

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

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

магістр

Освітній рівень

Метод керування підвищувально-понижуючим перетворювачем постійної

напруги

Назва теми

КвРАКІТР.2023252.01.02.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

Ярослав ШТИФЛЮК

Ім'я, ПРІЗВИЩЕ

Керівник

Підпис

Андрій СЕЛЬСЬКИЙ

Ім'я, ПРІЗВИЩЕ

Нормоконтролер

Підпис

Людмила КОРЕЦЬКА

Ім'я, ПРІЗВИЩЕ

До захисту допускаю:
зав. кафедри АКІТтаР

Підпис

Валерій МАРТИНЮК

Ім'я, ПРІЗВИЩЕ

« 19 » 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**

Штифлюку Ярославу Олександровичу

Прізвище, ім'я, по батькові студента

1 Тема роботи Метод керування підвищувально-понижуючим перетворювачем постійної напруги

Керівник роботи Сельський Андрій Анатолійович, к.ф.-м.н., доцент

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 керування підвищувально-понижуючим перетворювачем постійної напруги

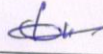
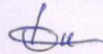
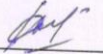
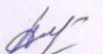
Предмет дослідження: метод керування підвищувально-понижуючим перетворювачем постійної напруги

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

Вступ. Огляд літературних джерел та патентних даних. Математична модель процесу керування підвищувально-понижуючим перетворювачем постійної напруги. Імітаційна модель методу керування підвищувально-понижуючим перетворювачем постійної напруги. Експериментальне дослідження методу керування підвищувально-понижуючим перетворювачем постійної напруги. Висновки.

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

6 Консультанти розділів кваліфікаційної роботи

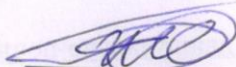
Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
Антиплагіат	Федула М.В., доцент кафедри АКИТтаР		
Нормоконтроль	Корецька Л.О., доцент кафедри АКИТтаР		

7 Дата видачі завдання 01 вересня 2024р.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

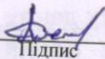
Назва розділу кваліфікаційної роботи	Строк виконання	Примітка
1. Вступ	10.09.2024р.	Виконано
2. Огляд літературних джерел та патентних даних	25.09.2024р.	Виконано
3. Математична модель процесу керування підвищувально-понижуючим перетворювачем постійної напруги	15.10.2024р.	Виконано
4. Імітаційна модель методу керування підвищувально-понижуючим перетворювачем постійної напруги	30.10.2024р.	Виконано
5. Експериментальне дослідження методу керування підвищувально-понижуючим перетворювачем постійної напруги	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

Ярослав ШТИФЛЮК
Ім'я, ПРІЗВИЩЕ

Керівник кваліфікаційної роботи


Підпис

Андрій СЕЛЬСЬКИЙ
Ім'я, ПРІЗВИЩЕ

АНОТАЦІЯ

Тема кваліфікаційної роботи: «Метод керування підвищувально-понижуючим перетворювачем постійної напруги».

Автор роботи: Штифлюк Ярослав Олександрович.

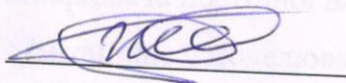
Керівник роботи: Сельський Андрій Анатолійович.

Пояснювальна записка: 89 с., 47 рис., 2 табл., 1 дод., 75 джерел.

Графічна частина: 12 презентаційних слайдів.

МЕТОД КЕРУВАННЯ ПІДВИЩУВАЛЬНО-ПОНИЖИЮЧИМ ПЕРЕТВОРЮВАЧЕМ ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ, КОНТУР ЗВОТНОГО ЗВ'ЯЗКУ.

Мета роботи: розробка методу керування підвищувально-понижуючим перетворювачем постійної напруги. Розроблено метод керування підвищувально-понижуючим перетворювачем постійної напруги на основі ПД-регулятора, особливістю якого є ефективна робота у додатках, де напруга живлення змінюється в широкому діапазоні, як це відбувається в батареї.



Підпис студента

19.12.2024

Дата

ЗМІСТ

ВСТУП.....	4
1 ОГЛЯД ЛІТЕРАТУРНИХ ДЖЕРЕЛ ТА ПАТЕНТНИХ ДАНИХ.....	6
1.1 Особливості перетворювачів постійної напруги	6
1.2 Класифікація перетворювачів постійної напруги.....	8
1.4 Висновки до першого розділу.....	20
2 МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ПРОЦЕСУ КЕРУВАННЯ ПІДВИЩУВАЛЬНО-ПОНИЖИЮЧИМ ПЕРЕТВОРЮВАЧЕМ ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ.....	22
2.1 Математична модель підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги.....	22
2.2 Математична модель методу керування підвищувально-понижуючим перетворювачем постійної напруги	26
2.3 Висновки до другого розділу	36
3 ІМІТАЦІЙНА МОДЕЛЬ МЕТОДУ КЕРУВАННЯ ПІДВИЩУВАЛЬНО-ПОНИЖИЮЧИМ ПЕРЕТВОРЮВАЧЕМ ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ.....	38
3.1 Особливості імітаційної моделі підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги	38
3.2 Імітаційне моделювання підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги в середовищі PSIM.....	43
3.3 Імітаційне моделювання методу керування підвищувально-понижуючим перетворювачем постійної напруги	49
3.3 Висновки до третього розділу.....	62
4 ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ МЕТОДУ КЕРУВАННЯ ПІДВИЩУВАЛЬНО-ПОНИЖИЮЧИМ ПЕРЕТВОРЮВАЧЕМ ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ	64
4.1 Особливості експериментального дослідження методу керування підвищувально-понижуючим перетворювачем постійної напруги.....	64
4.2 Експериментальне дослідження методу керування підвищувально-понижуючим перетворювачем постійної напруги в програмному середовищі PSIM.....	66

4.3 Висновки до четвертого розділу.....	74
ВИСНОВКИ.....	75
ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАНЬ.....	77
Додаток А Стаття у фаховому журналі.....	85

ВСТУП

Актуальність теми. Перетворювач постійної напруги - це силова електронна схема, яка перетворює один рівень напруги постійного струму на інший рівень за допомогою перемикачів.

Сьогодні перетворювачі постійної напруги набувають особливо важливої ролі в портативних пристроях (від супутникових систем і електромобілів до персональних комп'ютерів, мобільних телефонів, цифрових камер, бездротових телефонів, аудіопристроїв і т.д.), тому що вони підвищують ефективність пристроїв і розширюють можливості їхнього використання.

Тому розробка методу керування підвищувально-понижуючим перетворювачем постійної напруги є актуальною задачею.

Метою роботи є розробка методу керування підвищувально-понижуючим перетворювачем постійної напруги.

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

- виконати огляд літературних джерел та патентних даних про методи керування підвищувально-понижуючими перетворювачами постійної напруги;
- розробити математичну модель процесу керування підвищувально-понижуючим перетворювачем постійної напруги;
- розробити алгоритм та програмну реалізацію методу керування підвищувально-понижуючим перетворювачем постійної напруги;
- розробити імітаційну модель методу керування підвищувально-понижуючим перетворювачем постійної напруги.

Об'єктом дослідження є процес керування підвищувально-понижуючим перетворювачем постійної напруги.

Предметом дослідження є метод керування підвищувально-понижуючим перетворювачем постійної напруги.

Методи досліджень. При вирішенні поставлених завдань у роботі були використані методи математичного моделювання та аналізу, методи чисельного

моделювання за допомогою програмного забезпечення, лінійний та нелінійний аналіз, методи оптимізації, метод зворотного зв'язку та адаптивного керування, метод ідентифікації параметрів і калібрування моделей.

Наукова новизна отриманих результатів:

У результаті проведеного дослідження розроблено метод керування підвищувально-понижуючим перетворювачем постійної напруги.

1 ОГЛЯД ЛІТЕРАТУРНИХ ДЖЕРЕЛ ТА ПАТЕНТНИХ ДАНИХ

1.1 Особливості перетворювачів постійної напруги

Відповідно до рівня напруги, отриманого на виході по відношенню до джерела вхідної напруги, перетворювачі постійної напруги можна класифікувати як понижувальні, підвищувальні або понижувально-підвищувальні. У першому випадку вихідна напруга завжди нижча за вхідну, тоді як у другому випадку відбувається навпаки [1-3].

Для понижувально-підвищувальних перетворювачів бажана вихідна напруга може бути вищою або нижчою за вхідну. Серед найбільш відомих топологій можна відзначити понижуючий перетворювач, підвищувальний перетворювач і понижувально-підвищувальний перетворювач.

Перетворювачі завжди мають контур зворотного зв'язку для контролю свого коефіцієнта заповнення імпульсів, оскільки вихідна напруга має залишатися регульованою, навіть якщо відбуваються зміни або перешкоди, наприклад, у навантаженні або у вхідній напрузі. Традиційно використовується аналоговий тип контролера [1, 4, 5].

З розвитком мікроконтролерів і цифрових сигнальних процесорів (ЦСП) застосування цифрових контурів керування стало альтернативою аналоговим контурам керування [6-9].

Серед переваг цифрового керування над аналоговим можна виділити наступні: менша чутливість до шуму, часу та змін навколишнього середовища; гнучкість перепрограмування контурів керування; простота реалізації таких застосувань, як моніторинг, діагностика та зв'язок з іншими пристроями [10].

Також важливою перевагою цифрового керування над аналоговим є можливість запропонувати більш складні закони керування, які враховують нелінійність, параметричні варіації або конструктивні допуски, специфічні для перетворювача, і таким чином покращують його динамічну реакцію та

регулювання. З іншого боку, існують обмеження через кінцеву точність котролера, аналого-цифрових перетворювачів і затримки вибірки й обробки [8, 11, 12].

У деяких критично важливих пристроях (дуже малогабаритні елементи або з високими вимогами до автономності) дуже важливо, щоб перетворювач забезпечував ККД понад 90 % [13, 14].

З цієї потреби виникає конкретна топологія, заснована на неінвертуючому підвищувально-понижуючому перетворювачі постійної напруги. Схема містить чотири ключі (MOSFET), які працюють попарно незалежно, що надає їй гнучкості для реалізації різних форм роботи та здатності додатково підвищувати ефективність [15].

Цей перетворювач відомий як чотирьох ключовий понижувально-підвищувальний перетворювач. Він може працювати в п'яти різних режимах.

1. Понижувальний режим. Вхідна напруга вища за вихідну. У цьому випадку перетворювач працює як класичний понижувальний перетворювач, де знижується напруга на виході порівняно з вхідною.

2. Неінвертуючий понижувально-підвищувальний режим. Цей режим активний, коли вхідна напруга близька до вихідної. У такій ситуації перетворювач плавно переключається між режимами підвищення та пониження, зберігаючи полярність вихідної напруги і дозволяючи утримувати її на рівні, наближеному до вхідної напруги. Це дозволяє досягти стабільності вихідної напруги навіть при коливаннях вхідної.

3. Підвищувальний режим. Вхідна напруга нижча за вихідну, перетворювач працює як підвищувальний перетворювач. Напруга на виході збільшується відносно вхідної, а система забезпечує стабільність вищого вихідного значення.

4. Режим А. Цей режим активується, коли система переходить із понижувального до неінвертуючого понижувально-підвищувального режиму. У такому випадку вхідна напруга починає знижуватися, але все ще залишається дещо вищою за вихідну. Система адаптує роботу для стабільного переходу між режимами, щоб уникнути коливань вихідної напруги.

5. Режим Б. Цей режим активується при переході з підвищувального до неінвертуючого понижувально-підвищувального режиму. Тут вхідна напруга поступово збільшується та наближається до вихідної. Система адаптує управління, щоб забезпечити плавний перехід між класичними режимами.

Режими А і Б виникають під час плавного переходу між класичними режимами (понижувальним, підвищувальним і неінвертуючим). Ці перехідні режими мають такі особливості:

Таким чином, режими А і Б виконують функцію стабілізації під час переходу між понижувальним, підвищувальним і неінвертуючим понижувально-підвищувальним режимами, що дозволяє уникнути різких змін у вихідній напрузі [16-19].

1.2 Класифікація перетворювачів постійної напруги

Відомі найрізноманітніші топології імпульсних перетворювачів, характеристики яких часто залежать від вимог застосування (вхідна напруга, вихідна напруга, потужність, ізоляція і т.д.). Наприклад, якщо вихідна напруга повинна бути нижчою або вищою за вхідну, то використовуються понижувальні або підвищувальні перетворювачі відповідно.

В інших випадках потрібні схеми, які можуть виконувати обидва типи перетворень. У таких випадках використовуються понижувально-підвищувальний перетворювачі.

Деякі застосування вимагають електричної ізоляції між входом і виходом перетворювача. Трансформатори, що використовуються в цих топологіях, дозволяють не тільки отримати необхідну ізоляцію, але й зменшити або збільшити напругу, змінюючи співвідношення витків між первинною і вторинною обмотками.

З розвитком технологій з'явилися напівпровідникові пристрої, здатні перемикатися на високих частотах, що дозволило створювати трансформатори меншого розміру за рахунок зменшення об'єму схем.

Крім того, шляхом побудови трансформаторів з декількома обмотками можна отримати перетворювачі з декількома виходами зі зменшеною кількістю компонентів [5].

Однак, порівняно з неізолюваними топологіями, ізолювані топології мають нижчу ефективність, оскільки ізоляційний трансформатор все ще залишається елементом, де зосереджені найважливіші втрати.

У найпростіших версіях перетворювачів постійної напруги перемикання здійснюється за допомогою транзистора (зазвичай типу MOSFET), що діє як ключ, і діода (зазвичай типу Шотткі). Для подальшого покращення характеристик зазвичай застосовують техніку синхротронного випрямлення [2].

Це означає, що паралельно діоду додається ще один транзистор (також типу MOSFET). Таким чином, падіння напруги на діоді замінюється низькоомним шляхом транзистора, що зменшує втрати через провідність. Однак додавання цього транзистора створює можливість короткого замикання, яке може статися, якщо обидва транзистори залишаються у відкритому стані протягом певного часового інтервалу.

Щоб усунути можливість короткого замикання, схеми, які керують транзисторами, створюють мертвий час, протягом якого жоден з транзисторів не проводить струм. Оскільки серед компонентів перетворювачів є котушка індуктивності, діод забезпечує шлях для проходження струму протягом інтервалу часу, коли жоден з транзисторів не проводить струм.

Синхронне випрямлення також дозволяє циркуляцію струму в ключах в двонаправленому напрямку, що виключає можливість переходу перетворювача в режим переривчастої провідності [4, 20].

Така форма роботи зазвичай виникає, коли зміна струму котушки індуктивності велика, а вихідний струм малий. Коли котушка індуктивності повністю розряджається, струм намагається змінити напрямок протікання.

Якщо схема розроблена з діодами (замість двонаправлених перемикачів), струм залишається на нулі, поки котушка індуктивності знову не зарядиться.

З точки зору керування, наявність синхронної топології спрощує розробку, тому що для представлення поведінки перетворювача потрібна лише одна модель.

На рисунку 1.1 зображено схему понижувального перетворювача.

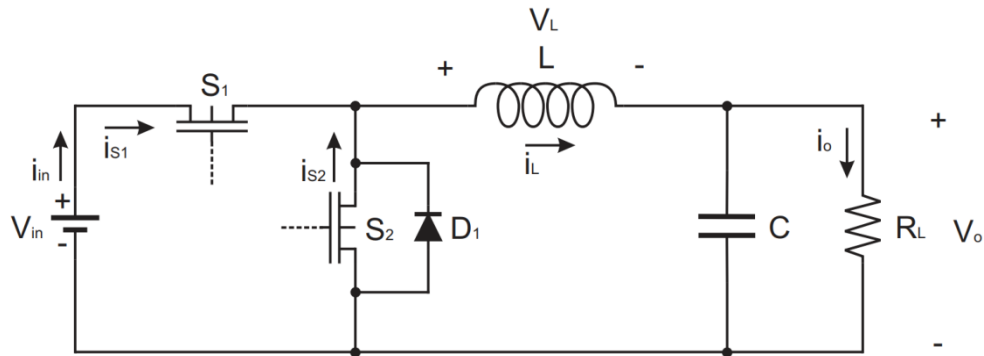


Рисунок 1.1 - Схема понижувального перетворювача

Понижувальний перетворювач є однією з найвідоміших неізованих топологій. У понижувального перетворювача в усталеному режимі вихідна напруга V_o завжди нижча (або дорівнює для ідеального випадку), ніж вхідна напруга V_{in} .

Схема понижувального перетворювача складається з перемикачів S_1 і S_2 , діода D_1 , котушки індуктивності L і вихідного конденсатора C . Перемикач S_1 керується за допомогою ШІМ-сигналу з періодом T_s .

Сигнал, який інверсний до сигналу, що подається на перемикач S_1 , подається на перемикач S_2 . Осцилограми напруги та струму на котушці індуктивності L , а також струмів в активних елементах S_1 і S_2 за період комутації T_s представлені на рисунку 1.2.

Протягом інтервалу t_{on} , коли ключ S_1 увімкнено, а ключ S_2 вимкнено, котушка індуктивності L заряджається через джерело V_{in} , збільшуючи струм i_L . Одночасно заряджається конденсатор C і живиться навантаження R_L .

В інтервалі $t_{off} = T_s - t_{on}$ коли ключ S_1 вимкнений, а ключ S_2

увімкнений, котушка індуктивності розряджає енергію, накопичену на конденсаторі C і навантаженні R_L .

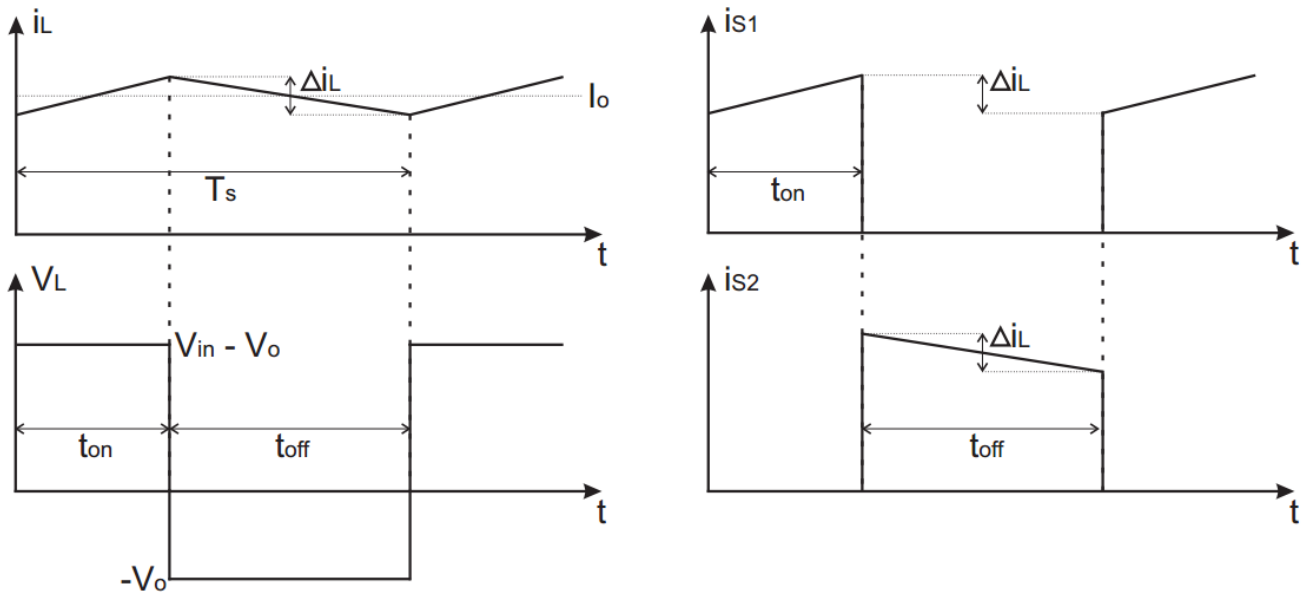


Рисунок 1.2 - Осцилограми напруги та струму понижувального перетворювача

Фільтр фільтрує пульсуючу форму сигналу, що утворюється при перемиканні ключів S_1 і S_2 , щоб отримати бажаний рівень постійного струму на виході. Конденсатор C поглинає більшу частину високочастотних складових струму, що протікає через котушку індуктивності, зменшуючи пульсації вихідної напруги.

В усталеному режимі середнє значення напруги на котушці індуктивності дорівнює нулю.

$$(V_{in} - V_o)dT_s - V_o(1 - d)T_s = 0, \quad (1.1)$$

де d - робочий цикл ключа S_1 і розраховується як $d = t_{on}/T_s$.

Віднімаючи V_o , отримуємо стаціонарне співвідношення вхідної та вихідної напруги:

$$V_o = dV_{in}. \quad (1.2)$$

За законом збереження енергії, якщо нехтувати втратами в компонентах, вхідна потужність дорівнює вихідній потужності. Тоді:

$$P_{in} = P_o \Rightarrow I_{in} V_{in} = I_o V_o \Rightarrow I_{in} = I_o \frac{V_o}{V_{in}}. \quad (1.3)$$

В ідеальному випадку співвідношення вхідного і вихідного струмів для понижувального перетворювача має вигляд:

$$I_{in} = d I_o. \quad (1.4)$$

Як видно з (1.2), вихідна напруга змінюється лінійно з коефіцієнтом заповнення d . Оскільки діапазон коефіцієнтів заповнення становить $0 < d < 1$, вихідна напруга V_o завжди нижча за вхідну напругу V_{in} . З іншого боку, з (1.4) видно, що вхідний струм завжди нижчий за вихідний.

З осцилограм на рисунку 1.2 видно, що вхідний струм $i_{in} = i_{S_i}$ має пульсуючий характер. Для застосування такого струму з низьким рівнем шуму необхідно зробити фільтрацію цієї форми сигналу з метою зменшення пульсацій струму, що створюються джерелом, та електромагнітних випромінювань [4].

Для аналізу ефективності понижувального перетворювача необхідно розглянути втрати на провідності і комутації, що виникають у схемі, показаній на рисунку 1.1. Втрати провідності представлені у вигляді резисторів, з'єднаних послідовно з ідеальними елементами.

Таким чином, r_{ds} - це опір увімкнення транзисторів, а r_L і r_C - еквівалентний послідовний опір (ESR) котушки індуктивності L і конденсатора C , відповідно.

Тоді потужність, що розсіюється в цих елементах, можна обчислити з осцилограм струму на рисунку 1.2. Втрати на перемикання розраховуються за вихідною ємністю C_{ds} ключів. Потрібно зазначити, що втратами в осерді котушки індуктивності та в колах, що обробляють сигнали увімкнення та

вимкнення транзистора, нехтуємо. Крім того, всі ключі вважаються однаковими.

Для ключа S_1 середньоквадратичне значення струму становить:

$$I_{S1rms} = I_o \sqrt{d} \sqrt{1 + \frac{1}{12} \left(\frac{\Delta i_L}{I_o}\right)^2}. \quad (1.5)$$

Тому втрати провідності описуються виразом:

$$P_{S1-dc} = r_{ds} I_{S1rms}^2 = r_{ds} d I_o^2 \left(1 + \frac{1}{12} \left(\frac{\Delta i_L}{I_o}\right)^2\right). \quad (1.6)$$

Припускаючи, що вихідна ємність транзистора є лінійною [20], втрати на перемикання можна розрахувати у відповідності до виразу:

$$P_{S1-sw} = \frac{1}{2T_S} C_{ds} V_{in}^2. \quad (1.7)$$

Таким чином, сумарні втрати в ключі S_1 складають:

$$P_{S1} = P_{S1-dc} + P_{S1-sw} = r_{ds} d I_o^2 \left(1 + \frac{1}{12} \left(\frac{\Delta i_L}{I_o}\right)^2\right) + \frac{1}{2T_S} C_{ds} V_{in}^2. \quad (1.8)$$

Для S_2 , середньоквадратичне значення струму дорівнює:

$$I_{S2rms} = I_o \sqrt{1-d} \sqrt{1 + \frac{1}{12} \left(\frac{\Delta i_L}{I_o}\right)^2}. \quad (1.9)$$

Тому втрати провідності на S_2 описуються виразом:

$$P_{S2-dc} = r_{ds} I_{S1rms}^2 = r_{ds} (1 - d) I_o^2 \left(1 + \frac{1}{12} \left(\frac{\Delta i_L}{I_o}\right)^2\right) \quad (1.10)$$

Втрати при перемиканні такі ж, як і для ключа S_1 , тобто $P_{S2-sw} = P_{S1-sw}$. Тоді сумарні втрати у ключі S_2 визначаються виразом:

$$P_{S2} = P_{S2-dc} + P_{S2-sw} = r_{ds} (1 - d) I_o^2 \left(1 + \frac{1}{12} \left(\frac{\Delta i_L}{I_o}\right)^2\right) \frac{1}{2T_S} C_{ds} V_{in}^2. \quad (1.11)$$

Для котушки індуктивності L середньоквадратичне значення струму становить:

$$I_{Lrms} = I_o \sqrt{1 + \frac{1}{12} \left(\frac{\Delta i_L}{I_o}\right)^2}. \quad (1.12)$$

Тоді втрати визначаються за формулою:

$$P_L = r_L I_{Lrms}^2 = r_L I_o^2 \left(1 + \frac{1}{12} \left(\frac{\Delta i_L}{I_o}\right)^2\right). \quad (1.13)$$

Що стосується вихідного конденсатора C , то передбачається, що все середнє значення струму, що протікає через котушку, шунтується на навантаження R_L , тобто через конденсатор проходить тільки пульсація струму Δi_L . Отже, середньоквадратичне значення струму в конденсаторі дорівнює:

$$I_{Crms} = \frac{\Delta i_L}{\sqrt{12}}. \quad (1.14)$$

Втрати на вихідному конденсаторі C становлять:

$$P_C = r_C I_{Crms}^2 = r_C \frac{\Delta i_L^2}{12}. \quad (1.15)$$

Загальна потужність понижувального перетворювача, яка розсіюється (втрати) в процесі перетворення, визначається за допомогою виразу:

$$\begin{aligned} P_{\text{роз}} &= P_{S_1} + P_{S_2} + P_L + P_C = \\ &= (r_{ds} + r_L)I_o^2 + (r_{ds} + r_L + r_C)\frac{\Delta i_L^2}{12} + \frac{1}{T}C_{ds}V_{in}^2. \end{aligned} \quad (1.16)$$

Коефіцієнт корисної дії понижувального перетворювача визначається у відповідності до виразу:

$$\eta = \frac{P_H}{P_{\text{вх}}} = \frac{P_H}{P_H + P_{\text{роз}}} = \frac{I_o^2 R_L}{(R_L + r_{ds} + r_L)I_o^2 + (r_{ds} + r_L + r_C)\frac{\Delta i_L^2}{12} + \frac{1}{T}C_{ds}V_{in}^2}. \quad (1.17)$$

Для достатньо великих вихідних струмів коефіцієнт корисної дії понижувального перетворювача залежить головним чином від співвідношення між R_L і паразитними опорами r_L і r_{ds} . Зазвичай $R_L \gg r_{ds} + r_L$ і тоді η досягає значень вище 90 % - 95 % [21, 22].

Зі зменшенням I_o стають актуальними втрати на комутацію та конденсаторні втрати, тому коефіцієнт корисної дії понижувального перетворювача має тенденцію до зниження.

На рисунку 1.3 показано принципову схему підвищувального перетворювача, яка складається з тих самих компонентів, що й попередня схема.

Основні форми сигналу в період перемикування T_S показані на рисунку 1.4.

Ця схема є підвищувальною, тому в усталеному режимі вихідна напруга V_o завжди вища (або дорівнює для ідеального випадку) за вхідну напругу V_{in} . Протягом інтервалу t_{on} , коли ключ S_1 увімкнений, а ключ S_2 вимкнений, котушка індуктивності L заряджається через джерело V_{in} , збільшуючи струм i_L . У той же час конденсатор C відповідає за живлення навантаження R_L .

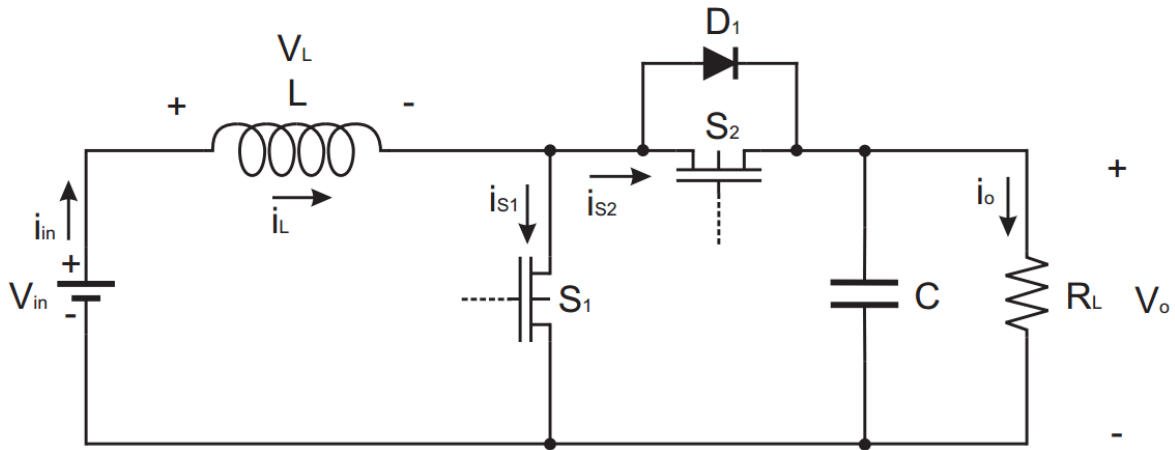


Рисунок 1.3 - Схема підвищувального перетворювача

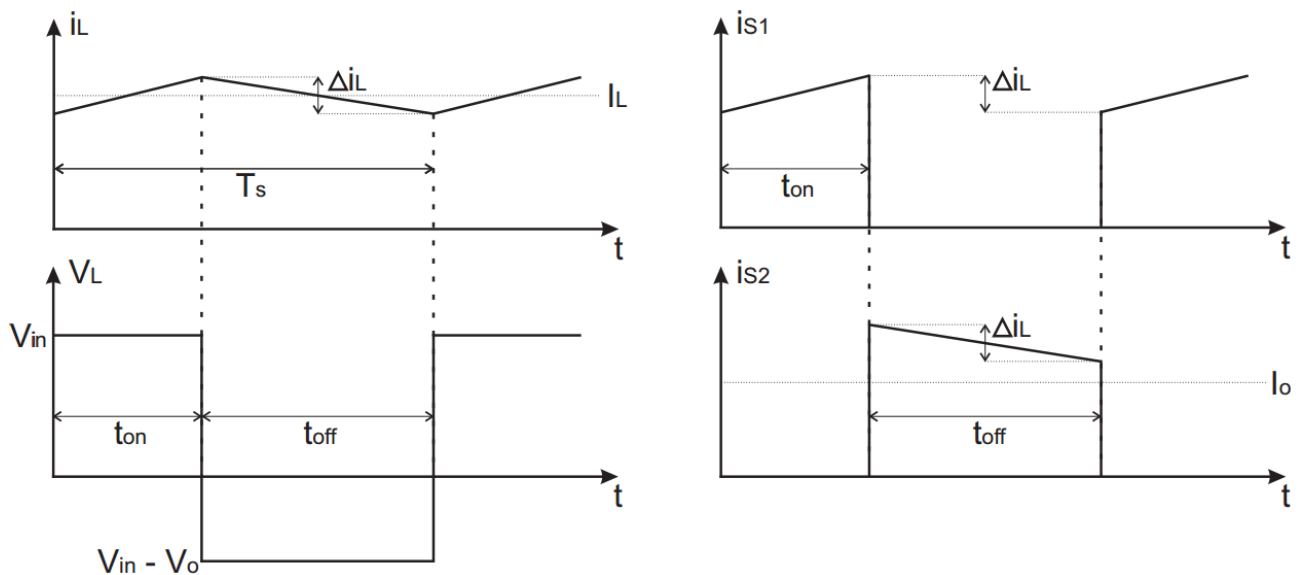


Рисунок 1.4 - Осцилограми напруги та струму підвищувального перетворювача

В інтервалі $t_{off} = T_s - t_{on}$ ключ S_1 вимкнений, а S_2 увімкнений, котушка індуктивності L розряджається на навантаження R_L , зменшуючи струм i_L та заряджаючи конденсатор C .

У цій топології котушка індуктивності L працює як джерело струму, а конденсатор C поглинає більшу частину високочастотних складових пульсуючого струму, що протікає через перемикач S_2 , зменшуючи компоненти пульсацій на виході для отримання постійної напруги.

У струму підвищувальному перетворювачі пульсації струму на C вищі, ніж у понижувальному перетворювачі, тому при однаковій ємності C

топология підвищувальний перетворювач має більші пульсації вихідної напруги, ніж понижувальний перетворювач.

Для того, щоб мати однакове значення пульсацій вихідної напруги підвищувальний перетворювач повинен бути побудований з більшою ємністю, ніж та, що використовувалася в понижувальному перетворювачі.

В усталеному режимі середнє значення напруги на котушці індуктивності дорівнює нулю.

$$V_{in} d T_s + (V_{in} - V_o) (1 - d) T_s = 0, \quad (1.18)$$

де d - робочий цикл ключа S_1 і розраховується як $d = t_{on}/T_s$.

Віднімаючи V_o , отримуємо стаціонарне співвідношення вхідної та вихідної напруги:

$$V_o = \frac{1}{1-d} V_{in}. \quad (1.19)$$

Враховуючи принцип збереження енергії та нехтуючи втратами в компонентах отримаємо вирази для співвідношення струмів:

$$I_{in} = I_o \frac{V_o}{V_{in}}, \quad (1.20)$$

$$I_{in} = \frac{1}{1-d} I_o. \quad (1.21)$$

Як видно з (1.20), вихідна напруга V_o завжди більша за вхідну напругу V_{in} для діапазону $0 < d < 1$. З іншого боку, згідно з (1.21), вхідний струм буде більшим за вихідний. Аналізуючи осцилограми на рисунку 1.4 видно, що вхідний струм $i_{in} = i_L$ є неперервним, що дозволило б відмовитися від вхідної фільтрації з метою зменшення електромагнітних випромінювань.

Для ключа S_1 середньоквадратичне значення струму становить:

$$I_{S1rms} = \frac{I_o}{1-d} \sqrt{d} \sqrt{1 + \frac{(1-d)^2}{12} \left(\frac{\Delta i_L}{i_o}\right)^2}. \quad (1.22)$$

Тому втрати провідності описуються виразом:

$$P_{S1-dc} = r_{ds} I_{S1rms}^2 = r_{ds} d \left(\frac{I_o}{1-d}\right)^2 \left(1 + \frac{(1-d)^2}{12} \left(\frac{\Delta i_L}{i_o}\right)^2\right). \quad (1.23)$$

Припускаючи, що вихідна ємність транзистора є лінійною [20], втрати на перемикання можна розрахувати у відповідності до виразу:

$$P_{S1-sw} = \frac{1}{2T_s} C_{ds} V_o^2. \quad (1.24)$$

Таким чином, сумарні втрати в ключі S_1 складають:

$$P_{S1} = P_{S1-dc} + P_{S1-sw} = r_{ds} d \left(\frac{I_o}{1-d}\right)^2 \left(1 + \frac{(1-d)^2}{12} \left(\frac{\Delta i_L}{i_o}\right)^2\right) + \frac{1}{2T_s} C_{ds} V_o^2. \quad (1.25)$$

Для S_2 , середньоквадратичне значення струму дорівнює:

$$I_{S2rms} = \frac{I_o}{1-d} \sqrt{1-d} \sqrt{1 + \frac{(1-d)^2}{12} \left(\frac{\Delta i_L}{i_o}\right)^2}. \quad (1.26)$$

Тому втрати провідності на S_2 описуються виразом:

$$P_{S2-dc} = r_{ds} I_{S2rms}^2 = r_{ds} \frac{I_o^2}{(1-d)} \left(1 + \frac{(1-d)^2}{12} \left(\frac{\Delta i_L}{i_o}\right)^2\right) \quad (1.27)$$

Втрати при перемиканні такі ж, як і для ключа S_1 , тобто $P_{S2-sw} = P_{S1-sw}$. Тоді сумарні втрати у ключі S_2 визначаються виразом:

$$P_{S2} = P_{S2-dc} + P_{S2-sw} = r_{ds} \frac{I_o^2}{(1-d)} \left(1 + \frac{(1-d)^2}{12} \left(\frac{\Delta i_L}{i_o}\right)^2\right) \frac{1}{2T_S} C_{ds} V_o^2. \quad (1.28)$$

Для котушки індуктивності L середньоквадратичне значення струму становить:

$$I_{Lrms} = \frac{I_o}{1-d} \sqrt{1 + \frac{(1-d)^2}{12} \left(\frac{\Delta i_L}{i_o}\right)^2}. \quad (1.29)$$

Тоді втрати визначаються за формулою:

$$P_L = r_L I_{Lrms}^2 = r_L \left(\frac{I_o}{1-d}\right)^2 \left(1 + \frac{(1-d)^2}{12} \left(\frac{\Delta i_L}{i_o}\right)^2\right). \quad (1.30)$$

Для вихідного конденсатора C можна вважати, що весь середній рівень струму, що протікає через ключ S_2 , шунтується на навантаження R_L . Отже, середньоквадратичне значення струму в конденсаторі дорівнює:

$$I_{Crms} = I_o \frac{1}{\sqrt{1-d}} \sqrt{d + \frac{(1-d)^2}{12} \left(\frac{\Delta i_L}{i_o}\right)^2}. \quad (1.31)$$

Втрати у вихідному конденсаторі C становлять:

$$P_C = r_C I_{Crms}^2 = r_C \frac{I_o^2}{1-d} \left(d + \frac{(1-d)^2}{12} \left(\frac{\Delta i_L}{i_o}\right)^2\right). \quad (1.32)$$

Загальна потужність підвищувального перетворювача, яка розсіюється (втрати) в процесі перетворення, визначається за допомогою виразу:

$$\begin{aligned} P_{\text{роз}} &= P_{S1} + P_{S2} + P_L + P_C = \\ &= [r_{ds} + r_L + r_C d(1-d)] \frac{I_o^2}{(1-d)^2} + [r_{ds} + r_L + r_C(1-d)] \frac{(\Delta i_L^2)}{12} + \frac{1}{T_S} C_{ds} V_o^2. \end{aligned} \quad (1.33)$$

Коефіцієнт корисної дії підвищувального перетворювача визначається у відповідності до виразу:

$$\eta = \frac{I_o^2 R_L}{\left[R_L + \frac{r_{ds} + r_L + r_C d(1-d)}{(1-d)^2} \right] I_o^2 + [r_{ds} + r_L + r_C d(1-d)] \frac{(\Delta i_L^2)}{12} + \frac{1}{T_S} C_{ds} V_o^2}. \quad (1.34)$$

Як бачимо, коефіцієнт корисної дії показує подібну до (1.17) поведінку по відношенню до значень струму I_o . З (1.34) також видно, що η залежить від тривалості робочого циклу підвищувального перетворювача.

Для великих струмів I_o може статися так, що η зменшиться для вхідних напруг V_{in} , значно менших за V_o (зі збільшенням d). З іншого боку, можна бачити, що втрати на комутацію менші, ніж у понижувальному перетворювачі для того ж значення вихідної напруги, оскільки $V_{in} > V_o$ у цій схемі.

1.4 Висновки до першого розділу

1. Відповідно до рівня напруги, отриманого на виході по відношенню до джерела вхідної напруги, перетворювачі постійної напруги можна класифікувати як понижувальні, підвищувальні або понижувально-підвищувальні. У першому випадку вихідна напруга завжди нижча за вхідну, тоді як у другому випадку відбувається навпаки.

2. Перетворювачі постійної напруги завжди мають контур зворотного зв'язку для контролю свого робочого циклу, оскільки вихідна напруга має залишатися регульованою, навіть якщо відбуваються зміни або перешкоди, наприклад, у навантаженні або у вхідній напрузі.

3. У деяких критично важливих пристроях (дуже малогабаритні елементи або з високими вимогами до автономності) дуже важливо, щоб перетворювач забезпечував ККД понад 90 %.

4. З цієї потреби виникає конкретна топологія, заснована на неінвертуючому підвищувально-понижуючому перетворювачі постійної напруги. Схема містить чотири ключі (MOSFET), які працюють попарно незалежно, що надає їй гнучкості для реалізації різних форм роботи та здатності додатково підвищувати ефективність.

2 МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ПРОЦЕСУ КЕРУВАННЯ ПІДВИЩУВАЛЬНО-ПОНИЖИЮЧИМ ПЕРЕТВОРЮВАЧЕМ ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ

2.1 Математична модель підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги

Схема електрична принципова неінвертуючого підвищувально-понижуючого перетворювача в його традиційній версії з ключами і діодами показана на рисунку 2.1.

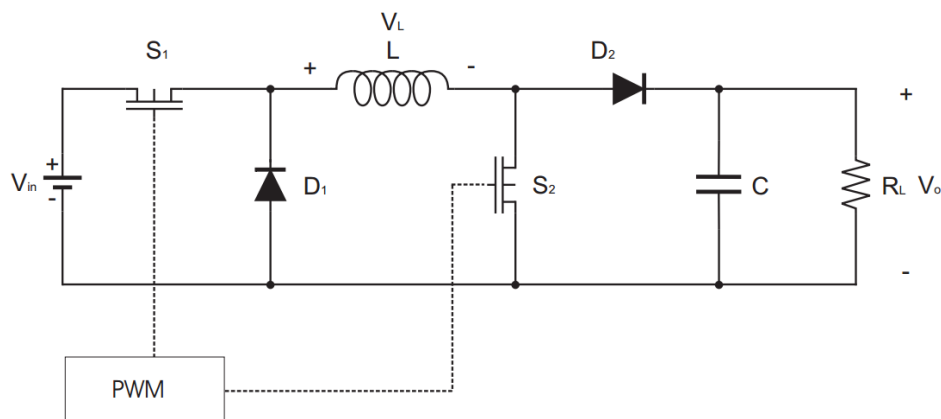


Рисунок 2.1 - Схема електрична принципова неінвертуючого підвищувально-понижуючого перетворювача в його традиційній версії

Враховуючи, що струм через котушку індуктивності L під час вимикання транзисторів S_1 і S_2 проходить через два діоди D_1 і D_2 , втрати на діодах більші, ніж втрати на транзисторах S_1 і S_2 .

Це пов'язано з тим, що падіння напруги на діоді вище, ніж падіння напруги на транзисторі при його увімкненому стані. Для підвищення ефективності схеми в цьому випадку також можна застосувати метод синхротронного випрямлення.

Схема електрична принципова неінвертуючого підвищувально-понижуючого перетворювача при заміні діодів на транзистори показана на рисунку 2.2.

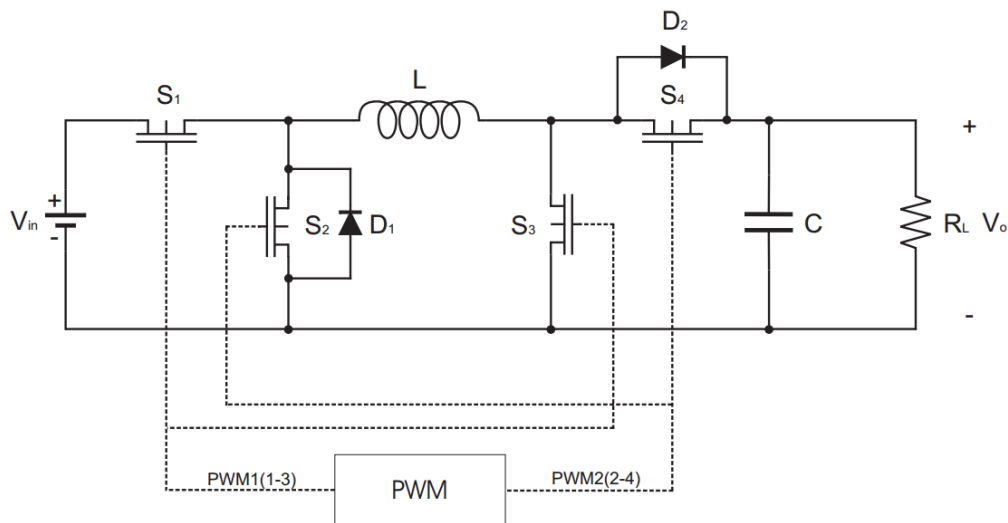


Рисунок 2.2 - Схема електрична принципова неінвертуючого підвищувально-понижуючого перетворювача при заміні діодів на транзистори

Синхронна робота неінвертуючого підвищувально-понижуючого перетворювача досягається подачею однакового ШІМ-сигналу на пару ключів (S_1 і S_3) і його комплементарну пару (S_2 і S_4) у відповідності до рисунка 2.3.

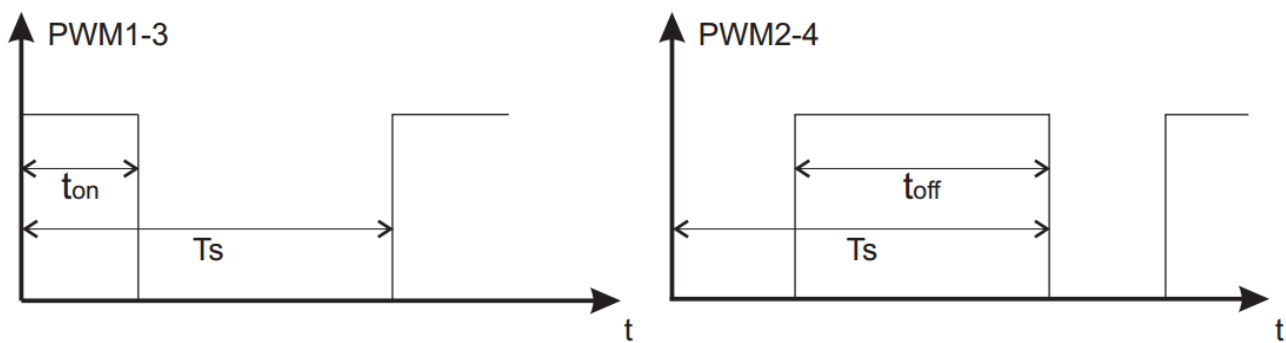


Рисунок 2.3 – Сигнали керування неінвертуючим підвищувально-понижуючим перетворювачем

Протягом інтервалу t_{on} перемикачі (S_1 і S_3) увімкнені, а (S_2 і S_4) вимкнені. Потім джерело входної напруги V_{in} передає енергію котушці індуктивності L , що збільшує її струм i_L . У цей проміжок часу вихідний конденсатор C розряджається через резистор навантаження R_L .

Протягом інтервалу t_{off} перемикачі (S_1 і S_3) вимкнені, а (S_2 і S_4) увімкнені, що змушує котушку індуктивності проводити струм i_L через ці перемикачі. Таким чином, живлення подається на конденсатор C і на навантажувальний резистор R_L .

Вихідна напруга неінвертуючого підвищувально-понижуючого перетворювача описується виразом (2.1).

$$V_o = \frac{d}{1-d} V_{in}. \quad (2.1)$$

Звідси випливає, що підвищувально-понижуючий перетворювач працює в понижуючому режимі при $d < 0,5$, а в підвищувальному режимі працює при $d > 0,5$. Співвідношення струмів на вході і виході можна отримати за принципом збереження енергії.

$$I_{in} = \frac{d}{1-d} I_o. \quad (2.2)$$

Згідно з неінвертуючим режимом роботи підвищувально-понижуючого перетворювача, за один період завжди увімкнено два транзистори, а отже, втрати у увімкнутому режимі та в режимі перемикання, які забезпечуються ключами, подвоюються.

Це означає, що його ефективність нижча, ніж у традиційному підвищувально-понижуючому перетворювачі. Однак використання MOSFET транзисторів замість діодів надає цій неінвертуючій схемі додаткову перевагу та гнучкість.

Завдяки незалежній роботі транзисторів, багато з побудованих на практиці підвищувально-понижуючих перетворювачів фактично працюють, в залежності від значення вхідної напруги по відношенню до вихідної.

Підвищувально-понижуючий перетворювач працює в понижуючому режимі (коли V_{in} більше V_o) або підвищувально-понижуючий перетворювач підвищувальному режимі (коли V_{in} менше V_o).

Враховуючи, що існує максимум, якого може досягти шпаруватість в понижуючому режимі, то для цього режиму визначено мінімальне значення вхідної напруги ($V_{inBu-min}$).

Так само існує мінімум, якого може досягти шпаруватість в підвищувальному режимі, для цього режиму визначено максимальне значення вхідної напруги ($V_{inBo-max}$).

У зв'язку з цими обмеженнями в робочому діапазоні кожного режиму визначена область для значень V_{in} , близьких до V_o , а точніше між $V_{inBu-min}$ і $V_{inBo-max}$ де перетворювач працює як неінвертуючий підвищувально-понижуючий перетворювач.

На риунку 2.4 зображено співвідношення між вхідною та вихідною напругами для різних режимах роботи підвищувально-понижуючого перетворювача.

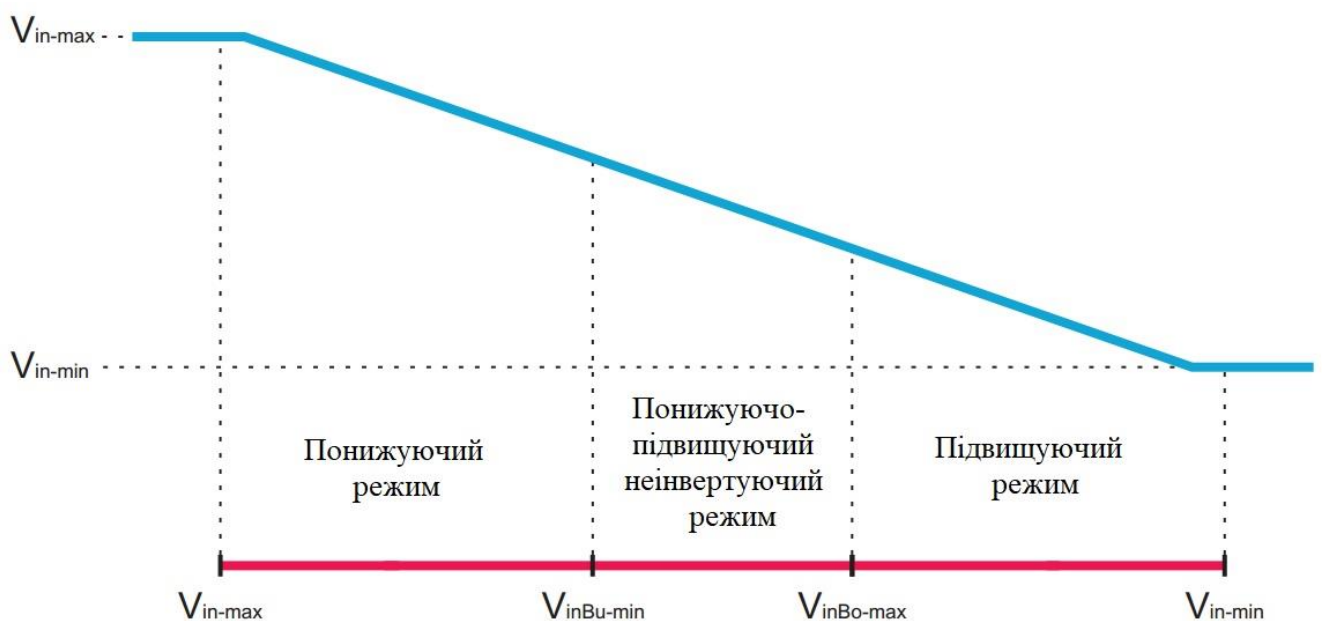


Рисунок 2.4 – Співвідношення між вхідною та вихідною напругами для різних режимів роботи підвищувально-понижуючого перетворювача

2.2 Математична модель методу керування підвищувально-понижуючим перетворювачем постійної напруги

Суть методу керування підвищувально-понижуючим перетворювачем постійної напруги полягає у тому, щоб перетворювач працював по-різному залежно від рівня вхідної напруги V_{in} , щоб досягти кращої ефективності роботи системи.

Для цього у підвищувально-понижуючому перетворювачі постійної напруги має бути контур керування з прямим зв'язком, який точно встановлює, в якому режимі має працювати підвищувально-понижуючий перетворювач постійної напруги залежно від значення вхідної напруги.

Однак цей керуючий вплив діє заздалегідь визначеним чином без будь-якої інформації про те, що відбувається на виході підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги.

Фактично, контур керування з прямим зв'язком не здатний регулювати вихідну напругу в разі збурень параметрів або змін у навантаженні. З цієї причини необхідно додати другий контур керування, але вже зі зворотним зв'язком. Він буде діяти через робочий цикл ключів відповідно до похибки між вихідною напругою і бажаним опорним значенням.

На рисунку 2.5 показано загальну структурну схему підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги, де можна визначити блоки, необхідні для цифрової реалізації обох контурів керування за допомогою мікроконтролера.

Контур керування з прямим зв'язком відповідає за визначення того, в якому робочому режимі повинен працювати підвищувальний перетворювач.

Для цього необхідно виміряти вхідну напругу і встановити діапазони, що покриваються кожним режимом. Вимірювання напруги V_{in} також дає змогу уточнити бажаний сталий робочий цикл за співвідношенням $V_o - V_{in}$.

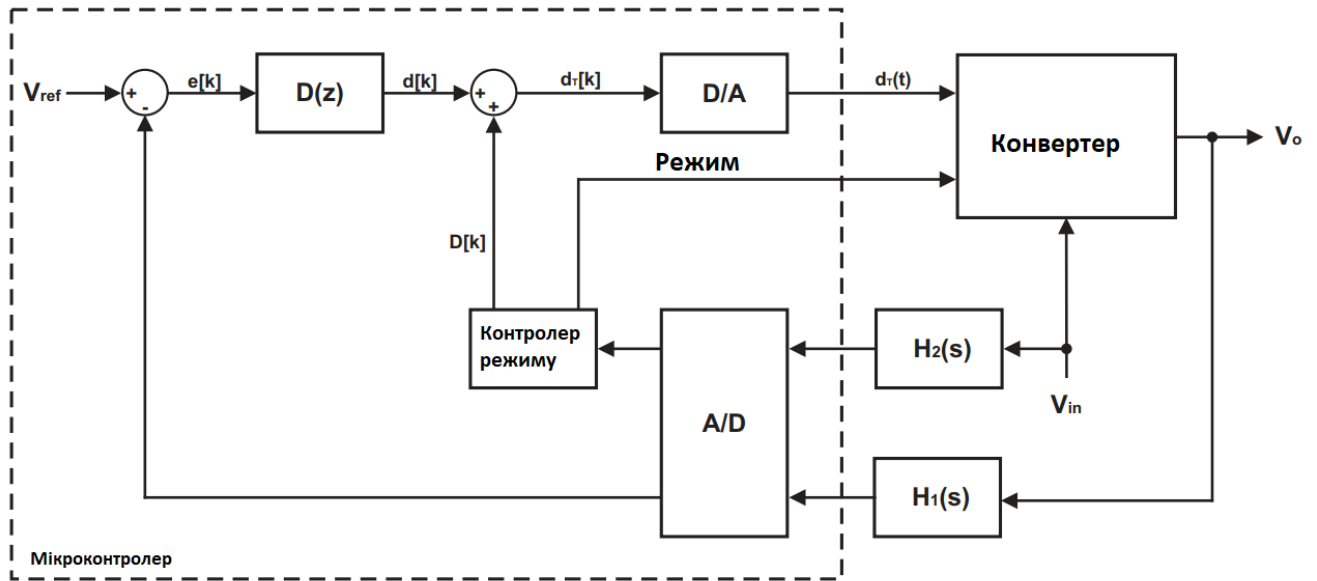


Рисунок 2.5 – Загальна структурна схема підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги

Як показано на рисунку 2.5, контур керування з прямим зв'язком складається з блоку зондування $H_2(s)$, який відповідає за формування вхідної напруги блоку аналого-цифрового перетворення (АЦП).

Також до складу структурної схеми підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги входить блок аналого-цифрового перетворення, який відповідає за отримання відліків вимірюваного сигналу.

Також до складу структурної схеми підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги входить блок цифрово-аналого перетворення (ЦАП) та контролер режиму.

Контролер режиму виконує дві функції.

1. Визначає, в якому режимі повинен працювати перетворювач.
2. Розраховує шпаруватість імпульсів керування.

З вище згаданих блоків АЦП моделюється як ідеальний дискретизатор з частотою дискретизації T_s , а ЦАП розглядається як екстраполятор нульового порядку (ЕНП). Блок вимірювання вхідної напруги $H_2(s)$ представляє динаміку, пов'язану з вимірюванням і фільтрацією вхідної напруги щоб уникнути високочастотного шуму, який може вплинути на керування.

Враховуючи, що ця динаміка має ширшу смугу пропускання, ніж це необхідно для вимірювання вхідної напруги V_{in} , блок $H_2(s)$ може бути представлений як постійний коефіцієнт підсилення $H_2(s) = K_2 = 0,0483$.

На рисунку 2.6 показано виділений із загальної структурної схеми підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги контур керування з прямим зв'язком.

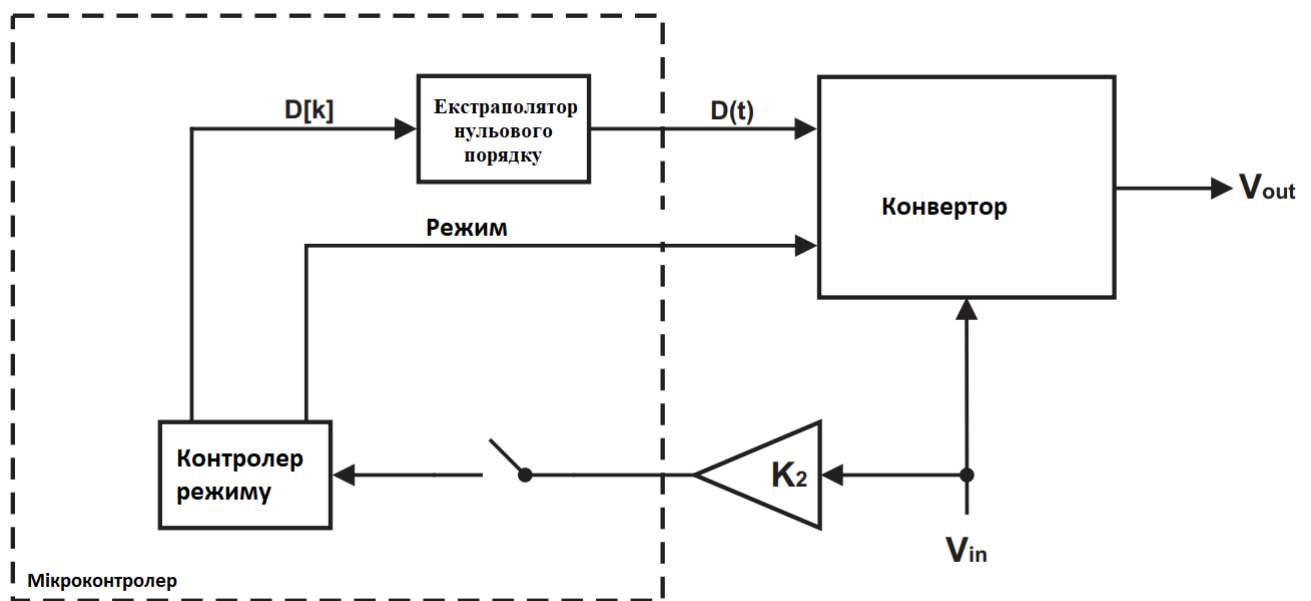


Рисунок 2.6 – Виділений із загальної структурної схеми підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги контур керування з прямим зв'язком

Контур керування зі зворотним зв'язком відповідає за регулювання вихідної напруги широтно-імпульсного перетворювача з чотирьох ключів шляхом вимірювання вихідної напруги та впливу на шпаруватість ШІМ-сигналів у кожному періоді перемикання.

Обрана структура складається з одного контролера, спільного для всіх можливих режимів роботи схеми. Такий тип раелациї має перевагу в тому, що не потрібно перемикати контролери при зміні режиму. Однак він має недолік, який полягає в тому, що необхідно вибрати контролер, здатний поглинати динаміку

всіх режимів роботи за рахунок не обов'язкового досягнення достатньо відповідної продуктивності в кожному режимі.

Аналізуючи загальну структурну схему підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги, яка зображена на рисунку 2.5, можна зробити висновки.

1. Контур керування зі зворотним зв'язком складається з блоку зондування $H_1(s)$, який відповідає за формування вихідної напруги, а також тих самих блоків АЦП та ЦАП, що й контур керування з прямим зв'язком.

2. До складу контуру керування зі зворотним зв'язком входить також блок регулятора $D(z)$, який генерує малі зміни робочого циклу.

3. Стаціонарне значення цієї змінної обчислюється контуром прямого зв'язку для кожного з режимів роботи.

На рисунку 2.7 показано виділений контур з керування зі зворотним зв'язком.

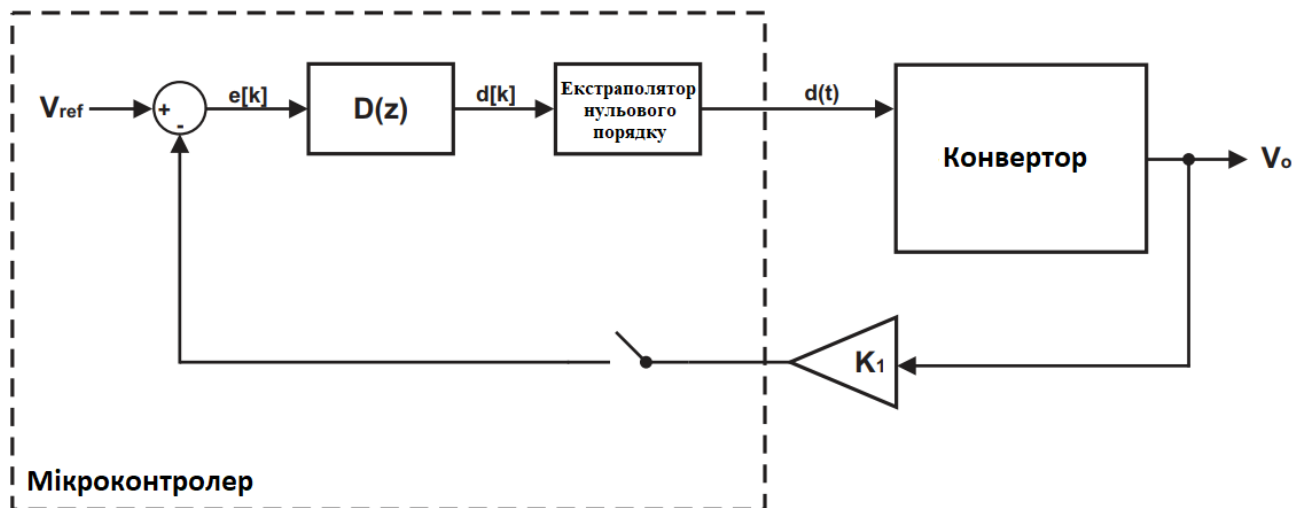


Рисунок 2.7 – Виділений із загальної структурної схеми підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги контур керування зі зворотним зв'язком

Блок $H_1(s)$ має смугу пропускання більшу, ніж та, що необхідна для вимірювання вихідної напруги, і тому розглядається як постійний коефіцієнт підсилення $H_1(s) = K_1 = 0,06543$.

Перетворювачі постійного струму потребують контуру керування для регулювання вихідної напруги у разі коливань потужності чи навантаження. Щоб спроектувати контролер, необхідно знати динамічну поведінку схеми. Для цього зазвичай використовуються математичні моделі, які представляють фізичні явища (струми та напруги) за допомогою диференціальних рівнянь.

У літературі можна знайти різні підходи до моделювання перетворювача. Найбільш традиційними є методи усереднення змінної стану та усереднення за схемою. З технологічним прогресом таких пристроїв, як мікроконтролери, контролер, який традиційно будувався в аналоговій області, також проектується та реалізується цифровим способом.

Це означає, що для розрахунку керуючої дії необхідно лише знати стан змінних у моменти вибірки. У цьому сенсі важливу роль набули так звані моделі в дискретних змінних стану. Крім того, ці моделі виявилися більш точними та повними для прогнозування змін змінних перетворювача за різних робочих умов.

Представлення у змінних стану є канонічним способом запису диференціальних рівнянь, які описують систему. Так звані змінні стану системи зазвичай пов'язані з елементами, які накопичують енергію.

Для типового перетворювача цими змінними є струми в котушках індуктивності та напруги на конденсаторах. Якщо система є лінійною, похідні від станів є лінійними комбінаціями незалежних входів і самих станів. Отримані рівняння можна виразити в наступній компактній матричній формі.

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases}, \quad (2.3)$$

де $x(t)$ - вектор, що містить змінні стану (струми в котушках індуктивності та напруги в конденсаторах);

$u(t)$ - вектор незалежних входів (джерела напруги або струму);

$y(t)$ - вихідний вектор, який можна виразити як лінійну комбінацію станів;

A , B і C – матриці, які містять константи пропорційності.

Розглянемо тепер перетворювач, який працює в режимі безперервної провідності та керується ШІМ-сигналом, який показано на рисунку 2.8.

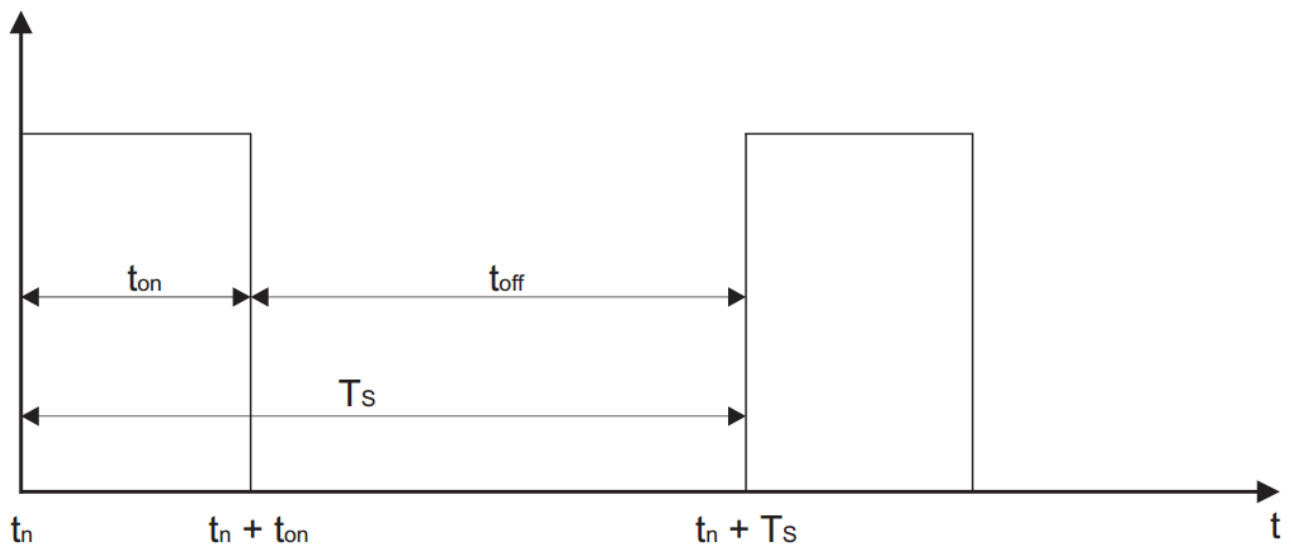


Рисунок 2.8 – ШІМ-сигнал керування

Завдяки перемиканню один і той же перетворювач перетворюється в інший електричне коло на кожному інтервалі часу. Сформулювавши закони Кірхгофа, отримано лінійні диференціальні рівняння, які моделюють динамічну поведінку цих двох схем.

Для інтервалу часу $[t_n, t_n + dT_s]$ отримаємо систему рівнянь стану:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A_{on}x(t) + B_{on}u(t) \\ y(t) = C_{on}x(t) \end{cases} \quad (2.4)$$

Для інтервалу часу $[t_n + dT_s, t_n + T_s]$ отримаємо іншу систему рівнянь стану:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A_{off}x(t) + B_{off}u(t) \\ y(t) = C_{off}x(t) \end{cases}, \quad (2.5)$$

де $d=t_{on}/T_s$ - це робочий цикл, а $t_n=kT_s$ вказує на початок n -го періоду прямокутного сигналу.

Зазвичай підсхеми, створені перемиканням, різні, і тому матриці A_{on} і B_{on} зазвичай відрізняються від A_{off} і B_{off} відповідно. Матриці C_{on} і C_{off} зазвичай однакові, тому що вихідний сигнал перетворювача однаковий в обох випадках. Отже, відтепер буде вважати, що $C_{on}=C_{off}=C$.

Щоб знайти представлення змінних стану перетворювача на рисунку 2.2, коли він працює в будь-якому з класичних режимів понижуючого, підвищувального і неінвертованого підвищувально-понижуючого режиму, запишемо рівняння, які описують поведінку електричних змінних i_L (струм у індуктивність) та v_c (напруга на вихідному конденсаторі) для двох кіл.

Ці два кола є результатом перемикання ключів $S1$ та $S4$. Для спрощення класичні режими понижуючий, підвищувальний і неінвертованого підвищувально-понижуючий зображені на рисунку 2.9.

В усіх випадках опір r_L включений послідовно з котушкою індуктивності, що представляє його втрати провідності. Цей параметр не тільки має вирішальне значення для ефективності, але також відіграє важливу роль у динаміці перетворювача.

Еквівалентний послідовний опір (або ESR) конденсатора може впливати на високочастотну характеристику схеми. Зазвичай відхилення незначні, якщо згаданий елемент вибрано відповідним чином (з використанням конденсаторів, розроблених з низьким ESR), або якщо скомбіновано кілька конденсаторів із різними діелектриками.

Транзистори будемо вважати ідеальними, тому що їх внутрішній опір (набагато нижчий, ніж у котушки індуктивності) якісно не порушує часові відгуки схеми.

Таблиця 2.1 підсумовує представлення у змінних стану, які виникають із формулювання законів Кірхгофа напруги та струму для трьох режимів роботи.

Режим	t_{on}	t_{off}
Понижувальний		
Підвищувальний		
Підвищувально-понижувальний неінвертуючий		

Рисунок 2.9 – Режими роботи підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги

Зазвичай передбачається, що призначений робочий цикл є однаковим у всіх випадках. Визначаючи вектор стану $x(t)=[i_L(t), v_c(t)]$, вхідний вектор $u(t)=V_{in}$ і вихідний вектор $y(t)=v_c(t)$, попередні результати можуть бути виражені в матричних формах (2.4) і (2.5), де відповідні матриці включені в таблицю 2.2.

Таблиця 2.1 Диференціальні рівняння для режимів роботи підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги

Режим	$t_n \leq t \leq t_n + dT_s$	$t_n + dT_s \leq t \leq t_n + T_s$
Понижувальний	$\frac{di_L}{dt} = -\frac{r_L}{L}i_L - \frac{1}{L}v_c + \frac{1}{L}V_{in}$ $\frac{dv_c}{dt} = \frac{1}{C}i_L - \frac{1}{R_L C}v_c$	$\frac{di_L}{dt} = -\frac{r_L}{L}i_L - \frac{1}{L}v_c$ $\frac{dv_c}{dt} = \frac{1}{C}i_L - \frac{1}{R_L C}v_c$
Підвищувальний	$\frac{di_L}{dt} = -\frac{r_L}{L}i_L + \frac{1}{L}V_{in}$ $\frac{dv_c}{dt} = -\frac{1}{R_L C}v_c$	$\frac{di_L}{dt} = -\frac{r_L}{L}i_L - \frac{1}{L}v_c + \frac{1}{L}V_{in}$ $\frac{dv_c}{dt} = \frac{1}{C}i_L - \frac{1}{R_L C}v_c$
Понижувально-підвищувальний	$\frac{di_L}{dt} = -\frac{r_L}{L}i_L + \frac{1}{L}V_{in}$ $\frac{dv_c}{dt} = -\frac{1}{R_L C}v_c$	$\frac{di_L}{dt} = -\frac{r_L}{L}i_L - \frac{1}{L}v_c$ $\frac{dv_c}{dt} = \frac{1}{C}i_L - \frac{1}{R_L C}v_c$

Таблиця 2.2 Матриці представлень у змінних стану для режимів роботи підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги

Режим	$t_n \leq t \leq t_n + dT_s$	$t_n + dT_s \leq t \leq t_n + T_s$
Понижувальний	$A_{on} = \begin{bmatrix} -r_L/L & -1/L \\ 1/C & -1/RC \end{bmatrix}$ $B_{on}^T = \begin{bmatrix} 1/L & 0 \end{bmatrix}$	$A_{off} = \begin{bmatrix} -r_L/L & -1/L \\ 1/C & -1/RC \end{bmatrix}$ $B_{off}^T = \begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix}$
Підвищувальний	$A_{on} = \begin{bmatrix} -r_L/L & 0 \\ 0 & -1/RC \end{bmatrix}$ $B_{on}^T = \begin{bmatrix} 1/L & 0 \end{bmatrix}$	$A_{off} = \begin{bmatrix} -r_L/L & -1/L \\ 1/C & -1/RC \end{bmatrix}$ $B_{off}^T = \begin{bmatrix} 1/L & 0 \end{bmatrix}$
Понижувально-підвищувальний	$A_{on} = \begin{bmatrix} -r_L/L & 0 \\ 0 & -1/RC \end{bmatrix}$ $B_{on}^T = \begin{bmatrix} 1/L & 0 \end{bmatrix}$	$A_{off} = \begin{bmatrix} -r_L/L & -1/L \\ 1/C & -1/RC \end{bmatrix}$ $B_{off}^T = \begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix}$

Можна побачити, що $A_{on}=A_{off}$ лише для понижувального режиму, а $B_{on}=B_{off}$ лише для підвищувального режиму. Однак, як згадувалося вище, матриця $C=[0 \ 1]$ є однаковою для всіх трьох режимів, оскільки на виході завжди є напруга на конденсаторі.

Ці представлення дозволяють просто відтворити поведінку перетворювача за допомогою будь-якої з доступних на даний момент програм для обчислення та моделювання. Однак переключена структура перешкоджає її аналізу та контролю за допомогою класичної теорії.

Тому в літературі були запропоновані різні підходи до моделювання. Методи усереднення та дискретного часу у версіях зі змінними стану описані нижче. Оскільки рівняння є явними та неперервними, їх можна лінеаризувати навколо номінальної робочої точки. Таким чином, можна виконати невеликий аналіз сигналу схеми.

Осцилограми напруги та струму в перетворювачі містять компоненти, пов'язані з частотою перемикавання. Також до складу входять інші компоненти нижчої частоти, викликані змінами, які відбуваються в колі.

Величини високочастотних членів малі, якщо схема розроблена таким чином, щоб мати досить малу пульсацію. Величина низькочастотних складових залежить не тільки від внесеної варіації, але й від відповіді, яку схема представляє на цю варіацію.

Мета методу усереднення базується на моделюванні низькочастотної динаміки, інформації, яка представляє особливий інтерес з точки зору керування, виключаючи зі змінних всю динаміку, пов'язану з перемиканням.

Оскільки пульсації є періодичними (із періодом T_s), їх можна усунути шляхом усереднення змінних за період перемикавання. Враховуючи також те, що середнє є комутативним з оператором похідної, диференціальне рівняння, яке моделює усереднені стани, може бути розраховано шляхом усереднення диференціальних рівнянь, які виникають у різних інтервалах протягом періоду перемикавання.

Коли перетворювачі працюють у режимі безперервної провідності, можна припустити, що напруги чи струми суттєво не відрізняються від своїх середніх значень. Крім того, зміни входів є досить повільними щодо частоти перемикавання. Ці припущення означають, що середні значення добутоків матриць і змінних можна вважати рівними добуткам середніх значень.

Комутована робота перетворювачів передбачає, що певна схема домінує в поведінці системи протягом певного інтервалу часу. Ця операція є циклічною, оскільки різні задіяні топології періодично повторюються. Оскільки схеми є лінійними, також легко знайти розв'язок диференціальних рівнянь для заданого часу.

Враховуючи початкову умову, різні підсистеми вирішуються з плином часу. Як описано нижче, ці дві характеристики роблять підхід моделювання з дискретним часом природним способом обробки цих систем. Насправді дискретні моделі виявилися набагато точнішими у передбаченні нелінійних явищ, які часто присутні в комутованих перетворювачах.

По суті, дискретна модель у змінних стану отримується шляхом інтегрування рівнянь безперервного стану за період перемикавання. Розглянемо систему в змінних стану. Тоді метою є знайти значення стану $x(tn+Ts)$ на основі попереднього відомого стану $x(tn)$, для якого спочатку потрібно знайти розв'язок системи для моменту $x(tn+dTs)$.

2.3 Висновки до другого розділу

1. Підвищувально-понижуючий перетворювач працює в понижуючому режимі при $d < 0,5$, а в підвищувальному режимі працює при $d > 0,5$. Співвідношення струмів на вході і виході можна отримати за принципом збереження енергії.

2. У відповідності до неінвертуючого режиму роботи підвищувально-понижуючого перетворювача, за один період завжди ввімкнено два транзистори, а отже, втрати у ввімкнутому режимі та в режимі перемикавання, які забезпечуються

ключами, подвоюються. Це означає, що його ефективність нижча, ніж у традиційному підвищувально-понижуючому перетворювачі. Однак використання MOSFET транзисторів замість діодів надає цій неінвертуючій схемі додаткову перевагу та гнучкість.

3. Завдяки незалежній роботі транзисторів, багато з побудованих на практиці підвищувально-понижуючих перетворювачів фактично працюють, в залежності від значення вхідної напруги по відношенню до вихідної.

4. Суть методу керування підвищувально-понижуючим перетворювачем постійної напруги полягає у тому, щоб перетворювач працював по-різному залежно від рівня вхідної напруги V_{in} , щоб досягти кращої ефективності роботи системи.

5. У підвищувально-понижуючому перетворювачі постійної напруги має бути контур керування з прямим зв'язком, який точно встановлює, в якому режимі має працювати підвищувально-понижуючий перетворювач постійної напруги залежно від значення вхідної напруги.

6. Контур керування з прямим зв'язком не здатний регулювати вихідну напругу в разі збурень параметрів або змін у навантаженні. З цієї причини необхідно додати другий контур керування, але вже зі зворотним зв'язком. Він буде діяти через робочий цикл ключів відповідно до похибки між вихідною напругою і бажаним опорним значенням.

7. Контур керування зі зворотним зв'язком відповідає за регулювання вихідної напруги широтно-імпульсного перетворювача з чотирьох ключів шляхом вимірювання вихідної напруги та впливу на шпаруватість ШІМ-сигналів у кожному періоді перемикання.

3 ІМІТАЦІЙНА МОДЕЛЬ МЕТОДУ КЕРУВАННЯ ПІДВИЩУВАЛЬНО-ПОНИЖИЮЧИМ ПЕРЕТВОРЮВАЧЕМ ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ

3.1 Особливості імітаційної моделі підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги

В процесі розробки імітаційної моделі підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги спочатку необхідно задати початкові значення, які будуть визначати умови моделювання.

На рисунку 3.1 зображена схема підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги, яка використовується для побудови імітаційної моделі.

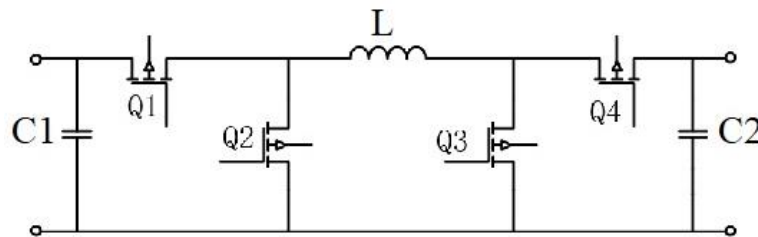


Рисунок 3.1 – Схема підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги, яка використовується для побудови імітаційної моделі

Для схеми підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги, яка використовується для побудови імітаційної моделі, задамо параметри для імітаційного моделювання.

1. Задамо параметри, які стосуються роботи підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги:

- мінімальна напруга на вході підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги - $V_{in_min} = 12$ В;

- максимальна напруга на вході підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги - $V_{in_max} = 48$ В;

- номінальна напруга на вході підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги - $V_{in_nom} = 24$ В;

- мінімальна напруга на виході підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги - $V_{out_min} = 5$ В;

- максимальна напруга на вході підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги - $V_{out_max} = 48$ В;

- номінальна напруга на виході підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги - $V_{out_nom} = 24$ В.

Задамо номінальний і максимальний вихідний струм підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги:

- номінальний вихідний струм підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги - $I_{out_nom} = 5$ А.

- максимальний вихідний струм підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги - $I_{out_max} = 5$ А;

- задамо робочу частоту підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги - $f_{switch} = 200$ кГц.

Виконаємо розрахунок параметрів елементів схеми підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги.

2. Виконаємо розрахунок індуктивності підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги.

1. Розрахуємо значення мінімального коефіцієнта заповнення імпульсів.

$$D_{min} = \frac{V_{out_min}}{V_{in_max}} \cdot 100 \% = \frac{5}{48} \cdot 100 \% = 10,417 \%. \quad (3.1)$$

2. Розрахуємо величину пульсації струму індуктивності (25% від максимальної номінальної вихідного струму) котушки індуктивності.

$$\Delta I_L = 0,25 \cdot I_{out_nom} = 0,25 \cdot 5 = 1,25 \text{ А}. \quad (3.2)$$

3. Розрахуємо мінімальну необхідну індуктивність котушки індуктивності в понижувальному режимі.

$$L_{minBuck} = \frac{V_{out_min}}{\Delta I_L \cdot f_{switch}} (1 - D_{min}) =$$

$$= \frac{5}{1,25 \cdot 200 \cdot 10^3} (1 - 0,10417) = 17,917 \text{ мкГн.} \quad (3.3)$$

Розрахуємо коефіцієнт заповнення імпульсів в підвищувальному режимі.

$$D_{Bo} = \left(1 - \frac{V_{in_nom}}{V_{out_max}}\right) \cdot 100 \% = \left(1 - \frac{24}{48}\right) \cdot 100 \% = 50 \%. \quad (3.4)$$

Розрахуємо мінімальну необхідну індуктивність котушки індуктивності в підвищувальному режимі для мінімального струму $I_{minb} = 1 \text{ А}$.

$$L_{minBoost} = \frac{V_{out_max} \cdot D_{Bo} \cdot (1 - D_{Bo})^2}{2 \cdot I_{minb} \cdot f_{switch}} = \frac{48 \cdot 0,5 \cdot (1 - 0,5)^2}{2 \cdot 1 \cdot 200 \cdot 10^3} = 15 \text{ мГн.} \quad (3.5)$$

Виходячи з наведених вище результатів розрахунку, виберемо індуктивність з певним запасом для понижувального і підвищувального режимів $L_{BB} = 22 \text{ мкГн}$.

Результатом розрахунку згідно з формулою є мінімальне значення індуктивності, яке гарантує, що струм пульсацій може відповідати попередньо встановленому значенню, тому вибираємо індуктивність котушки індуктивності більшою за результат розрахунку. Крім того, слід враховувати, що струм насичення котушки індуктивності, ніж піковий струм.

3. Розрахуємо вихідну ємність $C2$ підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги.

1. Прийmemo рівень пульсації вихідної напруги $\Delta V_{out} = 0,05 \text{ В}$.

2. Розрахуємо мінімальну величину вихідної ємності в понижуючому режимі.

$$\begin{aligned}
 C_{minBuck} &= \frac{V_{out_min} \left(1 - \frac{V_{out_min}}{V_{in_min}}\right)}{8L_{BB}\Delta V_{out}f_{switch}} = \\
 &= \frac{5 \cdot \left(1 - \frac{5}{12}\right)}{8 \cdot 22 \cdot 10^{-6} \cdot 0,05 \cdot 200 \cdot 10^3} = 12,725 \text{ мкФ}.
 \end{aligned} \tag{3.6}$$

3. Розрахуємо мінімальну величину вихідної ємності в підвищувальному режимі.

$$C_{minBoost} = \frac{I_{out_nom} \cdot \left(1 - \frac{V_{in_min}}{V_{out_max}}\right)}{\Delta V_{out} \cdot f_{switch}} = \frac{5 \cdot \left(1 - \frac{12}{48}\right)}{0,05 \cdot 200^3} = 375 \text{ мкФ}. \tag{3.7}$$

Виберемо два конденсатори по 220 мкФ, які ввімкнемо паралельно, на загальну вихідну ємність $C_{BB} = 440$ мкФ.

4. Виконаємо розрахунок підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги в понижуючому режимі за допомогою програмного середовища MathCAD.

1. Запишемо функцію залежності коефіцієнта заповнення імпульсів від вхідної та вихідної напруги v_{in} та v_{out} відповідно:

$$D(v_{in}, v_{out}) := \frac{v_{out}}{v_{in}}. \tag{3.8}$$

2. Запишемо функцію залежності періода імпульсів від вхідної та вихідної напруги v_{in} та v_{out} відповідно:

$$T_{on}(v_{in}, v_{out}) := D(v_{in}, v_{out}) \frac{1}{f_{switch}}. \tag{3.9}$$

3. Запишемо функцію залежності пульсацій струму котушки індуктивності від вхідної та вихідної напруги v_{in} та v_{out} відповідно:

$$\Delta i(v_{in}, v_{out}) = \frac{v_{in} - v_{out}}{L_{BB}} T_{on}(v_{in}, v_{out}). \quad (3.10)$$

4. Запишемо функцію побудови графіка струму котушки індуктивності від вхідної, вихідної напруги v_{in} та v_{out} , номінального вихідного струму i_o та часу t відповідно:

$$I_L(v_{in}, v_{out}, i_o, t) = \begin{cases} i_o - \frac{1}{2} \Delta i(v_{in}, v_{out}) + \frac{v_{in} - v_{out}}{L_{BB}} \text{mod}\left(t, \frac{1}{f_{switch}}\right) & \text{if } \leq \text{mod}\left(t, \frac{1}{f_{switch}}\right) < T_{on}(v_{in}, v_{out}) \\ i_o + \frac{1}{2} \Delta i(v_{in}, v_{out}) - \frac{v_{out}}{L_{BB}} \left(\text{mod}\left(t, \frac{1}{f_{switch}}\right) - T_{on}(v_{in}, v_{out})\right) & \text{if } T_{on}(v_{in}, v_{out}) \leq \text{mod}\left(t, \frac{1}{f_{switch}}\right) < \frac{1}{f_{switch}} \end{cases}. \quad (3.11)$$

На рисунку 3.2 зображено графіки струму котушки індуктивності для двох значень вихідної напруги $V_{out_nom} = 24$ В та $V_{out_min} = 5$ В відповідно.

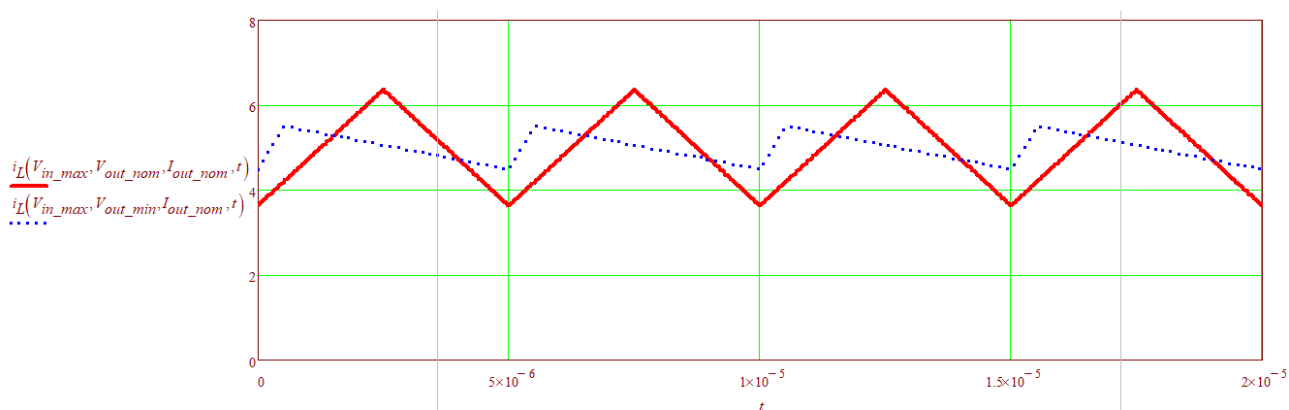


Рисунок 3.2 – Графіки струму котушки індуктивності для двох значень вихідної напруги $V_{out_nom} = 24$ В та $V_{out_min} = 5$ В відповідно

4. Запишемо функцію побудови графіка струму польового транзистора від вхідної, вихідної напруги v_{in} та v_{out} , номінального вихідного струму i_o та часу t відповідно:

$$i_{mosup}(v_{in}, v_{out}, i_o, t) =$$

$$= \begin{cases} i_o - \frac{1}{2} \Delta i(v_{in}, v_{out}) + \frac{v_{in} - v_{out}}{L_{BB}} \text{mod}\left(t, \frac{1}{f_{switch}}\right) & \text{if } t \leq \text{mod}\left(t, \frac{1}{f_{switch}}\right) < T_{on}(v_{in}, v_{out}) \\ 0 & \text{if } T_{on}(v_{in}, v_{out}) \leq \text{mod}\left(t, \frac{1}{f_{switch}}\right) < \frac{1}{f_{switch}} \end{cases} \quad (3.12)$$

На рисунку 3.3 зображено графіки струму струму польового транзистора для двох значень вихідної напруги $V_{out_nom} = 24$ В та $V_{out_min} = 5$ В відповідно.

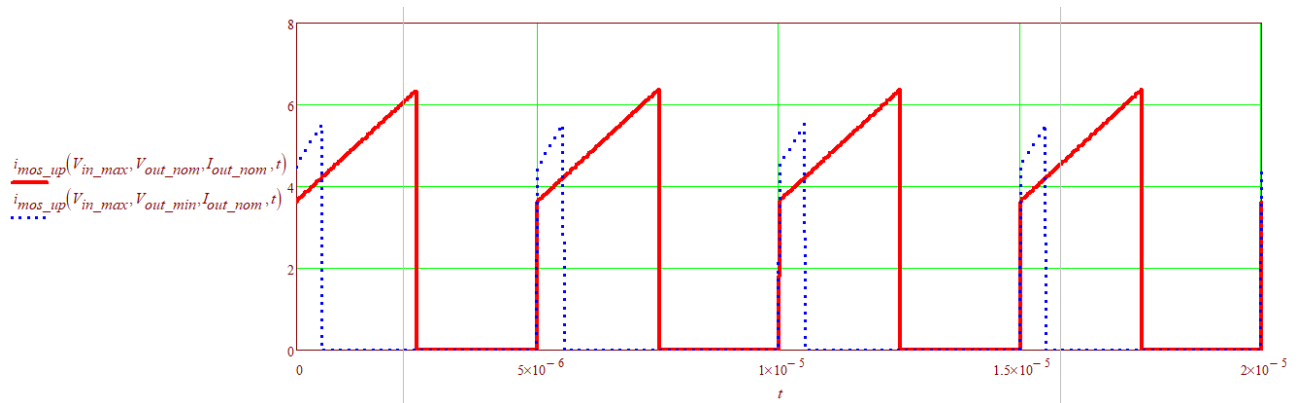


Рисунок 3.3 – Графіки струму польового транзистора для двох значень вихідної напруги $V_{out_nom} = 24$ В та $V_{out_min} = 5$ В відповідно

3.2 Імітаційне моделювання підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги в середовищі PSIM

PSIM - це програмне забезпечення для комп'ютерного моделювання, спеціально розроблене для аналізу та проектування силової електроніки та моторних приводів. Він забезпечує потужне середовище моделювання та проектування для імпульсних джерел живлення, аналогового/цифрового керування та електроприводів.

Середовище моделювання PSIM складається з програми розробки схем PSIM, механізму моделювання та програми перегляду результатів моделювання SIMVIEW.

На рисунку 3.4 зображена схема підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги в середовищі PSIM, яка буде використана для імітаційного моделювання.

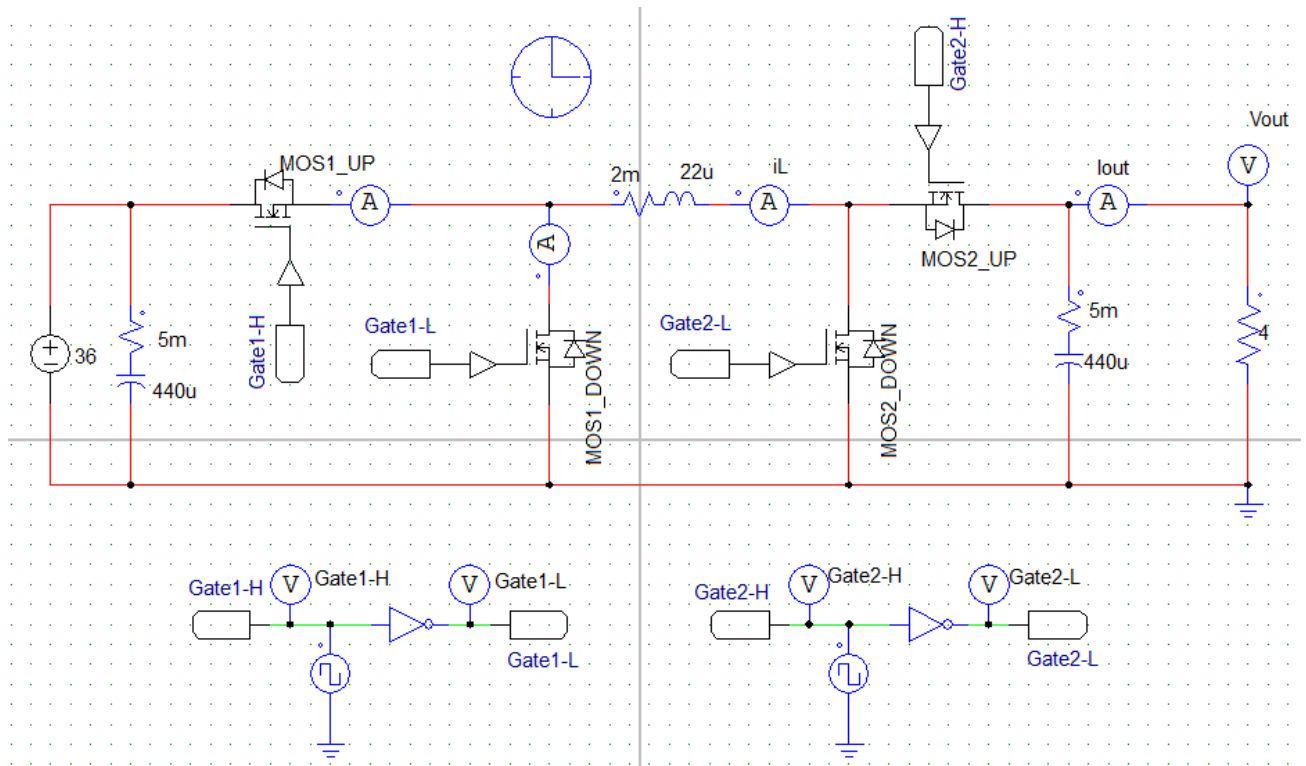


Рисунок 3.4 – Схема підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги в середовищі PSIM

Схема підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги в середовищі PSIM складається з наступних елементів. Живлення схеми підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги в середовищі PSIM здійснюється від джерела постійної напруги $E=36$ В.

На вході та виході схеми підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги в середовищі PSIM розміщені конденсатори $C1=C2=440$ мкФ, які характеризуються низькими активними внутрішніми опорами $R_{вн}=5$ мОм.

Комутація в схемі підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги в середовищі PSIM відбувається за допомогою чотирьох польових транзисторів MOS1_UP, MOS1_DOWN, MOS2_UP та MOS2_DOWN. Усі польові транзистори характеризуються низькими активними внутрішніми опорами $R_{вн}=5$ мОм.

Інтерфейс завдання параметрів польових транзисторів зображений на рисунку 3.5.

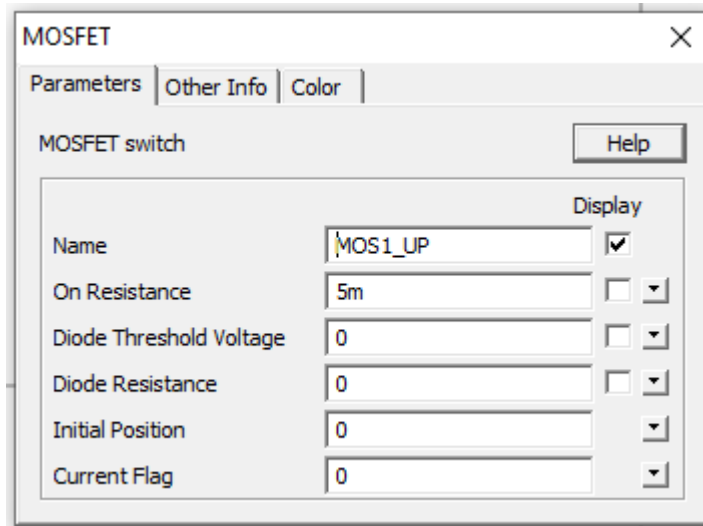


Рисунок 3.5 – Інтерфейс завдання параметрів польових транзисторів

Також до складу схеми підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги в середовищі PSIM входить котушка індуктивності $L=22$ мкГн із низьким активним внутрішнім опором $R_{вн}=2$ мОм.

Керування польовими транзисторами здійснюється за допомогою двох джерел сигналів прямокутної форми, які зображені на рисунку 3.6.

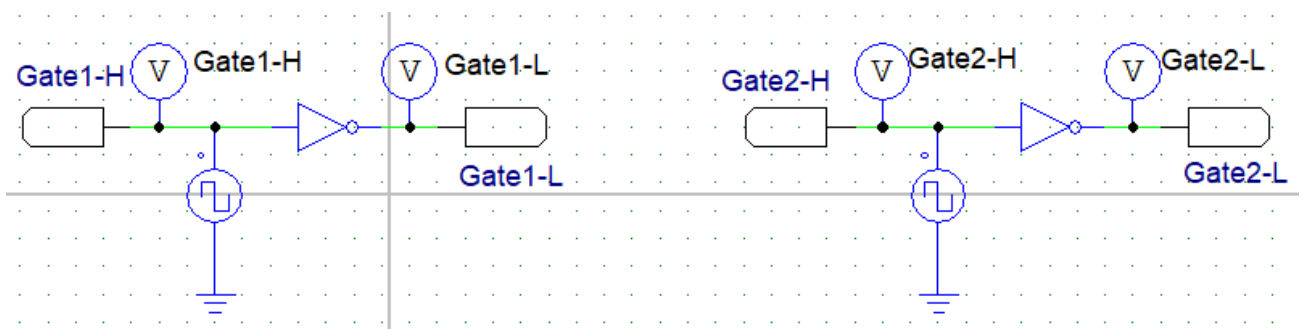


Рисунок 3.6 – Два джерела сигналів прямокутної форми

Імітаційне моделювання підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги в середовищі PSIM розпочнемо із дослідження його роботи в понижувальному режимі. Для цього задамо коефіцієнт заповнення імпульсів польових транзисторів MOS1_UP та MOS1_DOWN на рівні 50 %. Інтерфейс користувача джерела сигналу прямокутної форми, яке керує польовими транзисторамв MOS1_UP та MOS1_DOWN зображено на рисунку 3.7.

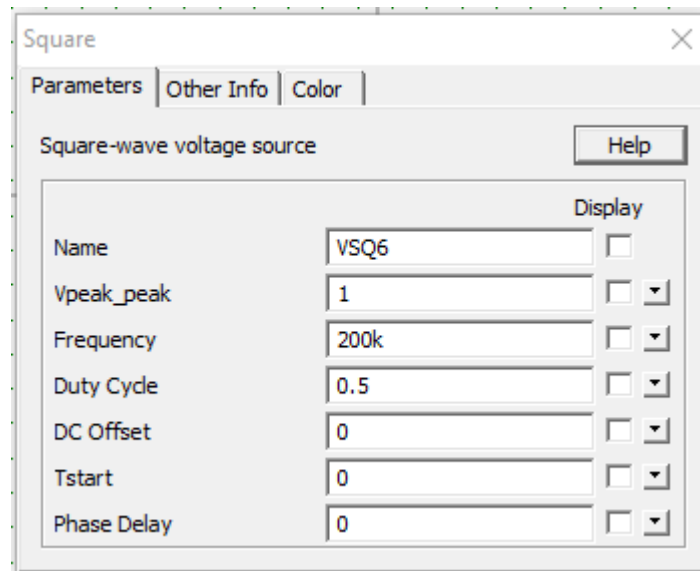


Рисунок 3.7 – Інтерфейс користувача джерела сигналу прямокутної форми, яке керує польовими транзисторами MOS1_UP та MOS1_DOWN

Амплітуда сигналу керування складає 1 В, а частота сигналу керування дорівнює 200 кГц. Інтерфейс користувача джерела сигналу прямокутної форми, яке керує польовим транзистором MOS2_UP зображено на рисунку 3.8.

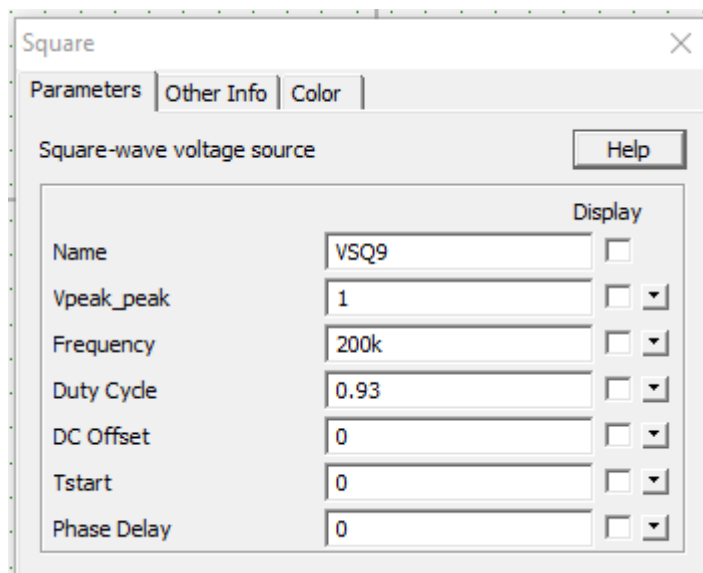


Рисунок 3.8 – Інтерфейс користувача джерела сигналу прямокутної форми, яке керує польовим транзистором MOS2_UP

Коефіцієнт заповнення імпульсів польового транзистора MOS2_UP дорівнює 93 %, а це означає, що цей польовий транзистор відкритий. Коефіцієнт заповнення імпульсів польового транзистора MOS1_DOWN дорівнює 7 %, а це означає, що цей польовий транзистор закритий.

На рисунку 3.9 зображено графік вихідної напруги підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги в понижувальному режимі роботи.

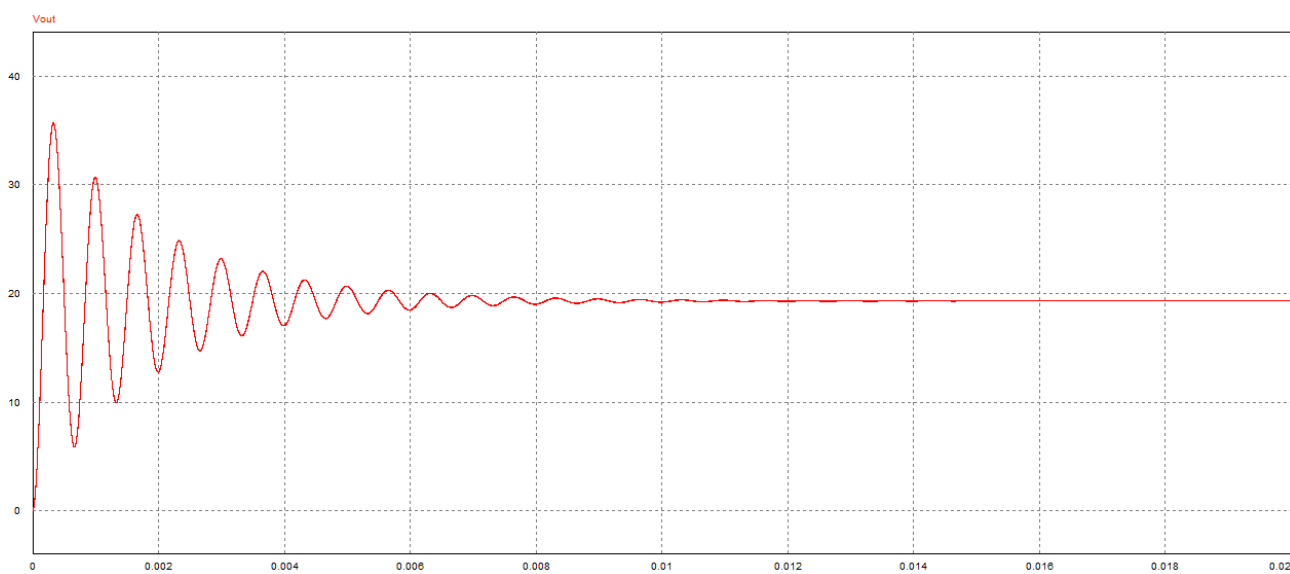


Рисунок 3.9 – Графік вихідної напруги підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги в понижувальному режимі роботи

Аналізуючи графік вихідної напруги підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги в понижувальному режимі роботи, який зображено на рисунку 3.9, можна зробити висновок про значні пульсації вихідної напруги на початку періоду комутації протягом 5 мс.

Це значний недолік схеми підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги в понижувальному режимі роботи без контура зворотнього зв'язку.

На рисунку 3.10 зображено графік струму котушки індуктивності підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги в понижувальному режимі роботи.

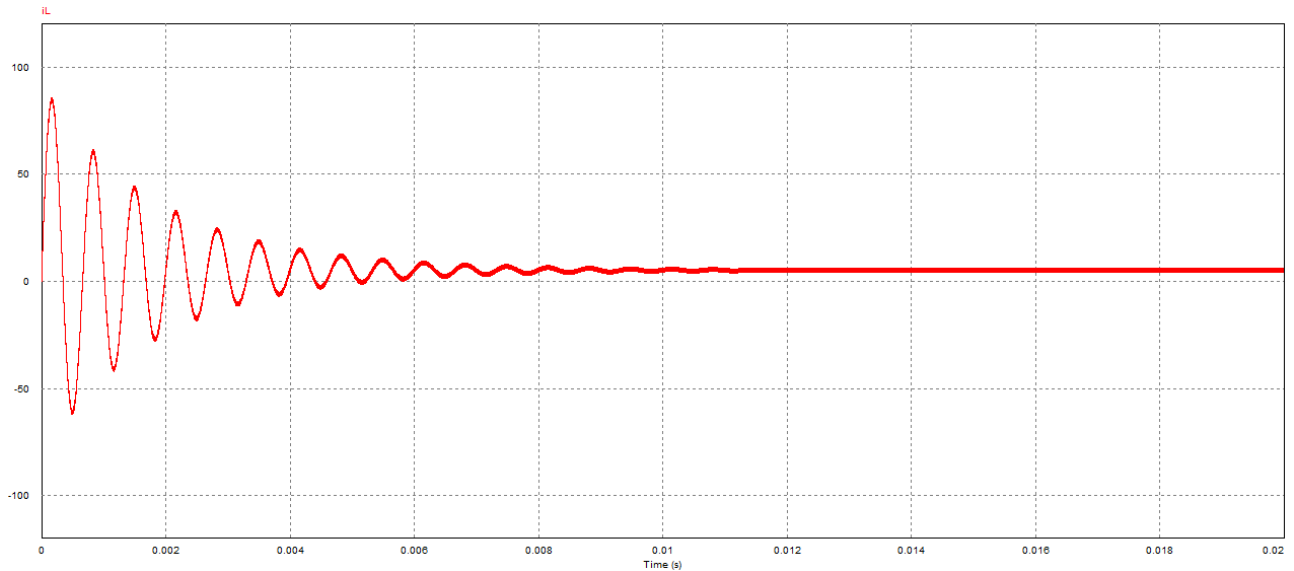


Рисунок 3.10 – Графік струму котушки індуктивності підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги в понижувальному режимі роботи

Аналізуючи графік струму котушки індуктивності підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги в понижувальному режимі роботи, який зображено на рисунку 3.10, можна зробити висновок про значні пульсації вихідного струму на початку періоду комутації протягом 5 мс.

На рисунку 3.11 зображено графік струму польового транзистора MOS1_UP підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги в понижувальному режимі роботи.

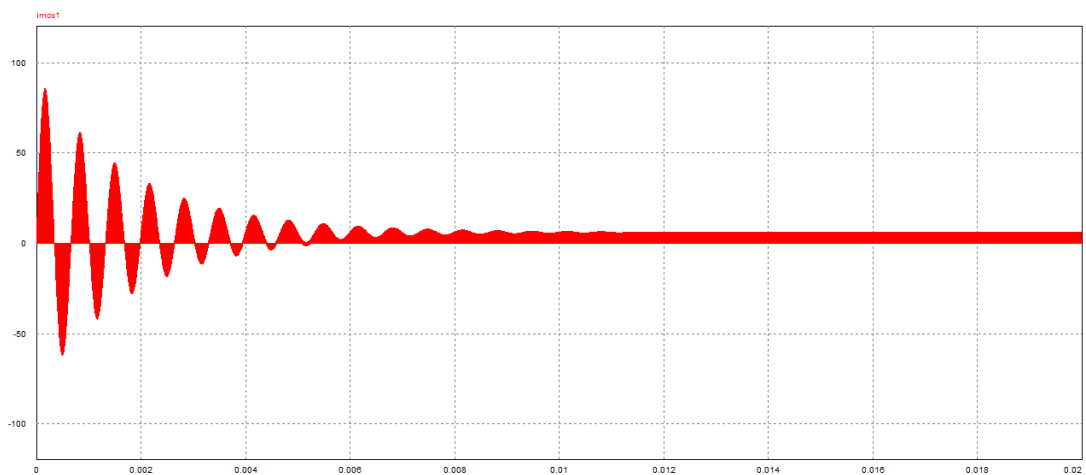


Рисунок 3.11 – Графік струму струму польового транзистора MOS1_UP

Аналізуючи графік струму струму струму польового транзистора MOS1_UP підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги в понижувальному режимі роботи, який зображено на рисунку 3.11, можна зробити висновок про значні пульсації вихідного струму на початку періоду комутації протягом 5 мс.

3.3 Імітаційне моделювання методу керування підвищувально-понижуючим перетворювачем постійної напруги

Суть методу керування підвищувально-понижуючим перетворювачем постійної напруги полягає у використанні ПД-регулятора для керування вихідною напругою.

Операторний запис комплексного коефіцієнта передачі підвищувально-понижуючим перетворювачем постійної напруги описується виразом (3.13).

$$G_{vd}(s) = V_g \frac{1 + s/\omega_{zc}}{1 + s/Q\omega_0 + s^2/\omega_0^2} = G_{vd0} \frac{1 + s/\omega_{zc}}{1 + s/Q\omega_0 + s^2/\omega_0^2} \quad (3.13)$$

де $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ - власна частота послідовного LC контура;

$Q = \frac{1}{\omega_0[L/R + (R_L + R_C)C]}$ - добротність послідовного LC контура;

$\omega_{zc} = \frac{1}{R_C C}$ - частота нуля.

Розрахуємо власну частоту послідовного LC контура.

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{BB} \cdot C_{out}}} = \frac{1}{\sqrt{15 \cdot 10^{-6} \cdot 440 \cdot 10^{-6}}} = 1,231 \cdot 10^4 \text{ рад/с.} \quad (3.14)$$

Розрахуємо частоту втрат в індуктивності послідовного LC контура.

$$\omega_L = \frac{R_L}{L_{BB}} = \frac{2 \cdot 10^{-3}}{15 \cdot 10^{-6}} = 133,333 \text{ рад/с.} \quad (3.15)$$

Розрахуємо частоту нуля послідовного LC контура.

$$\omega_{zc} = \frac{1}{R_{Cout} \cdot C_{out}} = \frac{1}{5 \cdot 10^{-3} \cdot 440 \cdot 10^{-6}} = 4,545 \times 10^5 \text{ рад/с.} \quad (3.16)$$

Розрахуємо добротність послідовного LC контура послідовного LC контура.

$$Q(V_{out}, I_{out}) = \frac{1}{\omega_0 \cdot \left[\frac{L_{BB}}{\frac{V_{out}}{I_{out}}} + (R_L + R_{Cout}) \cdot C_{out} \right]} =$$

$$= \frac{1}{1,231 \cdot 10^4 \cdot \left[\frac{15 \cdot 10^{-6}}{\frac{40}{5}} + (2 \cdot 10^{-3} + 5 \cdot 10^{-3}) \cdot 440 \cdot 10^{-6} \right]} = 16,396. \quad (3.17)$$

Розрахуємо коефіцієнт передачі резистивного подільника напруги.

$$G_{div} = \frac{3,3 \cdot 10^3}{68k \cdot 10^3} = 0,049. \quad (3.18)$$

Розрахуємо коефіцієнт передачі АЦП.

$$G_{sample} = \frac{1}{3,3} = 0,303. \quad (3.19)$$

Виконаємо розрахунок амплітудно-частотної та фазо-частотної характеристик підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги в понижуючому режимі за допомогою програмного середовища MathCAD.

$$G_{vd}(f) = \left| A \leftarrow V_{in} \frac{1 + \frac{s}{\omega_{zc}}}{1 + \frac{s}{Q(V_{out}, I_{out}) \cdot \omega_0} + \frac{s^2}{\omega_0^2}} G_{div} \cdot G_{sample} \right| \quad (3.20)$$

Розрахуємо амплітудно-частотну характеристику підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги в понижуючому режимі.

$$GAIN_{vd}(f) = 20 \log(|G_{vd}(f)|). \quad (3.21)$$

Амплітудно-частотна характеристика підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги в понижуючому режимі зображена на рисунку 3.11.

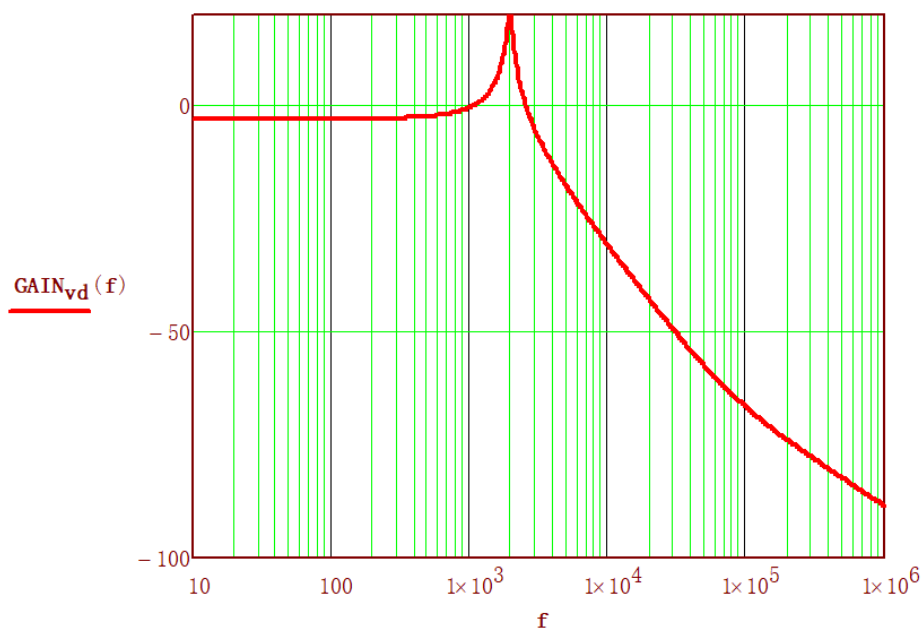


Рисунок 3.11 – Графік амплітудно-частотної характеристики підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги в понижуючому режимі

Розрахуємо фазо-частотну характеристику підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги в понижуючому режимі.

$$Phase_{vd}(f) = \arg(G_{vd}(f)) \cdot \frac{180}{\pi}. \quad (3.22)$$

Фазо-частотна характеристика підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги в понижуючому режимі зображена на рисунку 3.12.

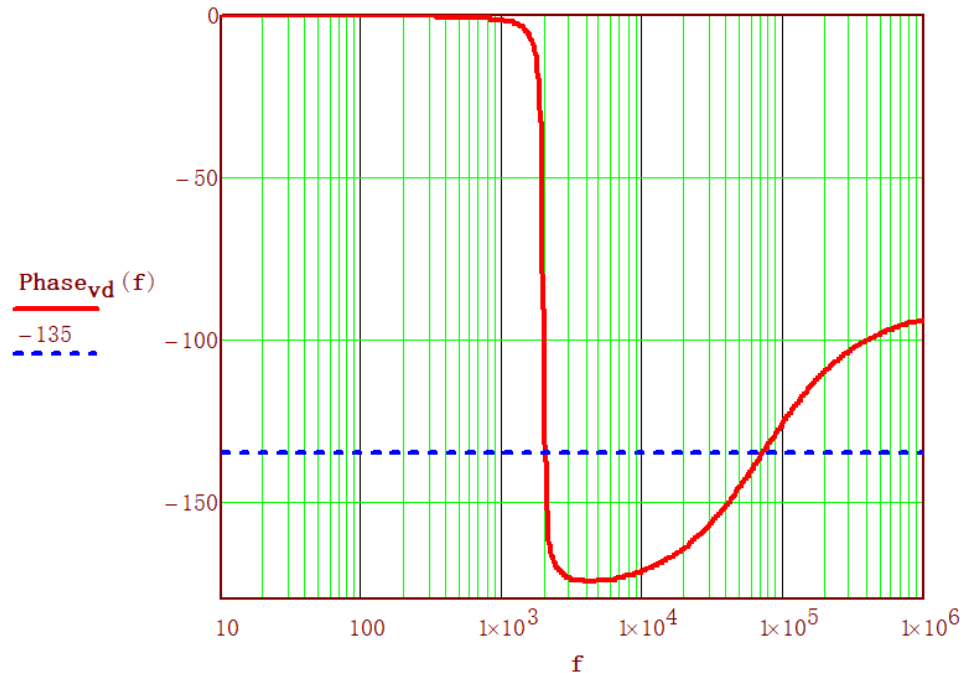


Рисунок 3.12 – Графік фазо-частотної характеристики підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги в понижуючому режимі

Задамо частоту кросовера підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги в понижуючому режимі $f_{Cross} = 3$ кГц. Розрахуємо відповідне значення коефіцієнта передачі для частоти кросовера.

$$Gain = Gain_{vd}(f_{Cross}) = -5,613 \text{ дБ}. \quad (3.23)$$

Розрахуємо значення, що відповідає фактичному коефіцієнту підсилення.

$$GAIN_s = (10)^{\frac{Gain}{20}} = 0,524. \quad (3.24)$$

Використаємо дві нульові точки для компенсації.

$$f_{z1} = 0,5 \text{ кГц}; f_{z2} = 0,5 \text{ кГц}; \quad (3.25)$$

$$\omega_{z1} = 2\pi \cdot f_{z1} = 3,142 \times 10^3 \text{ рад/с}; \omega_{z2} = 2\pi \cdot f_{z2} = 3,142 \times 10^3 \text{ рад/с}. \quad (3.26)$$

Задамо початкове значення коефіцієнта підсилення $K_s = 1000$ (фактичне значення K_s буде розраховано пізніше на основі частоти кросовера).

$$G_{PID}(f) = K_s \frac{(1 + \frac{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f}{\omega_{z1}}) \cdot (1 + \frac{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f}{\omega_{z2}})}{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f}. \quad (3.27)$$

Коефіцієнт підсилення передавальної функції ПІД-регулятора на частоті кросовера плюс коефіцієнт підсилення петлі зворотнього зв'язку дорівнює 0. Розрахуємо значення K_s .

$$G_{PID_S}(K_s) = \left| K_s \frac{(1 + \frac{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{Cross}}{\omega_{z1}}) \cdot (1 + \frac{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{Cross}}{\omega_{z2}})}{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{Cross}} \right| - \frac{1}{GAIN_s}, \quad (3.28)$$

$$K_{SC} = \text{root}(G_{PID_S}(K_s), K_s) = 972,225, \quad (3.29)$$

Побудуємо передавальну функцію ПІД-регулятора підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги в понижуючому режимі.

$$G_{PIDc}(f) = K_{sc} \cdot \frac{(1 + \frac{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f}{\omega_{z1}}) \cdot (1 + \frac{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f}{\omega_{z2}})}{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f}. \quad (3.30)$$

Розрахуємо амплітудно-частотну характеристику ПІД-регулятора підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги в понижуючому режимі.

$$GAIN_{PIDc}(f) = 20 \cdot (\log(|G_{PIDc}(f)|)). \quad (3.31)$$

Амплітудно-частотна характеристика ПД-регулятора підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги в понижуючому режимі зображена на рисунку 3.13.

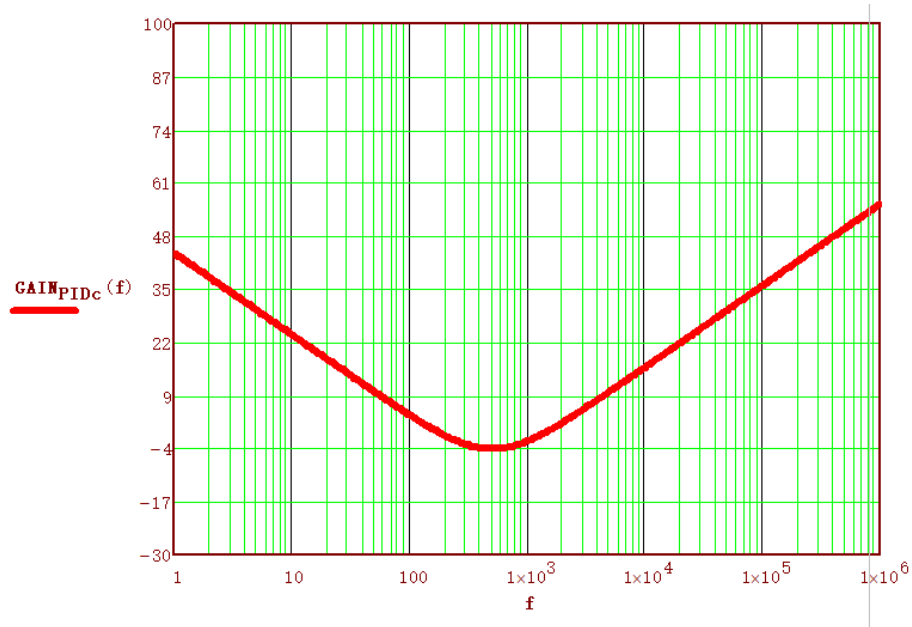


Рисунок 3.13 – Графік амплітудно-частотної характеристики ПД-регулятора підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги в понижуючому режимі

Розрахуємо фазо-частотну характеристику ПД-регулятора підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги в понижуючому режимі.

$$PHASE_{PIDc}(f) = \arg(G_{PIDc}(f)) \frac{180}{\pi}. \quad (3.32)$$

Фазо-частотна характеристика ПД-регулятора підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги в понижуючому режимі зображена на рисунку 3.14.

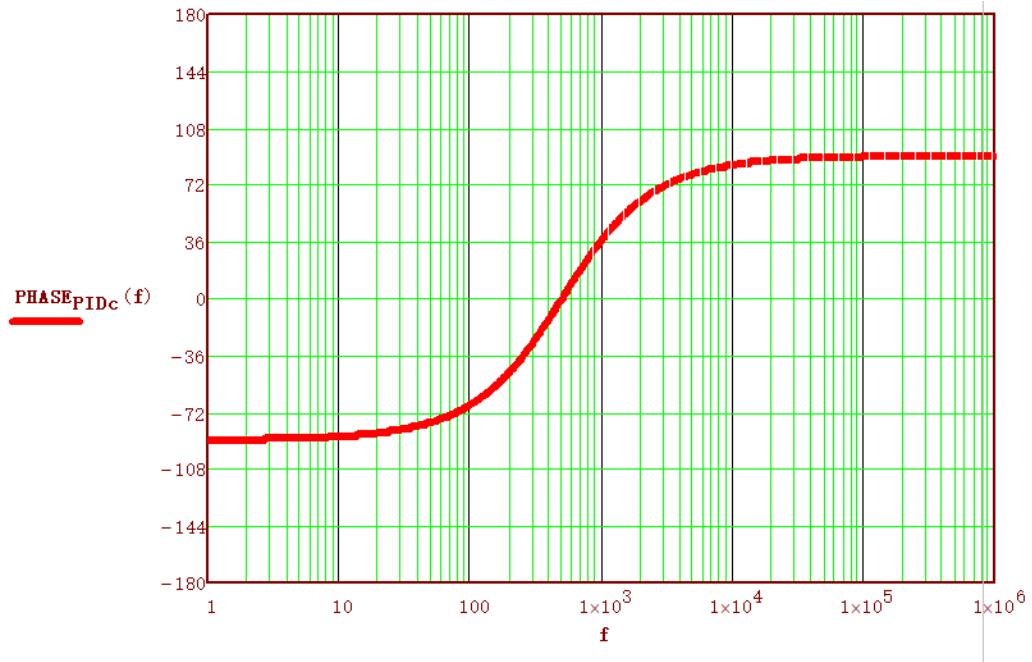


Рисунок 3.14 – Графік фазо-частотної характеристики ПІД-регулятора підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги в понижуючому режимі

Розрахуємо ефект компенсації ПІД-регулятора підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги в понижуючому режимі. На рисунку 3.15 зображено загальну амплітудно-частотну характеристику ПІД-регулятора підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги в понижуючому режимі.

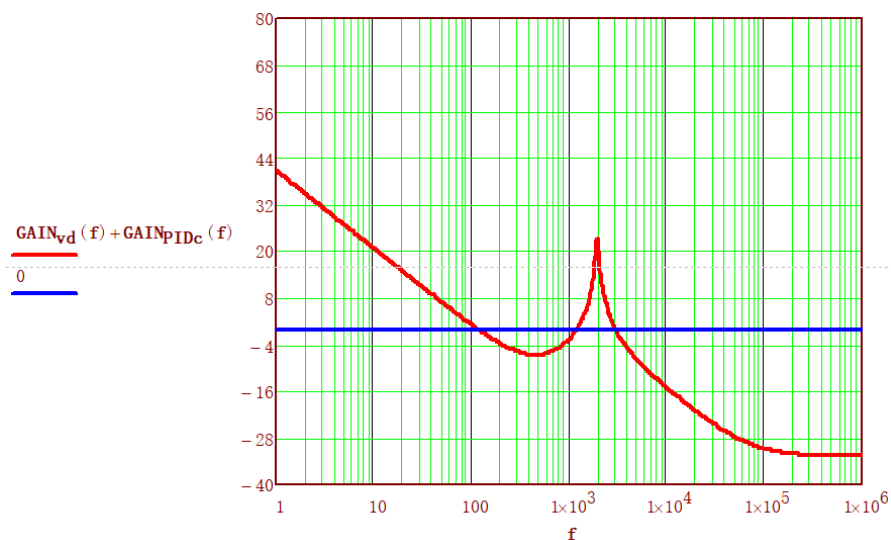


Рисунок 3.15 – Графік загальної амплітудно-частотної характеристики

На рисунку 3.16 зображено загальну фазо-частотну характеристику ПІД-регулятора підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги в понижуючому режимі.

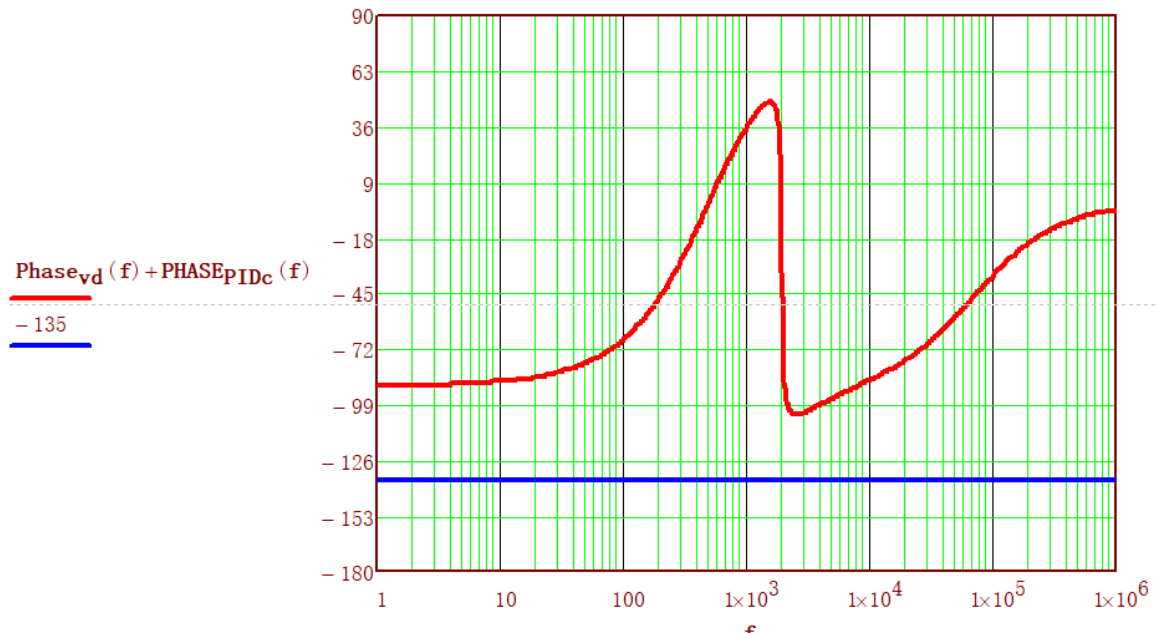


Рисунок 3.16 – Графік загальної фазо-частотної характеристики

Розрахуємо запас по фазі:

$$Phase_{VD}(f_{cross}) + PHASE_{PIDc}(f_{cross}) + 180^\circ = 77,422^\circ. \quad (3.33)$$

Розрахуємо запас по амплітуді:

$$GAIN_{VD}(10^6) + GAIN_{PIDc}(10^6) = -32,676 \text{ дБ}. \quad (3.34)$$

Виконаємо z-перетворення передавальної функції ПІД-регулятора. Для цього задамо частоту комутації польових транзисторів $f_{sample} = 200$ кГц. Тоді період комутуючих сигналів визначається виразом:

$$T_s = \frac{1}{f_{sample}} = 5 \cdot 10^{-6} \text{ с}. \quad (3.35)$$

Передавальну функцію ПІД-регулятора підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги в понижуючому режимі запишемо у вигляді:

$$G_{PIDc}(s) = K_{sc} \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{z1}}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{z2}}\right)}{s} = \frac{K_{sc} + K_{sc} \left(\frac{1}{\omega_{z1}} + \frac{1}{\omega_{z2}}\right) \cdot s + \frac{K_{sc}}{\omega_{z1} \cdot \omega_{z2}} \cdot s^2}{s}. \quad (3.36)$$

У виразі (3.36) позначимо наступні коефіцієнти чисельника:

$$A_0 = K_{sc} = 972,225; \quad (3.37)$$

$$A_1 = K_{sc} \cdot \left(\frac{1}{\omega_{z1}} + \frac{1}{\omega_{z2}}\right) = 0,619; \quad (3.38)$$

$$A_2 = \frac{K_{sc}}{\omega_{z1} \cdot \omega_{z2}} = 9,851 \cdot 10^{-5}. \quad (3.39)$$

Далі передавальну функцію ПІД-регулятора підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги в понижуючому режимі перезапишемо у вигляді:

$$G_{PIDc}(s) = \frac{A_0 + A_1 \cdot s + A_2 \cdot s^2}{s}. \quad (3.40)$$

Для отримання z-перетворення передавальної функції ПІД-регулятора (3.40) зробимо заміну:

$$s = \frac{1 - z^{-1}}{T_s}. \quad (3.41)$$

В результаті отримаємо z-перетворення передавальної функції ПІД-регулятора:

$$G_{PID}(z) = \frac{b_0 \cdot z^2 + b_1 \cdot z^1 + b_2}{z^2 + a_1 \cdot z^1 + a_2}. \quad (3.42)$$

У виразі z -перетворення передавальної функції ПД-регулятора (3.42) розрахуємо значення коефіцієнтів чисельника та знаменника:

$$b_0 = A_0 \cdot T_s + A_1 + \frac{A_2}{T_s} = 20,325; \quad (3.43)$$

$$b_1 = -A_1 - \frac{2A_2}{T_s} = -40,022; \quad (3.44)$$

$$b_2 = \frac{A_2}{T_s} = 19,701; \quad (3.45)$$

$$a_1 = -1; \quad (3.46)$$

$$a_2 = 0. \quad (3.47)$$

Контур управління зі зворотним зв'язком відповідає за регулювання вихідної напруги широтно-імпульсного перетворювача із чотирьох ключів шляхом вимірювання вихідної напруги та впливу на шпаруватість ШІМ-сигналів у кожному періоді перемикання.

Обрана структура складається з одного контролера, спільного для всіх можливих режимів роботи схеми. Такий тип релаксації має перевагу в тому, що не потрібно перемикати контролери при зміні режиму. Однак він має недолік, який полягає в тому, що необхідно вибрати контролер, здатний поглинати динаміку всіх режимів роботи за рахунок не обов'язкового досягнення достатньо відповідної продуктивності в кожному режимі.

Як показано на рисунку 3.17, контур керування зі зворотним зв'язком складається з блоку $H_1(s)$, який відповідає за формування вихідної напруги, тих самих блоків АЦП та ЦАП, що й контур прямого зв'язку, та блоку регулятора $D(z)$, який генерує малі зміни коефіцієнта заповнення імпульсів.

Стационарне значення цієї змінної обчислюється контуром прямого зв'язку для кожного з режимів роботи. На рисунку 3.18 показано уточнену схему контуру зворотного зв'язку для кожного режиму роботи.

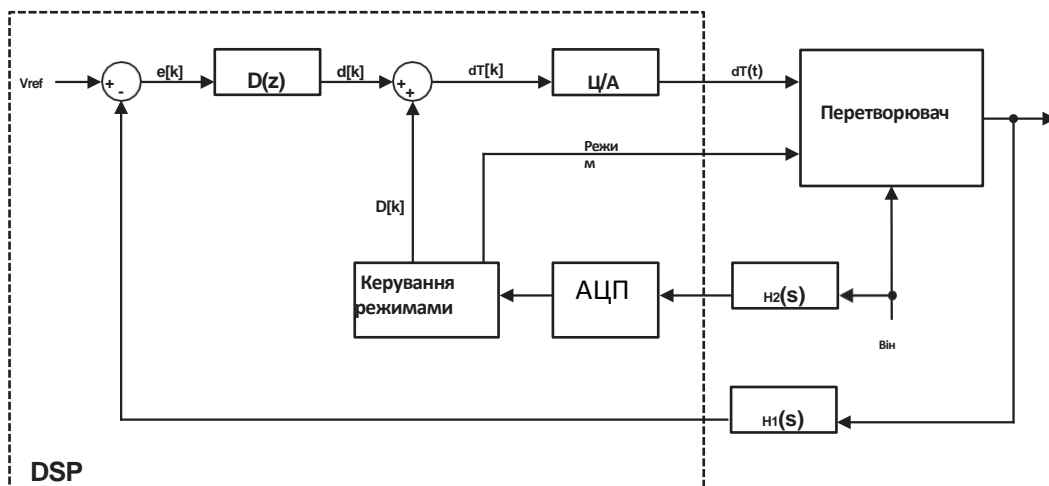


Рисунок 3.17 – Контур керування зі зворотним зв'язком

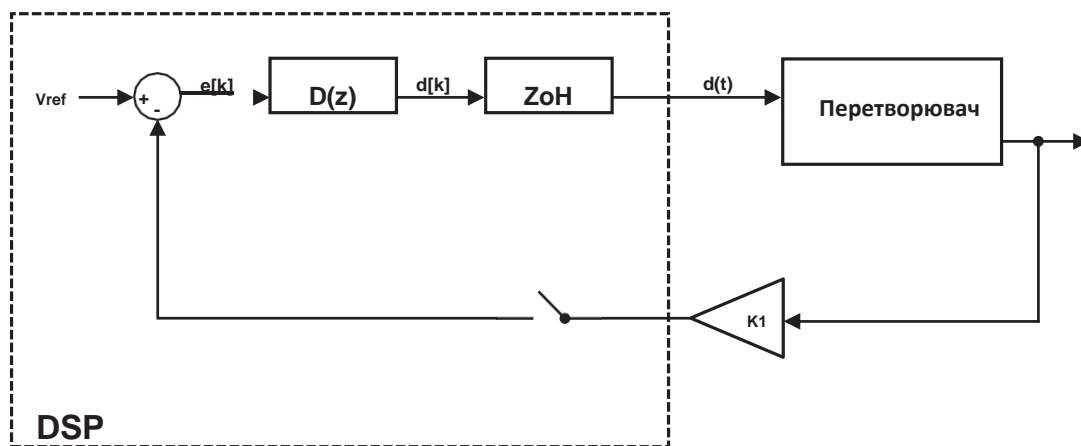


Рисунок 3.18 – Уточнена схема контуру зворотного зв'язку для кожного режиму роботи

Оскільки зворотний зв'язок є цифровим, для обчислення керуючого впливу необхідно знати лише стан змінних на початку кожного періоду перемикання.

Тоді природно проектувати регулятор на основі моделей дискретного часу, оскільки вони надають інформацію про стани в моменти часу kT_s . Зокрема, застосовуючи Z -перетворення до лінійного виразу, можна знайти загальну передатну функцію:

$$G(z) = \frac{\hat{V}_o(z)}{\hat{D}(z)} = C[zI + \phi(D)]^{-1} \Gamma_2(X, U, D). \quad (3.49)$$

Як видно з виразів матриць $\Phi(D)$ і $\Gamma_2(X, U, D)$, полюсно-нульова структура $G(z)$ може змінюватися залежно від режиму роботи перетворювача. У межах кожного режиму вона також може змінюватися залежно від рівнів V_{in} та усталених значень станів і робочого циклу.

Припускаючи, що поведінка схеми не демонструє значних якісних змін в межах кожного режиму роботи, передатна функція розраховується для одного рівня напруги в кожному режимі і з урахуванням номінальних значень $V_o = 10V$ $R_L = 10\Omega$.

Для знаходження передатної функції кожного ключового режиму необхідно знати точку рівноваги $P_e = [X, U, D]$, де U відповідає обраному рівню V_{in} , D обчислюється за допомогою ідеального співвідношення $V_o - V_{in}$, а X обчислюється з урахуванням того, що стани задовольняють умову стаціонарного стану, тобто $x[(k + 1)T_s] = x[kT_s]$. Таким чином:

$$X = (I - \Phi(D))^{-1} \Psi(D)U. \quad (3.50)$$

Прийнятий підхід полягає в тому, щоб розробити єдиний регулятор $D(z)$, придатний для всіх режимів роботи. Для цього шукається найбільш критична з точки зору керування передатна функція. Ця умова визначається шляхом аналізу розташування коренів кожної з отриманих функцій $G(z)$. Звичайно, можна було б використати й інші, більш складні методи керування, щоб врахувати невизначеності, притаманні змінам режиму. Метою було представити тут простий зворотний зв'язок, отриманий за допомогою традиційних лінійних методів керування.

Зі схеми на рисунку 3.18 передатна функція розімкнутої системи має вигляд;

$$G_{LA}(z) = D(z)G(z)K_1. \quad (3.51)$$

Блок $D(z)$ замінюється коефіцієнтом підсилення K і для кожного класичного режиму обчислюються полюси замкненого контуру. Еволюція цих співвідношень при зміні K дозволяє визначити, яка функція контуру стає нестійкою (полюси виходять за межі одиничного кола) при найменшому коефіцієнті підсилення.

На рисунку 3.19 показано розташування полюсів для кожного з режимів роботи.

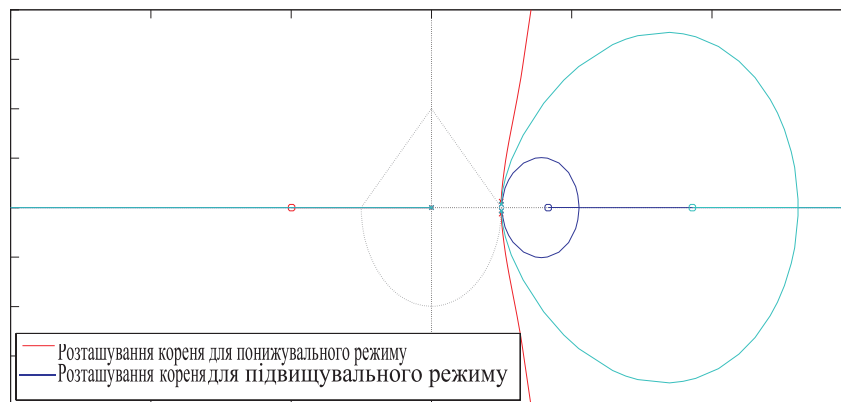


Рисунок 3.19 – Розташування полюсів для кожного з режимів роботи

З аналізу кривих можна визначити, що значення K , за яких полюси замкненого контуру залишаються вище одиничного кола, становлять $K = 0,86$ для понижувального режиму, $K = 1,25$ для підвищувального режиму і $K = 0,92$ для неінвертуючого понижувально-підвищувального режиму.

Хоча можна сказати, що понижувальний режим стає нестабільним для найнижчого коефіцієнта підсилення, можна помітити, що в реальності всі три функції мають полюси дуже близько до одиничного кола. Окрім незначних відмінностей, всі три моделі є критично важливими з точки зору проектування регулятора, який утримує полюси замкненого контуру всередині одиничного кола.

3.3 Висновки до третього розділу

1. В процесі розробки імітаційної моделі підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги були задані початкові значення, які будуть визначати умови моделювання. На основі заданих початкових значень виконано розрахунок параметрів елементів схеми підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги.

2. За допомогою програмного середовища MathCAD виконано розрахунок струму котушки індуктивності та польового транзистора для двох значень вихідної напруги $V_{out_nom} = 24$ В та $V_{out_min} = 5$ В підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги в понижуючому режимі роботи.

3. Проведено імітаційне моделювання підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги в середовищі PSIM та побудовано графіки вихідної напруги та струму котушки індуктивності підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги в понижувальному режимі роботи.

4. Виконано аналіз графіків вихідної напруги підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги та струму котушки індуктивності в понижувальному режимі роботи.

5. Встановлені значні пульсації вихідної напруги та струму котушки індуктивності на початку періоду комутації протягом 5 мс, Це значний недолік схеми підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги в понижувальному режимі роботи без контура зворотнього зв'язку.

6. Для подолання значні пульсації вихідної напруги та струму котушки індуктивності на початку періоду комутації протягом 5 мс запропоновано метод керування підвищувально-понижуючим перетворювачем постійної напруги, який полягає у використанні ПД-регулятора для керування вихідною напругою.

7. Виконано розрахунок амплітудно-частотної та фазо-частотної характеристик підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги в понижуючому режимі за допомогою програмного середовища MathCAD.

8. Розраховано ефект компенсації ПД-регулятора підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги в понижуючому режимі. Визначено, що запас по фазі становить $77,422^\circ$, а запас по амплітуді дорівнює $-32,676$ дБ.

4 ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ МЕТОДУ КЕРУВАННЯ ПІДВИЩУВАЛЬНО-ПОНИЖИЮЧИМ ПЕРЕТВОРЮВАЧЕМ ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ

4.1 Особливості експериментального дослідження методу керування підвищувально-понижуючим перетворювачем постійної напруги

Перед проведенням експериментального дослідження методу керування підвищувально-понижуючим перетворювачем постійної напруги використаємо програмне середовище Matlab для визначення і побудови передавальних характеристик підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги.

Для визначення і побудови передавальних характеристик підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги в програмному середовищі Matlab був створений m-файл.

```

1  L=15E-6;
2  RL=2E-3;
3  C=440E-6;
4  RC=5E-3;
5  Vin=48;
6  Vout=40;
7  Iout=5;
8  R=Vout/Iout;
9  w0=1/(sqrt(L*C));
10 wzc=1/RC/C;
11 Q=1/w0/(L/R+(RC+RL)*C);
12 Gdiv=3.3/68;
13 Gsample=1/3.3;
14 s=tf('s');
15 Gvd=Gdiv*Gsample*Vin*(1+s/wzc)/(1+s/Q/w0+s^2/(w0^2))
16 wz1=3.142E3;
17 wz2=3.142E3;
18 ks=972.225;
19 Gc=ks*(1+s/wz1)*(1+s/wz2)/s
20 sys=Gvd*Gc;
21 w=logspace(1,7);
22 p=bodeoptions;
23 p.PhaseVisible='on';
24 p.FreqUnits='Hz';
25 margin(sys);
26 grid on;
27 ts=5e-6;
28 sysd=c2d(Gc,ts,'tustin')

```

В результаті виконання розроблено m-файлу отримано вираз передавальної характеристик підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги без використання ПД-регулятора, який зображено на рисунку 4.1.

```
Gvd =
      2.158e13 s + 9.811e18
-----
 9.173e10 s^2 + 6.887e13 s + 1.39e19
Continuous-time transfer function.
```

Рисунок 4.1 - Вираз передавальної характеристик підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги без використання ПД-регулятора

Також було отримано вираз передавальної характеристик підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги із використання ПД-регулятора, який зображено на рисунку 4.2.

```
Gc =
 972.2 s^2 + 6.109e06 s + 9.598e09
-----
 9.872e06 s
```

Рисунок 4.2 - Вираз передавальної характеристик підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги із використання ПД-регулятора

Для проведення експериментального дослідження методу керування підвищувально-понижуючим перетворювачем постійної напруги було отримано вираз z-перетворення передавальної функції ПД-регулятора, який зображено на рисунку 4.3.

```
sysd =
 40.01 z^2 - 78.78 z + 38.78
-----
 z^2 - 1
```

Рисунок 4.3 - Вираз z-перетворення передавальної функції ПД-регулятора

В результаті проведених розрахунків в програмному середовищі Matlab побудовано графіки амплітудно-частотної та фазочастотної характеристик

підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги із використання ПД-регулятора, які зображені на рисунку 4.4.

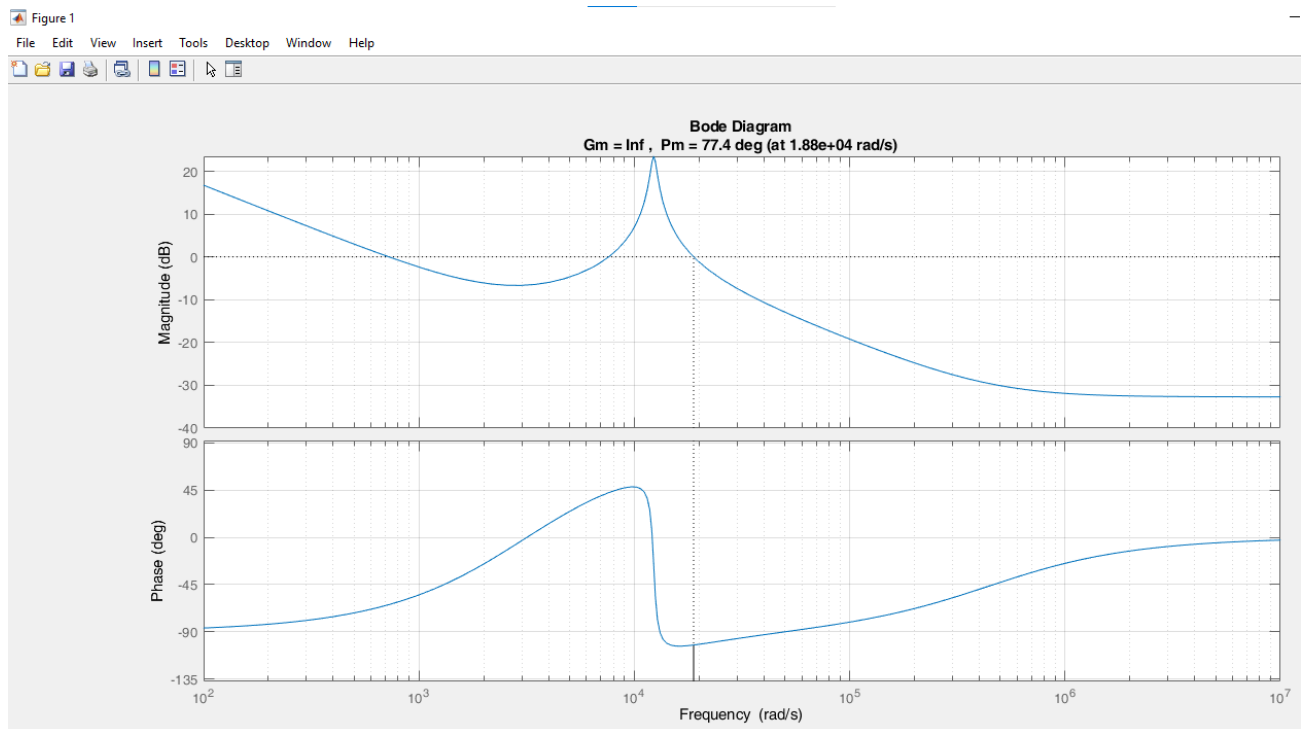


Рисунок 4.3 - Вираз z-перетворення передавальної функції ПД-регулятора

4.2 Експериментальне дослідження методу керування підвищувально-понижуючим перетворювачем постійної напруги в програмному середовищі PSIM

Для проведення експериментального дослідження методу керування підвищувально-понижуючим перетворювачем постійної напруги в програмному середовищі PSIM було розроблена імітаційна модель, яка зображена на рисунку 4.4.

До складу імітаційної моделі підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги із ПД-регулятором в програмному середовищі PSIM входить імітаційна модель підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги, яка була зображена на рисунку 3.4.

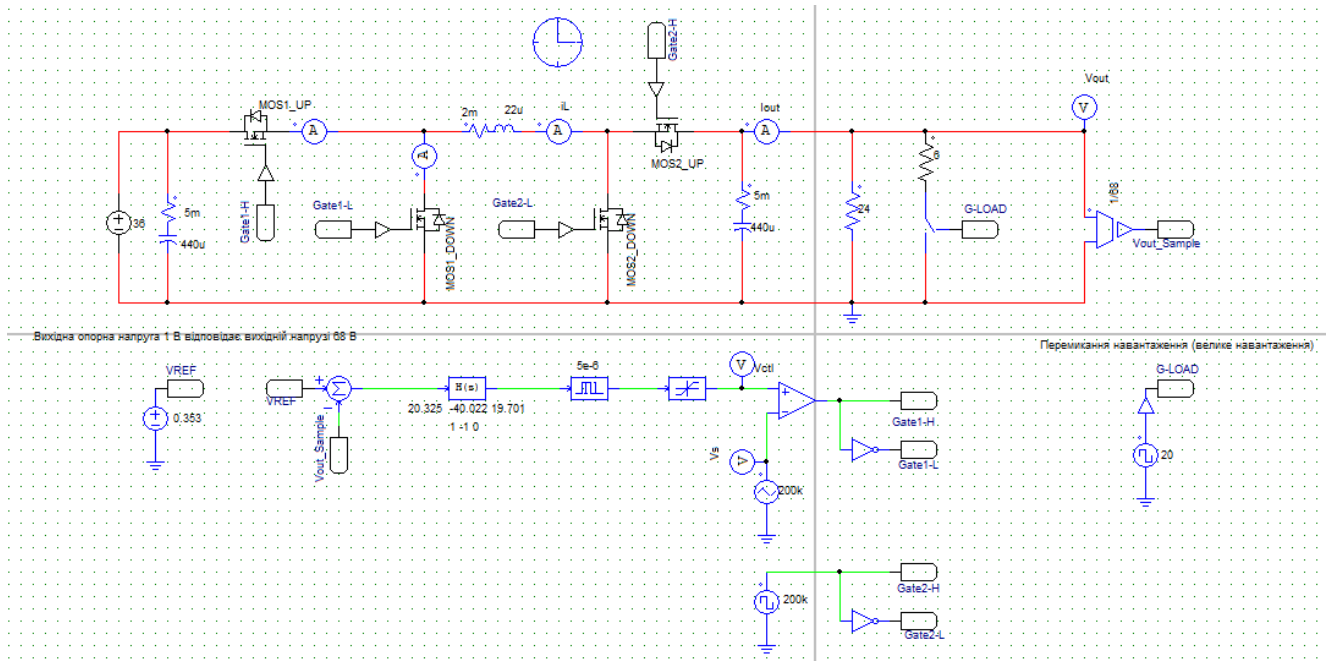
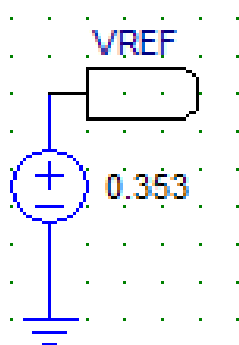


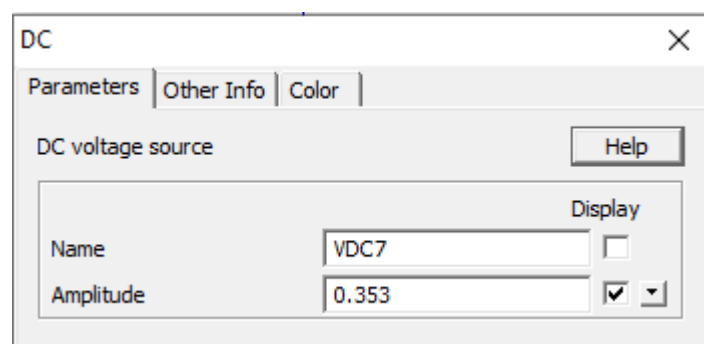
Рисунок 4.4 - Імітаційна модель підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги із ПІД-регулятором в програмному середовищі PSIM

Також до складу імітаційної моделі підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги із ПІД-регулятором в програмному середовищі PSIM входить джерело зразкової напруги $V_{REF}=0,353$ В, кола від'ємного зворотнього зв'язку, ПІД-регулятора та додаткового низькоомного потужного навантаження зі схемою його ввімкнення та вимкнення.

На рисунку 4.5 зображено джерело зразкової напруги $V_{REF}=0,353$ В та інтерфейсне вікно встановлення його параметрів.



а)



б)

Рисунок 4.5 - Джерело зразкової напруги $V_{REF}=0,353$ В:

а) умовне гафічне зображення; б) інтерфейс користувача

На рисунку 4.6 зображено коло від'ємного зворотнього зв'язку та інтерфейсне вікно встановлення його параметрів.

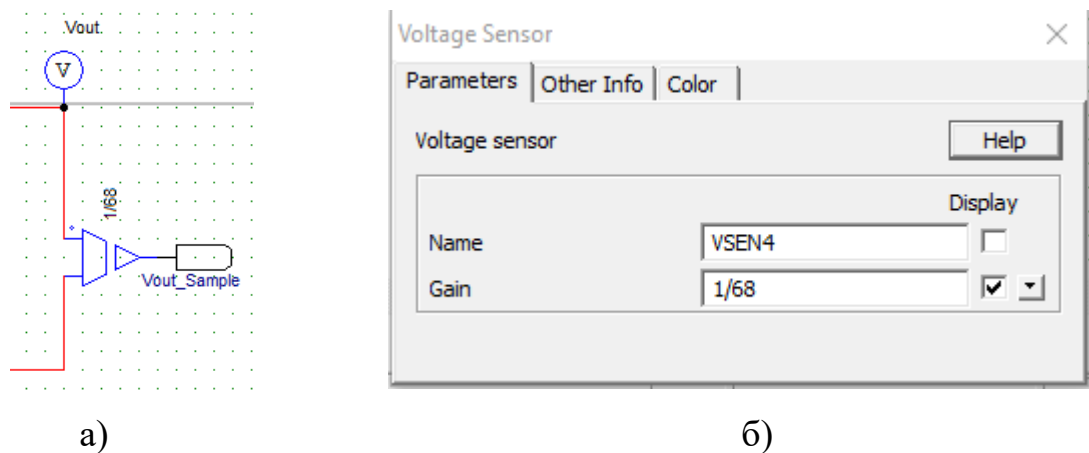


Рисунок 4.6 - Коло від'ємного зворотнього зв'язку:

а) давач напруги із подільником 1/68; б) інтерфейс користувача

На рисунку 4.7 зображена імітаційна модель ПІД-регулятора.

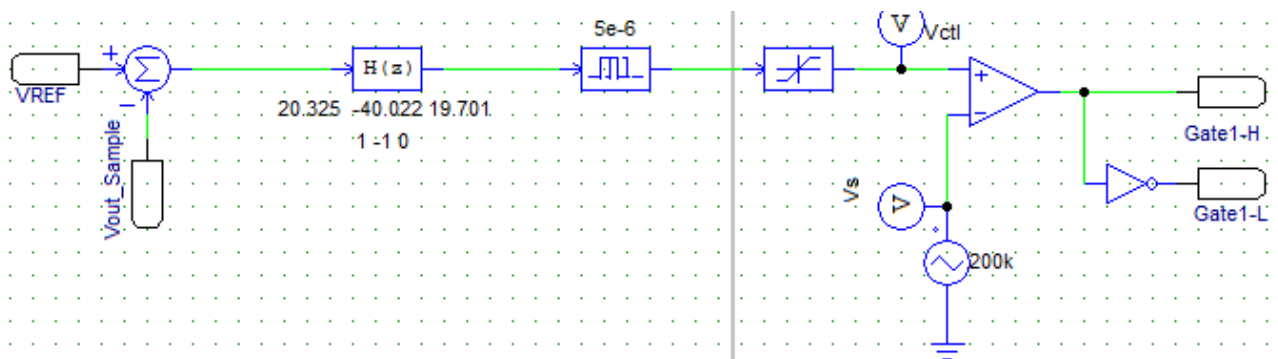


Рисунок 4.7 - Імітаційна модель ПІД-регулятора

До складу імітаційної моделі ПІД-регулятора входить схема виділення сигналу помилки, яка віднімає від зразкової напруги $V_{REF}=0,353$ В сигнал на виході кола від'ємного зворотнього зв'язку V_{out_sample} .

Далі сигнал помилки поступає на вхід блока $H(s)$, який описує z -перетворення передавальної функції ПІД-регулятора. Інтерфейсне вікно блока $H(s)$ зображено на рисунку 4.8.

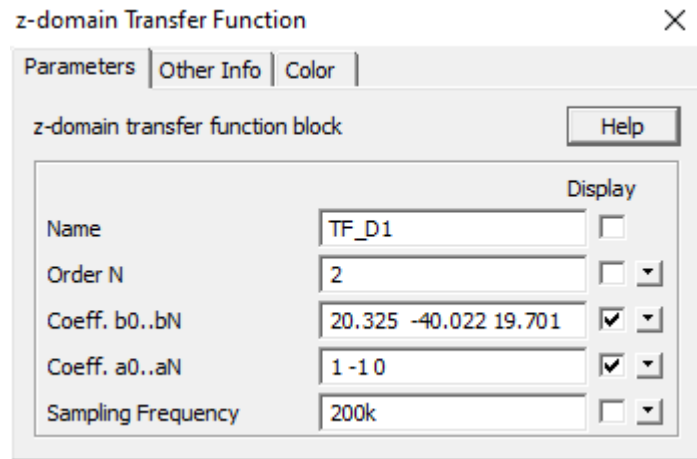


Рисунок 4.8 - Інтерфейсне вікно блока $H(s)$

На рисунку 4.9 зображено графік зміни вихідної напруги у часі від моменту ввімкнення та при зміні опору навантаження підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги із використання ПД-регулятора.

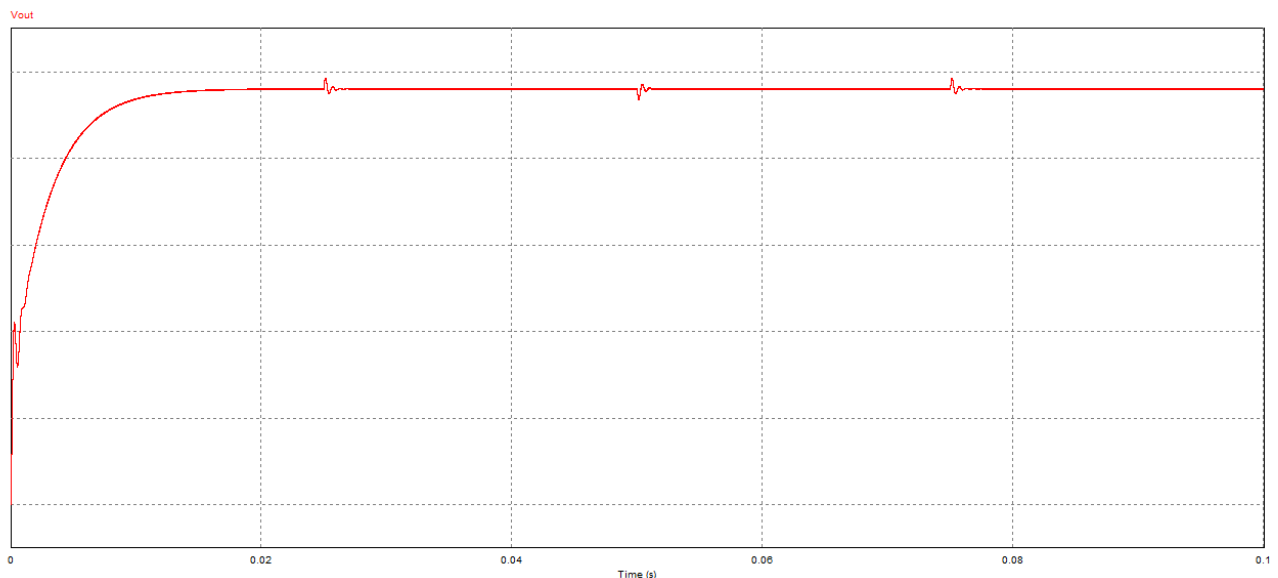


Рисунок 4.9 - Графік зміни вихідної напруги у часі від моменту ввімкнення та при зміні опору навантаження підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги із використання ПД-регулятора

На рисунку 4.10 зображено графік зміни вихідної напруги у часі від моменту ввімкнення та при зміні опору навантаження підвищувально-

понижуючого перетворювача постійної напруги без використання ПД-регулятора.

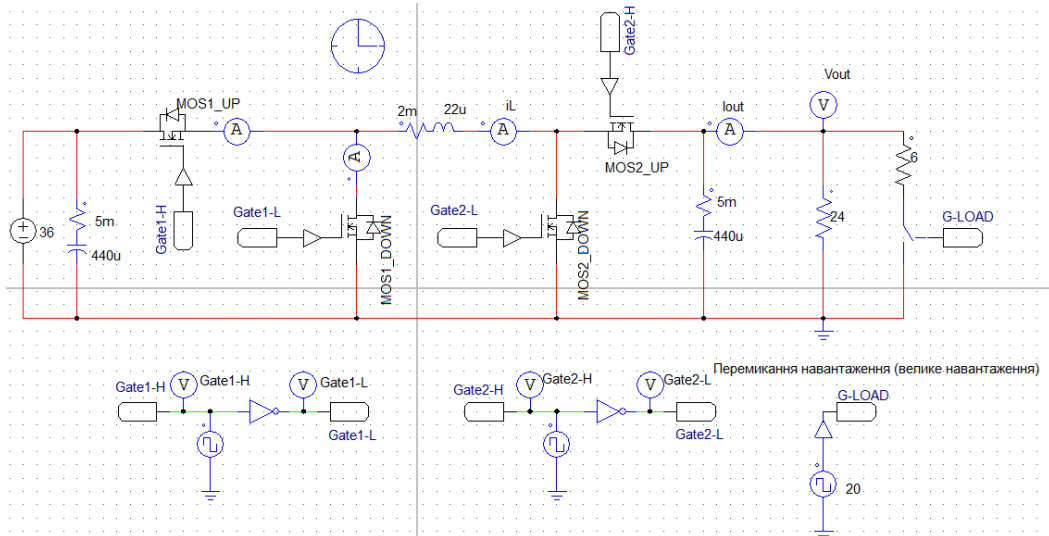


Рисунок 4.10 - Імітаційна модель підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги без ПД-регулятором в програмному середовищі PSIM

На рисунку 4.11 зображено графік зміни вихідної напруги у часі від моменту ввімкнення та при зміні опору навантаження підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги без використання ПД-регулятора.

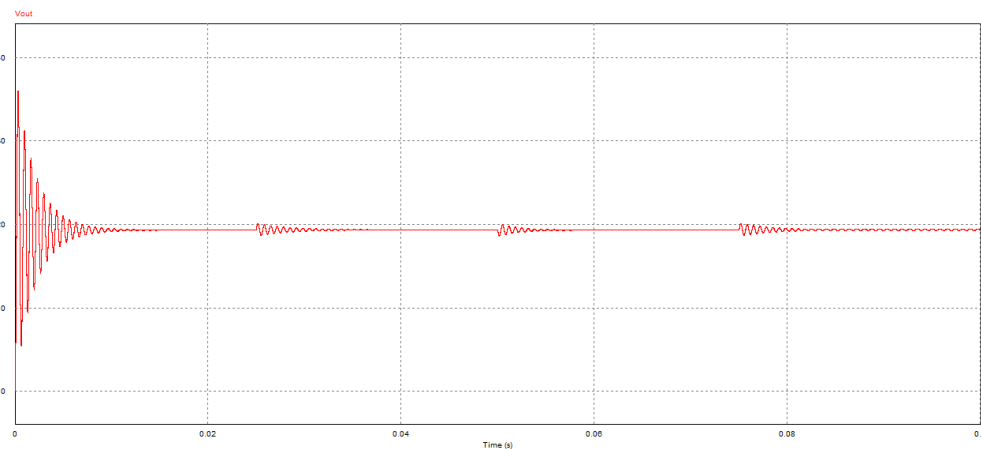


Рисунок 4.11 - Графік зміни вихідної напруги у часі від моменту ввімкнення та при зміні опору навантаження підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги без використання ПД-регулятора

Порівнюючи графіки зміни вихідної напруги у часі від моменту ввімкнення та при зміні опору навантаження підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги із використання ПД-регулятора та без використання ПД-регулятора, які зображено на рисунках 4.9 та 4.11 відповідно, можна зробити висновок, що ПД-регулятор підтримує задану на виході напругу $U_{\text{вих}}=24$ В при зміні опору навантаження від $R_{\text{max}}=24$ Ом до $R_{\text{min}}=6$ Ом.

При перемиканні опору навантаженні від $R_{\text{max}}=24$ Ом до $R_{\text{min}}=6$ Ом спостерігаються незначні пульсації вихідної напруги на рисунку 4.9 у порівнянні із великими пульсаціями, які зображені на рисунку 4.11.

На рисунку 4.12 зображено графік зміни вихідного струму підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги із використання ПД-регулятора від моменту ввімкнення та при зміні опору навантаження від $R_{\text{max}}=24$ Ом до $R_{\text{min}}=6$ Ом.

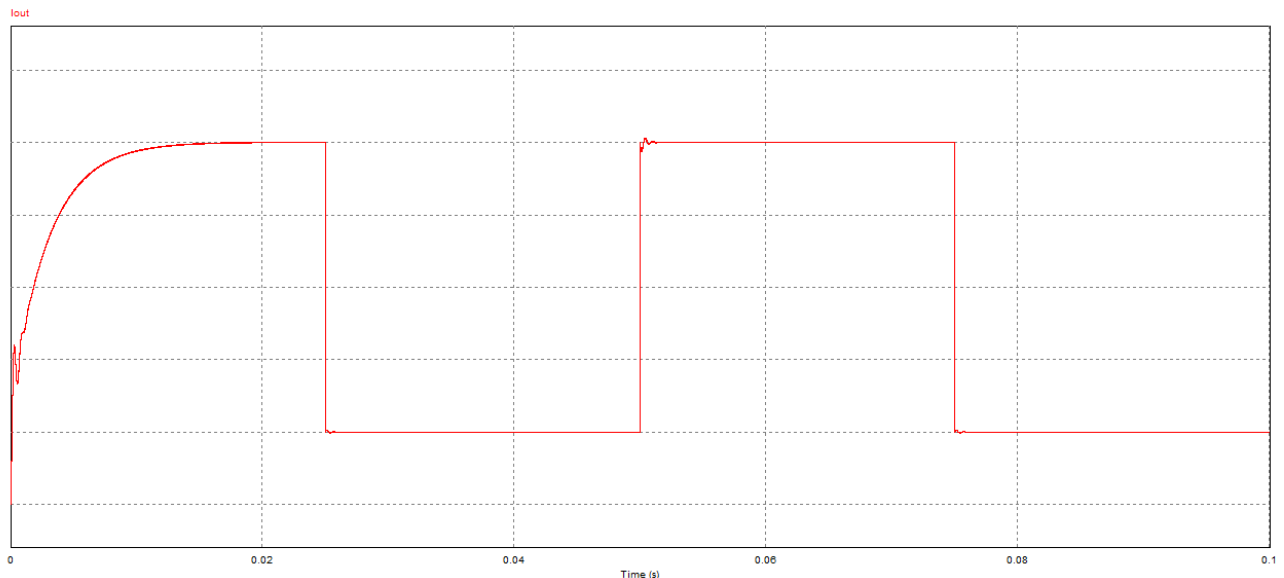


Рисунок 4.12 - Графік зміни вихідного струму підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги із використання ПД-регулятора

На рисунку 4.13 зображено графік зміни вихідного струму підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги без використання ПД-регулятора

від моменту ввімкнення та при зміні опору навантаження від $R_{\max}=24$ Ом до $R_{\min}=6$ Ом.

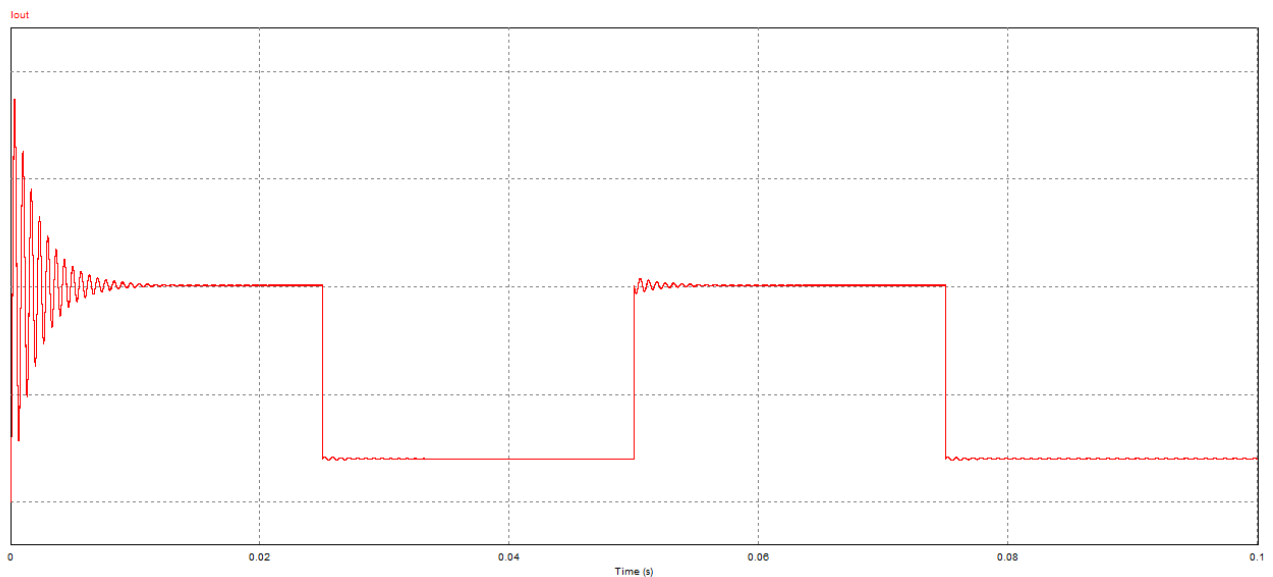


Рисунок 4.13 - Графік зміни вихідного струму підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги із використання ПІД-регулятора

Порівнюючи графіки зміни вихідного струму у часі від моменту ввімкнення та при зміні опору навантаження підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги із використання ПІД-регулятора та без використання ПІД-регулятора, які зображено на рисунках 4.12 та 4.13 відповідно, можна зробити висновок, що використання ПІД-регулятора зменшує пульсації вихідного струму при зміні опору навантаження від $R_{\max}=24$ Ом до $R_{\min}=6$ Ом.

На рисунку 4.14 зображено графік зміни струму котушки індуктивності підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги із використання ПІД-регулятора від моменту ввімкнення та при зміні опору навантаження від $R_{\max}=24$ Ом до $R_{\min}=6$ Ом.

На рисунку 4.15 зображено графік зміни струму котушки індуктивності підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги без використання ПІД-регулятора від моменту ввімкнення та при зміні опору навантаження від $R_{\max}=24$ Ом до $R_{\min}=6$ Ом.

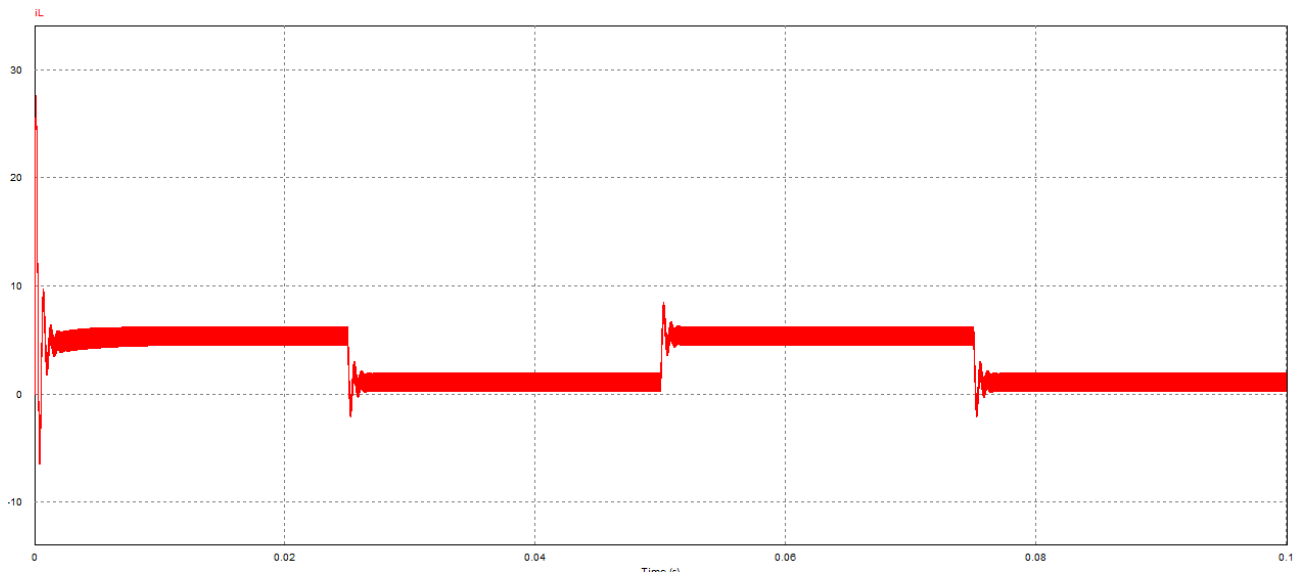


Рисунок 4.14 - Графік зміни струму котушки індуктивності підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги із використання ПД-регулятора

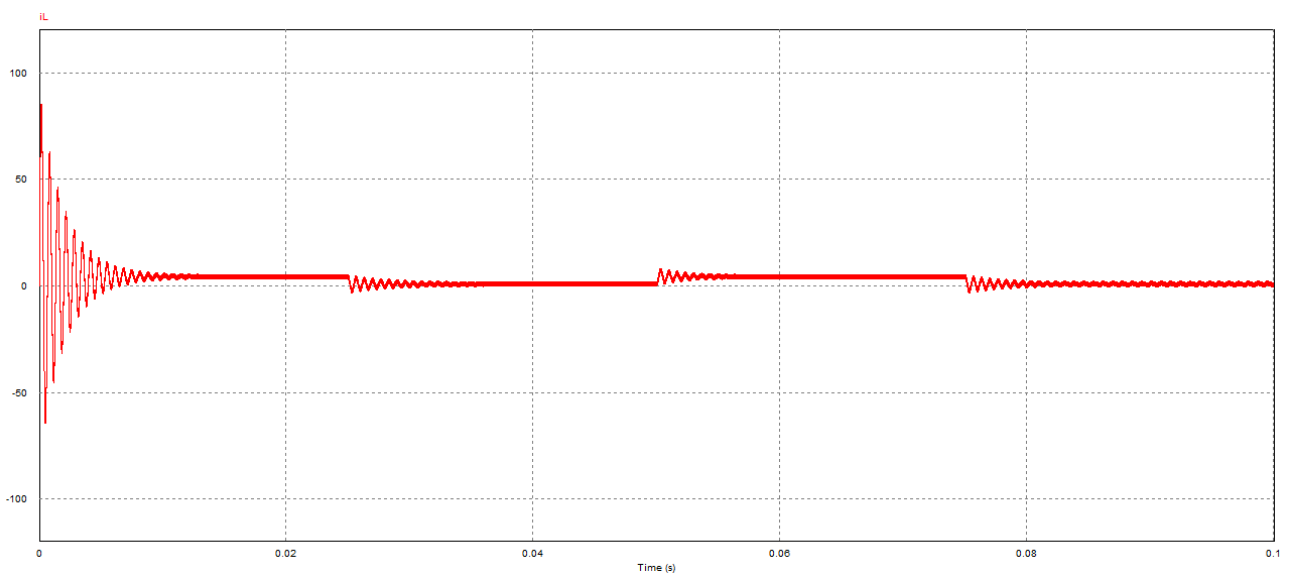


Рисунок 4.15 - Графік зміни струму котушки індуктивності підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги із використання ПД-регулятора

Порівнюючи графіки зміни зміни струму котушки у часі від моменту ввімкнення та при зміні опору навантаження підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги із використання ПД-регулятора та без використання ПД-регулятора, які зображено на рисунках 4.14 та 4.15 відповідно,

можна зробити висновок, що використання ПД-регулятора зменшує пульсації струму котушки при зміні опору навантаження від $R_{\max}=24$ Ом до $R_{\min}=6$ Ом.

4.3 Висновки до четвертого розділу

1. В результаті виконання розроблено m-файлу отримано вираз передавальної характеристик підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги без використання ПД-регулятора.

2. Для проведення експериментального дослідження методу керування підвищувально-понижуючим перетворювачем постійної напруги в програмному середовищі PSIM було розроблена імітаційна модель із ПД-регулятором та без ПД-регулятора

3. Порівнюючи графіки зміни вихідної напруги у часі від моменту ввімкнення та при зміні опору навантаження підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги із використанням ПД-регулятора та без використання ПД-регулятора можна зробити висновок, що ПД-регулятор підтримує задану на виході напругу $U_{\text{вих}}=24$ В при зміні опору навантаження від $R_{\max}=24$ Ом до $R_{\min}=6$ Ом.

4. При перемиканні опору навантаженні від $R_{\max}=24$ Ом до $R_{\min}=6$ Ом спостерігаються незначні пульсації вихідної напруги із використанням ПД-регулятора у порівнянні із великими пульсаціями без використання ПД-регулятора.

5. Експериментальні дослідження підтверджують, що підвищувально-понижуючий перетворювач постійної напруги працює належним чином у додатках, де напруга живлення змінюється в широкому діапазоні, як це відбувається в батареї, і щоб він також мав кращу ефективність.

6. Також експериментальні дослідження підтверджують, що підвищувально-понижуючий перетворювач постійної напруги працює належним чином у додатках, де змінюється опір та потужність навантаження.

ВИСНОВКИ

1. Відповідно до рівня напруги, отриманого на виході по відношенню до джерела вхідної напруги, перетворювачі постійної напруги можна класифікувати як понижувальні, підвищувальні або понижувально-підвищувальні. У першому випадку вихідна напруга завжди нижча за вхідну, тоді як у другому випадку відбувається навпаки.

2. Підвищувально-понижуючий перетворювач працює в понижуючому режимі при $d < 0,5$, а в підвищувальному режимі працює при $d > 0,5$. Співвідношення струмів на вході і виході можна отримати за принципом збереження енергії.

3. Суть методу керування підвищувально-понижуючим перетворювачем постійної напруги полягає у тому, щоб перетворювач працював по-різному залежно від рівня вхідної напруги V_{in} , щоб досягти кращої ефективності роботи системи. Контур керування зі зворотним зв'язком відповідає за регулювання вихідної напруги широтно-імпульсного перетворювача з чотирьох ключів шляхом вимірювання вихідної напруги та впливу на шпаруватість ШІМ-сигналів у кожному періоді перемикання.

4. Розраховано ефект компенсації ПІД-регулятора підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги в понижуючому режимі. Визначено, що запас по фазі становить $77,422^\circ$, а запас по амплітуді дорівнює $-32,676$ дБ.

5. Експериментальні дослідження підтверджують, що підвищувально-понижуючий перетворювач постійної напруги працює належним чином у додатках, де напруга живлення змінюється в широкому діапазоні, як це відбувається в батареї, і щоб він також мав кращу ефективність.

6. Також експериментальні дослідження підтверджують, що підвищувально-понижуючий перетворювач постійної напруги працює належним чином у додатках, де змінюється опір та потужність навантаження.

7. На основі проведених досліджень встановлено, що підвищувально-понижуючий перетворювач постійної напруги забезпечує стабільну роботу в широкому діапазоні вхідних напруг та навантажень. Завдяки ефективній системі керування та використанню ПД-регулятора, досягається високий рівень точності регулювання вихідної напруги та оптимізація енергетичних втрат, що дозволяє застосовувати цей перетворювач у різних енергетичних системах.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАНЬ

1. Power Switching Converters / S.S. Ang, A.R. Oliva. - CRC Press, New York, 2nd edition, 2005.
2. Integrated Power Electronic Converters and Digital Control / A. Emadi, A. Khaligh, Z. Nie, Y.L. Lee. - CRC Press, 2009.
3. Power electronics: converters, applications and design / N. Mohan, T.M. Undeland. - John Wiley & Sons, 3 edition, 2007.
4. Fundamentals of Power Electronics / R.W. Erickson, D. Maksimovi'c. - Springer Science+Business Media, 2da edition, 2007.
5. Switching Power Supply Design / A.I. Pressman, K. Billings, T. Morey. – Mc. Graw Hill, 3 edition, 2009.
6. Digital Control in Power Electronics / S. Buso, P. Mattavelli. - Morgan and Claypool Publishers, 1 edition, 2006.
7. Digital controller design for switchmode power converters / Y. Duan, H. Jin. – 14th Annual Applied Power Electronics Conference, P. 967–963, Dallas, 1999.
8. Impact of digital control in power electronics / D. Maksimovi'c, R. Zane, R. Erickson. - IEEE Int. Symposium Power Semiconductors Devices and ICs, P. 13–22, Kitakyushu, 2004.
9. High-frequency digital PWM controller IC for dc-dc converters / B.J. Patella, A. Prodi'c, A. Zirger, D. Maksimovi'c. - IEEE Trans. on Power Electron., 18(1): P. 438–446, 2003.
10. Texas Instruments. UCD 9224, digital pwm system controller.
Режим доступу: <https://www.ti.com.cn/cn/lit/ds/symlink/ucd9224.pdf>
11. Implementation of digital PID controllers for dc-dc converters using digital signal processors / L. Gou. - IEEE Int. Conference on Electro/Information Technology, P. 306–311, Chicago, 2007.
12. Modelling of quantization effects in digitally controlled dc-dc converters / H. Peng, A. Prodic, E. Alarcon, D. Maksimovi'c. - IEEE Trans. on Power Electron., 22(1): P. 208–215, 2007.

13. Linear Technology. LT3791-1, 60v 4-switch synchronous buck-boost controller.

Режим доступа: <https://www.analog.com/en/products/lt3791-1.html#part-details>.

14. Linear Technology. LTC3780, High Efficiency, Synchronous, 4-Switch Buck-Boost Controller.

Режим доступа: <https://www.analog.com/en/products/ltc3780.html>.

15. Texas Instruments. LM5175, 42-v wide vin synchronous 4-switch buck-boost controller.

Режим доступа: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm5175.pdf>.

16. Combination of buck and boost modes to minimize transients in the output of a positive buck-boost converter / A. Chakraborty, A. Khaligh, A. Emadi. - IEEE 32nd Annual Conference on Industrial Electronics (IECON 2006), P. 2372–2377, Paris, 2006.

17. Digital combination of buck and boost converters to control a positive buck-boost converter / A. Chakraborty, A. Khaligh, A. Emadi. - IEEE 37th Annual Power Electronics Specialist Conference (PESC 2006), P. 1–6, Jeju, 2006.

18. A compensation technique for smooth transitions in a noninverting buck-boost converter / Y. Lee, A. Khaligh, A. Emadi. - IEEE Trans. on Power Electron., 24(4): P. 1002–1016, 2009.

19. Digital combination of buck and boost converters to control a positive buck-boost converter and improve the output transients / Y. Lee, A. Khaligh, A. Emadi, A. Chakraborty. - IEEE Trans. on Power Electron., 24(5): P. 1267–1279, 2009.

20. Pulse-width Modulated DC-DC Power Converters / M.K. Kazimierczuk. - John Wiley & Sons, 1ra edition, 2008.

21. Linear Technology. LTC3810-5, 60v current mode synchronous switching regulator controller. Режим доступа: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/38105fd.pdf>

22. Texas Instruments. LM27403, synchronous buck controller with temperaturecompensated, inductor-dcrbased overcurrent protection and programmable thermal shutdown. Режим доступа: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm27403.pdf>

23. Shayeghi H, Pourjafar S, Sedaghati F. A Buck-Boost Converter; Design, Analysis and Implementation Suggested for Renewable Energy Systems. *Iranian Journal of Electrical and Electronic Engineering*, Vol. 17, No. 2, 2021.
24. S. Pourjafar, F Sedaghati, H. Shayeghi, and M. Maalandish, "High step-up DC–DC converter with coupled inductor suitable for renewable applications," *IET Power Electronics*, Vol. 12, No. 1, pp. 92–101, 2018.
25. M. Maalandish, S. Pourjafar, S. H. Hosseini, and N. Taghizadegan. "Leakage current elimination with improved non-isolated nine-level inverter for grid-connected PV panels," *Journal of Energy Management and Technology*, Vol. 1, No. 2, pp. 46–55, 2017.
26. F. Sedaghati and S. Pourjafar, "Analysis and implementation of a boost DC–DC converter with high voltage gain and continuous input current," *IET Power Electronics*, Vol. 13, No. 4, pp. 798–807, 2019.
27. H. S. Son, J. K. Kim, J. B. Lee, S. S. Moon, J. H. Park, and S. H. Lee, "A new buck-boost converter with low-voltage stress and reduced conducting components," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 64, No. 9, pp. 7030–7038, 2017.
28. S. Siouane, S. Jovanović, and P. Poure, "Service continuity of PV synchronous buck-buck-boost converter with energy storage," *Energies*, Vol. 11, No. 6, p.1369, 2018.
29. S. Pourjafar, H. Shayeghi, H. Madadi Kojabadi, M. Maalandish, and F. Sedaghati, "A coupled inductor based high voltage gain DC-DC converter using interleaved voltage multiplier cells," *Iranian Journal of Electrical and Electronic Engineering*, Vol. 16, No. 1, pp. 1–12, 2020.
30. Yi, F., & Wang, F. (2023). Review of Voltage-Bucking/Boosting Techniques, Topologies, and Applications. *Energies*, 16(2), 842.
31. Zhang, G.; Li, Z.; Zhang, B.; Halang, A.W. Power Electronic Converters: Past, Present and Future. *Renew. Sustain. Energy Rev.* 2018, 81, pp. 2028–2044.
32. Bose, B.K. The past, present, and future of power electronics. *Ind. Electron. Mag. IEEE* 2009, 3, pp. 7–11.
33. Van Wyk, J.D. Power Electronics Technology At the Dawn of a New Century-Past Achievements and Future Expectations. In *Proceedings of the 2000 3rd*

International Power Electronics and Motion Control Conference, Beijing, China, 15–18 August 2000; pp. 9–20.

34. Ding, S.; Wang, F. A New Negative Output Buck–Boost Converter with Wide Conversion Ratio. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 2017, 64, pp. 9322–9333.

35. Banaei, M.R.; Bonab, H.A.F. A Novel Structure for Single-Switch Nonisolated Transformerless Buck–Boost DC–DC Converter. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 2017, 64, pp. 198–205.

36. Sarikhani, A.; Allahverdinejad, B.; Torkaman, H. A non-isolated buck-boost DC-DC converter with single switch. In *Proceedings of the 2018 9th Annual Power Electronics, Drives Systems and Technologies Conference*, Tehran, Iran, 13–15 February 2018; pp. 369–373.

37. Forouzesh, M.; Siwakoti, Y.P.; Gorji, S.A.; Blaabjerg, F.; Lehman, B. Step-Up DC–DC Converters: A Comprehensive Review of Voltage-Boosting Techniques, Topologies, and Applications. *IEEE Trans. Power Electron.* 2017, 32, pp. 9143–9178.

38. Mohapatra, T.K.; Dey, A.K.; Mohapatra, K.K. A Novel Non-isolated Positive Output TA Converter. In *Proceedings of the 2019 IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies and Systems*, Bhubaneswar, India, 26 February–1 March 2019; pp. 7–12.

39. Luo, F. Six self-lift DC-DC converters, voltage lift technique. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 2001, 48, pp. 1268–1272.

40. Lu, J.; Wu, H.; Shi, W. A non-isolated bidirectional Buck-Boost converter with minimized reverse-recovery losses. In *Proceedings of the IECON 2011—37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Melbourne, VIC, Australia, 7–10 November 2011; pp. 1085–1090.

41. Saeed, L.; Khan, M.Y.A.; Arif, M.; Majid, A.; Saleem, J. A multiple-input multiple-output non-inverting non-isolated bidirectional buck/boost converter for storage application. In *Proceedings of the 2018 IEEE International Conference on Computing, Mathematics and Engineering Technologies*, Sukkur, Pakistan, 3–4 March 2018; pp. 1–6.

42. Fardoun, A.A.; Ismail, E.H.; Sabzali, A.J.; Al-Saffar, M.A. Bidirectional converter with low input/output current ripple for renewable energy applications. In Proceedings of the 2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Phoenix, AZ, USA, 17–22 September 2011; pp. 3322–3329.
43. Xiong, S.; Tan, S.C. Cascaded High-Voltage-Gain Bidirectional Switched-Capacitor DC–DC Converters for Distributed Energy Resources Applications. *IEEE Trans. Power Electron.* 2017, 2, pp. 220–1231.
44. Lin, C.C.; Yang, L.S.; Wu, G. Study of a non- isolated bidirectional DC-DC converter. *IET Power Electron.* 2013, 6, pp. 30–37.
45. Ardi, H.; Ajami, A.; Kardan, F.; Avilagh, S.N. Analysis and Implementation of a Nonisolated Bidirectional DC–DC Converter With High Voltage Gain. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 2016, 63, pp. 4878–4888.
46. Chen, M.M.; Cheng, K.W.E. A new bidirectional DC-DC converter with a high step-up/down conversion ratio for renewable energy applications. In Proceedings of the 2016 International Symposium on Electrical Engineering (ISEE), Hong Kong, China, 14 December 2016; pp. 1–6.
47. Tymerski, R.; Vorperian, V. Generation and classification of PWM DC-to-DC converters. *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.* 1988, 24, pp. 743–754.
48. Nousiainen, L.; Suntio, T. Dynamic characteristics of current-fed semi-quadratic buck-boost converter in photovoltaic applications. In Proceedings of the 2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Phoenix, AZ, USA, 17–22 September 2011; pp. 1031–1038.
49. Rathore, A.K.; Patil, D.R.; Srinivasan, D. Non-isolated Bidirectional Soft-Switching Current-Fed LCL Resonant DC/DC Converter to Interface Energy Storage in DC Microgrid. *IEEE Trans. Ind. Appl.* 2016, 52, pp. 1711–1722.
50. Vashisth, N.; Gupta, R. A study of different hard-switched and soft-switched variants of buck-boost converter. In Proceedings of the 2016 IEEE 7th Power India International Conference, Bikaner, India, 25–27 November 2016; pp. 1–6.
51. Behera, S.; Kumar, B.; Behera, R.; Panigrahi, B.P.; Behera, R.K.; Bagarty, D.P. Regulated Soft-Switching Power Supply Using Buck-Boost Converter. In

Proceedings of the 2020 International Conference on Computational Intelligence for Smart Power System and Sustainable Energy, Keonjhar, India, 29–31 July 2020; pp. 1–7.

52. Cheng, X.F.; Liu, C.; Wang, D.; Zhang, Y. State-of-the-Art Review on Soft-Switching Technologies for Non-Isolated DC-DC Converters. *IEEE Access* 2021, 9, pp. 119235–119249.

53. Kiran, B.R.; Ezhilarasi, G.A. Design and analysis of soft-switched Buck-Boost Converter for PV applications. In Proceedings of the 2015 Annual IEEE India Conference, New Delhi, India, 17–20 December 2015; pp. 1–5.

54. Wu, T.F.; Liang, S.A. A systematic approach to developing single-stage soft switching PWM converters. *IEEE Trans. Power Electron.* 2001, 16, pp. 581–593.

55. Wu, T.F.; Liang, S.A.; Lee, C.H. A unified approach to developing soft switching PWM converters. In Proceedings of the 2000 IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference, Galway, Ireland, 23 June 2000; pp. 193–198.

56. Kim, J.G.; Park, S.W.; Kim, Y.H.; Jung, Y.C.; Won, C.Y. High-efficiency bidirectional soft switching DC-DC converter. In Proceedings of the 2010 International Power Electronics Conference, Sapporo, Japan, 21–24 June 2010; pp. 2905–2911.

57. Kwak, D.K.; Lee, S.H.; Jung, D.Y. A new buck-boost DC/DC converter of high efficiency by soft switching technique. In Proceedings of the 2009 IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference, Wuhan, China, 17–20 May 2009; pp. 1295–1299.

58. Bhajana, V.V.S.K.; Drabek, P. A novel ZCS bidirectional buck-boost DC-DC converters for energy storage applications. In Proceedings of the 2015 IEEE International Conference on Industrial Technology, Seville, Spain, 17–19 March 2015; pp. 872–877.

59. Seeman, M.D.; Sanders, S.R. Analysis and Optimization of Switched-Capacitor DC–DC Converters. *IEEE Trans. Power Electron.* 2008, 23, pp. 841–851.

60. Eguchi, K.; Hirata, S.; Shimoji, M.; Zhu, H. Design of a Step-Up/Step-Down k ($=2,3,\dots$)-Fibonacci DC-DC Converter Designed by Switched-Capacitor Techniques.

In Proceedings of the 2012 Fifth International Conference on Intelligent Networks and Intelligent Systems, Tianjin, China, 1–3 November 2012; pp. 170–173.

61. Abbasi, M.; Babaei, E.; Tousei, B. New family of non-isolated step-up/down and step-up switched-capacitor-based DC–DC converters. *IET Power Electron.* 2019, 12, pp. 1706–1720.

62. Abbasi, M.; Abbasi, E.; Tousei, B.; Gharehpetian, G.B. New family of expandable step-up/-down DC-DC converters with increased voltage gain and decreased voltage stress on capacitors. *Int. Trans. Electr. Energy Syst.* 2020, 30, pp. 1–17.

63. Abbasi, M.; Abbasi, E.; Li, L.; Tousei, B. Design and Analysis of a High-Gain Step-Up/Down Modular DC–DC Converter with Continuous Input Current and Decreased Voltage Stress on Power Switches and Switched-Capacitors. *Sustainability* 2021, 13, pp. 5243.

64. Axelrod, B.; Berkovich, Y.; Ioinovici, A. Switched-Capacitor/Switched-Inductor Structures for Getting Transformerless Hybrid DC–DC PWM Converters. *IEEE Trans. Circuits Syst. I Regul. Pap.* 2008, 55, pp. 687–696.

65. Axelrod, B.; Berkovich, Y.; Ioinovici, A. Switched-capacitor (SC)/switched inductor (SL) structures for getting hybrid step-down Cuk/SePIC/Zeta converters. In Proceedings of the 2006 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Kos, Greece, 21–24 May 2006; p. 4.

66. Veerachary, M. Switching Capacitor Assisted Buck-Boost Converter. In Proceedings of the 2021 International Conference on Sustainable Energy and Future Electric Transportation (SEFET), Hyderabad, India, 21–23 January 2021; pp. 1–6.

67. Banaei, M.R.; Ardi, H.; Farakhori, A. Analysis and implementation of a new single switch buck-boost converter. *IET Power Electron.* 2014, 7, pp. 1906–1914.

68. Alateeq, A.; Almalaq, Y.; Matin, M. A switched-inductor model for a non-isolated multilevel boost converter. In Proceedings of the 2017 North American Power Symposium, Morgantown, WV, USA, 17–19 September 2017; pp. 1–5.

69. Gorji, S.A.; Mostaan, A.; My, H.T.; Ektesabi, M. Non-isolated buck–boost DC–DC converter with quadratic voltage gain ratio. *IET Power Electron.* 2019, 12, 1425–1433.
70. Liu, F.; Zhao, Y.; Wu, Z.; Wang, W.; Wang, H.; Li, H. Interleaved Bidirectional Buck-Boost DC-DC Converter Based on Multi-mode Control. In *Proceedings of the 2022 6th International Conference on Green Energy and Applications*, online, 4–6 March 2022; pp. 182–186.
71. Maalandish, M.; Hosseini, S.H.; Jalilzadeh, T.; Pourjafar, S. A Buck-Boost DC/DC Converter with High Efficiency Suitable for Renewable Energies. *Int. J. Emerg. Electr. Power Syst.* 2018, 19, pp. 1–17.
72. Bhaskar, M.S.; Al-ammari, R.; Meraj, M.; Iqbal, A.; Padmanaban, S. Modified multilevel buck–boost converter with equal voltage across each capacitor: Analysis and experimental investigations. *IET Power Electron.* 2019, 12, pp. 3318–3330.
73. Haghghian, S.K.; Tohid, S.; Feyzi, M.R.; Sabahi, M. Design and analysis of a novel SEPIC-based multi-input DC/DC converter. *IET Power Electron.* 2017, 10, pp. 1393–1402.
74. Mounika, A.; Shankar, S.; Ramprabhakar, J. A Hybrid Energy Source Integration in a DC Microgrid using Multi- Input Buck-Boost Converter. In *Proceedings of the 2018 4th International Conference for Convergence in Technology*, Mangalore, India, 27–28 October 2018; pp. 1–6.
75. Rajaei, A.; Shahparasti, M.; Nabinejad, A.; Savaghebi, M. A high step-up partial power processing DC/DC T-source converter for ups application. *Sustainability* 2020, 12, pp. 1–19.

Додаток А

Стаття у фаховому журналі (подана до редакції журналу «Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах»)

УДК 681.5
DOI:

МАРТИНЮК Валерій
Хмельницький національний університет
ORCID ID: 0000-0001-5758-4244
e-mail: martynyuk.valeriy@gmail.com
СЕЛЬСЬКИЙ Андрій
Хмельницький національний університет
ORCID ID: 0000-0002-7373-0472
ШТИФЛЮК Ярослав
Хмельницький національний університет
e-mail: shityflyuk.yaroslav@gmail.com

МЕТОД КЕРУВАННЯ ПІДВИЩУВАЛЬНО-ПОНИЖИЮЧИМ ПЕРЕТВОРЮВАЧЕМ ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ

У статті розглянута схема підвищувально-понижючого перетворювача постійної напруги, яка використовується для побудови імітаційної моделі. Виконано розрахунок параметрів елементів схеми. Побудовані графіки струму котушки індуктивності для двох значень вихідної напруги. Побудовані графіки струму польового транзистора для двох значень вихідної напруги. Розроблена схема підвищувально-понижючого перетворювача постійної напруги в середовищі PSIM. В результаті проведеного моделювання побудовано графік вихідної напруги підвищувально-понижючого перетворювача постійної напруги в понижувальному режимі роботи.

Ключові слова: підвищувально-понижючим перетворювачем постійної напруги, струм котушки індуктивності, струм польового транзистора.

MARTYNYUK Valeriy, SELSKYI Andrii, SHITYFLYUK Yaroslav
Khmelnitsky national university, Ukraine

METHOD OF CONTROLLING A DC-DC VOLTAGE BUCK-BOOST CONVERTER

The article considers the circuit of a DC-DC buck converter, which is used to build a simulation model. The parameters of the circuit elements are calculated. The inductor current graphs are plotted for two output voltage values. The field effect transistor current graphs are plotted for two output voltage values. The circuit of a DC-DC buck converter is developed in the PSIM environment. As a result of the simulation, a graph of the output voltage of the DC-DC buck converter in the step-down mode of operation is plotted.

Keywords: DC-DC buck-boost converter, inductor current, field effect transistor current.

Постановка проблеми

Відповідно до рівня напруги, отриманого на виході по відношенню до джерела вхідної напруги, перетворювачі постійної напруги можна класифікувати як понижувальні, підвищувальні або понижувально-підвищувальні. У першому випадку вихідна напруга завжди нижча за вхідну, тоді як у другому випадку відбувається навпаки [1-3].

Для понижувально-підвищувальних перетворювачів бажана вихідна напруга може бути вищою або нижчою за вхідну. Серед найбільш відомих топологій можна відзначити понижючий перетворювач, підвищувальний перетворювач і понижувально-підвищувальний перетворювач.

Перетворювачі завжди мають контур зворотного зв'язку для контролю свого коефіцієнта заповнення імпульсів, оскільки вихідна напруга має залишатися регульованою, навіть якщо відбуваються зміни або перешкоди, наприклад, у навантаженні або у вхідній напрузі. Традиційно використовується аналоговий тип контролера [1, 4, 5].

З розвитком мікроконтролерів і цифрових сигнальних процесорів (ЦСП) застосування цифрових контурів керування стало альтернативою аналоговим контурам керування [6].

Серед переваг цифрового керування над аналоговим можна виділити наступні: менша чутливість до шуму, часу та змін навколишнього середовища; гнучкість перепрограмування контурів керування; простота реалізації таких застосувань, як моніторинг, діагностика та зв'язок з іншими пристроями.

Також важливою перевагою цифрового керування над аналоговим є можливість запропонувати більш складні закони керування, які враховують нелінійність, параметричні варіації або конструктивні допуски, специфічні для перетворювача, і таким чином покращують його динамічну реакцію та регулювання. З іншого боку, існують обмеження через кінцеву точність контролера, аналого-цифрових перетворювачів і затримки вибірки й обробки.

Аналіз останніх джерел

Відомі найрізноманітніші топології імпульсних перетворювачів, характеристики яких часто залежать від вимог застосування (вхідна напруга, вихідна напруга, потужність, ізоляція і т.д.). Наприклад, якщо вихідна

напруга повинна бути нижчою або вищою за вхідну, то використовуються понижувальні або підвищувальні перетворювачі відповідно.

В інших випадках потрібні схеми, які можуть виконувати обидва типи перетворень. У таких випадках використовуються понижувально-підвищувальний перетворювачі.

Деякі застосування вимагають електричної ізоляції між входом і виходом перетворювача. Трансформатори, що використовуються в цих топологіях, дозволяють не тільки отримати необхідну ізоляцію, але й зменшити або збільшити напругу, змінюючи співвідношення витків між первинною і вторинною обмотками.

З розвитком технологій з'явилися напівпровідникові пристрої, здатні перемикатися на високих частотах, що дозволило створювати трансформатори меншого розміру за рахунок зменшення об'єму схем.

Крім того, шляхом побудови трансформаторів з декількома обмотками можна отримати перетворювачі з декількома виходами зі зменшеною кількістю компонентів [5].

Однак, порівняно з неізованими топологіями, ізовані мають нижчу ефективність, оскільки ізоляційний трансформатор все ще залишається елементом, де зосереджені найважливіші втрати.

У найпростіших версіях перетворювачів постійної напруги перемикання здійснюється за допомогою транзистора (зазвичай типу MOSFET), що діє як ключ, і діода (зазвичай типу Шоткі). Для подальшого покращення характеристик зазвичай застосовують техніку синхротронного випрямлення [2].

Це означає, що паралельно діоду додається ще один транзистор (також типу MOSFET). Таким чином, падіння напруги на діоді замінюється низькоомним шляхом транзистора, що зменшує втрати через провідність. Однак додавання цього транзистора створює можливість короткого замикання, яке може статися, якщо обидва транзистори залишаються у відкритому стані протягом певного часового інтервалу.

Щоб усунути можливість короткого замикання, схеми, які керують транзисторами, створюють мертвий час, протягом якого жоден з транзисторів не проводить струм. Оскільки серед компонентів перетворювачів є котушка індуктивності, діод забезпечує шлях для проходження струму протягом інтервалу часу, коли жоден з транзисторів не проводить струм.

Синхронне випрямлення також дозволяє циркуляцію струму в ключах в двонаправленому напрямку, що виключає можливість переходу перетворювача в режим переривчастої провідності [4].

Така форма роботи зазвичай виникає, коли зміна струму котушки індуктивності велика, а вихідний струм малий. Коли котушка індуктивності повністю розряджається, струм намагається змінити напрямок протікання.

Якщо схема розроблена з діодами (замість двонаправлених перемикачів), струм залишається на нулі, поки котушка індуктивності знову не зарядиться.

З точки зору керування, наявність синхронної топології спрощує розробку, тому що для представлення поведінки перетворювача потрібна лише одна модель.

Виклад основного матеріалу

В процесі розробки імітаційної моделі підвищувально-понижючого перетворювача постійної напруги спочатку необхідно задати початкові значення, які будуть визначати умови моделювання.

На рис. 1 зображена схема підвищувально-понижючого перетворювача постійної напруги, яка використовується для побудови імітаційної моделі.

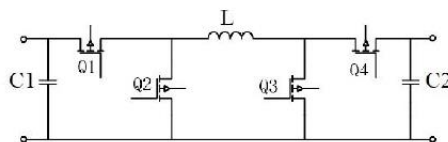


Рис. 1. Схема підвищувально-понижючого перетворювача постійної напруги

Для схеми підвищувально-понижючого перетворювача постійної напруги, яка використовується для побудови імітаційної моделі, задамо параметри для імітаційного моделювання.

Задамо параметри, які стосуються роботи підвищувально-понижючого перетворювача постійної напруги:

- мінімальна напруга на вході $V_{in_min} = 12$ В;
 - максимальна напруга на вході $V_{in_max} = 48$ В;
 - номінальна напруга на вході $V_{in_nom} = 24$ В;
 - мінімальна напруга на виході $V_{out_min} = 5$ В;
 - максимальна напруга на виході $V_{out_max} = 48$ В;
 - номінальна напруга на виході $V_{out_nom} = 24$ В.
- Задамо номінальний і максимальний вихідний струм:
- номінальний вихідний струм $I_{out_nom} = 5$ А.
 - максимальний вихідний струм $I_{out_max} = 5$ А;
 - задамо робочу частоту $f_{switch} = 200$ кГц.

Виконаємо розрахунок параметрів елементів схеми. Виконаємо розрахунок індуктивності. Розрахуємо значення мінімального коефіцієнта заповнення імпульсів.

$$D_{min} = \frac{V_{out,min}}{V_{in,max}} \cdot 100\% = \frac{5}{48} \cdot 100\% = 10,417\% \quad (1)$$

Розрахуємо величину пульсації струму індуктивності (25% від максимальної номінальної вихідного струму) котушки індуктивності.

$$\Delta I_L = 0,25 \cdot I_{out,nom} = 0,25 \cdot 5 = 1,25 \text{ A} \quad (2)$$

Розрахуємо мінімальну необхідну індуктивність котушки індуктивності в понижувальному режимі.

$$\begin{aligned} L_{minBuck} &= \frac{V_{out,min}}{\Delta I_L \cdot f_{switch}} (1 - D_{min}) = \\ &= \frac{5}{1,25 \cdot 200 \cdot 10^3} (1 - 0,10417) = 17,917 \text{ мкГн}. \end{aligned} \quad (3)$$

Розрахуємо коефіцієнт заповнення імпульсів в підвищувальному режимі.

$$D_{Bo} = \left(1 - \frac{V_{in,nom}}{V_{out,max}}\right) \cdot 100\% = \left(1 - \frac{24}{48}\right) \cdot 100\% = 50\% \quad (4)$$

Розрахуємо мінімальну необхідну індуктивність котушки індуктивності в підвищувальному режимі для мінімального струму $I_{minb} = 1 \text{ A}$.

$$L_{minBoost} = \frac{V_{out,max} \cdot D_{Bo} \cdot (1 - D_{Bo})^2}{2 \cdot I_{minb} \cdot f_{switch}} = \frac{48 \cdot 0,5 \cdot (1 - 0,5)^2}{2 \cdot 1 \cdot 200 \cdot 10^3} = 15 \text{ мГн}. \quad (5)$$

Виходячи з наведених вище результатів розрахунку, виберемо індуктивність з певним запасом для понижувального і підвищувального режимів $L_{BB} = 22 \text{ мкГн}$.

Результатом розрахунку згідно з формулою є мінімальне значення індуктивності, яке гарантує, що струм пульсації може відповідати попередньо встановленому значенню, тому виберемо індуктивність котушки індуктивності більшою за результат розрахунку. Крім того, слід враховувати, що струм насичення котушки індуктивності, ніж піковий струм.

Розрахуємо вихідну ємність C_2 .

Прийемо рівень пульсації вихідної напруги $\Delta V_{out} = 0,05 \text{ В}$.

Розрахуємо мінімальну величину вихідної ємності в понижуючому режимі.

$$C_{minBuck} = \frac{V_{out,min} \left(1 - \frac{V_{out,min}}{V_{in,min}}\right)}{8 L_{BB} \Delta V_{out} f_{switch}} = \frac{5 \cdot \left(1 - \frac{5}{12}\right)}{8 \cdot 22 \cdot 10^{-6} \cdot 0,05 \cdot 200 \cdot 10^3} = 12,725 \text{ мкФ}. \quad (6)$$

Розрахуємо мінімальну величину вихідної ємності в підвищувальному режимі.

$$C_{minBoost} = \frac{I_{out,nom} \left(1 - \frac{V_{in,min}}{V_{out,max}}\right)}{\Delta V_{out} \cdot f_{switch}} = \frac{5 \cdot \left(1 - \frac{12}{48}\right)}{0,05 \cdot 200^3} = 375 \text{ мкФ}. \quad (7)$$

Виберемо два конденсатори по 220 мкФ, які ввімкнемо паралельно $C_{BB} = 440 \text{ мкФ}$.

Виконаємо розрахунок підвищувально-понижючого перетворювача постійної напруги в понижуючому режимі за допомогою програмного середовища MathCAD.

Запишемо функцію залежності коефіцієнта заповнення імпульсів від вхідної та вихідної напруги v_{in} та v_{out} відповідно:

$$D(v_{in}, v_{out}) := \frac{v_{out}}{v_{in}} \quad (8)$$

Запишемо функцію залежності періоду імпульсів від вхідної та вихідної напруги v_{in} та v_{out} відповідно:

$$T_{on}(v_{in}, v_{out}) := D(v_{in}, v_{out}) \frac{1}{f_{switch}} \quad (9)$$

Запишемо функцію залежності пульсації струму котушки індуктивності від вхідної та вихідної напруги v_{in} та v_{out} відповідно:

$$\Delta i(v_{in}, v_{out}) = \frac{v_{in} - v_{out}}{L_{BB}} T_{on}(v_{in}, v_{out}) \quad (10)$$

Запишемо функцію побудови графіка струму котушки індуктивності від вхідної, вихідної напруги v_{in} та v_{out} , номінального вихідного струму i_o та часу t відповідно:

$$\begin{aligned} &I_L(v_{in}, v_{out}, i_o, t) = \\ &= \begin{cases} i_o - \frac{1}{2} \Delta i(v_{in}, v_{out}) + \frac{v_{in} - v_{out}}{L_{BB}} \text{mod}\left(t, \frac{1}{f_{switch}}\right) & \text{if } \leq \text{mod}\left(t, \frac{1}{f_{switch}}\right) < T_{on}(v_{in}, v_{out}) \\ i_o + \frac{1}{2} \Delta i(v_{in}, v_{out}) - \frac{v_{out}}{L_{BB}} \left(\text{mod}\left(t, \frac{1}{f_{switch}}\right) - T_{on}(v_{in}, v_{out})\right) & \text{if } T_{on}(v_{in}, v_{out}) \leq \text{mod}\left(t, \frac{1}{f_{switch}}\right) < \frac{1}{f_{switch}} \end{cases} \quad (11) \end{aligned}$$

На рисунку 3.2 зображено графіки струму котушки індуктивності для двох значень вихідної напруги $V_{out,nom} = 24 \text{ В}$ та $V_{out,min} = 5 \text{ В}$ відповідно.

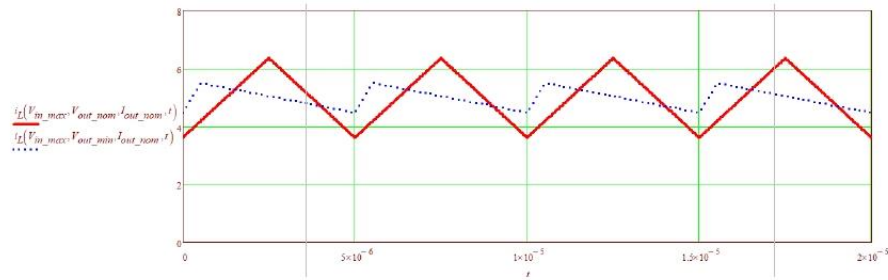


Рис. 2. Графіки струму котушки індуктивності для двох значень вихідної напруги $V_{out_nom} = 24$ В та $V_{out_min} = 5$ В відповідно

Запишемо функцію побудови графіка струму польового транзистора від вхідної, вихідної напруги v_{in} та v_{out} , номінального вихідного струму i_o та часу t відповідно:

$$i_{mosup}(v_{in}, v_{out}, i_o, t) = \begin{cases} i_o - \frac{1}{2} \Delta i(v_{in}, v_{out}) + \frac{v_{in} - v_{out}}{L_{BB}} \text{mod}\left(t, \frac{1}{f_{switch}}\right) & \text{if } \leq \text{mod}\left(t, \frac{1}{f_{switch}}\right) < T_{on}(v_{in}, v_{out}) \\ 0 & \text{if } T_{on}(v_{in}, v_{out}) \leq \text{mod}\left(t, \frac{1}{f_{switch}}\right) < \frac{1}{f_{switch}} \end{cases} \quad (12)$$

На рис. 3 зображено графіки струму польового транзистора для двох значень вихідної напруги $V_{out_nom} = 24$ В та $V_{out_min} = 5$ В відповідно.

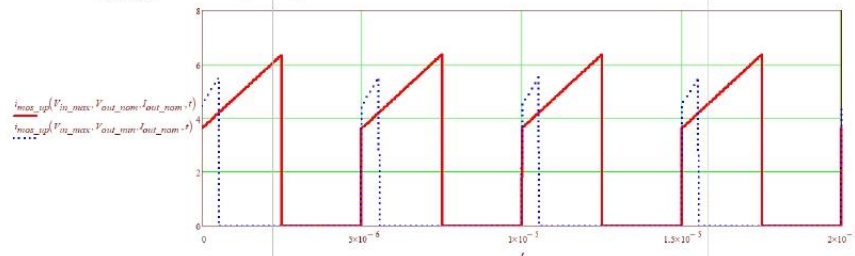


Рис. 3. Графіки струму польового транзистора для двох значень вихідної напруги $V_{out_nom} = 24$ В та $V_{out_min} = 5$ В відповідно

На рис. 4 зображена схема підвищувально-понижючого перетворювача постійної напруги в середовищі PSIM, яка буде використана для імітаційного моделювання.

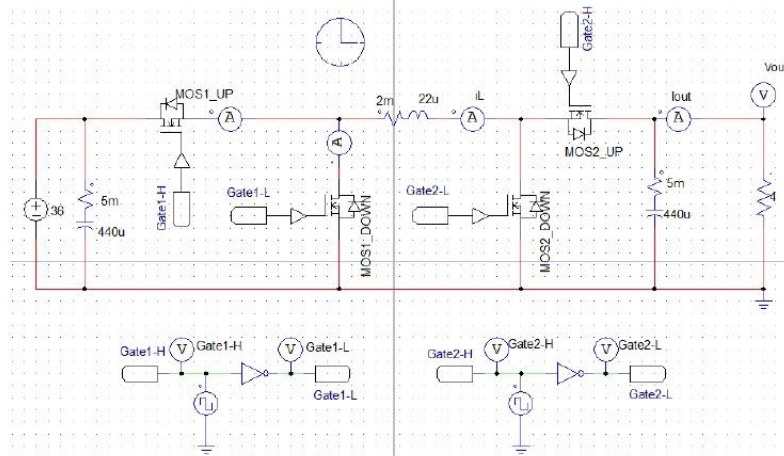


Рис. 4. Схема підвищувально-понижючого перетворювача постійної напруги в середовищі PSIM

На рис. 5 зображено графік вихідної напруги підвищувально-понижючого перетворювача постійної напруги в понижувальному режимі роботи. Аналізуючи графік вихідної напруги підвищувально-понижючого перетворювача постійної напруги в понижувальному режимі роботи, зробити висновок про значні пульсації вихідної напруги на початку періоду комутації протягом 5 мс. Це значний недолік схеми підвищувально-понижючого перетворювача постійної напруги в понижувальному режимі роботи без контура зворотнього зв'язку.

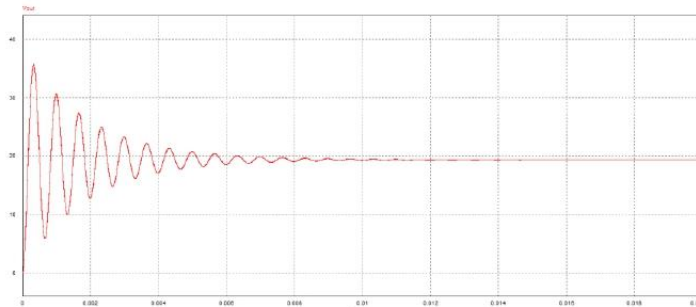


Рис. 5. Графік вихідної напруги підвищувально-понижувачого перетворювача постійної напруги в понижувальному режимі роботи

Висновки

Відповідно до рівня напруги, отриманого на виході по відношенню до джерела вхідної напруги, перетворювачі постійної напруги можна класифікувати як понижувальні, підвищувальні або понижувально-підвищувальні. У першому випадку вихідна напруга завжди нижча за вхідну, тоді як у другому випадку відбувається навпаки.

Підвищувально-понижувачий перетворювач працює в понижуючому режимі при $d < 0,5$, а в підвищувальному режимі працює при $d > 0,5$. Співвідношення струмів на вході і виході можна отримати за принципом збереження енергії.

Суть методу керування підвищувально-понижувачим перетворювачем постійної напруги полягає у тому, щоб перетворювач працював по-різному залежно від рівня вхідної напруги V_{in} , щоб досягти кращої ефективності роботи системи. Контур керування зі зворотним зв'язком відповідає за регулювання вихідної напруги широтно-імпульсного перетворювача з чотирьох ключів шляхом вимірювання вихідної напруги та впливу на шпаруватість ШІМ-сигналів у кожному періоді перемикання.

Експериментальні дослідження підтверджують, що підвищувально-понижувачий перетворювач постійної напруги працює належним чином у додатках, де напруга живлення змінюється в широкому діапазоні, як це відбувається в батареї, і щоб він також мав кращу ефективність. Також експериментальні дослідження підтверджують, що підвищувально-понижувачий перетворювач постійної напруги працює належним чином у додатках, де змінюється опір та потужність навантаження.

Література:

1. Power Switching Converters / S.S. Ang, A.R. Oliva. - CRC Press, New York, 2nd edition, 2005.
2. Integrated Power Electronic Converters and Digital Control / A. Emadi, A. Khaligh, Z. Nie, Y.L. Lee. - CRC Press, 2009.
3. Power electronics: converters, applications and design / N. Mohan, T.M. Undeland. - John Wiley & Sons, 3 edition, 2007.
4. Fundamentals of Power Electronics / R.W. Erickson, D. Maksimovi'c. - Springer Science+Business Media, 2da edition, 2007.
5. Switching Power Supply Design / A.I. Pressman, K. Billings, T. Morey. - Mc. Graw Hill, 3 edition, 2009.
6. Digital Control in Power Electronics / S. Buso, P. Mattavelli. - Morgan and Claypool Publishers, 1 edition, 2006.

References

1. Power Switching Converters / S.S. Ang, A.R. Oliva. - CRC Press, New York, 2nd edition, 2005.
2. Integrated Power Electronic Converters and Digital Control / A. Emadi, A. Khaligh, Z. Nie, Y.L. Lee. - CRC Press, 2009.
3. Power electronics: converters, applications and design / N. Mohan, T.M. Undeland. - John Wiley & Sons, 3 edition, 2007.
4. Fundamentals of Power Electronics / R.W. Erickson, D. Maksimovi'c. - Springer Science+Business Media, 2da edition, 2007.
5. Switching Power Supply Design / A.I. Pressman, K. Billings, T. Morey. - Mc. Graw Hill, 3 edition, 2009.
6. Digital Control in Power Electronics / S. Buso, P. Mattavelli. - Morgan and Claypool Publishers, 1 edition, 2006.

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ХМЕЛЬНИЦЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

РЕЦЕНЗІЯ НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ

Дипломник Штифлюк Ярослав Олександрович

Тема: Метод керування підвищувально-понижуючим перетворювачем постійної напруги

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

Обсяг кваліфікаційної роботи:

Кількість сторінок записки 89

1. Короткий зміст роботи та прийнятих рішень: Метою роботи є розробка методу керування підвищувально-понижуючим перетворювачем постійної напруги
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 розглянуто особливості моделі підвищувально-понижуючим перетворювачем постійної напруги. У другому розділі удосконалено математичну модель підвищувально-понижуючим перетворювачем постійної напруги. У третьому розділі розроблено імітаційну модель підвищувально-понижуючим перетворювачем постійної напруги. У четвертому розділі виконано експериментальні дослідження методу керування підвищувально-понижуючим перетворювачем постійної напруги
4. Позитивні сторони роботи: Забезпечена компенсація ПІД-регулятора підвищувально-понижуючого перетворювача постійної напруги в понижуючому режимі. Визначено, що запас по фазі становить $77,422^\circ$, а запас по амплітуді дорівнює $-32,676$ дБ. У цьому полягає суттєва перевага методу керування підвищувально-понижуючим перетворювачем постійної напруги.

5. Негативні сторони роботи: не виконано порівняння методу керування підвищувально-понижуючим перетворювачем постійної напруги із відомим методами керування підвищувально-понижуючими перетворювачами постійної напруги.

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.

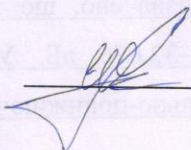
8. Інші зауваження: відсутні

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

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

доктор філософії, старший викладач
Степан Михайло Васильово

"18" грудня 2024 р.

 (підпис)

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

Штифлюка Я.О.

ІІБ 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.

19.12.2024

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: 14%**

ID: 161278 Назва: МКР Метод керування підвищувально-понижувачим перетворювачем постійної напруги Додано в БД: 2024-12-19 Автора: Ярослав ШТИФЛЮК Керівники: Андрій СЕЛЬСЬКИЙ Консультанти: Опоненти:	Документ		Сумарний збіг по Базі Даних	
	Символи	Лексеми	Символи	Лексеми
	77547	591	731 (1%)	11 (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: Ярослав ШТИФЛЮК

Співавтор:

Назва: МКР Штифлюк

Науковий керівник: Андрій СЕЛЬСЬКИЙ

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

Коефіцієнт подібності 1: 12.2%

Коефіцієнт подібності 2: 2.2%

Мікропробіли: 19

Заміна букв: 9

Інтервали: 15

Білі знаки: 1

Дата створення звіту: 2024-12-19 10:31:59.0

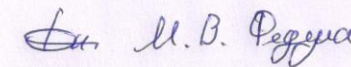
Після аналізу Звіту подібності констатую наступне:

- 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:

2024-12-19

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 керування підвищувально-понижувачим перетворювачем постійної напруги

Автор: Штифлюк Ярослав Олександрович

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;

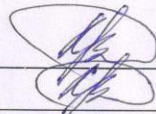
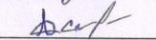
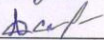
3) виявлені модифікації тексту не впливають на відсоток схожості.

Сумарний обсяг всіх запозичень, визначений системою виявлення збігів ідентичності/схожості, складає 12,2% 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

Андрій СЕЛЬСЬКИЙ