

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на здобуття освітнього ступеня

магістр

(назва освітнього ступеня)

на тему: _____ «Дослідження характеристик компактної імпульсної
системи живлення»

Виконав(ла): студент(ка) VI курсу, групи РРМ-61
спеціальності 172 Телекомунікації та радіотехніка

(шифр і назва спеціальності)

(підпис)

Желихівський В.В.

(прізвище та ініціали)

Керівник

(підпис)

Яськів В.І.

(прізвище та ініціали)

Нормоконтроль

(підпис)

Хвостівська Л.В.

(прізвище та ініціали)

Завідувач кафедри

(підпис)

Дунець В. Л.

(прізвище та ініціали)

Рецензент

(підпис)

Тимків П. О.

(прізвище та ініціали)

Міністерство освіти і науки України
Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя
(повне найменування вищого навчального закладу)

Факультет Прикладних інформаційних технологій та електроінженерії

Кафедра Радіотехнічних систем

Освітній ступінь Магістр

Напрямок підготовки _____

Спеціальність _____
(шифр і назва)
172 «Телекомунікації та радіотехніка»

(шифр і назва)

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

« ____ » _____ 201__ р.

ЗАВДАННЯ
НА ДИПЛОМНИЙ ПРОЕКТ (РОБОТУ) СТУДЕНТУ

Желихівський Володимир Васильович

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема проекту (роботи) «Дослідження характеристик компактної імпульсної системи живлення»

Керівник проекту (роботи) к.т.н., професор Яськів В.І.

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

Затверджені наказом по університету від «__» листопада 2022 року № ____

2. Термін подання студентом проекту (роботи) _____

3. Вихідні дані до проекту (роботи) _____

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

6. Консультанти розділів проекту (роботи)

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
<i>Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях</i>	к.т.н.доц. Зелінський І.М.		
	ст.викладач, Клепчик В.М		

7. Дата видачі завдання

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів дипломного проекту (роботи)	Термін виконання етапів проекту (роботи)	Примітка
	<i>Отримання завдання</i>		
	<i>Основні розділи</i>		
	<i>Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях</i>		
	<i>Оформлення пояснювальної записки</i>		
	<i>Попередній захист</i>		
	<i>Захист</i>		

Студент

(підпис)

Желихівський В.В.

(прізвище та ініціали)

Керівник проекту (роботи)

(підпис)

Яськів В.І.

(прізвище та ініціали)

АНОТАЦІЯ

Тема кваліфікаційної роботи: «Дослідження характеристик компактної імпульсної системи живлення» // Дипломна робота // Желихівський Володимир Васильович // Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя, факультет прикладних інформаційних технологій та електроінженерії, група РРм-61 // Тернопіль, 2022.

Ключові слова: СИНХРОННИЙ ПОНИЖУЮЧИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ, МІКРОПРОЦЕСОР, РЕЗОНАНСНИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ З М'ЯКИМ ПЕРЕМИКАННЯМ, КОМУТАЦІЯ НУЛЬОВОГО СТРУМУ, КОМУТАЦІЙНІ ВТРАТИ, ПЕРСОНАЛЬНІ КОМП'ЮТЕРИ, ПОРТАТИВНІ ПРИСТРОЇ.

Щоб задовольнити вимоги щодо швидшої та ефективнішої обробки даних, сучасні мікропроцесори розробляються з меншою напругою. Постійне розміщення більшої кількості пристроїв на одному чіпі процесора збільшує його поточні вимоги, що вимагає жорсткого управління живленням. Ці вимоги, у свою чергу, вимагають спеціальних джерел живлення для забезпечення нижчої напруги з більшими струмами для мікропроцесорів.

У цій роботі представлено модифіковану технологію низьковольтного високострумowego модуля регулювання напруги (МРН) для персональних комп'ютерів і портативних пристроїв. Розроблений вдосконалений МРН має переваги перед звичайними в енергоефективності та надійності.

Виходами комп'ютерного джерела живлення в основному являється $+5V$, $+12V$. Для сучасних процесорів, вхідне джерело живлення являє собою напругу $+12V$, а потім воно знижується до $1,2V$. Щоб зробити це перетворення DC/DC ефективним при нижчих напругах, синхронний перетворювач є очевидним вибором через менші втрати провідності в діоді.

У першу чергу математично аналізуються різні втрати, що виникають у синхронному понижувальному перетворювачі (СПП). Результати свідчать про домінування втрат при перемиканні на МОП-транзисторі з високою стороною. ПНН, найефективніший серед методів м'якого перемикання, використовується для СПП.

Запропонований однофазний СПП з нульовою напругою (ПНН) моделюється

за допомогою програмного забезпечення з проектними вихідними значеннями 3,3 В, 12 А та частоти перемикання 200 кГц. Пропонований перетворювач демонструє ефективність роботи в порівнянні зі звичайним перетворювачем. Крім того, резонансний допоміжний контур у ПНН, який проводить протягом короткого періоду часу, також позбавлений втрат на перемикання. Потім результати моделювання перевіряються експериментально шляхом розробки прототипу запропонованого перетворювача для частоти комутації 200 кГц.

Завдяки цьому задовільний результат ПНН БСПП (мультифазний синхронний понижуючий перетворювач) розроблений для комутації на виході 1,2 В, 90 А при 500 кГц. Змодельовані результати демонструють набагато кращу продуктивність, ніж звичайний БСПП. Методи ПНН використовуються переважно для перетворювачів великої потужності. Дуже небагато робіт у літературі застосовували їх у малих степенях. У дисертації реалізовано підвищення ефективності ланцюгів малої потужності (таких як СПП) шляхом застосування технології ПНН.

ANNOTATION

The topic of the qualification work: " Research of the characteristics of a compact pulsed power supply system " // Diploma thesis // Zhelikhivsky Volodymyr Vasyliovych // Ivan Pulyuy Ternopil National Technical University, Faculty of Applied Information Technologies and Electrical Engineering, group RRm-61 // Ternopil, 2022 .

Keywords: SYNCHRONOUS DOWN CONVERTER, MICROPROCESSOR, RESONANT SOFT SWITCHING CONVERTER, ZERO CURRENT SWITCHING, SWITCHING LOSSES, PERSONAL COMPUTERS, PORTABLE DEVICES.

To meet the demands for faster and more efficient data processing, modern microprocessors are designed with lower voltages. Constant placement of more devices on one processor chip increases its current requirements, which requires strict power management. These requirements, in turn, require special power supplies to provide lower voltages with higher currents for microprocessors.

This paper presents a modified technology of a low-voltage, high-current voltage regulation module (VRM) for personal computers and portable devices. The developed improved VRM has advantages over conventional ones in terms of energy efficiency and reliability.

The outputs of the computer power source are mainly +5V, +12V. For modern processors, the input power supply is +12V, and then it drops to 1.2V. To make this DC/DC conversion efficient at lower voltages, a synchronous converter is the obvious choice because of the lower conduction losses in the diode.

First of all, the various losses occurring in the synchronous step-down converter (SBC) are mathematically analyzed. The results indicate the dominance of switching losses on the MOSFET with the high side. ZVT, the most effective among soft switching methods, is used for SBC.

The proposed single-phase zero-voltage (ZVT) is modeled using software with design output values of 3.3 V, 12 A and a switching frequency of 200 kHz.

The proposed converter demonstrates the efficiency of operation in comparison with the conventional converter. In addition, the resonant auxiliary circuit in the ZVT, which conducts for a short period of time, is also devoid of switching losses. The simulation results are then verified experimentally by developing a prototype of the proposed converter for a switching frequency of 200 kHz.

Due to this, the satisfactory result of the ZVT MSBC (multiphase synchronous step-down converter) is designed for switching at an output of 1.2 V, 90 A at 500 kHz. The simulated results show a much better performance than the conventional MSBC. ZVT methods are mainly used for high-power converters. Very few works in the literature used them in small degrees. The dissertation implements the improvement of the efficiency of low-power circuits (such as SBC) by applying the ZVT technology.

ЗМІСТ

ВСТУП.....	10
ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ.....	12
РОЗДІЛ 1. АНАЛІТИЧНА ЧАСТИНА.....	15
1.1 Високі бічні втрати.....	15
1.1.1 Втрати провідності.....	17
1.2 Малосторонні втрати.....	22
1.2.1 Втрати провідності.....	22
1.2.2 Втрати перемикання.....	22
1.3 Втрати драйвера затвору.....	23
1.4 Висновок до розділу 1.....	24
РОЗДІЛ 2. ОСНОВНА ЧАСТИНА.....	25
2.1 Запропонований перетворювач.....	25
2.2 Режим роботи.....	27
2.3 Процедура проектування перетворювача.....	34
2.4 Вибір пристроїв.....	37
2.4.1 Вибір MOSFET.....	37
2.4.2 Вибір котушки індуктивності та конденсатора.....	38
2.5 Висновок до розділу 2.....	39
РОЗДІЛ 3. НАУКОВО ДОСЛІДНА ЧАСТИНА.....	40
3.1 Результати моделювання.....	40
3.2 Результати експерименту.....	47
3.3 Висновок до розділу 3.....	51
РОЗДІЛ 4. СПЕЦІАЛЬНА ЧАСТИНА.....	52
4.1 Принципова схема ПНН БСПП.....	52
4.2 Зауваження щодо дизайну.....	53
4.3 Результати моделювання.....	53

4.4 Висновок до розділу 4.....	57
РОЗДІЛ 5. ОХОРОНА ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ.....	58
5.1 Забезпечення безпеки життєдіяльності підприємств радіотехнічної галузі у воєнний час.....	58
5.2 Проведення державного нагляду за охороною праці. Види та основні параметри проведення наглядних заходів.....	65
5.3 Висновок до розділу 5.....	69
ВИСНОВКИ.....	70
СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ.....	72
ДОДАТКИ.....	78
Додаток А.....	79

ВСТУП

Актуальність теми полягає у тому щоб забезпечити максимальну ефективність джерела живлення мікропроцесорів при суттєвій різниці вхідної та вихідної напруг

Метою роботи є створення нового методу перетворення електроенергії в низьковольтових системах живлення мікропроцесорної техніки.

Задачі досліджень:

- провести аналіз стану проблеми;
- розробити методи зменшення втрат на перемикання напівпровідникових пристроїв при високій частоті комутації;
- розробити та дослідити методи зменшення втрат на перемикання напівпровідникових пристроїв при високому струмі навантаження;
- дослідити характеристики систем живлення мікропроцесорної техніки на основі запропонованих методів.

Об'єктом дослідження є процеси перетворення електроенергії в резонансному перетворювачі з м'яким перемиканням.

Предметом дослідження є низьковольтні перетворювачі для живлення мікропроцесорної техніки.

Методи дослідження. Проводились аналіз та дослідження втрат і впливу ланок м'якого перемикання на якість напруги.

Наукова новизна одержаних результатів. Основні результати, що становлять наукову новизну та отримані у ході вирішення завдань, поставлених у дослідженні, полягають в наступному:

- розроблено метод підвищення коефіцієнта корисної дії перетворювача напруги з виходом на постійному струмі за рахунок введення додаткового паралельного силового ключа з послідовним резонансним контуром, що дозволило суттєво зменшити комутаційні та втрати провідності в силових ключах перетворювача;
- обґрунтовані та систематизовані результати дослідження

багатоканального синхронного понижуючого перетворювача;

Практичне значення одержаних результатів. Запропоновані методи підвищення ККД низьковольтних перетворювачів можуть широко використовуватися на практиці, від портативних пристроїв до настільних комп'ютерів та іншої електроніки на мікропроцесорах, так як їх ефективність є вищою за стандартні варіанти.

Результати дослідження апробовано на XI Міжнародна науково-технічна конференція молодих учених та студентів «АКТУАЛЬНІ ЗАДАЧІ СУЧАСНИХ ТЕХНОЛОГІЙ» 7 – 8 грудня 2022, збірник тез доповідей.

Структура роботи. Робота складається з розрахунково-пояснювальної записки. Розрахунково-пояснювальна записка складається з вступу, переліку умовних скорочень, 5 частин, висновків, переліку посилань та додатків. Обсяг роботи: розрахунково- пояснювальна записка – 69 арк. формату А4 та додатків.

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

НВРІ - Надвеликого рівня інтеграції

МРН - Модуль регулятора напруги

МРП - Мультирезонансний перетворювач

БСПП - Багатоканальний синхронний понижуючий перетворювач

ОПС - Опір постійному струму

ПНН - Перехід до нульової напруги

ПНС - Перехід до нульового струму

КНН - Комутація нульової напруги

КНС - Комутація нульового струму

ПРП - Псевдо резонансне перетворення

РН - Регулятор напруги

СПП - Синхронний понижуючий перетворювач

ШІМ - Широтно-імпульсна модуляція

D - Діод Шотткі

S - Головний перемикач

S_1 - Допоміжний перемикач

S_2 - Синхронний перемикач

i_{gs}, i_{gs1}, i_{gs2} – Імпульси затвору Головного, допоміжного і синхронного перемикачів

$i_s, i_{s1}(i_{Lr}), i_{s2}$ - Струми головного, допоміжного та синхронного перемикачів

V_s, V_{s1}, V_{s2} - Напруга основного, допоміжного та синхронного перемикачів

$R_{ds(on)}$ – Опір ввімкнення

V_{DS} – Напруга витік-втік

V_{GS} – Напруга затвор-втік

I_D – Струм витоку

t_{on} – Час затримки ввімкнення

t_{off} – Час затримки вимкнення

$t_{S(L-H)}$ - збільшення часу перемикання

$t_{S(H-L)}$ - зменшення часу перемикання

Q_G – Заряд затвору

Q_{GD} – Заряд затвор-витік

$Q_G(SW)$ – Заряд відкриття затвору

C_{GD} – Ємність затвор-витік

C_{oss} – Вихідна Ємність

C_{DS} – Ємність витік-втік

V_{TH} – Порогова напруга

V_{SP} – Напруга точки відкриття

f_S – Частота відкриття

V_S – Напруга втоку

V_0 – Вихідна напруга

I_0 – Вихідний струм

L_0 – Вихідний індуктор

C_0 – Вихідний конденсатор

C_r – Конденсатор резонансу

L_r – Індуктор резонансу

I_p – Піковий струм резонансного індуктора

t_p - Час пікового резонансного струму індуктора для кожного циклу перемикання

V_{Cr} - Напруга резонансного конденсатора

i_{L0} - Вихідний струм індуктора

Δi_L - Пульсації струму на вихідному індукторі

Δv_C - Пульсації напруги вихідного конденсатора

P_{HS}, P_{LS} - Втрати потужності на МОП-транзисторі високого та низького рівня

P_{SW} - Втрати потужності перемикання

P_{COND} – Втрати потужності на провіднику

I_{driver} – Струм драйвера затвору

$I_{driver (L-H)}$ - Зростаючий струм драйвера

$I_{driver (H-L)}$ - Спадаючий струм драйвера

V_{DD} - Напруга драйвера затвора

$R_{driver (pull-up)}$ – опір підйому драйвера затвору

$R_{driver (pull-down)}$ - опір спадання драйвера затвору

R_{gate} - Внутрішній опір драйвера затвора

$P_{DR (L-H)}$ - Розсіювання в драйвері затвора для наростаючого фронту

$P_{DR (H-L)}$ - Розсіювання в драйвері затвора для спадаючого фронту

P_{DRIVER} – Втрати на драйвері затвору

d - Робочий цикл

РОЗДІЛ 1. АНАЛІТИЧНА ЧАСТИНА

1.1. Високі бічні втрати

Портативні пристрої, персональні комп'ютери, ноутбуки потребують використання СПП для ефективного живлення мікропроцесорів. Він вимагає високого струму та низької напруги. Ця робота містить рішення для розробки ефективного джерела живлення мікропроцесорів комп'ютера. Цю концепцію дизайну також можна застосувати до портативних продуктів.

Відповідно до закону Мура, який стверджує, що «щільність транзисторів в інтегральних схем подвоюється кожні вісімнадцять місяців», кількість транзисторів на матрицю в мікропроцесорах неухильно зростає протягом останніх десятиліть [1]. Чим більше транзисторів інтегровано в одну матрицю, тим більшу кількість функцій вона може виконувати [2]. Прогнозувалося, що в 2015 році в одному чіпі будуть десятки мільярдів транзисторів [3]. Проте як показано на рис станом на 2015 рік в одному чіпі знаходиться приблизно від 1.5 мільярда до 10 мільярдів транзисторів

Збільшення кількості транзисторів у мікропроцесорах призводить до постійного збільшення потреб мікропроцесора в струмі. Щоб зменшити енергоспоживання мікропроцесорів, напруга живлення була зменшена. Крім того, за рахунок високих частот зростає і швидкість переходу навантаження мікропроцесора. Низька напруга, високий струм і високі швидкості перемикавання навантаження є викликами, що постають перед джерелами живлення мікропроцесорів [4].

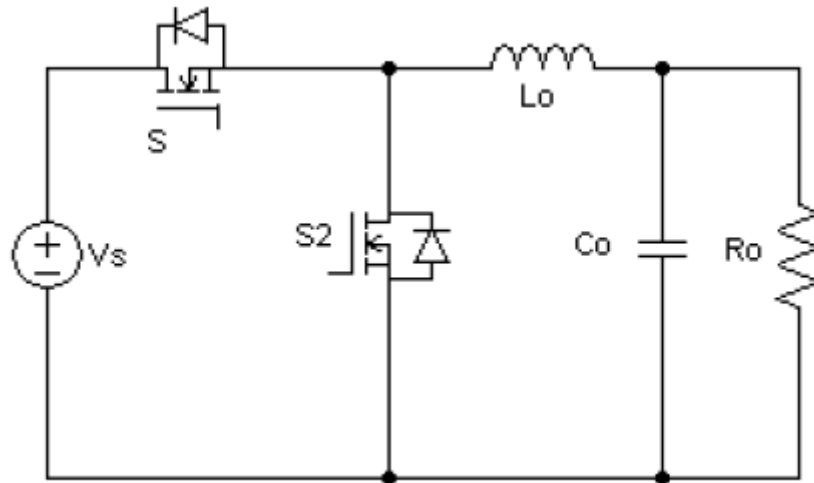


Рис.1.2. Синхронний понижуючий перетворювач

Втрата потужності в будь-якому MOSFET - це комбінація втрат на перемикання MOSFET і втрат на провідність.

$$P_{HS} = P_{SW} + P_{COND} \quad (1.1)$$

1.1.1. Втрати провідності

Час перемикання розбивається на 5 періодів (t_1 - t_5), як показано на рис. 1.3. Верхній графік на рис. 1.3 показує напругу на MOSFET і струм через нього. Нижній часовий графік представляє V_{GS} як функцію часу. Форма цього графіка ідентична формі кривої Q_G , що міститься в таблицях даних, показаних на рис. 1.4, що передбачає, що затвор працює постійним струмом. Позначення Q_G на рис. 1.3 вказують, який Q_G заряджається протягом відповідного періоду часу.

Інтервал перемикання починається, коли драйвер МОП-транзистору високого рівня вмикається і починає подавати струм на затвор S для зарядки його вхідної ємності. Немає втрат на комутацію, доки V_{GS} не досягне V_{TH} MOSFET, отже, втрати потужності протягом періоду часу t_1 (P_{t_1}) = 0. Коли V_{GS} досягне V_{TH} , вхідна ємність заряджається, а I_D лінійно зростає, доки не досягне струму в L_0 який вважається I_0 . Протягом періоду t_2 MOSFET

підтримує всю вхідну напругу на ньому, отже, енергія в MOSFET протягом t_2 становить:

$$E_{t_2} = t_2 \cdot \left(\frac{V_S \cdot I_0}{2} \right) \quad (1.2)$$

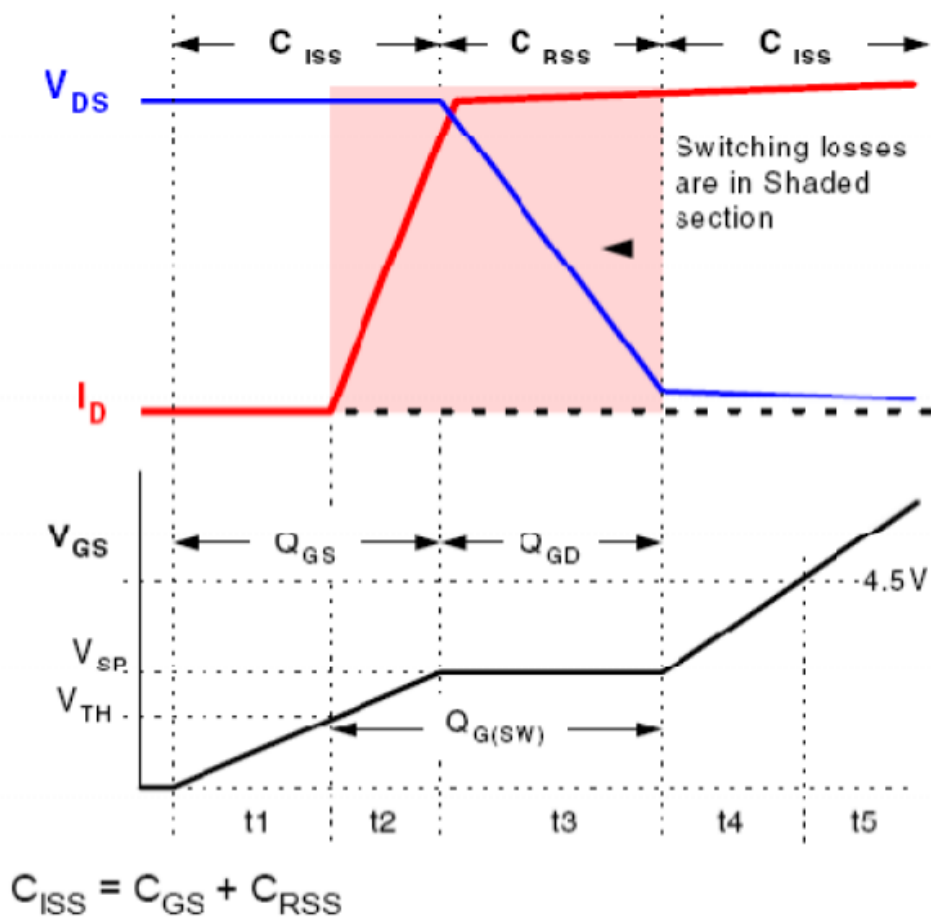


Рис.1.3. Високі комутаційні втрати та Q_G

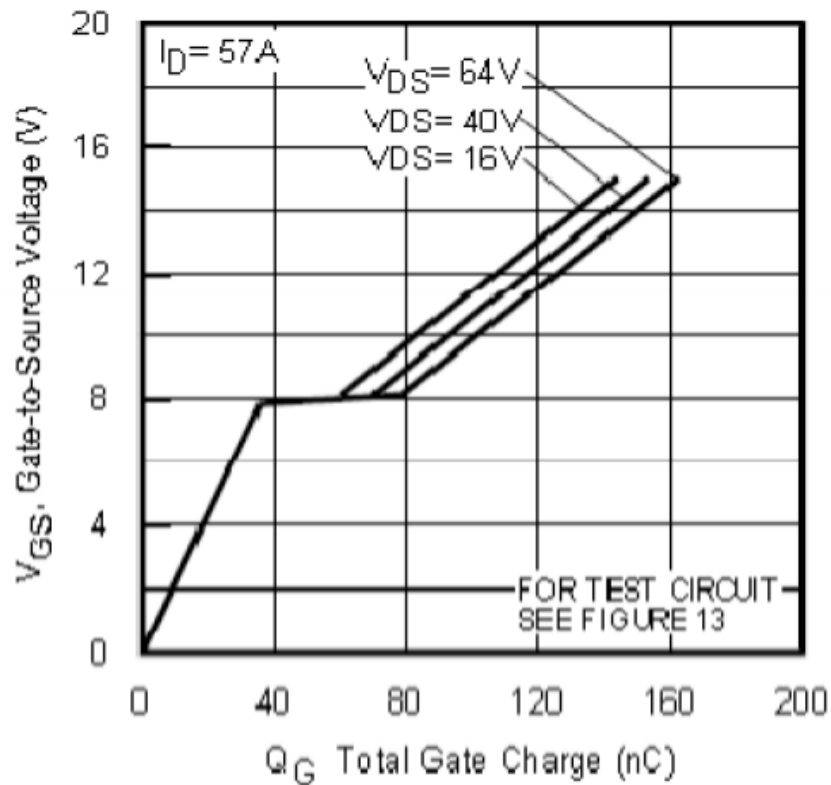


Рис.1.4. Заряд затвора проти напруги затвор-витік IRF1312

Протягом періоду t_3 I_0 протікає через S , і V_{DS} починає падати. Весь струм затвора починає перезаряджати C_{GD} . Протягом цього часу струм постійний на I_0 , а напруга падає досить лінійно від V_S до нуля, отже:

$$E_{t_3} = t_3 \cdot \left(\frac{V_S \cdot I_0}{2} \right) \quad (1.3)$$

Протягом t_4 і t_5 MOSFET просто повністю покращує канал, щоб отримати номінальний $R_{DS(on)}$ при номінальному V_{GS} . Втрати протягом цього часу дуже малі порівняно з t_2 і t_3 , коли MOSFET одночасно підтримує напругу і проводить струм, тому його можна сміливо ігнорувати в аналізі. Втрати на комутацію для будь-якого заданого фронту - це просто потужність, яка виникає в кожному інтервалі комутації, помножена на робочий цикл інтервалу комутації:

$$P_{SW} = \left(\frac{V_S \cdot I_0}{2} \right) \cdot (t_2 + t_3) \cdot (f_S) \quad (1.4)$$

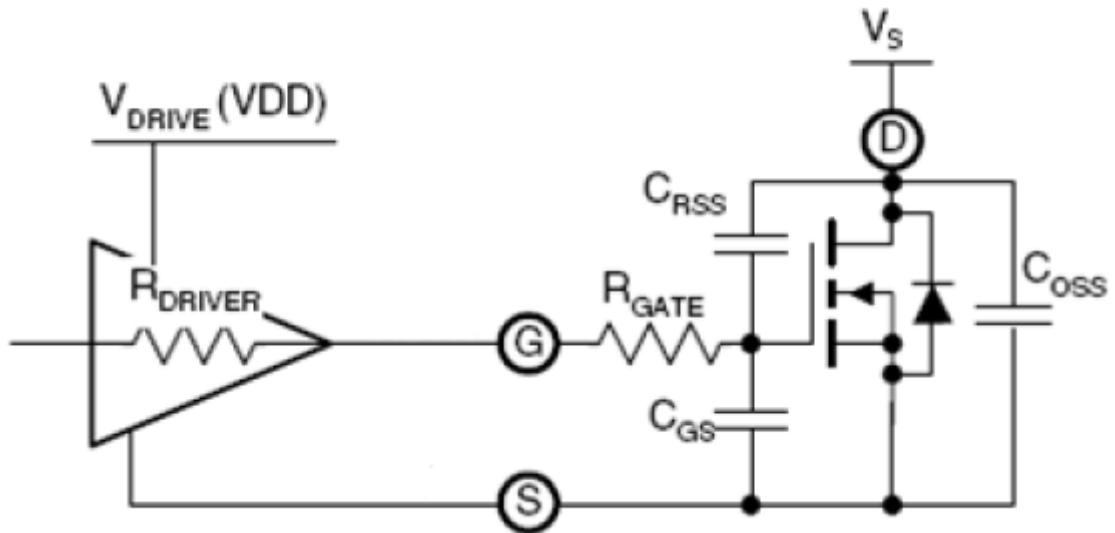


Рис.1.5. Еквівалентна схема драйвера

Кожен період, t_2 і t_3 , визначається тим, скільки часу потрібно драйверу затвора, щоб доставити весь заряд, необхідний для проходження через період часу,

$$t_x = \frac{Q_{G(x)}}{I_{driver}} \quad (1.5)$$

Велика частина інтервалу перемикання витрачається на t_3 , що відбувається при напрузі V_{SP} . Це не зазначено в більшості таблиць даних MOSFET, які можна прочитати з графіка заряду затвора. Значення заряду затвора лише незначно змінюються залежно від струму стоку та напруги стоку-витоку. Отже, V_{SP} , зчитаний з рис. 1.3, становить 8 В.

Для аналізу приймаються такі значення схеми драйвера затвора:

$$V_{DD} = 10V$$

$$R_{driver (pull-up)} = 5\Omega$$

$$R_{driver (pull-down)} = 2\Omega$$

$$R_{gate} = 1.5\Omega$$

При відомому V_{SP} струм затвора можна визначити за законом Ома в ланцюзі на рис.1.4.

$$I_{driver(L-H)} = \frac{V_{DD} - V_{SP}}{R_{driver(pull-up)} + R_{gate}} \quad (1.6)$$

$$I_{driver(L-H)} = \frac{10V - 8V}{5\Omega + 1.5\Omega} = 0.31A \quad (1.7)$$

$$I_{driver(H-L)} = \frac{V_{SP}}{R_{driver(pull-down)} + R_{gate}} \quad (1.8)$$

$$I_{driver(H-L)} = \frac{8V}{2\Omega + 1.5\Omega} = 2.28A \quad (1.9)$$

Час наростання (L-H) і час спаду (H-L) розглядаються окремо, оскільки I_{driver} може бути різним для кожного краю. Експедиція V_{GS} протягом t_2 відбувається від V_{TH} до V_{SP} . Апроксимація цього як V_{SP} значно спрощує розрахунок і не вносить значних похибок. Це наближення також дозволяє використовувати термін $Q_{G(SW)}$ для представлення заряду затвора для MOSFET для проходження через інтервал перемикання.

$$Q_{G(SW)} \approx Q_{GD} + \frac{Q_{GS}}{2} \quad (1.10)$$

Беручи значення Q_{GD} і Q_{GS} з таблиці даних IRF1312,

$$Q_{G(SW)} \approx 35nC \quad (1.11)$$

Отже, час перемикання становить:

$$t_{S(L-H)} = \frac{Q_{G(SW)}}{I_{driver(L-H)}} \quad (1.12)$$

$$t_{S(L-H)} = \frac{35nC}{0.31A} = 112.9ns \quad (1.13)$$

$$t_{S(H-L)} = \frac{Q_{G(SW)}}{I_{driver(H-L)}} \quad (1.14)$$

$$t_{S(H-L)} = \frac{35nC}{2.28A} = 15.35ns \quad (1.15)$$

Наведене вище обговорення втрат при перемиканні можна підсумувати таким чином:

$$P_{SW} = \left(\frac{V_{in} \cdot I_0}{2}\right) \cdot (f_S) \cdot (t_{S(L-H)} + t_{S(H-L)}) \quad (1.16)$$

$$P_{SW} = \left(\frac{12V \cdot 12A}{2}\right) \cdot (200kHz) \cdot (112.9ns + 15.35ns) = 1.847W \quad (1.17)$$

1.2. Малосторонні втрати

Низькі бічні втрати (P_{LS}) також включають втрати на провідність і комутацію.

$$P_{LS} = P_{SW} + P_{COND} \quad (1.18)$$

1.2.1. Втрати провідності

$$P_{COND} = I_0^2 \cdot R_{ds(on)} \cdot \left(1 - \frac{V_o}{V_S}\right) \quad (1.19)$$

$$P_{COND} = 12^2 \cdot 10m\Omega \cdot \left(1 - \frac{3.3V}{12V}\right) = 1.044W \quad (1.20)$$

1.2.2. Втрати перемикання

Оскільки перемикач S_2 вмикається та вимикається лише з падінням на діоді, втрати на перемикання MOSFET низького рівня є незначними.

1.3. Втрати драйвера затвору

Потужність для зарядки воріт:

$$P_{GATE} = (Q_G) \cdot (f_S) \cdot (V_{DD}) \quad (1.21)$$

Беремо значення Q_G з документації

$$P_{GATE} = (140nC) \cdot (500kHz) \cdot (10V) = 0.7W \quad (1.22)$$

P_{GATE} це потужність від джерела V_{DD} , необхідна для управління затвором MOSFET. Він не залежить від вихідного опору драйвера і включає як наростаючі, так і спадні фронти. Він розподіляється між R_{driver} , R_{gate} пропорційно їхнім опорам.

Дисипація в драйвері для наростаючого фронту становить:

$$P_{DR(L-H)} = \frac{P_{gate} \cdot R_{driver(pull-up)}}{2(R_{total})} \quad (1.23)$$

Де,

$$R_{total} = R_{driver} + R_{gate} \quad (1.24)$$

$$P_{DR(L-H)} = \frac{0.7W \cdot 5\Omega}{2(6.5)} = 0.27W \quad (1.25)$$

Подібним чином дисипація в драйвері для спадаючого фронту становить:

$$P_{DR(H-L)} = \frac{P_{gate} \cdot R_{driver(pull-down)}}{2(R_{total})} \quad (1.26)$$

$$P_{DR(H-L)} = \frac{0.7W \cdot 2}{2(3.5)} = 0.2W \quad (1.27)$$

$$P_{DRIVER} = P_{DR(L-H)} + P_{DR(H-L)} = 0.47W \quad (1.28)$$

Обговорювані втрати підсумовані в таблиці нижче.

Таблиця 1.1.

Короткий зміст аналізу втрат

	Висока сторона	Низька сторона
P_{SW}	1.847W	Незначний
P_{COND}	0.396W	1.044W
P_{DRIVER}	0.47W	0.47W

1.4. Висновок до розділу 1

Перетворювач, розрахований на вихідну потужність 39,6 Вт, страждає від втрат, розрахованих вище математично. Виявлено, що лише втрати на перемикання високої сторони поглинають 4,62% виходу перетворювача. Отже, дуже важливо мінімізувати ці втрати для кращої роботи СПП.

РОЗДІЛ 2. ОСНОВНА ЧАСТИНА

2.1. Запропонований перетворювач

Принципова схема запропонованого нового ПНН СПП наведена на рис.2.1. Допоміжний контур, доданий паралельно S , є модифікацією СПП. Допоміжний контур складається з S_1 , C_r і L_r . Він працює лише протягом короткого часу перемикання, щоб створити умову КНН для S . Високочастотний діод Шотткі D використовується для розрядки C_r до навантаження, що відбувається перед увімкненням S_2 .

Протягом одного циклу перемикання, для спрощення аналізу сталого стану схеми, показаної на рис.2.1, робляться наступні припущення.

1. V_S постійна.
2. V_0 постійний або C_0 достатньо великий.
3. I_0 постійний або L_0 достатньо великий.
4. L_0 набагато більше L_r .
5. Час зворотного відновлення всіх діодів ігнорується.

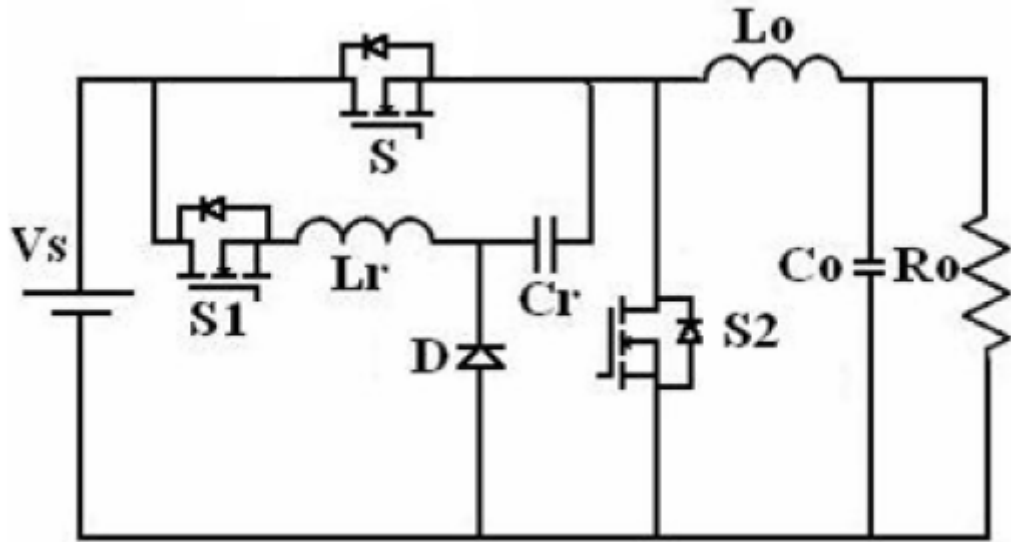


Рис.2.1. Запропоновано ПНН СПП

Враховуючи наведені вище припущення, конвертер спрощується так:

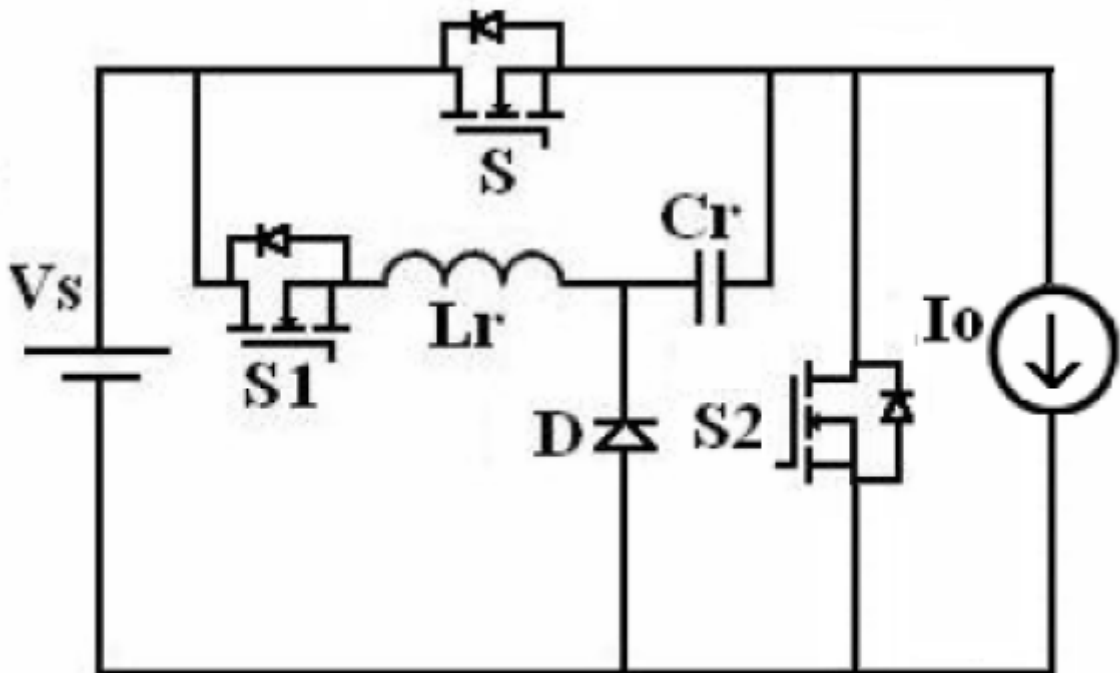


Рис.2.2. Спрощений ПНН СПП

2.2. Режими роботи

Протягом одного циклу перемикання в запропонованому перетворювачі в усталеному режимі проходить сім етапів. Ключові осцилограми цих каскадів наведені на рис.2.3. Детальний аналіз кожного етапу наведено нижче:

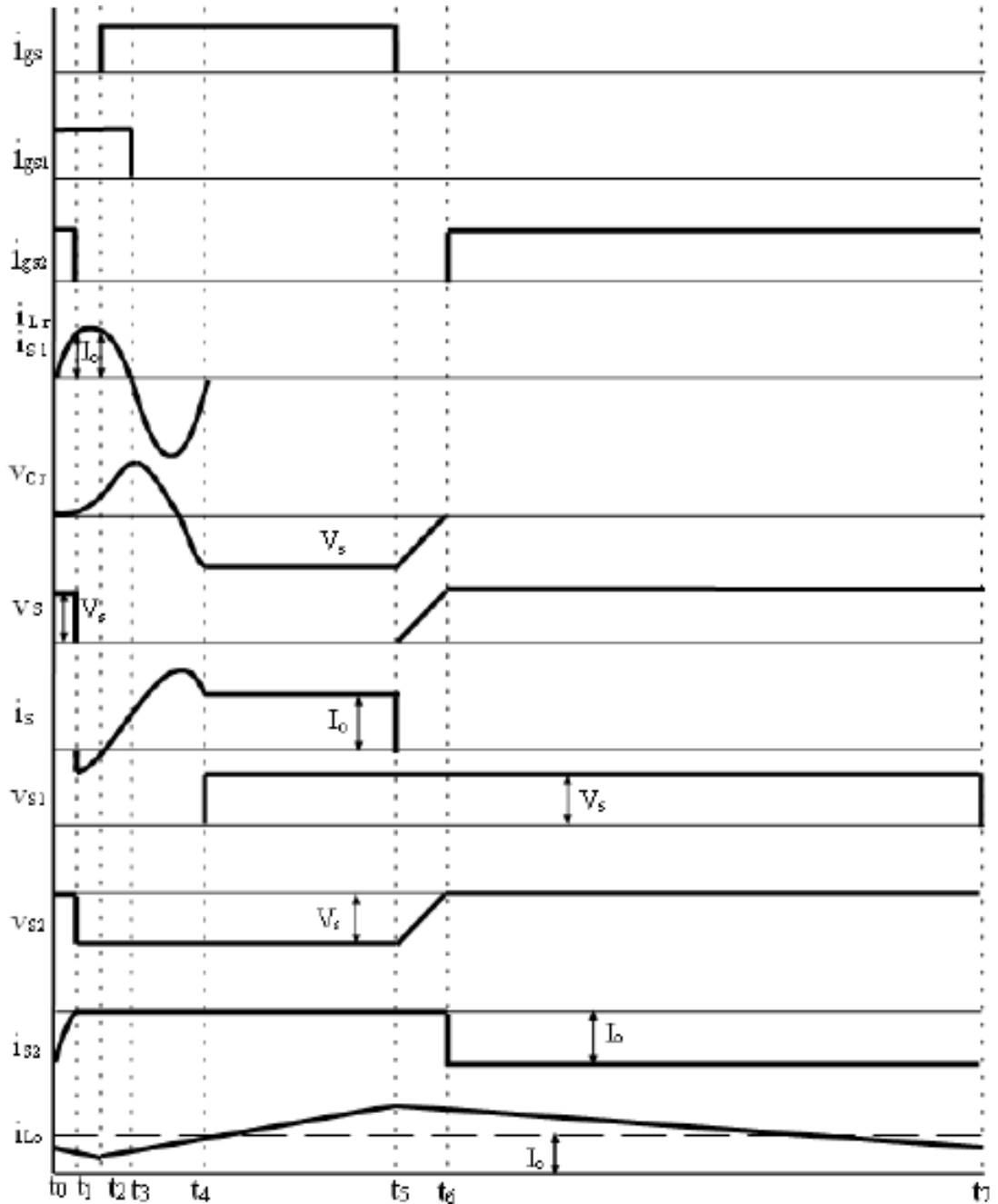


Рис.2.3. Теоретичні форми сигналу

Режим 1 (t_0, t_1): до $t = t_0$ S_2 був провідним. S та S_1 перебували у

вимкненому стані. У t_0 вмикається S_1 , який реалізує ввімкнення нульового струму, оскільки він послідовно з L_r . Струм через L_r і C_r зростає з тією ж швидкістю, що й швидкість падіння струму через S_2 . Під час цього режиму між L_r і C_r виникає резонанс. Режим закінчується при $t = t_1$, коли i_{L_r} досягає I_0 і коли S_2 вимикається.

$$i_{S_2} = I_0 - i_{L_r} \quad (2.1)$$

$$i_{L_r}(t - t_0) = \frac{V_S}{Z} \sin \omega(t - t_0) \quad (2.2)$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} = \text{Резонансна частота} \quad (2.3)$$

$$Z = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} = \text{Характеристика імпедансу} \quad (2.4)$$

При $t = t_1$:

$$V_{C_r}(t_1 - t_0) = V_{C_{r1}} \quad (2.5)$$

$$i_{L_r}(t_1 - t_0) = I_0 \quad (2.6)$$

$$t_{01} = t_1 - t_0 = \frac{1}{\omega} \sin^{-1} \left(\frac{I_0 Z}{V_S} \right) \quad (2.7)$$

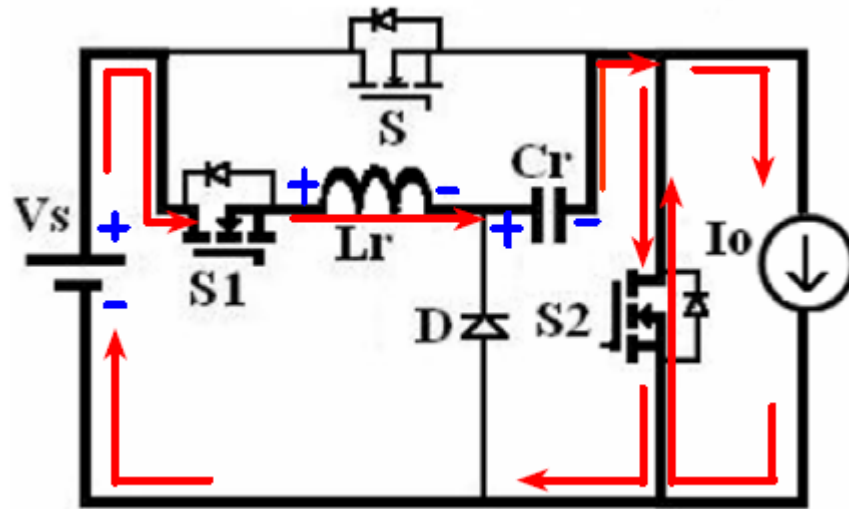


Рис.2.4. Робота конвертера в режимі 1

Режим 2 (t_1, t_2): оскільки L_r і C_r також продовжують резонувати в цьому режимі, струм, що перевищує I_0 , протікає через корпусний діод S , який відповідає за його нульову напругу. Провідність основного діода розряджає C_{DS} через S . Оскільки допоміжне коло забезпечує необхідне навантаження, основний діод S_2 не проводить тут, як у звичайних перетворювачах, що спричиняє падіння вихідної напруги протягом періоду мертвого часу. Цей режим закінчується, коли C_{DS} виснажується від зарядів і коли струм індуктора знову досягає I_0 .

$$i_{S2} = 0 \quad (2.8)$$

$$i_{Lr}(t - t_1) = \frac{V_S - V_{Cr1}}{Z} \sin \omega(t - t_1) + I_0 \cos \omega(t - t_1) \quad (2.9)$$

При $t = t_2$:

$$i_{Lr}(t_2 - t_1) = I_0 \quad (2.10)$$

$$t_{12} = \frac{2}{\omega} \left(\tan^{-1} \left(\frac{V_S - V_{Cr}}{I_0 Z} \right) \right) \quad (2.11)$$

$$V_{Cr}(t_2 - t_1) = V_{Cr2} \quad (2.12)$$

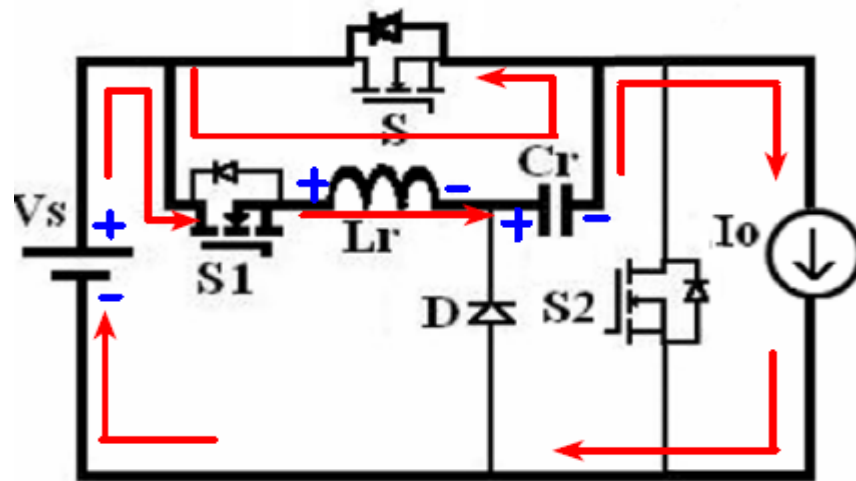


Рис.2.5. Робота конвертера в режимі 2

Режим 3 (t_2, t_3): У момент t_2 S вмикається за допомогою КНН. Під час цієї стадії швидкість зростання визначається резонансом між L_r і C_r . Резонансний процес продовжується і в цьому режимі, де струм i_{Lr} продовжує зменшуватися. Знову в цьому режимі, оскільки S вмикається в момент $i_{Lr}=I_0$, корпусний діод S_2 також не проводить тут, тому що S_1 починає подавати необхідний вихід. У кінці цього режиму i_{Lr} дорівнює нулю, а напруга резонансного конденсатора дорівнює $V_{Cr(max)}$.

$$i_{Lr}(t - t_2) = \frac{-V_{Cr2}}{Z} \sin \omega(t - t_2) + I_0 \cos \omega(t - t_2) \quad (2.13)$$

При $t = t_3$:

$$i_{Lr} = 0 \quad (2.14)$$

$$t_{23} = \tan^{-1} \left(\frac{I_0 Z}{V_{Cr2}} \right) \quad (2.15)$$

$$V_{Cr}(t_3) = V_{Cr(max)} \quad (2.16)$$

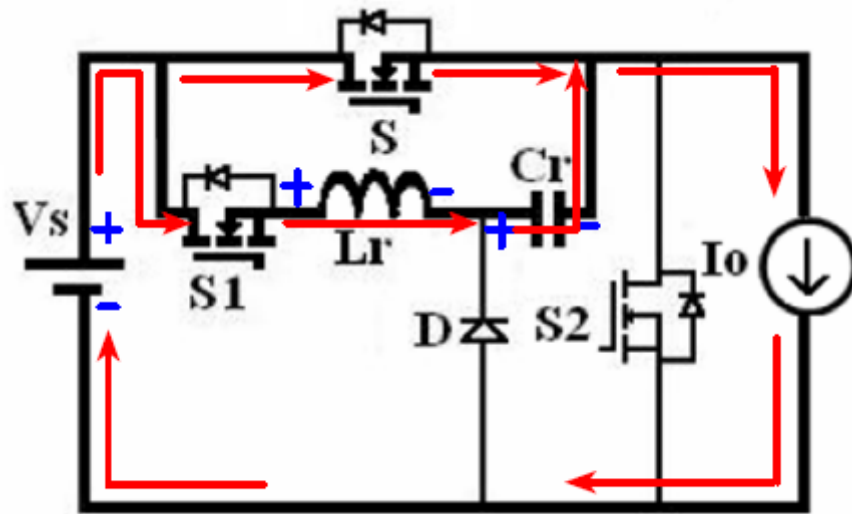


Рис.2.6. Робота конвертера в режимі 3

Режим 4 (t_3, t_4): у момент t_3 S_1 вимикається за допомогою КНС. Резонансний конденсатор починає розряджатися через корпусний діод перемикача S_1 , що викликає зростання резонансного струму i_{Lr} у зворотному напрямку. Він досягає максимального мінуса і зростає до нуля. У кінці цього режиму основний діод S_1 вимикається, а резонансний піковий струм, що протікає через головний вимикач, дорівнює нулю. C_r заряджається до $-V_{Cr(max)}$.

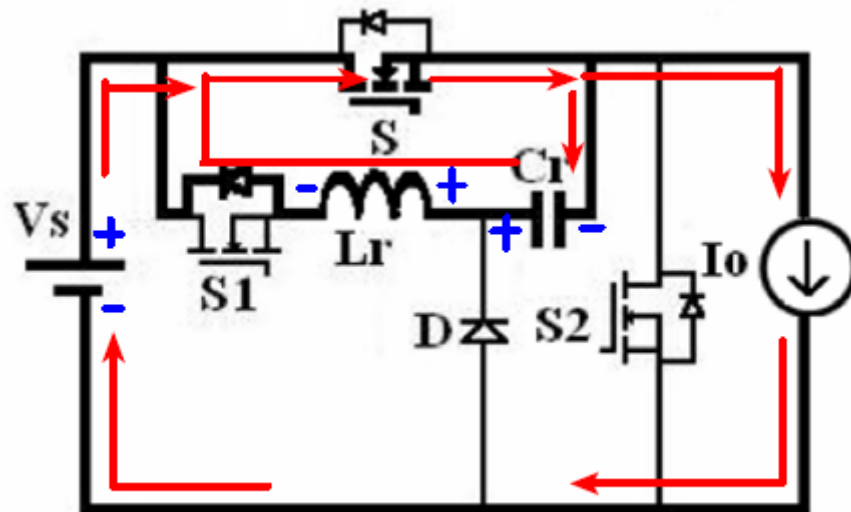


Рис.2.7. Робота конвертера в режимі 4

$$i_{Lr}(t - t_3) = \frac{V_{Cr(max)}}{Z} \sin \omega(t - t_4) \quad (2.17)$$

При $t = t_4$:

$$i_{Lr}(t_4) = 0 \quad (2.18)$$

$$t_{34} = \frac{\pi}{\omega} \quad (2.19)$$

$$V_{Cr}(t_4) = -V_{Cr3} \quad (2.20)$$

Режим 5 (t_4, t_5): оскільки основний діод S_1 вимкнувся в t_4 , тепер лише S переносить струм навантаження. У цьому режимі немає резонансу, і робота схеми ідентична звичайним ШІМ-понижуючим перетворювачам.

$$i_S = i_0 \quad (2.21)$$

$$V_{Cr}(t_5) = -V_{Cr3} \quad (2.22)$$

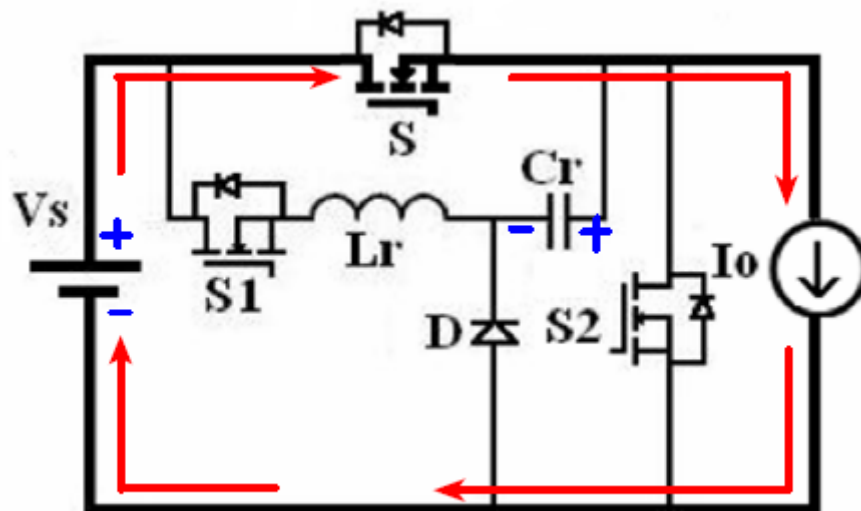


Рис.2.8. Робота конвертера в режимі 5

Режим 6 (t_5, t_6): У момент t_5 S вимикається за допомогою КНН, а D

починає проводити. Резонансна енергія, збережена в C_r , передається навантаженню через D . Цей режим закінчується, коли C_r повністю розряджається.

$$V_{C_r}(t - t_5) = -V_{C_{r3}} + \frac{I_0}{C_r}(t - t_5) \quad (2.23)$$

При $t = t_6$:

$$V_{C_r}(t_6) = 0 \quad t_{56} = \frac{C_r V_{C_{r3}}}{I_0} \quad (2.24)$$

Режим 7 (t_6, t_7): під час цього режиму перетворювач працює як звичайний понижуючий перетворювач ШІМ, доки перемикач S_1 не буде увімкнено під час наступного циклу перемикання

$$i_{S2} = I_0 \quad (2.25)$$

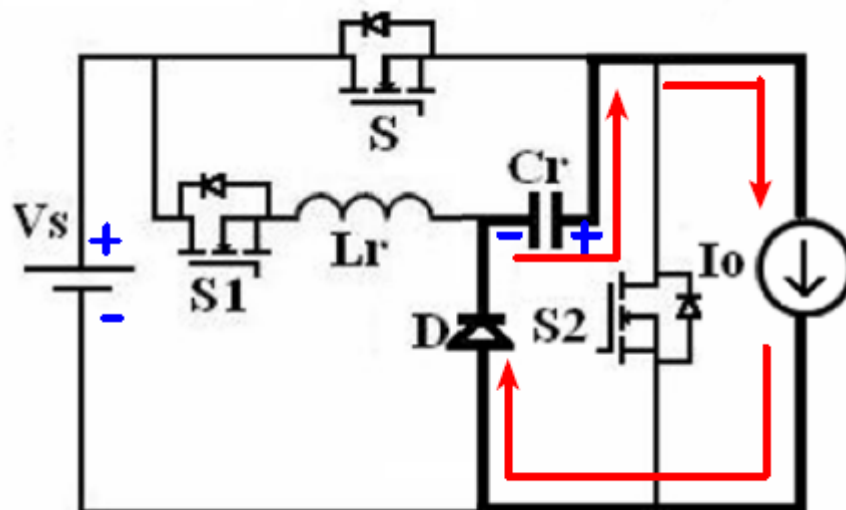


Рис.2.9. Робота конвертера в режимі 6

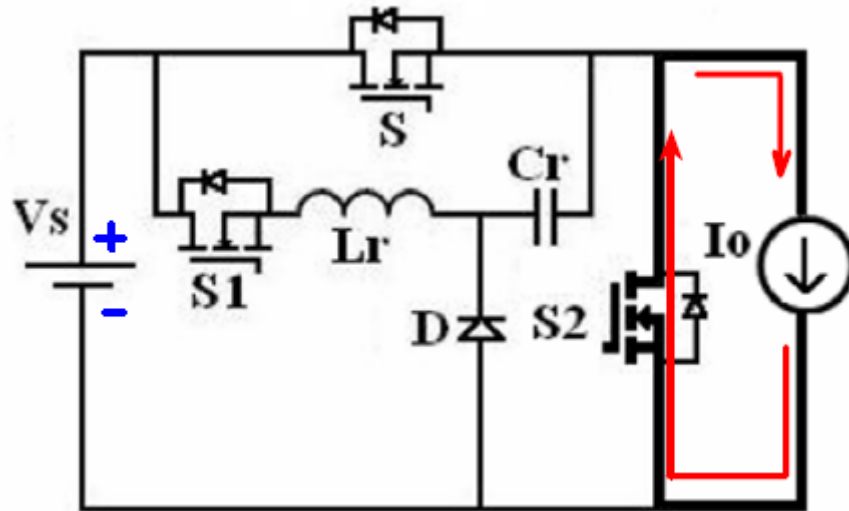


Рис.2.10. Робота конвертера в режимі 7

2.3. Процедура проектування перетворювача

Форма сигналу струму індуктора $I(L_0)$ у звичайному синхронному понижувальному перетворювачі містить компонент постійного струму I_0 та лінійну пульсацію пікової величини dI , як показано на рис.3.11. У добре розробленому перетворювачі компонент постійного струму I_0 повністю протікає через опір навантаження R_0 , а вся пульсація струму індуктора протікає через C_0 , оскільки він вибраний достатньо великим, щоб його імпеданс на частоті перемикання був набагато меншим за навантаження [8]. Таким чином, використання високого значення L_0 і C_0 дає постійний вихідний струм і напругу без пульсацій при постійному навантаженні.

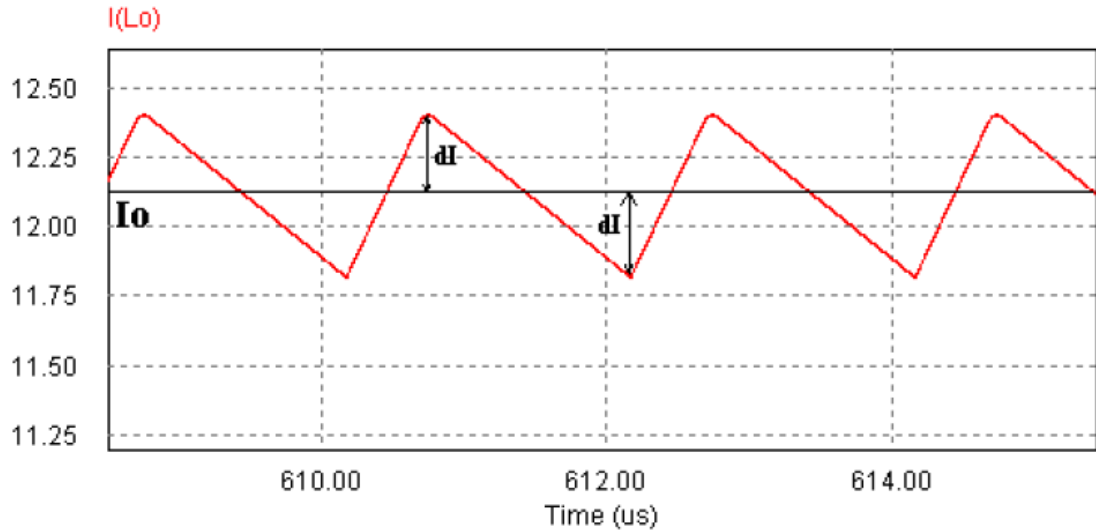


Рис.2.11. Форма струму індуктивності в СПП

Допоміжний контур у цьому запропонованому перетворювачі працює лише протягом короткого періоду часу. Тому більшу частину часу перемикач він нагадує звичайний СПП. Отже, значення L_0 і C_0 можна обчислити за встановленими рівняннями, які використовуються для звичайного перетворювача.

Перетворювач призначений для $V_S = 12V, V_0 = 3.3V, I_0 = 12A, f_S = 200kHz$

$$L_0 = \frac{(V_S - V_0)(d \cdot T_S)}{2 \cdot \Delta i_L} \quad (2.26)$$

$$L_0 = \frac{(12V - 3.3V)(0.275 \times 5 \mu s)}{2 \times 12 \times 5\%} = 9.969 \mu H \quad (2.27)$$

$$C_0 = \frac{\Delta i_L \cdot T_S}{8 \cdot \Delta V_C} \quad (2.28)$$

$$C_0 = \frac{0.6A \times 5 \mu s}{8 \times 3.3V \times 0.1\%} = 113.64 \mu F \quad (2.29)$$

Допоміжні ланцюги в ЗВТ вмикаються перед головним вимикачем і вмикаються після ввімкнення головного вимикача. Протягом періоду між увімкненням допоміжного та головного вимикачів резонансна котушка

індуктивності заряджається до I_p , який розрахований на дуже кілька ампер більше, ніж I_0 .

V_S повністю протікають лише для зарядки L_r і C_r до періоду часу t_2 , тобто до зарядки струму індуктора до I_p . Отже, для визначення значень L_r і C_r тут можна застосувати послідовне рішення резонансного контуру L_C , як у рівнянні 3.2.

Резонансний струм індуктивності в послідовному резонансному контурі L_C з 2.2 визначається як

$$i_{L_r}(t) = I_p \cdot \sin \omega t \quad (2.30)$$

$$I_p = V_S \cdot \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \quad (2.31)$$

Для $I_p = 12.2A, V_S = 12V$:

$$C_r = 1.0336L_r \quad (2.32)$$

$$t_p = \frac{\pi}{2\omega} = \frac{\pi\sqrt{L_r C_r}}{2} \quad (2.33)$$

Перетворювач розрахований на f_S 200 кГц. Отже, $T_S = 5$ мкс. Для спрощення вважається, що S вмикається за 0,4166 мкс (тобто за 30° від 360° , що є одним циклом перемикавання). Корпусний діод S призначений для роботи протягом 5° с від 25° до 30° . Отже, пікове значення відбувається приблизно при 27° , тобто при $t_p = 0.375\mu s$.

Таким чином, посилаючись на рівняння 2.32, 2.33

$$L_r = \frac{2 \times 0.375\mu s}{1.0336 \times 3.14} = 231.09nH \quad (2.34)$$

$$C_r = 1.0336 L_r = 238.85nF \quad (2.35)$$

Ці проектні значення підсумовані нижче:

Таблиця 2.1.

Розроблені значення для конвертера

Параметр	Значення
L_0	$10\mu H$
C_0	$120\mu F$
L_r	$230nH$
C_r	$240nF$

2.4. Вибір пристроїв

2.4.1. Вибір MOSFET

Під час вибору МОП-транзисторів існує фундаментальний вибір: використовувати N-канальний або P-канальний пристрій для верхнього перемикача. МОП-транзистори з N-каналом мають перевагу в тому, що вони мають менший опір для даного розміру матриці та часто мають менший заряд затвора. Вони також, як правило, відносно недорогі. Їхнім головним недоліком є те, що їм потрібна початкова схема приводу або спеціальне джерело зсуву для роботи драйвера, оскільки для повного вдосконалення MOSFET напруга затвора повинна бути на кілька вольт вище вхідної напруги перетворювача.

Навпаки, МОП-транзистори з P-каналом мають простіші вимоги до приводу затвора. Вони вимагають, щоб їх затвор був натягнутий на кілька вольт нижче вхідної напруги, щоб вони були включені. Їхнім недоліком є те, що їхня вартість вища порівняно з аналогом N-каналу для еквівалентного $R_{ds(on)}$, і вони, як правило, мають повільніший час перемикачання. Для нижнього бічного перемикача S_2 зазвичай краще використовувати N-канальний MOSFET з дуже

низьким опором у відкритому стані. Для додатків з м'яким перемиканням C_{oss} важливий, оскільки він може впливати на резонанс схеми.

2.4.2. Вибір котушки індуктивності та конденсатора

Оптимальне значення індуктивності для конкретного джерела живлення залежить від частоти комутації, перехідних характеристик і втрат провідності в індукторі та інших компонентах. Нижче наведено деякі переваги вибору низького чи високого значення індуктивності для даного розміру сердечника та геометрії:

А. переваги нижчих значень індуктивності:

- низький ОПС: менші втрати індуктора постійного струму в обмотках;
- менше витків: вищий постійний струм насичення;
- високий di/dt : швидша реакція на крок завантаження / скидання;
- високий di/dt : менше вихідних конденсаторів потрібно для хорошого відновлення перехідних процесів навантаження.

Б. переваги вищих значень індуктивності:

- низькі пульсації: менші втрати індуктора змінного струму в сердечнику і обмотках (скін-ефект);
- низькі пульсації: менші втрати провідності в MOSFET;
- низькі пульсації: нижчий середньоквадратичний струм пульсацій для конденсаторів;
- низькі пульсації: безперервний потік струму індуктора в більш широкому діапазоні навантажень.

Загалом для перетворювачів з високою частотою найкраще підходять нижчі значення індуктивності, оскільки пульсаційний струм від піку до піку зменшується лінійно з частотою перемикання. Хорошим емпіричним правилом є вибір котушки індуктивності, яка виробляє струм пульсацій від 10% до 30%

від постійного струму повного навантаження. Занадто велике значення індуктивності призводить до поганої реакції, а надто мале значення індуктивності призводить до високих втрат змінного струму. Номінал конденсатора вибирається на основі L_0 . Високе значення C_0 дає менше пульсацій і навпаки.

2.5. Висновок до розділу 2

У ПНН СПП було зроблено кілька припущень для аналізу стабільного стану схеми. Різні режими його роботи чітко представлені, тим самим проектуючи параметри конвертера. За допомогою цих значень продуктивність перетворювача перевіряється моделюванням і експериментом у наступному розділі. Коротко розглянуто різні критерії вибору приладів для експериментальної установки.

РОЗДІЛ 3. НАУКОВО-ДОСЛІДНА ЧАСТИНА

3.1. Результати моделювання

Параметри СПП, розглянуті для аналізу втрат і проектування в розділах 1 і 2, прийняті тут для моделювання та експериментальної перевірки. Результати моделювання підтверджуються експериментальними спостереженнями.

Моделювання виконується в PSIM pro 7.1.2 шляхом призначення відповідного проектованого значення для кожного елемента. PSIM — це пакет моделювання, спеціально розроблений для силової електроніки та керування двигуном. Завдяки зручному для користувача інтерфейсу, швидкості моделювання, здатності моделювати будь-які типи перетворювачів електроенергії та ланцюгів керування, PSIM ідеально підходить для моделювання на системному рівні, проектування контуру керування та дослідження системи двигуна.

На рис. 3.1 і рис. 3.2 показано перемикання S в СПП, яка страждає від втрат на комутацію. На рис. 3.3 представлено перемикання S у запропонованому перетворювачі, який позбавлений втрат на перемикання, але піковий струм свідчить про проблему втрат на провідність. З рівняння 1.2 згадуємо, що втрати провідності ключа S для тієї самої конструкції в СПП становлять 0,396 Вт. Середній струм, що протікає через ключ S з рис. 3.3 вимірюється як 17,067А, а втрати провідності:

$$P_{COND} = 17.067A^2 \cdot 10m\Omega \cdot \frac{3.3V}{12V} = 0.801W \quad (3.1)$$

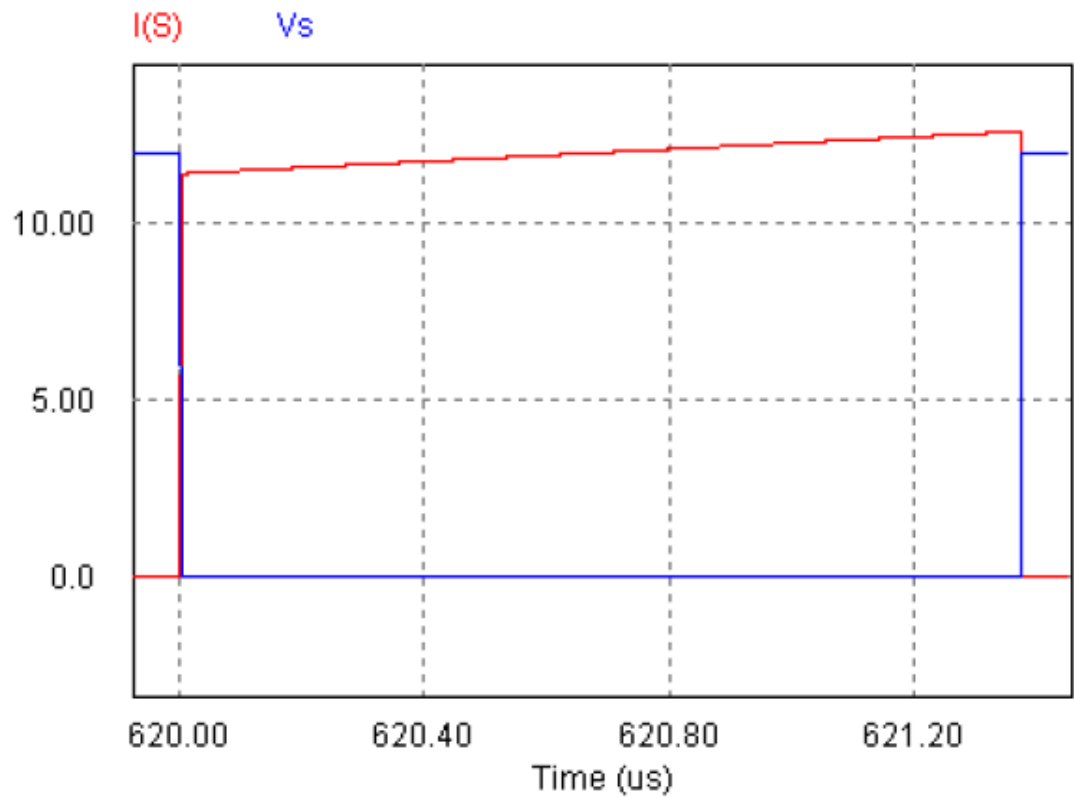


Рис.3.1. Сигнал перемикання ключа S в СПП

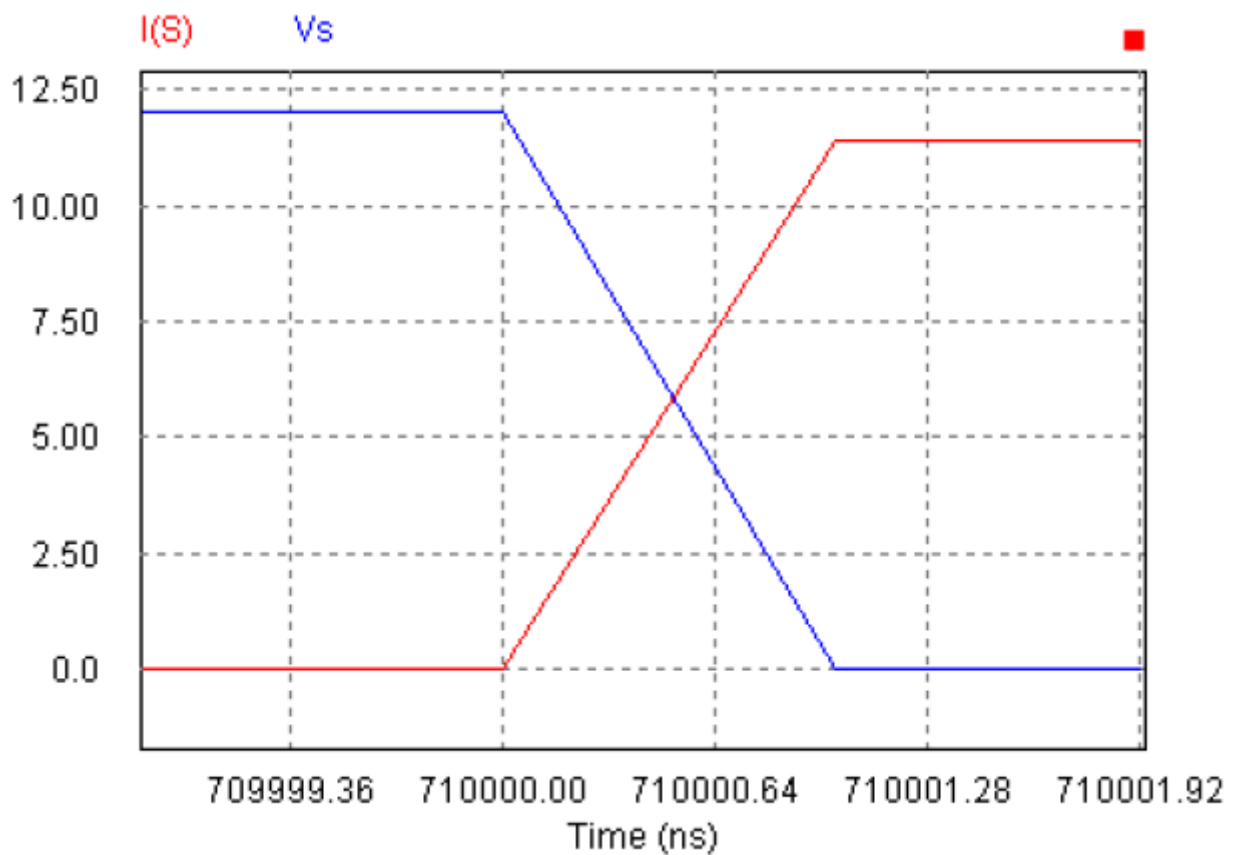


Рис.3.2. Розширена форма сигналу перемикання ключа S у СПП

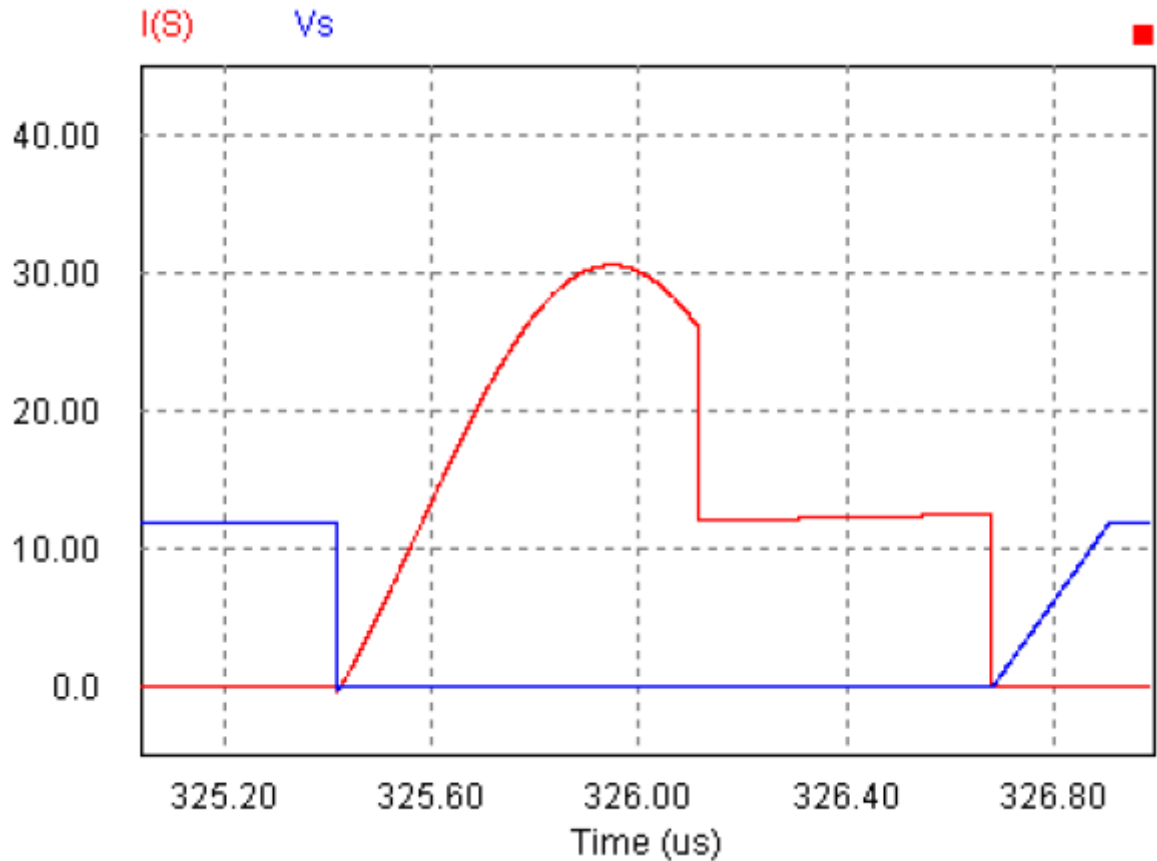


Рис.3.3. Форма сигналу перемикання ключа S у ПНН СПП

Тоді як втрати на перемикання для СПП з 2.12 становлять 1,847 Вт при $f_s = 200$ кГц, але з того самого рівняння зроблено висновок, що втрати на перемикання змінюються лінійно залежно від f_s . Ключ S_1 також є провідним лише протягом короткого робочого циклу, отже, втрати провідності на ньому незначно менші. Як видно з рис. 3.4, ключ S_1 також позбавлений втрат на перемикання. Враховуючи все це, запропонований перетворювач є ефективнішим, ніж звичайний перетворювач.

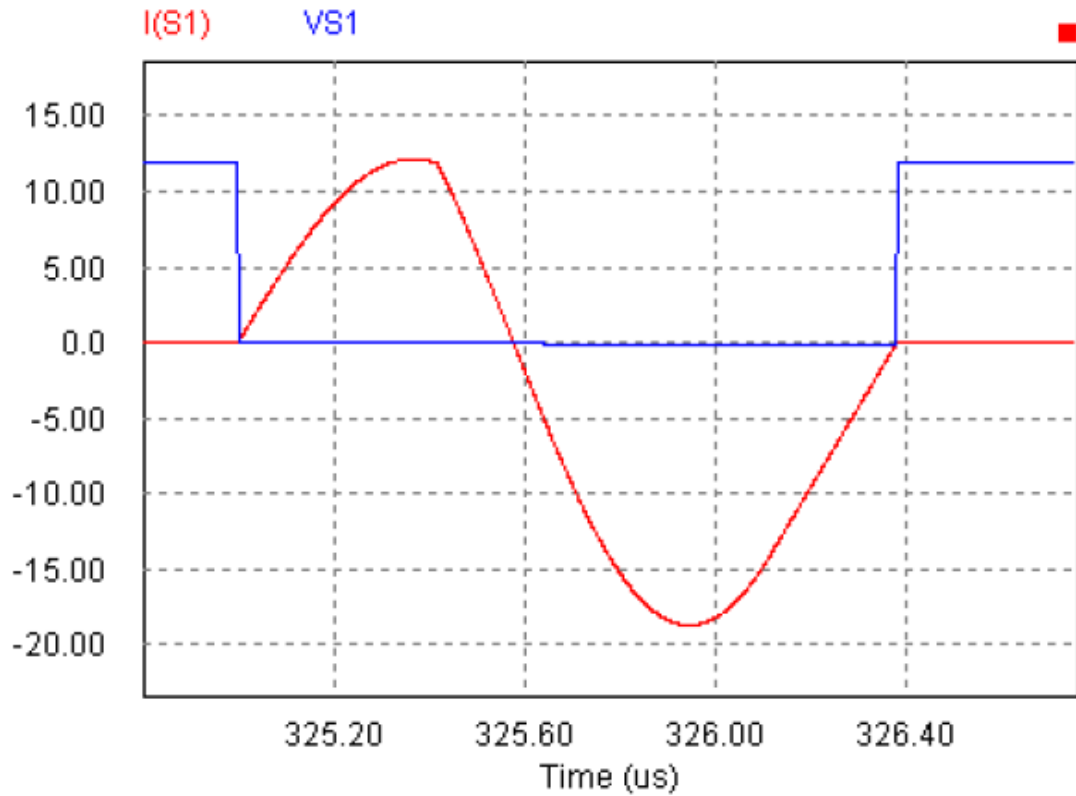


Рис.3.4. Форма сигналу перемикання S_1 у ПНН СПП

Пулсації вихідного струму індуктивності L_0 , показані на рис.3.7, майже повністю протікають через вихідний конденсатор C_0 , показаний на рис.3.7. Це забезпечує хорошу толерантну вихідну напругу. Вихідна напруга та струм відповідають проектним значенням 3,3 В, 12 А, як показано на рис. 3.9 і 3.10.

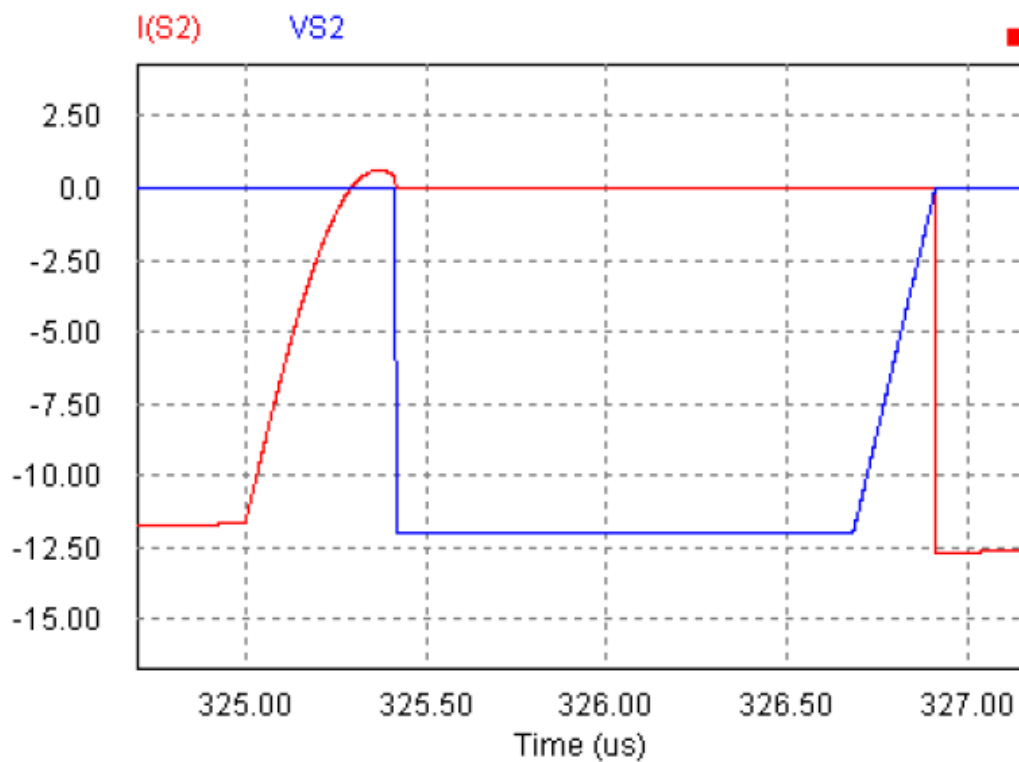


Рис.3.5. Форма сигналу перемикування ключа S_2 у ПНН СПП

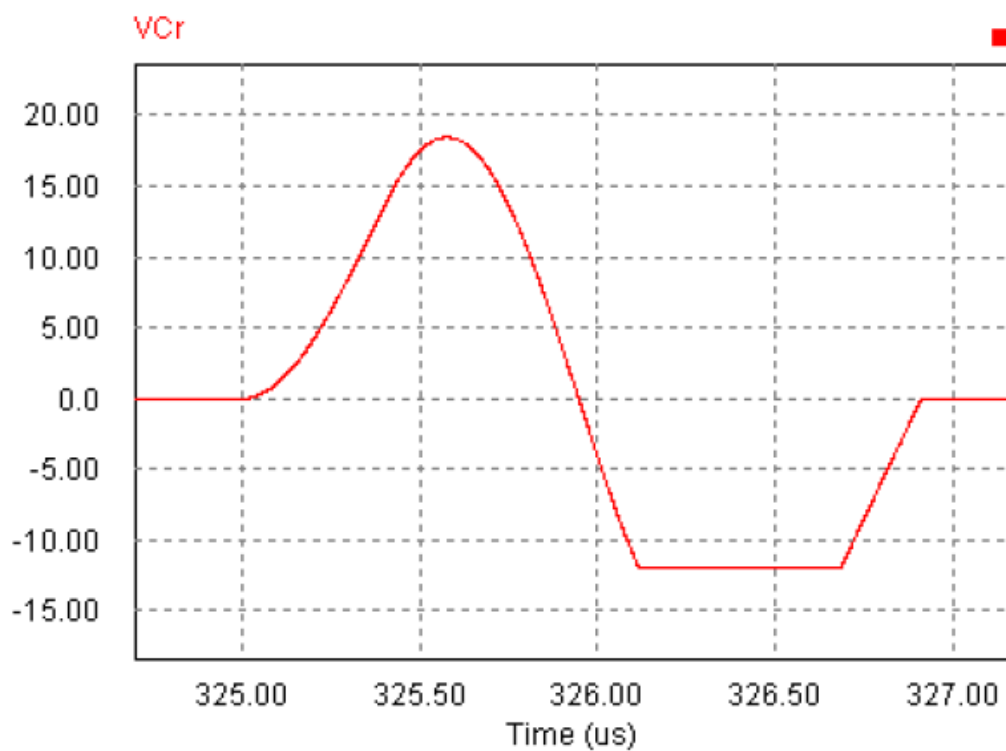


Рис.3.6. Напруга резонансного конденсатора

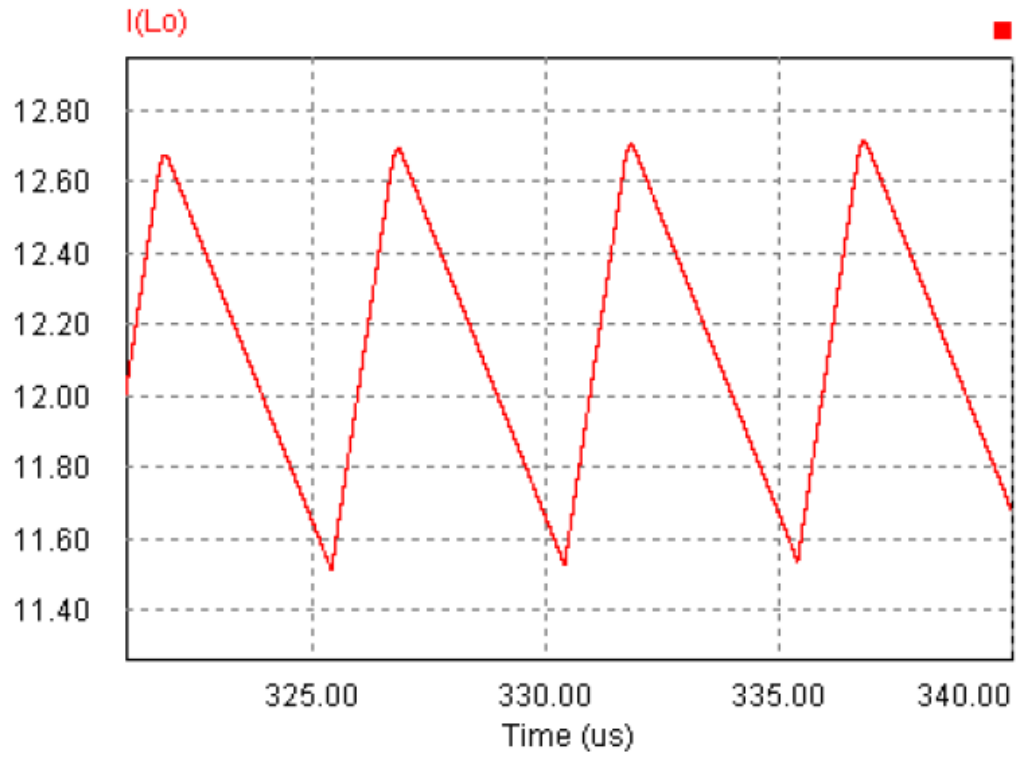


Рис.3.7. Вихідний струм індуктора

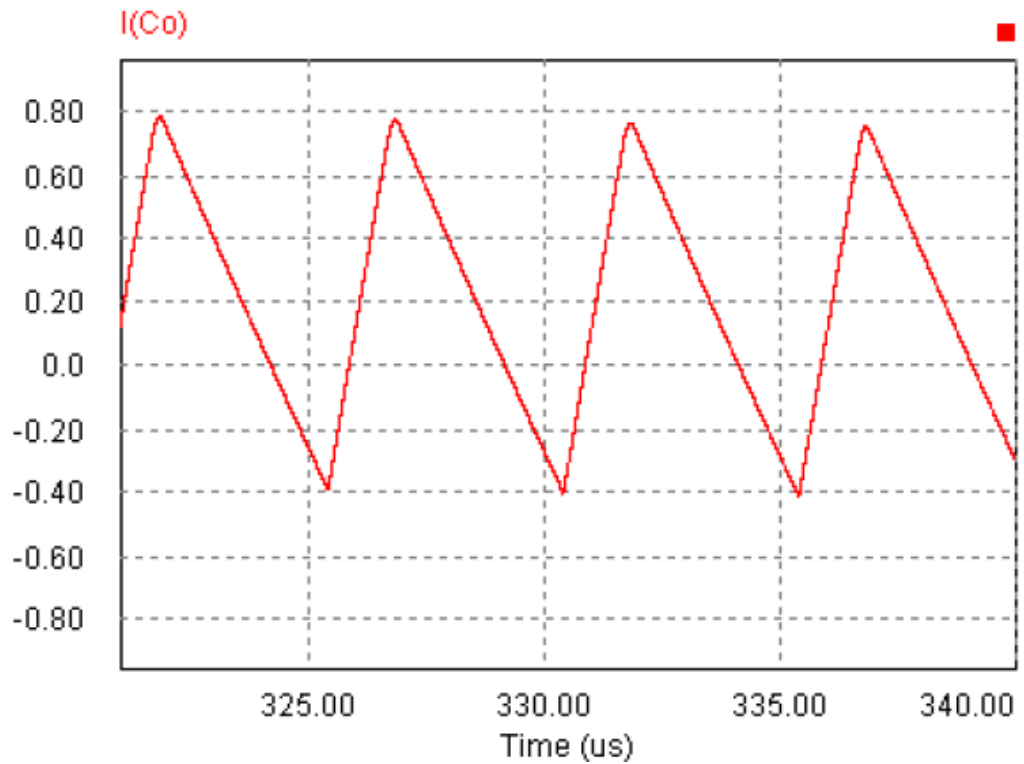


Рис.3.8. Пульсації струму вихідного конденсатора

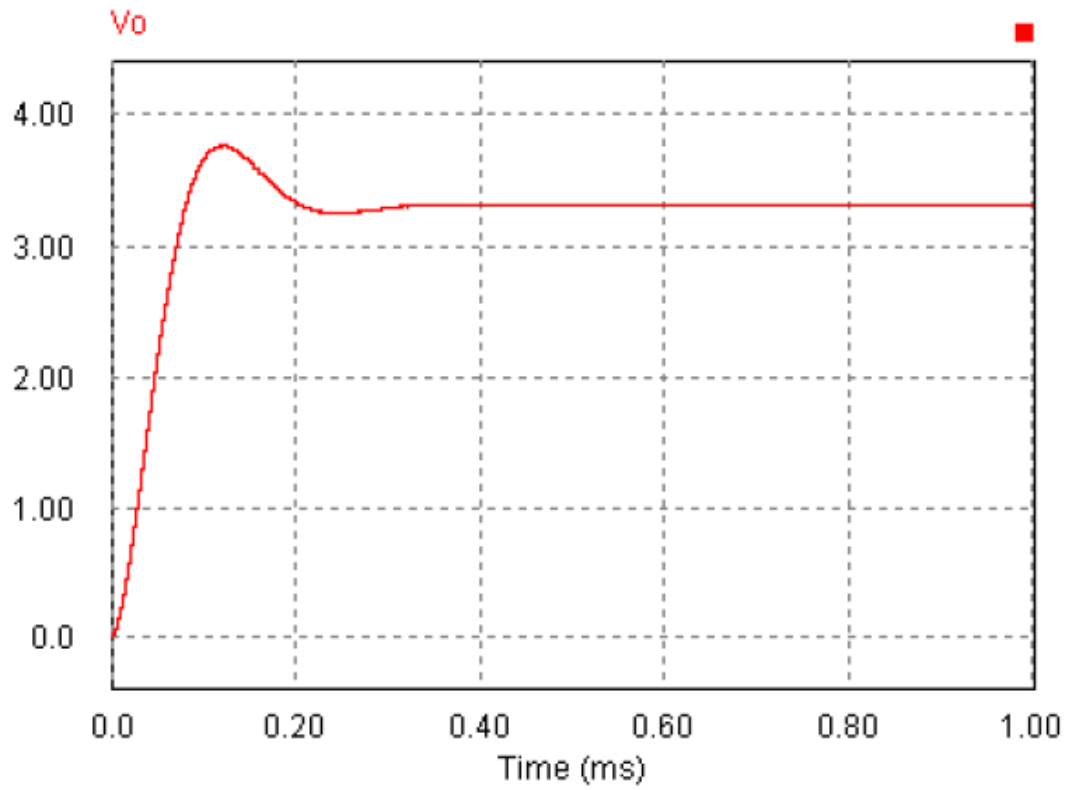


Рис.3.9. Вихідна напруга

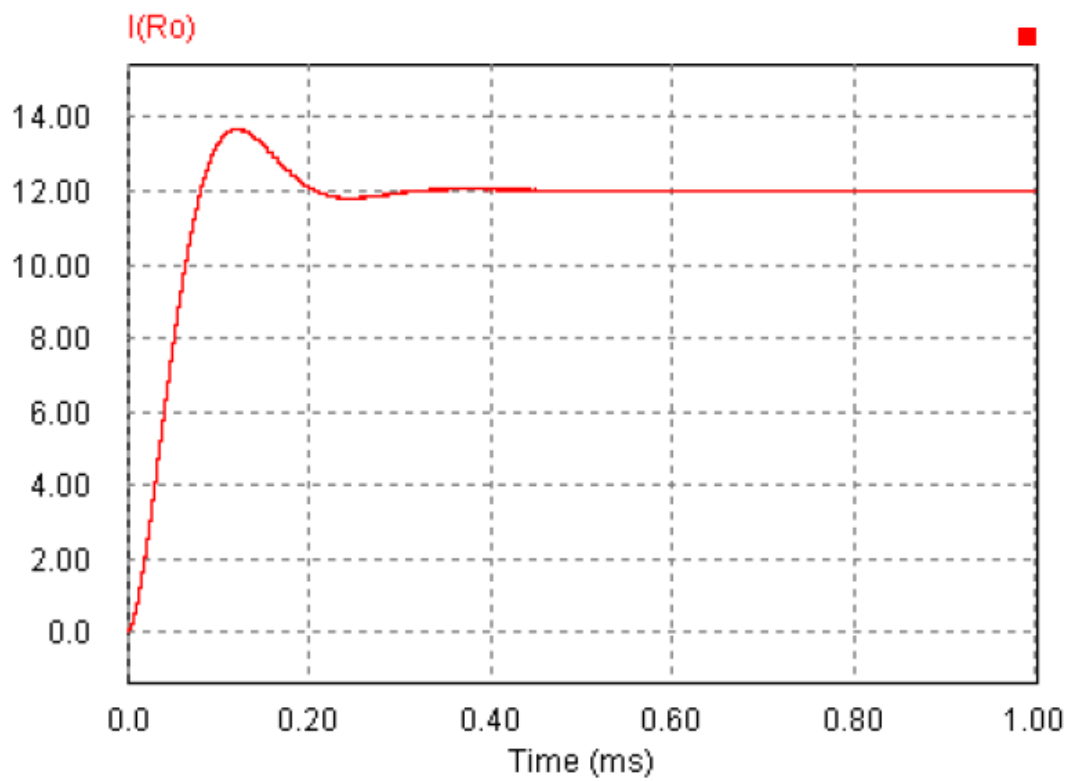


Рис.3.10. Вихідний струм

3.2. Результати експерименту

Прототип схеми розроблений на 200 кГц. MOSFET IRF1312 також використовується для ключа високої сторони S , допоміжного ключа S_1 і для ключа низької сторони S_2 також завдяки його відмінній особливості, що має низький заряд затвора та опір у відкритому стані. ELHC300, програмоване електронне навантаження постійного струму APLAB з номінальною напругою 0-120 В постійного струму та номінальним струмом 0-60 А, використовується для зміни навантаження та кількісного визначення ефективності.

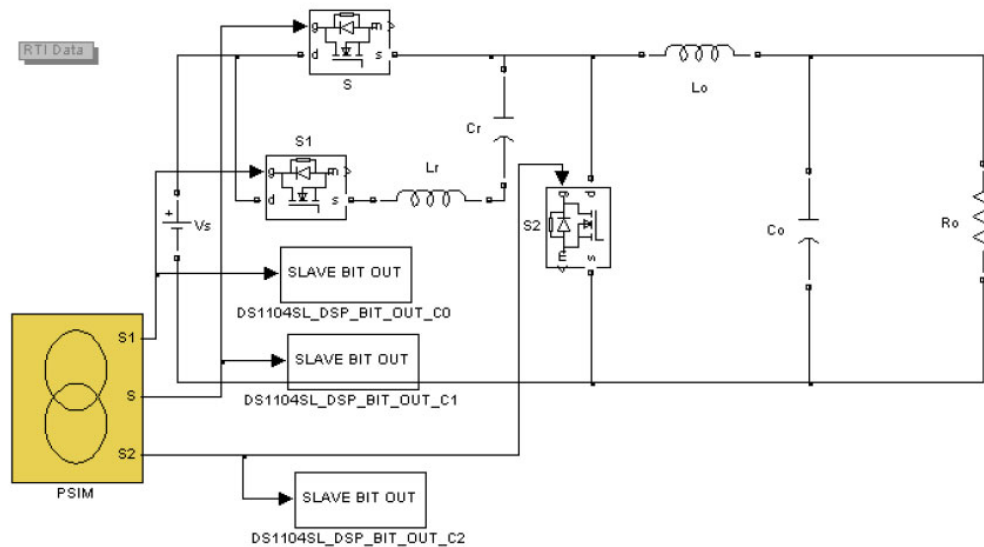


Рис.3.11. Інтерфейс SIMULINK – dSPACE

Сигнали ШІМ генеруються за допомогою dSPACE DS1104, як показано на рис. 3.11. Блок жовтого кольору, вбудований у PSIM, визначає період відкриття ключів. «SLAVE BIT OUT» є веденим блоком DSP dSPACE. Сигнали від PSIM надходять до експериментальної установки через цей підлеглий блок введення/виведення DSP. Більше інформації про dSPACE наведено в додатку.

Діод Шоттки D_s використовується антипаралельно до S_1 , щоб уникнути провідності його основного діода. Однак невелика кількість струму протікає

через корпусний діод. Додавання ще одного діода Шотткі послідовно до S_1 повністю блокує зворотний струм через корпусний діод, але це може збільшити пряме падіння напруги.

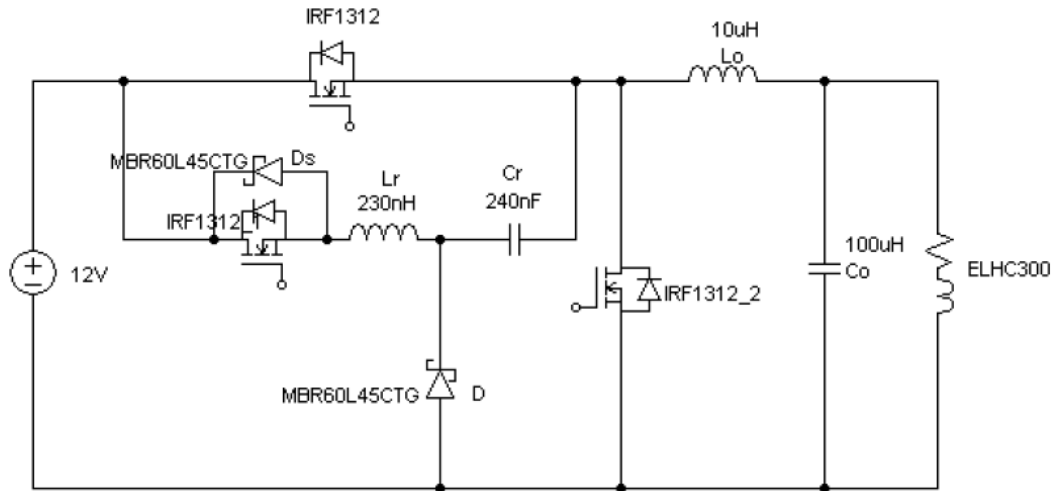


Рис.3.12. Схематика експериментальної схеми

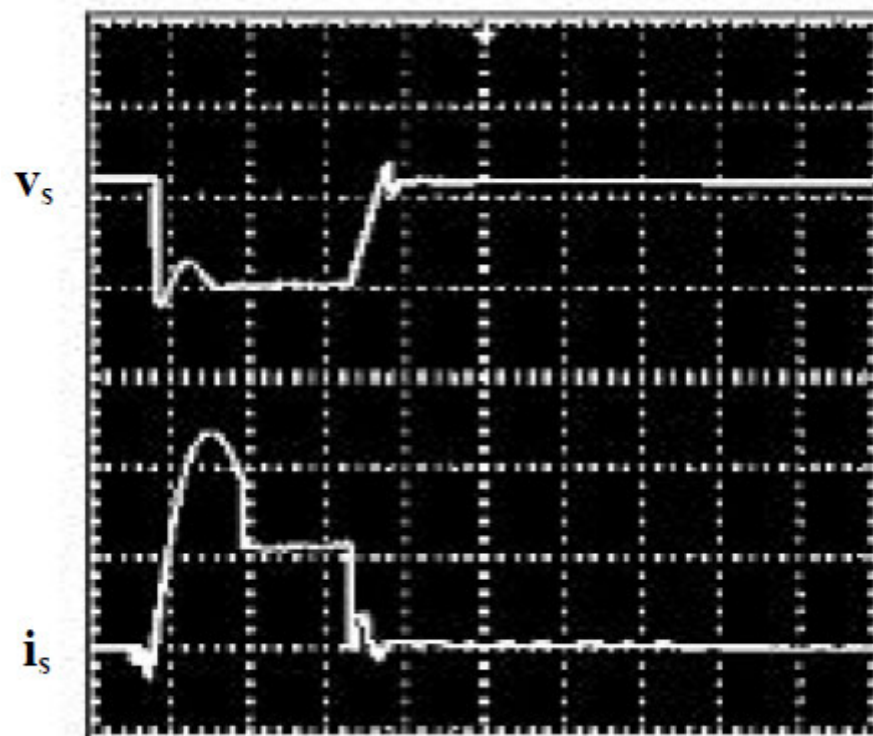


Рис.3.13. Головний ключ S : v_s ; i_s : (V: 10 В/под., I: 10 А/под., час: 0,5 мкс/под.)

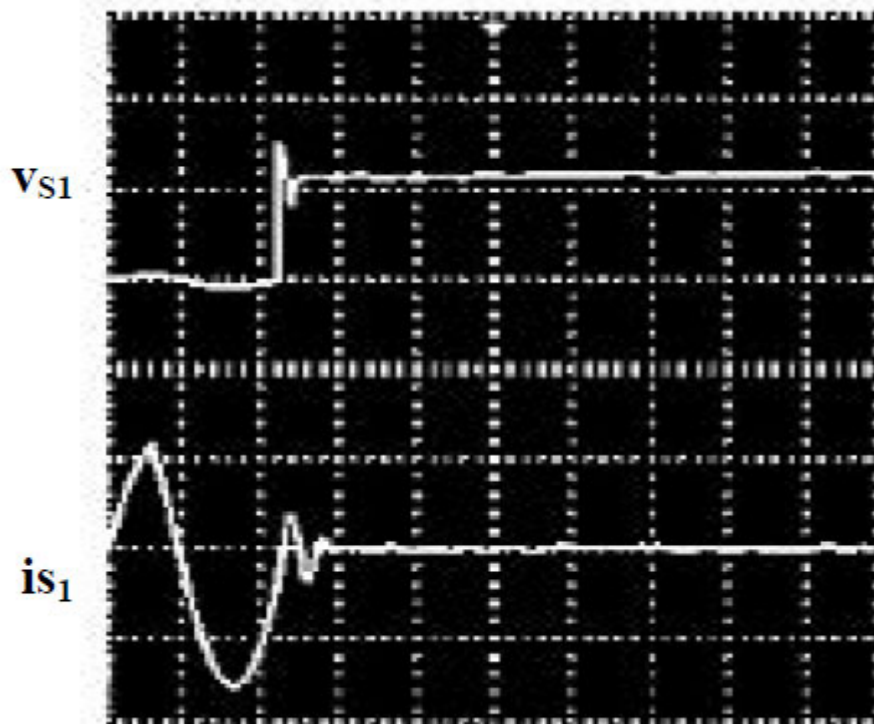


Рис.3.14. Допоміжний ключ S_1 : v_{S1} ; i_{S1} : (V: 10 В/под., I: 10 А/под., час: 0,5 мкс/под.)

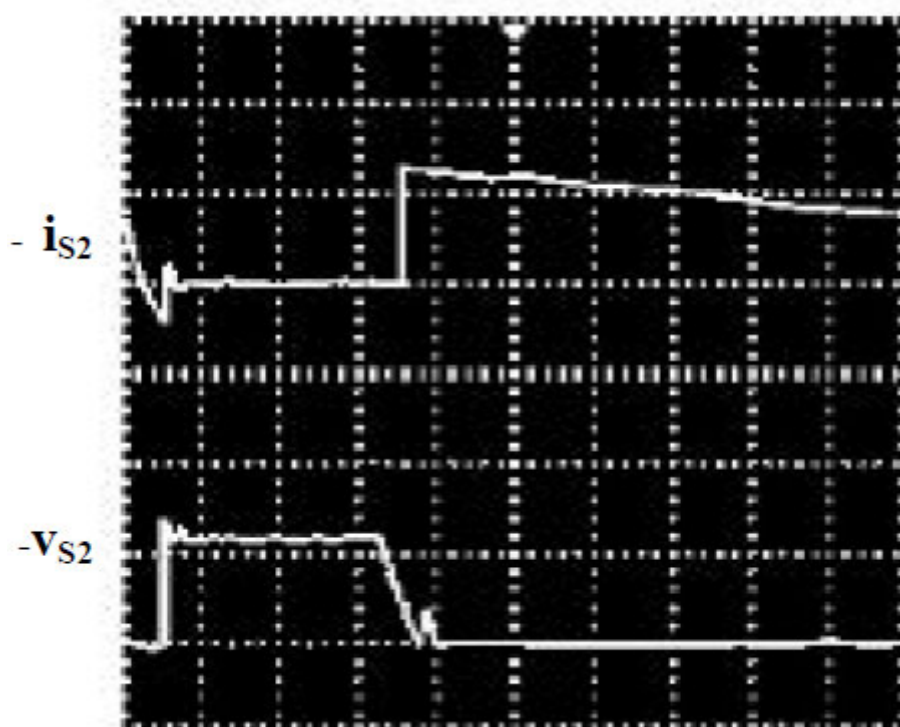


Рис.3.15. Синхронний ключ S_2 : v_{S2} ; i_{S2} : (V: 10 В/под., I: 10 А/под., час: 0,5 мкс/под.)

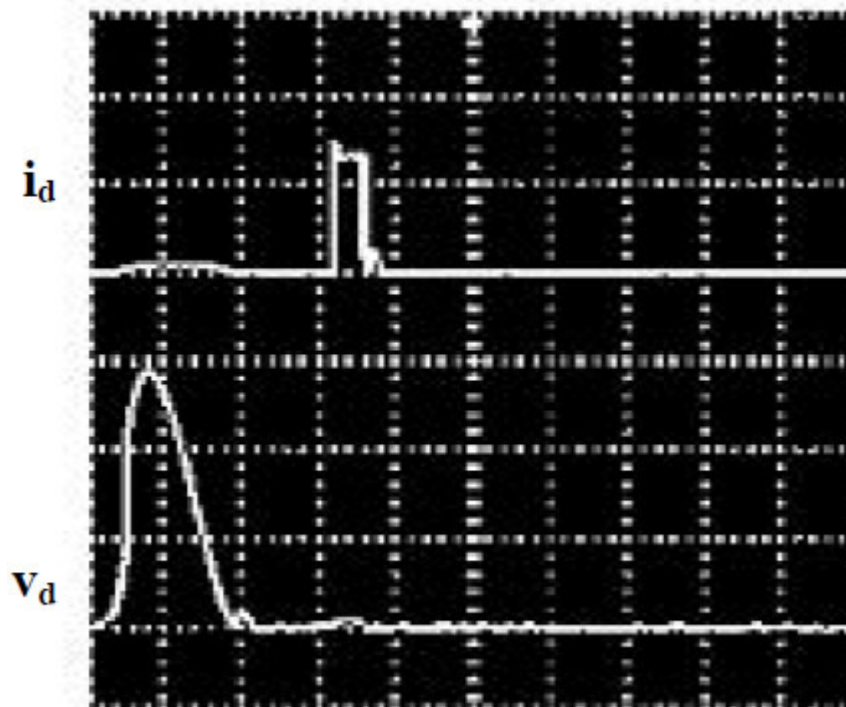


Рис.3.16. Діод Шотки D : v_d ; i_d : (V: 10 В/под., I: 10 А/под., час: 0.5 мкс/под.)

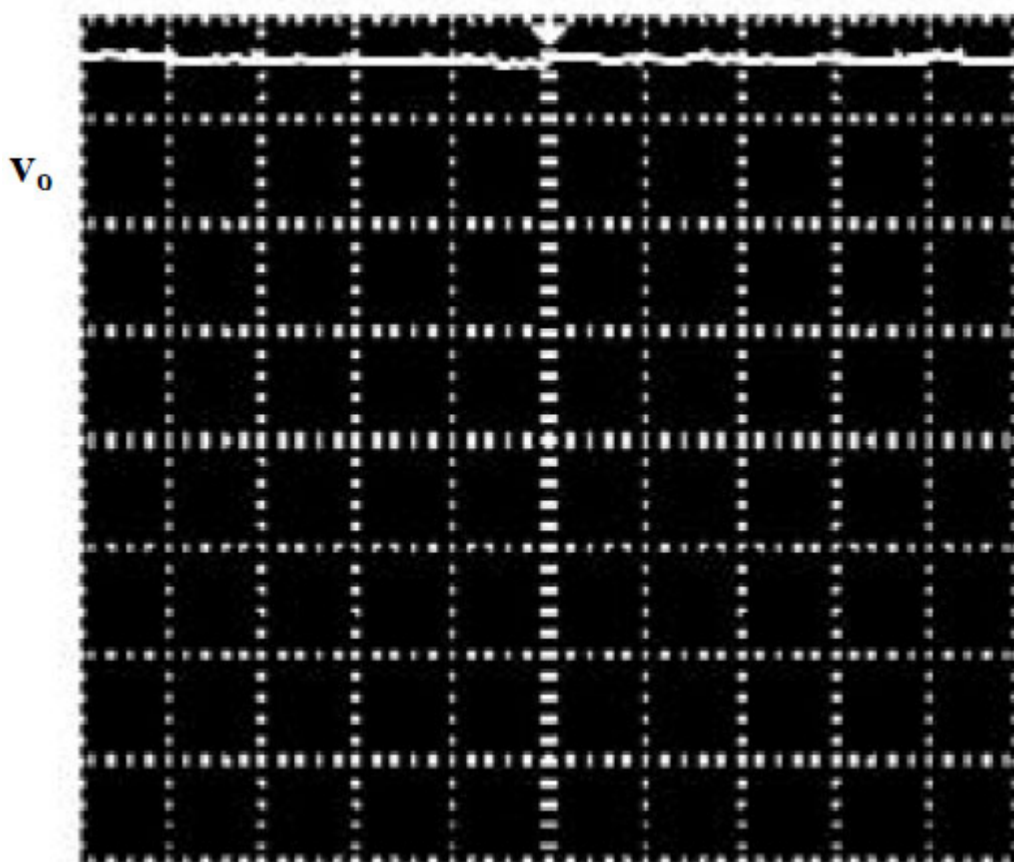


Рис.3.17. Вихідна напруга: v_o (В: 1 В/под., час: 2,5 мкс/под.)

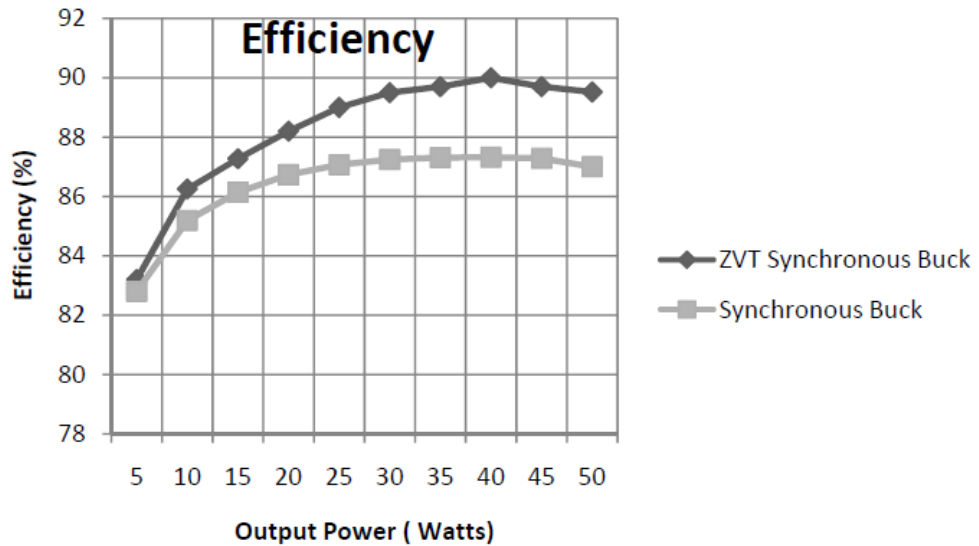


Рис.3.18. Діаграма ефективності між ПНН СПП і СПП

На рис. 3.12, 3.13 і 3.14 показано вмикання та вимикання при нульовому струмі та напрузі. Вони точно збігаються з результатами моделювання на рис. 3.3, 3.4 і 3.5. Вихідна напруга, представлена на рис. 3.16 має невелику пульсацію, і видно, що вона залишається постійною при 3,3 В. Нарешті рис. 3.17 наочно підтверджує покращену продуктивність запропонованого перетворювача.

3.3. Висновок до розділу 3

Отримані результати моделювання та експерименту відповідали аспектам дизайну. З таким задовільним результатом, додаємо допоміжну схему до БСПП, який сьогодні широко використовується в схемах живлення комп'ютерних процесорів. Портативні джерела живлення переважно використовують однофазні СПП.

РОЗДІЛ 4. СПЕЦІАЛЬНА ЧАСТИНА

Високопродуктивні модулі регулятора напруги (МРН) для нового покоління мікропроцесорів мають багато жорстких специфікацій, які включають високу щільність потужності, потужність високого вихідного струму, низьке відхилення вихідної напруги та швидку реакцію на перехідні процеси. Така реалізація перетворювача низької напруги високого струму з покращеною продуктивністю можлива за допомогою багатофазних схем. У цьому розділі було змодельовано БСПП із запропонованим резонансним допоміжним контуром і представлено результати.

4.1. Принципова схема ПНН БСПП

На рис.4.1 показана принципова схема ЗВТ 2 фази МСБК. Кожна фаза побудована з ідентичною структурою для рівномірного розподілу струму між фазами.

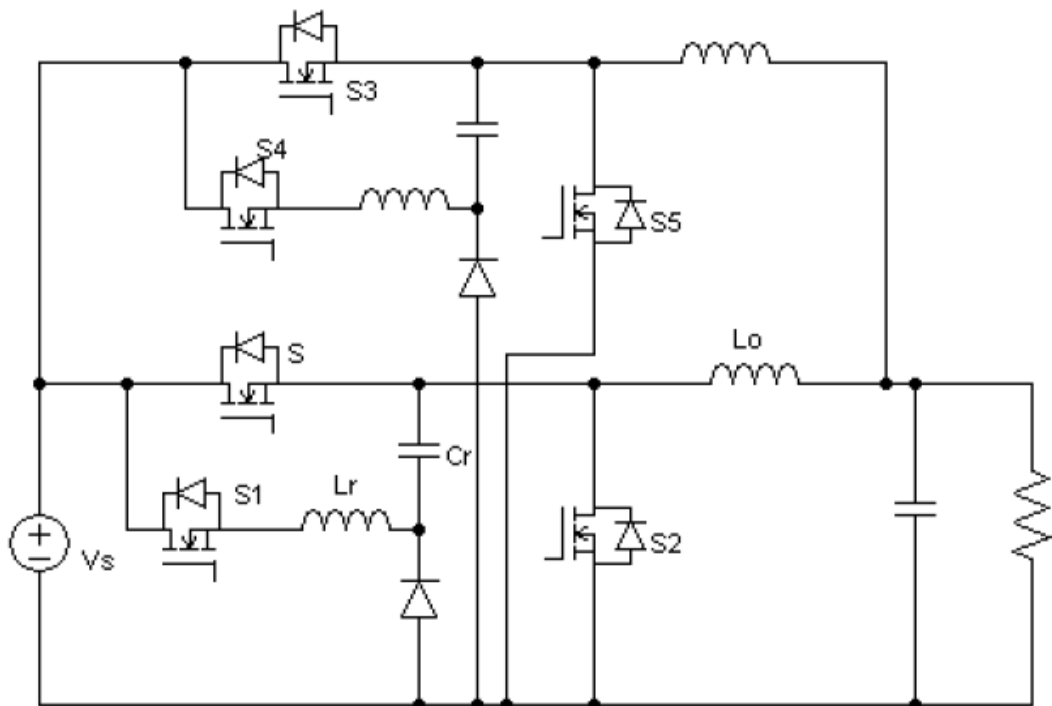


Рис.4.1. Схема 2-фазного ПНН БСПП

4.2. Зауваження щодо дизайну

4-фазний ПНН БСПП розроблений для $V_S = 12$ В, $V_0 = 1,2$ В, $I_0 = 90$ А та $f_s = 500$ кГц. Ці значення для Pentium IV взяті з [4]. Робота цього перетворювача така ж, як і однофазного ПНН СПП. Параметри схеми $L_0 = 960$ нН, $L_r = 26$ нН, $C_r = 95$ нF однакові для всіх фаз, а вихідна ємність $C_0 = 20$ μF.

Порівняно з однофазним СПП, низьке значення індуктивності отримано з розрахункових рівнянь. Перемежування РН з невеликими індуктивностями зменшує як пульсації напруги в стійкому стані, так і пульсації напруги в перехідному стані, так що набагато менша вихідна ємність може бути використана для задоволення вимог до стаціонарної та перехідної напруги. Таким чином, щільність потужності може бути значно підвищена. Крім того, Перемежування робить розсіювання тепла більш рівномірним.

4.3. Результати моделювання

На рис.4.2 і на рис.4.3 показані вихідна напруга і струм, що відповідають розрахунковому значенню 1,2 В і 90 А. На рис.4.4 і рис.4.5 показано перемикання ключів S і S_1 , які позбавлені втрат на перемикання. На рис.4.6 показано розподіл струму індуктора в усіх чотирьох фазах. У всіх фазах тече майже однаковий струм, що забезпечує рівну кількість напруги на всіх вимикачах високого рівня. На рис.4.7 показано розрахунок ефективності, де ПНН БСПП має перевагу над БСПП.

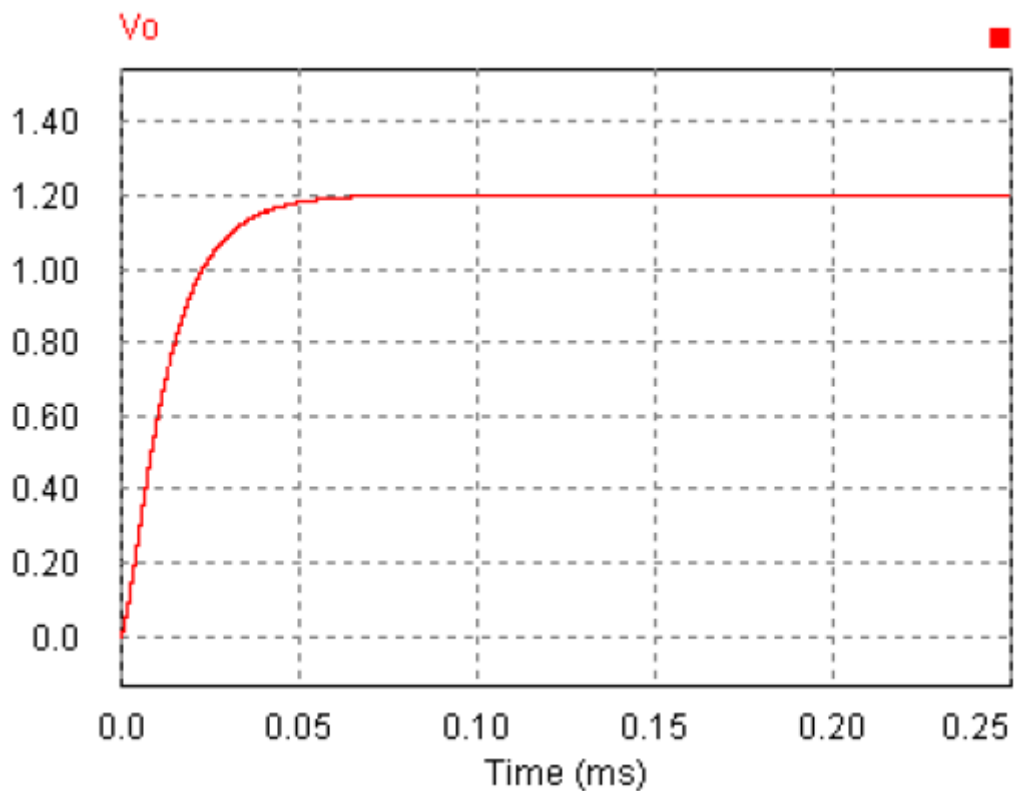


Рис.4.2. Вихідна напруга

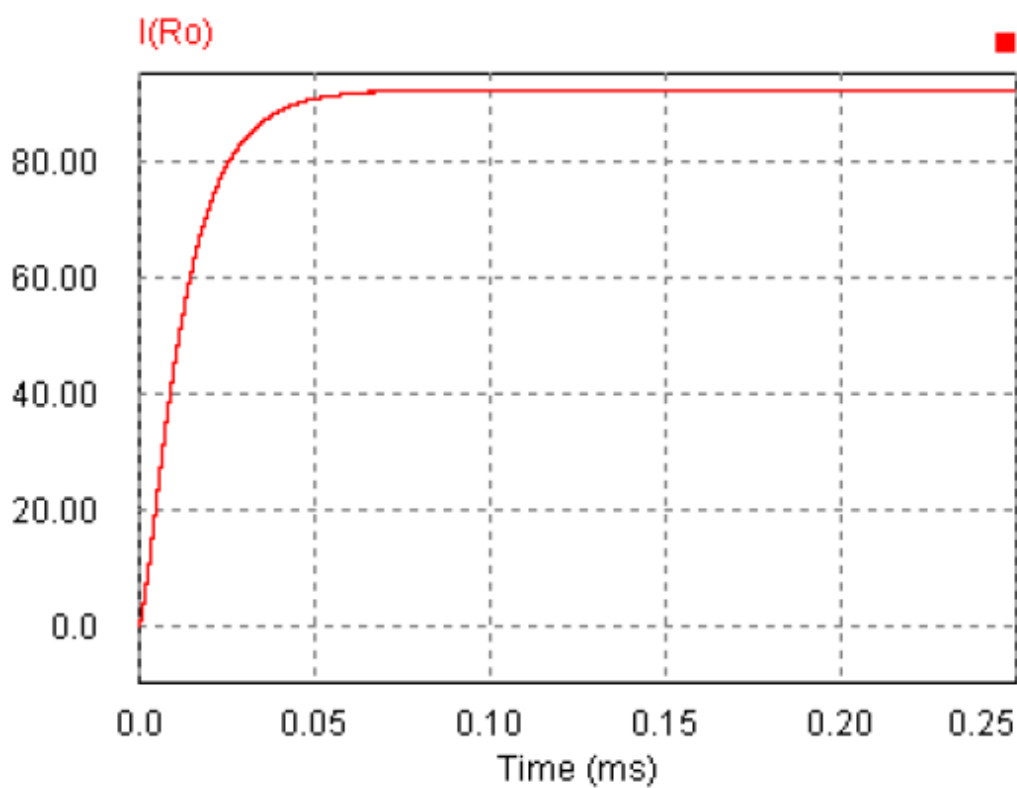
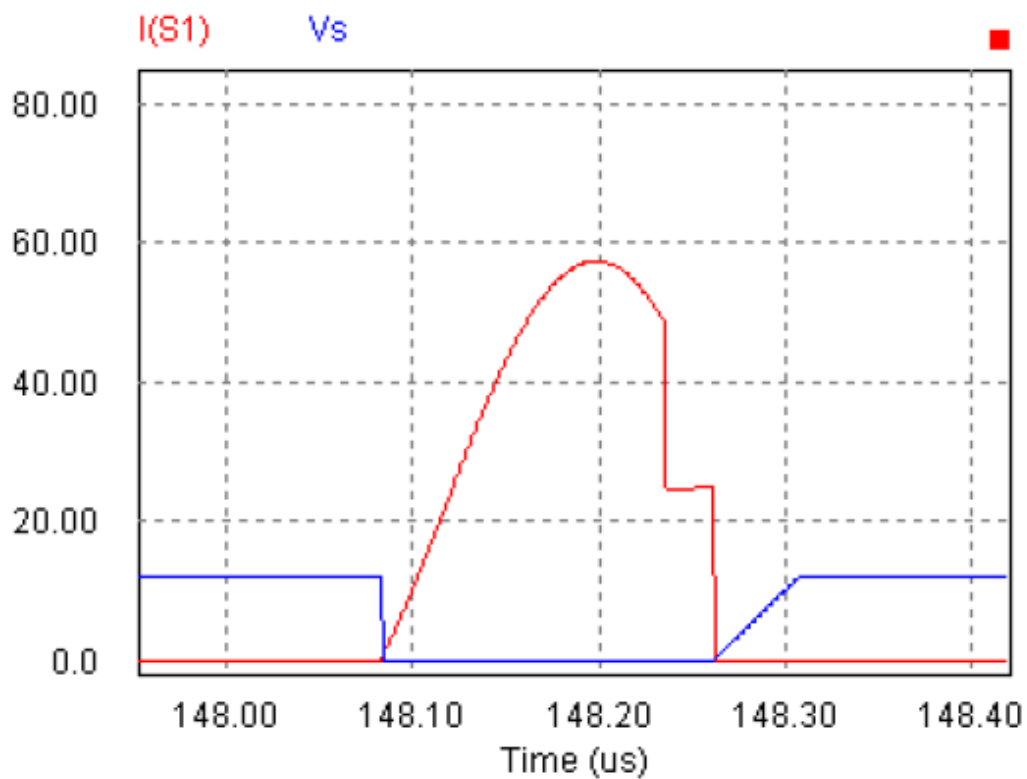
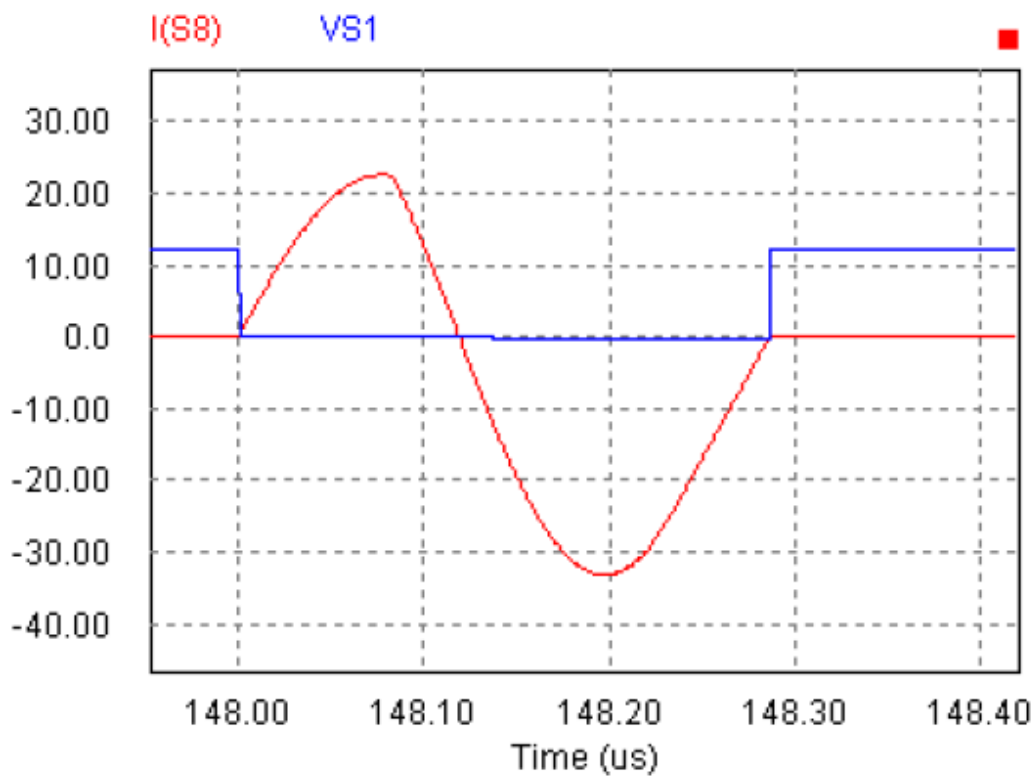


Рис.4.3. Вихідний струм

Рис.4.4. Перемикання ключа s Рис.4.5. Перемикання ключа s_1

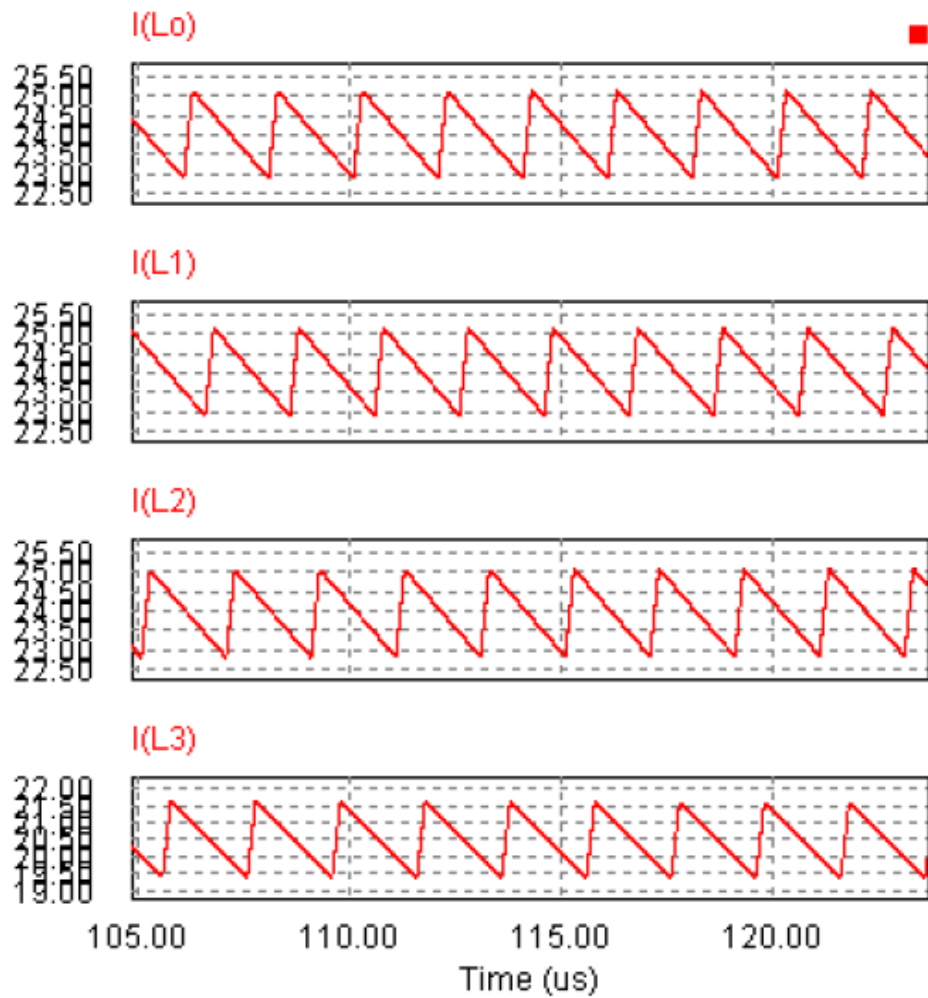


Рис.4.6. Струм індукторів в різних фазах

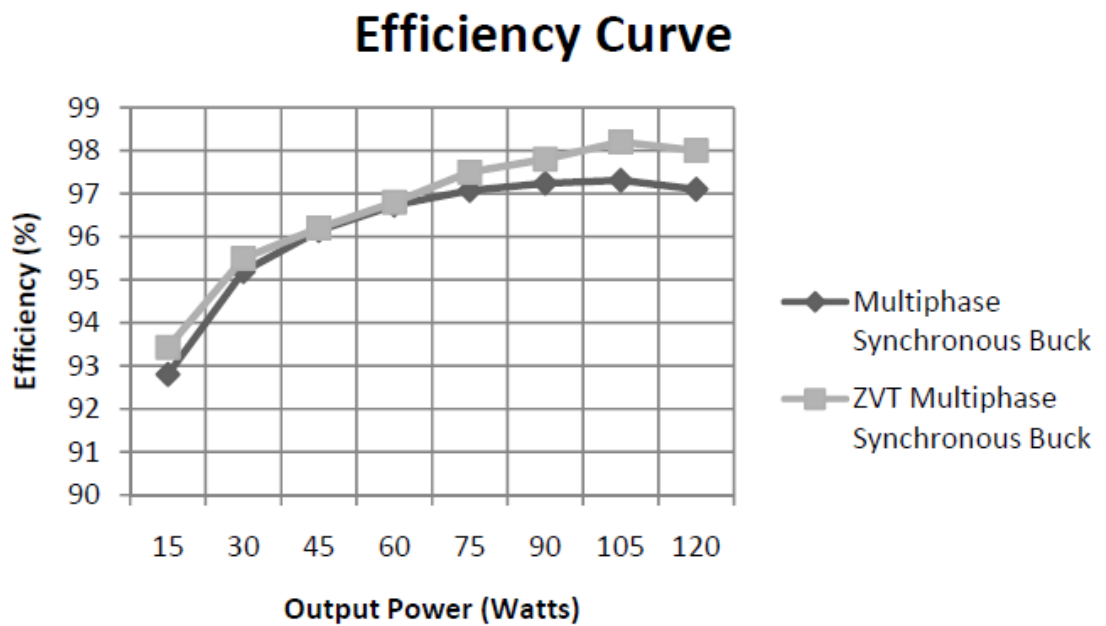


Рис.4.7. Графік ефективності між БСПП і ПНН БСПП

4.4. Висновок до розділу 4

У цьому розділі представлено новий ПНН БСПП. Допоміжний перемикач додається в кожен з фаз для усунення втрат при перемиканні шляхом створення часткового резонансу. З моделювання зроблено висновок, що жоден із перемикачів, які використовуються в цьому перетворювачі, не страждає від втрат при перемиканні. Цей запропонований перетворювач ефективний в активному режимі, але в режимі сну або при низьких потужностях його продуктивність не поступається традиційному. Звідси зроблено висновок, що усунення втрат на комутацію в ПНН БСПП забезпечує ефективне живлення процесорів комп'ютера.

РОЗДІЛ 5.

ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

5.1. Забезпечення безпеки життєдіяльності підприємств радіотехнічної галузі у воєнний час

Підвищення стійкості об'єкта досягається посиленням найбільш слабких (вражаючих) елементів і ділянок об'єкта (комунікаційних систем, адміністративної будівлі). Для цього на об'єкті на основі досліджень заздалегідь плануються та проводяться відповідні організаційні та інженерно-технічні заходи. Досягнення науки і техніки дозволяють реалізувати такі рішення, при яких підприємство буде стійким до впливу дуже значних надлишкових тисків, однак це пов'язано з великими витратами засобів і матеріалів і може бути виправдано лише при захисті унікальних, особливо важливі елементи об'єкта. Економічно виправданими будуть заходи, які будуть максимально узгоджені із завданнями, що вирішуються в мирний час, щодо забезпечення безаварійності праці, поліпшення умов праці, вдосконалення виробничого процесу. Розробка інженерно-технічних заходів для нового будівництва має особливе значення, оскільки в процесі проектування, як зазначалося раніше, у багатьох випадках можна досягти логічного поєднання загальних інженерних рішень із захисними заходами центрального опалення, що дозволить зменшити витрати на їх реалізацію.

На існуючих об'єктах заходи щодо підвищення стійкості доцільно проводити в процесі реконструкції або виконання інших ремонтно-будівельних робіт.

Підвищення стабільності роботи об'єкта передбачає:

- захист робітників і службовців у надзвичайних ситуаціях мирного та воєнного часу;
- підвищення міцності і стійкості найважливіших елементів і вдосконалення технологічного процесу;

- підвищення сталості матеріально-технічного постачання
- підвищення стабільності управління об'єктом;
- розроблення заходів щодо зниження ймовірності виникнення вторинних факторів ураження та збитків від них;
- підготовка до відновлення виробництва після пошкодження об'єкта.

Особлива увага приділяється забезпеченню укриттям усіх працівників у захисних спорудах. Для цього розробляється план накопичення та будівництва необхідної кількості захисних споруд; при нестачі складських приміщень, що відповідають сучасним вимогам, передбачає укриття робітників і службовців у швидко створених сховищах.

Посилення міцності будівель, споруд, обладнання та їх конструкцій пов'язане з великими витратами. Отже, характеристики міцності підвищуються, якщо:

- деякі особливо важливі будівлі та споруди значно слабші за інші і їх міцність доцільно довести до межі стійкості, прийнятої для даного підприємства;
- необхідно зберегти кілька важливих ділянок (цехів), які зможуть функціонувати самостійно при виході з ладу інших і забезпечать виробництво особливо цінної продукції.

При проектуванні та будівництві нових цехів підвищена стійкість може бути досягнута шляхом застосування їх до несучих конструкцій і технологічних установок. Якщо за умовами технологічного процесу зупиняються окремі ділянки виробництва, агрегати, печі та ін. не можна, переводять на скорочений режим роботи; тих, хто спостерігає за безперервною роботою цих елементів, необхідно забезпечити індивідуальними укриттями, побудованими в безпосередній близькості від робочого місця.

Підвищення стабільності системи енергопостачання досягається проведенням як загальноміських, так і об'єктових інженерно-технічних заходів. Дублюючі джерела електроенергії, газу, води і пари створюються шляхом прокладки кількох електро-, газо-, водо- і паропровідних комунікацій з

подальшим їх прокінцюванням. Інженерні та енергетичні комунікації виводяться в підземні колектори, найбільш відповідальні пристрої (ЦПД) розміщуються в підвалах будівель або в спеціально побудованих міцних спорудах. У разі неможливості прокладання комунікацій в траншеях або тунелях трубопроводи кріпляться до естакад, щоб уникнути їх зсуву або падіння; самі шляхопроводи укріплюються встановленням розтяжок у місцях поворотів та відгалужень.

З метою забезпечення реалізації РІНР і якнайшвидшого відновлення видобутку при виході з ладу основних джерел енергії необхідно створити резерв джерел електроенергії та водопостачання (пересувні електростанції та насосні агрегати з автономними двигунами).

Стійкість систем електропостачання об'єкта підвищується підключенням до нього декількох джерел живлення, віддалених один від одного на відстань, що виключає можливість їх одночасного ураження одним ядерним вибухом.

В мережах електропостачання проводяться заходи щодо переведення повітряних ліній електропередачі на підземні.

Водопостачання об'єкта більш стабільне і надійне, якщо воно живиться з декількох систем або з двох-трьох незалежних джерел, розташованих на безпечній відстані один від одного. Гарантоване водопостачання здійснюється лише із захищених джерел з автономними, а також захищеними іншими джерелами енергії (наприклад, артезіанські та безнапірні свердловини, підключені до загальної системи водопостачання об'єкта).

Для стабільного та надійного газопостачання підприємств необхідно передбачити його подачу до газових мереж об'єктів від газорегуляторних пунктів (газорозподільних станцій), а в разі виходу з ладу останніх влаштовувати обхідні лінії. При будівництві нових або реконструкції старих газових мереж по можливості слід створювати кільцеві системи. Усі вузли та лінії газопостачання бажано розміщувати під землею (поглиблення комунікацій значно знижує ймовірність їх пошкодження ударною хвилею ядерного вибуху та

інші засоби нападу, а крім того, значно знижує можливість вторинних факторів ураження).

З метою зниження ризику пожежі (зменшення можливості витоку газу) на газопроводах встановлюються автоматичні запірно-перемикальні пристрої дистанційного керування, які дозволяють відключати мережі або перемикати подачу газу безпосередньо з диспетчерської в випадок розриву труби.

Підвищення стабільності систем тепlopостачання досягається захистом джерел тепла та заглибленням комунікацій у землю. При отриманні об'єктом тепла від міської теплоцентралі вживаються заходи щодо забезпечення стабільності підвідних трубопроводів та існуючих розподільних пристроїв. Тепломережу будують, як правило, за кільцевою схемою. Труби системи прокладають у спеціальних каналах, запірно-регулюючі пристрої розміщують в оглядових колодязях і, по можливості, на території, яка не буде затоплена в разі руйнування.

Заходи щодо підвищення стійкості системи водовідведення розробляються окремо для зливого, промислового та побутового (фекального) стоку. На об'єкті обладнується не менше двох виходів з підключенням до міських каналізаційних колекторів, а також додатково обладнуються виходи для аварійного скидання сирі води в яри та інші природні пониження, що прилягають до об'єкта.

При наявності на об'єкті мереж і споруд для подачі стисненого повітря, кисню, аміаку, хлору та інших рідких і газоподібних реагентів інженерно-технічні заходи для цих систем розробляються в основному для запобігання вторинних факторів ураження. Одним із найважливіших заходів забезпечення сталого, безперервного управління на всіх етапах у надзвичайних ситуаціях є поділ усього персоналу об'єкта на дві групи: робочу зміну (перебуває на об'єкті) і зміну відпочинку (перебуває в заміській зоні). або на дорозі між дачною зоною та об'єктом). Крім того, створюються дві-три групи управління

(за кількістю змін), які, крім керівництва виробництвом, повинні бути готові в будь-який момент взяти на себе організацію та керівництво РІНР. Для надійного управління діяльністю об'єкта в надзвичайних ситуаціях мирного та воєнного часу на одному зі складів обладнано пункт управління. Диспетчерські пункти і радіовузли розміщують по можливості в найбільш міцних будівлях і підвалах. Повітряні лінії зв'язку до найважливіших виробничих об'єктів переводять на підземні кабелі. Стійкість засобів зв'язку можна підвищити шляхом прокладки фідерів електроживлення до АТС і радіовузла об'єкта, підготовки пересувних електростанцій для зарядки акумуляторів АТМ і для живлення радіовузла при основних джерелах. джерела живлення вимкнено. При розширенні мережі підземних кабельних ліній необхідно прокладати двожильні кабелі, захищені екранами від впливу ЕМІ. Для більшої надійності слід передбачити дублюючі засоби зв'язку.

У зоні розподілу робітників і службовців також буде обладнано пункт управління. Зв'язок між міськими і сільськими пунктами управління здійснюється, як правило, телефонним зв'язком, передбачаючи його дублювання за допомогою радіо- і мобільних засобів, а також вживаються заходи щодо забезпечення зв'язку зі змінними кооперативними підприємствами.

Особливе значення має стабільність виробничо-господарських зв'язків для забезпечення об'єкта всіма видами енергії, водою, паром, газом; від транспортних послуг; від поставок сировини, матеріалів, напівфабрикатів, комплектуючих виробів тощо.

Підвищення сталості матеріально-технічного постачання забезпечується створенням запасів сировини, матеріалів, комплектуючих виробів, обладнання, палива. Розмір незнижуваних запасів визначається для кожного об'єкта залежно від можливості їх накопичення, важливості продукції, що виробляється, визначених термінів переходу на виробництво продукції в аварійних ситуаціях. Стабільно працююче підприємство повинно мати можливість безперебійно виробляти продукцію за рахунок наявних запасів до відновлення постачань або до отримання необхідних поставок від нових постачальників.

Важливе значення має своєчасна відвантаження готової продукції споживачам. На деяких об'єктах (нафтопереробних, хімічних тощо) накопичення готової продукції може перетворитися на надзвичайно небезпечне джерело вторинних факторів ураження та створити загрозу як самому об'єкту, так і сусіднім підприємствам та житловому сектору. Якщо немає можливості відправити готову продукцію споживачам, її необхідно вивезти із зони можливого ураження (наприклад, на складську базу в замиській зоні).

Зменшення ймовірності виникнення вторинних факторів ураження та збитків від них досягається раннім плануванням і проведенням відповідних профілактичних заходів.

На об'єктах, пов'язаних з виробництвом і зберіганням палива і боєприпасів, плани таких заходів розробляються і в мирний час. Вони враховують характер і масштаби можливих аварій, визначають заходи щодо порятунку людей і матеріальних цінностей, шляхи і методи ліквідації наслідків, порядок дій спеціальних пожежно-рятувальних формувань.

На об'єктах, технологічні процеси яких пов'язані з використанням пожежонебезпечних, вибухонебезпечних і СДОР, визначається необхідний мінімум їх запасів. Зберігання таких речовин на території підприємства організовано в захищених складах; зайві запаси вивозяться на замиську ділянку.

Протипожежні заходи щодо захисту об'єктів від наслідків надзвичайних ситуацій повинні бути спрямовані на створення умов, що забезпечують мінімальний ризик виникнення пожеж внаслідок прямого світлового випромінювання, пожеж, які можуть бути спричинені дією ударної хвилі, а також як обмеження поширення вогню і створення необхідних умов для ліквідації пожежі.

При реконструкції старих і будівництві нових об'єктів необхідно передбачати протипожежні розриви, які б забезпечували умови для маневру пожежних сил і засобів у період гасіння або локалізації пожеж, спорудження спеціальних пожежних -боротьба танків з водою та штучними водоймами. Для запобігання пожежам у будівлях і спорудах слід застосовувати вогнестійкі

конструкції, вогнестійку обробку горючих елементів, спеціальні протипожежні перешкоди (великі будівлі поділяють на секції вогнетривкими стінами та протипожежними стінами). У сховищах вибухових речовин (стиснених газів, летких рідин, твердих вибухових речовин) повинні бути встановлені пристрої, які б локалізували руйнівну дію вибуху: викидні панелі, вікна та фрамуги, що відкриваються самі; різні види запірної арматури.

У приміщеннях, де існує ймовірність зараження повітря ЗАПАХОМ, встановлюються автомати знешкодження, які при певній концентрації отруйних речовин починають розпоршувати нейтралізуючу рідину [2].

Об'єкт повинен бути забезпечений надійним захистом людей більшої кількості робочих змін від усіх видів надзвичайних ситуацій. Це досягається укриттям робітників і службовців на складах; якщо їх не вистачає, будують бомбосховища зі спрощеним обладнанням. Працівники закладу та члени їх сімей забезпечені ЗІЗ. На зміни робітників і службовців, які залишаються, проводиться перерахунок відповідно до нового технологічного процесу. При визначенні тривалості робочого дня і складанні змінного графіка робочих змін враховуються реальні потреби виробництва, щоб уникнути скупчення людей на території об'єкта, яких стає більше, ніж можуть склади. розмістити. Об'єкт переведено на мінімально необхідне споживання електроенергії, газу, пари та палива. Перевіряється готовність до аварійної зупинки виробництва, способи зменшення або повного припинення подачі горючих, отруйних і вибухонебезпечних сумішей. Управлінський апарат, відділи, лабораторії, конструкторські бюро та інші підрозділи, перебування яких на об'єкті в аварійних ситуаціях є не обов'язковим, евакуюються в заміську зону і там організовується їх робота. На об'єкті залишається тільки той персонал і обслуговуючі підрозділи, які необхідні для забезпечення виробничої діяльності робочої зміни та управління всім підприємством. З території об'єкта в укриття вивозяться особливо важливі цінності та документація.

Впроваджується цілодобова система управління об'єктом та всіма його підрозділами безпосередньо на об'єкті та на приміській території. Встановлено оперативне чергування. Перевіряється наявність та справність обладнання на

пунктах управління ЦПУ об'єкта та розгортаються всі види зв'язку.

Дуже важливим показником стійкості об'єкта є його готовність до відновлення виробництва в найкоротші терміни після пошкодження.

В результаті об'єкт може зазнати повного, сильного, середнього або слабкого руйнування. При повному або сильному руйнуванні відновити виробництво в умовах війни буде практично неможливо. Якщо об'єкт отримує слабкі або середні руйнування, то відновлення виробництва цілком реально. Тому плани і проекти, як правило, розробляються в двох варіантах - на випадок слабких і середніх руйнувань об'єкта. Для них умови визначають характер та обсяг першочергових реставраційних робіт.

У розрахунках на відновлення будівель і споруд зазначаються характер руйнувань, перелік і загальний обсяг робіт (вартість, трудомісткість, терміни); потреба в робочій силі, які будівельні підрозділи об'єкта будуть для цього залучені, які організації будуть обслуговувати об'єкт; потреба в матеріалах, машинах, механізмах і т. д. У калькуляціях ремонту обладнання вказуються вид обладнання та його кількість, перелік ремонтно-відновлювальних робіт та їх вартість, необхідна робоча сила, матеріали та запасні частини, терміни відновлення. В основу плану та проектів покладено вимогу якнайшвидшого відновлення

5.2. Проведення державного нагляду за охороною праці. Види та основні параметри проведення наглядових заходів.

Враховуючи те, що основною метою такої перевірки є аналіз існуючої на підприємстві системи управління охороною праці та визначення її ефективності, дане попередження є необхідним для того, щоб підприємство могло проаналізувати дотримання вимог законодавчих та нормативних актів про охорону праці, захисту, вживати коригувальні заходи.

Перш за все, фахівець з охорони праці повинен переконатися в наявності та правильному веденні необхідної документації:

- дозвіл на початок робіт підвищеної небезпеки та експлуатацію таких об'єктів,
- статистичні звіти з охорони праці за формою 7-ТНВ, 1-ПВ, 1-УБ (другі примірники або копії),
- Положення про систему управління охороною праці,
- Інструкції з охорони праці та журнал їх обліку,
- акти за формою Н-1 та журнал обліку потерпілих внаслідок нещасних випадків,
- плани роботи,
- акти перевірки стану охорони праці внутрішнього та зовнішнього контролю,
- приписи з відмітками про виконання заходів, розпорядження з питань охорони праці, у тому числі за матеріалами перевірок органів державного нагляду і контролю,
- матеріали аналізу, оцінки стану та умов праці, щодо сприяння дотриманню норм охорони праці тощо.

Крім того, слюсарна служба повинна мати графіки планово-попереджувальних ремонтів (ППР) виробничого устаткування, затверджені головним інженером, графіки періодичних випробувань і оглядів об'єктів підвищеної небезпеки, паспорти на них, акти приймання ремонтного устаткування, акти приймання-передачі ремонтного устаткування, технічні документи, документи, документи, документи. а в енергетичному відділі - плани ППР, випробувань, оглядів енергетичного обладнання; графіки технічного обслуговування та ремонту систем вентиляції та кондиціонерів, освітлювальних приладів; протоколи перевірки ізоляції електрообладнання, електропроводки, кабелів; протоколи вимірювання опору розтікання струму по основних заземлювачах та заземлення магістральних ліній і обладнання, перевірки загального опору петлі фаза-нуль, випробування та перевірки електрозахисних пристроїв, звіти про стан безпеки електроустановок споживачів. ; паспорти на електроустановки.

Також необхідно перевірити дотримання вимог Положення про порядок

розслідування та ведення обліку нещасних випадків, професійних захворювань і аварій на виробництві, звернувши особливу увагу на журнал обліку працівників, які звернулися до травмпункту, наявність документів за формою Н-1 у керівників структурних підрозділів, та наявність у звітах про виконання запланованих заходів.

Необхідно звернути увагу на своєчасність проведення всіх видів навчання та інструктажів з охорони праці, наявність затвердженого списку працівників окремих професій, звільнених від повторного інструктажу з охорони праці, та на дотримання періодичності медичних оглядів. огляди працівників.

Рекомендується перевірити наявність:

- схеми розміщення технологічного обладнання та відповідність фактичного розміщення обладнання цим схемам;
- на робочих місцях технологічну документацію, інструкції з охорони праці та інструкції з експлуатації об'єктів підвищеної небезпеки;
- журнал реєстрації інструктажів з питань охорони праці;
- документація, що підтверджує контроль за станом охорони праці;
- журнал обліку очищення повітропроводів систем вентиляції;
- списки осіб, які підлягають періодичним медичним оглядам;
- протоколи санітарно-гігієнічних досліджень виробничого середовища;
- журнали обліку та огляду підйомних механізмів, пристроїв і тари;
- журнали обліку видачі нарядів-допусків на виконання робіт підвищеної небезпеки;
- стенди з охорони праці, плакати, знаки безпеки, плани евакуації, засоби пожежогасіння;
- сигнальні кольори на обладнанні та трубопроводах.

Неможливо перелічити всі вимоги безпеки до обладнання та технологічних процесів. Варто запам'ятати головне:

- обладнання повинно відповідати вимогам ССБТ, тобто бути оснащене засобами колективного захисту, що перекривають доступ до небезпечної зони, захищають від пилу, газів, теплового випромінювання, електромагнітних полів, іонізуючого випромінювання, шуму, вібрації, ультразвуку. ;

- працівники повинні бути забезпечені засобами індивідуального захисту;
 - мають бути дотримані терміни періодичних перевірок, сертифікатів, випробувань;
 - повинні бути вжиті заходи щодо захисту персоналу від ураження електричним струмом, а також від виникнення статичної електрики під час використання легкозаймистих рідин;
 - перепади висот вище 1,3 м повинні бути огорожені;
 - на важких, травмонебезпечних роботах застосовувати засоби механізації;
 - для забезпечення безпеки під час обслуговування обладнання при його розміщенні необхідно дотримуватися зазорів безпеки та габаритних розмірів.
- Негайно після отримання повідомлення про майбутню комплексну перевірку стану умов і охорони праці необхідно провести ретельну внутрішню перевірку дотримання всіх вимог, приділяючи особливу увагу безпечній експлуатації підйомних машин і механізмів, посудин, що працюють під тиску (чи встановлені терміни їх технічного освідування, перевірок, чи є на них відмітки про їх проведення), маючи на увазі, що:
- повне технічне опосвідчення підйомальних механізмів проводиться не рідше одного разу на 3 роки;
 - періодичні перевірки ВПМ відповідно до системи планово-попереджувального ремонту (як правило, 1 раз на 10 днів);
 - паспортизація лебідок - не рідше одного разу на рік;
 - повна атестація кранів-штабелерів - не рідше одного разу на 3 роки;
 - динамічні випробування вантажопідйомної частини електронавантажувачів і автонавантажувачів - не рідше одного разу на рік;
 - періодичні огляди ліфтових стійок - не рідше одного разу на 6 місяців;
 - внутрішній огляд посудин, що працюють під тиском - не рідше одного разу на 2 роки технічним персоналом підприємства;

5.3. Висновок до розділу 5

У п'ятому розділі про охорону праці розглядаються такі питання, як державний нагляд за охороною праці. Види та основні параметри наглядових заходів. Досліджено підвищення стійкості об'єктів радіотехнічної промисловості у воєнний час. Підвищення стійкості об'єкта досягається зміцненням найбільш слабких елементів і ділянок об'єкта. Для цього на основі досліджень на об'єкті заздалегідь плануються та проводяться відповідні організаційні та інженерно-технічні заходи.

ВИСНОВКИ

Нанотехнологія спрямовує схеми НВПІ (надвеликого рівня інтеграції) на шлях більшої інтеграції транзисторів і вищих тактових частот. Це створило проблему для забезпечення високих струмів і низьких напруг на вищих частотах перемикачів для сучасних процесорів. Збільшення частоти перемикачів призводить до вмикання та вимикання вимикачів за дуже короткий проміжок часу. Це створює основу для втрат на перемикачів, які лінійно зростають із частотою перемикачів. Крім того, передбачається, що закон Мура буде діяти принаймні протягом наступного десятиліття з постійним вдосконаленням технологій обробки для схем НВІС. Отже, усунення втрат при перемикачів для ефективного джерела живлення стає вимогою часу.

Метою цієї роботи є розробка високоефективних РН (регуляторів напруги) з високою щільністю потужності для живлення сучасних і майбутніх поколінь процесорів. Ця дисертація зосереджена на наступному:

- аналіз різних втрат, що виникають у синхронних понижуючих перетворювачах (СПП);
- моделювання нового переходу нульової напруги (ПНН) СПП для портативних застосувань;
- структура РН для живлення сьогodнішніх і майбутніх мікропроцесорів, які використовуються в сучасних пристроях.

Щоб побудувати ефективний перетворювач, необхідно визначити та кількісно визначити втрати, що виникають у ньому. Отже, виконується математичний аналіз СПП. Результати доводять домінування комутаційних втрат високої сторони над рештою втрат. Крім того, він займає основну частку в продукції конвертерів.

Дотримуючись бачення усунення високих втрат при перемикачів, СПП моделюється за допомогою дуже привабливої . Порівняно з іншими методами, струм і напруга на перемикачах дуже низькі в ПНН.

Потім новий розроблений ПНН СПП моделюється для входу 12 В, виходу 12 А/3,3 В при частоті перемикачів 200 кГц. Жоден із перемикачів не страждає

від втрат при перемиканні. Експериментально доведено також, що ПНН СПП здатний досягти вищої ефективності, ніж звичайний перетворювач, не тільки при повному навантаженні, але й при невеликому навантаженні за допомогою техніки м'якого перемикавання. Ця унікальна функція робить підхід ще більш привабливим для портативних пристроїв.

Однак для джерел живлення персональних комп'ютерів використовуються багатофазні синхронні понижувальні перетворювачі (БСПП), оскільки їх поточний попит не більший в порівнянні з портативними пристроями. Концепція усунення втрат на комутацію за допомогою техніки ПНН також поширюється на БСПП. Моделювання виконується для аналізу його ефективності. Як і однофазний, ПНН БСПП також забезпечує ефективну роботу.

Як висновок, усунення втрат на комутацію напівпровідникових пристроїв є перспективним рішенням для живлення майбутніх процесорів. Він досить ефективний у комп'ютерних і комунікаційних системах. Більше того, він забезпечує реальну платформу для нових архітектур для живлення майбутніх мікропроцесорів.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

R. Hiremane, “From Moore’s Law to Intel Innovation—Prediction to Reality,” *Technology@Intel Magazine*, April 2005.

B. Crepps, “Building the Multi Building the Multi-Core Future: Power Efficient Architecture,” *Intel Developer Forum*, August 2005.

Intel Corporation, “Platform 2015: Intel Processor and Platform Evolution for the Next Decade,” *Intel White Paper*, March 2005.

Y. Ren, “High Frequency, High Efficiency Two-Stage Approach for Future Microprocessors,” Ph.D. dissertation, Virginia Polytechnic Institute and State University, April 2005.

K. Yao, “High-Frequency and High-Performance MPH Design for the Next Generations of Processors,” Ph.D. dissertation, Virginia Polytechnic Institute and State University, April 2004.

Yaskiv V. Synchronous rectification in High-Frequency MagAmp Power Converters [Electronic resource] / **Volodymyr Yaskiv**, Anna Yaskiv, Oleg Yurchenko // *Advanced Computer Information Technologies Proceedings of the International Conference Advanced Computer Information Technologies, Ceske Budejovice, Czech Republic, June 1-3, 2018. (ACIT 2018)*. — Ceske Budejovice, Czech Republic : CEUR, 2018. — Vol. 2300. — P. 128–131. — URL: <http://ceur-ws.org/Vol-2300/>

Y. Ren Y. K. Yao, M. Xu, F. C. Lee, “Analysis of the power delivery path from the 12 V PH to the microprocessor,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, Nov. 2004, vol.19, no. 6, pp. 1507-1514.

Robert W. Erickson, Dragan Maksimovic, “Fundamentals of Power Electronics,” Springer Science Publication, Second Edition, 2005, pp. 73-74.

R. Miftakhutdinov, J. Zbib, “Synchronous Buck Converter with Increased Efficiency,” *Twenty Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference, APEC 2007*, Feb. 25 –Mar. 1, 2007, pp.714-748.

Weihong Qiu, S. Mercer, Zhixiang Liang, G. Miller, “Driver Deadtime Control and its Impact on System Stability of Synchronous Buck Voltage Regulator,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, Jan. 2008, vol. 23, no. 1, pp. 163-171.

Q. Zhao, G. Stojcic, “Characterization of Cdv/dt induced power loss in synchronous buck DC-DC converters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, July 2007, vol. 22, no. 4, pp. 292 –297.

Ming Kong, Wei Yan, Wenhong Li, “Design of a Synchronous-Rectified Buck Bootstrap MOSFET Driver for Voltage Regulator Module,” 7th International Conference on ASIC, ASICON’07, 22 – 25 oct. 2007, pp. 974-977.

Li Liu, Yu Ma, Xiaogao Xie, Chen Zhao, Wei Yao, Zhaoming Qian, “A new resonant gate driver for low voltage synchronous buck converter based on topologies optimization,” Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2008, 24 – 28 Feb. 2008, pp. 1067-1072.

S. Pan, P.K. Jain, “A New Resonant Gate Driver with Two Half Bridge Structures for Both Top Switch and Bottom Switch,” *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 17-21 June 2007, pp. 742 – 747.

Zhiliang Zhang, Zhihua Yang, Sheng Ye, Yan-Fei Liu, “Topology and Analysis of a New Resonant Gate Driver,” 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference, 18-22 June 2006, pp. 1 – 7.

A. Babazadeh and D. Maksimović, “Hybrid digital adaptive control for synchronous buck DC-DC converters,” *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 15-19 June 2008, pp. 1263 – 1269.

V. Yousefzadeh, A. Babazadeh, B. Ramachandran, E. Alarcón, L. Pao, D. Maksimovic, “Proximate Time-Optimal Digital Control for Synchronous Buck DC–DC Converters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, July 2008, vol. 23, no. 4, pp. 2018-2026.

A.R. Oliva, S.S. Ang, G.E. Bortolotto, “Digital control of a voltage-mode synchronous buck converter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, Jan. 2006, vol. 21, no. 1, pp. 157 – 163.

M. Castilla, L. Garcia de Vicuna, J.M. Guerrero, J. Matas, J. Miret, “Design of voltage-mode hysteretic controllers for synchronous buck converters supplying

microprocessor loads,” IEE Proceedings on Electric Power Applications, Sept. 2005, vol. 152, no. 5, pp. 1171–1178.

H. N. Nagaraja, A. Patra, D. Kastha, “Design optimization of coupled inductor multiphase synchronous buck converter,” Industrial Technology, 2005. ICIT 2005. IEEE International Conference on, 14-17 Dec. 2005 Page(s):744 – 749.

Liu Xue Chao, Zhang Bo, Zhao Liang, Hu Jin, “A new voltage regulator module with integrating coupled magnetic,” 31st Annual Conference of IEEE on Industrial Electronics Society, IECON 2005, 6-10 Nov. 2005, pp. 1-6.

B. Oraw, R. Ayyanar, “Small Signal Modeling and Control Design for New Extended Duty Ratio, Interleaved Multiphase Synchronous Buck Converter,” 28th Annual International Telecommunications Energy Conference, INTELEC '06, Sep. 2006, pp. 1-8.

Hong Mao, O. Abdel Rahman, I. Batarseh, “Zero-Voltage-Switching DC–DC Converters With Synchronous Rectifiers,” IEEE Transactions on Power Electronics, Jan. 2008, vol.23, no.1, pp. 369-378.

In-Hwan Oh, “A soft-switching synchronous buck converter for Zero Voltage Switching (KHH) in light and full load conditions,” Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2008, 24-28 Feb. 2008, pp. 1460-1464.

The new methods of switch mode power supply designing for computer facilities / Volodymyr Yaskiv // *International Workshop on Intelligent Data Acquisition and Advanced Computing Systems: Technology and Applications. IDAACS'2001.* — Foros, Crimea, Ukraine, 2001. — P. 87–90.

Siyuan Zhou, G.A Rincon-Mora, “A high efficiency, soft switching DC-DC converter with adaptive current-ripple control for portable applications,” IEEE Transactions on Circuits and Systems, April 2006, vol. 53, no. 4, pp. 319-323.

Yu-Lung Ke, Ying-Chun Chuang, Shao-Wei Huang, “Application of Buck Zero-Current-Switching Pulse-Width-Modulated Converter in Battery Chargers,” IEEE/IAS Industrial & Commercial Power Systems Technical Conference, ICPS 2007, 6-11 May 2007, pp.1-8.

Tsz Yin Man, P.K.T. Mok, Mansun Chan, "Analysis of Switching-Loss-Reduction Methods for MHz-Switching Buck Converters," IEEE Conference on Electron Devices and Solid –State Circuits, EDSSC 2007, 20 - 22 Dec. 2007, pp. 1035-1038.

Toni Lopez, Reinhold Elferich, "Quantification of Power MOSFET Losses in a Synchronous Buck Converter," Twenty Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference, APEC 2007, Feb. 25-March 1, 2007, pp. 1594 – 1600.

P-Channel MOSFET Optimized for Synchronous Buck Converter, Power Electronics Technology Magazine, Sep 1. 2003.

J. Zhang, X. Xie, X. Wu, G. Wu, Z. Qian, "A novel zero-current transition full bridge DC/DC converter," IEEE Transaction on Power Electronics, Mar. 2006, vol. 21, no. 2, pp. 354–360.

Yaskiv V. Modular High-Frequency MagAmp DC-DC Power Converter / Volodymyr Yaskiv, Anatoliy Martseniuk, Anna Yaskiv, Oleg Yurchenko, Bohdan Yavorsky // *2019 9th International Conference on Advanced Computer Information Technologies (ACIT)*. — Ceske Budejovice, Czech Republic, 2019. — P. 213–216.

J. J. Jafar and B. G. Fernandes, "A New Quasi-Resonant DC-Link IIIIM Inverter Using Single Switch for Soft Switching," IEEE Transactions on Power Electronics, Nov. 2002, vol. 17, no. 6, pp. 1010–1016.

Yaskiv V. Using of High-Frequency Magnetic Amplifier in Switch Mode DC Power Supplies / V. Yaskiv // *35th Annual IEEE Power Electronic Specialists Conference (PESC'04)*. — Aachen, Germany, 2004. — P. 1658–1662.

K. H. Liu and F. C. Y. Lee, "Zero-voltage switching technique in dc-dc converters," IEEE Transaction on Power Electronics, Jul 1990, vol. 5, no. 3, pp. 293-304.

Yuang-Shung Lee, Guo-Tian Cheng, "Quasi-Resonant Zero-Current-Switching Bidirectional Converter for Battery Equalization Applications," IEEE Transactions on Power Electronics, Sep. 2006, vol. 21, no. 5, pp. 1213-1224.

Abu-Qahouq and I. Batarseh, "Unified steady-state analysis of soft switching DC-DC converters," IEEE Transaction on Power Electronics, Sep. 2002, vol. 17, no. 5, pp. 684–691.

C.M. de Oliveira Stein, H.A. Grundling, H. Pinheiro, J.R. Pinheiro, H. L. Hey, “Zero-current and zero-voltage soft-transition commutation cell for IIIIM inverters,” IEEE Transaction on Power Electronics, March 2004, vol. 19, no. 2, pp. 396-403.

S. Kaewarsa, C. Prapanavarat, U. Yangyuen, “An improved zero-voltage-transition technique in a single-phase power factor correction circuit,” International Conference on Power System Technology, PowerCon 2004, 21-24 Nov. 2004, vol. 1, pp. 678 – 683.

M.L.Martins, J.L.Russi, H.L.Hey, “Zero-voltage transition PWM converters: a classification methodology,” IEE Proceedings on Electric Power Applications, March 2005, vol. 152, no. 2, pp. 323 – 334.

M.L. Martins, J.L. Russi, H. Pinheiro, J.R. Pinheiro, H.A. Grundling, H.L. Hey, “ Unified design for IIHH IIIIM converters with resonant auxiliary circuit,” IEE Proceedings on Electric Power Applications, May 2004, vol.151, no. 3, pp. 303-312.

Yaskiv V. Synchronous Rectifier in High-Frequency 24V/15A MagAmp Power Converter / Volodymyr Yaskiv, Oleg Yurchenko, Anatoliy Martseniuk, Anna Yaskiv // 2020 IEEE 4th International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS). — Istanbul, Turkey, 2020. — P. 113–117.

T.W.Kim, H.S.Kim, H.W.Ahn, “An improved IIHH IIIIM boost converter,” IEEE 31st Annual Power Electronics Specialist Conference, PESC 2000, June 2000, pp.615-619.

Yaskiv V. Power factor correction as the right step towards a safer environment / A. Abramovitz, V. Yaskiv, K. Smedley // Przegląd Elektrotechniczny (Electrical Review). — 2013. — Vol. 89, no 3A. — P. 244–246.

N.Jain, P.Jain, and G.Joos, “Analysis of a zero voltage transition boost converter using a soft switching auxiliary circuit with reduced conduction losses,” IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialist Conference, PESC 2001, 17-21 June 2001, vol. 4, pp. 1799-1804.

G. Moschopoulos, P.Jain, G.Joos, and Y.F.Liu, “Zero voltage switched IIIIM boost converter with an energy feedforward auxiliary circuit,” IEEE Transaction on Power Electronics, Jul.1999, vol.14, no.4, pp.653-662.

Method of inclusion on parallel operation of high-frequency inverters /
Volodymyr Yaskiv, Olexandr Gurnik // *Modern Problems of Radio Engineering,
Telecommunications and Computer Science. The International Conference
TCSET'2002.* — Lviv-Slavsk, Ukraine, 2002. — P. 186.

ДОДАТКИ

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя (Україна)
Університет імені П'єра і Марії Кюрі (Франція)
Маріборський університет (Словенія)
Технічний університет у Кошице (Словаччина)
Вільнюський технічний університет ім. Гедимінаса (Литва)
Міжнародний університет цивільної авіації (Марокко)
Наукове товариство ім. Т.Шевченка

АКТУАЛЬНІ ЗАДАЧІ СУЧАСНИХ ТЕХНОЛОГІЙ

Збірник
тез доповідей

**XI Міжнародної науково-практичної
конференції молодих учених та студентів**
7-8 грудня 2022 року



УКРАЇНА
ТЕРНОПІЛЬ – 2022

УДК 621.3:62-1

В.В. Желихівський

Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя, Україна

МЕТОДИКА ЗМЕНШЕННЯ ВТРАТ НА ПЕРЕМИКАННЯ В СИНХРОННОМУ ПОНИЖУВАЛЬНОМУ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ

V.V. Zhelyhivskyi

TECHNIQUES FOR REDUCING SWITCHING LOSSES IN A SYNCHRONOUS STEP-DOWN CONVERTER

Нове покоління портативних продуктів має забезпечити довгі години роботи між циклами зарядки акумулятора. Ключовим елементом тут є синхронний випрямляч, особливо при низьких вихідних напругах, які знадобляться майбутнім мікропроцесорам і мікросхемам пам'яті. Синхронний випрямляч — це електронний перемикач, який покращує ефективність перетворення потужності, у регуляторі імпульсного режиму. МОП-транзистори зазвичай служать для цієї мети [1], [2].

Однак вищі вхідні та нижчі вихідні напруги призвели до дуже коротких робочих циклів, збільшуючи втрати при перемиканні та знижуючи ефективність перетворення. Тому тут ми оптимізували ефективність синхронного понижувального перетворювача шляхом усунення втрат при перемиканні за допомогою техніки м'якого перемикання [3].

Метод плавного перемикання режиму напруги - це перехід нульової напруги. Це пояснюється його низькими додатковими втратами на провідність і тим, що він працює найближче до перетворювачів ШІМ. Допоміжний ланцюг перетворювачів ZVT активується безпосередньо перед увімкненням головного вимикача та припиняється після його завершення.

Таким чином, додаткові втрати провідності значно зменшуються. Крім того, це мало впливає на характеристики роботи перетворювача. Було запропоновано багато методів зменшення втрат на комутацію при високій потужності з використанням як активних, так і пасивних демпферів. Зменшення втрат на перемикання для ланцюгів малої потужності, таких як синхронна компенсація [4] – [7]. Перетворювач, показаний на рис. 1, розроблений для ланцюга низької напруги з великим струмом і визнаний високоефективним.

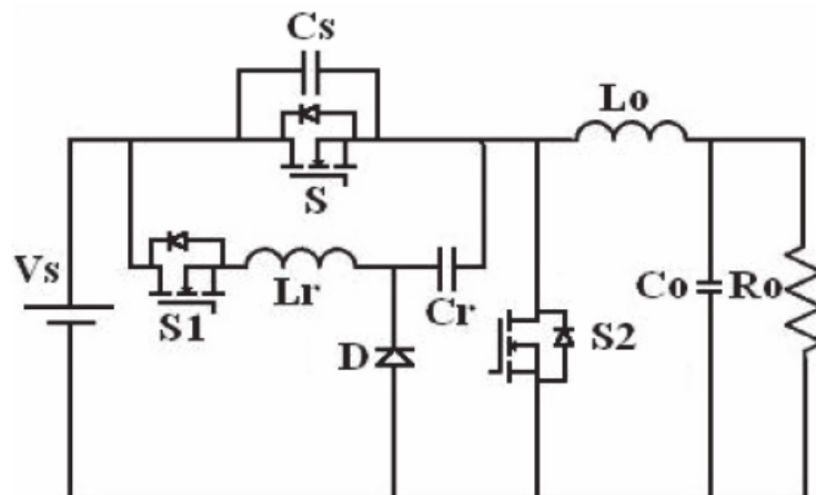


Рисунок 1. Пропонований перетворювач

Матеріали XI Міжнародної науково-практичної конференції молодих учених та студентів
«АКТУАЛЬНІ ЗАДАЧІ СУЧАСНИХ ТЕХНОЛОГІЙ» – Тернопіль, 7-8 грудня 2022 року

Отже, тут представлено новий клас синхронного понижувального перетворювача ZVT. Використовуючи резонансну допоміжну мережу паралельно головному вимикачу, запропоновані перетворювачі досягають перемикання нульової напруги для головного вимикача та перемикання нульового струму для допоміжного вимикача без збільшення напруги та струму.

Запропонований перетворювач працює з вхідною напругою $V_s = 12$ В, вихідною напругою $V_o = 3,3$ В, струмом навантаження 12 А та частотою перемикання 1 МГц, а параметри схеми: вихідна індуктивність $L_o = 1$ мкГн, вихідна ємність $C_o = 30$ мкФ, резонансні котушки індуктивності $L_r = 60$ нГн, 90 нГн, резонансний конденсатор $C_r = 0,1$ мкФ, конденсатор $C_s = 0,5$ нФ. Втрати на перемикання синхронного понижувального перетворювача без техніки м'якого перемикання для вищезазначених параметрів становили 50 % загальних втрат. Втрати на перемикання високої сторони складають 45% загальних втрат. Тому усунення втрат при перемиканні на високому рівні стає першорядним. На рис. 2 показано симуляційні сигнали цього перетворювача. Усі форми сигналу, крім кривої ефективності, представляють період часу одного циклу перемикання, який у цьому випадку становить 1 мкс.

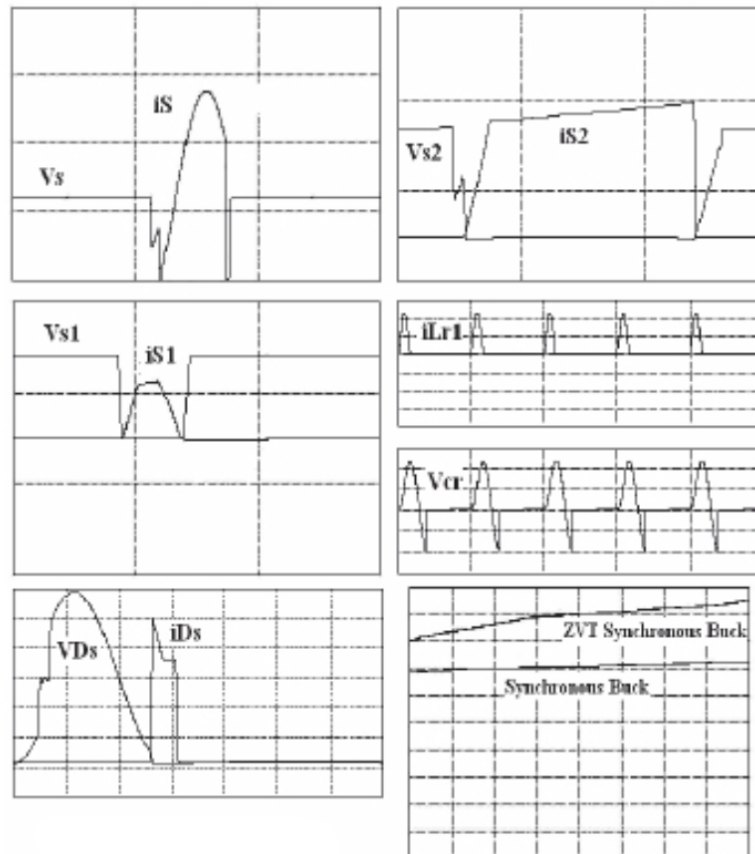


Рисунок 2. Форми сигналів симуляції

Синхронний понижуючий перетворювач ZVT виявився більш ефективним порівняно зі звичайним синхронним понижуючим перетворювачем. Значення ККД знайдено для різних значень вихідної потужності. Високий ККД свідчить про правильність проектних значень.

Матеріали XI Міжнародної науково-практичної конференції молодих учених та студентів
«АКТУАЛЬНІ ЗАДАЧІ СУЧАСНИХ ТЕХНОЛОГІЙ» – Тернопіль, 7-8 грудня 2022 року

27.	С.Б. Красіцька, М.Г. Тарасенко ВПРОВАДЖЕННЯ ЕЛЕКТРОННИХ СИСТЕМ РОЗУМНОГО БУДИНКУ З ПІДВИЩЕНОЮ ЕФЕКТИВНІСТЮ	102
28.	П.В. Білоус, В.П. Коваль ЕНЕРГОЕФЕКТИВНІСТЬ ГЕНЕРУВАННЯ ТЕПЛА ТА ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ НА МІНІ-ТЕС	105
29.	В.П. Волоський, А.М. Паламар, С.А. Лупенко МЕТОД ВИЗНАЧЕННЯ ВНУТРІШНЬОГО ОПОРУ ДЛЯ СИСТЕМ КОНТРОЛЮ LI-ІОН АКУМУЛЯТОРНИХ БАТАРЕЙ	107
30.	В.В. Желихівський МЕТОДИКА ЗМЕНШЕННЯ ВТРАТ НА ПЕРЕМІКАННЯ В СИНХРОННОМУ ПОНИЖУВАЛЬНОМУ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ	108
СЕКЦІЯ: ФУНДАМЕНТАЛЬНІ ПРОБЛЕМИ ХАРЧОВИХ, БІО- ТА НАНОТЕХНОЛОГІЙ		
1.	Я.Ю.Хижнюк, Т.О.Лісовська, О.І.Вічко РОЗШИРЕННЯ СПЕКТРУ ВИКОРИСТАННЯ НЕТРАДИЦІЙНИХ ВИДІВ БОРОШНА В ТЕХНОЛОГІЇ БОРОШНЯНИХ ВИРОБІВ	110
2.	М.Р. Леськів, Г.В. Карпик ОЦІНКА ЯКОСТІ ПШЕНИЧНОГО ХЛІБА З <i>AEGOPODIUM PODAGRARIA L.</i>	111
3.	Л. Федак ЕФЕКТИВНІ МІКРООРГАНІЗМИ В ГАЛУЗІ БДЖІЛЬНИЦТВА	112
4.	О.О. Савчук, М.І. Полевий, Н.М. Зварич ОСОБЛИВОСТІ ІНТЕНСИФІКАЦІЇ ПРОЦЕСІВ ВИРОБНИЦТВА ХАРЧОВИХ ПРОДУКТІВ	113
5.	В.Ю. Головач, В.Я. Ворошук ПЕРЕВАГИ ВИКОРИСТАННЯ ДЕКАНТОРА ДЛЯ ЗНЕВОДНЕННЯ КАЗЕЇНУ	115
СЕКЦІЯ: ЕКОНОМІЧНІ ТА СОЦІАЛЬНІ АСПЕКТИ НОВИХ ТЕХНОЛОГІЙ		
1.	Т. Базан, Б. Млинко АНАЛІЗ МОДЕЛЕЙ ОЦІНКИ РЕНТАБЕЛЬНОСТІ ПІДПРИЄМСТВА	116
2.	Т. Базан, Б. Млинко МЕТОДИ ОЦІНКИ РЕНТАБЕЛЬНОСТІ ПІДПРИЄМСТВА	117
СЕКЦІЯ: КОМП'ЮТЕРНО-ІНФОРМАЦІЙНІ ТЕХНОЛОГІЇ ТА СИСТЕМИ ЗВ'ЯЗКУ		
1.	Н. Завацький, Л.Романюк ІНФОРМАЦІЙНА ПІДТРИМКА ПРИЙНЯТТЯ РІШЕНЬ УПРАВЛІННЯ ВИРОБНИЧИМИ СИСТЕМАМИ ХАРЧОВИХ ПІДПРИЄМСТВ	118
2.	Л.В.Хвостівська, В.В.Казьмірів, А.В.Ремез ВЕЙВЛЕТ ОБРОБКА РАДІОСИГНАЛІВ ДЛЯ ЗАДАЧІ ЇХ ВИЯВЛЕННЯ НА ФОНІ ЗАВАД	119
3.	Н.Г.Гонгало, М.О.Хвостівський ВЕЙВЛЕТ ОБРОБКА МАГНІТОКАРДІОСИГНАЛІВ В БАЗИСІ ХААРА	121
4.	А.А. Станько, А.Г. Микитишин, О.С. Голотенко КОМУНІКАЦІЙНІ ТЕХНОЛОГІЇ В ЕНЕРГОСИСТЕМАХ	122
5.	Р.О. Ніколайчук РОЗРОБКА СИСТЕМИ МОНІТОРИНГУ МЕРЕЖЕВИХ ПРИСТРОЇВ НА БАЗІ МІКРОКОНТРОЛЕРА ATMEGA	124