

Хмельницький національний університет
Факультет інформаційних технологій
Кафедра автоматизації, комп'ютерно-інтегрованих технологій та робототехніки

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

магістр

Освітній рівень

Метод самооптимізуючого контролю заряду та розряду акумуляторної батареї

Назва теми

КвРАКІТР.2023191.01.10.ПЗ

Рівень вищої освіти магістр

Галузь знань 17 «Електроніка, автоматизація та електронні комунікації»

Шифр, назва

Спеціальність 174 «Автоматизація, комп'ютерно-інтегровані технології та
робототехніка»

Шифр, назва

Освітня програма «Автоматизація, комп'ютерно-інтегровані технології та
робототехніка»

Назва

Виконав:

студент II курсу, група АКІТРм-23-1


Підпис

Максим ШВЕЦЬ

Ім'я, ПРІЗВИЩЕ

Керівник


Підпис

Валерій МАРТИНЮК

Ім'я, ПРІЗВИЩЕ

Нормоконтролер


Підпис

Людмила КОРЕЦЬКА

Ім'я, ПРІЗВИЩЕ

До захисту допускаю:
зав. кафедри АКІТтаР


Підпис

Валерій МАРТИНЮК

Ім'я, ПРІЗВИЩЕ

«11» грудня 2024 р.

Хмельницький 2024

ХМЕЛЬНИЦЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

Факультет інформаційних технологій

Кафедра автоматизації, комп'ютерно-інтегрованих технологій та робототехніки

Рівень вищої освіти другий (магістерський)

Галузь знань 17 – Електроніка, автоматизація та електронні комунікації

Спеціальність 174 – Автоматизація, комп'ютерно-інтегровані технології та робототехніка

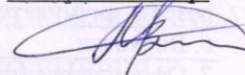
Освітня програма Автоматизація, комп'ютерно-інтегровані технології та робототехніка

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри АКИТтаР

Валерій МАРТИНЮК

01 вересня 2024р.



**ЗАВДАННЯ
НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ**

Швецю Максиму Олеговичу

Прізвище, ім'я, по батькові студента

1 Тема роботи Метод самооптимізуючого контролю заряду та розряду акумуляторної батареї

Керівник роботи Мартинюк Валерій Володимирович, д.т.н, професор

Прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, учене звання

Затверджено наказом ректора університету від 26.08.2024 р. №60

2 Строк подання студентом роботи на кафедру 02.12.2024р.

3 Вихідні дані до роботи

Мета роботи: розробка методу самооптимізуючого контролю заряду та розряду акумуляторної батареї



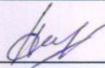
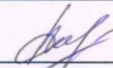
Предмет дослідження: метод самооптимізуючого контролю заряду та розряду акумуляторної батареї

4 Зміст пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити)

Вступ. Огляд літературних джерел та патентних даних. Математична модель процесу самооптимізуючого контролю заряду та розряду акумуляторної батареї. Імітаційна модель методу самооптимізуючого контролю заряду та розряду акумуляторної батареї. Експериментальне дослідження методу самооптимізуючого контролю заряду та розряду акумуляторної батареї. Висновки.

5 Перелік графічного матеріалу (із зазначенням обов'язкових креслень)
презентаційні матеріали (слайди)

6 Консультанти розділів кваліфікаційної роботи


Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
Антиплагіат	Федула М.В., доцент кафедри АКИТтаР		
Нормоконтроль	Корецька Л.О., доцент кафедри АКИТтаР		

7 Дата видачі завдання 01 вересня 2024р.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

Назва розділу кваліфікаційної роботи	Строк виконання	Примітка
1. Вступ	10.09.2024р.	Виконано
2. Огляд літературних джерел та патентних даних	25.09.2024р.	Виконано
3. Математична модель процесу самооптимізуючого контролю заряду та розряду акумуляторної батареї	15.10.2024р.	Виконано
4. Імітаційна модель методу самооптимізуючого контролю заряду та розряду акумуляторної батареї	30.10.2024р.	Виконано
5. Експериментальне дослідження методу самооптимізуючого контролю заряду та розряду акумуляторної батареї	10.11.2024р.	Виконано
6. Висновки	15.11.2024р.	Виконано
7. Оформлення пояснювальної записки	20.11.2024р.	Виконано
8. Оформлення презентаційних матеріалів	1.12.2024р.	Виконано

Студент


Підпис

Максим ШВЕЦЬ
Ім'я, ПРИЗВИЩЕ

Керівник кваліфікаційної роботи


Підпис

Валерій МАРТИНЮК
Ім'я, ПРИЗВИЩЕ

АНОТАЦІЯ

Тема кваліфікаційної роботи: «Метод самооптимізуючого контролю заряду та розряду акумуляторної батареї».

Автор роботи: Швець Максим Олегович.

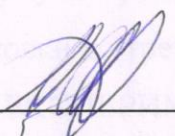
Керівник роботи: Мартинюк Валерій Володимирович.

Пояснювальна записка: 88 с., 66 рис., 2 табл., 1 дод., джерел.

Графічна частина: 12 презентаційних слайдів.

ПШКОВІ СТРУМИ НАВАНТАЖЕННЯ, СУПЕРКОНДЕНСАТОРИ, ОСНОВНЕ ДЖЕРЕЛО ЕНЕРГІЇ, ДОПОМІЖНЕ ДЖЕРЕЛО ЕНЕРГІЇ.

Мета роботи: розробка методу самооптимізуючого контролю заряду та розряду акумуляторної батареї. Розроблено удосконалений метод самооптимізуючого контролю заряду та розряду акумуляторної батареї, особливістю якого є керування струмом із використанням контролю пікового струму. Перевага цього типу контролю полягає в обмеженні максимального значення вхідного струму системи. При живленні від батареї цей тип керування діє як захід безпеки, запобігаючи надмірному споживанню струму навантаженням.


Підпис студента

12.09.2024
Дата

ЗМІСТ

ВСТУП.....	4
1 ОГЛЯД ЛІТЕРАТУРНИХ ДЖЕРЕЛ ТА ПАТЕНТНИХ ДАНИХ.....	6
1.1 Особливості процесу заряду та розряду акумуляторних батарей.....	6
1.2 Класифікація пристроїв заряду акумуляторних батарей	8
1.3 Висновки до першого розділу.....	19
2 МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ПРОЦЕСУ САМООПТИМІЗУЮЧОГО КОНТРОЛЮ ЗАРЯДУ ТА РОЗРЯДУ АКУМУЛЯТОРНИХ БАТАРЕЙ.....	21
2.1 Особливості моделювання процесу самооптимізуючого контролю заряду та розряду акумуляторних батарей	21
2.2 Математична модель методу самооптимізуючого контролю заряду та розряду акумуляторних батарей	24
2.3 Висновки до другого розділу	37
3 ІМІТАЦІЙНА МОДЕЛЬ МЕТОДУ САМООПТИМІЗУЮЧОГО КОНТРОЛЮ ЗАРЯДУ ТА РОЗРЯДУ АКУМУЛЯТОРНИХ БАТАРЕЙ.....	39
3.1 Особливості імітаційної моделі методу самооптимізуючого контролю заряду та розряду акумуляторних батарей	39
3.2 Імітаційне моделювання процесу самооптимізуючого контролю заряду та розряду акумуляторних батареї в середовищі PSIM	49
3.3 Висновки до третього розділу.....	55
4 ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ МЕТОДУ САМООПТИМІЗУЮЧОГО КОНТРОЛЮ ЗАРЯДУ ТА РОЗРЯДУ АКУМУЛЯТОРНИХ БАТАРЕЙ	57
4.1 Особливості експериментального дослідження методу самооптимізуючого контролю заряду та розряду акумуляторних батарей	57
4.2 Експериментального дослідження різних регуляторів для методу самооптимізуючого контролю заряду та розряду акумуляторних батарей	66
4.3 Висновки до четвертого розділу.....	72
ВИСНОВКИ.....	74
ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАНЬ.....	76

ДОДАТОК А Стаття у фаховому журналі	85
---	----

ВСТУП

Актуальність теми. У сучасних умовах зростаючої популярності відновлюваних джерел енергії, електротранспорту та автономних енергосистем питання ефективного управління акумуляторними батареями набуває особливої важливості.

Неефективний контроль заряду та розряду може призводити до деградації активних матеріалів батареї, що скорочує її ресурс. Самооптимізуючий контроль дозволяє забезпечити оптимальні режими експлуатації, що подовжує термін служби акумуляторних батарей.

Тому розробка методу самооптимізуючого контролю заряду та розряду акумуляторних батарей забезпечує ефективність, безпеку та довговічність енергетичних систем, що робить його актуальним для широкого спектра застосувань у сучасній техніці.

Метою роботи є розробка методу самооптимізуючого контролю заряду та розряду акумуляторних батарей.

Відповідно до поставленої мети необхідно вирішити **завдання:**

- виконати огляд літературних джерел та патентних даних про методи контролю заряду та розряду акумуляторних батарей;
- розробити математичну модель процесу керування зарядом та розрядом акумуляторних батарей;
- розробити алгоритм та програмну реалізацію методу самооптимізуючого контролю заряду та розряду акумуляторних батарей;
- розробити імітаційну модель методу самооптимізуючого контролю заряду та розряду акумуляторних батарей.

Об'єктом дослідження є процес керування самооптимізуючим контролем заряду та розряду акумуляторних батарей.

Предметом дослідження є метод самооптимізуючого контролю заряду та розряду акумуляторних батарей.

Методи досліджень. При вирішенні поставлених завдань у роботі були використані методи фізики, теорії автоматичного керування, методи обчислювальної математики, а також методи алгоритмізації та програмування.

Наукова новизна отриманих результатів:

У результаті проведеного дослідження розроблено метод самооптимізуючого контролю заряду та розряду акумуляторних батарей.

1 ОГЛЯД ЛІТЕРАТУРНИХ ДЖЕРЕЛ ТА ПАТЕНТНИХ ДАНИХ

1.1 Особливості процесу заряду та розряду акумуляторних батарей

Будь-яка система, яка потребує енергії автономно, без підключення до електромережі, потребує або автономних засобів для її генерування, або методу зберігання, який може накопичувати енергію, коли вона недоступна.

У першому випадку ми будемо говорити про системи збору енергії [1] (наприклад, сонячні батареї, які виробляють електроенергію з навколишнього світла), а в другому ми будемо говорити про системи з батареями або паливними елементами.

В даний час систем, які збирають власну енергію, є меншість, і навіть ті, які здатні це робити, зазвичай оснащені батареями для накопичення додаткової енергії для підтримки себе, коли її неможливо зібрати, наприклад [2], або вони просто служать підтримкою для нормального заряджання акумулятора, як у [3].

Існує велика різноманітність носіїв зберігання енергії. Найбільш поширеними в нашому повсякденному житті є електричні батареї, які зазвичай називають «елементами», але можна також говорити про паливні елементи, що звільняють місце для різних типів, залежно від способів зберігання енергії: хімічних, таких як викопне паливо або водень; фізичні, такі як гребля або маховик.

Що стосується сучасних електричних батарей, то всі вони виготовлені на хімічній основі генерування електричного струму через реакції відновлення – окиснення (окисно-відновними реакціями). З моменту появи перших батарей на початку 19 століття з елементами вольта (на мідній і цинковій основі) їх розвиток для отримання більшої щільності енергії було досягнуто за рахунок використання нових матеріалів: [4], [5], [6].

Наступний перелік показує роки виготовлення перших батарей:

- 1800 р. - вольтовий стовб (мідь і цинк);

- 1859 р. - акумулятор зі свинцевими електродами (перша акумуляторна батарея);
- 1899 р. - нікель-кадмієва батарея;
- 1960 р. лужна батарея (лужний електроліт з гідроксиду калію);
- 1970 р. - нікель-метал-гідридна батарея;
- 1991 р. - літій-іонна батарея;
- 1999 р. - літій-іонна полімерна батарея.

На даний час розробляються натрій-іонні акумулятори, які, як передбачається, стануть наступним проривом в акумуляторних технологіях [7].

Батареї корисні тим, що вони відповідають кривій розряду з дуже стабільною напругою протягом тривалого часу, як показано на рисунку 1.1.

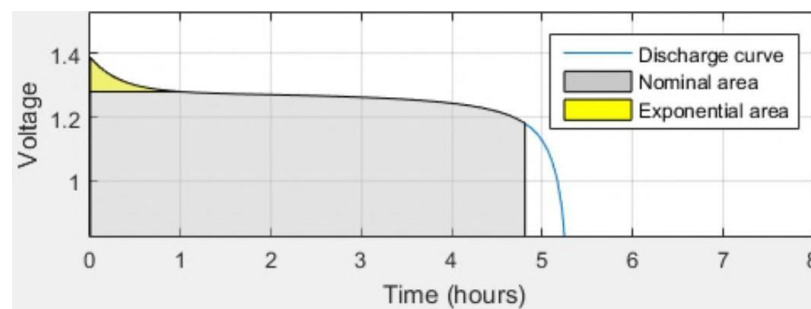


Рисунок 1.1 - Крива розряду акумулятора [8]

Це дозволяє батареям функціонувати як джерела напруги, що моделюються в схемах джерелами постійної напруги з напругою, яка дорівнює номінальній напрузі акумулятора.

Процес розряду акумуляторної батареї можна розділити на 3 фази: перша початкова фаза, в якій напруга батареї падає експоненціально, поки не досягне значення, близького до номінального, друга стабільна фаза, в якій напруга залишається практично постійною, і остаточна фаза розряду, в якій напруга знову падає експоненціально.

Зарядка відбувається в певній послідовності, також розділеній на 3 фази, як показано на рисунку 1.2.

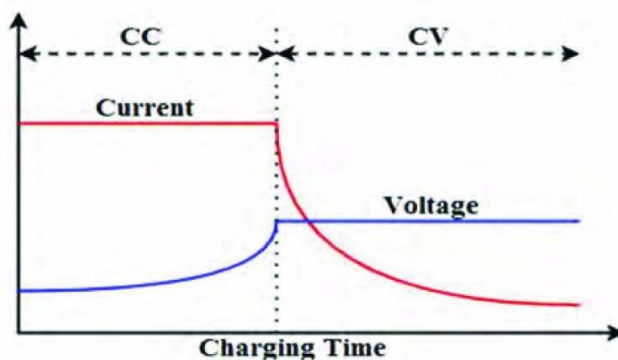


Рисунок 1.2 - Криві заряду акумулятора [9]

По-перше, фаза постійного струму, в якій батарея заряджається шляхом контролю зарядного струму з одночасним підвищенням напруги до максимального рівня (це відповідає "скасуванню" останніх 2 фаз розрядки).

Потім - фаза постійної напруги, під час якої підтримується максимальна напруга акумулятора, а струм поступово зменшується, поки не стане нульовим (в цей момент зарядка завершиться). Нарешті, може бути проведена третя фаза, під час якої підтримується напруга між клемми акумулятора, щоб запобігти його розрядці.

Загалом, цей процес заряджання часто називають процесом ПС/ПН (постійний струм/постійна напруга). Тому зарядні пристрої повинні мати можливість контролювати як напругу, так і струм.

1.2 Класифікація пристроїв заряду акумуляторних батарей

На додаток до вимог контролю (які можуть включати спеціалізовані методи зарядки для різних типів акумуляторів), сучасні пристрої заряду акумуляторних батарей часто включають додаткові вимоги, деякі з яких є необхідними, наприклад, вимоги до електромагнітної сумісності при підключенні до мережі, але в основному для зручності та комфорту, наприклад, інтерфейси, які відображають інформацію про стан акумулятора для користувача, або дизайн системи підключення акумулятора.

Особливий інтерес викликає конструкція пристроїв заряду акумуляторних батарей, які дозволяють під'єднувати і від'єднувати батарею без участі людини, тобто система, яка утримує батарею, здатна під'єднуватися автономно, коли вона вирішить, що це необхідно.

Це створює додаткові проблеми, які необхідно вирішити під час проектування системи, оскільки це пов'язано з додатковими міркуваннями безпеки та простим, але надійним методом підключення та відключення акумулятора.

З точки зору безпеки, найпоширенішою проблемою є те, що для зручності підключення найпростіше рішення полягає в тому, що клеми зарядного пристрою залишаються відкритими зовні, що може бути небезпечним, якщо щось замкне їх.

З цієї причини часто використовується система безпеки, яка запобігає підключенню джерела живлення, коли відповідна батарея не підключена, і/або певні засоби, що приховують або закривають клеми (приклад цього можна побачити на рисунку 1.3 [10], де клеми підключення відкриті тільки тоді, коли пристрій правильно розміщений.

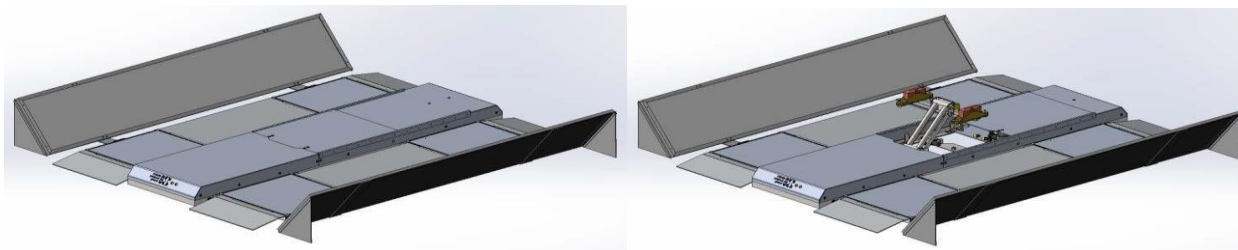


Рисунок 1.3 - Приклад зарядного пристрою з системою безпеки [10]

Що стосується підключення, то найпростішим методом є розробка контейнера акумуляторної батареї з парою клем, доступних ззовні, щоб вони могли контактувати з клемми зарядного пристрою.

Перевага цього методу полягає в тому, що електричне з'єднання є оптимальним, але він вимагає правильного вирівнювання між зарядним пристроєм і навантаженням, що передбачає використання додаткових систем, таких як штучний зір [11].

Інший варіант - зробити зарядний пристрій бездротовим, що усуває необхідність прямого контакту між зарядним пристроєм та акумулятором. Це має такі переваги, як простота підключення та безпека системи, але за рахунок зниження ефективності заряджання (якщо батарея частково зміщена щодо зарядного пристрою, вона все одно заряджатиметься, але повільніше) та збільшення складності схеми [12].

Наразі основними галузями, де розробляються зарядні пристрої, є промислові мобільні роботи (наприклад, AGV-роботи або дрони) та зарядка електромобілів (EV).

З боку електромобілів існує багато розробок, що випробовують нові топології зарядних пристроїв, які не лише прагнуть покращити час заряджання за допомогою домашньої мережі, але й додають різні способи роботи, наприклад, можливість розряджання транспортного засобу та використання його для живлення інших елементів домашньої мікро-мережі [13, 14].

З боку робототехніки, саме тут відбувається подальший розвиток автономного ввімкнення та вимкнення систем, щоб вони могли ефективно працювати без втручання людини [15, 16].

Як можна побачити в джерелах [17] і [18], існує безліч топологій, які можуть бути використані для пристроїв заряду батарей. Зрештою, будь-яке джерело живлення, яке можна належним чином контролювати під час різних фаз заряджання акумулятора, може бути використане для цієї мети.

Різні топології матимуть різні переваги або недоліки залежно від очікуваних умов заряджання системи (потужність, що подається, характеристики вхідної напруги, безперервність роботи).

Наприклад, залежно від різниці між напругою на вході зарядного пристрою та напругою акумулятора, буде необхідна знижувальна або підсилювальна топологія, зазвичай для підключення до мережі бажана топологія з гальванічною розв'язкою, або якщо реалізуються додаткові функції (наприклад, корекція коефіцієнта потужності), можна використовувати комбіновані топології, такі як показана в [19].

Деякі поширені топології джерел живлення коротко представлені у [20].

1. Перетворювачі зі зворотним зв'язком (Flyback), який показано на рисунку 1.4 та є ізольованою топологією, похідною від Buck-Boost.

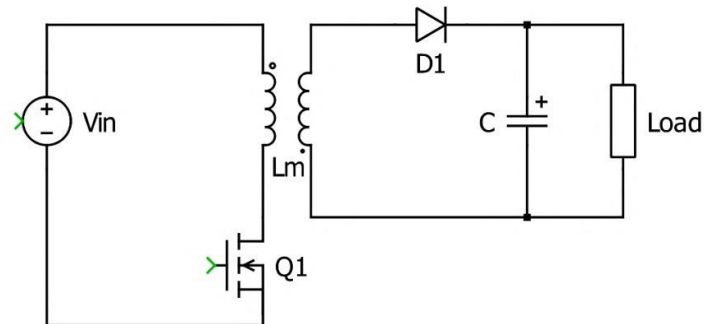


Рисунок 1.4 - Перетворювачі зі зворотним зв'язком (Flyback) [20]

У перетворювачах Flyback котушка Buck-Boost замінена трансформатором, що забезпечує гальванічну розв'язку між первинною і вторинною обмотками, але зберігає роботу Buck-Boost (і досягає більшої гнучкості конструкції завдяки коефіцієнту трансформації).

Перетворювач зі зворотним зв'язком (як і перетворювач з підвищувальним коефіцієнтом) працює за рахунок накопичення енергії в магнітному компоненті (в даному випадку трансформаторі), а потім розряджає її на вторинну обмотку.

Протягом періоду провідності транзистора, тривалістю DT , енергія зберігається в трансформаторі, а протягом періоду відсічення діод у вторинній обмотці дозволяє трансформатору розряджатися у вторинну обмотку у відповідності до виразу (1.1).

$$T_{\text{роз}} = (1 - D)T, \quad (1.1)$$

де T - період перемикання;

D - відсоток активного часу роботи транзистора (час циклу).

У режимі безперервної провідності отримуємо коефіцієнт передачі перетворювача шляхом балансування напруги на трансформаторі у відповідності жл виразу (1.2).

$$V_{in}DT - \frac{N_1}{N_2}V_{out}(1 - D)T = 0 \rightarrow V_{out} = \frac{D}{1-D} \frac{N_2}{N_1} V_{in}. \quad (1.2)$$

Коефіцієнт трансформації впливає на кінцевий коефіцієнт трансформації перетворювача. Слід зазначити, що хоча ця базова топологія не має обмежень на робочий цикл, це не завжди так, оскільки в реальних застосуваннях дуже часто використовуються варіанти, які покращують умови роботи транзисторів у схемі.

Наприклад, 2-транзисторний Flyback, показаний на рисунку 1.5, використовується в силових схемах, оскільки він зменшує витримувану напругу транзисторів вдвічі, але обмежує робочий цикл до 50%.

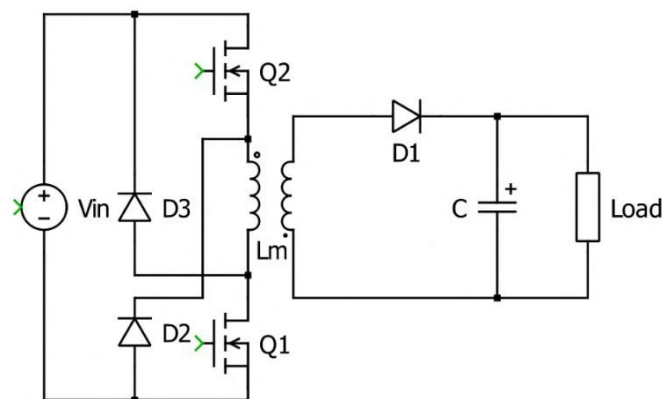


Рисунок 1.5 - Перетворювач зі зворотним зв'язком на 2 транзисторах [20]

Варто також зазначити, що зворотний трансформатор, оскільки він працює за рахунок накопичення енергії, поводить не так, як звичайний трансформатор струму. Щоб уникнути насичення, використовуються трансформатори з повітряним проміжком в осерді.

Перетворювачі з зворотним зв'язком найбільш широко використовуються до середньої та великої потужності завдяки простоті конструкції та управління.

Подібно до зворотного зв'язку з широтно-імпульсним підсилювачем, прямий перетворювач отримують з широтно-імпульсного перетворювача з трансформатором для ізоляції входу від виходу, як показано на рисунку 1.6.

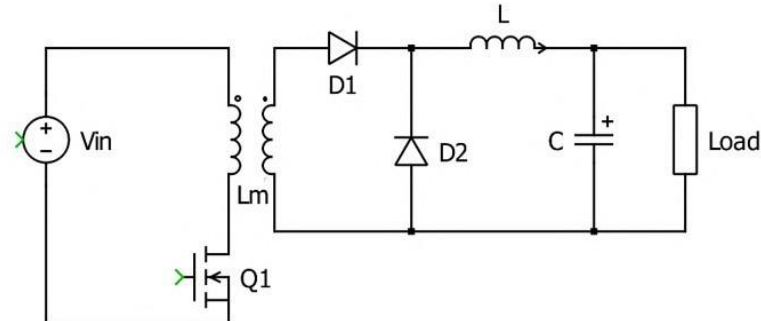


Рисунок 1.6 - Ідеальний прямий перетворювач [20]

В ідеалі, робота перетворювача повинна бути в 2 фази, подібно до Flyback, але замість того, щоб енергія зберігалася в трансформаторі, вона зберігається у вторинній обмотці, тому отримуємо коефіцієнт конвертера, аналізуючи баланс напруги у вторинній обмотці у відповідності до виразу (1.3).

$$(V_{in} \frac{N_2}{N_1} - V_{out})DT - V_{out}(1 - D)T = 0 \rightarrow V_{out} = \frac{N_2}{N_1} DV_{in}. \quad (1.3)$$

Проблема з реальною реалізацією полягає в тому, що ця операція не дозволяє розряджати трансформатор, тому необхідно модифікувати схему для реалізації способів його розрядки, інакше він насититься після декількох циклів перемикання і перестане працювати.

Найбільш класична реалізація Forward показана на рисунку 1.7 і полягає у використанні трансформатора з 3 обмотками, де третя обмотка забезпечує шлях для розряду трансформатора.

Іншим поширеним варіантом є так звана топологія прямого перетворювача з активним зажимом, 2 варіанти якої показано на рисунку 1.8. У цих реалізаціях, коли транзистор Q1 відсікається, Qclamp приводиться в дію, залишаючи трансформатор розряджати на конденсатор Cclamp.

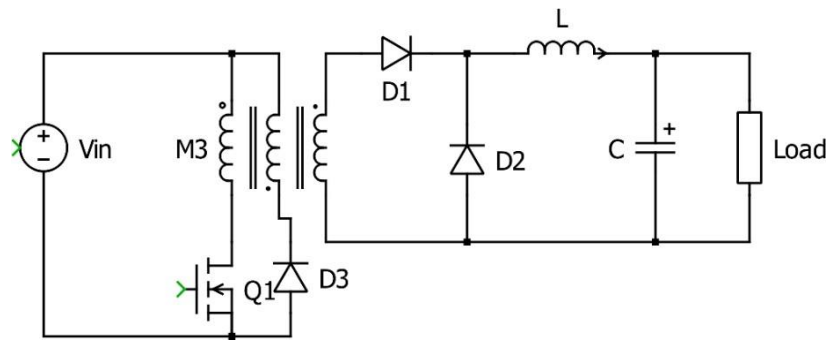


Рисунок 1.7 - Прямий перетворювач з додатковою обмоткою для розмагнічування

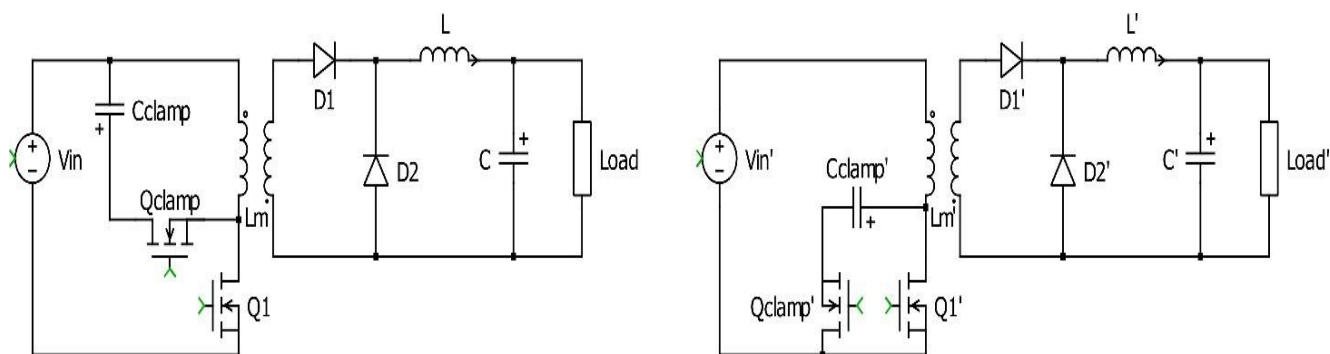


Рисунок 1.8 - Перетворювач з активним перемиачемкачем:

- а) перемикач на високій стороні;
- б) перемикач на низькій стороні

Під час циклу в режимі безперервної провідності конденсатор буде приймати високе значення, так що його напруга не змінюється протягом періоду перемикачання. В результаті отримуємо напругу, при якій конденсатор заряджається в стаціонарному стані, шляхом балансування напруги.

Основна відмінність між варіантами а) і б), показаними на рисунку 1.8, полягає в тому, що варіант а) має той недолік, що керування транзистором Q_{clamp} є більш складним, оскільки він не підключений до землі, тоді як у варіанті б) обидва транзистори підключені до землі, але для правильної орієнтації діода Q_{clamp} він повинен бути PMOS, а не CMOS.

Як і для Flyback, для Forward також доступні версії з декількома транзисторами, щоб зменшити напругу, яку вони повинні витримувати, ідеальну конфігурацію можна побачити на рисунку 1.9.

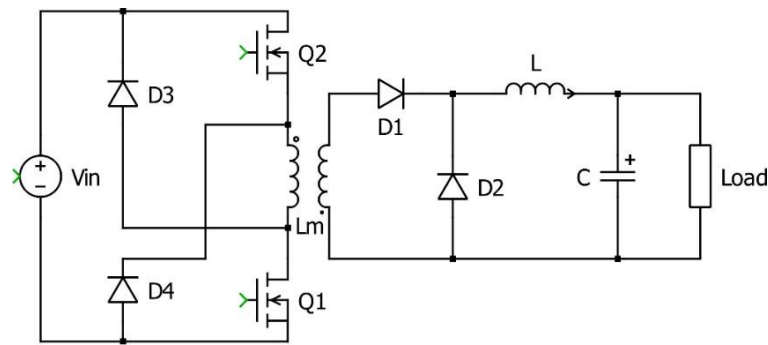


Рисунок 1.9 - Прямий перетворювач з 2 транзисторами

Прямі перетворювачі частково збігаються в застосуванні з зворотним зв'язком, але відрізняються тим, що вони більш поширені для більш потужних застосувань, оскільки трансформатор може бути меншим, оскільки він не накопичує енергію (особливо на високих частотах перемикання).

На рисунку 1.10 показано напівмостовий перетворювач.

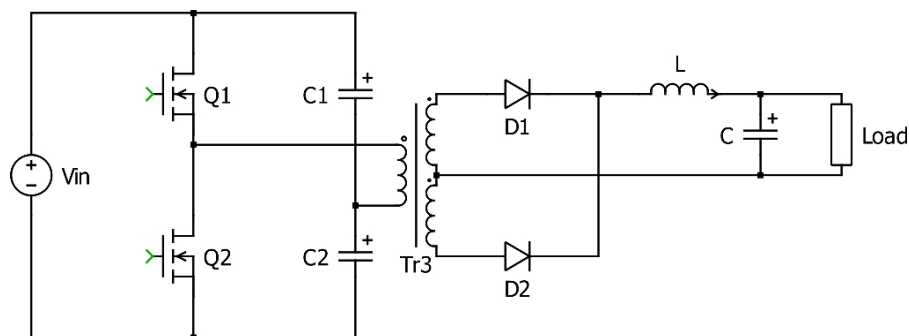


Рисунок 1.10 - Напівмостовий перетворювач з центральним випрямлячем

У цій схемі транзистори дозволяють змінювати напрямок струму через трансформатор, вирішуючи проблему розвантаження, яка з'явилася у схемі Forward.

У вторинній обмотці трансформатор має розщеплену обмотку, щоб забезпечити протікання струму під час обох циклів (заряду і розряду), тому частота, яку бачить вихідна котушка, вдвічі перевищує вхідну частоту.

Як і в попередніх випадках, співвідношення між входом і виходом перетворювача отримуємо, застосувавши баланс напруги на котушці вихідного фільтра.

$$\left(\frac{V_{in} N_2}{2 N_1} - V_{out}\right) D \frac{T}{2} - V_{out} (1 - D) \frac{T}{2} = 0 \rightarrow V_{out} = \frac{N_2}{N_1} D \frac{V_{in}}{2}. \quad (1.4)$$

Недоліком цієї конструкції є те, що для високих номінальних потужностей вона вимагає, щоб первинні компоненти витримували великий струм, оскільки трансформатор бачить лише половину вхідної напруги.

Перевагою цієї конструкції є дуже проста послідовність керування, але за рахунок збільшення кількості компонентів. Однак, з огляду на недолік струму (який впливає на втрати провідності) для високих потужностей, часто обирають повномостову конфігурацію, яка описана нижче.

Повномостовий перетворювач вирішує проблему струму через первинну обмотку напівмоста шляхом заміни конденсаторів на 2 додаткові транзистори, як показано на рисунку 1.11.

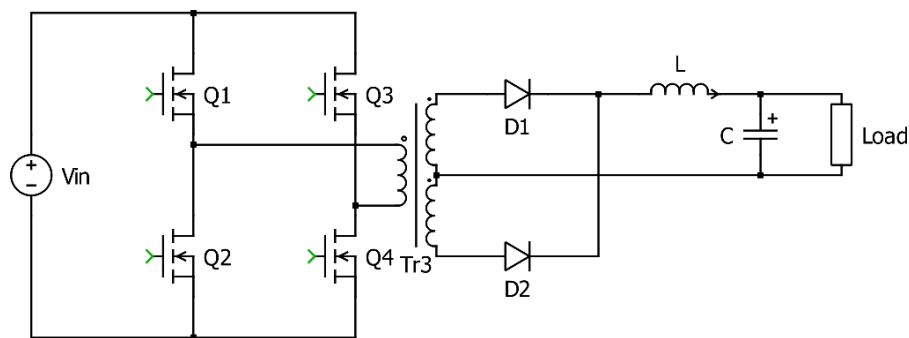


Рисунок 1.11 - Повний мостовий перетворювач

Завдяки цьому на первинну обмотку трансформатора подається повна вхідна напруга, і вона споживає вдвічі менший струм при тій самій потужності. Коефіцієнт перетворення перетворювача отримують так само, як і для напівмоста, шляхом балансу напруги в котушці.

$$\left(V_{in} \frac{N_2}{N_1} - V_{out}\right) D \frac{T}{2} - V_{out} (1 - D) \frac{T}{2} = 0 \rightarrow V_{out} = \frac{N_2}{N_1} D V_{in}. \quad (1.5)$$

Ця топологія застосовується для систем великої потужності, але її недоліком є збільшення кількості перемикачів, і вони можуть працювати на високій швидкості.

Для повних мостових перетворювачів особливо рекомендується проектувати їх для роботи з 50% робочим циклом, оскільки це зменшує напругу при перемиканні і підвищує ефективність.

Представлені топології є найбільш відомими, і хоча дослідження все ще тривають для розробки нових топологій, наприклад, стратегій, які спрямовані на обробку лише частини переданої потужності (Partial Power Processing) [21] або вдосконалених топологій, заснованих на перемиканні конденсаторів [22, 23], реальність така, що більшість розробок все ще знаходяться на рівні компонентів і проектних рішень.

З одного боку, система прагне до більш високих частот перемикання, що дозволяє зменшити розмір магнітних компонентів системи; але це також може бути контрпродуктивним з точки зору ефективності, оскільки втрати на перемикання стають більш важливими, ніж втрати на провідність, а пропускну здатність компонентів управління також може бути обмежувальним фактором.

Іншим аспектом з точки зору проектування є коефіцієнт заповнення імпульсів. Більшість електронних систем все частіше використовують більш низьку напругу (5 або 3 В), але з більш високим енергоспоживанням (наприклад, у випадку ПЛІС).

Для таких систем, як обробні центри, більший інтерес представляє використання шин живлення з більш високою напругою (в даний час 48 В), а це означає, що ПН (перетворювачі навантаження) повинні значно знижувати напругу.

У цьому випадку використовуються більш низькі коефіцієнти заповнення імпульсів, досягаючи точки, коли коефіцієнт заповнення імпульсів джерела живлення є дуже низьким,

Це означає, що ПН (перетворювачі навантаження) повинні значно знижувати напругу, а це вимагає низьких коефіцієнтів заповнення імпульсів,

досягаючи точки, коли низький коефіцієнт заповнення імпульсів негативно впливає на ефективність (зазвичай найкраща ефективність досягається при коефіцієнті заповнення імпульсів 50%).

З іншого боку, розвиток матеріалів продовжує покращувати продуктивність, необхідну для роботи систем. Розробка транзисторів на основі нітриду галію (GaN) є одним з досягнень, яке дозволило збільшити частоту перемикання, і навіть сьогодні все ще розробляються показники ефективності для вибору компонентів, які слід використовувати в пристроях [24].

Підсумовуючи, можна сказати, що спостерігається тенденція до зменшення розмірів перетворювачів за рахунок використання нових компонентів для виготовлення компонентів, але вже сьогодні досягаються обмеження щодо коефіцієнтів заповнення імпульсів, зумовлені застосуванням, що робить необхідним досягнення компромісів між частотою перемикання, розміром і кількістю компонентів та ефективністю перетворювачів.

Створення великих батарей відбувається шляхом з'єднання декількох менших батарей послідовно або паралельно, залежно від вимог до струму і напруги. Це дозволяє дуже легко створювати акумуляторні батареї з потрібною енергетичною потужністю, але створює проблему з продуктивністю системи в довгостроковій перспективі.

Через недосконалість виробництва та незначну різницю в умовах для різних частин акумулятора (наприклад, одна ділянка нагрівається більше, ніж інша), не всі елементи акумулятора поводитимуться однаково, внаслідок чого вони заряджатимуться і розряджатимуться з різною швидкістю. Це є проблемою і може призвести до руйнування акумуляторної батареї.

Для усунення цих розбіжностей в батареї необхідно ввести додатковий елемент: BMS. Це додаткова електронна схема, яка під'єднується до акумуляторної батареї, але не тільки до основних клем, а й до кожної послідовної комірки, з яких складається батарея.

Залежно від складності, BMS матиме більше або менше функціональних можливостей, але її основна і найважливіша функція - збалансувати різні секції пакета, щоб підтримувати в них збалансований рівень заряду.

Прості моделі під'єднують резистори паралельно до елементів, які мають більшу напругу, ніж інші, щоб розрядити їх до рівня інших, тоді як більш складні системи зможуть використовувати надлишковий заряд одного елемента, щоб більше зарядити інші.

BMS можуть бути оснащені додатковими інтелектуальними можливостями та функціями. Наприклад, навіть найпростіші моделі зазвичай мають термістор, який відключає батарею, якщо вона перегрівається.

Але в просунутих системах, наприклад, у смартфонах або електромобілях, BMS - це незалежна система, яка зв'язується з головним процесором і автономно контролює стан батареї.

Іншими словами, саме BMS розраховує відсоток заряду, який ми бачимо на дисплеї нашого телефону. Вона також реєструє струм, який видає батарея, щоб визначити стан акумулятора, і обмежує, скільки головний комп'ютер може вимагати від акумулятора, вимикаючи його з метою безпеки, якщо він коли - небудь вийде за межі безпечних умов роботи.

Для коректної роботи джерел живлення необхідно спроектувати відповідну систему керування, щоб забезпечити їх стабільність і умови роботи, включаючи вихідну напругу і струм.

1.3 Висновки до першого розділу

1. Процес розряду акумуляторної батареї можна розділити на 3 фази: перша початкова фаза, в якій напруга батареї падає експоненціально, поки не досягне значення, близького до номінального, друга стабільна фаза, в якій напруга залишається практично постійною, і остаточна фаза розряду, в якій напруга знову падає експоненціально.

2. Заряд акумуляторної батареї відбувається в певній послідовності, також розділений на 3 фази. По-перше, фаза постійного струму, в якій батарея заряджається шляхом контролю зарядного струму з одночасним підвищенням напруги до максимального рівня (це відповідає "скасуванню" останніх 2 фаз розрядки).

3. Потім - фаза постійної напруги, під час якої підтримується максимальна напруга акумулятора, а струм поступово зменшується, поки не стане нульовим (в цей момент зарядка завершиться). Нарешті, може бути проведена третя фаза, під час якої підтримується напруга між клемми акумулятора, щоб запобігти його розрядці.

4. Загалом, цей процес заряджання часто називають процесом ПС/ПН (постійний струм/постійна напруга). Тому зарядні пристрої повинні мати можливість контролювати як напругу, так і струм.

5. На додаток до вимог контролю (які можуть включати спеціалізовані методи зарядки для різних типів акумуляторів), сучасні пристрої заряду акумуляторних батарей часто включають додаткові вимоги, деякі з яких є необхідними, наприклад, вимоги до електромагнітної сумісності при підключенні до мережі, але в основному для зручності та комфорту, наприклад, інтерфейси, які відображають інформацію про стан акумулятора для користувача, або дизайн системи підключення акумулятора.

6. Існує безліч топологій, які можуть бути використані для пристроїв заряду батарей. Зрештою, будь-яке джерело живлення, яке можна належним чином контролювати під час різних фаз заряджання акумулятора, може бути використане для цієї мети. Різні топології матимуть різні переваги або недоліки залежно від очікуваних умов заряджання системи (потужність, що подається, характеристики вхідної напруги, безперервність роботи).

2 МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ПРОЦЕСУ САМООПТИМІЗУЮЧОГО КОНТРОЛЮ ЗАРЯДУ ТА РОЗРЯДУ АКУМУЛЯТОРНИХ БАТАРЕЙ

2.1 Особливості моделювання процесу самооптимізуючого контролю заряду та розряду акумуляторних батарей

Для того, щоб спроектувати контролер заряду та розряду акумуляторних батарей, спочатку необхідно отримати математичну модель системи, на якій будуть базуватися розрахунки та рішення. Тобто набір рівнянь, які пов'язують входи з виходами системи і можуть імітувати її реальну поведінку.

Наразі існує 2 форми моделювання.

1. Класична - за допомогою передаточних функцій у комплексній області Лапласа.

2. Сучасна - за допомогою змінних стану.

Класичне моделювання має недолік, який дозволяє розглядати системи лише як моделі з одним входом і одним виходом. Перевагою класичного моделювання є те, що моделі легко отримати безпосередньо з математичних рівнянь, які описують систему (у випадку електроніки: рівняння Кірхгофа, рівняння магнітних компонентів тощо), і аналізувати їх в умовах невеликих змін на входах по черзі (модель малого сигналу).

Для полегшення розрахунків використовується математика в комплексній області Лапласа (з використанням константи "s" як оператора похідної), що дозволяє отримати передавальні функції, за допомогою яких можна побудувати більш складні системи (зазвичай за допомогою блок-схем) і дослідити їх стійкість за допомогою частотного аналізу нулів і полюсів систем.

З іншого боку, більш сучасний підхід використовує змінні стану для опису поведінки систем. Матричні рівняння пов'язують входи системи зі змінами станів ("пам'ять" системи, яка впливає на її поведінку) і, в свою чергу, стани та входи з виходами.

Переваги цього підходу полягають у тому, що він дозволяє моделювати системи з багатьма входами і виходами, а також дозволяє матричним перетворенням змінювати вираз системи, але ціною більшої складності та абстрактності рівнянь.

Класичні регулятори називаються ПД-регуляторами, оскільки вони складаються з трьох різних частин: пропорційної, інтегральної та диференційної. Залежно від того, які частини присутні, ми можемо говорити про P, PD, PI або ПД-регулятори.

Кожна з частин генерує сигнал, отриманий з різниці між заданим значенням сигналу та виходним сигналом системи. Інтуїтивно зрозуміло, що якщо вихідний сигнал системи менший за заданий, сигнал керування буде збільшуватися, а якщо вихідний сигналом системи більший за заданий, сигнал керування буде зменшуватися.

Пропорційна дія безпосередньо пов'язана з сигналом помилки (2.1), тоді як інтегральна (2.2) та диференційна (2.3) дії пропорційні інтегралу сигналу помилки та його похідній відповідно.

$$u(t) = K \cdot e(t), \quad (2.1)$$

де $u(t)$ - сигнал керування системою;

$e(t)$ - похибка на виході системи;

K - пропорційний коефіцієнт підсилення.

Пропорційна дія призводить до того, що вхідний сигнал системи змінюється в напрямку, який виправляє помилку (чим більша пропорційна частина, тим більша швидкість зміни).

$$u(t) = \frac{1}{T_i} \int e(t) dt \quad (2.2)$$

де T_i – час інтегрування.

Інтегральна дія призведе до того, що швидкість зміни керуючого сигналу буде залежати від величини помилки (якщо помилка позитивна, керуючий сигнал буде збільшуватися, а якщо негативна - зменшуватися) і, таким чином, усуне помилку на виході системи.

$$u(t) = T_d \frac{de(t)}{dt}. \quad (2.3)$$

де T_d – час диференціювання.

Нарешті, диференціальна дія, фіксуючи похідну помилки, буде діяти на зміну помилки і регулювати перехідний процес системи.

Щоб отримати вигоду від трьох керуючих дій, використовується повний ПД-алгоритм. Існують різні способи групування 3 дій. Використаємо стандартну структуру, де 3 дії виконуються паралельно одна одній, як показано на рисунку 2.1.

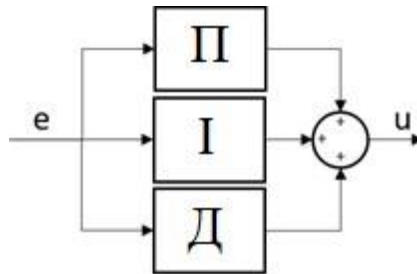


Рисунок 2.1 - Стандартний ПД-регулятор

Операторна передавальна функція ПД-регулятор описується виразом (2.4).

$$G(s) = K \left(1 + \frac{1}{T_i s} + s T_d \right). \quad (2.4)$$

ПД-регулятор є одним з найбільш широко використовуваних регуляторів в промисловості, тому що він добре працює для більшості систем і простий в реалізації.

Однак це простий класичний регулятор, і може знадобитися взяти додаткових заходів для забезпечення його коректної роботи за несприятливих умов, наприклад, включення фільтрів шуму або обмеження дії системи (щоб уникнути насичення через шумовий ефект).

2.2 Математична модель методу самооптимізуючого контролю заряду та розряду акумуляторних батарей

Керування за подіями - це стратегія керування, яка набула популярності в останні роки і має на меті зменшити вимоги до системи керування за рахунок зменшення взаємодії між контролером та керованою установкою [26].

Стратегія керування за подіями має переваги, коли система знаходиться в середовищі зі спільним каналом зв'язку, що дозволяє більш ефективно використовувати пропускну здатність і звільнити канал для інших систем, які потребують його використання.

Цей тип алгоритму не нав'язує конкретний алгоритм (PID, LQR, Pole Assignment...), але накладає нові умови роботи на реалізований контролер. Ідея цієї стратегії полягає в тому, що немає необхідності постійно оновлювати керуючі сигнали, ми можемо послабити умови і робити це тільки тоді, коли виконується умова (подія), яка вказує на те, що це необхідно зробити.

Такі алгоритми працюють так само, як і їхні традиційні аналоги, за винятком того, що вони оновлюють сигнал керування лише тоді, коли відбувається певна подія (зазвичай сигнал помилки зростає вище певного порогу).

Цей підхід розглядає системи подібно до дискретних систем з метою зменшення споживання ресурсів та кількості комунікацій між контролером та установкою, що може бути дуже корисним для систем з низькою продуктивністю або в середовищах, де канал зв'язку є спільним.

Наочним прикладом може слугувати автономний транспортний засіб, що їде по прямій дорозі: як тільки він досягне максимальної швидкості, він опиниться в стані, коли жоден керуючий сигнал не зміниться до тих пір, поки в системі не

відбудеться якась зміна (змінюється обмеження швидкості, потрібно повернути...).

Інший приклад, пов'язаний із застосуванням цієї стратегії: як тільки система генерує вихідний сигнал в межах проектних вимог, їй не потрібно буде змінювати спосіб своєї роботи, поки якась зміна не призведе до відхилення вихідного сигналу від цих умов.

Ця стратегія виявилася надійною в реалізації і може бути використана навіть у робастних системах [26], де об'єкт управління має немодельовані характеристики, або адаптивних [27], де поведінка системи змінюється з плином часу.

Зміни вхідної напруги та опору навантаження відбуваються не стрибкоподібно, а через послідовність нескінченно малих змін. Математичні моделі відображають це або за допомогою класичних передавальних функцій, які описується виразом (2.5), або за допомогою моделювання на основі станів, які описується виразом (2.6). В обох випадках зміни відображаються за допомогою похідних.

$$G(s) = \frac{k}{\tau s + 1}. \quad (2.5)$$

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) + Du(t) \end{cases} \quad (2.6)$$

Однак з моменту впровадження комп'ютерів у системи керування виникла необхідність у використанні нових інструментів моделювання, оскільки цифрова природа комп'ютерів і операція дискретизації сигналу означає, що з точки зору контролера, системи стають дискретними.

Зміни більше не є послідовними, а відбуваються стрибками між часовими інтервалами (час дискретизації), і невідомо, що відбувається між цими інтервалами. Таким чином, ми переходимо до дискретних систем.

$$G(z) = \frac{a}{z-p}. \quad (2.7)$$

$$\begin{cases} x(k+1) = Ax(k) + Bu(k) \\ y(k) = Cx(k) + Du(k) \end{cases} \quad (2.8)$$

Сьогодні ми говоримо про комп'ютерно-керовані системи, коли маємо взаємодію обох середовищ: реальна система (неперервна) контролюється і керується комп'ютером (дискретною системою).

Це робить необхідним співіснування обох систем.

1. Шляхом виконання проектування в неперервній області, а потім його дискретизації (емуляція).

2. Отримання дискретної моделі установки для проектування керування як дискретного з самого початку (дискретизація).

3. Проектування за допомогою якогось гібридного підходу між цими двома підходами.

Керування за подіями можна розглядати як наступний крок в еволюції дискретних систем, не тільки намагаючись вирішити проблему, коли час дискретизації не є постійним, але й намагаючись навмисно використовувати це як перевагу.

Інший спосіб розглядати системи, керовані подіями. Системи, керовані подіями - це гібридні системи, які знаходяться між системами зі зворотним зв'язком і системмами із розімкненим контуром.

Поведінка гібридних систем буде чергуватися між цими двома режимами.

1. Під час нормальної роботи система поводитиметься як розімкнутий контур.

2. Коли відбудеться подія, контур керування активується і стає системою зі зворотним зв'язком.

На рисунку 2.2 система працює вже не з безперервним вхідним сигналом, а з вибіркою u_s , яку вона бере, коли регулятор замкнутий, і яка залишається постійною під час роботи у розімкнутому контурі.

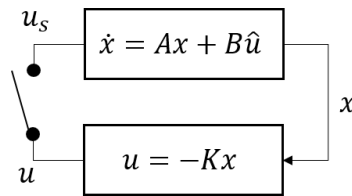


Рисунок 2.3 - Схема системи, керованої подіями

Більш точна класифікація систем, заснованих на подіях, може бути зроблена в залежності від того, чи оцінюються події неперервно (керування за подією), періодично (періодичне керування за подією [28, 29]) або іншим чином (саморегульоване керування [30, 31]).

Подія - це умова, яка при невиконанні призводить до замикання циклу керування. Наприклад візьмемо помилку вихідного сигналу в рівнянні (2.9).

$$\left| v_{out_{real}} - v_{out_{object}} \right| \leq \varepsilon, \quad (2.9)$$

де ε - максимальна допустима помилка.

В більш загальному випадку можна сказати, що подія, яка відбувається, полягає в тому, що задане значення (вхід) системи занадто далеко відходить від виходу контролера u відповідності до рівняння (2.10).

$$\left| \hat{u} - u \right|_2 \leq \varepsilon. \quad (2.10)$$

Припустимо, що є система, показана на рисунку 2.3, нижче описано теоретичний процес, який слід виконати для проектування системи з гарантіями стабільності за допомогою змінних стану.

1. Розробка системи зворотного зв'язку.

Ми починаємо з рівняння системи, з матрицями A і B як параметрами, і прагнемо отримати значення матриці коефіцієнтів підсилення K , яка повертає стан. Для моделювання поведінки подій (той факт, що вхідні дані є оцінкою, а не константою) додається і віднімається член Bu .

Переставивши місцями рівняння (2.11), можна побачити, що якби цикл був постійним (а отже, $\hat{u} = u$), ми б отримали загальне рівняння системи, некерованої подіями.

$$\dot{x} = Ax + B\hat{u} \pm Bu = Ax + Bu + B(\hat{u} - u). \quad (2.11)$$

Тепер замінимо u визначенням регулятора ($u = -kx$) у лівій частині (у правій частині різниця між u і \hat{u} залишається як член похибки, що спричинить шум у системі через стратегію, керовану подіями):

$$\dot{x} = (A - BK)x + B(\hat{u} - u) = A_0x + B(\hat{u} - u), \quad (2.12)$$

де A_0 - це матриця, яка моделює систему зворотного зв'язку.

Проектування регулятора полягатиме у виборі вектора K таким чином, щоб власні значення A_0 (еквівалентні полюсам класичного регулятора) були від'ємними, отже, стійкими (припускаючи, що система є інваріантною в часі, в динамічних системах ця умова є необхідною, але недостатньою і має бути забезпечена стійкість за Ляпуновим).

2. Перевірка стійкості системи.

Стійкість системи, керованої подіями, оцінюється за допомогою критерію стійкості Ляпунова. Визначено рівняння Ляпунова (2.13), де P - розв'язок рівняння (2.14).

$$V = x^T P x, \quad (2.13)$$

$$A_0^T P + P A_0 + I = 0 \quad (2.14)$$

Для оцінки загальної стійкості системи необхідно перевірити, чи є похідна функції V обмеженою. Тому ми працюємо з рівнянням (2.15).

$$\dot{V} = 2x^T P [A_0 x + B(\hat{u} - u)]. \quad (2.15)$$

Розв'язуючи, приходимо до рівності:

$$\dot{V} = -x^T x + 2x^T P B(\hat{u} - u). \quad (2.16)$$

Тепер замінено умову події (2.10), яка накладає обмеження на функцію:

$$\dot{V} \leq -\|x\|_2^2 + 2\|PB\|_2 \|x\|_2 \varepsilon. \quad (2.17)$$

Критерій стійкості Ляпунова було обмежено, а отже, система буде стійкою. Оскільки для цього висновку було використано загальну систему зворотного зв'язку (A_0), можна стверджувати без втрати загальності, що при наявності стійкої системи зворотного зв'язку, при адаптації до управління на основі подій вона залишиться стійкою, навіть якщо в системі збільшиться шум (результат доданка $B[\hat{u} - u]$, який з'явився в рівнянні (2.12) при включенні керування на основі подій в рівняння стану системи).

3. Робота системи.

Повна система поводитиметься так, як показано на рисунку 2.4. Зворотний зв'язок постійно оцінюється, і якщо задане значення відхиляється занадто далеко від виходу контролера, воно оновлюється, де ε – це максимально допустима похибка для заданого значення системи, і визначає події.

Наслідком демонстрації стабільності систем, які базуються на подіях, є те, що будь-яка реальна система з цифровим керуванням, для якої можна визначити максимально допустиму похибку, повинна мати можливість скористатися цією стратегією керування або, принаймні, розглянути її на етапі проектування.

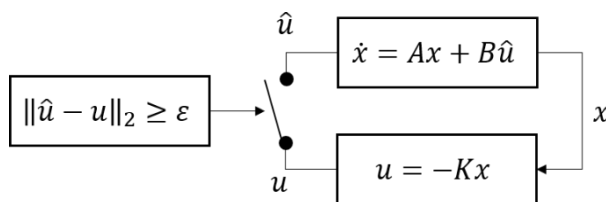


Рисунок 2.4 - Система, керована подіями

У найгіршому випадку подія завжди буде активною, і система поводитиметься так, ніби це класичне керування (або неперервне, або дискретне).

Якщо вихідна напруга акумуляторної батареї повинна бути знижена, використовується перетворювач напруги, як показано на рисунку 2.5.

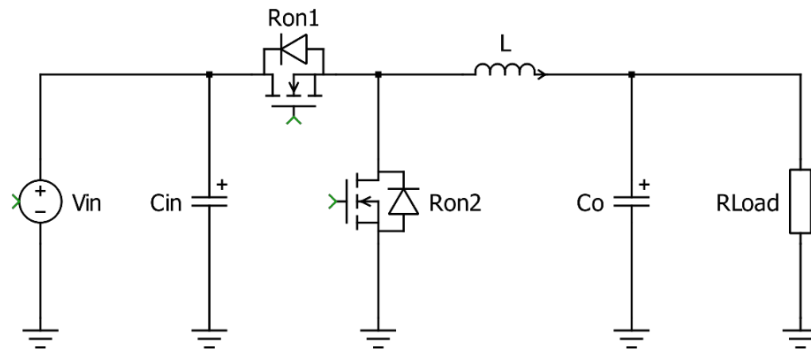


Рисунок 2.5 - Схема понижуючого перетворювача напруги

На рисунку 2.5 використані наступні позначення:

V_{in} - вхідна понижуючого перетворювача напруги, яка відповідає напрузі акумуляторної батареї;

C_{in} - вхідний конденсатор понижуючого перетворювача напруги;

$R_{C_{in}}$ - паразитний опір вхідного конденсатора;

R_{on1} і R_{on2} внутрішній опір верхнього та нижнього транзисторів понижуючого перетворювача напруги відповідно;

L - перетворювальна котушка;

R_L - паразитний опір котушки L ;

C_o - вихідний конденсатор понижуючого перетворювача напруги;

R_{Load} - опір навантаження.

Для розробки математичної моделі процесу самооптимізуючого контролю заряду та розряду акумуляторної батареї необхідно визначити вхідні та вихідні параметри понижуючого перетворювача напруги, які наведені в таблиці 2.1.

Таблиця 2.1 - Вхідні та вихідні параметри понижуючого перетворювача напруги

Максимальна вхідна напруга ($V_{in_{max}}$)	16,8В
Середня вхідна напруга (V_{in})	14,8В
Мінімальна вхідна напруга ($V_{in_{min}}$)	12В
Вихідна напруга (V_o)	5В
Вихідна напруга з піковим пульсацією (V_{opp})	1%
Вихідний струм від піку до піку пульсацій (I_{opp})	20%
Максимальна потужність перетворювача (P_{max})	11Вт
Коефіцієнт корисної дії (η)	90%
Частота перемикавання (f)	250 кГц

Базуючись на вхідній та вихідній напрузі та коефіцієнті корисної дії, розрахуємо мінімальний коефіцієнт заповнення імпульсів, який необхідно забезпечити, коли вхідна напруга буде максимальною, а отже, струм через котушку буде максимальним.

$$D_{min} = \frac{V_o}{V_{in_{max}}} = \frac{5}{16,8 \cdot 0,90} \approx 0,33. \quad (2.18)$$

За допомогою мінімальний коефіцієнт заповнення імпульсів можна визначити розмір системної котушки:

$$L = \frac{V_o \cdot (1 - D_{min})}{f \cdot \Delta I_L} = \frac{5 \cdot (1 - 0,33)}{250000 \cdot 0,44} \approx 30,45 \text{ мкГн}, \quad (2.19)$$

$$\text{де } \Delta I_L = \frac{P_{max}}{V_o} \cdot I_{opp}.$$

Аналогічно можна також розрахувати вихідний конденсатор.

$$C_o \geq \frac{\Delta I_L}{8 \cdot f \cdot \Delta V_o} = \frac{0,44}{8 \cdot 250000 \cdot 0,05} = 4,4 \text{ мкФ}, \quad (2.20)$$

$$\text{де } \Delta V_o = V_o \cdot V_{opp}.$$

Однак для вихідного конденсатора також може знадобитися врахувати зміни в навантаженні, наприклад, підключення або відключення компонентів, що накладає більш високі вимоги.

Ввикористаємо рівняння 2.21, яке враховує зміну струму навантаження. Нехай система повинна витримувати зміни струму навантаження на 7,2 А, які можуть бути спричинені двигунами.

$$C_o > \frac{1}{2 \cdot \Delta V_o} \left(\frac{L \cdot \Delta I_o^2}{n \cdot (D_{max} \cdot V_{in} - V_o)} - \Delta I_o \cdot t_{step} \right) =$$

$$= \frac{1}{2 \cdot 0,25} \left(\frac{30,45 \cdot 10^{-6} \cdot 7,2^2}{1 \cdot (1 \cdot 14,8 - 5)} - 1 \cdot 0 \right) \approx 322,197 \text{ мкФ}, \quad (2.21)$$

де $\Delta V_o = 0,25$ В - найбільша допустима зміна напруги на виході;

ΔI_o - зміна струму, що відбувається за час t_{step} ;

t_{step} - час, необхідний для завершення поточної зміни ΔI_o .

Для найгіршого випадку припускається, що зміна відбувається миттєво.

n - кількість фаз системи.

В даному випадку система є однофазною.

D_{max} - максимально допустимий коефіцієнт заповнення імпульсів системи.

Для забезпечення максимально швидкого навантаження допускається наближення значення коефіцієнт заповнення імпульсів до 1. Звідси можна отримати мінімальне значення для вхідного конденсатора понижуючого перетворювача напруги.

$$C_{in} \geq \frac{I_o}{\eta \cdot f \cdot dV_{in}} \left(\frac{D}{n} - D^2 \right) = \frac{2,2}{0,9 \cdot 250000 \cdot 4 \cdot 8} \left(\frac{0,33}{1} - 0,33^2 \right) \approx 450 \text{ нФ}, \quad (2.22)$$

де $I_o = \frac{P_{max}}{V_o}$;

$dV_{in} = V_{in_{max}} - V_{in_{min}}$.

Для розробки математичної моделі процесу самооптимізуючого контролю заряду та розряду акумуляторної батареї оберемо компоненти схеми понижуючого перетворювача напруги, які наведені в таблиці 2.2.

Таблиця 2.2 - Компоненти схеми понижуючого перетворювача напруги

Компонент	Посилання	Значення
Котушка індуктивності	SRR1208-330YL [32]	$L = 33 \mu\text{H}$
		$R_L = 62 \text{m}\Omega$
Вихідний конденсатор	UVR1H471MHD1TO [33]	$C_o = 470 \mu\text{F}$
		$R_{C_o} = 100 \text{m}\Omega$
Вхідний конденсатор	UVY1HR47MDD [34]	$C_{in} = 470 \text{nF}$
Транзистор	IRF640SPBF [35]	$R_{on} = 0,18 \Omega$

Необхідно мати можливість контролювати як напругу, так і струм регуляторів. Контролювати напругу необхідно, щоб підтримувати задану напругу для живлення компонентів.

Контролювати струм необхідно, щоб уникнути споживання більшого струму від акумулятора, ніж це безпечно. Це досягається шляхом поділу всієї системи на дві послідовно з'єднані системи першого порядку: одна пов'язує струм з коефіцієнтом заповнення імпульсів, а інша - струм з вихідною напругою.

Це дозволяє розділити керування на два простих каскадних регулятора, замість одного регулятора, який контролює обидві змінні одночасно. Для каскадного керування (контур керування всередині більшого контуру керування) необхідно враховувати, що внутрішній контур керування повинен бути швидшим, ніж зовнішній, щоб полегшити керуваність і стабільність системи.

Контроль струму буде здійснюватися за допомогою контролю пікового струму, що забезпечує додаткову безпеку для акумуляторів, обмежуючи їх струм.

На рисунку 2.6 зображено структурну схему, яка реалізує метод самооптимізуючого контролю заряду та розряду акумуляторної батареї. Для контролю напруги використовується ПД - регулятор із двома додатковими полюсами.

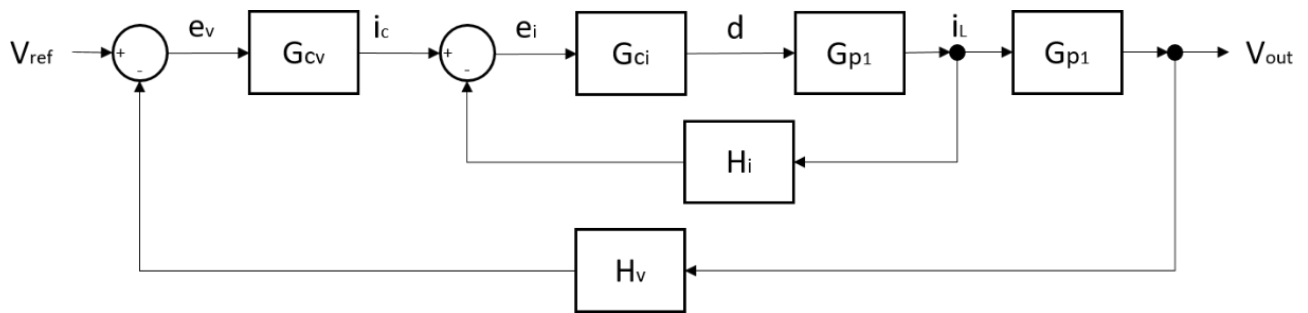


Рисунок 2.6 - Структурна схема, яка реалізує метод самооптимізуючого контролю заряду та розряду акумуляторної батареї

На рисунку 2.6 використовуються наступні позначення:

v_{ref} - опорна напруга, яка задає вихідну напругу (V_o);

$e_v = v_{ref} - H_v v_{out}$ - похибка напруги;

G_{cv} - передавальна функція регулятора напруги;

i_c - керуючий струм для контролю пікового струму;

$e_i = i_c - H_v v_{out}$ - похибка струму;

G_{ci} - передавальна функція регулятора струму;

d - коефіцієнт заповнення імпульсів перетворювача;

i_L - струм через котушку перетворювача;

H_i і H_v - передавальні функції зворотного зв'язку за струмом та напругою відповідно;

G_{p1} і G_{p2} - передавальні функції об'єкта керування, в нашому випадку перетворювача напруги.

Перша передавальна функція G_{p1} відповідає співвідношенню між коефіцієнтом заповнення імпульсів перетворювача і струмом через котушку, а друга передавальна функція G_{p2} - відповідає співвідношенню між струмом котушки і вихідною напругою.

Для того, щоб здійснювати керування напругою та струмом, перетворювач потрібно змоделювати, розділивши його на дві частини, як показано на рисунку 2.6, тому що з точки зору керування він є розділеною системою.

Перша частина G_{p1} подає струм від джерела в залежності від коефіцієнта

заповнення імпульсів перемикачів, а друга (G_{p2}) забезпечує залежність напруги від струму через котушку індуктивності перетворювача.

Будемо використовувати наступні позначення.

1. Назви змінних у нижньому регістрі відносяться до фактичного сигналу, з компонентами постійного та змінного струму.

2. Назви змінних великими літерами відносяться до складової постійного струму сигналу.

3. Назви з малої літери зі штрихом (наприклад, i) позначають малі коливання сигналу (або змінну складову).

Загальна схема понижувального перетворювача на рисунку 2.7.

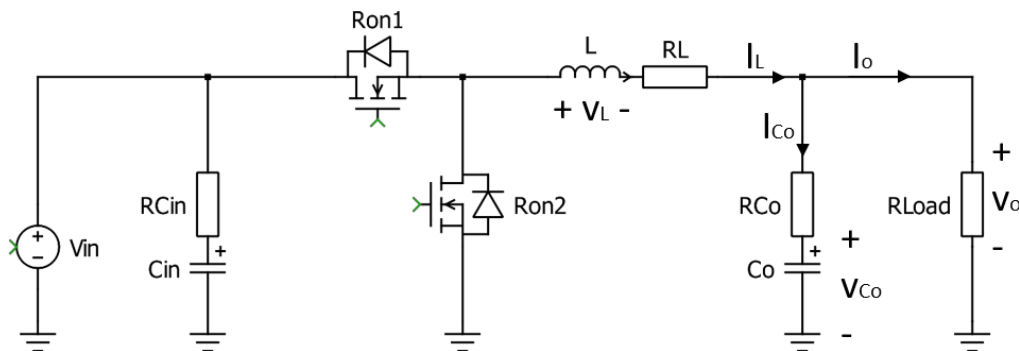


Рисунок 2.7 - Загальна схема понижувального перетворювача

Наведені рівняння (2.23), (2.24) і (2.25) відповідають напрузі на котушці, струму вихідного конденсатора і вихідній напрузі відповідно:

$$v_L = L \frac{di_L}{dt} = \begin{cases} v_{in} - v_o - i_L(R_{on1} + R_L); \\ -v_o - i_L(R_{on2} + R_L) \end{cases}; \quad (2.23)$$

$$i_{C_o} = C_o \frac{dv_{C_o}}{dt} = i_L - \frac{v_o}{R_{Load}}; \quad (2.24)$$

$$v_o = v_{C_o} + (i_L - \frac{v_o}{R_{Load}})R_{C_o}. \quad (2.25)$$

З цих рівнянь отримано модель малого середнього сигналу:

$$\hat{i}_L(sL + DR_{on1} + (1 - D)R_{on2} + R_L) = \hat{v}_{in}D - \hat{v}_o + \hat{d}(V_{in} + I_L(R_{on2} - R_{on1})). \quad (2.26)$$

$$\hat{v}_{C_o} s C_o = \hat{i}_L - \frac{\hat{v}_o}{R_L}. \quad (2.27)$$

$$\hat{v}_o = \hat{v}_{C_o} (1 + s C_o R_{C_o}). \quad (2.28)$$

Запишемо рівняння неперервності сигналу:

$$D V_{in} = V_o + I_L (D R_{on1} + (1 - D) R_{on2} + R_L); \quad (2.29)$$

$$I_L = I_{Load} = \frac{v_o}{R_{Load}}; I_{C_o} = 0; \quad (2.30)$$

$$V_o = V_{C_o}. \quad (2.31)$$

Об'єднання рівнянь (2.27) і (2.28) дає рівняння вихідної напруги, як функції струму через котушку (G_{p_2}), далі позначається як G_{iv} .

Передавальна функція, що зв'язує струм з напругою має вигляд:

$$\hat{v}_o = \hat{i}_L R_{Load} \frac{s C_o R_{C_o} + 1}{s C_o (R_{C_o} + R_{Load}) + 1} = \hat{i}_L G_{iv}. \quad (2.32)$$

Підстановка рівняння (2.31) у рівняння (2.26) описує струм через котушку як функцію коефіцієнту заповнення імпульсів та вхідної напруги (G_{p_1}).

$$\hat{i}_L = \hat{d} V_{in} G + \hat{v}_{in} D G, \quad (2.33)$$

$$\text{де } G = \frac{s C_o (R_{C_o} + R_{Load}) + 1}{s^2 L C_o (R_{C_o} + R_{Load}) + (L + C_o (R_{C_o} R_{Load} + (R_{C_o} + R_{Load}) (D R_{on1} + (1 - D) R_{on2} + R_L))) + (D R_{on1} + (1 - D) R_{on2} + R_L + R_{Load})}.$$

Звідси можна отримати рівняння для визначення коефіцієнту заповнення імпульсів:

$$D = \frac{V_o + I_L (R_{on2} + R_L)}{V_{in} + I_L (R_{on2} - R_{on1})}. \quad (2.34)$$

На рисунку 2.8 зображено математичну модель понижуючого перетворювача напруги.

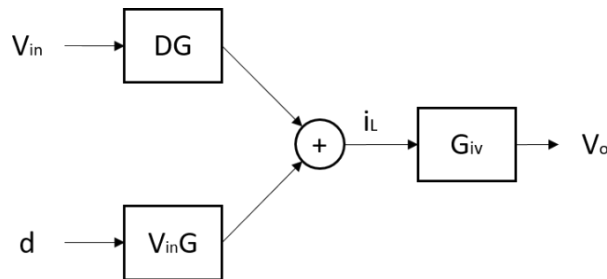


Рисунок 2.8 - Математична модель понижуючого перетворювача напруги

За допомогою кіл зворотного зв'язку буде контролюватися \hat{d} . Вхідною напругою керувати не можна, але, її передавальна функція має коефіцієнт підсилення, еквівалентний коефіцієнту заповнення D (який приймає значення від нуля до одиниці), тоді як коефіцієнт заповнення - це вхідна напруга ($\sim 14,8$ у нашому застосуванні), тому вага змін вхідної напруги має дуже малий вплив на систему, і її можна буде коректно контролювати.

Насправді, якщо ми хочемо бути абсолютно точними, ми повинні замінити R_{Load} на v_o/\hat{i}_{Load} , що робить систему також залежною від зміни навантаження, але оскільки модель не може контролювати це, то можна залишити її як функцію опору і використовуємо типове значення навантаження для розрахунків.

Підставимо у вираз значення параметрів компонентів, які були вибрані і записані у таблиці 2.2. Тоді модель понижуючого перетворювача напруги записується у вигляді:

$$V_{in}G = \frac{0,0165s+14,8}{3,6801 \cdot 10^{-8}s^2+0,0004097s+0,3209}. \quad (2.35)$$

$$G_{iv} = \frac{0,0001068s+2,273}{0,001115s+1}. \quad (2.36)$$

2.3 Висновки до другого розділу

1. Класичне моделювання має недолік, який дозволяє розглядати системи лише як моделі з одним входом і одним виходом. Перевагою класичного

моделювання є те, що моделі легко отримати безпосередньо з математичних рівнянь, які описують систему (у випадку електроніки: рівняння Кірхгофа, рівняння магнітних компонентів тощо), і аналізувати їх в умовах невеликих змін на входах по черзі (модель малого сигналу).

2. Сучасний підхід використовує змінні стану для опису поведінки систем. Матричні рівняння пов'язують входи системи зі змінами станів ("пам'ять" системи, яка впливає на її поведінку) і, в свою чергу, стани та входи з виходами.

3. Керування за подіями - це стратегія керування, яка набула популярності в останні роки і має на меті зменшити вимоги до системи керування за рахунок зменшення взаємодії між контролером та керованою установкою.

4. Стратегія керування за подіями має переваги, коли система знаходиться в середовищі зі спільним каналом зв'язку, що дозволяє більш ефективно використовувати пропускну здатність і звільнити канал для інших систем, які потребують його використання.

5. Особливістю математичної моделі процесу самооптимізуючого контролю заряду та розряду акумуляторної батареї полягає у керуванні як напругою, так і струмом регуляторів. Керування напругою необхідно, щоб підтримувати задану напругу для живлення компонентів.

6. Керування струм необхідно, щоб уникнути споживання більшого струму від акумулятора, ніж це безпечно. Це досягається шляхом поділу всієї системи на дві послідовно з'єднані системи першого порядку: одна пов'язує струм з коефіцієнтом заповнення імпульсів, а інша - струм з вихідною напругою.

7. Це дозволяє розділити керування на два простих каскадних регулятора, замість одного регулятора, який контролює обидві змінні одночасно. Для каскадного керування (контур керування всередині більшого контуру керування) необхідно враховувати, що внутрішній контур керування повинен бути швидшим, ніж зовнішній, щоб полегшити керованість і стабільність системи.

3 ІМІТАЦІЙНА МОДЕЛЬ МЕТОДУ САМООПТИМІЗУЮЧОГО КОНТРОЛЮ ЗАРЯДУ ТА РОЗРЯДУ АКУМУЛЯТОРНИХ БАТАРЕЙ

3.1 Особливості імітаційної моделі методу самооптимізуючого контролю заряду та розряду акумуляторних батарей

Для керування струмом використовуємо контроль пікового струму. Перевага цього типу контролю полягає в обмеженні максимального значення вхідного струму системи. При живленні від батареї цей тип керування діє як захід безпеки, запобігаючи надмірному споживанню струму навантаженням.

На рисунку 3.1 зображено схему роботи контролю пікового струму. Вхідний струм системи (або струм через котушку, оскільки вони рівні, коли працює Q_1) порівнюється з керуючим струмом i_c таким чином, що коли струм стає більшим за опорний струм, керуючий сигнал вимикача деактивується. Таким чином, i_c діє як граничне значення струму.

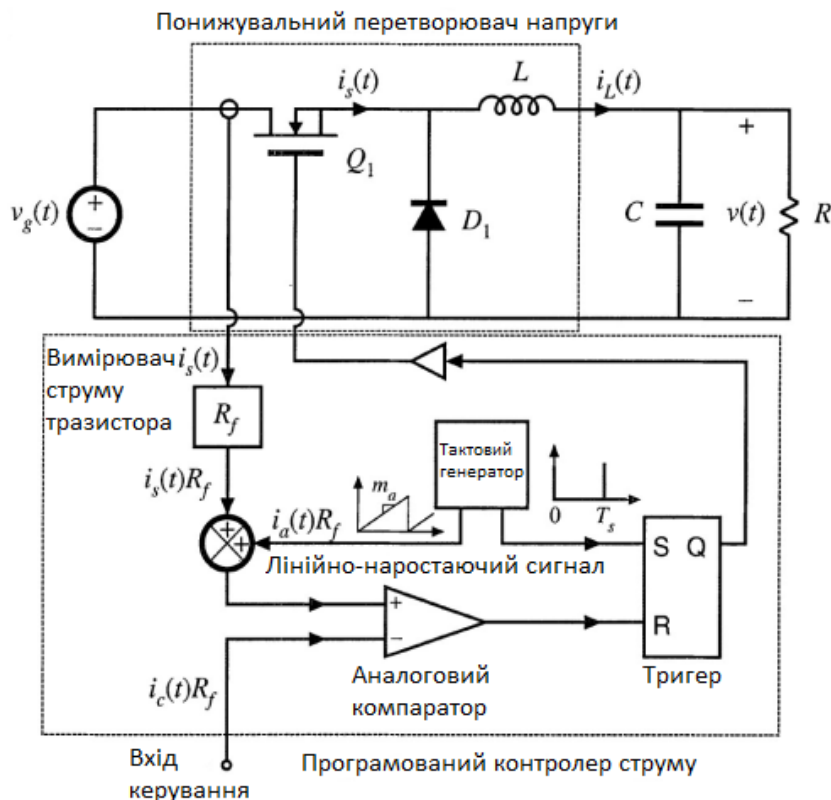


Рисунок 3.1 – Функціональна схема контролю пікового струму

Для забезпечення стабільності керування, коли коефіцієнт заповнення імпульсів перевищує 50%, необхідно застосувати штучний лінійно-наростаючий сигнал. Форми сигналів у функціональна схемі контролю пікового струму можна побачити на рисунку 3.1.

Аналізуючи рисунок 3.1 можна зробити висновок, що струм керування i_c віднімається за допомогою штучного лінійно-наростаючого сигналу i_a з нахилом $-m_a$, який має вигляд пілкоподібного струму ($i_c - i_a$).

У кожному циклі струм котушки зростає від свого мінімального значення (i_{L0}) до значення $i_c - i_a$ в момент часу dT_s , а потім зменшується протягом решти півциклу. Результат контролю можна побачити на рисунку 3.2.

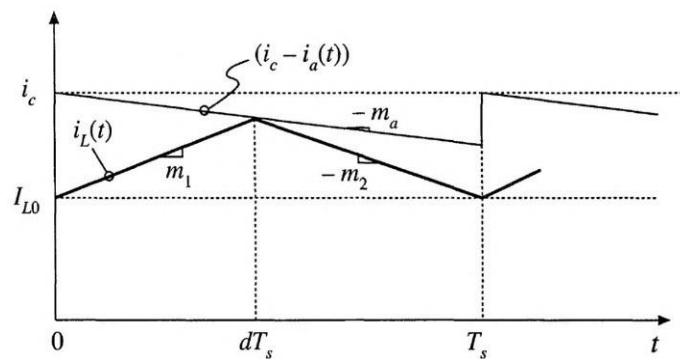


Рисунок 3.2 - Результат контролю пікового струму

Без штучного лінійно-наростаючого сигналу струм через котушку не зміг би повернутися до свого значення i_{L0} в кінці періоду при високих коефіцієнтах заповнення імпульсів, що призвело б до спотворення форми сигналу або навіть дестабілізації системи.

Штучний лінійно-наростаючий сигнал є розрахунковою константою, і чим крутіший схил сигналу, тим швидше усуваються спотворення струму i_L . Для того, щоб система працювала з будь-яким коефіцієнтом заповнення імпульсів, мінімальне значення нахилу лінійно-наростаючого сигналу становить $m_a = \frac{1}{2} m_2$.

Для цієї схеми використовується $m_a = m_2$. Це гарантує, що i_L повертається до значення i_{L0} в кінці кожного робочого циклу, запобігаючи насиченню регулятора. Така поведінка відома як керування з нестабільністю або керування за

часом встановлення (скінченний час встановлення).

Нахили m_1 і m_2 залежать від характеристик системи. Для випадку понижуючого регулятора вони можуть бути визначені рівняннями (3.1) та (3.2) відповідно. В усталеному режимі повинна виконуватися рівність (3.3).

$$i_L = i_c - M_a d T_s - m_1 \frac{d^2 T_s}{2} - m_2 \frac{(1-d)^2 T_s}{2}. \quad (3.1)$$

$$m_1 = \frac{v_{in} - v_o - i_L (R_{on1} + R_L)}{L}. \quad (3.2)$$

$$m_2 = \frac{v_o + i_L (R_{on2} + R_L)}{L}. \quad (3.3)$$

$$d m_1 = (1 - d) m_2. \quad (3.4)$$

Для отримання рівнянь регулятора використовується модель усередненої форми сигналу, яка зображена на рисунку 3.3 (термін d' використовується для скорочення для $(1-d)$):

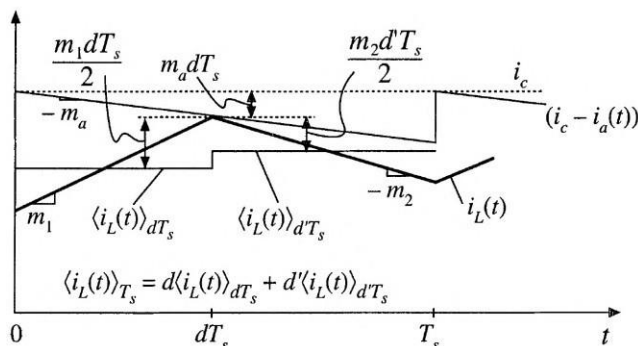


Рисунок 3.3 - Модель регулювання середнього пікового струму

Аналізуючи рисунок 3.3 можна записати рівняння роботи контролера.

$$\hat{d} = \frac{1}{M_a T_s} \left[\hat{i}_c - \hat{i}_L \left(1 + \frac{T_s}{2L} [(1-D)^2 R_{on2} - D^2 R_{on1} + (1-D) R_L] \right) - \hat{v}_{in} \frac{D^2 T_s}{2L} - \hat{v}_o \frac{(1-2D) T_s}{2L} \right]. \quad (3.5)$$

$$M_a = \frac{V_o + I_L (R_{on2} + R_L)}{L}. \quad (3.6)$$

$$I_c = I_L \left[1 + \frac{T_s (1+D) (R_{on2} + R_L)}{2L} \right] + V_o \frac{(1+D) T_s}{2L}. \quad (3.7)$$

Аналізуючи рівняння (3.5), можна побачити, що зберігається П-тип керування, оскільки є лише константи. Вхідна та вихідна напруга мають дуже малу вагу порівняно зі струмом і можуть бути проігноровані. Отже, результатом є приріст струму котушки (показаний як R_f).

Термін $1/M_a T_s$ моделює ефект лінійно-наростаючого сигналу. На рисунку 3.4 зображено блок-схему регулювання пікового струму.

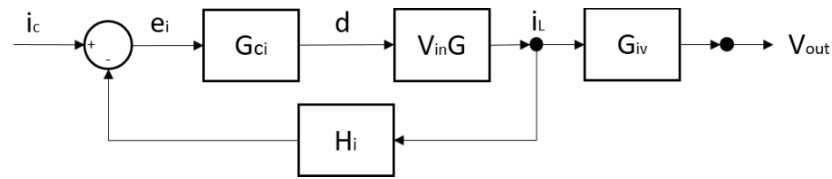


Рисунок 3.4 – Структурна схема регулювання пікового струму

Рівняння роботи блок-схема регулювання пікового струму мають вигляд:

$$\hat{d} = G_{C_i} [\hat{i}_c - \hat{i}_L H_i]. \quad (3.8)$$

$$G_{C_i} = \frac{1}{M_a T_s}. \quad (3.9)$$

$$H_i = \left(1 + \frac{T_s}{2L} [(1-D)^2 R_{on2} - D^2 R_{on1} + (1-D)R_L] \right). \quad (3.10)$$

Струм i_c буде генеруватися контуром регулювання напруги. Підставивши значення перетворювача у формули, отримаємо:

$$G_{C_i} \approx 1,491. \quad (3.11)$$

$$H_i \approx 1,005. \quad (3.12)$$

Для регулювання напруги реалізовано ПІД-регулятор з двома додатковими полюсами. Це більш реалістичне представлення ПІД-регулятора, реалізованого з реальними компонентами, оскільки ідеальний ПІД-регулятор не впливає на високу частоту, але реальні компоненти не мають нескінченної смуги пропускання.

Запишемо передавальну характеристику понижуючого контролера напруги.

$$G_t = \frac{G_{C_i} V_{in} G}{1 + G_{C_i} V_{in} G H_i} G_{iv}. \quad (3.13)$$

Враховуючи степінь G та G_{iv} , G_t передавальна характеристика понижуючого контролера напруги буде системою 5-го порядку, проте система спрощується шляхом скасування полюсів та нулів, щоб отримати систему 2-го порядку і таким чином отримати параметри системи (ω_o , ω_z , Q та k):

$$G_t = k \frac{1 + \frac{s}{\omega_z}}{1 + \frac{1}{Q} \frac{s}{\omega_o} + \left(\frac{s}{\omega_o}\right)^2} = \frac{\omega_o^2}{\omega_z} k \frac{s + \omega_z}{s^2 + \frac{\omega_o}{Q} s + \omega_o^2}. \quad (3.14)$$

Структурна схема регулювання напруги зображена на рисунку 3.5.

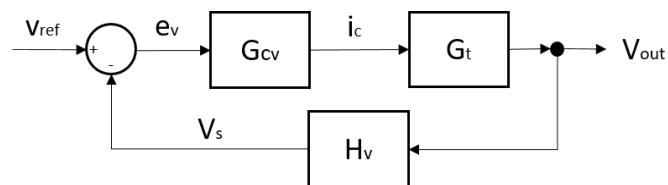


Рисунок 3.4 – Структурна схема регулювання напруги

Коефіцієнт передачі кола зворотнього зв'язку H_V відповідає відповідно коефіцієнту передачі подільника напруги, який використовується для вимірювання вихідної напруги перетворювача.

Використовуємо простий подільник з двома однаковими резисторами, тому коефіцієнт передачі кола зворотнього зв'язку дорівнює $\frac{1}{2}$, а опорна напруга на виході повинна бути вдвічі меншою від заданої напруги у відповідності до рисунку 3.5.

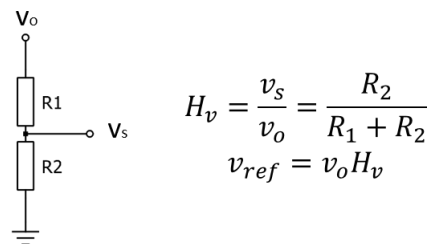


Рисунок 3.5 – Коефіцієнт передачі кола зворотнього зв'язку H_V

Завершальним етапом для проведення імітаційного моделювання є визначення передавальної функції регулятора G_{C_v} . Існує декілька методів визначення передавальної функції регулятора G_{C_v} .

Табличний метод - здійснюється пряме завдання полюсів та місце розташування коренів, а також встановлення функції цільової частоти кросовера з мінімальним коефіцієнтом підсилення і фазовим запасом. Табличний метод визначення передавальної функції регулятора G_{C_v} складається з наступних кроків.

1. Задання частоти кросовера f_c та запасу по фазі φ_m .

Частота кросовера f_c - це параметр, який впливає на швидкість роботи системи. Мета керування полягає в тому, щоб зробити керування якомога швидшим, але частота повинна бути обрана досить далеко від частоти перемикачання системи.

Загальноприйнята практика полягає в тому, що частоти кросовера f_c повинна становити щонайменше $1/5$ або $1/10$ від частоти перемикачання. Якщо система

також демонструє перерегулювання, слід також вибрати частоти кросовера f_c , достатньо віддалену від резонансної частоти, принаймні в 4 рази вищу.

Запас по фазі φ_m пов'язаний з добротністю Q системи, а отже, з перерегулюванням і резонансом системи. Цей зв'язок описується рівняннями (3.15) та (3.16), а також наведений на рисунку 3.6.

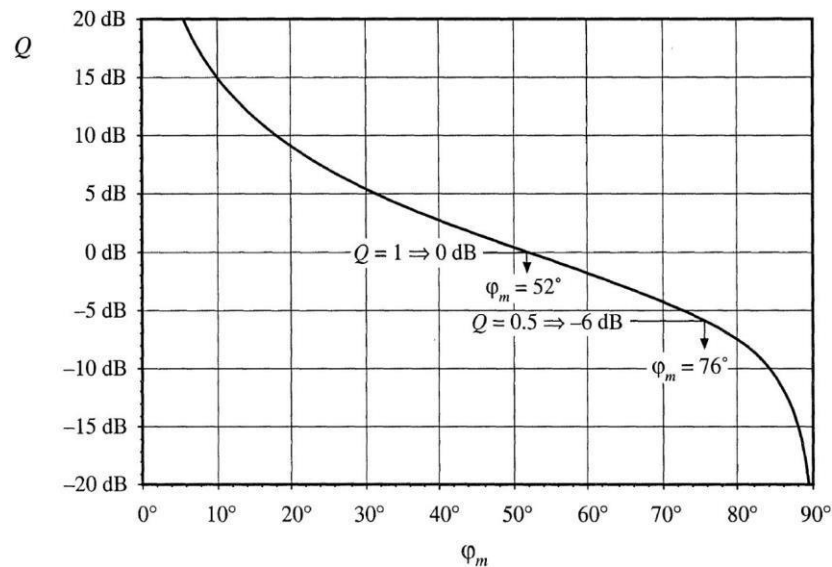


Рисунок 3.6 – Зв'язок між різницею по фазові та коефіцієнтом якості

$$Q = \frac{\sqrt{\cos(\varphi_m)}}{\sin(\varphi_m)}. \quad (3.15)$$

$$\varphi_m = \tan^{-1} \sqrt{\frac{1 + \sqrt{1 + 4Q^4}}{2Q^4}}. \quad (3.16)$$

Після визначення параметрів передавальна функція регулятора G_{Cv} описується рівняння:

$$G_{Cv} = G_{cm} \frac{\left(1 + \frac{\omega_L}{s}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_Z}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}}\right)}, \quad (3.17)$$

де ω_L - частота, на якій встановлюється нуль інтегральної дії, реалізованої у вигляді нульової пари з полюсом на початку координат.

$$f_L \leq \frac{f_c}{10}. \quad (3.18)$$

Пара нуль ω_z та полюс ω_{p_1} встановлюється відповідно до частоти підсилення кросовера і запасу по фазі:

$$f_L \leq \frac{f_c}{10}. \quad (3.19)$$

Пара нульових полюсів ω_z і ω_{p_1} встановлюється відповідно до частоти підсилення кросовера і запасу по фазові:

$$f_z = f_c \sqrt{\frac{1 - \sin(\varphi_m)}{1 + \sin(\varphi_m)}}; \quad (3.20)$$

$$f_z = f_c \sqrt{\frac{1 + \sin(\varphi_m)}{1 - \sin(\varphi_m)}}. \quad (3.21)$$

Останній полюс ω_{p_2} накладається реальними обмеженнями. Навіть якби він не був заданий, він був би там, тому що жодна система не має нескінченної смуги пропускання. Для зручності можна визначити високочастотний полюс із системи, наприклад, за допомогою вихідного конденсатора:

$$f_{p_2} = \frac{1}{2\pi C_o R_{c_o}}. \quad (3.22)$$

Коефіцієнт підсилення регулятора регулюється відповідно до коефіцієнта підсилення системи, зворотного зв'язку та частот полюсів і нулів ПД-регулятора у відповідності до виразу (3.23):

$$G_{cm} = \frac{1}{|G_t||H_v|} \left(\frac{f_v}{f_o}\right)^2 \sqrt{\frac{f_z}{f_{p_1}}}. \quad (3.23)$$

На рисунку 3.7 зображено діаграму Бode модуля передавальної функції ПД-регулятора.

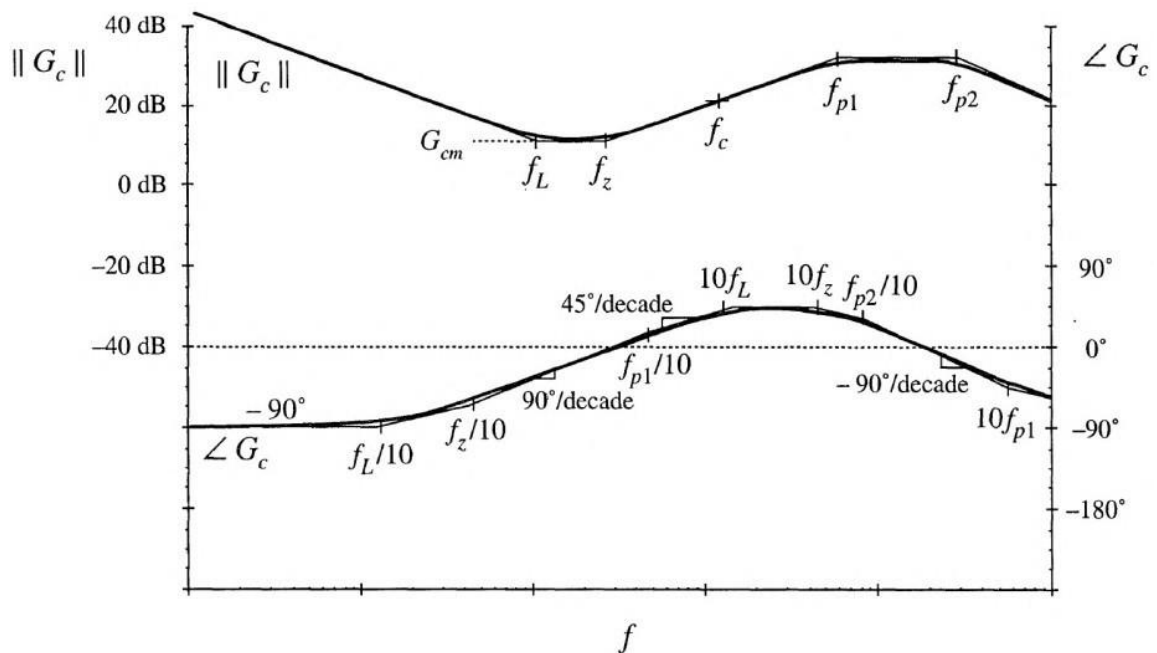


Рисунок 3.7 - Діаграма Бode модуля передавальної функції ПД-регулятора

Звідси можна записати передавальну функцію всієї системи у вигляді рівняння (3.24)

$$G_t = \frac{9,675 \cdot 10^{-14} s^4 + 3,222 \cdot 10^{-9} s^3 + 2,657 \cdot 10^{-5} s^2 + 0,03926 s + 16,1}{1,51 \cdot 10^{-18} s^5 + 1,05 \cdot 10^{-12} s^4 + 1,337 \cdot 10^{-8} s^3 + 3,042 \cdot 10^{-5} s^2 + 0,02534 s + 7,222} \approx$$

$$\approx \frac{6,406 \cdot 10^4 s + 1,363 \cdot 10^9}{s^2 + 6,833 \cdot 10^5 s + 6,115 \cdot 10^8} \quad (3.24)$$

Аналізуючи передавальну функцію всієї системи у вигляді рівняння (3.24) можна зробити висновок, що система не має резонансу ($Q \approx 0,03$ і обидва полюси дійсні).

Звідси можна зробити висновок, що частоту зрізу можна вибрати, враховуючи лише на частоту перемикування. Виберемо частоту зрізу, рівною одній десятій від частоти перемикування:

$$f_c = 10\%f_{sw} = 0,1 \cdot 250000 = 25000 = 25 \text{ кГц.} \quad (3.25)$$

Для оцінки виберемо коефіцієнт якості $Q=1$, що відповідає $\varphi_m = 52^\circ$. Тоді передавальна функція регулятора G_{C_v} описується рівняння:

$$G_{C_v} = 12,4667 \frac{\left(1 + \frac{2\pi \cdot 2500}{s}\right) \left(1 + \frac{s}{2\pi \cdot 8608,19}\right)}{\left(1 + \frac{s}{2\pi \cdot 72605,27}\right) \left(1 + \frac{s}{2\pi \cdot 3386,27}\right)}. \quad (3.26)$$

На рисунку 3.8 зображено амплітудно-частотну характеристику передавальної функції регулятора G_{C_v} в середовищі MathCAD.

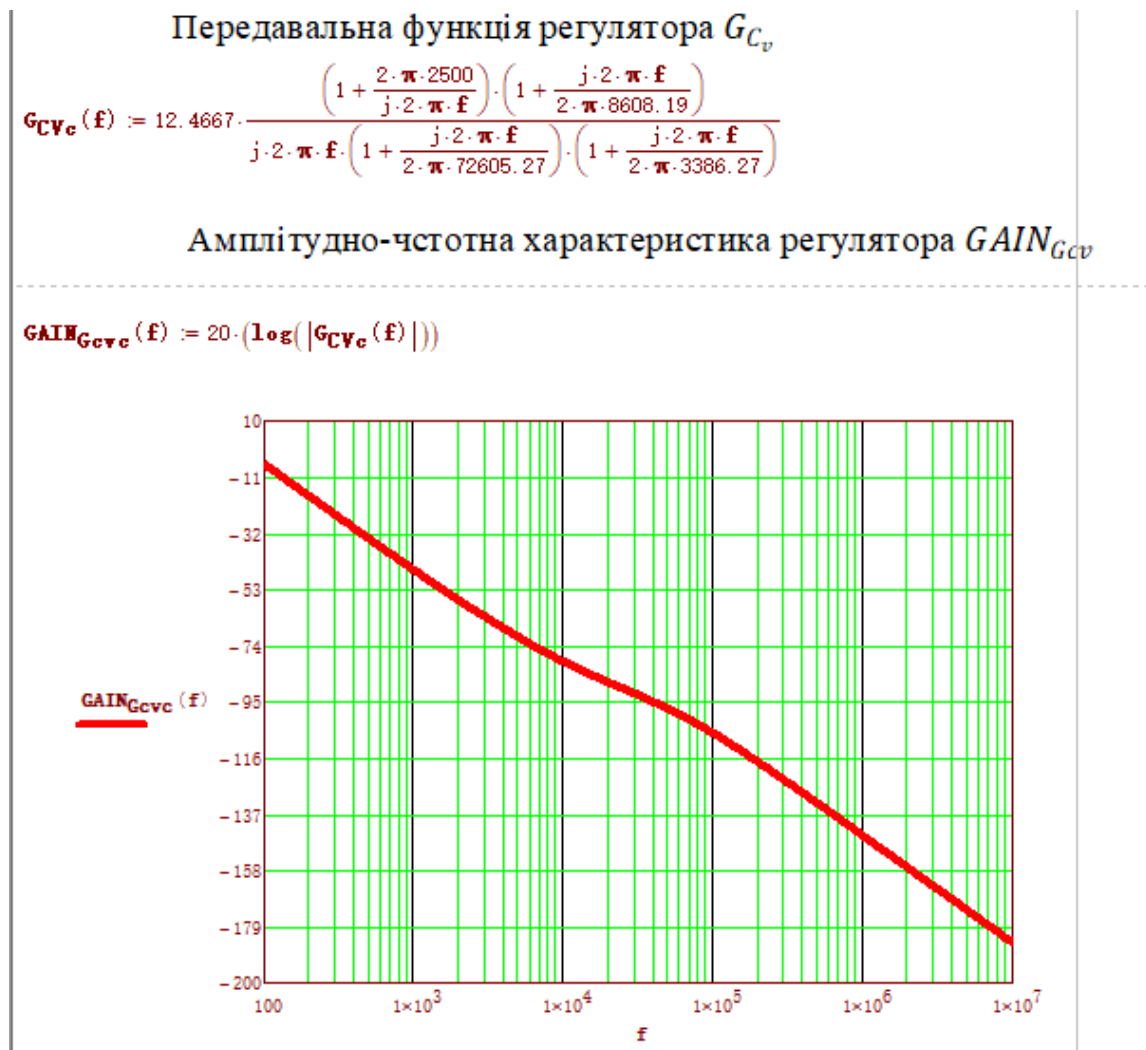


Рисунок 3.8 - Амплітудно-частотна характеристика передавальної функції регулятора G_{C_v} в середовищі MathCAD

На рисунку 3.9 зображено фазо-частотну характеристику передавальної функції регулятора G_{Cv} в середовищі MathCAD.



Рисунок 3.9 - Фазо-частотна характеристика передавальної функції регулятора G_{Cv} в середовищі MathCAD

3.2 Імітаційне моделювання процесу самооптимізуючого контролю заряду та розряду акумуляторних батареї в середовищі PSIM

На рисунку 3.10 зображена імітаційна модель понижувального перетворювача напруги в програмному середовищі PSIM.

До складу імітаційної моделі понижувального перетворювача напруги в програмному середовищі PSIM, яка зображена на рисунку 3.8 входять наступні елементи.

1. Вхідна напруга $V_{in}=14,8$ В.
2. Вхідний конденсатор $C_{in}=470$ нФ.

3. Транзисторні ключі.
4. Котушка індуктивності $L=33$ мкГн.
5. Вихідний конденсатор $C_o=470$ мкФ.
6. Джерело максимального значення струму навантаження $I_{max}=3,67$ А.
7. Джерело входної напруги інтегратора $U_i=12$ В.
8. Інтегратор.
9. Аналоговий компаратор.
10. Тактовий генератор.
11. RS-тригер.

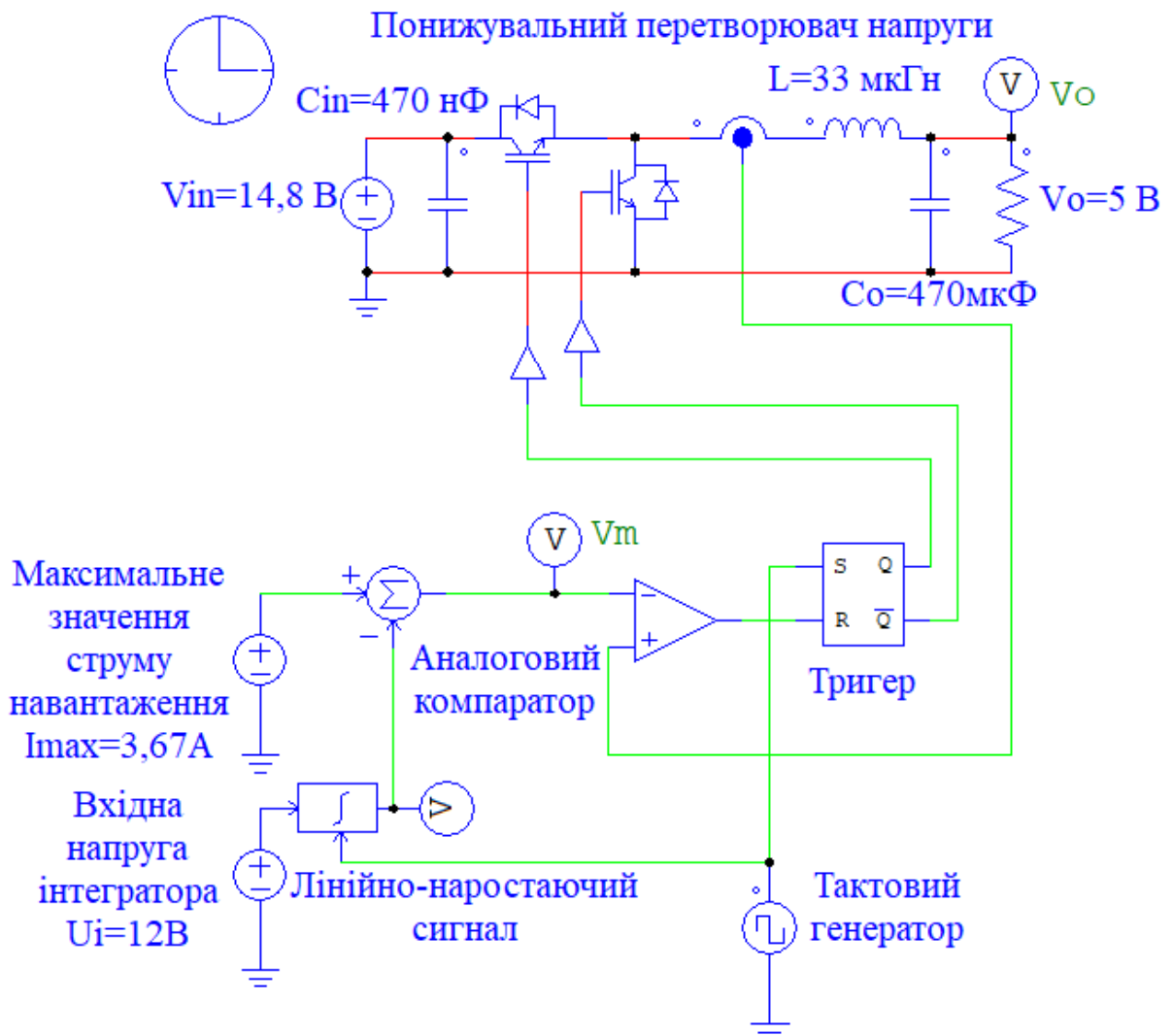


Рисунок 3.10 - Імітаційна модель понижувального перетворювача напруги в програмному середовищі PSIM

На рисунку 3.11 зображено графік зміни вихідної напруги V_o в часі в результаті проведеного імітаційного моделювання понижувального перетворювача напруги в програмному середовищі PSIM.

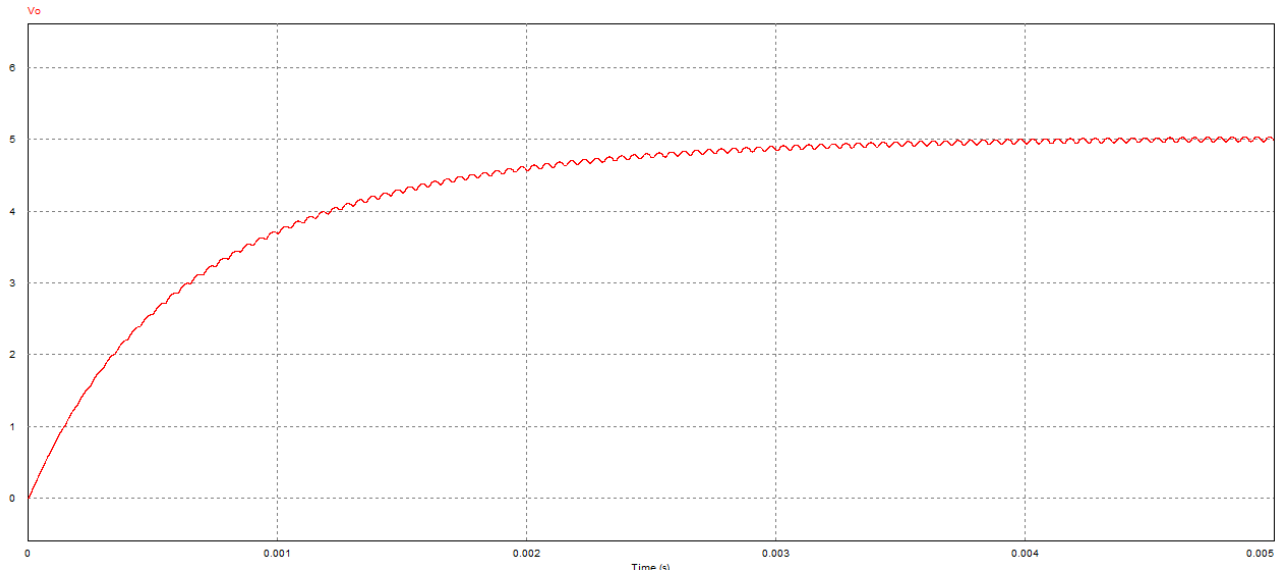


Рисунок 3.11 - Графік зміни вихідної напруги V_o в часі в результаті проведеного імітаційного моделювання понижувального перетворювача напруги в програмному середовищі PSIM

На рисунку 3.12 зображено графік зміни вихідного струму I_L в часі в результаті проведеного імітаційного моделювання понижувального перетворювача напруги в програмному середовищі PSIM.

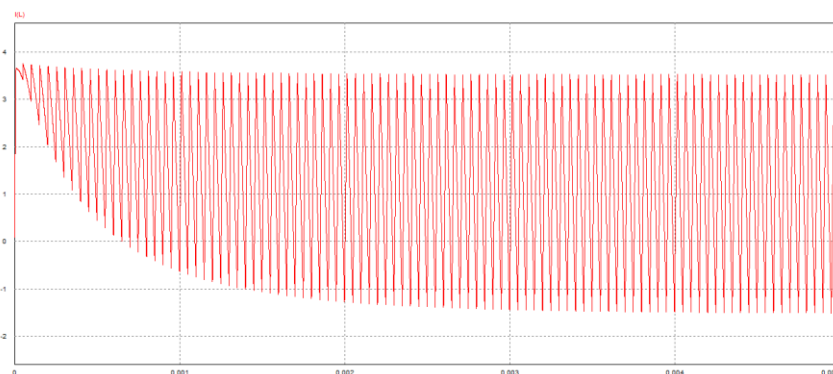


Рисунок 3.12 - Графік зміни вихідного струму I_L в часі в результаті проведеного імітаційного моделювання понижувального перетворювача напруги в програмному середовищі PSIM

На рисунку 3.13 зображено графік зміни напруг керування транзисторами Q1 та Q2 в часі в результаті проведеного імітаційного моделювання понижувального перетворювача напруги в програмному середовищі PSIM.

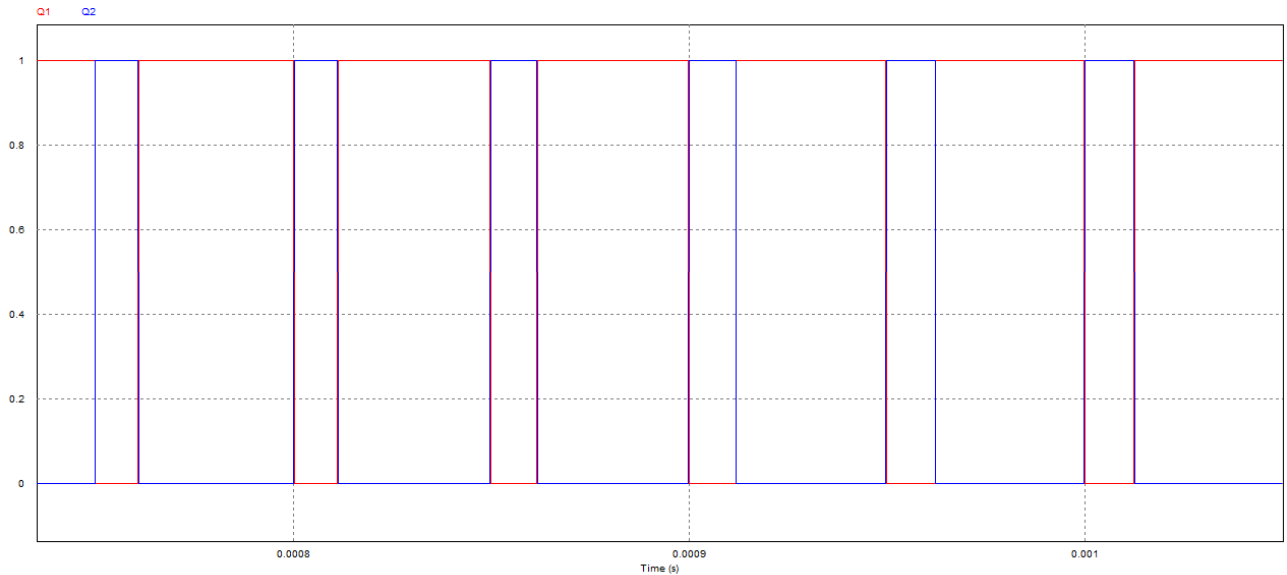


Рисунок 3.13 - Графік зміни напруг керування транзисторами Q1 та Q2 в часі в результаті проведеного імітаційного моделювання понижувального перетворювача напруги в програмному середовищі PSIM

На рисунку 3.14 зображено графік зміни напруги V_m на вході аналогового компаратора в часі в результаті проведеного імітаційного моделювання понижувального перетворювача напруги в програмному середовищі PSIM.

Напруга V_m на вході аналогового компаратора порівнюється із напругою, яка пропорційна струму котушки індуктивності понижувального перетворювача напруги.

Напруга V_m на вході аналогового компаратора є різницею двох напруг: напруги, яка задає максимальне значення струму котушки індуктивності $I_{max}=3,67$ А та лінійно-наростаючої напруги, яка формується на виході інтегратора.

Інтегратор інтегрує напругу на вході $U_i=12$ В, в результаті утворюється лінійно-наростаюча напруга, яка зображена на рисунку 3.15.

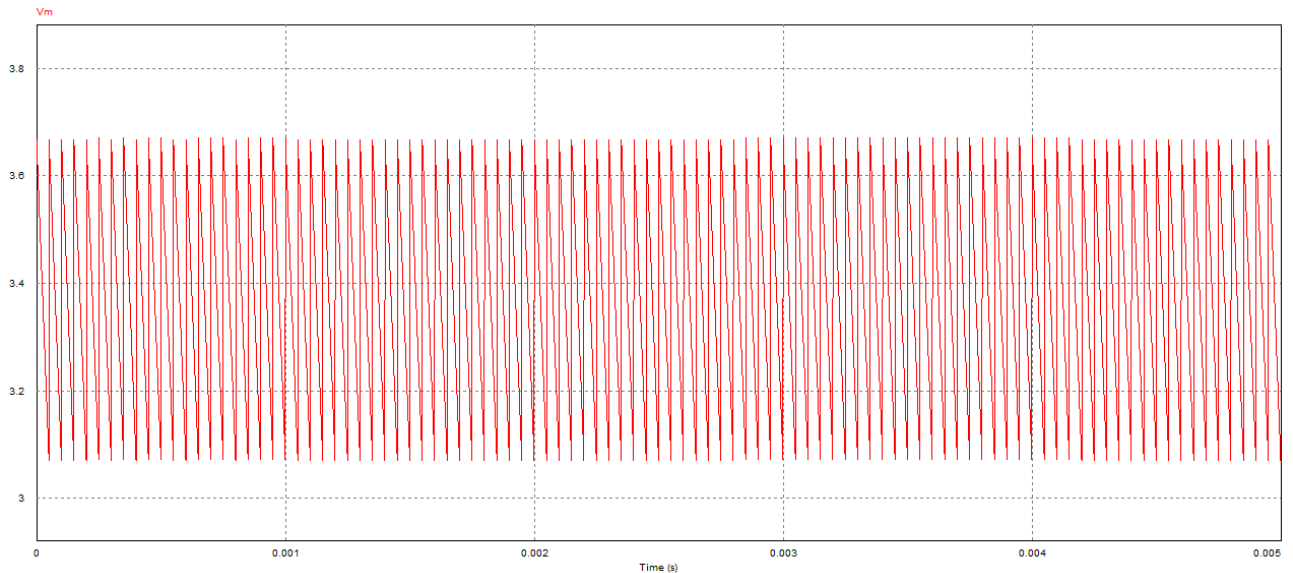


Рисунок 3.14 - Графік зміни напруги V_m на вході аналогового компаратора в часі в результаті проведеного імітаційного моделювання понижувального перетворювача напруги в програмному середовищі PSIM

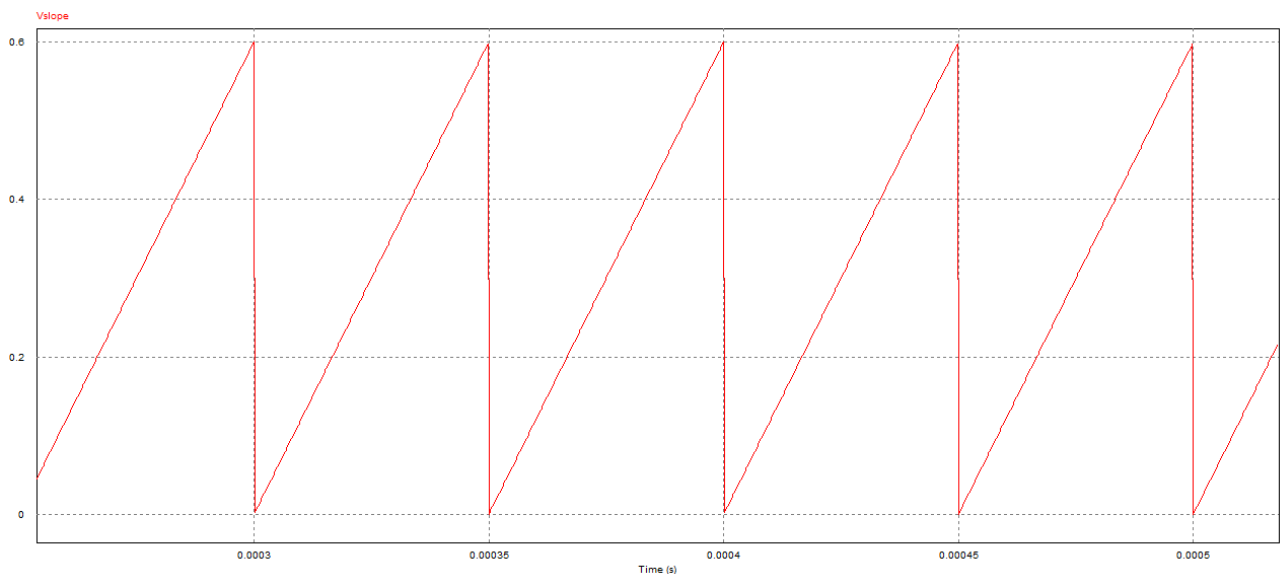


Рисунок 3.15 - Графік зміни напруги V_{slope} на виході інтегратора в часі в результаті проведеного імітаційного моделювання понижувального перетворювача напруги в програмному середовищі PSIM

Визначимо рівень пульсації вихідної напруги понижувального перетворювача напруги в програмному середовищі PSIM. На рисунку 3.16

зображено максимальне значення $U_{\max}=5,024$ В пульсації вихідної напруги понижувального перетворювача напруги.

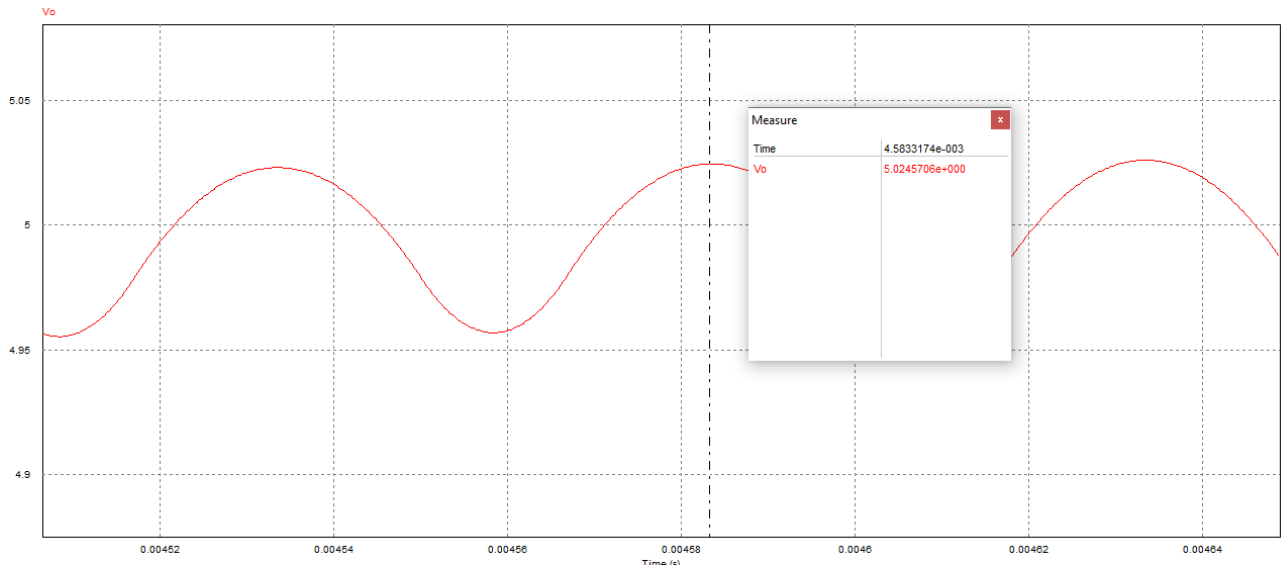


Рисунок 3.16 – Максимальне значення $U_{\max}=5,024$ В пульсації вихідної напруги понижувального перетворювача напруги

На рисунку 3.17 зображено мінімальне значення $U_{\min}=4,958$ В пульсації вихідної напруги понижувального перетворювача напруги.

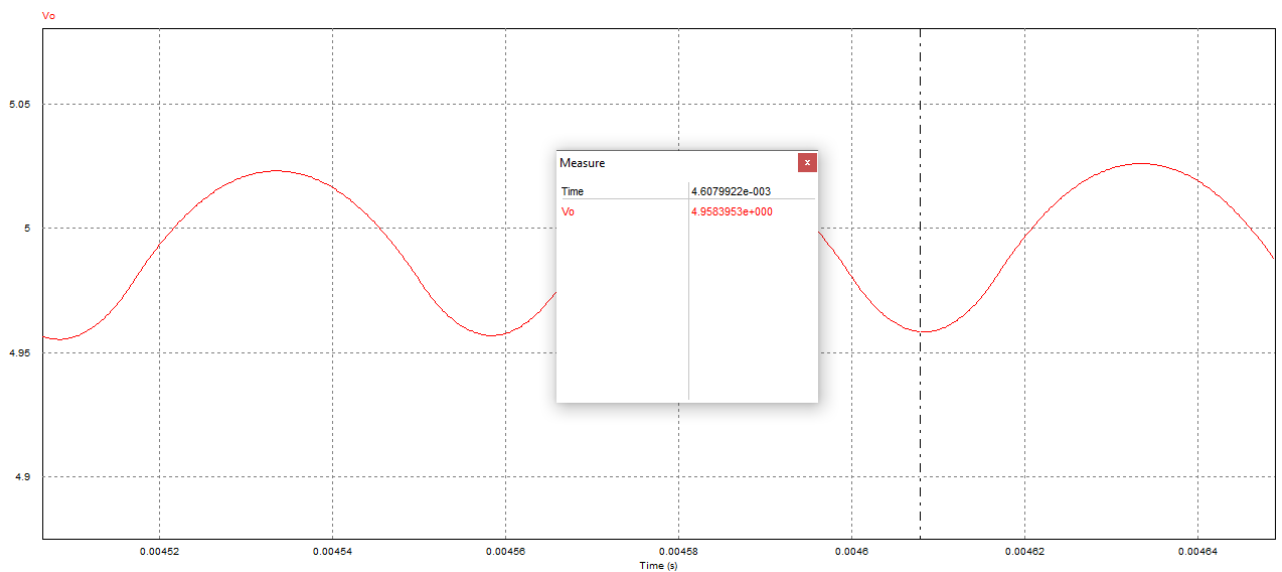


Рисунок 3.16 – Мінімальне значення $U_{\min}=4,958$ В пульсації вихідної напруги понижувального перетворювача напруги

Звідси можна визначити амплітуду пульсації вихідної напруги понижувального перетворювача напруги у відповідності до виразу (3.27).

$$U_{\text{пульс}_m} = 5,024 - 4,958 = 0,066 \text{ В} = 66 \text{ мВ}. \quad (3.27)$$

Отримані значення амплітуди пульсації вихідної напруги понижувального перетворювача напруги перевищують задані на початку дослідження значення (1% по відношенню до вихідної напруги) $V_{O_{pp}} = 0,001 \cdot 5 = 0,005 \text{ В} = 5 \text{ мВ}$. Для зменшення рівня пульсацій до $V_{O_{pp}} = 5 \text{ мВ}$ необхідно збільшити ємність вихідного конденсатора до $C_o = 1000 \text{ мкФ}$.

3.3 Висновки до третього розділу

1. Для керування струмом використовуємо контроль пікового струму. Перевага цього типу контролю полягає в обмеженні максимального значення вхідного струму системи. При живленні від батареї цей тип керування діє як захід безпеки, запобігаючи надмірному споживанню струму навантаженням.

2. Вхідний струм системи (або струм через котушку, оскільки вони рівні, коли працює Q_1) порівнюється з керуючим струмом i_c таким чином, що коли струм стає більшим за опорний струм, керуючий сигнал вимикача деактивується. Таким чином, i_c діє як граничне значення струму.

3. Враховуючи степінь G та G_{iv} , G_t передавальна характеристика понижуючого контролера напруги буде системою 5-го порядку, проте система спрощується шляхом скасування полюсів та нулів, щоб отримати систему 2-го порядку і таким чином отримати параметри системи (ω_o , ω_z , Q та k).

4. Розроблено імітаційну модель понижувального перетворювача напруги в програмному середовищі PSIM. В результаті імітаційного моделювання понижувального перетворювача напруги в програмному середовищі PSIM отримано графіки зміни вихідної напруги у часі, зміни вихідного струму у часі,

сигналів керування силовими ключами, а також керуючи лінійно-наростаючий сигнал інтегратора та сигнал помилки на вході аналогового компаратора.

5. Отримані значення амплітуди пульсації вихідної напруги понижувального перетворювача напруги перевищують задані на початку дослідження значення (1% по відношенню до вихідної напруги) $V_{O_{pp}} = 0,001 \cdot 5 = 0,005 \text{ В} = 5 \text{ мВ}$. Для зменшення рівня пульсацій до $V_{O_{pp}} = 5 \text{ мВ}$ необхідно збільшити ємність вихідного конденсатора до $C_o = 1000 \text{ мкФ}$.

6. В процесі імітаційного моделювання понижувального перетворювача напруги в програмному середовищі PSIM використано табличний метод. Табличний метод здійснюється пряме завдання полюсів та місце розташування коренів, а також встановлення функції цільової частоти кросовера з мінімальним коефіцієнтом підсилення і фазовим запасом.

7. Імітаційне моделювання понижувального перетворювача напруги в програмному середовищі PSIM підтверджує ефективність запропонованого методу самооптимізуючого контролю заряду та розряду акумуляторної батареї.

4 ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ МЕТОДУ САМООПТИМІЗУЮЧОГО КОНТРОЛЮ ЗАРЯДУ ТА РОЗРЯДУ АКУМУЛЯТОРНИХ БАТАРЕЙ

4.1 Особливості експериментального дослідження методу самооптимізуючого контролю заряду та розряду акумуляторних батарей

Експериментальне дослідження методу самооптимізуючого контролю заряду та розряду акумуляторних батарей будемо проводити в середовищі Matlab/Simulink.

На рисунку 4.1 зображено імітаційна модель в середовищі Matlab/Simulink, яка використовується для експериментального дослідження методу самооптимізуючого контролю заряду та розряду акумуляторних батарей.

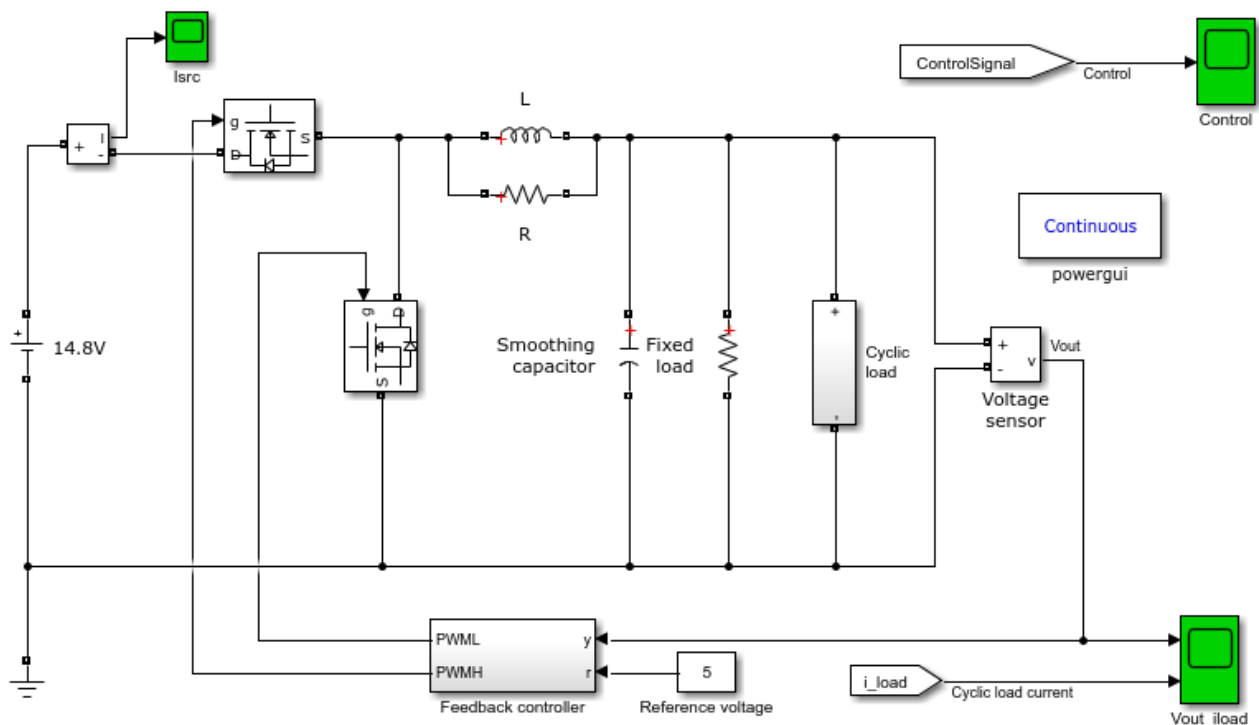


Рисунок 4.1 - Імітаційна модель в середовищі Matlab/Simulink для експериментального дослідження методу самооптимізуючого контролю заряду та розряду акумуляторних батарей

До складу імітаційної моделі в середовищі Matlab/Simulink для експериментального дослідження методу самооптимізуючого контролю заряду та розряду акумуляторних батарей, яка зображена на рисунку 4.1, входять наступні блоки.

1. Блок джерела постійної напруги, який моделює вхідну напругу понижувального перетворювача постійної напруги $V_{in} = 14,8 \text{ В}$ і зображений на рисунку 4.2.

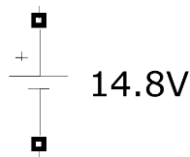


Рисунок 4.2 - Блок джерела постійної напруги $V_{in} = 14,8 \text{ В}$

Для вимірювання струму, який протікає через польовий транзистор верхнього плеча понижувального перетворювача постійної напруги використовується блок вимірювання струму, який зображено на рисунку 4.3.

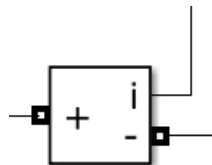


Рисунок 4.3 - Блок вимірювання струму польового транзистора верхнього плеча понижувального перетворювача постійної напруги

На рисунку 4.4 зображено блок польового транзистора.

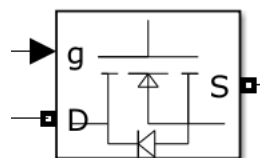
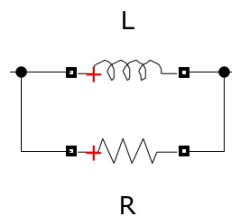


Рисунок 4.4 - Блок польового транзистора

До складу імітаційної моделі в середовищі Matlab/Simulink для експериментального дослідження методу самооптимізуючого контролю заряду та розряду акумуляторних батарей, яка зображена на рисунку 4.1, входять два польових транзистора.

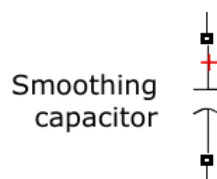
Перший польовий транзистор увімкнено послідовно із джерелом постійної напруги $V_{in} = 14,8$ В. Другий польовий транзистор увімкнено паралельно до джерела постійної напруги $V_{in} = 14,8$ В.

Далі послідовно із першим польовим транзистором увімкнено котушку індуктивності, яку зображено на рисунку 4.5.



Рисунку 4.5 - Блок котушки індуктивності

Після котушки індуктивності до складу імітаційної моделі в середовищі Matlab/Simulink для експериментального дослідження методу самооптимізуючого контролю заряду та розряду акумуляторних батарей, яка зображена на рисунку 4.1, входить зладжувальний конденсатор, який зображено на рисунку 4.6.



Рисунку 4.6 - Блок зладжувального конденсатора

Паралельно блоку зладжувального конденсатора увімкнено блок фіксованого навантаження, який зображено на рисунку 4.7. Блок фіксованого навантаження моделює роботу акумуляторної батареї в усталеному режимі, коли її опір не змінюється.

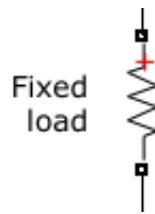


Рисунок 4.7 - Блок фіксованого навантаження

Для моделювання роботи акумуляторної батареї в циклічному режимі, коли її опір змінюється циклічно, використовується блок циклічного навантаження. Блок циклічного навантаження зображено на рисунку 4.8.

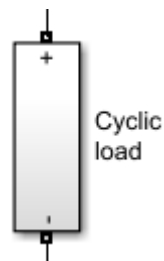


Рисунок 4.8 - Блок циклічного навантаження

Блок циклічного навантаження реалізовано у вигляді підсистеми, яка зображена на рисунку 4.9.

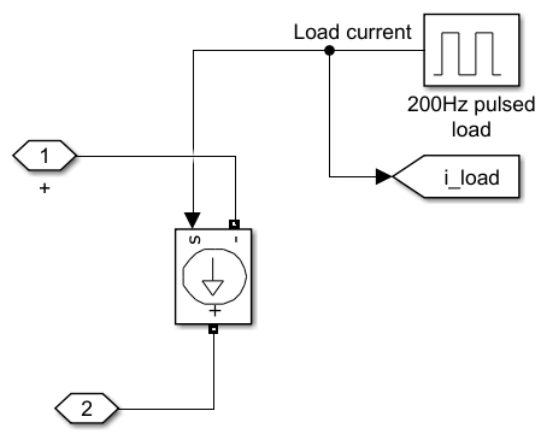


Рисунок 4.9 - Підсистема блоку циклічного навантаження

Підсистема блоку циклічного навантаження складається із керованого джерела струму, яке зображено на рисунку 4.10.

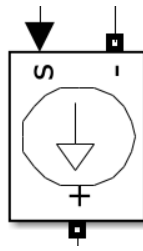


Рисунок 4.10 - Кероване джерело струму підсистеми блоку циклічного навантаження

Керованим джерелом струму підсистеми блоку циклічного навантаження керує блок імпульсного генератора, який вмикає і вимикає джерело струму із частотою 200 Гц і зображений на рисунку 4.11.

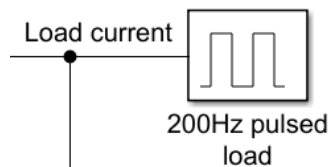


Рисунок 4.11 - Блок імпульсного генератора

Вимірювання вихідної напруги на навантаженні здійснює блок вимірювання напруги, який зображено на рисунку 4.12.

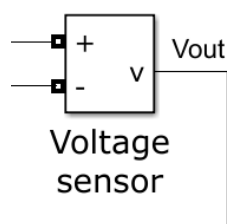


Рисунок 4.12 - Блок вимірювання напруги

Керування роботою понижувального перетворювача постійної напруги здійснюється блоком контролера зворотнього зв'язку із блоком задання величини вихідної напруги, які зображені на рисунку 4.13.

Блок контролера зворотнього зв'язку реалізовано у вигляді підсистеми, яка зображена на рисунку 4.14.

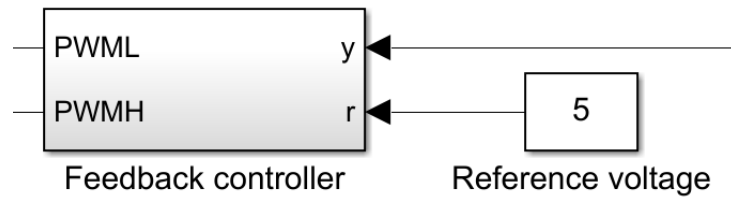


Рисунок 4.13 - Блок контролера зворотнього зв'язку із блоком задання величини вихідної напруги

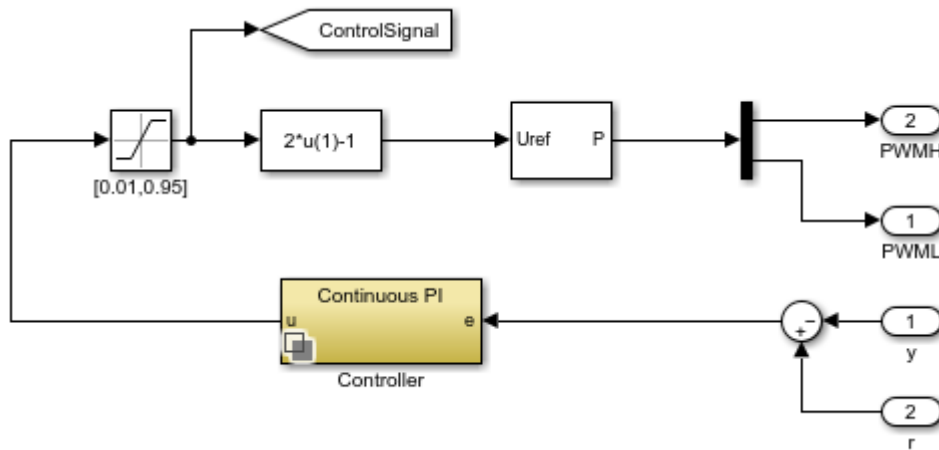


Рисунок 4.14 – Підсистема блоку контролера зворотнього зв'язку

Доскладу підсистеми блоку контролера зворотнього зв'язку входить блок двофазного синхронного генератора широтно-імпульсних сигналів, сигнали якого керують першим та другим польовими транзисторами. На рисунку 4.15 зображена підсистема блоку двофазного синхронного генератора широтно-імпульсних сигналів.

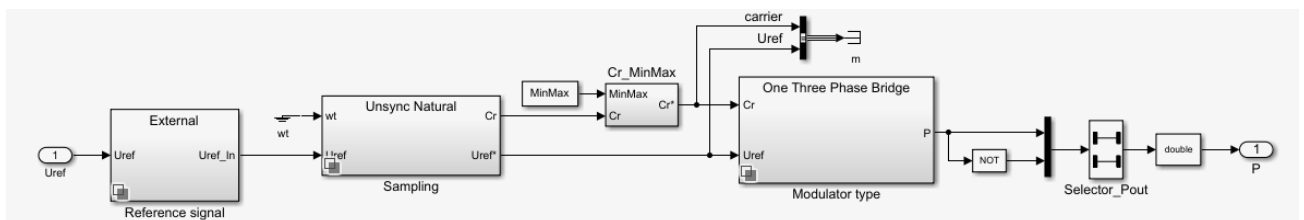


Рисунок 4.15 – Підсистема блоку двофазного синхронного генератора широтно-імпульсних сигналів

Керування понижувальним перетворювачем постійної напруги здійснюється контролером, який реалізовано у вигляді підсистеми у відповідності до рисунка 4.16.

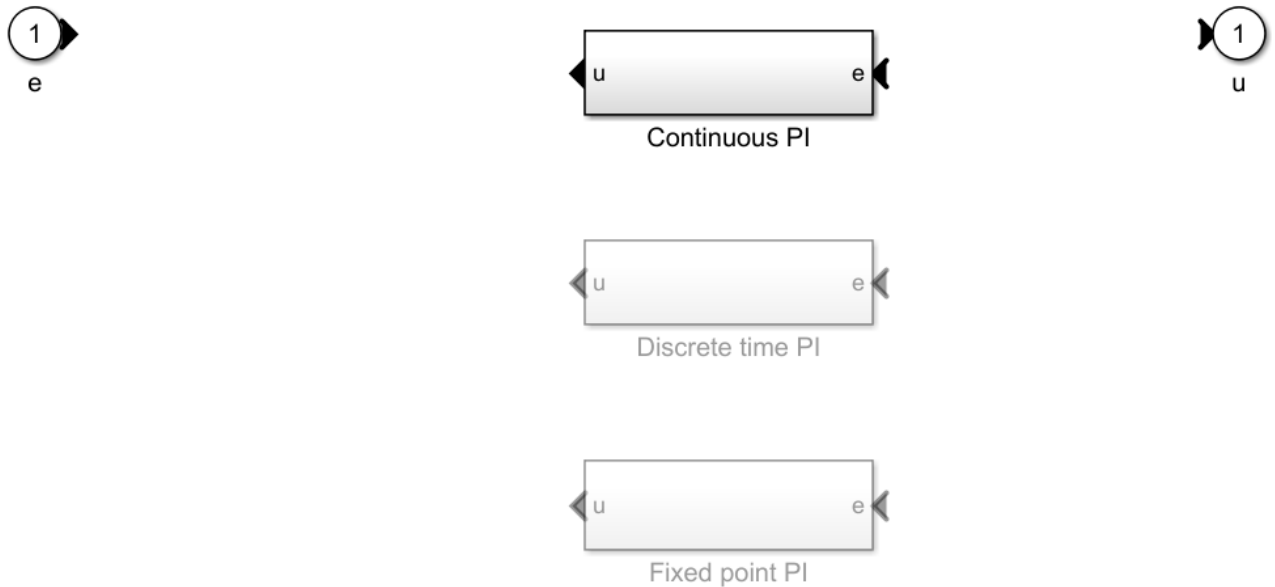


Рисунок 4.16 - Підсистема контролера керування понижувальним перетворювачем постійної напруги

Підсистема контролера керування понижувальним перетворювачем постійної напруги, яка зображена на рисунку 4,16, складається із трьох контролерів.

1. Неперервний у часі пропорційно-інтегральний контролер (англійською мовою Continuous PI), який зображений на рисунку 4.17 у вигляді підсистеми.

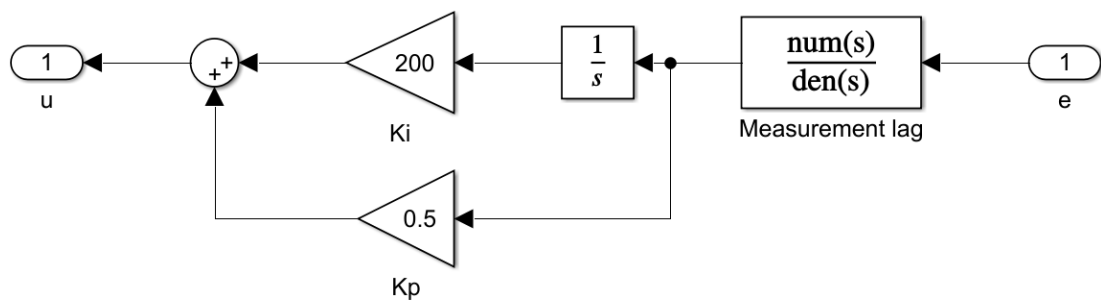


Рисунок 4.17 - Підсистема пеперервного у часі пропорційно-інтегрального контролера

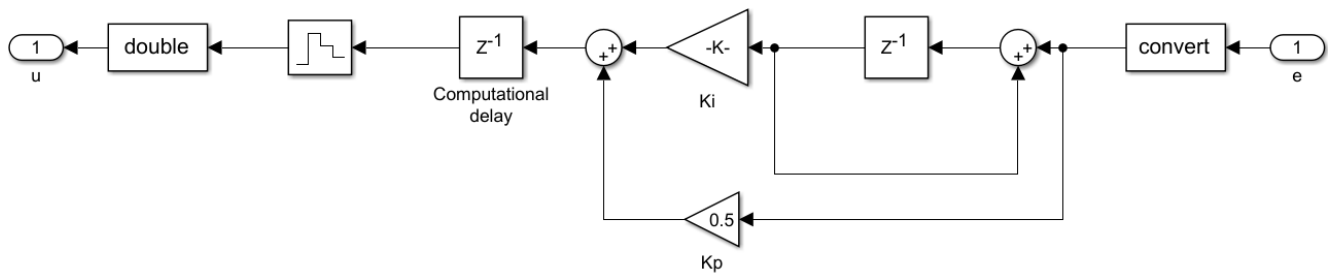


Рисунок 4.19 - Підсистема пропорційно-інтегральний контролер з фіксованою КОМОЮ

Вхідний сигнал (u).

Це сигнал, який потребує обробки ПІ-контролером. Він може є помилкою між бажаним та фактичним значеннями системи.

Блок `double` перетворює вхідний сигнал на тип із подвійною точністю, якщо він був у іншому форматі.

Блок Z^{-1} виконує затримку сигнала на один такт дискретизації (один крок ітерації). Вона використовується для реалізації інтегруючого ефекту та забезпечення зворотного зв'язку в системі.

Помилка надходить у петлю з накопиченням (через блок зворотного зв'язку). Пропорційна та інтегральна складові об'єднуються на суматорі. Це забезпечує, щоб обидві складові одночасно впливали на вихід контролера.

Блок `convert` виконує перетворення результату в формат із фіксованою комою для подальшого використання.

Вихідний сигнал (e) використовується для керування процесом заряджування батареї.

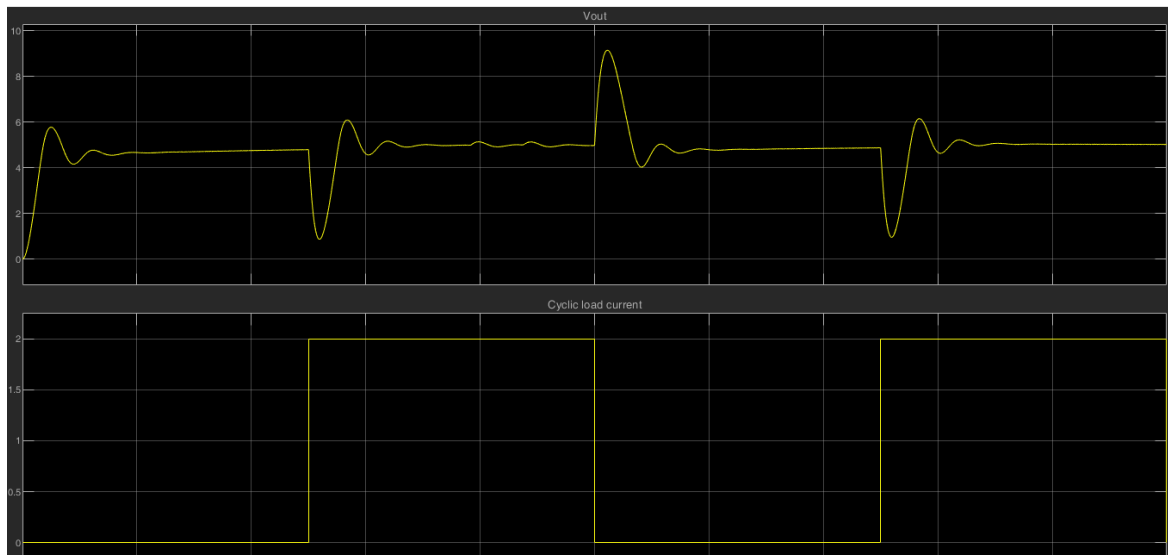
Для дискретних реалізацій важливо уникати миттєвих змін і враховувати минулі значення помилки.

Система забезпечує точне керування завдяки комбінації швидкого реагування (пропорційна частина) та усунення довготривалих помилок (інтегральна частина).

4.2 Експериментального дослідження різних регуляторів для методу самооптимізуючого контролю заряду та розряду акумуляторних батарей

Проведемо експериментальне дослідження різних регуляторів для методу самооптимізуючого контролю заряду та розряду акумуляторних батарей. Експериментальні дослідження розпочнемо з неперервного у часі пропорційно-інтегрального контролера.

На рисунку 4.20 зображено графік зміни напруги на виході понижувального перетворювача постійної напруги при вмиканні та вимиканні струму навантаження.



Рисунко 4.20 - Графік зміни напруги на виході понижувального перетворювача постійної напруги при вмиканні та вимиканні струму навантаження

Аналізуючи графік зміни напруги на виході понижувального перетворювача постійної напруги при вмиканні та вимиканні струму навантаження, який зображено на рисунку 4.20, можна зробити висновок, що при вмиканні та вимиканні струму навантаження відбуваються коливання вихідної напруги навантаження.

Визначимо амплітуду пульсацій вихідної напруги навантаження у відповідності до рисунку 4.21.

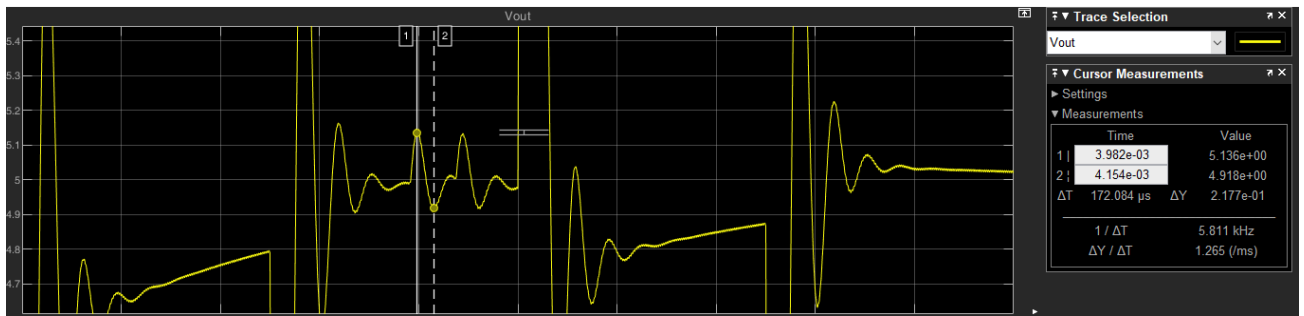
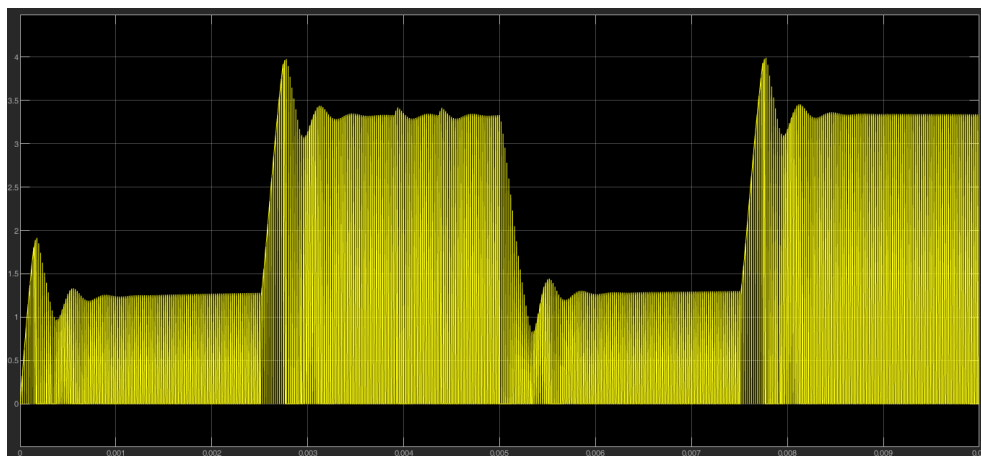


Рисунок 4.21 - Амплітуда пульсацій вихідної напруги навантаження

$$U_{\text{пульс}_m} = 5,136 - 4,918 = 0,218 \text{ В.} \quad (4.1)$$

Графік струму польового транзистора верхнього плеча понижувального перетворювача постійної напруги зображений на рисунку 4.22.



Рисунко 4.22 - Графік струму польового транзистора верхнього плеча
понижувального перетворювача постійної напруги

На рисунку 4.23 зображено графік сигналу керування на виході пропорційно-інтегрального контролера.

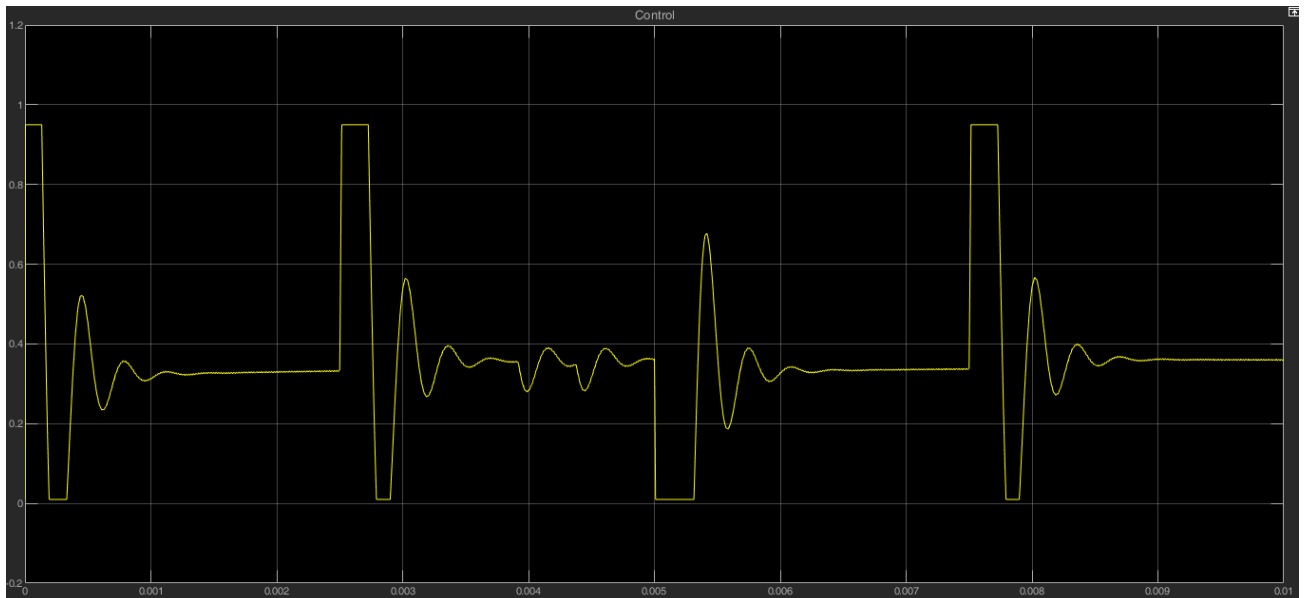


Рисунок 4.23 - Графік сигналу керування на виході пропорційно-інтегрального контролера

Проведемо експериментальне дослідження дискретного у часі пропорційно-інтегрального контролера. На рисунку 4.24 зображено графік зміни напруги на виході понижувального перетворювача постійної напруги при вмиканні та вимиканні струму навантаження.

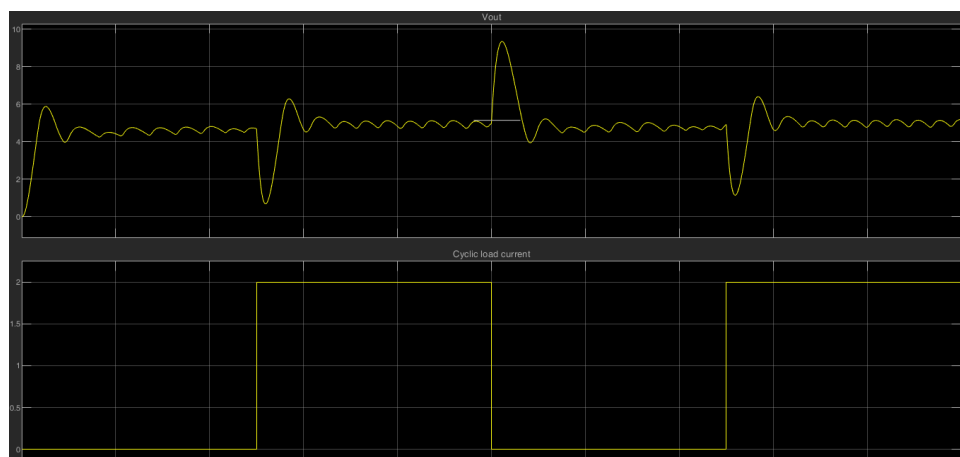


Рисунок 4.24 - Графік зміни напруги на виході понижувального перетворювача постійної напруги для дискретного у часі пропорційно-інтегрального контролера

Визначимо амплітуду пульсацій вихідної напруги навантаження у відповідності до рисунку 4.25.

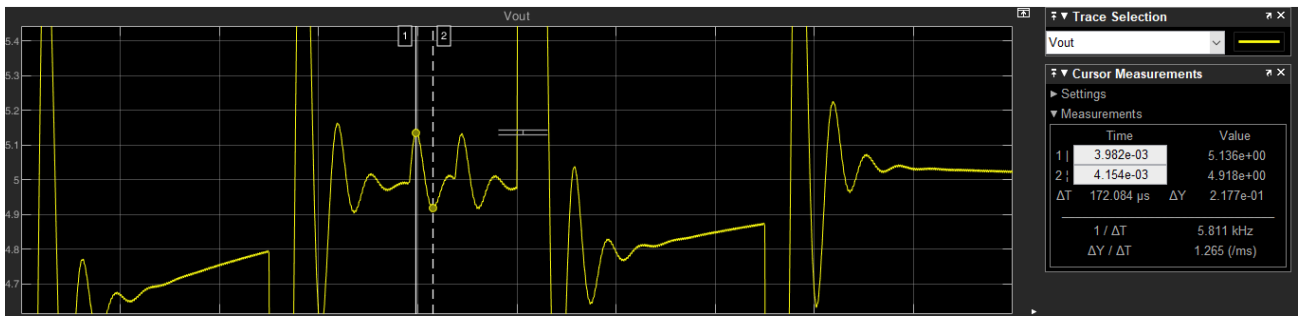
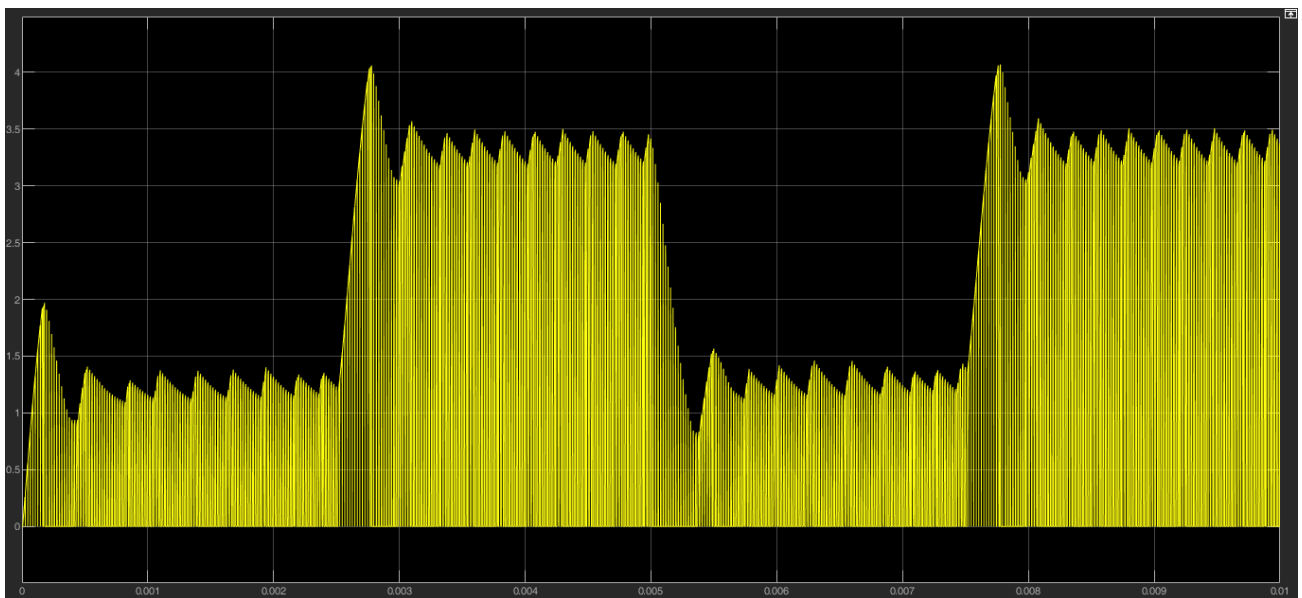


Рисунок 4.25 - Амплітуда пульсацій вихідної напруги навантаження для дискретного у часі пропорційно-інтегрального контролера

$$U_{\text{пульс}_m} = 5,123 - 4,715 = 0,408 \text{ В.} \quad (4.2)$$

Графік струму польового транзистора верхнього плеча понижувального перетворювача постійної напруги зображений на рисунку 4.26.



Рисунко 4.26 - Графік струму польового транзистора верхнього плеча понижувального перетворювача постійної напруги для дискретного у часі пропорційно-інтегрального контролера

На рисунку 4.27 зображено графік сигналу керування на виході дискретного у часі пропорційно-інтегрального контролера.

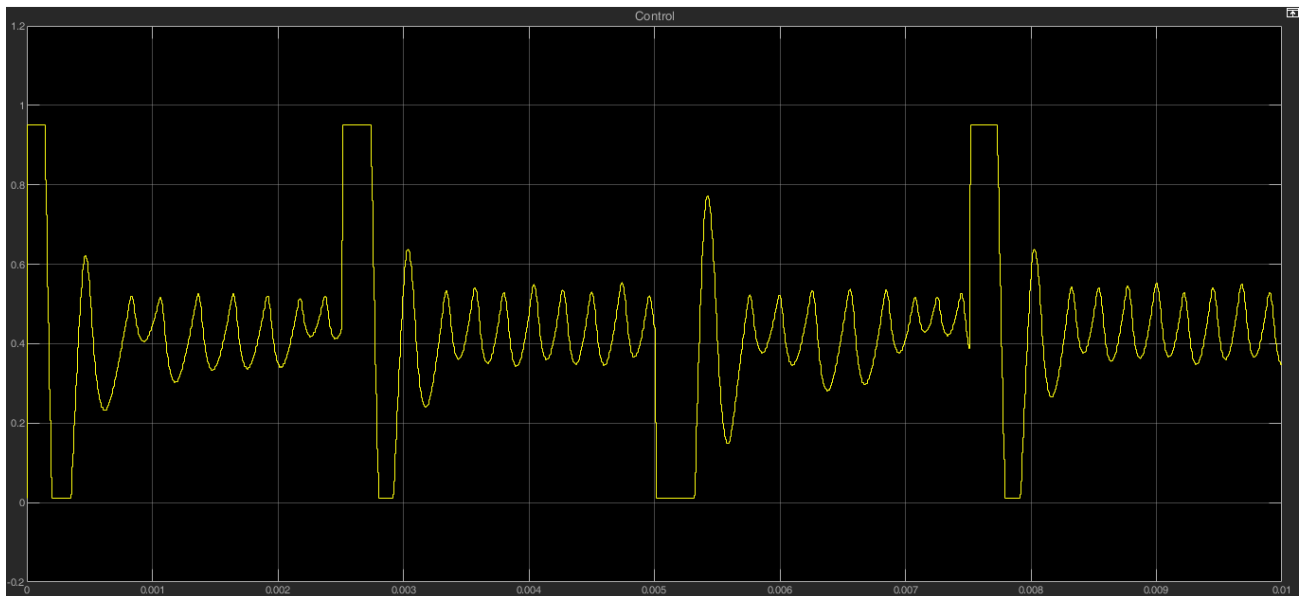


Рисунок 4.27 - Графік сигналу керування на виході дискретного у часі пропорційно-інтегрального контролера

Проведемо експериментальне дослідження пропорційно-інтегрального контролера з фіксованою комою. На рисунку 4.28 зображено графік зміни напруги на виході понижувального перетворювача постійної напруги при вмиканні та вимиканні струму навантаження при використанні пропорційно-інтегрального контролера з фіксованою комою.

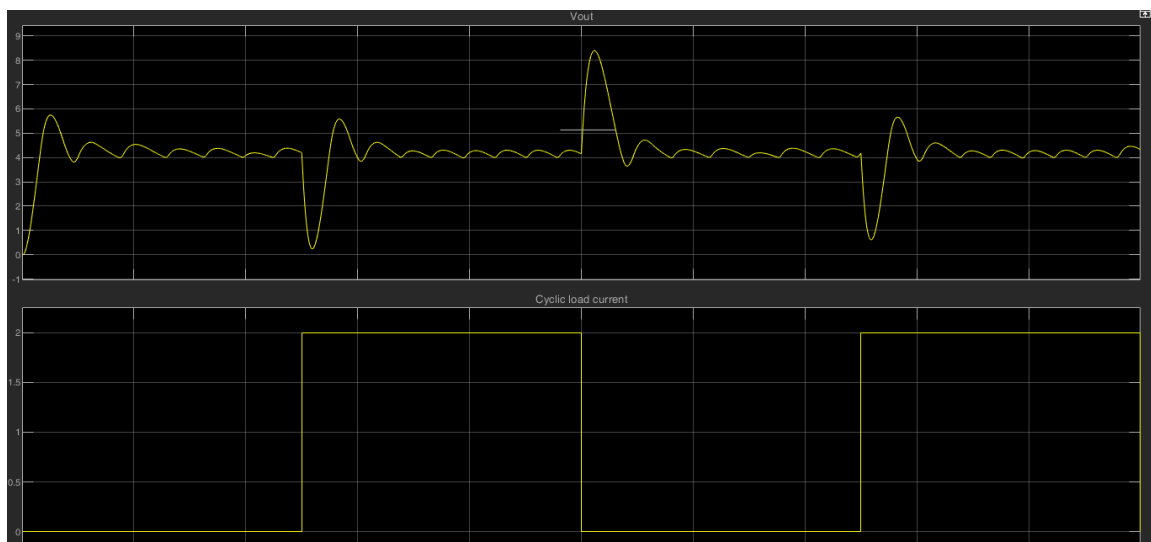


Рисунок 4.28 - Графік зміни напруги на виході понижувального перетворювача постійної напруги при використанні пропорційно-інтегрального контролера з фіксованою комою

Визначимо амплітуду пульсацій вихідної напруги навантаження у відповідності до рисунку 4.29.

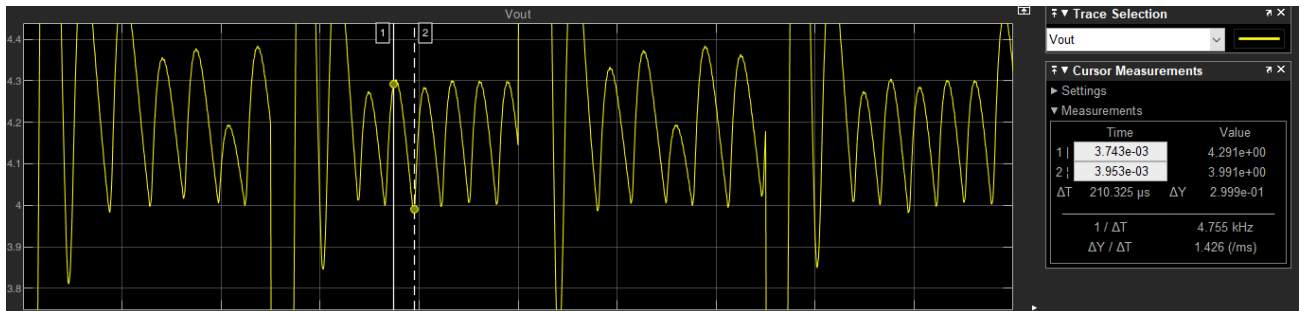
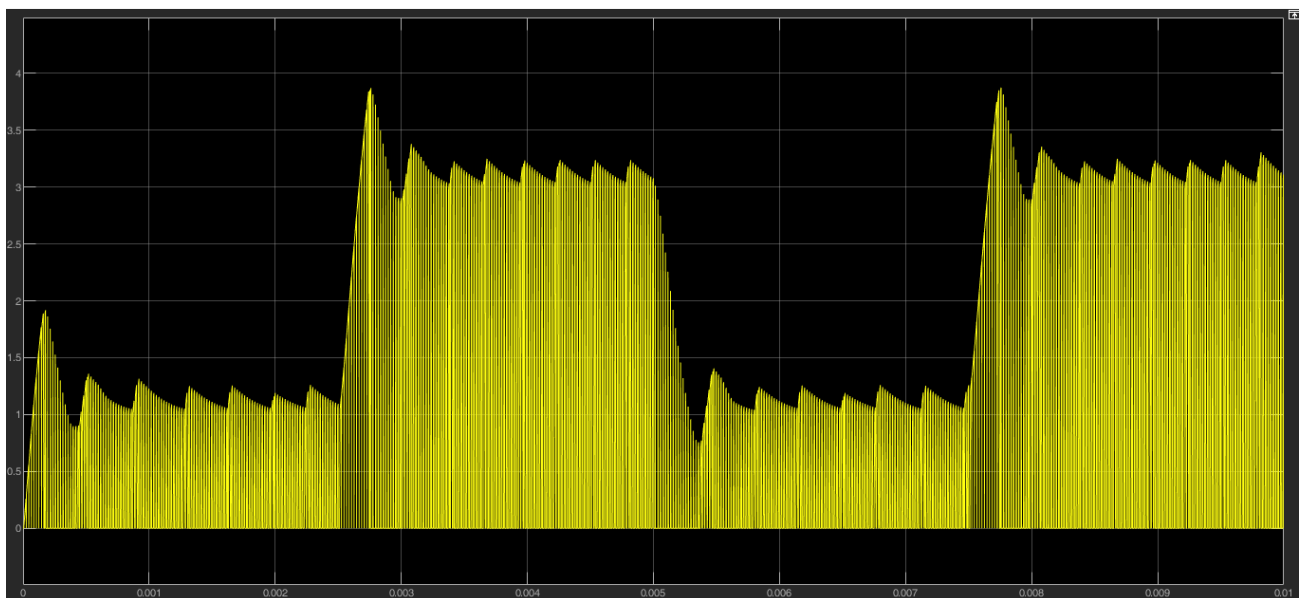


Рисунок 4.29 - Амплітуда пульсацій вихідної напруги навантаження при використанні пропорційно-інтегрального контролера з фіксованою комою

$$U_{\text{пульс}_m} = 4,291 - 3,991 = 0,3 \text{ В.} \quad (4.3)$$

Графік струму польового транзистора верхнього плеча понижувального перетворювача постійної напруги зображений на рисунку 4.30.



Рисунко 4.30 - Графік струму польового транзистора верхнього плеча понижувального перетворювача постійної напруги при використанні пропорційно-інтегрального контролера з фіксованою комою

На рисунку 4.31 зображено графік сигналу керування на виході пропорційно-інтегрального контролера з фіксованою комою.

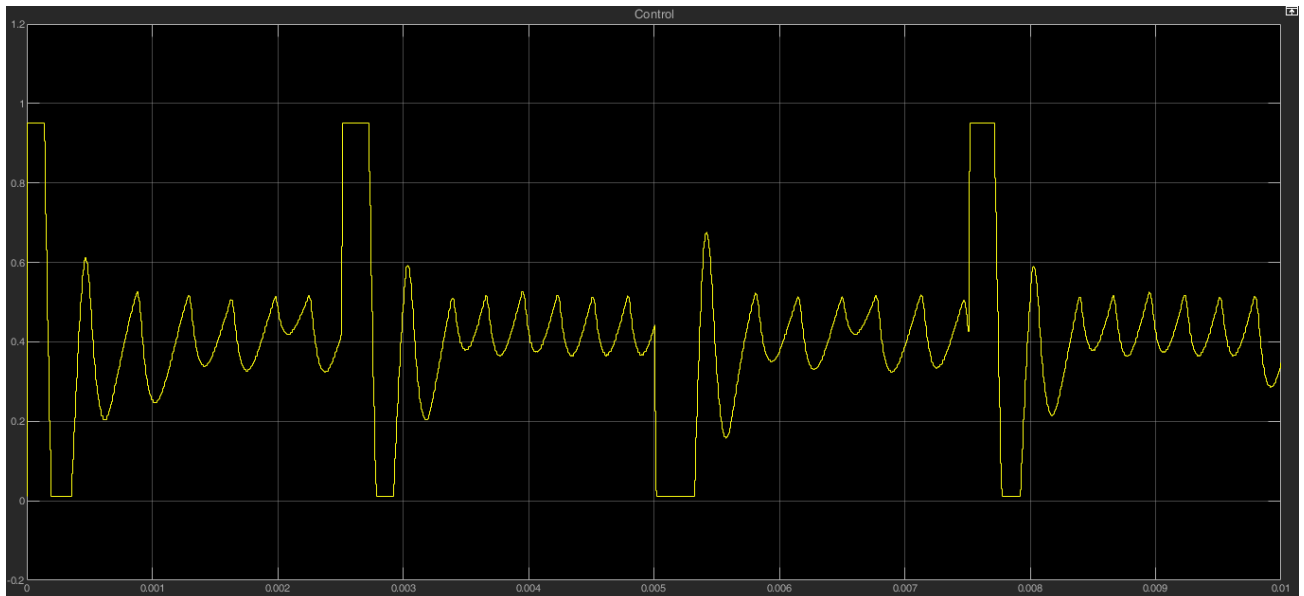


Рисунок 4.31- Графік сигналу керування на виході пропорційно-інтегрального контролера з фіксованою комою

4.3 Висновки до четвертого розділу

1. Експериментальне дослідження методу самооптимізуючого контролю заряду та розряду акумуляторних батарей проведено в середовищі Matlab/Simulink. До складу імітаційної моделі входять два польових транзистора. Перший польовий транзистор увімкнено послідовно із джерелом постійної напруги $V_{in} = 14,8$ В. Другий польовий транзистор увімкнено паралельно до джерела постійної напруги $V_{in} = 14,8$ В.

2. До складу підсистеми блоку контролера зворотнього зв'язку входить блок двофазного синхронного генератора широтно-імпульсних сигналів, сигнали якого керують першим та другим польовими транзисторами.

3. Підсистема контролера керування понижувальним перетворювачем постійної напруги складається із трьох контролерів:

- неперервного у часі пропорційно-інтегрального контролера;

- дискретного у часі пропорційно-інтегрального контролера;
- з фіксованою комою.

4. Проведені експериментальні дослідження різних регуляторів для методу самооптимізуючого контролю заряду та розряду акумуляторних батарей. Отримані графіки напруг та струмів на виході понижувального перетворювача постійної напруги для різних типів пропорційно-інтегральних контролерів.

5. Визначені амплітуди пульсацій вихідної напруги на виході понижувального перетворювача постійної напруги для різних типів пропорційно-інтегральних контролерів.

6. Встановлено, що найнижчий рівень пульсації $U_{\text{пульс}_m} = 0,218 \text{ В}$ вихідної напруги на виході понижувального перетворювача постійної напруги можна досягнути за допомогою неперервного у часі пропорційно-інтегрального контролера.

ВИСНОВКИ

1. Процес розряду акумуляторної батареї можна розділити на 3 фази: перша початкова фаза, в якій напруга батареї падає експоненціально, поки не досягне значення, близького до номінального, друга стабільна фаза, в якій напруга залишається практично постійною, і остаточна фаза розряду, в якій напруга знову падає експоненціально.

2. Існує безліч топологій, які можуть бути використані для пристроїв заряду батареї. Зрештою, будь-яке джерело живлення, яке можна належним чином контролювати під час різних фаз заряджання акумулятора, може бути використане для цієї мети. Різні топології матимуть різні переваги або недоліки залежно від очікуваних умов заряджання системи (потужність, що подається, характеристики вхідної напруги, безперервність роботи).

3. Класичне моделювання має недолік, який дозволяє розглядати системи лише як моделі з одним входом і одним виходом. Перевагою класичного моделювання є те, що моделі легко отримати безпосередньо з математичних рівнянь, які описують систему (у випадку електроніки: рівняння Кірхгофа, рівняння магнітних компонентів тощо), і аналізувати їх в умовах невеликих змін на входах по черзі (модель малого сигналу).

4. Особливістю математичної моделі процесу самооптимізуючого контролю заряду та розряду акумуляторної батареї полягає у керуванні як напругою, так і струмом регуляторів. Керування напругою необхідно, щоб підтримувати задану напругу для живлення компонентів.

5. Для керування струмом використовуємо контроль пікового струму. Перевага цього типу контролю полягає в обмеженні максимального значення вхідного струму системи. При живленні від батареї цей тип керування діє як захід безпеки, запобігаючи надмірному споживанню струму навантаженням.

6. Встановлено, що найнижчий рівень пульсації $U_{\text{пульс}_m} = 0,218$ В вихідної напруги на виході понижувального перетворювача постійної напруги можна

досягнути за допомогою неперервного у часі пропорційно-інтегрального контролера.

7. Розроблено удосконалений метод самооптимізуючого контролю заряду та розряду акумуляторної батареї, особливістю якого є керування струмом із використанням контролю пікового струму. Перевага цього типу контролю полягає в обмеженні максимального значення вхідного струму системи. При живленні від батареї цей тип керування діє як захід безпеки, запобігаючи надмірному споживанню струму навантаженням.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАНЬ

1. T.J. Kaźmierski y S. Beeby, "Energy Harvesting Systems", Ed. Springer, 2011.
2. J. Cruz-Lambert et al., "Converter design for solar powered outdoor mobile robot", 2016 World Automation Congress (WAC), Rio Grande, PR, USA, 2016, pp. 1-6.
3. C. Chellaswamy and R. Ramesh, "Green energy harvesting: Recharging electric vehicle for pollution free environment", 2014 International Conference on Smart Structures and Systems (ICSSS), Chennai, India, 2014, pp. 59-66.
4. O.F. Fagoaga, "Evolución de las baterías aplicadas a los vehículos eléctricos de movilidad urbana. Aplicación de un caso práctico", Proyecto Fin de Carrera / Trabajo Fin de Grado, Universidad Politécnica de Cartagena, 2021.
5. B. Scrosati, "History of lithium batteries", J Solid State Electrochem 15, 1623–1630, 2011.
6. M.V. Reddy, A. Mauger, C. M. Julien, A. Paoletta, and K. Zaghib, "Brief History of Early Lithium-Battery Development," Materials, vol. 13, no. 8, p. 1884, Apr. 2020.
7. A. Rudola et al., "Commercialisation of High Energy Density Sodium-ion Batteries: Faradion's Journey and Outlook", Journal of Materials Chemistry A, 2021.
8. A.G. Bago, "Desarrollo de un modelo de tren propulsor eléctrico basado en baterías, ultracondensadores y pila de combustible", Tesis (Master), E.T.S.I. Industriales (UPM), 2016.
9. F.C. Arsandi, M. Z. Efendi and F. D. Murdianto, "Constant Current Constant Voltage for Precise Lithium-Ion Battery Charging", 2022 International Electronics Symposium (IES), Surabaya, Indonesia, 2022, pp. 48-53.
10. Å. Almgren, H. Blomqvist, H. Abdo-Walldén and E. Henningson, Elkrafthandboken. Elkraftsystem, 2, Stockholm: Liber, 2003.
11. F. Guangrui and W. Geng, "Vision-based autonomous docking and re-charging system for mobile robot in warehouse environment", 2017 2nd International

Conference on Robotics and Automation Engineering (ICRAE), Shanghai, China, 2017, pp. 79-83.

12. J. K. Nama and A. Kumar Verma, "An Efficient Wireless Charger for Electric Vehicle Battery Charging", 2020 IEEE 9th Power India International Conference (PIICON), Sonapat, India, 2020, pp. 1-5

13. S. Ebrahimi, M. Taghavi, F. Tahami and H. Oraee, "A single-phase integrated bidirectional plug-in hybrid electric vehicle battery charger", IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Dallas, TX, USA, 2014, pp. 1137-1142.

14. J. G. Pinto, V. Monteiro, H. Gonçalves and J.L. Afonso, "Onboard Reconfigurable Battery Charger for Electric Vehicles With Traction-to-Auxiliary Mode", in IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 63, no. 3, pp. 1104-1116, March 2014.

15. A. Raciti, S. A. Rizzo and G. Susinni, "Drone charging stations over the buildings based on a wireless power transfer system," 2018 IEEE/IAS 54th Industrial and Commercial Power Systems Technical Conference (I&CPS), Niagara Falls, ON, Canada, 2018, pp. 1-6.

16. A.P. Hu, C. Liu and H.L. Li, "A Novel Contactless Battery Charging System for Soccer Playing Robot", 15th International Conference on Mechatronics and Machine Vision in Practice, Auckland, New Zealand, 2008, pp. 646-650.

17. K. Fahem, D.E. Chariag and L. Sbita, "On-board bidirectional battery chargers topologies for plug-in hybrid electric vehicles", 2017 International Conference on Green Energy Conversion Systems (GECS), Hammamet, Tunisia, 2017, pp. 1-6.

18. G.B. Sahinler and G. Poyrazoglu, "V2G Applicable Electric Vehicle Chargers, Power Converters & Their Controllers: A Review", 2020 2nd Global Power, Energy and Communication Conference (GPECOM), Izmir, Turkey, 2020, pp. 59-64.

19. C.-Y. Hung, J.-C. Wu, Y.-L. Chen and H. -L. Jou, "A grid-connected battery charger with power factor correction", 2016 IEEE 11th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA), Hefei, China, 2016, pp. 1446-1452.

20. C.O. Muntean, "Análisis, diseño e implementación de un convertidor zvs dc-dc controlado por la corriente de pico", Tesis (Grado), E.T.S.I.D.I (UPM), 2021.
21. Y. Cao, M. Ngo, N. Yan, D. Dong, R. Burgos and A. Ismail, "Design and Implementation of an 18-kW 500-kHz 98.8% Efficiency High-Density Battery Charger With Partial Power Processing", in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 10, no. 6, pp. 7963-7975, Dec. 2022.
22. C. Liu, Z. Ye and R. C. N. Pilawa-Podgurski, "A 97% Peak Efficiency and 308 A/in³ Current Density 48-to-4 V Two-Stage Resonant Switched-Capacitor Converter for Data Center Applications", 2020 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), New Orleans, LA, USA, 2020, pp. 468-474.
23. J. Zhu and D. Maksimovic, "48 V-to-1 V Transformerless Stacked Active Bridge Converters with Merged Regulation Stage," *IEEE 21st Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, Aalborg, Denmark, 2020, pp. 1-6.
24. J. Azurza Anderson, G. Zulauf, J. W. Kolar and G. Deboy, "New Figure-of-Merit Combining Semiconductor and Multi-Level Converter Properties", in *IEEE Open Journal of Power Electronics*, vol. 1, pp. 322-338, 2020.
25. K-E Åarzen "A simple event-based PID controller", *IFAC Proceedings Volumes*, Volume 32, Issue 2, 1999, pp. 8687-8692
26. D. Wang, C. Mu, H. He and D. Liu "Event-Driven Adaptive Robust Control of Nonlinear Systems With Uncertainties Through NDP Strategy", in *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems*, vol. 47, no. 7, pp. 1358-1370, July, 2017.
27. H. Schlüter, F. Solowjow and S. Trimpe "Event-Triggered Learning for Linear Quadratic Control", in *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 66, no. 10, pp. 4485-4498, Oct. 2021.
28. W.P.M.H. Heemels, M.C.F. Donkers and A.R. Teel, "Periodic Event-Triggered Control for Linear Systems", in *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 58, no. 4, pp. 847-861, April 2013.

29. W. Wang, R. Postoyan, D. Nešić and W. P. M. H. Heemels, "Periodic Event-Triggered Control for Nonlinear Networked Control Systems", in IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 65, no. 2, pp. 620-635, Feb. 2020.

30. X. Wang and M. D. Lemmon, "Self-Triggered Feedback Control Systems With FiniteGain L_2 Stability", in IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 54, no. 3, pp. 452-467, March 2009.

31. A. Anta and P. Tabuada, "Exploiting Isochrony in Self-Triggered Control", in IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 57, no. 4, pp. 950-962, April 2012.

32. Котушка індуктивності. Режим доступу:

<https://www.bourns.com/docs/Product-Datasheets/SRR1208.pdf>

33. Вихідний конденсатор. Режим доступу:

https://www.nichicon.co.jp/english/series_items/catalog_pdf/e-uvr.pdf

34. Вхідний конденсатор. Режим доступу:

<https://www.tme.eu/Document/07f0048d6d4bea77a6c2e086c42d1e0d/uvy.pdf>

35. Транзистор. Режим доступу:

<https://www.vishay.com/docs/91037/sihf640s.pdf>

36. Minsu Kim, Joachim Schaeffer, Marc D. Berliner, Berta Pedret Sagnier, Rolf Findeisen, Richard D. Braatz, "Accounting for the Effects of Probabilistic Uncertainty During Fast Charging of Lithium-ion Batteries", 2024 American Control Conference (ACC), pp.5339-5344, 2024.

37. Jiahao He, Bo Li, Jiaying Dai, Yonghao Wang, "A Green Base Station Dual Power Supply Strategy", 2024 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), pp.1-5, 2024.

38. Cong-Sheng Huang, "An Online Condition-Based Parameter Identification Switching Algorithm for Lithium-Ion Batteries in Electric Vehicles", IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol.72, no.2, pp.1701-1709, 2023.

39. M. Faisal, Pin Jern Ker, M R T Hossain, M A Hannan, "An Advanced Control Architecture of Three-phase Bidirectional Buck AC Voltage Controller", 2022 IEEE Global Conference on Computing, Power and Communication Technologies (GlobConPT), pp.1-6, 2022.

40. Yifan Wang, Pengfei Kou, Jie Fan, Nana Zhou, "A Novel Capacity Estimation Method for Li-Ion Battery Cell by Applying Ensemble Learning to Extremely Sparse Significant Points", IEEE Access, vol.10, pp.96427-96441, 2022.

41. Suwei Zhai, Zhimin Ding, Rong Hu, Hai Lu, Ranhuang Jiang, Ye Zhang, "An Improved Fuzzy Neural Network Method for SOC Estimation of Lithium-ion Battery", 2022 China International Conference on Electricity Distribution (CICED), pp.233-237, 2022.

42. Mauricio Mendes da Silva, Conrado Fleck dos Santos, Vinicius Marins Cleff, António Manuel Santos Spencer Andrade, "Real-time Recycled ion-Lithium Battery SOC Estimation Using Forgetting Factor RLS Algorithm", 2022 IEEE XXIX International Conference on Electronics, Electrical Engineering and Computing (INTERCON), pp.1-4, 2022.

44. Dan Yang, Chuan He, Tengxin Wang, Min Zhang, "Optimal Economic Dispatch of Microgrid with Battery Energy Storage Considering High Penetration of Renewable Generation", 2022 IEEE/IAS Industrial and Commercial Power System Asia (I&CPS Asia), pp.353-358, 2022.

45. Priyanka Wagh, Sushil Karvekar, "SOC Control of Lithium-Ion Battery Using Fuzzy Logic Controller and PID Controller Employed in DC Micro Grid", 2022 2nd International Conference on Intelligent Technologies (CONIT), pp.1-7, 2022.

46. M Abu Sayem, Ainna Nadzirah, Ali Q Al-Shetwi, M A Hannan, Pin Jern Ker, S A Rahman, K M Muttaqi, "Fuzzy based BSA optimization for maximum power point tracking controller performance evaluation", 2021 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS), pp.1-8, 2021.

47. Ehab Issa El-Sayed, Salah K. ElSayed, Mohammad Alsharef, "Data-Driven Approaches for State-of-Charge Estimation in Battery Electric Vehicles Using Machine and Deep Learning Techniques", Sustainability, vol.16, no.21, pp.9301, 2024.

48. Nilam Patil, Rajin M. Linus, "Optimal synergetic control using chaotic dragon fly-based MPPT with cascaded ANFIS method for ultrafast electric vehicle charging by hybrid RES systems", Electrical Engineering, 2024.

49. Riccardo De Blasis, Graziella Pacelli, Salvatore Vergine, "Energy community with shared photovoltaic and storage systems: influence of power demand in cost optimization", *Applied Stochastic Models in Business and Industry*, 2024.

50. M. Faisal, Kashem M. Muttaqi, Danny Sutanto, Ali Q. Al-Shetwi, Pin Jern Ker, M.A. Hannan, "Control technologies of wastewater treatment plants: The state-of-the-art, current challenges, and future directions", *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol.181, pp.113324, 2023.

51. Srinivasa Acharya, B. M. Praveen, D. Vijaya Kumar, "ON-OFF grid-based optimal power transmission using fire hawk pyramid squeeze ResNet", *Electrical Engineering*, 2023.

52. Guna A., Sharmila Kumari S, Sivapriya G, "State of Charge based Charging Controller with Temperature monitoring system for Lithium ion Battery in Electric Vehicle", *E3S Web of Conferences*, vol.399, pp.01008, 2023.

53. Shupeng Zhang, Tao Li, Liqun Chen, "Fuzzy Logic Control of External Heating System for Electric Vehicle Batteries at Low Temperature", *World Electric Vehicle Journal*, vol.14, no.4, pp.99, 2023.

54. Dominic Savio Abraham, Balaji Chandrasekar, Narayanamoorthi Rajamanickam, Pradeep Vishnuram, Venkatesan Ramakrishnan, Mohit Bajaj, Marian Piecha, Vojtech Blazek, Lukas Prokop, "Fuzzy-Based Efficient Control of DC Microgrid Configuration for PV-Energized EV Charging Station", *Energies*, vol.16, no.6, pp.2753, 2023.

55. Shibo Li, Hu Zhou, Genzhu Xu, "Research on Optimal Configuration of Landscape Storage in Public Buildings Based on Improved NSGA-II", *Sustainability*, vol.15, no.2, pp.1460, 2023.

56. Krushna B. Ray, Rajan Kumar, "SOC-Based Fast and Stable Charging Control Using Multilevel DC-DC Buck Converter for EVs", *IETE Journal of Research*, pp.1, 2023.

57. Lingchong Liu, Shufeng Dong, Kaicheng Lu, Mingyang Ge, Bin Nan, Haiqi Zhao, "Double-Layer Control Strategy for Power Distribution of Energy Storage

System Based on AOE and Simulation Analysis", *Methods and Applications for Modeling and Simulation of Complex Systems*, vol.1713, pp.235, 2022.

58. Ashleigh Townsend, Rupert Gouws, "A Comparative Review of Lead-Acid, Lithium-Ion and Ultra-Capacitor Technologies and Their Degradation Mechanisms", *Energies*, vol.15, no.13, pp.4930, 2022.

59. Suwei Zhai, Wenyun Li, Cheng Wang, Yundi Chu, "A Novel Data-Driven Estimation Method for State-of-Charge Estimation of Li-Ion Batteries", *Energies*, vol.15, no.9, pp.3115, 2022.

60. Joo P. D. Faria, Ricardo L. Velho, Maria R. A. Calado, Jose A. N. Pombo, Joo B. L. Fermeiro, Silvio J. P. S. Mariano, "A New Charging Algorithm for Li-Ion Battery Packs Based on Artificial Neural Networks", *Batteries*, vol.8, no.2, pp.18, 2022.

61. M.S. Hossain Lipu, Shaheer Ansari, Md. Sazal Miah, Kamrul Hasan, Sheikh T. Meraj, M. Faisal, Taskin Jamal, Sawal H.M. Ali, Aini Hussain, Kashem M. Muttaqi, M.A. Hannan, "A review of controllers and optimizations based scheduling operation for battery energy storage system towards decarbonization in microgrid: Challenges and future directions", *Journal of Cleaner Production*, vol.360, pp.132188, 2022.

62. Dulichand Jaraniya, Shailendra Kumar, "Integration of multi voltages, multi electric vehicle spots based three phase photovoltaic array charging station to the modern distribution grid with improved electric vehicle charging capability and power quality", *International Journal of Energy Research*, vol.46, no.12, pp.16896, 2022.

63. Huaren Wu, "Coordinated Control of an Islanded Microintegrated Energy System with an Electrolyzer and Micro-Gas Turbine", *International Journal of Photoenergy*, vol.2022, pp.1, 2022.

64. Md. Sazal Miah, Molla Shahadat Hossain Lipu, Sheikh Tanzim Meraj, Kamrul Hasan, Shaheer Ansari, Taskin Jamal, Hasan Masrur, Rajvikram Madurai Elavarasan, Aini Hussain, "Optimized Energy Management Schemes for Electric Vehicle Applications: A Bibliometric Analysis towards Future Trends", *Sustainability*, vol.13, no.22, pp.12800, 2021.

65. O'Connell, A.; Flynn, D.; Richardson, P.; Keane, A. Controlled charging of electric vehicles in residential distribution networks. In *Proceedings of the 2012 3rd*

IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Europe (ISGT Europe), Berlin, Germany, 14–17 October 2012; pp. 1–7.

66. Clement, K.; Haesen, E.; Driesen, J. Coordinated charging of multiple plug-in hybrid electric vehicles in residential distribution grids. In Proceedings of the 2009 IEEE/PES Power Systems Conference and Exposition, Seattle, WA, USA, 15–18 March 2009; pp. 1–7.

67. Cao, Y.; Tang, S.; Li, C.; Zhang, P.; Tan, Y.; Zhang, Z.; Li, J. An optimized EV charging model considering TOU price and SOC curve. *IEEE Trans. Smart Grid* 2011, 3, 388–393.

69. He, Y.; Venkatesh, B.; Guan, L. Optimal scheduling for charging and discharging of electric vehicles. *IEEE Trans. Smart Grid* 2012, 3, 1095–1105.

70. Ma, Z.; Callaway, D.; Hiskens, I. Decentralized charging control for large populations of plug-in electric vehicles: Application of the Nash certainty equivalence principle. In Proceedings of the 2010 IEEE International Conference on Control Applications, Yokohama, Japan, 8–10 September 2010; pp. 191–195.

71. Ahn, C.; Li, C.-T.; Peng, H. Optimal decentralized charging control algorithm for electrified vehicles connected to smart grid. *J. Power Sources* 2011, 196, 10369–10379.

72. Nguyen, V.-L.; Tran-Quoc, T.; Bacha, S.; Nguyen, B. Charging strategies to minimize the peak load for an electric vehicle fleet. In Proceedings of the IECON 2014-40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Dallas, TX, USA, 29 October–1 November 2014; pp. 3522–3528.

73. Ferreira, J.C.; Monteiro, V.; Afonso, J.L. Smart electric vehicle charging system. In Proceedings of the 2011 IEEE Intelligent Vehicles Symposium (IV), Baden-Baden, Germany, 5–9 June 2011; pp. 758–763.

74. Peterson, S.B.; Apt, J.; Whitacre, J. Lithium-ion battery cell degradation resulting from realistic vehicle and vehicle-to-grid utilization. *J. Power Sources* 2010, 195, 2385–2392.

75. Moghbel, M.; Masoum, M.A.; Fereidoni, A. Coordinated charging of plug-in electric vehicles in unbalanced three-phase residential networks with smart three-phase

charger. In Proceedings of the 2014 Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC), Perth, WA, Australia, 28 September–1 October 2014; pp. 1–6.

Додаток А

Стаття у фаховому журналі (подана в 4 номер ВОРТТ, 2024р.)

Міжнародний науково-технічний журнал
«Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах»

ISSN 2219-9365

<https://doi.org/10.31891/2219-9365-2024-80-27>

УДК 681.5

МАРТИНЮК Валерій

Хмельницький національний університет

<https://orcid.org/0000-0001-5758-4244>e-mail: martynyuk.valeriy@gmail.com

ШВЕЦЬ Максим

Хмельницький національний університет

e-mail: mac30973097@gmail.comМЕТОД САМООПТИМІЗУЮЧОГО КОНТРОЛЮ ЗАРЯДУ ТА РОЗРЯДУ
АКУМУЛЯТОРНОЇ БАТАРЕЇ

У статті розроблено структурну схему, яка реалізує метод самооптимізуючого контролю заряду та розряду акумуляторної батареї. Для контролю напруги використовується ПІД - регулятор із двома додатковими полюсами.

Для керування струмом використовуємо контроль пікового струму. Перевага цього типу контролю полягає в обмеженні максимального значення вхідного струму системи. При живленні від батареї цей тип керування діє як захід безпеки, запобігаючи надмірному споживанню струму навантаженням.

Вхідний струм системи (або струм через котушку, оскільки вони рівні, коли працює Q_1) порівнюється з керуючим струмом i_c таким чином, що коли струм стає більшим за опорний струм, керуючий сигнал вимикача деактивується. Таким чином, i_c діє як граничне значення струму.

Ключові слова: контроль пікового струму, метод самооптимізуючого контролю заряду та розряду акумуляторної батареї.

MARTYNYUK Valeriy, SHVETS Maksym

Khmelnitskyi National University

METHOD OF SELF-OPTIMISING CONTROL OF BATTERY CHARGING AND DISCHARGE

The article develops a block diagram that implements a method of self-optimizing control of the charge and discharge of a battery. A PID controller with two additional poles is used to control the voltage.

For current control, we use peak current control. The advantage of this type of control is that it limits the maximum value of the input current of the system. When powered by a battery, this type of control acts as a safety measure, preventing excessive current consumption by the load.

The input current of the system (or the current through the coil, since they are equal when Q_1 is operating) is compared with the control current i_c in such a way that when the current becomes greater than the reference current, the control signal of the switch is deactivated. Thus, i_c acts as a current limit.

Keywords: peak current control, a method of self-optimizing control of battery charge and discharge.

ПОСТАНОВКА ПРОБЛЕМИ У ЗАГАЛЬНОМУ ВИГЛЯДІ
ТА ЇЇ ЗВ'ЯЗОК ІЗ ВАЖЛИВИМИ НАУКОВИМИ ЧИ ПРАКТИЧНИМИ ЗАВДАННЯМИ

На додаток до вимог контролю (які можуть включати спеціалізовані методи зарядки для різних типів акумуляторів), сучасні пристрої заряду акумуляторних батарей часто включають додаткові вимоги, деякі з яких є необхідними, наприклад, вимоги до електромагнітної сумісності при підключенні до мережі, але в основному для зручності та комфорту, наприклад, інтерфейси, які відображають інформацію про стан акумулятора для користувача, або дизайн системи підключення акумулятора.

З боку електромобілів існує багато розробок, що випробовують нові топології зарядних пристроїв, які не лише прагнуть покращити час заряджання за допомогою домашньої мережі, але й додають різні способи роботи, наприклад, можливість розряджання транспортного засобу та використання його для живлення інших елементів домашньої мікро-мережі [1, 2].

АНАЛІЗ ДОСЛІДЖЕНЬ ТА ПУБЛІКАЦІЙ

Як можна побачити в джерелах [3, 4], існує безліч топологій, які можуть бути використані для пристроїв заряду батарей. Зрештою, будь-яке джерело живлення, яке можна належним чином контролювати під час різних фаз заряджання акумулятора, може бути використане для цієї мети.

Різні топології матимуть різні переваги або недоліки залежно від очікуваних умов заряджання системи (потужність, що подається, характеристики вхідної напруги, безперервність роботи).

Наприклад, залежно від різниці між напругою на вході зарядного пристрою та напругою акумулятора, буде необхідна знижувальна або підвищувальна топологія, зазвичай для підключення до мережі бажана топологія з гальванічною розв'язкою, або якщо реалізуються додаткові функції (наприклад, корекція коефіцієнта потужності), можна використовувати комбіновані топології, такі як показана в [5].

ВИКЛАД ОСНОВНОГО МАТЕРІАЛУ

Процес розряду акумуляторної батареї можна розділити на 3 фази: перша початкова фаза, в якій напруга батареї падає експоненціально, поки не досягне значення, близького до номінального, друга стабільна фаза, в якій напруга залишається практично постійною, і остаточна фаза розряду, в якій напруга знову падає експоненціально.

Зміни вхідної напруги та опору навантаження відбуваються не стрибкоподібно, а через послідовність нескінченно малих змін. Математичні моделі відображають це або за допомогою класичних передавальних функцій, які описується виразом (1), або за допомогою моделювання на основі станів, які описується виразом (2). В обох випадках зміни відображаються за допомогою похідних.

$$G(s) = \frac{k}{\tau s + 1}, \quad (1)$$

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) + Du(t) \end{cases} \quad (2)$$

Якщо вихідна напруга акумуляторної батареї повинна бути знижена, використовується перетворювач напруги, як показано на рис. 1.

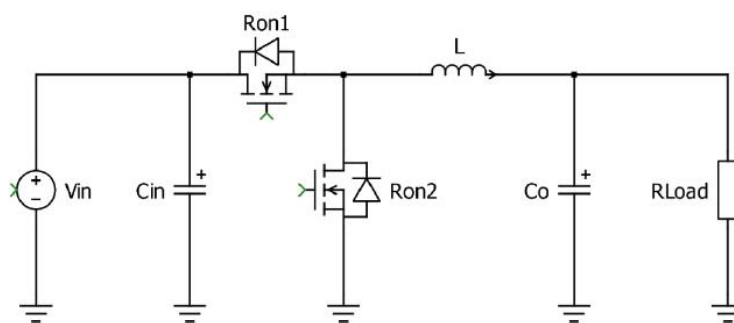


Рис. 1. Схема понижуючого перетворювача напруги

Для розробки математичної моделі процесу самооптимізуючого контролю заряду та розряду акумуляторної батареї необхідно визначити вхідні та вихідні параметри понижуючого перетворювача напруги. Базуючись на вхідній та вихідній напрузі та коефіцієнті корисної дії, розрахуємо мінімальний коефіцієнт заповнення імпульсів, який необхідно забезпечити, коли вхідна напруга буде максимальною, а отже, струм через котушку буде максимальним.

$$D_{min} = \frac{V_o}{V_{in \max}}. \quad (3)$$

Необхідно мати можливість контролювати як напругу, так і струм регуляторів. Контролювати напругу необхідно, щоб підтримувати задану напругу для живлення компонентів.

Контролювати струм необхідно, щоб уникнути споживання більшого струму від акумулятора, ніж це безпечно. Це досягається шляхом поділу всієї системи на дві послідовно з'єднані системи першого порядку: одна пов'язує струм з коефіцієнтом заповнення імпульсів, а інша - струм з вихідною напругою.

Це дозволяє розділити керування на два простих каскадних регулятора, замість одного регулятора, який контролює обидві змінні одночасно. Для каскадного керування (контур керування всередині більшого контуру керування) необхідно враховувати, що внутрішній контур керування повинен бути швидшим, ніж зовнішній, щоб полегшити керуваність і стабільність системи.

Контроль струму буде здійснюватися за допомогою контролю пікового струму, що забезпечує додаткову безпеку для акумуляторів, обмежуючи їх струм.

На рис. 2 зображено структурну схему, яка реалізує метод самооптимізуючого контролю заряду та розряду акумуляторної батареї. Для контролю напруги використовується ПД - регулятор із двома додатковими полюсами.

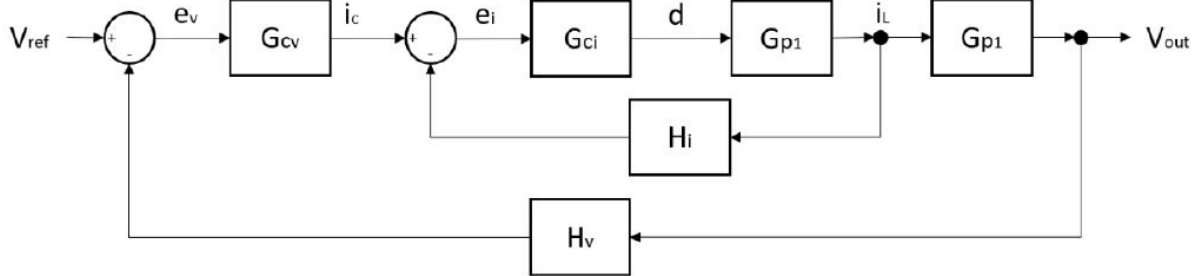


Рис. 2. Структурна схема, яка реалізує метод самооптимізуючого контролю заряду та розряду акумуляторної батареї

Для керування струмом використовуємо контроль пікового струму. Перевага цього типу контролю полягає в обмеженні максимального значення вхідного струму системи. При живленні від батареї цей тип керування діє як захід безпеки, запобігаючи надмірному споживанню струму навантаженням.

На рис. 3 зображена імітаційна модель понижувального перетворювача напруги в програмному середовищі PSIM.

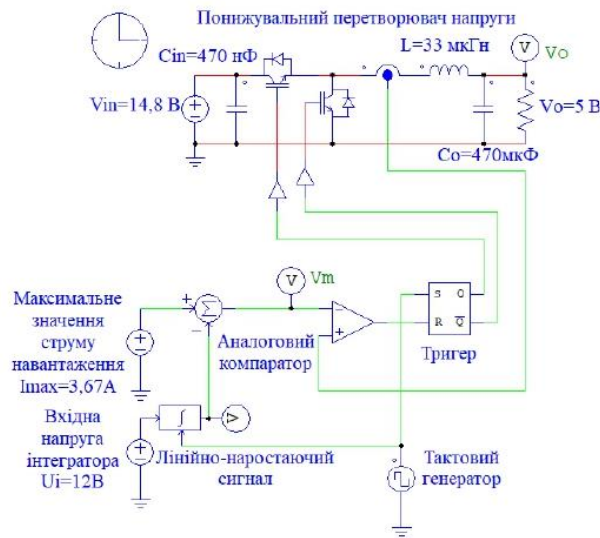


Рис. 2. Імітаційна модель понижувального перетворювача напруги в програмному середовищі PSIM

На рис. 4 зображено графік зміни вихідної напруги V_o в часі в результаті проведеного імітаційного моделювання понижувального перетворювача напруги в програмному середовищі PSIM.

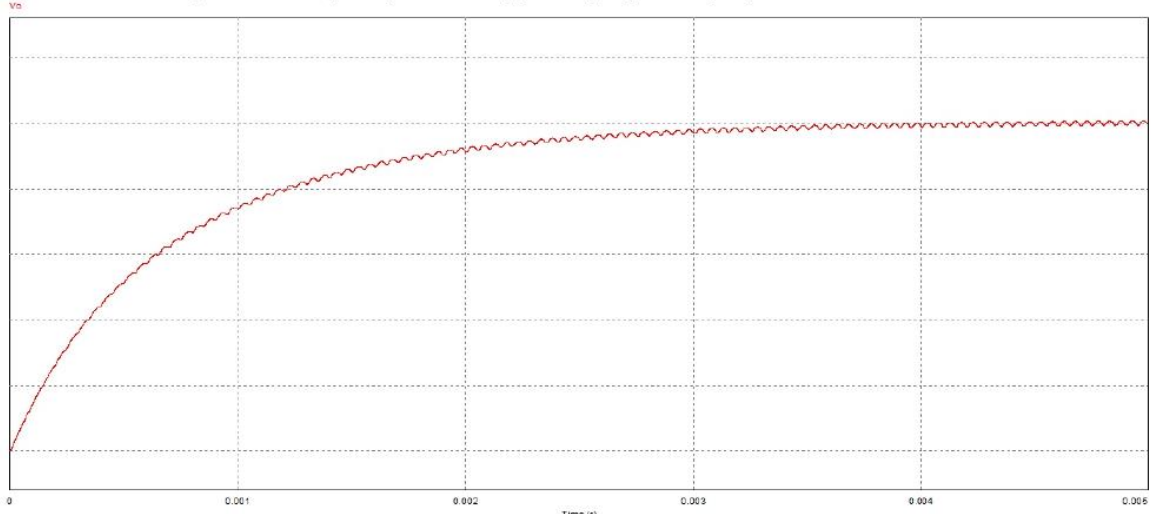


Рис. 4. Графік зміни вихідної напруги V_o в часі в результаті проведеного імітаційного моделювання понижувального перетворювача напруги в програмному середовищі PSIM

На рис. 5 зображено графік зміни вихідного струму ІІ в часі в результаті проведеного імітаційного моделювання понижувального перетворювача напруги в програмному середовищі PSIM.

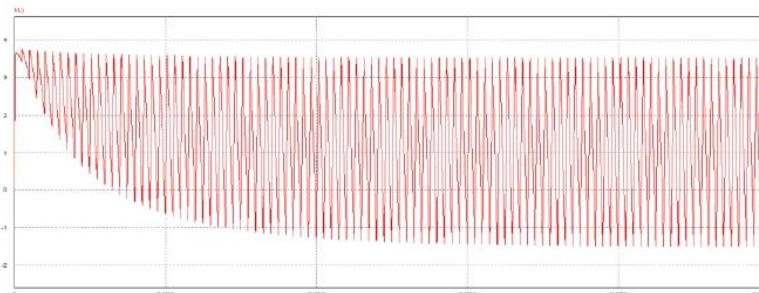


Рис. 5. Графік зміни вихідного струму ІІ в часі в результаті проведеного імітаційного моделювання понижувального перетворювача напруги в програмному середовищі PSIM

ВИСНОВКИ З ДАНОГО ДОСЛІДЖЕННЯ І ПЕРСПЕКТИВИ ПОДАЛЬШИХ РОЗВІДОК У ДАНОМУ НАПРЯМІ

1. Для керування струмом використовуємо контроль пікового струму. Перевага цього типу контролю полягає в обмеженні максимального значення вхідного струму системи. При живленні від батареї цей тип керування діє як захід безпеки, запобігаючи надмірному споживанню струму навантаженням.

2. Вхідний струм системи (або струм через котушку, оскільки вони рівні, коли працює Q_1) порівнюється з керуючим струмом i_c таким чином, що коли струм стає більшим за опорний струм, керуючий сигнал вимикача деактивується. Таким чином, i_c діє як граничне значення струму.

3. Розроблено імітаційну модель понижувального перетворювача напруги в програмному середовищі PSIM. В результаті імітаційного моделювання понижувального перетворювача напруги в програмному середовищі PSIM отримано графіки зміни вихідної напруги у часі, зміни вихідного струму у часі, сигналів керування силовими ключами, а також керуючі лінійно-наростаючий сигнал інтегратора та сигнал помилки на вході аналогового компаратора.

4. Отримані значення амплітуди пульсації вихідної напруги понижувального перетворювача напруги перевищують задані на початку дослідження значення (1% по відношенню до вихідної напруги) $V_{O_{pp}} = 0,001 \cdot 5 = 0,005 \text{ В} = 5 \text{ мВ}$. Для зменшення рівня пульсацій до $V_{O_{pp}} = 5 \text{ мВ}$ необхідно збільшити ємність вихідного конденсатора до $C_o = 1000 \text{ мкФ}$.

Література

1. S. Ebrahimi, M. Taghavi, F. Tahami and H. Oraee, "A single-phase integrated bidirectional plug-in hybrid electric vehicle battery charger", IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Dallas, TX, USA, 2014, pp. 1137-1142.
2. J. G. Pinto, V. Monteiro, H. Gonçalves and J.L. Afonso, "Onboard Reconfigurable Battery Charger for Electric Vehicles With Traction-to-Auxiliary Mode", in IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 63, no. 3, pp. 1104-1116, March 2014.
3. K. Fahem, D.E. Chariag and L. Sbita, "On-board bidirectional battery chargers topologies for plug-in hybrid electric vehicles", 2017 International Conference on Green Energy Conversion Systems (GECS), Hammamet, Tunisia, 2017, pp. 1-6.
4. G.B. Sahinler and G. Poyrazoglu, "V2G Applicable Electric Vehicle Chargers, Power Converters & Their Controllers: A Review", 2020 2nd Global Power, Energy and Communication Conference (GPECOM), Izmir, Turkey, 2020, pp. 59-64.
5. C.-Y. Hung, J.-C. Wu, Y.-L. Chen and H. -L. Jou, "A grid-connected battery charger with power factor correction", 2016 IEEE 11th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA), Hefei, China, 2016, pp. 1446-1452

References

1. S. Ebrahimi, M. Taghavi, F. Tahami and H. Oraee, "A single-phase integrated bidirectional plug-in hybrid electric vehicle battery charger", IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Dallas, TX, USA, 2014, pp. 1137-1142.
2. J. G. Pinto, V. Monteiro, H. Gonçalves and J.L. Afonso, "Onboard Reconfigurable Battery Charger for Electric Vehicles With Traction-to-Auxiliary Mode", in IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 63, no. 3, pp. 1104-1116, March 2014.
3. K. Fahem, D.E. Chariag and L. Sbita, "On-board bidirectional battery chargers topologies for plug-in hybrid electric vehicles", 2017 International Conference on Green Energy Conversion Systems (GECS), Hammamet, Tunisia, 2017, pp. 1-6.
4. G.B. Sahinler and G. Poyrazoglu, "V2G Applicable Electric Vehicle Chargers, Power Converters & Their Controllers: A Review", 2020 2nd Global Power, Energy and Communication Conference (GPECOM), Izmir, Turkey, 2020, pp. 59-64.
5. C.-Y. Hung, J.-C. Wu, Y.-L. Chen and H. -L. Jou, "A grid-connected battery charger with power factor correction", 2016 IEEE 11th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA), Hefei, China, 2016, pp. 1446-1452

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ХМЕЛЬНИЦЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

РЕЦЕНЗІЯ НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ

Дипломник Швець Максим Олегович

Тема: Метод самооптимізуючого контролю заряду та розряду акумуляторної батареї

Спеціальність: 174 «Автоматизація, комп'ютерно-інтегровані технології та
робототехніка»

Обсяг кваліфікаційної роботи:

Кількість сторінок записки 88

1. Короткий зміст роботи та прийнятих рішень: Метою роботи є розробка методу
самооптимізуючого контролю заряду та розряду акумуляторної батареї

2. Висновок про відповідність роботи дипломному завданню: Робота повністю відповідає
поставленому завданню

3. Характеристика виконання кожного розділу, ступінь використання останніх досягнень науки і техніки і передових методів роботи: У першому розділі виконано огляд пристроїв контролю заряду та розряду акумуляторної батареї. У другому розділі удосконалена математична модель методу самооптимізуючого контролю заряду та розряду акумуляторних батарей. У третьому розділі удосконалено імітаційну модель методу самооптимізуючого контролю заряду та розряду акумуляторних батарей. У четвертому розділі виконано експериментальні дослідження методу самооптимізуючого контролю заряду та розряду акумуляторних батарей

4. Позитивні сторони роботи: Для керування струмом використовується контроль пікового струму. Перевага цього типу контролю полягає в обмеженні максимального значення вхідного струму системи. При живленні від батареї цей тип керування діє як захід безпеки, запобігаючи надмірному споживанню струму навантаженням.

5. Негативні сторони роботи: не виконано порівняння методу самооптимізуючого контролю заряду та розряду акумуляторних батарей із відомим методами контролю заряду та розряду акумуляторних батарей.

6. Оцінка графічного оформлення та пояснювальної записки роботи: Пояснювальна записка оформлена коректно, згідно діючих стандартів оформлення документації

7. Відгук про роботу в цілому: Робота виконана на належному науково-технічному рівні.

8. Інші зауваження: відсутні

9. Оцінка дипломної роботи: добре (4,00/С)

Рецензент (прізвище, ім'я, по батькові, посада, місце роботи)

Косенков Володимир Данилович
зав. кафедр. фізики і електротехніки

“14” 12 2024 р.

Восенко (підпис)

Завідувачу кафедри АКІТгаР
д-ру техн.наук, проф. Мартинюку В.В.

Швеця Максима Олеговича

ПІБ здобувача вищої освіти

ФІТ, 2 курс, групи АКІТРм-23-1

ЗАЯВА

З правилами чинного Положення «Про систему забезпечення академічної доброчесності у Хмельницькому національному університеті» від 01.07.2022, згідно з яким виявлення плагіату є підставою для відмови в допуску кваліфікаційної роботи до захисту та застосування заходів дисциплінарної та академічної відповідальності, ознайомлений (а). Про використання програмно-технічних засобів для перевірки кваліфікаційних робіт здобувачів вищої освіти на наявність плагіату ознайомлений(а) та надаю свою згоду на обробку та збереження університетом моєї роботи в інституційному репозитарії університету.

Також надаю університету право на передачу моєї роботи для обробки та збереження в базах даних програмно-технічних засобів (StrikePlagiarism та Anti-Plagiarism) та використання роботи для виявлення плагіату в інших роботах, які перевіряються програмно-технічними засобами та користувачами, що мають доступ до цих програмно-технічних засобів, виключно в обмежених цілях для виявлення плагіату в текстах робіт.

Робота для перевірки університетом надається в друкованому та електронному варіанті. Електронна версія моєї роботи збігається (ідентична) з друкованою.

12.09.2024

дата



підпис

Anti-Plagiarism v-15.257**Максимальне співпадіння з одним документом 1.0%****Словники перевірки: en_US, ru_RU, ua_UA. Помилки в документах: 10%**

ID: 157135 Назва: МКР Метод самооптимізуемого контролю заряду та розряду акумуляторної батареї Додано в БД: 2024-12-10 Автора: Максим ШВЕЦЬ Керівники: Валерій МАРТИНЮК Консультанти: Опоненти:	Документ		Сумарний збіг по Базі Даних	
	Символи	Лексеми	Символи	Лексеми
	82077	571	893 (1%)	12 (2%)

Джерело плагіату

ID	Опис	Наявність плагіату в документі	
		Символи	Лексеми

Протокол аналізу звіту подібності науковим керівником

Заявляю, що я ознайомився (-лась) з Повним звітом подібності, який був згенерований Системою виявлення і запобігання плагіату щодо роботи:

Автор: Максим ШВЕЦЬ

Співавтор:

Назва: МКР Швець

Науковий керівник: Валерій МАРТИНЮК

Підрозділ: Кафедра автоматизації, комп'ютерно-інтегрованих технологій та робототехніки

Коефіцієнт подібності 1: 7.6%

Коефіцієнт подібності 2: 2.5%

Мікропробіли: 14

Заміна букв: 4

Інтервали: 15

Білі знаки: 1

Дата створення звіту: 2024-12-10 06:03:37.0

Після аналізу Звіту подібності констатую наступне:

Запозичення, виявлені в роботі є законними і не є плагіатом. Рівень подібності не перевищує допустимої межі. Таким чином робота незалежна і приймається.

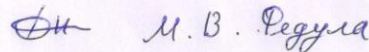
Запозичення не є плагіатом, але перевищено граничне значення рівня подібностей. Таким чином робота повертається на доопрацювання.

Виявлено запозичення і плагіат або навмисні текстові спотворення (маніпуляції), як передбачувані спроби укриття плагіату, які роблять роботу невідповідною вимогам законодавства (Ст. 32. ЗУ Про вищу освіту, пункт 3.1, Ст. 42. ЗУ Про освіту) та вимог НАЗЯВО (Критерій 5), а також кодексу етики і процедур. Таким чином робота не приймається.

Обґрунтування:

2024-12-10

Дата



експерт

РІШЕННЯ ЕКСПЕРНОЇ КОМІСІЇ
КАФЕДРИ АВТОМАТИЗАЦІЇ, КОМП'ЮТЕРНО-ІНТЕГРОВАНИХ ТЕХНОЛОГІЙ ТА
РОБОТОТЕХНІКИ
ПРО ДОПУСК КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ ДО ЗАХИСТУ

Підтверджуємо ознайомлення з результатом звіту подібності щодо роботи, генерованого системою виявлення текстових збігів/ідентичності/схожості:

Назва: Метод самооптимізуючого контролю заряду та розряду акумуляторної батареї

Автор: Швець Максим Олегович

Спеціальність: 174 – Автоматизація, комп'ютерно-інтегровані технології та робототехніка

Освітня програма: Освітньо-професійна програма «Автоматизація, комп'ютерно-інтегровані технології та робототехніка»

Науковий керівник: Мартинюк Валерій Володимирович, доктор технічних наук, професор

Після аналізу звіту подібності зроблено такий висновок:

№	Висновок	Позначка про відповідність
1	Запозичення, виявлені в роботі, є законними і не є плагіатом. Робота приймається до захисту.	відповідає
2	Виявлені запозичення не є плагіатом, розміщені в розділах, які не описують безпосередньо авторське дослідження, але кількість цитат перевищує обсяг, виправданий поставленою метою роботи. Робота приймається до захисту, але має бути відкоригована. Відкоригований варіант має бути поданий на кафедру за 2 дні до захисту, разом із заявою щодо самостійності виконання письмової роботи та ідентичності друкованої й електронної версії роботи	
3	Виявлені запозичення не є плагіатом, але частково розміщені в розділах, які описують безпосередньо авторське дослідження, а кількість цитат перевищує обсяг, виправданий поставленою метою роботи. В зв'язку з цим мета роботи та поставлені завдання не були досягнені. Робота може бути допущена до захисту (наступного року) після того, як буде відкоригована та допрацьована і успішно пройде повторну перевірку на академічний плагіат.	
4	Робота містить навмисні текстові спотворення, передбачувані спроби укриття запозичень або інші прояви академічного плагіату. Робота містить фабрикацію або фальсифікацію даних. Робота не допускається до захисту.	
5	Інше:	

Підтвердження:

Запозичення, виявлені в роботі, є законними і не є плагіатом, оскільки:

1) у тексті кваліфікаційної роботи системами перевірки на плагіат виявлено схожість з деякими документами в частині загальноживаних обов'язкових словосполучень у стандартних бланках (титулка, відомість документів), у структурі змісту, назвах розділів/підрозділів тощо, у назвах публікацій у переліку джерел посилання;

2) усі запозичення є фрагментарними або мають належним чином оформленні посилання;

3) виявлені модифікації тексту не впливають на відсоток схожості.

Сумарний обсяг всіх запозичень, визначений системою виявлення збігів ідентичності/схожості, складає 7,6% і адресується до 49 джерел, що, з урахуванням наведених обґрунтувань, відповідає характеру теми і свідчить на користь кваліфікаційної роботи.

Завідувач кафедри

Гарант освітньої програми

Керівник кваліфікаційної роботи



Валерій МАРТИНЮК

Валерій МАРТИНЮК

Валерій МАРТИНЮК