

Міністерство освіти і науки України
Ніжинський державний університет імені Миколи Гоголя
Факультет природничо-географічних і точних наук
Кафедра математики, фізики та економіки

Спеціальність:

105 «Прикладна фізика та наноматеріали»

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

На здобуття освітнього ступеня магістр

**«РОЗРОБКА МАЛОПОТУЖНИХ ТРИФАЗНИХ ДВИГУНІВ
ДЛЯ СУЧАСНИХ РУХОМИХ ПРИСТРОЇВ»**

студента **Стрільця Максима Вікторовича**

Науковий керівник: д-р фіз.-мат. наук, проф. **Мельничук О.В.**

Рецензенти: канд. фіз.-мат. наук, доц. **Мельничук Л.Ю.**,
канд. пед. наук, доц **Руденко М.П.**

Допущено до захисту

В.о. завідувача кафедри математики, фізики та економіки

«_____» грудня 2020 р. _____/О.В.Тарасенко/

АНОТАЦІЯ

до дипломної магістерської роботи М.В.Стрільця «Розробка малопотужних трифазних двигунів для сучасних рухомих пристроїв»

Дипломна магістерська робота складається зі вступу, двох розділів, висновків, списку використаних джерел із 44 найменувань та додатків. Загальний обсяг роботи становить 91 стор., на яких представлено 29 рисунків, 4 таблиці та 4 додатки.

У роботі розглянуто сучасний стан та перспективи розвитку транспорту з електроприводом в Україні та у країнах Європи.

Проаналізовано ефективність використання електродвигунів різного типу в сучасних рухомих пристроях: фізичну, економічну та екологічну складові.

Визначено ефективні способи керування двигуном.

Об'єкт: сучасні трифазні електродвигуни, пристрої керування електродвигунами.

Предмет: Дослідження електричних та механічних властивостей двигуна при використанні контролерів різних типів.

Завдання:

Розібрати конструкцію електродвигунів

Пояснити принцип дії сучасних електродвигунів

Створити сучасний конкурентоспроможний привід на основі виготовленого контролера та описати його можливості

Ключові слова: *асинхронний електродвигун, синхронний електродвигун, синусоїдальний сигнал, широтно імпульсна модуляція, векторне управління, частотний перетворювач, мікроконтролер.*

SUMMARY
to the master's thesis M.Strilets
"Development of low-power three-phase motors
for modern mobile devices »

The master's thesis consists of an introduction, two sections, conclusions, a list of sources used with 44 titles and appendices. The total volume of the work is 91 pages, which presents 29 figures, 4 tables and 4 appendices.

The current state and prospects of development of electric transport in Ukraine and in European countries are considered in the work.

The efficiency of using different types of electric motors in modern mobile devices: physical, economic and environmental components is analyzed.

Effective ways to control the engine are identified.

Object: modern three-phase electric motors, electric motor control devices.

Subject: Study of electrical and mechanical properties of the engine using different types of controllers.

Task:

Disassemble the design of electric motors

Explain the principle of operation of modern electric motors

Create a modern competitive drive based on the manufactured controller and describe its capabilities

Key words: *asynchronous electric motor, synchronous electric motor, sinusoidal signal, pulse width modulation, vector control, frequency converter, microcontroller.*

ЗМІСТ

ВСТУП	3
РОЗДІЛ 1. МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ЕЛЕКТРИЧНОЇ СИНХРОННОЇ МАШИНИ З ЕЛЕКТРИЧНИМ ЗБУДЖЕННЯМ	13
1.1. Векторне моделювання	13
1.1.1. Системи координат.	13
1.1.2. Векторне керування асинхронним двигуном.....	19
1.1.3. Векторне керування синхронним електродвигуном з постійними магнітами.	26
1.2. Широтно-імпульсна модуляція	34
1.2.1. ШІМ та трифазний ШІМ-інвертор	34
1.2.2. Синусоїдальна ШІМ	35
1.2.3. Векторна ШІМ.....	37
РОЗДІЛ 2. РЕАЛІЗАЦІЯ ЧАСТОТНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА НА БАЗІ МІКРОКОНТРОЛЕРА STM32.....	44
2.1. Перетворювачі частоти.....	44
2.2. Побудова перетворювача	50
ВИСНОВКИ.....	54
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	55
ДОДАТКИ.....	60

ВСТУП

Актуальність

Останнім часом електричні транспортні засоби (ЕТЗ) стали галуззю промисловості, що швидко розвивається, зумовлено це екологічними проблемами суспільства, що наразі дійшли до критичного рівня. Аналіз екологічної складової використання електромобілів показав, що навіть при використанні електроенергії отриманої з вуглеводнів (нафта, вугілля, тощо) викиди парникових газів в атмосферу від електромобіля значно нижчі ніж у звичайних авто на дизельних двигунах. А зважаючи на те, що в електромережах постійно збільшується частка «зеленої електроенергії», вплив на клімат електромобілів стане ще меншим. Отже, електрифікація транспортних засобів спрямувала перехід до безпечного та стійкого суспільства майбутнього. За даними зібраними в [1] загальний обсяг продажів електромобілів станом на 2017 році перевищив 1 мільйон автівок, у 2018 році наблизився до 2-х мільйонів, а згідно з Паризькою декларацією продаж автомобілів у 2020 році має досягти 20 мільйонів та понад 110 мільйонів авто до 2030 року [2].

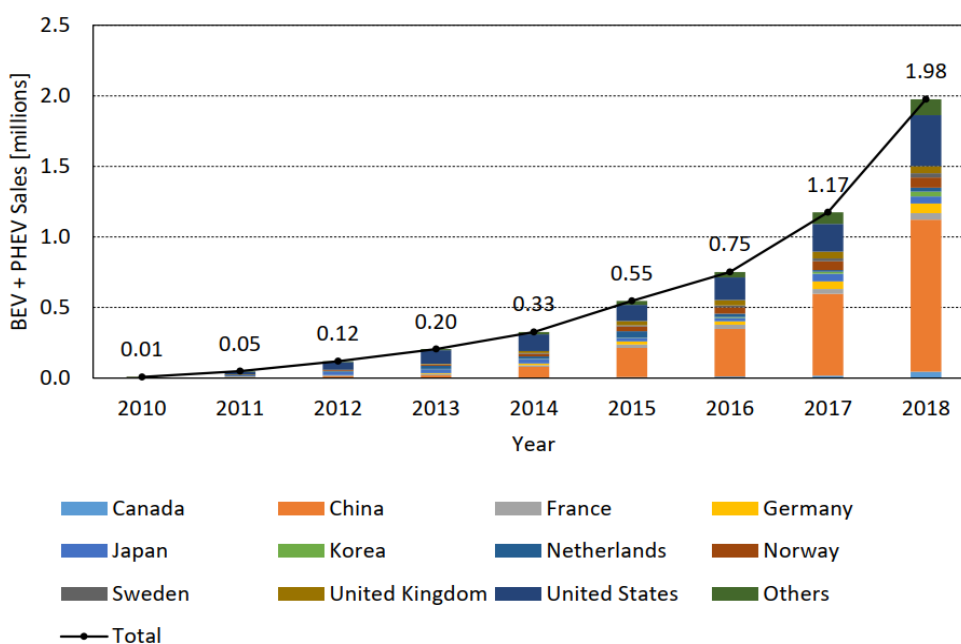


Рисунок 1. Швидке зростання продажу електромобілів, 2010 – 2018 роки.

Електричні машини (двигуни) – одна з ключових складових електромобіля. Для досягнення компактного дизайну наразі широко використовуються рідкісні матеріали. Застосування рідкісноземельних матеріалів в автомобілях починає переважати з моменту запуску виробництва Toyota Prius у 1997 році. Рідкісноземельний матеріал типу неодимового залізного бору (NdFeB) дозволяє створювати сильне магнітне поле при невеликому об'ємі. Це значно збільшило обертовий момент та питому потужність електричного двигуна. Неодимовий залізний бор у сім разів ефективніше за звичайний ферит, що вказує на значну перевагу рідкісноземельних матеріалів над звичайними магнітами. Однак, щодо застосування рідкісноземельних матеріалів в електромашиних, багато занепокоєнь виникали у різних сферах, а саме: з точки зору ринкового дисбалансу та з точки зору безпеки довкілля та продуктивності.

Дисбаланс між попитом та пропозицією. Загалом рідкісноземельний матеріал, що використовується в електромашині, становить менше 5 % за масою, але більше за 75 % від вартості матеріалів та 25 % від викиду парникових газів, пов'язаних з матеріалами [3, 4]. Якщо перехід транспортних засобів на електродвигуни буде йти тими ж темпами, що й раніше, значно зросте кількість використаних рідкісноземельних матеріалів. Згідно з прогнозами [5] потреба NdFeB-магнітів для виробництва електродвигунів в 2020 році зросте у 14 разів порівняно з 2015 роком. Однак, зростання виробництва магнітів NdFeB буде меншим за 100 % за той самий інтервал часу [6]. Отже, виробничі потужності не в змозі йти в ногу зі збільшенням попиту, тому і виникає величезний розрив між попитом і пропозицією на ринку.

Екологічний ризик. Широко визнано, що процес видобутку, переробки та очищення рідкісноземельних оксидів є джерелом серйозного забруднення. Дослідники промисловості погоджуються з цим і припускають, що NdFeB-

магніти на одиницю маси наносять більше шкоди навколишньому середовищу, ніж інші матеріали, що зазвичай використовуються у виробництві електричних машин. Виробництво NdFeB-магнітів є відносно складним процесом, який в основному включає виплавку, лиття, фрезерування, спікання, формування, гальванічне покриття та намагнічування. Серед усіх процесів виплавка, лиття, спікання та гальванічне покриття споживають величезну кількість електричної енергії та одночасно утворюють величезну кількість відходів, шлаків та відпрацьованих газів, що наймовірно шкодить навколишньому середовищу. Також гальванічне покриття є значним джерелом забруднення води, яке вимагає надзвичайно складної системи очищення стічних вод. Крім того, існує значна занепокоєність щодо переробки та повторного використання таких магнітних матеріалів [7].

Ризики безпеки. З підвищенням температури рідкісноземельні матеріали ризикують розмагнітитися. І коли вони розмагнічуються обертовий момент різко зменшується, що може призвести до аварій. Але існує й обернена ситуація, магнітний потік не можна вимкнути навіть в умовах несправності. Це може призвести до некерованої генерації електричної напруги. Це надзвичайно небезпечно, коли несправність трапляється на високошвидкісній роботі, оскільки сильний магнітний потік призведе до високих напруг в обмотках статора.

З причин, зазначених вище, з'явилася тенденція до розвитку машин, що не містять рідкісноземельних матеріалів. Популярності набувають асинхронні машини (AM, міжнародне позначення IM) та синхронні машини з електричним збудженням (СМЕЗ, міжнародне позначення EESM). На рис. 2 зображено ротори асинхронної машини (IM), синхронної машини з постійним магнітом (PMSM) та синхронної машини з електричним збудженням (EESM).

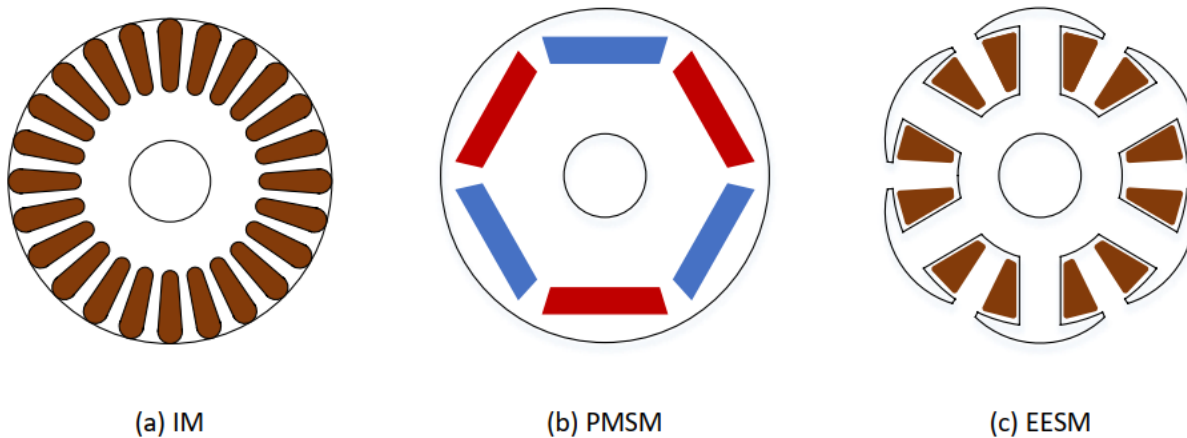


Рисунок 2. Порівняння роторів електричних машин

Як показано в (а), алюмінієві або мідні дроти, що зазвичай застосовуються в роторі ІМ, де струм індукується потоком, що створюється обмоткою статора. Після чого електромагнітне поле струму в роторі збуджує машину. Оскільки поле створюється струмом в статорі, коефіцієнт потужності для ІМ, як правило невеликий. Внутрішній ротор PMSM показаний на (b), де у роторі розміщені магніти з рідкісноземельних матеріалів. Магніти генерують магнітний потік у машині без електричного струму, що дає низькі втрати у роторі. Ротор EESM показаний на (c), де для генерації магнітного потоку замість постійних магнітів використовуються мідні або алюмінієві обмотки, що дає перевагу в таких аспектах:

- по-перше, EESM не містить рідкісноземельних матеріалів, а отже, є більш екологічним, з меншими витратами, простішим у виробництві та легшим для переробки;
- що стосується продуктивності, EESM здатна забезпечити більший обертовий момент в області низьких швидкостей, подаючи як значний струм в обмотку статора так і високий струм в обмотку збудження;

- на відміну від PMSM EESM може досягти більш широкого діапазону швидкостей за рахунок зменшення струму збудження для зменшення зворотньої ЕРС;
- крім того EESM дає можливість реалізації регулятора теплового балансу між обмотками статора і ротора, наприклад, коли ротор нагрівається до критичної температури, струм статора можна збільшити, а струм ротора зменшити, при цьому обертовий момент залишиться сталим;
- нарешті, гнучкість електромагнітного потоку дає можливість запровадити нову стратегію безсенсорного керування, що полягає наведенні височастотного сигналу в струм збудження, а інформація про кут ротора може бути отримана з гармонік в струмах статора.

Хоча EESM дає перспективні показники без споживання рідкісноземельних матеріалів, варто дослідити деякі аспекти і вирішити проблеми з ними пов'язані, лише після цього EESM набудуть максимального поширення. Слід звернути увагу на неведене далі.

Будова машини. У тягових умовах технічні характеристики машини різняться одна від одної. Що стосується легких гібридних автомобілів, електричні двигуни в основному використовуються для полегшення запуску двигуна внутрішнього згорання. А це вимагає високого пікового навантаження обертового моменту в області низьких швидкостей. На відміну від них, у важких транспортних засобах електричні двигуни в основному постійно працюють на високошвидкісних режимах. А це вимагає високої ефективності саме в цій конкретній робочій точці. Наразі зусилля витрачаються на проектування та оптимізацію форми ротора таким чином, щоб покращити ефективність та

потужність обертового моменту. Однак систематична стратегія проектування не розроблена [8, 9,10].

Поле збудження. З точки зору передачі потужності на обмотку збудження, стає цікавим високочастотне безщіткове збудження, що передає потужність за допомогою немеханічного контакту. Відсутність щіток та кілець, що ковзають, зменшує втрати на тертя. А зусилля та витрати на очищення та заміну елементів, що труться, стають більше непотрібними.

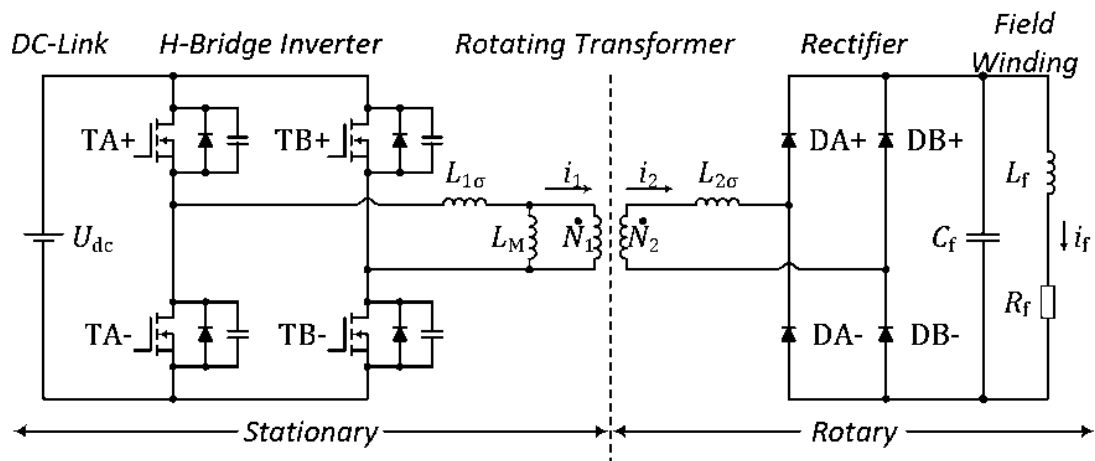


Рисунок 3. Схема динамічної моделі бездротової системи збудження

Загальна схема високочастотної безщіткової системи збудження показана на рис. 3. Між блоком живлення та обмоткою збудження введено обертовий трансформатор. Первинна сторона нерухома, отримує живлення від Н-мостового інвертора з керуванням фазовим зсувом. Через повітряний зазор енергія передається на вторинну сторону. Вторинна сторона обертається разом з ротором, а діодний випрямляч перетворює змінний струм в котушках трансформатора в постійний струм в котушках збудження електродвигуна.

В технічній та науковій літературі наразі можна знайти сучасні дослідження в цій області. У [8, 10] описано конструкцію та схему керування безщітковою системою збудження. Обмотка на текстолитовій платі була

зконструйована для протистояння відцентровій силі, яка в решті має коефіцієнт заповнення приблизно 35 %. У роботі [11] розроблена та випробувана компактна високочастотна система безщіткового збудження з використанням автономного EESM. Вихідна ємність ключа та індуктивність розсіювання трансформатора використовуються для досягнення перемикачання при нульовій напрузі (ZVS). Ефективність системи досягає 97,6%. У роботі [12] проведено оптимізацію геометрії для досягнення мінімального розміру трансформатора. Було зроблено висновок, що радіально-потоккове збудження забезпечує кращу ефективність системи порівняно з осьово-потокковим збудженням. У роботі [13] були введені обмотки, що чергуються та резонансна компенсація. Загальні конструктивні параметри, включаючи геометрію обертового трансформатора та ємність для компенсації, оптимізовані. Підтверджується, що досягнуто значного покращення можливостей передачі потужності. У роботі [14] трансформатор розташовується всередині між торцевими витками статора, і використовуються діоди SiC. Сердечник трансформатора та обмотки виготовлені з жаротримкого матеріалу, щоб компоненти могли функціонувати в умовах підвищеної температури. Ці дослідження показали, що компактна конструкція високочастотної безщіткової системи збудження може застосовуватися в приводних системах EESM. трансформатор поміщається всередину простору торцевих витків статора, і використовуються діоди SiC.

Окрім індуктивної передачі потужності, була запропонована технологія ємнісної передачі енергії збудженні поля EESM [7]. Однак ємнісна передача вимагає невеликого зазору великої площі. Для цього п'ять поворотних пластин затиснули між шістьма нерухомими пластинами з діаметром 100 мм і повітряною щільною 115 мкм. При цьому, питання надійності через механічні вібрації постають великою проблемою. Крім того, необхідна частота знаходиться в діапазоні МГц (500 кГц - 2,0 МГц у [7]), що також викликає проблеми з ЕМІ. Тому наразі це не основний напрямок досліджень.

Однак, у практичних реалізаціях, струм збудження фізично не доступний під час роботи двигуна. Алгоритм оцінки струму збудження потребує досліджень, щоб можна було впровадити керування струмом збудження за допомогою зворотного зв'язку. І щоб дослідити це, необхідно впровадити просте але ефективне моделювання високочастотної безщіткової системи збудження.

Управління двигуном. Ще одним напрямом керування є забезпечення регулювання струму збудження EESM. Випробовувалися різні стратегії оптимізації струму збудження шляхом створення моделі еквівалентної магнітної схеми або динамічного еквівалентного опору та втрат у сердечнику з метою підвищення ефективності, включаючи втрати у залізному сердечнику та втрати у мідних обмотках. [15]. Оскільки втрати у залізному сердечнику незначні у порівнянні з втратами у мідних обмотках у більшості практичних реалізацій EESM в транспортних засобах. Стратегія мінімізації загальних втрат у міді, включаючи сторону як сторону статора так і сторону ротора, була проаналізована для підвищення ефективності [16]. Провівши аналіз попередніх досліджень, в даній роботі основна увага приділяється мінімізації втрат.

Теплове моделювання та управління. У EESM використовується мідна обмотка для генерації струму збудження в роторі, а сама мідна обмотка має розсіювати тепло під час роботи. Що стосується теплового моделювання, конвекційний теплообмін і розрахунки теплових втрат електричних машин аналізуються в [17], де формулювання є емпіричними і безрозмірними. Теплове моделювання індукційних машин із намотаним ротором вивчається в [18, 19]. Однак, тепловому моделюванню, зокрема EESM, поки що не приділяється належної уваги. Крім того, оскільки тепло передається від міді ротора до сорочки охолодження статора на порівняно великій відстані, умови охолодження міді не є перспективними без застосування спеціального теплового керування.

Метод керування електродвигунами змінного струму, що називається «векторне керування», з'явився в кінці 70-х – на початку 80-х років ХХ ст. Теоретичні основи методу були практично одночасно розроблені у Німеччині, СРСР та Японії.

В цілому векторним керуванням можна назвати всі способи керування двигуном змінного струму, що використовують для опису процесів, що відбуваються у двигуні, векторну математику. Можна навести й інше, більш вузьке визначення метода: векторним керуванням називається керування моментом, швидкістю та положенням, що базується на рівняннях динаміки двигуна та пов'язаній зміні миттєвої фази та амплітуди струму чи напруги статора, при котрому згідно з визначеним законом змінюється миттєва величина та просторове положення магнітного поля в двигуні.

На жаль, україномовної літератури щодо векторного керування в електроприводах дуже мало. А ті праці, що є, в основному написані достатньо складно. Дана робота призначена максимально просто пояснити суть векторного керування та продемонструвати власну практичну реалізацію частотного перетворювача.

Об'єкт: сучасні трифазні електродвигуниб пристрої керування електродвигунами.

Предмет: Дослідження електричних та механічних властивостей двигуна при використанні контролерів різних типів.

Завдання:

- 1) Розібрати конструкцію електродвигунів
- 2) Пояснити принцип дії сучасних електродвигунів
- 3) Створити сучасний конкурентоспроможний привід на основі виготовленого контроллера та описати його можливості

Наукова новизна отриманих результатів. З'ясовано принцип роботи сучасних синхронних і асинхронних двигунів, які використовуються в електротранспорті. Подано всі можливі приклади їх керування, визначено найефективніші.

Практичне значення отриманих результатів. Побудовано діючий рухомий привід (який містить трифазний контроллер та синхронний двигун), що може бути заміником декількох дорогих аналогів для електротранспорту, водних лодок, катерів, та в багатьох інших галузях, де потрібно використовувати електромотор, але немає електромережі.

Апробація результатів дослідження. Основні положення та результати дослідження доповідались на конференції молодих науковців НДУ імені Миколи Гоголя в 2020 році.

Публікації.

Статті:

1. Стрілець М. В. ЕНЕРГОЕФЕКТИВНІСТЬ ПЕРЕТВОРЮВАЧА ЧАСТОТИ ДЛЯ КЕРУВАННЯ ТРИФАЗНИМИ АСИНХРОННИМИ ДВИГУНАМИ // Вісник студентського наукового товариства. – 2020. – №23. – С. 10–15. [20].

Ключові слова: асинхронний електродвигун, синхронний електродвигун, синусоїдальний сигнал, широтно імпульсна модуляція, векторне управління, частотний перетворювач, мікроконтроллер.

Магістерська робота складається зі вступу, двох розділів, висновків, списку використаних джерел, додатків,. Робота містить: 4 таблиці та 29 рисунків. Повний обсяг роботи – 91 сторінка.

РОЗДІЛ 1. МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ЕЛЕКТРИЧНОЇ СИНХРОННОЇ МАШИНИ З ЕЛЕКТРИЧНИМ ЗБУДЖЕННЯМ

Для проектування та аналізу машини із системою збудження необхідно створити відповідну модель. Моделювання машини описано в даному розділі.

1.1. Векторне моделювання

Струми, потоки, напруги двигуна змінного струму можуть бути подані як вектори в деякій системі координат. Залежно від системи координат, що використовується, співвідношення, що описують процеси, що відбуваються в двигуні, матимуть різний вигляд.

Нижче розглянемо системи координат, що використовуються при векторному моделюванні.

1.1.1. Системи координат.

Нерухома трифазна система координат (abc-фрейм). Система має три осі, розташовані на площині під кутом в 120 градусів. Ці осі перетинаються в

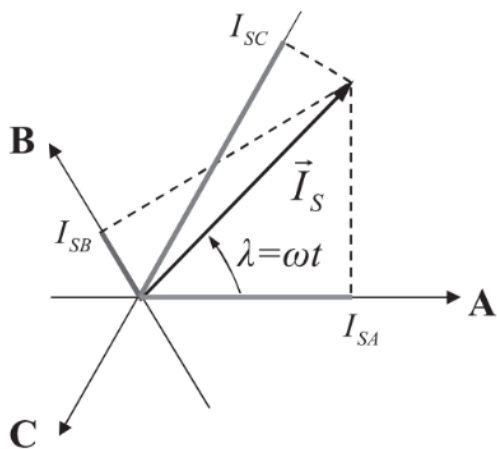


Рисунок 4. abc-фрейм

початку координат (рис. 4). Дана система дозволяє відобразити процеси, що відбуваються в двигуні, на площину при поданні струмів, напруг і потокозчеплення у вигляді векторів, що обертаються.

Декартова система координат $X\dot{Y}$, що обертається. Система має дві перпендикулярні осі X і Y (рис. 5). Початок координат збігається з початком координат описаної вище трифазної нерухомої системи. Осі системи $X\dot{Y}$ обертаються з довільною швидкістю ω_K навколо початку координат.

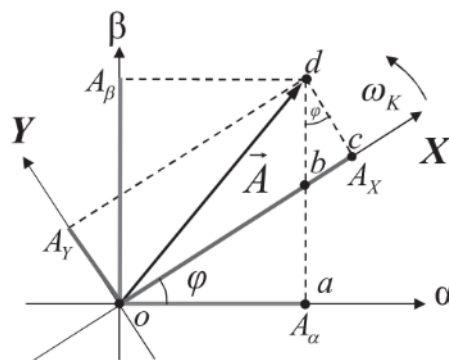


Рисунок 5. Система координат $X\dot{Y}$, що обертається

Формули перетворення координат, за допомогою яких встановлюється відповідність між нерухомою системою abc і системою $X\dot{Y}$, що обертається, відомі. У зарубіжній літературі цей перехід називають перетвореннями Парка (Park Transform).

Система координат dq . При векторному моделюванні регулювання здійснюється в системі координат, що обертається синхронно з векторами станів двигуна. Цю систему координат можна пов'язати з різними векторами станів, але, як правило, її пов'язують з вектором ψ_R - потоком ротора. Осі цієї двофазної системи координат називають d і q , причому по потоку ротора орієнтують вісь d цієї системи.

Векторний регулятор струму, що працює під обертається системі координат dq, складається з двох скалярних регуляторів d і q проєкцій вектора і використовує в якості зворотнього зв'язку виміряний і перетворений в систему dq реальний вектор статорного струму. Регулятор струму формує в системі dq вектор напруги статора, що характеризується двома складовими: U_{sd} і U_{sq} . Далі за допомогою координатних перетворень вектор напруги статора переводиться в нерухому систему координат, пов'язану зі статором, де потім і реалізується.

Електричне моделювання розпочнемо з створення трифазної рами, тобто abc-фрейму. Після чого виконаємо перетворення abc-dq і розглянемо модель в dq-фреймі.

Напруга статора складається з електрорушійних сил (ЕРС) та резистивних падінь напруги через похідну зв'язків магнітного потоку

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \\ u_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_c & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_f \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \\ \psi_f \end{bmatrix} \quad (1)$$

де u позначає напруги, R – опір, i – сили струму, ψ – потоки, t – час і a, b, c і f – позначають фази А, В, С і поле відповідно.

Якщо машина працює в лінійній області кривої ВН, зв'язки потоків можна додатково виразити як [21].

$$\begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \\ \psi_f \end{bmatrix} = L_{abcf} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_a(\theta_r) & M_{ab}(\theta_r) & M_{ac}(\theta_r) & M_{af}(\theta_r) \\ M_{ba}(\theta_r) & L_b(\theta_r) & M_{bc}(\theta_r) & M_{bf}(\theta_r) \\ M_{ca}(\theta_r) & M_{cb}(\theta_r) & L_c(\theta_r) & M_{cf}(\theta_r) \\ M_{fa}(\theta_r) & M_{fb}(\theta_r) & M_{fc}(\theta_r) & L_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_f \end{bmatrix} \quad (2)$$

де L позначає самоіндукції, M позначає взаємоіндукції, θ_r позначає кут ротора відносно осі фази А (вісь a). В L_{abcf} матриці L_f – самоіндукція ротора, що є сталою, тоді як інші індукції є змінними, що залежать від положення ротора θ_r .

За допомогою рис. 6 можна визначити тенденції залежних від положення ротора індукції.

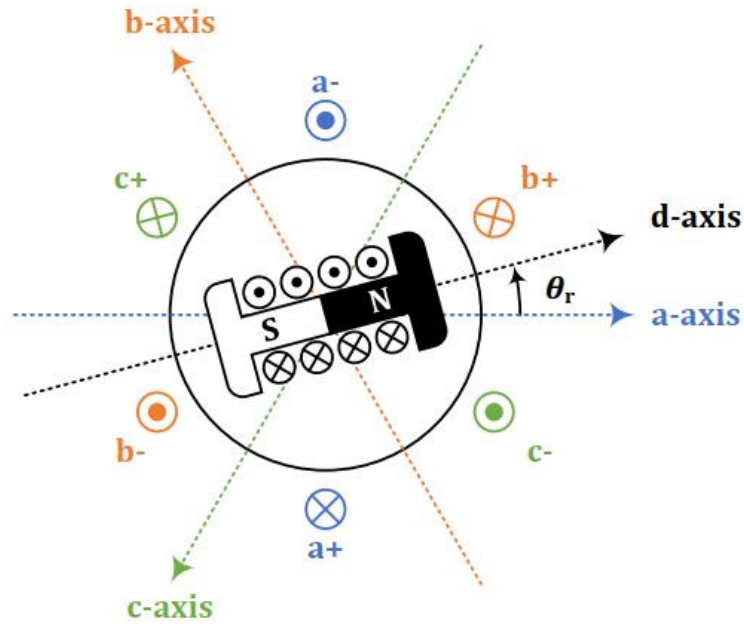


Рисунок 6. Схема обмоток EESM у просторі

У випадку $\theta_r = 0$, ротор суміщений з віссю а:

- опір фази А досягає мінімуму, і, відповідно, $L_a(\theta_r)$ досягає максимуму;
- осі b і c максимально поділяють магнітний шлях, що означає, що фази В і С максимально ділять потік, а отже і взаємні індукції фаз В і С $M_{bc}(\theta_r)$ і $M_{cb}(\theta_r)$ досягають максимуму;
- потік збудження, породжений i_f максимально збільшує потік осі а, а отже $M_{af}(\theta_r)$ і $M_{fa}(\theta_r)$ досягнуть максимуму.

Якщо $\theta_r = \pi$, ротор направлений проти осі а:

- $L_a(\theta_r)$, $M_{bc}(\theta_r)$ і $M_{cb}(\theta_r)$ досягнуть максимуму, тому що вони не залежать від i_f ;
- потік збудження, породжений i_f максимально пригнічує потік осі а, отже $M_{af}(\theta_r)$ і $M_{fa}(\theta_r)$ досягнуть мінімуму.

Вирази індуктивностей, у випадку, коли ротор суміщений з іншими осями, можна розглянути аналогічним чином.

Перетворення координат. Як можна помітити з виразів зазначених вище, моделювання EESM у abc-фреймі є складним, оскільки матриця індуктивності L_{abcf} залежить від положення ротора. При конструюванні електричних двигунів загальноприйнято аналізувати шляхи потоку прямої осі (вісь d) та квадратурної осі (вісь q) окремо. Потоки осей d і q у двигуні EESM показано на рис.7, де вісь d визначається як основний шлях потоку ротора, а вісь q – під електричним кутом 90° до осі d.

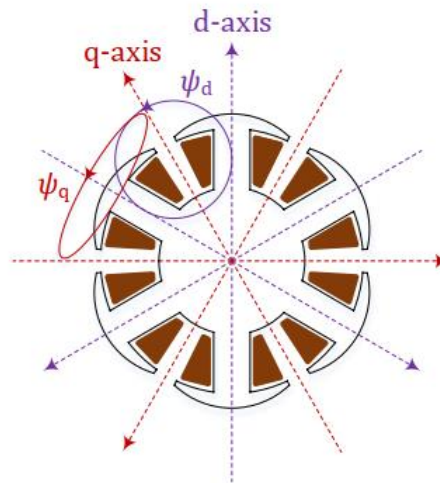


Рисунок 7. Оси d і q EESM

Базове моделювання геометрії ротора виконується на основі розподілу потоку в dq-фреймі. Крім того, в машинному моделюванні це є сталою технологією контролю величин постійного струму в dq-фреймі, а не величин змінного струму в abc-фреймі. Це основні причини за якими виконується перетворення $abc \rightarrow dq$.

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} = T_{abc \rightarrow dqo} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = T_{dqo \rightarrow abc} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} \quad (3)$$

де x позначає будь-яку електричну величину, d позначає вісь d , q позначає вісь q , o – нуль послідовність, $T_{abc \rightarrow dqo}$ позначає перетворення матриці $abc \rightarrow dqo$. $T_{dqo \rightarrow abc}$ – перетворення матриці $dqo \rightarrow abc$.

Матриці перетворень:

$$T_{abc \rightarrow dqo} = k_1 \begin{bmatrix} \cos(\phi_r) & \cos\left(\phi_r - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\phi_r + \frac{2}{3}\pi\right) \\ -\sin(\phi_r) & -\sin\left(\phi_r - \frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\left(\phi_r + \frac{2}{3}\pi\right) \\ k_0 & k_0 & k_0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$T_{abc \rightarrow dqo} = \frac{2}{3k_1} \begin{bmatrix} \cos(\phi_r) & -\sin(\phi_r) & \frac{1}{2k_0} \\ \cos\left(\phi_r - \frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\left(\phi_r - \frac{2}{3}\pi\right) & \frac{1}{2k_0} \\ \cos\left(\phi_r + \frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\left(\phi_r + \frac{2}{3}\pi\right) & \frac{1}{2k_0} \end{bmatrix} \quad (5)$$

де ϕ_r – кут потоку ротора щодо осі a , а в синхронних машинах кут ротора дорівнює куту потоку ротора

$$\theta_r = \phi_r \quad (6)$$

Коефіцієнти масштабування k_0 та k_1 застосовуються з метою зробити ці перетворення більш універсальними.

1.1.2. Векторне керування асинхронним двигуном.

Асинхронний двигун був винайденим у 1889 році М.О.Доливо-Добровольським, що працював у той час в Німеччині в електротехнічній компанії Т.Едісона (з 1887 року – фірма АЕГ). Незважаючи на солідний вік двигуна, його конструкція з тих пір майже не змінилася. Двигун має високий ККД, простий, дешевий і надійний, використовується більше майже 150 років і є найпоширенішим у всіх галузях промисловості. Будова й принцип роботи описані в безлічі книг та підручників тому ці аспекти в даній роботі розглядати не будемо. Цей двигун був сконструйований як некерований по швидкості.

Принципи скалярного керування асинхронним двигуном були сформульовані в 1925 році академіком М.П.Костенком (має українське походження, народився на Полтавщині). Він вперше описав спосіб зв'язаної зміни амплітуди та частоти напруги статора в залежності від потрібного моменту (скалярне керування напругою). В 1963 році В.М.Бродовський сформулював принцип частотно-струмового керування (скалярне керування струмом). В цьому випадку було запропоновано керувати моментом двигуна пов'язано керуючи амплітуду та частоту струму статора.

Математичною основою скалярного керування являються рівняння, що описують усталені режими роботи двигуна, тобто режими в яких швидкість і момент навантаження двигуна залишаються незмінними. Природньо, що в динамічних режимах, при зміні швидкості або навантаження коректність математичної моделі скалярного керування порушується. Це призводить до повільної реакції скалярних систем керування на швидкий зовнішній вплив.

Подальшим кроком в розвитку теорії та практики керування двигуном явилось векторне керування. Його математична основа – диференціальне рівняння, що описує електричну машину однаково коректно і в динаміці і в статичі [22]

Схема заміщення асинхронного двигуна. Як правило двигуни проектуються так, щоб втратами намагнічування, по відношенню до активних втрат у обмотках статора, можна було знехтувати.

В цьому випадку в якості моделі для ілюстрування процесів, що відбуваються в двигуні, може бути використана Т-подібна схема заміщення (рис. 8)

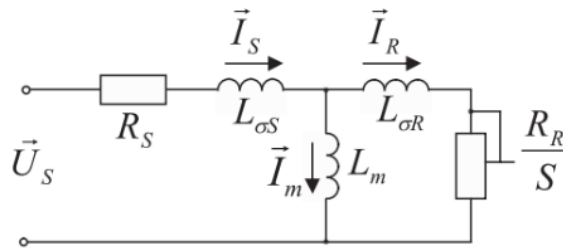


Рисунок 8. Схема заміщення асинхронного двигуна

На схемі позначено:

\vec{U}_S – узагальнений вектор вхідної напруги;

\vec{I}_S – узагальнений вектор струму статора.

Вектор струму статора розділяється на дві складові:

\vec{I}_m – узагальнений вектор струму намагнічування;

\vec{I}_R – узагальнений вектор струму ротора.

Величини та співвідношення струмів двигуна при заданій вхідній напрузі визначається параметрами схеми заміщення:

R_S – опір статора, характеризує активні втрати в статорних обмотках, дорівнює опору фазної обмотки статора.

$L_{\sigma S}$ – індуктивність розсіювання статора, характеризує ту частину потоку статора, що не зв'язана з ротором й не бере участь у створенні моменту.

L_m – головна індуктивність, характеризує ту частину потоку, що зв'язана із статором і ротором і бере участь в створенні моменту. На лінійній ділянці кривої намагнічування двигуна головна індуктивність є величиною сталою. При

насиченні магнітопроводу двигуна величина головної індуктивності зменшується.

$L_{\sigma R}$ – індуктивність розсіювання ротора характеризує ту частину потоку ротора, що не зв'язана зі статором й 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 заблоковано),

$S = \frac{n_1 - n_2}{n_1}$ – ковзання, де:

n_1 – частота обертання поля;

n_2 – частота обертання ротора.

Векторна діаграма асинхронного двигуна

Асинхронний двигун характеризується такими векторами станів:

\vec{U}_S – вектор напруги статора;

\vec{I}_S – вектор струму статора;

\vec{I}_R – вектор струму ротора;

\vec{I}_m – вектор струму намагнічування;

$\vec{\Psi}_R$ – вектор потоку статора;

$\vec{\Psi}_S$ – вектор потоку статора;

$\vec{\Psi}_m$ – вектор потокозчеплення у повітряному зазорі (потік намагнічування).

На рис. 9 наведена векторна діаграма, що ілюструє взаємозв'язок векторів стану асинхронного двигуна.

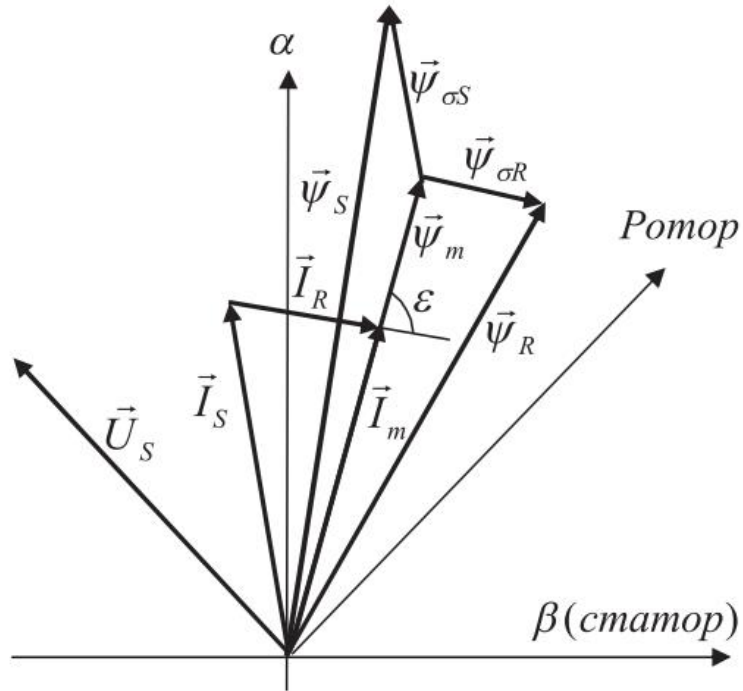


Рисунок 9. Векторна діаграма асинхронного двигуна

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

В усталеному режимі (при незмінній швидкості та моменті навантаження) амплітуди, фазові зсуви та частоти усіх векторів станів залишаються сталими.

В динаміці під час перехідних процесів амплітуди векторів станів та фазові зсуви між ними змінюються [23]

Рівняння динамічної рівноваги. Статор асинхронного двигуна є трифазною котушкою індуктивності. Таким чином, для узагальнених векторів можна записати таке диференціальне рівняння:

$$\vec{U}_s = \frac{d\vec{\psi}_s}{dt} + \vec{I}_s R_s \quad (7)$$

Слід відмітити, що воно, певно, описує статор двигуна не зовсім точно. Це рівняння вірне лише для ідеального двигуна, в якому магніторушійні сили ідеально синусоїдально розподілені в повітряному зазорі між статором і ротором. Крім того, воно жодним чином не враховує втрати на намагнічування двигуна. Але якщо знехтувати неідеальностями двигуна та втратами на намагнічування, в порівнянні з активними втратами, то дане рівняння можна вважати вірним. Його називають рівнянням динамічної рівноваги статора.

Загальна ідея побудови системи регулювання частоти обертання. На рис.10 зображена спрощена структура системи векторного регулювання частоти обертання асинхронного двигуна.

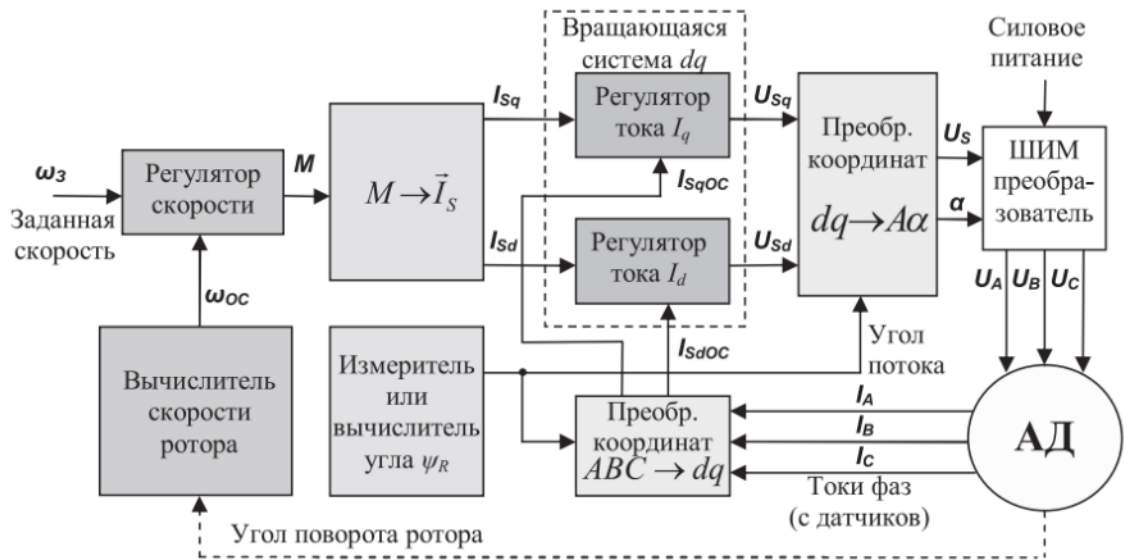


Рисунок 10. Спрощена структура системи векторного регулювання частоти обертання асинхронного двигуна

Керувати частотою обертання двигуна можна, змінюючи його момент, тобто система повинна мати регулятор частоти, що задає момент, та структуру, що забезпечує його опрацювання.

Момент двигуна можна змінювати за допомогою керування статорним струмом (вектором статорного струму). Тоді для синтезу системи необхідно пов'язати момент двигуна з параметрами вектору статорного струму. При векторному керуванні регулювання відбувається в системі координат, що обертається синхронно з векторами стану двигуна. Цю систему координат можна пов'язати з різними векторами стану, але, як правило, її пов'язують з вектором $\vec{\Psi}_R$ – потоком ротора. Осі цієї системи координат, як уже зазначено, називають d і q , причому по потоку ротора орієнтують вісь d цієї системи.

Векторний регулятор струму, що працює в цій системі, що обертається, складається з двох скалярних регуляторів d і q проєкцій вектору та використовують як зворотній зв'язок змінений і перетворений в систему координат dq реальний вектор статорного струму. Регулятор струму формує в системі dq вектор напруги статора, що характеризується двома складовими: U_{sd} та U_{sq} . Далі за допомогою координатних перетворень вектор напруги статора переводиться в нерухому систему координат, пов'язану зі статором, де потім і реалізується.

Реалізація вектора напруги статора в більшості випадків систем векторного регулювання відбувається за допомогою широтно-імпульсної модуляції (ШІМ, англ. pulse-width modulation (PWM)).

Таким чином для синтезу системи керування необхідно визначити зв'язок між моментом та проєкціями вектора струму статора по осі системи dq , що обертається синхронно з потоком ротора.

Крім того, для здійснення координатних перетворень необхідно визначити поточний кут повороту системи dq (кут повороту ψ_R). Цей кут необхідно виміряти або обчислити.

Закон регулювання. Запишемо співвідношення, що витікають з векторної діаграми, вираження моменту асинхронного двигуна та рівняння рівноваги в системі dq :

$$\left\{ \begin{array}{l}
\vec{I}_m = \vec{I}_S + \vec{I}_R \\
\vec{\psi}_S = \vec{\psi}_m + \vec{\psi}_{\sigma S} \\
\vec{\psi}_R = \vec{\psi}_m + \vec{\psi}_{\sigma R} \\
\vec{\psi}_m = L_m \vec{I}_m \\
\vec{\psi}_{\sigma S} = L_{\sigma S} \vec{I}_S \\
\vec{\psi}_{\sigma R} = L_{\sigma R} \vec{I}_R \\
\vec{M} = \frac{3}{2} Z_P \cdot \vec{I}_R \times \vec{\psi}_m \\
U_{Sd} = \frac{d\psi_{Sd}}{dt} + I_{Sd} R_S - \omega_K \psi_{Sq} \\
U_{Sq} = \frac{d\psi_{Sq}}{dt} + I_{Sq} R_S + \omega_K \psi_{Sd} \\
0 = \frac{d\psi_{Rd}}{dt} + I_{Rd} R_R - (\omega_K - \omega_R) \psi_{Rq} \\
0 = \frac{d\psi_{Rq}}{dt} + I_{Rq} R_R + (\omega_K - \omega_R) \psi_{Rd}
\end{array} \right. \quad (8)$$

Це, певно, і всі математичні співвідношення, якими слід скористатися для побудови системи регулювання.

Беручи відомі параметри схеми заміщення двигуна, а також частоти обертання ротора і системи координат, можна впевнитися в тому, що кількість змінних в зазначеній системі векторній і скалярних рівнянь перевищує кількість самих рівнянь на дві.

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

З даного глухого кута зазвичай виходять задаючи потік ротора. Більш того, для спрощення розв'язання задають умову сталості величини цього потоку. Ця умова називається *законом регулювання*: $\psi_R = const$.

Безпосередня і непрямая орієнтація по полю. Перша реальна система векторного керування була спроектована Феліксом Блашке (Felix Blaschke) на фірмі Siemens в 1971 році. Регулювання струму статора в ній було організоване в системі координат, що обертається, орієнтованій по змінному потоку ротора. Потік вимірювався вмонтованим в двигун датчиком потоку на елементах Холла.

В подальшому проектувальники відмовилися від датчика потоку і стали оцінювати положення і величину ψ_R непрямыми методами за моделлю двигуна.

Регулювання в системі координат, орієнтованій за вирахуванням вектором потоку, називають регулюванням з *безпосередньою орієнтацією по полю*. Часто системи з безпосередньою орієнтацією мають ще й контур стабілізації потоку.

Крім того більш простий підхід та інший клас систем у яких вектор потоку ротору (ψ_R) не оцінюють, а його кут обчислюють за ковзанням та положенню ротора. Такі системи називають системами з *непрямою орієнтацією по полю*.

Ці системи не мають контуру стабілізації потоку, при цьому вважається, що якщо керуючий вплив на двигун формується виходячи з умови сталості потоку, то при їх точній реалізації потік буде постійним без стабілізації.

Як показала практика, подібний підхід цілком виправдав себе за рахунок гарного співвідношення точності та простоти регулювання [24].

1.1.3. Векторне керування синхронним електродвигуном з постійними магнітами.

Найбільш поширений клас векторно-керованих електроприводів – це приводи, що мають у своєму складі синхронний двигун з постійними магнітами

на роторі (PMSM). В порівнянні з асинхронними двигунами, такі двигуни дорожчі, але мають менші габарити, більший ККД та легше керуються.

Ротор такого двигуна являє собою постійний магніт. Струм обмотки статора створює магнітне поле статора (ψ_s), що обертається, магнітні полюси котрого притягують протилежні магнітні полюси ротора. Внаслідок чого виникає момент, що обертає ротор вслід за полем статора (рис. 11)

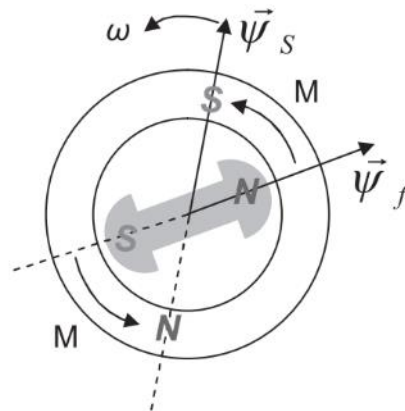


Рисунок 11. Синхронний двигун з постійними магнітами на роторі (PMSM)

Детально обговорювати будову синхронного двигуна з постійними магнітами не будемо, через те, що існує велика кількість літератури з цього питання [25, 26, 27]

Векторна діаграма і момент синхронного двигуна з постійними магнітами. На рис. 12 зображена векторна діаграма, що пояснює процеси, які протікають у двигуні. Будемо розглядати їх у системі dq , вісь d якої орієнтована по осі ротора.

Ротор двигуна, що є постійним магнітом, створює з'єднання потоків (ψ_f), що дорівнює добутку потоку ротора на число витків обмотки статора. Направлений цей вектор по осі ротора d від позитивного полюсу до негативного.

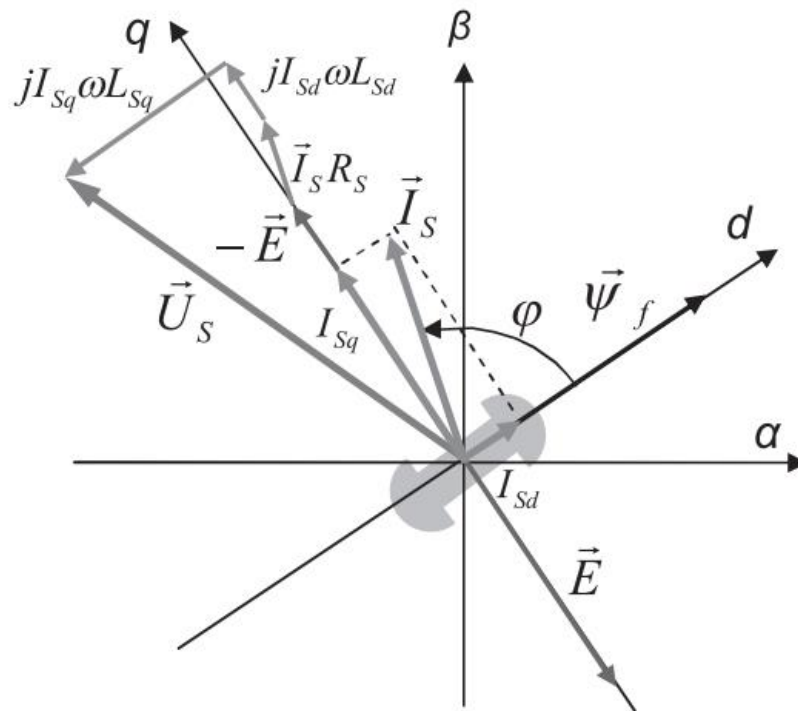


Рисунок 12. Векторна діаграма синхронного двигуна з постійними магнітами

ψ_f відстає від вектора струму на кут скручування (φ). Постійний потік, ротора, що обертається, створює в обмотках статора вектор ЕРС (E), направлений під прямим кутом до потоку та який відстає від нього на 90° .

Амплітуда вектору ЕРС визначається виразом

$$E = \psi_f \omega \quad (9)$$

Варто відмітити, що ω – електрична частота обертання, що визначається за формулою

$$\omega = Z_p \omega_R \quad (10)$$

де:

ω_R – частота обертання ротора;

Z_p – число пар полюсів.

Проаналізувавши рис. 12 можна записати таке векторне співвідношення:

$$\vec{U}_S = -\vec{E} + \vec{I}_S R_S + j\omega(\vec{I}_{Sd} L_{Sd} + \vec{I}_{Sq} L_{Sq}) \quad (11)$$

де

\vec{U}_S – вектор напруги статора;

\vec{I}_S – вектор струму статора, а \vec{I}_{Sd} та \vec{I}_{Sq} – його осьові складові;

L_d та L_q – індуктивність статора по осях d і q .

R_S – активний опір статора.

Вектор статорної напруги урівноважується вектором ЕРС і падінням напруги на активному (R_S) та реактивними (L_d та L_q) опорами статорної обмотки.

Момент двигуна створюється внаслідок взаємодії струму і з'єднання потоків статора. З врахуванням фазності і числа пар полюсів (Z_P) він дорівнює добутку цих векторів.

Для трифазного струму можемо записати такий вираз:

$$\vec{M} = \frac{3}{2} Z_P \vec{I}_S \times \vec{\psi}_S \quad (12)$$

Виконавши нескладні перетворення можемо переписати рівняння моменту у вигляді:

$$M = \frac{3Z_P}{2} (I_{Sq} \psi_f + I_{Sd} I_{Sq} (L_{Sd} - L_{Sq})) \quad (13)$$

Векторна діаграма синхронного двигуна з неявнополюсним ротором.
Ротор синхронного двигуна з неявнополюсним ротором побудований так, щоб індуктивності статора по осях d і q були у нього однакові. Керування саме таки двигуном являється типовою, найбільш затребуваною задачею. Його векторна діаграма зображена на рис. 13.

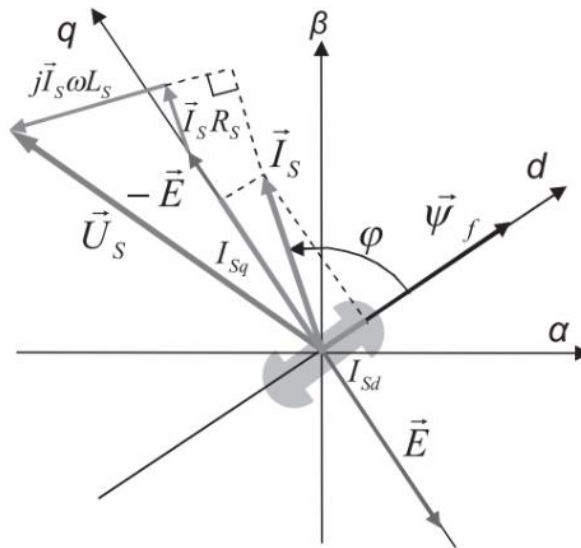


Рисунок 13 Векторна діаграма синхронного двигуна з неявнополюсним ротором.

Так як $L_{sd} = L_{sq}$, вираз для моменту двигуна спроститься і запишеться в такому вигляді:

$$M = \frac{3Z_p}{2} I_{sq} \psi_f \quad (14)$$

Розглянувши цей вираз можна констатувати, що при фіксованому потоці магніту ротора момент залежить лише від q -складової статорного струму, тобто d -складова струму є паразитною, не створює момент, і викликає лише додаткові втрати у двигуні. Отже, при регулюванні моменту вектор статорного струму оптимально орієнтувати по осі q . Зазвичай і так і вчиняють [23].

Основна ідея побудови системи регулювання частоти обертання синхронного двигуна з неявнополюсним ротором. Як зазначено вище, для керування моментом при мінімумі статорного струму, струм статора необхідно направити по осі q . Тобто кут між ротором і вектором статорного струму слід підтримувати рівним 90° .

Система регулювання будується в координатах dq . Регулювання частоти обертання відбувається за допомогою керування моментом двигуна.

Якщо струм статора зорієнтовано по осі q , то він виражається через момент за допомогою співвідношення

$$|\vec{I}_S| = I_{Sq} = \frac{2M}{3Z_p\psi_f} \quad (15)$$

що є наслідком наведеного вище.

Векторний регулятор струму будується в системі координат dq , що обертається, складається з регуляторів d та q проєкцій. За допомогою q -складової струму, у відповідності до наведеної формули, забезпечується необхідний момент, а d -складова підтримується рівною нулю, що забезпечує потрібну орієнтацію вектору струму. В якості зворотного зв'язку регулятор використовує вимірний і перетворений у систему координат dq реальний вектор статорного струму.

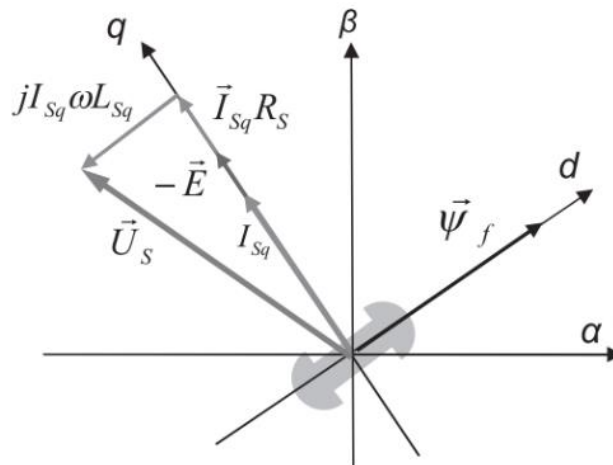


Рисунок 14. Векторна діаграма синхронного двигуна з неявнополюсним ротором при керуванні за допомогою регулювання обертового моменту

Векторний регулятор струму формує в системі dq вектор напруги статора, що має забезпечити співпадіння заданого та реального векторів струму статора. Потім за допомогою координатних перетворень вектор напруги статора переводиться в нерухому систему координат, де він реалізується за допомогою ШИМ.

Структурна схема системи регулювання частоти обертання синхронного двигуна.

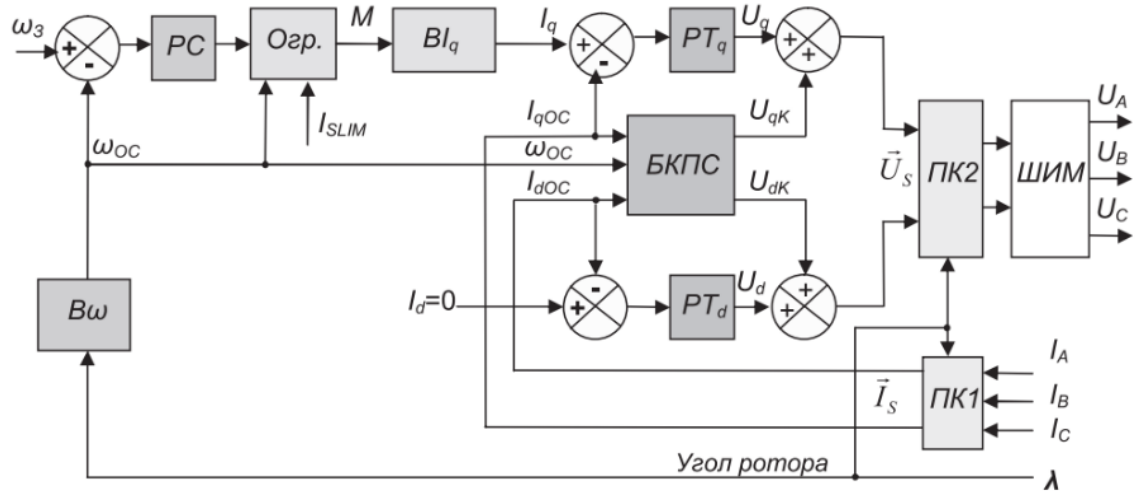


Рисунок 15. Структурна схема системи регулювання частоти обертання синхронного двигуна

Більш детально опишемо елементи цієї схеми:

$B\omega$ – обчислювач частоти обертання. Якщо в схемі використовується датчик положення (наприклад, фотоімпульсний), то даний вузол обчислює частоту обертання через прирощування кута. Якщо система будується без датчика положення або швидкості, то даний вузол виконує оцінку реальної частоти обертання за моделлю непрямыми методами.

$РС$ – регулятор частоти обертання (швидкості). ПІ- або ПІД-регулятор, що задає момент виходячи з сигналу помилки частоти обертання.

Обм. – обмежувач моменту. Обмежує момент в залежності від частоти та гранично допустимого значення статорного струму.

BI_q – обчислювач q -складової струму, виконує функцію обчислення q -складової струму статора, використовуючи формулу (15).

PC_d – регулятор струму d -складової. П- або ПІ-регулятор, що видає сигнал задання напруги по осі d , спираючись на сигнал помилки по струму.

PC_q – регулятор струму q -складової. П- або ПІ-регулятор, що видає сигнал задання напруги по осі q , спираючись на сигнал помилки по струму.

БКПЗ – блок компенсації перехресних зв'язків обчислює напругу компенсації перехресних зв'язків. Струми координат регулюються за допомогою струмів координат, що виробляє регулятор.

Статорна напруга координати (d або q) являє собою суму двох складових, одна з яких залежить від струму даної координати, а інша від складової струму ортогональної до даної координати. Таким чином, регулювання I_q викликає збурення в каналі регулювання I_d . Відповідно регулювання I_d викликає збурення в каналі I_q .

Схема компенсації перехресних зв'язків, показана на рис. 15, дає можливість уникнути цих взаємних збурень, що природньо, покращує якість регулювання.

$ПК1$ – перетворювач координат здійснює перетворення струму статора з трифазної нерухомої системи координат в систему dq , що обертається.

$ПК2$ – перетворювач координат здійснює перетворення вектору напруги статору з системи dq , що обертається, в нерухому систему координат.

ШІМ – силовий ШІМ-перетворювач (PWM) виконує реалізацію вектору напруги статору.

1.2. Широтно-імпульсна модуляція

Широтно-імпульсна модуляція (ШІМ, PWM) – це спосіб реалізації вектору напруги статора, що застосовується в переважній більшості систем векторного регулювання.

1.2.1. ШІМ та трифазний ШІМ-інвертор

Апаратно ШІМ реалізується за допомогою трифазного мостового інвертора, схема якого наведена на рис. 16.

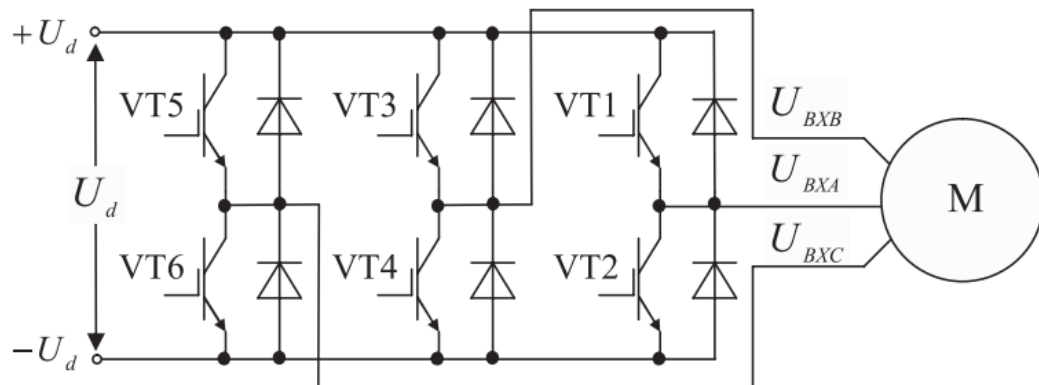


Рисунок 16. Трифазний мостовий інвертор

За допомогою даної схеми вхід будь-якої з статорних обмоток двигуна (M) може бути підключений до негативного або позитивного полюсу ланцюга постійного струму (U_d). Зазвичай напругу ланцюга постійного струму отримують шляхом випрямлення та фільтрації силової мережі живлення (3×380 В, або 220 В, 50 Гц).

Нехай $T_{ШІМ}$ – період модуляції, тривалість якого набагато менша за L/R сталої часу статорної обмотки двигуна. Всередині періоду ШІМ формуються два часових проміжки:

t_+ - час підключення фазної статорної обмотки до $+U_d$;

t_- - час підключення фазної статорної обмотки до $-U_d$.

Змінюючи відношення часових проміжків підключення всередині періоду ШІМ, можна змінювати середню напругу, що прикладається до обмотки. Статорні обмотки мають активно-індуктивний характер опору і являються фільтрами, що згладжують струм. Середнє значення струму буде залежати від середнього значення прикладеної напруги, тобто від відношення тривалостей всередині періоду ШІМ.

Змінюючи t_+ та t_- в кожній фазі, можна змінювати середню напругу, що прикладається до кожної з обмоток, зокрема, і по синусоїдальному закону, з урахуванням фазових зсувів. Тобто за допомогою ШІМ можна формувати трифазну систему статорних струмів і середніх напруг різної частоти та амплітуди.

В подальшому під напругою, що формує ШІМ, будемо розуміти напругу, усереднену на кожному періоді ШІМ.

1.2.2. Синусоїдальна ШІМ

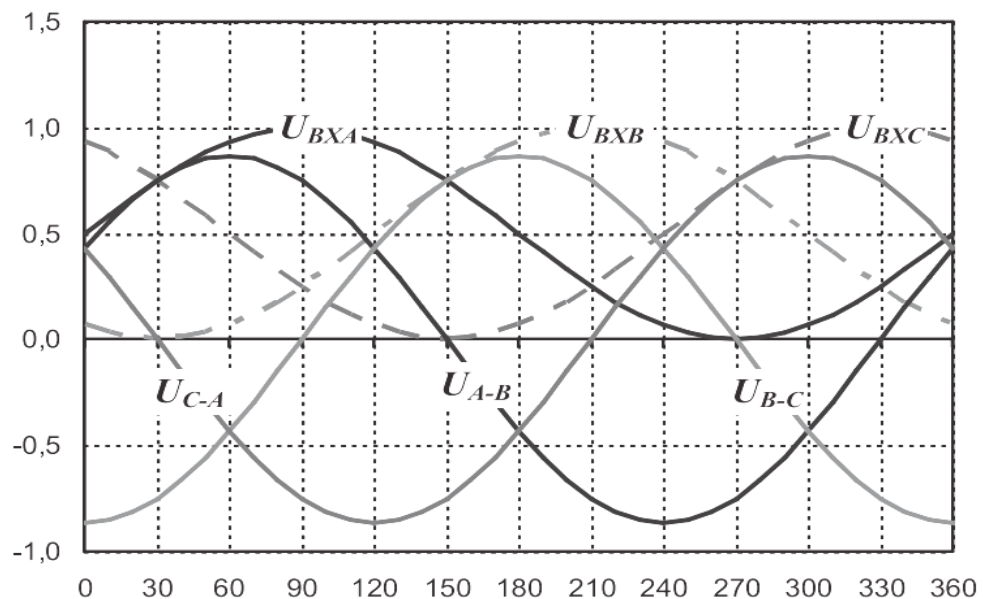


Рисунок 17. Амплітуда синусоїдальної ШІМ

Якщо формувати лінійні напруги трифазної системи з напруги ланцюга постійного струму за допомогою ШІМ за синусоїдальним законом, то їх максимальна амплітуда буде менша за значення напруги в ланцюзі постійної напруги, що ілюструє графік на рис. 17.

На графіку:

$$U_{ВХА} = 0,5 + 0,5\sin(\omega t)$$

$$U_{ВХВ} = 0,5 + 0,5\sin(\omega t + 120^0)$$

$$U_{ВХС} = 0,5 + 0,5\sin(\omega t - 120^0)$$

Вхідні трифазні напруги двигуна, що формуються з одиничної напруги ланцюга постійного струму відносно нуля:

$$U_{А-В} = U_{ВХА} - U_{ВХВ}$$

$$U_{В-С} = U_{ВХВ} - U_{ВХС}$$

$$U_{С-А} = U_{ВХС} - U_{ВХА}$$

лінійні напруги отримуються, як різниця вхідних.

Максимальне значення лінійної напруги можна визначити, наприклад, за напругою $U_{В-С}$ в точці 0^0 .

$$U_{Л\max} = U_{В-С}(0^0) = \frac{1}{2} + \frac{\sin(-120^0)}{2} - \frac{1}{2} - \frac{\sin 120^0}{2} = -\frac{\sqrt{3}}{2} = -0,866 \quad (16)$$

Тобто при перетворенні відбувається недовикористання напруги ланцюга постійного струму приблизно на 14%.

Це шкідливе явище призводить до втрати моменту двигуна, що розраховується на повну напругу мережі, та неоптимальному використанню високовольтних елементів силової частини схеми (IGBT-ключів, високовольтних конденсаторів).

Спеціалістам відомі різні прийоми, що дозволяють повністю використовувати напругу ланцюга постійного струму та запобігти втрати

амплітуди при ШІМ-перетворенні. Наприклад, спосіб передмодуляції третьої гармоніки, або векторна ШІМ.

Суть усіх способів – додавання до вихідних напруг певного сигналу з періодом третьої гармоніки формуючих лінійних (фазних) напруг.

При цьому лінійні напруги:

- збільшують свою амплітуду до 1;
- залишаються синусоїдальними зі зсувом 120° .

Наразі найбільш широко використовується векторна ШІМ. Це пов'язано з нарацюванням алгоритмів її цифрової реалізації [23].

1.2.3. Векторна ШІМ

Базові вектори і принцип векторної ШІМ. При векторній ШІМ реалізація вектору напруги відбувається за допомогою базових векторів в трифазній системі координат. Кожний базовий вектор характеризується певним станом ключів інвертора, зображеного на рис. 18.

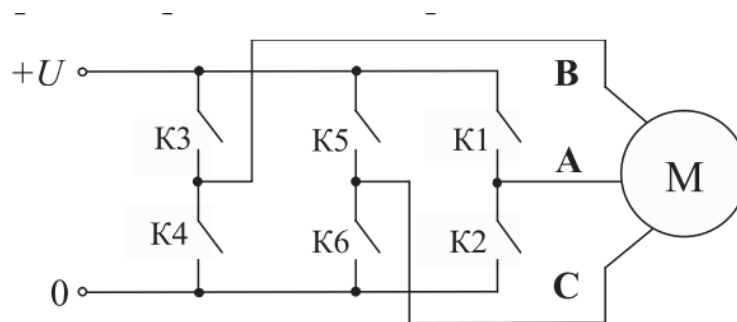


Рисунок 18. Ключі інвертора

В таблиці 1. Пояснюється відповідність базових векторів і стану ключів $K1 \dots K6$.

Для трифазної симетричної системи, якою можна вважати двигун, фазні навантаження рівні, отже, амплітуда всіх ненульових базових векторів є $2U_d/3$.

Обидва нульові вектори $V_7(0+)$ і $V_8(0-)$, незважаючи на різний стан ключів, забезпечують прикладення нульових напруг до обмоток статора.

Ненульові базові вектори в нерухомій системі координат зображені на рис. 19.

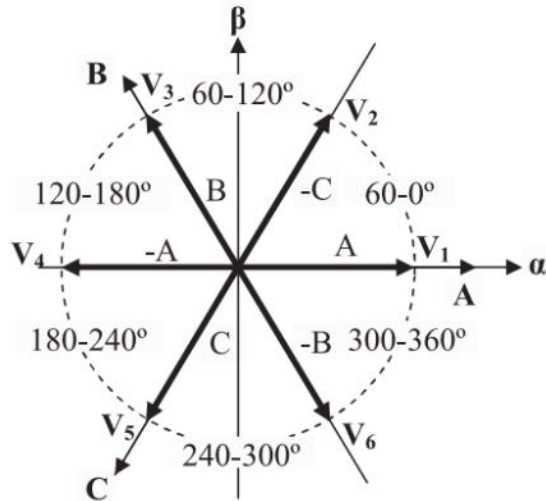


Рисунок 19. Ненульові базові вектори векторної ШІМ

Таблиця 1

Позначення базового вектора (рис. 19)	Стан ключів					
	Фаза А		Фаза В		Фаза С	
	К1	К2	К3	К4	К5	К6
$V_1(A)$	Вкл.	Викл.	Викл.	Вкл.	Викл.	Вкл.
	1	0	0	1	0	1
$V_2(-C)$	Вкл.	Викл.	Вкл.	Викл.	Викл.	Вкл.
	1	0	1	0	0	1
$V_3(B)$	Викл.	Вкл.	Вкл.	Викл.	Викл.	Вкл.
	0	1	1	0	0	1
$V_4(-A)$	Викл.	Вкл.	Вкл.	Викл.	Вкл.	Викл.
	0	1	1	0	1	0
$V_5(C)$	Викл.	Вкл.	Викл.	Вкл.	Вкл.	Викл.
	0	1	0	1	1	0
$V_6(-B)$	Вкл.	Викл.	Викл.	Вкл.	Вкл.	Викл.
	1	0	0	1	1	0
$V_7(0+)$	Вкл.	Викл.	Вкл.	Викл.	Вкл.	Викл.
	1	0	1	0	1	0
$V_8(0-)$	Викл.	Вкл.	Викл.	Вкл.	Викл.	Вкл.
	0	1	0	1	0	1

Вектор напруги статора можна реалізувати за допомогою розрахункових тривалостей базових векторів в середині періоду ШІМ. Набір базових векторів, що використовуються, залежить від сектору кута, де розташований вектор, що реалізується (табл. 2)

Таблиця 2

Сектор, град	Вектори, що використовуються
0 ... 60	V_1, V_2, V_7, V_8
60 ... 120	V_2, V_3, V_7, V_8
120 ... 180	V_3, V_4, V_7, V_8
180 ... 240	V_4, V_5, V_7, V_8
240 ... 300	V_5, V_6, V_7, V_8
300 ... 360	V_6, V_1, V_7, V_8

Заданий вектор напруги \vec{U}_s в будь-якому з сектрів розкладається на базові вектори (рис. 20)

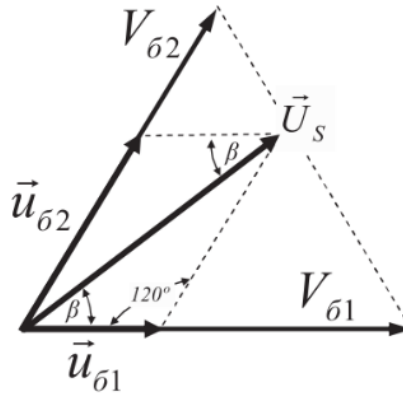


Рисунок 20. Розкладення заданого вектору на базові

Величини базових складових вектору легко знайти за теоремою синусів:

$$\begin{aligned}
 |\vec{u}_{61}| &= \frac{2}{\sqrt{3}} |\vec{U}_s| \sin(60^\circ - \beta) \\
 |\vec{u}_{62}| &= \frac{2}{\sqrt{3}} |\vec{U}_s| \sin\beta
 \end{aligned}
 \tag{17}$$

При цьому максимальна амплітуда вектору \vec{U}_s має мінімум, рівний $U_d/\sqrt{3}$ в середині сектору (при $\beta = 30^\circ$). В трифазній системі при з'єднанні навантаження «зіркою» фазна напруга відрізняється від лінійної саме на $\sqrt{3}$. Отже, можемо стверджувати, що напруга ланцюга постійного струму буде використовуватися повністю.

Враховуючи, що й амплітуда базових векторів рівна $2U_d/3$, перейдемо від модулів базових складових до тривалостей періоду ШІМ. На основі вищенаведених співвідношень запишемо нові:

$$\begin{aligned}
 t_{\beta 1} &= \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{3t_{\text{ШИМ}}}{2U_d} |\vec{U}_s| \text{Sin}(60^\circ - \beta) = \frac{\sqrt{3}|\vec{U}_s|}{U_d} t_{\text{ШИМ}} \text{Sin}(60^\circ - \beta) \\
 t_{\beta 2} &= \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{3t_{\text{ШИМ}}}{2U_d} |\vec{U}_s| \text{Sin}\beta = \frac{\sqrt{3}|\vec{U}_s|}{U_d} t_{\text{ШИМ}} \text{Sin}(\beta) \\
 t_0 &= t_{\text{ШИМ}} - t_{\beta 1} - t_{\beta 2}
 \end{aligned} \tag{18}$$

де $t_{\text{ШИМ}}$ – період ШІМ в секундах, $t_{\beta 1}$, $t_{\beta 2}$, t_0 - часові інтервали (в секундах) під час яких відбувається включення першого, другого та нульового базових векторів.

Враховуючи, що максимальне значення амплітуди вектору \vec{U}_s рівне $U_d/\sqrt{3}$, вищенаведені вирази можемо переписати у відносних одиницях:

$$\begin{aligned}
 T_{\beta 1} &= U_s \text{Sin}(60^\circ - \beta) \\
 T_{\beta 2} &= U_s \text{Sin}\beta \\
 T_0 &= 1 - T_{\beta 1} - T_{\beta 2}
 \end{aligned} \tag{19}$$

де $U_s = \frac{\sqrt{3} |\vec{u}_s|}{U_d}$ – амплітуда заданого вектору у відносних одиницях;

$T_{\beta 1}$, $T_{\beta 2}$, T_0 – частини періоду ШІМ, під час яких відбувається включення першого, другого і нульового базових векторів.

Послідовність включення базових векторів всередині періоду ШІМ може бути різною. Наприклад такою, як показано на таб. 3.

0	$U_{\beta 1}$	$U_{\beta 2}$	0	$U_{\beta 2}$	$U_{\beta 1}$	0
$\frac{T_0}{4}$	$\frac{T_{\beta 1}}{2}$	$\frac{T_{\beta 2}}{2}$	$\frac{T_0}{2}$	$\frac{T_{\beta 2}}{2}$	$\frac{T_{\beta 1}}{2}$	$\frac{T_0}{4}$
$T_{\text{ШІМ}} = 1$						

Рисунок 21. Можлива послідовність включення базових векторів всередині періоду ШІМ

Векторна ШІМ з такою послідовністю включення базових векторів всередині періоду використовується в переважній більшості сучасних перетворювачів частоти [28].

Алгоритм векторної ШІМ (SVPWM)

Для того щоб встановити вектор напруги U_s в кутове положення α , слід:

1. визначити сектор кута α ;
2. обчислити кут всередині сектору β ;
3. за наведеними вище відношеннями обчислити тривалість $T_{\beta 1}$, $T_{\beta 2}$ та T_0 (у відносних одиницях);
4. для кожної фази обчислити час її підключення до $+U_d$ в періоді ШІМ (T_{+A} , T_{+B} , T_{+C}). для цього введемо проміжні змінні:

$$t_1 = T_{\beta 1} + T_{\beta 2} + T_0/2$$

$$t_2 = T_{62} + T_0/2$$

$$t_3 = T_{61} + T_0/2$$

Значення T_{+A} , T_{+B} , T_{+C} визначаються значеннями змінних t_1 , t_2 , t_3 і залежать від сектору кута, як показано у таб. 4.

Таблиця 4

Сектор, град	T_{+A}	T_{+B}	T_{+C}
0 ... 60	t_1	t_2	$T_0/2$
60 ... 120	t_3	t_1	$T_0/2$
120 ... 180	$T_0/2$	t_1	t_2
180 ... 240	$T_0/2$	t_3	t_1
240 ... 300	t_2	$T_0/2$	t_1
300 ... 360	t_1	$T_0/2$	t_3

Знаючи T_{+A} , T_{+B} та T_{+C} залишилося реалізувати дані часові проміжки у кожній фазі, як показано на рис. 22.

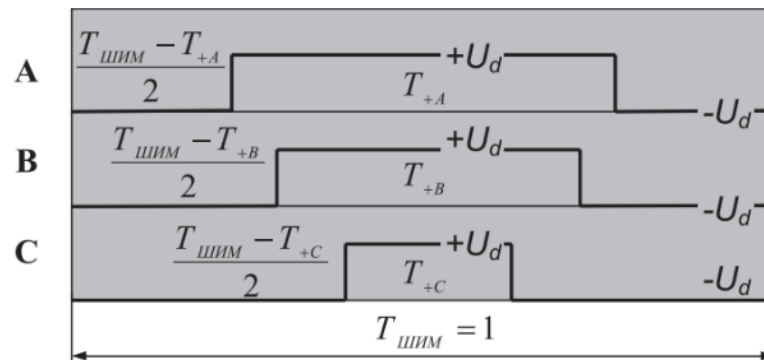


Рисунок 22. Часові проміжки різних фаз

На рис. 23 показані графіки, побудовані за описаним вище алгоритмом при таких заданих умовах:

- напруга в ланцюзі постійного струму $U_d = 1$;
- задана амплітуда вектору $U_S = 1/\sqrt{3}$;
- фаза заданого вектору змінюється від 0 до 360 градусів.

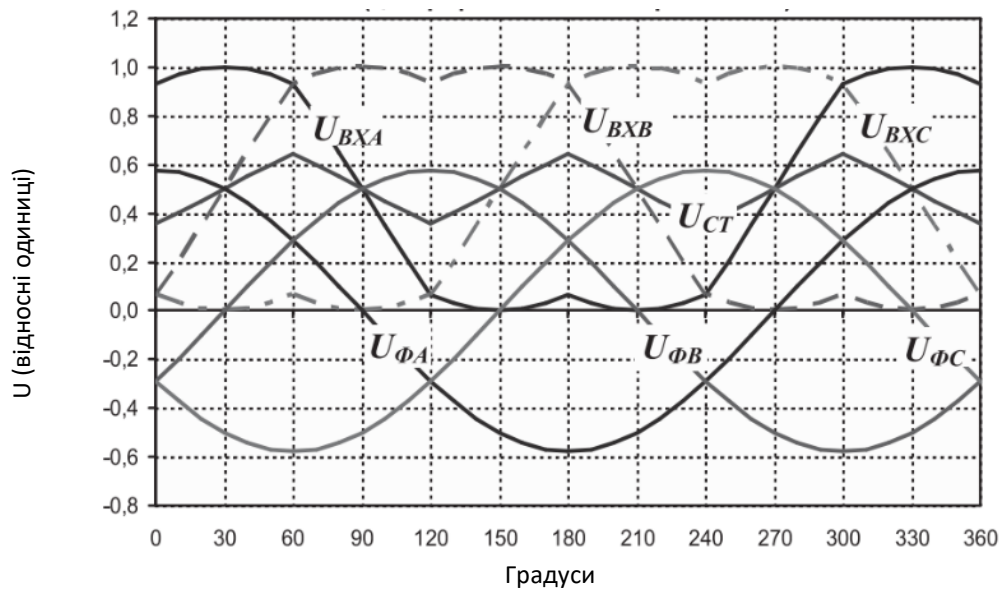


Рисунок 23. Вхідні та фазні напруги (центрована векторна ШІМ)

$U_{BxA}, U_{BxB}, U_{BxC}$ – вихідні напруги фаз інвертора відносно нуля ланцюга постійного струму.

U_{CT} – напруга середньої точки трифазного, з'єднаного «зіркою» симетричного навантаження відносно нуля ланцюга постійного струму.

$U_{\Phi A}, U_{\Phi B}, U_{\Phi C}$ – фазні напруги з'єднаного «зіркою» симетричного навантаження.

Як бачимо, що вихідні навантаження інвертора мають досить чудернацьку форму, далеку від синусоїдальної, а середня точка навантаження отримала трикутне зміщення з частотою третьої гармоніки заданої статорної напруги.

Але при цьому фазні напруги синусоїдальні, зсунуті на 120^0 і мають амплітуду $1/\sqrt{3}$, що свідчить про повне використання напруги ланцюга постійного струму.

РОЗДІЛ 2. РЕАЛІЗАЦІЯ ЧАСТОТНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА НА БАЗІ МІКРОКОНТРОЛЕРА STM32

2.1. Перетворювачі частоти

Перетворювач частоти - електронний пристрій для зміни частоти електричного струму (напруги). Він перетворює вхідну синусоїдну напругу фіксованої частоти та амплітуди у вихідну імпульсну напругу змінної частоти та амплітуди за допомогою ШІМ (широтно-імпульсної модуляції). Таким чином, плавно збільшуючи частоту і амплітуду напруги, що подається на статорні обмотки асинхронного електродвигуна, можна забезпечити плавне регулювання швидкості обертання валу електродвигуна.

Електронний перетворювач частоти складається з схем, до складу яких входять тиристори або транзистори, що працюють в режимі електронних ключів. В основі керуючої частини лежить мікропроцесор, який забезпечує керування силовими електронними ключами, а також вирішення великої кількості допоміжних завдань (контроль, діагностика, захист).

Схеми, створені за моделлю джерела напруги (рис. 24), мають такі характеристики:

- Вихідний імпеданс: маленький (джерело напруги)
- Регенерація енергії: потрібне додаткове коло
- Згладжувальний елемент: конденсатор

Схеми, створені за моделлю джерела струму (рис. 25), мають такі характеристики:

- Вихідний імпеданс: великий (джерело струму)
- Регенерація енергії: потрібне додаткове коло

- Згладжувальний елемент: реактор (котушка індуктивності)

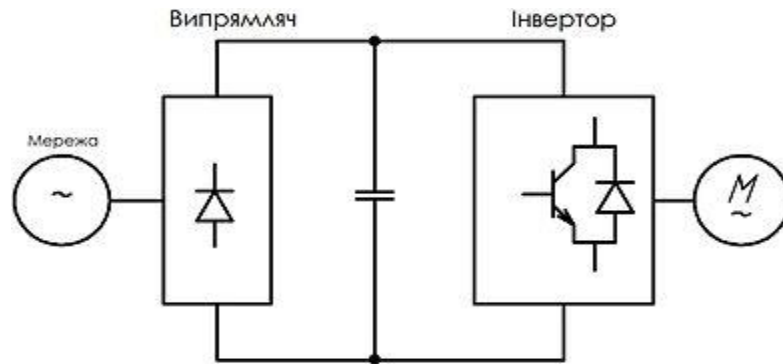


Рисунок 24. Функціональна схема перетворювача частоти, виконана за схемою джерела напруги

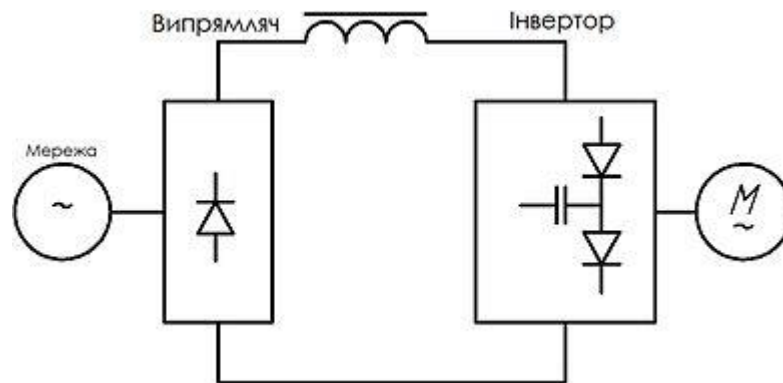


Рисунок 25. Функціональна схема перетворювача частоти, виконана по схемі джерела струму

Залежно від структури і принципу роботи електричного приводу виділяють два класи перетворювачів частоти:

- З безпосереднім зв'язком.
- З явно вираженою проміжною ланкою постійного струму.

Кожен з існуючих класів перетворювачів має свої переваги і недоліки, які визначають сферу раціонального застосування кожного з них. У *перетворювачах з безпосереднім зв'язком* електричний модуль – це керований випрямляч. Система керування по черзі відмикає групи тиристорів і підключає обмотки двигуна до мережі живлення.

Таким чином, вихідна напруга перетворювача формується з «вирізаних» ділянок синусоїд вхідної напруги. Частота вихідної напруги у таких перетворювачів не може бути рівною або вище частоти мережі живлення. Вона знаходиться в діапазоні від 0 до 30 Гц, і як наслідок - малий діапазон керування частотою обертання двигуна (не більше 1: 10). Це обмеження не дозволяє застосовувати такі перетворювачі в сучасних частотно-регульованих приводах з широким діапазоном регулювання технологічних параметрів.

Використання незамикних тиристорів вимагає відносно складних систем керування, які збільшують вартість перетворювача. «Різана» синусоїда на виході перетворювача з безпосереднім зв'язком є джерелом вищих гармонік, які викликають додаткові втрати в електричному двигуні, перегрівання електричної машини, зниження моменту, дуже сильні перешкоди в мережі живлення. Застосування пристроїв компенсації призводить до підвищення вартості, маси, габаритів, зниження ККД системи в цілому.

Однак одноразове перетворення енергії, що визначає високий ККД перетворювача та можливість проходження реактивної потужності як від мережі до навантаження, так і назад є безперечними перевагами такого класу перетворювачів [29].

Найбільш широко застосовуються в сучасних частотно регульованих модулях *перетворювачі з явно вираженою проміжною ланкою постійного струму*. У перетворювачах цього класу використовується подвійне перетворення електричної енергії: вхідна синусоїдна напруга з постійною амплітудою і

частотою випрямляється у випрямлячі, фільтрується фільтром, згладжується, а потім знову перетвориться інвертором в змінну напругу змінюваної частоти і амплітуди. Подвійне перетворення енергії призводить до зниження ККД і до деякого погіршення масо-габаритних показників порівняно з перетворювачами з безпосереднім зв'язком.

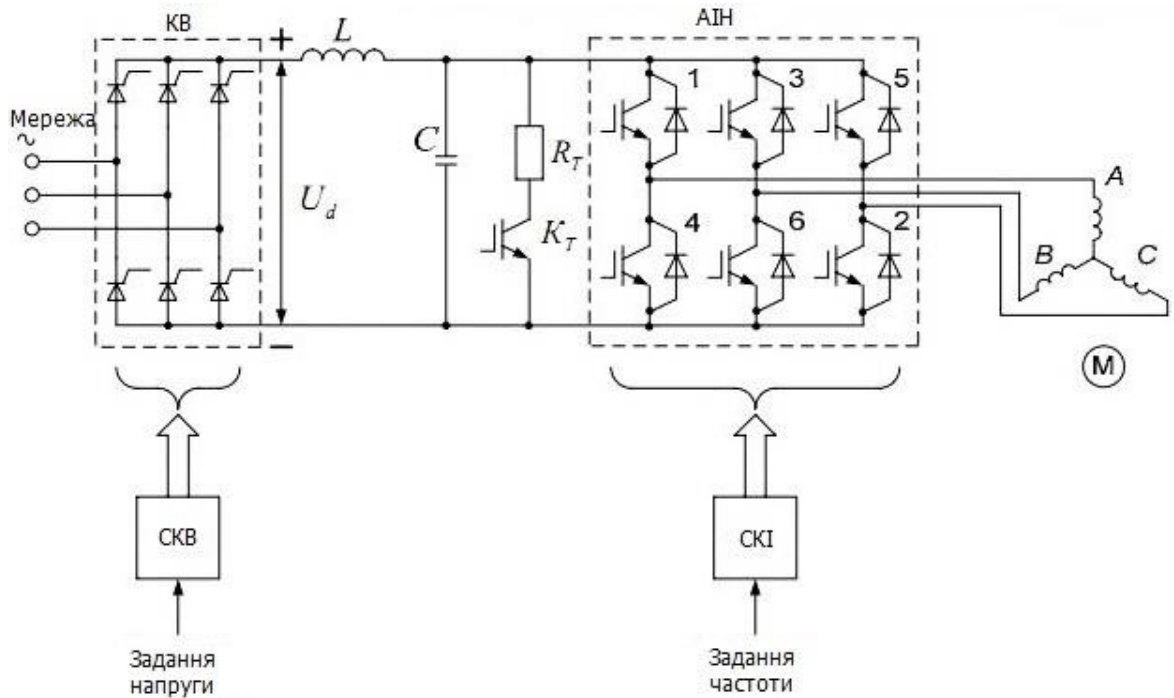


Рисунок 26. Схема перетворювача частоти з ланкою постійного струму.

КВ - керований випрямляч; АІН - автономний інвертор напруги; СКВ - система керування випрямлячем; СКІ - система керування інвертором;

Для формування синусоїдної змінної напруги використовують автономний інвертор, який формує електричну напругу заданої форми на обмотках електродвигуна (як правило, методом широтно-імпульсної модуляції). Функцію електронних ключів в інверторах виконують замикні тиристри GTO і їх вдосконалені модифікації GCT, IGCT, SGCT, біполярні транзистори з ізольованим затвором IGBT, та польові МОН-транзистори. Головною перевагою тиристорних перетворювачів частоти, як і в схемі з безпосереднім зв'язком, є здатність працювати з великими струмами і напругами, витримуючи при цьому

тривале навантаження й імпульсні впливи. Вони мають більш високий ККД (до 98%) порівняно з перетворювачами на IGBT-транзисторах.

Перетворювачі частоти є нелінійним навантаженням, що створює струми вищих гармонік в мережі живлення, що призводить до погіршення якості електроенергії [29].

Блок керування сучасних перетворювачів частоти, як правило, базуються на основі мікроконтролера. Одним з них є лінійка мікроконтролерів STM32.

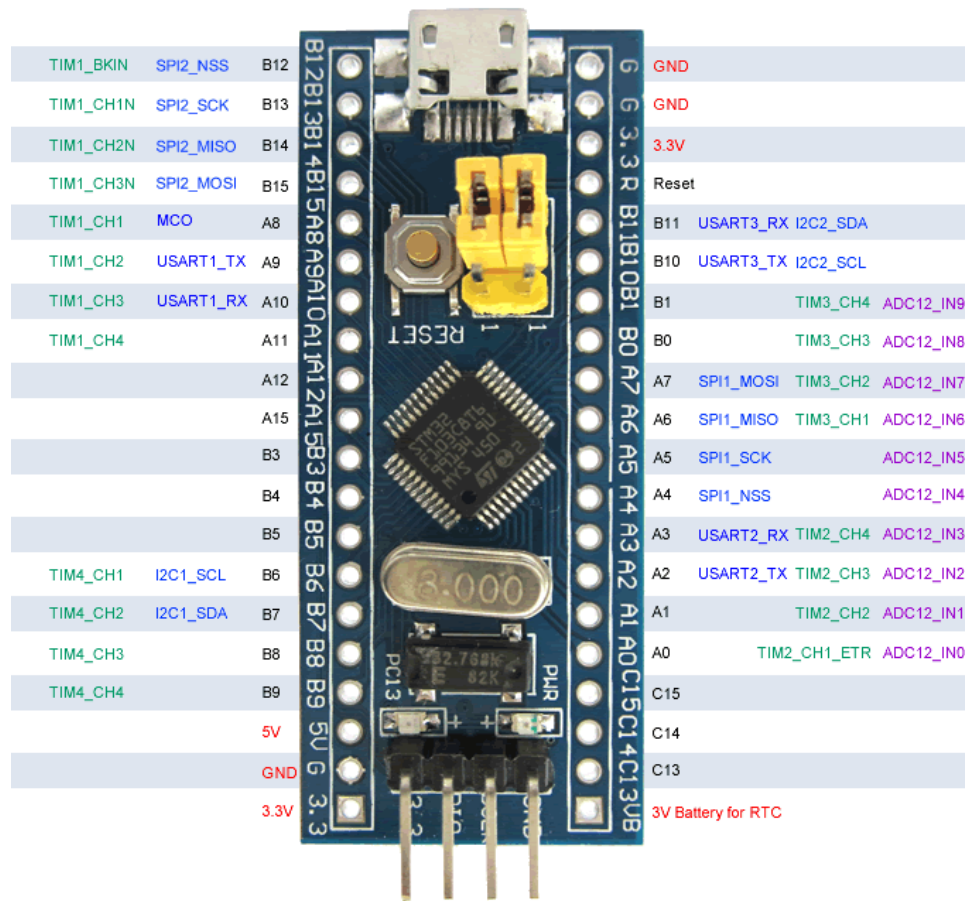


Рисунок 27. Контролер на базі STM32

STM32 - це платформа, що базується на мікроконтролері STMicroelectronics на основі процесорів ARM, різні модулі та периферія, а також програмні рішення (IDE) для роботи з апаратною частиною.

Рішення на базі STM активно використовуються зважаючи на потужність мікроконтролера, його вдалу архітектуру, мале енергоспоживання, та низьку вартість [30, 31].

Наразі STM32 складається з декількох лінійок найрізноманітніших товарів.

Огляд лінійок мікропроцесорів STM32

STM32 поділяється на ряд лінійок орієнтованих для застосування в різноманітних пристроях, які мають певні відмінності одна від одної [32].

Найбільш простою є лінійка F0, в її основі лежить ядро Cortex-M0, орієнтована на використання в домашніх розважальних пристроях, побутовій техніці, промислових приладах. В серії можна відмітити наявність 16-бітного ШІМ контролера для управління двигуном, в старшій моделі наявний датчик ємнісного сенсору та HDMI інтерфейс.

Наступна лінійка F1 заснована на ядрі Cortex-M3, має в арсеналі моделі з інтерфейсом USB 2.0, Ethernet IEEE1588, HDMI інтерфейсом.

Лінійка F2 є найбільш безкомпромісною за ціною та продуктивністю. В своєму арсеналі має інтерфейс USB 2.0, Ethernet, інтерфейс камери.

Лінійка F3, заснована на ядрі Cortex-M4, має на борту швидкий сигма-дельта АЦП з програмованим коефіцієнтом підсилення, швидкі компаратори, FPU. Лінійка оптимізована для обробки та перетворення змішаних сигналів в ланцюгах, як 3-фазний двигун, біометричних приладах, аудіо фільтрах, системах моніторингу.

Найбільш «фаршированою» та потужною є лінійка STM32F4, в основі якої також лежить Cortex-M4. Вона більш орієнтована на використання в медіа апаратурі, але нема перешкод для використання і в інших пристроях.

Лінійка STM32L це мікроконтролери ультра-низького споживання, має в своєму арсеналі моделі з контролером LCD, ємнісним сенсором, USB 2.0 інтерфейс, сенсор температури та ін.

Лінійка STM32T орієнтована на використання в сенсорних пристроях, оскільки має резистивний сенсорний контролер з дуже малим часом відклику.

Лінійка STM32W орієнтована на використання в бездротових пристроях, оскільки має на борту, крім стандартної для Cortex-M3 периферії, також радіо-модуль 2.4 ГГц IEEE 802.15.4.

Судити про застосування кожної моделі можна виходячи з особливостей периферії. Застосування обмежується лише уявою розробників та потужністю мікроконтролера.

2.2. Побудова перетворювача

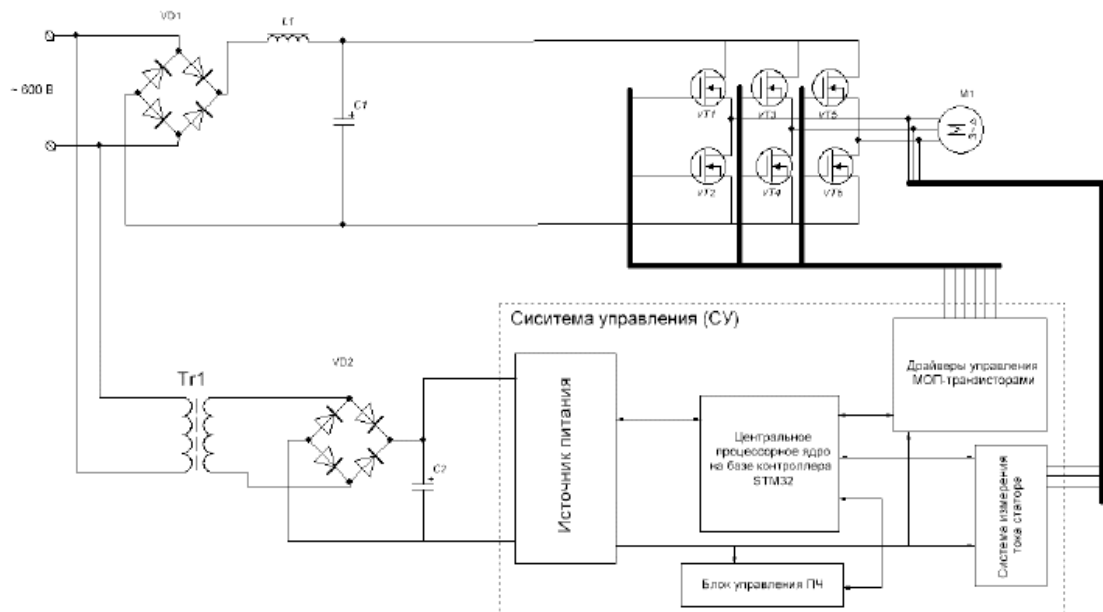


Рисунок 28. Функціональна схема перетворювача частоти на базі STM32

Функціональна схема (рис. 28) перетворювача складається з:

- випрямлювача (елементи VD1, L1, C1), що перетворює змінний струм мережі живлення постійний;
- системи керування (в даному випадку на основі мікроконтролера STM32), його призначення – сформувати імпульси для керування блоком вихідних транзисторів;
- блок живлення системи керування (елементи TR1, VD2, C2) – формує напруги, потрібні для живлення мікроконтролера та його периферії;
- блок вихідних транзисторів, що комутують обмотки електродвигуна, створюючи змінний струм заданої частоти [41].

Для побудови частотного перетворювача мною була обрана схема, яка представлена на рис. 29 :

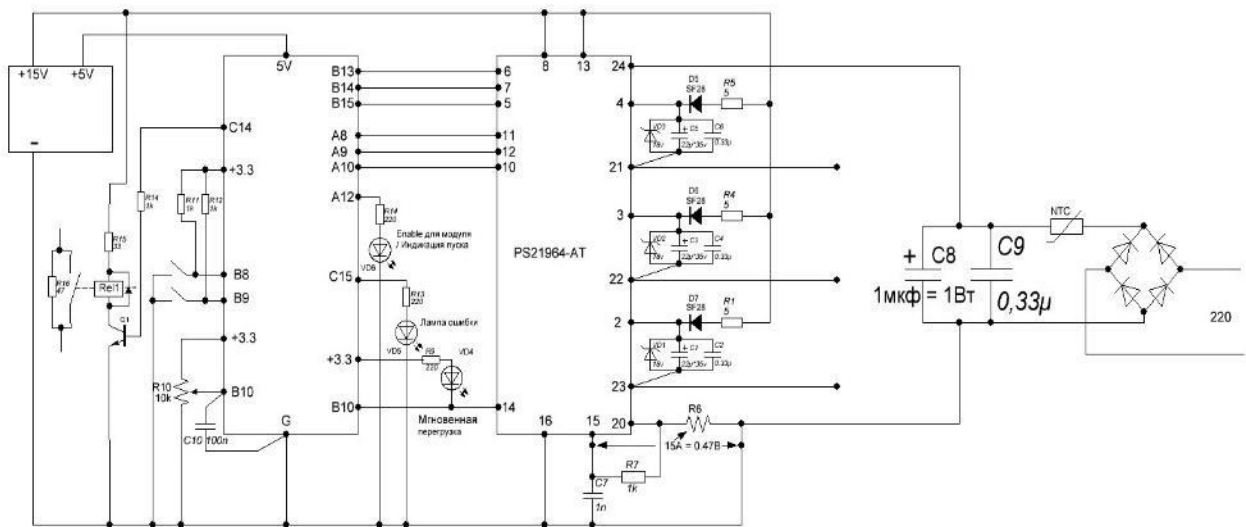


Рисунок 29. Принципова електрична схема частотного перетворювача на базі мікроконтролера STM32

Як бачимо, пристрій керування базується на мікроконтролері STM32F103C8T6, що живиться від окремого блока напругою 5 В. Цей же блок живлення також формує постійну напругу 15 В для живлення вихідного блоку.

Задана частота перетворювача регулюється змінним резистором R10. Для індикації роботи пристрою наявний світлодіод VD6, а також індикатори аварійних режимів – світлодіоди VD5, VD4.

З виходів мікроконтролера, B13, B14, B15, A8, A9, A10 сигнали керування транзисторами верхнього (B13, B14, B15) та нижнього (A8, A9, A10) плеча, що подаються на драйвери а після них на кінцеві IGBT транзистори (драйвери та самі силові транзистори знаходяться в модулі PS21964-AT); вхід B10 забезпечує зворотний зв'язок з силовим модулем для визначення режиму роботи двигуна [33].

Програмний код для мікроконтролеру подано в додатку В.

Базова інструкція щодо використання та програмування мікроконтролерного модуля STM32F103C8T6 Blue Pill подано в додатку Г [34].

Вихідний блок реалізований на зборці PS21964-AT (Dual-In-Line Package Intelligent Power Module) виробництва Mitsubishi Electric. Трифазний полуміст. В основному призначений для управління трифазними навантаженнями змінного струму.

Це Силовий модуль в якого інтегровані шість IGBT транзисторів (біполярний транзистор з ізольованим затвором) які мають низькі втрати на своєму переході, три з них мають N-канальну структуру і розміщені в нижньому плечі, а три інші з P-канальною структурою розміщені в верхньому плечі; та відповідні логічні драйвери для підсилення вихідного сигналу з мікроконтролеру для гарного відпирання потужних транзисторів. Також цей модуль обладнаний логікою яка слідкує за силою струму яку споживає мотор (в нашому випадку) для визначення режимів його роботи. [35].

До виходів 21, 22, 23 Цієї мікросхеми підключається трифазний асинхронний електродвигун за схемою «зірка» або «трикутник» в залежності від характеристик двигуна.

Загальний вигляд виробу подано в додатку А.

Фото електробайку, основанийого на даному приводі, - в додатку Б

Технічні характеристики побудованого перетворювача:

Напруга: 140-600В

Сила струму через транзистори IGBT модуля:

номінальна = 15А, максимальна = 30А

Номінальна потужність з одним IGBT модулем: 2000Вт

Максимальна потужність з одним IGBT модулем: 4000Вт

ВИСНОВКИ

1. У роботі розглянуто сучасний стан та перспективи розвитку транспорту з електроприводом у країнах Європи та України.
2. Проаналізовано ефективність використання електродвигунів різного типу в сучасних рухомих пристроях: фізичну, економічну та екологічну складові.
3. Визначено ефективні способи керування двигуном.
4. Описані базові векторні моделі двигуна та керуючих пристроїв в різних системах координат.
5. Описана сучасна найефективніша система керування електродвигуном основана на використанні широтно-імпульсної модуляції (ШІМ, PWM).
6. Розроблений проект компактної електромашини на базі трифазного електродвигуна, пристрою керування на базі частотного перетворювача, що живиться від свинцевого акумулятора.
7. Проаналізовано технічні характеристики та підібрано електронні компоненти для практичної реалізації проекту.
8. Реалізовано частотний перетворювач, що керується мікроконтролером та використовує ШІМ.
9. Зібрано та перевірено макет електроприводу, визначено технічні характеристики.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. International Energy Agency, "Global EV Outlook 2019," International Energy Agency, 2019.
2. International Energy Agency, "Global EV Outlook 2017," International Energy Agency, 2017.
3. D. G. Dorrell, A. M. Knight, M. Popescu, L. Evans and D. A. Staton, "Comparison of Different Motor Design Drives for Hybrid Electric Vehicles," in 2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Atlanta, 2010.
4. J. D. Widmer, R. Martin and M. Kimiabeigi, "Electric Vehicle Traction Motors without Rare Earth Magnets," Sustainable Materials and Technologies, vol. 3, pp. 7-13, 2015.
5. C. Pavel, C. Thiel, S. Degreif, D. Blagoeva, M. Buchert, D. Schüler and E. Tzimas, "Role of substitution in mitigating the supply pressure of rare earths in electric road transport applications," Sustainable Materials and Technologies, vol. 12, pp. 62 - 72, 2017.
6. Y. Yang, A. Walton, R. Sheridan, K. Güth, R. Gauß, O. Gutfleisch, M. Buchert, B.-M. Steenari, T. V. Gerven, P. T. Jones and K. Binnemans, "REE Recovery from End-of-Life NdFeB Permanent Magnet Scrap: A Critical Review," Journal of Sustainable Metallurgy, vol. 3, no. 1, pp. 3 - 30, 2017.
7. Gioia, I. P. Brown, Y. Nie, R. Knippel, D. C. Ludois, J. Dai, S. Hagen and C. Alteheld, "Design and Demonstration of a Wound Field Synchronous Machine for Electric Vehicle Traction With Brushless Capacitive Field Excitation," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 54, no. 2, pp. 1390 - 1403, 2018.
8. E. M. Illiano, "Design of a Highly Efficient Brushless Current Excited Synchronous Motor for Automotive Purposes," Swiss Federal Institute of Technology in Zurich (ETH Zurich), Zurich, 2014.

9. L. Huang, Z. Zhu and W. Chu, "Optimization of Electrically Excited Synchronous Machine for Electrical Vehicle Applications," in *Machines and Drives (PEMD 2016)*, 8th IET International Conference on Power Electronics, Glasgow, UK, 2016.
10. E. M. Illiano, "Design of a Brushless Separately Excited Synchronous Motor," BRUSA Elektronik AG, Sennwald, 2014.
11. Y. Liu, D. Pehrman, O. Lykartsis, J. Tang and T. Liu, "High frequency exciter of electrically excited synchronous motors for vehicle applications," in *2016 XXII International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Lausanne, Switzerland, 2016.
12. M. Tosi, "Rotary Transformer Design for Brushless Electrically Excited Synchronous Machines," University of Padua, Padua, 2014.
13. T. Raminosoa and R. Wiles, "Contactless Rotor Excitation for Traction Motors," in *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Portland, 2018.
14. Stancu, T. Ward, K. M. Rahman, R. Dawsey and P. Savagian, "Separately Excited Synchronous Motor With Rotary Transformer for Hybrid Vehicle Application," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 54, no. 1, pp. 223-232, 2018.
15. K. Liang, W. Xuhui and F. Tao, "A new method to plan the optimal field excitation current trajectory in a hybrid excitation machine," in *2011 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Beijing, China, 2011.
16. O. Haala, B. Wagner, M. Hofmann and M. März, "Optimal current control of externally excited synchronous machines in automotive traction drive applications," *International Journal of Electrical, Computer, Energetic, Electronic and Communication Engineering*, vol. 7, no. 9, pp. 1133-1139, 2013
17. Staton and A. Cavagnino, "Convection Heat Transfer and Flow Calculations Suitable for Electric Machines Thermal Models," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 10, pp. 3509 - 3516, 2008.
18. Boglietti, A. Cavagnino, M. Lazzari and M. Pastorelli, "A Simplified Thermal Model for Variable-Speed Self-Cooled Industrial Induction Motor," *IEEE*

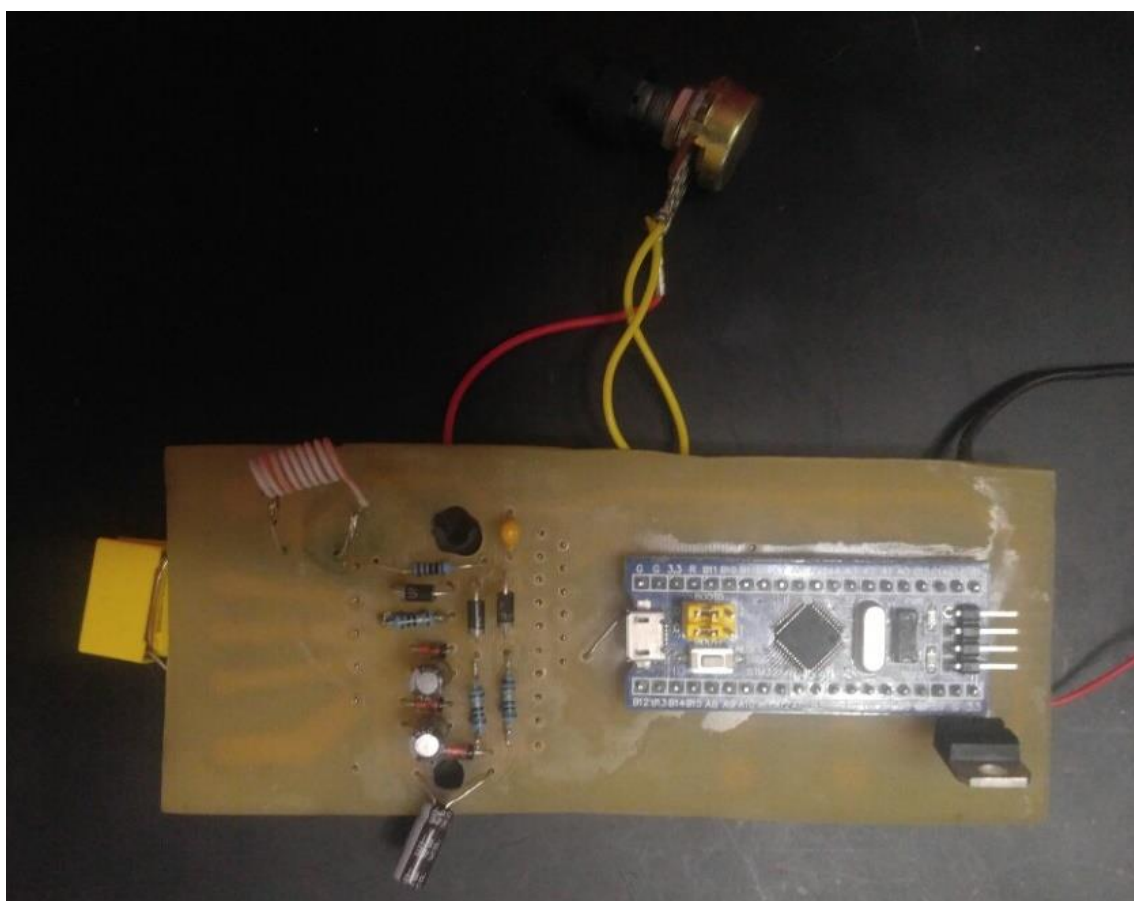
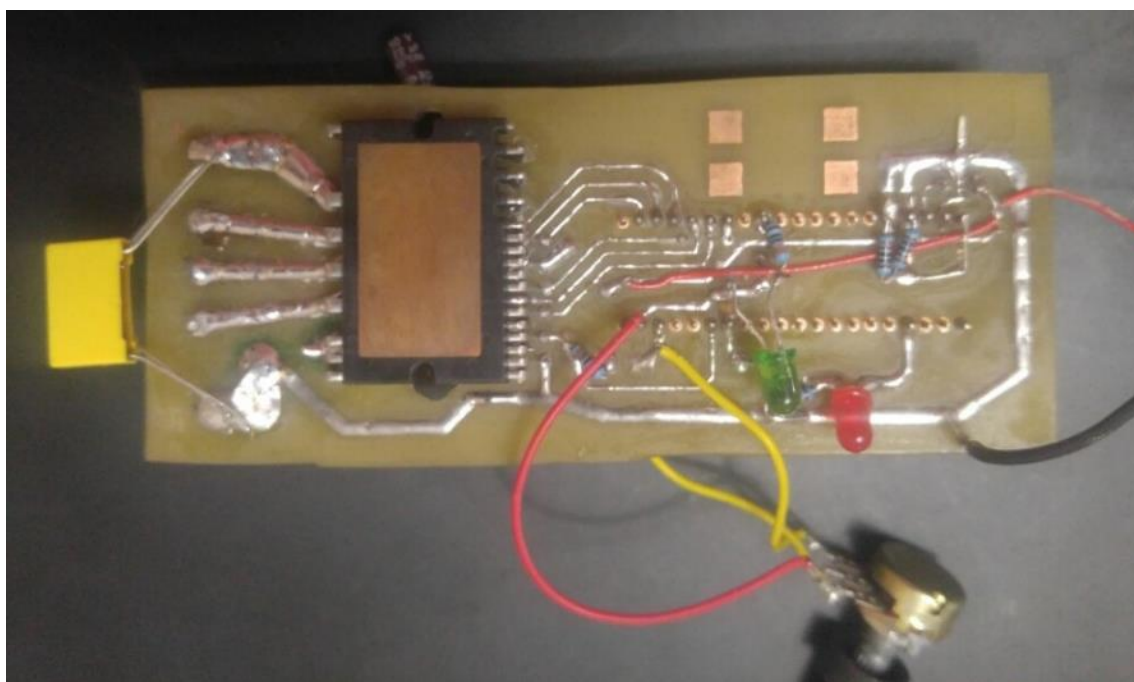
- TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, vol. 39, no. 4, pp. 945 - 952, 2003.
19. Boglietti, A. Cavagnino, M. Popescu and D. Staton, "Thermal Model and Analysis of Wound-Rotor Induction Machine," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 49, no. 5, pp. 2078 - 2085, 2013.
 20. Стрілець М. В. ЕНЕРГОЕФЕКТИВНІСТЬ ПЕРЕТВОРЮВАЧА ЧАСТОТИ ДЛЯ КЕРУВАННЯ ТРИФАЗНИМИ АСИНХРОННИМИ ДВИГУНАМИ // Вісник студентського наукового товариства. – 2020. – №23. – С. 10–15.
 21. R. Grune, "Verlustoptimaler Betrieb einer elektrisch erregten Synchronmaschine für den Einsatz in Elektrofahrzeugen," Technische Universität Berlin, Berlin, 2012.
 22. Асинхронна машина [Електронний ресурс] // Матеріал з Вікіпедії — вільної енциклопедії. – 2020. – Режим доступу до ресурсу: https://uk.wikipedia.org/wiki/Асинхронна_машина.
 23. Калачев Ю. Н. Векторное регулирование (заметки практика) / Калачев Ю. Н., 2013. – 72 с.
 24. Петров Ю. П. Вариационные методы теории оптимального управления. Л.: Энергия. 1965.
 25. Красовский А. А. Справочник по теории автоматического управления. М.: Наука. 1987.
 26. Филюшов Ю. П. Оптимизация электромагнитных процессов в асинхронной короткозамкнутой машине // Электричество. 2011. № 5.
 27. Филюшов Ю. П. Состояние и оценки качества работы электропривода переменного тока // Силовая электроника. 2013. № 1.
 28. Соколова К. А. Принцип роботи частотного перетворювача / К. А. Соколова. // Автоматизація технологічних і бізнес-процесів. – 2013. – №15. – С. 38–40.
 29. Перетворювач частоти [Електронний ресурс] // Матеріал з Вікіпедії — вільної енциклопедії. – 2020. – Режим доступу до ресурсу: https://uk.wikipedia.org/wiki/Перетворювач_частоти.

30. STM32 [Електронний ресурс] // Матеріал з Вікіпедії — вільної енциклопедії. – 2020. – Режим доступу до ресурсу: <https://en.wikipedia.org/wiki/STM32>.
31. STM32F103C8T6 — первые шаги. [Електронний ресурс] // habr.com. – 2020. – Режим доступу до ресурсу: <https://habr.com/ru/post/384723/>.
32. Лінійки STM32 та області їх застосування [Електронний ресурс] // DIGITAL LAB. – 2020. – Режим доступу до ресурсу: <http://fpga.in.ua/dsp/linijki-stm32-ta-oblasti-ix-zastosuvannya.html>
33. Преобразователи частоты - просто о сложном [Електронний ресурс] // Danfoss. – 2020. – Режим доступу до ресурсу: <https://www.c-o-k.ru/library/catalogs/danfoss/22404/80665.pdf>.
34. Getting Started with STM32F103C8T6 Blue Pill [Електронний ресурс] // <https://www.electronicshub.org>. – 2020. – Режим доступу до ресурсу: <https://www.electronicshub.org/getting-started-with-stm32f103c8t6-blue-pill/>.
35. PS21964-AT Datasheet (PDF) - Mitsubishi Electric Semiconductor [Електронний ресурс]. – 2009. – Режим доступу до ресурсу: <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/305488/MITSUBISHI/PS21964-AT.html>.
36. Datasheet - STM32F205xx STM32F207xx [Електронний ресурс] // STMicroelectronics Co.. – 2020. – Режим доступу до ресурсу: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/stm32f205rb.pdf>.
37. Dorrell, A. M. Knight, M. Popescu, L. Evans and D. A. Staton, "Comparison of Different Motor Design Drives for Hybrid Electric Vehicles," in 2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Atlanta, 2010.
38. Drive motor system for electric vehicles—Part 2: Test methods, The Standardization Administration of the People's Republic of China, 2015.
39. Mainstream Performance line, Arm Cortex-M3 MCU with 64 Kbytes of Flash memory, 72 MHz CPU, motor control, USB and CAN [Електронний ресурс] //

- STMicroelectronics Co.. – 2020. – Режим доступа до ресурсу:
<https://www.st.com/en/microcontrollers-microprocessors/stm32f103c8.html>.
40. N. Mohan, T. M. Undeland and W. P. Robbins, "Three-Phase Inverter," in Power Electronics: Converters, Applications, and Design, John Wiley & Sons, Inc, 2003, pp. 225 – 236
 41. R. Wang, S. Pekarek and M. Bash, "Alternative excitation strategies for a wound rotor synchronous machine drive," in 2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Raleigh, NC, USA, 2012.
 42. Texas Instruments, "Phase-Shifted Full-Bridge, Zero-Voltage Transition Design Considerations Application Report," Texas Instruments, Dallas, 2011.
 43. Понтрягин Л. С., Болтянский В. Г., Гамкрелидзе Р. В., Мищенко Е. Ф. Математическая теория оптимальных процессов. М.: Наука. 1976.
 44. Филюшов Ю. П. Оптимальное по быстродействию управление машиной переменного тока // Электричество. 2011. № 2.

ДОДАТКИ

Вигляд побудованого модуля частотного перетворювача



Частотний перетворювач з блоком живлення та вхідним діодним мостом

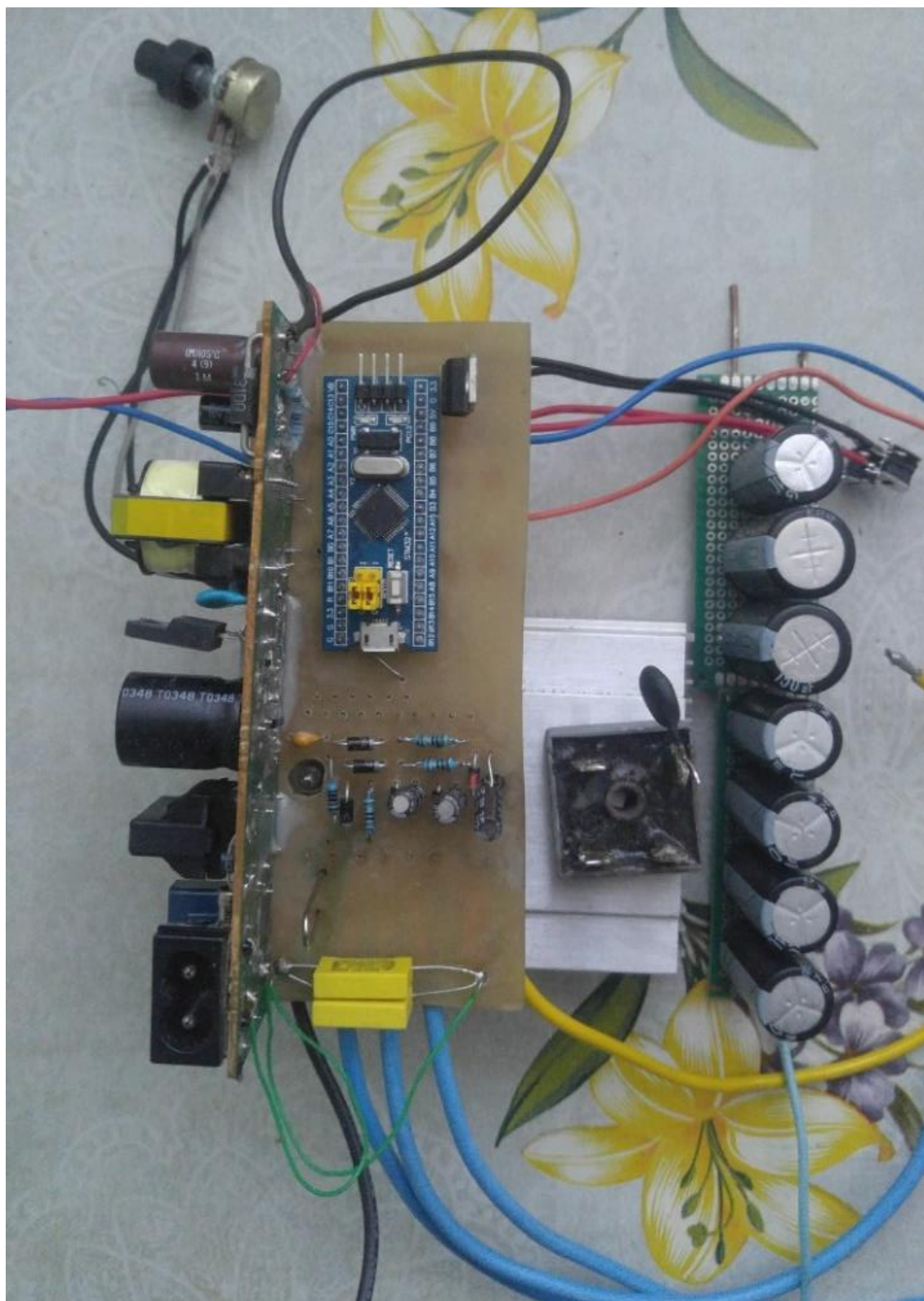


Фото електроскутера, побудованого на базі розглянутого приводу



Програмний код мікроконтролера

Визначення портів мікроконтролеру :

```
#define DWT_CYCCNT      *(volatile unsigned long *)0xE0001004
#define DWT_CONTROL    *(volatile unsigned long *)0xE0001000
#define SCB_DEMCR      *(volatile unsigned long *)0xE000EDFC

#define poEnable GPIOA, GPIO_Pin_12 //Вихід на активація виходу драйверу
#define piIn1 GPIOB, GPIO_Pin_8 //Старт
#define piIn2 GPIOB, GPIO_Pin_9 //Стоп
#define piError GPIOB, GPIO_Pin_10 //Сигнал помилки

#define poPower GPIOC, GPIO_Pin_13 //реле живлення
#define poSoftStart GPIOC, GPIO_Pin_14 // реле м'якого старту
#define poError GPIOC, GPIO_Pin_15 //світлодіод помилки
```

АЦП для визначення значень регулятора частоти:

```
void adc_init()
{
    RCC_APB2PeriphClockCmd(RCC_APB2Periph_ADC1, ENABLE);

    // налаштування ADC
    ADC_InitTypeDef ADC_InitStructure;
    ADC_StructInit(&ADC_InitStructure);

    ADC_InitStructure.ADC_Mode = ADC_Mode_Independent; // режим роботи -
    одиночний, незалежний
    ADC_InitStructure.ADC_ScanConvMode = DISABLE; // не сканувати канали,
    просто заміряти один канал
    ADC_InitStructure.ADC_ContinuousConvMode = DISABLE; // однократне
    вимірювання
    ADC_InitStructure.ADC_ExternalTrigConv = ADC_ExternalTrigConv_None; // без
    зовнішнього триггеру
```

```

        ADC_InitStructure.ADC_DataAlign = ADC_DataAlign_Right; //вирівнювання
бітів результат - притиснути вправо

        ADC_InitStructure.ADC_NbrOfChannel = 1; //кількість каналів - одна штука
        ADC_Init(ADC1, &ADC_InitStructure);

        ADC_Cmd(ADC1, ENABLE);

        // налаштування каналу

        ADC_RegularChannelConfig(ADC1, ADC_Channel_9, 1,
ADC_SampleTime_71Cycles5); //Потенціометр на B1

        // Калібрування АЦП
        ADC_ResetCalibration(ADC1);
        while (ADC_GetResetCalibrationStatus(ADC1));
        ADC_StartCalibration(ADC1);
        while (ADC_GetCalibrationStatus(ADC1));
}
Ініціалізація портів:
void initIO(void)
{
    //-----Призначення GPIO-----
    //-----Введення структур-----//
    GPIO_InitTypeDef gpio;
    GPIO_InitTypeDef gpio_n;

    //-----
    GPIO_StructInit(&gpio); // GPIO A - Tim1 Channel 1P, 2P, 3P, Enable
    gpio.GPIO_Mode = GPIO_Mode_AF_PP;
    gpio.GPIO_Pin = GPIO_Pin_8 | GPIO_Pin_9 | GPIO_Pin_10;
    gpio.GPIO_Speed = GPIO_Speed_10MHz;
    GPIO_Init(GPIOA, &gpio);

    //-----
    GPIO_StructInit(&gpio_n); /* GPIOB Configuration: Channel 1N, 2N , 3N as
alternate function push-pull */
    gpio_n.GPIO_Pin = GPIO_Pin_13 | GPIO_Pin_14 | GPIO_Pin_15;

```

```

        gpio_n.GPIO_Mode = GPIO_Mode_AF_PP;

        gpio_n.GPIO_Speed = GPIO_Speed_10MHz;

        GPIO_Init(GPIOB, &gpio_n);

}

Ініціалізація таймерів:

void timers(void) {
    //-----Введення структур-----//

    TIM_TimeBaseInitTypeDef TIM_Base_1;

    TIM_OCInitTypeDef TIM_PWM;

    //-----Призначення TIM1-----

    TIM_TimeBaseStructInit(&TIM_Base_1);

    TIM_Base_1.TIM_Prescaler = mTIM_Prescaler; //18

    TIM_Base_1.TIM_CounterMode = TIM_CounterMode_Up;

    TIM_Base_1.TIM_Period = TIM_PERIOD;

    TIM_Base_1.TIM_ClockDivision = TIM_CKD_DIV1;

    TIM_TimeBaseInit(TIM1, &TIM_Base_1);

    //-----Призначення ШИМ----- TIM_OCStructInit(&TIM_PWM);

    TIM_PWM.TIM_OCMode = TIM_OCMode_PWM1;

    TIM_PWM.TIM_OutputState = TIM_OutputState_Enable;

    TIM_PWM.TIM_OutputNState = TIM_OutputNState_Enable;

    TIM_OC1Init(TIM1, &TIM_PWM);

    TIM_OC1PreloadConfig(TIM1, TIM_OCPreload_Enable);

    TIM_OC2Init(TIM1, &TIM_PWM);

    TIM_OC2PreloadConfig(TIM1, TIM_OCPreload_Enable);

    TIM_OC3Init(TIM1, &TIM_PWM);

    TIM_OC3PreloadConfig(TIM1, TIM_OCPreload_Enable);

    TIM_Cmd(TIM1, ENABLE);

    TIM_CtrlPWMOutputs(TIM1, ENABLE);
}

```

```

//рознесення інверсійних виходів

TIM_BDTRInitTypeDef TIM_BDTRInitStructure;

TIM_BDTRInitStructure.TIM_OSSRState = TIM_OSSRState_Enable;

TIM_BDTRInitStructure.TIM_OSSIState = TIM_OSSIState_Enable;

TIM_BDTRInitStructure.TIM_LOCKLevel = TIM_LOCKLevel_1;

TIM_BDTRInitStructure.TIM_DeadTime = 254; //Много - не мало. Но мало -
дорого =)

TIM_BDTRInitStructure.TIM_Break = TIM_Break_Disable;

TIM_BDTRInitStructure.TIM_BreakPolarity = TIM_BreakPolarity_High;

TIM_BDTRInitStructure.TIM_AutomaticOutput = TIM_AutomaticOutput_Enable;

TIM_BDTRConfig(TIM1, &TIM_BDTRInitStructure);

}

```

Ініціалізація масивів (можна зробити корекцію по напрузі та розрахунок потрібної частоти):

```

/*****/

//---фаза А ---//

uint16_t sinA[max_TIM_STEPS] = {0};
//{56,84,113,141,169,197,225,253,281,309,337,365,392,
420,447,474,502,529,556,583,609,636,662,688,714,740,766,791,817,842,867,
891,916,940,964,988,1011,1035,1058,1080,1103,1125,1147,1169,1190,1211,
1232,1252,1272,1292,1312,1331,1350,1368,1386,1404,1422,1439,1456,1472,
1488,1504,1519,1534,1549,1563,1577,1590,1603,1616,1628,1640,1651,1662,
1673,1683,1693,1702,1711,1720,1728,1736,1743,1750,1756,1762,1768,1773,
1777,1782,1785,1789,1792,1794,1796,1798,1799,1799,1800,1799,1799,1798,
1796,1794,1792,1789,1785,1782,1777,1773,1768,1762,1756,1750,1743,1736,
1728,1720,1711,1702,1693,1683,1673,1662,1651,1640,1628,1616,1603,1590,
1577,1563,1549,1534,1519,1504,1488,1472,1456,1439,1422,1404,1386,1368,
1350,1331,1312,1292,1272,1252,1232,1211,1190,1169,1147,1125,1103,1080,
1058,1035,1011,988,964,940,916,891,867,842,817,791,766,740,714,688,662,
636,609,583,556,529,502,474,447,420,392,365,337,309,281,253,225,56};

//---фаза В ---//

uint16_t sinB[max_TIM_STEPS] = {0};
//{1529,1514,1499,1483,1467,1450,1433,1416,1398,1380,
1362,1343,1324,1305,1286,1266,1245,1225,1204,1183,1161,1140,1118,1095,
1073,1050,1027,1003,980,956,932,908,883,858,833,808,783,757,732,706,680,
653,627,600,574,547,520,493,465,438,411,383,355,328,300,272,244,216,188,
160,131,103,75,47,18,9,37,65,94,122,150,178,206,234,262,290,318,346,374,
401,429,456,484,511,538,565,591,618,645,671,697,723,749,774,800,825,850,
875,900,924,948,972,996,1019,1042,1065,1088,1110,1132,1154,1176,1197,
1218,1239,1259,1279,1299,1318,1337,1356,1374,1392,1410,1428,1445,1461,
1478,1494,1509,1524,1539,1568,1581,1595,1608,1620,1632,1644,1655,1666,
1677,1687,1696,1705,1714,1723,1731,1745,1752,1758,1764,1769,1774,1779,
1783,1786,1790,1792,1795,1797,1798,1799,1799,1799,1799,1798,1797,1795,

```

```
1793,1791,1788,1784,1780,1776,1771,1766,1760,1748,1741,1733,1725,1717,  
1708,1699,1690,1680,1670,1659,1529};
```

```
//---Фаза C ---//
```

```
uint16_t sinC[max_TIM_STEPS] =  
{0};//{1599,1612,1624,1636,1648,1659,1670,1680,1690,1699,  
1708,1717,1725,1733,1741,1748,1754,1760,1766,1771,1776,1780,1784,1788,  
1791,1793,1795,1797,1798,1799,1799,1799,1799,1798,1797,1795,1792,1790,  
1786,1783,1779,1774,1769,1764,1758,1752,1745,1738,1731,1723,1714,1705,  
1696,1687,1677,1666,1655,1644,1632,1620,1608,1595,1581,1568,1554,1539,  
1524,1509,1494,1478,1461,1445,1428,1410,1392,1374,1356,1337,1318,1299,  
1279,1259,1239,1218,1197,1176,1154,1132,1110,1088,1065,1042,1019,996,  
972,948,924,900,875,850,825,800,774,749,723,697,671,645,618,591,565,538,  
511,484,456,429,401,374,346,318,290,262,234,206,178,150,122,94,65,37,9,  
18,47,75,103,131,160,188,216,244,272,300,328,355,383,411,438,465,493,  
520,547,574,600,627,653,680,706,732,757,783,808,833,858,883,908,932,956,  
980,1003,1027,1050,1073,1095,1118,1140,1161,1183,1204,1225,1245,1266,  
1286,1305,1324,1343,1362,1380,1398,1416,1433,1586,1586};
```

```
/*-----*/
```

Функція розрахунку синусу:

```
static void sin_table_update (uint16_t * data, uint16_t steps, uint16_t period,  
uint16_t phase, float_t koeff)
```

```
{  
    for(uint16_t i = 0; i < steps; ++i)  
    {  
        data[i] = (uint16_t)(period * koeff * (1 + sin(PI * (2.0f * i / steps +  
phase / 180.0f))));  
    }  
}
```

Ініціалізація каналів DMA для кожної фази (ініціалізується по масиву даних,
потім закидує ці дані в таймер, а таймер уже виконує):

```
void sinDMA_PhaseA(void) {  
    RCC_AHBPeriphClockCmd(RCC_AHBPeriph_DMA1, ENABLE);  
    DMA_InitTypeDef DMA_struct;  
    DMA_StructInit(&DMA_struct);  
    DMA_struct.DMA_PeripheralBaseAddr = (uint32_t)&TIM1->CCR1;  
    DMA_struct.DMA_MemoryBaseAddr = (uint32_t)&sinA[0];  
    DMA_struct.DMA_DIR=DMA_DIR_PeripheralDST;  
    DMA_struct.DMA_BufferSize=TIM_STEPS;  
    DMA_struct.DMA_PeripheralInc=DMA_PeripheralInc_Disable;  
    DMA_struct.DMA_MemoryInc=DMA_MemoryInc_Enable;
```

```

DMA_struct.DMA_PeripheralDataSize=DMA_PeripheralDataSize_HalfWord;
DMA_struct.DMA_MemoryDataSize = DMA_MemoryDataSize_HalfWord;
DMA_struct.DMA_Mode=DMA_Mode_Circular;
DMA_Init(DMA1_Channel2,&DMA_struct);
DMA_Cmd(DMA1_Channel2, ENABLE);
TIM_DMACmd(TIM1,TIM_DMA_CC1, ENABLE);
}

void sinDMA_PhaseB(void) {
    DMA_InitTypeDef DMA_struct1;
    DMA_StructInit(&DMA_struct1);
    DMA_struct1.DMA_PeripheralBaseAddr =(uint32_t) &TIM1->CCR2;
    DMA_struct1.DMA_MemoryBaseAddr = (uint32_t) &sinB[0];
    DMA_struct1.DMA_DIR=DMA_DIR_PeripheralDST;
    DMA_struct1.DMA_BufferSize=TIM_STEPS;
    DMA_struct1.DMA_PeripheralInc=DMA_PeripheralInc_Disable;
    DMA_struct1.DMA_MemoryInc=DMA_MemoryInc_Enable;
    DMA_struct1.DMA_PeripheralDataSize=DMA_PeripheralDataSize_HalfWord;
    DMA_struct1.DMA_MemoryDataSize = DMA_MemoryDataSize_HalfWord;
    DMA_struct1.DMA_Mode=DMA_Mode_Circular;
    DMA_Init(DMA1_Channel3,&DMA_struct1);
    DMA_Cmd(DMA1_Channel3, ENABLE);
    TIM_DMACmd(TIM1,TIM_DMA_CC2, ENABLE);
}

void sinDMA_PhaseC(void) {
    DMA_InitTypeDef DMA_struct2;
    DMA_StructInit(&DMA_struct2);
    DMA_struct2.DMA_PeripheralBaseAddr =(uint32_t) &TIM1->CCR3;
    DMA_struct2.DMA_MemoryBaseAddr = (uint32_t) &sinC[0];
    DMA_struct2.DMA_DIR=DMA_DIR_PeripheralDST;
    DMA_struct2.DMA_BufferSize=TIM_STEPS;
    DMA_struct2.DMA_PeripheralInc=DMA_PeripheralInc_Disable;
    DMA_struct2.DMA_MemoryInc=DMA_MemoryInc_Enable;
    DMA_struct2.DMA_PeripheralDataSize=DMA_PeripheralDataSize_HalfWord;

```

```

DMA_struct2.DMA_MemoryDataSize = DMA_MemoryDataSize_HalfWord;
DMA_struct2.DMA_Mode=DMA_Mode_Circular;
DMA_Init(DMA1_Channel6,&DMA_struct2);
DMA_Cmd(DMA1_Channel6, ENABLE);
TIM_DMACmd(TIM1,TIM_DMA_CC3, ENABLE);
}

```

Вимірювання значення регулятора частоти та перерахунок його на відповідне значення для таймеру:

```

int GetValFriq()
{
    double ret;
    ADC_SoftwareStartConvCmd(ADC1, ENABLE);
    while(ADC_GetFlagStatus(ADC1, ADC_FLAG_EOC) == RESET);
    ret = ADC_GetConversionValue(ADC1);

    ret = 300 - (ret)/26;
}

```

Усереднення значень регулятора:

```

//
FSetVals[nSetVal] = ret;
nSetVal++;
if (nSetVal == CntStepFval)
    nSetVal = 0;

ret = 0;
for(int i = 0; i < CntStepFval; i++)
    ret += FSetVals[i];

ret = ret / CntStepFval;
//

return ret;
}

```

Ініціалізація портів для ручного управління та портів ведення/виведення даних:


```

//Ініціалізація основних пінів управління. Ручне управління портами
void InitIO2Manual()
{

    GPIO_InitTypeDef gpioP;
    GPIO_InitTypeDef gpioN;

    GPIO_InitTypeDef gpiom;

    RCC_APB2PeriphClockCmd(RCC_APB2Periph_GPIOA | RCC_APB2Periph_GPIOB |
RCC_APB2Periph_GPIOC | RCC_APB2Periph_AFIO | RCC_APB2Periph_TIM1, ENABLE); //---
-----Включення тактування-----//

    //Загальні входи-виходи
    GPIO_StructInit(&gpiom); // GPIO A12 - Enable, A0 - StartCoil
    gpiom.GPIO_Mode = GPIO_Mode_Out_PP;
    gpiom.GPIO_Pin = GPIO_Pin_12 | GPIO_Pin_0;
    gpiom.GPIO_Speed = GPIO_Speed_50MHz;
    GPIO_Init(GPIOA, &gpiom);

    // GPIO A - Fault
    gpiom.GPIO_Mode = GPIO_Mode_IPU;
    gpiom.GPIO_Pin = GPIO_Pin_11;
    gpiom.GPIO_Speed = GPIO_Speed_50MHz;
    GPIO_Init(GPIOA, &gpiom);

    // GPIO B - in 1, in 2 (кнопки) + Error інверсований!
    gpiom.GPIO_Mode = GPIO_Mode_IPU;
    gpiom.GPIO_Pin = GPIO_Pin_8 | GPIO_Pin_9 | GPIO_Pin_10;
    gpiom.GPIO_Speed = GPIO_Speed_10MHz;
    GPIO_Init(GPIOB, &gpiom);

    // GPIO C - Реле м'якого старту, світлодіод помилки, пускове реле

```

```

gpiom.GPIO_Mode = GPIO_Mode_Out_PP;
gpiom.GPIO_Pin = GPIO_Pin_13 | GPIO_Pin_14 | GPIO_Pin_15;
gpiom.GPIO_Speed = GPIO_Speed_10MHz;
GPIO_Init(GPIOC, &gpiom);

//Виходи для прямого управління модулем (відключення)
GPIO_StructInit(&gpiop); // GPIO A - Tim1 Channel 1P, 2P, 3P
gpiop.GPIO_Mode = GPIO_Mode_Out_PP;
gpiop.GPIO_Pin = GPIO_Pin_8 | GPIO_Pin_9 | GPIO_Pin_10;
gpiop.GPIO_Speed = GPIO_Speed_10MHz;
GPIO_Init(GPIOA, &gpiop);

GPIO_StructInit(&gpion); // GPIO B - Tim1 Channel 1N, 2N, 3N
gpion.GPIO_Mode = GPIO_Mode_Out_PP;
gpion.GPIO_Pin = GPIO_Pin_13|GPIO_Pin_14|GPIO_Pin_15;
gpion.GPIO_Speed = GPIO_Speed_50MHz;
GPIO_Init(GPIOB, &gpion);
}

Методи які управляють ПЧ:
//Метод зупинки ПЧ
void Stop(void)
{
    DMA_Cmd(DMA1_Channel6, DISABLE);
    DMA_Cmd(DMA1_Channel3, DISABLE);
    DMA_Cmd(DMA1_Channel2, DISABLE);
    TIM_Cmd(TIM1, DISABLE);

    InitIO2Manual();
}

//
GPIO_ResetBits(poEnable);

GPIO_ResetBits(GPIOB,GPIO_Pin_13); //p

```

```

    GPIO_ResetBits (GPIOB,GPIO_Pin_14); //p
    GPIO_ResetBits (GPIOB,GPIO_Pin_15); //p
    delay_ms (1);
    GPIO_SetBits (GPIOA,GPIO_Pin_8); //n
    GPIO_SetBits (GPIOA,GPIO_Pin_9); //n
    GPIO_SetBits (GPIOA,GPIO_Pin_10); //n

}

//Перехід в стан помилки
void DoErrorState()
{
    GPIO_SetBits (poError);
    ErrorState = true;
    Stop();
}

//Метод запуску ПЧ
void Start()
{
    int i, val;

    //////////// ініціалізація
    for(i = 0; i < CntStepFval; i++) //фільтр на CntStepFval значень. Потрібно
заповнити
        val = GetValFriq();

    mTIM_Prescaler = 900;
    TIM_STEPS = 120;

    //0.5 - 100% Напруга на виході. 0.25 - 50%
    sin_table_update((uint16_t*)sinA, TIM_STEPS, TIM_PERIOD, 0, 0.1);
    sin_table_update((uint16_t*)sinB, TIM_STEPS, TIM_PERIOD, 120, 0.1); //120

```

```

sin_table_update((uint16_t*)sinC, TIM_STEPS, TIM_PERIOD, 240, 0.1); //240

timers();
initIO();

sinDMA_PhaseA();
sinDMA_PhaseB();
sinDMA_PhaseC();

//////////

GPIO_SetBits(poEnable);
Перевірка на помилку:
if (!GPIO_ReadInputDataBit(piError))
    {
        ErrCycle ++;
        GPIO_SetBits(poError);
        if (ErrCycle > 50)
            {
                DoErrorState();
                return;
            }
    }
Функція розгону (оскільки ця функція обернена - 1/x, оскільки ми оперуємо мс а
не частотою, то відповідно у нас невелика корекція на три точки = -50, -30 , -20
одиниць, в залежності від частоти):
{
    GPIO_ResetBits(poError);
    if (i < 1400)
        {
            float VoltKoeff = fminf(0.5,((((float)1) / (((float)i /
1500))*0.088)+0.016)*0.93));
            sin_table_update((uint16_t*)sinA, TIM_STEPS, TIM_PERIOD,
0, VoltKoeff);
            sin_table_update((uint16_t*)sinB, TIM_STEPS, TIM_PERIOD,
120, VoltKoeff); //120
            sin_table_update((uint16_t*)sinC, TIM_STEPS, TIM_PERIOD,
240, VoltKoeff); //240
        }
}

```

```

        i -= i / 120; //чим менше дільник - тим більше крок розгину
    }
    SetPrescaler(i);
    delay_ms(10); //чим менше це значення, тим швидше розганяється мотор
    //перевірка на стоп
    if (!GPIO_ReadInputDataBit(piIn2))
    {
        Stop();
        delay_ms(300);
        return;
    }
}

}

Метод виміру частоти:
void SetFrequency()
{
    int nVal = GetValFriq();

    // //////////////// Запуск і зупинка по відповідному значенню потенціометра
    // if (!GPIO_ReadInputDataBit(poEnable) && nVal < 740)//543)
    // {
    //     Start();
    //     delay_ms(100);
    // }
    //
    //     if (GPIO_ReadInputDataBit(poEnable) && nVal > 840)//548)
    //         Stop();
    // ////////////////

    if (Abs(nVal - mTIM_Prescaler) > 2)
    {

```

```

        if (nVal < 1500)
        {
            float VoltKoeff = fminf(0.5, (((((float)1) /
            (((float)nVal / 1500)) * 0.088) + 0.016) * 0.93));
            sin_table_update((uint16_t*)sinA, TIM_STEPS, TIM_PERIOD,
            0, VoltKoeff);
            sin_table_update((uint16_t*)sinB, TIM_STEPS, TIM_PERIOD,
            120, VoltKoeff); //120
            sin_table_update((uint16_t*)sinC, TIM_STEPS, TIM_PERIOD,
            240, VoltKoeff); //240
        }
        else
        {
            sin_table_update((uint16_t*)sinA, TIM_STEPS, TIM_PERIOD,
            0, 0.1);
            sin_table_update((uint16_t*)sinB, TIM_STEPS, TIM_PERIOD,
            120, 0.1); //120
            sin_table_update((uint16_t*)sinC, TIM_STEPS, TIM_PERIOD,
            240, 0.1); //240
        }

        SetPrescaler(nVal);
        delay_ms(40);
    }
}

```

Зарядка конденсаторів при підключенні:

```

void PowerInit()
{
    GPIO_SetBits(poPower);
    GPIO_SetBits(poError);

    int i = 0;
    while(i < 13)
    {
        if (i%2==0)

```

```

        GPIO_SetBits(poError);
    else
        GPIO_ResetBits(poError);
    delay_ms(300);
    i++;
}

GPIO_ResetBits(poError);
GPIO_SetBits(poSoftStart);
}

ОСНОВНИЙ ЦИКЛ:
int main(void)
{
    adc_init();
    Stop();
    PowerInit();

    while(1)
    {
        if (!GPIO_ReadInputDataBit(piIn1) &&
            !GPIO_ReadInputDataBit(poEnable) && !ErrorState)
        {
            delay_ms(10);

            if (GPIO_ReadInputDataBit(piIn1)) //перевірка - може
            проскочила перешкода? Проти спонтанного запуску
                continue;

            Start();
            delay_ms(50);
        }

        if (!GPIO_ReadInputDataBit(piIn2))
        {

```

```

        delay_ms(10);

        if (GPIO_ReadInputDataBit(piIn2)) // перевірка - може
проскочила перешкода? Проти спонтанного запуску

                continue;

        if (ErrorState)
        {
                ErrorState = false;
                GPIO_ResetBits(poError);
                delay_ms(1500);
                continue;
        }
        Stop();
        delay_ms(250);
}

//Перевірка регулятора частоти
if (GPIO_ReadInputDataBit(poEnable))
        SetFrequency();

//Контроль помилки
if (!GPIO_ReadInputDataBit(piError))
{
        int ErrCycle = 0;
        for (int i = 0; i < 300; i ++)
        {
                if (!GPIO_ReadInputDataBit(piError))
                {
                        ErrCycle ++;
                        GPIO_SetBits(poError);
                        if (ErrCycle > 30)
                        {
                                DoErrorState();

```



```

        break;
    }
}
//Перевірка кнопки стоп
if (!GPIO_ReadInputDataBit(piIn2))
{
    Stop();
    delay_ms(300);
    break;
}

delay_ms(10);
}
if (!ErrorState)
    GPIO_ResetBits(poError);
}

delay_ms(10);
}
}

```

Коротка інструкція щодо використання та програмування («прошивки») STM32F103C8T6 Blue Pill

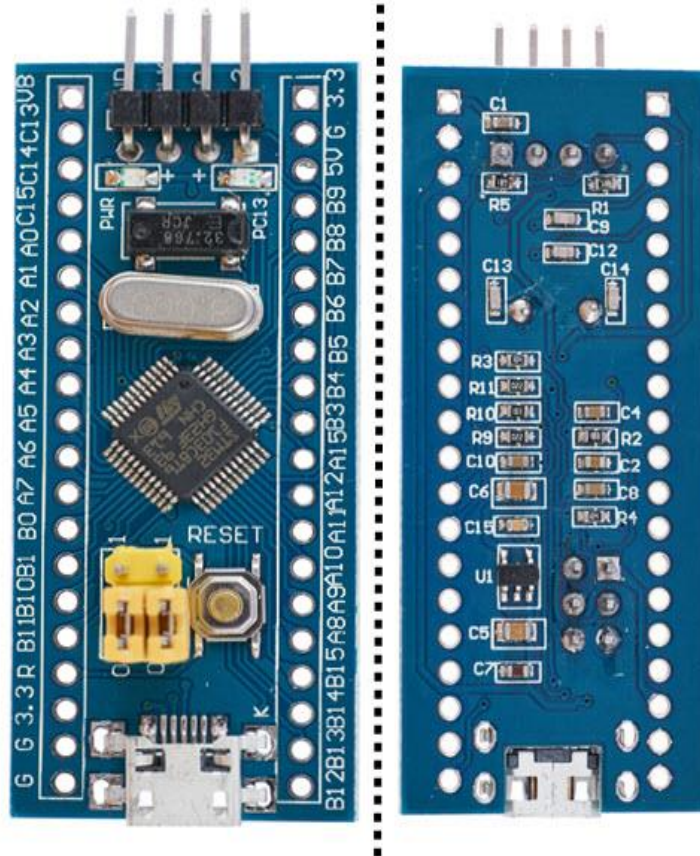
У цьому додатку коротко оглянемо плату для розробки STM32F103C8T6, яка базується на мікроконтролері ARM Cortex-M3 від STMicroelectronics. З'ясуємо деякі важливі особливості плати, як налаштувати середовище Arduino для роботи з цією платою.

В останній час Arduino стала платформою для швидкого створення прототипів, хобі-проектів або платою для початківців. Але відомі й обмеження плати Arduino (розглянемо це на прикладі Arduino UNO, оскільки це найпопулярніша Arduino плата), вона повільна, працює лише на частоті 16 МГц, має дуже обмежене число пінів для великого проекту і не достатньо потужна для складних проектів.

Альтернативою Arduino є плата розробки на основі мікроконтролера STM32F103C8T6, яку часто називають Blue Pill. Цей мікроконтролер базується на архітектурі ARM Cortex-M3, виготовлений STMicroelectronics.

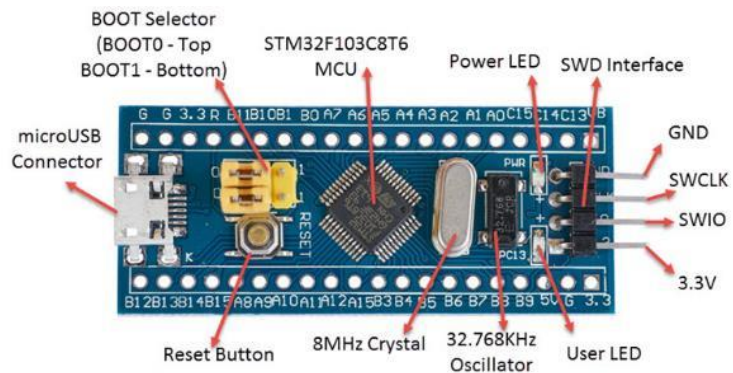
STM32F103C8T6 - це дуже потужний мікроконтролер, і завдяки своєму 32-розрядному процесору він може легко перевершити Arduino UNO за продуктивністю. Як додатковий бонус, можемо легко запрограмувати цю плату, використовуючи Arduino IDE (хоча і з деякими особливими налаштуваннями та додатковим програматором).

На наступному зображенні показані лицьова та задня сторони типової плати STM32. Як бачите, компоновка плати дуже проста, і деякі можуть навіть сплутати це з Arduino Nano.



Важливим у цих платах є те, що вони дуже дешеві, дешевші за клоновану версію Arduino UNO. Вартість плати приблизно за \$ 1,5 на китайській торговій площадці Aliexpress.

Будова плати:



- Вона містить мікроконтроллер - STM32F103C8T6.

- Перемикач скидання налаштувань - для скидання налаштувань мікроконтролера.
- порт microUSB - для передачі даних та живлення.
- Перемички BOOT Selector - перемички BOOT0 та BOOT1 для вибору пам'яті завантаження.
- Два світлодіоди.
- Кварц 8 МГц.
- Осцилятор 32,768 кГц.
- SWD-інтерфейс - для програмування та налагодження за допомогою програматора ST-Link.
- Регулятор напруги 3,3 В (знизу) - перетворює 5 В у 3,3 В для живлення мікроконтролера.

На обох довгих краях плати є піни для підключення різних аналогових та цифрових входів або виходів та елементів живлення. На наступному зображенні показана конфігурація пінів плати, а також різні функції, що підтримуються кожним піном.

- Наступні дві проблеми стосуються USB. По-перше, якість пайки порту microUSB часто дуже низька, і якщо часто виймати та вставляти кабель у цей порт, то існує велика ймовірність того, що роз'єм microUSB відламається. Для укріплення роз'єму можна його додатково пропаяти та заклеїти.
- Інша проблема плати це спільна «земля» для аналогових і цифрових виходів.

Після огляду плати Blue Pill, слід звернути увагу на деякі важливі особливості плати, а саме мікроконтролеру STM32F103C8T6. Як вже згадувалося раніше, цей мікроконтролер містить ARM 32-розрядне ядро процесора Cortex - M3 з максимальною частотою 72 МГц.

Розглянемо деякі технічні характеристики цього мікроконтролера, реалізовані на платі Blue Pill.

- Пам'ять: містить 64 Кбайт Flash і 20 Кбайт SRAM
- Виводи GPIO - 32 із можливістю зовнішнього переривання
- Таймери - три 16-бітові таймери, один 16-бітний ШІМ-таймер
- ШІМ-виходи - 15
- Аналогові канали - 10 каналів 12-бітового АЦП
- I²C - 2 периферійні пристрої I²C
- USART - 3 периферійних пристрої USART з апаратним управлінням
- SPI - 2 SPI периферії
- Інша периферія - USB 2.0, CAN 2.0B

Це основні характеристики, і якщо ви хочете дізнатися більше про периферійні пристрої, вам доведеться звернутися до паспорта та довідкового посібника.

Як використовувати перемички BOOT для прошивки?

Як уже згадувалося раніше, перемички BOOT0 і BOOT1 використовуються для вибору пам'яті, з якої завантажується мікроконтролер. В таблиці показано три різні варіанти завантажувальних просторів які можна вибрати перемичками.

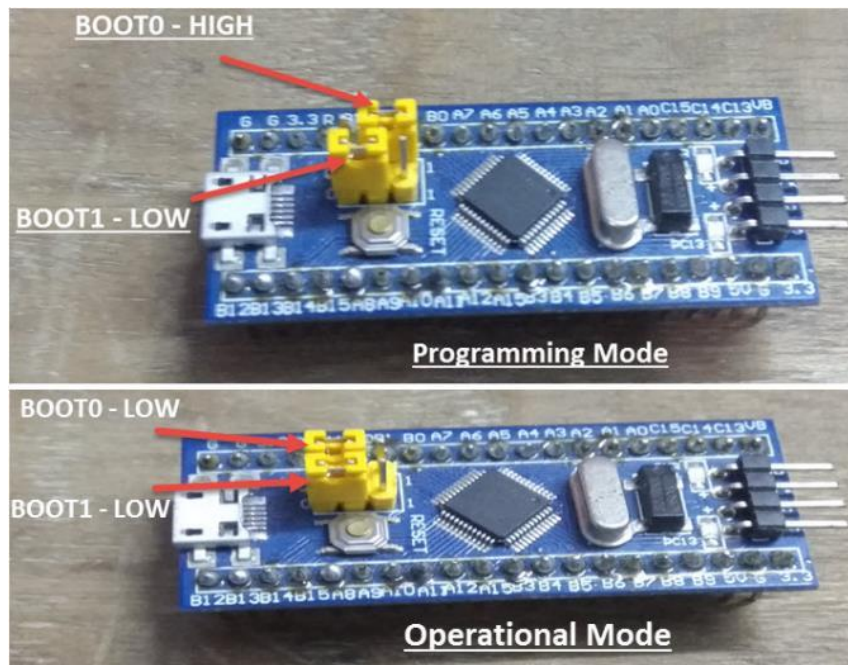
Boot mode selection pins		Boot mode	Aliasing
BOOT1	BOOT0		
x	0	Main Flash memory	Main Flash memory is selected as boot space
0	1	System memory	System memory is selected as boot space
1	1	Embedded SRAM	Embedded SRAM is selected as boot space

Коли перемички BOOT0 і BOOT1 незамкнуті (розміщені ближче до microUSB), тоді внутрішня флеш-пам'ять виконує роль основного місця завантаження, а коли BOOT0 замкнута, а BOOT1 незамкнута, то мікроконтролер завантажується з системної пам'яті.

Щоб завантажити код у флеш-пам'ять мікроконтролера, потрібно вибрати системну пам'ять як основне місце завантаження. Причиною цього є те, що системна пам'ять містить вбудований завантажувач, який програмується під час виробництва STMicroelectronics.

Завантажившись у системну пам'ять, тобто ПЗУ, ви можете перепрограмувати флеш-пам'ять із за допомогою послідовного інтерфейсу USART1.

Після завантаження програми у флеш-пам'ять, ви можете переключити BOOT0 на LOW, щоб з наступного скидання чи включення живлення мікроконтролер завантажувався з флеш-пам'яті. В обох випадках, тобто при виборі флеш-пам'яті та виборі системної пам'яті як місця завантаження, перемичка BOOT1 незамкнена. Тільки BOOT0 перемикається «Flash Memory» або «System Memory».



Для зручності назвемо такі варіанти завантаження як «Режим програмування» та «Режим роботи».

Вимоги до обладнання

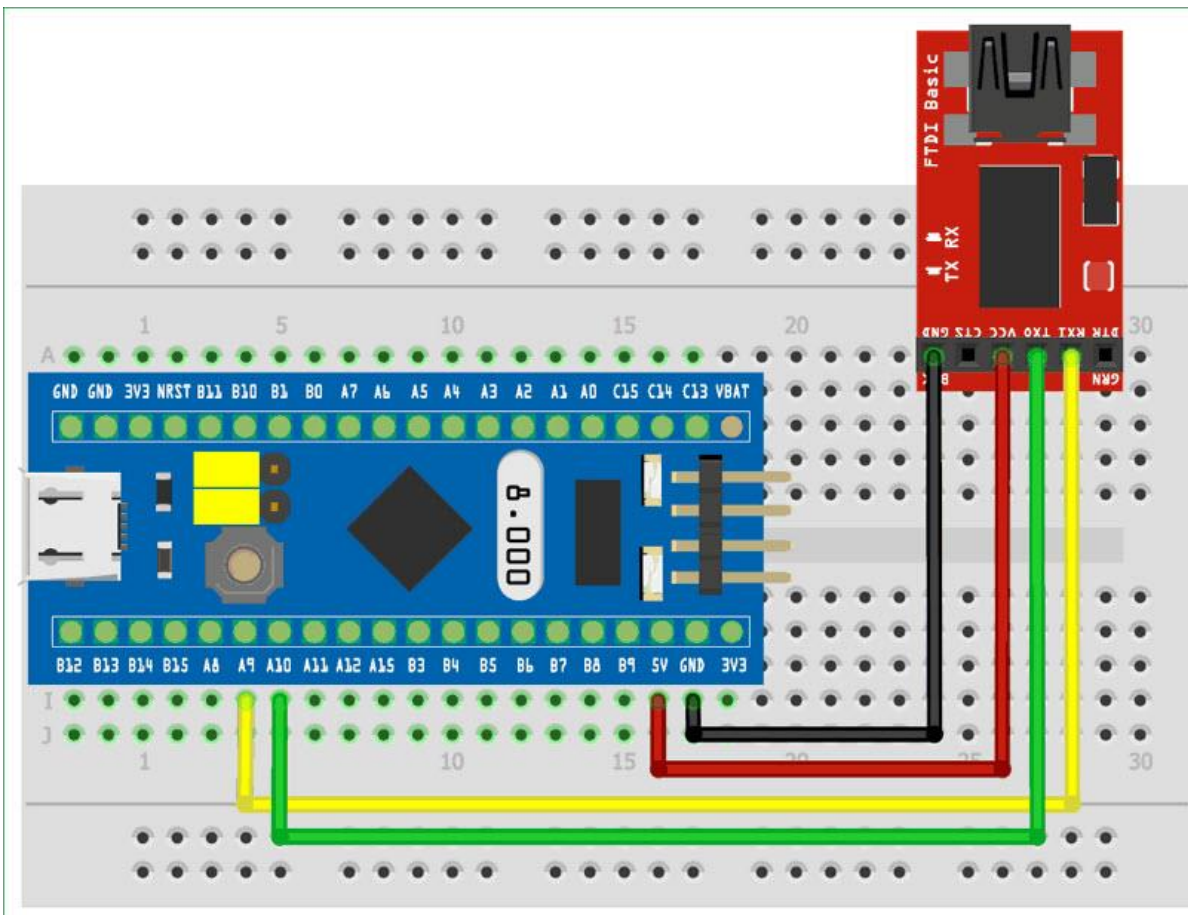
Список необхідних компонентів:

- STM32F103C8T6 на основі STM32 Blue Pill Board
- Програмер USB в послідовний інтерфейс
- Проводи для підключення
- ПК або ноутбук з ОС Windows та підключенням до Інтернету

ПРИМІТКА. В якості програмера можна використати або рекомендований ST-Link, або будь-який перетворювач сигналу з USB в TTL

З'єднання повинні бути такими:

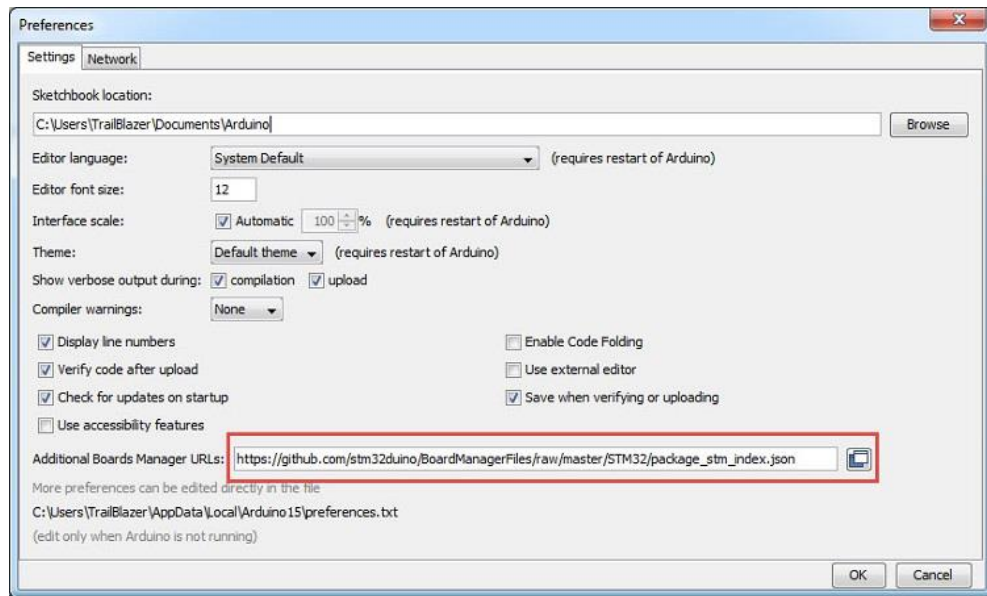
<i>STM32 Blue Pill</i>	–	<i>FTDI Programmer</i>
5V	–	VCC
GND	–	GND
A9	–	RX
A10	–	TX



Налаштування Arduino IDE для програмування STM32F103C8T6 Blue Pill

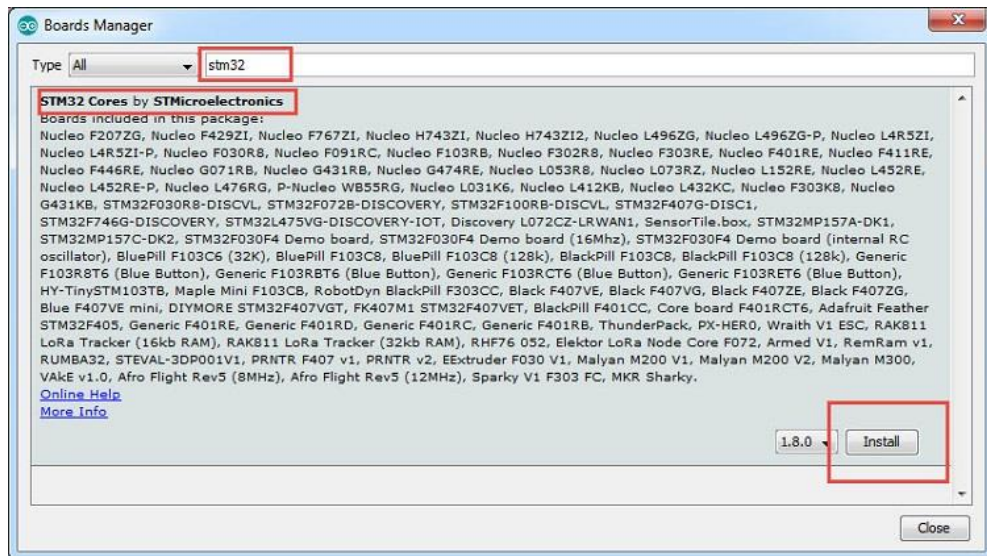
На ПК (або ноутбуці) вже має бути встановлено Arduino IDE. Якщо ні, то спочатку слід встановити його. Після цього відкрийте Arduino IDE і виберіть File → Setting. Ви знайдете вкладку "Додаткові URL-адреси менеджера плат". Поторібно додати наступне посилання.

” https://github.com/stm32duino/BoardManagerFiles/raw/master/STM32/package_stm_index.json “



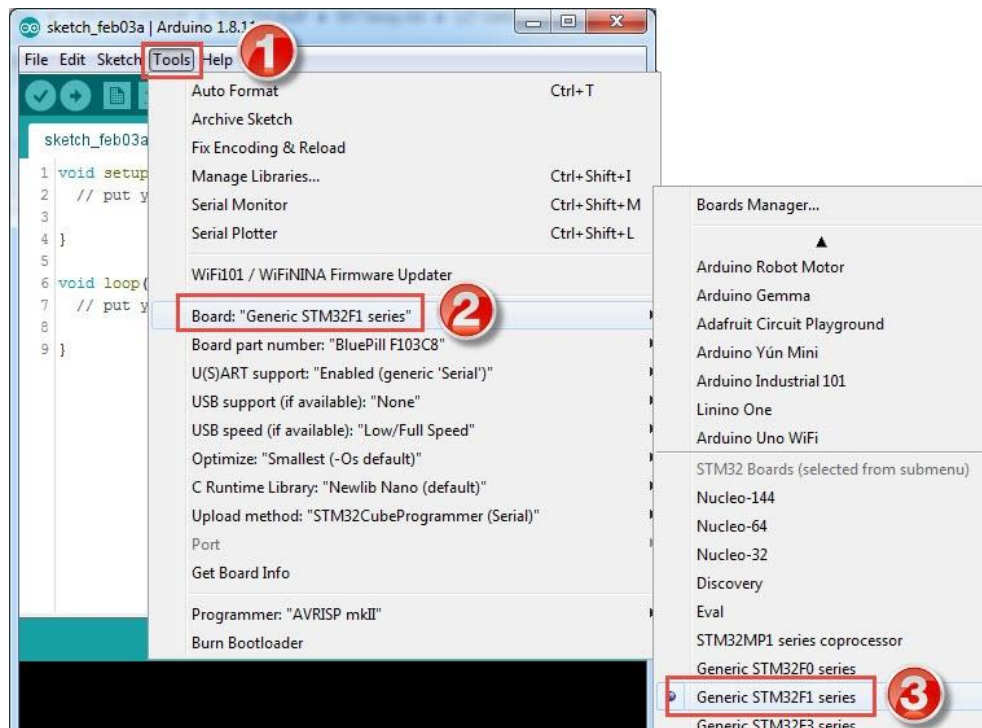
Тепер маємо перейти до Tools→Board→Board Manager... і знайти «stm32». Отримаєте результат на зразок “STM32 Cores by STMicroelectronics”. Встановлюємо останню версію. На момент підготовки цього гайду остання версія - 1.8.0.

Це займе певний час, оскільки буде завантажено та встановлено деякі необхідні файли та інструменти.

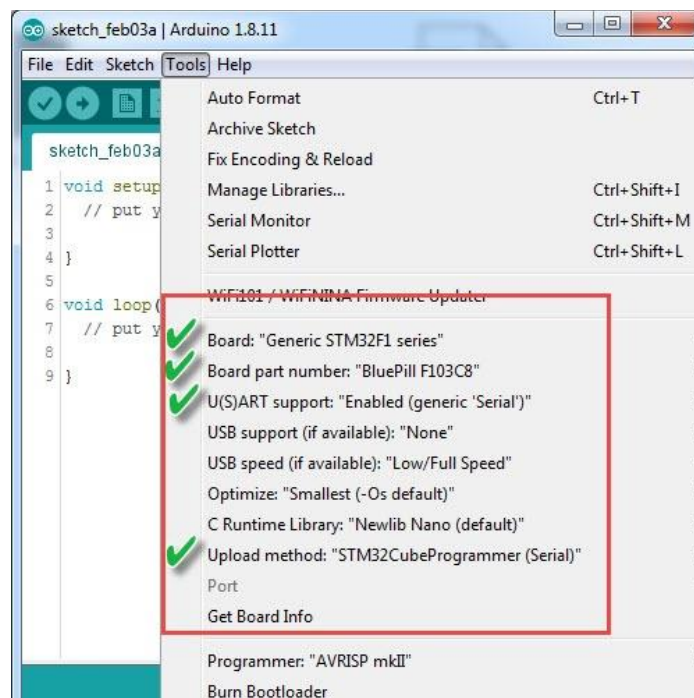


Тепер ви можете вибрати плату з Tools -> Board -> Generic STM32F1 series. Після вибору цієї плати нижче з'явиться кілька варіантів налаштування. Перший

важливий варіант - «Номер плати». Переконайтеся, що вибрано «BluePill F103C8».



Інші важливі параметри - це «U(S)ART support», встановіть його в режим «Enabled (generic 'Serial')» і «Upload method» встановіть «STM32CubeProgrammer». Можемо залишити інші параметри за замовчуванням.

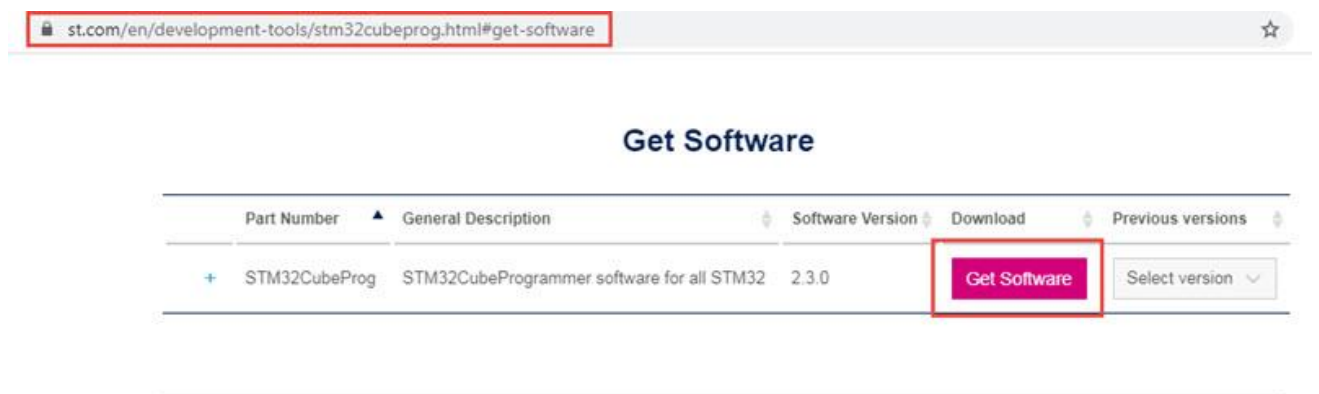


Завантаження STM32CubeProgrammer

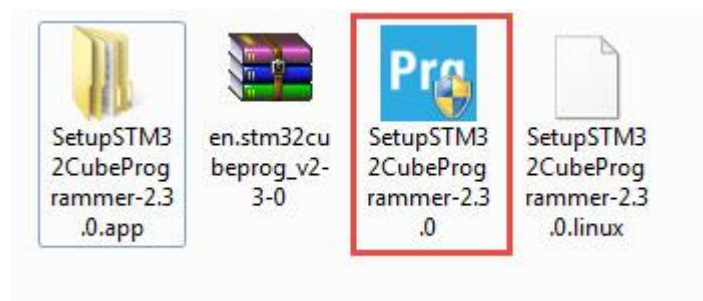
На наведеному вище кроці ми вибрали “STM32CubeProgrammer” як метод завантаження, але проблема в тому, що цей інструмент не завантажується та не встановлюється менеджером плат. Отже, ми повинні встановити його вручну. Для цього перейдіть на офіційну сторінку завантаження STM32CubeProgrammer, надану STMicroelectronics, використовуючи таку інструкцію.

STM32CubeProgrammer

Клацнемо на опцію «Get Software», перенесемося на сторінку входу / реєстрації. Пропонуємо вам зареєструватися в STMicroelectronics. Після реєстрації ви можете увійти в систему та завантажити програмне забезпечення.

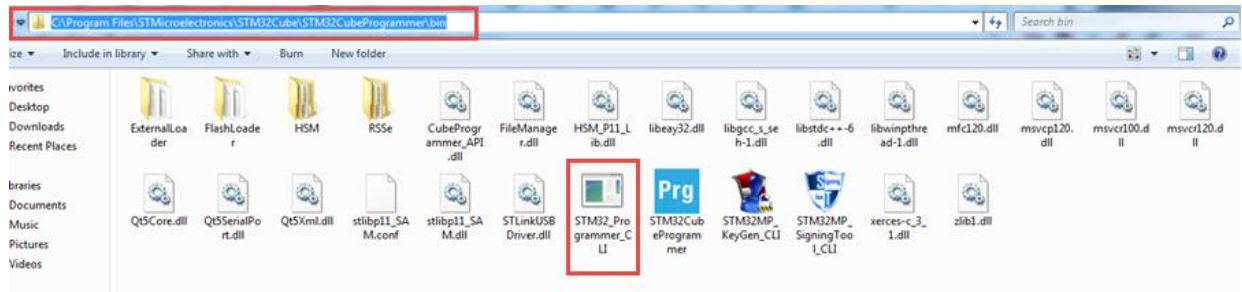


Буде завантажено zip-файл (приблизно 164 МБ для версії 2.3.0). Розпакуйте zip-файл, і ви отримаєте файл .exe із назвою “SetupSTM32CubeProgrammer-2.3.0”. Двічі клацнувши продовжимо встановлення.



Переконаємося, що каталог встановлення є за замовчуванням, і нічого не будемо змінювати. Під час встановлення система може «попросити» вашого дозволу встановити деякі драйвери для ST-Link. Надайте необхідні дозволи.

Після завершення встановлення переконайтеся, що за шляхом “C:\Program Files\STMicroelectronics\STM32Cube\STM32CubeProgrammer\bin” у вас є файл .exe “STM32_Programmer_CLI”. Якщо він присутній, то можемо продовжити.



На цьому завершується налаштування програмного забезпечення Arduino IDE для програмування STM32 Blue Pill.

Висновок

Це був короткий гайд як почати працювати з STM32 Blue Pill Board (STM32F103C8T6). Обговорили деякі важливі особливості плати, основні моменти, відомі проблеми плати та способи їх виправлення, налаштування Arduino IDE та завантаження необхідних інструментів для STM32.