

Харківський національний університет радіоелектроніки

Факультет Інформаційних радіотехнологій і технічного захисту інформації

Кафедра Радіотехнологій інформаційно-комунікаційних систем

Рівень вищої освіти другий (магістерський)

Спеціальність 172 Телекомунікації та радіотехніка

(код і повна назва)

Освітня програма Інформаційні радіотехнології

(повна назва)

ЗАТВЕРДЖУЮ:

Зав. кафедри _____

(підпис)

«____» _____ 2024 р.

ЗАВДАННЯ

НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ

студентові Леонова Владислава Олегівна

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи Пристрій живлення потужного імпульсного лазера

затверджена наказом університету від 20.10.2023 р. № 1221Ст

2. Термін подання студентом роботи до екзаменаційної комісії 8 січня 2024 р.

3. Вихідні дані до роботи:

літературні джерела та електронні ресурси за темою кваліфікаційної роботи

4. Перелік питань, що потрібно опрацювати в роботі:

перелічити назви всіх розділів роботи від вступу до додатків (див. зміст)

Вступ. 1 ОГЛЯД ЛІТЕРАТУРНИХ ДЖЕРЕЛ ЗА ТЕМОЮ РОБОТИ 2 ВИБІР І ОБГРУНТУ-
ВАННЯ СТРУКТУРНОЇ СХЕМИ ПРИСТРОЮ 3. ВИБІР СХЕМИ І РОЗРАХУНКИ ПЕРЕТ-
ВОРЮВАЧА 4. МОДЕЛЮВАННЯ ВДЕЖ Висновки. Перелік джерел посилання.

5. Перелік графічного матеріалу із зазначенням креслеників, схем, плакатів, комп'ютерних ілюстрацій (п.5 включається до завдання за рішенням випускової кафедри) _____

Комп'ютерна презентація

6. Консультанти розділів роботи (п.6 включається до завдання за наявності консультантів згідно з наказом, зазначеним у п.1)

Найменування розділу	Консультант (посада, прізвище, ім'я, по батькові)	Позначка консультанта про виконання розділу	
		підпис	дата
Основна частина			

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№	Назва етапів роботи	Терміни виконання етапів роботи	Примітка
1	Огляд літературних джерел за темою роботи	21.10.23- 29.10.2023	вик.
2	вибір і обґрунтування структурної схеми пристрою	30.10.2023-10.11.2023	вик.
3	вибір схеми і розрахунки перетворювача	11.11.2023-20.11.2023	вик.
4	моделювання ВДЕЖ	21.11.2023-15.12.2023	вик.
5	Оформлення пояснювальної записки	16.12.2023-07.01.2024	вик.
6	Представлення роботи на кафедрі	8.01.2024	вик.

Дата видачі завдання 20 жовтня 2023 р.

Студент _____ (підпис) Леонова В.О. (прізвище, ініціали)

Керівник роботи _____ (підпис) к.т.н.доц.Зарудний О.А (посада, прізвище, ініціали)

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка кваліфікаційної роботи магістра містить 66 сторінок тексту, 30 рисунків, 12 джерел посилання, 2 додатки.

ПЕРЕТВОРЮВАЧ. НАПРУГА. ЖИВЛЕННЯ. МОДУЛЯЦІЯ. МОДЕЛЮВАННЯ.

Мета роботи - аналіз можливих варіантів побудови високовольтних ДЕЖ для потужного імпульсного лазера, що використовується у передавачі лідару, а також обґрунтування такого варіанту ВДЕЖ, який би забезпечував високі масогабаритні показники та ККД.

У роботі вирішувались наступні завдання: огляд існуючих методів отримання високої напруги; аналіз можливості застосування високоефективних інверторних схем; обґрунтування структурної схеми ВДЕЖ.

ABSTRACT

The explanatory note of the master's thesis contains 66 pages of text, 30 figures, 12 reference sources.

Keywords: TRANSFORMER. HIGH-VOLTAGE. FEEDING. MODULATION. MODELING.

The purpose of the work is to analyze the possible options for the construction of high-voltage electronic devices for a powerful pulsed laser used in the lidar transmitter, as well as the justification of such an electronic device variant that would provide high mass-dimensional indicators and efficiency.

The following tasks were solved in the work: review of current methods of obtaining high voltage; analysis of the possibility of implementing highly efficient inverter circuits; substantiation of the structural scheme of VDEZH.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧОК, СИМВОЛІВ, ОДИНИЦЬ І СКОРОЧЕНЬ..	6
ВСТУП.....	7
1 ОГЛЯД ЛІТЕРАТУРНИХ ДЖЕРЕЛ ЗА ТЕМОЮ РОБОТИ.....	8
1.1 Способи отримання високої напруги постійного струму.....	8
1.1.1 Високовольтні трансформаторно-випрямні модулі з трансформацією напруги до рівня вихідної напруги з подальшим випрямленням	9
1.1.2 Високовольтні трансформаторно-випрямні модулі з множенням напруги	11
1.1.3 Високовольтні трансформаторно-випрямні модулі з підсумовуванням вихідної напруги.....	17
1.2 Схемотехнічні рішення імпульсних перетворювачів напруги.....	19
2 ВИБІР І ОБГРУНТУВАННЯ СТРУКТУРНОЇ СХЕМИ ПРИСТРОЮ.....	26
3 ВИБІР СХЕМИ І РОЗРАХУНКИ ПЕРЕТВОРЮВАЧА	30
3.1 Обґрунтування вибору схеми перетворювача	30
3.2 Розрахунки резонансного перетворювача.....	32
3.2.1 Порядок розрахунків	33
4 МОДЕЛЮВАННЯ ВДЕЖ	40
4.1 Опис програми моделювання LTSpice	40
4.2 Моделювання резонансного перетворювача	42
4.3 Результати моделювання перетворювачів та їх аналіз	49
4.4 Моделювання ВДЕЖ.....	50
ВИСНОВКИ.....	54
ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ.....	56
Додаток А – КОПІЇ ПРЕЗЕНТАЦІЇ	57

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, СИМВОЛІВ, ОДИНИЦЬ,
СКОРОЧЕНЬ І ТЕРМІНІВ

ККД – коефіцієнт корисної дії

ДЕЖ – джерело електроживлення

ВДЕЖ – високовольтне джерело електроживлення живлення

ВТВМ – високовольтний трансформаторно-випрямний модуль

ПН – помножувач напруги

РЕА – радіоелектронна апаратура

ШМ – широтно-імпульсна модуляція

ЧМ – частотно-імпульсна модуляція

ЕРС – електрорушійна сила

РФС – коректор коефіцієнту потужності

ВСТУП

Сучасний етап розвитку радіоелектронної апаратури (РЕА) характеризується тим, що поряд з підвищенням надійності та рівня автоматизації, а також скороченням вартості та термінів проектування зросли вимоги до енергоемності систем РЕА, що також включає скорочення її обсягу і маси (масогабаритних параметрів).

Оскільки РЕА потребує одного або кількох джерел живлення, то значно зросли вимоги до засобів вторинного електроживлення, які є невід'ємною частиною функціональної апаратури не тільки радіоелектронних блоків, а й систем. У той же час при розробці тієї чи іншої радіоапаратури розробляється своє джерело живлення, тому дослідження питання вибору джерел живлення для радіоелектронної апаратури є актуальним.

Високовольтні джерела електроживлення (ВДЕЖ) з підвищеним і високим рівнями вхідної напруги останнім часом вивчалися не надто достатньо, хоча в деяких типах РЕА (електронно-оптичні перетворювачі, передавальні пристрої, пристрої відображення інформації, приймальні пристрої) необхідне використання ВДЕЖ з рівнем вихідної напруги, рівним від 1 до 100 кВ; до того ж, вони повинні працювати як у режимі з постійною, так і з імпульсною вихідною напругою.

Метою кваліфікаційної магістерської роботи є і аналіз можливих варіантів побудови високовольтних ДЕЖ для потужного імпульсного лазера, що використовується у передавачі лідару, а також обґрунтування такого варіанту ВДЕЖ, який би забезпечував високі масогабаритні показники та ККД. У зв'язку з цим в роботі вирішувались наступні завдання:

- огляд існуючих методів отримання високої напруги;
- аналіз можливості застосування високоефективних інверторних схем;
- обґрунтування структурної схеми ВДЕЖ.

1 ОГЛЯД ЛІТЕРАТУРНИХ ДЖЕРЕЛ ЗА ТЕМОЮ РОБОТИ

1.1 Способи отримання високої напруги постійного струму

Сучасні вимоги до джерел електроживлення змушують шукати шляхи підвищення ефективності, надійності, зниження маси та габаритів. У першу чергу це стосується високовольтних вторинних джерел живлення (ВДЕЖ) потужних імпульсних лазерів з ємнісним накопичувачем енергії, які залишаються важливою ланкою у складі лазерів, що здебільшого пріоритетно впливають на зазначені параметри.

У високовольтних джерелах електроживлення для отримання високих рівнів вихідної напруги використовуються схеми перетворення низької напруги змінного струму на високий рівень напруги постійного струму. Ці функції виконує високовольтний трансформаторно-випрямний модуль (ВТВМ), що включає високовольтний трансформатор, високовольтний випрямляч, фільтр і діодник напруги зворотного зв'язку в стабілізованих ВДЕЖ.

Високовольтні трансформаторно-випрямні модулі розрізняються між собою за принципом дії, рівнем напруги та потужності, робочої частоти та використуваної ізоляції. За способом отримання високої напруги ВТВМ можна класифікувати наступним чином:

- з трансформацією напруги рівня вихідної напруги з наступним випрямленням, причому трансформація може бути здійснена за допомогою електромагнітного (у тому числі резонансного) або п'єзоелектричного трансформатора;
- з множенням напруги за допомогою каскадних помножувачів з ємнісним зв'язком;
- з підсумовуванням вихідної напруги, отриманої на виході гальванічно розв'язаних випрямних вузлів.

Масогабаритні характеристики ВТВМ істотно впливають на характеристики ВДЕЖ, оскільки крім перетворення напруги ВТВМ повинен забезпечити електричну ізоляцію високовольтних і низьковольтних кіл. Залежно від значення вихідної напруги та вихідної потужності ВТВМ займають від 30 до 60% ма-

си та обсягу високовольтних ІЕП. Крім того, вибір схеми ВТВМ значною мірою визначає такі вихідні параметри ВДЕЖ, як ККД, вихідний опір, пульсації вихідної напруги.

1.1.1 Високовольтні трансформаторно-випрямні модулі з трансформацією напруги до рівня вихідної напруги з подальшим випрямленням

ВТВМ з трансформацією напруги до рівня вихідної напруги з наступним випрямленням набули найбільшого поширення при розробці високовольтних ВДЕЖ середньої та високої вихідних потужностей. На рис. 1.1 зображено схему ВТВМ з трансформацією напруги до рівня вихідного.

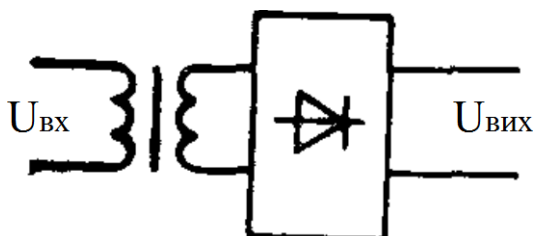


Рисунок 1.1 – Схема високовольтного трансформаторно-випрямного модуля з трансформацією напруги до рівня вихідного

У разі низької частоти вхідної напруги така побудова ВТВМ доцільна, так як об'єм і маса ізоляції виявляються меншими за об'єм і масу сталі і міді і мало впливають на оптимізацію параметрів трансформатора.

При переході на підвищені частоти перетворення необхідний об'єм магнітопроводу та міді трансформатора різко скорочуються, проте об'єм і маса ізоляції залишаються незмінними, Що не дозволяє суттєво зменшити розміри магнітопроводу. Таким чином, підвищення частоти перетворення при великих коефіцієнтах трансформації високовольтного трансформатора не призводить до бажаного зменшення його габаритних розмірів. У той же час втрати у міді та сталі з підвищенням частоти зростають.

Крім того, власна ємність вихідної обмотки C_0 у високовольтному трансформаторі становить 18...250 пФ і залежить від числа витків, діаметра дроту і

розмірів котушки [1]. Середнє значення струму, необхідного для заряду власної ємності вторинної обмотки до необхідної напруги за певний час, дорівнює [1]:

$$I_{\text{cp}} = 4UU_1CC_0\left(\frac{W_2}{W_1}\right)^2 ff,$$

де UU_1 – напруга на первинній обмотці;

$\frac{W_2}{W_1}$ – коефіцієнт трансформації;

ff – частота вхідного струму.

У таблиці 1.1 наведено середні значення струму заряду ємності C_0 , які обчислені за формулою 1.1 для різних значень частоти і коефіцієнта трансформації при $C_0=100$ пФ і $U_1 = 100$ В. З таблиці видно, що при великих коефіцієнтах трансформації та підвищених частотах цей струм заряду досягає неприпустимо великих значень.

Таблиця 1.1 – Середні значення струму заряду ємності C_0 при різних значеннях частоти та коефіцієнта трансформації [1]

Частота вхідного струму, кГц	Середнє значення струму заряду I_{cp} , А, для різних значень коефіцієнту трансформації k_T				
	10	20	40	50	100
0,4	0,0016	0,0064	0,0256	0,1024	0,16
1	0,004	0,016	0,064	0,256	0,4
5	0,02	0,08	0,32	1,28	2,0
10	0,04	0,16	0,64	2,56	4,0
20	0,08	0,32	1,28	3,12	8,0
50	0,2	0,8	3,2	18,8	20,0

Високовольтні трансформаторно-випрямні модулі розглянутого типу можна рекомендувати для застосування у ВДЕЖ різної потужності і при різних вихідних напругах при частоті вхідного струму до 400 Гц. При частотах до 5 кГц вони можуть знайти застосування у ВДЕЖ середньої і великої потужності, а при малих вихідних потужностях – у ВДЕЖ з коефіцієнтом трансформації не більше 40. При частотах від 5 до 20 кГц дані ВТВМ можна рекомендувати до

застосування при коефіцієнті трансформації трохи більше 20, а за високих частотах - при коефіцієнті трансформації трохи більше 10 [2].

1.1.2 Високовольтні трансформаторно-випрямні модулі з множенням напруги

У ВТВМ з множенням напруги трансформатор використовується як проміжна ланка і виконує функцію попереднього підвищення напруги. Ця напруга вибирається в залежності від частоти вхідного струму і коефіцієнту трансформації. При цьому домагаються того, щоб струм, зумовлений зарядом власної ємності, не суттєво впливав на ККД високовольтного трансформаторно-випрямного модуля. Подальше перетворення рівня напруги виробляють діодно-ємнісними помножувачами напруги.

Аналіз літературних джерел дає кілька класифікацій схем множення напруги [1,3]. Розрізняють такі схеми: асиметричні та симетричні, однонапівперіодні та двонапівперіодні, однофазні та трифазні. На рис.1.2 наведено варіант несиметричної однофазної схеми помножувача напруги першого роду.

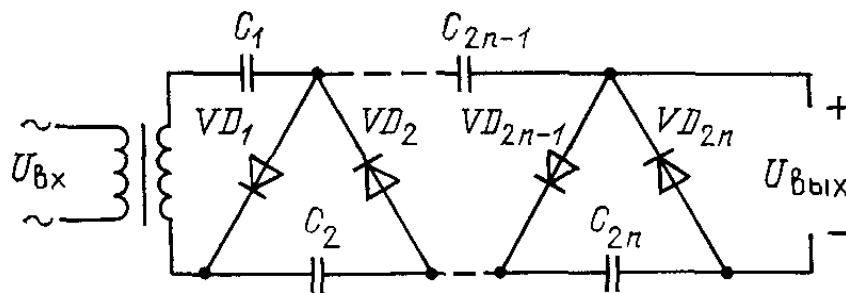


Рисунок 1.2 – Несиметрична однофазна схема помножувача напруги першого роду

На рисунку 1.3 наведено варіант несиметричної однофазної схеми помножувача напруги другого роду. Особливістю цієї схеми є зростання напруги на конденсаторі та зменшення ємності із збільшенням його порядкового номеру.

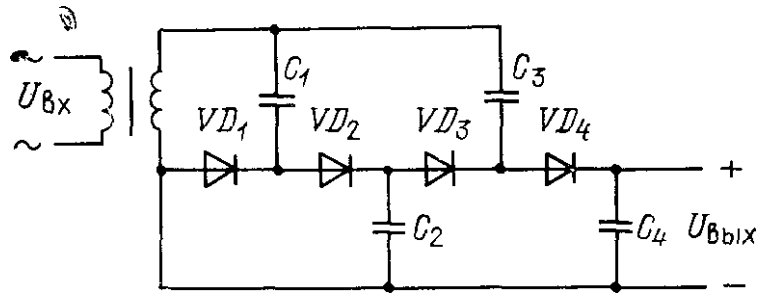


Рисунок 1.3 – Несиметрична однофазна схема помножувача напруги другого роду

Дані схеми містять чотири каскадів множення (коефіцієнт множення чотири). Обидві схеми містять по чотири послідовно включених діодів, які шунтують вихідні виводи за змінним струмом, і по чотири конденсатори, які об'єднані в дві конденсаторні колони - підзарядну (непарну) і вихідну розрядну (парну). Поперемінно в різні напівперіоди вхідної напруги ці колони заряджають одна одну.

У схемі на рис.1.2 напруга на першому конденсаторі дорівнює U_1 , але в інших $2U_1$. У схемі на рис. 1.3 напруга на конденсаторах дорівнює kU_1 , де k - порядковий номер конденсатора.

Кращі характеристики має несиметрична однофазна двополуперіодна мостова схема множення містить n мостових випрямлячів з вихідними розрядними конденсаторами, з'єднаними по входу послідовно (рис.1.4).

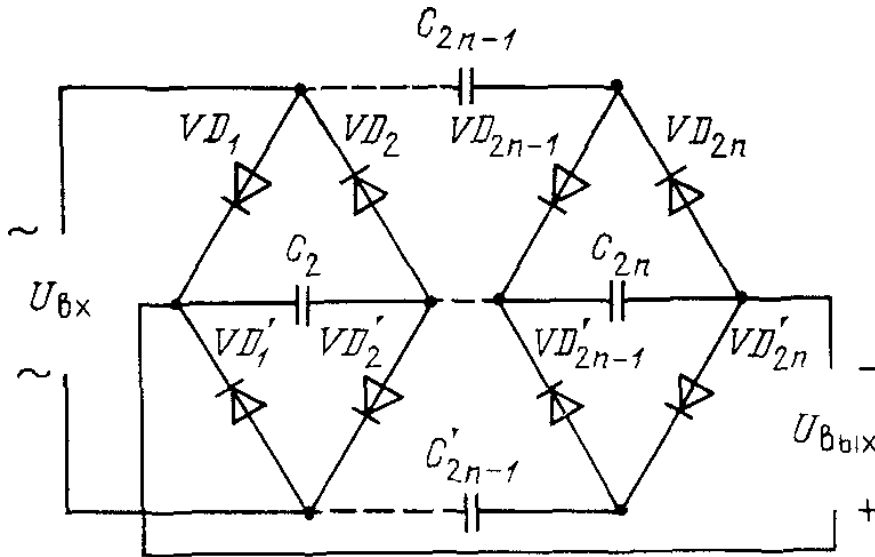


Рисунок 1.4 – Однофазна двополуперіодна мостова схема множення

Діагональ змінного струму першого випрямляча підключена безпосередньо до вторинної обмотки трансформатора. Підключення діагоналей змінного струму наступних випрямлячів проводиться через підзарядні конденсатори, що утворюють дві послідовно включені колони підзарядних (непарних) конденсаторів.

Протягом основної частини періоду відбувається розряд вихідних конденсаторів на навантаження. У цей час напруга на конденсаторах підзарядної колони залишається незмінною. Коли значення вхідної напруги порівнюється з вихідним відбувається підзаряд конденсаторів протягом підзарядного проміжку часу. При цьому підзаряд вихідних конденсаторів відбувається двічі протягом періоду. Завдяки структурній симетрії характер роботи схеми однаковий за будь-якої полярності вхідної напруги. Схема містить $4n$ діодів та $3n-2$ конденсаторів.

Порівняно з однофазними схемами представлена на рис.1.4 має більш пологі зовнішню характеристику та більший ККД.

Схема однофазна несиметрична двонапівперіодна циклічна (рис.1.5) містить у двох ланцюгах $2n+2$ діодів, які шунтують вихідні висновки, і $2n-2$ конденсаторів, які об'єднані в дві непарні (підзарядні) колони.

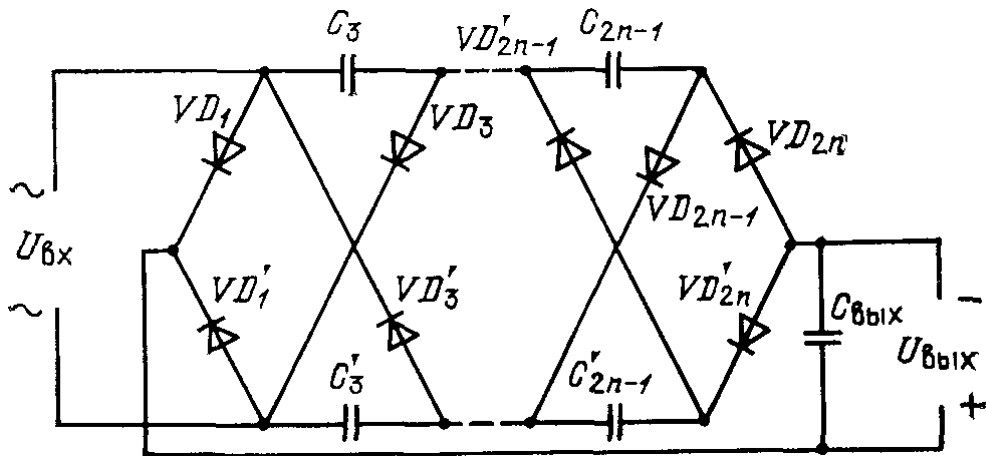


Рисунок 1.5 – Схема однофазна двонапівперіодна циклічна

У першому каскаді множення відсутні конденсатори підзарядної колони. Діоди кожного ланцюга підключені до підзарядних колон конденсаторів від каскаду до каскаду по черзі послідовно за правилом циклічної перестановки. До вихідних виводів підключений конденсатор $C_{\text{вих}}$. Протягом основної частини періоду вхідної напруги ємність $C_{\text{вих}}$ розряджається на навантаження, а напруга на конденсаторах підзарядних колон, які відокремлені від навантаження закритими діодами, залишається незмінною. Коли значення вхідної напруги наближається до амплітудного, здійснюється дозаряд конденсаторів схеми і напруга на них збільшується. Розглянута схема симетрична щодо вхідних та вихідних виводів.

Симетричні схеми множення напруги можуть бути утворені шляхом паралельного з'єднання двох однотипних однонапівперіодних схем множення, причому вихідні розрядні конденсатори у схем кожного плеча загальні, а дві підзарядні колони конденсаторів по входу підключені до двох синфазно включених джерел напруги змінного струму. Схема містить $4n$ діодів та $3n$ конденсаторів, де n – коефіцієнт множення напруги.

Несиметрична трифазна однополуперіодна схема помножувача напруги першого роду, що представлена на рисунку 1.6, містить у трьох ланцюгах $6n$ діодів, які з'єднані за трифазною мостовою схемою і шунтують змінну складову струму на виході, і $4n$ конденсаторів, які об'єднані в чотири конденсаторні колони: три непарні (підзарядні)).

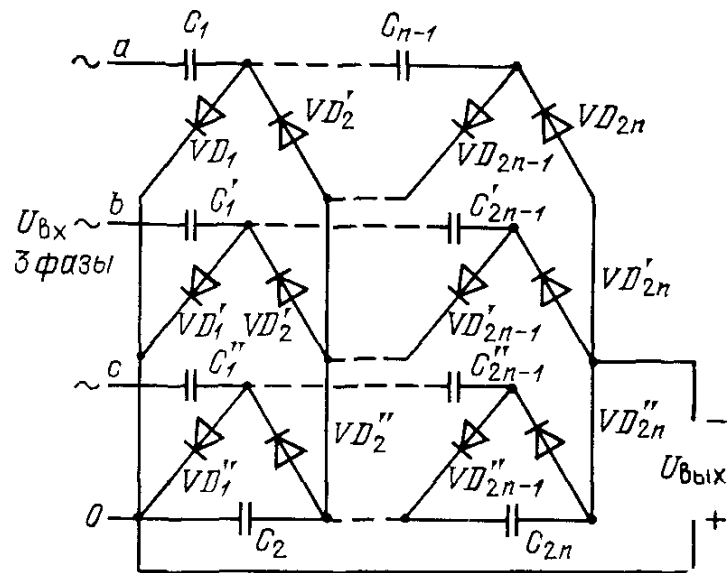


Рисунок 1.6 – Несиметрична трифазна однополуперіодна схема помножувача напруги першого роду

За структурною побудовою схема на рис. 1.6 містить три однофазні однополуперіодні схеми, що мають загальну вихідну колону конденсаторів. Порівняно з однофазними схемами трифазна має значно кращі характеристики, але не завжди у користувача є можливість підключення до трифазної мережі. Недоліком є також порівняно велика кількість діод-ємнісних кіл.

Схема трифазна двонапівперіодна циклічна, яка наведена на рис 1.7, містить у трьох ланцюгах $3n+3$ діодів, які підключені від каскаду до каскаду по черзі-послідовно до кожної з трьох підзарядних конденсаторних колон за законом циклічної перестановки, і $3n-3$ конденсаторів три непарні (підзарядні) конденсаторні колони. Схема має такі ж самі переваги та недоліки, що і попередня.

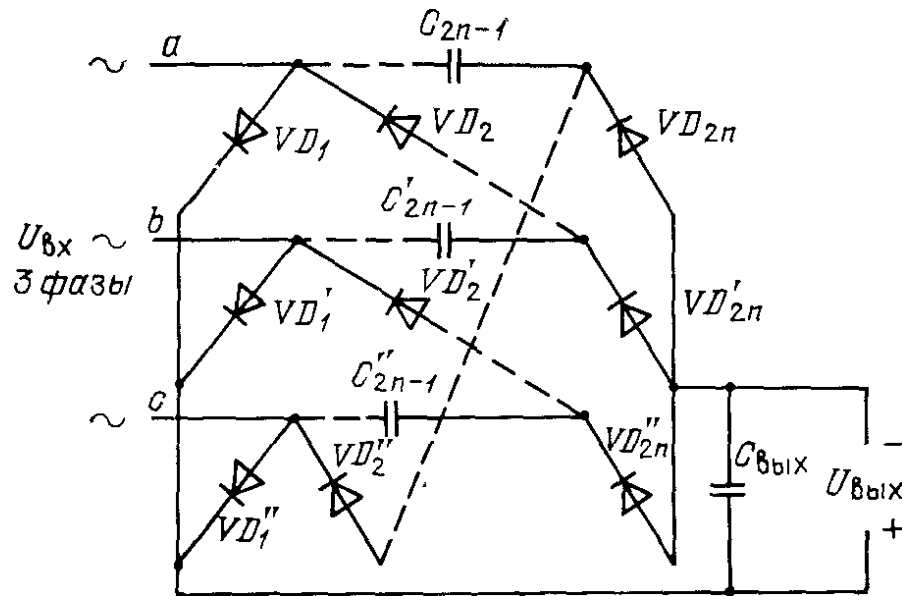


Рисунок 1.7 – Схема трифазна двонапівперіодна циклічна

У першому каскаді відсутні конденсатори підзарядних колон. Паралельно вихідним висновкам підключена вихідна ємність $C_{\text{вих}}$. Протягом основної частини періоду вхідної напруги відбувається розряд вихідної ємності на навантаження, а напруга на конденсаторах непарних колон, які відокремлені від навантаження закритими діодами, залишається незмінною. Коли значення вхідної напруги наближається до вихідного, відбувається підзаряд конденсаторів схеми.

Схеми помножувачів напруги в принципі дозволяють отримувати високу вихідну напругу (декілька кіловольт) при помірній величині коефіцієнту трансформації вхідного трансформатора, а у деяких випадки дозволяють підключення безпосередньо до мережної напруги.

На виході схем множення з метою зниження пульсацій вихідної напруги включають конденсатори, що додатково фільтрують змінну складову струму. У той же час схеми множення самі мають певні фільтруючі властивості. Результати експериментальних досліджень показують, що застосування фільтра на виході схеми множення не завжди є оптимальним з точки зору маси і габаритів схеми в цілому [4].

Перевагою схем множення напруги є порівняно простий спосіб отримання високих значень вихідної напруги. Загальним недоліком всі схем помножувачів напруги є суттєве зменшення ККД із збільшенням коефіцієнту множення.

З цієї причини схеми множення напруги рекомендуються для застосування у ВДЕЖ малої потужності при струмах навантаження до декількох сотен міліампер; при цьому оптимальним числом каскадів вважається 4...6 [4]. Однак при струмах порядку одиниць і десятка міліампер і вихідних напругах понад 20 кВ число каскадів може бути збільшено.

За вихідної потужності понад 100 Вт схеми множення застосовувати не рекомендується. При великих потужностях найбільше ефективно будувати ВТВМ за схемами з підсумовуванням вихідних напруг, отриманих на виході гальванічно розв'язаних вузлів [2].

1.1.3 Високовольтні трансформаторно-випрямні модулі з підсумовуванням вихідної напруги.

Високовольтні трансформаторно-випрямні модулі з підсумовуванням вихідних напруг знаходять широке застосування при розробці ВДЕЖ великої потужності.

У ВДЕЖ такого типу застосовуються перетворювачі з подвійною трансформацією напруги. В опублікованих раніше роботах з даної тематики зазначено, що застосування джерел на підвищених частотах утруднене через слабкий зв'язок між обмотками і нерівномірного розподілу напруги в окремих випрямлячах [2]. Для вирівнювання напруг застосовують сердечники з регульованим зазором або стабілізатори напруги, підключені до кожного з випрямлячів, що дещо ускладнює схеми ВДЕЖ на високих частотах.

На рис.1.8 наведено схему високовольтного трансформаторно-випрямлювального модуля з подвійною трансформацією напруги [2].

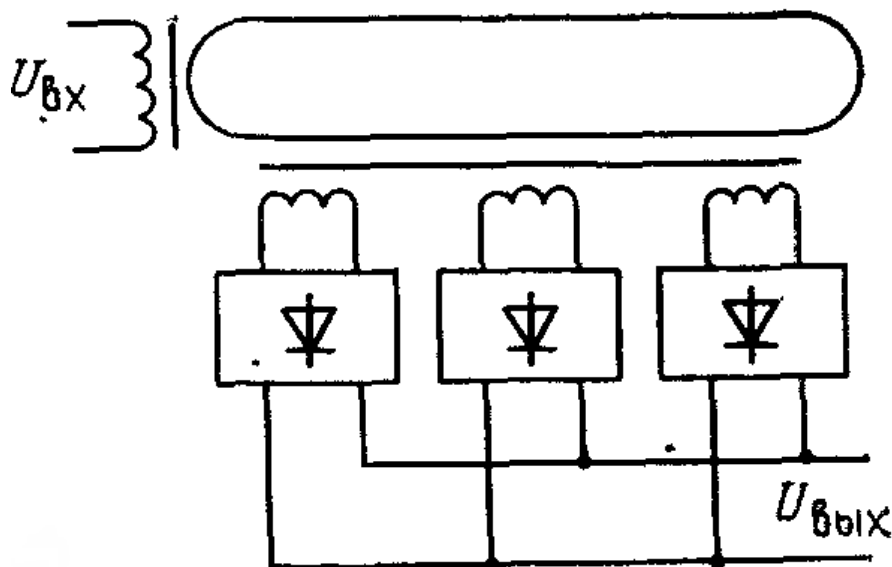


Рисунок 1.8 – Схема високовольтного трансформаторно-випрямного модуля з подвійною трансформацією напруги

ВТВМ з одним трансформатором, що містить велике число вихідних обмоток з випрямлячами, з'єднаними послідовно-паралельно, застосовуються як на промисловій частоті, так і на підвищених частотах при різних рівнях напруги і потужності з використанням різних сердечників і випрямних пристроїв.

До високовольтних трансформаторно-випрямних модулів, які працюють у складі високочастотного транзисторного перетворювача, крім вимог за питомими масогабаритними характеристиками, ККД і надійності пред'являються також такі вимоги:

- відсутність перевантажень в інших вузлах, викликаних процесами у високовольтних ТВМ;
- висока якість вихідної напруги;
- відповідність між первинною і вторинною напругою при зміні струму навантаження і частоти в необхідному діапазоні;
- забезпечення безпечного та економічного режиму роботи випрямлячів.

ВТВМ з підсумовуванням вихідної напруги побудовані за уніфікованою схемою, що показано рисунку 1.9.

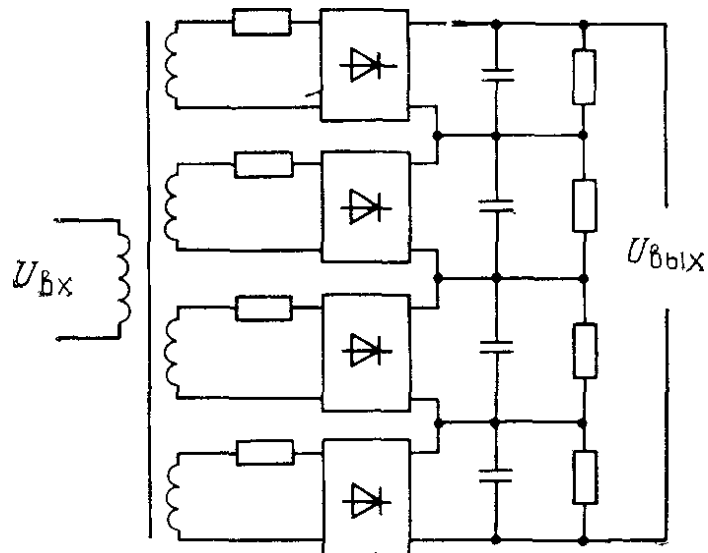


Рисунок 1.9 – Схема ВТВМ з підсумовуванням вихідної напруги

Одиничні модулі на вихідні напруги 1, 2 і 4 кВ з вихідними струмами 1,05 і 0,25 А відповідно дають можливість при їх послідовно-паралельному з'єднанні розробляти високовольтні ІЕП в широкому діапазоні вихідних потужностей від 0,5 до 200 кВт та широкому діапазоні вихідної напруги від 1 до 40 кВ. ВТВМ даного типу можуть знайти застосування і у ВДЕЖ порівняно невеликої потужності (від 50 до 500 Вт).

Таким чином, виходячи з вище наведених схем, можна зробити висновок про те, що при розробці джерела електричного живлення високої напруги великої потужності доцільним є, по-перше, використання секційних блоків при проектуванні і конструюванні. По-друге, висока напруга великої потужності може досягатися за рахунок підсумовування вихідних напруг, що підтверджено схемами електричними принциповими і надалі - практичними розрахунками за формулами.

1.2 Схемотехнічні рішення імпульсних перетворювачів напруги

У схемах з підсумовуванням вихідної напруги можуть використовуватися високочастотні транзисторні перетворювачі напруги, включені паралельно по

входу і послідовно по виходу [5, 6]. Такий підхід дозволяє значно зменшити масогабарити ВДЕЖ, а також суттєво підвищити ККД.

Ефективність роботи ВДЕЖ значною мірою визначається показниками використовуваних у них перетворювачів напруги (ПН). Поліпшення питомих показників ПН тісно пов'язане з підвищенням частоти комутації при одночасному підвищенні надійності та зменшенні енергетичних втрат. Аналіз літературних джерел вказує на те, що найкращими характеристиками, такими як високий ККД, максимальна потужність, значний діапазон регулювання вихідної напруги володіють двотактні перетворювачі напруги. Тому в даній роботі розглядаються саме ці варіанти перетворювачів.

Найчастіше в силовій техніці потужних перетворювачів використовують різні варіанти мостових та напівмостових двотактних схем. Транзистори в таких схемах працюють у ключовому режимі, тобто або повністю відкриті, або повністю закриті.

На рис. 1.10 представлена напівмостова схема перетворювача напруги з ємнісним дільником. Перевагою такого варіанту напівмостової схеми є можливість використання одного джерела живлення.

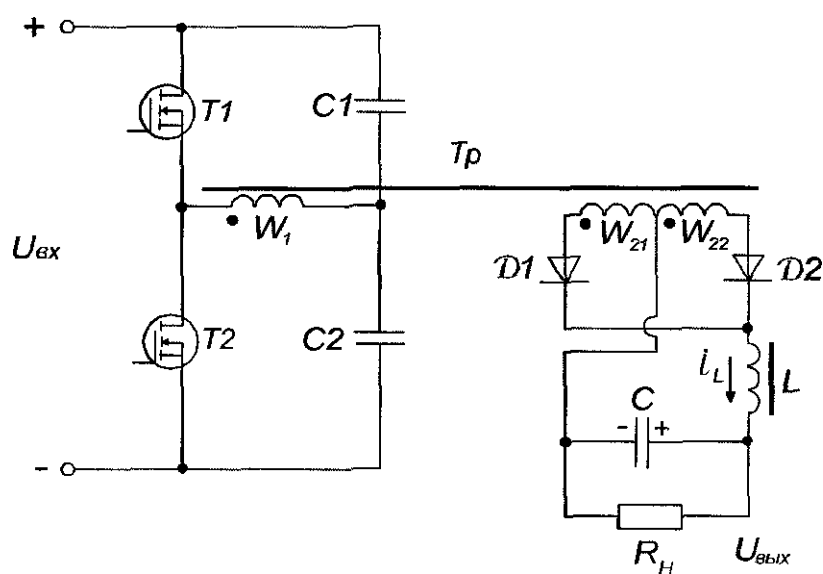


Рисунок 1.10 - Напівмостова схема перетворювача напруги з ємнісним дільником

При використанні ємнісного дільника з конденсаторами рівної ємності і підключеного до виводів з одного джерела напруги $U_{вх}$ досить просто можна отримати два джерела напруги, необхідні для роботи напівмостової схеми (рис. 1.10). Постійна напруга на кожному з конденсаторів C_1, C_2 дорівнює $U_{вх}/2$. Ємність кожного конденсатору дільника повинна бути такою, щоб пульсація напруги на ньому була досить малою. Необхідна величина ємності дільника визначається формулою [7]:

$$C \frac{\Delta U_c}{t_i} = \frac{I_H}{2},$$

де ΔU_c – припустима зміна напруги (пульсація) на конденсаторі протягом тривалості імпульсу t_i ; I_H – струм навантаження.

Перевагою напівмостової схеми є наявність всього 2х ключів при використанні двотактного принципу роботи схеми. Недоліком схеми є те, що конденсатори повинні мати порівняно велику ємність та значну реактивну потужність, що обмежує їх вибір.

Логічним кроком у розвитку напівмостової схеми з ємнісним дільником (рис. 1.10) [7] є схема, в якій всі плечі моста виконані як ключі (рис. 1.11). Робота схеми та її можливості багато в чому визначаються обраною послідовністю перемикання транзисторів $T_1 \dots T_4$. У представленій схемі попарно у кожний напівперіод відкриваються пари транзисторів T_1, T_4 і T_2, T_3 .

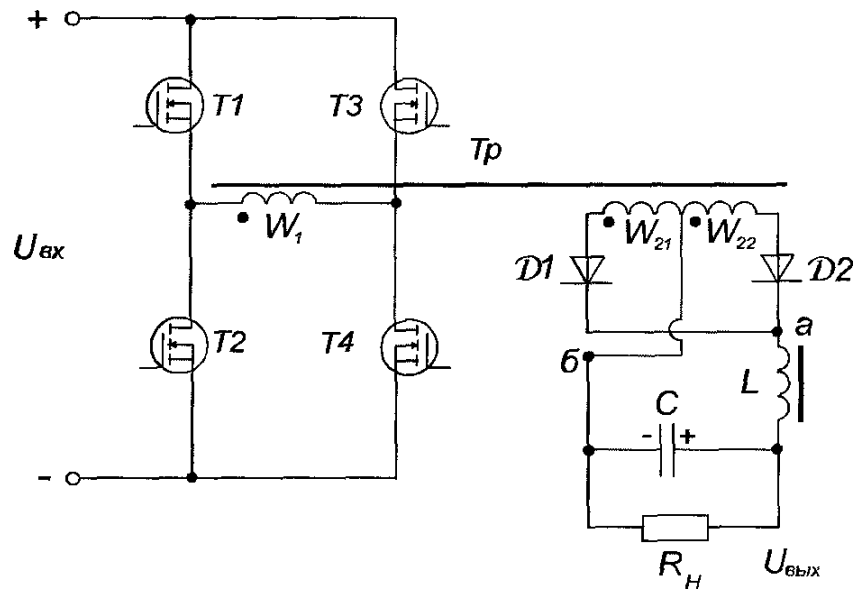


Рисунок 1.11 – Мостова схема перетворювача напруги

Під час імпульсу в кожному напівперіоді $T/2$ відкриті два діагонально розташовані ключі $T1, T4$ ($T2, T3$), а у паузі між двома напівперіодами, тобто в інтервалі t_{π} (захисний інтервал), всі чотири ключі закриті і не пропускають струм.

Мостова схема перетворювача має наступні переваги:

- лише одна первинна обмотка трансформатора (як у напівмостовій схемі);
- напруга на закритому ключі не перевищує U_{ex} і не потрібно підключення демпфуючих ланцюгів для усунення викидів напруги на транзисторі, що замикається (як у напівмостовій схемі);
- до первинної обмотки під час імпульсу прикладена напруга U_{ex} , тому струм, що проходить через ключі, вдвічі менший, ніж у напівмостовій схемі при такій же потужності;
- пульсації вихідної напруги визначаються тільки параметрами LC-фільтру.

Недоліком порівняно з напівмостовою схемою є необхідність використання чотирьох транзисторів замість двох.

У традиційних схемах перетворювачів форма струму, що протікає через силові ключі, близька до трикутної або прямокутної. При цьому в силових транзисторах виникають втрати на перемикання, які зростають пропорційно до частоти. Особливо це стосується транзисторів IGBT, втрати на перемикання в яких великі в порівнянні з MOSFET-транзисторами.

Останнім часом стають популярними так звані резонансні перетворювачі напруги, відмінною особливістю яких є перемикання силових транзисторів за нульового струму (ZCS) або нульової напруги (ZVS). Такий метод перемикання дозволяє суттєво розширити частотний діапазон роботи силових транзисторів.

Щоб зрозуміти принцип роботи резонансного перетворювача, варто розглянути роботу схеми мостового перетворювача напруги з послідовним резонансним контуром. Методи, що використовуються при аналізі даної схеми, можуть бути використані при розрахунку та інших типів резонансних перетворювачів. Їх поєднує одна загальна властивість: реалізація перехідних процесів, близьких до синусоїдальних, досягається використанням резонансних властивостей LC-ланцюга, при цьому аналіз схеми практично зводиться до розрахунку послідовного або паралельного RLC контуру.

На рисунку 1.12 зображено схему мостового резонансного перетворювача напруги з послідовним LC резонансним контуром, що включений у діагональ моста.

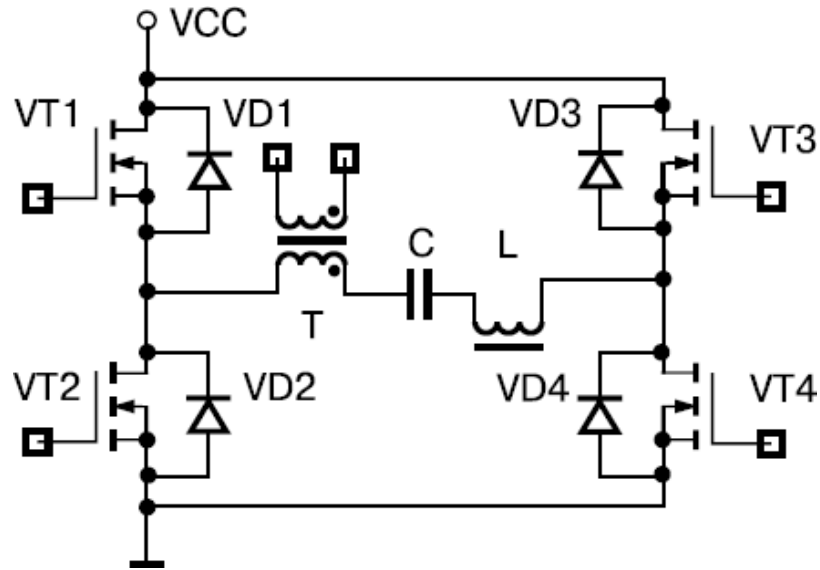


Рисунок 1.12 – Мостовий резонансний перетворювач напруги з послідовним резонансним контуром

Навантаження з послідовним LC-контуром періодично підключається напівпровідниковими ключами до вхідного джерела живлення VCC. На інтервалі відкритого стану транзисторів відбуваються резонансний процес накопичення енергії в конденсаторі C і передача частини енергії в навантаження. На інтервалі закритого стану транзисторів енергія, накопичена в конденсаторі, через зворотні діоди передається в навантаження і частково повертається в джерело живлення. Регулювання вихідної напруги здійснюється зміною кута затримки увімкнення транзисторів. Втрати в транзисторах при виключенні дорівнюють нулю, тому що фронт напруги на стоку починається після проходження струму стоку через нуль. Втрати включення визначаються кутом затримки включення транзисторів; зі збільшенням навантаження кут затримки зменшується, а перемикання транзисторів відбувається за меншого значення струму. Це забезпечує незначні втрати потужності.

Залежно від величини кута затримки включення в перетворювачі можливий режим безперервного або переривчастого струму дроселя. У режимі переривчастого струму дроселя відкриття транзисторів проводиться тільки після

того, як струм через зворотні діоди став нульовим, при цьому втрати на включення транзисторів теж стають рівними нулю.

Часова діаграма струму через резонансний контур в режимі переривчастого струму дроселя представлений на рисунку 1.13 [8], де T_p - період резонансних коливань контуру, $T_{пр}$ - період перетворення, $T_{п}$ - час паузи.

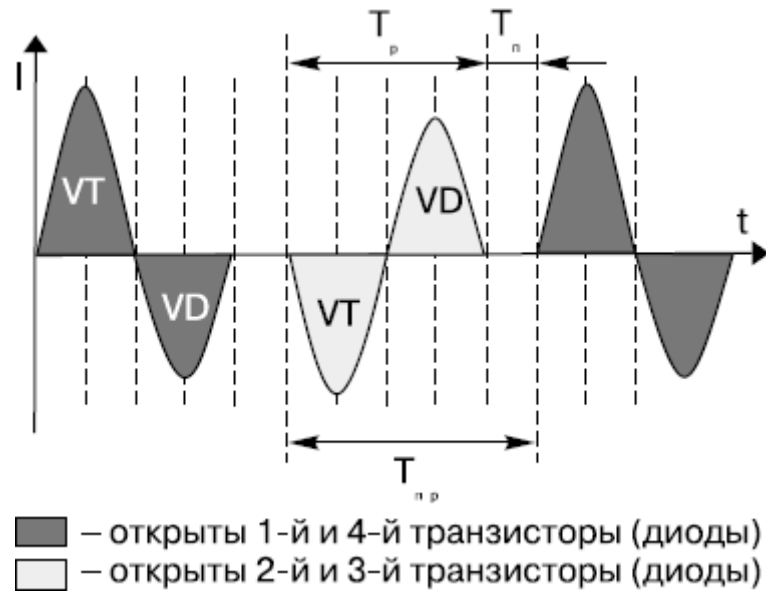


Рисунок 1.13 – Струм через резонансний контур

2 ВИБІР І ОБГРУНТУВАННЯ СТРУКТУРНОЇ СХЕМИ ПРИСТРОЮ

Вирішення проблеми підвищення потужності і вихідної напруги вторинних джерел живлення з перетворенням частоти лежить в галузі розробки та створення високоефективних перетворювачів напруги з подальшим включенням їх по одній зі схем сумування. З розглянутих варіантів побудови потужних високовольтних джерел живлення вибір було зроблено на користь структурної схеми, представленої рисунку 2.1 [6].

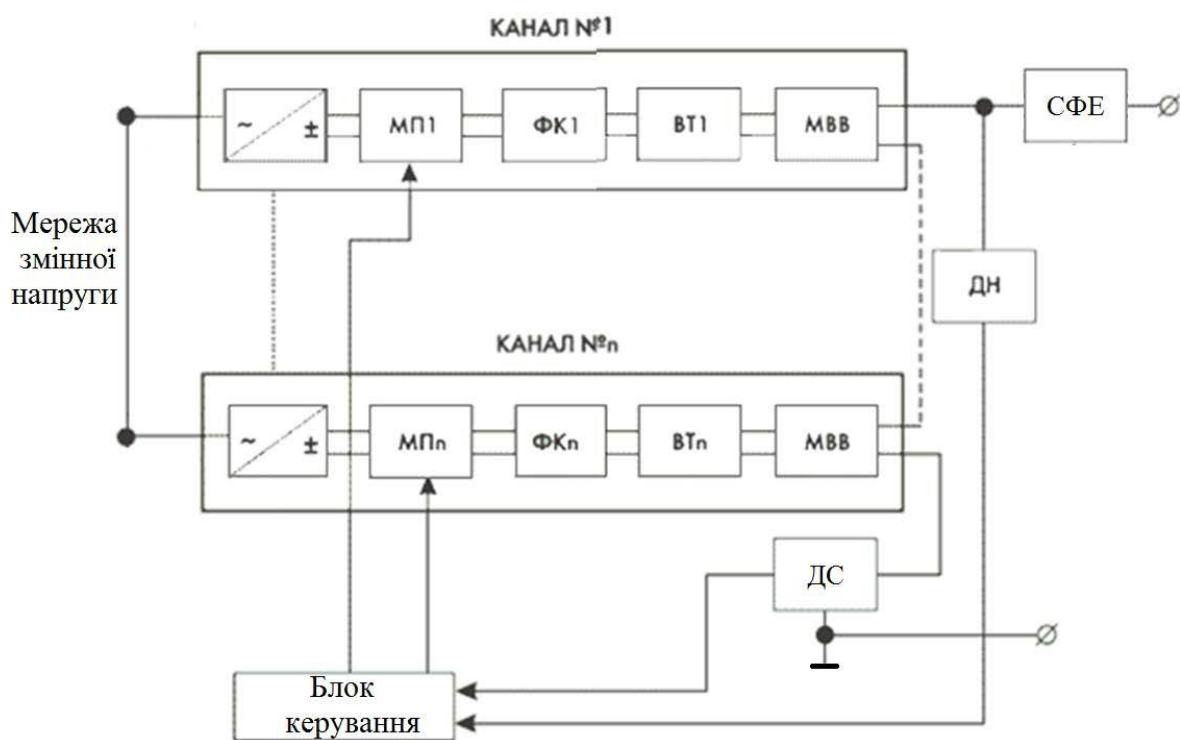


Рисунок 2.1 – Структурна схема ВДЕЖ з послідовним включенням перетворювачів

ВДЕЖ складається з n каналів, включених паралельно по входу і послідовно по виходу. Кожен з каналів являє собою функціонально закінчений блок і включає одно-або трифазний мостовий випрямляч, модуль перетворювача (МП), формуючий контур (ФК), високовольтний трансформатор (ВТ) і мостовий вихідний випрямляч (МВВ).

Модуль перетворювача містить свою незалежну і функціонально закінчену цифрову систему управління, що дозволяє використовувати блок як самостійно, так і у складі схеми підсумовування потужності із зовнішньою синхронізацією від блоку керування (БК) багатоканальним джерелом живлення. Датчики струму (ДТ) та напруги (ДН) виробляють для БК необхідні сигнали для забезпечення стабілізації вихідної напруги або струму, захисту, блокування та сигналізації стану системи. Струмоформуєчий елемент (СФЕ) обмежує максимальний рівень струму зарядного ланцюга.

В потужних лазерах накопичувачем енергії є високовольтний конденсатор відносно великої ємності, що забезпечує енергію розряду від декількох сотен до одиниць Джоулів, тому ВДЕЖ працює у діапазоні від практично короткого замикання на початку заряду до режиму холостого ходу наприкінці заряду накопичувальної ємності.

З теоретичного аналізу ефективності ВДЕЖ відомо, що максимальний ККД таких зарядних пристроїв досягається в режимі або постійної вхідної потужності або постійного вихідного струму. Останній варіант реалізується простіше за рахунок розбиття всього діапазону напруги на декілька окремих ступенів, причому чим більше таких ступенів, тим ближче зарядний струм наближається до постійного, що забезпечує максимальний ККД зарядного ланцюга.

Виходячі з цього можливі два варіанти побудови таких зарядних ВДЕЖ:

- з однакових за напругою та потужністю модулів перетворювачів;
- з амплітудно-імпульсною схемою регулювання, кожна наступна секція якої має вдвічі більшу напругу, ніж попередня.

Обидва варіанти мають свої переваги та недоліки. У першому випадку треба розробити однакові за параметрами секції перетворювачів напруги і потім послідовно з'єднати необхідну їх кількість для отримання заданої напруги. У другому випадку всі перетворювачі мають різні, але можливо зменшити їх кількість.

Наприклад, якщо нам необхідно отримати напругу $U_{вих} = 6000\text{В}$ та реалізувати 15 ступенів зміни напруги, то відповідно першого варіанту на знадо-

битися 15 перетворювачів, напругою 400В, включених послідовно. Якщо ж вибираємо другий варіант, то для цього необхідно буде всього чотири перетворювача на напруги 400, 800, 1600 і 3200 В.

На підставі аналізу літературних джерел вибираємо амплітудно імпульсну схему регулювання з числом секцій перетворювача $n = 4$ [6,8].

Число ступенів напруги складе

$$k = 2^n - 1 = 2^4 - 1 = 15.$$

Тоді напруга першої секції може бути знайдена за формулою

$$U_1 = \frac{U_{вих}}{k} = \frac{6000}{15} = 400В.$$

Кожна наступна секція буди мати вдвічі більшу напругу ніж попередня, тобто маємо секції на 800В, 1600В і 3200В.

Послідовність включення секцій для отримання ступінчастої вихідної напруги від 0 до 6000В представлені в таблиці 2.1 де «1» позначає включену секцію, а цифра «0» вимкнену секцію.

Таблиця 2.1 – Послідовність включення секцій

Вихідна напруга, В	Секції			
	3200В	1600В	800В	400В
0	0	0	0	0
400	0	0	0	1
800	0	0	1	0
1200	0	0	1	1
1600	0	1	0	0
2000	0	1	0	1
2400	0	1	1	0
2800	0	1	1	1
3200	1	0	0	0
3600	1	0	0	1
4000	1	0	1	0
4400	1	0	1	1
4800	1	1	0	0
5200	1	1	0	1
5600	1	1	1	0
6000	1	1	1	1

Таким чином, обраний варіант побудови ВДЕЖ при відносно невеликій кількості секцій перетворювачів дозволяє отримати велику кількість ступенів зміни вихідної напруги. Це забезпечує майже незмінну величину зарядного струму і наближає ККД зарядного пристрою до теоретичної межі.

3 ВИБІР СХЕМИ І РОЗРАХУНКИ ПЕРЕТВОРЮВАЧА

3.1 Обґрунтування вибору схеми перетворювача

Зусилля розробників щодо подальшого збільшення питомої потужності імпульсних стабілізаторів напруги обмежуються розміром їх пасивних компонентів. Робота при більш високих частотах значно зменшує розмір пасивних компонентів, таких як трансформатори, дроселі і фільтри, однак зростаючи з частотою комутаційні втрати є перешкодою для роботи на високій частоті. Для зменшення втрат на перемикання в високочастотних імпульсних джерелах живлення часто використовуються резонансні методи. При цьому струми виходять близькими до синусоїдальним і реалізується режим так званої «м'якої» комутації. Таким чином, втрати на перемикання можуть бути значно знижені [7, 9].

Серед різних видів резонансних перетворювачів, простим і найпопулярнішим резонансним перетворювачем є послідовний LC резонансний перетворювач, де навантаження включене послідовно з LC резонансним ланцюгом.

У першому розділі було відмічено, що у потужних (понад 500 Вт) вторинних джерелах живлення з резонансним перетворенням напруги найбільш доцільним з точки зору досягнення максимальної ефективності представляється використання мостової схеми інвертора з послідовним формуючим контуром в діагоналі. Розглянемо таку схему більш детально (рис.3.1).

Інвертор складається з мостової схеми на ключових транзисторах VT1-VT4 і послідовного резонансного контуру, включеного в діагональ моста. Навантаження підключена паралельно ємності формуючого контуру C і, зазвичай, являє собою високочастотний трансформатор зі схемою двонапівперіодного випрямлення і фільтром пульсацій випрямленої напруги. Формуючий контур виконує функцію трансформатора опору навантаження та фільтра першої гармоніки прямокутної напруги.

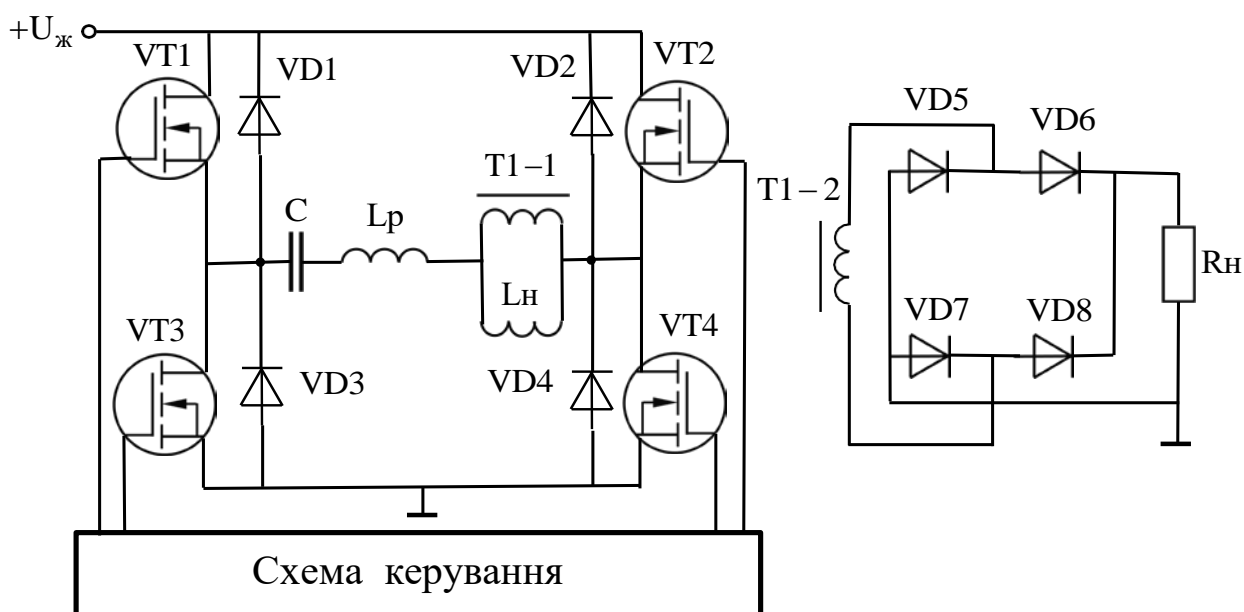


Рисунок 3.1 – Мостова схема інвертора
з послідовним формуючим контуром у діагоналі

Система управління формує керуючі напруги для кожного транзистора таким чином, що на вході резонансного контуру є послідовність симетричних прямокутних імпульсів з амплітудою, що дорівнює напрузі живлення U .

Розрахункові та експериментальні дані показують [7], що побудова одиночних резонансних джерел живлення доцільна до потужностей близько 10 кВт при живленні від первинної мережі 3...380 В, 50 Гц і 4 кВт - при живленні від первинної мережі ~220 В, 50...400 Гц при вихідних напругах до 15 кВ. Обмеження потужністю обумовлено такими труднощами:

- існуючі на сьогоднішній день потужні силові транзистори не дозволяють отримати великі потужності інверторів на частотах більше 100 кГц без помітного зниження ефективності. Використання модулів на їх основі змушує значно знижувати частоту перетворення, що призводить до збільшення габаритів дроселя формуючого контуру, вихідного трансформатора і фільтру;

- обмеження за максимальною вихідною напругою обумовлено труднощами, пов'язаними з необхідністю зниження щільності струму в обмоточних проводах високовольтної обмотки на високих частотах, що тягне за собою необхідність збільшення площі поперечного перерізу проводів;

- при обмежених габаритах високовольтних котушок, пов'язаних з габаритами феритових сердечників, що застосовуються, виникає конструктивне обмеження на максимальну вихідну напругу високовольтного високочастотного трансформатора, що визначається як $0,1 \dots 0,15 \text{ В} / \text{Гц}$ [7]. При виконанні цього обмеження забезпечується оптимальний тепловий та електричний режим роботи трансформатора.

Регулювання та стабілізація вихідної напруги резонансного вторинного джерела живлення при зміні величини навантаження та напруги живлення може здійснюватися одним з наступних способів:

- регулюванням напруги живлення на резонансній частоті наприклад, за наявності на вході коректора коефіцієнта потужності;
- регулюванням частоти комутації ключових транзисторів щодо резонансної частоти формуючого контуру;
- частотно-імпульсним методом.

Найбільш універсальним і ефективним методом регулювання та стабілізації вихідної напруги є частотний спосіб. Вигляд АЧХ контуру дозволяє сформулювати два методи частотного регулювання - відстроювання частоти перетворення або вгору, або вниз щодо резонансної частоти f_0 .

3.2 Розрахунки резонансного перетворювача

Розрахунок схеми проводився за методикою, поданою в [8].

Вихідні дані для розрахунку:

- вхідна напруга - $U_{\text{вх}} = 540 \pm 10\%$;
- номінальна вихідна напруга перетворювача - $U_0 = 1000\text{В}$;
- номінальна вихідна потужність - $P_0 = 1000\text{Вт}$;
- резонансна частота контуру - $f_0 = 100 \text{ кГц}$.

3.2.1 Порядок розрахунків.

1. Задаючись ККД $\eta=0,92$, розраховуємо максимальну вхідну потужність перетворювача:

$$P_{вх} = \frac{P_0}{\eta} = \frac{1000}{0,92} = 1086 \text{ Вт}$$

Розраховуємо мінімальну та максимальну величини вхідної напруги:

$$U_{вх(мін)} = 0,9 U_{вх} = 0,9 \cdot 540 = 496 \text{ В};$$

$$U_{вх(макс)} = 1,1 U_{вх} = 1,1 \cdot 540 = 594 \text{ В}.$$

2. Вибираємо співвідношення між індуктивністю намагнічування трансформатора та резонансною індуктивністю з діапазону, що рекомендується:

$$m = \frac{L_n}{L_p} = 5$$

Визначаємо мінімальний та максимальний коефіцієнти передачі для резонансного ланцюга

$$M_{мін} = \sqrt{\frac{m}{m-1}} = 1,12;$$

$$M_{макс} = \frac{U_{вх(макс)}}{U_{вх(мін)}} \cdot M_{мін} = \frac{594}{496} \cdot 1,12 = 1,34.$$

Вид амплітудно-частотної характеристики резонансного кола представлений на рис.3.2.

Перетворювач має дві резонансні частоти – нижню f_n , обумовлену елементами L_n , L_p , C і верхню f_0 , обумовлену тільки L_p , C .

3. Визначаємо коефіцієнт трансформації трансформатора:

$$k_{тр} = \frac{N_1}{N_2} = \frac{U_{вх(макс)}}{U_0} = \frac{594}{1000} = 0,594,$$

де N_1 , N_2 – число витків первинної та вторинної обмоток відповідно.

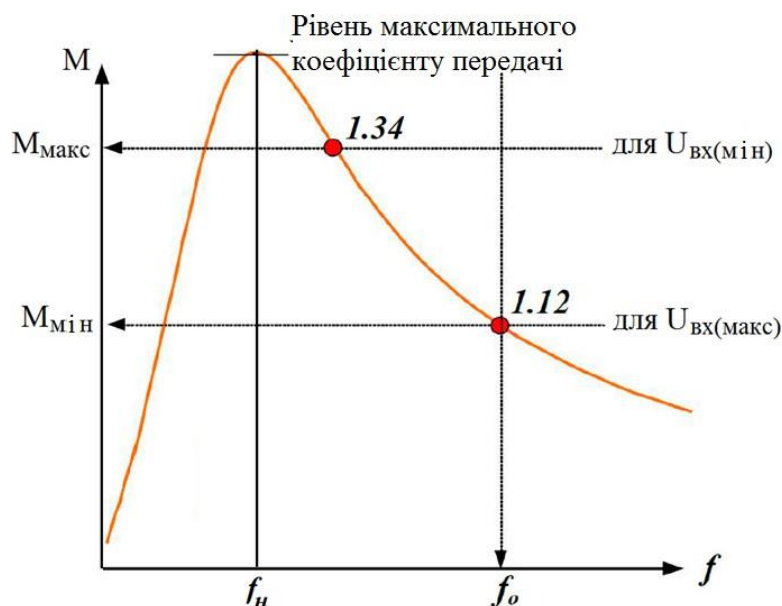


Рисунок 3.2 – Вид амплітудно-частотної характеристики резонансного ланцюга

4. Розраховуємо еквівалентний опір навантаження:

$$R_{ne} = \frac{8 \cdot k^2 \cdot U_0^2}{\pi^2 \cdot P_0} = \frac{8 \cdot 0,594^2 \cdot 1000^2}{\pi^2 \cdot 1000} = 285 \text{ Ом.}$$

5. Розрахунок резонансного кола.

З рекомендованим перевищенням 15% (запасу) піковий коефіцієнт передачі резонансного ланцюга

$$M_{пik} = 1,15 \cdot M_{макс} = 1,15 \cdot 1,34 = 1,54.$$

Для обраного $m=5$ і за графіком на рис.3.3 [] знаходимо необхідне значення добротності $Q = 0,37$.

Розраховуємо величину ємності конденсатора, резонансну індуктивність та індуктивність намагнічування резонансного ланцюга:

$$C = \frac{1}{2\pi \cdot Q \cdot f_0 \cdot R_{не}} = \frac{1}{2\pi \cdot 0,37 \cdot 10^5 \cdot 285} = 15,1 \text{ нФ};$$

$$L_p = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 \cdot C} = \frac{1}{(2\pi \cdot 10^5)^2 \cdot 15,1 \cdot 10^{-9}} = 168 \text{ мкГн};$$

$$L_n = m \cdot L_p = 5 \cdot 168 = 840 \text{ мкГн.}$$

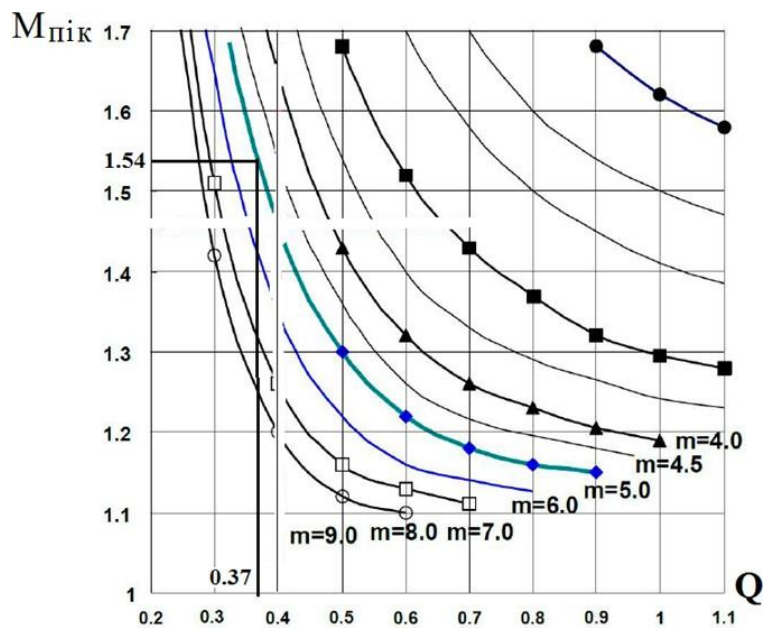


Рисунок 3.3 – Криві для визначення добротності резонансного ланцюга
6. Розрахунок трансформатора.

З кривої коефіцієнта передачі резонансного ланцюга [8] мінімальна частота комутації виходить $f_{\min} = 73 \text{ кГц}$ (рис.3.4).

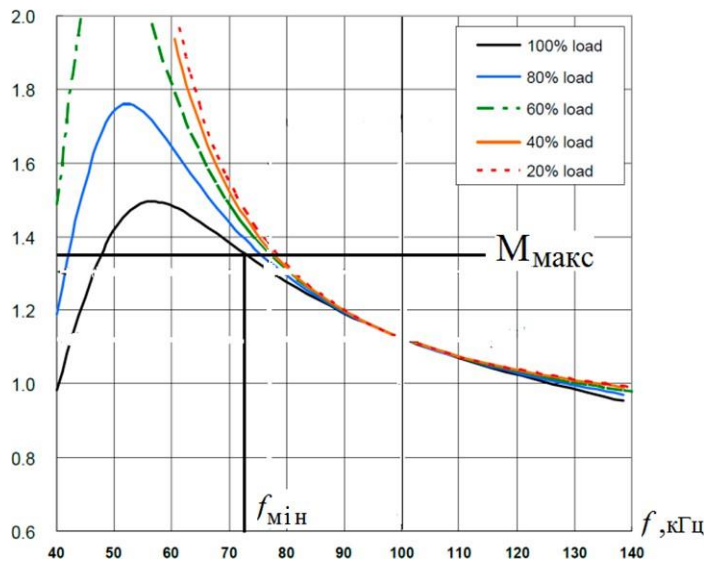


Рисунок 3.3 – Криві для визначення мінімальної частоти комутації

За заданою потужністю $P_{ex} = 1086 \text{ Вт}$ вибираємо Ш-подібний сердечник фірми EPCOS конфігурації E42/21/20 з параметрами: середня довжина магнітної силової лінії $l_e = 97 \text{ мм}$, площа перерізу магнітопроводу $A_e = 234 \text{ мм}^2$, площа вікна $A = 230 \text{ мм}^2$, індукція насичення $B_s = 0,39 \text{ Тл}$, коерцитивна сила $H_c = 13 \text{ А/м}$, середня довжина витка $l_{cp} = 100 \text{ мм}$, втрати в сердечнику (для 100 кГц) $P_V = 375 \text{ кВт/м}^3$, об'єм сердечника $V_c = 2,27 \cdot 10^{-5} \text{ м}^3$.

Розраховуємо число витків первинної обмотки трансформатора:

$$N_1 = \frac{k_{mp} \cdot U_0}{2 f_{\min} \cdot M_{\min} \cdot \Delta B \cdot A_e} = \frac{0,594 \cdot 1000}{2 \cdot 73 \cdot 10^3 \cdot 1,12 \cdot 0,4 \cdot 234 \cdot 10^{-6}} = 39$$

Розраховуємо число витків первинної обмотки трансформатора:

$$N_2 = \frac{N_1}{k_{mp}} = \frac{39}{0,594} = 66$$

Визначаємо довжини проводів обмоток:

$$l_1 = N_1 \cdot l_{cp} = 39 \cdot 0,1 = 3,9 \text{ м};$$

$$l_2 = N_2 \cdot l_{cp} = 66 \cdot 0,1 = 6,6 \text{ м}.$$

Розраховуємо ефективні значення струмів у первинній і вторинній обмотках трансформатора:

$$I_{ef1} = U_{ex(\min)} \cdot \sqrt{\frac{C}{2L_p}} = 496 \cdot \sqrt{\frac{15,1 \cdot 10^{-9}}{2 \cdot 168 \cdot 10^{-6}}} = 2,31 \text{ А};$$

$$I_{ef2} = I_{ef1} \cdot k_{mp} = 2,31 \cdot 0,594 = 1,37 \text{ А}.$$

Розраховуємо необхідні діаметри проводів обмоток, виходячи з рекомендованої щільності струму $j = 5 \text{ А/мм}^2$:

$$d_1 \approx 0,5 \cdot \sqrt{I_{ef1}} = 0,5 \cdot \sqrt{2,31} = 1,12 \text{ мм};$$

$$d_2 \approx 0,5 \cdot \sqrt{I_{ef2}} = 0,5 \cdot \sqrt{1,37} = 0,59 \text{ мм.}$$

Розраховуємо опори обмоток:

$$R_1 = 0,017 \cdot \frac{4l_1}{\pi \cdot d_1^2} = 0,017 \cdot \frac{4 \cdot 3,9}{\pi \cdot 1,12^2} = 0,17 \text{ Ом;}$$

$$R_2 = 0,017 \cdot \frac{4l_2}{\pi \cdot d_2^2} = 0,017 \cdot \frac{4 \cdot 6,6}{\pi \cdot 0,59^2} = 0,56 \text{ Ом.}$$

Перевіряємо коефіцієнт заповнення проводом вікна сердечника (для високовольтних трансформаторів рекомендується $K_3 \leq 0,5$):

$$K_3 = 1,2 \cdot \frac{\pi \cdot \left(d_1^2 \cdot N_1 + d_2^2 \cdot N_2 \right)}{4A} = 1,2 \cdot \frac{\pi \cdot \left(1,12^2 \cdot 39 + 0,59^2 \cdot 66 \right)}{4 \cdot 230} = 0,27$$

Розраховуємо втрати у дротах трансформатора:

$$P_{dp} = I_{ef1}^2 \cdot R_1 + I_{ef2}^2 \cdot R_2 = 2,31^2 \cdot 0,17 + 1,37^2 \cdot 0,56 = 1,96 \text{ Вт.}$$

Розраховуємо втрати у сердечнику трансформатора:

$$P_c = P_V \cdot V_c = 375 \cdot 10^3 \cdot 2,27 \cdot 10^{-5} = 8,51 \text{ Вт.}$$

Визначаємо загальні втрати у трансформаторі:

$$P_{mp} = P_{np} + P_c = 1,96 + 8,51 = 10,47 \text{ Вт}$$

7. Вибір конструкції трансформатора.

Для того, щоб не розробляти конструктивно резонансний дросель, пропонується як резонансну індуктивність використовувати індуктивність розсіювання трансформатора, величина якої залежить від взаємного розташування обмоток [8]. Якщо обмотки розташовуються одна над іншою, як це зазвичай прийнято, то величина індуктивності розсіювання становить близько декількох мікрогенрі.

Оскільки, згідно з розрахунком, для резонансного перетворювача потрібно відносно велике значення індуктивності розсіювання $L_p = 168 \text{ мкГн}$, пропонується взаємне розташування обмоток так, як показано на рис.3.4.

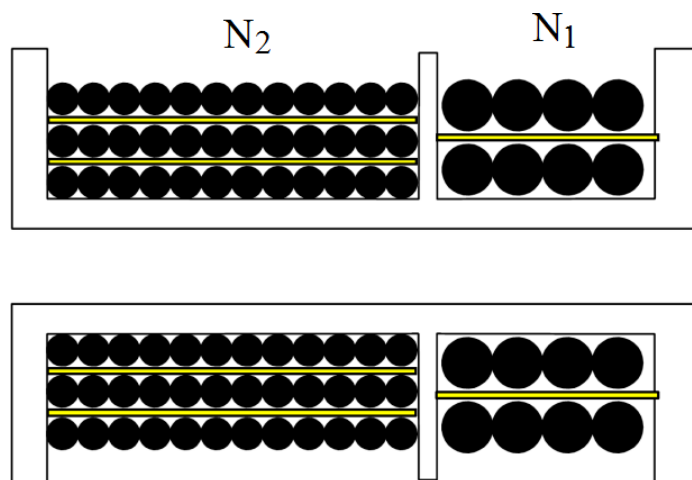


Рисунок 3.4 – Варіант взаємного розташування обмоток трансформатора

При цьому за деякими оцінками [8] можна досягти бажаної величини індуктивності розсіювання, і, крім того, забезпечити надійну електричну ізоляцію обмоток.

Для секційованої котушки число витків і конфігурація обмотки є основними факторами, що визначають значення індуктивності розсіювання L_p , тоді як довжина зазору сердечника впливає на неї незначно.

Незважаючи на те, метод інтегрованого трансформатора в резонансному перетворювачі дозволяє реалізувати магнітні компоненти на одному сердечнику і використовувати один магнітний конструктив, значення L_p не легко контролювати в реальній конструкції трансформатора. Тому розрахунок резонансного ланцюга іноді потребує додаткового перерахунку з вимірною величиною L_p після того, як трансформатор побудований. При цьому дещо змінюються значення резонансної частоти та номіналу резонансного конденсатора, а також величини зазору сердечника трансформатора для коригування індуктивності намагнічування L_H .

Індуктивність розсіювання та індуктивність намагнічування трансформатора можна експериментально виміряти при замкненої і розімкнутої вторинної обмотки трансформатора відповідно.

4 МОДЕЛЮВАННЯ ВДЕЖ

Моделювання запропонованих схем здійснювалось за допомогою програми LTSpice, яка цілеспрямовано створювалась розробниками корпорації Linear Technology для моделювання джерел електроживлення.

4.1 Опис програми моделювання LTSpice

LTSpice є вільно розповсюджуваною програмою схемотехнічного аналізу, призначеної для вирішення широкого кола завдань. Змішане моделювання, сумісність зі SPICE моделями і SPICE схемами, раціональне використання макромоделей функціональних вузлів і методики обчислень дозволяє проводити розрахунки режимів роботи складних аналогових пристроїв з достатнім ступенем точності.

Перелічимо основні можливості графічного редактора програми:

- побудова електричних схем за допомогою вбудованого графічного редактора з використанням бібліотеки умовних графічних позначень (УГП) електронних компонентів;
- творення власних УГП за допомогою вбудованого редактора;
- нанесення текстової інформації у робочому полі схеми. При цьому можливе введення як текстових рядків, так і SPICE директив із завданням параметрів моделювання;
- відображення номерів вузлів принципової схеми, що присвоюються графічним редактором під час введення схеми;
- показ координатної сітки, яку можна вмикати-вимикати;
- можливість встановлення атрибутів електронних компонентів: номінального значення, позиційного позначення, імені макромоделі і т.ін.;
- масштабування зображення на екрані;
- налаштування колірних характеристик елементів схем;

- операції з виділеним блоком (копіювання, відображення, обертання тощо);

- можливість включення-відключення всіх текстових атрибутів компонентів електронної схеми.

Програма має такі можливості моделювання:

- а) моделювання режимів роботи електронних пристроїв, заданих за допомогою принципової електричної схеми;

- б) аналіз перехідних процесів у схемах при подачі напруги живлення та (або) впливу (впливів) довільної форми з побудовою графіків змінних стану схеми та їх функцій:

- залежних від часу;

- залежних один від одного;

- розкладених у ряд Фур'є за гармонійними складовими.

- в) аналіз малосигнальних частотних характеристик схеми при впливі на неї джерела гармонійного сигналу з постійною амплітудою і змінною частотою.

При цьому можливий висновок наступних графіків:

- амплітудно-частотної характеристики (АЧХ);

- фазочастотної характеристики (ФЧХ);

- залежності спектральних щільностей напруг шуму від частоти;

- розрахунок нелінійних спотворень підсилювальних схем із використанням математичного апарату спектрального Фур'є-аналізу.

Фактично в цьому режимі запускається аналіз перехідних процесів при гармонійному впливі на вході схеми, і використовуються функції спектрального аналізу для вихідної змінної для розрахунку нелінійних спотворень.

Фактично в цьому режимі запускається аналіз перехідних процесів при гармонійному впливі на вході схеми, і використовуються функції спектрального аналізу для вихідної змінної для розрахунку нелінійних спотворень.

Основні можливості обробки результатів аналізу є такими:

- створення кількох вікон для зручності аналізу;

- перетягування (копіювання) графіків з одного вікна до іншого;

- вимірювання відстані по горизонталі між двома горизонтальними (або двома вертикальними) точками графіка;

- виведення на екран частини графіка, укладеного в прямокутну рамку, позначену протягом лівої кнопки миші (лупа координат);
- включення\вимкнення координатної сітки побудованих графіків;
- управління параметрами графічних вікон (колір, товщина та тип ліній, колір вікна, колір заднього фону тощо).

4.2 Моделювання резонансного перетворювача

Модель резонансного перетворювача, створена у графічному редакторі програми моделювання LTSpice, представлена на рис. 4.1.

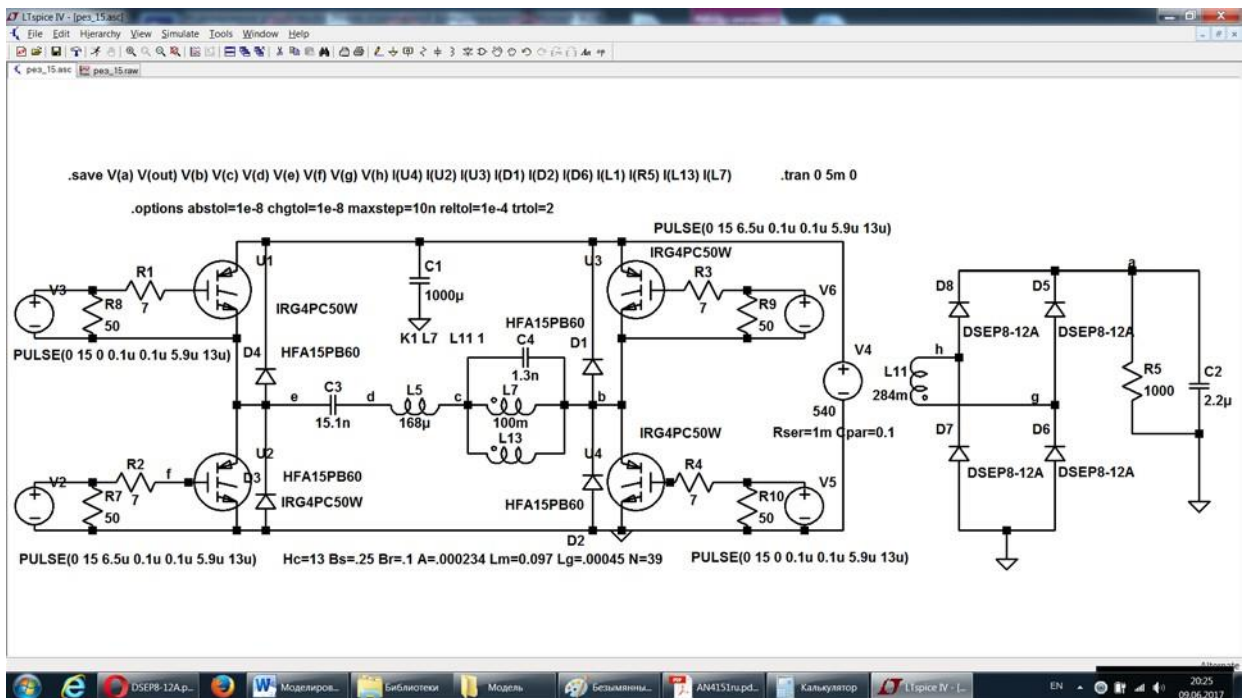


Рисунок 4.1 - Модель резонансного перетворювача

Номінали всіх елементів були встановлені у відповідність до розрахункових величин попереднього розділу. Індуктивність розсіювання представлена на схемі як L5, а індуктивність намагнічування сердечника трансформатора - L13.

Для урахування впливу втрат у трансформаторі, у верхньому вікні меню властивостей осердя прописуємо його характеристики (рис.4.2): Hc=13

$B_s=0.25$ $B_r=0.1$ $A=0.000234$ $L_m=0.097$ $L_g=0.00045$ $N=39$. У вікні «Series Resistance» (послідовний опір) встановлюємо розрахований опір дроту первинної обмотки.

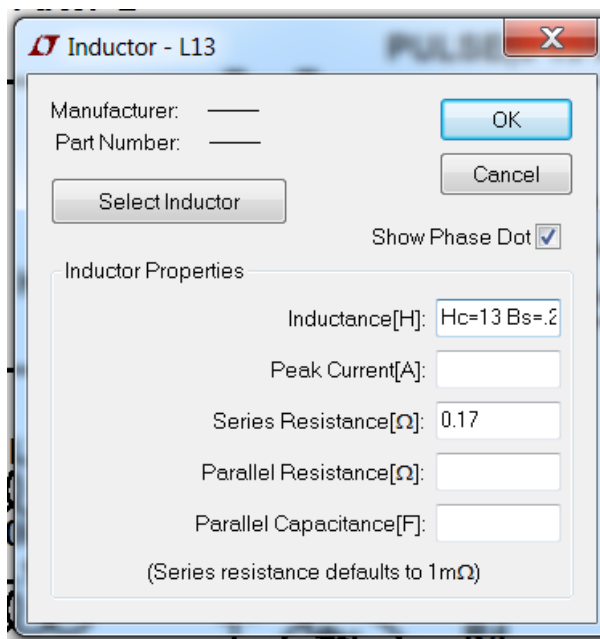


Рисунок 4.2 – Вікно налаштувань параметрів сердечника

У програмі прийняті наступні позначення для опису властивостей сердечника:

H_c – коерцитивна сила;

B_s – індукція насичення;

B_r – залишкова індукція;

A – площа перерізу сердечника;

L_m – середня довжина магнітної силової лінії;

L_g - величина зазору в осерді;

N – число витків первинної обмотки.

Необхідну індуктивність намагнічування (840мкГн) забезпечуємо зміною величини зазору у вікні властивостей сердечника. Отримуємо $L_g = 0,45\text{ мм} = 0,00045\text{ м}$.

У меню властивостей індуктивності вторинної обмотки трансформатора (котушка L11) в вікні «Series Resistance» встановлюємо розрахований опір проводу вторинної обмотки ($0,56\text{ Ом}$).

Як випрямні діоди вихідного мосту вибираємо з бібліотеки компонентів програми високовольтні діоди DSEP8-12A фірми IXYS на напругу до 1200В, струм 8А і часом перемикавання не більше 40нс.

Вибираємо транзистори фірми International Rectifier технології IGBT з наступними параметрами:

- тип керуючого каналу: N;
- максимальна потужність, що розсіюється 200Вт;
- гранично-допустима напруга колектор-емітер 600 В;
- максимально допустима напруга емітер-затвор 20 В;
- максимальний постійний струм колектора 55 А;
- напруга насичення колектор-емітер (типова) 1.93 В;
- максимальна гранична напруга затвор-емітер 6 В;
- максимальна температура переходу 150°C;
- час наростання струму (типовий) 33 нс;
- ємність колектора (типова) 260 пФ;
- загальний заряд затвору 180 нК.

Для запобігання наскрізним струмам «мертвий час» між імпульсами управління ключами вибирався рівним 0,6 мкс, що перевищує час перемикавання для обраного типу транзистора.

На рис.4.3 представлені діаграми напруги та струму у транзисторі.

Як впливає з діаграм, форма імпульсу струму (крива синього кольору) близька до гармонійної і перемикавання транзистора відбувається практично при нульовому струмі, що повинно забезпечувати малі втрати транзистора на перемикавання.

На рис.4.3 представлені діаграми напруги та струму у транзисторі.

Як впливає з діаграм, форма імпульсу струму (крива синього кольору) близька до гармонійної і перемикавання транзистора відбувається практично при нульовому струмі, що має забезпечувати малі втрати транзистора на перемикавання.

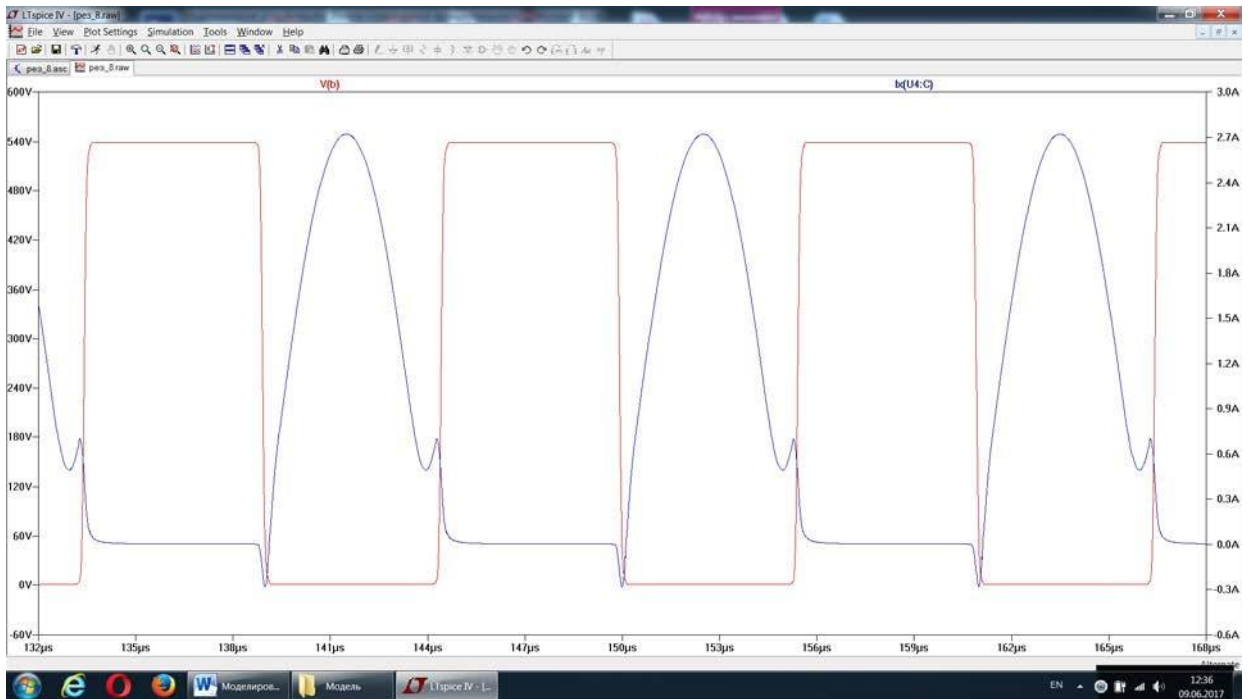


Рисунок 4.3 - Часові діаграми струму та напруги на транзисторі

На рис.4.4 представлена часова діаграма сумарних втрат у транзисторі, з якої можна зробити висновок, що пікова потужність в моменти комутації не перевищує 130Вт при середній розсіюваній на транзисторі потужності 3,57Вт, що є хорошим результатом.

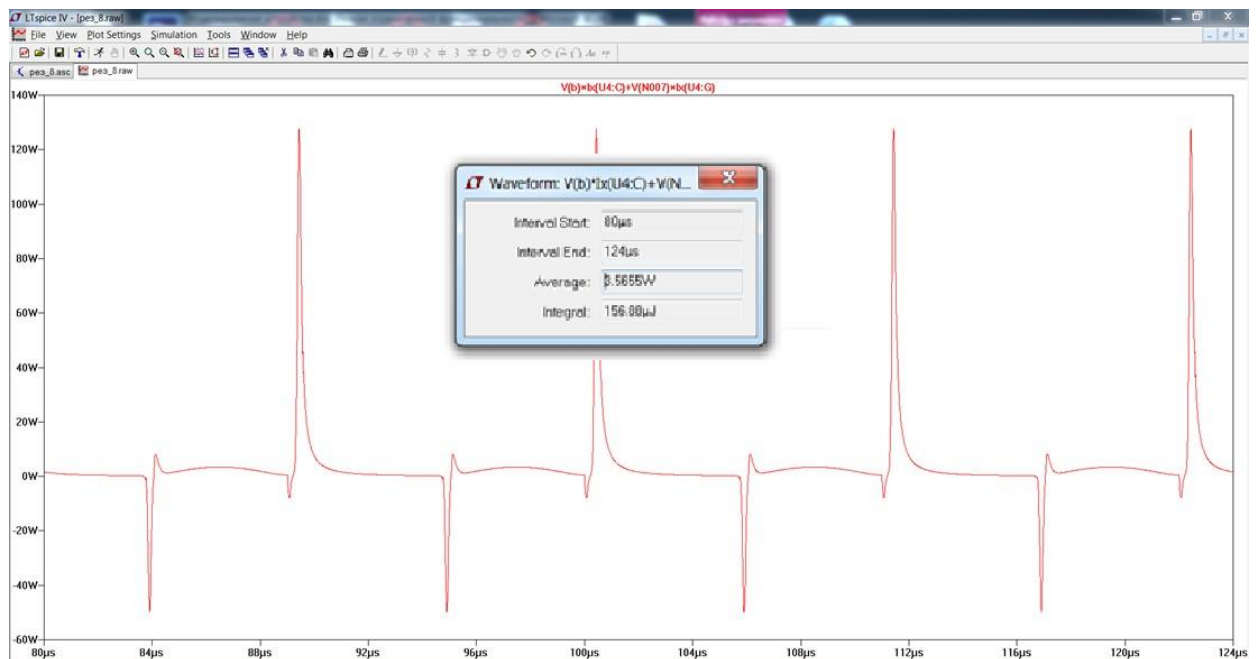


Рисунок 4.4 – Часова діаграма потужності, що розсіюється на транзисторі

На рис.4.5 представлені часові діаграми напруги і струму одному з діодів випрямного моста.

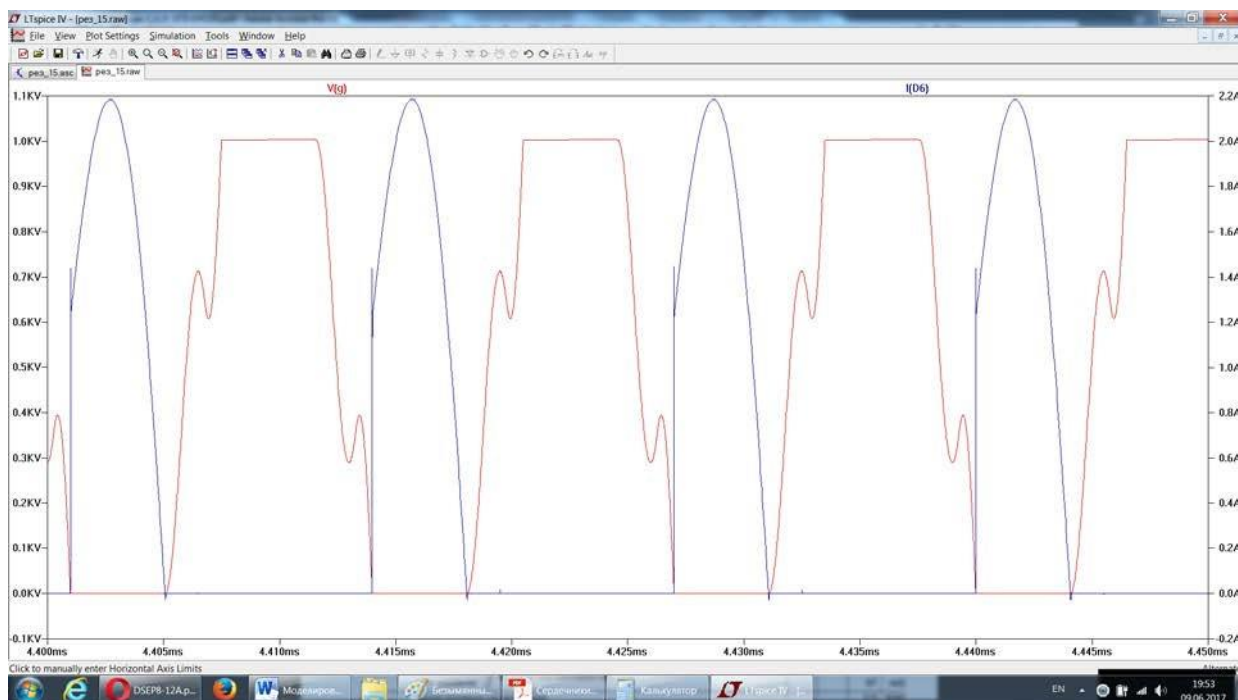


Рисунок 4.5 – Діаграми напруги та струму діоду випрямного моста

З представлених діаграм видно, що перемикання діодів відбувається при мінімальних значеннях струмів і напруг, що забезпечує малі динамічні втрати. Сумарні втрати кожного з діодів, згідно з результатами моделювання, не перевищують 1Вт.

На рис.4.6 показані часові діаграми вихідної потужності (синім кольором) та потужності, що споживається від джерела живлення (червоним кольором). При цьому середня споживана потужність склала близько 1,06 кВт, а вихідна потужність - 1,006 кВт, що відповідає загальному ККД порядку 0,95 і є хорошим результатом.

Проведено також порівняльний аналіз з характеристиками класичної схеми перетворювача з «жорстким» перемиканням транзисторів. Модель схеми перетворювача представлена рис.4.7.

Величина індуктивності розсіювання трансформатора зменшена до 5мкГн, що по порядку величини відповідає варіанту розташування обмоток

трансформатора одна над одною, резонансний конденсатор відсутня, а в іншому параметри схеми не відрізнялися від схеми, представленої на рис.4.1.

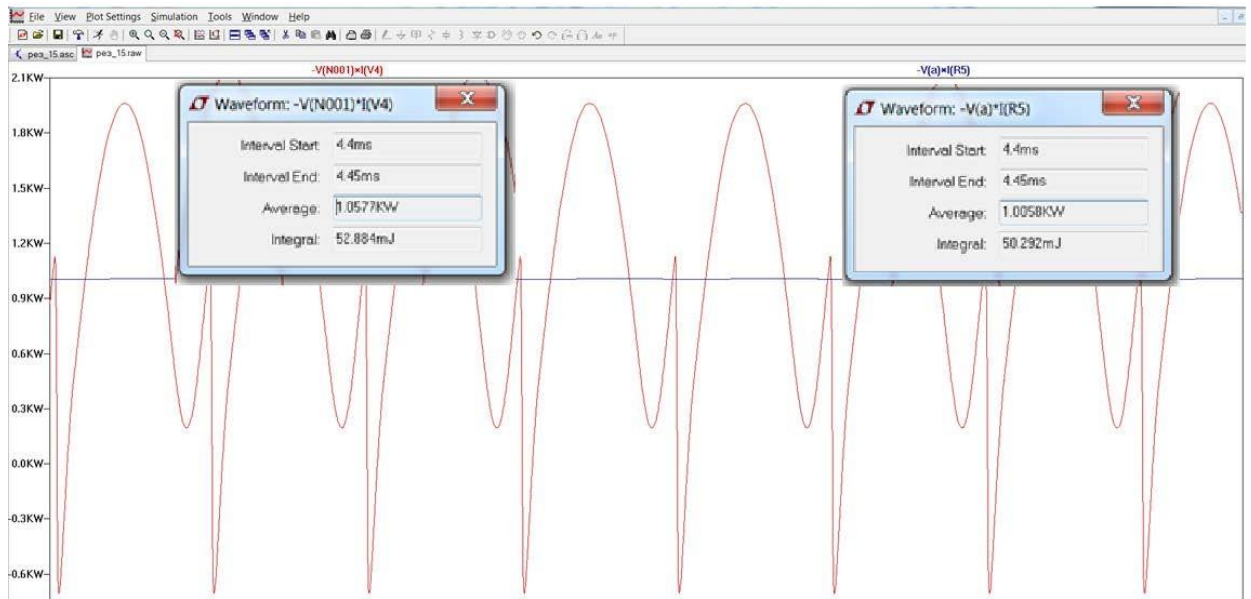


Рисунок 4.6 – Часові діаграми вихідної потужності (синя) та потужності, що споживається від джерела живлення (червона)

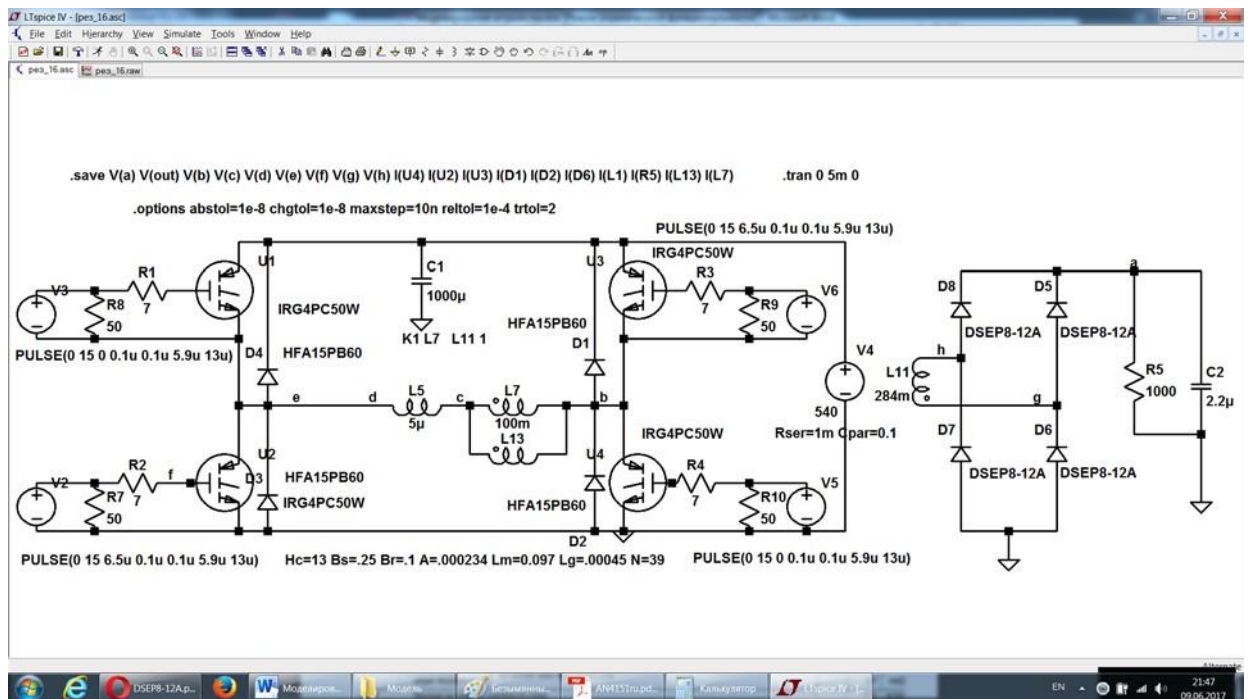


Рисунок 4.7 – Модель перетворювача з «жорстким» перемиканням

На рис.4.8 представлені часові діаграми струму та напруги на одному з силових транзисторів.

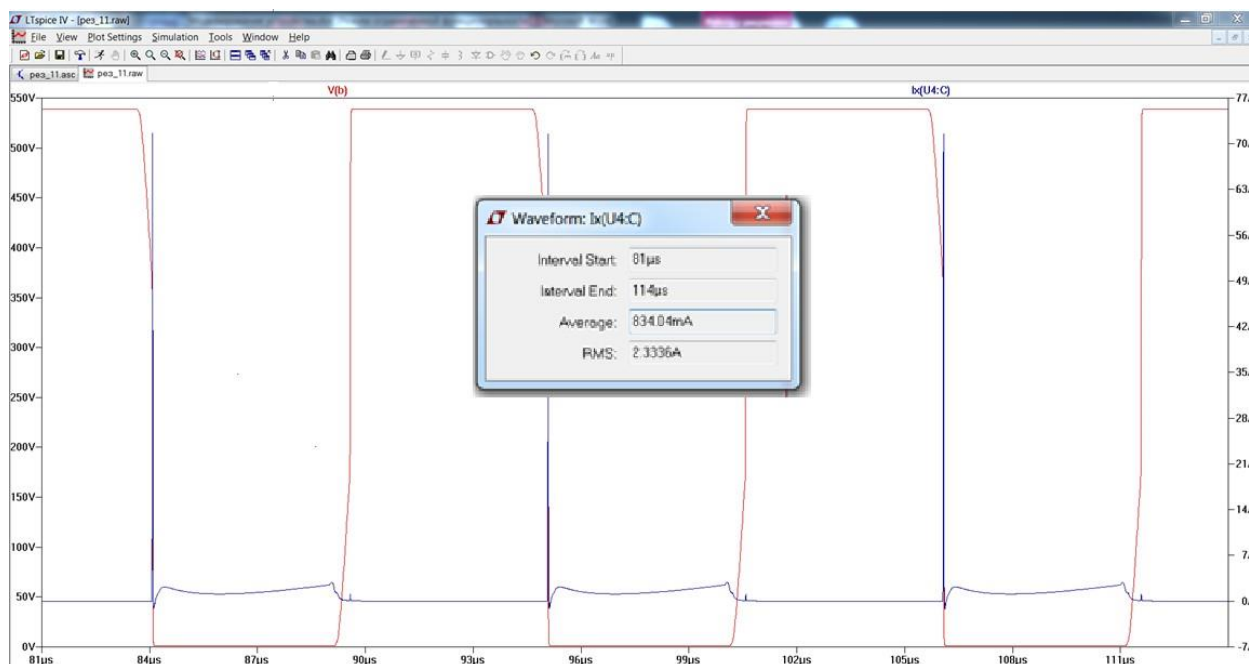


Рисунок 4.8 – Часові діаграми струму (синя) та напруги (червона) на транзисторі у схемі з «жорстким» перемиканням

З представленої діаграми випливає, що незважаючи на порівняно невелику величину діючого (RMS) струму, що дорівнює 2,33А, імпульсна величина струму (так звана «голка») в момент перемикання може досягати 70А. Робота в такому режимі негативно позначається на терміні служби транзистора.

У порівнянні з схемою резонансного перетворювача істотно зростає середня потужність розсіювання (20,4 Вт замість 3,6 Вт). Значно зросла імпульсна потужність, що розсіюється в моменти перемикання (15 кВт замість 130 Вт). Перехід діода із закритого стану у відкритий відбувається також з великими динамічними втратами. Зокрема, за практично однакового чинного значення середнього струму амплітуда його значно зросла (9А замість 2,2А).

4.3 Результати моделювання перетворювачів та їх аналіз

Результати моделювання резонансного перетворювача і класичного з жорстким перемиканням представлені в табл. 4.1.

Таблиця 4.1 – Результати моделювання

Параметр	Схема	
	Резонансний перетворювач	Класичний перетворювач
Вихідна напруга, кВ	1,003	1,001
Вихідна потужність, кВт	1,006	1,002
Потужність, що розсіювана на транзисторі, Вт	3,6	20,4
Потужність, що розсіювана діодом мосту, Вт	0,56	1,07
Потужність, що розсіювана трансформатором, Вт	14,4	13,9
Споживана потужність, кВт	1,06	1,12
Загальний ККД	0,95	0,89

Результати моделювання добре узгоджуються з результатами розрахунку і з усією очевидністю показують переваги резонансної топології побудови перетворювачів над класичною та перспективність їх застосування у потужних високовольтних джерелах напруги.

4.4 Моделювання ВДЕЖ

Схема чотирьох секційного ВДЕЖ в графічному редакторі програми LTSpice представлена на рис. 4.9. В схемі використані такі ж елементи, як у моделі перетворювача. У випрямлячі застосовано послідовне з'єднання діодів для забезпечення достатнього запасу за зворотною напругою. Для зменшення комутаційних імпульсів напруги паралельно діодам включені демпфуючі RC ланцюги.

Струмоформуєчим елементом є опір 200 Ом, включений послідовно з накопичувальною ємністю, номіналом 2мкФ.

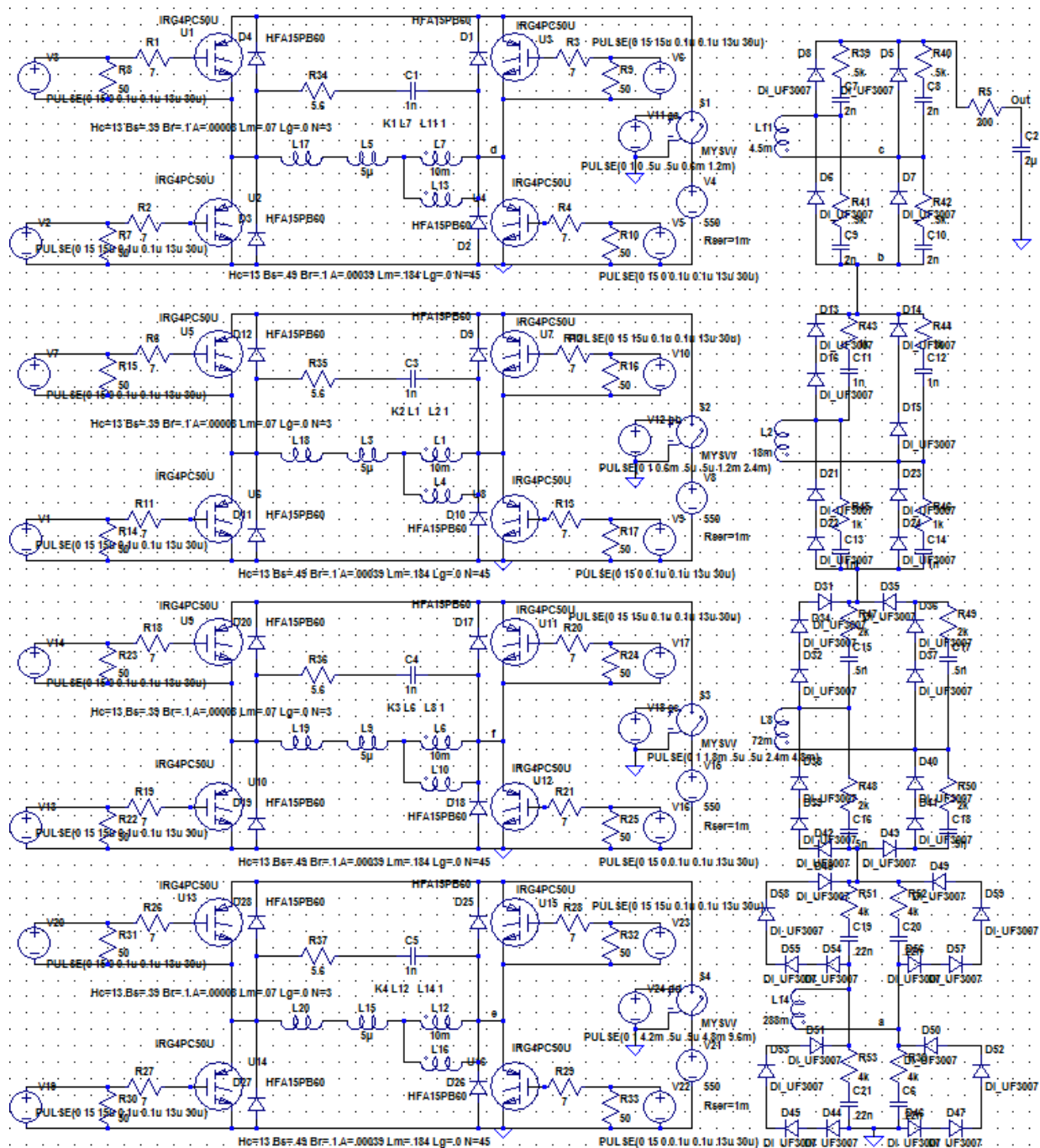


Рисунок 4.9 – Модель ВДЕЖ у графічному редакторі програми LTSpice

При практичній реалізації схеми послідовне включення секцій відбувається за рахунок подачі в певні інтервали часу керуючих імпульсів на відповідні ключові елементи. В моделі такий варіант керування здійснити було досить складно, тому включення секцій реалізовано подачею напруги на перетворювачі за певним алгоритмом за допомогою керованих перемикачів, які

є в програмі і, таким чином, була забезпечена можливість ступінчастої зміни напруги.

На рис. 4.10 представлені часові діаграми керуючих імпульсів і вихідної напруги на накопичувальній ємності (нижня крива).

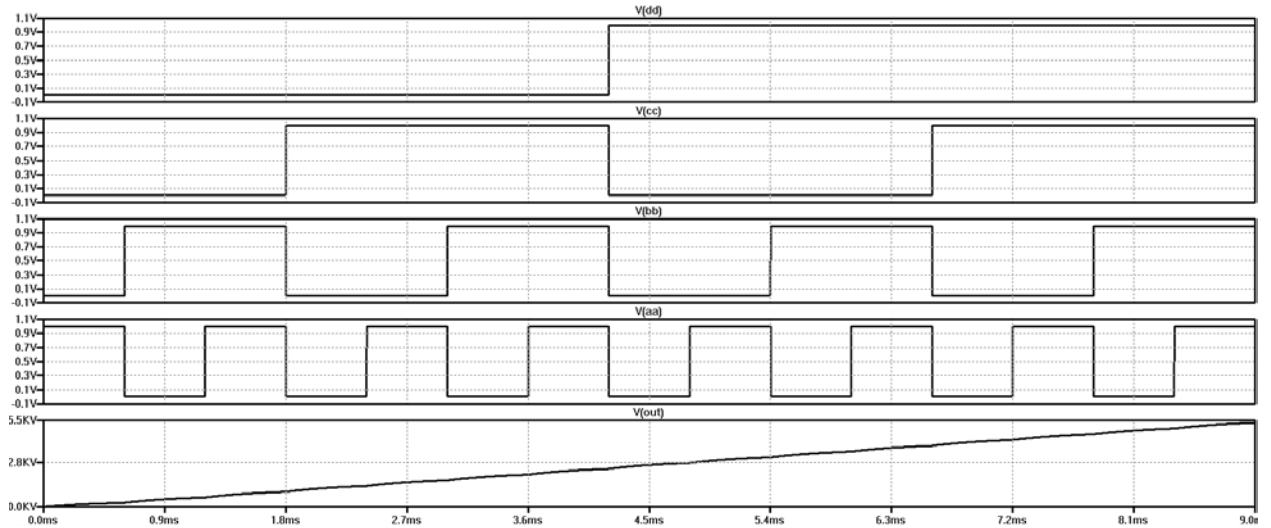


Рисунок 4.10 – Часові діаграми імпульсів керування та вихідної напруги на накопичувальній ємності

Послідовність включення секції відбувається за алгоритмом, поданим у табл. 2.1.

З рис. 4.10 можна зробити висновок, що завдяки постійному струму заряду напруга на конденсаторі змінюється майже лінійно. Більш наглядно процес заряду ємності показаний на рис. 4.11.

З урахуванням всіх втрат на елементах силової частини схеми досягнуто ККД, що дорівнює 78% і це є добрим результатом. Основні втрати потужності мають місце у струмоформуєчому елементі (11%) і також у трансформаторах секцій (6%).

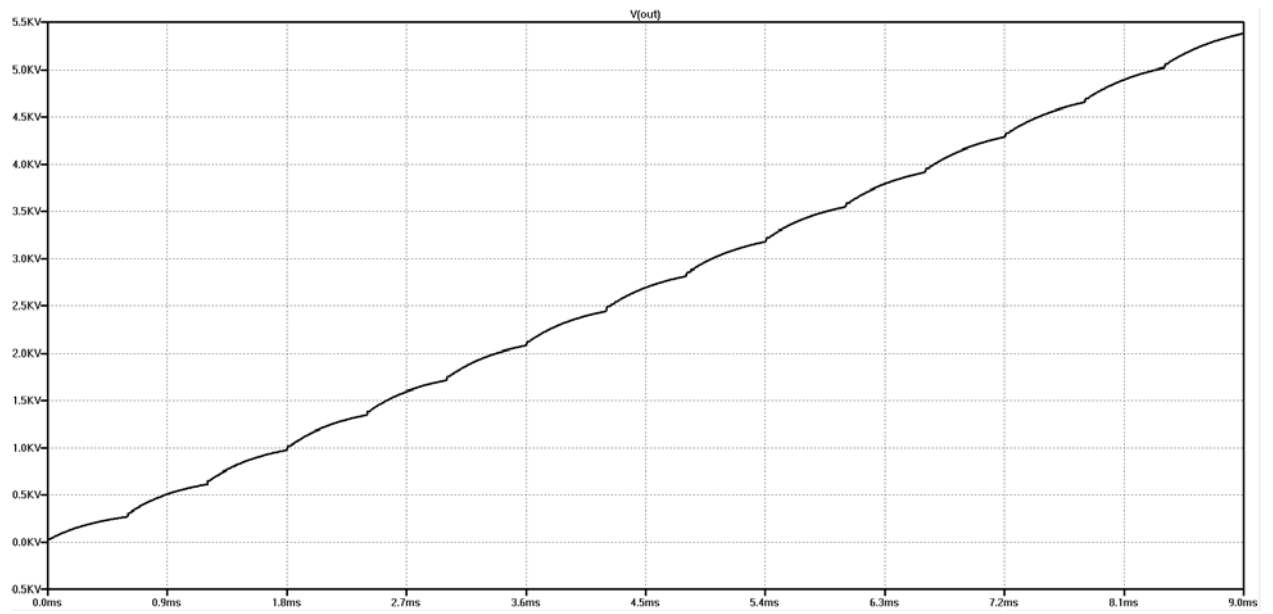


Рисунок 4.11 – Часова діаграма вихідної
напруги на конденсаторі

ВИСНОВКИ

Побудова ефективного високовольтного ДЕЖ за простою трансформаторною схемою неможлива через відносно велику власну ємність трансформатора;

Область застосування помножувачів напруги обмежена невеликими вихідними струмами, тому вони непридатні для застосування у потужних ВДЕЖ.

У магістерській роботі розглянуто варіант високовольтного джерела живлення на базі резонансних перетворювальних модулів, включених послідовно по виходу та паралельно по входу, що використовується для живлення ємнісного накопичувача потужного імпульсного лазера. Показано, що такий спосіб отримання високої напруги дозволяє підвищити надійність та ККД пристрою.

Високочастотні інверторні ДЕЖ мають невеликі габарити та вагу і значно більший ККД порівняно з трансформаторними низькочастотними.

Розрахунки та моделювання резонансних перетворювачів з послідовним коливальним контуром показали їх високу ефективність. За рахунок того, що у таких схемах забезпечується приблизно синусоїдальна форма струму, вони мають наступні переваги над класичними імпульсними перетворювачами з прямокутною формою напруги і струму:

- можливість перемикання транзисторів при нульових струмах і напруженнях, що призводить до зниження динамічних втрат і суттєвого підвищення загального ККД перетворювача;

- форма струму, близька до синусоїди, дозволяє скоротити ширину спектра та послабити рівень радіоперешкод у таких вторинних джерелах живлення на 15-20 дБ порівняно з класичними ШІМ-інверторами. При цьому значно спрощується вирішення завдань забезпечення як внутрішньої, так і зовнішньої електромагнітної сумісності;

- полегшений режим роботи випрямляча внаслідок «м'якого» встановлення напруги діодів.

Обґрунтовано вибір способу отримання високої напруги за рахунок послідовного включення секцій перетворювачів з амплітудно-імпульсною схемою регулювання, кожна наступна секція якої має вдвічі більшу напругу, ніж попередня. Такий спосіб дозволяє отримати велику кількість ступенів напруги, що забезпечує високий ККД зарядного ланцюга.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ

1. Березин О. К., Костиков В. Г., Криштафович И. А. и др. Модульные системы высоковольтного вторичного электропитания. Киев: Препринт. 1989.
2. Будов О.Ф., Зарудний О.А., Чумаков В.І Джерела електроживлення РЕЗ: навчальний посібник. 2-е вид., випр. I доп. – Харків: «Компанія Сміт», 2004. – 196 с.
3. Пентегов И. В. Основы теории зарядных цепей емкостных накопителей энергии. Киев: Наукова Думка, 1982.
4. Зарядные устройства емкостных накопителей энергии/И. М. Чиженко, Г. С. Бердинских. - Киев: Наукова думка, 1980. - 152 с.
5. Болотовский Ю., Таналзы Г. Разработка систем заряда емкостных накопителей энергии. – Силовая электроника, 2008, №4, с. 49-55
6. Зарудний А.А., Басецкий В.Л. Исследование влияния режимов питания ламп накачки на характеристики многоламповых ОКГ на красителях. Прикладная радиоэлектроника. 2006. - №1. С. 71-79..
7. <https://www.alldatasheetru.com/datasheet-pdf/pdf/414221/FAIRCHILD/AN-4151.html> (дата звернення 10.11.2023).
8. Источники электропитания лазеров/И. В. Волков, В. М. Вакуленко. - Киев: Техника, 1976. - 176 с.
9. Высокоэффективные источники вторичного электропитания высокого напряжения для радиопередающих устройств СВЧ/А. Полищук. - Силовая Электроника. Источники питания, 2004, № 2.