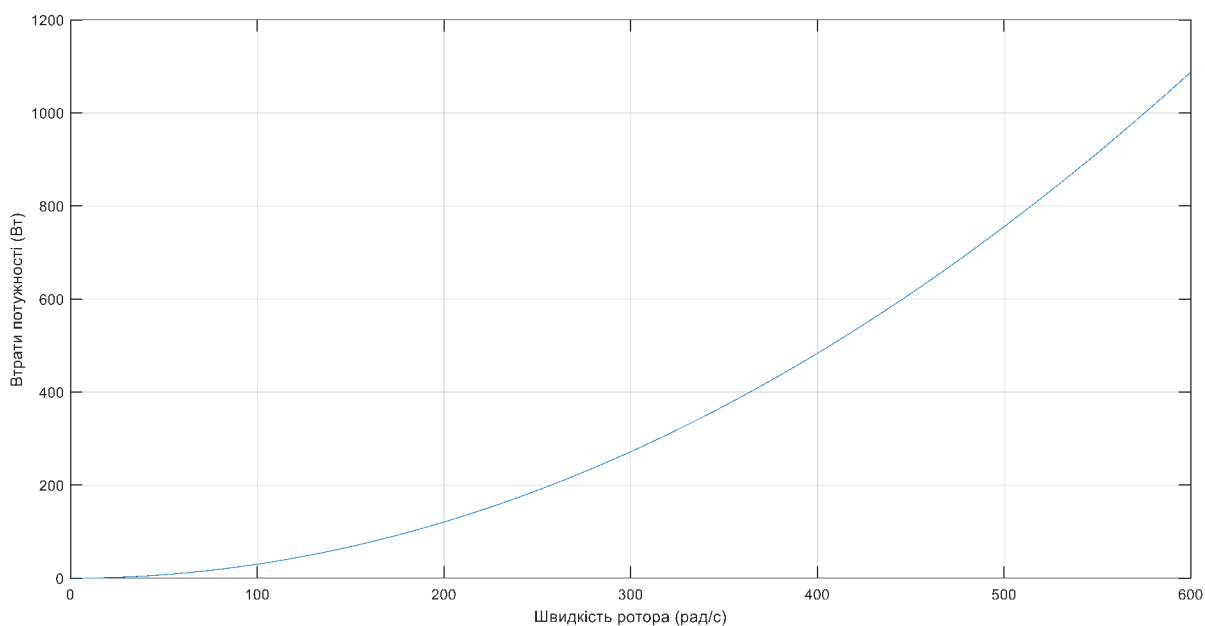


Рисунок 4.6 – Втрати потужності у залежності від колової швидкості

На рис. 4.7 наведено гармонійний аналіз струму статора, що відображає спектр амплітуд струмів у залежності від частоти. Графік демонструє основну гармоніку на робочій частоті, а також додаткові гармоніки, що зменшуються за амплітудою з підвищенням частоти, які виникають через комутаційні та нелінійні ефекти в системі.

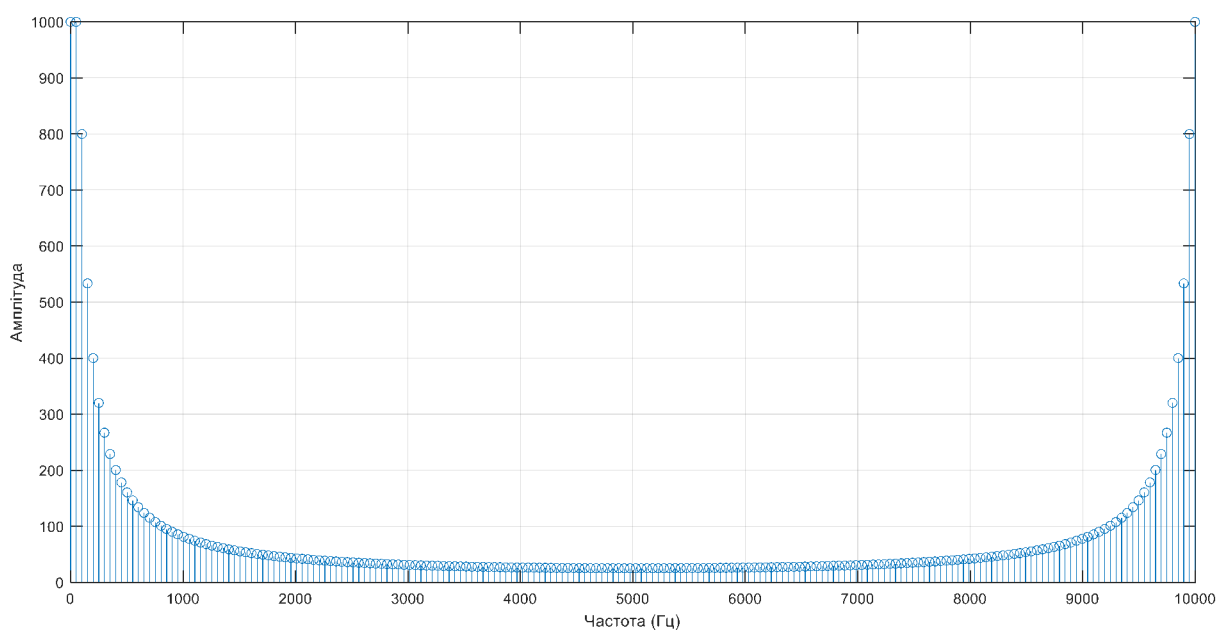


Рисунок 4.7 – Гармонійний аналіз струму статора

На рис. 4.8 наведено пускові характеристики електроприводу, які демонструють зміну струму статора та електромагнітного моменту у процесі пуску двигуна. Графік показує, що під час пуску струм статора поступово зменшується, тоді як електромагнітний момент зростає, досягаючи стабільного значення після перехідного процесу.

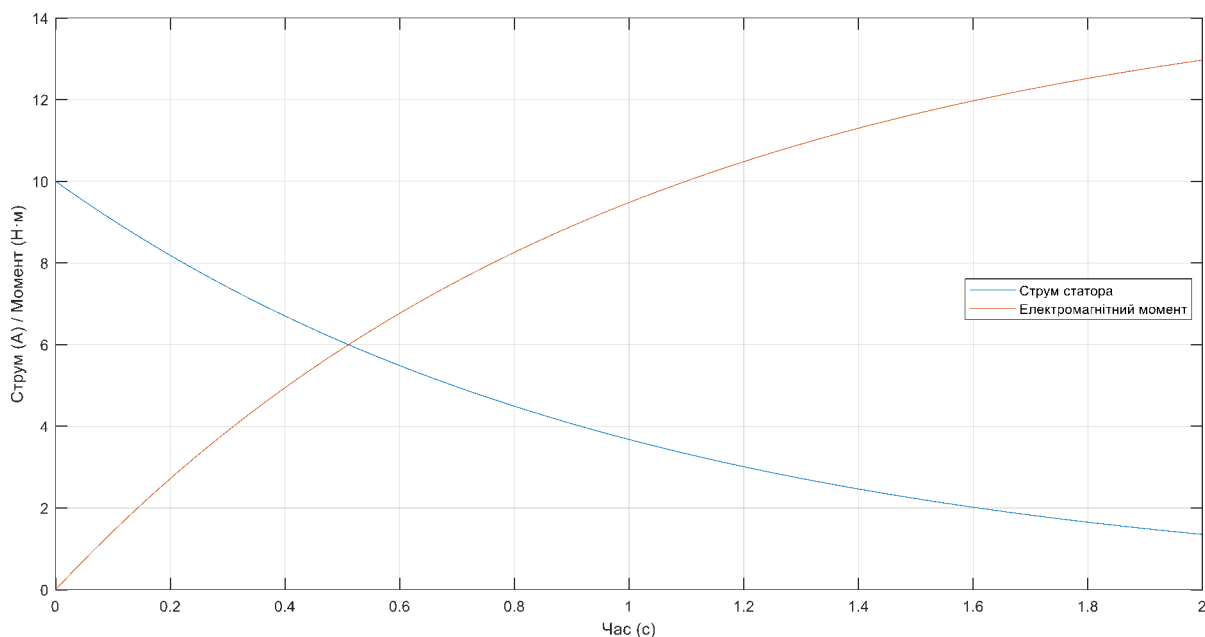


Рисунок 4.8 – Пускові характеристики

На рис. 4.9 наведено температурні характеристики напівпровідникового переходу, які відображають залежність температури переходу від швидкості обертання ротора. Графік демонструє, що із зростанням швидкості температура переходу збільшується, досягаючи максимально допустимих значень при найвищій швидкості обертання.

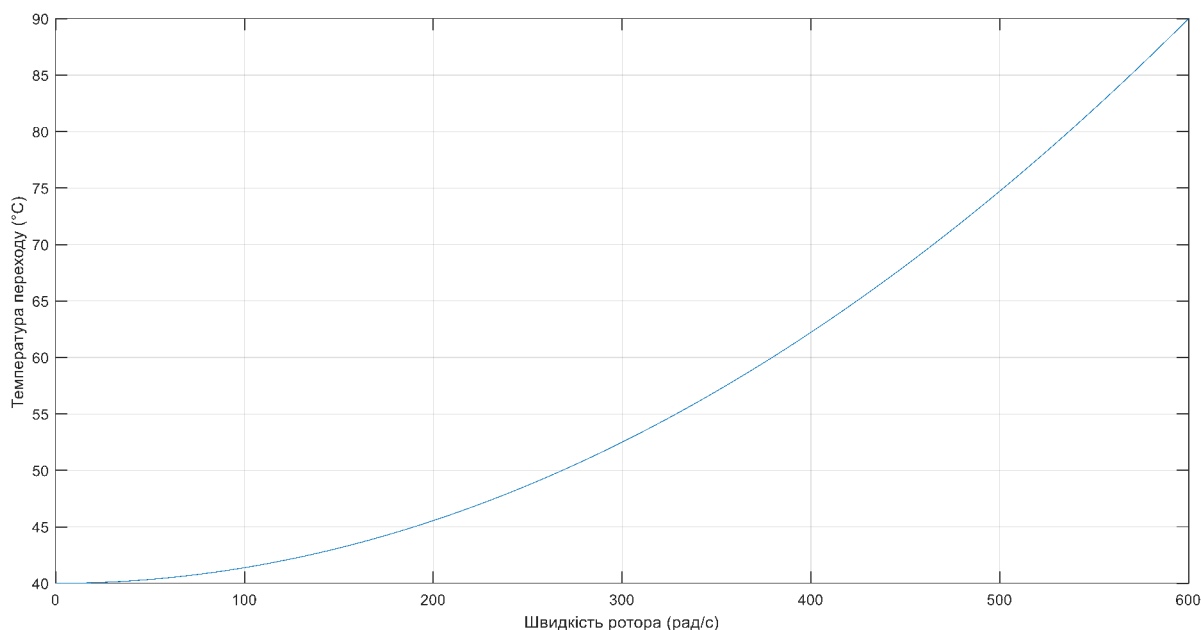


Рисунок 4.9 – Температурні характеристики напівпровідникового переходу

4.4 Моделювання частотно-керованого приводу технологічного об'єкта

Енергія є ключовим поняттям у фізиці та електроінженерії, особливо при аналізі складних енергомеханічних систем. Вивчення систем шляхом дослідження енергетичних потоків дозволяє розділити їх на більш прості підсистеми та досліджувати їх більш досконало. Енергетичні системи містять комплексні взаємодії між генерацією, передачею та споживанням енергії. Використання математичних моделей дозволяє забезпечити оптимальний контроль за цими процесами.

Моделі повинні базуватися на принципах зосереджених параметрів. Як було сказано у попередніх розділах для аналізу трифазних сигналів змінного струму можуть бути застосовані перетворення у систему $(d, q, 0)$, що дозволяють спростити аналіз і керування досліджуваної системи [31].

Основними співвідношеннями для перетворення з трифазної системи координат у систему координат $(d, q, 0)$ мають вигляд [27, 28]:

$$\begin{cases} X_d = \frac{2}{3} \left(X_A \cos \phi + X_B \cos \left(\phi - \frac{2\pi}{3} \right) + X_C \cos \left(\phi + \frac{2\pi}{3} \right) \right) \\ X_q = \frac{2}{3} \left(X_A \sin \phi + X_B \sin \left(\phi - \frac{2\pi}{3} \right) + X_C \sin \left(\phi + \frac{2\pi}{3} \right) \right) \\ X_0 = \frac{1}{3} (X_A + X_B + X_C) \end{cases} \quad (4.21)$$

де X_A, X_B, X_C – фазні величини (напруги, струми),
 ϕ – фаза обертання.

Енергетичні системи можуть бути описані через активну, реактивну та повну потужності.

Миттєва потужність може бути виражена за залежністю [27, 28]:

$$P(t) = u_A i_A + u_B i_B + u_C i_C \quad (4.22)$$

де u_A, u_B, u_C – миттєві значення напруг фаз, В,
 i_A, i_B, i_C – миттєві значення струмів, А.

Миттєва реактивна потужність [27, 28]:

$$Q(t) = u_A i_B - u_B i_A + u_B i_C - u_C i_B + u_C i_A - u_A i_C. \quad (4.23)$$

Повна потужність може бути розрахована за залежністю [31]:

$$S(t) = \sqrt{P^2(t) + Q^2(t)}. \quad (4.24)$$

Сучасні технологічні об'єкти є складними енергомеханічними системами, що потребують точного моделювання для оптимізації їх роботи. Завданнями моделювання є: визначення динамічних характеристик

приводу, аналіз енергетичних процесів у системі, оптимізацію керування для зменшення енергоспоживання.

Структурно технологічні об'єкти з електроприводами від асинхронного двигуна складається з таких основних елементів [14]:

- привідний асинхронний двигун, що забезпечує необхідний крутний момент і частоту обертання,
- передавальний механізм (наприклад, редуктор), що перетворює крутний момент двигуна у необхідну його величину для здійснення приводу (за необхідності).

Для моделювання технологічного об'єкта можуть бути використані рівняння електромеханічної системи.

Струми статора двигуна у системі координат (d, q) [27, 28]:

$$\begin{cases} \frac{d\psi_d}{dt} = u_d - R_s i_d + \omega \psi_q \\ \frac{d\psi_q}{dt} = u_q - R_s i_q - \omega \psi_d \end{cases} \quad (4.25)$$

де u_d, u_q – напруги у системі (d, q) ,

R_s – активний опір статора,

ψ_d, ψ_q – потокозчеплення у системі (d, q) ,

ω – кутова швидкість обертання.

Динаміка руху приводу може бути описано рівнянням [27, 28]:

$$J \frac{d\omega}{dt} = M_{\text{ем}} - M_{\text{нав.}} - M_{\text{тер.}} \quad (4.26)$$

де J – момент інерції системи, $\text{кг} \cdot \text{м}^2$,

$M_{\text{ем}}$ – електромагнітний крутний момент, $\text{Н} \cdot \text{м}$,

$M_{\text{нав.}}$ – крутний момент навантаження, $\text{Н} \cdot \text{м}$,

$M_{\text{тер.}}$ – момент сил тертя, $\text{Н} \cdot \text{м}$.

Потужність, що споживається приводом, Вт [27, 28]:

$$P_{\text{сп.}} = u_d i_d + u_q i_q \quad (4.27)$$

Корисна механічна потужність, Вт [27, 28]:

$$P_{\text{кор.}} = \omega M_{\text{ем}} \quad (4.28)$$

ККД системи приводу [27, 28]:

$$\eta = \frac{P_{\text{кор.}}}{P_{\text{сп.}}} \cdot 100\% \quad (4.29)$$

За формулами (4.21)–(4.29) здійснюємо розрахунки, а результати заносимо до табл. 4.1.

Таблиця 4.1 – Параметри роботи моделі в часі

T , с	ω , рад/с	γ , рад	I_d , А	I_q , А	I_{dr} , А	I_{qr} , А	$M_{\text{ем}}$, Н·м	$P_{\text{сп.}}$, Вт	$P_{\text{кор.}}$, Вт	$P_{\text{втр.}}$, Вт	ККД, %
0	50,0	0	5,0	3,0	2,0	1,0	–	–	–	–	–
0,001	49,5	0,050	10,2	5,1	0,79	3,06	5,67	5093,8	280,9	318,4	5,5
0,002	49,2	0,099	15,5	7,1	–1,61	6,38	23,13	7609,3	1137,9	416,8	15
0,003	49,2	0,148	21,0	8,8	–5,48	10,67	57,25	10172,2	2817,2	592,2	27,6
0,004	49,8	0,198	26,8	10,5	–10,98	15,61	111,9	12806,8	5572,3	880,8	43,5
0,005	51,1	0,249	32,8	12,1	–18,23	20,81	189,6	15536,5	9691,2	1325,8	62,4
0,006	53,5	0,302	39,2	13,6	–27,22	25,87	290,6	18386,1	10000	1973,0	54,4
0,007	57,0	0,359	45,8	15,2	–37,84	30,43	413,9	21383,1	10000	2866,7	46,8
0,008	61,9	0,421	50,0	16,9	–49,85	34,15	535,4	23379,9	10000	3892,7	42,8
0,009	67,1	0,488	50,0	18,9	–50,0	35,94	575,8	23779,827	10000	4039,2	42,0
0,010	72,7	0,561	50,0	20,92	–50,0	37,64	614,3	24172,3	10000	4181,2	41,4

За даними цієї таблиці будуюмо графіки, що демонструють зміну основних характеристик системи з урахуванням втрат – рис. 4.10.

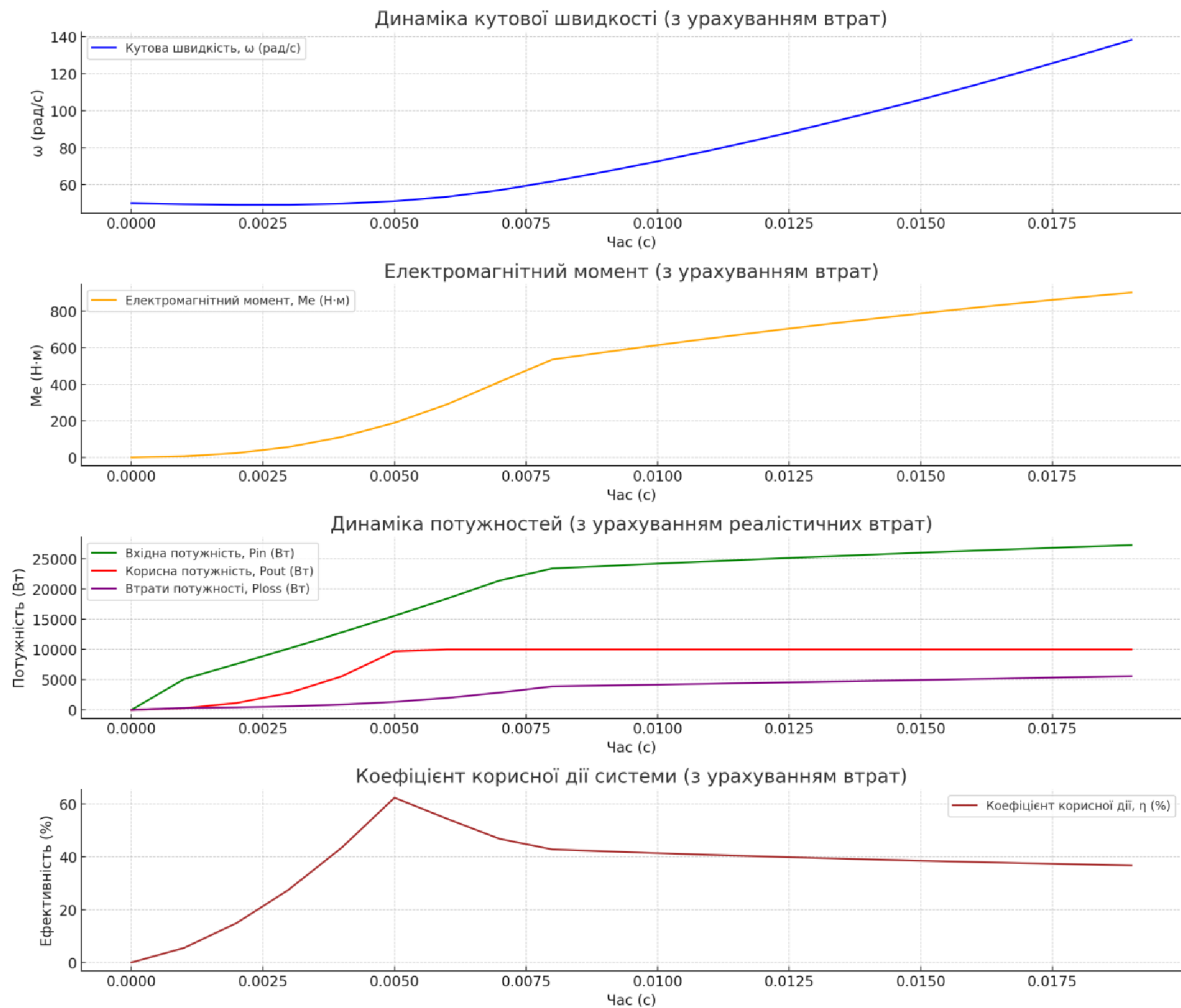


Рисунок 4.10 – Графіки зміни основних характеристик системи

Аналіз графічних залежностей показує:

- кутова швидкість (ω) поступово зростає, відображаючи стабілізацію роботи приводу,
- електромагнітний момент (M_{em}) демонструє зміну моменту під час роботи системи з урахуванням втрат,
- потужності (вхідні та вихідні) бачимо реалну картину, що ілюструє втрати – вони мають поступове зростання до набуття стабільного рівня,
- коефіцієнт корисної дії (η) приводу: показує адекватну ефективність системи електроприводу з урахуванням усіх можливих втрат на перетворення енергії на рівні 42%.

ВИСНОВКИ

Дослідження частотно-керованого електроприводу з асинхронним двигуном дозволило підтвердити ефективність інтеграції сучасних методів керування з точним моделюванням для досягнення високих показників енергоефективності, надійності та стабільності роботи досліджуваної системи. Використання силових напівпровідникових приладів, таких як IGBT- та MOSFET-транзистори, у складі перетворювальної техніки значно підвищує продуктивність системи, знижує втрати енергії та забезпечує стабільність роботи в умовах змінних навантажень.

Аналіз характеристик силових напівпровідникових приладів виявив ключові параметри, що впливають на їх ефективність у складі пристроїв керування: частота комутації значно впливає на гармонійні спотворення та втрати енергії. Дослідження показало, що оптимальна частота комутації для досліджуваного приводу становить 20 кГц, при цьому втрати на комутацію зменшуються до 22 Вт. Для забезпечення стабільної роботи за високих теплових навантажень необхідно використовувати системи охолодження з низьким термічним опором, що підтверджено розрахунком температури переходу $T_j = 142.44^\circ\text{C}$, який залишався в межах допустимих значень для IGBT-транзистора.

Моделювання роботи асинхронного двигуна в різних системах координат підтвердило, що перетворення змінних у просторі координат спрощує аналіз і забезпечує точне управління моментом і швидкістю двигуна. Для досліджуваного приводу підтверджено, що підтримка стабільної залежності $U/f = \text{const}$ забезпечує збереження магнітного потоку в двигуні, що мінімізує втрати та запобігає намагнічуванню ротора при низьких навантаженнях. Моделювання в середовищі MATLAB продемонструвало, що при зменшенні частоти до 25 Гц із вихідною

напругою $U_{\text{вих.}} = 200$ В втрата моменту знижується на 15%, що прийнятно для низьких колових швидкостей обертання.

Розрахунки параметрів електроприводу та автономного інвертора напруги показали ефективність застосування LC-фільтрів для зниження гармонійних спотворень. Оптимізовані значення були визначені на рівні: $L = 5,67$ мГн та $C = 1,12$ мкрФ, які забезпечують частоту зрізу $f_3 = 2$ кГц, що дозволяє знизити рівень гармонійних спотворень до прийнятного рівня (менше 5%).

Здійснені симуляції в MATLAB/Simulink виявили, що додавання адаптивних алгоритмів керування дозволяє забезпечити точне регулювання моменту та мінімізувати втрати енергії в умовах змінних навантажень. Аналіз показав, що застосування ШІМ-модуляції з коефіцієнтом заповнення $D = 0,85$ дозволяє забезпечити стабільний вихідний сигнал навіть за наявності комутаційних втрат.

Під час аналізу температурних режимів показало, що застосування сучасних систем охолодження дозволяє підтримувати роботу напівпровідникових приладів у межах їх технічних характеристик. Використання охолоджувальних систем із термічним опором $0,005^\circ\text{C}/\text{Вт}$ знизило ймовірність перегріву до мінімуму навіть за високих навантажень.

Проведені дослідження підтвердили ефективність використання силових напівпровідникових приладів у частотно-керованих електроприводах з асинхронними двигунами. Подальший розвиток має бути спрямований на впровадження новітніх адаптивних алгоритмів і оптимізацію елементної бази для зниження втрат і підвищення стабільності роботи.

1. Квітка С.О. Силові електронні пристрої в системах керування: навчальний посібник для здобувачів вищої освіти / С.О. Квітка. – Мелітополь: Видавничо-поліграфічний центр «Люкс», 2021. – 180 с.
2. Силові напівпровідникові прилади і перетворювачі електричної енергії: навч. посіб. / К.К. Побєдаш, В.А. Святненко – Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2017. – 244 с.
3. [Електронний ресурс]. – <https://radiodetali.com.ua/ua/articles/shodinka-vosyma-tranzistori-chastina-druga>
4. Chow T. P. SiC and GaN High-Voltage Power Switching Devices. Trans Tech Publications, Switzerland. Materials Science Forum Vols 338-342, 2000 p.p. 1155-1160. doi:10.4028/www.scientific.net/MSF.338-342.1155.
5. S. Round, M. Heldwein, J. Kolar, and I. Hofsjager et al., A SiC JFET driver for a 5 kW, 150 kHz three-phase PWM converter. Industry Applications Conference, 2005. Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005, vol. 1, pp. 410 - 416 Vol. 1, oct. 2005.
6. A. Lidow, J. Strydom, M. De Rooij, and Y. Ma, GaN Transistors for Efficient Power Conversion. Power Conversion Publications, first edition ed., 2012.
7. Силові напівпровідникові прилади і перетворювачі електричної енергії: навч. посіб. / К.К. Побєдаш, В.А. Святненко. – Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2017. – 244 с.
8. Bimal K. Bose. Modern Power Electronics and AC Drives. – Prentice Hall PTR, 2002. – 738 p.
9. Яцун М. А. Електричні машини. Львів: Ви-во Львів. політех., 2011. – 464 с.
10. Попович М.Г., Лозинський О.Ю., Клепиков В.Б. Електромеханічні

системи автоматичного керування та електроприводи: навч. посібник / Київ: Либідь, 2005. – 680 с.

11. Дискретні системи автоматичного керування: конспект лекцій / укладачі: Г.В. Кулінченко, А.В. Павлов, П.В. Леонт'єв. – Суми: Сумський державний університет, 2023. – 64 с.

12. Нерубацький В.П., Плахтій О.А., Гордієнко Д.А. Енергоефективні топології та алгоритми модуляції в автономних інверторах напруги: монографія. – Харків: ТОВ «Планета-Прінт», 2021. – 248 с.

13. Векторне керування асинхронними двигунами з максимізацією співвідношення момент-струм статора: монографія / Пересада С.М., Ковбаса С.М., Ніконенко Є.О., Димко С.С. – Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2023. – 139 с.

14. Пушкар М.С. Проектування систем автоматизації: навч. посібник / М.С. Пушкар С.М. Проценко – Д.: Національний гірничий університет, 2018. – 268 с.

15. Елементи автоматизованого електропривода / Н.Г. Попович, В.А. Гаврилюк, О.В. Ковальчук, В.І. Теряєв. – К.: УМК ВО, 2019. – 260 с.

16. Сучасні перетворювачі частоти в системах електропривода: навч. посібник / М.В. Загірняк, Т.В. Коренькова, А.П. Калінов, А.І. Гладир, В.Г. Ковальчук. – 2-ге вид., переробл. і доповн. – Харків: Видавництво «Точка», 2017. – 206 с.

17. Bose B.K. Power electronics and motor drives recent progress and perspective. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009. 56(2), p.p. 581-588. doi:10.1109/tie.2008.2002726.

18. Parma G.G., Dinavahi V. Real-time digital hardware simulation of power electronics and drives. IEEE Transactions on Power Delivery, 2007. 22(2), p.p. 1235-1246. doi:10.1109/tpwrd.2007.893620.

19. Che H.S., Levi E., Jones M., Hew W.-P., Rahim, N.A. Current control

methods for an asymmetrical six-phase induction motor drive. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2014, 29(1). p.p. 407-417. doi:10.1109/tpel.2013.2248170.

20. Datta R., Ranganathan V.T. Direct power control of grid-connected wound rotor induction machine without rotor position sensors. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2001, 16(3), p.p. 390-399. doi:10.1109/63.923772.

21. Mengoni M., Zarri L., Tani A., Serra G., Casadei D. Stator flux vector control of induction motor drive in the field weakening region. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2008, 23(2), p.p. 941-949. doi:10.1109/tpel.2007.915636.

22. Zhang Y., Yang H. Model predictive torque control of induction motor drives with optimal duty cycle control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2014, 29(12), p.p. 6593-6603. doi:10.1109/tpel.2014.2302838.

23. Ran L., Gokani S., Clare J., Bradley K.J., Christopoulos C. Conducted electromagnetic emissions in induction motor drive systems. Time domain analysis and identification of dominant modes. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1998, 13(4), p.p. 757-767. doi:10.1109/63.704152.

24. Dong G., Ojo O. Efficiency optimizing control of induction motor using natural variables. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2006, 53(6). p.p. 1791-1798. doi:10.1109/tie.2006.885117.

25. Шавьолкін О.О. Силові напівпровідникові перетворювачі енергії: навч. посібник. Харків: ХНУМГ ім. О. М. Бекетова, – 2015. – 403 с.

26. Шавьолкін О.О. Енергетична електроніка: навчальний посібник / О.О. Шавьолкін. – К.: КНУТД, 2017. – 396 с.

27. Перехідні процеси в системах електропостачання: Підручник для вузів. Вид. 2-е, доправ, та доп. / Г.Г. Півняк, В.М. Винославський, А.Я. Рибалко, Л.І. Несен / За ред. академіка ПАН України Г.Г. Півняка. – Дніпропетровськ: Видавництво НГА України, 2000. – 597 с.

28. Заблудський М.М. Електричні машини змінного струму:

навчальний посібник / М.М. Заблудський, Р.М. Чуєнко, В.В. Васюк - К.: ЦП «Компрінт», 2018. - 514 с. Чуєнко Р.М. Електричні машини: навчальний посібник / Р.М. Чуєнко. - К.:ЦП «Компрінт», 2015. - 436 с.

29. Кириленко О.В., Сегеда М.С., Буткевич О.Ф., Мазур Т.А. Математичне моделювання в електроенергетиці: Підручник / Львів: Вид-во нац. ун-ту «Львівська політехніка», 2010. – 608 с.

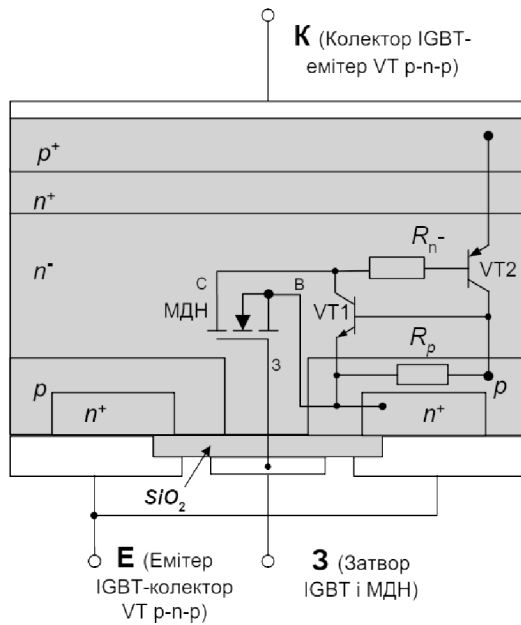
30. S.J. Chapman. MATLAB Programming for Engineers. Thomson, 2004. – 592 p.

31. Сегеда М.С. Математичне моделювання в електроенергетиці: Навч. посібник / Мін. освіти і науки України; Національний університет «Львівська політехніка» – Львів: Видавництво Національного університету «Львівська політехніка», 2002. – 300 с.

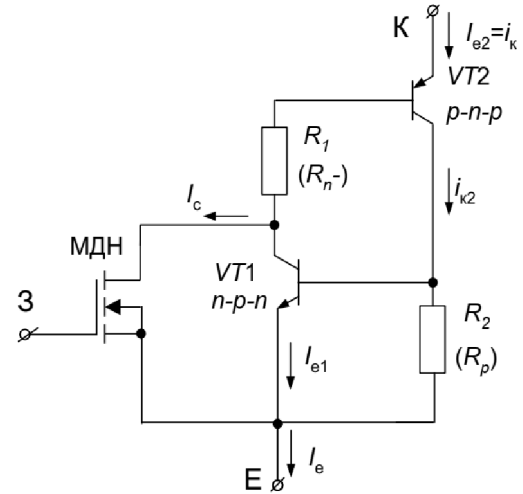
32. Андрієнко В.М., Куєвда В.П. Електричні машини: Навч. посіб. – К.: НУХТ, 2010. – 366 с.

33. Перетворювальна техніка. Підручник: Ч. 2/ Ю.П. Гончаров, О.В. Будьонний, В.Г. Морозов та ін., За ред. В.С. Руденка. – Харків: Фоліо, 2000. – 360 с.

ДОДАТОК А. ГРАФІЧНА ЧАСТИНА

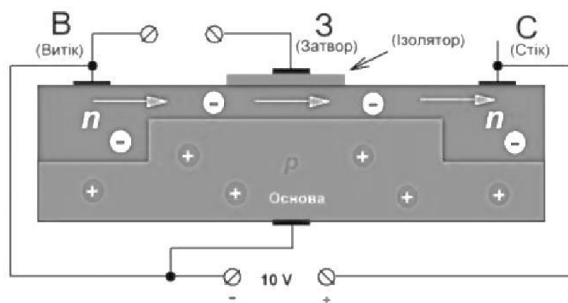


а)

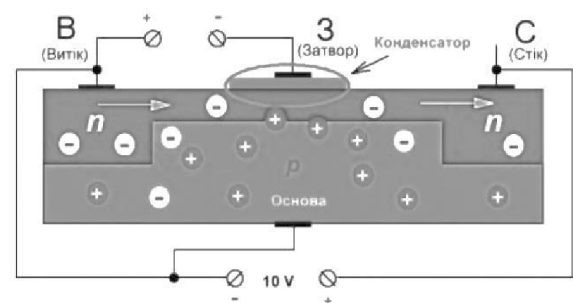


б)

Біполярний транзистор з ізолюваним затвором (IGBT): а – структура; б – схематичне представлення IGBT у вигляді MOSFET- і BJT-транзисторів

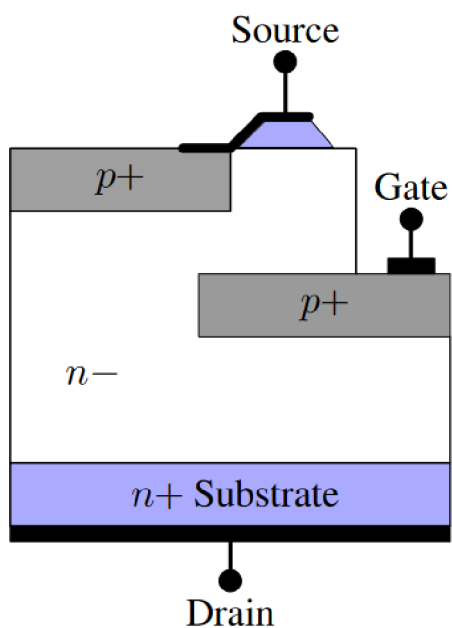


а)

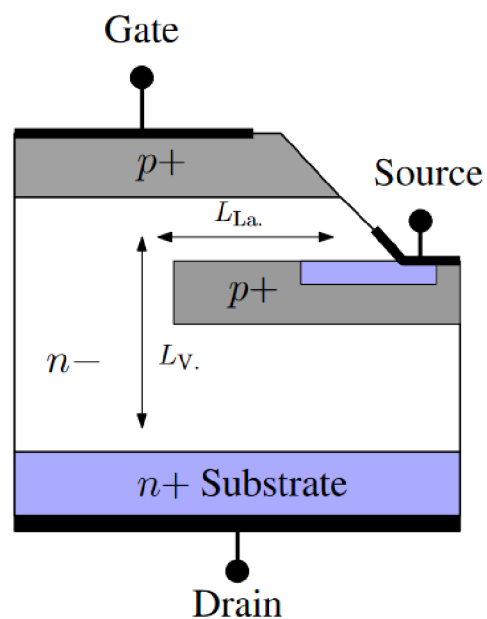


б)

Принцип дії n-канального MOSFET-транзистора з вмонтованим каналом: а – структурне зображення, б – принцип утворення «конденсатора»

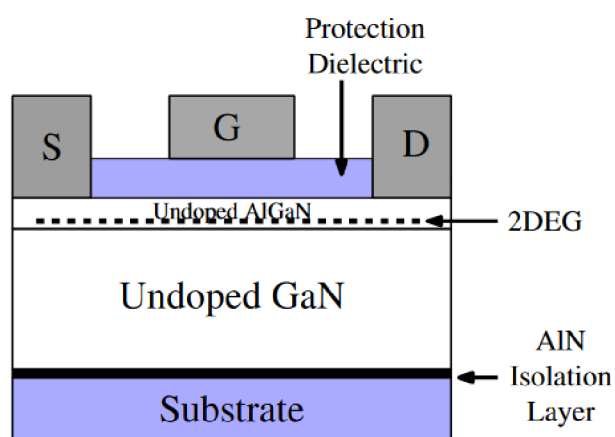


(a) Transistor 1

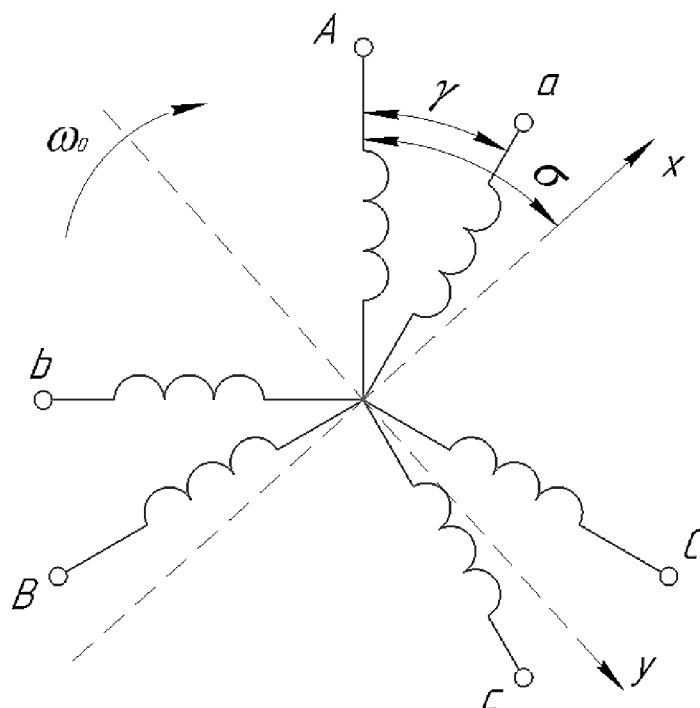


(b) Transistor 2

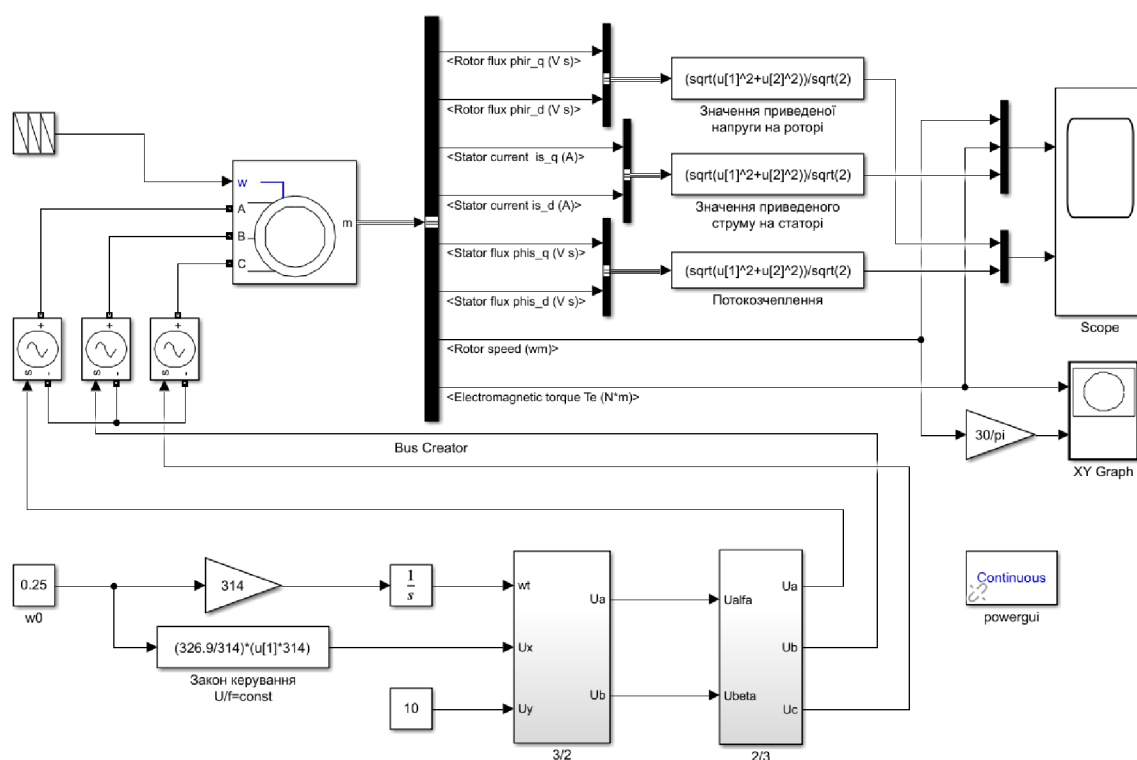
Дві структури SiC-транзистора



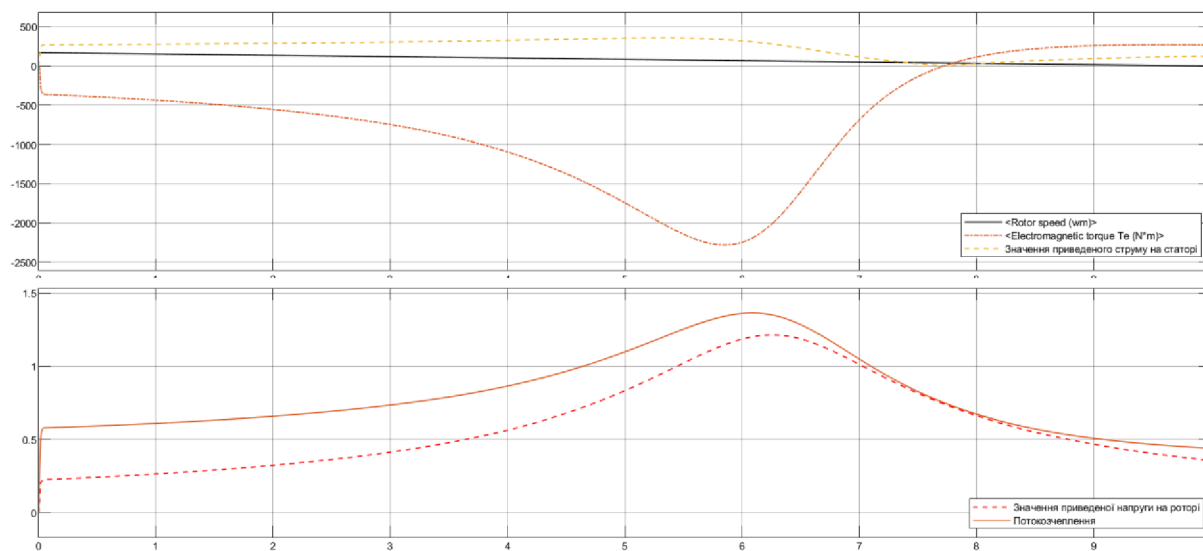
Структура GaN-транзистора



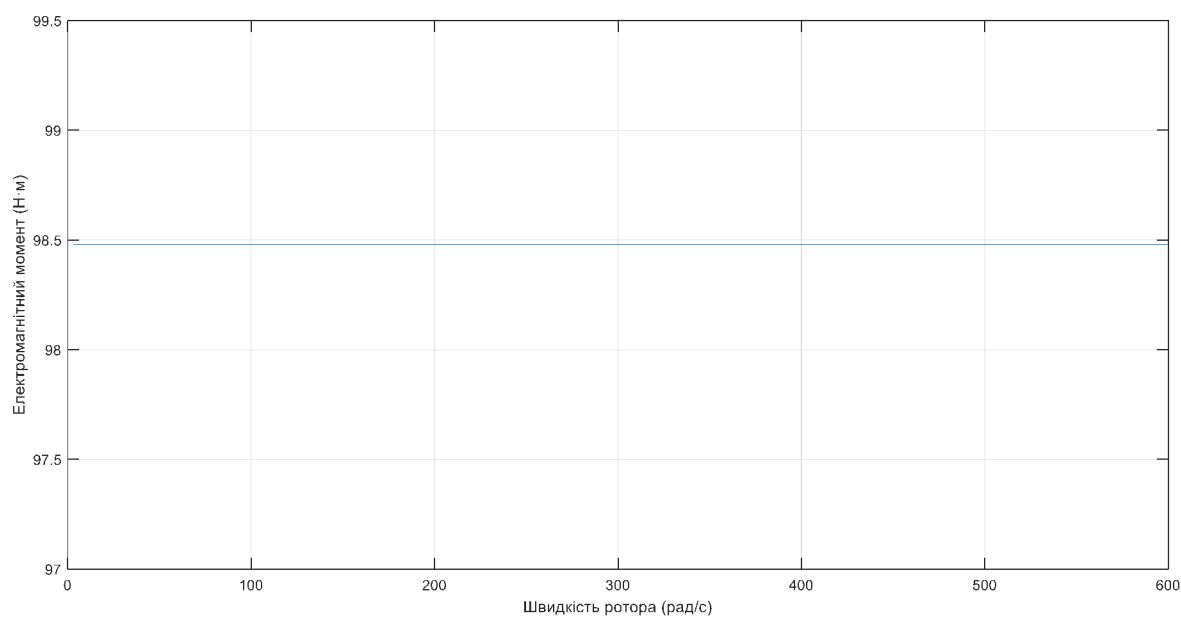
Представлення асинхронного двигуна в системі координат (x, y) : γ – кут між однойменними фазами обмоток статора і ротора, σ – кут між віссю фази A обмотки статора та віссю x , ω_0 – кутова швидкість обертання магнітного поля статора



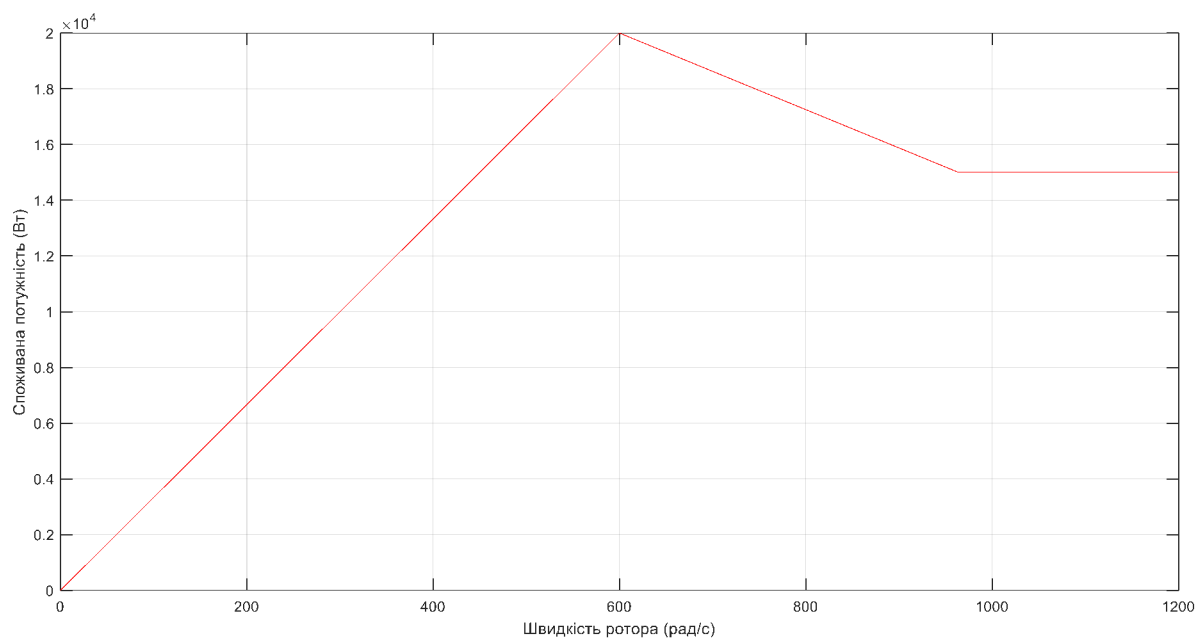
Модель скалярного керування асинхронним двигуном в MATLAB/Simulink



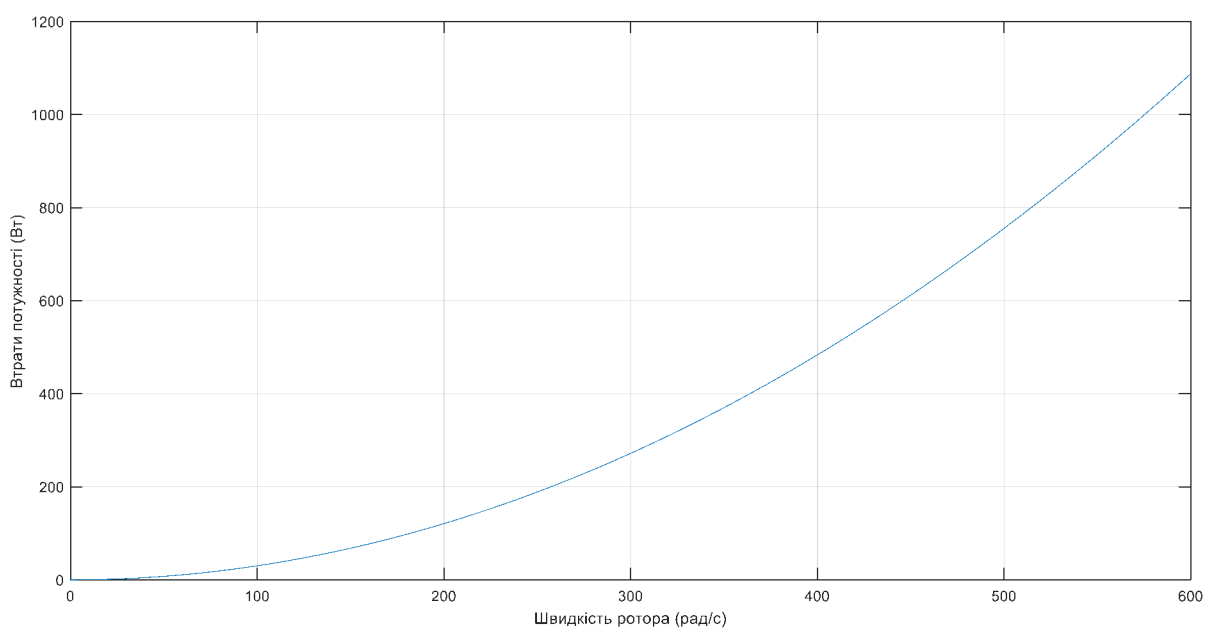
Ключові характеристики роботи асинхронного двигуна в системі з частотно-регульованим електроприводом



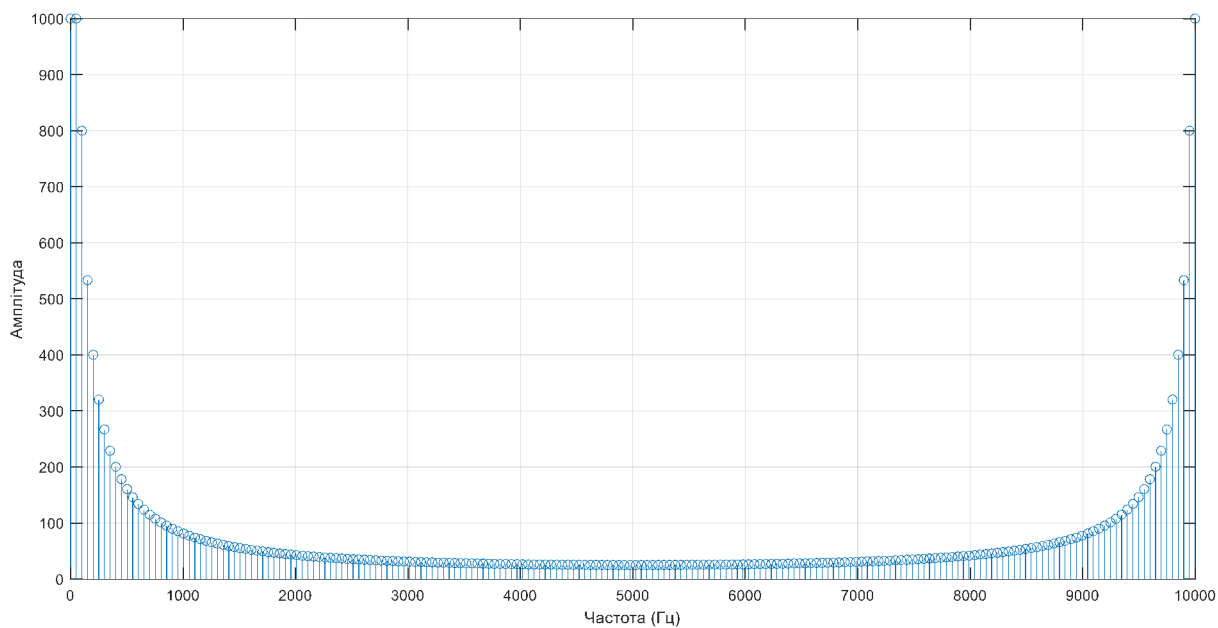
Моментно-швидкісна характеристика



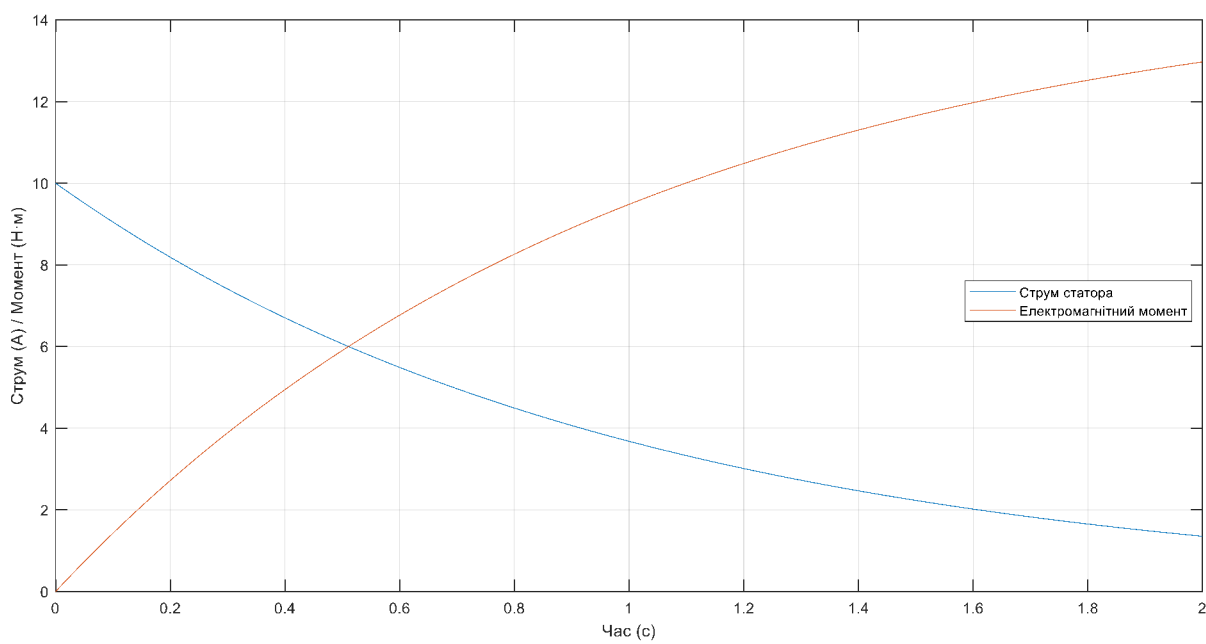
Споживана потужність у залежності від колової швидкості



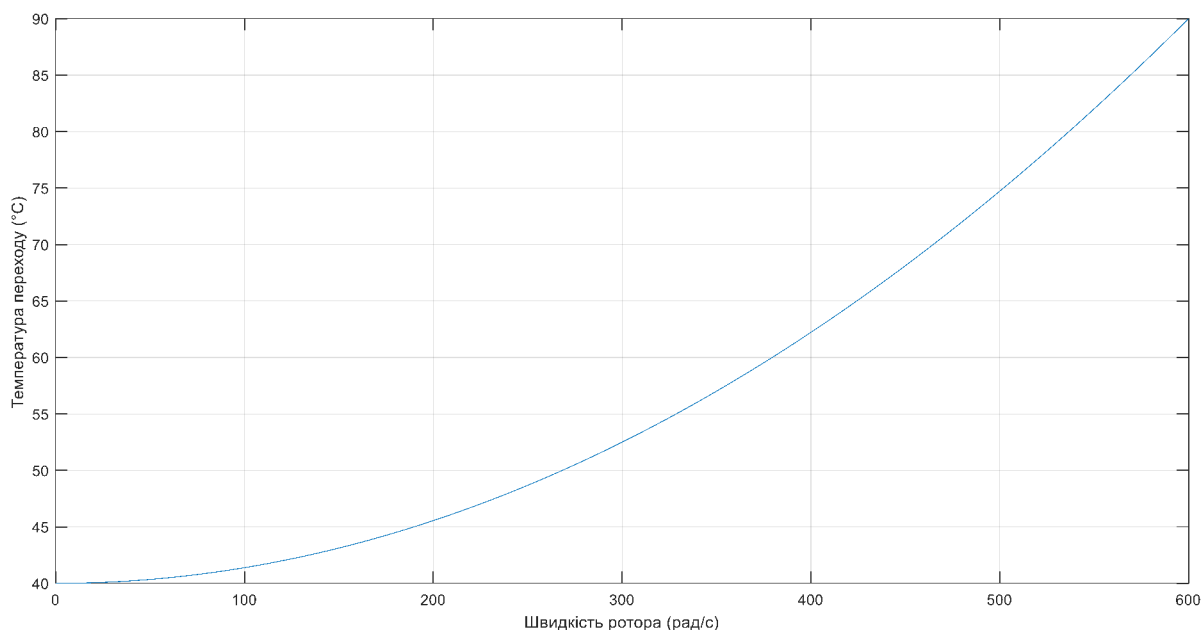
Втрати потужності у залежності від колової швидкості



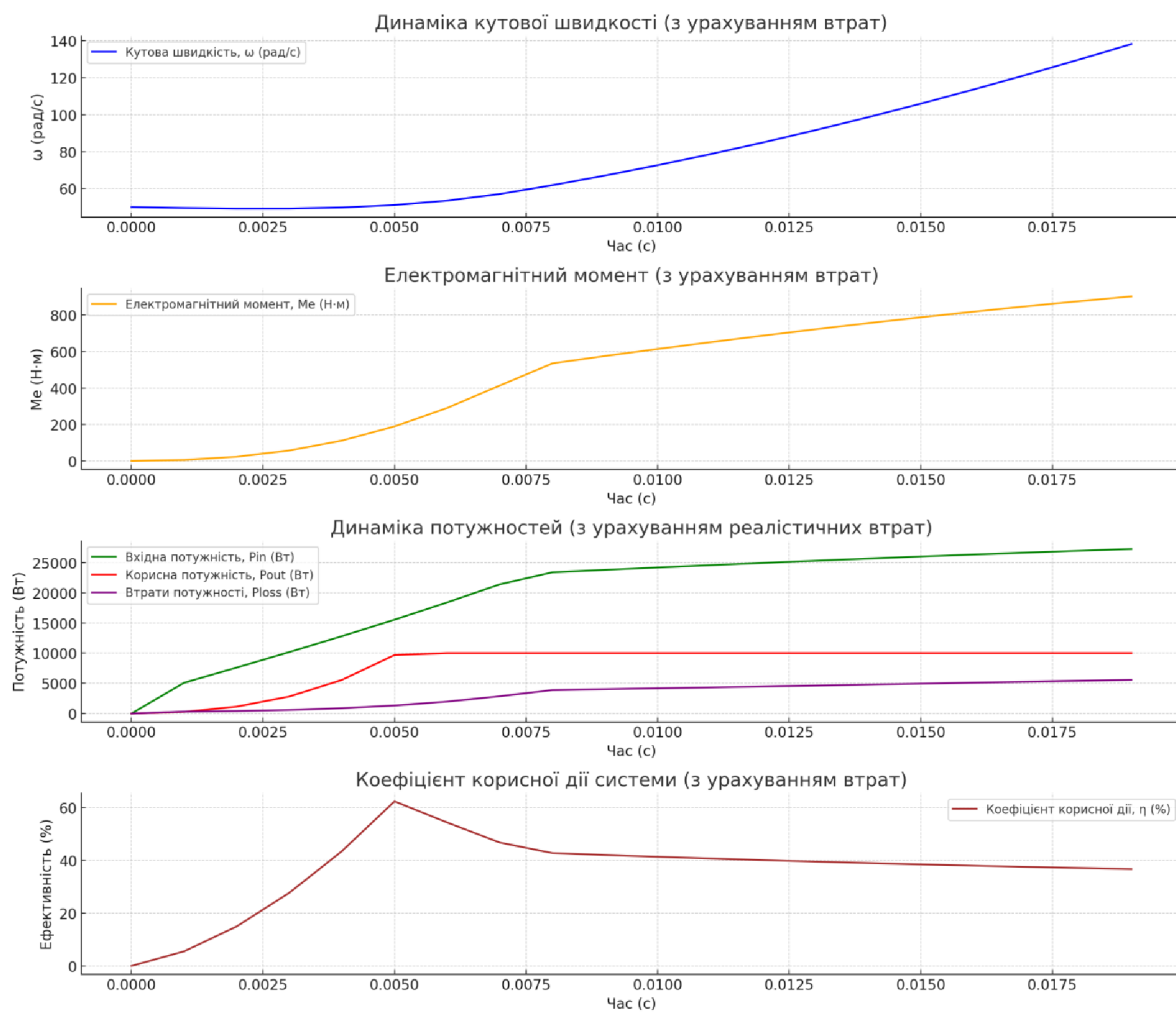
Гармонійний аналіз струму статора



Пускові характеристики



Температурні характеристики напівпровідникового переходу



Графіки зміни основних характеристик системи

ДОДАТОК Б

Перелік зауважень нормоконтролера до дипломної роботи

Позначення документа	Документ	Умовне позначення	Зміст зауваження

Дата _____