

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на здобуття освітнього ступеня

бакалавр

(освітній ступінь (освітньо-кваліфікаційний рівень))

на тему: **Підвищення ефективності імпульсного джерела живлення**

Виконав(ла): студент(ка) 4 курсу, групи ЕТс-41

спеціальності 141

електроенергетика, електротехніка та електромеханіка

(шифр і назва спеціальності)

(підпис) Михалюк І.Г.
(прізвище та ініціали)

Керівник _____
(підпис) Філюк Я.О.
(прізвище та ініціали)

Нормоконтроль _____
(підпис) Вакуленко О. О.
(прізвище та ініціали)

Завідувач кафедри _____
(підпис) Тарасенко М. Г.
(прізвище та ініціали)

Рецензент _____
(підпис) (прізвище та ініціали)

Міністерство освіти і науки України
Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя

Факультет прикладних інформаційних технологій та електроінженерії
(повна назва факультету)

Кафедра Електричної інженерії
(повна назва кафедри)

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

Тарасенко М. Г.

(підпис)

(прізвище та ініціали)

« 08 » лютого 2021 р.

ЗАВДАННЯ
НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ

на здобуття освітнього ступеня бакалавр
(назва освітнього ступеня)

за спеціальністю 141 – електроенергетика, електротехніка та електромеханіка
(шифр і назва спеціальності)

студенту Михалюку Ігору Михайловичу
(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи Підвищення ефективності імпульсного джерела живлення

Керівник роботи ...Філюк Ярослав Олександрович, к.т.н.

(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

Затверджені наказом ректора від « 26 » січня 2021 року № 4/7-47

2. Термін подання студентом завершеної роботи 18 червня 2021 року

3. Вихідні дані до роботи Огляд і порівняння імпульсних джерел живлення, а також моделювання роботи імпульсного перетворювача постійної напруги при зміні параметрів елементів

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

1. Аналітичний розділ

2. Проектно-конструкторський розділ

3. Розрахунковий розділ

4. Безпека життєдіяльності та основи охорони праці

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

1. Вступна частина

2. Розряд конденсаторів Cs, C1 і C2

3. Порівняння напівпровідникових ключів

4. Порівняння діодів

5. Висновки

6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
Безпека життєдіяльності та основи охорони праці	Гурик О. Я., к.т.н., доцент кафедри МТ		
Нормоконтроль	Вакуленко О. О., ст. викладач кафедри ЕІ		

7. Дата видачі завдання 08 лютого 2021 року

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів роботи	Термін виконання етапів роботи	Примітка
1	Вступ	26.02.2021	
2	Аналітичний розділ	31.03.2021	
3	Проектно-конструкторський розділ	16.04.2021	
4	Розрахунковий розділ	30.04.2021	
5	Безпека життєдіяльності та основи охорони праці	14.05.2021	
6	Висновки	31.05.2021	
7	Оформлення пояснювальної записки	03.06.2021	
8	Оформлення графічної частини	14.06.2021	

Студент

(підпис)

Михалюк І.Г.

(прізвище та ініціали)

Керівник роботи

(підпис)

Філюк Я.О.

(прізвище та ініціали)

РЕФЕРАТ

Кваліфікаційна робота бакалавра. Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя. Факультет прикладних інформаційних технологій та електроінженерії. Кафедра електричної інженерії, група ЕТс–41. - Т. : ТНТУ, 2021.

Стор. 80; рис. 72; табл. 8; креслень 5; джерел 19; додатків -.

Кваліфікаційна робота бакалавра виконана на підставі завдання на тему: «Підвищення ефективності імпульсного джерела живлення».

Метою роботи є підвищення ефективності імпульсного джерела живлення.

Проведено огляд відомих схемотехнічних рішень різних типів блоків імпульсного живлення, а також порівнювалися їх параметри між собою. У підсумку, для дослідження було обрано діодний міст з С-фільтром, як найпоширеніше схемотехнічне рішення. В якості інверторів були обрані імпульсний перетворювач постійної напруги(ІППН)-1 і імпульсний підвищуючий перетворювача напруги (ІППН)-2.

Представлено схемотехнічні рішення що до поліпшення характеристик імпульсних джерел живлення, а саме послідовний розряд конденсаторів у вхідному блоці

Ключові слова: Імпульсний перетворювач постійної напруги, широтно-імпульсної модуляції, випрямляч змінної напруги.

					<i>КРБ 19 - 035.00.00.00 ПЗ</i>					
Змн.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата	РЕФЕРАТ					
Розроб.		Михалок І.М.						Літ.	Арк.	Акрушів
Керівник		Філюк Я.О.							3	80
Консульт.								<i>ТНТУ, гр.ЕТс-41</i>		
Н. Контр.		Вакуленко О.О.								
Затверд.		Тарасенко М.Г.								

ЗМІСТ

Реферат	3
Вступ	6
1 Аналітичний розділ	8
1.1 Однофазний фільтр мережі	9
1.2 Аналіз випрямлячів змінної напруги	10
1.2.1 Однополуперіодний випрямляч змінної напруги	10
1.2.2 Двухполуперіодний трансформаторний випрямляч з середньою точкою	11
1.2.3 Двухполуперіодний (Мостовий) випрямляч	13
1.2.4 Випрямляч з подвоєнням напруги	13
1.3 Аналіз згладжуючих фільтрів	14
1.3.1 С-фільтр	15
1.3.2 RC-фільтр	16
1.3.3 L-фільтр	16
1.3.4 LC-фільтр	17
1.4 Аналіз схем автогенераторів	18
1.4.1 Імпульсний перетворювач постійної напруги(ІППН)-1	18
1.4.2 Імпульсний підвищуючий перетворювача напруги (ІППН)-2	19
1.5 Аналіз трансформаторних схем імпульсних джерел живлення	20
2 ПРОЕКТНО-КОНСТРУКТОРСЬКИЙ РОЗДІЛ	25
2.1 Варіанти схем почергового розряду конденсаторів в С-фільтрі	25
2.1.1 Стандартна робота С - фільтра	28

<i>КРБ 19 - 035.00.00.00 ПЗ</i>				
Змн.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата
Розроб.		Михалок І.М.		
Керівник		Філюк Я.О.		
Консульт.				
Н. Контр.		Вакулєнко О.О.		
Затверд.		Тарасенко М.Г.		
ЗМІСТ				
		Літ.	Арк.	Акрушів
		4	80	
<i>ТНТУ, ар.ЕТс-41</i>				

2.2	Послідовний розряд конденсаторів Cs і C1 без затримки розряду конденсатор Cs	31
2.3	Послідовний розряд конденсаторів Cs, C1 і C2 без затримки розряду конденсатора Cs	37
2.4	Знаходження межі мінімального рівня напруги в почерговому розряді конденсаторів без затримки розряду конденсатора Cs	42
2.5	Розряд конденсатора C1 з затримкою розряду першого конденсатора	45
2.6	Висновок до розділу	49
3	РОЗРАХУНКОВИЙ РОЗДІЛ	53
3.1	Порівняння напівпровідникових ключів старого і нового зразка при роботі схеми імпульсного джерела живлення	53
3.1.1	Робота схеми при амплітуді струму дроселя рівною 0,5 А	57
3.1.2	Робота схеми при амплітуді струму дроселя рівної 0,2 А	60
3.2	Порівняння діодів старого і нового зразка в роботі схеми імпульсного джерела живлення	63
3.2.1	Робота схеми при амплітуді струму дроселя рівній 0,5 А	65
3.2.2	Робота схеми при амплітуді струму дроселя рівній 0,2 А	68
3.3	Висновок до розділу	70
4	Безпека життєдіяльності та основи охорони праці	72
4.1	Підвищення стійкості функціонування організації в надзвичайних ситуаціях	73
4.2	Заходи з електробезпеки	75
4.3	Заходи протипожежної безпеки	76
	Загальні висновки	78
	Перелік посилань	80

					КРБ 19 - 035.00.00.00 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		5

ВСТУП

Існує два типи джерел живлення, які перетворюють напруга мережі в постійну напругу потрібної величини для споживача.

Це аналогові і імпульсні джерела живлення. Імпульсні джерела живлення різноманітні в плані схемотехніки. Тому, в основному, вони мають більш кращі показники якості на відміну від аналогових.

Імпульсні джерела живлення мають наступні основні параметри [1]:

- 1) ККД;
- 2) габарити;
- 3) вартість;
- 4) вихідні параметри (напруга, струм, потужність);
- 5) частота пульсацій;
- 6) амплітуда пульсації вихідної напруги, струму; і т.д.

Як правило, в імпульсних джерелах живлення, що працюють на високих частотах, застосовуються малогабаритні пасивні компоненти, що призводить до зростання комутаційних втрат в жорсткому режимі перемикавання. Щоб знизити комутаційні втрати при роботі на високих частотах перемикавання, були розроблені спеціальні методи м'якого перемикавання. Серед них найпоширенішими є резонансні методи і методи перемикавання по нульовій напрузі.

Резонансні методи використовують характерні особливості резонансу в конденсаторах і котушках індуктивності протягом усього періоду перемикавання, що призводить до того, що частота перемикавання починає змінюватися в залежності від вхідної напруги і струму навантаження. Зміна частоти перемикавання, тобто частотно-імпульсна модуляція, ускладнює розробку імпульсних джерел живлення, в складі яких є вхідні фільтри. Оскільки в фільтрах немає вихідної котушки

					<i>КРБ 19 - 035.00.00.00 ПЗ</i>			
Змн.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата	ВСТУП	Літ.	Арк.	Акрушів
Розроб.		Михалок І.М.						
Керівник		Філюк Я.О.					6	80
Консульт.						<i>ТНТУ, гр.ЕТс-41</i>		
Н. Контр.		Вакулєнко О.О.						
Затверд.		Тарасенко М.Г.						

індуктивності, напруга на вихідних випрямних діодах не дає викидів, що дозволяє розробникам вибирати низьковольтні діоди. Однак при збільшенні вихідного струму, відсутність котушки індуктивності призводить до підвищення навантаження на вихідні конденсатори, тому резонансні методи не підходять для схем з великими струмами навантаження і низькими вихідними напругами.

З іншого боку, методи перемикання по нульовій напрузі використовують резонансні явища, що виникають між паразитними компонентами схем під час включення / вимикання силових ключів, тобто протягом перехідних процесів. Використання паразитних компонентів, наприклад індуктивності розсіювання основного трансформатора і вихідної ємності ключів, є одним з основних переваг таких методів, оскільки вони не вимагають додаткових зовнішніх компонентів для реалізації м'якого перемикання. Крім того, ці методи засновані на широтно-імпульсній модуляції (ШІМ), тому схеми працюють з фіксованою частотою перемикання. Отже, реалізовані на даному принципі системи простіше для розуміння, аналізу та проектування, ніж резонансні методи.

Підвищення ефективності імпульсного джерела живлення є метою кваліфікаційної роботи, завдання якої полягає в:

- 1) Огляд і порівняння імпульсних джерел живлення, а також ранжирування їх параметрів;
- 2) Пошук методів підвищення ефективності параметрів: схемотехніки і параметрів транзисторів і діодів;
- 3) Моделювання роботи імпульсного перетворювача постійної напруги при зміні параметрів елементів (силових транзисторів і діодів);
- 4) Моделювання роботи запропонованої схемотехніки С-фільтра

					<i>КРБ 19 - 035.00.00.00 ПЗ</i>	Арк.
						7
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

1. АНАЛІТИЧНИЙ РОЗДІЛ

Структура роботи імпульсного джерела живлення виглядає наступним чином (рисунок 1.1):

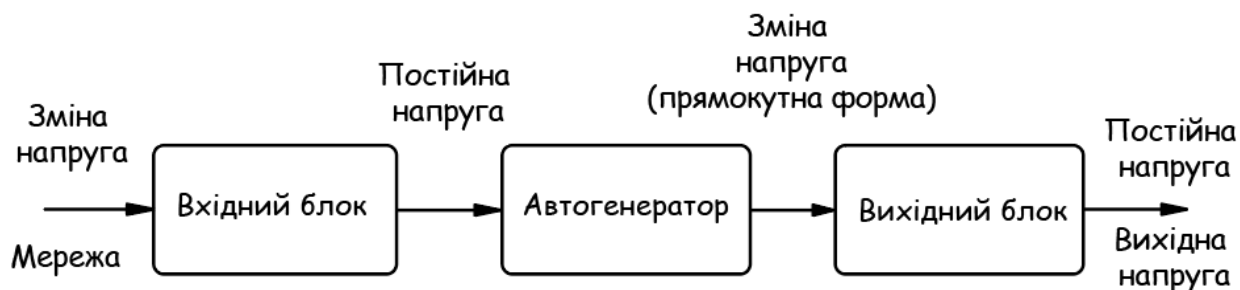


Рисунок 1.1 – Типова схема імпульсного живлення

Імпульсне джерело живлення складається з трьох основних блоків, що перетворює напругу з одного стану в інший, як показано на рисунку 1. Вхідний блок перетворює напругу мережі в постійну і включає в собі (рисунок 1.2):

- 1) Фільтруючий фільтр перешкод
- 2) Випрямляч
- 3) Гладжуючий фільтр

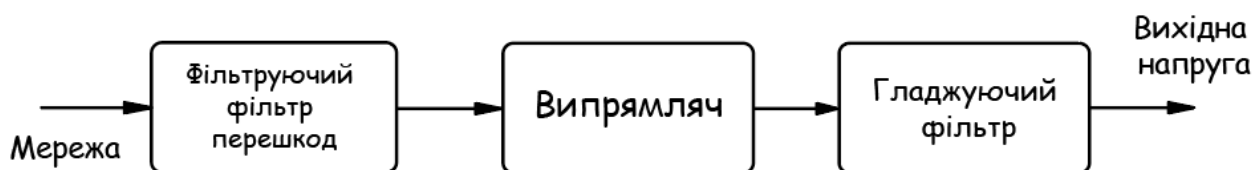


Рисунок 1.2 – Вхідний блок імпульсного джерела живлення

Головною особливістю автогенератора є наявність напівпровідникового ключа, завдяки якому відбувається перетворення

					<i>КРБ 19 - 035.00.00.00 ПЗ</i>			
Змн.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата				
Розроб.		Михалюк І.М.			АНАЛІТИЧНИЙ РОЗДІЛ	Літ.	Арк.	Акрушів
Керівник		Філюк Я.О.					8	80
Консульт.						<i>ТНТУ, гр.ЕТс-41</i>		
Н. Контр.		Вакулєнко О.О.						
Затверд.		Тарасенко М.Г.						

постійної напруги після випрямлення в напругу прямокутної форми великої частоти. Кількість ключів може бути і більше одного, все залежить від схеми.

У вихідного фільтра та ж структура, що і у вхідному блоці, тільки фільтруючий елемент стоїть на виході джерела. Особливістю даного блоку є те, що через достатньо високу частоту пульсуючої напруги номінали елементів вихідного фільтра будуть менші, ніж у вхідному.

Аналіз елементної бази кожного блоку на параметри імпульсного джерела живлення і аналіз перспективних схемотехнічних рішень є одним з головних завдань даної дипломної роботи. Щоб вибрати схему для дослідження, було зроблено огляд відомих схемотехнічних рішень. Вибрані схеми можуть бути більше однієї.

1.1 Однофазний фільтр мережі

Дані елементи є фільтрами низьких частот. Вони можуть подавляти перешкоди як з боку джерела, так і з боку мережевого входу.

Одним з варіантів фільтруючого елемента є однофазний фільтр мережі (рисунок 1.3).

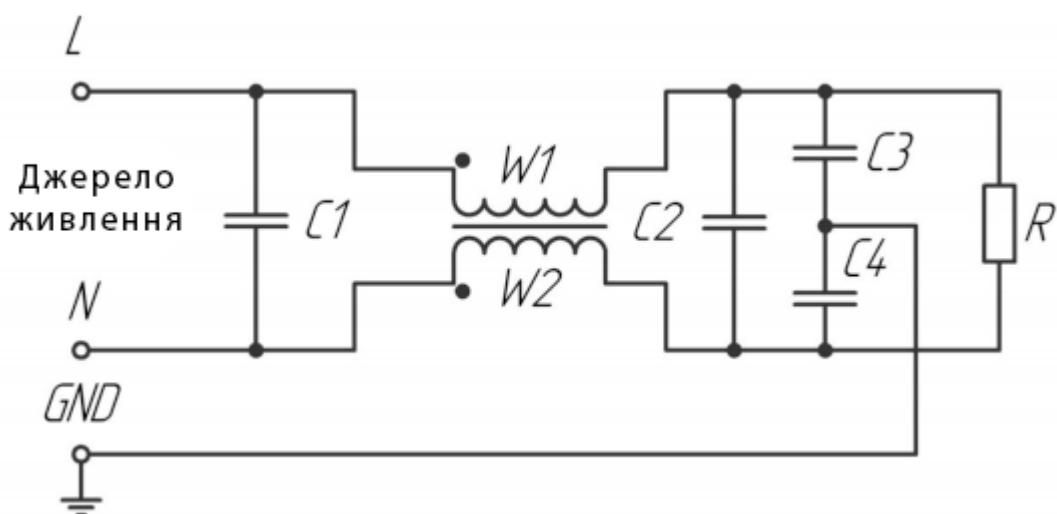


Рисунок 1.3 – Однофазний фільтр мережі

Дана схема використовується досить часто, і містить достатньо-невелику кількість компонентів. Принцип дії, наступний: на вхід обмотки $W1$ подається вхідний сигнал синусоїдальної форми, а на $W2$ поступає вихідний сигнал синусоїдальної форми. Так як магнітні потоки, створені обмотками дроселя знаходяться в протифазі, то при однаковому сигналі індуктивність котушки буде дорівнювати нулю. Якщо сигнал на $W2$ будет спотворений, то компенсації магнітного потоку не буде в повному обсязі і на дроселі утворюється індуктивність, яка не буде пропускати синфазних перешкоди в мережу. Конденсатор $C2$ компенсує диференціальні перешкоди низької частоти, що йдуть від блоку в мережу. Конденсатори $C3$ і $C4$ компенсують диференціальні перешкоди високої частини. $C3$ і $C4$ включені паралельно з $C2$. Конденсатор $C1$ подавляє диференціальні перешкоди з мережі [3].

1.2 Аналіз випрямлячів зміної напруги

Для того, щоб позбутися від негативних напівхвиль синусоїди необхідно у вхідний фільтр ставити випрямляч, схемотехнічних рішень для даного блоку велика кількість.

1.2.1 Однополуперіодний випрямляч зміної напруги

Один з самих простих випрямлячів можна вважати однополуперіодний випрямляч, який показаний на рисунку 1.4 [4].

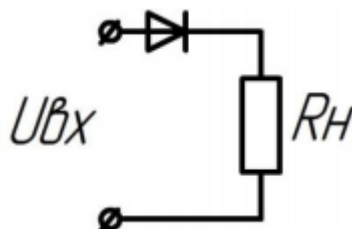


Рисунок 1.4 – Однополуперіодний випрямляч

					КРБ 19 - 035.00.00.00 ПЗ	Арк.
						10
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Даний випрямляч перетворює змінну напругу в пульсуючу, однак випрямлення відбувається тільки один напівперіод як показано на рисунку 1.5, решту часу перетворення напруга дорівнює нулю. Явним мінусом даної схеми є те, що для фільтрації низькочастотної напруги потрібно використовувати фільтр досить великих номіналів, негативно вплине на масо-габаритні параметри джерела. Тому даний тип випрямлячів досить часто використовується в вихідному фільтрі, де частота напруги досить велика і параметри його будуть значно менші.

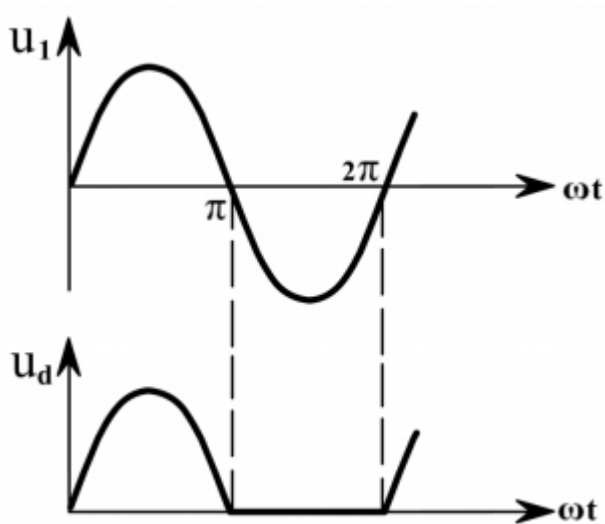


Рисунок 1.5 – Напруга до і після однополуперіодного випрямляча

Плюсами даної схеми безсумнівно можна вважати невелику вартість, простоту схеми, мінімум втрат на елементах.

1.2.2 Двухполуперіодний трансформаторний випрямляч з середньою точкою

Даний вид випрямляча показаний на рисунку 1.6 [5].

					КРБ 19 - 035.00.00.00 ПЗ	Арк.
						11
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

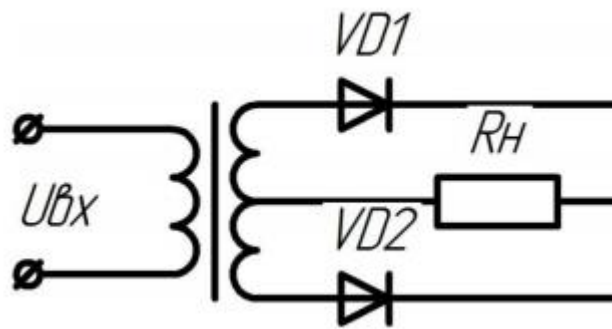


Рисунок 1.6 – Двухполуперіодний трансформаторний випрямляч з середньою точкою

Даний випрямляч, на відміну від першого випадку, випрямляє напругу вже протягом всього періоду синусоїди, отже, пульсації на виході випрямляча буде менше (рисунок 1.7).

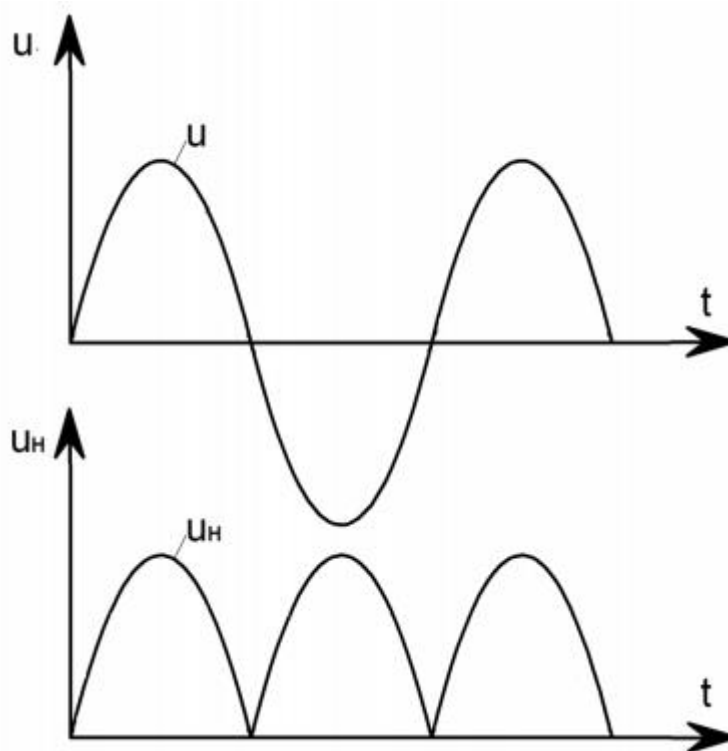


Рисунок 1.7 – Напруга до і після двухполуперіодного випрямляча

Цей фактор позитивно позначиться на масо-габаритних параметрах фільтра. Однак наявність трансформатора і додаткового діода негативно

буде впливати на вартість і ККД випрямляча, а також габаритах випрямляча.

1.2.3 Двухполуперіодний (Мостовий) випрямляч

Схема Гретца показана на рисунку 1.8.

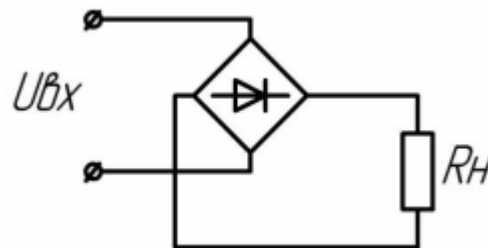


Рисунок 1.8 - Мостовий випрямляч (схема Гретца)

Даний випрямляч є найпоширенішим останній час. Пульсуюча напруга буде така ж, як у випрямлячі п.1.1.2.2, проте, на відміну від випрямляча з середньою точкою, діодний міст може обійтися без трансформатора. Навіть якщо включити його в схему, то для досягнення однієї і тієї ж напруги, число витків у вторинній обмотці буде в два рази менше в схемі діодного моста, що добре скажиться на вартості схеми. Недоліком даної схеми є те, що в схемі використовуються чотири діода. Падіння напруга на діоді складається $0,7\text{В} - 0,8\text{В}$, отже, втрати на всьому мосту буде складе близько 2В (так як працюють попарно на кожен напівперіод). Одним з варіантів поліпшення є використання діода ШОТТКІ, втрати якого складуть $\approx 0,5\text{В}$, але даний діод погано реагує на перевищення зворотної напруги [6].

1.2.4 Випрямляч з подвоєнням напруги

Випрямляч показаний на рисунку 1.9.

					КРБ 19 - 035.00.00.00 ПЗ	Арк.
						13
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

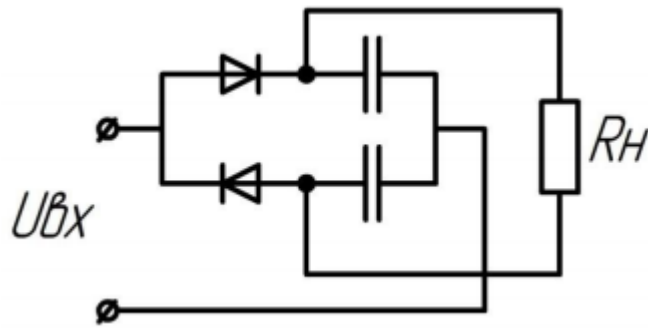


Рисунок 1.9 – Випрямляч з подвоєнням напруги

Даний випрямляч використовується досить рідко, проте схема є цілком робоча якщо потрібно подвоїти напругу. Якщо на вході стоїть трансформатор, а напруга на вторинній обмотці менша ніж потрібна, то подвоювач напруги добре впишеться в цю схему, тому що даний метод простіший ніж зміна числа витків трансформатора [7].

1.3 Аналіз згладжуючих фільтрів

Щоб згладити напругу після випрямляча в схемі повинен бути присутній згладжуючий фільтр. Щоб пристрої добре працювали пульсації повинні бути менше допустимої величини. У різних пристроїв дана величина різна. Існує три типи коефіцієнта пульсації K_{Π} :

1. Малий (якщо K_{Π} менше 0,1%)
2. Середній (якщо K_{Π} лежить в межах від 0,1% до 1%)
3. Великий (якщо K_{Π} більше 1%)

Втрати потужності на фільтри повинні бути мінімальні. Фільтр забов'язаний не впливати на роботу пристрою негативними факторами. Через низьку частоту, номінали фільтра будуть досить великих параметрів [8].

1.3.1 С-фільтр

Ємнісний фільтр є найпростішим рішенням згладжування пульсацій (рисунок 1.10).

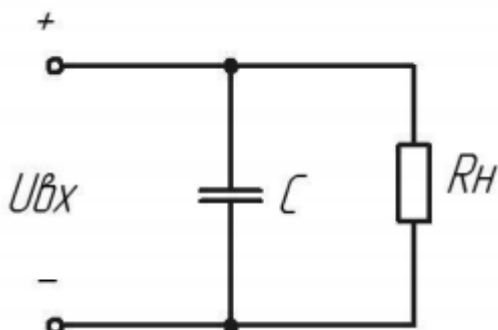


Рисунок 1.10 – С-фільтр

Конденсатор C ставиться паралельно резистору R_n (опір навантаження). При максимальних значень напруги після випрямляча $U_{вх}$, конденсатор C заряджається, а коли випрямлена напруга зменшується і стає менша, ніж напруга на конденсаторі, то він розряджається на резистор R_n . На вході заряду фільтра, значна частина струму протікає по колу через ємність, заряджаючи конденсатор і обмежуючи максимальну напругу пульсацій випрямляча.

Коли конденсатор розряджається, то він віддає в R_n енергію, яка була накопичена раніше, тим самим йде підтримування напруги на R_n . Напруга на навантаженні змінюється значно менше, тим самим коефіцієнт пульсацій також стає меншим. Даний фільтр часто застосовується в випрямлячах малої потужності. Простота пристрою є основним плюсом даного фільтра. Головним недоліком є те, що у випрямлячі повинні використовуватися діоди, які можуть витримувати великі значення амплітуди прямого струму.

					КРБ 19 - 035.00.00.00 ПЗ	Арк.
						15
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Якщо використовувати даний фільтр на малих частотах, то ємність конденсатора матиме досить велику ємність, що негативно позначиться на габаритних параметрах вхідного блоку [9].

1.3.2 RC-фільтр

RC-фільтр показаний на рисунку 1.11.

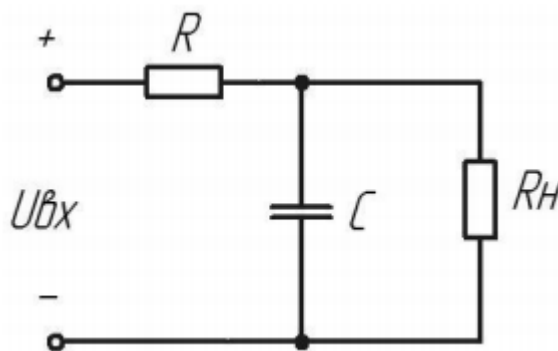


Рисунок 1.11 – RC-фільтр

Даний фільтр застосовують у випрямлячах середньої потужності при опорі навантаження кОм.

Щоб отримати великий коефіцієнт згладжування потрібно, щоб $R_{н} \gg X_c$ і $R_{ф} \gg X_c$. Головний недоліком цього фільтра є втрати на резисторі, що безпосередньо впливає на ККД [10].

1.3.3 L-фільтр

Індуктивний фільтр показаний на рисунку 1.12.

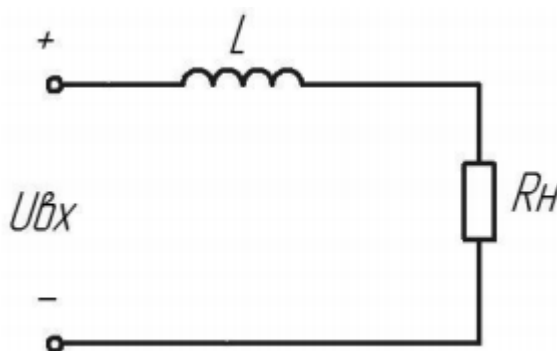


Рисунок 1.12 – L-фільтра

L-фільтр є не що інше як дросель L , який включений послідовно з R_H . Струм після випрямляча має змінну складову, він створює магнітний потік в магнітопроводі L . Магнітний потік індукує протидію ЕРС в обмотці L . Ця установка не дозволяє змінювати струм в колі, внаслідок чого зменшуються пульсації напруги на R_H . Щоб коефіцієнт згладжуючого фільтра був більший, потрібно збільшити число фаз і індуктивність L . Тому L-фільтр найкраще використовувати в багатофазних потужних випрямлячах. Такі фактори як: малі втрати потужності, слабка залежності $U_{\text{вих}}$ від зміни R_H , а також простота схеми фільтра - є плюсами індуктивного фільтра. Мінус схеми, наступний: якщо різко змінити навантаження або взагалі відключить її, то можливі перенапруги. Даний фактор відбувається через появу ЕРС самоіндукції L при швидкій зміні струму R_H [11].

1.3.4 LC-фільтр

Індуктивно-ємнісний фільтр показаний на рисунку 1.13.

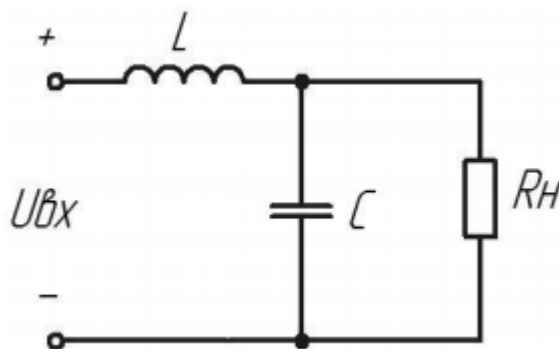


Рисунок 1.13 – LC-фільтр

Всі наведені вище приклади фільтрів не забезпечують вхідний блок великим коефіцієнтом згладжування пульсацій. Саме тому досить часто використовується LC-фільтр, який містить і дросель L і конденсатор C . Дана схема дозволяє поліпшити згладжующі параметри фільтра. Опір кола

мінімальний, тому збільшується змінна складова випрямленого струму, який протікає через котушку. Це призводить до падіння напруги на ній, внаслідок чого зменшується змінна складова напруги на навантаженні. Запас енергії в магнітному полі дроселя більший, ніж в електричному полі конденсатора, що позитивно позначиться на масо-габаритних параметрах. Мінусом є те, що дроселі не стандартизовані і при необхідності доведеться мотати котушку, що займе кілька годин [12].

1.4 Аналіз схем автогенераторів

Автогенератори або інвертори, в схемі імпульсного блоку живлення грають дуже важливу роль. Даний блок перетворює постійну напругу після вхідного блоку в змінну напругу прямокутної форми. Важливою частиною інвертора є наявність одного або кілька ключових елементів завдяки яким і відбувається дане перетворення. Найчастіше всього в якості ключа використовується транзистор, який може працювати на досить високих частотах. Імпульсні блоки живлення поділяються на трансформаторні і без трансформаторні.

Наступним пунктом розглядають без трансформаторні імпульсні джерела живлення. Накопичувачем енергії в даних схемах є дросель.

1.4.1 Імпульсний перетворювач постійної напруги(ІППН)-1

Імпульсний понижуючий перетворювач напруги або ІППН-1 показаний на рисунку 1.14.

					<i>КРБ 19 - 035.00.00.00 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		18

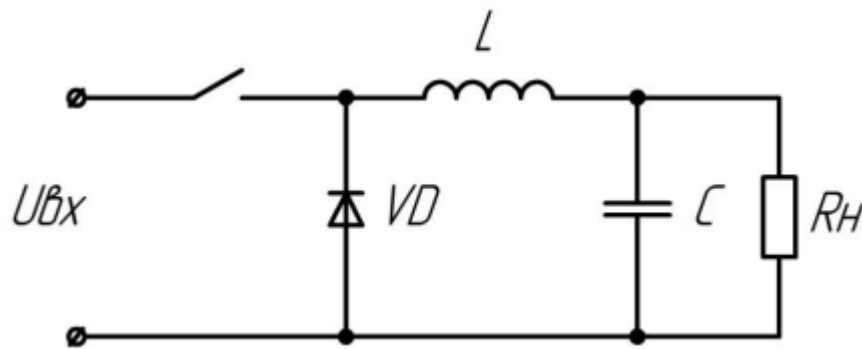


Рисунок 1.14 – Імпульсний понижуючий перетворювач напруги

ІППН 1-го роду працює наступним чином: спочатку ключ замкнутий, струм протікатиме по колу: джерело U_{BX} – ключ – дросель L – опір навантаження R_H – джерело U_{BX} . Через падіння напруги на дроселі L миттєвого наростання струму в R_H не відбувається. Тому напруга на R_H збільшується плавно і в той момент як вона перевищить допустиме значення, ключ розмикається. Напруга на дроселі змінює полярність. Струм протікатиме по колу: дросель L - навантаження R_H - діод VD - дросель L . Напруга на R_H плавно зменшується і в той момент як вона зменшиться до певної величини, ключ замкнеться і напруга на R_H знову розпочне зростати. Конденсатор C згладжує $U_{вих}$. Схема може працювати як з безперервним струмом дроселя, так і з переривчастим [13].

1.4.2 Імпульсний підвищуючий перетворювача напруги (ІППН)- 2

Принцип роботи імпульсного підвищуючого перетворювача напруги (рисунок 1.15) наступний: на початку ключ замкнутий, струм протікатиме по колу: джерело U_{BX} - дросель L - ключ - джерело U_{BX} . Струм дроселя L зростає, отже, зростає і енергія дроселя L . Коли ключ розмикається, в дроселі L виникає ЕРС самоіндукції, яка підсумовується з U_{BX} . Отримана величина прикладена через VD до R_H . Струм протікатиме по колу: джерело U_{BX} - дросель L - діод VD - опір навантаження R_H – джерело U_{BX} . Індуктивний елемент L віддає енергію в R_H . Енергія накопичується на ємнісному елементі C і коли ключ знову відкриється, конденсатор C буде

підтримувати напругу на R_n . Діод VD потрібний, щоб конденсатор не міг розрядиться в момент, коли ключ замкнутий [14].

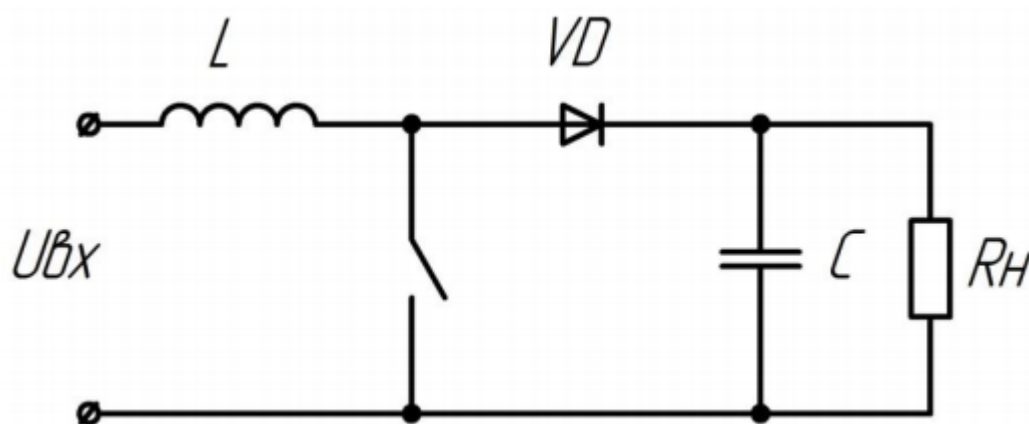


Рисунок 1.15 – Імпульсний підвищує перетворювач напруги

1.5 Аналіз трансформаторних схем імпульсних джерел живлення

Далі були розглянуті схеми трансформаторних імпульсних джерел живлення. У даних схемах замість дроселя використовується високочастотний трансформатор. Даний трансформатор відрізняється від мережевого тим, що при високих частотах він має менші габарити сердечника.

Схема двотактного перетворювача показана на рисунку 1.16.

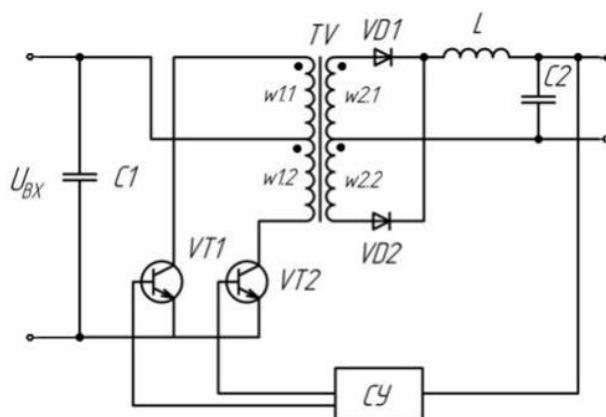


Рисунок 1.16 – Двотактний перетворювач

Даний перетворювач можна віднести до прямоходових перетворювачів. У період часу, коли транзистор VT1 знаходиться в відкритому стані, струм протікатиме по колу: $U_{\text{вх}}$ – первинна обмотка w1.1 трансформатора TV - транзистор VT1 - $U_{\text{вх}}$. Магнітне поле в трансформаторі TV зростає. В даному випадку полярність на вторинній обмотці така, що діод VD2 зміщений в прямому напрямку, а діод VD1 – в зворотньому. VD2 відкритий, струм протікатиме по колу: вторинна обмотка TV - діод VD2 - дросель L - конденсатор C2 - вторинна обмотка TV. Конденсатор C2 заряджається. Індуктивний елемент L і ємнісний C2 входять до складу фільтра, який зменшує перешкоди перетворювача. Через якийсь час транзистор VT1 закривається і магнітне поле в TV зменшується.

Потім буде пауза, яка залежить від скважності широтно-імпульсної модуляції. Далі відкривається транзистор TV2, струм буде протікати по колу: $U_{\text{вх}}$ - первинна обмотка w1.2 трансформатора TV - транзистор VT2 - $U_{\text{вх}}$. Магнітне поле в осерді збільшується в зворотньому напрямку. В цьому випадку полярність на вторинній обмотці така, що діод VD1 зміщений в прямому напрямку, а діод VD2 - в зворотньому. Діод VD1 відкритий, струм протікатиме по колу: вторинна обмотка TV - діод VD1 - дросель L - конденсатор C2 - вторинна обмотка TV.

Через якийсь час транзистор VT2 закривається і цикл починається заново. Плюсом даної схеми є її простота. Також схема дозволяє підвищувати потужність [20].

Схема полумістового перетворювача показана на рисунку 1.17.

					<i>КРБ 19 - 035.00.00.00 ПЗ</i>	Арк.
						21
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

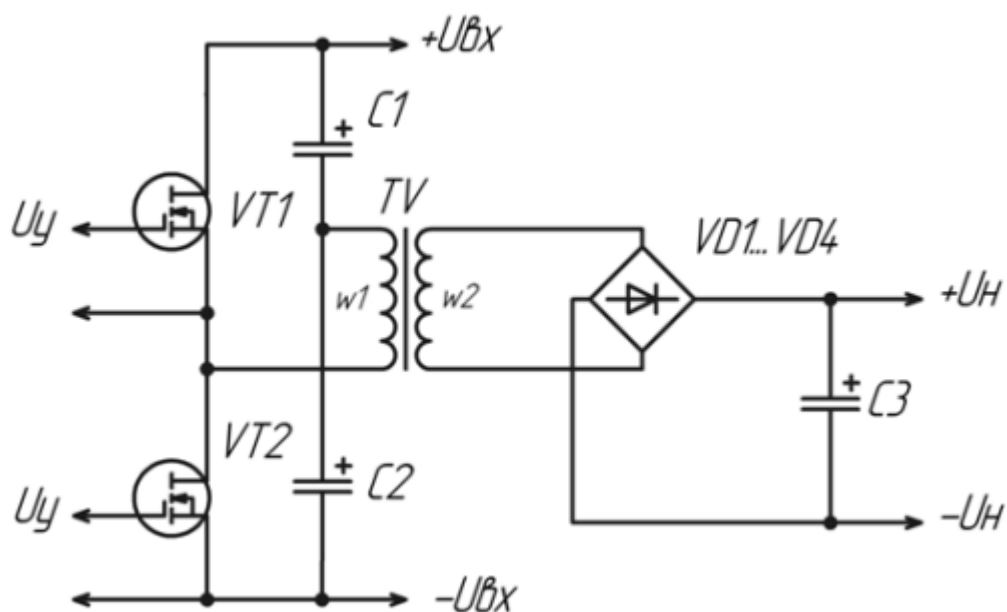


Рисунок 1.17 – Полумістовий перетворювач

У період часу, коли транзистори VT1 і VT2 знаходяться в закритому стані, напруга у вузлі між конденсаторами C1 і C2 дорівнює половині $U_{\text{вх}}$. C1 і C2 рівні. Коли транзистор VT2 відкривається, струм буде протікати по колу: джерело $+ U_{\text{вх}}$ - конденсатор C1 - первинна обмотка трансформатора w1 - ключ VT2 - джерело $- U_{\text{вх}}$. На обмотці w2 з'явиться напруга, вона випрямиться і згладиться за рахунок діодного моста VD1...VD4 і C3-фільтра. Далі ключ VT2 закривається і відкривається ключ VT1. Струм буде протікати по колу: $+ U_{\text{вх}}$ - ключ VT1 - первинна обмотка трансформатора w1 - конденсатор C2 - джерело $- U_{\text{вх}}$. На обмотці w2 з'явиться напруга, зворотної полярності в порівнянні з попереднім випадком. Вона випрямиться і згладиться на рахунок діодного моста VD1...VD4 і C3-фільтра. Напруга на конденсаторі C3 прикладана до навантаження.

Перевагою даної схеми є низька зворотня напруга, прикладена до обох ключових елементів, коли вони знаходяться в стані відсічення. Це значення дорівнюють напрузі живлення перетворювача. Можна використовувати дані перетворювачі при високій вхідній напрузі. Дані

схеми можна включати без навантаження. В даному випадку компоненти вийти з ладу не повинні.

Мінусом цієї схеми є: наявність конденсаторів $C1$ і $C2$ які ділять напругу, руйнування компонентів імпульсного джерела живлення, якщо він перевантажений по струму навантаження при відсутності системи захисту. У даній схемі менший ККД, ніж в містовому перетворювачі [21].

Містовий перетворювач показаний на рисунку 1.18.

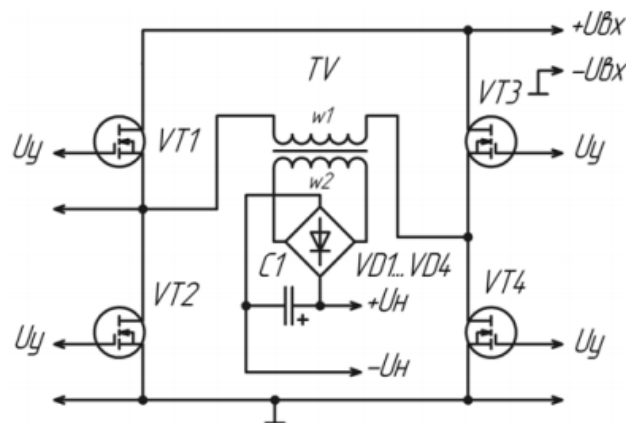


Рисунок 1.18 – Містовий перетворювач

У початковий момент часу, транзистори $VT2$ і $VT3$ відкриті, струм протікатиме по колу: джерело $+U_{вх}$ - ключ $VT3$ - первинна обмотка трансформатора $w1$ - ключ $VT2$ - джерело $-U_{вх}$. На обмотці $w2$ з'явиться напруга, вона випрямиться і згладиться за рахунок діодного моста $VD1...VD4$ і $C3$ -фільтра. Дана напруга прикладана до навантаження. Ключі $VT1$ і $VT4$ знаходяться в закритому стані.

Далі ключі $VT2$ і $VT3$ закриваються, а $VT1$ і $VT4$ відкриваються. Струм протікатиме по колу: джерело $+U_{вх}$ - ключ $VT1$ - первинна обмотка трансформатора $w1$ - ключ $VT4$ - джерело $-U_{вх}$. На обмотці $w2$ з'явиться напруга, зворотної полярності в порівнянні з попереднім випадком. Вона випрямиться і згладиться за рахунок діодного моста $VD1...VD4$ і $C3$ -фільтра. Напруга на конденсаторі $C3$ прикладана до навантаження. За

рахунок того, що струм на навантаження надходить в двох станах схеми, період пульсацій напруги на ємнісному елементі $C3$ буде в два рази менша, що вплине на ємність C -фільтра.

Плюсами даної схеми є високий ККД, здатність віддавати в навантаження потужність до 10...100 кВт, і здатність функціонування такої потужності в навантаженні [22].

Схема чекаючого одноктного блокінг-генератора показана на рисунку 1.19.

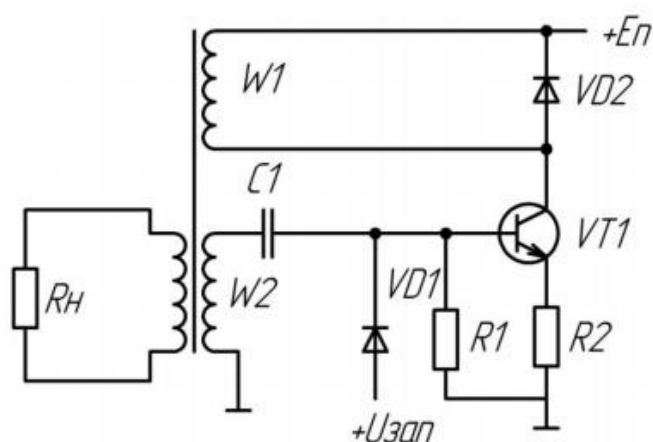


Рисунок 1.19 – Одноктний блокінг-генератор

У початковий момент часу ключ $VT1$ закритий, ємнісний елемент $C1$ розряджений. Далі транзистор $VT1$ відкривається, при подачі на його базу сигналу $U_{зап}$. Ключ $VT1$ підключає обмотку $W1$ до $+U_{п}$, напруга на $W2$ тримає ключ $TV1$ у відкритому стані, до тих пір, поки напруга на $C1$ не зкомпенсує напругу обмотки $W2$.

Коли ключ закрився потрібен час, щоб відновити вихідний стан схеми. $R1$ потрібен для забезпечення надійного замикання ключа. Так же він входить в коло розряду конденсатора $C1$. $R2$ підвищує опір на вході транзистора [23].

2. ПРОЕКТНО-КОНСТРУКТОРСЬКИЙ РОЗДІЛ

2.1 Варіанти схем почергового розряду конденсаторів в С-фільтрі

Розглянувши варіанти схем всіх блоків імпульсного джерела живлення, для дослідження були обрані діодний міст з С-фільтром, як самі поширені схемотехнічні рішення. Для інвертора були обрані ІППН-1 і ІППН-2. Головними елементами інвертора в імпульсному джерелі живлення є напівпровідниковий ключ і діоди. Тому досліджувати елементну базу на всіх схемах інверторах не має сенсу.

Майже завжди згладжуючий фільтр є габаритною частиною вхідного блоку. Це пов'язано з тим, що в більшості імпульсних джерел живлення використовується стандартний С-фільтр (рисунок 2.1) який працює на частоті мережі 50Гц. Тому для якісного згладжування з найменшою амплітудою пульсації, потрібно конденсатор досить великої ємності, що безпосередньо впливає на габарити блоку.

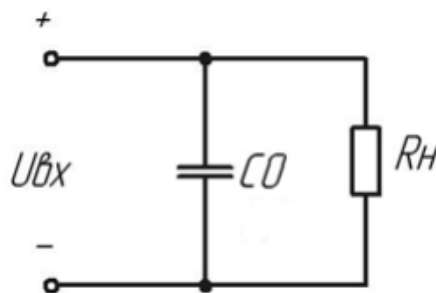


Рисунок 2.1 – С-фільтр

Було розроблено схеми рішення, які дозволяють зменшити розмір фільтра, без погіршення його параметрів. Дане рішення показано на малюнку 2.2.

					КРБ 19.035.00.00.00 ПЗ		
Змн.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата			
Розроб.		Михалюк І.М.			Літ.	Арк.	Акрушів
Керівник		Філюк Я.О.				25	80
Консульт.					ТНТУ, гр.ЕТс-41		
Н. Контр.		Вакулєнко О.О.					
Затверд.		Тарасенко М.Г.					
ПРОЕКТНО- КОНСТРУКТОРСЬКИЙ РОЗДІЛ							

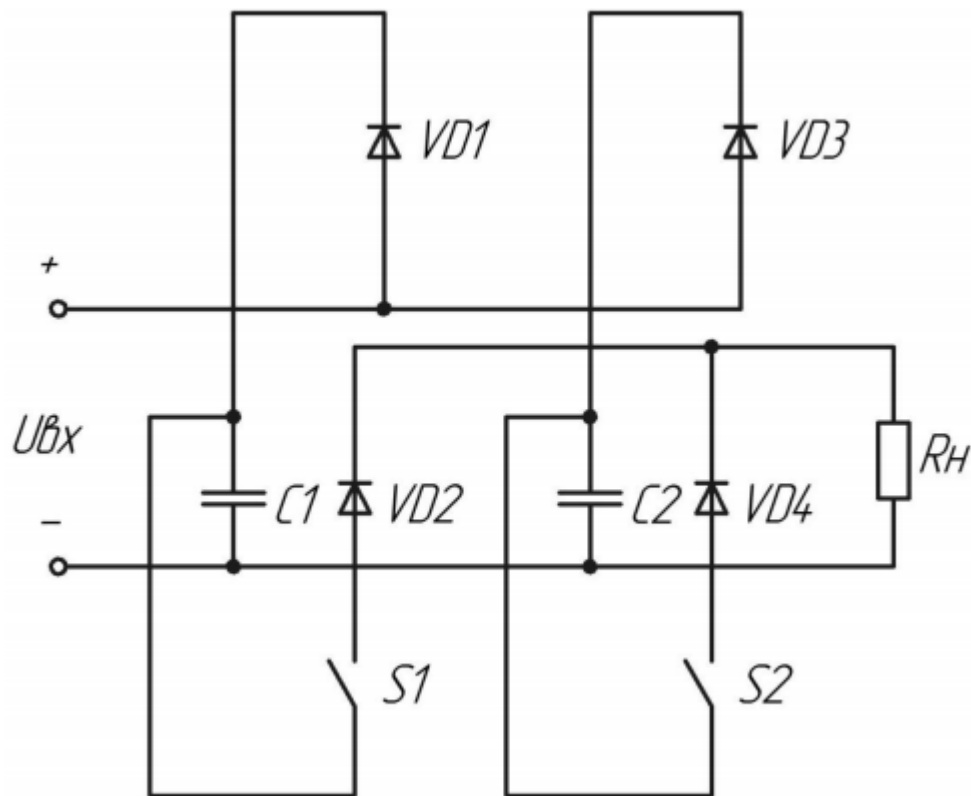


Рисунок 2.2 – Схема почергового розряду конденсатора

Фільтруючий конденсатор C_0 (рисунок 2.1) ділиться на два конденсатора C_1 і C_2 (рисунок 2.2) з номіналами рівними половині від значення одного конденсатора. Можна використовувати і більше число конденсаторів, тоді номінал кожного конденсатора буде дорівнює відношенню C_0 на кількість конденсаторів.

У кожного конденсатора є своє коло заряду і коло розряду. Кола заряду забезпечують одночасний заряд конденсаторів при позитивній полухвилі напруги після діодного моста. Кола розряду дозволяють послідовно розряджати конденсатори на навантаженні R_H . Іншими словами, спочатку розряджається конденсатор C_1 , а потім конденсатор C_2 . Далі в якості дослідницької роботи було розглянуто три випадки роботи діодного моста с фільтром:

1. Стандартна робота С-фільтру (рисунок 2.3)

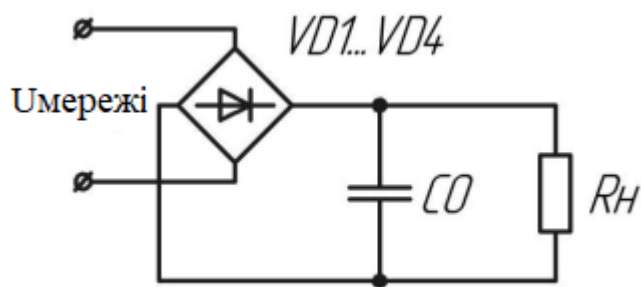


Рисунок 2.3 – Стандартний вид діодного моста і С-фільтра

2. Послідовний розряд конденсаторів фільтра без затримки розряду першого конденсатора C_s . Даний конденсатор працює в стандартному режимі, а в наступних конденсаторах будуть активно працювати кола заряду і розряду (Рисунок 2.4).

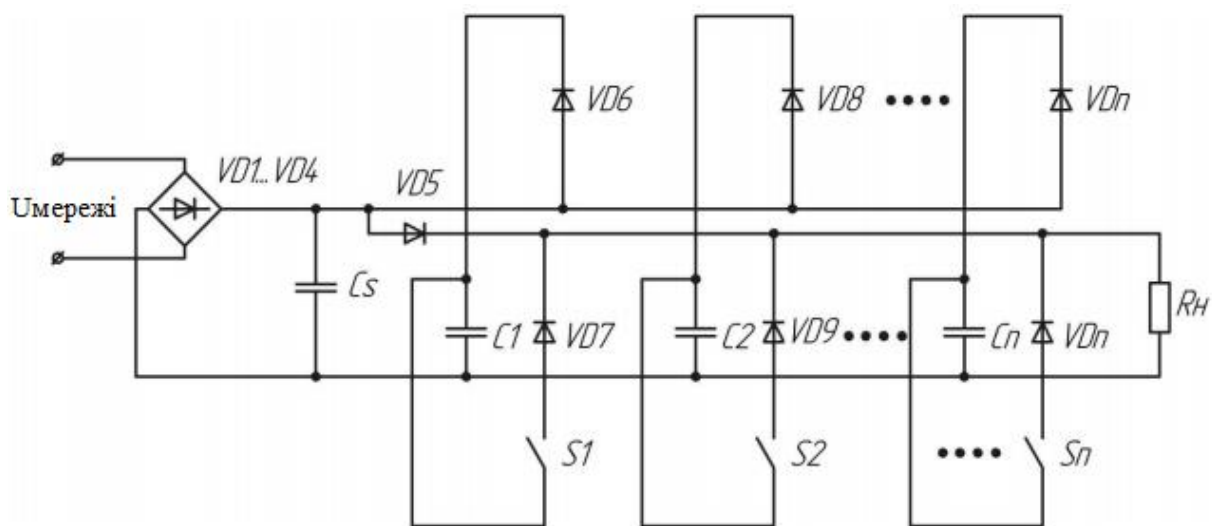


Рисунок 2.4 – Схема почергового розряду конденсаторів С-фільтра без затримки по часу розряду першого конденсатора C_s

3. Послідовний розряд конденсаторів фільтра з затримкою розряду конденсатора C_1 за часом. У схемі немає конденсатора, який працює в стандартному режимі (рисунок 2.5).

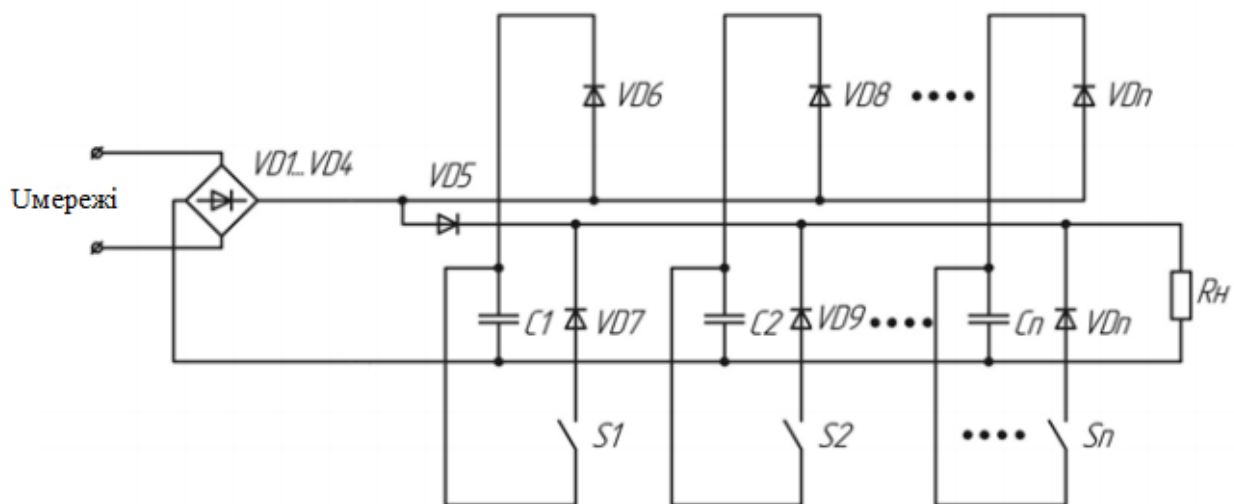


Рисунок 2.5 – Схема почергового розряду конденсаторів фільтра з затримкою розряду конденсатора C_1 за часом

Загальна ємність для всіх трьох випадків зберігається. Вона дорівнює 6 мкф. Осцилограми будуть зніматися при трьох різних опорах навантажень: $R_H=500$ Ом, $R_H=100$ Ом, $R_H=1000$ Ом. Це потрібно для того, щоб зрозуміти, як впливає навантаження на роботу фільтрів. Детальніше розглянемо кожен випадок роботи фільтр.

2.1.1 Стандартна робота С - фільтра

На рисунку 2.6 показана схема стандартного С-фільтра змодельованого в програмному забезпеченні Micro-cap 9. Ємність конденсатора ($C_0 = 6\text{мкФ}$) підбиралася таким чином, щоб пульсації на виході були якомога більші. Це потрібно було для того, щоб краще бачити різницю всіх випадків роботи фільтрів. Опір навантаження $R_H = 500\text{Ом}$. Джерело V_s імітує мережу 220В.

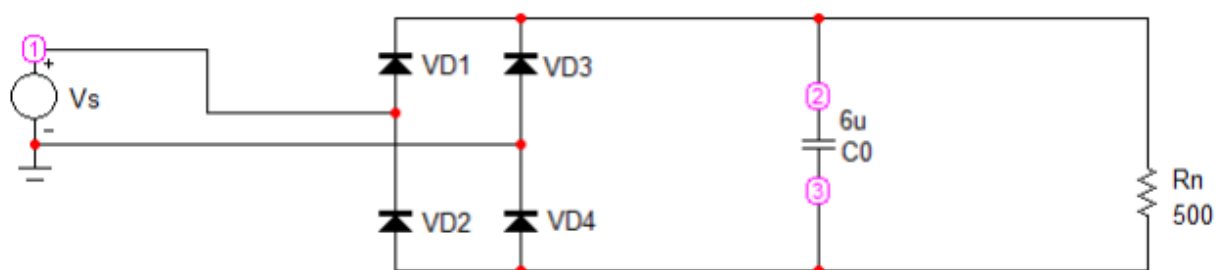


Рисунок 2.6 – Стандартні схема С-фільтру в Micro-cap

На рисунку 2.7 наведена осцилограма вихідної напруги стандартної роботи С-фільтра з одним фільтруючим конденсатором.

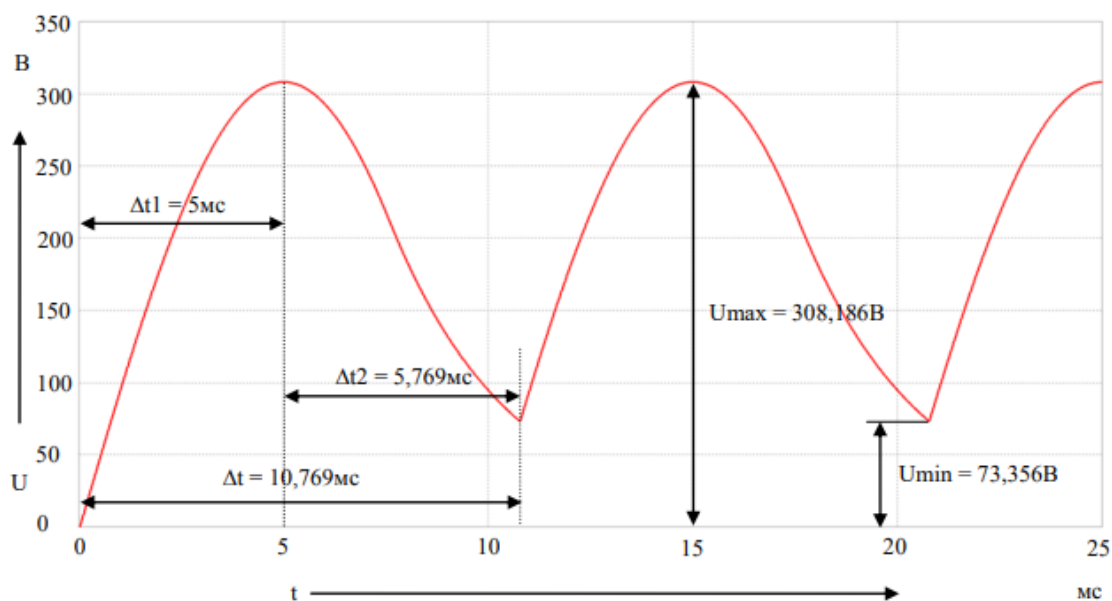


Рисунок 2.7 – Осцилограма вихідної напруги стандартного С-фільтра при $R_n = 500 \text{ Ом}$

Далі були зняти аналогічні характеристики, тільки при опорах навантаження $R_n = 100 \text{ Ом}$ і $R_n = 1000 \text{ Ом}$.

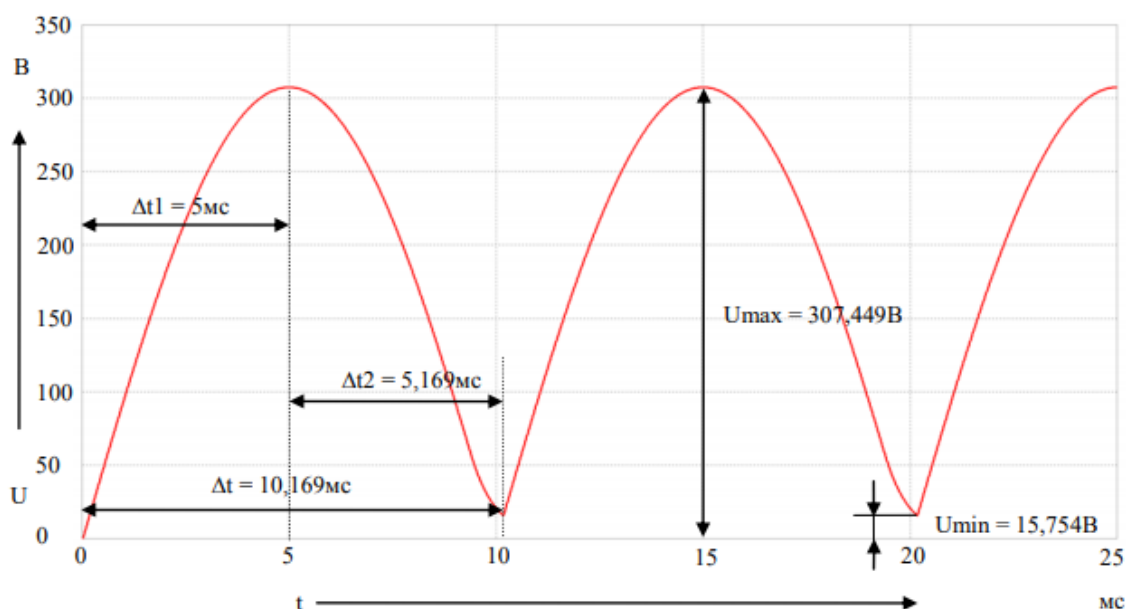


Рисунок 2.8 – Осцилограма вихідної напруги стандартного С-фільтра при $R_n = 100 \text{ Ом}$

Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата

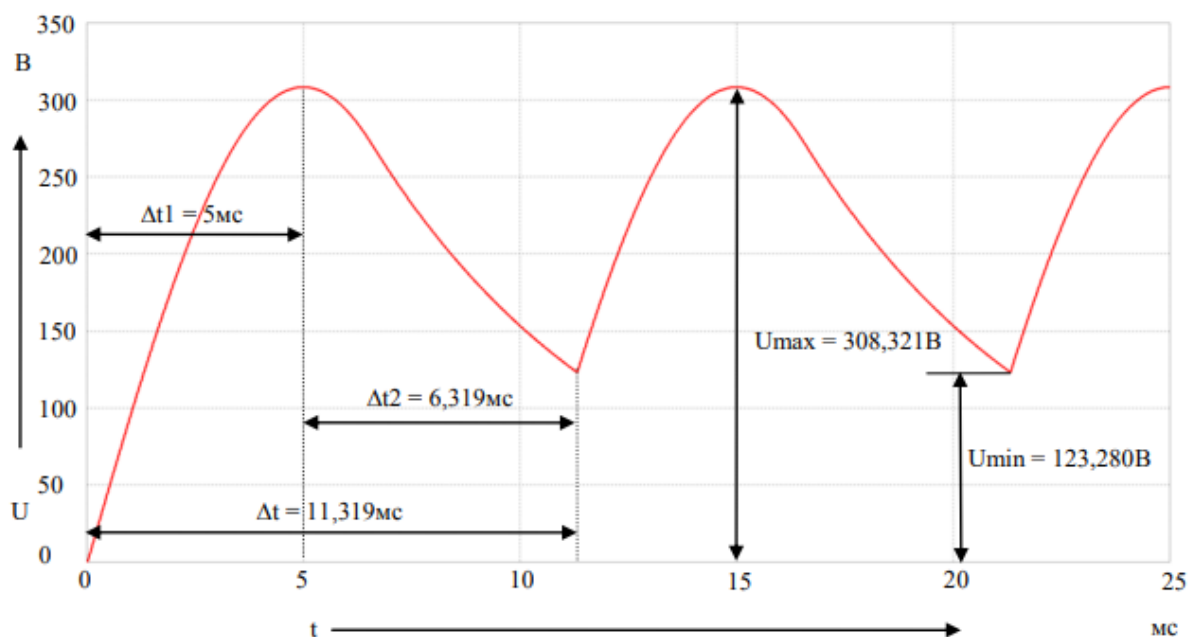


Рисунок 2.9 – Осцилограма вихідної напруги стандартного С-фільтра при $R_n = 1000 \text{ Ом}$

Результат дослідження наведені в таблиці 2.1.

Таблиця 2.1 - Результат дослідження стандартної роботи С-фільтра

	$C_0 = 6 \text{ мкФ}$ при $R_n = 100 \text{ Ом}$	$C_0 = 6 \text{ мкФ}$ при $R_n = 500 \text{ Ом}$	$C_0 = 6 \text{ мкФ}$ при $R_n = 1000 \text{ Ом}$
U_{\max}	307,449 В	308,186 В	308,321 В
U_{\min}	15,754 В	73,356 В	123,280 В
ΔU	291,695 В	234,83 В	185,041 В
Δt_1	5 мс	5 мс	5 мс
Δt_2	5,169 мс	5,769 мс	6,319 мс
Δt	10,169 мс	10,769 мс	11,319 мс

Максимальний поріг пульсуючої напруги U_{\max} при всіх опорах навантаження практично однаковий. Мінімальний поріг пульсуючої напруги U_{\min} істотно змінюється при зміні R_n . Чим більше опір нагрзуки R_n , тим повільніше розряджається конденсатор C_0 в колі, отже, конденсатор починає проявляти свої згладжуючі властивості раніше, що безпосередньо впливає на параметр U_{\min} . Амплітуда пульсацій ΔU

дорівнює різниці максимальних і мінімальних порогів напруги, отже, ΔU зі зменшенням струму навантаження, зменшується. Конденсатор C_0 заряджається за час $\Delta t_1 = 5$ мс, при будь-якому навантаженні. Час Δt_2 безпосередньо залежить від R_n , так як це час розряду конденсатора C_0 . Чим краще проявляються згладжуючі властивості фільтра, тим довше буде розряджатися конденсатор C_0 . Виходячи зі зміни часу Δt_2 , загальний час циклу Δt також буде збільшуватися зі зменшенням струму навантаження.

2.2 Послідовний розряд конденсаторів C_s і C_1 без затримки розряду конденсатор C_s

Наступним етапом промодельюємо схему (рисунок 2.10) почергового розряду конденсаторів зі стандартною роботою конденсатора C_s . Конденсатор C_1 має коло заряду (вузол 2 - діод VD_6 - вузол 4) і коло розряду (вузол 4 – ключ S_1 - діод VD_7 - навантаження R_n - вузол 3). Конденсатор C_s має тільки коло розряду (Вузол 2 - діод VD_5 - R_n - вузол 3). Ємність конденсаторів дорівнює 3мкФ .

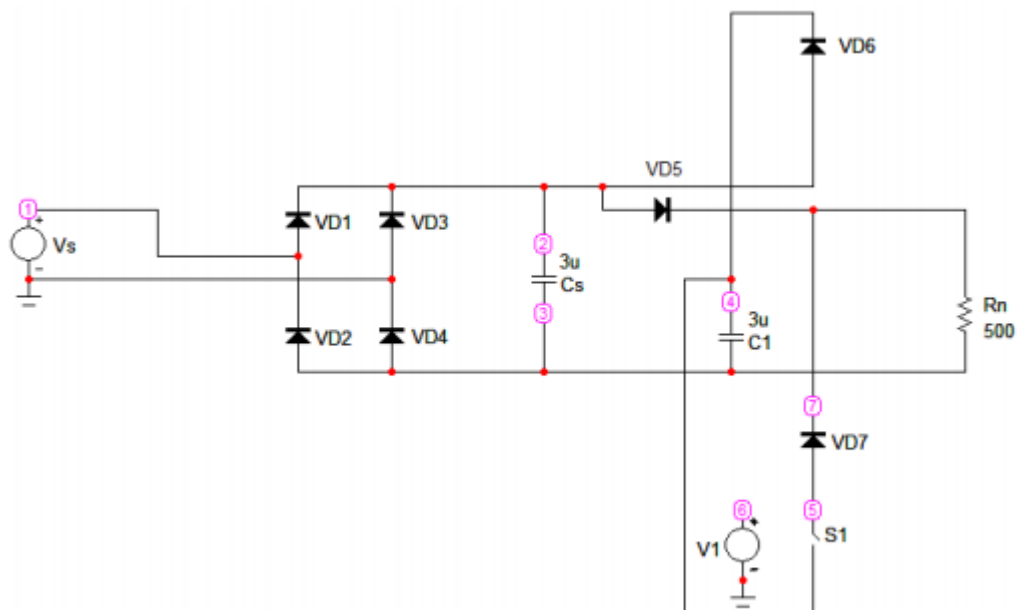


Рисунок 2.10 – Схема почергового розряду конденсаторів C_s і C_1 без затримки розряду конденсатора C_s

На рисунку 2.11 показана осцилограма напруги на резисторі $R_H = 500$ Ом при почерговому розряді конденсаторів C_s і C_1 .

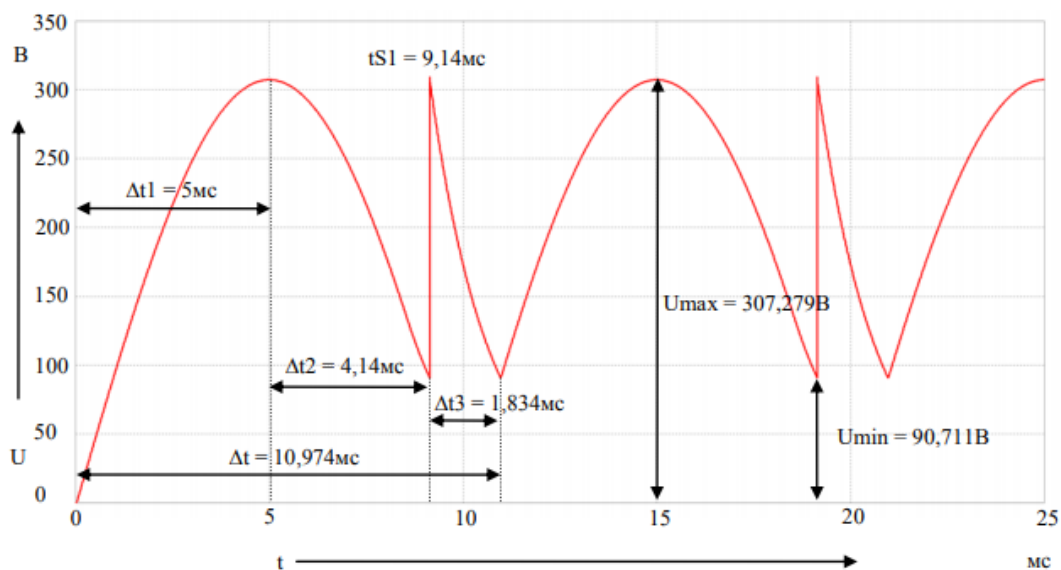


Рисунок 2.11 – Осцилограма вихідної напруги фільтра з почерговим розрядом конденсаторів C_s і C_1 зі стандартною роботою конденсатора C_s при $R_H = 500$ Ом

На рисунку 2.12 показано напруга на конденсаторах C_s і C_1 в даному режимі роботи.

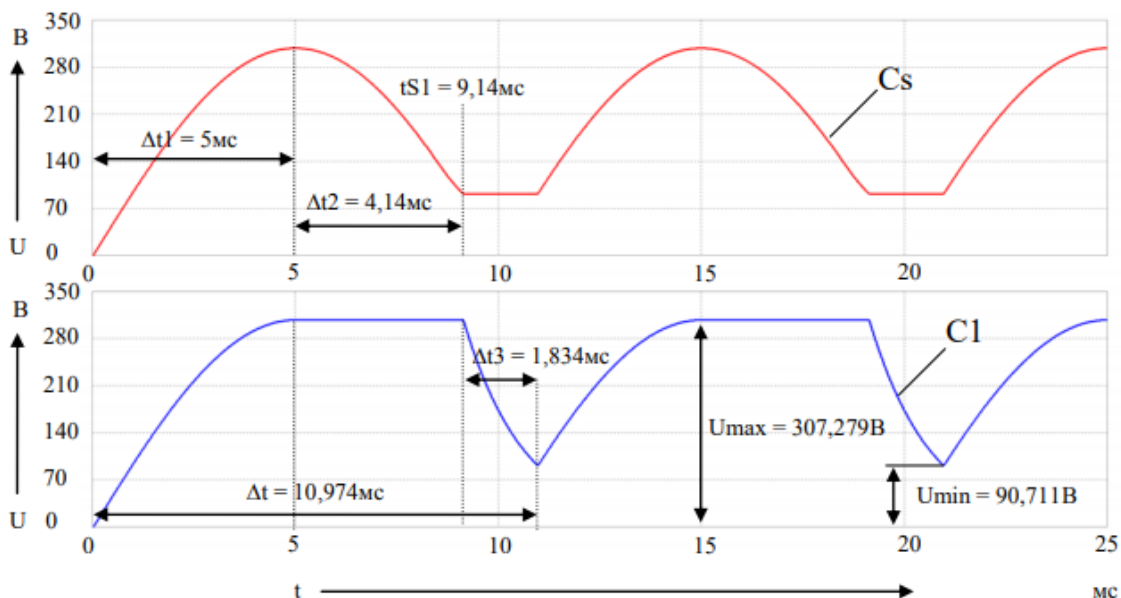


Рисунок 2.12 – Напруга на конденсаторах C_s і C_1 в почерговому розряді без затримки розряду конденсатора C_s при $R_H = 500$ Ом

Система управління ключа S1 була налаштована так, щоб мінімальний рівень напруги був однаковий після розряду кожного конденсатора. Мінімальна напруга U_{\min} в даному способі дорівнює 90,711 В.

Видно, що обидва конденсатора заряджаються $\Delta t1 = 5$ мс, поки напруга після діодного моста не досягне свого амплітудного значення. В період часу $\Delta t2$ розряджається на навантаженні тільки Cs. Конденсатор C1 залишається зарядженим, так як ключ S1 розімкнута, а діод VD6 не дозволяє C1 розрядитись назад в коло. Через $\Delta t2 = 4,14$ мс, в момент часу $tS1 = 9,14$ мс, замикається ключ S1 і конденсатор C1 починається розряджатися на навантаження Rн. Діод VD5 не дозволяє C1 розряджатися на Cs. Конденсатор C1 розряджається по часу $\Delta t3 = 1,834$ мс. Конденсатор Cs в цей час не може розряджатися через своє коло розряду, так як напруга на катоді діода VD5 буде більшою, ніж залишкова в Cs, отже, VD5 буде закритий. У момент закінчення періоду часу $\Delta t3$, знову починається заряд обох конденсаторів. Загальний час роботи одного циклу дорівнює $\Delta t = 10,974$ мс.

В даному методі роботи, важливо, щоб ключ S1 включався в момент часу, коли мінімальні рівні напруги обох конденсаторів були однакові. Це дозволить отримати максимальний рівень мінімальної напруги, що позитивно позначиться на амплітуді пульсації згладженої напруги ΔU , так як даний параметр буде менший.

Виходячи з вище сказаного, були зняті залежності мінімальних рівнів напруги після кожного розряду конденсатора від часу включення ключа в коло розряду конденсатора C1. Характеристика показана на рисунку 39. Час включення ключа $tS1$ змінювалося від 6 мс до 10 мс. Коли нижні рівні напруги зіштовхнуться, це буде означати, що саме в цей момент часу дані значення напруги знаходяться на одному рівні, отже, мінімальний рівень напруги буде більшим. Даний рівень дорівнює 90,711

					<i>КРБ 19 - 035.00.00.00 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		33

В при часу включення ключа t_{S1} рівній 9,14 В, що і підтверджується з графіком на рисунку 2.13. Експеримент проводився при $R_H = 500 \text{ Ом}$.

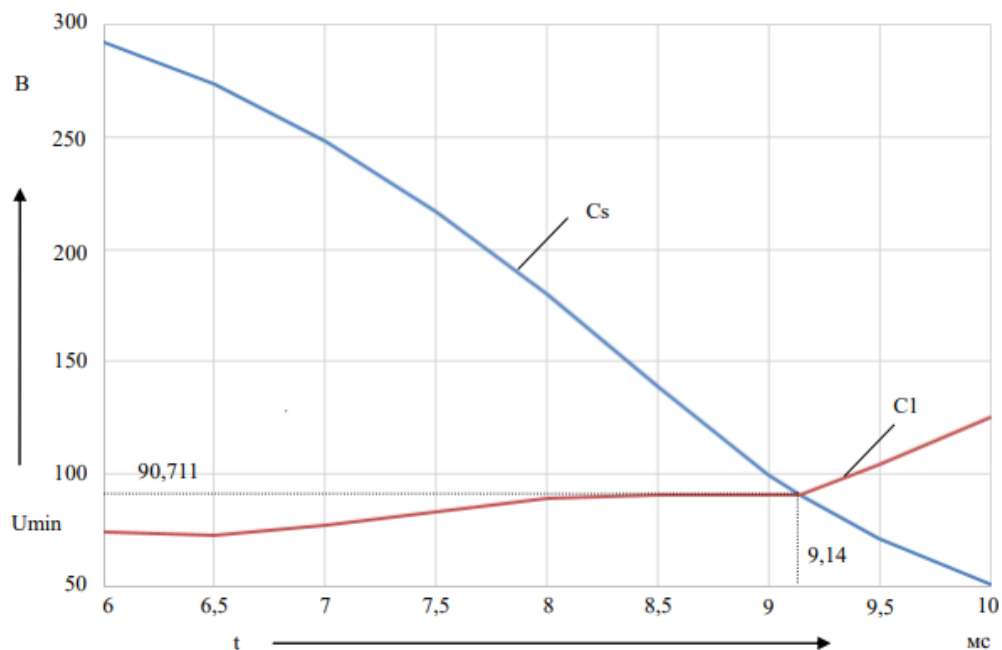


Рисунок 2.13 – Залежності мінімальних рівнів напруги після розряду конденсаторів від часу включення ключа в коло розряду C1

Далі показані осцилограми вихідної напруги при $R_H = 100 \text{ Ом}$ і $R_H = 1000 \text{ Ом}$. Результати показані на рисунках 2.14 і 2.15 відповідно.

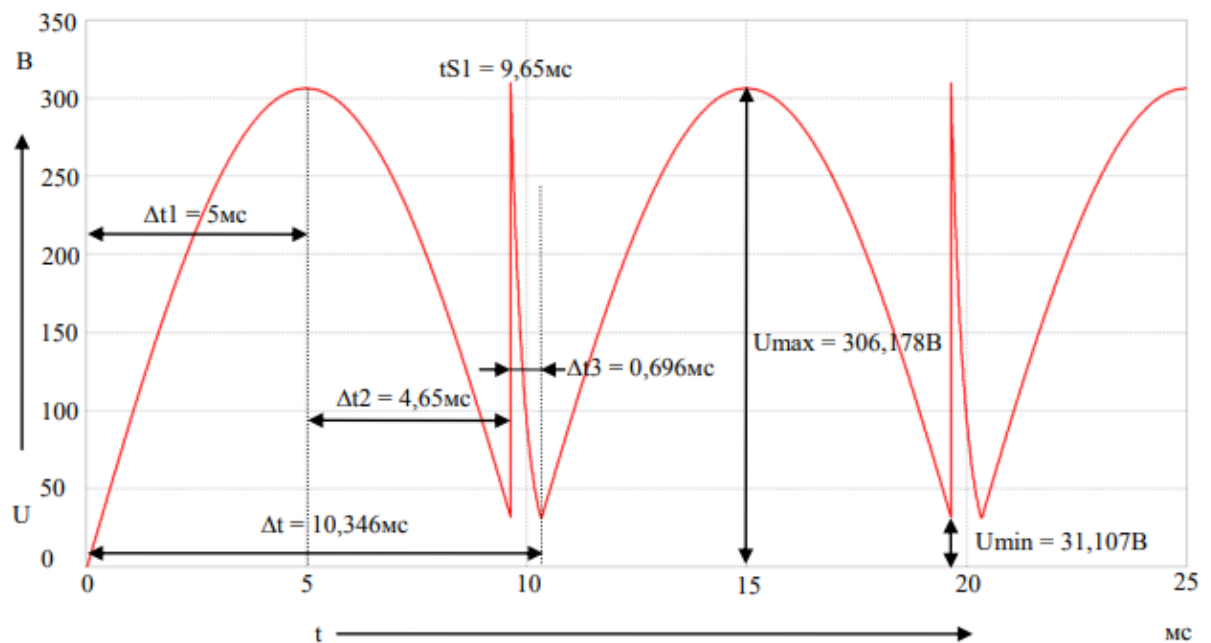


Рисунок 2.14 – Осцилограма вихідної напруги фільтра з почерговим розрядом конденсаторів C_s і C_1 без затримки розряду конденсатора C_s при $R_H = 100 \text{ Ом}$

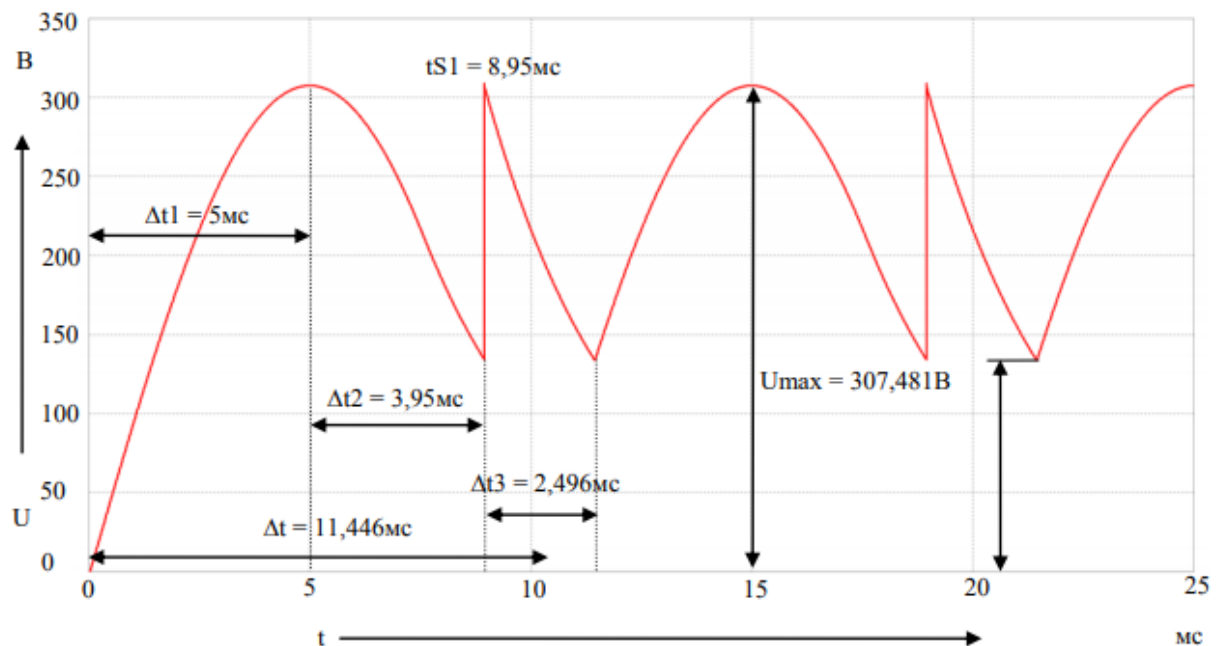


Рисунок 2.15 – Осцилограма вихідної напруги фільтра з почерговим розрядом конденсаторів C_s і C_1 без затримки розряду конденсатора C_s при $R_H = 1000 \text{ Ом}$

Результати дослідження послідовних розрядів конденсаторів C_s і C_1 фільтра при стандартній роботі першого конденсатора C_s наведені в таблиці 2.2.

Таблиця 2.2 - Результат дослідження послідовних розрядів конденсаторів C_s і C_1 фільтра при стандартній роботі першого конденсатора C_s

	Cs = C1 = 3 мкф при Rн = 100 Ом	Cs = C1 = 3 мкф при Rн = 500 Ом	Cs = C1 = 3 мкф при Rн = 1000 Ом
Umax	306,178 В	307,279 В	307,481 В
Umin	31,107 В	90,711 В	133,920 В
ΔU	275,071 В	216,568 В	173,561 В
tS1	9,65 мс	9,14 мс	8,95 мс
$\Delta t1$	5 мс	5 мс	5 мс
$\Delta t2$	4,65 мс	4,14 мс	3,95 мс
$\Delta t3$	0,696 мс	1,834 мс	2,296 мс
Δt	10,346 мс	10,974 мс	11,446 мс

Аналізуючи таблицю 2.2, видно, що при $R_n = 100$ Ом, конденсатори Cs і C1 розряджаються швидше на навантаження і тому починає проявляти свої згладжуючі властивості значно пізніше, ніж при $R_n = 500$ Ом.

Мінімальна напруга дорівнює 31,107 В, що набагато нижче, ніж при більшому опорі навантаження. Максимальний рівень залишився майже без змін. Час включення ключа tS1 стало 9,65 мс, отже, можна зробити висновок, що фільтр проявляє свої згладжуючі властивості пізніше. При $R_n = 1000$ Ом ситуація дзеркально протилежна. Мінімальна згладжена напруга дорівнює 133,990 В, що є найкращим показником з усіх навантажень. Час включення ключа tS1 дорівнює 8,95 мс.

Згладжування фільтра відбувається більш ефективно. Час заряду конденсаторів $\Delta t1$ однакове для будь-якого навантаження, час $\Delta t2$ відрізняється. Чим більше опір навантаження, тим, менше діапазон $\Delta t2$ через те, ключ S1 включається раніше, через більш якісну роботи фільтра. Варто зауважити, що час розряду другого конденсатора $\Delta t3$ збільшується зі збільшенням опору навантаження. Це пов'язане з тим, що, як і в випадку з конденсатором Cs, конденсатор C1 розряджається повільніше при $R_n = 1000$ Ом, і до зарядки обох конденсаторів наступною хвилею буде

відбуватися пізніше, що підтверджує загальний час Δt при всіх навантаженнях.

2.3 Послідовний розряд конденсаторів C_s , C_1 і C_2 без затримки розряду конденсатора C_s

В якості експерименту спробуємо схему з трьох послідовно розряжаючихся конденсаторів з номіналами рівними 2 мкФ.

У схему додається конденсатор C_2 зі своїм колом заряду (вузол 2 - діод VD_8 - вузол 8) і колом розряду (вузол 8 - ключ S_2 - діод VD_9 - навантаження R_n - вузол 3). Опір навантаження $R_n = 500$ Ом. Схема показана на рисунку 2.16.

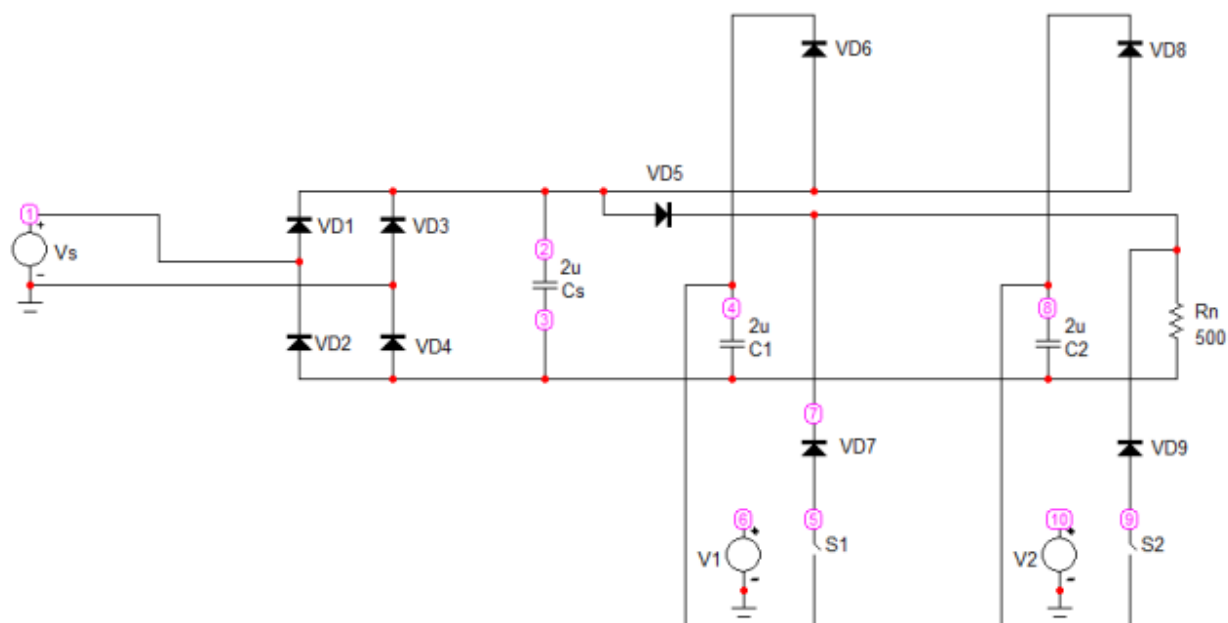


Рисунок 2.16 – Схема почергового розряду конденсаторів C_s , C_1 і C_2 без затримки розряду конденсатора C_s

На рисунку 2.17 показана осцилограма напруги на резисторі R_n (Рисунок 41).

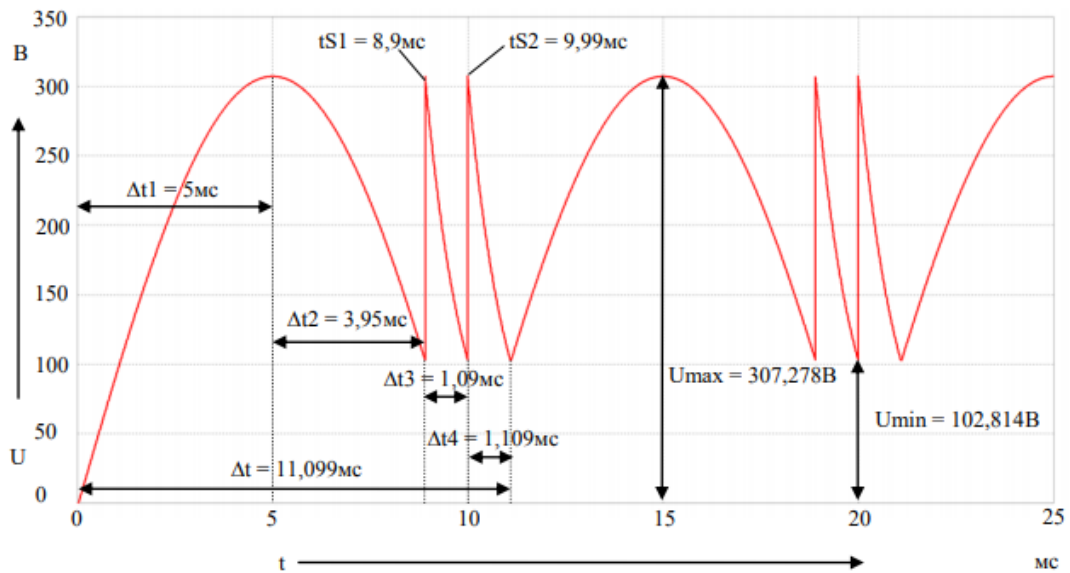


Рисунок 2.17 – Осцилограма вихідної напруги фільтра з почерговим розрядом конденсаторів Cs, C1 і C2 без затримки розряду конденсатора Cs при $R_n = 500 \text{ Ом}$

Система управління ключів S1 і S2 була налаштована так, щоб мінімальний рівень напруги був однаковий після розряду кожного конденсатора. U_{\min} в даному способі дорівнює 102,524 В.

На рисунку 2.18 показані напруги на конденсаторах Cs, C1 і C2.

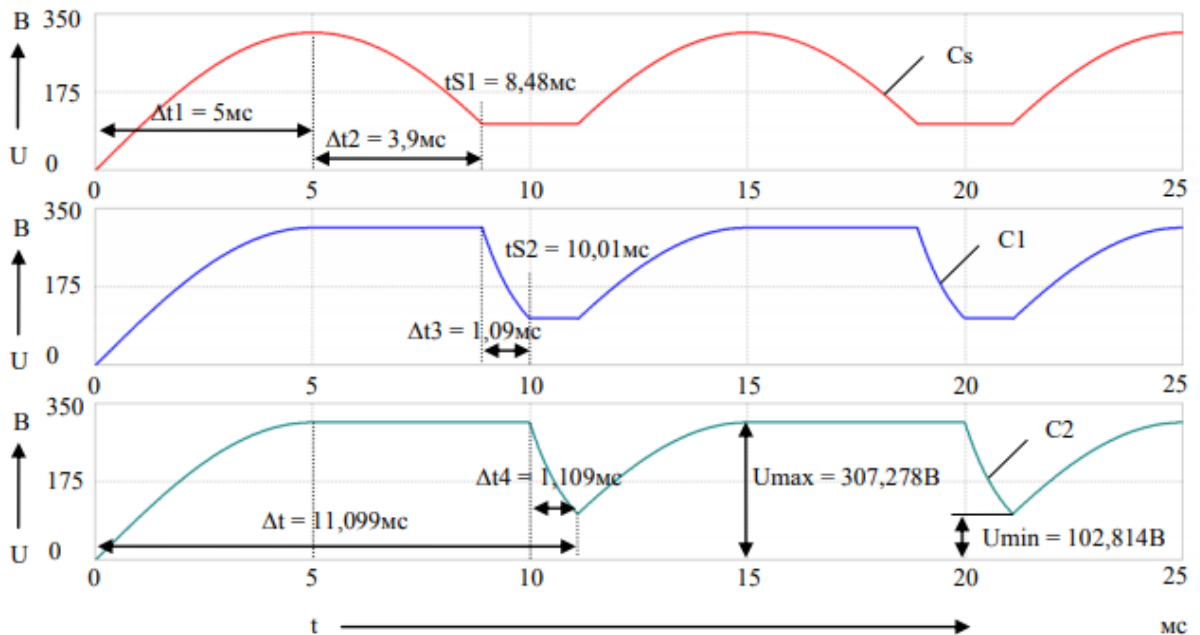


Рисунок 2.18 – Напруга на конденсаторах Cs, C1, C2 в почерговому розряді без затримки розряду конденсатора Cs при $R_n = 500 \text{ Ом}$

Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата

Видно, що всі три конденсатора заряджаються за час $\Delta t_1 = 5$ мс, поки напруга після діодного моста не досягне свого амплітудного значення. В період часу Δt_2 розряджається в навантаження тільки C_s . Конденсатори C_1 і C_2 залишаються зарядженими, так як ключі S_1 і S_2 розімкнуті, а діоди VD_6 і VD_8 не дозволяють конденсаторам C_1 і C_2 розряджатися назад в коло.

Через $\Delta t_2 = 3,9$ мс, в момент часу $t_{S1} = 8,9$ мс, замикається ключ S_1 і конденсатор C_1 починається розряджатися на навантаження R_n . Діод VD_5 не дозволяє C_1 розрядитись на C_s . Конденсатор C_1 розряджається за часом $\Delta t_3 = 1,09$ мс. Конденсатор C_s , в цей час, не може розряджатися через своє коло розряду, так як напруга на катоді діода VD_5 буде більша, ніж та яка залишилась в C_s , отже, VD_5 буде закритий. У момент закінчення періоду часу Δt_3 , включається ключ S_2 . Це відбувається в момент часу $t_{S2} = 9,99$ мс. Починає розряджатися на навантаження конденсатор C_2 . Він розряджається в період часу рівний $\Delta t_4 = 1,109$ мс. Конденсатор C_1 перестає розряджатися через своє коло розряду, так як напруга на катоді діода VD_7 буде більша, ніж напруга на C_1 , отже, VD_7 буде закритий. Через час Δt_4 знову починається заряд всіх трьох конденсаторів. Загальний час роботи одного циклу дорівнює $\Delta t = 11,099$ мс.

В даному методі роботи, як і в попередньому, важливо, що ключі S_1 і S_2 включалися в момент часу, коли мінімальні рівні напруги всіх конденсаторів були однакові. Це дозволить отримати максимальний рівень мінімальної напруги, що позитивно позначиться на амплітуді пульсації згладжувальної напруги ΔU , так як даний параметр буде менший.

Далі змінимо опір навантаження $R_n = 100$ Ом і $R_n = 1000$ Ом, і подивимося, як цей фактор впливає на вихідну напругу вже в даному режимі роботи фільтра. Осцилограми показані на рисунках 2.19 і 2.20 відповідно.

					<i>КРБ 19 - 035.00.00.00 ПЗ</i>	Арк.
						39
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

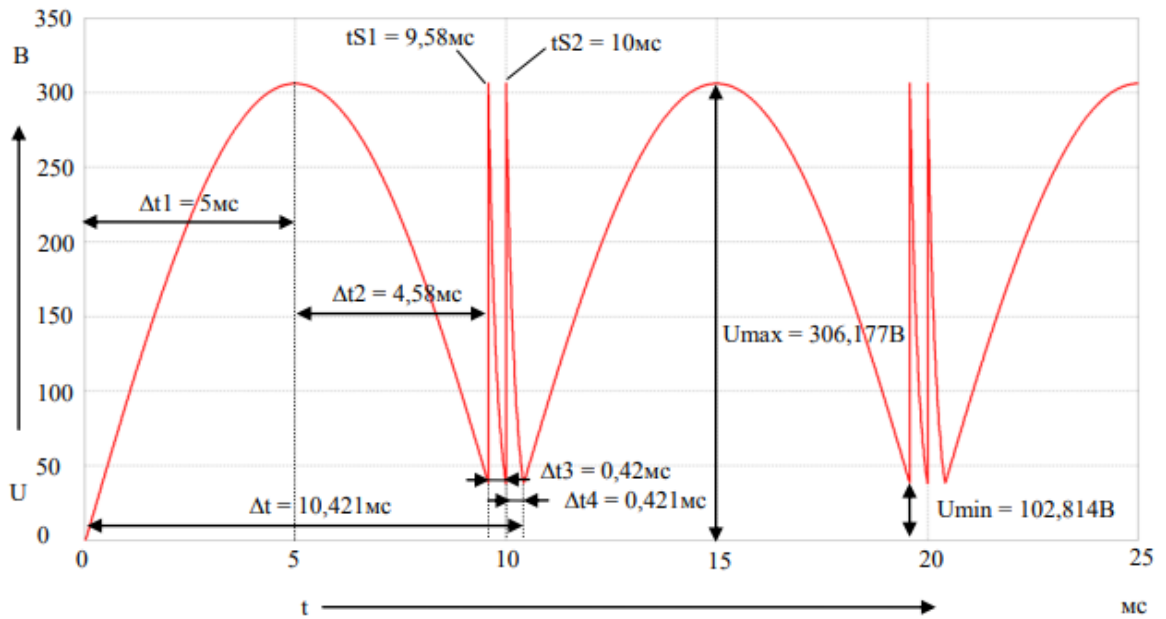


Рисунок 2.19 – Осцилограма вихідної напруги фільтра з почерговим розрядом конденсаторів C_s , C_1 і C_2 без затримки розряду конденсатора C_s при $R_H = 100 \text{ Ом}$

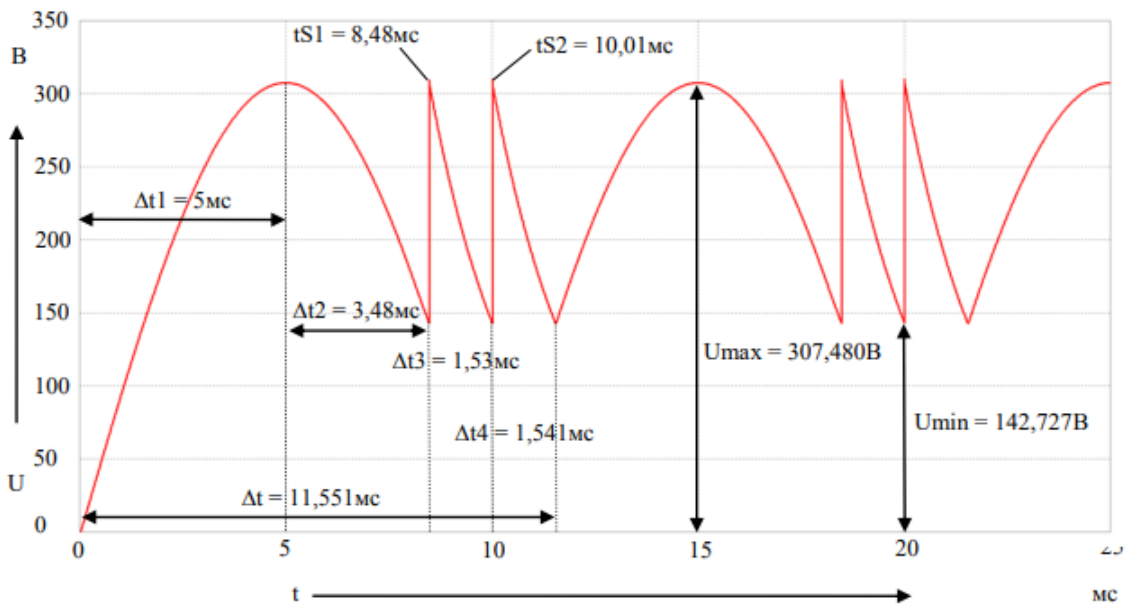


Рисунок – 2.20 Осцилограма вихідної напруги фільтра з почерговим розрядом конденсаторів C_s , C_1 і C_2 без затримки розряду C_s при $R_H = 1000 \text{ Ом}$

Результати дослідження послідовних розрядів конденсаторів C_s , C_1 і C_2 при стандартній роботі першого конденсатора C_s наведені в таблиці 2.3.

Таблиця 2.3 - Результат дослідження послідовних розрядів конденсаторів C_s, C_1 і C_2 при стандартній роботі першого конденсатора C_s

	$C_s = C_1 = C_2 = 2$ мкф при $R_n = 100$ Ом	$C_s = C_1 = C_2 = 2$ мкф при $R_n = 500$ Ом	$C_s = C_1 = C_2 = 2$ мкф при $R_n = 1000$ Ом
U_{max}	306,177 В	307,278В	307,480 В
U_{min}	38,023 В	102,524 В	142,727 В
ΔU	268,154 В	204,754 В	164,753 В
t_{S1}	9,58 мс	8,9 мс	8,48 мс
t_{S2}	10 мс	9,99 мс	10,01 мс
Δt_1	5 мс	5 мс	5 мс
Δt_2	4,58 мс	3,9 мс	3,48 мс
Δt_3	0,42 мс	1,09 мс	1,53 мс
Δt_4	0,421	1,109 мс	1,541 мс
Δt	10,421 мс	11,099 мс	11,551 мс

Аналізуючи таблицю 2.3, видно, що при $R_n = 100$ Ом, конденсатори C_s, C_1 і C_2 розряджаються швидше на навантаження і тому починають проявляти свої згладжуючі властивості значно пізніше, ніж при $R_n = 500$ Ом. Мінімальна напруга дорівнює 38,023 В, що набагато нижче ніж при більшому опорі навантаження.

Максимальний рівень залишився майже без змін. Час включення ключа t_{S1} стало 9,58 мс, отже, можна зробити висновок, що фільтр проявляє свої згладжуючі властивості пізніше. При $R_n = 1000$ Ом ситуація дзеркально протилежна. Мінімальна згладжена напруга дорівнює 142,727 В, що є найкращим показником з усіх навантажень.

Час включення ключа t_{S1} дорівнює 8,48 мс. Згладжування фільтра відбувається більш ефективно. Як показує дослідження час включення конденсатора C_2 практично не змінюється, різниця становить 0,01 мс. Час заряду конденсаторів Δt_1 однакове для будь-якого навантаження, час Δt_2 відрізняється. Чим більше опір навантаження, тим, менший діапазон Δt_2 із-за того, ключ S_1 включається раніше, через більш якісну роботу фільтру.

Варто зауважити, що періоди часу розряду (Δt_3 і Δt_4) конденсаторів C1 і C2 збільшується зі збільшенням опору навантаження. Це пов'язано з тим, що, як і в випадку з конденсатором Cs, C1 і C2 разряджуються повільніше при $R_H = 1000 \text{ Ом}$, і до зарядки всіх конденсаторів наступною хвилею буде відбуватися пізніше, що підтверджує загальний час Δt при всіх навантаженнях.

2.4 Знаходження межі мінімального рівня напруги в почерговому розряді конденсаторів без затримки розряду конденсатора Cs

Виходячи з пунктів 2.1.2 і 2.1.3, видно, що мінімальний рівень напруги U_{\min} змінюється. Для знаходження межі цього значення досліджувалися схеми з почерговим розрядом конденсаторів при стандартній роботі конденсатора Cs при більшій кількості конденсаторів. На рисунку 2.21 показана схема з вісьмома конденсаторами ємність яких дорівнює $0,75 \text{ мкФ}$.

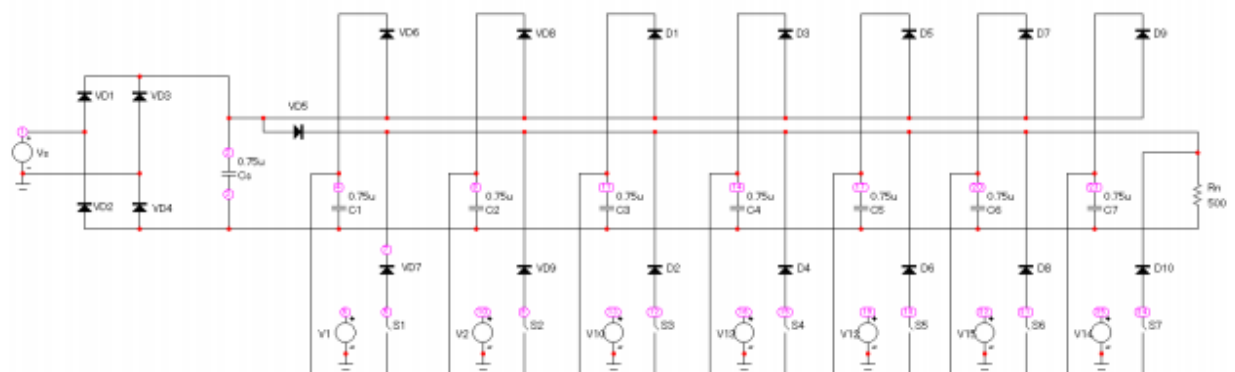


Рисунок 2.21 – Схема почергового розряду восьми конденсаторів зі стандартною роботою конденсатора Cs

Осцилограма вихідної напруги показана на рисунку 2.22.

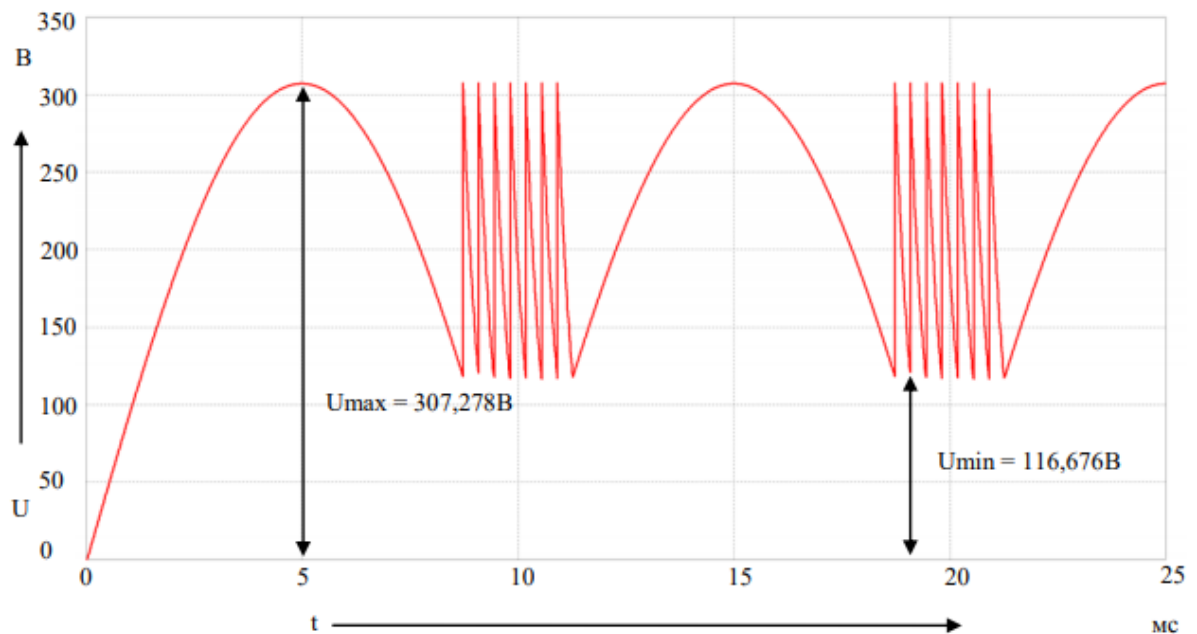


Рисунок 2.22 – Осцилограма вихідної напруги фільтра з почерговим розрядом восьми конденсаторів зі стандартною роботою конденсатора C_s

Дослідження проводилося тільки при опорі навантаження $R_H = 500 \text{ Ом}$, отже, і підсумковий висновок параметрів даної схеми буде порівнюватися тільки з тими схемами, де був опір $R_H = 500 \text{ Ом}$.

В даному способі мінімальна напруга $U_{\min} = 116,676 \text{ В}$, максимальна напруга $U_{\max} = 307,278 \text{ В}$. Амплітуда пульсацій напруги $\Delta U = 190,602 \text{ В}$. Інші параметри не знімалися, так як в даному пункті вони не потрібні.

Принцип дії схеми схожий з попередніми пунктами 2.1.2 і 2.1.3.

Далі була зібрана схема, яка містить вже дванадцять конденсаторів. Ємність кожного дорівнює $0,5 \text{ мкФ}$.

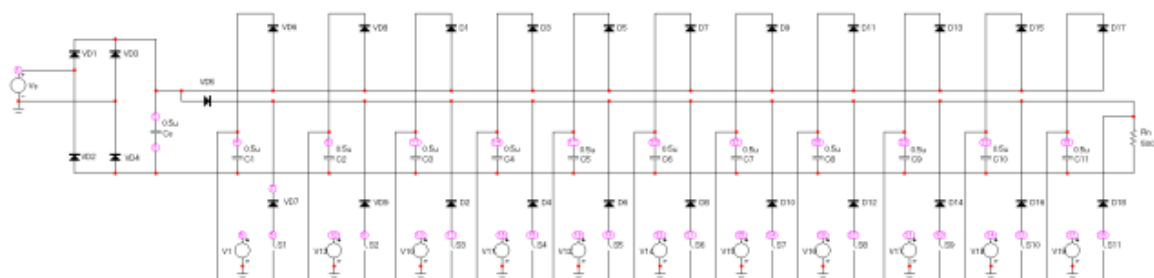
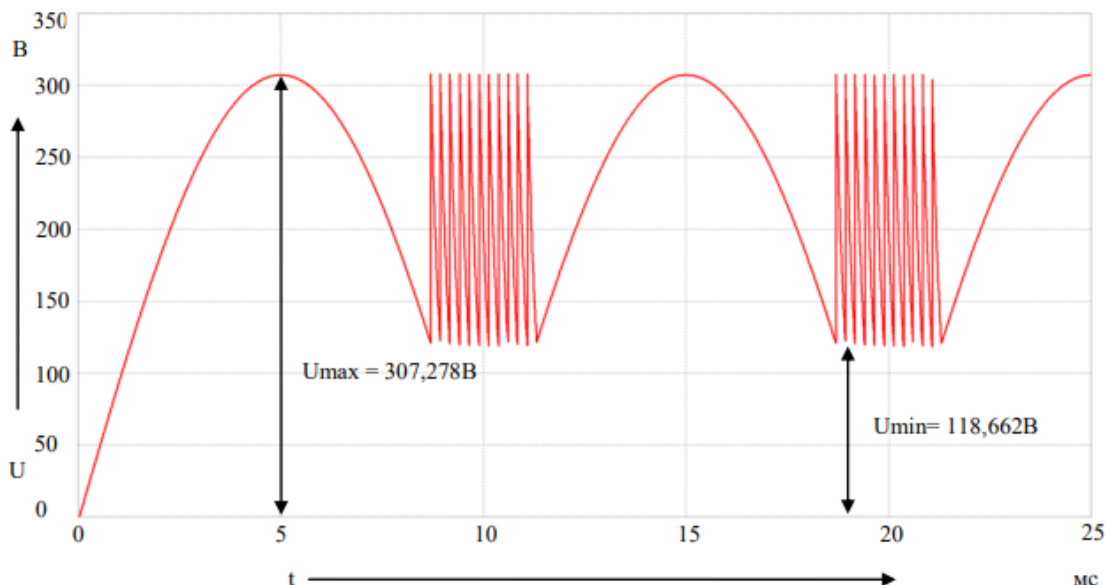


Рисунок 2.23 – Схема почергового розряду дванадцяти конденсаторів зі стандартною роботою конденсатора C_s

Осцилограма вихідної напруги показана на рисунку 2.24.



Риснок 2.24 – Осцилограма вихідної напруги фільтра з почерговим розрядом дванадцяти конденсаторів зі стандартною роботою конденсатора C_s

В даному способі мінімальна напруга $U_{\min} = 118,662$ В. В данному способі мінімальна напруга $U_{\min} = 116,676$ В, максимальна напруга $U_{\max} = 307,278$ В. Амплітуда пульсацій напруги $\Delta U = 188,616$ В. Мінімальний рівень напруги U_{\min} повільно збільшується при збільшенні кількості конденсаторів, отже, ΔU зменшується при однаковому U_{\max} . Загальна ємність однакова і дорівнює 6 мкФ. Схеми з великою кількістю конденсаторів не досліджувалась, тому що, чим більше кількість конденсаторів, тим більше додаються в схему кіл зарядів і розрядів для кожного конденсатора, тому ускладнюється система управління фільтром.

2.5 Розряд конденсатора C_1 з затримкою розряду першого конденсатора

Був проведений експеримент (рисунок 50), де вже був відсутній конденсатор C_s , і залишився тільки конденсатор C_1 , з таким же номіналом 6 мкФ, як і в пункті 2.1.1.

Конденсатор C_1 розряджався на навантаження з затримкою. Була знята осцилограма напруги на виході фільтра при $R_n = 500$ Ом (рисунок 2.25).

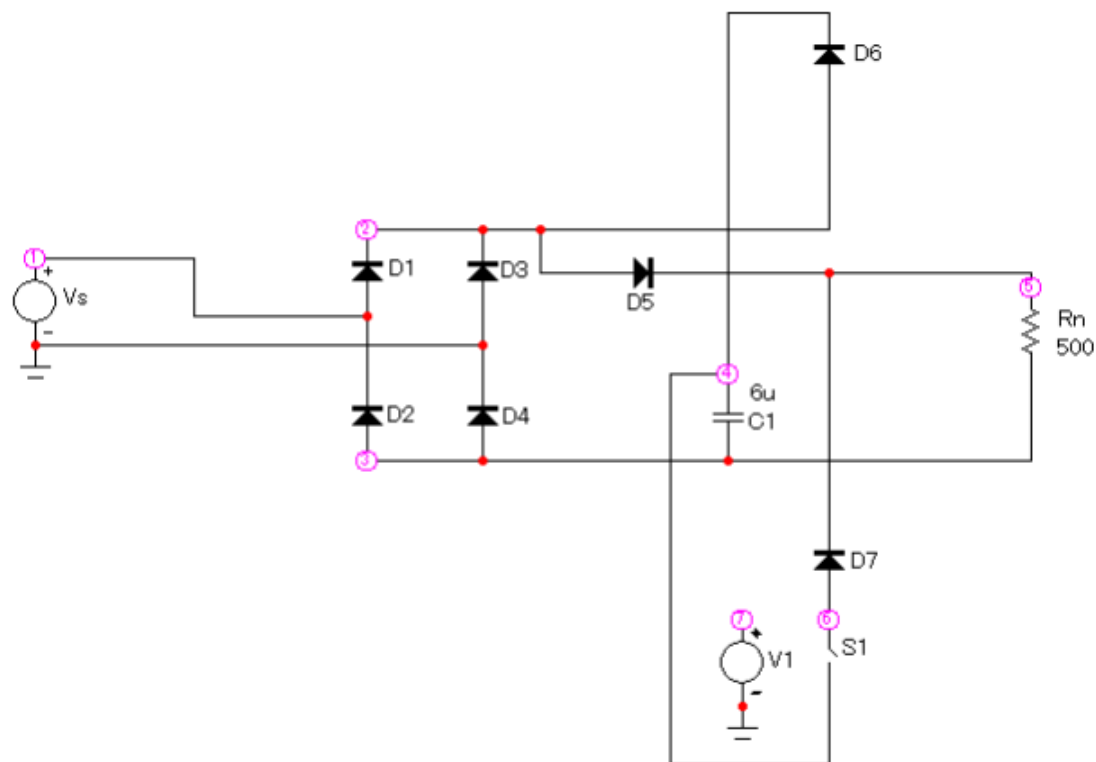


Рисунок 2.25 – Схема фільтра з розрядом конденсатора C_1 у відсутності конденсатора C_s з затримкою розряду конденсатора C_1

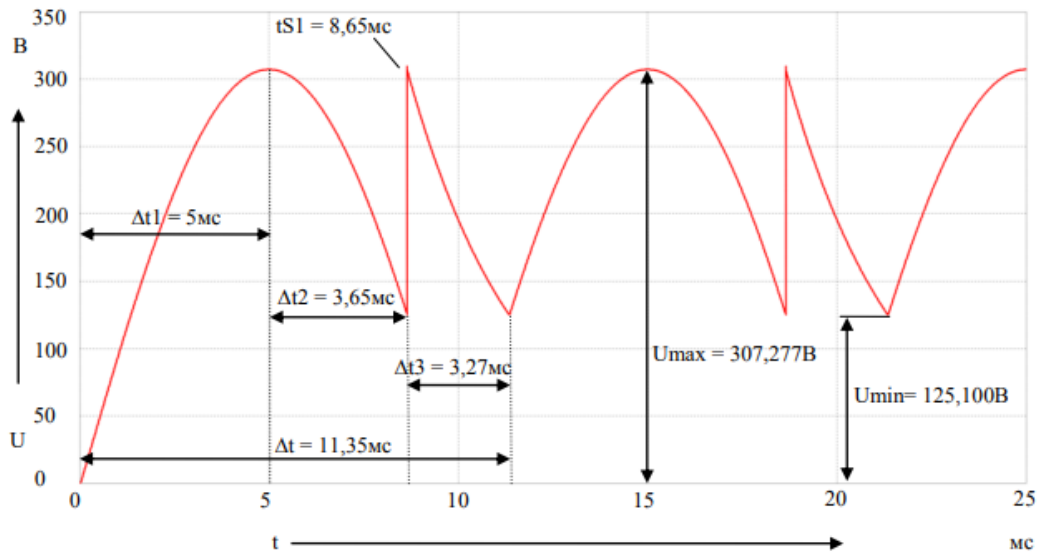


Рисунок 2.26 – Осцилограма вихідної напруги фільтра з розрядом конденсатора С1 з затримкою за часом при $R_H = 500 \text{ Ом}$

Система управління ключа S1 була налаштована так, щоб мінімальний рівень напруги був однаковий після розряду конденсатора С1. Мінімальна напруга U_{\min} в даному способі дорівнює 125,100 В.

На малюнку 2.27 показано напруга на конденсаторі С1.

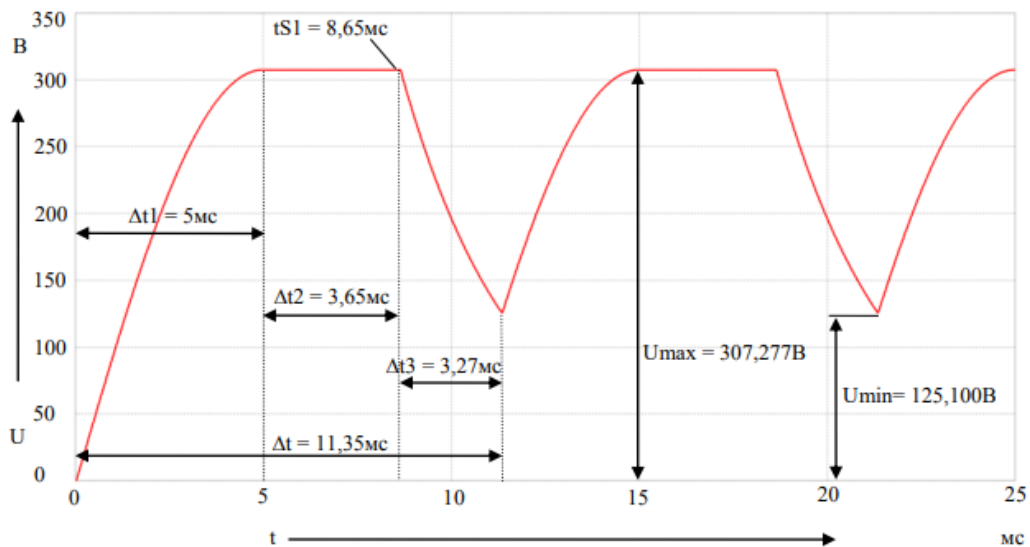


Рисунок 2.27 – Осцилограма напруги на конденсаторі С1 з затримкою по часі при $R_H = 500 \text{ Ом}$

Видно, що конденсатор С1 заряджається у продовж час $\Delta t_1 = 5 \text{ мс}$, поки напруга після діодного моста не досягне свого амплітудного значення. В період часу $\Delta t_2 = 3,65 \text{ мс}$ до опору навантаження R_H

прикладена випрямлена напруга після діодного моста. Конденсатор C1 в цей період часу залишається зарядженим, так як ключ S1 розімкнутий, а діод VD6 не дозволяє конденсатору C1 розряджатися назад в коло. Напруга на R_н на даний час не згладжується. Через період Δt_2 , в момент часу $t_{S1} = 8,65$ мс, замикається ключ S1 і конденсатор C1 починається розряджатися в навантаження R_н. Конденсатор C1 розряджається за часом $\Delta t_3 = 2,7$ мс. У момент закінчення періоду часу Δt_3 , починається новий цикл, який заряджає конденсатор C1 до максимального значення. Загальний час роботи одного циклу дорівнює $\Delta t = 11,35$ мс.

В даному методі роботи, як і в попередніх, важливо, щоб ключ S1 включався в момент часу, коли мінімальні значення напруги були однакові. Це дозволить отримати максимальний рівень мінімальної напруги, що позитивно позначиться на амплітуді пульсації згладженої напруги ΔU , так як даний параметр буде менший.

Далі змінимо опір навантаження $R_n = 100$ Ом і $R_n = 1000$ Ом, і подивимося, як цей фактор впливає на вихідну напругу вже в даному режимі роботи фільтра. Осцилограми показані на рисунках 2.28 і 2.29 відповідно.

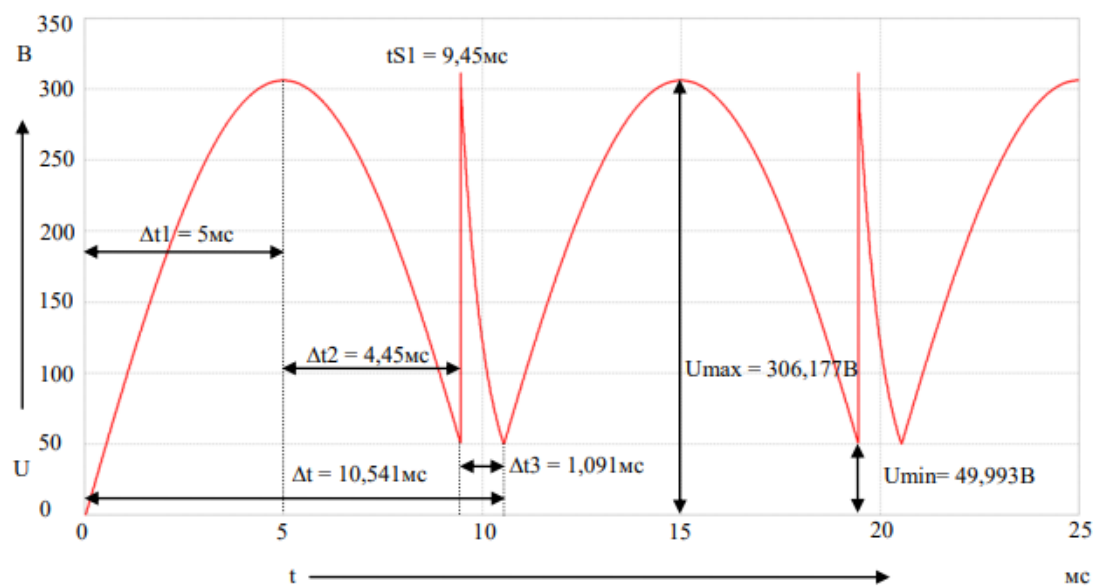


Рисунок 2.28 – Осцилограма вихідної напруги фільтра з розрядом конденсатора C1 з затримкою за часом при $R_H = 100 \text{ Ом}$

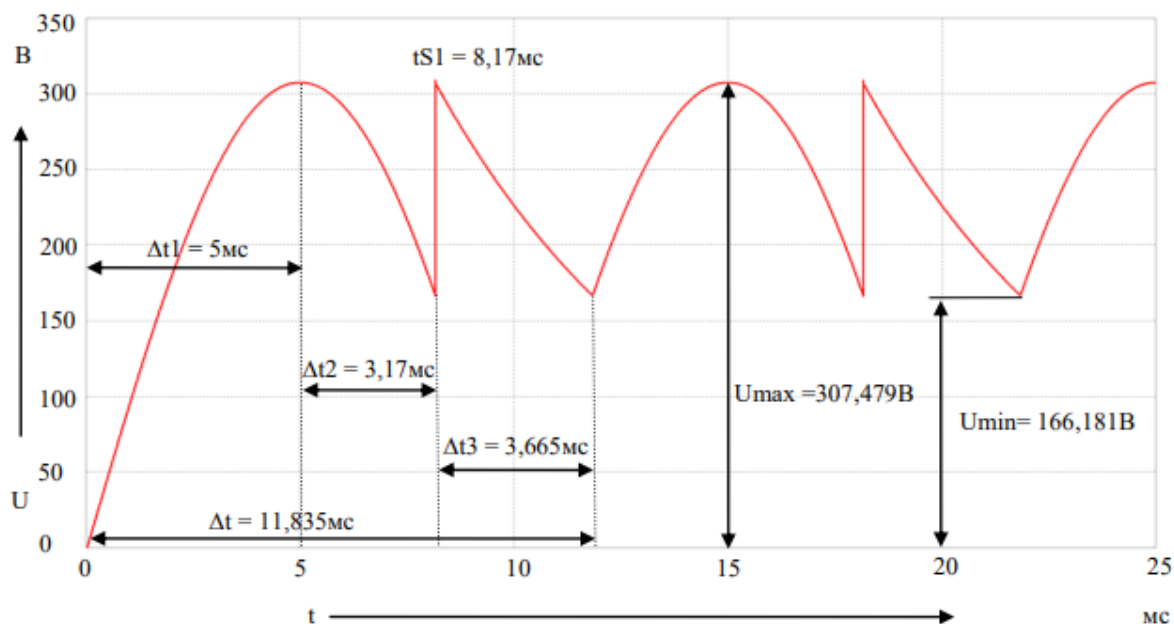


Рисунок 2.29 – Осцилограма вихідної напруги фільтра з розрядом конденсатора C1 з затримкою за часом розряду першого конденсатора при $R_H = 1000 \text{ Ом}$

Результати дослідження розряду конденсатора C1 з затримкою по часу розряду першого конденсатора, без використання конденсатора Cs наведені в таблиці 2.4.

Таблиця 2.4 - Результати дослідження розряду конденсатора C1 з затримкою по часу, без використання конденсатора Cs.

	C1 = 6 мкф при R _н = 100 Ом	C1 = 6 мкф при R _н = 500 Ом	C1 = 6 мкф при R _н = 1000 Ом
U _{max}	306,177В	307,277В	307,479 В
U _{min}	49,933 В	125,100 В	166,181 В
ΔU	256,244 В	182,177 В	141,298 В
tS1	9,45 мс	8,65 мс	8,17 мс
Δt1	5 мс	5 мс	5 мс
Δt2	4,45 мс	3,65 мс	3,17 мс
Δt3	1,091 мс	2,7 мс	3,665 мс
Δt	10,541 мс	11,35 мс	11,835 мс

Аналізуючи таблицю 2.4, видно, що час заряду конденсатора Δt1 при всіх навантаженнях однаковий. В період часу Δt2 до навантаження прикладена випрямлена напруга після випрямляча і опір навантаження ніяк не впливає на згладжуючі властивості на даній ділянці, так як згладжування ніякого і немає.

Однак період часу Δt2 відрізняється при зміні опору навантаження R_н. Це пов'язано з тим, що змінюється час включення (tS1) конденсатора C1. Зміна відбувається через те, що час розряду конденсатора C1 (Δt3), при більш високому опорі навантаження, більший, отже, відбувається більш ефективно згладжування. Мінімальна напруга після розряду конденсатора буде більша при R_н = 1000 Ом, отже, щоб поєднати мінімальні напруги протягом циклу, потрібно, щоб ключ включився раніше. Ефективніше згладжування призводить до того, що загальний час циклу Δt також стає більшим.

2.6 Висновок до розділу

Головним завданням даної частини дипломної роботи є порівняння амплітуди пульсацій напруги ΔU стандартного C0-фільтра (П.2.1.1) з амплітудами пульсацій напруги в схемах почергового розряду конденсаторів (п.2.1.2 - п.2.1.5). Загальна ємність всіх фільтрів дорівнює 6

					<i>КРБ 19 - 035.00.00.00 ПЗ</i>	Арк.
						49
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

мкФ. Також до складу роботи даної частини входить визначити вплив зміни навантаження на амплітуду пульсації у всіх фільтрах. Амплітуда пульсації напруги ΔU всіх схем, при трьох опорів навантаження показана в таблицях 2.5, 2.6, 2.7

Таблиця 2.5 - Результати досліджень при $R_n = 500 \text{ Ом}$

Тип фільтра	Амплітуда пульсацій напруги ΔU
п.2.1.1. C0 – фільтр ($C0 = 6 \text{ мкФ}$)	234,83 В
п.2.1.2. Cs, C1 – фільтр ($Cs = C1 = 3 \text{ мкФ}$)	216,568 В
п.2.1.3. Cs, C1, C2 – фільтр ($Cs = C1 = C2 = 2 \text{ мкФ}$)	204,754 В
п.2.1.4. Cs ... C7 – фільтр ($Cs = \dots = C7 = 0.75 \text{ мкФ}$)	190,602 В
п.2.1.4. Cs ... C11 – фільтр ($Cs = \dots = C11 = 0.5 \text{ мкФ}$)	188,616 В
п.2.1.5. C1 – фільтр ($C1 = 6 \text{ мкФ}$)	182,177 В

Таблиця 2.6 - Результати досліджень при $R_n = 100 \text{ Ом}$

Тип фільтра	Амплітуда пульсацій напруги ΔU
п.2.1.1. C0 – фільтр ($C0 = 6 \text{ мкФ}$)	291,695 В
п.2.1.2. Cs, C1 – фільтр ($Cs = C1 = 3 \text{ мкФ}$)	275,071 В
п.2.1.3. Cs, C1, C2 – фільтр ($Cs = C1 = C2 = 2 \text{ мкФ}$)	268,154 В
п.2.1.5. C1 – фільтр ($C1 = 6 \text{ мкФ}$)	256,244 В

Таблиця 2.7 - Результати досліджень при $R_n = 1000 \text{ Ом}$

Тип фільтра	Амплітуда пульсацій напряження ΔU
п.2.1.1. C0 – фільтр (C0 = 6 мкФ)	185,041 В
п.2.1.2. Cs, C1 – фільтр (Cs = C1 = 3 мкФ)	173,561 В
п.2.1.3. Cs, C1, C2 – фільтр (Cs = C1 = C2 = 2 мкФ)	164,753 В
п.2.1.5. C1 – фільтр (C1 = 6 мкФ)	141,298 В

Якщо розглядати кожну таблицю окремо, видно, що амплітуди пульсацій напруги ΔU всіх схемах п.2.1.2-п.2.1.5 менша, ніж амплітуда стандартного C0-фільтра. Отже, можна зробити висновок, що схеми почергового розряду конденсаторів, незалежно від кількості та затримки по включенню конденсаторів, кращі, ніж стандартний C0-фільтр незалежно від опору навантаження. Головне, щоб опір навантаження був однаковий.

Видно, що в схемах з почерговим розрядженням конденсаторів (п.2.1.2 - п.2.1.4) при стандартній роботі конденсатора Cs при збільшенні кількості конденсаторів амплітуда пульсацій напруги зменшується. У схемах почергового розряду конденсаторів з затримкою за часом конденсатора C1, без використання конденсатора Cs (п.2.1.5) зі збільшенням конденсаторів не приводить до зменшення амплітуди пульсацій напруги ΔU . Незначні зміни напруги (в межах одного вольт) можна вважати покиркою при знятті параметрів.

Отже, можна зробити висновок, що при збільшенні конденсаторів в схемах з почерговим розрядом з затримкою за часом розряду C1, без використання конденсатора Cs не приводить до поліпшення параметрів.

Однак, навіть не дивлячись на це, параметри ΔU в п.2.1.5 кращі, ніж параметри ΔU в п.2.1.4. Отже, можна зробити висновок, що фільтри почергового розряду конденсаторів з затримкою за часом розряду C1, без

використання конденсатора C_s видають кращий параметр ΔU з досліджених схем.

Однак, цей висновок можна зробити тільки виходячи з даної дипломної роботи, так як, є ймовірність, що найбільш оптимальний параметр ΔU , можна отримати, якщо в схемі з почерговим розрядом конденсаторів при стандартній роботі конденсатора C_s буде стояти більше 12 ємностей, так як зі збільшенням конденсаторів в даній схемі призводить до зменшення ΔU , однак, це призводить до збільшення елементів в схемі і створення більш складної системи управління, тому найкращою схемою можна вважати схему з п.2.1.5 - розряд конденсатора C_1 з затримкою розряду першого конденсатора, так як дана схема містить всього один конденсатор, отже має всього одне коло заряду і розряду, а також найкращий параметр ΔU .

Решта схеми, які маю такий параметр містити більшу кількість елементів.

					<i>КРБ 19 - 035.00.00.00 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		52

3 РОЗРАХУНКОВИЙ РОЗДІЛ

3.1 Порівняння напівпровідникових ключів старого і нового зразка при роботі схеми імпульсного джерела живлення

В імпульсних джерелах живлення в якості ключового елемента частіше використовується польовий транзистор. Польовий транзистор був винайдений досить давно і з кожним роком поліпшуються його параметри. Для імпульсного джерела живлення важливим параметром ключового елемента є його час відкриття і час закриття. Теоретично, чим довший час відкриття і час закриття, тим, більше відбувається втрат енергії на ключовий елемент. Завданням даного пункту довести, що польовий транзистор старого зразка, у якого час відкриття і закриття більш гірший ніж транзистор нового зразка.

На рисунку 3.1 показана схема підвищувального імпульсного джерела живлення або ІППН 2-го роду, за допомогою якого буде відбуватися перевірка транзисторів.

					<i>КРБ 19.035.00.00.00 ПЗ</i>			
Змн.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата	РОЗРАХУНКОВИЙ РОЗДІЛ	Літ.	Арк.	Акрушів
Розроб.		Михалок І.М.						
Керівник		Філюк Я.О.					52	80
Консульт.						<i>ТНТУ, гр.ЕТс-41</i>		
Н. Контр.		Вакуленко О.О.						
Затверд.		Тарасенко М.Г.						

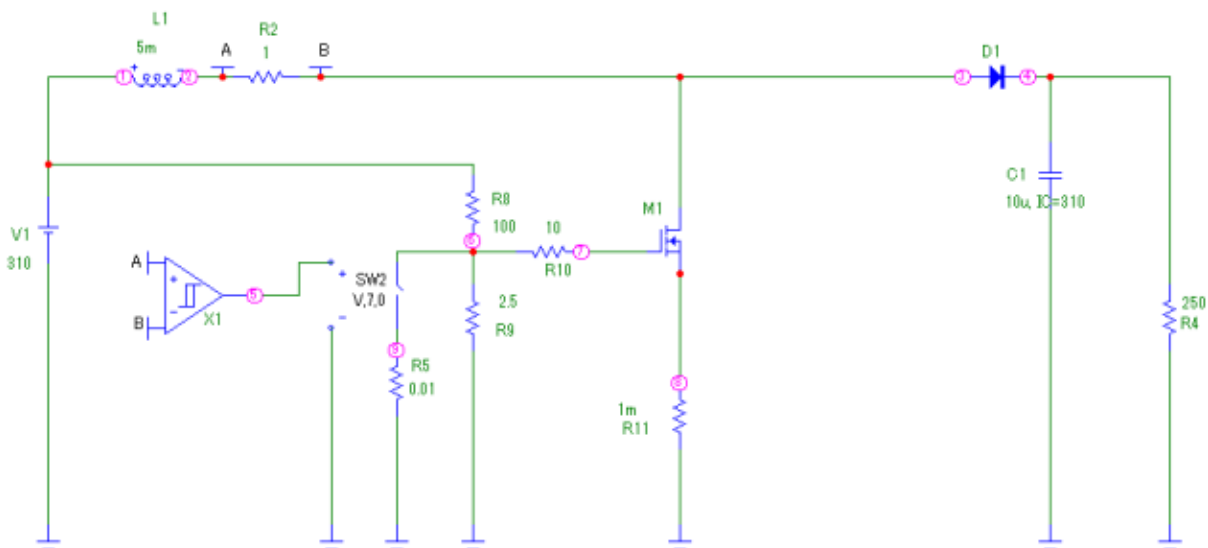


Рисунок 3.1 – Схема підвищувального імпульсного джерела живлення, змодельована в програмі Micro-cap

Далі були знайдені польові транзистори старого і нового зразка. Спільними параметрами даних транзисторів були напруга стік-витік $U_{ci} = 600 \text{ В}$ і струм стоку $I_c = 4 \text{ А}$.

З старого зразка був обраний польовий транзистор КП709 [26]. Даний транзистор був знайдений в довіднику 1994р, отже, можна стверджувати, що він був винайдений не пізніше даного року. В якості нового зразка був обраний транзистор AOD4S60 взятий з документації 2012р [27]. Розглядаючи транзистор AOD4S60, було визначено, що час включення даного транзистора дорівнює 8 нс, а час спаду 12 нс. При розгляді транзистора КП709 було визначено, що час включення даного транзистора дорівнює 400 нс, а час спаду 800 нс. У програмі Micro-cap була створена схема перевірки транзисторів на час включення і час спаду (Рисунок 3.2).

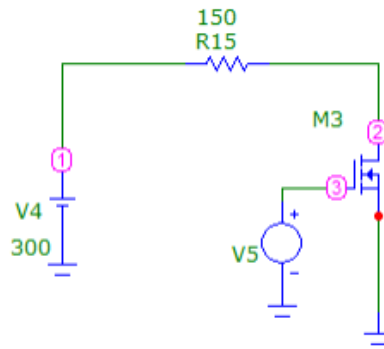


Рисунок 3.2 – Схема перевірки транзисторів на час включення і час спаду

Генератор V4 видавав імпульси з періодом 0,2 мкс, скважність була 0,1мкс. Виходячи з методички по MICRO-cap'у, Spice-параметр RG (об'ємний опір затвора) відповідає за час перемикання [28]. Spice-параметр CBD (ємність данної частини переходу стік-підкладка при нульовому зміщенні) є одним з параметрів вихідної ємності транзистора. Spice-параметр CGDO (питома ємність перекриття затвор-витік) є одним з параметрів об'ємного заряду в стані «увімкнено».

На рисунку 3.3 показана діаграма, по якій можна правильно визначити передній фронт t_r і задній фронт t_f польового транзистора. Видно, що зняття часу відбувається не з початком зростання або спаду імпульсу, а коли параметр напруги повинен бути 10% від максимального, а закінчується зняття, коли напруга досягне 90% від максимального значення. В нашому випадку це 30 В і 270 В.

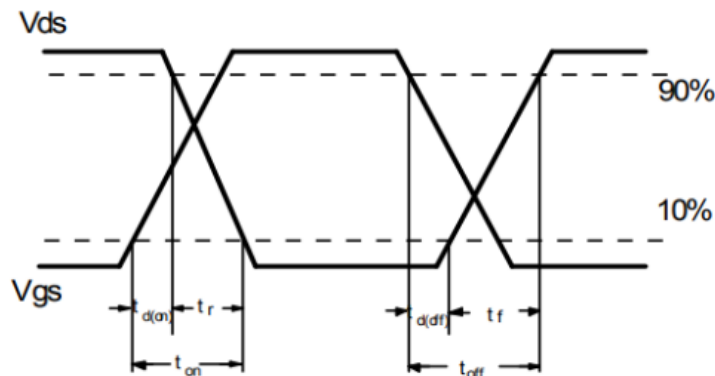


Рисунок 3.3 – Діаграма, для правильного визначення переднього фронту t_r і заднього фронту t_f польового транзистора

Далі, змінюючи тільки параметри R_G , C_{BD} і C_{GDO} регулювався час переднього фронту t_r і заднього фронту t_f обох польових транзисторів. Решта Spice параметри бралися стандартні. Результати транзистора AOD4S60 показані на рисунку 3.4.

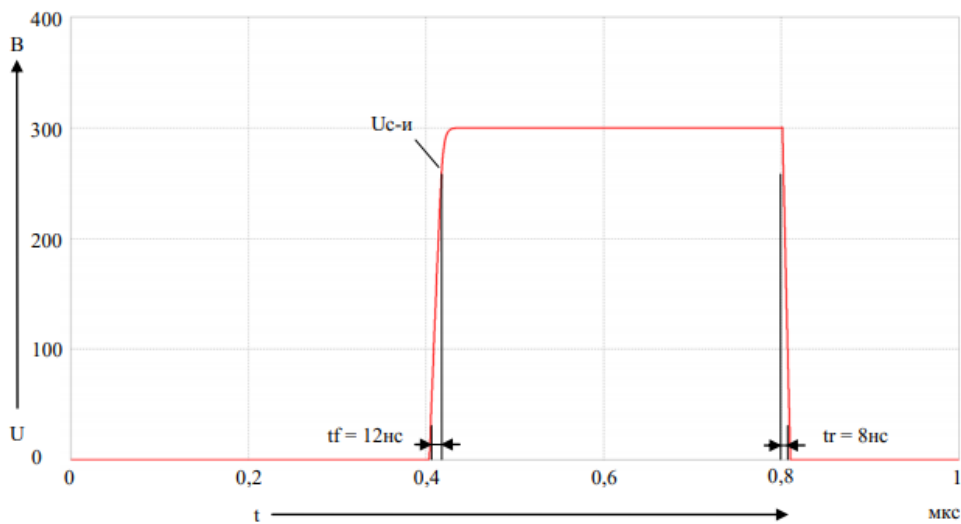


Рисунок 3.4 – Знаходження переднього і заднього фронтів транзистора AOD4S60

Для транзистора AOD4S60 вийшли наступні параметри: $R_G = 45 \text{ Ом}$, $C_{BD} = 0,3 \cdot 10^{-9} \text{ Ф}$ і $C_{GDO} = 0,8 \cdot 10^{-11} \text{ Ф/м}$.

Результати транзистора КП709 показані на рисунку 3.5.

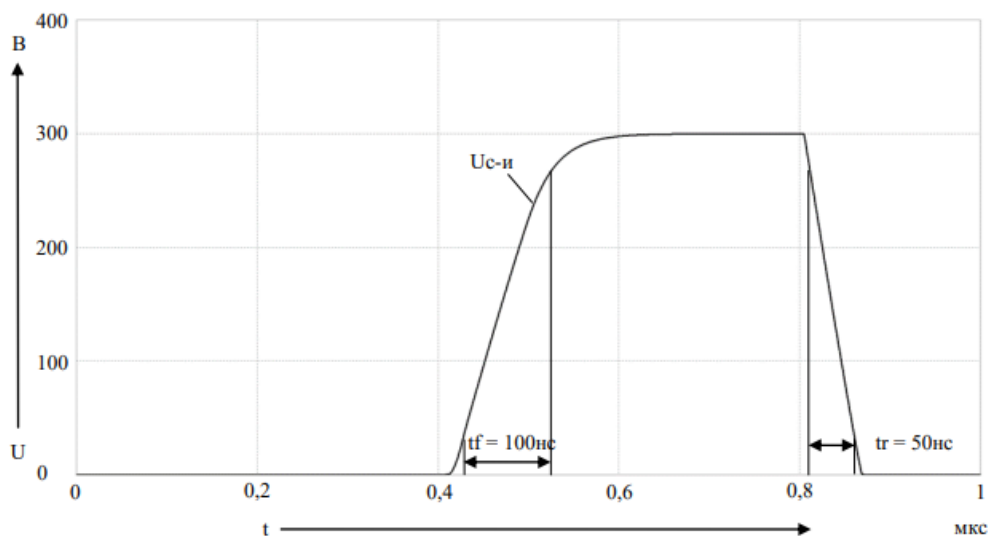


Рисунок 3.5 – Знаходження переднього і заднього фронтів транзистора КП709

Для транзистора КП709 вийшли наступні параметри: $R_G = 250 \text{ Ом}$, $C_{BD} = 3,5 \cdot 10^{-9} \text{ Ф}$ і $C_{GDO} = 1 \cdot 10^{-11} \text{ Ф/м}$. При знятті параметрів місце набули похибки по осі X і по осі Y, однак, дані похибки мізерно малі.

3.1.1 Робота схеми при амплітуді струму дроселя рівною 0,5 А

Утворені параметри R_G , MJ і C_{GDO} були вписані в Spice-параметри транзистора M1 в схемі рисунок 3.1. Інші параметри були стандартні. Схема побудована так, що частота роботи напівпровідникового ключа безпосередньо залежить від амплітуди струму дроселя ΔI_L .

Далі частота струму дроселя змінювалася від 3,5 А до 4 А (Рисунок 3.6). Амплітуда пульсацій струму дроселя $\Delta I_L = 0,5 \text{ А}$.

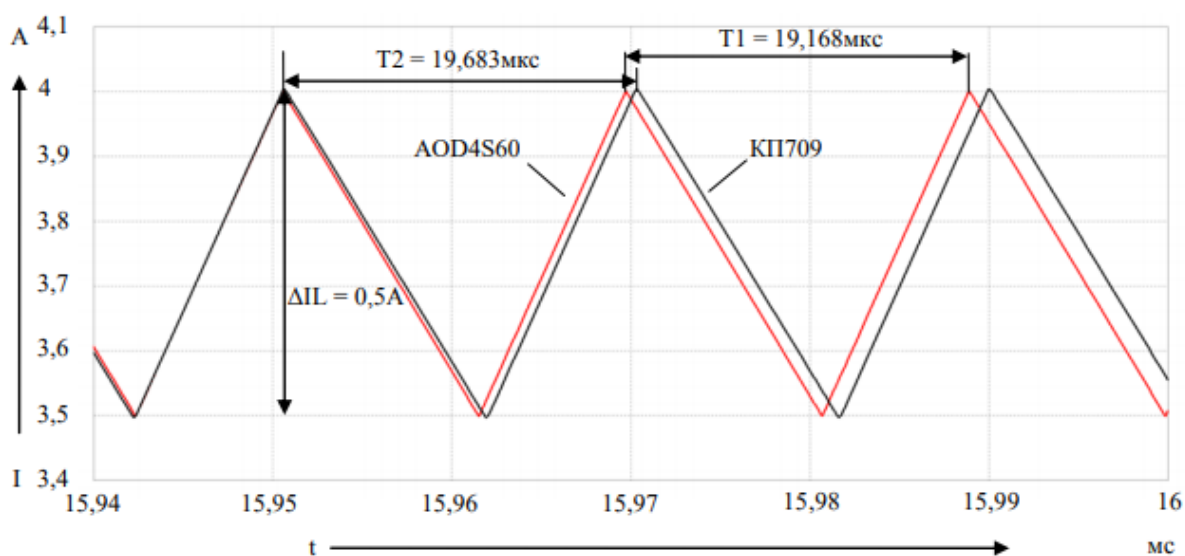


Рисунок 3.6 – Струми дроселя при $\Delta I_L = 0,5 \text{ А}$ з транзисторами AOD4S60 і КП709

Система управління ІППН змінює струм дроселя від 3,5 А до 4 А. В такому випадку виходить, що частота транзистора AOD4S60 дорівнює $\approx 52170 \text{ Гц}$, а у транзистора КП709 $\approx 50805 \text{ Гц}$. Отже, частота роботи ключа буде відрізнятися в 1365 Гц. Зміна частоти відбувається, тому що в старому транзисторі, для збільшення часу включення і виключення

збільшувалися ємності в Spice параметрах. Це впливає на те, що при перемиканні ключа, струм дроселя продовжує протікати в попередньому напрямі протягом деякого часу тому амплітуда пульсацій струму дроселя буде не 0,5 А, а трохи більше, тому і відбувається збільшення періоду. Даний фактор не сильно проявляється і при $\Delta I_L = 3$ А, так як на малих частотах ємнісний опір конденсатора збільшується, струм дроселя при зміні положення ключа змінюється швидше.

Далі показані осцилограми вихідної напруги ІППН з використанням двох транзисторів при пульсації струму дроселя рівною 0,5 А.

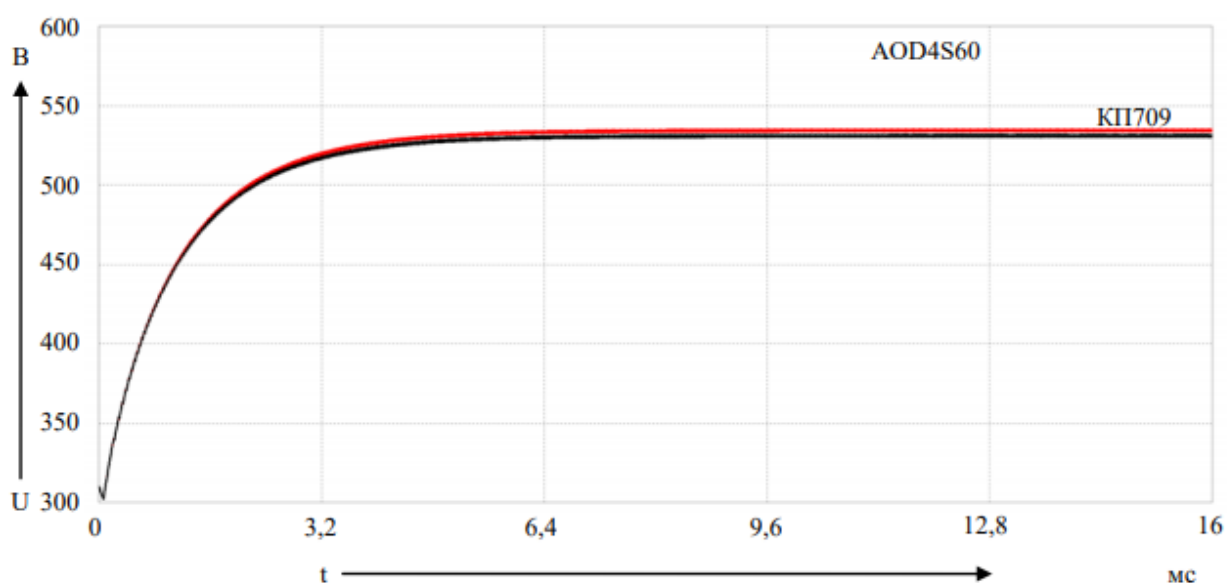


Рисунок 3.7 – Порівняння вихідних напруг ІППН з використанням старого і нового транзистора при $\Delta I_L = 0,5$ А

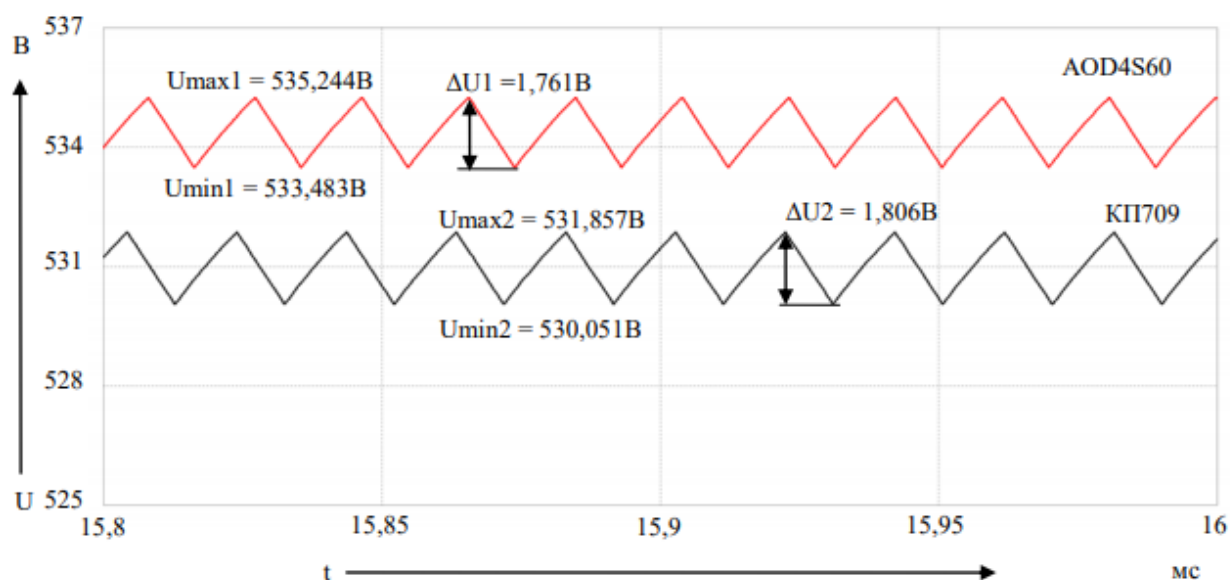


Рисунок 3.8 – Порівняння вихідних напруг ІППН в збільшеному масштабі

Так як дані частоти вище, ніж в п.2.3.1, то і амплітуди пульсацій вихідних напруг будуть менші. Вихідні напруги також будуть більші, так як середній струм дроселя дорівнює 3,75 А, отже, більше енергії йде в навантаження. У попередньому пункті середній струм дорівнював 2,5 А. Якщо в схемі стоїть новий транзистор AOD4S60, вихідна напруга вища. Це пов'язано з тим, що час включення і час вимкнення транзистора КП709 більший, отже старий більше розсіює енергію в тепло. Порівняно з п.2.3.1, на більш високих частотах даний фактор проявляється більш явно, так як період роботи ключа значно зменшився, а час включення і час вимкнення транзисторів залишився попереднім. Далі було порівняння розсіювання енергії на транзисторах показане на рисунку 3.9.

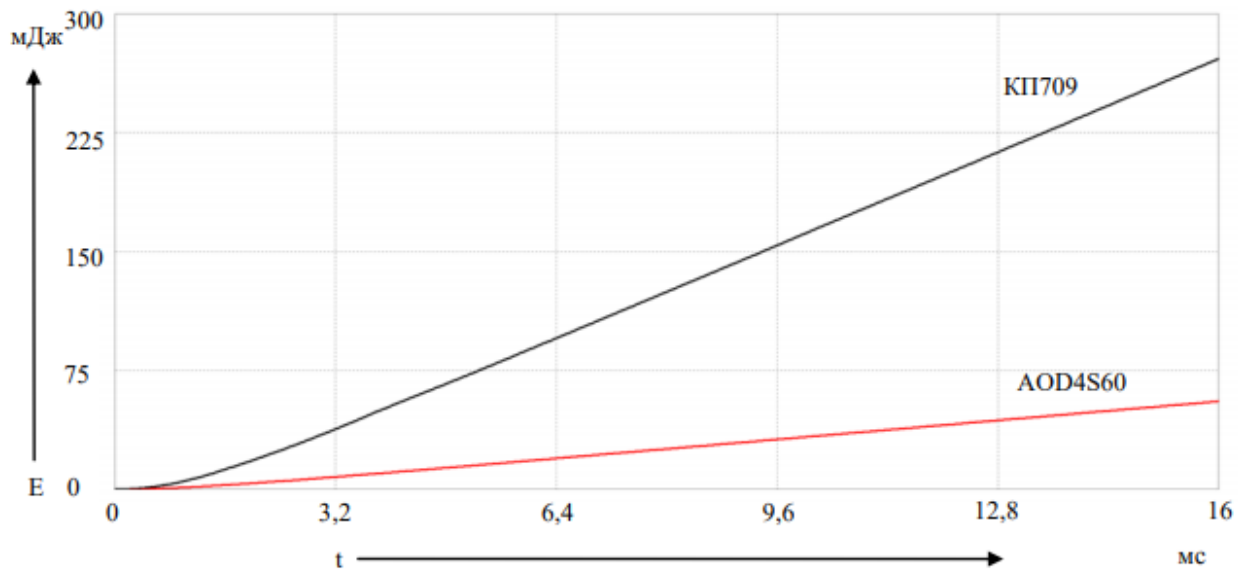


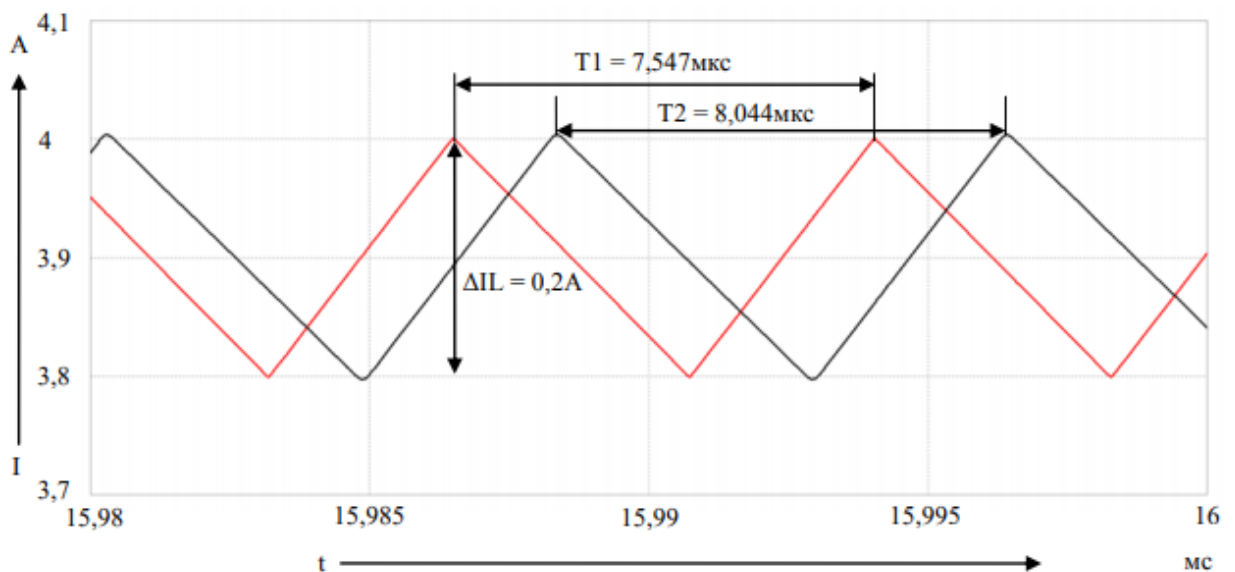
Рисунок 3.9 – Розсіювання енергії на транзисторах при $\Delta I_L = 0,5 \text{ A}$

Теоретично, чим більша частота ключа, тим більші втрати на ключовий елемент, так як активна робота транзистора доводиться на менший період роботи ключа. Однак новий транзистор має досить швидкий час включення і виключення, що навіть при більшій частоті має менші втрати, в порівнянні зі старим, який працює на меншій частоті.

3.1.2 Робота схеми при амплітуді струму дроселя рівної $0,2 \text{ A}$

Далі частота струму дроселя змінювалася від $3,8 \text{ A}$ до 4 A (Рисунок 3.10).

Амплітуда пульсації струму дроселя $\Delta I_L = 0,2 \text{ A}$.



Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата

Рисунок 3.10 – Струм дроселя з $\Delta I_L = 0,2 \text{ A}$ з транзисторами AOD4S60 і КП709

Система управління ІППН змінює струм дроселя від 3,8 А до 4 А. В такому випадку виходить, що частота транзистора AOD4S60 дорівнює $\approx 132,503 \text{ Гц}$, а у транзистора КП709 $\approx 124,316 \text{ Гц}$. Отже, частота роботи ключа буде відрізнятися в 8,187 Гц. Зміна частоти відбувається, тому що в старому транзисторі, для збільшення часу включення і виключення збільшувалися ємності в Spice параметрах. Це впливає на те, що при перемиканні ключа, струм дроселя продовжує протікати в попередньому напрямі деяку кількість часу тому амплітуда пульсацій струму дроселя буде не 0,2 А, а трохи більше, тому і відбувається збільшення періоду. Зменшення амплітуди пульсацій струму призводить до більш великих змін частот що до один одного при різних транзисторах.

Далі показані осцилограми вихідної напруги ІППН з використанням двох транзисторів при $\Delta I_L = 0,2 \text{ A}$.

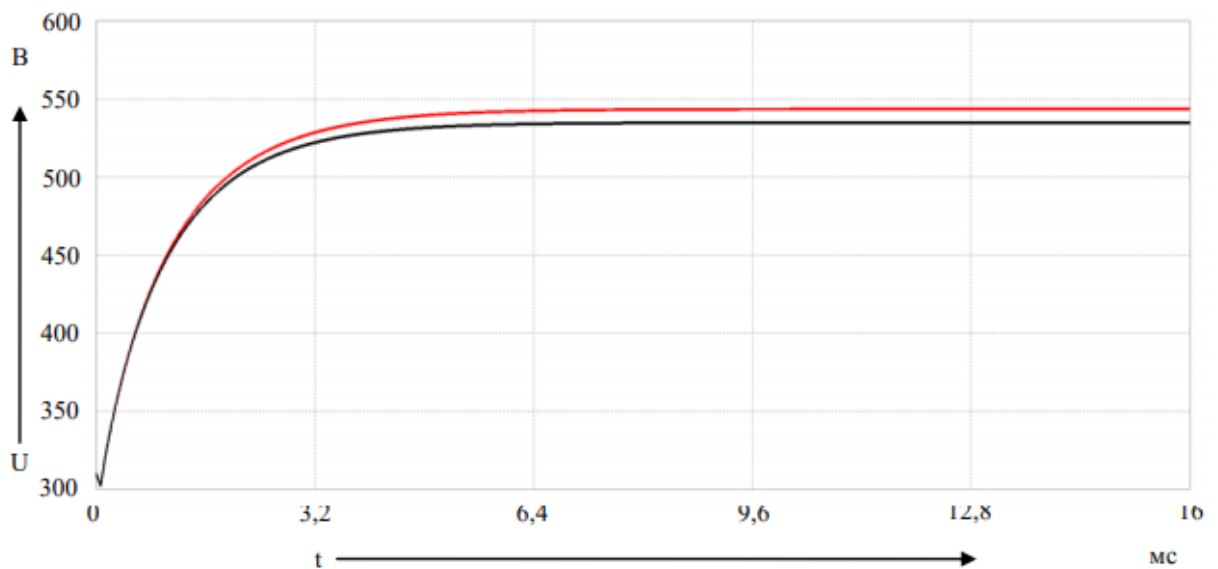


Рисунок 3.11 – Порівняння вихідних напруг ІППН з використанням старого і нового транзисторів при $\Delta I_L = 0,2 \text{ A}$

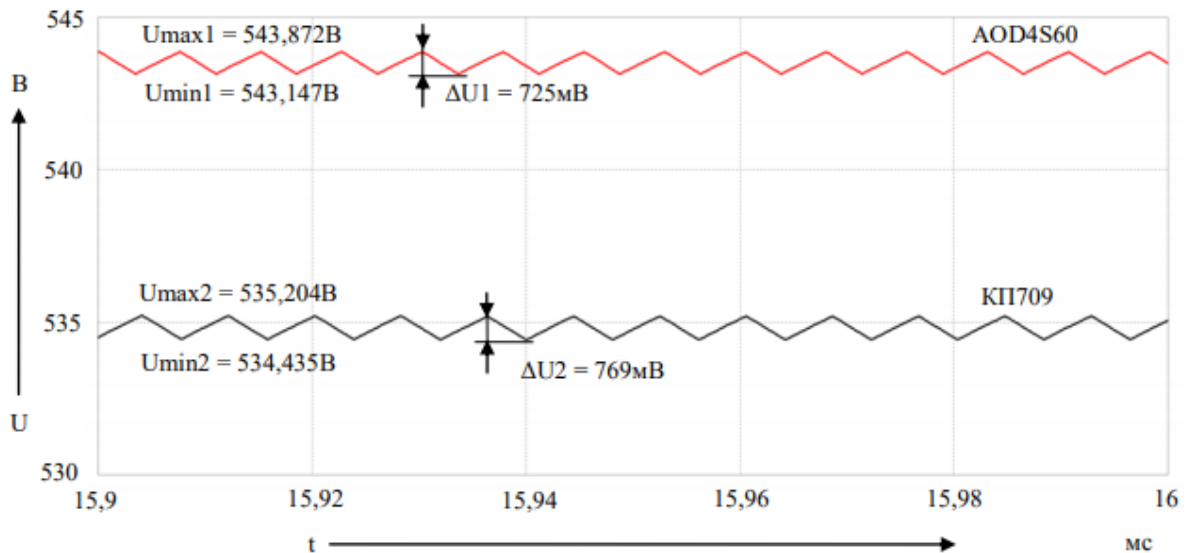


Рисунок 3.12 – Порівняння вихідних напруг ІППН в збільшеному масштабі

Так як дані частоти вище, ніж в п.2.3.1 і в п.2.3.2, то і амплітуда пульсацій вихідної напруги буде менша. Вихідні напруги також будуть більші, так як середній струм дроселя дорівнює 3,9 А, отже, більша енергія йде в навантаження. Якщо в схемі стоїть новий транзистор AOD4S60, вихідна напруга більша. Це пов'язано з тим, що час включення і час виключення транзистора КП709 більший, отже старий більше розсіює енергію в тепло.

Далі було порівняння розсіюється енергії на транзисторах показана на рисунку 3.13.

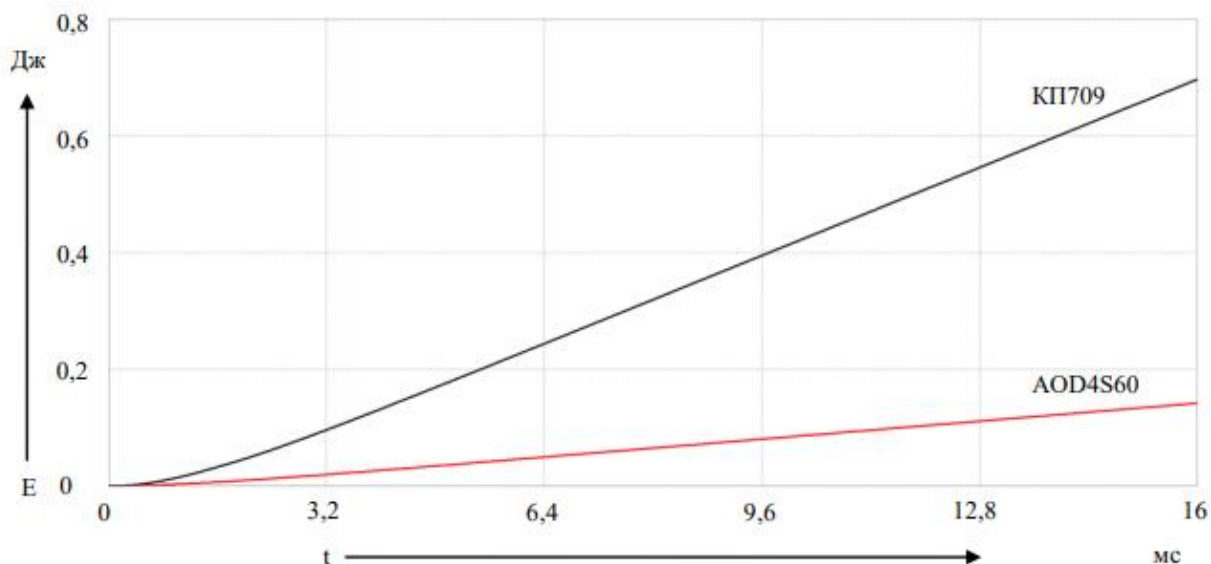


Рисунок 3.13 – Розсіювання енергії на транзисторах при $\Delta I_L = 0,2$ А

Як і в попередньому пункті, новий транзистор має досить швидким часом включення і виключення, що навіть при більшій частоті має менші втрати, в порівнянні зі старим, який працює на меншій частоті.

3.2 Порівняння діодів старого і нового зразка в роботі схеми імпульсного джерела живлення

В імпульсних джерелах живлення одним з важливих елементів крім напівпровідникового ключа є діод. Їх кількість в схемі може бути різною залежно від схеми джерела. Важливими параметрами діода є час розсіювання об'ємного заряду T_{rr} і динамічний опір R_d . Завданням даного пункту дипломного проекту довести, що діод старого зразка, у якого час розсіювання об'ємного заряду більш гірший ніж у транзистора нового зразка в ІППН.

Були знайдені діоди старого і нового зразка. Спільними параметрами даних діодів була зворотня напруга $U_{зв} = 600$ В і прямий $I_{пр} = 10$ А. З старого зразка був обраний імпульсний діод КД412В [29]. Даний діод був знайдений в довіднику 1994р [30], отже, можна стверджувати, що він був

винайдений не пізніше даного року. В якості нового зразка був обраний діод FR1007 взятий з документації 2013р [31].

Також був знайдений діод Шотткі STPSC1006D, який також відноситься до нового зразка, проте має ще більш кращий час розсіювання об'ємного заряду T_{rr} [32]. Розглядаючи діод КД412В, було визначено, що його $T_{rr} = 1500$ нс і $R_d = 0,05$ Ом. Діод FR1007 має $T_{rr} = 500$ нс і $R_d = 0,03$ Ом, а діод Шотткі STPSC1006D має $T_{rr} = 0$, так як у нього час мізерно малий і прийнято вважати за нуль і $R_d = 0,045$ Ом. У програмі Micro-cap була створена схема перевірки транзисторів на час включення і час спаду (рисунок 3.14).

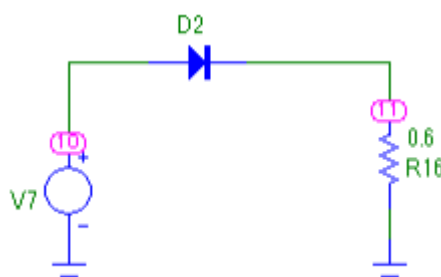


Рисунок 3.14 – Схема перевірки діодів на час T_{rr}

Генератор V7 видавав імпульси з періодом 6 мкс, скважність була 3 мкс. Виходячи з методички по MICRO-cap'у. Spice-параметр TT (Час переносу заряду) відповідає за час розсіювання об'ємного заряду T_{rr} . Далі змінювався параметр TT для перших двох діодів, щоб знайти параметр T_{rr} . Для діода Шотткі параметр TT дорівнює нулю. Результати показані на осцилограмах 85-86.

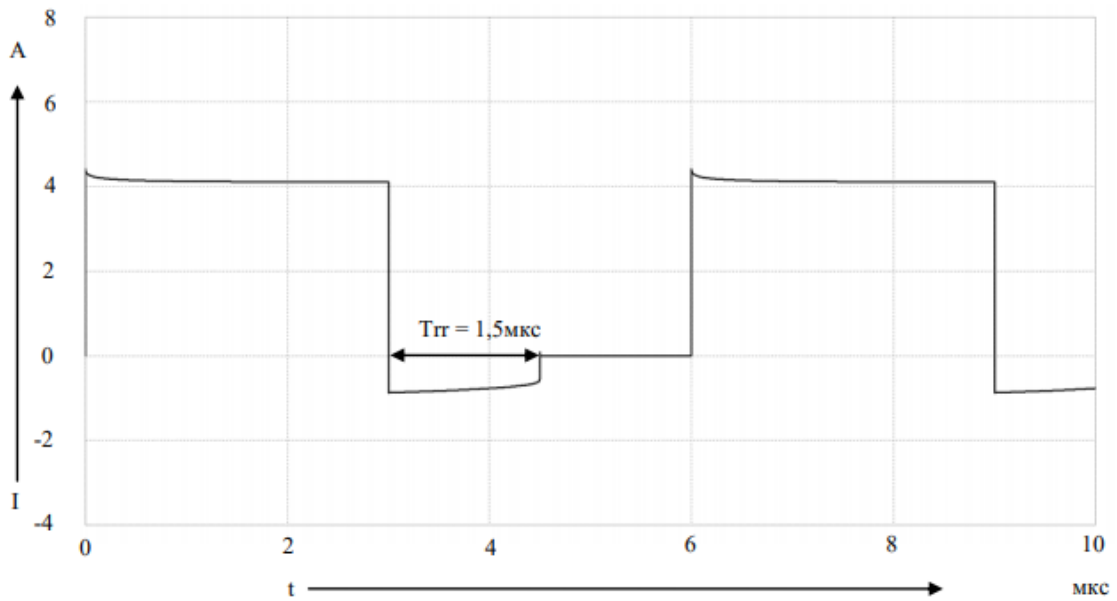


Рисунок 3.15 – Осцилограма струму діода КД412В

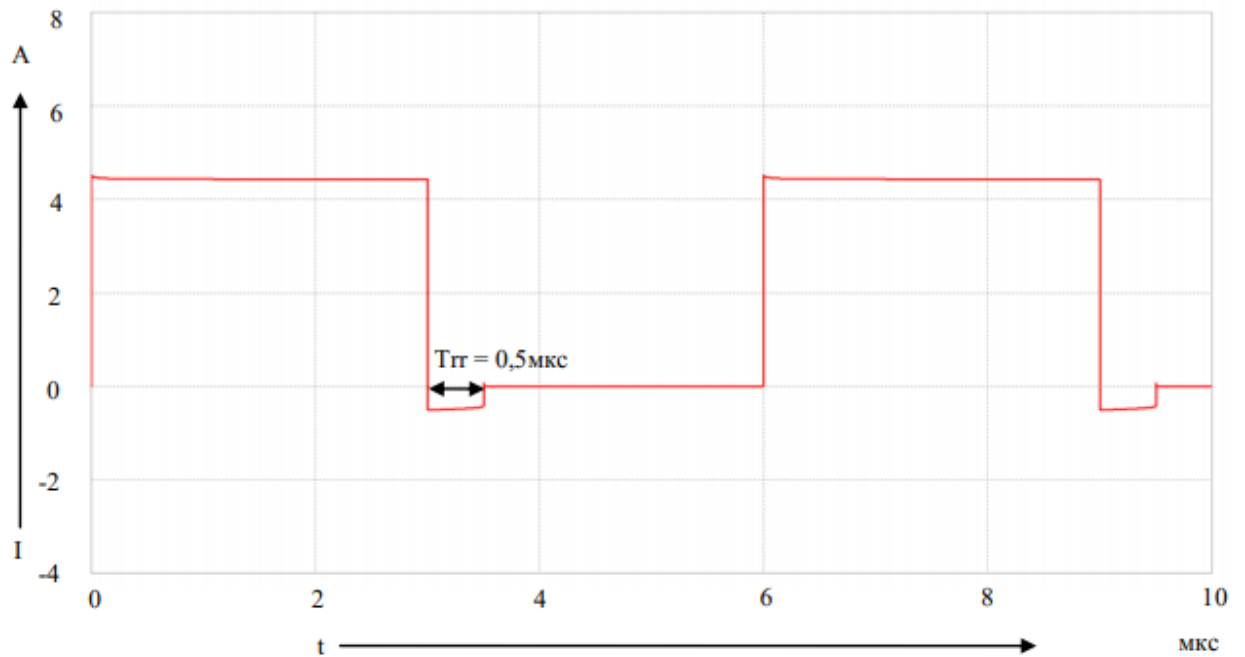


Рисунок 3.16 – Осцилограма струму діода FR1007

Для діода КД412В вийшов наступний параметр: $T_t = 0,815 \cdot 10^{-6}$ с, а для діода FR1007 вийшов параметр $T_t = 0,214 \cdot 10^{-6}$ с. Також за допомогою програми Model Editor, були знайдені параметри IS, RS, N, IKF, завдяки яким можна правильно знайти R_d [33].

3.2.1 Робота схеми при амплітуді струму дроселя рівній 0,5 А

Утворені параметри були вписані в Spice-параметри діода D1 в схему рисунок 3.1. Інші параметри були стандартними. Як і в пунктах п2.3.1 - п2.3.3 схема буде досліджуватися при різних амплітудних струмах дроселя ΔI_L . В даному пункті струм дроселя змінювався від 3,5 А до 4 А. На рисунку 3.17 показані струми дроселів при використанні різних діодів.

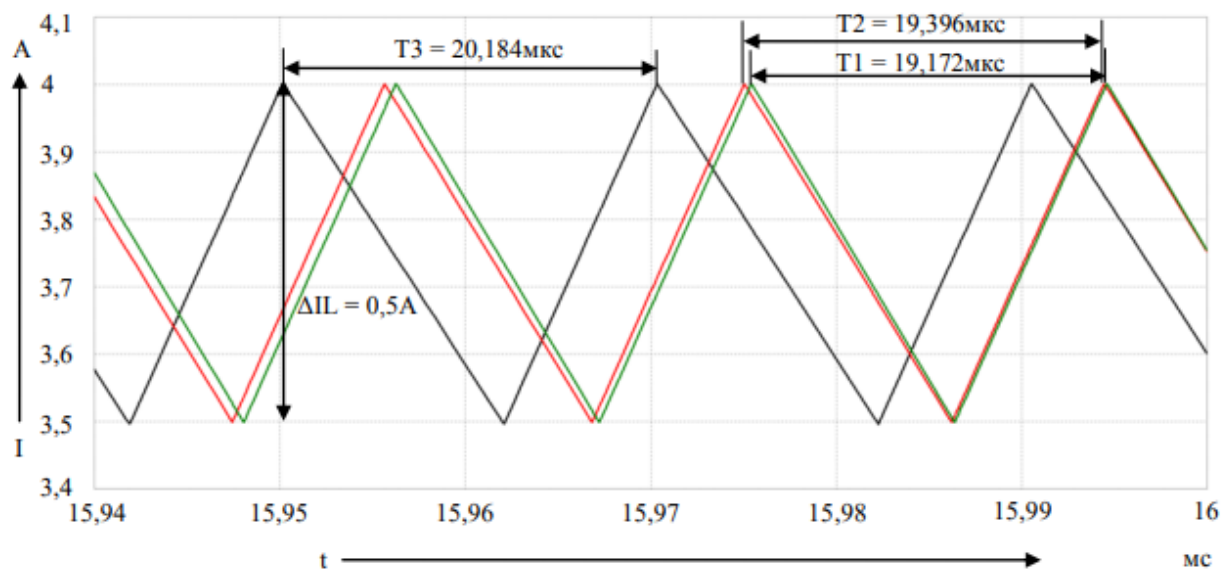
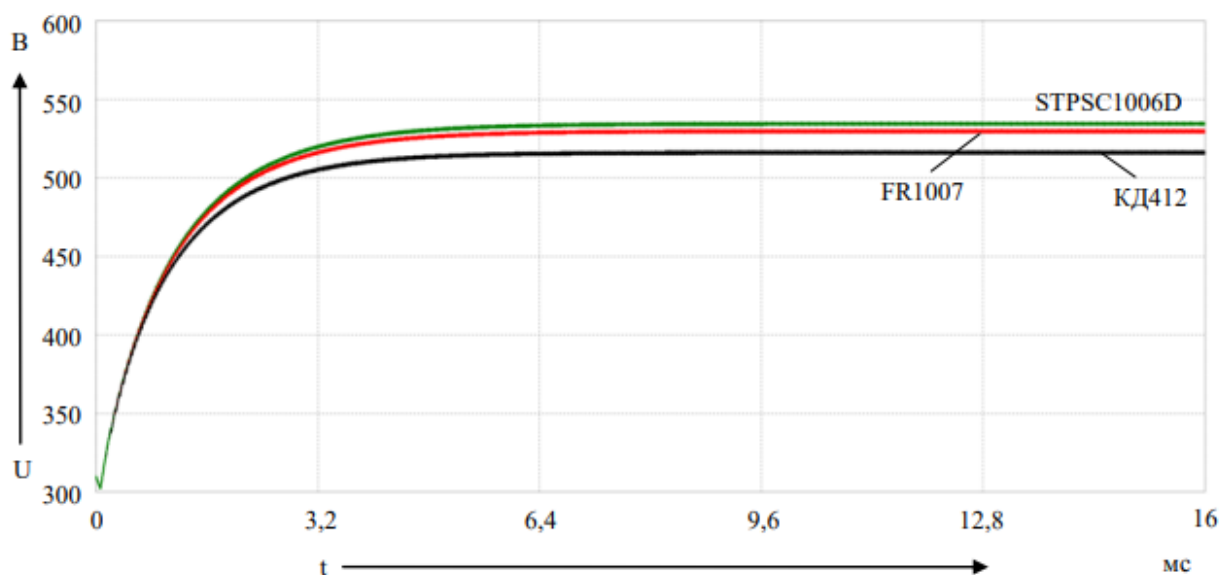


Рисунок 3.17 – Струм дроселя з $\Delta I_L = 0,5$ А з діодом КД412В в схемі

Виходячи з графіків, видно, що частота струму дроселя наступна: з старим діодом ≈ 49544 Гц, з новим діодом ≈ 51557 Гц, а з діодом Шоттки ≈ 52159 Гц. Далі показані осцилограми вихідної напруги ІППН з використанням трьох діодів при $\Delta I_L = 0,5$ А.



Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата

Рисунок 3.18 – Порівняння вихідних напруг ІППН з використанням всіх трьох діодів при $\Delta I_L = 0,5 \text{ A}$

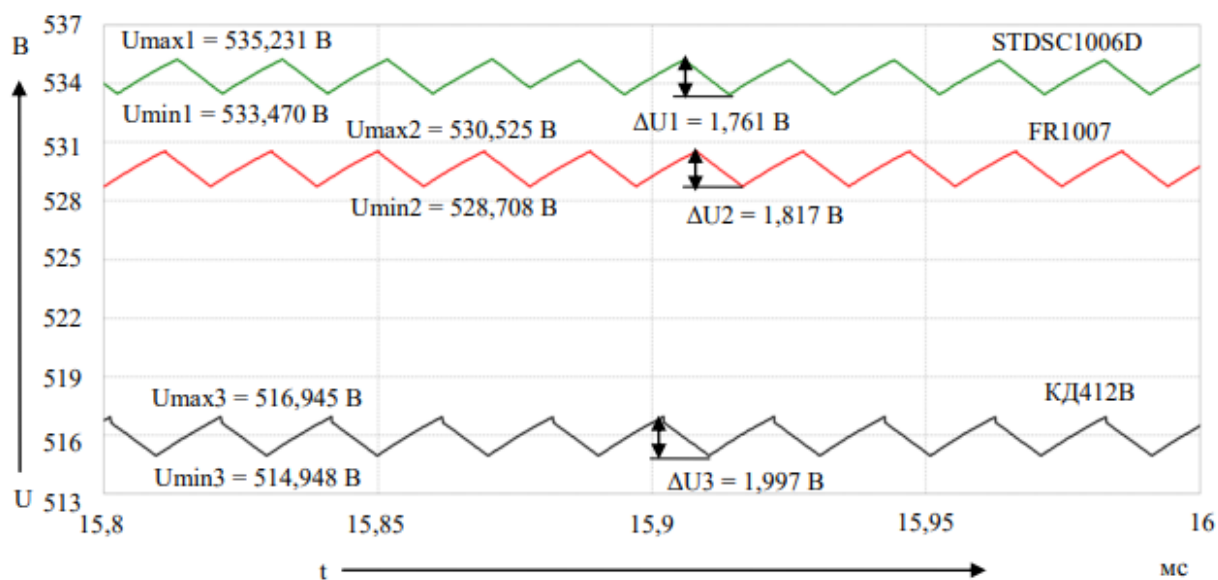


Рисунок 3.19 – Порівняння вихідних напруг ІППН з використанням всіх трьох діодів в збільшеному масштабі

При більш високих частотах роботи напівпровідникового ключа, вихідна напруга менша якщо використовувати старий діод. час циклу зменшився, отже, час відновлення замикаючих властивостей діода залишився попереднім у кожного діода, тому втрати також збільшуються, що безпосередньо позначиться на вихідній напрузі. Далі показана характеристика розсіювання енергії на діодах при амплітуді пульсацій струму дроселя рівній 0,5 А, яка підтверджує що втрати збільшилися на діодах, проте значно більше втрат у КД412В.

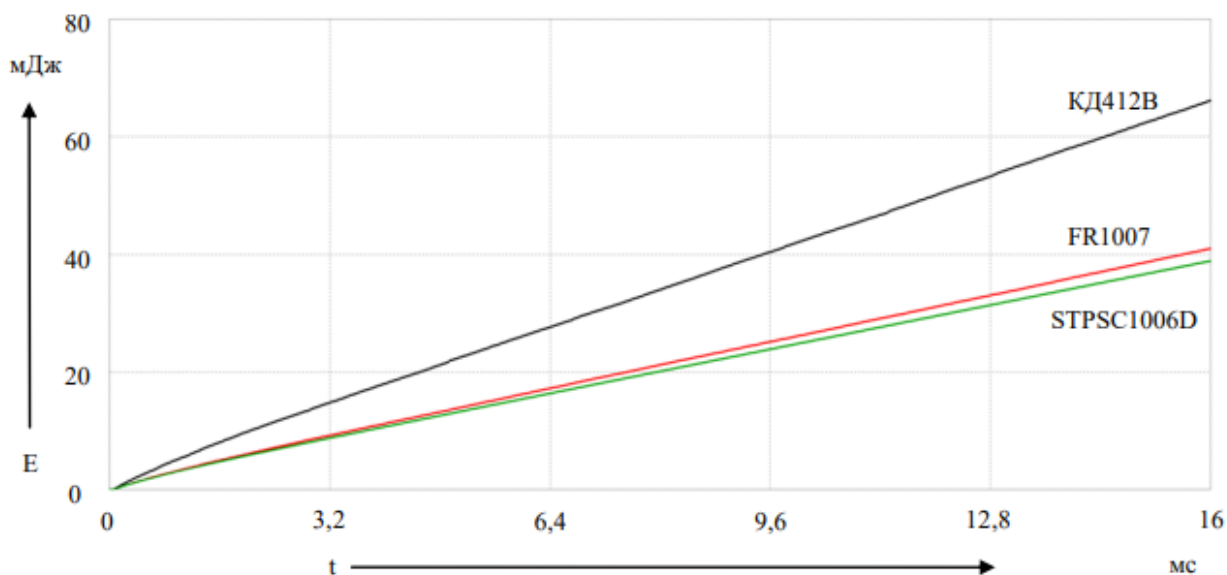


Рисунок 3.20 – Розсіювана енергія на діодах з $\Delta I_L = 0,5$ А

3.2.2 Робота схеми при амплітуді струму дроселя рівній 0,2 А

Далі показані струми дроселя при $\Delta I_L = 0,2$ А.

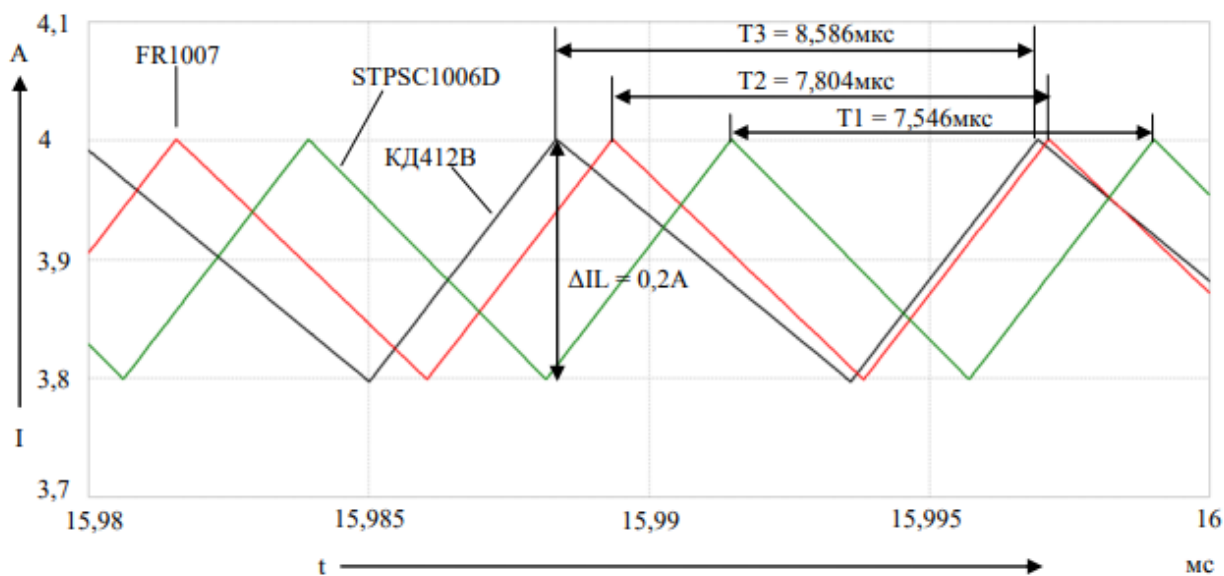


Рисунок 3.21 – Струм дроселя при $\Delta I_L = 0,2$ А з різними діодами

Виходячи з графіків, видно, що частота струму дроселя наступна: з старим діодом ≈ 116469 Гц, з новим діодом $\approx 128\ 139$ Гц, а з діодом Шоттки ≈ 132521 Гц. Далі показані осцилограми вихідної напруги ІППН з використанням трьох діодів при $\Delta I_L = 0,2$ А.

Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата

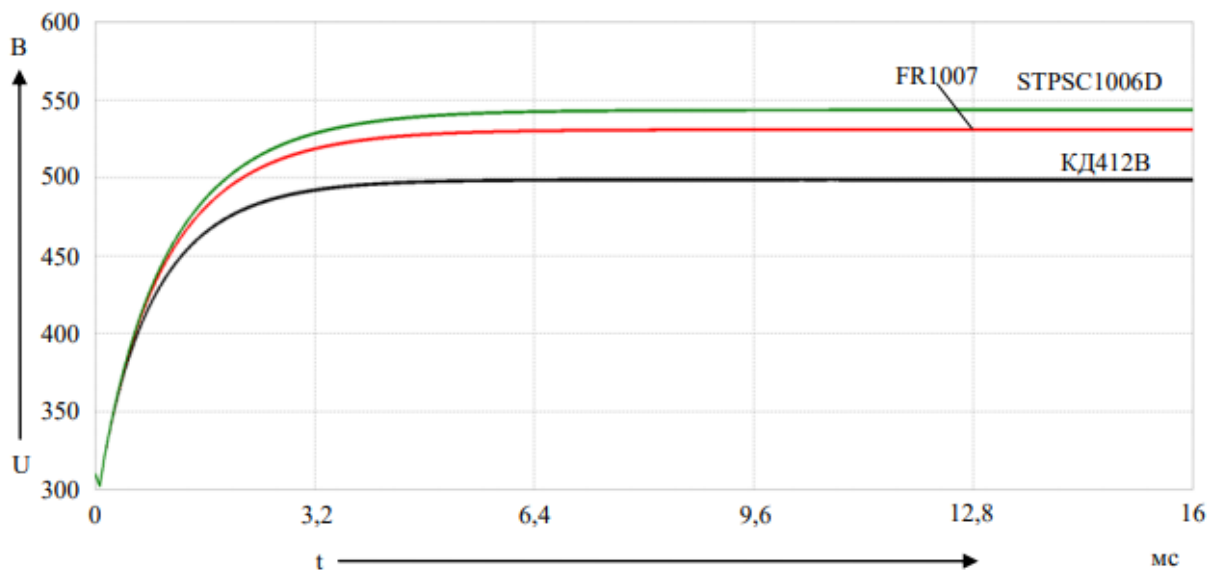


Рисунок 3.22 – Порівняння вихідних напруг ІППН з використанням всіх трьох діодів при $\Delta I_L = 0,2$ А

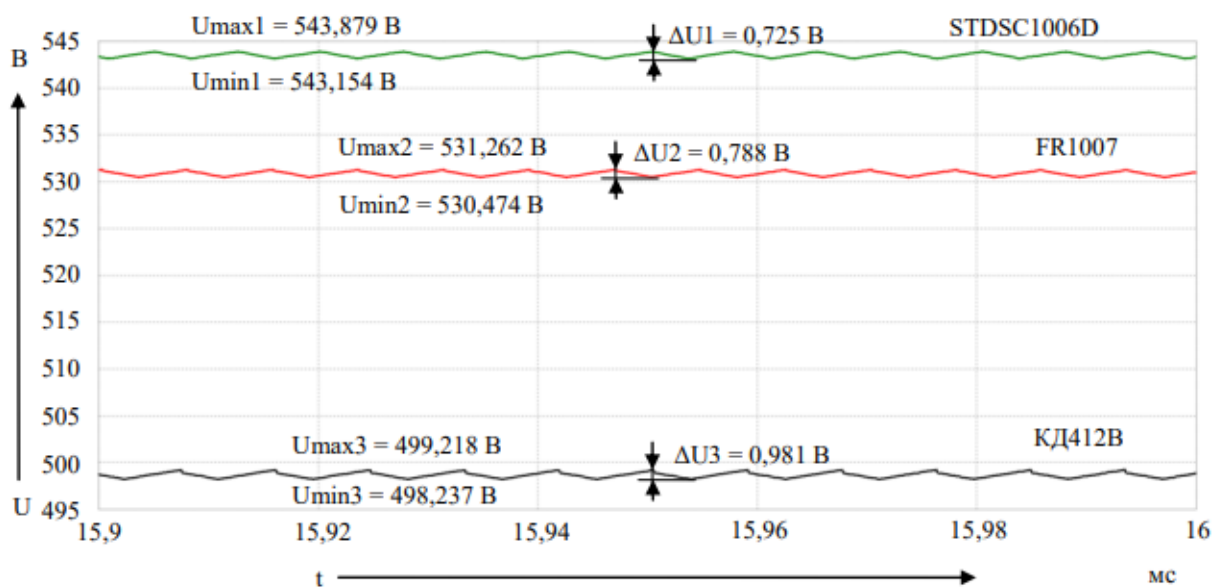


Рисунок 3.23 – Порівняння вихідних напруг ІППН з використанням всіх трьох діодів (збільшений масштаб)

При ще більш високих частотах роботи напівпровідникового ключа, вихідна напруга менша, як і в попередньому пункті, якщо використовувати старий діод. Час циклу став ще менший, а час відновлення замикаючих властивостей діода залишився попереднім у кожного діода, тому втрати також збільшуються, що безпосередньо позначиться на вихідній напрузі.

Далі показана характеристика розсіювання енергії на діодах при амплітуді пульсацій струму дроселя рівній 0,2 А.

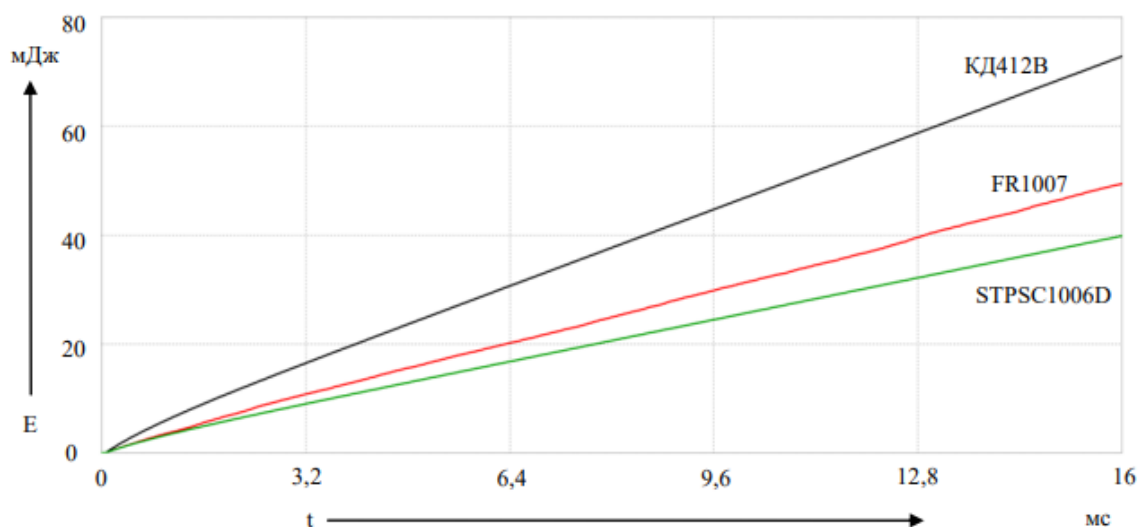


Рисунок 3.24 – Розсіювана енергія на діодах з $\Delta I_L = 0,2$ А

Як і в попередніх випадках, на більш високих частотах, що розсіювана енергія більша у старого діода, а у діода Шотткі найкращий показник.

3.3 Висновок до розділу

Виходячи з отриманих результатів можна зробити висновок, що при великій амплітуді струму дроселя буде досить мала частота роботи ключа. При такій частоті не має значення який саме буде стояти транзистор - старий або новий. Частота практично буде однаковою і різний час відкриття і закриття транзисторів слабо вплинуть на вихідну напругу і на розсіювання енергії на транзисторах.

При амплітудних пульсацій струму дроселя рівних 0,5 А і 0,2 А, частота роботи ключа значно зросте. Чим вона буде більша, чим більше буде розсіюватися енергії на елементі, так як період зменшується, а час включення і виключення транзисторів залишається попередньою. У

старого транзистора значення часу більше, отже, і втрати у нього теж будуть більші, що і позначиться на вихідній напрузі, яка буде меншою.

Виходячи з отриманих результатів, можна зробити висновок, що при великій амплітуді струму дроселя буде досить мала частота роботи ключа. При такій частоті практично не важливо, який саме буде стояти діод – старий, новий або діод Шоттки. Частота практично буде однакою і різний час відновлення діода слабо вплинуть на вихідну напругу ІППН і на розсіяну енергію на діодах. При амплітудах пульсацій струму дроселя рівних 0,5 А і 0,2 А, частота роботи ключа значно зросте. Чим вона буде більша, тим більше буде розсіюватися енергії на діодах, так як період зменшується, а час відновлення діода залишається незмінним. У старого діода даний час більший, отже, і втрати у нього теж будуть більші, що і позначиться на вихідній напрузі, яка буде менша.

					<i>КРБ 19 - 035.00.00.00 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		71

4. БЕЗПЕКА ЖИТТЄДІЯЛЬНОСТІ ТА ОСНОВИ ОХОРОНИ ПРАЦІ

Електробезпека – це система організаційних і технічних заходів, що забезпечують захист людей від небезпечної і шкідливої дії електричного струму, електричної дуги, електромагнітного поля, статичної електрики.

Основними заходами захисту від ураження електричним струмом є:

- забезпечення недоступності струмопровідних частин для випадкового дотику;
- застосування електроенергії з безпечними величинами напруги;
- усунення небезпеки ураження людей струмом у разі появи напруги на частинах конструкцій електроустаткування;
- застосування індивідуальних захисних засобів від ураження електричним струмом.

Недоступність струмопровідних частин для випадкового дотику досягається ізоляцією їх струмонепровідними матеріалами. Провідники електричного струму повинні мати робочу ізоляцію. Передбачено застосування в деяких випадках *додаткової, підсиленої чи лінійної ізоляції*.

Недоступність розташування струмопровідних частин досягається розміщенням їх на висоті, під підлогою чи приховано в стінах. Незахищені струмопровідні частини, до яких можливий дотик людей, надійно огороджують у всіх випадках, якщо напруга перевищує:

- 65 В – в приміщеннях без підвищеної небезпеки;
- 42 В – в приміщеннях з підвищеною небезпекою;
- 12 В – в приміщеннях особливо небезпечних.

					КРБ 19 - 035.00.00.00 ПЗ			
Змн.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата				
Розроб.		Михалок І.М.			БЕЗПЕКА ЖИТТЄДІЯЛЬНОСТІ ТА ОСНОВИ ОХОРОНИ ПРАЦІ	Літ.	Арк.	Акрушів
Керівник		Філюк Я.О.					71	80
Консульт.						ТНТУ, гр.ЕТс-41		
Н. Контр.		Вакуленко О.О.						
Затверд.		Тарасенко М.Г.						

У випадку напруги понад 250 В огорожують не тільки незахищені, але й ізольовані струмопровідні частини.

Застосування малих напруг – дуже ефективний захист від ураження електричним струмом. Для живлення кіл управління технологічним обладнанням, встановленим в особливо небезпечних приміщеннях і приміщеннях з підвищеною небезпекою; кіл управління пересувного устаткування і для живлення ручного інструменту використовують напругу не вище 42 В. На шафах і пультах управління обладнанням розміщують штепсельні розетки з напругою не вище 12 В для включення переносних світильників, які використовуються під час періодичних оглядів наявних в них важкодоступних місць.

Захисне заземлення, занулення і відключення – основні заходи захисту людей від ураження електричним струмом у разі появи напруги на частинах конструкцій електроустаткування.

4.1 Підвищення стійкості функціонування організації в надзвичайних ситуаціях

Стійкість роботи організації в надзвичайних ситуаціях - це її здатність випускати встановлені види продукції в заданих обсягах і номенклатурі, або точно виконувати свої функціональні обов'язки.

Підвищення стійкості роботи починається з організації та проведення дослідження стійкості роботи організації. Головна мета дослідження - виявлення слабких місць у роботі і вироблення комплексу заходів щодо їх усунення.

Дослідження включає три етапи:

- організаційний етап;
- оцінку стійкості роботи організації;
- розробку заходів щодо підвищення стійкості роботи організації.

					<i>КРБ 19 - 035.00.00.00 ПЗ</i>	Арк.
						73
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Оцінка стійкості роботи організації включає в себе оцінку:

- ймовірності виникнення зовнішніх і внутрішніх НС природного, техногенного, воєнного характеру та їх вплив на життєдіяльність організації;
- надійності системи захисту працівників організації від вражаючих факторів НС військового, техногенного та природного характеру;
- фізичної стійкості будівель, споруд, що забезпечують систем;
- стійкості матеріально-технічного постачання і виробничих зв'язків;
- стійкості системи управління, зв'язку та оповіщення;
- підготовленості організації до відновлення порушеної функції.

Заходи щодо підвищення стійкості роботи поділяють на: організаційні, інженерно-технічні та спеціальні.

Організаційні заходи включають в себе:

- прогнозування наслідків можливих надзвичайних ситуацій та розробку планів дій на мирний і воєнний час;
- підготовку керівного складу до роботи у надзвичайних ситуаціях;
- навчання працівників організації дотримання заходів безпеки і способам дій при виникненні надзвичайної ситуації;
- розробку інструкцій щодо зниження небезпеки виникнення аварійних ситуацій в організації, а також по безаварійної зупинки виробництва, локалізації аварій, ліквідації їх наслідків та організації відновлення порушеного виробництва;
- створення і організацію роботи комісії з підвищення стійкості роботи організації та чергово-диспетчерської служби організації;
- підготовку сил і засобів організації для проведення заходів з ліквідації наслідків аварійних ситуацій і відновлення виробничої діяльності;
- встановлення розмірів небезпечних зон навколо потенційно небезпечних об'єктів організації;

					КРБ 19 - 035.00.00.00 ПЗ	Арк.
						74
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

- підготовку до проведення евакуації працівників організації, населення, сільськогосподарських тварин з небезпечних зон;
- створення і підтримка в постійній готовності систем оповіщення та управління при надзвичайних ситуаціях та ін.

Інженерно-технічні заходи спрямовані на підвищення фізичної стійкості будівель, споруд, технологічного обладнання, інженерних комунікацій, а також на створення умов для швидкого проведення відновлювальних робіт, підвищення захищеності працівників, сільськогосподарських тварин, рослин і продуктів сільськогосподарського виробництва.

Спеціальні заходи спрямовані на створення умов для переведення роботи організації на аварійний режим і на забезпечення захисту працівників у надзвичайних ситуаціях і на швидку ліквідацію наслідків цих ситуацій.

4.2 Заходи з електробезпеки

До технічних засобів і заходів захисту від ураження електричним струмом належать:

- застосування малих напруг;
- ізоляція струмоведучих частин (робоча, додаткова, посилена, подвійна);
- забезпечення недосяжності неізольованих струмоведучих частин;
- захисне заземлення;
- занулення, захисне відключення;
- вирівнювання потенціалів;
- електричне розділення мереж;
- компенсація струмів замикання на землю;
- огорожувальні улаштування;

					<i>КРБ 19 - 035.00.00.00 ПЗ</i>	Арк.
						75
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

- попереджуюча сигналізація;
- блокування; знаки безпеки;
- засоби захисту і запобіжні пристосування та ін.

Мала напруга – це номінальна напруга, яка не перевищує 42 В і застосовується для зменшення небезпеки ураження електричним струмом. Нормативними документами передбачається у виробничих умовах застосовувати два значення малих напруг – 12 В і 42 В. У приміщеннях з підвищеною небезпекою і особливо небезпечних напруга для світильників місцевого, ремонтного освітлення і ручного інструменту не повинна перевищувати 42 В. Крім того, в особливо небезпечних приміщеннях, за несприятливих умов (наприклад, робота сидячи або лежачи на струмопровідній підлозі) для живлення ручних переносних ламп потрібна ще більш низька напруга –12 В.

4.3 Заходи протипожежної безпеки

В приміщеннях встановити наступний протипожежний режим, яким передбачено:

- порядок паління цигарок. Паління в будинках і приміщеннях заборонено. Для паління на територіях об'єктів обладнані спеціальні місця, які позначені знаками пожежної безпеки або написами - "Місце для паління" та об лаштовані урнами для недопалків. На території об'єктів заборонено застосування відкритого вогню (розігрівання замерзлих труб опалення, спалювання відходів виробництва, сміття, сухого листя, тощо);

- порядок користування електронагрівальними приладами. Приготування кип'ятку, розігрівання та приготування їжі здійснюється в спеціально обладнаних для цих цілей місцях із застосуванням електрочайників з автоматичними пристроями відключення електронагрівальних елементів;

					КРБ 19 - 035.00.00.00 ПЗ	Арк.
						76
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

- порядок роботи з електроприладами. Забороняється залишати без нагляду увімкнені в електромережу електроприлади та оргтехніку - персональні ЕОМ, оргтехніку, радіоприймачі, електронагрівальні прилади, вентилятори, кондиціонери;

- порядок виконання вогнебезпечних робіт. Проведення вогневих та інших пожеже небезпечних робіт (газоелектрозварювальних, газорізальних, розігрів бітумів та смоли) дозволяється проводити після підготовки місця проведення цих робіт, узгодження з інженером з пожежної безпеки та виконання усіх передбачених заходів з пожежної безпеки; перевірка робочих місць та приміщень у кінці робочого дня. Перед закінченням роботи та закриттям приміщень особа, відповідальна за протипожежний стан приміщення, (працівник) зобов'язана перевірити протипожежний стан приміщень, відключити напругу з усіх електроустановок та електроприладів (вимірювальних, електронно-обчислювальних, паяльників, кондиціонерів, вентиляторів, радіоприймачів, комп'ютерів тощо), а також з мереж їх живлення. Закрити вікна, квартирки. Виявлені порушення правил пожежної безпеки необхідно усунути до закриття приміщень.

Заходи пожежної безпеки в процесі роботи:

Дії персоналу в разі загрози винищення пожежі чи аварії. Правила вимкнення установок та агрегатів, порядок зняття напруги з електроустановок, виклику аварійної допомоги тощо.

Заходи пожежної безпеки, яких необхідно дотримуватися, приступаючи до роботи, у процесі роботи та після її закінчення з метою запобігання виникненню пожежі.

					<i>КРБ 19 - 035.00.00.00 ПЗ</i>	Арк.
						77
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ

Проведено огляд відомих схмотехнічних рішень кожного блоку імпульсного джерела живлення, а також порівнювалися їх параметри між собою. У підсумку, для дослідження було обрано діодний міст з С-фільтром, як найпоширеніше схмотехнічне рішення. В якості інверторів були обрані ІППН-1 і ІППН-2.

Схмотехнічні рішення що до поліпшення характеристик імпульсних джерел живлення є послідовний розряд конденсаторів у вхідному блоці. Дане рішення дозволяє зменшити пульсації вихідної напруги фільтра, що згладжується, при цьому загальна ємність фільтра залишається попередньою. Можна зробити і зворотній висновок, що при однаковій амплітуді пульсацій звичайного С-фільтра і фільтра з почерговим розрядом конденсатора у останнього буде менша загальна ємність. Ще одним схмотехнічним рішенням є відсутність фільтруючого конденсатора на вході. Дане рішення підходить тільки для потужних низькочастотних джерел живлення.

Аналіз елементної бази наводився що до блоку автогенератора. Аналізувалися діоди і польові транзистори старого і нового зразка. Так як ІПП працюють на високих частотах, то важливими параметрами транзисторів є час відкриття і закриття транзистора в схемах імпульсних джерел живлення, а у діода його час відновлення і динамічний опір. У старих зразків дані параметри більші і на високих частотах втрати будуть значно більші.

Моделювання роботи запропонованих схмотехнік проводилось для підтвердження вище сказаних рішень і аналізу. З допомогою програми Micro-cap було з'ясовано, що розряд конденсатора С1 з затримкою розряду

					КРБ 19 - 35.00.00.00 ПЗ			
Змн.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата	ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ	Літ.	Арк.	Акрушів
Розроб.		Михалок І.М.						
Керівник		Філюк Я.О.					77	80
Консульт.						ТНТУ, гр.ЕТс-41		
Н. Контр.		Вакулєнко О.О.						
Затверд.		Тарасенко М.Г.						

першого конденсатора має найкращі показники, порівняно з іншими схемотехнічними рішеннями почергового розряду конденсаторів. Також було доведено, що можна обійтися без фільтруючого конденсатора у вхідному блоці.

Важливо, щоб струм дроселя дорівнював нулю в момент часу, коли напруга після діодного моста теж дорівнює нулю інакше падіння вихідної напруги буде значно суттєвою. У програмі також була зібрана схема ІППН, яка дозволяється проводити аналіз елементної бази. Частота роботи напівпровідникового ключа залежить від амплітуди струму дроселя, за рахунок цього вийде провести більш точний аналіз елементної бази. За допомогою програми Model Editor були знайдені Spice параметри, які залежать за час відкриття і закриття транзистора, а у діода за його час відновлення і динамічний опір. При великій амплітуді струму дроселя, частота роботи ключа буде досить маленька і однакова при використанні будь-якого з обраних елементів, тому неважливо який саме транзистор або діод стоять в схемі.

З зменшенням амплітуди струму дроселя, збільшується частота роботи ключа, однак при використанні нових елементів в схемі, частота значно збільшиться, що позитивно впливає на параметри дроселя і конденсатора. Також зі збільшенням частоти значно збільшиться втрати у старих елементів, так як зменшується час циклу роботи ключа. Тому набагато краще використовувати більш нові діоди і транзистори в схемах імпульсних джерел живлення.

					<i>КРБ 19 - 035.00.00.00 ПЗ</i>	Арк.
						79
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Види і типи блоків живлення, параметри і характеристики блоку живлення [Електронний ресурс] URL: https://eltechbook.ru/blok_pitanija.html (дата звернення 10.05.2021)
2. Імпульсні джерела живлення, теорія і прості схеми [Електронний ресурс] URL: <http://radiostorage.net/3806-impulsnye-istochniki-pitaniya-teoriya-i-prostye-skhemu.html> (дата звернення 10.05.2021)
3. Фільтруючі фільтри [Електронний ресурс] URL: <http://schem.net/pitanie/5-183.php> (дата звернення 10.05.2021)
4. Однополуперіодний випрямляч [Електронний ресурс] URL: <https://kipiavr.ru/pribori/odnopoluperiodniy-vipryamitel.html> (дата звернення 10.05.2021)
5. Двухполуперіодний випрямляч [Електронний ресурс] URL: <https://kipiavr.ru/pribori/dvuhpoluperiodniy-vipryamitel.html> (дата звернення 10.06.2021)
6. Мостовий випрямляч [Електронний ресурс] URL: <https://kipiavr.ru/pribori/mostovoy-vipryamitel.html> (дата звернення 10.06.2021)
7. Помножувач напруги [Електронний ресурс] URL: <https://kipiavr.ru/pribori/umnozhitel-napryajenia.html> (дата звернення 10.06.2021)
8. Згладжувальні фільтри 1. Призначення, характеристики і види фільтрів [Електронний ресурс] URL: <https://studfiles.net/preview/2393411/> (дата звернення 10.06.2021)

					<i>КРБ 19 - 035.00.00.00 ПЗ</i>			
Змн.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата	ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ	Літ.	Арк.	Акрушів
Розроб.		Михалок І.М.					79	80
Керівник		Філюк Я.О.						
Консулт.								
Н. Контр.		Вакуленко О.О.						
Затверд.		Тарасенко М.Г.				<i>ТНТУ, ар.ЕТс-41</i>		

9. Активні згладжуючі фільтри [Електронний ресурс] URL: http://oplib.ru/elektronika/view/1236090_aktivnye_sglazhivayuschie_fil_try (дата звернення 10.06.2021)
10. Згладжувальні фільтри [Електронний ресурс] URL: <https://studfiles.net/preview/2933368/page:6/> (дата звернення 10.06.2021)
11. Індуктивно-ємнісні фільтри [Електронний ресурс] URL: <https://studfiles.net/preview/2393411/page:3/> (дата звернення 10.06.2021)
12. Buck converters [Електронний ресурс] URL: <http://www.learnabout-electronics.org/PSU/psu31.php> (дата звернення 10.06.2021)
13. Boost converters [Електронний ресурс] URL: <http://www.learnabout-electronics.org/PSU/psu32.php> (дата звернення 10.06.2021)
14. Інвертуючий імпульсний перетворювач напруги, джерела живлення. Переваги, недоліки, застосування. Принцип роботи. Приклади схем. [Електронний ресурс] URL: <https://gyrator.ru/power-invertiruyuschii> (дата звернення 10.06.2021)
15. Основи силової електроніки / Зінов'єв Г.С. - Новосибірськ: НГТУ, 2000. Ч.2.-197 с.
16. Single-ended primary-inductor converter [Електронний ресурс] URL: https://en.wikipedia.org/wiki/Single-ended_primary-inductor_converter (дата звернення 11.05.2021)
17. Розробка імпульсного перетворювача напруги з топологією SEPIC [Електронний ресурс] URL: https://www.kit-e.ru/articles/powersource/2006_9_126.php (дата звернення 11.05.2021)
18. Промислова електроніка. / Забродін Ю.С. - М: Вища школа, 1982.-496с.
19. Джерела живлення / Москат Е.А. - К .: "МК-Пресс", СПб .: "корона ВЕК", 2011. -208 с.

					<i>КРБ 19 - 035.00.00.00 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		81