

Власник документу:
Бевза Олег Миколайович

ID перевірки:
1004063765

Дата перевірки:
16.06.2020 03:15:38 EEST

Тип перевірки:
Doc vs Internet + Library

Дата звіту:
16.06.2020 03:23:13 EEST

ID користувача:
90740

Назва документу: 2020-bachelor-EDD_Mazur_Blok_keruvannya_fch

ID файлу: 1004076729 Кількість сторінок: 25 Кількість слів: 8354 Кількість символів: 61593 Розмір файлу: 92.25 KB

9.28% Схожість

Найбільша схожість: 2.65% з джерело бібліотеки. ID файлу: 1000094519

6.15% Схожість з Інтернет джерелами

49

Page 27

7.09% Текстові збіги по Бібліотеці акаунту

118

Page 28

1.19% Цитат

Цитати

2

Page 29

Вилучення переліку посилань вимкнено

0% Вилучень

Вилучений текст відсутній

Підміна символів

Заміна символів

56

Олександр МАЗУР

Електронний блок керування індивідуальним засобом пересування
АНОТАЦІЯ

В дипломному проекті була розглянута науково-технічна література про основні види та методи керування електродвигунами.

Метою даної роботи є розробка електронного блоку керування індивідуальним засобом пересування.

Дипломний проект включає 64 сторінки, складаються з 3 розділів, має 19 ілюстрацій, 1 таблицю.

Перший розділ присвячений огляду науково-технічної літератури про електродвигуни. Їх конструкторські відмінності та принцип роботи.

У другому розділі розглянуті основні методи управління асинхронними електродвигунами.

У третьому розділі описується схема перетворювача напруги з постійної в змінну, наведено її принципову електричну схему, друковану плату та збиральне креслення.

ANNOTATION

The diploma project considered the scientific and technical literature on the main types and methods of control of electric motors.

The purpose of this work is to develop an electronic control unit for individual vehicles.

The diploma project is placed on 56 pages, contains 3 sections, 19 illustrations, 1 table.

The first section is devoted to a review of the scientific and technical literature on electric motors. Their design differences and the principle of operation.

The second section discusses the main methods of controlling induction motors.

The third section describes the circuit of the voltage converter from DC to AC, its schematic electrical diagram, printed circuit board and assembly drawing are given.

ВСТУП

Засоби індивідуального пересування набувають все більшого поширення. Рушійною силою в таких засобах виступає електродвигун – надійний, екологічно чистий, простий в керуванні та виготовленні, порівняно з двигунами внутрішнього згорання. Розробка пристроїв ефективного та надійного керування засобами індивідуального пересування є актуальною і складною задачею, враховуючи різноманітні кліматичні, географічні чинники та особливості користувача.

Електродвигуни відіграють велику роль в сучасному світі, і проявляють себе в дуже різних галузях промисловості.

Існує доволі велика кількість різновидів електродвигунів. В залежності від виду робіт, обирають такі двигуни, які по своїм характеристикам та вимогам більш доцільно використовувати в тій чи іншій сфері. Вони можуть

бути як маленькими, на декілька Вт і поміщатись у долоні, так і великими, які займають велику площу і видавати МВт потужності.

З розвитком технологій, досягнень в електроніці, з відкриттям напівпровідників, ми навчилися використовувати електродвигуни там, де це було раніше неможливим. Однією з таких галузей, виявилась – транспортна.

Наразі, набирає популярність легкий електротранспорт: велосипеди, самокати, скутери, гіроскутери, моно колеса та автомобілі, де в якості тягового агрегата виступає електродвигун в складі колеса.

Такий вид транспорту стає все більш відомий та популярний, і вимагає як електродвигуна в складі двигун-колеса, так і інтелектуального контролера для його управління.

Такий спосіб пересування більш економно використовує природні ресурси в порівнянні з двигунами внутрішнього згорання. В зв'язку з тим, що електродвигуни використовують електричну енергію, яка являється екологічно чистою, і стрімким забрудненням повітря двигунами внутрішнього згорання, яких на даний момент переважна кількість. Є доцільним розвиток як управління, так і модернізація існуючих моделей електродвигунів для особистого транспорту пересування.

З боку споживача це викликало підвищення вимог, що пред'являються до роботи транспорту в цілому, в тому числі і до поліпшення плавності ходу, гальмування і запасу ходу. Цій проблемі стало приділятися більш серйозна увага в плані пошуку шляхів вдосконалення конструкцій двигун-коліс та алгоритмів керування ними.

Розглянута в ході роботи схема контролера управління електродвигуном змінного струму. Досягнута апаратна підтримка розробленого алгоритму управління, на сучасній елементній базі, із застосуванням високоінтегрованих інтегральних мікросхем Arduino Micro на базі чіпа Atmega32u4, що підвищує показники якості і надійності, також це дало змогу зменшення габаритів, ваги.

1. АНАЛІЗ ІСНУЮЧИХ ЕЛЕКТРОДВИГУНІВ ТИПУ ДВИГУН-КОЛЕСО

1.1. Основні види електродвигунів, їх конструкція та принцип дії [1]

Електродвигун є складовою частиною електроприводу в індивідуальному засобі пересування. Електропривод – це високотехнологічна автоматизована електромеханічна система, яка включає електричні, механічні, електронні компоненти. Сучасний електропривод складається з електродвигуна, електронного перетворювача електричної енергії та автоматичної системи управління.

Електричний двигун, скорочено електродвигун - це електрична машина, за допомогою якої електрична енергія перетворюється в механічну, для приведення в рух різних механізмів. Електродвигун є основним елементом електроприводу.

Принцип дії такого електродвигуна заснований на взаємодії магнітного поля статора, яке створюється змінним струмом і постійним магнітним полем ротора.

Постійне магнітне поле ротора створюється за рахунок обмотки збудження або постійних магнітів. Струм в обмотках статора створює обертальне магнітне поле, найчастіше його створюють трьома катушками індуктивності, тоді як ротор в робочому режимі являє собою постійний магніт, його полюса спрямовуються до протилежних полюсів магнітного поля статора. В результаті ротор обертається синхронно з полем статора.

Рис.1.1.1. Рух трифазного магнітного поля

1.1.1. Види електродвигунів

Електродвигуни головним чином поділяються на машини, що працюють від постійного струму та змінного струму. В таблиці приведені основні види електродвигунів.

Основні види електродвигунів [2]

Розглянемо більш детально відмінності між ними, сфери застосування, та їх характеристики.

1.1.2. Електродвигуни постійного струму

Використовуються для створення регульованих електроприводів з високими динамічними і експлуатаційними показниками. До таких показників відносяться висока рівномірність обертання і перевантажувальна здатність. Їх використовують для комплектації виробництва паперу, фарбувально-оздоблювальних і підйомно-транспортних машин, для полімерного обладнання, бурових верстатів і допоміжних агрегатів екскаваторів. Часто вони застосовуються для оснащення всіх видів електротранспорту, таких як поїзди, метро, трамваї, велосипеди, скутери.

1.1.3. Електродвигуни змінного струму

Користуються більш високим попитом, ніж двигуни постійного струму. Їх часто використовують в побуті і в промисловості. Їх виробництво набагато дешевше, конструкція простіше і надійніше, а експлуатація досить проста. Практично вся домашня побутова техніка обладнана електродвигунами змінного струму. Їх використовують в пральних машинах, кухонних витяжних пристроях і т.д. У великій промисловості з їх допомогою приводиться в рух станкове обладнання, лебідки для переміщення важкого вантажу, компресори, гідравлічні і пневматичні насоси і промислові вентилятори.

1.1.4. Синхронні двигуни

Є різновидом електродвигунів змінного струму. Частота обертання їх ротора дорівнює частоті обертання магнітного поля в повітряному зазорі. Їх використовують для компресорів, великих вентиляторів, насосів і генераторів постійного струму, так як вони працюють з постійною швидкістю.

Принцип дії такого електродвигуна заснований на взаємодії магнітного поля статора, яке зазвичай створюється трифазним змінним струмом і постійного магнітного поля ротора.

Постійне магнітне поле ротора створюється за рахунок обмотки збудження або постійних магнітів. Струм в обмотках статора створює обертальне магнітне поле, тоді як ротор в робочому режимі являє собою постійний магніт, його полюса спрямовуються до протилежних полюсів

магнітного поля статора. В результаті ротор обертається синхронно з полем статора, що і є його основною особливістю.

Швидкість, з якою обертається магнітне поле статора, може бути обчислена по наступному рівнянню:

де f – частота струму в обмотці, Гц, p – кількість пар полюсів.

Більшість електродвигунів змінного струму, які використовуються на виробництві, виконані без постійних магнітів, а з обмоткою збудження, тоді як малопотужні синхронні двигуни змінного струму виконуються з постійними магнітами на роторі.

Однією з основних характеристик електродвигуна є механічна характеристика. Вона у синхронних електродвигунів наближена до прямої горизонтальної лінії. Це означає, що навантаження на валу не впливає на його обороти (поки не досягне якоїсь критичної величини).

1.1.5. Асинхронні двигуни [3]

Також, відносяться до категорії електродвигунів змінного струму. Частота обертання їх ротора відрізняється від частоти обертання магнітного поля, яке створюється струмом обмотки статора. Асинхронні двигуни поділяються на два типи, в залежності від конструкції ротора: з короткозамкненим ротором і фазним ротором. Конструкція статора в обох видах однакова, різниця тільки в обмотці.

Вони поділяються на три типи:

- однофазний;
- двофазний;
- трифазний;

Однофазний асинхронний електродвигун - це асинхронний електродвигун, який працює від електричної мережі однофазного змінного струму без використання частотного перетворювача і який в основному режимі роботи (після пуску) використовує тільки одну обмотку (фазу) статора.

Як і будь-який електродвигун, складається з двох основних частин - статора і ротора. Статор - нерухома частина, ротор – частина, що обертається.

Конденсаторний двигун або конденсаторний асинхронний електродвигун - двофазний асинхронний електродвигун одна фаза якого постійно підключена до мережі змінного струму через конденсатор.

Конструктивно конденсаторний асинхронний двигун представляє з себе двофазний двигун. На статорі розташовують дві обмотки фаз, осі яких зміщені відносно один одного на 90 електричних градусів. Обидві обмотки займають рівне число пазів. Живлення електродвигуна здійснюється від однофазної мережі змінного струму, при цьому одна обмотка підключається безпосередньо до мережі, а інша через конденсатор. Таким чином, на відміну від однофазного двигуна, який після пуску працює з пульсуючим магнітним потоком, конденсаторний електродвигун працює з обертовим магнітним потоком.

Трифазний асинхронний електродвигун. Ротор розміщується всередині статора. Між ротором і статором є невелика відстань, зване повітряним зазором, зазвичай 0,5-2 мм.

Статор складається з корпусу і сердечника з обмоткою. Сердечник статора збирається з тонколистової технічної сталі товщиною зазвичай 0,5 мм, покритою ізоляційним лаком. Шіхтованна конструкція сердечника сприяє значному зниженню вихрових струмів, що виникають в процесі перемагнічування сердечника обертальним магнітним полем. Обмотки статора розташовуються в пазах сердечника.

Рис.1.2. Внутрішній вид трифазного асинхронного двигуна

Принцип дії трифазного асинхронного електродвигуна заснований на здатності трифазної обмотки при включенні її в мережу трифазного струму створювати обертальне магнітне поле. Частота обертання цього поля, або синхронна частота обертання прямо пропорційна частоті змінного струму f_1 і обернено пропорційна числу пар полюсів p трифазної обмотки.

де n_1 – частота обертання магнітного поля статора, об/хв; f_1 – частота змінного струму, Гц; p – число пар полюсів.

1.1.6. Ковзання асинхронного двигуна, швидкість обертання ротора

Відмітна ознака асинхронного двигуна полягає в тому, що частота обертання ротора n_2 менше синхронної частоти обертання магнітного поля статора n_1 .

Пояснюється це тим, що ЕРС в стрижнях обмотки ротора індукуються тільки при нерівності частот обертання $n_2 < n_1$. Частота обертання поля статора щодо ротора визначається частотою ковзання $n_s = n_1 - n_2$. Відставання ротора від обертального поля статора характеризується відносною величиною S та називається ковзанням:

де S – ковзання асинхронного електродвигуна, n_1 – частота обертання магнітного поля статора, об / хв, n_2 – частота обертання ротора, об / хв,

1.2. Типи електродвигунів

1.2.1. Колекторний двигун постійного струму

На рис.1.3. зображено будову колекторного електродвигуна постійного струму.

Рис.1.3. Будова колекторного двигуна постійного струму

Колекторний електродвигун постійного струму – це електрична машина постійного струму, що перетворює електричну енергію постійного струму в механічну енергію.

Колектор розташований на валу (ротора), і являє собою набір поздовжньо розташованих пластин, ізольованих від вала і один від одного. Їх називають ламелями. До ламель підключаються відводи секцій обмоток якоря, а точніше до кожної з них підключений кінець попередньої і початок наступної секції обмотки.

Струм до обмоток подається через щітки. Щітки утворюють ковзаючий контакт і під час обертання валу стикаються то з одною, то з іншою ламеллю. Таким чином відбувається перемикання обмоток якоря, для цього і потрібен колектор. Щітковий вузол складається з кронштейна з щітковотримачами,

безпосередньо в них і встановлюються графітові або метало-графітові щітки. Для забезпечення хорошого контакту щітки притискаються до колектора пружинами.

Колекторний електродвигун має ряд недоліків :

1. Високий рівень перешкод, як передаються в мережу живлення при перемиканні обмоток якоря, так і іскрінням щіток;

2. Знос колектора і щіток;

1.2.2. Безколекторний двигун постійного струму [4], [5]

Безколекторним називають електродвигун постійного струму, струм в обмотках якого перемикає спеціальний пристрій-комутатор – він носить назву «драйвер» або «інвертор» і ці обмотки завжди розташовані на статорі. Комутатор складається з транзисторів, вони і подають струм в ту чи іншу обмотку, в залежності від положення ротора. В безколекторному двигуні постійного струму функцію колектора несе на собі електроніка, завдяки чому вся конструкція виробу сильно спрощується і стає компактніше.

Рис.1.4. Конструкція безколекторного двигуна постійного струму

У зарубіжній літературі «BLDC» розшифровується як «brushless direct current drive» або «без щітковий електродвигун постійного струму».

Inrunner – це двигун, що має розташовані по внутрішній поверхні корпусу обмотки, і обертається усередині магнітний ротор.[6]

Outrunner – це двигун, що має нерухомі обмотки (всередині) навколо яких обертається корпус з поміщеним на його внутрішню стінку постійні магніти.

Основні переваги безколекторних двигунів:

- висока швидкість і динаміка, точність позиціонування;
- широкий діапазон зміни частоти обертання;
- велика перевантажувальна здатність по моменту;
- високий термін служби (ресурс електродвигуна обмежений тільки терміном служби підшипників);

– висока надійність і підвищений ресурс роботи за рахунок відсутності ковзних електричних контактів.

Широке застосування БДПС знайшли в електротранспорті, майже всі сучасні двигун-колеса електросамокатів, велосипедів, мотоциклів та автомобілів – це безколекторні двигуни. Номінальна напруга електродвигунів для транспорту лежить в широкому діапазоні. Наприклад, двигун-колесо для велосипеда часто працює від 24В, 36В і більше, а в автомобілях, наприклад, на Toyota Prius порядку 120В, а на Nissan Leaf - доходить до 400В.

Трифазний безколекторний двигун може бути трьохпровідний або чотирипровідний, де четвертий провід - відведення від середньої точки (якщо обмотки з'єднані за схемою зірки). Приклад зображений на (рис.1.5).

Рис.1.5. Методи з'єднання обмоток

1.2.3. Безколекторний двигун змінного струму [7]

У цьому двигуні реалізований принцип комбінованого або спільного впливу. Використовуються дві взаємозалежні суміщені обмотки, одна з яких зібрана в «зірку», а друга в «трикутник».

Двигун управляється зовнішнім контролером, як і БДПС.

Існуючі на сьогоднішній день двигун-колеса використовують зовнішній пояс з рідкоземельних магнітів.

Безщіткові двигун-коолеса на постійних магнітах вимагають промисловий видобуток магнітів, їх обробку і установку, що вимагає високопрофесійного виробництва. До того ж, запаси даних магнітів на нашій планеті не безмежні і рано чи пізно доведеться шукати їм заміну або звертатися до інших принципів самого електродвигуна.

Двигун не вимагає установки магнітів, їх місце займає значного розміру обмотка з простого мідного дроту. Дана конструкція дозволила значно збільшити крутний момент двигуна. Для порівняння, звичайний двигун-колесо видає близько 40-60 (Нм), проти 200 (Нм) у розглянутого прототипу Дмитра Дуюнова, яке показано на рис.1.6.

Рис.1.6. Двигун-колесо Дуюнова. Безколекторний двигун змінного струму.

1.3. Висновки до розділу

В розділі було розглянуто основні види електродвигунів, їх конструкцію та принцип роботи.

Наразі, серед електротранспорту широкого попиту набули електродвигуни, що вмонтовуються відразу в колесо, їх називають двигун-колесо і вони основним тяговим пристроєм.

Попитом зараз користуються БДПС. За рахунок встановлених в них потужних постійних магнітів на роторі, подаючи імпульсну трифазну напругу живлення на статор двигуна, використовуючи для цього блок управління і регулюючи ним напругу, токи та магнітопотоки, можна плавно змінювати магнітне поле статора тим самим плавноше стартувати з місця та гальмувати.

Але БДПС – це синхронний двигун. Тобто, поле ротора обертається з тою самою швидкістю, що й електромагнітне поле статора. Через це дуже важко добитись більш чіткого керування на початковій швидкості. При цьому використовується «асинхронний запуск» синхронного двигуна. Де на початковій швидкості поле ротора «доганяє» поле статора і далі вже на встановленій швидкості обертається синхронно з електромагнітним полем статора.

Принцип роботи асинхронного двигуна якраз залежить від відставання поля ротора, від поля статора, так зване ковзання. Через це асинхронний двигун має більший діапазон регулювання початкового моменту.

Тому далі ми будемо розглядати саме управління асинхронним електродвигуном.

2. ЧАСТОТНЕ УПРАВЛІННЯ АСИНХРОННИМ ЕЛЕКТРОДВИГУНОМ

2.1. Методи управління

На даний момент більшість сучасних електроприводів змінного струму в якості управляючого апарату оснащують перетворювачем частоти (ПЧ). Існує багато різноманітних алгоритмів управління та варіантів апаратної реалізації, але типові рішення застосовуються і зараз.

Регульований електропривод вирішує два основних завдання: управління моментом і швидкістю обертання електродвигуна.

Для нормального функціонування приводу необхідно обмежувати момент і струм двигуна допустимими значеннями в перехідних процесах пуску, гальмування і прикладання навантаження.

При цьому вимоги до діапазону і точності регулювання швидкості можуть змінюватися в широких діапазонах в залежності від області застосування електроприводу. Для вирішення завдань регулювання швидкості і моменту в сучасному електроприводі застосовують два основні методи частотного управління: скалярний і векторний.

2.2. Скалярний метод управління [8], [9]

Найбільш поширеним на сьогоднішній день є асинхронний електропривід зі скалярним керуванням. Він застосовується в складі приводів насосів, вентиляторів, компресорів та інших механізмів, для яких важливо підтримувати або швидкість обертання валу двигуна (при цьому використовується давач швидкості), або технологічний параметр наприклад, тиск, навантаження.

Основний принцип скалярного управління – зміна частоти і амплітуди напруги живлення (див. рис.2.1) за законом:

$$де n \geq 1.$$

Рис.2.1. Графік запуску електродвигуна скалярним методом

Максимальний момент який може розвинути електродвигун можна знайти за формулою:
де k – постійний коефіцієнт.

Конкретний вид залежності визначається вимогами, що пред'являються до електроприводу і навантаженням яке буде прикладене. Як правило, частота приймається як $const$, а значення напруги при даній частоті визначає вид механічної характеристики, значення пускового і критичного моментів.

Скалярне управління забезпечує сталість до перевантажувальної здатності електроприводу незалежно від частоти напруги, однак при низьких частотах ($f < 0,1 f_{ном}$) знижується і момент, що розвиває двигун. Максимальний діапазон регулювання швидкості обертання ротора при незмінному моменті опору для електроприводів зі скалярним керуванням досягає 1:10.

Метод скалярного управління відносно простий в реалізації, але має три істотних недоліки.

По-перше, за відсутності давача швидкості на валу двигуна, неможливо регулювати швидкість обертання валу, так як навантаження впливає на швидкість обертання валу. Наявність давача швидкості вирішує цю проблему, однак, залишається другий істотний недолік - не можна регулювати момент на валу двигуна.

З одного боку, цю проблему можна вирішити обладнанням давачем моменту обертання, однак, такі давачі мають дуже високу вартість, так як пред'являються високі вимоги до їх чутливості, і найчастіше їх застосування перевищує вартість усього електроприводу.

По-друге, при скалярному управлінні не можна регулювати одночасно і моментом, і швидкістю. Тільки одним з параметрів. Тому доводиться

визбирати ту величину, яка є найбільш важливою для даного технологічного процесу.

По-третє, погана робота з навантаженням яке змінюється динамічно.

2.3. Векторний метод управління [10]

2.3.1. Системи координат

Токи, потоки, напруги двигуна змінного струму можуть бути представлені як вектори в деякій системі координат. В залежності від використовуваної системи координат, співвідношення, що описують процеси, які відбуваються в двигуні, матимуть різний вигляд.

Нижче розглянемо системи координат, що використовуються при векторному регулюванні.

2.3.2. Нерухома трифазна система координат і поняття узагальненого вектора

Система має три осі, розташовані на площині під кутом в 120 градусів. Ці осі перетинаються в початку координат (Рис. 2.2).

Дана система дозволяє відобразити процеси, що відбуваються в двигуні, на площину при поданні струмів, напруг і потокозчеплень у вигляді обертових векторів.

Рис. 2.2. Нерухома трифазна система координат

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

- амплітуда вектора рівна амплітуді струму в фазі (I_s);
- початок вектора збігається з початком координат;
- вектор обертається на площині навколо початку координат з

кутовою швидкістю, що відповідає частоті змінного струму ($\Omega = 2\pi f$).

При обертанні такого вектора з частотою ω його проекції на відповідні осі будуть змінюватися за синусоїдальним законом, при цьому між синусоїдами в кожній фазі буде зберігатися зміщення в 120° .

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

Таким чином, три пов'язані скалярні величини фазних струмів характеризуються в даній системі координат узагальненим вектором струму. Аналогічно, у вигляді узагальнених векторів, в даній системі координат можуть бути представлені фазні напруги і потокозчеплення асинхронного двигуна.

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

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

2.3.3. Нерухома Декартова система координат

Система має дві перпендикулярні осі α і β (рис. 2.3). Зручно вибирати осі так, щоб одна з них збігалася з однією з трифазних осей. Початок координат збігається з початком координат описаної вище трифазної системи.

Рис. 2.3. Нерухома Декартова система координат

Перехід з трифазної системи в Декартову (двофазну) часто називають переходом від реальної трифазної машини до абстрактної, узагальненої двофазної.

Отримаємо формули переходу з трифазної системи в Декартову.

В зарубіжній літературі цей перехід називають перетворенням Кларка.

Дивлячись на (рис.2.3) і скориставшись співвідношеннями прямокутних трикутників трикутників, а також формулою для косинуса різниці кутів, запишемо:

Виразивши з суми цих рівнянь I_s , отримаємо:

З іншого боку, з рис. 2.9:

Отже, можна записати так:

Таким чином, формули координатних перетворень при переході з трифазної системи в двухфазну виглядають так:

Або (якщо врахувати $I_{sa} + I_{sb} + I_{sc} = 0$), то отримаємо

Формули зворотного перетворення координат з системи $\alpha\beta$ в систему АВС, що виходять з співвідношень (2) і умови симетрії трифазної системи

Наведені нижче:

Іноді зручно описувати вектори в системі $\alpha\beta$, користуючись математичним апаратом комплексної площини. При цьому вісь β вважають уявною, а вісь α - дійсною.

2.3.4 Нерухома полярна система координат

В даній системі координат вектор характеризується модулем і кутом, що відраховується від осі (Рис. 2.4). Цю вісь зручно поєднати з віссю α вже розглянутої нерухомої двофазної системи координат $\alpha\beta$.

Рис. 2.4. Нерухома полярна система координат

Перехід з системи $\alpha\beta$ в полярну систему координат Aa здійснюється за допомогою формул:

2.4. Декартова система координат ХУ, що обертається

Система має дві перпендикулярні осі Х і У (Рис. 2.5). Початок координат збігається з початком координат описаної вище трифазної (або двофазної) нерухомої системи. Осі системи ХУ обертаються з довільною швидкістю ω навколо початку координат.

Рис. 2.5. Декартова система координат ХУ, яка обертається

Знайдемо формули перетворення координат, за допомогою яких окремі пункти мають між нерухомою системою $\alpha\beta$ обертовою системою ХУ. В іноземній літературі цей перехід називають перетвореннями Парка.

2.4.1. Геометричний висновок формул перетворень Парка

Трикутники aob і cdb (Рис. 2.5) подібні, отже, можна записати

З рис.2.5 випливає, що

Виразивши з цього виразу A_a , отримаємо формулу

Дане співвідношення підставимо в формулу

І за допомогою перетворень, виразимо з неї A_b , отримаємо

Таким чином, зворотне перетворення Парка, формули переходу да з системи ХУ в систему $\alpha\beta$, виглядає наступним чином:

Вирішивши ці рівняння щодо AX і AY , отримаємо пряме перетворення Парка - формули переходу з системи $\alpha\beta$ в систему XY :

2.4.2. Виведення формул перетворень Парка на комплексній площині

Отримати формули перетворень Парка можна простіше, якщо скористатися законами комплексної площини, вважаючи осі систем координат β і Y уявними, а осі α і X дійсними (Рис. 2.6).

Рис. 2.6. Графічне зображення векторів в комплексній площині

Нехай:

$A_{\alpha\beta}$ - комплексне число, відповідне вектору A в системі $\alpha\beta$;

A_{XY} - комплексне число, відповідне вектору A в системі XY .

Тоді, використовуючи показникову форму подання чисел на комплексній площині, (рис. 2.6), можна записати

Це є зворотне перетворення Парка – формула переводу вектора з обертаючої системи в нерухому.

Пряме перетворення виходить зі зворотного:

Після того як ми отримали формули перетворень в показовій формі, можна, використовуючи формулу Ейлера, перейти до проекцій вектора на уявну і дійсні осі.

Для прямого перетворення Парка,

враховуючи, що ,

можна записати

Звідси

Для зворотного перетворення Парка,

враховуючи, що $e^{j\varphi} \equiv \cos \varphi + j \sin \varphi$ можна виконати таку ж процедуру і впевнитись в тому, що

2.4.3. Зміст системи координат XY

Система регулювання будується в системі координат, яка обертається разом з керованим вектором.

В такій системі диференціальні рівняння, що описують двигун, приймають найпростіший вигляд.

Окрім того, оскільки керований вектор не обертається відносно даної системи координат, його амплітуда і фаза визначаються двома скалярними величинами проекцій на осі координат цієї системи. Отже управління вектором, в даному випадку, можна звести до управління величиною і знаком його проекцій.

Обертання системи враховують за допомогою розглянутих вище формул координатних перетворень, вимірюючи або обчислюючи кут її повороту відносно нерухомої системи координат.

2.5. Векторне управління асинхронним електродвигуном

2.5.1 Відміна, векторного регулювання від скалярного

Математичною основою скалярного регулювання є рівняння, що описують сталі режими роботи двигуна, тобто режими, в яких швидкість і момент навантаження двигуна залишаються незмінними. Природно, що в динамічних режимах при зміні швидкості або навантаження коректність

математичної моделі скалярного управління порушується. Це призводить до досить повільної реакції скалярних систем управління на швидкі впливи.

З розвитком теорії та практики керування двигуном стало можливим векторне керування.

Його математична основа – диференціальні рівняння, які описують електричну машину однаково вірно і в динаміці, і в статиці.

Момент при векторному керуванні отримують за допомогою керування амплітудою і миттєвої фазою вектора струму статора або вектора статорної напруги.

В силу адекватності управління в динаміці векторне керування, на відміну від скалярного, дає можливість будувати високодинамічні та прецизійні електроприводи змінного струму, що забезпечують найвищу точність і швидкість регулювання.

2.5.2 Схема заміщення асинхронного двигуна

Зазвичай двигуни проектується так, що втратами намагнічування, в порівнянні з активними втратами в обмотках статора, можна знехтувати. У цьому випадку в якості моделі для ілюстрації процесів, що відбуваються в двигуні, може бути використана Т-подібна схема заміщення (Рис. 2.7).

Рис. 2.7. Т-подібна схема заміщення електродвигуна

На схемі заміщення: $\dot{U}_s$ – узагальнений вектор вхідної напруги, $\dot{I}_s$ – узагальнений вектор струму статора.

Вектор струму статора розділяється на дві складові:

$\dot{I}_m$ – узагальнений вектор струму намагнічування;

$\dot{I}_R$ – узагальнений вектор струму ротора.

Величини і співвідношення струмів двигуна при заданій вхідній напрузі визначаються параметрами схеми заміщення.

Параметри схеми заміщення

R_s – опір статора характеризує активні втрати в статорних обмотках і дорівнює опору фазної обмотки статора.

$L_{\sigma s}$ – індуктивність розсіювання статора характеризує ту частину потоку статора, що не зчеплена з ротором і не бере участь в створенні моменту.

L_m – головна індуктивність характеризує ту частину потоку, котра зчеплена зі статором і з ротором і бере участь у створенні моменту.

На лінійній ділянці кривої намагнічування двигуна головна індуктивність є величиною постійною. При насиченні магнітопровода двигуна, величина головної індуктивності зменшується.

$L_{\sigma R}$ – індуктивність розсіювання ротора характеризує ту частину потоку ротора, що не зчеплена зі статором і не бере участь в створенні моменту.

$R_{r/s}$ – параметр характеризує активні втрати в роторі, де:

R_r – опір ротора в режимі короткого замикання (вал двигуна загальмований).

де: n_1 – швидкість обертання поля; n_2 – швидкість обертання ротора.

2.5.3. Векторна діаграма асинхронного двигуна

Векторна діаграма асинхронного двигуна представлена на рис.2.8. На ній відображені вектори станів, які характеризують роботу асинхронний двигуна:

- вектор напруги статора;
- вектор струму статора;
- вектор току ротора;
- вектор току намагнічування;
- вектор потоку статора;
- вектор потоку ротора;
- вектор потокозчеплення у повітряному зазорі.

Рис. 2.8. Векторна діаграма що ілюструє взаємозв'язки векторів станів асинхронного двигуна

Під час роботи асинхронного двигуна всі вектори обертаються в площині поперечного перерізу асинхронного двигуна навколо осі обертання ротора.

У сталому режимі (при незмінній швидкості і моменті навантаження) амплітуди, фазові зрушення і швидкості всіх векторів станів залишаються постійними.

В динаміці під час перехідних процесів амплітуди векторів станів і фазові зрушення між ними змінюються.

Розглянемо більш докладно наведену вище векторну діаграму.

2.5.4. Трикутник струмів

Вектор струму намагнічування дорівнює сумі векторів струму ротора і статора:

2.5.5. Трикутник потокозчеплення статора

Вектор потокозчеплення статора дорівнює сумі вектора потоку намагнічування і потоку розсіювання статора:

Потік розсіювання статора дорівнює добутку струму статора на індуктивність розсіювання статора ($L_{\sigma S}$):

2.5.6. Трикутник потокозчеплення ротора

Вектор потокозчеплення ротора дорівнює сумі вектора потоку намагнічування і потоку розсіювання ротора:

Потік розсіювання ротора дорівнює добутку струму ротора на індуктивність розсіювання ротора ($L_{\sigma R}$):

2.5.7. Зв'язок між трикутником струмів і трикутниками потоків

Потік намагнічування дорівнює добутку струму намагнічування на індуктивність намагнічування двигуна (L_m):

За допомогою вищенаведених виразів потоки виражаються через струми статора і ротора в такий спосіб:

2.5.8. Момент асинхронного двигуна

Електромагнітний момент асинхронного двигуна виникає внаслідок взаємодії струму ротора з потокозчеплення в повітряному зазорі (поток намагнічування). Момент трифазного двигуна з урахуванням числа пар його полюсів (Z_p) визначається наступним вираженням:

де: ϵ - кут між струмом ротора і потоком намагнічування.

2.5.9. Рівняння динамічної рівноваги

Як відомо, напруга на котушці індуктивності дорівнює сумі ЕРС індукції і падіння напруги на активному опорі котушки, а ЕРС індукції дорівнює похідній від зчепленого з котушкою потоку.

Статор асинхронного двигуна є трифазної котушкою індуктивності. Таким чином, для узагальнених векторів можна записати наступне просте диференціальне рівняння:

Треба зауважити, що воно, звичайно, описує статор двигуна не абсолютно точно. Це рівняння вірно тільки для ідеального двигуна, в якому магніторухливі сили ідеально синусоїдально розділені в повітряному проміжку між статором і ротором. Крім того, воно ніяк не враховує втрат на намагнічування двигуна. Але якщо знехтувати неідеальним двигуном і втратами на намагнічування, порівняно з активними втратами, то дане рівняння можна вважати вірним. Його називають рівнянням динамічної рівноваги статора.

У нерухомій системі координат $\alpha\beta$, пов'язаної зі статором, його можна переписати в наступному вигляді:

Якщо ротор двигуна має короткозамкненим обмотку, то напруга на ній дорівнює нулю і рівняння рівноваги ротора в обертальній системі координат $\gamma\delta$, пов'язаній з ротором, виглядає наступним чином:
або

2.6. Перетворення рівнянь рівноваги для системи координат ХУ

2.6.1. Перетворення рівнянь рівноваги статора

Похідну вектора потоку статора в системі ХУ, що обертається зі швидкістю ω_k , можна уявити як суму двох складових:
де:

- похідна потоку статора в нерухомій системі координат;
- похідна виникає внаслідок обертання системи ХУ зі швидкістю ω_k навколо загального початку координат систем.

Знайдемо складову похідної, що виникає через обертання системи координат.

Відомо, що похідна вектора, що обертається зі швидкістю ω , є вектор, амплітуда якого дорівнює лінійної швидкості кінця вектора обертання. Вектор похідної буде направлений в сторону обертання, по дотичній до траєкторії кінця вектора, що обертається. Таким чином, для знаходження похідної вектора що обертається, його амплітуду треба помножити на ω і повернути отриманий вектор на $\pi/2$ в сторону обертання.

Так як з частотою ω_k у нас обертається система координат, то для знаходження похідної вектора, викликаній цим обертанням, поворот вектора на $\pi/2$ треба робити в сторону протилежну обертанню.

Нехай позитивним напрямком обертання системи вважається обертання проти годинникової стрілки. Тоді (Рис.2.15) пояснює утворення вектора похідної викликаній обертанням системи координат ХУ.

Рис. 2.9. Вектор похідної ψ_s

Запишемо в нерухомій системі координат рівняння рівноваги статора, і виразимо похідну потоку, через:

або

Власне, це і є рівняння рівноваги статора в системі координат XU .

З огляду на (Рис.2.9) перепишемо це векторне рівняння в проекціях на осі X і U :

2.6.2. Перетворення рівнянь рівноваги ротора

Для перетворення рівнянь ротора з системи ud , яка обертається з частотою ротора ω_R , в систему XU , що обертається з частотою ω_K , застосуємо той же підхід, що й для перетворень рівнянь статора.

Так як система XU обертається щодо системи ud з частотою

$\omega_K - \omega_R$, рівняння рівноваги ротора в системі XU будуть виглядати так:

2.7. Закон регулювання

Запишемо співвідношення, що впливають з векторної діаграми, вираження моменту асинхронного двигуна і рівняння рівноваги в системі dq :

Це всі математичні співвідношення, якими можна користуватися для побудови системи регулювання.

Беручи відомими параметри схеми заміщення двигуна, а також швидкості обертання ротора та системи координат, можна впевнитись в тому, що кількість змінних вищенаведеної системи векторних і скалярних рівнянь перевищує кількість самих рівнянь на дві.

Отже, однозначне визначення параметрів вектора струму статора через момент з цієї системи рівнянь неможливо. А саме це і необхідно для побудови системи регулювання в координатах dq .

З даної ситуації зазвичай виходять, задаючись потоком ротора. Більш того, для спрощення рішення задаються умовою сталості величини цього потоку. Ця умова називається законом регулювання: $\Psi_R = \text{const}$.

2.8. Побудова системи регулювання в координатах dq

2.8.1. Рівняння рівноваги АД в системі dq

Для двофазної системи координат dq , що обертається, вісь d якої орієнтована по потоку ротора, можна записати наступні вираження:

$$\Psi_{Rq} = 0;$$

$$\omega_K = \omega \text{ швидкість обертання поля};$$

$$\omega_K - \omega_R = \Delta \omega - \text{швидкість ковзання ротора АД}.$$

Отже, рівняння рівноваги статора і ротора в цій системі можна переписати таким чином:

При $\Psi_R = \text{const}$ рівняння динамічної рівноваги ротора спрощуються та приймуть такий вигляд:

Зауважимо, що з вищесказаного впливає цікавий висновок про перпендикулярність векторів струму і потоку ротора при управлінні по закону регулювання $\Psi_R = \text{const}$.

Рис. 2.10. Діаграма векторних станів асинхронного двигуна при $\Psi_R = \text{const}$

2.8.2. Зв'язок між моментом і швидкістю ковзання

Як було зазначено вище, електромагнітний момент трифазного асинхронного двигуна з урахуванням числа пар полюсів (Z_p) визначається виразом:

де: ϵ - кут між струмом ротора і потоком намагнічування.

При $\psi R = \text{const}$ (рис.2.10) в системі dq цей вираз можна переписати в наступному вигляді:

Виразимо швидкість ковзання (без урахування знака) з системи рівнянь динамічної рівноваги ротора (2.7), описаних вище:

Виразивши I_R з виразу (10) і підставивши у вираз (9), отримаємо:

Отримаємо з цієї формули залежність ковзання від моменту

2.8.3. Зв'язок між моментом і проекцією струму статора на вісь d потік намагнічування

Відповідно до векторної діаграми на (Рис.2.16)

Виводячи I_R з формули (10) і підставляючи його в формулу (12), отримаємо: .

Підставивши сюди $\Delta\omega$ з виразу (2.11), отримуємо вираз потоку намагнічування в залежності від моменту, при заданому ψ_R :

Характеристика намагнічування

Струм намагнічування пов'язаний з потоком намагнічування через характеристику намагнічування двигуна.

Потік намагнічування є добутком струму намагнічування на головну індуктивність двигуна: $\psi_m = L_m I_m$.

Рис.2.11. Вид типової характеристики намагнічування асинхронного двигуна

а) Залежність струму намагнічування від потоку намагнічування;

б) Залежність індуктивності двигуна до струму намагнічування;

в) Кусково-лінійна апроксимація для цифрової реалізації

Внаслідок насичення магнітного кола двигуна його головна індуктивність є функцією струму намагнічування (рис.2.11 б).

Маючи експериментальну або розрахункову характеристику намагнічування, можна апроксимувати її деякою математичною функцією.

З точки зору подальшої цифрової реалізації вельми зручно здійснювати кусково-лінійну апроксимацію даної характеристики (рис.2.11 в).

Для i -ї ділянки лінійної апроксимації можна написати:

Знаючи потік намагнічування, можна знайти струм намагнічування на будь-якій ділянці апроксимації кривої намагнічування за формулою:

Намагнічуюча складова

З подоби трикутників на векторній діаграмі (рис. 2.10) випливає де: ψ_m визначено через потік ротора і момент вираженням (2.13).

При роботі на лінійній ділянці кривої намагнічування, при $a_o = 0$, вираз (15) переписується в наступному вигляді:

де: $L_o = b_o = \text{const}$ - значення індуктивності намагнічування на лінійній ділянці.

Таким чином, виразами (2.13), (2.15) і (2.16) визначається проекція статорного струму на вісь d .

На лінійній ділянці кривої намагнічування дана складова не залежить від моменту і є намагнічуючою.

На нелінійній ділянці характеристики вона в основному є намагнічуючою і залежить від моменту (через Ψ_m) досить слабо.

2.8.4. Зв'язок між моментом і проекцією струму статора на вісь q

З подібності трикутників векторної діаграми (рис.2.16) випливає

Підставивши з виразу (17) у вираз (9) значення I_R , отримаємо

При заданому Ψ_R виразом (2.18) проекція статорного струму на вісь q ставиться в залежність від моменту. Співмножник $(L_{\sigma R} I_{sd} + \Psi_R)$ при малому розсіянні приблизно дорівнює Ψ_R . Проекція статорного струму на вісь q пропорційна моменту. Тобто, керуючи складовою I_{sq} , можна практично безінерційно управляти моментом двигуна.

2.8.5 Вибір потоку ротора

Питання вибору потоку ротора тісно пов'язаний з енергетичною ефективністю роботи електродвигуна.

Зазвичай двигуни проектуються з урахуванням оптимізації ККД в номінальній точці. Якщо проектувальнику відомий номінальний потік двигуна і передбачається його робота в основному на номінальному навантаженні, то звичайно вибрати величину потоку ротора який дорівнює її значенням в номінальній точці двигуна.

Якщо номінальний потік і момент двигуна невідомі, то проектувальник може вважати номінальним той момент, при якому йому необхідно забезпечити максимально енергетично вигідний режим роботи двигуна. Потім, задавшись деяким критерієм оптимізації, треба знайти необхідний потік.

В якості критерію оптимізації можна прийняти критерій мінімуму статорного струму, що забезпечить мінімальні втрати.

Передбачається, що параметри схеми заміщення двигуна відомі і крива намагнічування має кусково-лінійну апроксимацію. Тоді, задаючись різними значеннями потоку ротора, при призначеному номінальному моменті треба зробити обчислення по наступним, виведеним раніше формулами:

За результатами цих обчислень вибирається потік ротора, який відповідає мінімуму статорного струму.

Можна і не виробляючи вищезазначених обчислень, використавши формулу для потоку, відповідного мінімуму струму при фіксованому моменті. Для виведення цієї формули зробимо перетворення.

При $\Psi_R = \text{const}$, для лінійної ділянки кривої намагнічування: де: $L_o = \text{const}$ - головна індуктивність на лінійній ділянці.

Перетворимо з урахуванням співвідношення (2.19) формулу (2.18):

Якщо струм статора мінімальний, то

або

Знайдемо значення потоку ротора, відповідне екстремуму струму статора (для асинхронного двигуна цей екстремум відповідає мінімуму струму статора). Для цього обчислимо похідну від квадрата модуля струму статора по потоку ротора і прирівняємо її до нуля.

Знайдемо з цього виразу значення оптимального потоку

Підставимо вираз для знайденого оптимального потоку в вираз для складових струму статора (2.19) і (2.18):

Отже, у відсутності насичення магнітопроводу двигуна, при мінімумі статорного струму, проекції цього струму на осі координат системи, пов'язаної з потоком ротора, рівні за величиною, тобто кут між векторами статорного струму і потоку ротора становить 45° .

Підставивши в формулу (2.11) обчислене раніше значення оптимального потоку і здійснивши арифметичні перетворення, отримаємо формулу оптимального ковзання:

При відсутності насичення магнітопроводу двигуна ковзання, яке відповідає мінімуму струму статора, не залежить від моменту і являє собою постійну величину, зворотню до постійної часу ротора.

Для нелінійної ділянки кривої намагнічування аналітичне значення оптимального потоку можна знайти, застосувавши той же підхід, що і на лінійній ділянці, якщо розглядати головну індуктивність як функцію потоку намагнічування. Для апроксимації кривої намагнічування можна використовувати кусково-лінійну апроксимацію.

2.8.6 Перехресні зв'язки

Як вже говорилося, управління моментом двигуна повинно здійснюється за допомогою регулювання складових статорного струму.

У свою чергу керування d і q складовими струму здійснюється за допомогою складових статорної напруги (відповідно, також d і q), які формують регулятори струму. Розглянемо статорну напругу двигуна більш докладно.

Як було показано вище, рівняння рівноваги статора в системі координат, орієнтованої по потоку ротора, виглядає наступним чином:

Рис. 2.12. Векторна діаграма електродвигуна

Використовуючи векторну діаграму двигуна при $\psi_R = \text{const}$ (рис.2.12) і розглянуті векторні співвідношення, виразимо потоки в рівняннях рівноваги статора через струми. Для цього запишемо наступні рівняння:

Підставивши (2.23) в (2.22), а потім, підставивши туди (2.24), отримаємо:

Підставивши (20) і (26) в рівняння рівноваги статора, отримаємо:

Проаналізувавши ці рівняння, можна констатувати, що в напрузі U_{Sq} присутня складова, що залежить від I_{Sd} , а в напрузі U_{Sd} - складова, що залежить від I_{Sq} . Отже, при синтезі системи управління між каналами регулювання складових I_{Sd} і I_{Sq} буде існувати взаємовплив. Канали будуть надавати один на одного вплив, що особливо сильно проявляється в перехідних режимах.

Ці перехресні зв'язки між каналами можна виключити, компенсавши їх.

Компенсаційна складова каналу управління I_{Sd}

Компенсаційна складова каналу управління I_{Sq}

В якості струмів для обчислення компенсаційних складових беруться виміряні і перетворені в систему dq сигнали з датчиків струмів фаз.

Для виключення (компенсації) перехресних зв'язків компенсаційні складові треба підсумовувати з одержуваними на виході регулятора струму складовими векторів статорної напруги.

2.8.7. Обмеження моменту

Очевидно, що при роботі на номінальній напрузі з підвищенням частоти амплітуда струму статора обмежується зростанням індуктивного опору двигуна. Отже, зі зростанням частоти обмежується і гранично досяжний двигуном момент.

Максимальний момент, який двигун здатний забезпечити, залежить від частоти і визначається наступним співвідношенням:

де:

$M_{ном}$ - номінальний момент двигуна;

$\omega_{ном}$ - номінальна швидкість двигуна.

Дане співвідношення виходить з припущення про збереження механічної потужності при роботі двигуна на різних швидкостях:

Це твердження не є абсолютно точним, так як на різних частотах втрати в двигуні різні, і потужність, строго кажучи, не зберігається. Але, тим не менше, в першому наближенні це співвідношення зазвичай можна вважати вірним. На рис. 2.13 представлений графік, побудований за співвідношенням (2.27).

Рис. 2.13. Графік співвідношення $P=const$

Розглянемо графік більш докладно.

На частотах вище номінальної граничний момент падає відносно номінального.

На частотах нижче номінальної граничний момент зростає.

Його зростання зазвичай обмежують на рівні деякого переваантажувального моменту ($M_{пер}$), який вибирається виходячи з необхідної динаміки приводу і допустимого струму силового перетворювача.

Струм реального силового перетворювача завжди обмежений граничним значенням, пов'язаним з його фізичної реалізацією. Знаючи потік ротора і гранично допустимий струм силового перетворювача, можна, використовуючи формулу (18), обчислити переваантажувальний момент по формулі:

I_{sd} при цьому обчислюється з використанням формул (2.13), (2.15) і (2.16). В окремому випадку, на лінійній ділянці кривої намагнічування, при

Співвідношення (28) перепишеться у вигляді

Частота, нижче якої починається обмеження моменту на рівні переваантажувального, визначається виразом

При побудові системи регулювання необхідно враховувати умови обмеження моменту, використовуючи для цього співвідношення (2.27), (2.28), (2.29), (2.30).

2.8. Висновки до розділу

Вибір способу керування залежить від поставлених задач. Можливість скалярного керування дозволяє отримати майже постійні моменти на валу в робочому діапазоні частот обертання валу незалежно від частоти.

На низьких швидкостях момент асинхронного двигуна значно зменшується, аби цього не допустити, необхідно збільшити відношення напруги до частоти. Тому для кожного двигуна встановлюється свій частотний діапазон скалярного управління.

Крім того, неможливо побудувати систему скалярного регулювання швидкості без давачів швидкості, встановлених на валу, тому що навантаження сильно впливає на відставання реальної швидкості обертання ротора від частоти напруги живлення. Але навіть з датчиком швидкості при скалярному управлінні не вийде з високою точністю регулювати момент.

Векторне управління дає наступні переваги:

- високу точність керування швидкістю обертання ротора, навіть без давача швидкості на ньому;
- Відсутність ривків в умовах, коли динамічно змінюється навантаження на валу;
- Плавне і рівне обертання вала на малих швидкостях. Можливість регулювання 1:1000

Недоліки векторного управління:

- Складність обчислювальних операцій;
- Необхідність задавати вихідні дані (параметри регульованого приводу).

3. ОПИС СХЕМИ УПРАВЛІННЯ АСИНХРОННИМ ЕЛЕКТРОДВИГУНОМ

3.1. Електрична схема ділянки живлення

На рис.3.1 зображено електричну схему ланки живлення [11]

Рис.3.1. Електрична схема ланки живлення

Призначення елементів схеми ланки живлення:

F1 – плавкий запобіжник на 1А, слугує для захисту від надлишкового струму;

ТН1 – варистор для захисту від імпульсної перенапруги. Коли виникає перенапруга варистор, за рахунок своєї нелінійної характеристики, шунтує напругу та зменшує свій опір до декількох Ом. Енергія при цьому розсіюється у вигляді тепла.

C27 – фільтр високочастотних коливань;

T2 – трансформатор, фільтруючий елемент;

R22 – резистор слугує для розряду конденсаторів при вимкненні живлення;

VD9 – діодний міст, який разом з конденсаторами C22-C23 випрямляють напругу. Діодний міст інвертує від'ємну частину синусоїди, а конденсатори згладжують пульсацію напруги.

Живлення подається на DD2, який керує роботою шести IGBT транзисторів. Входи 7-12 у мікросхемі DD2 поділяються на 3 прямих та 3 інверсних.

3.2. Компаратор напруги

На рис.3.2. зображено електричну схему компаратора напруги. На базі DD1.1 забезпечено апаратний захист по струму. Якщо напруга 1IN+ перевищить напругу 1IN- , напруга на виході змінить свій знак.

Рис. 3.2. Компаратор напруги LM393 [12]

На базі DD1.2 забезпечено програмний захист по температурі, організований так само, за відмінності, що Arduino оцифровує данні з датчика температури та при перевищенні допустимої температури подає сигнал через АЗ на вхід 2IN+. Два отримані сигнали об'єднуються за допомогою монтажного АБО, та йдуть до силового модулю.

3.3. Мікросхема ІКСМ15F60GA [13]

Мікросхема ІКСМ15F60GA – містить в собі драйвери для IGBT транзисторів, які генерують dead Time в залежності від вхідного ШИМ сигналу. Dead Time гарантує, що транзистор одного плеча буде відкритий тільки після того, як транзистор іншого плеча буде повністю закритий. На рис.3.3 показана схема підключення мікросхеми ІКСМ15F60GA. А на рис 3.4 приведена електрична схема мікросхеми ІКСМ15F60GA.

Рис. 3.3. Підключення мікросхеми ІКСМ15F60GA

На рис.3.5. приведено електричну схему підсилювач напруги від шунта.

Рис.3.4. Електрична схема мікросхеми ІКСМ15F60GA

Рис.3.5. Електрична схема підсилювач напруги від шунта[14]

На операційному підсилювачі DD4 побудовано коло вимірювання струму. З R19-R21 потенціал потрапляє на вхід операційного підсилювача, де струм підсилюється у 10 разів ($10\text{кОм}/1\text{кОм} = 10$) і вихід подається на АЦП Arduino.

Рис. 3.6. [15], [16]

На рис.3.6 трансформатором Т1 змінну напругу 36 В понижуємо до 15 В. Діоди моста D5 – D8 інвертують від'ємні періоди, утворюючи подвійну пульсацію додатної напруги, яка згладжується конденсаторами C24, C26. Отримана напруга живить DA1. Резистори R23-R24, які являють собою обв'язку для стабілізатора, вибрані відповідно до документації для забезпечення стабільної роботи. Аналогічним чином для DA2 з тією відмінністю, що на вхід DA2 приходить 15 В і на виході отримуємо 12 В.

3.4. Висновки до розділу

Розділ присвячений опису роботи перетворювача напруги з постійного в змінний. Забезпечено апаратну індикацію перевищення току навантаження за допомогою компараторів, на вході яких шунти, на яких з'являється напруга в залежності від струму, який через них йде.

Задля економії місця на платі був використаний ІКСМ15F60GA. Це модуль з набором IGBT транзисторів(біполярні транзистори з ізольованим затвором), в якому вже вмонтовані драйвери для силових ключів, які автоматично генерують "Dead time". Це потрібно для того, щоб не виникло наскрізних токів коли буде відкрито спочатку одну пару транзисторів, і якщо вони не встигли відключитися та запрацювала інша пара. Це може призвести до виходу зладу всієї схеми.

Було розроблено програму для реалізації скалярного методу управління. В результаті якої ми отримуємо на виході перетворювача чисту синусоїду, по закону якої електродвигун приводиться в рух.

ВИСНОВКИ

В даному дипломному проєкті представлений огляд наукової літератури різновидів електродвигунів та сфери їх застосування. Аналіз існуючих мотор-колес, їх різновиди та конструктивні відмінності.

На сьогоднішній день великої популярності набули без щіткові електродвигуни постійного струму з постійними магнітами. Такі двигуни мають гарні показники ефективності:

- 1) Вони мають невеликі габарити;
- 2) Відсутність щіткового вузла, який є розхідником, та потребує заміни кожні декілька років;
- 3) Відсутність іскріння, тому що немає щіткового вузла, і елементів (окрім підшипника) які б мали тертя між собою.
- 4) Вище круговий момент порівняно з іншими двигунами тієї ж потужності.

Але видобуток та виготовлення постійних магнітів – це дуже технологічний і варто затратний процес.

Не так давно було винайдено асинхронний мотор-колесо. Винахідник Дмитро Дуюнов.

Ним було розроблено та виготовлено таке мотор-колесо. Воно не містить в собі постійних магнітів, використовується лише мідний дріт, який укладений в пази ротора та статора. Між собою вони поєднані розробленою його власною методикою Дуюнова «трикутник-зірка» яку він назвав «Славянка». Собою він нагадує звичайний за принципом асинхронний електродвигун, який вмонтований у колесо індивідуального електротранспорту. Воно має ряд переваг перед БДПС:

- 1) Не використовуються постійні магніти;
- 2) Більш ніж в 3 рази кращий обертальний момент (60-80 Нм у БДПС, порівняно з 200 і вище Нм у асинхронного мотор-колеса);
- 3) Більш раціональний розхід акумулятора.

На сьогоднішній день фірма «Tesla» розробляє свої автомобілі саме з асинхронними мотор-колесами.

У другому розділі було розглянуто основні принципи керування асинхронним двигуном. Були виведені основні формули. На основі яких було реалізоване скалярне управління асинхронним електродвигуном. Векторне управління краще підійде для керування легкого електротранспорту, оскільки має більший і важкіший математичний апарат. Завдяки чому досягається регулювання швидкості при малих обертах, більша плавність старту ходу та плавне керування швидкості. Динамічно в реальному часі обчислює вектори струмів від заданого навантаження на вал електродвигуна.

Скалярний вид керування потрібен там, де потрібне постійне обертання двигуна зі сталим навантаженням. Воно просте в реалізації, і є можливість керувати декількома електродвигунами одночасно.

У третьому розділі зроблено опис схеми перетворювача напруги постійного струму в змінний. Розроблена його електрично-принципова схема та складальне креслення.

SUMMARY

Electronic control unit for individual vehicles

The diploma project of first educational level "Bachelor" by specialty 171 Electronics, specialization Electronic devices and devices Mazur Oleksandr. National Technical University of Ukraine «Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute». Faculty of Electronics, Department of Electronic Devices and Systems. Academic group DE-61. - Kyiv: Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute, 2020. - 64 p., Ill. 25, tables 1.

Keywords: motor-vehicle, asynchronous motor, frequency control.

Summary of the project: Electric motors play a major role in the modern world, and are manifesting themselves in very different industries.

There are quite a number of types of electric motors. Depending on the type of work, choose engines that, according to their characteristics and requirements, it is more appropriate to use in a particular area.

With the development of technology, advances in electronics, with the discovery of semiconductors, we have learned to use electric motors where it was previously impossible. One of such industries turned out to be transport.

Currently, light electric vehicles are gaining popularity: bicycles, scooters, scooters, gyroscooters, mono wheels and cars, where the traction unit is an electric motor in the wheel.

This type of transport is becoming increasingly famous and popular, and requires both an electric motor in the motor-wheel and an intelligent controller to control it.

This method of transportation uses natural resources more economically than internal combustion engines. Due to the fact that electric motors use electricity, which is environmentally friendly, and rapid air pollution by internal combustion engines, which are currently the vast majority. It is advisable to develop both the management and modernization of existing models of electric motors for personal transport.

On the part of the consumer, this caused an increase in the requirements for the operation of transport in general, including the improvement of smoothness, braking and power reserve. This problem has received more serious attention in terms of finding ways to improve engine-wheel designs and control algorithms.

The scheme of the controller of management of the electric motor of alternating current is considered in the course of work. Achieved hardware support of the developed control algorithm, on a modern element base, with the use of highly integrated integrated circuits Arduino Micro based on Atmega32u4 chip, which increases the quality and reliability, it also allowed to reduce the size, weight.

The first section is devoted to a review of the scientific and technical literature on electric motors.

Currently, electric motors that are mounted directly in the wheel, are called motor-wheel and are the main traction device, have become in great demand among electric vehicles.

Non-brushless DC motors with permanent magnets have become very popular. Such engines have good efficiency indicators:

- 1) They have small dimensions;
- 2) Absence of a brush assembly, which is a consumable and needs to be replaced every few years;
- 3) No sparking, because there is no brush assembly, and elements (except for the bearing) that would have friction with each other.
- 4) Higher wheel torque compared to other engines of the same power.

But the extraction and manufacture of permanent magnets is a very technological and costly process.

An asynchronous motor-wheel was recently invented. Inventor Dmitry Duyunov.

He designed and manufactured such a motor wheel. It does not contain permanent magnets, only copper wire is used, which is enclosed in the grooves of the rotor and stator. They are connected by Duyunov's own "star-triangle" technique, which he called "Slavyanka". It resembles a conventional asynchronous electric motor, which is mounted in the wheel of an individual electric vehicle. It has a number of advantages over BDPS:

- 1) Permanent magnets are not used;
- 2) More than 3 times better torque (60-80 Nm in BDPS, compared with 200 and above Nm in asynchronous motor-wheels);
- 3) More efficient battery consumption.

BLDS are in demand now. Due to the powerful permanent magnets installed in the rotor, applying a pulsed three-phase supply voltage to the motor stator, using the control unit and regulating the voltage, currents and magnetic fluxes, you can smoothly change the magnetic field of the stator to start and brake more smoothly.

But BLDS is a synchronous motor. That is, the rotor field rotates at the same speed as the stator electromagnetic field. Because of this, it is very difficult to achieve clearer control at the initial speed. This uses the "asynchronous start" of the synchronous motor. Where at the initial speed the rotor field "catches up" with the stator field and then at the set speed rotates synchronously with the electromagnetic field of the stator.

At the moment, most modern AC drives as a control unit are equipped with a frequency converter.

The second section discusses the main methods of controlling induction motors.

For normal operation of the drive it is necessary to limit the moment and current of the engine to admissible values in transient processes of start, braking and application of loading.

The requirements for the range and accuracy of speed control can vary in wide ranges depending on the application of the electric drive. To solve the problem of speed and torque control in a modern electric drive, two main methods of frequency control are used: scalar and vector.

The choice of control method depends on the tasks. The possibility of scalar control allows to obtain almost constant moments on the shaft in the operating range of frequencies of rotation of the shaft regardless of frequency.

At low speeds, the torque of the induction motor is significantly reduced, to prevent this, it is necessary to increase the voltage to frequency ratio. Therefore, each motor has its own frequency range of scalar control.

In addition, it is impossible to build a scalar speed control system without speed sensors mounted on the shaft, because the load strongly affects the lag of the actual speed of the rotor from the frequency of the supply voltage. But even with a speed sensor with scalar control will not be able to accurately adjust the torque.

The section is devoted to the description of operation of the voltage converter from constant to variable. Hardware indication of excess load current is provided by means of comparators, at the input of which are shunts, on which voltage appears depending on the current flowing through them.

IKCM15F60GA was used to save space on the board. This is a module with a set of IGBT transistors (bipolar transistors with an isolated gate), which already has built-in drivers for power switches, which automatically generate "Dead time". This is necessary so that there are no through currents when one pair of transistors is opened first, and if they do not have time to turn off and the other pair works. This can lead to the release of the whole scheme.

Therefore, it is advisable to develop asynchronous motors such as motor-wheel, and methods of their control.

Схожість

Схожість із джерелами з Інтернету

49

3	https://revolution.allbest.ru/physics/00741812_0.html	6 Джерело	1.74%
6	https://ela.kpi.ua/bitstream/123456789/30645/1/Shumylianko_magistr.docx		1.14%
7	https://samelectryk.in.ua/%D0%B5%D0%BB%D0%B5%D0%BA%D1%82%D1%80%D0%BE%D0%BE%D0%B1%D0%BB%D0%B0...		1.13%
10	https://ela.kpi.ua/bitstream/123456789/28195/1/Petrusov_bakalavr.docx		0.75%
13	https://drivesystems.com.ua/uk/bldc-2	6 Джерело	0.5%
15	http://jak.bono.odessa.ua/articles/bezkolektorni-dviguni-liknep-i-proektuvannja.php		0.45%
17	https://jak.koshachek.com/articles/odnofaznij-asinhronnij-elektrodvigun.html		0.38%
18	https://stroyukrs.ru/elektrika/7119-tipi-elektrodviguniv.html		0.32%
20	http://uapatents.com/7-113687-sposib-vektornogo-keruvannya-tyagovim-asinkhronnim-dvigunom-z-urakhuvannyam-nasichenn		0.29%
22	https://knowledge.allbest.ru/manufacture/3c0b65635a3ac78b5c53a89421216d26_0.html	2 Джерело	0.2%
23	https://ela.kpi.ua/bitstream/123456789/28338/1/Zavalniuk_bakalavr.pdf		0.18%
25	http://bibliograph.com.ua/enc-Tehnika-3/85.htm	2 Джерело	0.14%
27	http://spal.inf.ua/Doc/EI2016.pdf	2 Джерело	0.13%
31	https://www.shrm.org/hr-today/trends-and-forecasting/special-reports-and-expert-views/Documents/Selection-Assessment-Me		0.11%
32	https://ela.kpi.ua/bitstream/123456789/28085/1/Tsymbal_bakalavr.pdf	2 Джерело	0.11%
33	https://ela.kpi.ua/bitstream/123456789/33819/1/Davydenko_magistr.pdf	2 Джерело	0.11%
34	http://mbk.mk.ua/wp-content/uploads/2020/04/%D0%95%D0%9C_305_%D0%95%D0%9B%D0%95%D0%9A%D0%A2%D0%A0%...		0.11%
35	http://um.co.ua/7/7-12/7-129933.html	2 Джерело	0.11%
37	https://kivra.kpi.ua/wp-content/uploads/file/work/2015/Zhurakhovskyy/Zhurakhovskyy_PZ.pdf		0.1%
38	https://scholarworks.rit.edu/cgi/viewcontent.cgi?article=8617&context=theses	10 Джерело	0.1%

39	http://nubip.edu.ua/sites/default/files/u37/22.pdf	0.1%
40	http://univer.nuczu.edu.ua/e-books/326/560.html	0.1%
41	https://studfile.net/preview/7220739/page:16	2 Джерело 0.1%

Схожість по Бібліотеці акаунту 118

1	Студентська робота	ID файлу: 1000094519	Institution: Lviv Polytechnic National University	3 Джерело	2.65%
2	КАМУЗ_магістерська	ID файлу: 1000888201	Institution: National Technical University of Ukraine "Kyiv Polytechnic Institute"	3 Джерело	1.74%
4	Студентська робота	ID файлу: 1000074529	Institution: Lviv Polytechnic National University	3 Джерело	1.5%
5	Shumylianko_magistr	ID файлу: 1000787266	Institution: National Technical University of Ukraine "Kyiv Polytechnic Institute"	2 Джерело	1.14%
8	Магістерська Стасюк	ID файлу: 8400918	Institution: National Technical University of Ukraine "Kyiv Polytechnic Institute"		0.86%
9	Petrusov_bak	ID файлу: 1000079853	Institution: National Technical University of Ukraine "Kyiv Polytechnic Institute"		0.86%
11	2020-bachelor-EDD_Shut_vyyavlennya_OEZ_fch	ID файлу: 1004048810	Institution: National Technical University of Ukraine "Kyiv Polytechnic Institute"	28 Джерело	0.62%
12	2020-bachelor-EDS_Zelinskyy_pokryttya_fch	ID файлу: 1004030960	Institution: National Technical University of Ukraine "Kyiv Polytechnic Institute"	21 Джерело	0.5%
14	Студентська робота	ID файлу: 5976502	Institution: Lviv Polytechnic National University	4 Джерело	0.5%
16	Студентська робота	ID файлу: 1000072177	Institution: National University of Life and Environmental Sciences of Ukraine		0.38%
19	Tarasiuk_magistr	ID файлу: 8401418	Institution: National Technical University of Ukraine "Kyiv Polytechnic Institute"	2 Джерело	0.31%
21	Студентська робота	ID файлу: 11712033	Institution: Lviv Polytechnic National University		0.24%
24	Студентська робота	ID файлу: 2024918	Institution: Lviv Polytechnic National University	4 Джерело	0.16%
26	Диплом Стрижеус А.І	ID файлу: 1000032450	Institution: National Technical University of Ukraine "Kyiv Polytechnic Institute"	30 Джерело	0.14%
28	Студентська робота	ID файлу: 2079478	Institution: Lviv Polytechnic National University		0.12%
29	152_08_	ID файлу: 1000795198	Institution: National Technical University of Ukraine "Kyiv Polytechnic Institute"	10 Джерело	0.11%
30	2020-bachelor-EDD_Serhiychuk_Mahnitometr_fch	ID файлу: 1004076730	Institution: National Technical University of Ukraine "Kyiv Polytechnic Institute"	2 Джерело	0.11%
36	Студентська робота	ID файлу: 7894144	Institution: Lviv Polytechnic National University		0.11%

Цитати

Цитати

2

- 1 2.3.4 Нерухома полярна система координат В даній системі координат вектор характеризується модулем і кутом, що відраховується від осі (Рис. 2.4).
- 2 2.4.1. Геометричний висновок формул перетворень Парка Трикутники aob і cdb (Рис. 2.5) подібні, отже, можна записати $\frac{a}{b} = \frac{c}{d}$. З рис.2.5 випливає, що Виразивши з цього виразу $A\alpha$, отримаємо формулу. Дане співвідношення підставимо в формулу I за допомогою перетворень, виразимо з неї $A\beta$, отримаємо. Таким чином, зворотне перетворення Парка, формули переходу да з системи XY в систему $\alpha\beta$, виглядає наступним чином: Вирішивши ці рівняння щодо AX і AY , отримаємо пряме перетворення Парка - формули переходу з системи $\alpha\beta$ в систему XY : 2.4.2.