МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ЗАПОРІЗЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
ІНЖЕНЕРНИЙ НАВЧАЛЬНО-НАУКОВИЙ ІНСТИТУТ
ім. Ю.М. ПОТЕБНІ

Кафедра електроніки, інформаційних систем
та програмного забезпечення
(повна назва кафедри)

Кваліфікаційна робота

другий (магістерський)
(рівень вищої освіти)

на тему "Дослідження блоку живлення на базі квазірезонансного перетворювача електроенергії з шунтуючим дроселем"

Виконав: студент II курсу, групи 8.1713
спеціальності 171 «Електроніка»
(код і назва спеціальності)
освітньої програми Електроніка
(код і назва освітньої програми)

С.Ю. Шляховський
(ініціали та прізвище)

Керівник проф., д. техн. н Алексієвський Д.Г.
(посада, вчене звання, науковий ступінь, прізвище та ініціали)

Рецензент зам. дир. НВКФ "Екотех" Шелков С.Г.
(посада, вчене звання, науковий ступінь, прізвище та ініціали)

Запоріжжя
2024

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ЗАПОРІЗЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
ІНЖЕНЕРНИЙ НАВЧАЛЬНО-НАУКОВИЙ ІНСТИТУТ
ім. Ю.М. ПОТЕБНІ

Кафедра електроніки, інформаційних систем та програмного забезпечення
Рівень вищої освіти другий (магістерський)
Спеціальність 171 «Електроніка»
(код і назва)
Освітня програма Електроніка
(код і назва)
Спеціалізація

ЗАТВЕРДЖУЮ
Завідувач кафедри Критська Т.В.
"01" 10 2024 року

З А В Д А Н Н Я
НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ СТУДЕНТОВІ (СТУДЕНТЦІ)

Шляховському Станіславу Юрійовичу
(прізвище, ім'я, по батькові)

1 Тема роботи (проєкту) "Дослідження блоку живлення на базі квазірезонансного перетворювача електроенергії з шунтувочним дроселем"
керівник роботи Клєкаєвський Дмитро Геннадійович, д.т.н., проф.,
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)
затверджені наказом ЗНУ від "30" вересня 2024 року № 1483-с

2 Строк подання студентом роботи 03 грудня 2024

3 Вихідні дані до роботи Напруга джерела живлення LLC перетворювача 41,6–54,6В. Номінальна потужність блоку живлення 400 Вт. Вихідна напруга 100 В.

4 Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити) 1. Аналіз явища резонансу в електричних ланцюгах. 2. Дослідження характеристик резонансного перетворювача з шунтуючим дроселем. 3. Синтез візуально-блочної математичної моделі. 4. Розробка фізичної реалізації перетворювача. 5. Економічна модель проекту.

5 Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень)

1. Структура енергетичного тракту. 2. Компоненти математичної моделі. 3. Візуально-блочна математична модель. 4. Реалізація математичної моделі. 5. Схема електрична принципова. 6. Габаритне креслення. 7. Заземлювальний пристрій. 8. Економічна модель проекту.

6 Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
1	Алексієвський Д. Т., проф.	09.09.24	Шлях 09.09.24
2	Алексієвський Д. Т., проф.	16.09.24	Шлях 23.09.24
3	Алексієвський Д. Т., проф.	23.09.24	Шлях 19.09.24
4	Алексієвський Д. Т., проф.	11.09.24	Шлях 21.10.24
5	Алексієвський Д. Т., проф.	11.11.24	Шлях 11.11.24

7 Дата видачі завдання 02.09.2024

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів кваліфікаційної роботи магістра	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1	Аналіз явища резонансу в електричних ланцюгах	23.09.2024	вик
2	Дослідження характеристик резонансного перетворювача з шунт. дрос.	29.09.2024	вик
3	Синтез візуально-блочної математичної моделі	21.10.2024	вик
4	Розробка фізичної реалізації перетворювача	11.11.2024	вик
5	Економічна модель проекту	18.11.2024	вик
6	Оформлення пояснювальної записки	25.11.2024	вик
7	Оформлення графічної частини	02.12.2024	вик

Студент Шлях Шляховський С.Ю.
(підпис) (прізвище та ініціали)

Керівник роботи (проекту) Алексієвський Д. Т.
(підпис) (прізвище та ініціали)

Нормоконтроль пройдено

Нормоконтролер Пушилев К.О.
(підпис) (прізвище та ініціали)

РЕФЕРАТ

Кваліфікаційна робота магістра містить 92 стор., 52 рис., 8 табл., 21 джерело літератури.

РЕЗОНАНС, РЕЗОНАНСНА ЧАСТОТА, ДОБРОТНІСТЬ, РЕЗОНАНСНИЙ LLC ПЕРЕТВОРЮВАЧ, МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ, СТРУКТУРА ЕНЕРГЕТИЧНОГО ТРАКТУ, ВІЗУАЛЬНО-БЛОЧНА МОДЕЛЬ, ДЕКОМПОЗИЦІЯ СИСТЕМИ, ШУНТУЮЧИЙ ДРОСЕЛЬ, ІНВЕРТОР

Мета роботи: провести дослідження блоку живлення на базі квазірезонансного перетворювача електроенергії з шунтуючим дроселем.

В ході виконання роботи розглянуто явище резонансу в електричних ланцюгах, пристрій та переваги резонансного перетворювача з шунтуючим дроселем, принципи роботи резонансних перетворювачів. Проаналізовано ринок резонансних перетворювачів. Виконано аналіз проблем та постановку завдань.

Досліджено характеристики резонансного перетворювача з шунтуючим дроселем на основі схемотехнічної моделі.

Синтезовано візуально-блочну математичну модель на основі структури енергетичного тракту. Розглянуто бібліотеку елементів візуально-блочної моделі. Проаналізовано результати моделювання.

Розраховано резонансний LLC перетворювач та розроблено електричну принципову схему. Розглянуто інструкцію з охорони праці для офісних працівників, розраховано пристрій заземлення та вивчено рекомендації по монтажу заземлюючого пристрою.

Створено економічну модель проекту.

Також було виконано 8 креслень.

ЗМІСТ

	Вступ	5
1	Аналіз явища резонансу в електричних ланцюгах	6
1.1	Аналіз пристрою та переваг резонансного перетворювача з шунтуючим дроселем	8
1.2	Аналіз принципів роботи резонансних перетворювачів	11
1.2.1	Розрахунок втрат у резонансних перетворювачах при режимах неперервних і розривних струмів	11
1.2.2	Розрахунок характеристик послідовно-резонансного перетворювача з релейним регулюванням	13
1.2.3	Резонансний перетворювач з широтно-імпульсним регулюванням вихідної напруги	18
1.3	Аналіз ринку резонансних перетворювачів	23
1.4	Аналіз проблем та постановка завдань	26
2	Дослідження характеристик резонансного перетворювача з шунтуючим дроселем	28
3	Синтез візуально-блочної математичної моделі	34
3.1	Бібліотека елементів візуально-блочної моделі	36
3.2	Аналіз результатів моделювання	42
4	Розробка фізичної реалізації перетворювача	46
4.1	Розрахунок резонансного LLC перетворювача	46
4.2	Розробка електричної принципової схеми резонансного LLC перетворювача	57
4.3	Охорона праці	65
4.3.1	Інструкція з охорони праці для офісних працівників	65
4.3.2	Розрахунок пристрою заземлення	71
4.3.3	Рекомендації по монтажу заземлюючого пристрою	75
5	Економічна модель проекту	77
	Висновки	85
	Список використаних джерел	86
	Додаток А	88
	Додаток Б	90

ВСТУП

Синтез математичної моделі електротехнічного комплексу одна із важливих етапів його створення. Синтез використовується не тільки як інструмент перевірки ефективності та працездатності технічних рішень щодо силового обладнання, але також є основою для процедури синтезу системи управління, де силове електрообладнання виступає як об'єкт управління. Щодо останнього випадку слід зазначити, що процедура синтезу математичних моделей, на думку фахівців [1], займає близько 80-90% трудомісткості проектування системи управління.

Основним засобом скорочень часу на синтез та налагодження математичної моделі, а також зменшення інтенсивності помилок при математичному моделюванні є використання бібліотек компонентів системи. На форму створюваних бібліотек компонентів моделі впливає прийнятий принцип декомпозиції системи, модель якої має бути синтезована [2].

Не кожна декомпозиція системи призводить до позитивного результату, дозволяючи отримати підсистеми доступніші для аналізу. Раціональність декомпозиції оцінюється з погляду цілісності: якщо декомпозиція невдала, системні і підсистемні поняття неможливо ув'язати, між ними втрачається наступність. Декомпозиція повинна виявляти явно виражені підсистемні властивості та пов'язані з ними поняття [2].

Поширеним принципом декомпозиції є, умовно кажучи, агрегатний принцип. Відповідно до даного принципу, елементом системи, стосовно електротехнічного комплексу, є окремий пристрій, що входить в електротехнічний комплекс і має певні конструктивні контури.

Агрегатний підхід до декомпозиції має безперечну перевагу, тому що відображає реальні конструктивні блоки, які використовує розробник. Однак цей підхід не відображає структури енергетичних трактів і не дозволяє проводити аналіз енергетичних потоків, які відбуваються в електротехнічному комплексі. Актуальність цієї проблеми стає очевидною у разі, коли електротехнічний комплекс є розгалуженою структурою для перетворення і передачі енергії.

1 АНАЛІЗ ЯВИЩА РЕЗОНАНСУ В ЕЛЕКТРИЧНИХ ЛАНЦЮГАХ

Резонанс – це явище різкого зростання амплітуди вимушених коливань системи, що настає при наближенні частоти зовнішнього впливу до певних значень (резонансних частот), обумовлених властивостями системи. Таким чином, причиною резонансу є збіг зовнішньої (збуджуючої) частоти з внутрішньою (власною) частотою коливальної системи [3].

Резонанс зустрічається у механіці, електроніці, оптиці, акустиці, астрофізиці.

Явище резонансу лежить в основі проектування музичних інструментів: роялю, скрипки, флейти тощо.

Резонансна частота — частота сили, що вимушує, яка рівна власній частоті коливальної системи, при якій досягається максимальна амплітуда.

Резонанс виникає у будь-яких пружних середовищах: твердих, рідких та газоподібних, головне – це наявність резонансної частоти.

Електричний резонанс – це збільшення струмів і напруг на окремих ділянках ланцюга при зміні частоти гармонійного сигналу. Електричний резонанс відбувається, коли в ланцюзі, що містить індуктивності та ємності, струм збігається по фазі з напругою [4].

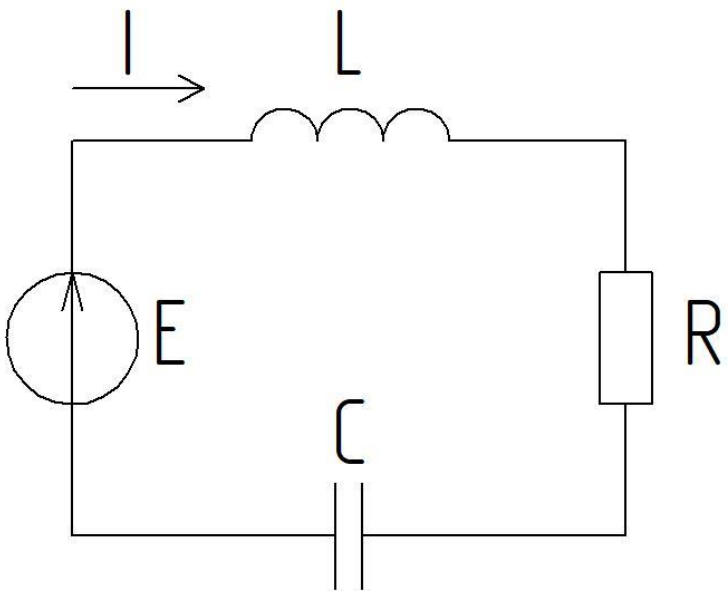


Рисунок 1.1 – Схема послідовного електричного резонансного контуру.

Резонанс в електричних ланцюгах виникає при обміні енергією між ємнісними елементами - конденсаторами та індуктивними елементами - котушками, які включені в цей ланцюг. Амплітуда досягає максимального значення на певній частоті, коли індуктивна та ємнісна складові системи врівноважені, і енергії можуть вільно циркулювати між магнітним полем котушки та електричним полем конденсатора. Магнітне поле індуктивного елемента породжує електричний струм, що заряджає конденсатор, а розрядка конденсатора створює магнітне поле в котушці. Цей процес здатний повторюватися багаторазово.

Умову виникнення резонансу в електричному ланцюзі можна виразити формулою:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \qquad (1.1)$$

де ω_0 - резонансна частота,

L - індуктивність котушки,

C - ємність конденсатора.

Розрізняють резонанс струмів (при паралельному з'єднанні котушки та конденсатора) та резонанс напруг (при послідовному з'єднанні елементів).

Явище резонансу напруг використовується у техніці для посилення коливань напруги будь-якої певної частоти [5].

Явище резонансу струмів використовується в резонансних підсилювачах, що дозволяє виділити одне певне коливання з сигналу складної форми.

На принципах електричного резонансу функціонують такі прилади, як електричні резонансні трансформатори, котушка Тесла та багато сучасних електронних пристроїв.

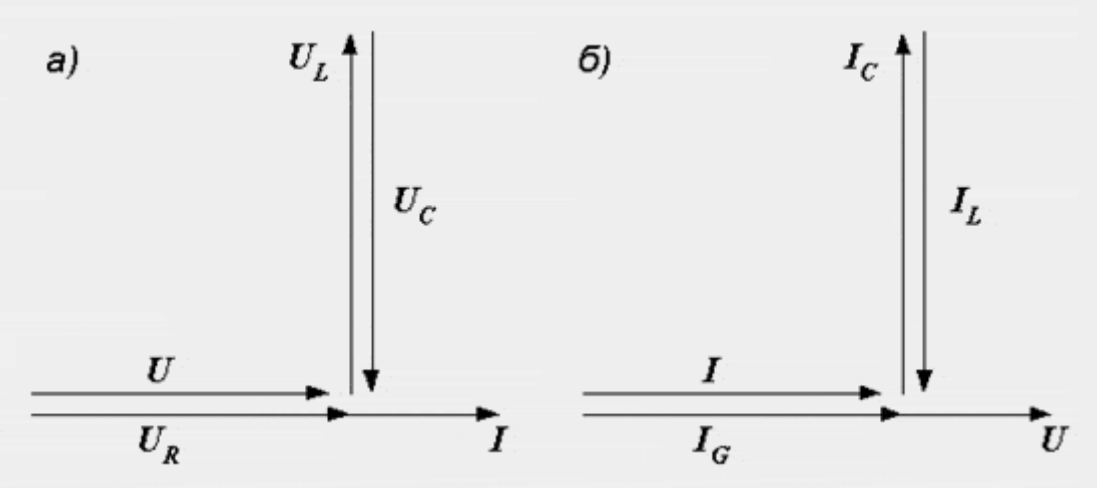


Рисунок 1.2 – Векторні діаграми при резонансі напруг(а) та струмів(б).

Напруги на індуктивності та ємності можуть значно перевищувати напруги на вході ланцюга. Їхнє відношення, зване добротністю контуру Q, визначається величинами індуктивного (або ємнісного) та активного опорів:

$$Q = \frac{U_L}{U} = \frac{U_C}{U} = \frac{X_{L\,\text{рез}}}{R} = \frac{X_{C\,\text{рез}}}{R}. \qquad (1.2)$$

Добротність показує, у скільки разів напруги на індуктивності і ємності при резонансі перевищують напругу, прикладену до ланцюга [6]. У радіотехнічних ланцюгах вона може досягати кількох сотень одиниць.

1.1 Аналіз пристрою та переваг резонансного перетворювача з шунтуючим дроселем

Спроби отримати щільність потужності імпульсного джерела живлення, що постійно зростає, були обмежені розміром пасивних компонентів. Робота на вищих частотах значно зменшує розміри пасивних компонентів, таких як трансформатори та фільтри; однак втрати на перемикання були перешкодою для роботи на високих частотах. Щоб зменшити втрати на перемикання та забезпечити роботу на високих частотах, були розроблені методи

резонансного перемикання. Ці методи обробляють потужність синусоїдально, а пристрої, що перемикають, м'яко комутуються. Таким чином, втрати на перемикання та шум можуть бути значно зменшені [7].

Серед різних типів резонансних перетворювачів найпростішим і найпопулярнішим резонансним перетворювачем є резонансний перетворювач серії LC, в якому мережа навантаження випрямляча включена послідовно з резонансним ланцюгом LC, як показано на рис. 1.3. У цій конфігурації резонансна мережа та навантаження діють як дільник напруги. При зміні частоти збудливої напруги Vd змінюється опір резонансного кола. Вхідна напруга ділиться між цим опором та відбитим навантаженням. Оскільки це дільник напруги, коефіцієнт посилення постійного струму резонансного перетворювача LC-серії завжди <1. У разі малого навантаження імпеданс навантаження дуже великий проти імпедансом резонансної мережі; вся вхідна напруга покладається на навантаження. Це ускладнює регулювання потужності при невеликому навантаженні. Теоретично частота має бути нескінченною, щоб регулювати вихідну потужність без навантаження.

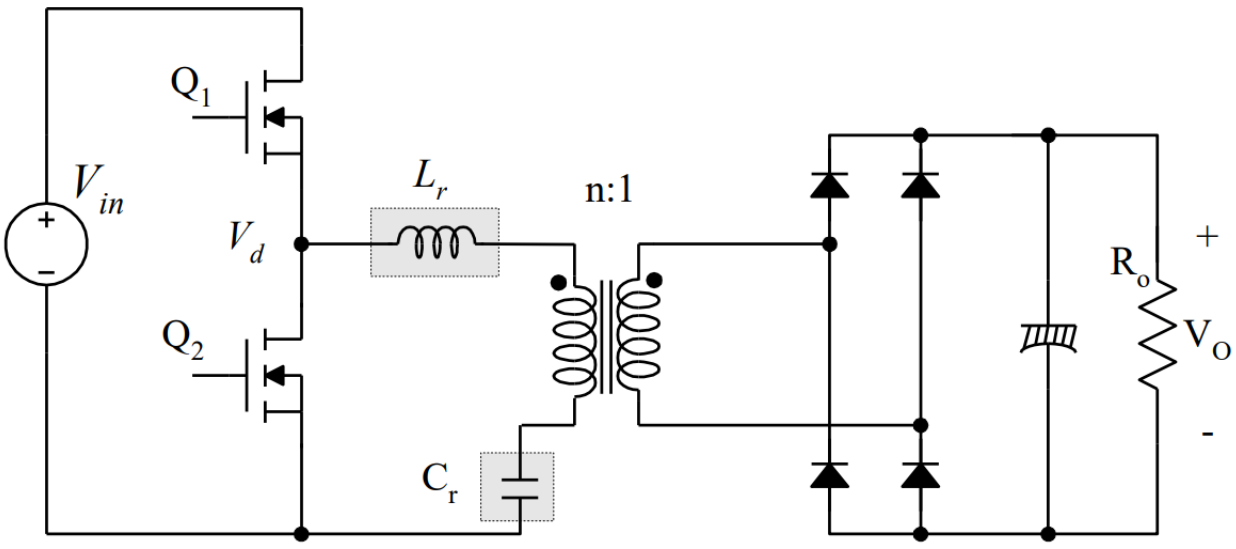


Рисунок 1.3 – Напівмостовий послідовний LC резонансний перетворювач.

Щоб подолати обмеження послідовних резонансних перетворювачів, було запропоновано резонансний перетворювач LLC [7]. Резонансний

перетворювач LLC являє собою модифікований резонансний перетворювач серії LC, реалізований шляхом розміщення шунтуючого індуктора на первинній обмотці трансформатора, як показано на рис. 1.4. Коли ця топологія була вперше представлена, їй не було приділено особливої уваги через суперечливу концепцію, згідно з якою збільшення циркуляції струму в первинній обмотці за допомогою індуктора, що шунтує, може бути корисно для роботи схеми. Тим не менш, він може бути дуже ефективним у підвищенні ефективності для застосування високої вхідної напруги, де втрати на перемикання набагато більші домінують, ніж втрати провідності.

У більшості практичних проектів цей індуктор, що шунтує, реалізується з використанням індуктивності намагнічування трансформатора. Принципова схема резонансного перетворювача LLC виглядає майже так само, як резонансний перетворювач серії LC: єдина відмінність полягає в номіналі індуктора, що намагнічує. Хоча послідовний резонансний перетворювач має індуктивність намагнічування набагато більшу, ніж резонансний індуктор серії LC (Lr), індуктивність намагнічування в резонансному перетворювачі LLC становить всього в 3-8 разів більше Lr, що зазвичай досягається шляхом введення повітряного зазору в трансформаторі.

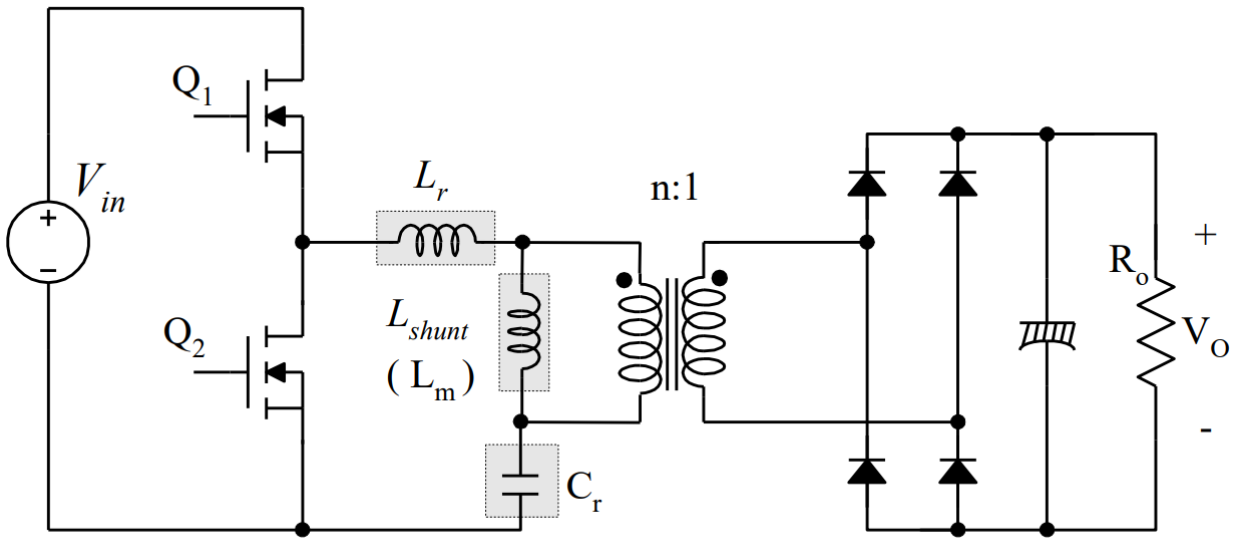


Рисунок 1.4 – Напівмостовий LLC резонансний перетворювач.

Резонансний перетворювач LLC має безліч переваг перед послідовним резонансним перетворювачем; він може регулювати вихід у широкому діапазоні коливання навантаження та напруги лінії з відносно малою зміною частоти перемикання. Він може забезпечити перемикання при нульовій напрузі (ZVS) у всьому робочому діапазоні. Для досягнення м'якого перемикання використовуються всі основні паразитні елементи, включаючи ємності переходу всіх напівпровідникових приладів, а також індуктивність розсіювання та індуктивність трансформатора намагнічування.

1.2 Аналіз принципів роботи резонансних перетворювачів

1.2.1 Розрахунок втрат у резонансних перетворювачах при режимах неперервних і розривних струмів [8]

У статті Харківського національного університету радіоелектроніки сказано, що основною відмінністю резонансних перетворювачів від перетворювачів з жорстким перемиканням силових ключів є застосування в силовому каскаді індуктивних і ємнісних елементів, які, утворюючи резонансний контур із власною частотою, вищою, ніж частота комутації, створюють квазігармонічну форму струму, в якій завжди існують моменти нульового значення струму та напруги [8].

Для зниження динамічних втрат та захисту силових ключів використовуються спеціальні ланцюги, що містять реактивні елементи, які коригують форму траєкторії переміщення робочої точки з метою недопущення її виходу за межі області безпечної роботи (ОБР).

Цель роботи – з'ясувати, наскільки виправдано застосування ланцюгів корекції, які керують переміщенням робочої точки транзистора для підвищення ефективності перетворення [8].

На початку наводиться математичний опис досліджуваних процесів.

Для цього береться типове виконання силового каскаду резонансного перетворювача електричної енергії, яке приведено на рис. 1.5.

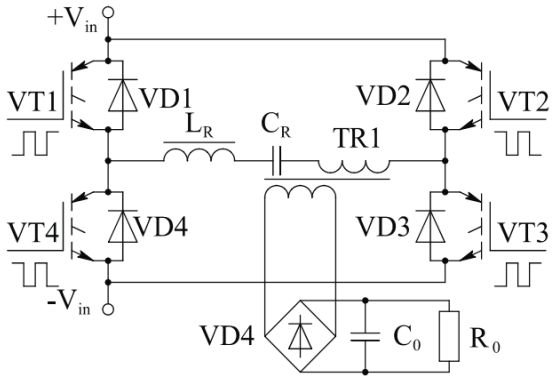


Рисунок 1.5 – Схема силового каскаду резонансного перетворювача.

Задаються такими спрощеннями:

- силові ключі, інверсні діоди та трансформатор – ідеальні;

- ємність конденсатора С0 нескінченно велика;

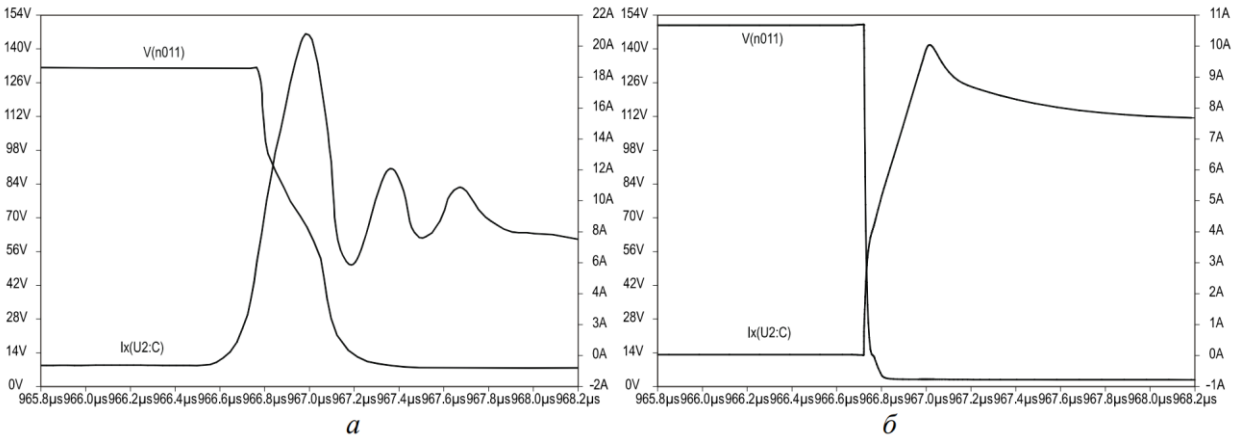
- напруга на навантаженні R0 постійна.

Дослідження проводиться для двох режимів роботи перетворювача:

1. Режим розривних струмів, при якому частота комутації транзисторів менша за половину власної резонансної частоти LC-ланцюга;

2. Режим нерозривних струмів, при якому частота комутації транзисторів більша або дорівнює половині власної резонансної частоти LC-ланцюга.

Також методом моделювання перевірено ефективність застосування снабберів струму. Отримані форми струмів та напруг показані на рис. 1.6.



а *б*

Рисунок 1.6 – Форми струму та напруги на транзисторі при включенні без снаббера (а) та зі снаббером струму (б).

В результаті досліджень встановлено, що втрати для резонансних перетворювачів у режимі безперервних струмів значно перевищують втрати в режимі розривних струмів за рахунок більшої величини втрат на резонансному дроселі та трансформаторі. Отже, резонансні перетворювачі в ряді випадків можуть виявитися досить неефективними через різке збільшення середньоквадратичного значення комутованого струму [8].

Результат моделювання показав, що застосування снабберів дозволило підвищити ефективність перетворювача лише на 1,8 %, що значно менше реального мінімуму для перетворювачів із жорстким перемиканням силових ключів. Ефективність застосування снабберів у резонансних перетворювачах напруги є неоднозначною. Отриманий результат може вважатися позитивним лише для перетворювачів великої потужності, наприклад, для зварювальних інверторів.

1.2.2 Розрахунок характеристик послідовно-резонансного перетворювача з релейним регулюванням [9]

У статті Миколаївського національного університету кораблебудування сказано, що резонансні перетворювачі електроенергії містять у своїх силових схемах ланцюги з ємностями та індуктивностями, у яких під час роботи перетворювача виникають резонансні явища, що сприяють формуванню синусоїдальних струмів та напруг у навантаженнях інвертора. У перетворювачах постійної напруги резонансні явища використовуються головним чином для зменшення комутаційних втрат у силових вентилях [9]. У двотактних схемах інверторів перетворювачів істотне зниження комутаційних втрат у транзисторах має місце за рівності частоти комутації резонансної частоти силового контуру. В інверторі з паралельним контуром стає можливою комутація транзисторів в нулі напруги, в інверторі з послідовним контуром - в нулі струму. У системах живлення часто використовують перетворювачі, що містять інвертори з послідовними контурами - послідовно-

резонансні перетворювачі (ПРП), оскільки в них легше забезпечити захист від перевантажень [9].

При досить великому відношенні робочої частоти перетворювача до частот реакції навантаження можна регулювати потужність перетворювача шляхом введення частих і короткочасних переривань у роботі інвертора, що тривають від одного до декількох періодів комутації. Тривалість переривань змінюється під час регулювання потужності, а частота резонансних коливань залишається незмінною. Таким чином, забезпечуються умови зниження втрат в транзисторах інвертора. Як регулятор може бути використаний релейний елемент, тому спосіб регулювання потужності в цьому випадку буде релейним.

Метою статті є отримання статичних характеристик ПРП, визначення факторів, що впливають на лінійність регулювання, та з'ясування основних переваг та недоліків релейного регулювання.

Схема силової частини ПРП на рис. 1.7 містить мостовий інвертор на транзисторах V1–V4, підключений до первинного джерела живлення з напругою Un, резонансний LCr-ланцюг (РЦ), випрямний міст на діодах V5–V7 та споживач енергії, представлений у вигляді джерела напруги Uн . Мостовий інвертор автономно генерує змінну напругу u_g прямокутної форми з величиною, що близька до напруги живлення Un . До виходу інвертора підключено послідовний резонансний контур, утворений РЦ та випрямлячем з навантаженням. Контур настроєно на робочу частоту інвертора [9].

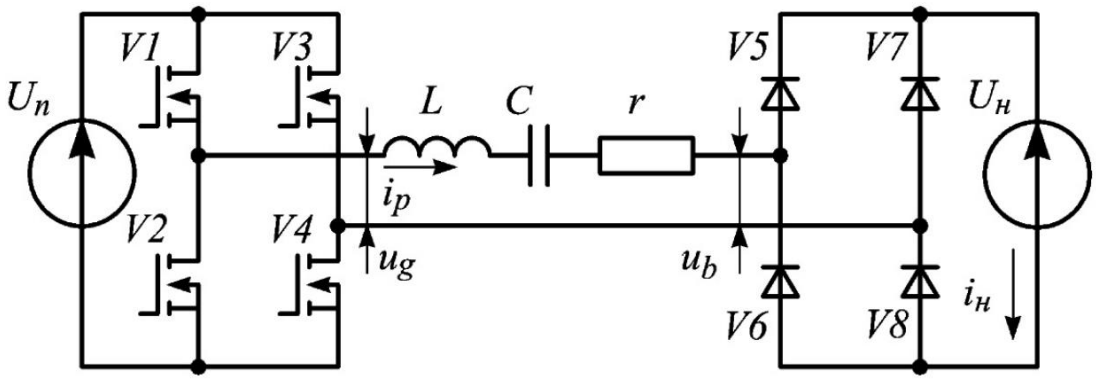


Рисунок 1.7 – Схема силової частини ПРП.

Принцип релейного регулювання тут полягає у періодичному включенні та виключенні режиму генерації прямокутної напруги інвертором ПРП, що впливає на РЦ з випрямлячем та навантаженням. Амплітуда резонансних коливань, що виникають при цьому, буде наростати в режимі генерації інвертора і спадати при його виключенні. Середня потужність буде залежати від відносної тривалості роботи інвертора протягом кожного періоду регулювання.

Період регулювання, таким чином, містить два етапи: робочий режим інвертора, умовно етап G (generation - генерування), та режим зупинки інвертора і забезпечення близького до нуля напруги на його виході, умовно етап D (dissipation, dispersion - розсіювання). Порядок включення транзисторів протягом одного періоду перетворення повинен забезпечуватись локальною системою управління інвертором ПРП, як показано в табл. 3.1.

Таблиця 1.1 – Порядок включення вентилів інвертора

Полярність напівперіоду струму	Режим роботи інвертора	
	G - генерація	D - розсіювання
Позитивна	V1, V4, V5, V8	V1, V3, V5, V8
Негативна	V2, V3, V6, V7	V2, V4, V6, V7

На рис. 1.8 представлена еквівалентна схема ПРП, що пояснює принцип релейного регулювання. У схемі інвертор І заміщений джерелом прямокутної напруги u_g та керованим комутатором режимів інвертора.

Увімкненням і вимкненням інвертора управляє регулятор - релейний елемент РЕ, що реагує на різницю між напругою $u_{зад}$, що задає, і напругою навантаження. Якщо на етапі G вихідна напруга перевищить верхній поріг стабілізації, регулятор вимкне інвертор. Коли вихідна напруга стане меншою від нижнього порога стабілізації, інвертор знову включиться. Для нормальної роботи перетворювача гістерезис регулятора повинен бути порівняним або більшим за розмах пульсацій вихідної напруги, викликаних резонансними

коливаннями. Тригер Т синхронізується з роботою інвертора і служить для коректного перемикання режимів. Тоді період регулювання вміщатиме ціле число m напівперіодів коливань:

$$T_m = \frac{T \cdot m}{2}, \tag{1.9}$$

де $T = \frac{2 \cdot \pi}{\omega_1}$ – період вільних коливань;

ω_1 – кутова частота коливань.

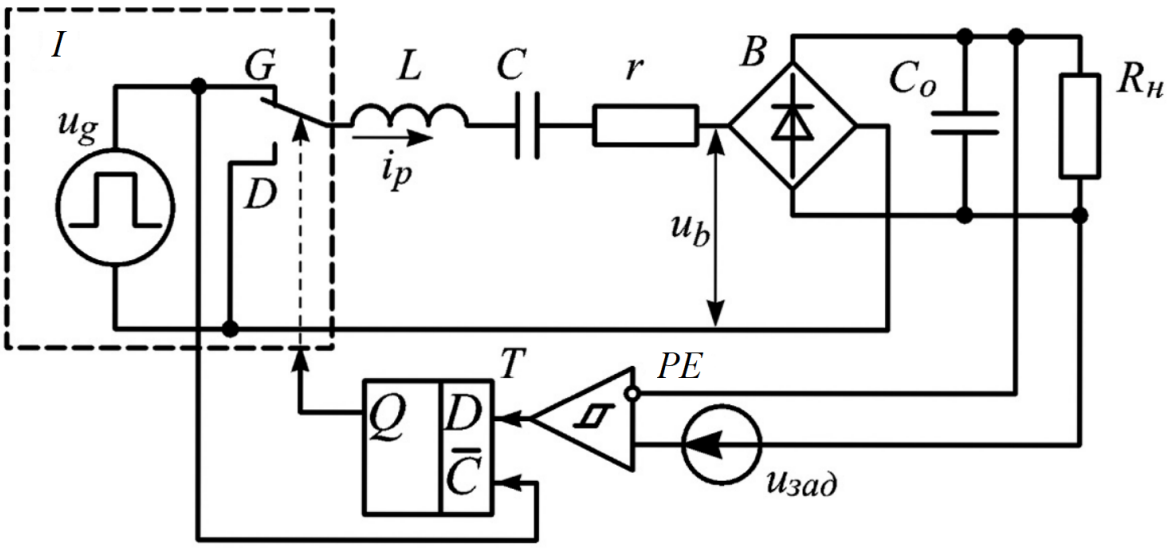


Рисунок 1.8 – еквівалентна схема ПРП.

Число напівперіодів коливань, що входять до етапу G, позначається як n. Як показник регулювання введено коефіцієнт $\gamma_m = \frac{n}{m}$, аналогічний відносної тривалості відбору енергії від джерела живлення імпульсних перетворювачах. При постійному періоді регулювання m = const і $\gamma_m < 1$ на етапі D резонансні коливання можуть припинитися раніше чергового включення інвертора. З'явиться пауза в резонансних коливаннях, або, іншими словами, настане режим переривчастих коливань. Якщо коливання не

встигають згасати протягом періоду регулювання, ПРП працює у режимі безперервних коливань, що ілюструється на рис. 1.9 [9].

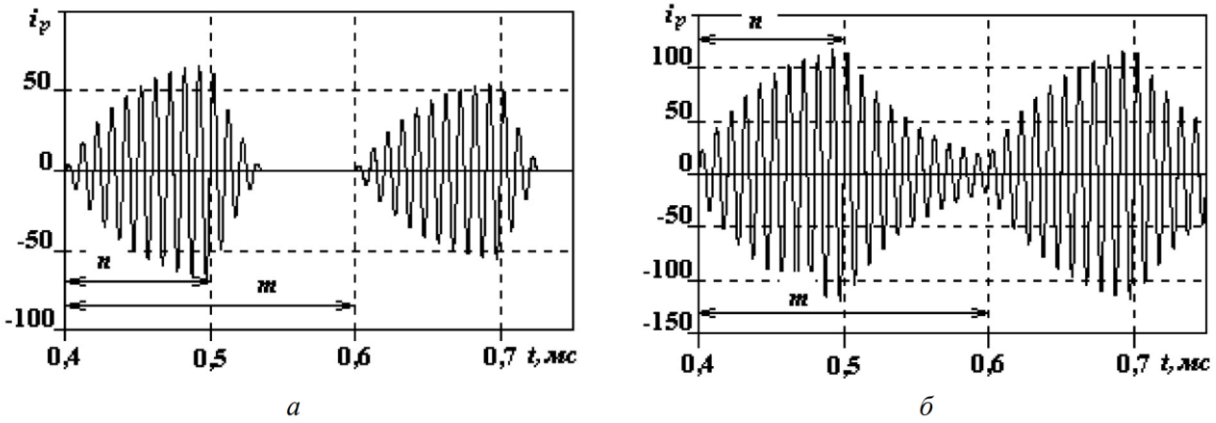


Рисунок 1.9 – Епюри резонансних коливань струму контуру ПРП у режимах переривчастих (а) та безперервних (б) коливань.

Методом математичного опису процесів силової схеми ПРП було побудовано сімейства регулювальних та зовнішніх характеристик перетворювача, що дозволило зробити наступні висновки [9]:

1. Релейне регулювання забезпечує близькі до лінійних регулювальні характеристики при постійному періоді регулювання та змінної тривалості етапу генерації G. Чим більша добротність контуру, тим вища лінійність регулювання. Зовнішні характеристики подібні до характеристик широтно-імпульсних перетворювачів.

2. Чим менше період регулювання m, тим менше впливає добротність контуру на лінійність регулювальних характеристик ПРП. Однак зменшення періоду m означає зменшення плавності регулювання, оскільки тривалість n етапу G може змінюватись лише дискретно в діапазоні 0…m за цілими значеннями. При деяких значеннях напруги можуть виникнути субгармонічні пульсації на виході.

3. Перевагою розглянутого релейного регулювання є відсутність спеціальних заходів для забезпечення стійкості регулювання зі зворотним зв'язком та висока швидкодія регулювання. Недолік - зменшення частоти

пульсацій зі збільшенням періоду регулювання m, що веде до обтяження фільтра, що згладжує, на виході. Тому ПРП з релейним регулюванням переважно використовувати для інертних споживачів, некритичних до пульсацій, наприклад електроприводів.

1.2.3 Резонансний перетворювач з широтно-імпульсним регулюванням вихідної напруги [10]

У статті Самарського національного дослідницького університету імені академіка С.П. Корольова сказано, що резонансний перетворювач нормально працює і має хороші властивості, якщо тривалість збудливих імпульсів з точністю до «мертвого часу» дорівнює напівперіоду коливань моста. При зміні тривалості цих імпульсів (наприклад, з метою регулювання вихідної напруги) "мертвий час" збільшується і режим коливань порушується [10].

Фірмою Texas Instruments запропоновано фазовий спосіб регулювання напруги резонансного перетворювача [11]. При цьому тривалість збудливих імпульсів не змінюється, а змінюється фаза між імпульсами лівої пари щодо імпульсів правої пари ключів моста. Тривалість імпульсів на виході мосту пропорційна зсуву фаз. При цьому вільні коливання не порушуються. Недоліком є те, що при зрушенні фаз "мертвий час" перериває струм ключів, що може порушити процес регулювання.

Вважається, що ШІМ регулювання резонансного перетворювача, тобто регулювання шляхом зміни «мертвого часу», неможливе, оскільки порушує коливальний процес у системі. Але виявилося, що ШІМ регулювання можливе, якщо вжити відповідні заходи для забезпечення вільних коливань.

Метою статті є дослідження резонансного перетворювача з ШІМ регулюванням вихідної напруги.

На рис. 1.10 представлена силова частина резонансного перетворювача [10]. Вона містить міст на чотирьох ключах VT1-VT4 зі зворотними діодами VD1-VD4; коливальний ланцюг, що складається з послідовного L1,C1,R та

паралельного L2,C2,R контурів, і трансформатор Тр з навантаженням R. Зворотні діоди, разом з іншими заходами, служать не тільки для захисту активних елементів, але й забезпечують вільні коливання при вимкненні ключів. Коливальний ланцюг – смуговий фільтр четвертого порядку з гарною вибірковістю та малим навантаженням реактивних елементів (добротність ланок Q = 1,5…2). Фільтр також забезпечує слабку залежність напруги від величини навантаження. Паралельний контур утворений з індуктивності трансформатора L2 і лише однієї додаткової ємності С2, тобто з малими витратами, порівняно з відомими схемами. Крім того, для забезпечення вільних коливань одна пара ключів (верхня або нижня) – регульована, а друга пара (нижня або верхня) – нерегульована.

Тривалість нерегульованих імпульсів дорівнює напівперіоду резонансних коливань $T_0/2$ і на величину «мертвого» часу менше напівперіоду коливань моста T/2 (як для нерегульованого перетворювача).

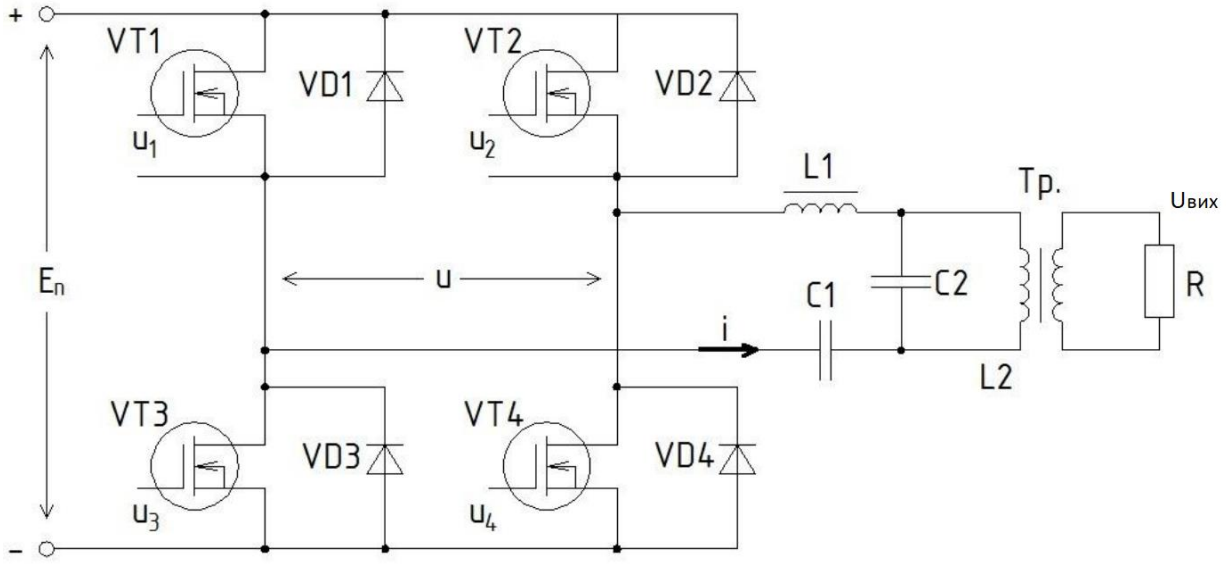


Рисунок 1.10 – Схема силової частини резонансного перетворювача напруги.

Залежно від розташування імпульсів на часовій осі існує два способи керування:

1. У всіх імпульсів збігаються передні фронти.

2. Усі імпульси центровані.

Робота перетворювача за першим способом управління пояснюється діаграмами (рис. 1.11). Ключі VT1, VT2 – регульовані та тривалість імпульсів u_1, u_2 – змінна (τ); ключі VT3, VT4 – нерегульовані та тривалість імпульсів u_3, u_4 – максимальна (T_0). u – напруга та i – струм на виході мосту (на вході коливального ланцюга), $u_{вих}$ – вихідна напруга перетворювача на навантаженні R. t_M – «мертвий час», тобто час, протягом якого всі транзистори у схемі закриті [8].

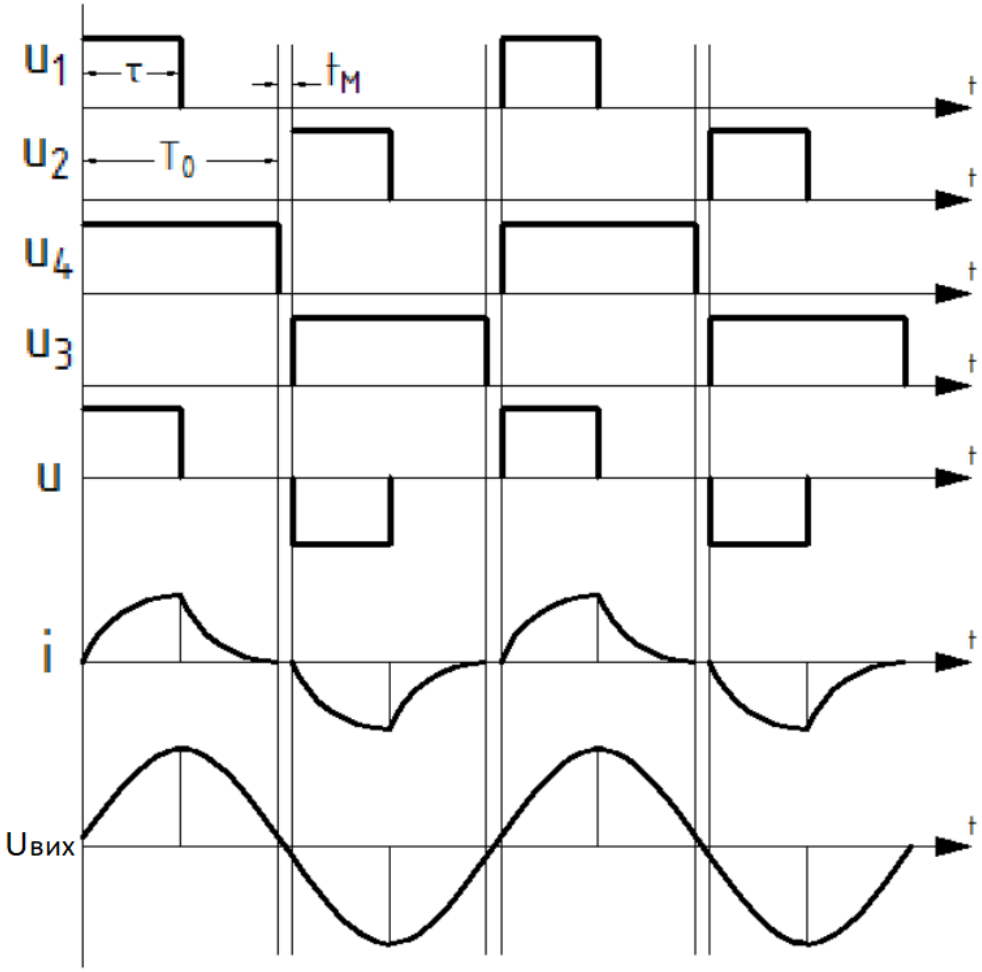


Рисунок 1.11 – Часові діаграми перетворювача напруги з керуванням за першим способом.

Робота перетворювача відбувається наступним чином. У першому напівперіоді та інших непарних напівперіодах включені ключі VT1 і VT4. У результаті на коливальний ланцюг КЦ надходить регульований імпульс напруги u. Цей імпульс можна представити як суму двох стрибків напруги нескінченної тривалості. При подачі позитивного стрибка напруги на вхід КЦ у ній виникають вимушені коливання та струм і наростає за гармонійним законом. З появою негативного стрибка напруги в ланцюзі КЦ – VT4 – VD3 – КЦ виникають вільні коливання і струм i зменшується за гармонійним законом до нуля. Це відбувається за будь-якої тривалості регулюючих імпульсів. У другому напівперіоді та інших парних напівперіодах те саме відбувається при включенні ключів VT2 і VT3 [8].

Вільні коливання у схемі не перериваються, а перемикання проводяться за нульовим струмом. Представлені імпульси струму ефективно фільтруються коливальним ланцюгом і на виході КЦ маємо гармонійну напругу з амплітудою, пропорційною тривалістю регульованих імпульсів.

Робота перетворювача за другим способом управління пояснюється часовими діаграмами (рис. 1.12). Ключі VT1, VT2 – регульовані та тривалість імпульсів u_1, u_2 – змінна (τ); ключі VT3, VT4 – нерегульовані та тривалість імпульсів u_3, u_4 – максимальна (T0). Усі імпульси центровані.

Робота перетворювача відбувається наступним чином. При включенні регулюючих та інших ключів у порядку, показаному на діаграмах (рис. 1.12), на вході коливального ланцюга отримуємо імпульсну напругу u з центрованими щодо напівперіодів імпульсами. Цю напругу можна представити у вигляді суми непарних гармонік – 1,3,5… Коливальний ланцюг пропускає у навантаження лише першу гармоніку напруги, в результаті маємо лише струм першої гармоніки i. При відключенні керуючих ключів у першому та інших непарних напівперіодах струм КЦ не переривається і проходить шляхом КЦ – VT4 – VD3 – КЦ, а при відключенні регулюючих ключів у другому та інших парних напівперіодах струм проходить шляхом КЦ – VT3 – VD4 – КЦ. Таким чином, у перетворювачі напруги з управлінням по другому

способу маємо відповідні налаштуванням коливального ланцюга гармонійні струм і напругу на її виході.

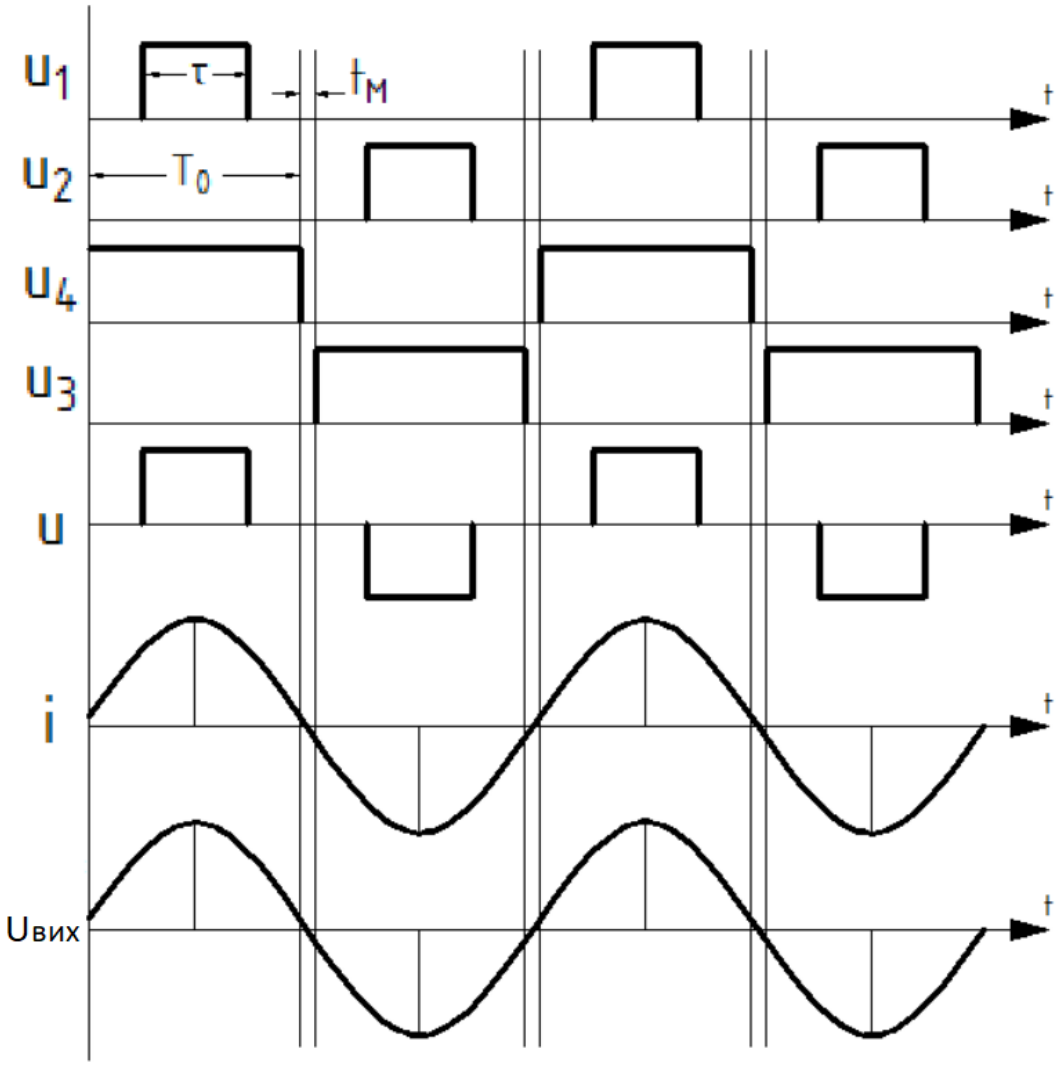


Рисунок 1.12 – Часові діаграми перетворювача напруги з керуванням за другим способом.

З метою дослідження запропонованого резонансного перетворювача напруги проведено цифрове моделювання схеми його силової частини. Отримані при моделюванні осцилограми сигналів першого і другого способів управління. Побудовані навантажувальні та регулювальні характеристики з керуванням за першим та другим способом.

За результатами проведених досліджень підтверджено такі властивості перетворювачів [10]:

− діапазон регулювання вихідної напруги досягає 90% при високій лінійності;

− високий ККД - більше 95% при $U_{ном}$, $R_{ном}$ і не менше 75% - у всьому діапазоні регулювання напруги;

− слабкий вплив величини навантаження на вихідну напругу та ККД;

− мале перевантаження реактивних елементів (у 1,5… 2,0 рази);

− малий рівень гармонік у вихідній напрузі, що дозволяє рекомендувати перший спосіб управління для перетворювачів постійної напруги в постійну, а другий спосіб - для побудови ефективних генераторів гармонійних коливань.

1.3 Аналіз ринку резонансних перетворювачів

На українському ринку в даний час не представлено резонансних перетворювачів енергії.

На європейському та американському ринку представлено велику кількість резонансних перетворювачів різної потужності (від 65 Вт до 3 кВт і більше). Провідними виробниками резонансних перетворювачів є фірми STMicroelectronics, Infineon Technologies, GaN Systems і Texas Instruments.

Компанія GaN Systems виробляють ось такі LLC резонансні перетворювачі, рис. 1.13.

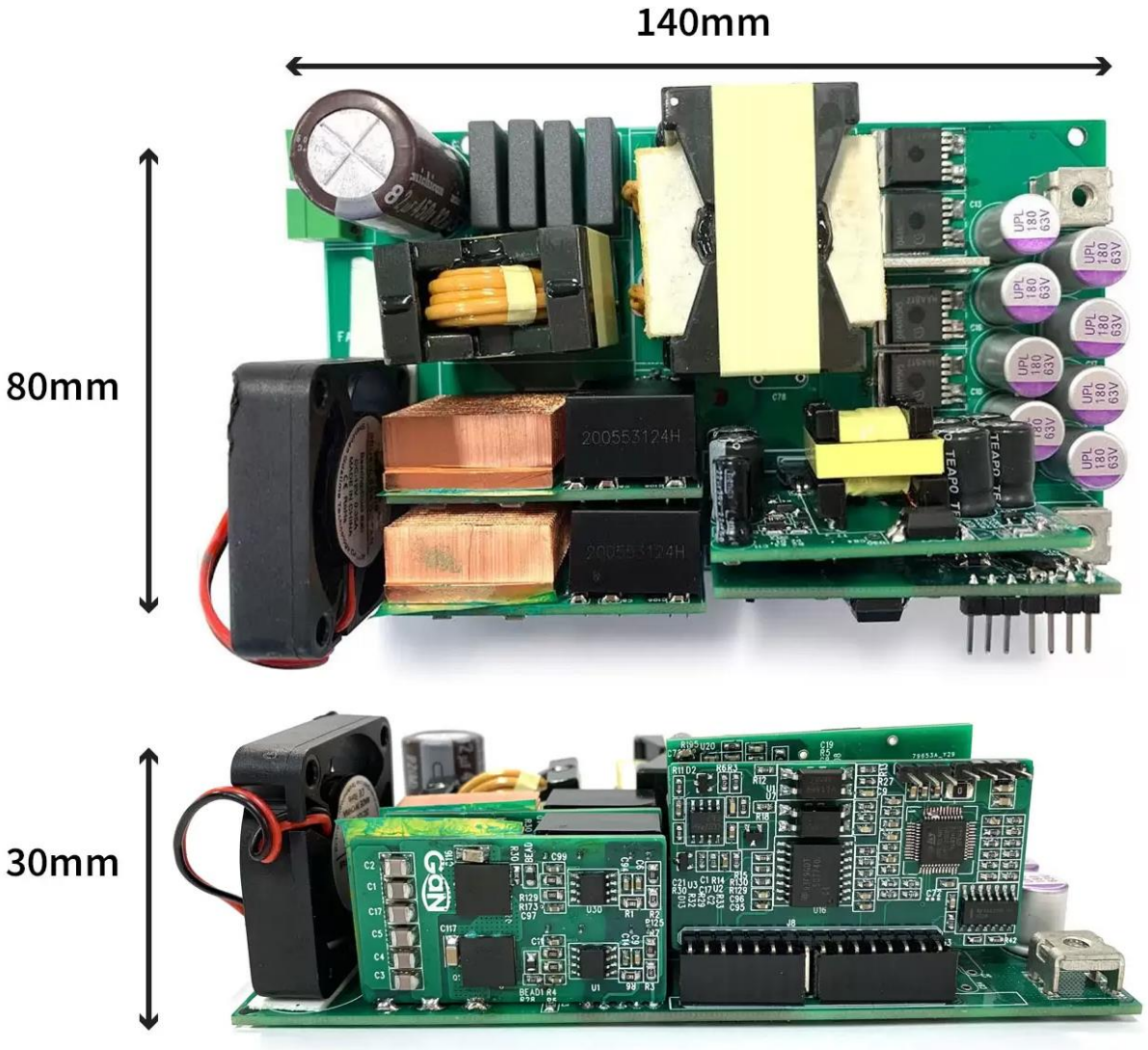


Рисунок 1.13 – Резонансний LLC перетворювач 3 кВт фірми GaN Systems.

Резонансний перетворювач LLC потужністю 3 кВт із високою щільністю та високою ефективністю на основі GaN для скорочення циклів проектування, витрат і часу виходу на ринок для центрів обробки даних, телекомунікаційних і промислових джерел живлення з комутаційним режимом (SMPS). Цей повномостовий резонансний перетворювач LLC перевищує стандарт 80+ Titanium для блоків живлення, досягаючи високої щільності потужності (PFC+DC/DC) понад 100 Вт/дюйм^3 і високої ефективності понад 96% [12].

Технічні характеристики:

– Діапазон вхідної напруги: 380 ~ 420 В постійного струму.

– Вихідна напруга: 54 В.

– Струм повного навантаження: 55 А.

– Топологія: Повномостовий LLC резонансний перетворювач із синхронізованим випрямленням.

– Цільова частота: 250 кГц (резонансна частота).

– Максимальна частота: 450 кГц.

– Розмір плати PCBA: 80 мм x 140 мм x 30 мм (включаючи примусове повітряне охолодження).

Цей перетворювач має комплексний захист, такий як захист від перевантаження по струму, короткого замикання та захист системи від перенапруги.

Компанія STMicroelectronics в свою чергу виробляють резонансні перетворювачі не тільки великої потужності, але й такі як наведено на рис. 1.14.

EVL012LED — це плата світлодіодного драйвера. Ця архітектура базується на двоетапному підході: передній регулятор PFC і вихідний резонансний напівмостовий перетворювач з використанням нової мікросхеми STNRG012, яка вбудовує контролери обох секцій в один пристрій. Завдяки STNRG012 основними характеристиками цієї конструкції є висока ефективність, низьке енергоспоживання без навантаження без допоміжного джерела живлення, хороший коефіцієнт потужності з низьким вмістом гармонік і зменшена кількість частин [13]. Плата також має повний набір функцій захисту, включаючи вихідне перевантаження, коротке замикання та перенапругу; все це можна легко визначити як блокування або автоматичний перезапуск, просто змінивши значення в енергонезалежній пам’яті контролера.



Рисунок 1.14 – Резонансний LLC перетворювач EVL012LED фірми STM.

Технічні характеристики:

– Діапазон вхідної напруги: 90…277 В змінного струму, частота 45-65 Гц.

– Максимальна вихідна потужність: 200 Вт.

– Постійний вихідний струм: 3,6 А макс.

– Діапазон вихідної напруги: 36 ÷ 56 В постійного струму.

– Споживання мережі без навантаження: < 0,5 Вт.

– ККД: > 93% при повному навантаженні.

– Розміри: 210x55x15 мм, (Д x Ш x В)

1.4 Аналіз проблем та постановка завдань

Серед багатьох резонансних перетворювачів [14], резонансний LLC перетворювач є найпопулярнішою топологією рішень з високою щільністю потужності, оскільки ця топологія має багато переваг у порівнянні з іншими резонансними топологіями. Вона може регулювати вихід по всьому діапазону зміни навантаження з відносно малою зміною частоти комутації, вона може досягти нульової напруги перемикання (ZVS) для первинних перемикачів та нульового струму перемикання (ZCS) для вторинних випрямлячів, а також резонансна котушка індуктивності може бути інтегрована в трансформатор.

Проблема в тому, що немає математичної моделі резонансного LLC перетворювача (у вигляді «чорного ящика»), яка значно спростила б моделювання електротехнічних систем з його використанням.

Необхідно отримати модель у середніх значеннях, яка буде представлена як компонент бібліотеки візуально-блочного моделювання.

Метою роботи є дослідження блоку живлення на базі квазірезонансного перетворювача електроенергії з шунтуючим дроселем та його представлення як елемент бібліотеки візуально-блочного моделювання.

Для досягнення цієї мети в роботі мають бути виконані:

- Аналіз пристрою та переваг резонансного перетворювача з шунтуючим дроселем.

- Дослідження характеристик резонансного перетворювача з шунтуючим дроселем.

- Розробка структури енергетичного тракту резонансного LLC перетворювача.

- Синтез візуально-блочної математичної моделі перетворювача.

- Перевірка адекватності створеної моделі.

2 ДОСЛІДЖЕННЯ ХАРАКТЕРИСТИК РЕЗОНАНСНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА З ШУНТУЮЧИМ ДРОСЕЛЕМ

При проектуванні промислового робота у якості керуючого елемента електромеханічної системи може бути використано LLC перетворювач.

Для адекватного моделювання всієї електромеханічної системи виникла потреба формування моделі даного перетворювача за методологією візуально блочного моделювання [2].

На першому етапі створення моделі було проведення дослідження адекватності відомих математичних описів LLC перетворювача [7]. Дослідження характеристик було проведено за допомогою середовища моделювання Matlab Simulink. Реалізація моделі представлена на рис. 2.1.

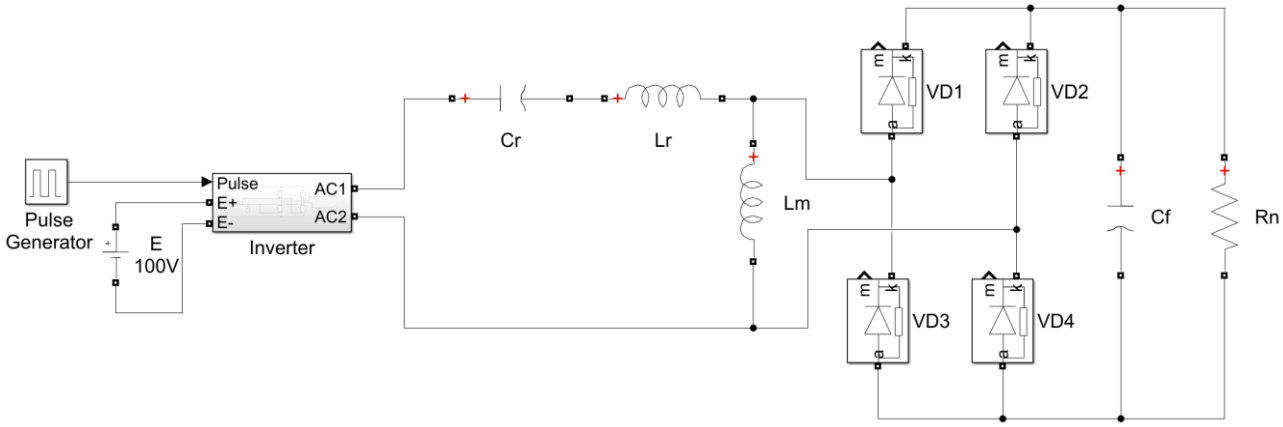


Рисунок 2.1 – Схемотехнічна модель LLC перетворювача [4].

Модель LLC перетворювача складається з:

- джерела постійної напруги (E);

- генератора імпульсів (Pulse Generator);

- інвертора побудованого по схемі повного моста з використанням ідеальних ключів (Inverter);

- резонансного контуру, який складається з резонансного конденсатора (Cr), резонансної індуктивності (Lr) та шунтуючої індуктивності (Lm);

- діодного моста (VD1-VD4);

- фільтруючого конденсатора (Cf);

- резистора у якості навантаження (Rn).

Внутрішня будова інвертора побудованого по схемі повного моста з використанням ідеальних ключів (Inverter) представлено на рис. 2.2.

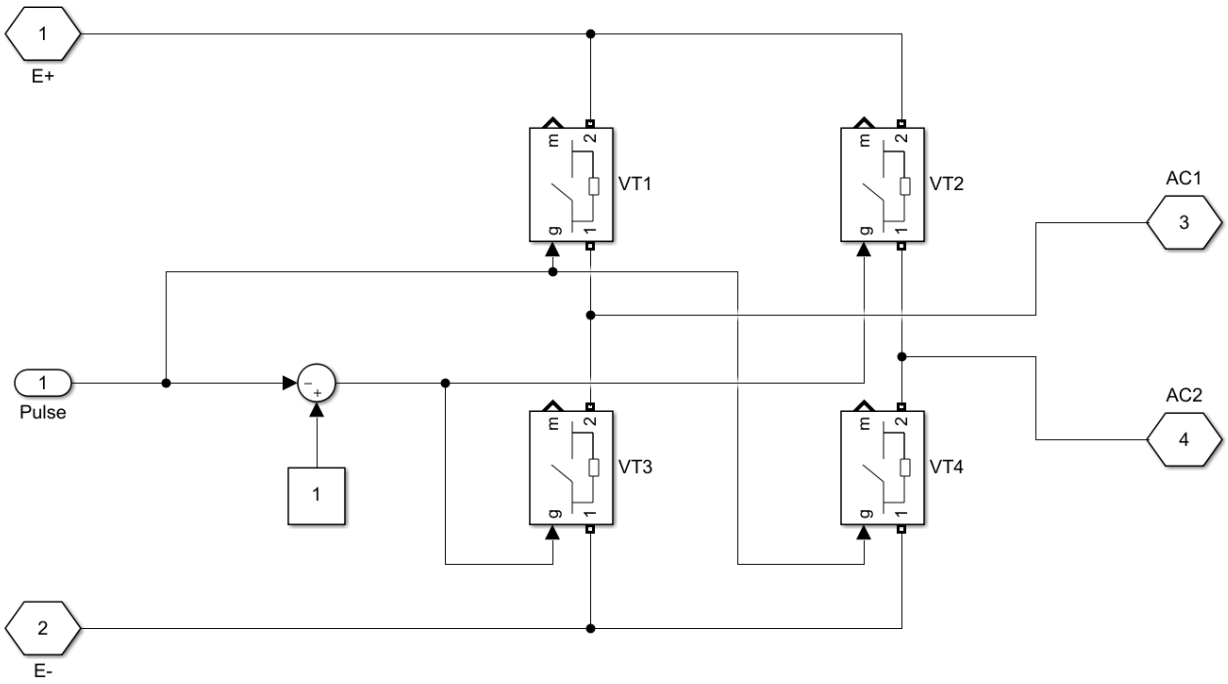


Рисунок 2.2 – Внутрішня будова інвертора схематехнічної моделі LLC перетворювача.

Підсистема Inverter складається з чотирьох ідеальних ключів VT1-VT4, блоку інверсії імпульсів управління та 5 виводів. Внутрішній опір кожного ключа дорівнює 0,001 Ом. Вхідними величинами є плюс живлення E+, мінус живлення E- та керуючий імпульс Pulse який приходить напряму на ключі VT1, VT4 та через віднімач подає інверсний сигнал управління на ключі VT2, VT3. Вихідними величинами є 2 виводи змінної напруги AC1 та AC2 на яких генерується меандр.

Було проведено дослідження впливу опору навантаження на вихідну характеристику LLC перетворювача, результати моделювання приведено на рис. 2.3.

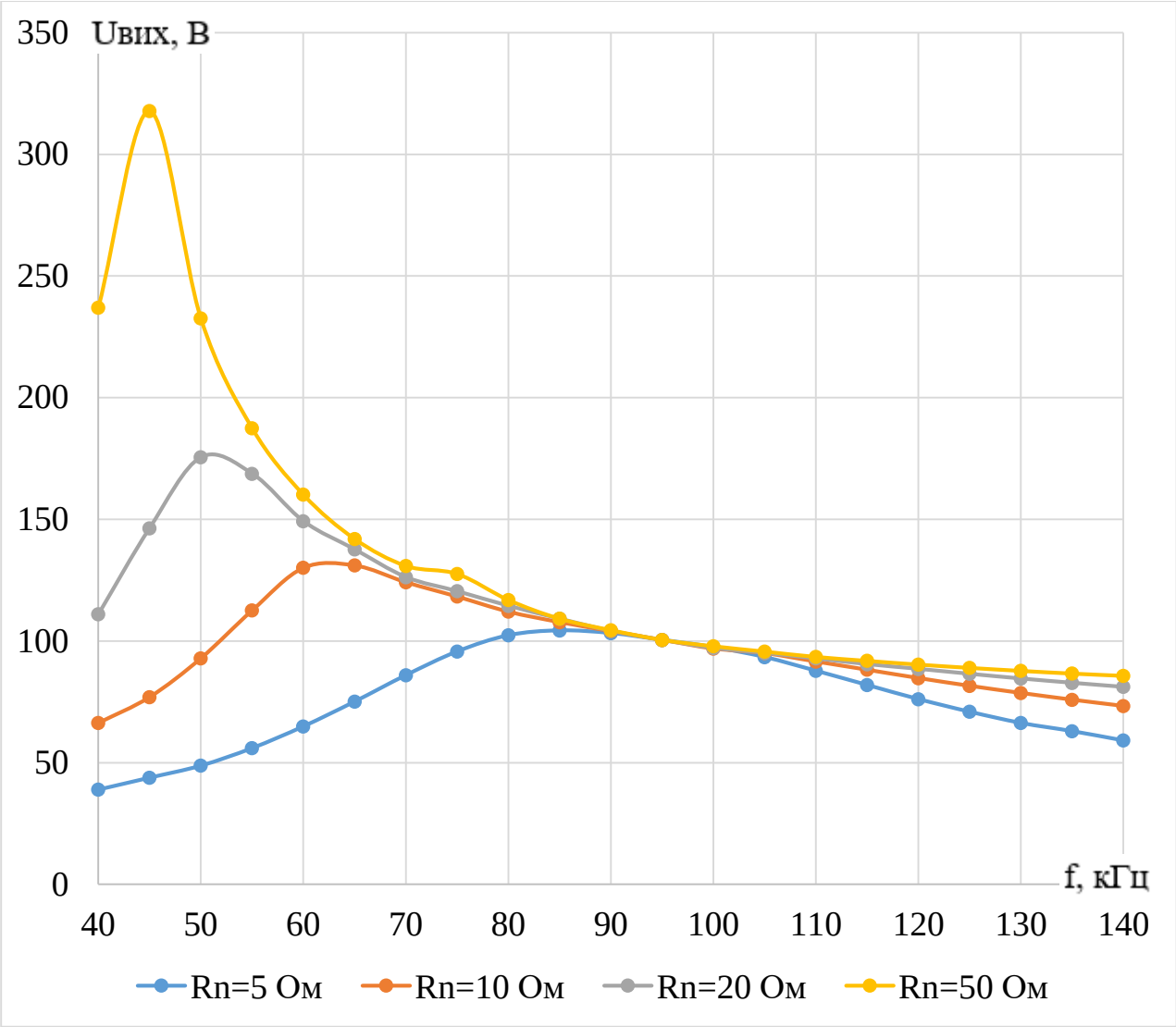


Рисунок 2.3 – Відношення вихідної напруги LLC перетворювача від частоти при різних значеннях опору навантаження [15].

По результатах моделювання (рис. 2.3) можна зробити висновок про те, що екстремум залежності вихідної напруги від частоти для різних значень опору навантаження припадає на різні значення частоти, та має різні значення. Також можна помітити, що для резонансної частоти (100 кГц) графіки залежності співпадає.

Дослідження було проведено з такими параметрами схеми:

1. Напруга живлення 100В.
2. Ємність конденсатора Cr = 0,253 мкФ.
3. Індуктивність Lr = 10 мкГн.

4. Індуктивність Lm = 50 мкГн.

5. Резонансна частота LC контуру 100 кГц.

6. Ємність конденсатора Cf = 1000 мкФ.

7. Опір резистора Rn = 5, 10, 20 або 50 Ом.

8. Опір діодів Ron = 0,001 Ом.

9. Пряме падіння напруги на діодах Vf = 0,8 В.

Також було проведено дослідження впливу вхідної напруги на вихідну напругу при різних значеннях навантаження, результати моделювання приведено на рис. 2.4.

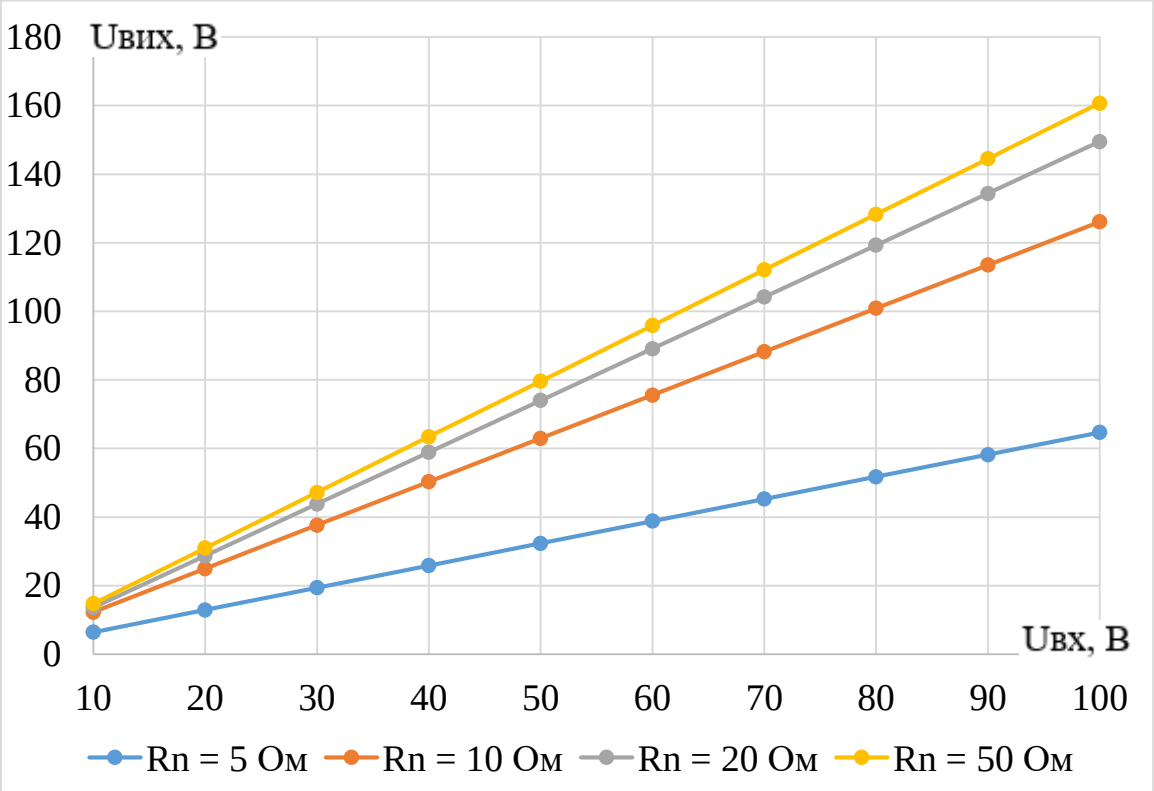


Рисунок 2.4 – Відношення вихідної напруги від вхідної напруги LLC перетворювача при різних значеннях опору навантаження.

По результатах моделювання (рис. 2.4) видно, що відношення вихідної напруги від вхідної напруги має лінійну залежність. Кут нахилу цієї залежності напряму залежить від опору навантаження.

За допомогою приладу «Scope» (елемент бібліотеки Simulink) було отримано графіки значень вихідної напруги (рис. 2.5) та вихідного струму (рис. 2.6) при зміні вихідного опору. Опір навантаження змінювався від 10 до 20 Ом.

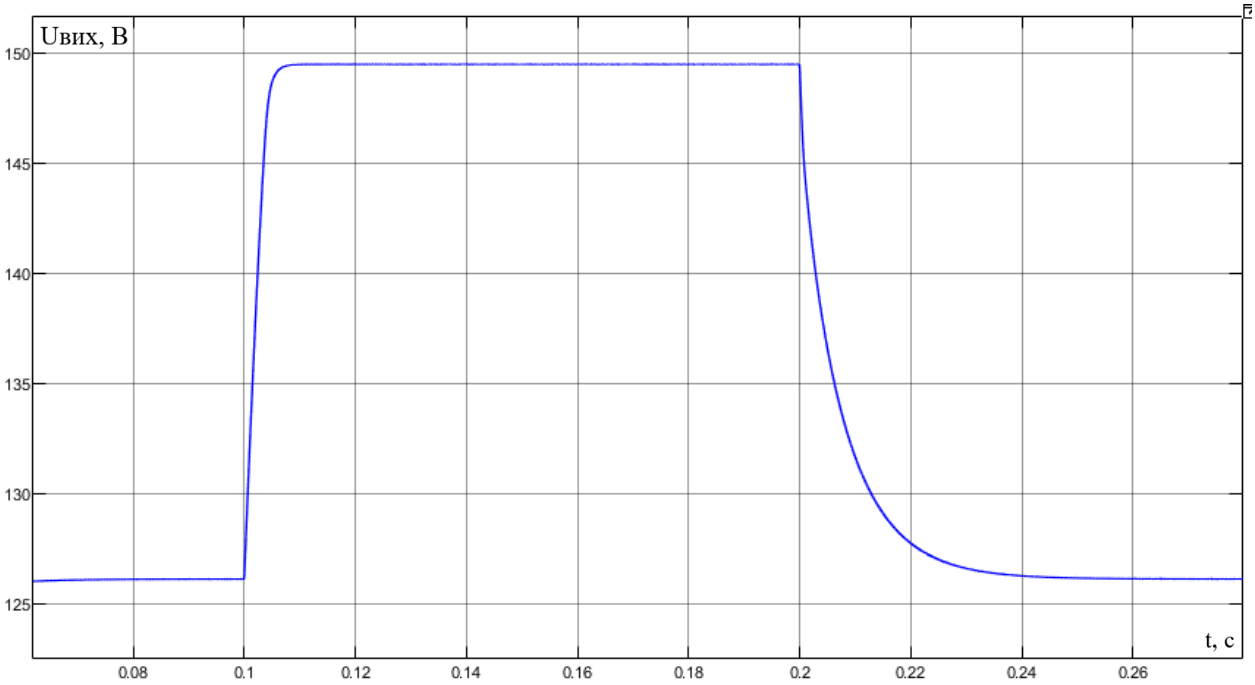


Рисунок 2.5 – Графік вихідної напруги при зміні вихідного опору.

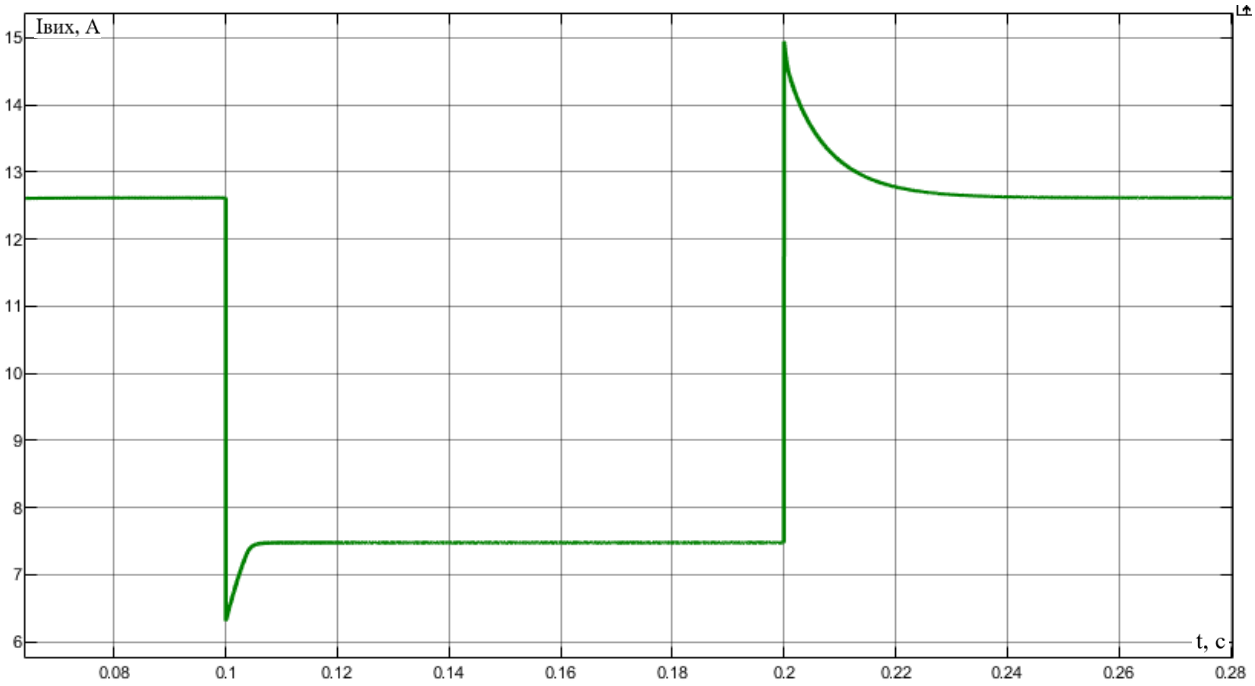


Рисунок 2.6 – Графік вихідного струму при зміні вихідного опору.

З рис. 2.5 та 2.6 видно, що опір навантаження змінився від 10 Ом до 20 Ом на 0,1 секунді моделювання перетворювача. Вихідна напруга при цьому збільшилася від 126 В до 149 В, а струм зменшився від 12,6 А до 7,5 А. Це пояснюється різним коефіцієнтом підсилення LLC перетворювача на різних значеннях опору навантаження.

На 0,2 секунді моделювання опір навантаження змінився на початкове значення з 20 Ом на 10 Ом. Напруга та струм повернулись до початкових значень.

При таких параметрах системи час перехідного процесу при зміні вихідного опору з 10 до 20 Ом склав 0,005 с або 5 мс. При цьому час перехідного процесу при зміні вихідного опору з 20 до 10 Ом склав 0,04 с або 40 мс.

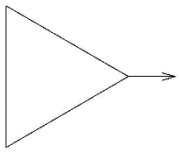
3 СИНТЕЗ ВІЗУАЛЬНО-БЛОЧНОЇ МАТЕМАТИЧНОЇ МОДЕЛІ

Створення будь-якої візуально-блочної моделі починається з побудови структури енергетичного тракту СЕТ.

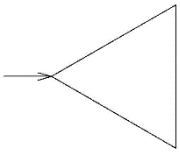
Структура енергетичного тракту - це підхід до декомпозиції системи, в якому електротехнічний комплекс представляється не як взаємопов'язана сукупність агрегатів (пристроїв), а як енергетичний тракт.

Елементами даної структури виступають функціональні вузли щодо енергії, що передається через комплекс.

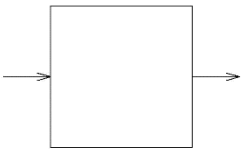
Бібліотека СЕТ складається з шести стандартних елементів [16]:



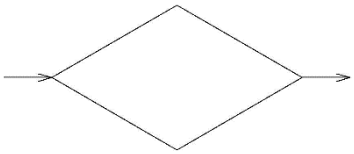
- джерело енергії;



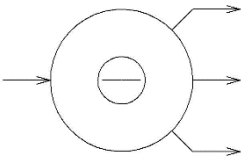
- приймач енергії



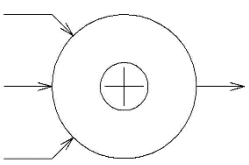
- перетворювач енергії;



- накопичувач енергії;



- розподільник енергії;



- консолідатор енергії.

Електротехнічний комплекс представляється як енергетичний об'єкт, через який проходить потік енергії. Тому обов'язковими елементами цієї структури завжди є джерело та приймач енергії. Джерело енергії – це елемент енергетичного тракту, який перетворює потік енергії, що надходить із зовнішнього середовища, на потік енергії всередині системи. Аналогічно, приймач енергії перетворює потоки енергії всередині електротехнічного комплексу у потоки енергії, що виходять із системи в зовнішнє середовище. Обидва ці елементи виступають у ролі посередника між електротехнічним комплексом та зовнішнім середовищем. Інші елементи можуть входити в систему, так і бути відсутні [2].

СЕТ резонансного LLC перетворювача наведено на рис 3.1.

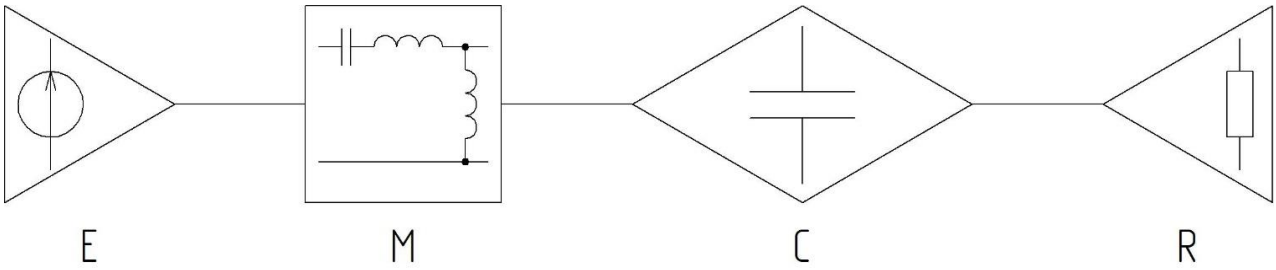


Рисунок 3.1 – СЕТ резонансного LLC перетворювача.

Структура енергетичного тракту резонансного LLC перетворювача складається з 4 вузлів: E, M, C та R.

Вузол E – це джерело постійної напруги.

Вузол M – це перетворювач енергії на основі резонансного LLC перетворювача.

Вузол C – це накопичувач енергії у вигляді фільтруючої ємності.

Вузол R – це резистор навантаження у ролі приймача енергії.

На наступному етапі елементи схеми енергетичного тракту замінюються відповідними елементами з бібліотеки елементів візуально-блокової моделі (ВБМ) (рис. 3.2). Елементи ВБМ розміщуються у тих самих позиціях, як і

елементи СЕТ. Після розміщення елементів ВБМ проводиться їхнє з'єднання, показане на рис. 3.2 у вигляді спрямованих відрізків. Спочатку вводяться прямі причинно-наслідкові зв'язки, а потім замикаються зворотні зв'язки.

Візуально-блочна математична модель LLC перетворювача представлено на рис 3.2.

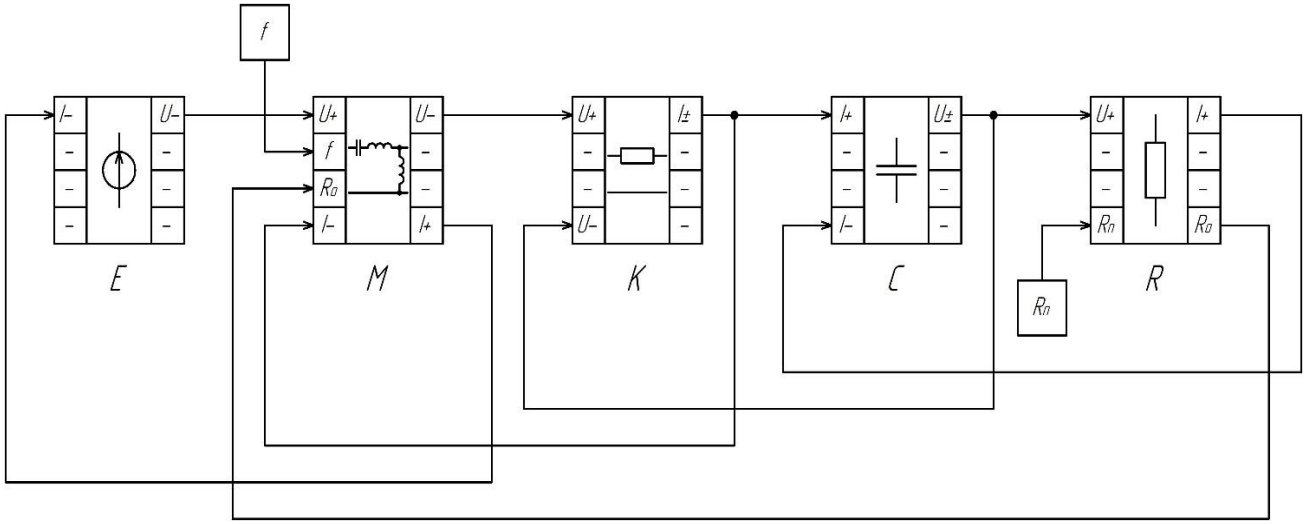


Рисунок 3.2 – Візуально-блочна математична модель LLC перетворювача.

У нашому випадку модель залежить від двох вхідних параметрів:

- частоти перемикання ключів f;

- опору навантаження Rn.

У порівнянні з СЕТ (рис. 3.1) візуально-блочна модель містить ще один компонент К. Це умовний резистор який дозволяє під’єднати до компонента М не тільки індуктивний фільтр а й ємнісний.

3.1 Бібліотека елементів візуально-блочної моделі

Підсистеми E, K, C та R (рис. 3.2) вже входять у бібліотеку елементів візуально-блочної моделі. Новою для бібліотеки елементів ВБР являється підсистема М, яка представляє собою математичний опис резонансного LLC перетворювача, та ще не була досліджена.

Модель кожної підсистеми (вузла) будується у вигляді блок-схеми, шляхом стикування відповідних входів та виходів ескізів. Ескізи відображають локальні причино-наслідкові зв'язки всередині системи.

Для моделювання використовується не диференціальна, а інтегральна форма диференціального рівняння.

Математична модель джерела постійної напруги приведено на рис. 3.3.

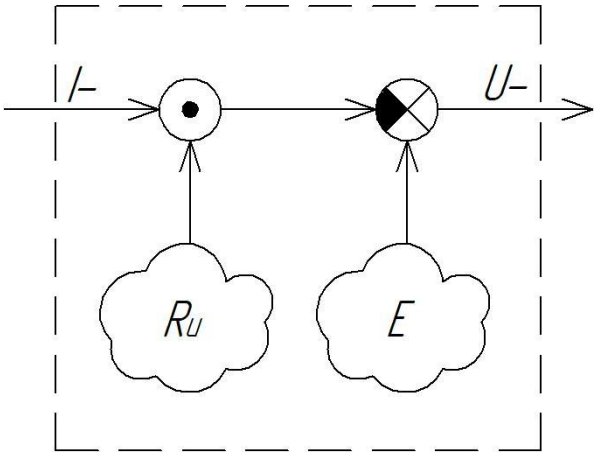


Рисунок 3.3 – Математична модель джерела постійної напруги.

Параметр E визначає величину вихідної напруги джерела живлення, а параметр Ru – внутрішній опір, який визначає нахил вольтамперної характеристики джерела постійної напруги. Вхідною величиною є струм на виході I-. Вихідною величиною є напруга на виході U-.

Для побудови математичної моделі джерела постійної напруги використовується наступне рівняння:

$$U_{_} = E - I_{_} \cdot R_u. \qquad (3.1)$$

Математична модель резонансного LLC перетворювача приведено на рис. 3.4.

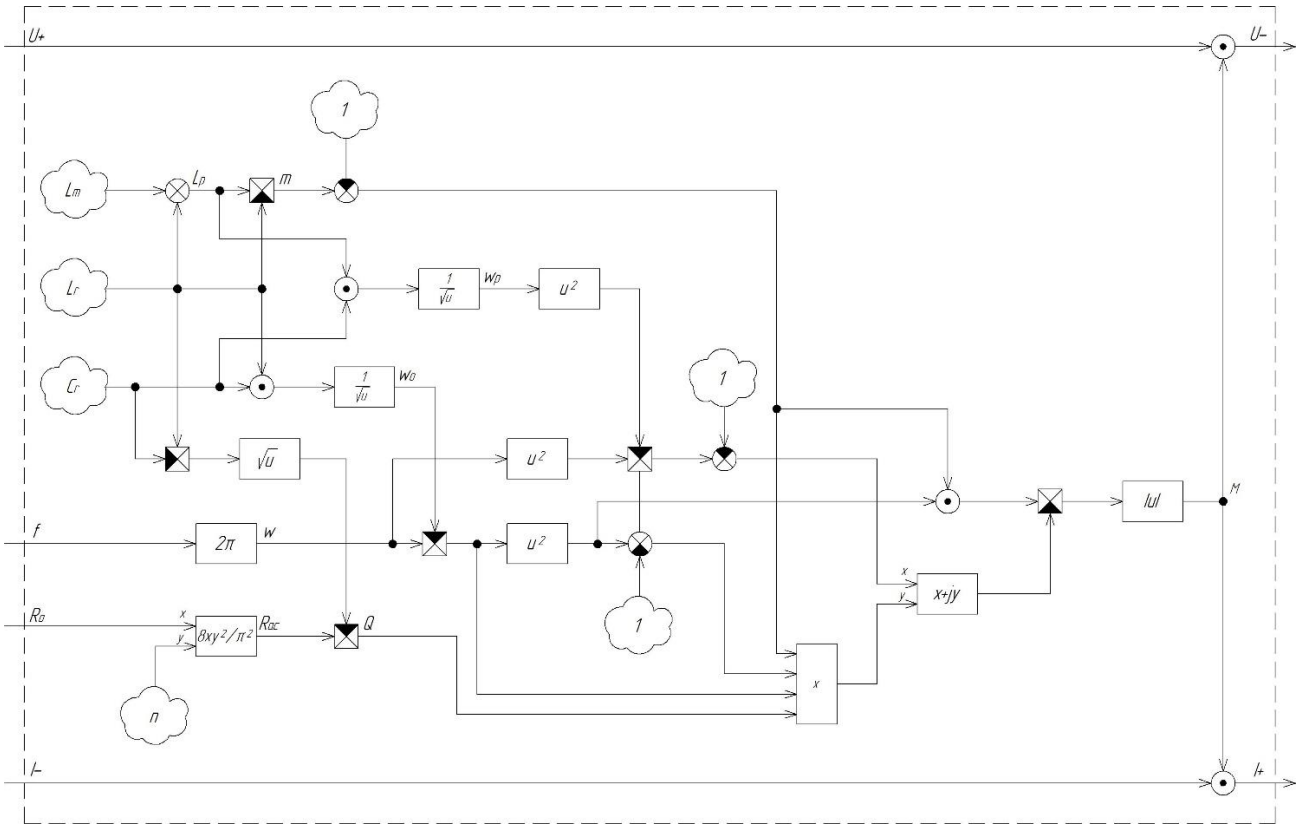


Рисунок 3.4 – Математична модель резонансного LLC перетворювача.

Вхідними величинами є напруга на вході U+, струм на виході I-, опір навантаження R_o та частота перемикання ключів f. Вихідними величинами є напруга на виході U- та струм на вході I+.

Для побудови математичної моделі резонансного LLC перетворювача використовується наступне рівняння [7]:

$$M = \frac{V_{RO}^F}{V_d^F} = \frac{n \cdot V_{RI}^F}{V_d^F} = \frac{\frac{4n \cdot V_0}{\pi}}{\frac{4V_{in}}{2\pi}\sin(\omega t)} = \frac{2n \cdot V_0}{V_{in}} = \left| \frac{\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 (m-1)}{\left(\frac{\omega^2}{\omega_p^2} - 1\right) + j\frac{\omega}{\omega_0}\left(\frac{\omega^2}{\omega_0^2} - 1\right)(m-1)Q} \right|. \quad (3.2)$$

де: L_p – результуюча індуктивність резонансного ланцюга, яка розраховується за формулою:

$$L_p = L_m + L_r, \quad (3.3)$$

де L_m – шунтуюча індуктивність;

L_r – резонансна індуктивність.

R_{ac} – еквівалентний опір навантаження, який розраховується за формулою:

$$R_{ac} = \frac{8n^2}{\pi^2} R_o, \tag{3.4}$$

де n – коефіцієнт трансформації;

R_o – опір навантаження.

m – відношення результуючої індуктивності до резонансної індуктивності резонансного ланцюга, тобто:

$$m = \frac{L_p}{L_r}. \tag{3.5}$$

Q – добротність, яка визначається як:

$$Q = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{1}{R_{ac}}, \tag{3.6}$$

де C_r – ємність резонансного конденсатора.

ω_0 – резонансна частота, яка розраховується по формулі:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}. \tag{3.7}$$

ω_p – робоча частота, яка розраховується по формулі:

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_p C_r}}. \tag{3.8}$$

Математична модель умовного резистора приведено на рис. 3.5.

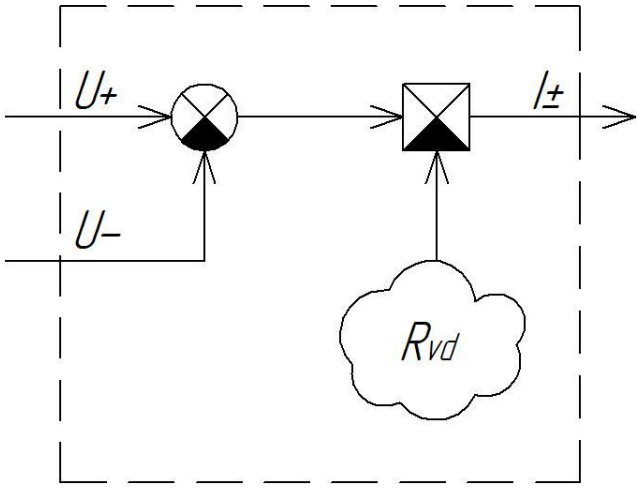


Рисунок 3.5 – Математична модель умовного резистора.

Умовний резистор був доданий до моделі для збереження причинно-наслідкових зв'язків ВБМ.

Вхідною величиною є напруга на вході U+ та напруга на виході U-. Вихідною величиною є струм через умовний резистор I±. Параметр R_{vd} враховує паразитний опір діодів, що додає достовірності моделі.

Для побудови математичної моделі умовного резистора використовується наступне рівняння:

$$I = \frac{U_+ - U_-}{R_{vd}}. \tag{3.9}$$

Математична модель ємнісного накопичувача приведено на рис. 3.6.

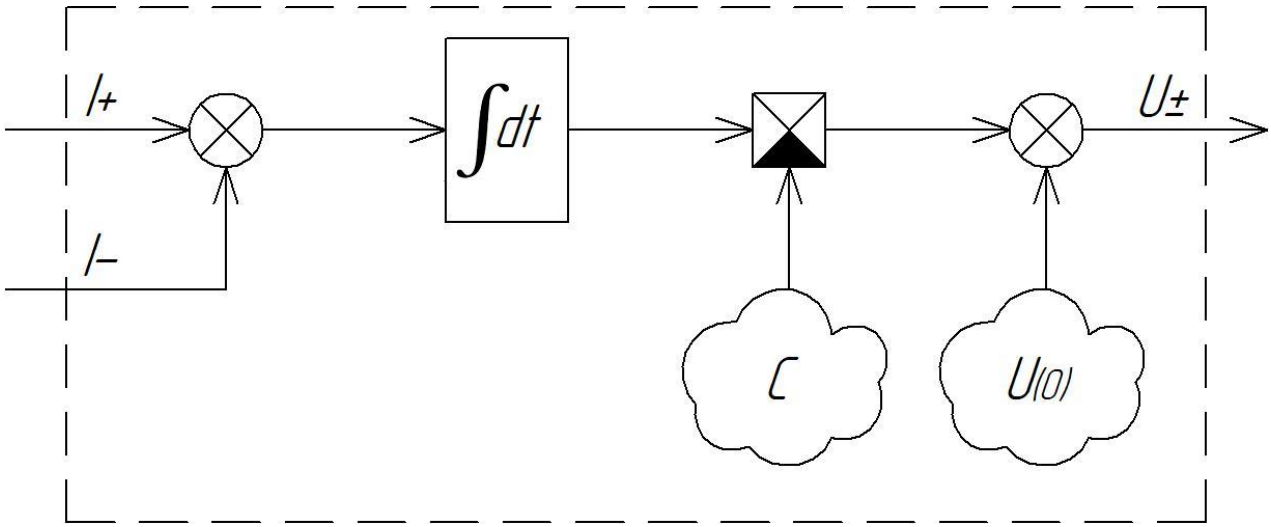


Рисунок 3.6 – Математична модель ємнісного накопичувача.

Модель представлена в інтегральній формі з урахуванням початкової напруги $U_{(0)}$ на ємності С. Вхідними величинами є струм на вході I+ та струм на виході I-. Вихідною величиною є напруга на ємності U±.

Для побудови математичної моделі ємнісного накопичувача використовується наступне рівняння, яке перетворене з диференційної в інтегральну форму.

$$C\frac{dU}{dt} = I_+ - I_-; \tag{3.10}$$

$$\frac{dU}{dt} = \frac{1}{C}(I_+ - I_-);$$

$$dU = \frac{1}{C}(I_+ - I_-)dt;$$

$$\int dU = \int \frac{1}{C}(I_+ - I_-)dt\,;$$

$$U = \frac{1}{C}\int_0^T (I_+ - I_-)dt + U_{(0)}; \tag{3.11}$$

Математична модель резистора, як приймача енергії приведено на рис. 3.7.

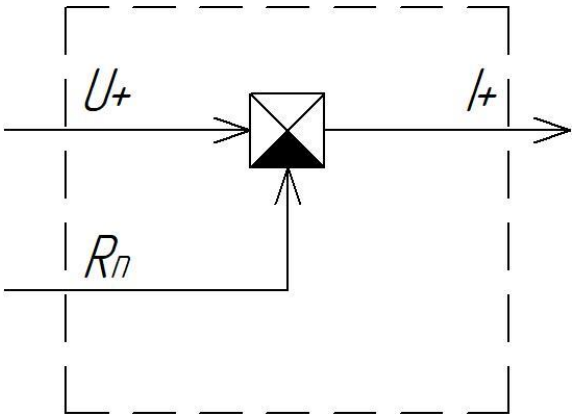


Рисунок 3.7 – Математична модель резистора.

Вхідною величиною є напруга на вході U+ та опір навантаження Rn. Вихідною величиною є струм на вході I+.

Для побудови математичної моделі резистора використовується наступне рівняння:

$$I_+ = \frac{U_+}{R_n}. \tag{3.12}$$

3.2 Аналіз результатів моделювання

Перевірка адекватності математичної моделі резонансного LLC перетворювача було проведено в програмі Matlab Simulink. Реалізація математичної моделі приведено у кресленні ЕІСПЗ МП.23333.00.00.00.00.Д4.

Перевірка адекватності моделі проводилась з такими параметрами резонансного контуру (взято з розрахунку LLC перетворювача, розділ 4.1):

- $C_r = 0{,}5 \cdot 10^{-6}$ Ф $= 0{,}5$ мкФ.
- $L_r = 5 \cdot 10^{-6}$ Гн $= 5$ мкГн.
- $L_p = 25 \cdot 10^{-6}$ Гн $= 25$ мкГн.
- $f_0 = 100{,}66$ кГц.
- $f_{min} = 60{,}47$ кГц.
- $f_{max} = 122{,}87$ кГц.

Інші параметри моделі:

- E = 100 В.

- $R_u = 0$ Ом.

- $n = 1$.

- $R_{vd} = 0.002$ Ом.

- C = 1000 мкФ

- $U_0 = 0$ В.

Моделювання проведено з опором навантаження:

1 $R_n = 31{,}25$ Ом (80% від номінальної потужності);

2 $R_n = 25$ Ом (номінальна потужність);

3 $R_n = 20{,}83$ (120% від номінальної потужності).

На рис. 3.8 приведено відношення вихідної напруги від частоти для різного значення опору навантаження у схемотехнічної моделі.

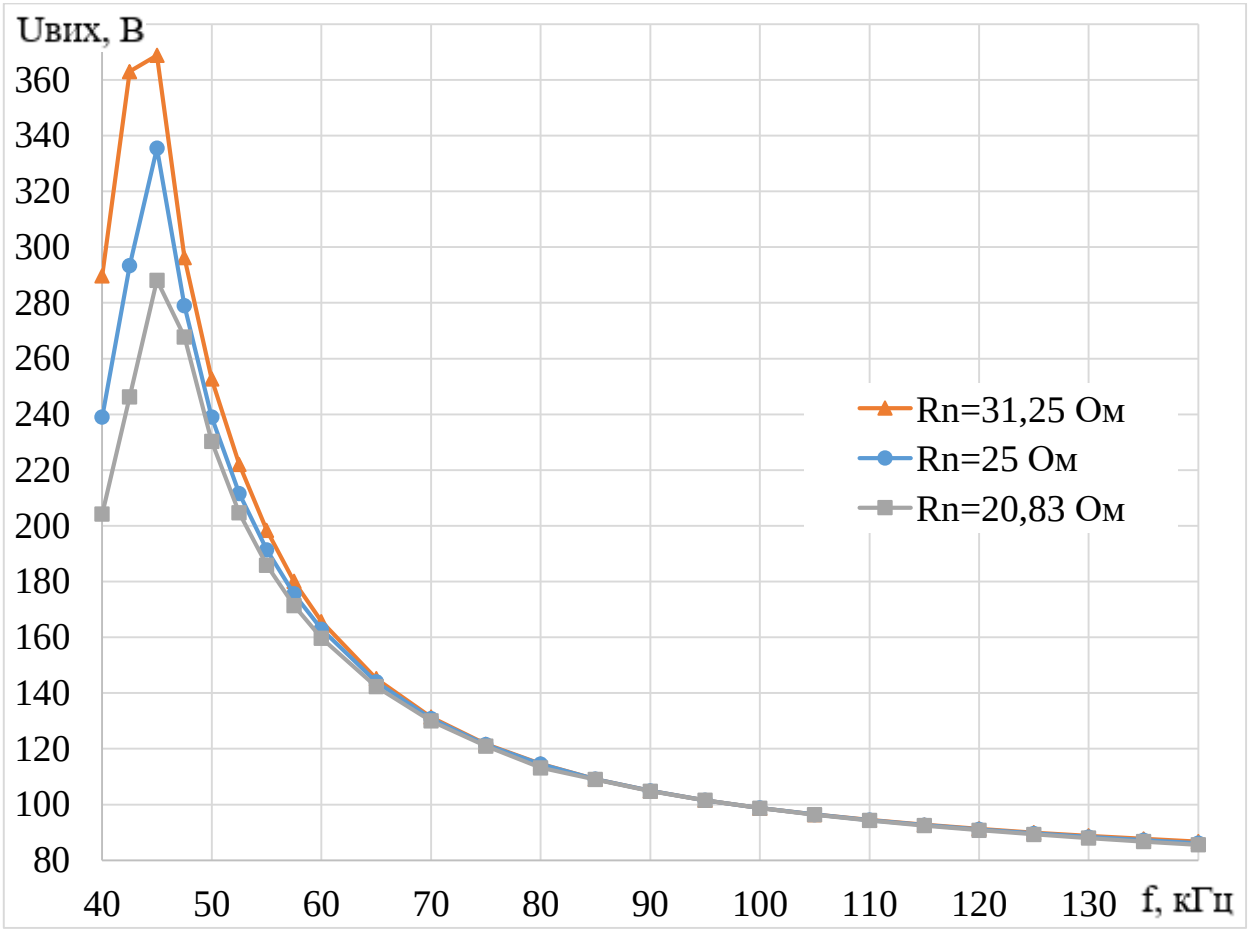


Рисунок 3.8 – Відношення вихідної напруги від частоти для різного значення опору навантаження у схемотехнічної моделі.

На рис. 3.9 приведено відношення вихідної напруги від частоти для різного значення опору навантаження у математичній моделі.

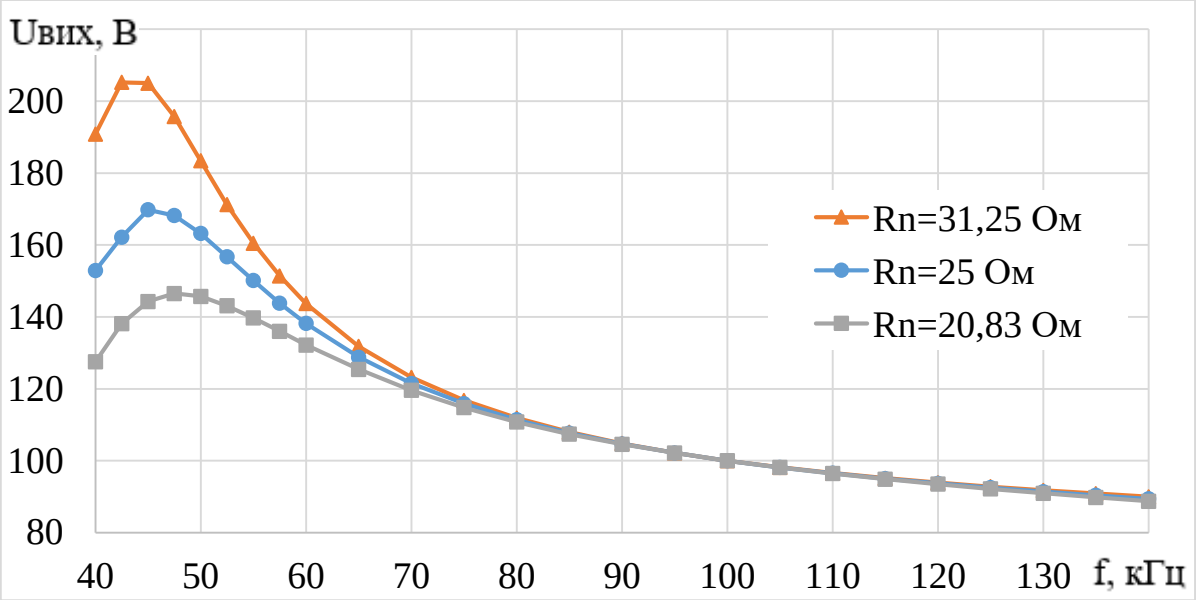


Рисунок 3.9 – Відношення вихідної напруги від частоти для різного значення опору навантаження у математичній моделі.

На основі рис. 3.8 та 3.9 побудовано залежність достовірності математичної моделі до схемотехнічної від частоти, яка приведена на рис. 3.10.

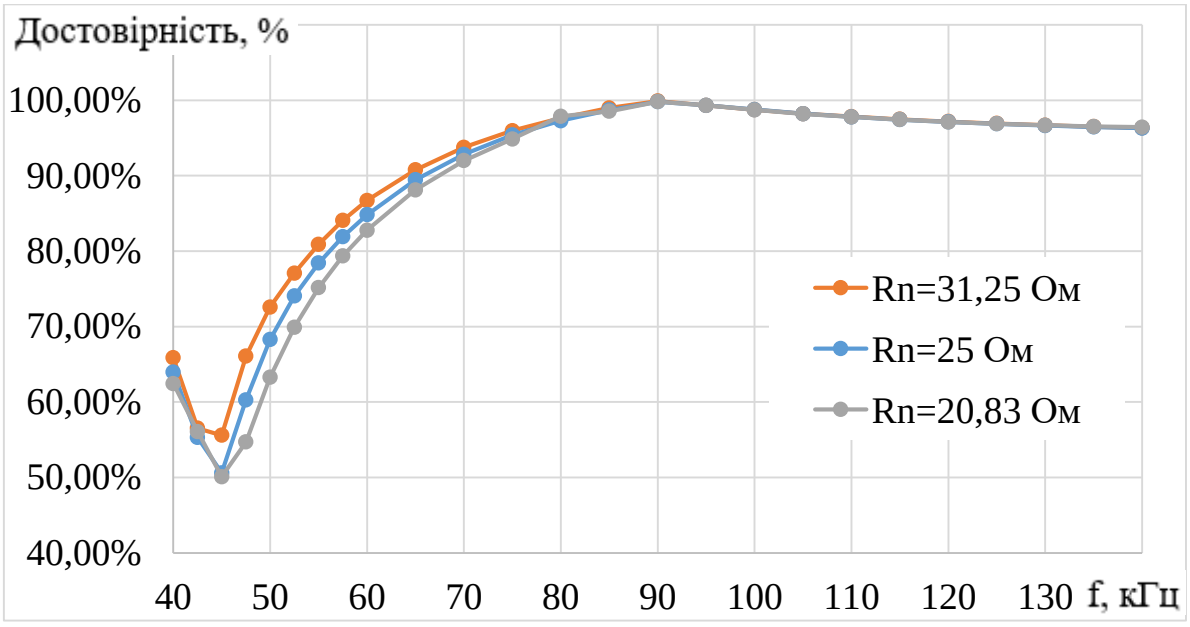


Рисунок 3.10 – залежність достовірності математичної моделі до схемотехнічної від частоти.

З рис. 3.10 слід, що на діапазоні робочих частот, тобто від 60,47 кГц до 122,87 кГц (розраховано у розділі 4.1) достовірність математичної моделі складає не менше 80%. Починаючи з 70 кГц і вище достовірність взагалі складає не менше 90%.

Різке зменшення достовірності в області піку напруги пояснюється тим, що при створенні математичного опису коефіцієнта передачі за напругою використовувався метод апроксимації першої гармоніки. Цей метод дає прийнятні результати за умови, що перетворювач працює на частоті послідовного резонансу або близько до неї. Чим ближче до піку напруги, тим меншу достовірність отримуємо.

4 РОЗРОБКА ФІЗИЧНОЇ РЕАЛІЗАЦІЇ ПЕРЕТВОРЮВАЧА

4.1 Розрахунок резонансного LLC перетворювача

Необхідно розрахувати перетворювач з такими параметрами:

- Передбачається, що ККД перетворювача становить не менше 90%, $E_{ff} = 0{,}9$.

- У якості джерела живлення використовується li-ion акумулятор 13s (з'єднання з 13 послідовних осередків з номінальною напругою 3,7 В) з мінімальною напругою $V_{in_min} = 41{,}6$ В (3,2 В на осередок) та з максимальною напругою $V_{in_max} = 54{,}6$ В (4,2 В на осередок).

- Номінальна потужність $P_{out} = 400$ Вт.

- Вихідна напруга $V_o = 100$ В.

4.1.1.1 Максимальна вхідна потужність дорівнює:

$$P_{in} = \frac{P_{out}}{E_{ff}} = \frac{400}{0{,}9} = 444{,}44 \text{ Вт.} \quad (4.1)$$

4.1.2 Визначення максимального та мінімального коефіцієнта передачі за напругою для резонансного ланцюга.

4.1.2.1 Коефіцієнт підсилення на резонансній частоті f_0 визначається вибором значення m:

$$M_{min} = \sqrt{\frac{m}{m-1}} = \sqrt{\frac{5}{5-1}} = 1{,}12. \quad (4.2)$$

де m – відношення індуктивностей резонансного ланцюга, $m = \frac{L_p}{L_r} = 5$.

У той час як максимально можливий коефіцієнт передачі можна отримати з невеликим значенням m, надто маленьке значення m призведе до поганого зв'язку трансформатора та погіршує ефективність. Зазвичай значення m приймається від 3 до 7. Це призводить до приросту напруги в 1.1~1.2 рази на резонансній частоті f_0.

4.1.2.2 Максимальний коефіцієнт підсилення напруги визначається як:

$$M_{max} = \frac{V_{in_max}}{V_{in_min}} \cdot M_{min} = \frac{54{,}6}{41{,}6} \cdot 1{,}12 = 1{,}47. \qquad (4.3)$$

4.1.3 Визначення коефіцієнту трансформації.

4.1.3.1 Коефіцієнт трансформації розраховується по формулі:

$$n = \frac{N_p}{N_s} = \frac{V_{in_max}}{V_{out} + V_F} \cdot M_{min} = \frac{54{,}6}{100 + 0{,}75} \cdot 1{,}12 = 0{,}606, \qquad (4.4)$$

де V_F – падіння напруги на діоді випрямляча, на вторинній стороні.

4.1.3.2 Еквівалентний опір навантаження дорівнює:

$$R_{ac} = 8 \cdot \frac{n^2}{\pi^2} \cdot \frac{V_{out}^2}{P_{out}} = 8 \cdot \frac{0{,}606^2}{3{,}14^2} \cdot \frac{100^2}{400} = 7{,}44 \text{ Ом}. \qquad (4.5)$$

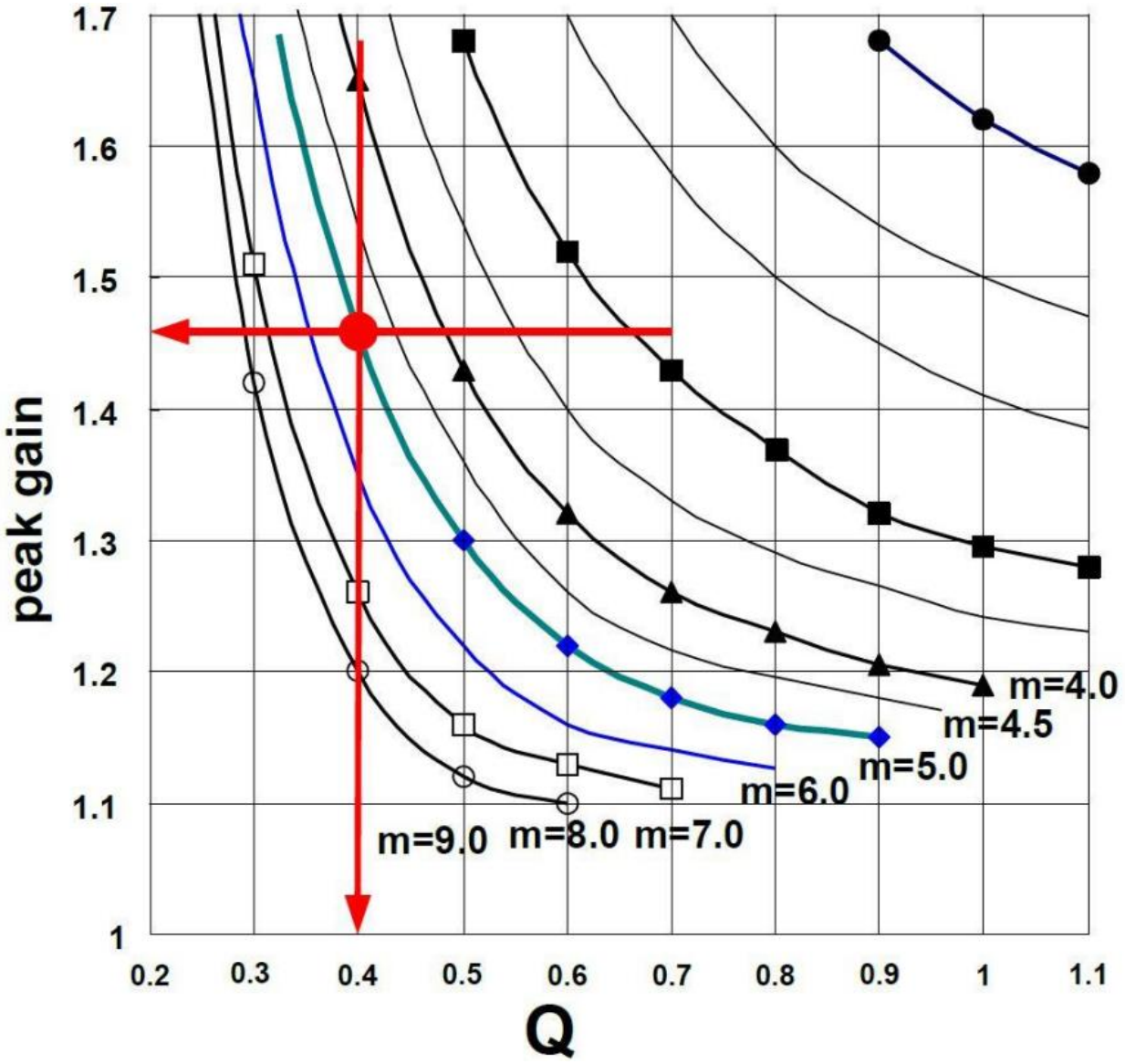


Рисунок 4.1 – Розрахунок резонансного ланцюга, що використовує піковий коефіцієнт передачі (досяжний максимум коефіцієнта передачі) [7].

З рис. 4.1 визначаємо значення добротності, при $M_{max} = 1{,}47$ $Q = 0{,}4$.

4.1.4 Розрахунок резонансного ланцюга.

4.1.4.1 Ємність резонансного конденсатора:

$$C_r = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot Q \cdot f_0 \cdot R_{ac}} = \frac{1}{2 \cdot 3{,}14 \cdot 0{,}4 \cdot 10 \cdot 10^4 \cdot 7{,}44} = 0{,}535 \cdot 10^{-6} \text{ Ф.} \quad (4.6)$$

4.1.4.2 Індуктивність резонансного дроселя:

$$L_r = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_0)^2 \cdot C_r} = \frac{1}{(2 \cdot 3{,}14 \cdot 10 \cdot 10^4)^2 \cdot 0{,}535 \cdot 10^{-6}} = 4{,}736 \cdot 10^{-6} \text{ Гн.} \quad (4.7)$$

4.1.4.3 Індуктивність намагнічування трансформатора:

$$L_p = m \cdot L_r = 5 \cdot 4{,}736 \cdot 10^{-6} = 23{,}68 \cdot 10^{-6} \text{ Гн.} \quad (4.8)$$

Щоб пристосувати стандартні значення компонентів, фактичні параметри резонансного ланцюга коригуються. Приймається:

- $C_r = 0{,}5 \cdot 10^{-6}$ Ф $= 0{,}5$ мкФ.
- $L_r = 5 \cdot 10^{-6}$ Гн $= 5$ мкГн.
- $L_p = 25 \cdot 10^{-6}$ Гн $= 25$ мкГн.

4.1.4.4 Виходячи з параметрів резонансного ланцюга резонансна частота дорівнює:

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_r \cdot C_r}} = \frac{1}{2 \cdot 3{,}14 \cdot \sqrt{5 \cdot 10^{-6} \cdot 0{,}5 \cdot 10^{-6}}} = 100{,}66 \text{ кГц.} \quad (4.9)$$

Крива коефіцієнта передачі кінцевого резонансного ланцюга виходить, використовуючи фундаментальне наближення, як показано нижче. До речі фундаментальне наближення дає менший піковий коефіцієнт передачі, ніж фактичний на 10 ~ 15% при роботі нижче резонансу ($f_{sw} < f_0$).

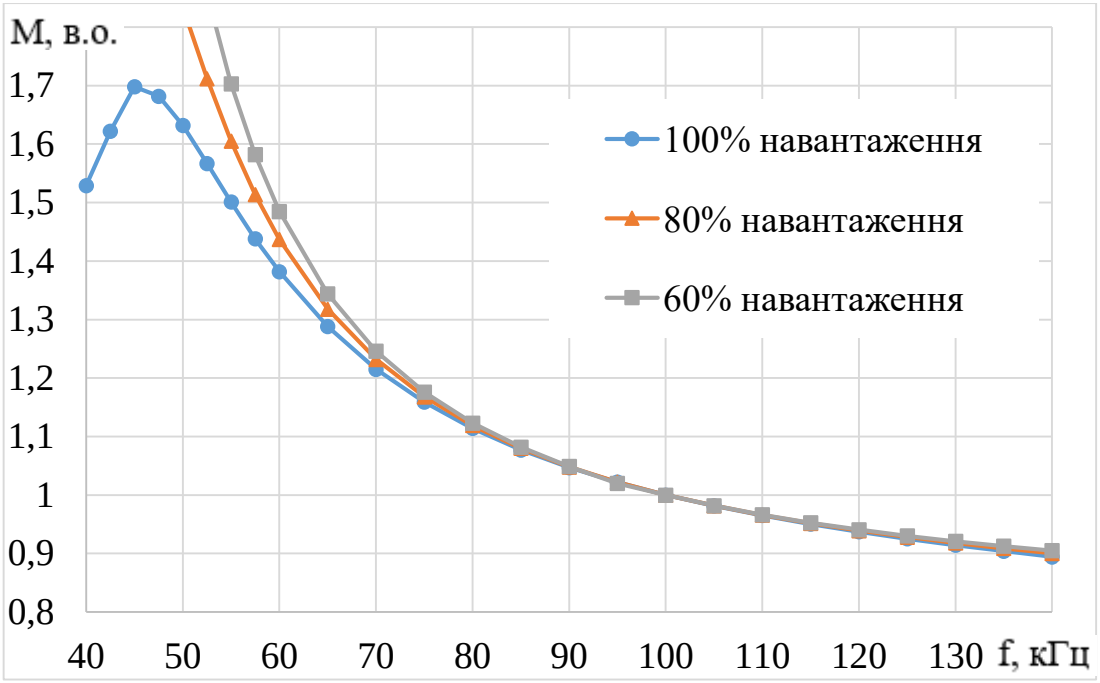


Рисунок 4.2 – Крива коефіцієнта передачі.

4.1.5 Розрахунок трансформатора

Найгіршим випадком для трансформатора є умова мінімальної частоти перемикання, яка трапляється при мінімальній вхідній напрузі та повному навантаженні. Значення мінімальної частоти перемикання отримуємо з рис. 4.2.

4.1.5.1 Мінімальна кількість витків первинної сторони трансформатора задається як:

$$N_{p_min} = \frac{n \cdot (V_{out} + V_F)}{2 \cdot f_{min} \cdot M_V \cdot \Delta B \cdot A_e}, \tag{4.10}$$

$$N_{p_min} = \frac{0{,}606 \cdot (100 + 0{,}75)}{2 \cdot 60 \cdot 10^3 \cdot 1{,}12 \cdot 0{,}4 \cdot 153{,}8 \cdot 10^{-6}} = 7{,}38 \text{ витків.}$$

де A_e – площа поперечного перерізу осердя трансформатора в м^2;

ΔB – максимальний розмах індукції, зазвичай для зниження втрат в осерді використовують $\Delta B = 0{,}2 - 0{,}4$ Тл.

У формулі присутній віртуальний коефіцієнт передачі M_V через те, що існує індуктивність розсіювання на вторинному боці трансформатора.

4.1.5.2 Вибираємо необхідну кількість витків вторинної обмотки, які через коефіцієнт трансформації визначать кількість витків первинної обмотки більшу ніж N_{p_min}:

$$N_p = n \cdot N_S > N_{p_min}, \tag{4.11}$$
$$N_p = 0{,}606 \cdot 13 = 7{,}878 > 7{,}38.$$

де N_S – кількість витків вторинної обмотки, приймаємо $N_S = 13$.

Приймаємо кількість витків первинної обмотки $N_p = 8$.

4.1.6 Вибір резонансного конденсатора

При виборі резонансного конденсатора, необхідно враховувати діючий струм, що протікає через нього, тому що при цьому виділяється значна кількість тепла.

4.1.6.1 Діючий (RMS) струм через резонансний конденсатор визначається як:

$$I_{C_{r_RMS}} \cong \frac{1}{E_{ff}} \cdot \sqrt{\left(\frac{\pi \cdot I_o}{2 \cdot \sqrt{2 \cdot n}}\right)^2 + \left(\frac{n \cdot (V_{out} + V_F)}{4 \cdot \sqrt{2} \cdot f_0 \cdot M_V \cdot (L_p - L_r)}\right)^2}, \tag{4.12}$$

$$I_{C_{r_RMS}} = \frac{1}{0{,}9} \cdot \sqrt{\left(\frac{3{,}14 \cdot 4}{2 \cdot \sqrt{2 \cdot 0{,}606}}\right)^2 + \left(\frac{0{,}606 \cdot (100 + 0{,}75)}{4 \cdot \sqrt{2} \cdot 100{,}66 \cdot 10^3 \cdot 1{,}12 \cdot (25 - 5) \cdot 10^{-6}}\right)^2} = 8{,}49 \text{ А}$$

4.1.6.2 Піковий струм у первинній обмотці розраховується по формулі:

$$I_{C_{r_PEAK}} = \sqrt{2} \cdot I_{C_{r_{RMS}}} = \sqrt{2} \cdot 9{,}1 = 12{,}01 \text{ А}. \tag{4.13}$$

Приймаємо струм спарцьовування захисту від перевантаження $I_{OCP} = 20$ А, з 40% запасом від пікового струму у первинній обмотці $I_{C_r_PEAK}$.

4.1.6.3 Номінальна напруга на резонансному конденсаторі дорівнює:

$$V_{C_{r_{nom}}} \cong \frac{V_{in_max}}{2} + \frac{\sqrt{2} \cdot I_{C_{r_{RMS}}}}{2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot C_r}, \tag{4.14}$$

$$V_{C_{r_{nom}}} = \frac{54{,}6}{2} + \frac{\sqrt{2} \cdot 8{,}49}{2 \cdot 3{,}14 \cdot 100{,}66 \cdot 10^3 \cdot 0{,}5 \cdot 10^{-6}} = 63{,}05 \text{ В}.$$

Однак при перевантаженні або під час перехідного процесу напруга резонансного конденсатора збільшується значно вище. Фактичний вибір конденсатора повинен бути заснований на точці спрацьовування захисту від перевантаження струмом (OCP).

4.1.6.4 Максимальна напруга резонансного конденсатора виходить як:

$$V_{C_{r_max}} \cong \frac{V_{in_max}}{2} + \frac{I_{OCP}}{2 \cdot \pi \cdot f_{min} \cdot C_r}, \tag{4.15}$$

$$V_{C_{r_max}} = \frac{54{,}6}{2} + \frac{20}{2 \cdot 3{,}14 \cdot 100{,}66 \cdot 10^3 \cdot 0{,}5 \cdot 10^{-6}} = 126{,}49 \text{ В}.$$

Поліпропіленовий конденсатор з номінальною напругою 310 В обраний в якості резонансного.

4.1.7 Розрахунок випрямляча.

4.1.7.1 Діюче (RMS) значення струму, що протікає через кожен діод випрямляча визначається як:

$$I_{D_RMS} = \frac{\pi}{4} \cdot I_o = \frac{3{,}14}{4} \cdot 4 = 3{,}14 \text{ А}. \tag{4.16}$$

4.1.7.2 Пульсуючий струм, що протікає через вихідний конденсатор, задається як:

$$I_{Co_RMS} = \sqrt{\left(\frac{\pi \cdot I_o}{2 \cdot \sqrt{2}}\right)^2 - I_o^2} = \sqrt{\left(\frac{3{,}14 \cdot 4}{2 \cdot \sqrt{2}}\right)^2 - 4^2} = 1{,}93 \text{ А}. \qquad (4.17)$$

4.1.7.3 Пульсація напруги на вихідному конденсаторі:

$$\Delta V_{out} = \frac{\pi}{2} \cdot I_o \cdot R_C = \frac{3{,}14}{2} \cdot 4 \cdot 0{,}073 = 0{,}46 \text{ В}. \qquad (4.18)$$

де R_C - еквівалентний послідовний опір (ESR) вихідного конденсатора.

4.1.7.4 Потужність, що розсіюється на вихідному конденсаторі:

$$P_{Loss.Co} = {I_{Co_RMS}}^2 \cdot R_C = 1{,}93^2 \cdot 0{,}073 = 0{,}27 \text{ Вт}. \qquad (4.19)$$

4.1.8 Конфігурація схеми керування

Резонансний LLC перетворювач у нашому випадку оснований на мікросхемі FAN7621 - це контролер частотно-імпульсної модуляції для високоефективних резонансних перетворювачів.

На рис. 4.3 показана типова схема конфігурації ножки RT. Цей пін програмує частоту перемикання. Як правило, оптопара підключається для керування частотою перемикання для регулювання вихідної напруги.

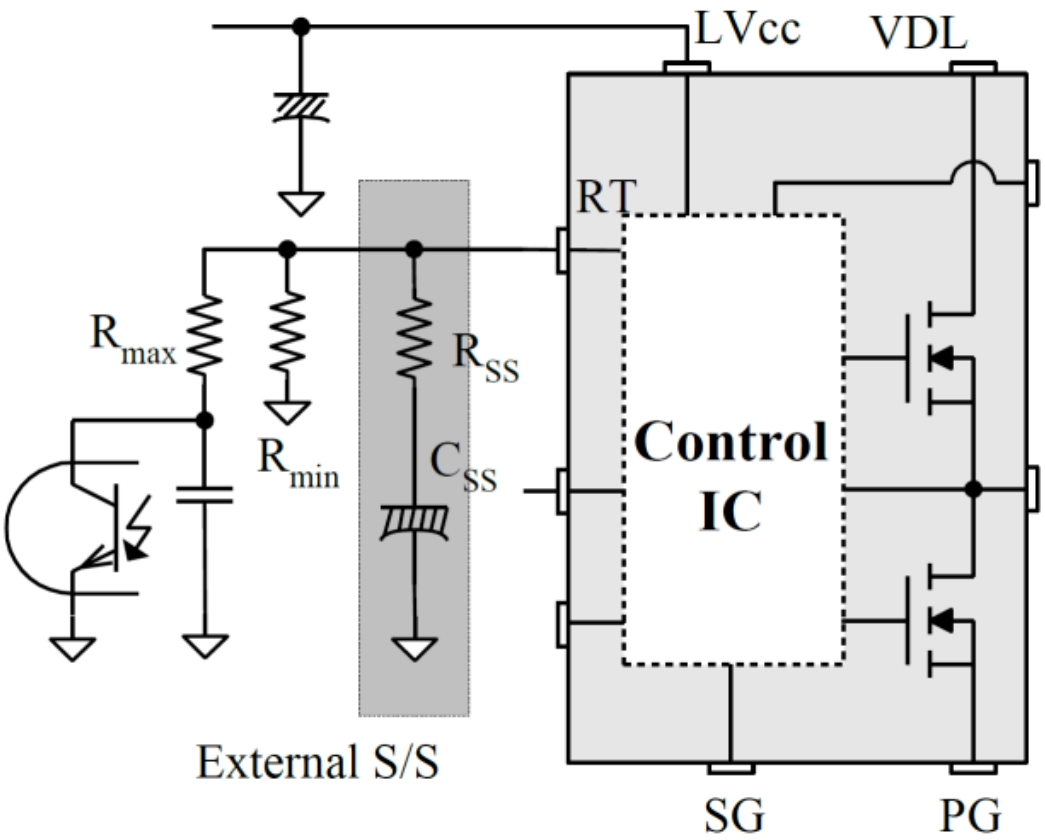


Рисунок 4.3 – типова схема конфігурації ножки RT [7].

4.1.8.1 Мінімальна частота перемикання відповідає стану, коли оптотранзистор повністю замкнений, і визначається як:

$$f_{min} = \frac{5\ 200}{R_{min}} \cdot 100\ 000 = \frac{5\ 200}{8\ 600} \cdot 100\ 000 = 60{,}47 \text{ кГц.} \qquad (4.20)$$

Приймаємо $R_{min} = 8\ 600$ Ом.

4.1.8.2 Якщо припустити, що напруга насичення переходу оптотранзистора 0,2 В, то максимальна частота перемикання визначається як:

$$f_{max} = \left(\frac{5\ 200}{R_{min}} + \frac{4\ 680}{R_{max}}\right) \cdot 100\ 000 = \left(\frac{5\ 200}{8\ 600} + \frac{4\ 680}{7\ 500}\right) \cdot 100\ 000 = 122{,}87 \text{ кГц.} \quad (4.21)$$

Приймаємо $R_{max} = 7\ 500$ Ом.

Для того, щоб запобігти надмірному пусковому струму і викиду вихідної напруги при пуску, коефіцієнт передачі резонансного перетворювача підвищується поступово.

Так як коефіцієнт передачі напруги резонансного перетворювача є обернено пропорційним частоті перемикання, плавний пуск здійснюється зрушенням частоти перемикання в початкову високу частоту (f_{ISS}) доти, поки вихідна напруга встановлюється, як показано на рис. 4.4.

Має м'який внутрішній старт тривалістю 3 мс, щоб зменшити струм перерегулювання протягом початкових циклів, який додає 40 кГц до початкової частоти зовнішньої схеми м'якого старту, як показано на рис. 4.4.

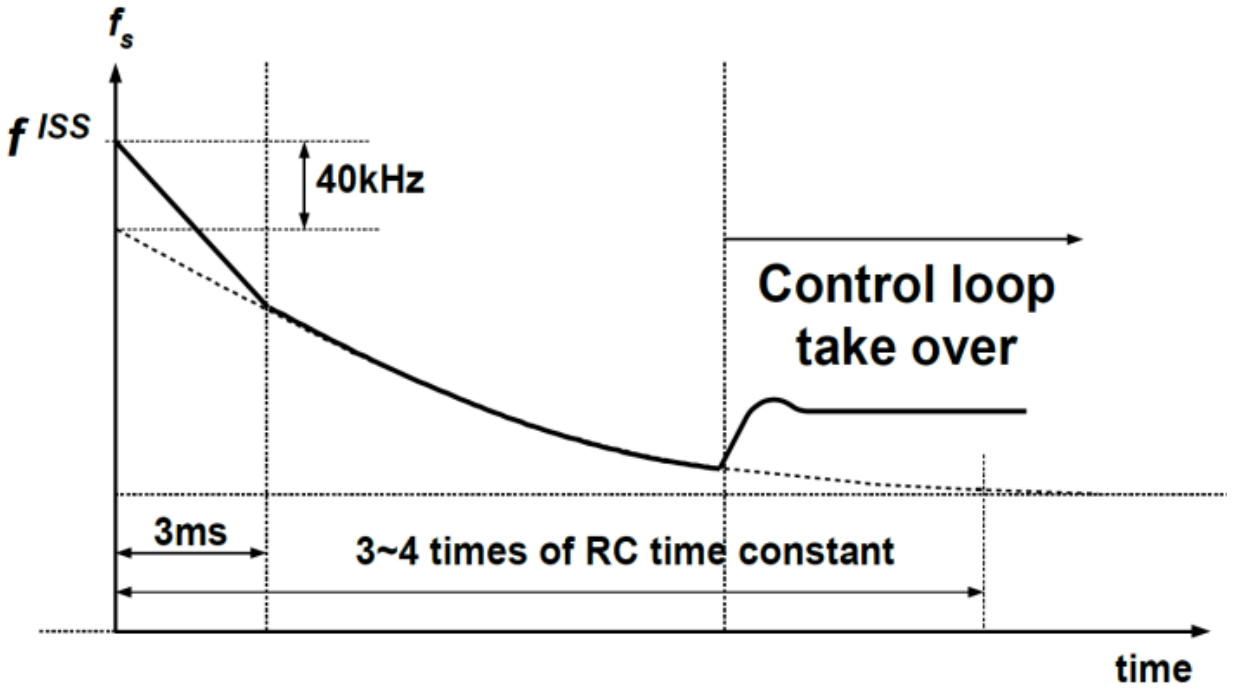


Рисунок 4.4 – Часова діаграма процесу м’якого старту [7].

4.1.8.3 Фактичне початкове частота м'якого старту визначається як:

$$f_{ISS} = \left(\frac{5\,200}{R_{min}} + \frac{4\,680}{R_{SS}}\right) \cdot 100\,000 + 40\,000, \qquad (4.22)$$

$$f_{ISS} = \left(\frac{5\,200}{8\,600} + \frac{4\,680}{3\,600}\right) \cdot 100\,000 + 40\,000 = 244{,}91 \text{ кГц}.$$

Приймаємо $R_{SS} = 3\ 600$ Ом.

Зазвичай початкова частота м'якого старту (f_{ISS}) встановлюється в 2-3 рази вище резонансної частоти (f_0).

4.1.8.4 Час м'якого старту визначається постійним часом RC ланцюжка:

$$T_{SS} = 3{\sim}4 \cdot R_{SS} \cdot C_{SS} = 4 \cdot 3\ 600 \cdot 10 \cdot 10^{-6} = 0{,}144 \text{ с}, \qquad (4.23)$$

де C_{SS} – конденсатор, який задає час м’якого старту, $C_{SS} = 10$ мкФ.

4.1.9 Вимірювання струму та захист

У контролерах даної серії струм вимірюється з нижнього MOSFET у вигляді негативної напруги, як показано на рис. 4.5 та 4.6. Вимір половини хвилі дозволяє знизити розсіювання потужності на струмовимірювальному резисторі, в той час як вимір повної хвилі має менший шум перемикання у виміряному сигналі. Як правило, RC фільтр нижніх частот використовується, щоб відфільтрувати шум перемикання в струмовому сигналі. Постійна часу RC фільтра нижніх частот має бути 1/100 ~ 1/20 періоду перемикання.

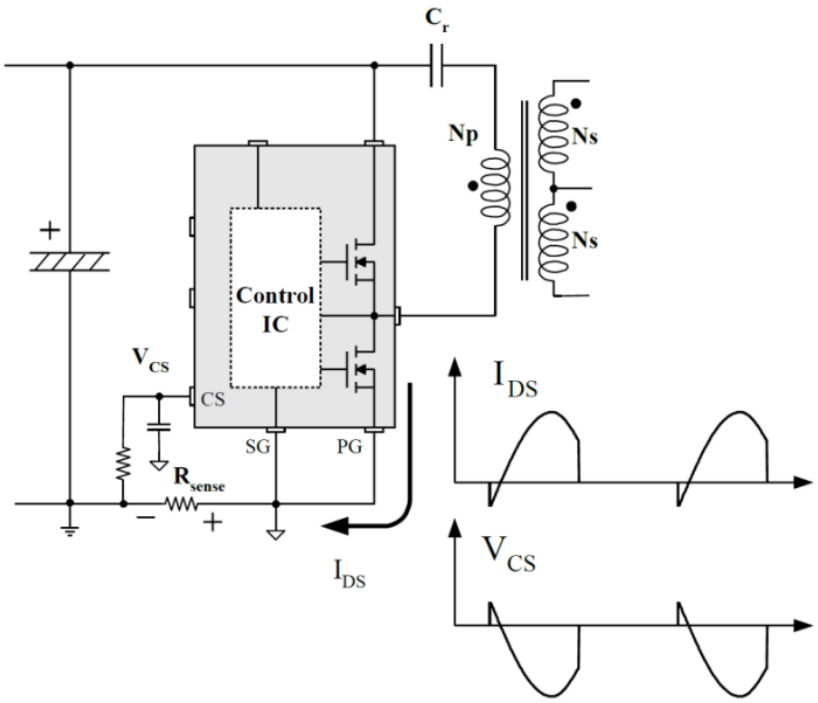


Рисунок 4.5 – Принцип вимірювання половини хвилі струму [7].

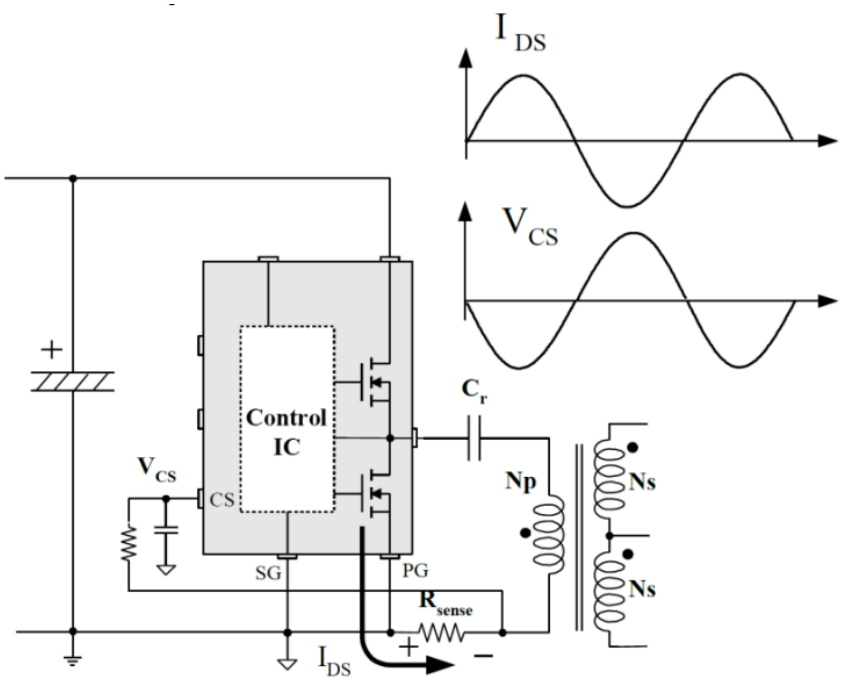


Рисунок 4.6 – Принцип вимірювання повної хвилі струму [7].

Напруга спрацьовування захисту $U_{OCP} = -0{,}6$ В.

Струмовимірювальний резистор дорівнює:

$$R_{OCP} = \frac{U_{OCP}}{I_{OCP}} = \frac{0{,}6}{20} = 0{,}03 \text{ Ом}. \quad (4.24)$$

Постійна часу RC встановлена на 100 нс (1/100 комутаційного періоду) з резистором 1 кОм та конденсатором 100pF.

4.2 Розробка електричної принципової схеми резонансного LLC перетворювача

Повна електрична принципова схема представлена на кресленні ЕІСПЗ МП.23333.00.00.00.00.Е3.

Головним елементом резонансного LLC перетворювача є мікросхема FAN7621 (DA3, рис. 4.7). FAN7621 — це контролер частотно-імпульсної модуляції для високоефективних резонансних перетворювачів [17].

Мікросхема містить схему керування затвором високої сторони, генератор з точним керуванням струмом, схему обмеження частоти, плавний пуск і вбудовані функції захисту. Схема керування затвору високої сторони має можливість придушення синфазного шуму, що гарантує стабільну роботу з чудовою завадостійкістю. Використання технології перемикання нульової напруги (ZVS) значно зменшує втрати при перемиканні, а ефективність значно покращується. ZVS також помітно зменшує шум перемикання, що дозволяє використовувати фільтр електромагнітних перешкод (EMI) малого розміру. FAN7621 можна застосовувати до різних топологій резонансних перетворювачів; такі як послідовні резонансні, паралельні резонансні та резонансні перетворювачі LLC.

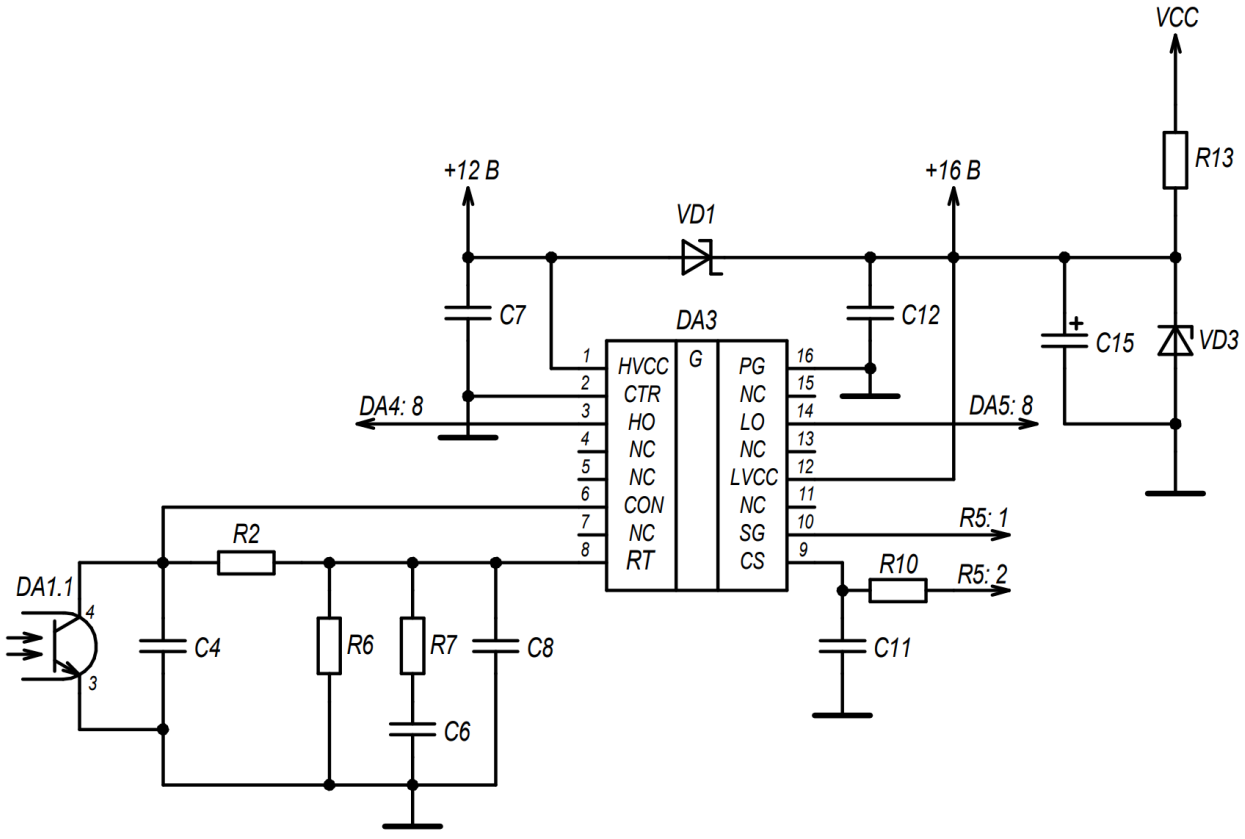


Рисунок 4.7 – Контролер частотно-імпульсної модуляції FAN7621.

Серед особливостей цього контролера можна виділити наступні пункти:

- Регулювання змінної частоти з робочим циклом 50%.
- Висока ефективність завдяки комутації нульової напруги (ZVS).

- Фіксований мертвий час (350 нс).

- Робоча частота до 300 кГц.

- Пропуск імпульсів для обмеження частоти (програмований) при невеликому навантаженні.

- Дистанційне керування ввімкненням/вимкненням за допомогою контакту CON.

- Функції захисту: захист від перенапруги (OVP), захист від перевантаження (OLP), захист від перевантаження по струму (OCP), захист від аномальної перенапруги (AOCP), внутрішнє теплове відключення (TSD).

Для увімкнення мікросхеми FAN7621 на пін 1 необхідно подати не менше 9 В а на пін 12 не менше 14,5 В. Після спрацювання тригера на старт на пін 12 необхідно подавати не менше 11 В. Резистор R13 100 кОм, стабілітрон VD3 BZV55-C16V та конденсатор C15 330мкФ необхідні для створення затримки включення після подачі живлення на плату.

Конденсатори C7 10 мкФ та C12 10 мкФ підключені до виводів 1 та 12 відповідно та забезпечують стабільність живлення мікросхеми. Діод VD1 MBR0540T1G не допускає попадання більш високої «пускової» напруги у загальну енергосистему.

Резистор R10 1 кОм та конденсатор C11 100 пФ підключені до виводу 9 та створюють RC фільтр який використовується, щоб відфільтрувати шум перемикання ключів при вимірюванні струму шунту.

Конденсатори C4 10 нФ, C6 10 мкФ, C8 680пФ, резистори R2 6,8 кОм, R6 7,5 кОм, R7 3,6 кОм та оптопара DA1 SFH6156-2T підключені до виводів 6 та 8 по типовій схемі та забезпечують керування частотою перемикання ключів перетворювача. Резистор R6 відповідає за значення мінімальної робочої частоти, R2 - за значення максимальної робочої частоти, а R7 та конденсатор C6 відповідають за частоту м’якого старту. Режим м’якого старту необхідний для того, щоб запобігти надмірному пусковому струму та викиду вихідної напруги при пуску.

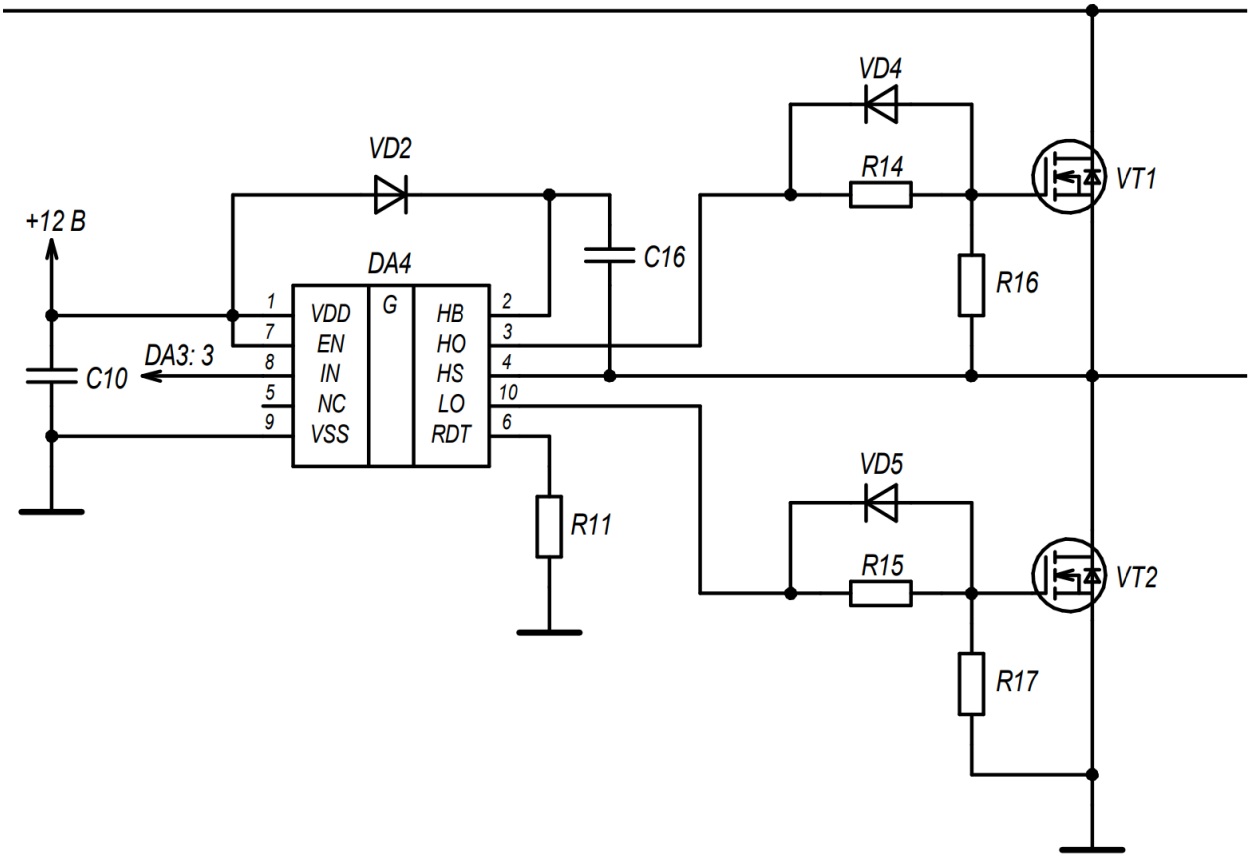


Рисунок 4.8 – Половина мосту з системою керування.

У нашому резонансному LLC перетворювачі використовується мостова схема з’єднання силових ключів. На рис.4.8 приведено одна з половин мосту з системою керування (друга половина ідентична по схематиці).

Для керування силовими ключами використовується мікросхема LM5106MM (DA4, рис. 4.8). LM5106 – це високовольтний драйвер затвора, призначений для управління N-канальними МОП-транзисторами як високого, так і низького боку в синхронній конфігурації понижувача або напівмосту. Плаваючий драйвер високої сторони може працювати з напругою на шині до 100 В [18]. Єдиний керуючий вхід сумісний з рівнями сигналу TTL, а єдиний зовнішній резистор (R11, 10 кОм) програмує мертвий час перемикання через точно узгоджені схеми затримки включення. Надійна технологія зміни рівня працює на високій швидкості, споживаючи низьку енергію, і забезпечує чисті вихідні переходи. Блокування низької напруги (UVLO) вимикає драйвер затвора, коли або низька сторона, або початкова напруга живлення високої

сторони нижча за робочий поріг. Драйвер може заряджати затвор транзистора струмом до 1,8 А, та розряджати струмом до 1,2 А.

Конденсатор С10 10 мкФ забезпечує стабільність живлення мікросхеми.

Діод VD2 1N4148W та конденсатор С16 470нФ забезпечують умови для відкриття верхнього ключа.

Заряд затворів транзисторів CSD19533KCS VT1 та VT2 виконується через резистори 10 Ом R14, R15, а розряд через діоди 1N4148W VD4, VD5. Резистори R16, R17 по 10 кОм запобігають випадковим включенням транзистора через наводки або зміни в навколишньому середовищі.

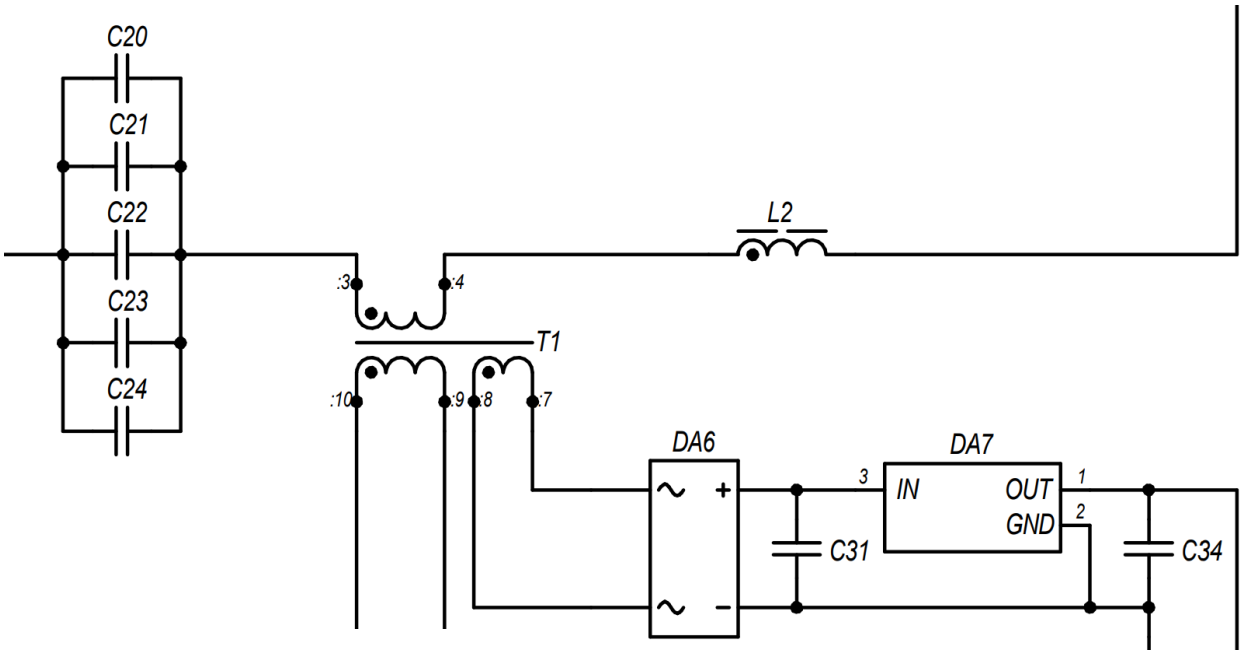


Рисунок 4.9 – Резонансний ланцюг та живлення зворотного зв’язку.

Резонансний контур складається з конденсаторів С20 – С24 100 нФ, індуктивності первинної сторони трансформатора Т1 25 мкГн та дроселя L2 5 мкГн. Первинна сторона трансформатора Т1 намотується вісьмома витками, вторинна тринадцятьма витками та додаткова вторинна двома витками малого перерізу.

Живлення зворотного зв’язку забезпечується за допомогою додаткової вторинної обмотки трансформатора Т1, діодного моста DA6 ABS8, лінійного

стабілізатора напруги DA7 L78L12ABUTR 12В та фільтруючих конденсаторів С31, С34 по 1 мкФ.

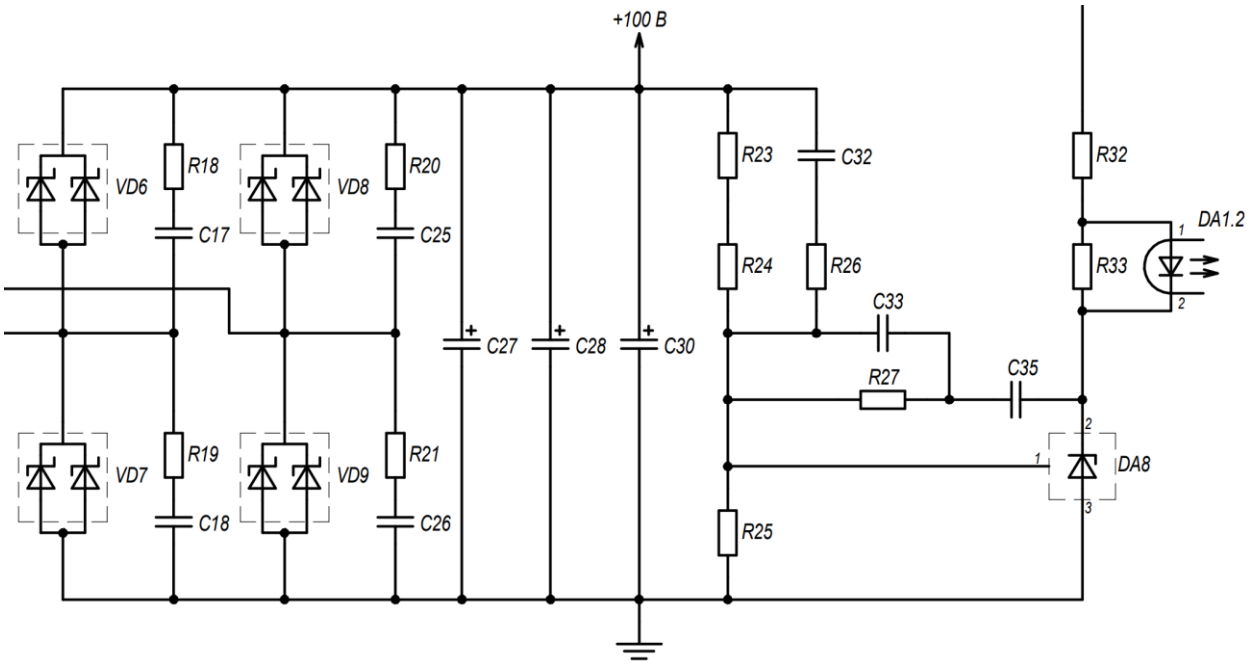


Рисунок 4.10 – Схема випрямлення зі зворотним зв’язком.

Вторинна обмотка трансформатора Т1 підключена до діодного моста зібраного з діодів MBR20150CT VD6 – VD9, рис. 4.10. Для зменшення шумів при перемиканні діодів встановлюються RC ланцюги R18 – R21 по 10 Ом та С17, С18, С25, С26 по 3,3 нФ. Фільтруючі конденсатори С27, С28 та С30 по 330 мкФ встановлюються для згладжування вихідної напруги перетворювача.

Зворотний зв'язок складається з резисторів R23 27 кОм, R24 12 кОм, R25 1 кОм, R26 510 Ом, R27 20 кОм, R32 510 Ом, R33 820 Ом, конденсаторів С32 10 нФ, С33 100пФ, С35 10 нФ, оптопари DA1 SFH6156-2T та джерела опорної напруги DA8 AZ431AN-ATRE1.

Резистори R23 27 кОм, R24 12 кОм та R25 1 кОм утворюють дільник напруги. Конденсатор С32 10 нФ та резистор R26 510 Ом покращують швидкість реакції зворотного зв’язку. Конденсатор С33 100пФ, С35 10 нФ та резистор R27 20 кОм покращують перехідний процес зворотного зв’язку.

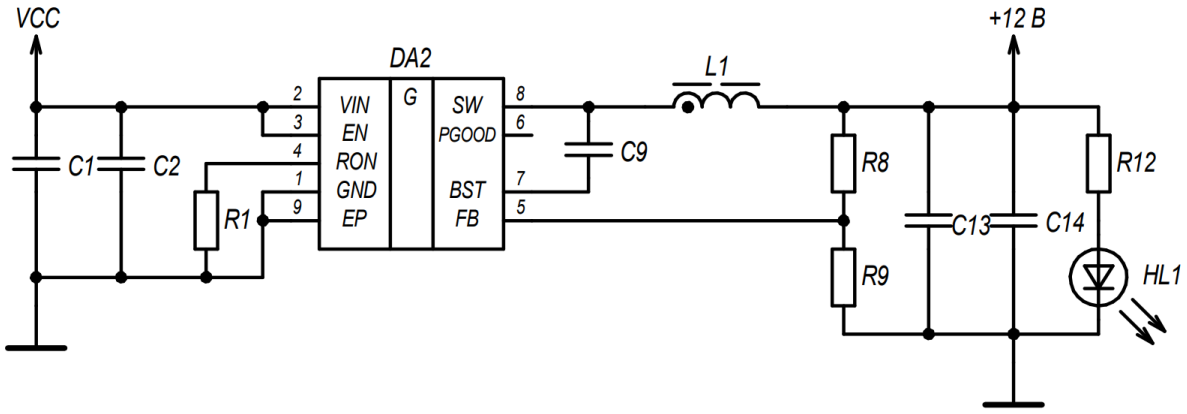


Рисунок 4.11 – Джерело живлення власних потреб.

Джерело живлення власних потреб побудовано на основі мікросхеми DA2 LM5164DDAR. Синхронний понижуючий перетворювач LM5164 [19] призначений для регулювання в широкому діапазоні вхідної напруги від 6 до 100В. Конденсатори С1, С2 по 1 мкФ та С13, С14 по 22мкФ необхідні для фільтрації вхідної та вихідної напруги відповідно. Резистор R1 100k встановлює час увімкнення перетворювача. Конденсатор С9 2,2 нФ забезпечує роботу ключа всередині мікросхеми. Дросель L1 68 мкГн необхідний для накопичення енергії у топології імпульсного перетворювача першого роду. Резистори R8 453 кОм та R9 49,9 кОм утворюють дільник напруги для надання зворотного зв’язку мікросхемі. Резистор R12 2,4 кОм та світлодіод HL1 FYLS-0805BHRC червоний показують наявність напруги на лінії живлення 12 В.

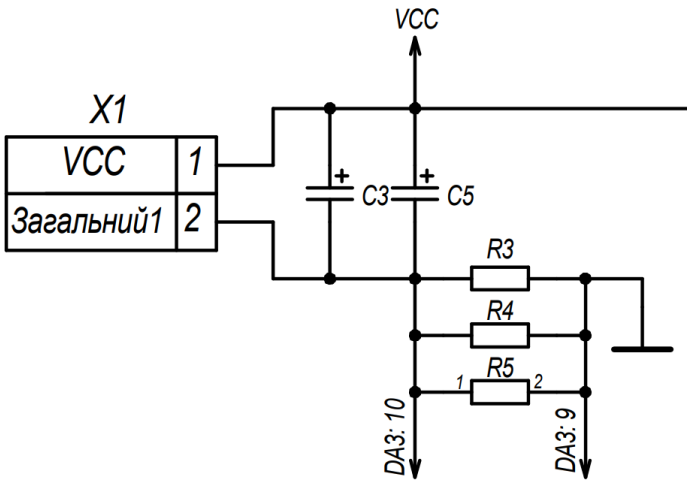


Рисунок 4.12 – Вхід перетворювача з конденсаторами та шунтом.

У якості вхідного роз’єму X1 використовується DG55C-B-02P-13-00AH. Біля роз’єму розташовані вхідні фільтруючі конденсатори C3 та C5 по 1000 мкФ. Резистори R3 – R5 по 0,1 Ом з’єднані паралельно створюють струмовимірювальний шунт.

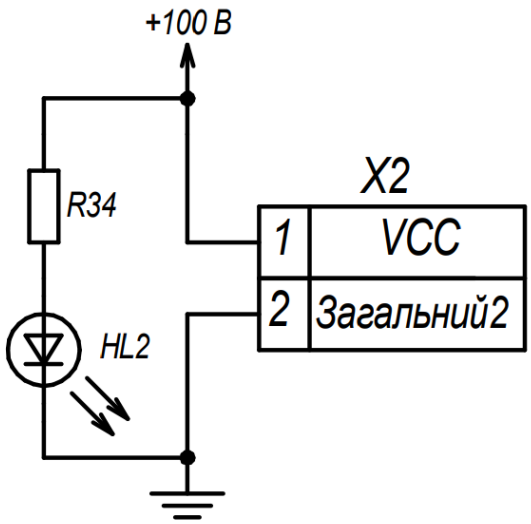


Рисунок 4.13 – Вихід перетворювача з індикацією.

У якості вихідного роз’єму X2 використовується DG55C-B-02P-13-00AH. Також присутня індикація наявності напруги на виході, R34 20 кОм та світлодіод HL2 FYLS-0805BGC зелений.

4.3 Охорона праці

Охорона праці і техніка безпеки в Україні забезпечуються прийнятими основними нормативними документами такими, як ПУЕ-2017 - Правила улаштування електроустановок, НПАОП 40.1-1.01-97 - Правила безпечної експлуатації електроустановок, Закон України "Про охорону праці" від 01.01.2004р. №229-1У, тощо.

4.3.1 Інструкція з охорони праці для офісних працівників

4.3.1.1 Загальні положення [20]

Інструкція з охорони праці розроблена відповідно до вимог законодавства України та встановлює правила виконання робіт та поведінки працівника на території підприємства, у виробничих та службових приміщеннях, та на робочому місці відповідно до державних, міжгалузевих та галузевих нормативних актів про охорону праці.

Дія інструкції поширюється на працівників, які працюють в офісі.

Працівник зобов'язаний знати та виконувати вимоги нормативних актів про охорону праці, правила поводження з машинами, механізмами, обладнанням та іншими засобами виробництва, користуватися засобами колективного та індивідуального захисту.

Залежно від конкретних умов організації виробничого процесу, а також у зв'язку з допущеними аваріями та нещасними випадками, до інструкції можуть вноситись зміни та доповнення, що викладаються на окремому аркуші за твердженням директора.

Інструкція є обов'язковою до виконання нормативним документом.

До виконання робіт допускаються особи, які:

- пройшли навчання, інструктаж з питань охорони праці, надання першої допомоги постраждалим від нещасних випадків, правила поведінки при виникненні аварій.

Працівник зобов'язаний:

- вміти користуватися засобами колективного та індивідуального захисту;

- дотримуватись зобов'язань з охорони праці, передбачених колективним договором (угодою, трудовим договором) та правилами внутрішнього трудового розпорядку підприємства;

- своєчасно розпочинати та закінчувати роботу, дотримуватися часу обідньої перерви;

- не виконувати роботи, які не передбачені посадовою інструкцією;

- зобов'язаний піклуватися про особисту безпеку та здоров'я, а також про безпеку та здоров'я оточуючих у процесі виконання будь-яких робіт або під час перебування на території підприємства.

У процесі роботи на працівника можливий вплив небезпечних та шкідливих виробничих факторів:

- автомобілів, що рухаються на території підприємства;

- рухомих частин технологічного обладнання, виробів, заготовок, матеріалів, що рухаються;

- підвищеної чи зниженої температури повітря робочої зони;

- підвищеної чи зниженої температури поверхні устаткування, матеріалів;

- підвищеного рівня шуму; вібрації на робочому місці;

- підвищеної чи заниженої вологості повітря;

- підвищеної чи заниженої рухливості повітря;

- недостатнього освітлення робочої зони;

- напруга зору;

- підвищений рівень статичної електрики;

- емоційні навантаження;

- можливість ураження електричним струмом;

- підвищений рівень електромагнітних випромінювань;

- підвищений рівень іонізуючих випромінювань;

- підвищена напруженість електростатичного поля;

- підвищена чи знижена іонізація повітря;

- підвищена яскравість світла.

- пряма та відбита блискучість;

- статичні перевантаження кістково-м'язового апарату та динамічні локальні навантаження м'язів кистей рук;

- розумова перенапруга;

- монотонність праці.

Для працівників офісу не передбачена видача та застосування спеціального одягу.

Під час виконання своїх обов'язків працівник повинен дотримуватись вимог санітарних норм та особистої гігієни:

- під час роботи використовувати засоби індивідуального захисту (за потреби);

- зберігати та приймати їжу лише у відведених місцях;

- після роботи вимити забруднені частини тіла.

4.3.1.2 Вимоги безпеки перед початком роботи [20]

Ознайомитись з умовами, характером та обсягом виконуваних робіт. Залишити в гардеробі вуличний одяг, особисті речі.

Підготувати робоче місце для роботи. Прибрати з робочого місця предмети, які не використовуватимуться у роботі. Не кладіть на комп'ютери та оргтехніку папір, книги, документи та інші предмети.

Щоб уникнути перевантаження мережі, не підключайте комп'ютери та оргтехніку через трійники разом з іншими електроприладами.

Включити при потребі штучне освітлення, настільний світильник.

Зовнішнім оглядом переконатися у справності з'єднувальних проводів, штепсельних роз'ємів, шин заземлення та вимикачів, надійності кріплення захисних кожухів та кришок блоків комп'ютерів та оргтехніки.

Перевірте відсутність пилу на екрані монітора та правильність встановлення паперу в лоток принтера. Не допускати забивання пилом та сторонніми предметами вентиляційних отворів для відведення тепла з блоків.

Налаштуйте висоту сидіння стільця. Відрегулюйте положення монітора щодо свого поля зору.

У разі виявлення несправностей обладнання та пристроїв, засобів колективного захисту не приступайте до роботи з несправним обладнанням, повідомте свого безпосереднього керівника або іншу посадову особу. Не робіть самостійний ремонт.

4.3.1.3 вимоги безпеки під час роботи [20]

При включенні/відключенні комп'ютерів, оргтехніці та освітленні в електромережу, братися лише за ізольовані частини штепселів та штепсельних колодок.

Дотримуватись зазначеної в інструкції з експлуатації послідовності включення блоків.

Щоб уникнути розрядів статичної електрики, не торкайтеся екрана монітора.

При введенні даних, редагуванні програм, читанні інформації з екрану, безперервна тривалість роботи перед екраном не повинна перевищувати 1 години з наступними регламентованими перервами по 10 хвилин для відпочинку та виконання комплексу фізичних вправ, релаксаційної гімнастики та аутогенного тренування.

При включеному електроживленні комп'ютерів та оргтехніки:

- не розкривати захисні кожухи та кришки блоків ПК, не проводити регулювання та чищення внутрішніх деталей, не змінювати запобіжники;

- не перемикати з'єднувальні шнури блоків;

- не змінювати встановлену конфігурацію робочого місця, не переставляти комп'ютери та оргтехніку;

- не робити вологе прибирання поверхонь комп'ютерів, моніторів та оргтехніки (прибирання робити спеціальними серветками);

На робочому місці:

- не палити, не користуватись відкритим вогнем;

- не зберігати легкозаймисті, вибухонебезпечні та хімічно-активні речовини, що руйнують ізоляцію.

Дотримуватися:

- чистоти та порядку на місці проведення робіт;

- обережності під час роботи, при пересуванні по приміщенню;

- обережності та ПДР на проїзних шляхах та території.

Куріння дозволяється лише у спеціально відведених для цього місцях.

При пересуванні по приміщенню, території та сходам бути уважним та обережним. Особливо обережно бути під час дощу та після вологого прибирання.

Порядок повідомлення адміністрації про нещасний випадок:

- про кожен нещасний випадок свідок, працівник, який його виявив або сам потерпілий повинні терміново повідомити безпосереднього керівника робіт, інженера з охорони праці або іншу посадову особу та вжити заходи для надання необхідної допомоги;

- зберегти до прибуття комісії з розслідування обставин на робочому місці та обладнання в такому стані, в якому вони були на момент події (якщо це не загрожує життю та здоров'ю інших працівників і не призведе до більш тяжких наслідків), а також вжити заходи щодо недопущення таких випадків у ситуації, що склалася.

4.3.1.4 вимоги безпеки після закінчення роботи [20]

Закінчити працюючі програми, закрити всі каталоги, підготувати комп'ютер до вимкнення.

Вимкніть ПК та місцеве електроосвітлення від мережі.

Упорядкувати робоче місце, забрати документи.

Переконайтеся у відсутності пожежної небезпеки.

При виявленні пошкоджень та несправностей екранних пристроїв, периферійних пристроїв, засобів оргтехніки, меблів, приладів,

електропроводки та інших кабелів, електророзеток, електровимикачів, світильників, кондиціонерів та іншого обладнання не включати обладнання, не братися до роботи, повідомити про це керівництво.

4.3.1.5 Дії персоналу в аварійних ситуаціях [20]

Ознаками аварійної ситуації на робочому місці є:

- поява збоїв у роботі ПК, заїдання паперу в принтері, зникнення зображення на екрані монітора,

- коротке замикання, іскріння, появи запаху горіння, підвищене нагрівання корпусу, штепсельних роз'ємів, з'єднувальних проводів, зниження або зникнення напруги в мережі тощо.

В аварійній ситуації необхідно:

- роботу припинити, відключити від мережі комп'ютери та оргтехніку;

- при займанні використовувати вуглекислотний чи порошковий вогнегасники;

- вжити заходи щодо евакуації людей та надання першої медичної допомоги постраждалим;

- доповісти про те, що сталося керівнику;

- за потреби викликати швидку допомогу, пожежну команду.

Якщо виникла ситуація, яка може призвести до аварії чи нещасного випадку, необхідно захистити небезпечну зону та не запускати до неї сторонніх осіб. Якщо є постраждалі, надавати їм першу медичну допомогу, за необхідності викликати швидку допомогу.

4.3.2 Розрахунок пристрою заземлення

Розрахунок заземлюючого пристрою зводиться до розрахунку заземлювача, так як заземлюючі провідники в більшості випадків приймають за умовами механічної міцності і стійкості до корозії.

Нормований опір відповідно до ПУЕ становить 4 Ом. Контур заземлення передбачається спорудити з зовнішньої сторони з розташуванням вертикальних електродів по контуру. В якості вертикальних заземлювачів приймаємо електроди з діаметром 20 мм і довжиною 2,5 м, які занурюються в ґрунт. Верхні кінці електродів маємо на глибині 0,5 м від поверхні землі. До них приварюються горизонтальні електроди з тієї ж стали, що і вертикальні електроди.

Попередньо з урахуванням площі (30х20 м), займаної об'єктом, намічаємо розташування заземлювачів по периметру довжиною 100 м.

Верхній шар ґрунту – глина кам'яниста, нижній шар ґрунту– гравій.

Параметри двошарового ґрунту в місці спорудження, кліматичні коефіцієнти та інші вихідні дані для розрахунку зведені в таблиці 4.1.

Таблиця 4.1 – Вихідні дані

Позначення	Найменування	Од. вим.	Значення
$R_{\text{і}}$	Нормований опір розтікання струму в землю	Ом	4
ρ_1	Питомий опір верхнього слою ґрунту	Ом*м	100
ρ_2	Питомий опір нижнього слою ґрунту	Ом*м	800
d	Діаметр стержня	мм	20
L	Довжина вертикального заземлювача	м	2,5
H	Товщина верхнього слою ґрунту	м	2
$t_{\text{полоси}}$	Глибина закладення горизонтального заземлювача	м	0,5

Продовження таблиці 4.1

Позначення	Найменування	Од. вим.	Значення
t	Відстань від поверхні землі до середини заземлювача	м	1,75
k_1	Кліматичний коефіцієнт для вертикальних електродів	–	1,5
k_2	Кліматичний коефіцієнт для горизонтальних електродів	–	2,25
b	Ширина сталевої полоси	мм	50
$l_г$	Довжина горизонтального заземлювача	м	100

Питома розрахунковий коефіцієнт опору двошарового ґрунту визначаємо за формулою:

$$\rho = \frac{(\rho_1 \cdot \rho_2 \cdot L)}{\left(\rho_1 \cdot (L - H + t_{\text{полосы}}) + \rho_2 \cdot (H - t_{\text{полоси}})\right)}, \quad (4.25)$$

$$\rho = \frac{(100 \cdot 800 \cdot 2{,}5)}{(100 \cdot (2{,}5 - 2 + 0{,}5) + 800 \cdot (2 - 0{,}5))} = 153{,}85 \text{ Ом} \cdot \text{м}.$$

Опір розтіканню одного вертикального електрода визначаємо за формулою:

$$r_в = \frac{0{,}366 \cdot k_1 \cdot \rho}{L} \cdot \left(\lg\left(\frac{2 \cdot L}{0{,}95 \cdot d}\right) + \frac{1}{2} \cdot \lg\left(\frac{4 \cdot t + L}{4 \cdot t - L}\right)\right), \quad (4.26)$$

$$r_в = \frac{0{,}366 \cdot 1{,}5 \cdot 153{,}85}{2.5} \cdot \left(\lg\left(\frac{2 \cdot 2{,}5 \cdot 1000}{0{,}95 \cdot 20}\right) + \frac{1}{2} \cdot \lg\left(\frac{4 \cdot 1{,}75 + 2{,}5}{4 \cdot 1{,}75 - 2{,}5}\right)\right) = 87{,}25 \text{ Ом}.$$

Передбачувана кількість вертикальних заземлювачів визначаємо за формулою:

$$\eta_{\text{вик}} = \frac{r_{\text{в}}}{R_i \cdot \eta_{\text{в}}}, \tag{4.26}$$

де $\eta_{\text{в}}$ - коефіцієнт використання вертикальних заземлювачів;

$$\eta_{\text{вик}} = \frac{87{,}25}{4 \cdot 0{,}7} = 30 \text{ шт.}$$

Таблиця 4.2 – Параметри вертикальних і горизонтальних заземлювачів

Позначення	Найменування	Од. вим.	Значення
$\eta_{\text{в}}$	Коефіцієнт використання вертикальних заземлювачів	–	0,7
$\eta_{\text{г}}$	Коефіцієнт використання горизонтальних заземлювачів	–	0,34
h	Відстань між заземлювачами	м	3

Опір горизонтального заземлювача визначимо за формулою:

$$r_{\text{г}} = \frac{0{,}366 \cdot k_2 \cdot \rho}{l_{\text{г}} \cdot \eta_{\text{г}}} \cdot \lg\left(\frac{2l_{\text{г}}^2}{b \cdot t_{\text{полоси}}}\right), \tag{4.27}$$

$$r_{\text{г}} = \frac{0{,}366 \cdot 2{,}25 \cdot 153{,}85}{100 \cdot 0{,}34} \cdot \lg\left(\frac{2 \cdot (100 \cdot 1000)^2}{50 \cdot 0{,}5 \cdot 1000}\right) = 22 \text{ Ом.}$$

Опір вертикальних заземлювачів R не повинно перевищувати значення визначається за формулою:

$$R = \frac{R_i \cdot r_{\text{г}}}{r_{\text{г}} - R_i}, \tag{4.28}$$

$$R = \frac{4 \cdot 22}{22 - 4} = 4{,}89 \text{ Ом.}$$

З урахуванням повного опору вертикальних заземлювачів уточнене кількість вертикальних заземлювачів з урахуванням сполучної смуги визначається за формулою:

$$n = \frac{r_{\text{в}}}{R \cdot \eta_{\text{в}}}, \tag{4.29}$$

$$n = \frac{87{,}25}{4{,}89 \cdot 0{,}7} = 26 \text{ шт.}$$

Приймаються до установки 26 вертикальних заземлювачів, загальна довжина горизонтального заземлювача 100 м при середній відстані між вертикальними заземлювачами 4 м. Остаточне відстань між вертикальними заземлювачами уздовж сполучної смуги вказується на плані заземлювального пристрою.

Конструкція заземлюючого пристрою вказано на рисунку 4.14, а монтажні параметри одиночного заземлювача в двошаровому ґрунті на рисунку 4.15.

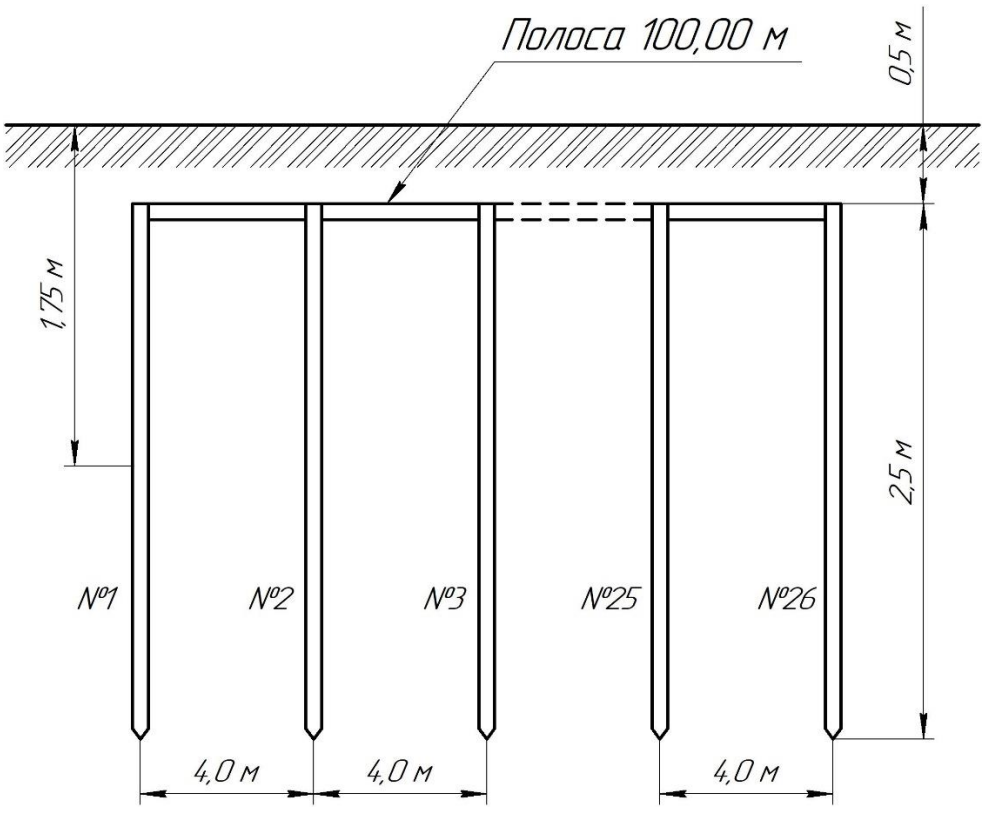


Рисунок 4.14 – Конструкція заземлювального пристрою.

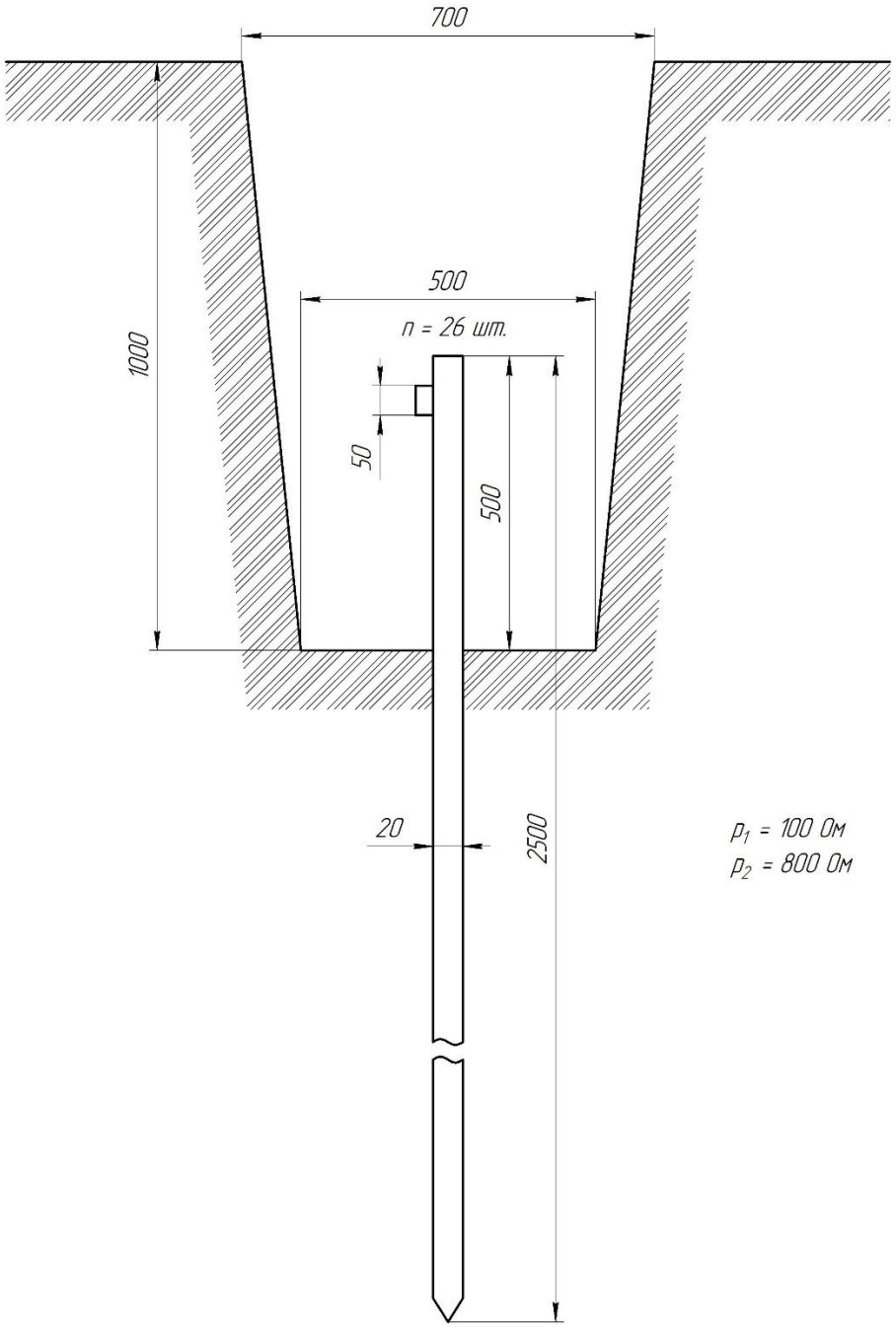


Рисунок 4.15 – Установка одиночного заземлювача в двошаровому гранті.

4.3.3 Рекомендації по монтажу заземлюючого пристрою

1. Опір заземлюючого пристрою, згідно з вимогами ПУЕ-2017, у будь-який час року має бути не більше 4 Ом.

2. По закінченню монтажу зробити вимір дійсного опору розтіканню струму заземлюючого пристрою. При необхідності збільшити кількість вертикальних і довжину горизонтального електродів.

3. Роботи по установці елементів заземлюючого пристрою виконати у відповідності з рисунком 4.14.

4. Вертикальний електрод - сталевий прут l = 2,5 м, d = 20 мм, кількість - 26 шт.

5. Горизонтальний електрод – сталева полоса l = 100 м, шириною = 50 мм, кількість - 1 шт..

6. Перед забиванням в землю один кінець вертикального електрода зрізати під клин (кут 60 градусів).

7. Відстань між вертикальними електродами - 4 м.

8. Глибина залягання горизонтального заземлювача - 0,5 м нижче рівня землі.

9. Всі з'єднання елементів заземлюючого пристрою виконати зварюванням внахлест.

10. Всі місця зварювальних з'єднань покрити бітумною мастикою в два шари.

5 ЕКОНОМІЧНА МОДЕЛЬ ПРОЕКТУ

Модель проекту будується на основі проекту «Дослідження блоку живлення на базі квазірезонансного перетворювача електроенергії з шунтуючим дроселем».

Таблиця 5.1 – Формуляр проекту

Формуляр проекту	
Завдання	№ проекту_____*1*_____ Дата замовлення_*02.07.2024*_____ Назва проекту_Дослідження блоку живлення на базі квазірезонансного перетворювача електроенергії з шунтуючим дроселем_____ Замовник ПІП___*Шляховський Станіслав Юрійович*_____ Адреса____*м. Запоріжжя, вул. Олександра Говорухи 22*_____ Контактна особа ПІП _____*Шляховський Станіслав Юрійович*_____ Тел. і факс_____*0505684505*_____
Договірна ціна	Усього _____*30000*_____ грн. План оплати ___*попередня оплата - 50%*_____ Додаткові умови_____-_____
Строки	Початок _____*09.07.2024*_____кінець_*02.12.2024* Проміжні строки_____-_____
Партнери	Кооперація_____-_____ Субпідрядники ___*фірма "Промінь"*_____ Завдання __Розробка фізичної реалізації перетворювача_____
Персонал	Керівник ___*Жбанков О.В.*_____ Заступник_____*Кісельов В.Є.*____ Співробітники_*Грідін О.С., Науменко М.С.*_____
Проект	Скорочена назва ____*"Резонанс"*_____ Цілі _____*Дослідження резонансного LLC перетворювача*_____ Критичні строки 1. _____*02.12.2024*_____ 2. _____ 3. _____ Особливості та проблеми__*Проблема відсутності математичної моделі резонансного LLC перетворювача*_____

Таблиця 5.2 – Характеристика робіт за проектом

Характеристика робіт за проектом			
Код роботи	Назва чи зміст роботи	Безпосередньо попередня робота	Тривалість, діб
1.1.1	Аналіз явища резонансу в електричних ланцюгах	-	3
1.1.2	Аналіз пристрою та переваг резонансного перетворювача з шунтуючим дроселем	-	5
1.1.3	Аналіз принципів роботи резонансних перетворювачів	-	10
1.1.4	Аналіз ринку резонансних перетворювачів	-	2
1.2.1	Дослідження характеристик резонансного перетворювача з шунтуючим дроселем	1.1.1, 1.1.2, 1.1.3	5
1.3.1	Синтез візуально-блочної математичної моделі	1.2.1	8
1.3.2	Бібліотека елементів візуально-блочної моделі	1.3.1	10
1.3.3	Аналіз результатів моделювання	1.3.1	4
1.4.1	Розрахунок резонансного LLC перетворювача	1.3.3	10
1.4.2	Розробка електричної принципової схеми резонансного LLC перетворювача	1.4.1	15
1.4.3	Розгляд охорони праці для офісних працівників	1.4.2	4
1.4.4	Розрахунок пристрою заземлення	1.4.3	5
1.4.5	Розгляд рекомендацій по монтажу заземлюючого пристрою	1.4.4	3

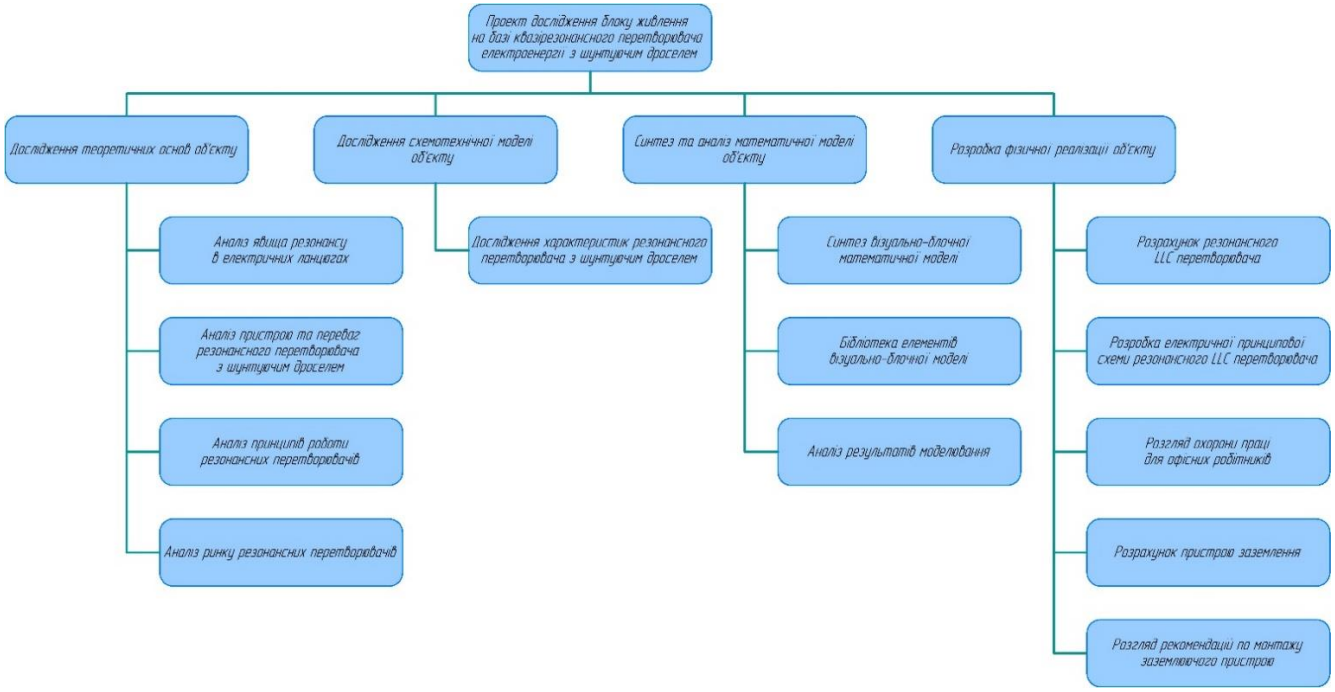


Рисунок 5.1 – Робоча структура проекту WBS.

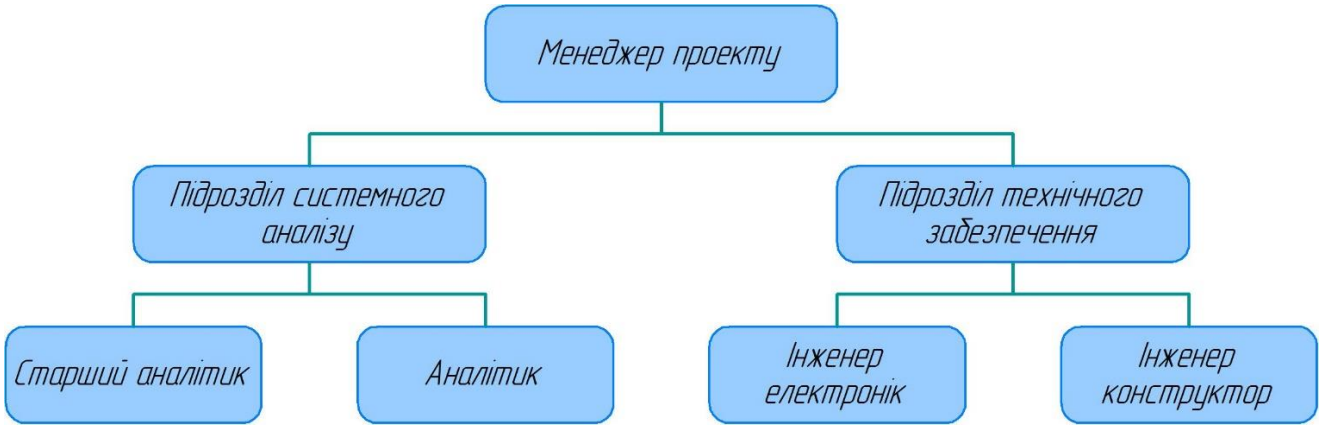


Рисунок 5.2 – Організаційна структура проекту OBS.

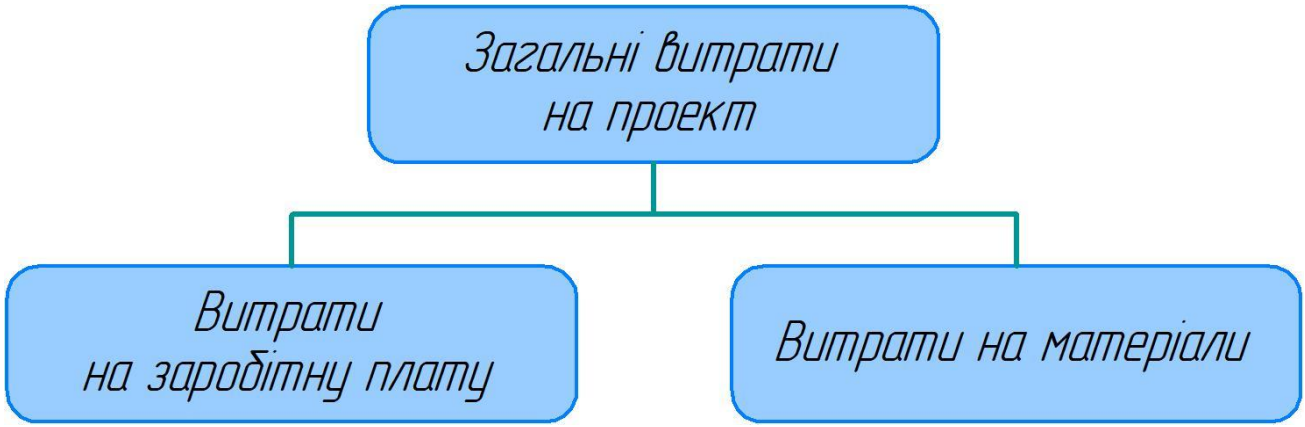


Рисунок 5.3 – Структура затрат проекту CBS.

Таблиця 5.3 – Матриця відповідальності

Матриця відповідальності													
Виконавці	Роботи												
	Аналіз явища резонансу в електричних ланцюгах	Аналіз пристрою та переваг резонансного перетворювача з шунтуючим дроселем	Аналіз принципів роботи резонансних перетворювачів	Аналіз ринку резонансних перетворювачів	Дослідження характеристик резонансного перетворювача з шунтуючим дроселем	Синтез візуально-блочної математичної моделі	Бібліотека елементів візуально-блочної моделі	Аналіз результатів моделювання	Розрахунок резонансного LLC перетворювача	Розробка електричної принципової схеми резонансного LLC перетворювача	Розгляд охорони праці для офісних працівників	Розрахунок пристрою заземлення	Розгляд рекомендацій по монтажу заземлюючого пристрою
Менеджер проекту		p	p			p	p	p	p	p			
Старший аналітик	p	s	s	p	p	s	s	s					
Аналітик	+	+	+	+	+	+	+	+					
Інженер електронік									+	s	p	p	p
Інженер конструктор										+	+	+	+
p – первинна відповідальність s – вторинна відповідальність + – виконавець													

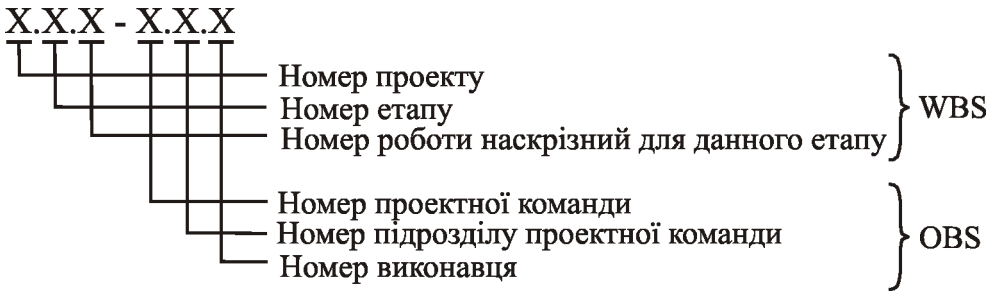


Рисунок 5.4 – Система кодування проекту.

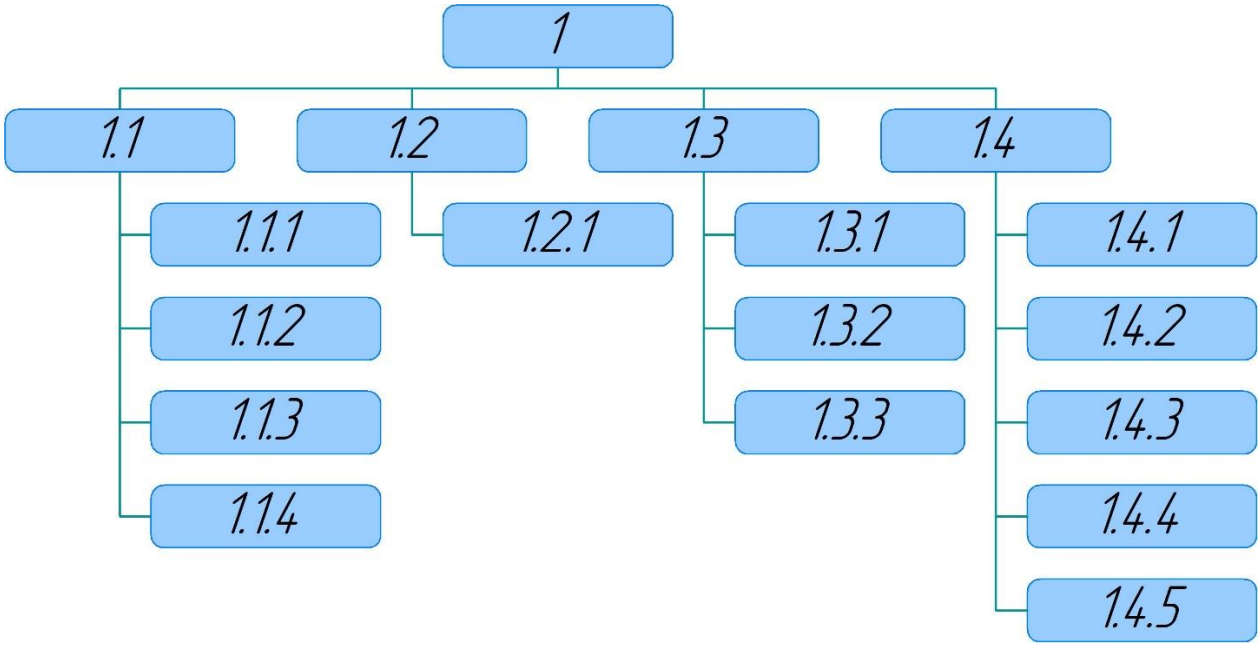


Рисунок 5.5 – Робоча кодова структура проекту WBS.

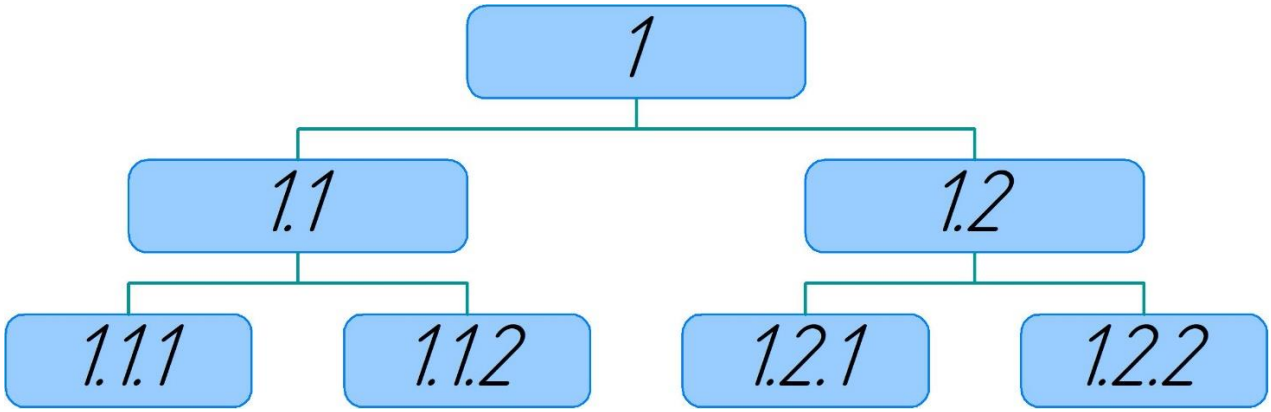


Рисунок 5.6 – Організаційна кодова структура проекту OBS.

Таблиця 5.4 – каталог CTR

Номер	Код роботи	Зміст роботи	Затрати, грн	Тривалість, діб	Необхідні ресурси
1	1.1.1 – 1.1.2	Аналіз явища резонансу в електричних ланцюгах	1000	3	Старший аналітик, аналітик
2	1.1.2 – 1.1.2	Аналіз пристрою та переваг резонансного перетворювача з шунтуючим дроселем	1500	5	Старший аналітик, аналітик
3	1.1.3 – 1.1.2	Аналіз принципів роботи резонансних перетворювачів	3500	10	Старший аналітик, аналітик
4	1.1.4 – 1.1.2	Аналіз ринку резонансних перетворювачів	500	2	Старший аналітик, аналітик
5	1.2.1 – 1.1.2	Дослідження характеристик резонансного перетворювача з шунтуючим дроселем	2000	5	Старший аналітик, аналітик
6	1.3.1 – 1.1.2	Синтез візуально-блочної математичної моделі	4000	8	Старший аналітик, аналітик
7	1.3.2 – 1.1.2	Бібліотека елементів візуально-блочної моделі	3500	10	Старший аналітик, аналітик
8	1.3.3 – 1.1.2	Аналіз результатів моделювання	1000	4	Старший аналітик, аналітик
9	1.4.1 – 1.2.1	Розрахунок резонансного LLC перетворювача	4000	10	Інженер електронік
10	1.4.2 – 1.2.2	Розробка електричної принципової схеми резонансного LLC перетворювача	6000	15	Інженер електронік, Інженер конструктор
11	1.4.3 – 1.2.2	Розгляд охорони праці для офісних працівників	1000	4	Інженер електронік, Інженер конструктор
12	1.4.4 – 1.2.2	Розрахунок пристрою заземлення	1500	5	Інженер електронік, Інженер конструктор
13	1.4.5 – 1.2.2	Розгляд рекомендацій по монтажу заземлюючого пристрою	500	3	Інженер електронік, Інженер конструктор

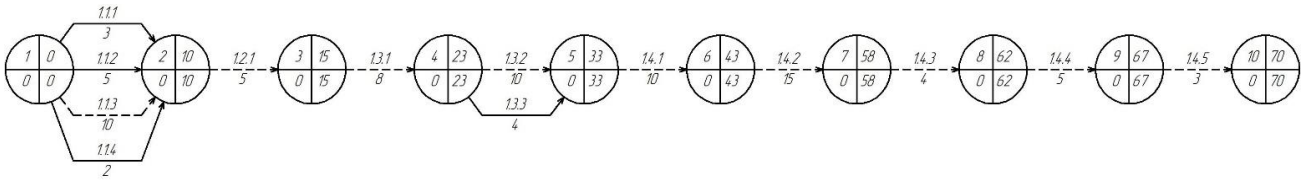


Рисунок 5.7 – Стрілчастий графік.

Більшість реальних проектів виконуються в умовах невизначеності стосовно строків виконання деяких робіт. Тому при визначенні загального терміну виконання проекту потрібно враховувати імовірнісний характер визначення термінів виконання робіт [21].

5.1 Визначаємо три оцінки для кожної i-ї роботи, що входять до критичного шляху, за допомогою експертної оцінки:

a_i – оптимістичний прогноз тривалості i-ї роботи;

b_i – песимістичний прогноз тривалості i-ї роботи ;

m_i – найбільш ймовірний прогноз тривалості i-ї роботи.

5.2 Розраховуємо математичне очікування тривалості i-ї роботи за допомогою формули:

$$t_i = \frac{a_i + 4 \cdot m_i + b_i}{6}. \quad (5.1)$$

5.3 Розраховуємо дисперсію тривалості i-ї роботи за допомогою формули:

$$\sigma_i^2 = \left(\frac{b_i - a_i}{6}\right)^2. \quad (5.2)$$

Результати попередніх обчислень заносимо у табл. 1.

Таблиця 5.5 – Розрахунок тривалості проекту з урахуванням запасів часу

Код роботи	a_i	m_i	b_i	σ_i^2	t_i
1.1.3	8	10	14	1	10,33
1.2.1	4	5	7	0,25	5,17
1.3.1	7	8	10	0,25	8,17
1.3.2	8	10	14	1	10,33
1.4.1	8	10	14	1	10,33
1.4.2	13	15	20	1,36	15,5
1.4.3	3	4	6	0,25	4,17
1.4.4	4	5	7	0,25	5,17
1.4.5	2	3	5	0,25	3,17

5.4 Математичне очікування проекту визначаємо за допомогою формули:

$$t = \sum_{i=1}^{n} t_i = 72{,}33. \quad (5.3)$$

де n – кількість робіт, що належать до критичного шляху.

5.5 Стандартне відхилення терміну виконання проекту визначаємо за допомогою формули:

$$\sigma = \sqrt{\sum_{i=1}^{n} \sigma_i^2} = 2{,}37. \quad (5.4)$$

5.6 Розраховуємо величину φ:

$$\varphi = F - 0{,}5 = 0{,}9 - 0{,}5 = 0{,}4. \quad (5.5)$$

де F – ймовірність виконання проекту, ($F = 0{,}9$).

5.7 По таблиці нормального розподілу [21] визначаємо $z = 1{,}29$.

5.8 Розраховуємо необхідний термін виконання проекту, який необхідно прийняти для того, щоб не зірвати строки виконання з ймовірністю 90% за допомогою формули:

$$\text{Ò} = z \cdot \sigma + t = 1{,}29 \cdot 2{,}37 + 72{,}33 = 75{,}39 \text{ діб}. \quad (5.6)$$

Приймаємо $\text{Ò} = 76$ діб.

ВИСНОВКИ

У даній роботі було досліджено блок живлення на базі квазірезонансного перетворювача електроенергії з штучним дроселем та представлено його як елемент бібліотеки візуально-блочного моделювання.

У першому розділі розглянуто явище резонансу в електричних ланцюгах, пристрій та переваги резонансного перетворювача з шунтуючим дроселем, принципи роботи резонансних перетворювачів. Проаналізовано ринок резонансних перетворювачів. Виконано аналіз проблем та постановку завдань.

У другому розділі досліджено характеристики резонансного перетворювача з шунтуючим дроселем на основі схемотехнічної моделі.

У третьому розділі Синтезовано візуально-блочну математичну модель на основі структури енергетичного тракту. Розглянуто бібліотеку елементів візуально-блочної моделі. Проаналізовано результати моделювання.

У четвертому розділі виконано розрахунок резонансного LLC перетворювача та розроблено електричну принципову схему. Розглянуто інструкцію з охорони праці для офісних працівників, розраховано пристрій заземлення та вивчено рекомендації по монтажу заземлюючого пристрою.

У п’ятому розділі створено економічну модель проекту.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Phillips C. L., Harbor R. D. Feedback Control Systems. N.J.: Prentice Hall, Upper Saddle River, 2000. 658 p.

2. D. Alekseevskiy, O. Pankova, R . Khrestin, "Procedure for the synthesis of models of electro-technical complexes"// Eastern-European Journal of Enterprise Technologies, – 2018. – № 6/9(96). - С. 48-54.

3. Резонанс – друг і ворог: веб-сайт. URL: https://kpi.ua/resonance (дата звернення: 09.09.2024).

4. Явище резонансу: веб-сайт. URL: https://skysmart.com/articles/physics/yavlenie-rezonansa (дата звернення: 12.09.2024).

5. Застосування резонансу напруги та резонансу струмів: веб-сайт. URL: https://electricalschool.info/spravochnik/electroteh/1860-primenenie-rezonansa-naprjazhenijj-i.html (дата звернення: 16.09.2024).

6. Явище резонансу електричних ланцюгах: веб-сайт. URL: https://toehelp.com.ua/lectures/027.html (дата звернення: 18.09.2024).

7. AN-4151. Half-Bridge LLC Resonant Converter Design Using FSFR-Series Fairchild Power Switch (FPS™): веб-сайт. URL: https://www.onsemi.com/pub/Collateral/AN-4151.pdf (дата звернення: 23.09.2024).

8. Н.М. Чернишов, Н.І. Сліпченко, В.М. Писаренко та інші. Розрахунок втрат у резонансних перетворювачах при режимах непреривних і розрівних струмів. Радіотехніка. 2015. Вип. 183, С. 147-154.

9. Г.В. Павлов, А.В. Обрубов. Розрахунок характеристик послідовно-резонансного перетворювача з релейним регулюванням. Національний університет кораблебудування, м. Миколаїв, Україна.

10. Ворох Д.А., Махов А.І. Резонансний перетворювач із широтно-імпульсним регулюванням вихідної напруги. Аерокосмічна техніка, технології та машинобудування. 2016. Т. 15, №3. С. 143-152.

11. UC1875-SP Rad-Tolerant Class-V, Phase Shift Resonant Controller: веб-сайт. URL: http://www.ti.com/lit/ds/symlink/uc1875.pdf (дата звернення: 07.10.2024).

12. 3KW High Efficiency LLC Evaluation Board & Reference Design: веб-сайт. URL: https://gansystems.com/evaluation-boards/gs-evb-llc-3kw-gs/ (дата звернення: 14.10.2024).

13. 200W LED driver using the STNRG012: веб-сайт. URL: https://gansystems.com/evaluation-boards/gs-evb-llc-3kw-gs/ (дата звернення: 14.10.2024).

14. AN-6104. LLC Resonant Converter Design using FAN7688: веб-сайт. URL: https://www.onsemi.com/pub/collateral/an-6104.pdf (дата звернення: 21.10.2024).

15. Алексієвський Д. Г., Шляховський С. Ю. Дослідження впливу опору навантаження на вихідну характеристику LLC перетворювача. Збірник наукових праць студентів, здобувач PhDів, докторантів і молодих вчених «МОЛОДА НАУКА-2024» Запоріжжя: Запорізький національний університет, 2024. Т. 5 С. 162-163.

16. Алексієвський Д. Г. Візуальне моделювання багатоканальних вітроелектрогенеруючих систем // Вісник Національного технічного університету "Харківський політехнічний інститут". Проблеми автоматизованого електроприводу. Теорія та практика. Силова електроніка та енергоефективність. 2017. № 27 (1249). С. 332-336.

17. FAN7621. PFM Controller for Half-Bridge Resonant Converters: веб-сайт. URL: https://www.onsemi.com/download/data-sheet/pdf/fan7621-d.pdf (дата звернення: 04.11.2024).

18. LM5106 100-V Half-Bridge Gate Driver With Programmable Dead-Time: веб-сайт. URL: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm5106.pdf (дата звернення: 07.11.2024).

19. LM5164 100V Input, 1A Synchronous Buck DC/DC Converter With Ultra-low IQ: веб-сайт. URL: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm5164.pdf (дата звернення: 11.11.2024).

20. Інструкція з охорони праці для офісних працівників: веб-сайт. URL: https://safety.org.ua/instruktsiya-z-ohorony-pratsi-dlya-ofisnyh-pratsivnykiv/ (дата звернення: 18.11.2024).

21. Методичні вказівки до проведення практичних занять та самостійної роботи з дисципліни «Моделі та методи управління проектами» для студентів спеціальності: 8.090803 - «Електронні системи». Укл.: Алексієвський Д.Г., - Запоріжжя. ЗДІА, 2010р.

Формат	Зона	Поз.	Позначення	Найменування	Кіл.	Примітка
				Документація		
А1			ЕІСПЗ МП.23333.00.00.00.00.Д1	Дослідження блоку живлення на базі квазірезонансного перетворювача електроенергії з шунтуючим дроселем		
				Структура енергетичного тракту		
А1			ЕІСПЗ МП.23333.00.00.00.00.Д2	Дослідження блоку живлення на базі квазірезонансного перетворювача електроенергії з шунтуючим дроселем		
				Компоненти математичної моделі		
А1			ЕІСПЗ МП.23333.00.00.00.00.Д3	Дослідження блоку живлення на базі квазірезонансного перетворювача електроенергії з шунтуючим дроселем		
				Візуально-блочна математична модель		
А1			ЕІСПЗ МП.23333.00.00.00.00.Д4	Дослідження блоку живлення на базі квазірезонансного перетворювача електроенергії з шунтуючим дроселем		
				Реалізація математичної моделі		
А1			ЕІСПЗ МП.23333.00.00.00.00.Е3	Дослідження блоку живлення на базі квазірезонансного перетворювача електроенергії з шунтуючим дроселем		
				Блок живлення		
				Схема електрична принципова		
А4			ЕІСПЗ МП.23333.00.00.00.00.ПЕ3	Дослідження блоку живлення на базі квазірезонансного перетворювача електроенергії з шунтуючим дроселем		
				Блок живлення		
				Перелік елементів		

Перв. застосув.

Довід. №

Підп. і дата

Інв. № дубл.

Зам. інв. №

Підп. і дата

Інв. № ор.

Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата
Розроб.		Шляховський		02.12
Перевір.		Алексієвський		02.12
Н. контр.		Туришев		02.12
Затверд.		Критська		

ЕІСПЗ МП.23333.00.00.00.00

Дослідження блоку живлення на базі квазірезонансного перетворювача електроенергії з шунтуючим дроселем

Літ.	Аркуш	Аркушів
	1	2

ІННІ ім Ю.М. Потебні ЗНУ 8.1713

Копіював

Формат А4

Формат	Зона	Поз.	Позначення	Найменування	Кіл.	Примітка
А1			ЕІСПЗ МП.23333.00.00.00.00.ГК	Дослідження блоку живлення на базі		
				квазірезонансного перетворювача		
				електроенергії з шунтуючим дроселем		
				Блок живлення		
				Габаритне креслення		
А1			ЕІСПЗ МП.23333.00.00.00.00.Д5	Дослідження блоку живлення на базі		
				квазірезонансного перетворювача		
				електроенергії з шунтуючим дроселем		
				Заземлювальний пристрій		
А1			ЕІСПЗ МП.23333.00.00.00.00.Д6	Дослідження блоку живлення на базі		
				квазірезонансного перетворювача		
				електроенергії з шунтуючим дроселем		
				Економічна модель проекту		

Підп. і дата | Інв. № дубл. | Зам. інв. № | Підп. і дата | Інв. № ор.

Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата	ЕІСПЗ МП.23333.00.00.00.00	Аркуш 2

Копіював Формат А4

Зона	Позначення	Найменування	Кіл.	Примітка
		Конденсатори		
	C1, C2	1206-1uF-100V-X7R	2	Faithful Link
	C3, C5	1000uF-100V-105℃	2	Fencon
	C4, C35	0805-10nF-100V-X7R	2	Samsung
	C6, C7, C10, C12,	0805-10uF-25V-X5R	5	Samsung
	C19			
	C8	0805-680pF-50V-NPO	1	Faithful Link
	C9	0805-2.2nF-50V-NPO	1	Samsung
	C11, C33	0805-100pF-50V-NPO	2	Faithful Link
	C13, C14	0805-22uF-25V-X5R	2	Samsung
	C15	330uF-35V-105℃	1	Panasonix
	C16, C29	0805-470nF-50V-X7R	2	Samsung
	C17, C18, C25, C26	1206-3.3nF-1000V-X7R	4	Samsung
	C20 - C24	100nF-310Vac-110℃	5	SR Passives
	C27, C28, C30	330uF-160V-105℃	3	Fencon
	C31, C34	0805-1uF-50V-X7R	2	Samsung
	C32	1206-10nF-500V-X7R	1	Samsung
		Мікросхеми		
	DA1	Оптопара SFH6156-2T SMD-4	1	Vishay
	DA2	Перетворювач напруги LM5164DDAR 100V 1A SO-PowerPad-8	1	ONS
	DA3	ШИМ контроллер FAN7621BSJX 24V 300kHz	1	ONS
	DA4, DA5	Драйвер MOSFET LM5106MM/NOPB 100V 1.8A VSSOP10	2	TI
	DA6	Діодний міст ABS8 800V 1A 0.8Vr	1	MOD
	DA7	Лінійний стабілізатор напруги L78L12ABUTR 12V 0.1A SOT89	1	ST
	DA8	Джерело опорної напруги AZ431AN-ATRE1 SOT23	1	DIODES
		Світлодіоди		
	HL1	FYLS-0805BHRC RED	1	Foryard

Перев. застосув. | Довід. № | Підп. і дата | Інв. № дубл. | Взам. інв. № | Підп. і дата | Інв. № подл.

Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата
Розроб.		Шляховський		02.12
Перевір.		Алексієвський		02.12
Н.контр.		Туришев		02.12
Затверд.		Критська		

ЕІСПЗ МП.23333.00.00.00.00.ПЕЗ

Дослідження блоку живлення на базі квазірезонансного перетворювача електроенергії з шунтуючим дроселем
Блок живлення
Перелік елементів

Літ.	Аркуш	Аркушів
	1	3

ІННІ ім Ю.М. Потебні ЗНУ
8.1713

Копіював

Формат А4

Зона	Позначення	Найменування	Кіл.	Примітка
	HL2	FYLS-0805BGC GREEN	1	Foryard
		Дроселі		
	L1	68uH SMD1040 2.3A	1	Coilmx
	L2	RB1314 5uH 9A	1	ABC
		Резистори		
	R1, R13	0805-100K-1%-150V	2	UniOhm
	R2	0805-6K8-1%-150V	1	UniOhm
	R3 - R5	2512-0R1-5%-250V	3	Royal Ohm
	R6	0805-7K5-1%-150V	1	FirstOhm
	R7	0805-3K6-1%-150V	1	FirstOhm
	R8	0805-453K-1%-150V	1	Hitano
	R9	0805-49K9-1%-150V	1	FirstOhm
	R10	0805-1K0-1%-150V	1	UniOhm
	R11, R16, R17,	0805-10K-1%-150V	6	UniOhm
	R22, R30, R31			
	R12	0805-2K4-1%-150V	1	FirstOhm
	R14, R15, R28, R29	0805-10R-1%-150V	4	Viking
	R18 - R21	1206-10R-1%-200V	4	UniOhm
	R23	1206-27K-1%-200V	1	UniOhm
	R24	1206-12K-1%-200V	1	FirstOhm
	R25	1206-1K0-1%-200V	1	UniOhm
	R26	1206-510R-1%-200V	1	UniOhm
	R27	0805-20K-1%-150V	1	UniOhm
	R32	0805-510R-1%-150V	1	Viking
	R33	0805-820R-1%-150V	1	Viking
	R34	2512-20K-5%-250V	1	Faithful Link
	T1	Трансформатор ЕІСПЗ МП.23333.00.00.00.01	1	

Підп. і дата | Інв. № дубл. | Взам. інв. № | Підп. і дата | Інв. № подл.

Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата	ЕІСПЗ МП.23333.00.00.00.00.ПЕЗ	Арк. 2

Зона	Позначення	Найменування	Кіл.	Примітка
		Діоди		
	VD1	MBR0540T1G 40V 0.5A SOD-123	1	ONS
	VD2, VD4, VD5,	1N4148W 75B 0.15A SOD-123	6	Vishay
	VD10, VD11, VD12			
	VD3	BZV55-C16V 16V 0.5W SOD80	1	Nexperia
	VD6 - VD9	MBR20150CT 150V 2x5A TO-220AB	4	Diotec
	VT1 - VT4	CSD19533KCS 100V 100A TO-220	4	TI
	X1, X2	DG55C-B-02P-13-00AH 300V 25A 10mm	2	Degson