UNICHECK

Власник документу:
Бевза Олег Миколайович

ID перевірки:
1004017884

Дата перевірки:
13.06.2020 14:41:20 EEST

Тип перевірки:
Doc vs Internet + Library

Дата звіту:
13.06.2020 15:43:43 EEST

ID користувача:
90740

Назва документу: 2020-bachelor-EDS_Yama_Invertor_fch

ID файлу: 1004030976 **Кількість сторінок:** 22 **Кількість слів:** 8085 **Кількість символів:** 58240 **Розмір файлу:** 97.39 KB

4.54% Схожість

Найбільша схожість: 2.15% з джерело бібліотеки. **ID файлу:** 8379692

3.45% Схожість з Інтернет джерелами	33	Page 24
4.22% Текстові збіги по Бібліотеці акаунту	108	Page 24

0.69% Цитат

Цитати	2	Page 25

Вилучення переліку посилань вимкнено

0% Вилучень

Вилучений текст відсутній

Підміна символів

Заміна символів	29

Ямі Олексію Сергійовичу

Інвертор з системою керування на базі геометричного підходу

АНОТАЦІЯ

В бакалаврській дипломній роботі описаний аналіз трифазного інвертора з навантаженням на мережу та побудова системи керування. Для опису змінних використано геометричний підхід. За вхідні параметри – обрано плечові напруги, за вихідні – вхідний струм, вихідні фазні напруги та струми. Описано побудову вхідних величин в тривимірному просторі та вихідних в двовимірному (їх проекції). Побудовано таблицю, яка описує струми та напруги при відповідних станах вентилів. Створено матриці переходу від вхідних параметрів, до вихідних. Проведено розрахунок силової частини схеми та вихідного фільтру. При побудові системи керування, обрано систему ортогональних керуючих векторів в тривимірному просторі, при цьому підвищується кількість ступенів волі. Створена система промодельована в програмному забезпеченні *MATLAB*, представлені отримані вихідні характеристики. Створено схему електричну принципову

Ключові слова: трифазний інвертор, геометричний підхід.

ANNOTATION

The bachelor's thesis describes the process of building a control system for a three-phase inverter with a load on the network. A geometric approach is used to describe variables. For input parameters – selected leg voltage, for output – input current, output phase voltages and currents. A table is constructed that describes the currents and voltages at the corresponding states of the valves. Created a transition matrix from input parameters to output parameters. To create a control system, a space-vector PWM was selected with some changes: instead of a flat rotating coordinate system, a three-dimensional one was used. The system is modeled in MATLAB software, and the resulting output characteristics are presented. An electrical schematic diagram was created in the SPlan 7.0 software.

Keywords: three-phase inverter, geometric approach.

ВСТУП

Основним постачальником сонячної електричної енергії є сонячні фотоелектричні елементи, принцип роботи яких заснований на перетворенні енергії сонячного випромінювання в електричну. Сонячні елементи виробляють енергію при низьких експлуатаційних витратах і не забруднюють навколишнє середовище [1].

У даній роботі розглядається елемент одноступінчастої фотоелектричної системи – трифазний автономний інвертор, навантажений на мережу. На актуальність роботи вказує велика кількість виданих наукових статей в фахових виданнях світу. Основною проблематикою в цій галузі є створення ефективної системи керування, щоб наблизити вихідну напругу до синусоїдальної.

Метою роботи є аналіз та розробка системи керування трифазним інвертором за допомогою геометричного підходу, який має широку сферу практичного застосування, в тому числі в системах енергозбереження.

Щоб досягти поставленої мети, були вирішені задачі, представлені нижче:

- аналіз існуючих схем;
- вибір схеми для досліджуваного АІН;
- задатися вхідними та вихідними параметрами для застосування геометричного підходу;
- створення таблиць, що описують всі стани інвертора;
- аналіз інвертора при різних типах навантаження;
- виведення матриць переходу, які дають змогу побудувати систему керування;
- моделювання інвертора зі створеною системою керування;
- створення електричної принципової схеми.

РОЗДІЛ 1. ТРИФАЗНІ ІНВЕРТОРИ ТА ЇХ ВИКОРИСТАННЯ

1.1 Інвертори

1.1.1 Загальні відомості про інвертори

Інвертори - це пристрої перетворення постійного струму в змінний одно- або багато- фазний струм. Завдяки наявності додаткових комутуючих пристроїв всередині самого перетворювача, комутація струму здійснюється незалежно від процесів в електричних ланцюгах. В теорії, на виході інвертора можна отримувати змінний струм необхідної частоти, плавно регулювати частоту і напругу від мінімального до максимального значення.

Завдяки цій властивості автономні інвертори напруги та струму можуть знаходити широке застосування в регульованих електроприводах з трифазними асинхронними двигунами. Особливо перспективним є застосування інверторів в тягових електроприводах електропоїздів, системи електроживлення від відновлювальних джерел електроенергії – вітряків та сонячних панелей [2, 3, 6].

Залежно від способу примусової комутації струму, схеми інвертора, параметрів джерела живлення і навантаження, автономні інвертори діляться на декілька видів, що відрізняються специфічними особливостями процесів перемикання вентилів[4]. Повна комутація з однієї гілки на іншу в автономних інверторах відбувається на декількох тимчасових інтервалах, найважливішими з яких є: зменшення прямого струму в одному з тиристорів до нуля, затримка прямої напруги на тиристорі до повного відновлення його замикаючої здатності та наростання прямого струму в другому тиристорі. Ці процеси можуть відбуватися спільно або послідовно[5].

Засоби для здійснення надійної комутації зазвичай є однією з найбільш важких проблем в автономних інверторах[4]. Принципово її можна розділити на дві групи. До першої можна віднести повністю керовані силові напівпровідникові пристрої (силові транзистори і замикаючі тиристори). Другу групу складають звичайні напівкеровані СПП (одноопераційні тиристори), які доповнені спеціальними вузлами примусової комутації: попередньо заряджені конденсатори та допоміжні тиристори. [4].

Будь-який інвертор складається із силової та керуючої частин. Силова частина інверторів, як правило виконується на транзисторах або тиристорах,

які працюють у режимі електронних ключів. Керуюча частина реалізовується на цифрових мікропроцесорах, які забезпечують керування силовими електронними ключами, а також рішення великої кількості допоміжних завдань (контроль, діагностика, захист).

1.1.2 Основні топології інверторів

Кожний з існуючих видів інверторів має свої переваги й недоліки, за якими визначається область застосування кожного з них[8]. Даний розділ розглядає лише трифазні інвертори, оскільки саме цей тип став основою дипломної роботи.

Трифазний мостовий інвертор

Найпростіша і поширена схема трифазного інвертора напруги отримується шляхом об'єднання трьох напівмостових однофазних інверторів за загальним джерелом вхідної напруги, в цьому випадку при з'єднанні фаз трифазного навантаження в зірку без нуля або трикутником, не потрібна наявність середньої точки у джерелі вхідної напруги, як показано на рис.1.1.

Рис.1.1 Схема трифазного мостового інвертора

У режимі 180° керування, сигнали надходять на верхній і нижній транзистори кожної стойки моста протягом півперіоду вихідної напруги з відповідним фазовим зміщенням для отримання трифазної системи, як показано на перших шести часових діаграмах рис.1.2.

Рис.1.2 Часові діаграми роботи інвертора

На наступних трьох діаграмах зображені криві фазних напруг трифазного навантаження, на останній – приведена крива однієї лінійної напруги.

Шестиступінчатий характер діаграми фазних напруг інвертора свідчить про шість різних станів силової схеми інвертора, інтервали ввімкнення яких позначені цифрами 1-6. Шість схем заміщення інвертора, відповідні цим шести станам силової схеми, показані на рис.1.3. У першому стані включені транзистори VT_2, VT_4 і VT_3. Фази А і С навантаження під'єднані до позитивної шини вхідного джерела живлення (Е), а фаза В навантаження підключена до негативної шини джерела Е. При однакових опорах навантаження фаз на дві паралельно з'єднані фази А і С буде прикладена в позитивному напрямку третину напруги джерела, а на послідовно з'єднану з ними фазу В – дві третини напруги джерела живлення від'ємної полярності (мінус на кінці фази навантаження), це відображено відповідною величиною ступенів фазних напруг інвертора на першому інтервалі діаграми рис.1.2.

Аналогічно за схемами заміщення визначаються величини ступенів на фазних напругах інвертора і на всіх інших інтервалах. Характерно, що кожен стан відрізняється від попереднього переключенням тільки однієї фази навантаження в протилежну полярність напруги.

Рис.1.3 Еквівалентні схеми 6 станів інвертора

За побудованим фазним напругами легко визначити і лінійну напругу, як це показано для лінійної напруги U_{AB} на передостанній діаграмі (рис.1.2).

Трифазний інвертор напруги на базі трьох однофазних мостових схем

Можливі два варіанти такого інвертора. Якщо у трифазного навантаження доступні обидва кінці кожної фази, то окремі фази навантаження просто підключаються до виходу кожного однофазного моста. Така ситуація можлива при живленні від інвертора напруги трифазного двигуна змінного струму (асинхронного або синхронного) при наявності на двигуні виводів від усіх кінців обмоток. Але при незалежному формуванні методом однополярної синусоїдальної ШІМ фазних напруг в кожному однофазному інверторі отримана трифазна система буде неврівноваженою, так як:

– фазні напруги.

Внаслідок цього в фазних токах з'являться гармоніки нульової послідовності, що додатково завантажують інвертор і електричну машину. Для їх виключення необхідно узгоджено керувати однофазними мостами інвертора, забезпечуючи врівноваженість трифазної системи напруг [13].

Другий варіант інвертора для трифазного навантаження з трьома доступними виводами вимагає застосування трьох однофазних вихідних трансформаторів, при з'єднанні вторинних обмоток яких в зірку (рис.1.4) виключається можливість протікання струмів нульової послідовності в навантаженні.

Рис.1.4 Трифазний інвертор напруги на базі трьох однофазних мостових схем

Порівнюючи два види розглянутих трифазних інверторів напруги, відзначимо їх відмінні ознаки. Трифазні інвертори на базі однофазних мостових схем можна назвати одно-ступінчастими з ШІМ в фазних координатах, так як їх вихідна напруга в кожній півхвилі має тільки один ступінь, відмінну від нульової, а саме ступінь E. Модуль узагальненого вектора напруги трифазного інвертора також має тільки один рівень. Трифазні мостові інвертори можна в разі фазних координат назвати двоступеневими з ШІМ, так як їх вихідна фазна напруга має дві можливі ступені напруги - E/3 і 2/3E. Модуль їх узагальненого вектора напруги, як було зображено, має також один рівень.

Можна побудувати схеми трифазних інверторів напруги з великим числом ступенів у вихідній напрузі, що апріорно поліпшить геометрично форму вихідної напруги інвертора і призведе до появи в його математичної моделі інвертора кількох можливих рівнів модуля узагальненого вектора напруги. За цією ознакою розрізняють багаторівневі інвертори напруги (трирівневі, п'ятирівневі, семирівневі). Технічно це досягається додаванням до методу ШІМ формування кривої вихідної напруги ще й методу амплітудної модуляції. Останнє можливо при наявності декількох рівнів напруги у вхідного джерела живлення. Такі схеми інверторів виправдані при великих потужностях (більше тисячі кіловат), коли поліпшення якості вихідної напруги за рахунок додавання амплітудної модуляції компенсує його погіршення, що викликається зниженням допустимої кратності частоти комутації на верхніх частотах вихідної напруги.

Резонансний інвертор

На рис.1.5 показана схема трифазного резонансного інвертора.

Рис.1.5

Основна схема включає в себе джерело живлення постійного струму, допоміжний резонансний контур і власне, трифазний інвертор. Допоміжний резонансний контур складається з допоміжних комутаційних пристроїв (S_{r1} і S_{r2}), допоміжних діодів (D_{r1}, D_{r2}, D_{s1}, D_{s2} *і* D_{s3}), пов'язаних індуктивностей (L_{r1} і L_{r2}), резонансного LC-контура (L_{r3} і C_r). C_{s1} - C_{s6} в трифазній схемі є конденсаторами, які разом з L_{a1}, L_{a2}, L_{a3} формують резонансний контур і, відповідно, з'єднані паралельно з основними ключами S_{a1} - S_{a6}, відповідно. Перед перемиканням вентилів, напруга на C_{s1} - C_{s6} спочатку спадає до нуля, і здійснюється перемикання вентилів. При досягненні частоти роботи інвертора, рівній частоті резонансного контуру, напруга шини постійного струму на вході інвертора спадає до нуля, а основні ключі S_{a1} - S_{a6} трифазного інвертора можуть бути м'яко включені і виключені за нульовою напругою, щоб зменшити динамічні втрати у вентилях [9].

Трифазний інвертор з гальванічною розв’язкою

Швидкий розвиток залізничного перевезення у світі спричинив пошук методів покращення електрообладнання бортових систем поїздів. Допоміжний інвертор є важливою частиною залізничних транзитних поїздів, і його функція полягає в перетворенні джерела постійної напруги 1500 або 750 В у змінну – 380 В для подачі живлення на обладнання. Бортове обладнання можна розділити на наступні категорії: неврівноважене навантаження, нелінійне навантаження, навантаження насосів, чутливе навантаження (котушка контактора, комп'ютер тощо), звичайне навантаження (освітлювальні прилади тощо).Оскільки навантаження насоса є основним типом навантаження допоміжного інвертора, то при пуску насоса буде відбуватися різкий сплеск струму. Якість живлення вимагає, щоб діапазон коливань напруги допоміжного інвертора не перевищував ±10% від номінальної напруги, Коефіцієнт незбалансованості повинен бути менше 1% при незбалансованому навантаженні 10%.

Існує багато видів топологій, що відповідають вищевказаним вимогам, такі як інвертор з розділяючим конденсатором (IPK) [10-11], чотириплечовий інвертор [12-14] та інвертор з гальванічною роз’язкою і нейтральною точкою [15,16].

Розділяючий конденсатор працює не тільки як опорний конденсатор, але і забезпечує протікання незбалансованого струму. Такий інвертор потребує спеціальної стратегії управління для усунення зміщення нейтральної напруги розділяючих конденсаторів. Така топологія має наступні переваги: менші габарити, вага і зменшені ємності конденсаторів. Водночас інвертор з гальванічною розв’язкою задовольняє всім умовам застосування допоміжного інвертора.

На даний час існує дві загальні топології:

• одна з яких включає в себе введення на основі традиційних інверторів. Мають високу щільність потужності, але топологія і управління складні;

• інша – інвертор з гальванічною розв’язкою [17]. Має низьку щільність потужності, топологія і система керування прості, показана на рис.1.6.

Оскільки первинна обмотка трансформатора не може забезпечити протікання струму в нуль проводі, система не потребує спеціальної стратегії керування. Тому зазвичай приймається топологія інвертора з частотно-силовою ізоляцією.

Рис.1.6 Інвертор з частотно-силовою ізоляцією

Система керування дозволяє ефективно управляти формою вихідних сигналів і знизити загальну складність стратегії управління. Для спрощення системи управління і зменшення кількості контролерів, керуючі змінні можуть бути перетворені зі стаціонарної системи координат в обертову. У обертовій системі координат, керуючі змінні замінені на величину постійного струму, а кількість контролерів може бути значно зменшена. Однак силовий трансформатор введе більш жорсткий зв'язок [17] і зробить систему нестійкою. Крім того, через високий рівень потужності, частота перемикання і частота дискретизації неминуче знижуються. Відповідно частота перемикання сягає близько 1 кГц. Більш низька частота перемикання збільшує затримку керування і значно знижує стабільність системи управління. З цієї причини зазвичай приймається стратегія подвійного замкнутого контуру управління в обертовій системі координат (модель dq) [18].

1.1.3 Мережеві трифазні інвертори

Мережеві інвертори – це група інверторів, що перетворюють постійну напругу від відновлюваних джерел енергії (сонячних фотоелементів, вітроустановок або мікроГЕС) в змінну напругу, і передають її безпосередньо до мережи 220 або 380 В. В свою чергу знижуючи споживання електроенергії від енергомереж.

Мережеві інвертори також називають синхронними перетворювачами, оскільки вони мають відмінну рису – наявність синхронізації вихідної напруги та струму з загальною мережею[7].

Таким чином, мережевий інвертор здійснює перетворення постійного струму від сонячних фотоелементів і інших поновлюваних джерел енергії в змінний, з належним значенням частоти і фази для сполучення загальною мережею. Як правило, перетворення здійснюється за допомогою технології, яка базується на пошуку точки максимальної потужності (MPPT технологія).

Мережеві інвертори знайшли широке застосування в сфері заходів економії електроенергії на виробництвах, в офісах, в торгових центрах, тощо Мережеві фотоелектричні системи встановлюються, як правило, з номінальною потужністю від 500 ват і до сотень кВт.

Мережеві інвертори у промисловості використовують 3-х фазну мережу для передачі енергії від джерел «зеленої» енергії. Для промислового застосування виробляють мережеві інвертори з потужністю до кількох сотень кВт. Подібні АІН побудовані за модульним принципом, утворюючи перетворюючі станції, з метою зменшення втрат і отримання максимальної ефективності використання сонячної енергії.

Типовим прикладом застосування даного типу інверторів є одноступінчасті фотоелектричні системи. Вони мають ряд переваг, як проста

топологія, висока ефективність, тощо. Результати багатьох експериментів [19-21] показують високу стабільність і високу ефективність цієї системи.

Принципова схема, вище зазначеного пристрою, зображена на рис.1.7 і складається з блоку фотоелектричних панелей (вихідна напруга та струм дорівнюють U_{DC} та i_{DC}, відповідно), інвертора (Q1 − Q6 – комутаційні пристрої в інверторі), контролера, еквівалентний опір фільтра дорівнює R, а фазна індуктивність – L. та під'єднана до мережі ($e_a \sim e_c$).

Рис.1.7. Принципова схема одноступінчастої фотоелектричні системи.

Вихідна напруга інвертора становить $v_a \sim v_c$, де нехтується високочастотна складова, а трифазні ланцюги не залежить один від одного, мережева напруга – симетрична. Математична модель трифазного мережевого інвертора в системі координат ABC наведена в (1.1) [1].

За допомогою перетворення координат, фізичні величини в статичних координатах можуть бути перетворені в величини у двофазну (dq) СК (рис.1.8), яка синхронно обертається, як показано в (1.2) [1].

Рис.1.8 Просторове перетворення векторів

Записавши (1.2) у вигляді рівняння і злегка трансформувавши його, отримуємо (1.3) [1].

З (1.3) видно, що з'єднання струму між віссю *d* і віссю *q* ускладнює проектування регулятора струму. Однак детальний аналіз показує, що лівий кінець рівняння – це змінна величина струму по осі *d* або *q*, тому для досягнення нульової похибки, *PI* регулятор з замкнутим контуром може бути використаний для заміни лівого виразу наведеного вище рівняння, як показано в наступному рівнянні (1.4) [1].

Вихідна напруга v_d і v_q , як показано в (1.5), може бути отримана шляхом подальшого перетворення рівняння (1.4) [1].

Якщо вісь *d* спрямована в напрямку вектора напруги мережі, то струм осі *d* дорівнює постійному струму I_d в (1.5), а струм осі *q* дорівнює

У той же час для осі *d* зв'язок $\omega L i_q$ безпосередньо віднімається найпростішим методом. Збурення напруги e_d можна розглядати як збурення напруги електричної мережі. Те ж саме справедливо і для осі *q*. Отже, на основі (1.5) здійснюється подальшій алгоритм системи керування.

Звичайний трифазний інвертор з джерелом напруги використовує шість силових транзисторів. Існує вісім робочих станів інвертора, що відповідають восьми векторам напруги, з яких шість основних векторних режимів мають довжину, рівну $2/3U_{DC}$. Є ще два стани, відповідно (000) і (111). Просторова векторна модуляція (ПВШІМ) робить векторну траєкторію трифазного мережевого струму, наближеною до ідеальної окружності під дією еквівалентного опорного вектора, цих восьми основних просторових векторів за дуже короткий проміжок часу.

Розглянувши формування векторів, взявши як приклад перший сектор, два сусідніх основних вектора напруги U_1, U_2 і нульовий вектор U_0, використовуються для синтезу опорного вектора U_{ref}, і наступна формула може бути отримана за принципом вольт-секундного балансу:

Час дії можна отримати за формулою (1.6) [1] наступним чином:

Таким чином, з розрахунків часів дії, для відповідних векторів, розраховується коефіцієнт заповнення імпульсів для керування вентилями трифазного інвертора.

1.2 Геометричний підхід

Основні підходи до побудови систем керування автономних інверторів добре відомі[22]. Для систем живлення електродвигунів, регульованих та тягових електроприводах електровозів та поїздів, систем живлення від відновлювальних джерел широко використовуються одно- та три- фазні інвертори, виконані за мостовою схемою [23-25]. Однією з вимог для таких систем є забезпечення споживання постійного струму від джерела так, щоб закони керування враховували зміну вхідного струму.

Для таких систем є актуальною задача побудови інваріантних систем, які будуть стійкими до великої кількості збурюючих впливів. Основною проблемою є побудова системи керування з максимально можливою кількістю каналів керування, в тому числі і ланок зворотнього зв'язку. Ця кількість обумовлюється вибором системи змінних інвертора. Дуже перспективним рішенням даної проблеми можна вважати застосування геометричного підходу[26, 27].

З використанням геометричного підходу у просторі вхідних змінних інвертора з'являється додаткова ступінь волі, в порівнянні з простором вихідних змінних. Це в свою чергу, дає змогу збільшити кількість каналів регулювання зворотнього зв'язку. Також даний підхід вимагає побудови системи векторів з проекціями вхідних величин на одновимірний простір для напруг.

В деяких випадках для доцільного застосування, необхідне формування не тільки вихідної синусоїдальної напруги сталої амплітуди і частоти, а і постійного вхідного струму заданої величини. Іншою задачею є забезпечення більш високої стійкості системи, що реалізується введенням більшої кількості зворотних зв'язків [27].

Практичне застосування геометричного підходу розглянуто на прикладі однофазного мостового інвертора напруги (рис.1.9, а)).

а) б)

Рис.1.9. а) Однофазний мостовий інвертор. б) Простір вхідних та вихідних величин

В якості вхідних змінних обираються плечові напруги U_{ag} та U_{bg}, вони відповідають різниці потенціалів у точках a-g та b-g. Щоб уникнути наскрізних струмів, в одній стойці вентилів можливе включення лише одного з вентилів. Таким чином вдається уникнути наскрізного режиму, і він не розглядається, і не впливає на результат.

Плечова напруга на кожній стійці перетворювача може приймати лише одне з двох значень: $U_{ag} = 0$ або $U_{ag} = V_i$, відповідно вихідна напруга інвертора визначається як різниця:

Плечі інвертора утворюють систему, що має два ступеня волі, це, в свою чергу, дасть змогу незалежно керувати кожним з плечей. Така система розглядається у вигляді двох ортогональних осей, по яких кожна плечова

напруга змінюється від 0 до V_i. Вихідні напруги утворюються за рахунок проекцій плечових напруг на вісь, яка перпендикулярна вектору

у просторі плечових напруг. Проекції вхідних і вихідних величин зображено на рис. 1.9, б).

Розглянутий інвертор має чотири стани переключення, оскільки кожна зі стойок інвертора може приймати лише один з двох станів: увімкнений верхній ключ (1), або увімкнений нижній ключ (0). Отримаємо чотири стани переключення (табл.1.1).

Таблиця 1.1.

Стани інвертора

Перехід з двовимірного простору (простору плечових напруг) у одновимірний (простір вихідних напруг) математично можна представити у вигляді матриці переходу. Плечові напруги формують вихідну напругу U_{ab}, а змінно-фіксована напруга U_0 вказує на втрату одного ступеня свободи. U_0 можна вважати напругою нульової послідовності:

де T_U – матриця переходу від вхідних до вихідних напруг.

На відміну від векторів, що формують напруги U_{ab}, вектори струму $I_{вх}$ співпадають. Ці вектори доцільно розглядати, як один на додатному і від'ємному півперіодах. Цей факт ще раз підкреслює, що при переході від двовимірного простору до одновимірного - втрачається одна ступінь волі:

1.3 Застосування геометричного підходу для мережевого інвертора

Якщо застосувати геометричний підхід для трифазного триплечового мережевого інвертора, стає зрозумілим, цей інвертор має (2^3) станів переключення. Спрощена схема зображена на рис.1.10, а).

Рис.1.10. а) Спрощена схема мережевого інвертора, б) простір вхідних і вихідних величин

Вхідні (плечові) напруги U_{ag} U_{bg} U_{cg} цього інвертора будуть утворювати тривимірний простір з трьома ступенями волі. Фазні (вихідні) напруги навантаження триплечового інвертора, можна отримати шляхом проектуванням тривимірного простору на площину, яка перпендикулярна вектору

(головна діагональ куба) в площині вхідних напруг (рис.1.10, б)).

Використання вищезазначеного підходу для опису схем автономних одно- та багато- фазних інверторів напруги та струму дає змогу виділити основні його принципи. Геометричний підхід можна застосувати у наступних випадках:

• коли є можливим і доцільним виділення окремих векторів, які визначаються конкретним типом електричної схеми силового пристрою;

• розмірність кожного з просторів вхідних і вихідних напруг інвертора напряму залежить від кількості його плечей.

Використання геометричного підходу для трифазного автономного інвертора напруги дозволяє представити трифазний сигнал системою з трьох незалежних ортогональних векторів, які при проектуванні на площину утворюють просту трифазну систему.

РОЗДІЛ 2. АНАЛІЗ ТРИФАЗНОГО АВТОНОМНОГО ІНВЕРТОРА

2.1 Робота інвертора на активне навантаження

На рис.2.1 представлена спрощена схема автономного інвертора з симетричним активним навантаженням. Для подальших аналітичних розрахунків в якості навантаження використовується активний опір, оскільки при аналізі електричної моделі з реальним навантаженням, таким як асинхронний двигун, необхідне виведення диференціальних рівнянь першого, другого або вищих порядків.

Рис.2.1. Спрощений автономний інвертор напруги з симетричним активним навантаженням.

Відповідно до геометричного підходу [26] спочатку задаються параметри, що є вхідними (незалежними) і вихідними. Плечові напруги у точках a-g, b-g, c-g обираємо за вхідні параметри U_a, U_b, U_c. Вихідні напруги інвертора на клемах a, b, c (рис.2.2) можуть бути отримані з аналізу еквівалентних схем, які відповідають шести можливим станам. Напруга джерела живлення V_i прикладається до фазних навантажень, відповідно до схеми підключення на обраному інтервалі. Напруга між анодною або катодного групами та нульовою точкою навантаження дорівнює V_i /3 або $2V_i/3$, в залежності від того, які фази навантаження в даний момент підключені до відповідної шини (див. рис.2.2).

Рис.2.2. Еквівалентні схеми для розрахунку фазних напруг трифазного АІН при з'єднанні навантаження

Вони являють собою систему ортогональних векторів у тривимірному просторі, які можна представити у вигляді сторін "куба" (рис.2.3). При чому, вектори U_a, U_b, U_c є базовими, за допомогою яких можна побудувати всі інші вектори "куба". Проекції векторів U_a, U_b, U_c на площину формують систему вихідних параметрів U_{an}, U_{bn}, U_{cn} – напруг навантажень. При цьому втрачається одна ступінь свободи [26], як наслідок маємо два незалежних параметри і один залежний. Одночасно з цим, проекції векторів U_a, U_b, U_c на одновимірний простір формують вектор, споживаного струму $I_{вх}$ (рис.2.3).

Рис.2.3. Простір вхідних і вихідних величин.

Врахувавши дозволені стани інвертора, сформовані напруги і струми (8 станів ключів інвертора), представлені у табл.2.1.

Таблиця 2.1.

Стани інвертора

Формування матриці переходу від вхідний до вихідних напруг детально пояснюється у [26-28]. Виходячи з цих робіт шукана матриця для вихідних напруг U_{an}, U_{bn}, U_{cn} має вигляд:

– матриця переходу від вхідних напруг у тривимірному просторі до вихідних напруг на площині.

Розглянемо формування вектора вхідного струму $I_{вх}$. Для формування співвідношень між вхідними параметрами за напругою та вихідним за струмом необхідно спочатку ввести матрицю переходу від вхідних напруг до відповідних їм еквівалентний струмів I_{ap}, I_{bp}, I_{cp} у тривимірному просторі (рис.2.3).

Аналізуючи електромагнітні процеси в інверторі, за допомогою власних векторів, отримаємо вираз:

– матриця переходу від вхідних (плечових) напруг до відповідних струмів.

Матриця переходу від еквівалентних струмів в просторі «куба», що належать вхідним напругам, до вхідного струму:

– матриця переходу струмів I_a, I_b, I_c до струму $I_{вх.}$

Підставивши вираз (1) у (2), отримаємо:

Таким чином, отримано матриці переходу для вхідного струму (2.3) та вихідних напруг, які дають змогу в подальшому розробити систему керування інвертором.

2.2 Робота інвертора з навантаженням на мережу

Розглядається інвертор, який входить до складу одноступінчастої фотоелектричної системи. Дана схема відрізняється з поміж інших простою топологією та показує високу стабільність та ефективність в роботі.

Інвертор перетворює постійну напругу від групи фотоелектричних елементів (сонячна батарея) в змінну і безпосередньо передає її до трифазної мережі (рис.2.4).

Рис.2.4. Спрощена схема трифазного мережевого інвертора

Згідно геометричного підходу, описаного в попередніх розділах, задаємося параметрами: вхідними (незалежними) і вихідними (рис.2.3). Плечові напруги (у точках a-g, b-g, c-g), обираємо їх за вхідні параметри: U_{ag}, U_{bg}, U_{cg}. За вихідні обираємо фазні напруги (у точках a-n, b-n, c-n): U_{an}, U_{bn}, U_{cn}. Значення вхідних і вихідних параметрів можуть бути отримані при аналізі еквівалентних схем, які відповідають можливим станам інвертора (див. рис.2.5). За однин період вихідної частоти відбувається шість комутацій шести тиристорів, але одночасно в стані провідності знаходяться лише три тиристора: два в анодній і один в катодній групах або навпаки.

Рис.2.5 Еквівалентні схеми для розрахунку фазних струмів і напруг

Згідно рис.2.5, за додатну приймається фазна напруга при з'єднанні початку фаз з анодної групою. За отриманими даними, створено табл.2.2, де зібрані значення вхідних і вихідних параметрів для кожного з дозволених включення вентилів. Зрозуміло, що не можливо перейти відразу від вхідних напруг до струмів, аналогічно це стосується вихідних параметрів. Тому доцільним є введення наступних параметрів: I_{ag}, I_{bg}, I_{cg} – струми, еквівалентні вхідним напругам, та I_{an}, I_{bn}, I_{cn} – вихідні струми, еквівалентні фазним напругам.

Таблиця 2.2

Значення вхідних і вихідних параметрів при різних станах вентилів

Як і в попередньому випадку(див. розділ 2.1), необхідно сформувати матриці переходу з тривимірного простору вхідних напруг до двовимірного вихідних напруг, матрицю переходу від вхідних напруг до вхідного струму $I_{вх.}$, та додатково сформувати матрицю переходу від вхідних напруг до вихідних струмів, щоб мати змогу керувати і вихідними струмами I_{an}, I_{bn}, I_{cn}, оскільки інвертор напряму під’єднаний до трифазної мережі. Матриці

переходу будуються лише з власних векторів[26] інвертора (2, 3, 5 строчки таблиці 2.2).

В результаті розрахунків доведено, що матриці переходу для вхідного струму (2.3) та вихідних напруг такі самі і для трифазного мережевого інвертора. В цьому випадку фазні напруги інвертора отримують триступеневу форму, яка зберігається незалежно від характеру навантаження.

За табл.2.2 формуємо матрицю переходу від вихідних напруг до вихідного струму:

– матриця переходу від вихідних напруг до вихідних струмів.

Підставляємо формулу для вихідних напруг у (2.4):

В результаті отримали матриці переходу для вхідного струму (2.3), вихідних струмів (2.5) та вихідних напруг.

2.3 Розрахунок силової частини та підбір компонентів

2.3.1 Розрахунок IGBT модулю

Розглядаючи рис.2.4, у схемі трифазного АІН присутні діод і IGBT-транзистор. Пропонується застосувати IGBT модуль (трифазний, мостовий). У модулі поєднано шість транзисторів з ізольованим затвором і шість зустрічно ввімкнених діодів. Найважливішими властивостями модулю є:

• максимальна напруга на колектор-емітері;

• максимальний струм на колекторі.

У модулі діоди підібрані у відповідності до транзисторів, тому обраховувати їх немає сенсу. Перед початком розрахунку задаються початкові параметри – табл.2.3.

Таблиця 2.3

Вхідні параметри інвертора

Максимальне значення струму на колекторі:

де $P_{нав}$ – потужність навантаження,

– фазна вихідна напруга.

Для потреб даного інвертора, максимальна напруга пробою на колектор-емітері:

– максимальна вхідна напруга,

Силові IGBT модулі при струмі колектору

здатні витримувати напруги значно вищі ніж 300 В.

За отриманими значеннями стуму було обрано IGBT модуль від виробника «*MITSUBISHI ELECTRIC CORPORATION*» CM50TF-12H, IGBT MOD 6PAC 600V 50A H-Series**.** Силовий IGBT модуль на 50А, 600 В.

Зовнішній вигляд зображено на рис.2.6, а) та внутрішню схему на рис.2.6, б)

а) б)

Рис.2.6 а) Зовнішній вигляд IGBT модулю , б) внутрішня схема

У табл. 2.4 розглянуто параметри цього модулю[1].

Таблиця 2.4

Характеристики IGBT модулю CM50TF-12H

2.3.2 Розрахунок LCL-фільтра

Будь-який пристрій передачі енергії до мережі повинний відповідати певним вихідним характеристикам за змістом гармонік. Системи, які

живляться від джерела напруги, таких як сучасні мережеві інвертори, LCL-фільтр високого порядку зазвичай може забезпечити амплітуди вищих гармонік. А також зменшує загальний розмір пристрою в порівнянні з більш простою конструкцією фільтра. Однак через певні властивості фільтра слід проявляти деяку обережність в його проектуванні, щоб забезпечити роботу фільтра поза частотою резонанса.

На рис. 2.7 зображено типовий LCL-фільтр, який буде застосований на вході до кожної фази.

Рис. 2.7 Схема LCL-фільтру

Спочатку розраховується первинна індуктивність інвертора L_{inv}, яку можна знайти за допомогою рівняння:

де, f – частота мережі, I_{max} – максимальний вихідний струм, $\%K_п$ – коефіцієнт пульсацій(%).

Використовуючи вищезазначені параметри, значення первинної індуктивності:

Ємність конденсатора фільтра знаходиться аналогічним чином за допомогою рівняння:

де, $\%x$ – відсоток реактивної потужність, що поглинається конденсатором,

– потужність однієї фази. Перед розрахунком ємності конденсатора, необхідно ввести обмеження. Як правило, загальна реактивна енергія, що поглинається конденсатором становить до 5% [30].

Для визначення значення індуктивності з боку мережі, спочатку визначається коефіцієнт послаблення між допустимою пульсацією індуктивності

і індуктивністю зі сторони мережі

. Цей фактор необхідно звести до мінімуму, зберігаючи при цьому сумарну стабільність ефективність фільтру. r – коефіцієнт послаблення, що визначає відношення між двома індуктивностями, визначається за допомогою рівняння:

Для отримання коефіцієнта загасання близького до 10% і можливості використання раніше розрахованих значень, r може бути обрахований шляхом переписування попереднього наступним чином:

Результуюче значення для

Правильність розрахунку параметрів

LCL фільтра може бути перевірена, шляхом визначення його резонансної частоти $f_{рез}$. Цей критерій для забезпечення стабільності $f_{рез}$ полягає в тому, що вони на порядок вище лінійної частоти і менше половини частоти мережі. Він дозволяє уникнути проблем у верхніх і нижніх гармонійних спектрах. Резонансна частота фільтра визначається за допомогою наступного рівняння:

або з використанням вже розрахованих параметрів фільтра:

Отримане значення для $f_{рез}$ відповідає критеріям, перерахованим раніше, і підтверджує правильність розрахунку фільтра. Залишилось розрахувати значення для визначення пасивного демпфування, яке слід додати, щоб уникнути виплесків струмів.

Як правило, підходить демпфуючий резистор з тим же порядком величини, що і імпеданс

при резонансі. Він легко обчислюється за допомогою рівняння:

Для остаточної реалізації в апаратному забезпеченні, необхідно підібрати компоненти, і вони повинні бути обрані таким чином, щоб бути відповідно близькими (зазвичай±10%) до розрахованих.

Для

обираємо дроселі фірми Bourns серії 5700.

5702-RC, індуктивністю 25 мкГн, для

. 5713-RC, індуктивністю 700 мкГн, для

Загальні характеристики:

• Допуск індуктивності – ±15%.

• Корпус – Radial.

• Робоча температура -55÷105 ℃.

Для

обираємо конденсатор фірми JYUL, CBB-61 на 10 мкФ, 450 В ±5%, робочі температури -40÷85 ℃.

РОЗДІЛ 3. ПОБУДОВА ТА МОДЕЛЮВАННЯ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ

3.1 Побудова алгоритму системи керування

Просторово-векторна широтно-імпульсна модуляція (ПВШИМ) – алгоритм управління ШІМ, використовується для створення сигналів змінного струму, найчастіше для приводу 3-фазних двигунів змінного струму та інверторів [31]. Одним важливих напрямків, які вирішувалися в даній роботі є зменшення емісії вищих гармонік в мережу, які формуються через високочастотні переключення транзисторів. Схему інвертора наведено на рис.3.1.

Рис.3.1 Трифазний інвертор

Для реалізації ПВМ, опорний сигнал V_{ref} дискретизується з частотою, де f_s (

) – частота роботи.

Опорний сигнал може бути сформований з трьох окремих фазних напруг з використанням деяких перетворень. Потім опорний вектор синтезується з використанням комбінації двох сусідніх активних векторів перемикання і одного або більше нульових векторів. Існують різні стратегії вибору порядку векторів і того, який вектор використовувати. Вибір стратегії буде впливати на гармонічний склад вихідного струму і втрати при перемиканні.

Принцип просторового вектора ШІМ

Схемна модель трифазного інвертора показана на рис.3.1. VT_1-VT_6 – це шість силових перемикачів, що формують вихідний сигнал, які керуються перемикаючими змінними U_{ag}, U_{bg}, U_{cg}. При включенні нижнього транзистора, тобто коли U_{ag}, U_{bg} або U_{cg} дорівнює 1, відповідний верхній транзистор вимикається. Тому для визначення вихідної напруги можна використовувати включені і виключені стану верхніх транзисторів VT_1, VT_3 і VT_5.

Зв'язок між вектором вихідної напруги $[U_{ag}, U_{bg}, U_{cg}]^t$ і міжфазними векторами напруги $[U_{ab}, U_{bc}, U_{ca}]^t$ та зв'язок між вектором вихідної напруги $[U_{ag}, U_{bg}, U_{cg}]^t$ і вектором фазних (вихідних) напруг $[U_{an}, U_{bn}, U_{cn}]^t$ задаєтються наступним чином:

Як показано на рис.3.2, є вісім можливих комбінацій включення і виключення вентилів для трьох верхніх вимикачів живлення. Процес перемикання детально описаний у розділі 2. Відповідно до рівнянь (1) і (2), вісім станів векторів, наведені в табл. 3.1 і рис.3.2. На рис.3.2 показані вісім векторів напруги інвертора (від V_0 до V_7).

Таблиця 3.1

Стани вентилів транзистора

Рис.3.2. Вісім векторів напруги інвертора (від V_0 до V_7)

Для реалізації просторового вектора ШІМ зазвичай використовуються рівняння, що реалізує так зване ABC-DQ перетворення напруги (перехід до двофазної системи). Але в такому випадку втрачається одна ступінь свободи. Тому пропонується використати nABC-gABC перетворення, запропоноване автором, як показано на рис.3.3.

Рис.3.3. Взаємозв'язок систем відліку ${}_nABC$ та ${}_gABC$

Відношення між цими двома системами відліку знаходиться за виразом:

, а f позначає змінну напругу або струм.

Як показано на рис.3.4, це перетворення еквівалентно ортогональній проекції $[U_{ag}, U_{bg}, U_{cg}]^T$ на двовимірний простір векторів U_{an}, U_{bn}, U_{cn}. В результаті можливі шість ($V_1 – V_6$) ненульових векторів і два нульових вектора (V_0 і V_7). Шість ненульових векторів формують осі шестикутника, як показано на рис.3.4. Кут між будь-якими сусідніми двома ненульовими векторами дорівнює 60 градусам. Тим часом, два нульових вектори знаходяться на початку координат і прикладають нульову напругу до навантаження. Ці вісім векторів називаються основними просторовими векторами і позначаються через V_0, V_1, V_2, V_3, V_4, V_5, V_6 і V_7. Мета методу ПВШІМ – апроксимації вектора опорної напруги V_{ref} з використанням восьми схем комутації. Одним з простих методів апроксимації – генерація середньої потужності інвертора за невеликий період часу, T повинне бути таким же, як і у V_{ref} за той же період.

Рис.3.4. Основні вектори перемикання і сектори.

Таким чином, ПВШІМ може бути реалізований наступними кроками:

Крок 1. Визначення U_{an}, U_{bn}, U_{cn}, V_{ref} і кут (φ).

U_{an}, U_{bn}, U_{cn} можна визначити наступним чином:

Зазвичай опорна напруга V_{ref} при звичайному PQ перетворенні знаходиться шляхом перетворення декартових координат у полярні. В даному випадку додається додаткова ступінь свободи, тому буде застосована сферична система координат. Параметри V_{ref}, кут (φ), кут (θ) (рис.3.5) розраховуються за наступними формулами:

де f –частота перемикання.

Рис.3.5 Просторовий вектор напруги і його компоненти

Крок 2. Визначення тривалості часу T_1, T_2, T_0.

З рис.3.6 тривалість часу перемикання може бути розрахована наступним чином:

Рис.3.6. Опорний вектор як комбінація сусідніх векторів у секторі 1.

Розрахунок тривалостей часу перемикання в будь-якому секторі:

Крок 3: Визначення часу перемикання кожного транзистора (від VS_1 до VS_6):

Рис.3.7. Просторові вектори перемикання ПВШІМ в кожному секторі

За рис.3.7, час перемикання на кожній ділянці підсумовано в табл. 3.2.

Таблиця 3.2

Розрахунок часу перемикання в кожному секторі

Вищезазначені розрахунки будуть реалізовані в середовищі *Simulink* для створення системи керування інвертора за допомогою ПВШІМ.

3.2 Побудова схеми електричної принципової

Для створення схеми електричної принципової використано програмне забезпечення SPlan 7.0 – додаток А. Система керування трифазним інвертором напруги побудована на базі МК (рис.3.8), враховавши необхідні функції для виконання системи керування. На рис.3.8, зображене умовне позначення МК на принциповій схемі з додатковою обв’язкою, яка обирається з даташиту [33].

Рис.3.8 Мікроконтролер ATmega328P

Для стабілізації вхідної напруги, діапазоном +12-35 В, використано стабілізатор LM 7805 (рис.3.9). МК отримує живлення стабілізовану постійну напругу +5 В, відповідна напруга подається на клему V_{cc}, пін RESET (PC6) реалізує кнопку перезапуску PB1, з обов’язковим підключенням резистору R_1 на 1 кОм.

Рис.3.9 Стабілізатор вхідної напруги LM 7805

Надійною заміною коливального LC-контуру є кварцовий резонатор, встановлений в схему. Кварцові резонатори необхідні в якості надійного і стабільного джерела гармонійних коливань, щоб МК міг спиратися на еталонну частоту, і оперувати нею в подальшому процесі роботи. Резонатор Q_1 під’єднано за допомогою двох конденсаторів, ємністю 15 пФ, для забезпечення роботи на частоті 20 МГц.

В подальшому планується використовувати послідовний перефирійний інтерфейс SPI (Serial Peripheral Interface). Послідовний периферійний інтерфейс (SPI) - це синхронний протокол послідовної передачі даних, який використовується для зв'язку мікроконтролера з одним або декількома периферійними пристроями. Інтерфейс SPI відрізняється відносно високою швидкістю і призначений для зв'язку близько розташованих пристроїв. Він також може використовуватися для взаємодії двох або більше мікроконтролерів.

Згідно з протоколом SPI, один з взаємодіючих пристроїв (зазвичай мікроконтролер) завжди є провідним і контролює ведені периферійні пристрої. Як правило, всі взаємодіючі пристрої об'єднані трьома загальними лініями:

• MISO (Master In Slave Out) - лінія для передачі даних від відомого пристрою (Slave) до ведучого (Master);

• MOSI (Master Out Slave In) - лінія для передачі даних від провідного пристрою (Master) до веденим (Slave);

• SCK (Serial Clock) - тактові імпульси, що генеруються провідним пристроєм (Master) для синхронізації процесу передачі даних.

Крім перерахованих, на кожен пристрій відводиться окрема лінія:

• SS (Slave Select) - вивід, присутній на кожному відомому пристрої. Він призначений для активізації того чи іншого периферійного пристрою.

Периферійний пристрій (Slave) взаємодіє з провідним (Master) тоді, коли на виведення SS присутній низький рівень сигналу. В іншому випадку дані від Master-пристрої будуть ігноруватися. Така архітектура дозволяє взаємодіяти з декількома SPI-пристроями, підключеними до однієї і тієї ж шини.

IR2113 – це високовольтний, високошвидкісний силовий драйвер МОП та IGBT транзисторів з незалежними каналами для кожного з ключів в стійці (рис.3.10). Логічні входи сумісні зі стандартними КМОП або LSTTL виходом, напруга живлення до 3.3 В. Вихідні драйвери мають буферний каскад з високим імпульсним струмом, призначений для мінімальної перехресної провідності драйверів.

Рис.3.10 Драйвер для транзисторів

Датчики струму ACS758 забезпечують вимірювання вихідного струму (рис.3.11). Типові області застосування: керування двигуном, виявлення та керування навантаженням, перетворювачами та інверторами і виявлення несправностей при перевантаженні за струмом. Прилад складається з прецизійної лінійної схеми Холла. Точність пристрою оптимізується за рахунок безпосередньої близькості до датчика Холла. Пристрій забезпечує низьку пульсацію вихідної і струму. Внутрішній опір становить 100 мкОм, що забезпечує низькі втрати потужності.

Рис.3.11 Датчик Холла для вимірювання вихідного струму

Для створення імпульсів керування необхідно вимірювати напругу на виході інвертора. Для цього застосовується АЦП OPA4350 (рис.3.12)., що має живлення +3.3 В, і може вимірювати напругу до 400В

Для створення імпульсів керування необхідно вимірювати напругу на виході інвертора. Для цього застосовується АЦП OPA4350 (рис.3.12)., що має живлення +3.3 В, і може вимірювати напругу до 400В

Рис.3.12 АЦП для вимірювання вихідної напруги

Задля спрощення загальної схеми, було прийняте рішення – відмовитись від декодору, тому розподіленням імпульсів займається безпосередньо мікроконтролер.

3.3 Моделювання в програмному середовищі *SIMULINK*

Інвертор з навантаженням на мережу та систему керування змодельовано в програмному середовищі *Simulink*. Оскільки основною метою роботи є розробка системи керування інвертором, в якості джерела живлення інвертора обрано блок постійної напруги: DC Voltage Source, замість масиву фотоелементів. Структурна схема модельованої системи зображено на рис.3.13.

Рис.3.13. Структурна схема

Початкові параметри: V_{dc} – напруга живлення, F_c – частота мережі, F_s – частота перемикання вентилів, m – індекс модуляції. Зазначені параметри оголошені у якості змінних, у блоках, які містять програмний код *MATLAB*.

На рис.3.14 зображено загальний вигляд створеної системи.

Трифазний інвертор побудовано за допомогою блоків Mosfet (рис.3.15), які представляють собою польовий транзистор з зворотно ввімкненим діодом, імпульс керування надходить на кожний транзистор окремо.

Вихідний фільтр реалізовано на групі блоків Three-Phase Parallel RLC Branch, параметри яких розраховано у п.2.3.1.

Рис.3.14 Модель у середовищі *Simulink*

Трифазну мережу на виході імітують три блоки AC Voltage Source, які мають фазовий зсув 0°, 120°, -120°, відповідно.

Рис.3.15 Трифазний інвертор

Загальний вигляд системи керування зображено на рис.3.16.

Рис.3.16 Система керування

gABC-nABC перетворення, повністю описане у попередньому розділі, реалізовано підсистемою gABC Ref Generator (рис.3.17). Основою підсистеми є програмний код, представлений нижче:

Рис.3.17 Блок реалізації gABC-nABC перетворення

Код створює співвідношення між двома системами відліку за виразом:

f, T – коефіцієнт перетворення K_s.

Вибір сектору також реалізовано за допомогою коду:

Цей програмний код також дозволяє розрахувати довжину змінного вектора

, так кут φ.

Аналогічний блок, що містить код, дозволяє розрахувати тривалості часу T_1, T_2, T_0, повний лістинг коду надано у додатку Б. Він також формує імпульси, що безпосередньо надходять до транзисторів.

Напруги на виході інвертора, мають ступінчату форму, аналогічну формам у п.1.1.2. Це в черговий раз підтверджує правильність всіх аналітичних викладок, наведених у роботі. Зображення отриманих фазних напруг наведено на рис.3.18.

Рис.3.18 Напруги на виході інвертора

Форма струмів при підключенні LCL-фільтру, що генеруються в мережу, наведено на рис.3.19, б), які повторюють форму вихідних напруг (рис.3.19, а). Найважливіша причина для вибору цього фільтра полягає в тому, що його можна використовувати при різних перемиканнях частоти. Він має переваги у розмірах, порівняно з звичайними L та LC фільтрами.

Рис.3.19 а) Форма вихідного струму, б) Форма вихідної напруги

Йому властивий найменший перепад напруг і краще демпфірування порівняно зі звичайними фільтрами. Характеризується вирівнюванням фазних напруг та кутів, вирівнювання послідовності фаз і частоти.

У моделюванні присутній блок THD, він призначений для визначення коефіцієнту нелінійних спотворень (КНС) струму. Часова діаграма зміни КНС представлена на рис.3.20.

Рис.3.20 Коефіцієнт нелінійних спотворень

Згідно державного стандарту України ДСТУ EN 50160:2018 [32], для пристроїв з подібними характеристиками він повинен не перевищувати 11%. В результаті моделювання отримано КГС, що не перевищує 9%, що повністю задовольняє указаним критеріям.

ВИСНОВКИ

Перший розділ роботи ознайомлює з загальними поняттями про інвертори. Детально розглянуті основні топології інверторів, їх особливості та переваги. В одному з підрозділів особливу увагу приділяється трифазному мережевому інвертору, оскільки на ньому базується більша частина дипломної роботи. Розглянуто застосування геометричного підходу для опису змінних в інверторі.

В процесі виконання другого розділу, наочно продемонстровано реалізацію геометричного підходу для опису інвертора. Розглядався трифазний мережевий інвертор з різними типами навантаження: чисто активним та з навантаженням на трифазну мережу. За вхідні параметри обрано плечові напруги, за вихідні – напруги та струми навантаження. Створено матриці переходу для вихідних напруг та струмів, та вхідного струму, побудовано таблицю всіх дозволених станів інвертора при різному ввімкненні ключів. В результаті розрахунків доведено, що матриці переходу для вхідного струму та вихідних напруг однакові, і не залежать від типу навантаження. Також було проведено розрахунок силової частини, в результаті якого обрано IGBT модуль від виробника «*MITSUBISHI ELECTRIC CORPORATION*» CM50TF-12H (50A, 600 В.); та розраховано LCL-фільтр. Отримані розрахунки повністю задовільнять потреби завдання.

У третьому розділі детально описано алгоритм для керування інвертором. За основу взята просторово-векторна ШІМ, з деякими змінами. В результаті була вирішена проблема втрати ступені свободи, шляхом відмови від полярної системи координат, при переході в іншу систему відліку. Рішенням стало введення сферичної системи координат, що дає змогу обертати керуючий вектор в тривимірному просторі. Також розраховано опорну напругу, кут обертання та тривалість часу ШІМ для кожного з векторів. Отримані розрахунки та співвідношення були промодельовані в програмному середовищі *SIMULINK*, надано детальний опис блоків та деяких частин коду змодельованої системи. В результаті отримано часові діаграми вихідних напруг та струмів, які відповідні теоретичним. За допомогою блока THD, проаналізований гармонійний склад вихідних сигналів і він повністю задовольняє чинним вимогам ДСТУ. У програмі SPlan 7.0 створено схему електричну принципову досліджуваного інвертора та системи керування. Для реалізації системи керування було застосовано мікроконтролер ATmega328P, та датчики виміру вихідної напруги на базі OPA4350 та струму ACS758.

ABSTRACT

This The main supplier of solar electricity is solar photovoltaic cells, the principle of operation of which is based on the conversion of solar radiation energy

into electrical energy. Solar cells generate energy at low operating costs and do not pollute the environment [1].

In this paper, we consider an element of a single-stage photovoltaic system – a three-phase Autonomous inverter loaded on the network. The relevance of the work is indicated by a large number of published scientific articles in professional publications around the world. The main problem in this area is the creation of an effective control system to bring the output voltage closer to the sinusoidal one.

The aim of this work is to analyze and develop a control system for a three-phase inverter using a geometric approach that has a wide range of practical applications, including in energy-saving systems.

- to achieve this goal, the following tasks were completed:
- selection of the scheme for the studied AI;
- set input and output parameters for applying the geometric approach;
- create tables that describe all the States of the inverter;
- analysis of the inverter for different types of load;
- output of transition matrices that allow you to build a control system;
- modeling of the inverter with the created control system;
- creating an electrical circuit diagram.

An inverter that is part of a single-stage photovoltaic system is considered. This scheme differs from other simple topology and shows high stability and efficiency in operation.

The inverter converts a constant voltage from a group of photovoltaic cells (solar battery) into a variable and directly transmits it to the three-phase network (Fig.1).

Fig. 1. Simplified diagram of a three-phase network inverter

According to the geometric approach described in the previous sections, we set the parameters: input (independent) and output (Fig.2.3). Shoulder stresses (at points a-g, b-g, c-g), select them for the input parameters: U_{ag}, U_{bg}, U_{cg}. Over the weekend, select the phase voltages (at points a-n, b-n, c-n): U_{an}, U_{bn}, U_{cn}. The values of input and input parameters can be obtained by analyzing equivalent circuits corresponding to possible inverter States. During one period of output frequency, there are six switching of six thyristors, but at the same time only three thyristors are in the conduction state: two in the anode and one in the cathode groups, or Vice versa.

Phase voltage at the junction of the beginning of the phases with the anode group. According to the received data, the table was created.2.2, where the values of input and output parameters are collected for each of the permitted valves. It is clear that it is not possible to switch immediately from input voltages to currents, the same applies to output parameters. Therefore, it is advisable to introduce the following parameters: I_{ag}, I_{bg}, I_{cg} – currents equivalent to input voltages, and Ian, Ibn, Icn – output currents equal to phase voltages.

As in the previous case, it is necessary to form transition matrices of three-dimensional space of input voltages to output voltages of two-dimensional, the transfer matrix from input voltage to input current IIN, and further to form the transition matrix from input voltages to output currents, to be able to manage and

output currents Ian, Ibn, Icn, since the inverter is directly connected to three-phase network. Transition matrices are constructed only from the eigenvectors[26] of the inverter (lines 2, 3, 5 of table 2.2).

Table 2.2 - values of input and output parameters for different valve States

As a result of calculations, it is proved that the transition matrices for the input current (2.3) and output voltages are the same for a three-phase network inverter. In this case, the phase voltages of the inverter receive a three-stage form, which is preserved regardless of the nature of the load.

According to table.2.2 form a matrix of the transition from output voltage to output current:

where

– matrix of transition from output voltages to output currents.

Substitute the formula for the output voltage in (2.4):

As a result, we obtained transition matrices for input current (2.3), output currents (2.5) and output voltages.

The inverter with a load on the network and control system is modeled in the Simulink environment. Since the main goal of the work is to develop an inverter control system, a DC Voltage Source is selected as the power source of the inverter, instead of an array of solar cells. The block diagram of the simulated system is shown in Fig. 2.

Fig. 2. Block diagram

Initial parameters: V_{dc}-supply voltage, F_c-network frequency, F_s-gate switching frequency, m-modulation index. The specified parameters are declared as variables in blocks containing the MATLAB program code.
Figure 3 shows a General view of the created system.

Fig. 3 Model in Simulink environment

The output current at the output of the inverter is shown in Fig. 4, a).

The THD block is present in the simulation.it is intended for determining the coefficient of harmonic distortion (KGF). According to the state standard of Ukraine DSTU EN 50160:2018 [31], for devices with similar characteristics, it should not exceed 11%. As a result of modeling, a KGF equal to 9% was obtained, which fully meets the specified criteria, Fig. 4, b).

Fig. 4, a) output Current from the inverter, b) harmonic distortion Coefficient

The voltage at the output of the inverter has a step-like shape, similar to the forms in paragraph 1. 1. 2. This once again confirms the correctness of all the analytical calculations given in the work. The image of the obtained phase voltages is shown in Fig.4.

Fig. 4 inverter output voltage

The shape of the currents generated in the network when connecting the LCL filter is shown in Fig.5, b), which repeat the shape of the output voltages (Fig.5, a). The most important reason for choosing this filter is that it can be used for various frequency switches. It has advantages in size compared to conventional L and LC filters.

Fig.5 a), the form of the output current, b) the form of the output voltage

It has the lowest voltage drop and better damping compared to conventional filters. It is characterized by alignment of phase stresses and angles, alignment of the phase sequence and frequency.

In the simulation, there is a THD block, it is designed to determine the coefficient of nonlinear distortion (KNI) of the current. The time diagram of the change in the CNS is shown in Fig.6.

Fig.6 coefficient of nonlinear distortion

According to the state standard of Ukraine DSTU EN 50160:2018 [32], for devices with similar characteristics, it should not exceed 11%. As a result of modeling, a KGF not exceeding 9% was obtained, which fully meets the specified criteria.

The basis is a space-vector PWM, with some changes. As a result, the problem of losing the degree of freedom by abandoning the polar coordinate system when switching to another reference system was solved. The solution was the introduction of a spherical coordinate system, which allows you to rotate the control vector in three-dimensional space. The reference voltage, rotation angle, and PWM time duration for each of the vectors are also calculated. The resulting calculations and ratios were modeled in the SIMULINK software environment, and a detailed description of the blocks and some parts of the code of the modeled system was given. As a result, time diagrams of output voltages and currents corresponding to the theoretical ones are obtained. Using the THD block, the harmonic composition of the output signals is analyzed and it fully meets the current requirements of GOST. The Altium Nexus program created an electrical schematic diagram of the inverter and control system under study. To implement the control system, the ATmega328P microcontroller and opa4350-based output voltage measurement sensors were used.

Схожість

Схожість із джерелами з Інтернету 33

2	http://jak.bono.odessa.ua/articles/spi-programuvannja-arduino.php		2.1%
4	https://referat.co/ref/588939/read	4 Джерело	0.63%
6	https://ela.kpi.ua/bitstream/123456789/30932/1/Soich_magistr.pdf	24 Джерело	0.27%
7	https://avtonom.com.ua/ua/stati/istochniki_bespereboynogo_pitania_stabilizatori/setevie_invertory_info?record_id=97		0.26%
10	https://kxtp.kpi.ua/common/mm(mv_3k_xtf).pdf		0.17%
16	https://tk-its.kpi.ua/sites/default/files/2019-03/OmelchenkoR_magistr.pdf	2 Джерело	0.1%

Схожість по Бібліотеці акаунту 108

1	**PZ-Zmist-Literatura'**	ID **файлу**: 8379692	Institution: **National Technical University of Ukraine "Kyiv Polytechn**	5 Джерело	2.15%
3	**КАМУЗ_магістерська**	ID **файлу**: 1000888201	Institution: **National Technical University of Ukraine "Kyiv Polytechn...**		0.8%
5	**Соїч**	ID **файлу**: 1000783565	Institution: **National Technical University of Ukraine "Kyiv Polytechnic Institute**	31 Джерело	0.37%
8	**MishchenkoKS_magistr**	ID **файлу**: 8617605	Institution: **National Technical University of Ukraine "Kyiv Polytechnic In...**		0.26%
9	**Макарова Т.Д._ПБ-з71мп**	ID **файлу**: 8346959	Institution: **National Technical University of Ukraine "Kyiv P**	21 Джерело	0.2%
11	**Студентська робота**	ID **файлу**: 1002043851	Institution: **Lutsk National Technical University**		0.16%
12	**Студентська робота**	ID **файлу**: 4841635	Institution: **Yuriy Fedkovych Chernivtsi National University**	29 Джерело	0.12%
13	**ДЕМ`ЯНЕНКО_Вячеслав_f06dd6_main_part**	ID **файлу**: 1000739205	Institution: **National Technical Univers**	5 Джерело	0.11%
14	**Титенко диплом АП**	ID **файлу**: 1000082573	Institution: **National Technical University of Ukraine "Kyiv Polytechnic...**		0.11%
15	**Snigirova**	ID **файлу**: 5910316	Institution: **National Technical University of Ukraine "Kyiv Polytechnic Institute**	2 Джерело	0.11%
17	**DIPLOM_Мальцев**	ID **файлу**: 8248974	Institution: **National Technical University of Ukraine "Kyiv Polytechni**	6 Джерело	0.1%
18	**Легеза_Нещадим_стаття_11.03.2020**	ID **файлу**: 1001287070	Institution: **National Technical University of U**	2 Джерело	0.1%
19	**Притула О. ПБ_82мп_**	ID **файлу**: 1000776468	Institution: **National Technical University of Ukraine "Kyiv Polytechnic...**		0.1%

20	**Студентська робота**	ID **файлу:** 1000036421	Institution: **Lviv Polytechnic National University**	2 Джерело	0.1%

Цитати

Цитати	2

1 The inverter converts a constant voltage from a group of photovoltaic cells (solar battery) into a variable and directly transmits it to the three-phase network (Fig.1).

2 Simplified diagram of a three-phase network inverter According to the geometric approach described in the previous sections, we set the parameters: input (independent) and output (Fig.2.3).