

АНОТАЦІЯ

У дипломній роботі розробляється тема «Проектування імпульсного зворотньоходового перетворювача за допомогою MATLAB».

Мета роботи – створити схему зворотньоходового перетворювача в MATLAB-Simulink.

В результаті проведеної роботи була створена схема зворотньоходового перетворювача в MATLAB.

АННОТАЦИЯ

В дипломной работе разрабатывается тема «Проектирование импульсного поворотно преобразователя с помощью MATLAB».

Цель работы - создать схему поворотно преобразователя в MATLAB-Simulink.

В результате проведенной работы была создана схема поворотно преобразователя в MATLAB.

ANNOTATION

In the diploma work, the topic "Designing an impulse rotary converter using MATLAB" is being developed.

The purpose of the work is to create a rotary converter circuit in MATLAB-Simulink.

As a result of this work, a rotary converter circuit was created in MATLAB.

ЗМІСТ

| | |
|---------------------------------------------------------------------------------------|----|
| ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ | 7 |
| ВСТУП..... | 8 |
| 1 ЗАГАЛЬНІ ВІДОМОСТІ ПРО ЗВОРТНЬОХОДОВИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ | 11 |
| 1.1 Сравнение линейных и імпульсних источников питания | 11 |
| 1.2 Основні імпульсні схеми..... | 13 |
| 1.2.1 Основи накопичення енергії..... | 13 |
| 1.2.2 Понижуючий перетворювач | 15 |
| 1.2.3 Підвищуючи перетворювач | 18 |
| 1.2.4 Інвертувальний підвищувальний перетворювач | 20 |
| 1.2.5 Комбінований перетворювач..... | 21 |
| 1.2.6 Перетворювачі з трансформаторної розв'язкою | 22 |
| 1.3 Опис зворотньогоодового перетворювача..... | 24 |
| 1.4 Принцип роботи зворотньогоодовий перетворювача | 25 |
| 1.5 Фізичні основи накопичення і передачі енергії в багато обмотаному дроселі..... | 26 |
| 1.6 Безперервний і переривчастий режими роботи перетворювача | 28 |
| 1.6.1 Безперервний режим | 29 |
| 1.6.2 Переривчастий режим..... | 29 |
| 1.6.3 Порівняння режимів..... | 30 |
| 1.7 Цикл роботи зворотньогоодового перетворювача | 31 |
| 1.8 Стадія накопичення енергії в магнітопроводі..... | 33 |
| 1.9 Стадія передачі енергії в навантаження | 41 |
| 1.10 Стадія затримки (паузи) | 44 |
| 1.10 Розрахунок елементів зворотньогоодового перетворювача | 45 |
| 1.10.1 Розрахунок індуктивності первинної обмотки | 45 |
| 1.10.2 Розрахунок індуктивності вторинної обмотки | 46 |
| 2. MATLAB ТА SIMULINK ПРАКТИЧНА ЧАСТИНА ПРОЕКТУ | 52 |

| | |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| 2.1 Створення тестової схеми зворотньоходового перетворювача в MATLAB..... | 52 |
| 2.2 Схема зворотньоходового перетворювача напруги постійного струму з трансформаторним виходом..... | 59 |
| ВИСНОВОК | 65 |
| ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ..... | 66 |

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ

- SMPS — Switching-Mode Power Supply – Імпульсний стабілізатор напруги (ключовий стабілізатор напруги, використовуються також назви імпульсний перетворювач, імпульсне джерело живлення)
- RMS — Root Mean Square – Середньоквадратичне значення
- ККД — Коефіцієнт корисної дії

ВСТУП

Принципи побудови імпульсних джерел живлення (ПП) використовують ось уже понад 100 років (хоча люди і не знали, що мова йшла саме про ці принципи), система запалювання для двигуна внутрішнього згоряння є нічим іншим, як найперший варіант зворотньоходового джерела живлення, потім імпульсної джерела знайшли застосування в високовольтному блоці телевізора, і знову це був елементарний зворотньоходовий джерело живлення, назва «зворотньоходовий» походить від назви короткого періоду часу, за який точка з правого боку екрану кінескопа переміщалася на ліву сторону (так званий «зворотний хід»), швидка зміна струму в відхиляє котушці справляє дуже велике напруження, у телевізорі цей ефект використовувався для створення великого прискорюючого потенціалу, необхідного для роботи електронно-променевої трубки, використання імпульсних джерел живлення в масовому застосуванні аж до кінця 1960-х років було обмежено функціональними можливостями, ми трьох головних їх компонентів: муздратрау, ключа і випрямляча. Компоненти для ПП стали доступними ще на початку 1960-х з появою високовольтних біполярних транзисторів, але в малопотужних схемах використовувати їх було економічно невигідно до тих пір, поки ціна напівпровідників не впала до цілком прийнятною. З 1970 року досягнення в розробці всіх категорій компонентів кардинально змінили ситуацію на ринку джерел живлення, особливо в тих його секторах, де застосування лінійних трьохвиводних стабілізаторів було неможливо внаслідок їх нездатності забезпечити необхідний урівень потужності, досягнення напівпровідникової електроніки тих часів дозволяли виробляти малогабаритні імпульсні джерела живлення з номінальної потужністю кілька десятків ват, у них використовувалися ІС, дросель і пара конденсаторів, і весь стабілізатор напруги мав габарити менше, ніж габарити імпульсного транзистора 1960-х років в корпусі ТО-3.

Вартість одного вата мережевих джерел живлення впала настільки, що

розробникам стало не вигідно проектувати і виготовляти власні джерела, якщо не випускати їх в максимально великих кількостях, багато компаній представили на ринок лінійки джерел живлення зі стандартними вихідними напруженнями, багато з цих компаній можуть також за окрему плату виробляти модифікацію своїх стандартних схем під нестандартної напруги.

Більшість провідних виробників лінійних ІС (Linear Technology, Maxim, TI, National Semiconductor, Analog Devices і ін.) Пропонують лінійки імпульсних стабілізаторів, придатних для локальної стабілізації («Point! Of! Load») або перетворення напруги, сучасні напівпровідник компоненти виробництва цих фірм мають дуже малі габарити і високою ефективністю, це особливо актуально для пристроїв, що живляться від батареї, коли важливу роль відіграє тривалість роботи між підзарядками, сучасні компоненти найчастіше поєднують в одному корпусі схему управління, ключ і випрямлячі.

Виробники пасивних компонентів також були зайняті вдосконаленням своєї продукції. Компанії, що виробляють магнітні матеріали (Ferroxcube, Siemens, Micrometals, підрозділ Magnetics компанії Spang & Co. і ін.), розширили частотний діапазон трансформаторів і дроселів – від декількох десятків кілогерц в 60-х роках до одиниць мегагерц в даний час, завдяки цьому вдосконаленню сучасні схеми характеризуються малими габаритами фільтруючих конденсаторів і магнітних сердечників.

Виробники конденсаторів також удосконалили фільтруючі конденсатори для імпульсних схем, звичайні електролітичні конденсатори володіє дуже великим еквівалентним послідовним опором, внаслідок чого при швидко мінливому постійній напрузі відбувається розсіювання потужності. Якщо еквівалентний змінний струм буде занадто високим, ці електроліти можуть перегрітися і вибухнути. всі виробники електролітичних конденсаторів в даний час випускають лінійки конденсаторів зі зниженим еквівалентним послідовним опором.

Мета роботи – Створення схеми імпульсного зворотньоходового перетворювача за допомогою Matlab

Основні задачі роботи – Для того щоб виконати поставлену мету необхідно було вирішити наступні завдання:

1. Проаналізувати які компоненти в зворотньоходовом перетворювачі;
2. Для чого потрібен зворотньоходовий перетворювач;
3. Принцип роботи зворотньоходового перетворювача;
4. Обрати та електронні компоненти пристрою для створення схеми перетворювача;
5. Описати цикл роботи зворотньоходового перетворювача;
6. Проаналізувати роботу схеми перетворювача.

За допомогою розробленої схеми зворотньоходової перетворювача, ми можемо створити перетворювач який буде використовуватися в якості джерела живлення потужністю до 200 ват, таких як: периферійних пристроїв, енергозберігаючих лампах, зарядний пристрій та ін.

1 ЗАГАЛЬНІ ВІДОМОСТІ ПРО ЗВОРОТНЬОХОДОВИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ

1.1 Сравнение линейных и импульсных источников питания

Порівняння типових схем лінійних та імпульсних джерел живлення показує, чому в більшості випадків переважно застосовувати імпульсний джерело.

Лінійний джерело живлення здатний виробляти напругу тільки нижче вхідного, для всіх лінійних стабілізаторів потрібно вхідна напруга, яке вище вихідної напруги на певну мінімальну величину, яка називається падінням напруги, падіння напруги є визначальним параметром при розрахунку продуктивності і розсіювання потужності.

Візьмемо пристрій, що працює від 6.0 В і споживає максимальний струм 2 А. Типовий лінійний стабілізатор матиме падіння напруги 2 В. Якщо ми вирішимо використовувати свинцево кислотую батарею, вона буде розряджатися до напруги приблизно 1.9 В на елемент. Так як для коректної роботи нам потрібна напруга мінімум 8 В (6 У для навантаження плюс 2 В на падіння напруги), для отримання необхідного напруги нам знадобиться як мінімум 5 елементів, отже, при розрядженою батареї мінімальне вхідний напруга дорівнює 9.9 В. Надходить в навантаження потужність при струмі 2 А дорівнює 12 Вт, а стабілізатор повинен розсіювати при розрядженою батареї 7.8 Вт. Звідси ККД дорівнює 60%. При повністю зарядженій батареї напруга кожного елемента дорівнює 2.26 В, і батарея видає 11.3 В. Потужність навантаження як і раніше дорівнює 12 Вт. Стабілізатор тепер повинен розсіювати 10.6 Вт, звідки ККД виходить рівним 53%.

Ситуацію можна поліпшити, якщо не повністю розряджати кожен елемент. Ми можемо збільшити продуктивність і знизити вартість батареї (ціною частішого заряджання), якщо будемо припиняти роботу, коли напруга на кожному елементі впаде до 2.0 В. При цьому нам знадобиться тільки 4

елементи. Потужність, що розсіюється на стабілізаторі при розрядженою батареї, складе 4 Вт, тому ККД зросте до 75%. При повній зарядці ККД збільшиться всього лише до 67%.

У першому прикладі 2 з 5 елементів витрачають всю свою енергію на нагрівання навколишнього середовища. У другому прикладі на такий нагрів повністю працює 1 з 4 елементів. Зрозуміло, що лінійна стабілізація - занадто дорогий спосіб отримання постійної напруги в системі, що працює від батареї.

Для вищенаведеного прикладу можна сконструювати простий імпульсний джерело живлення з ключами на польових транзисторах, що володіють опором у відкритому стані порядку 0.008 Ом. Комутуючих діод може бути діодом шитки з прямим напругою всього лише 0.5 В. В першому наближенні розсіюється ключем потужність становитиме максимум 0.032 Вт, а діод буде розсіювати 1.0 Вт. ККД при повній зарядці буде дорівнює 92%, а при розрядженою батареї виявиться близький до 99%. Причому ці відносні значення ККД справедливі для батареї з 4, 6 або 12 елементів.

Є ще одна перевага імпульсних джерел живлення перед лінійними. З лінійним джерелом живлення батарея обов'язково повинна складатися з 4 елементів або більше. З імпульсним джерелом можна отримувати необхідну живлення від батареї з 1 ... 3 елементів, та до того ж ще й з кращою продуктивністю.

Приблизно так само йде справа і з мережевими джерелами живлення. Для мережевого лінійного джерела живлення потрібен трансформатор. Для лінійного джерела живлення потужністю 1000 Вт потрібно трансформатор вагою під 50 кг, масивні радіатори з вентиляторами для напівпровідникових компонентів, і за обсягом він займе близько половини кубометра. Якщо потрібно забезпечити можливість роботи від обох напруги - 110 і 220 В, для лінійного джерела буде потрібно ручне або складний електронний перемикач між ними. Для порівняння, імпульсний джерело живлення, що працює від 110 і 220 В без перемикачів, вагою близько 20 кг займає чверть обсягу лінійного джерела. До того ж імпульсний джерело живлення в кілька

разів дешевше.

Однак не завжди імпульсні джерела живлення є найкращим варіантом, На виході імпульсного джерела живлення обов'язково присутній високочастотний шум, лінійні джерела шумують на два-три порядки менше, для дуже чутливих до шуму аналогових схем зазвичай рекомендується лінійний джерело живлення, якщо потрібна максимальна продуктивність, в сучасних системах часто використовується попередня стабілізація напруги імпульсним джерелом до значення трохи вище падіння на лінійному джерелі, а потім за допомогою лінійного джерела отримують високочутливе харчування для аналогових схем, ще один недолік імпульсних джерел живлення - більший час відновлення при стрибкоподібних змінах струму навантаження або вхідної напруги в порівнянні з лінійними джерелами.

У малопотужних схемах, як правило, краще застосовувати лінійні джерела живлення. У вищенаведеному прикладі ми апроксимували втрати в ключі формулою $P = I^2 R$. У випадку більш ретельного аналізу слід враховувати втрати в ключі в моменти відмикання і замикання, а також потужність, що витрачається на управління ключем, до того ж існують лінійні стабілізатори з дуже малим падінням напруги, спеціально призначені для застосування в малопотужних схемах.

1.2 Основні імпульсні схеми

1.2.1 Основи накопичення енергії

Рівняння (1.1), що виражає правило Ленца, містить визначення індуктивності. Котушка має індуктивністю в один Генрі, якщо зміна струму на один ампер за одну секунду виробляє напругу на котушці в один вольт:

$$V = L di/dt. \quad (1.1)$$

Перше наслідок рівняння (1.1) полягає в тому, що струм, що протікає через котушку індуктивності, не може змінюватися миттєво, адже в цьому

випадку на котушці виникало б нескінченне напруга, в реальності ж такі ефекти, як, наприклад, виникає при «пробої» контактів електрична дуга, обмежують цю напругу дуже високим, але не нескінченим значенням. Другим наслідком рівняння (1.1) є те, що напруга на котушці індуктивності миттєво змінюється з позитивного на негативне при перемиканні з накопичення енергії в індуктивності (похідна di / dt позитивна) на вилучення енергії з неї (di / dt негативна). Рівняння (1.2), отримане інтегруванням рівняння (1.1), використовується для визначення струму в котушці індуктивності при відомому напрузі.

$$I = 1/L \int V dt + I_{\text{нач}} \quad (1.2)$$

Рівняння (1.3) дає визначення ємності. Конденсатор володіє ємністю в один фарад, якщо накопичений заряд в один кулон створює напругу на ньому в один вольт.

$$Q = CV \quad (1.3)$$

Рівняння (1.4) і (1.5) визначають ємність конденсатора через напругу і струм (заряд є інтеграл від струму, а струм - відповідно похідну заряду за часом dq/dt):

$$V = 1/C \int i dt + V_{\text{нач}} \quad (1.4)$$

$$I = C dv/dt. \quad (1.5)$$

Струм в конденсаторі фільтра імпульсного джерела живлення зазвичай приймає пилкоподібну форму. Призначення конденсатора полягає в тому, щоб обмежувати коливання напруги (пульсації). З рівняння (1.4) слід ++, що виконати це завдання можна, або збільшуючи ємність конденсатора, або зменшуючи dt . Одним з головних достоїнств імпульсних джерел живлення є

можливість використання дуже малих dt (за рахунок підвищення частоти комутації), завдяки чому ємність конденсатора фільтра істотно зменшується.

1.2.2 Понижуючий перетворювач

На Рис. 1.1 зображена ідеальна модель понижуючого перетворювача, що складається з ідеального джерела напруги, ідеального керованого ключа, ідеального діода, ідеального дроселя, ідеального конденсатора і навантажувального резистора. Перетворювач називається знижуючим тому, що вихідна напруга завжди менше вхідного, так як напруга на дроселі «протидіє» вхідному (протилежно по полярності напруги джерела). Даний ідеальний стабілізатор призначений для роботи від джерела напругою 20 В і забезпечує напругу 5 В на навантаженні 10 Ом. Ключ розмикається і замикається через кожні 10 мкс, при цьому на пасивних компонентах формується сигнал з широтно-імпульсною модуляцією. У сталому режимі вихідна напруга стабілізатора одно

$$V_{out} = V_{in} \times DC \quad (1.6)$$

де DC - коефіцієнт заповнення.

Це рівняння визначає вихідна напруга перетворювача незалежно від значень індуктивності, струму навантаження і ємності вихідного конденсатора, за умови, що через дросель тече безперервний потік. При цьому мається на увазі, що напруга на дроселі має прямокутну форму.

Це рівняння визначає вихідна напруга перетворювача незалежно від

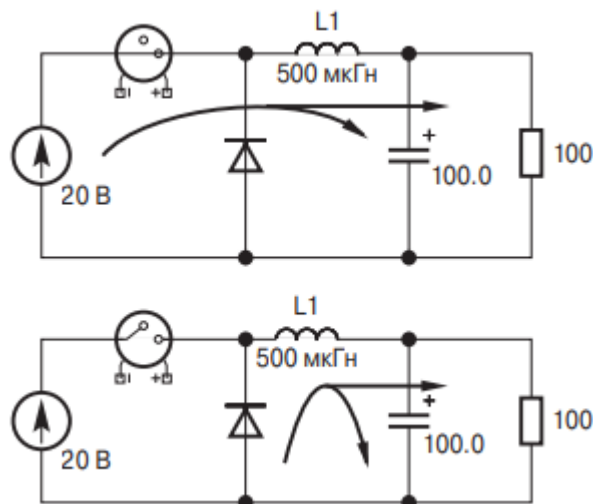


Рисунок 1.1 - Ідеалізована модель понижуючого перетворювача

значень індуктивності, струму навантаження і ємності вихідного конденсатора, за умови, що через дросель тече безперервний потік. При цьому мається на увазі, що напруга на дроселі має прямокутну форму.

В даній схемі діод використовується в якості керованого напругою вентиля. У той час, коли вхідний ключ розімкнута (див. Рис. 1.1), діод забезпечує канал для протікання розрядного струму дроселя. Коли ж дросель накопичує енергію, діод зміщений у зворотному напрямку, тому струм через нього не тече, при проектуванні імпульсних джерел живлення ми будемо для простоти вважати, що прикладається до дроселя напруга в процесі накопичення енергії має ідеально прямокутну форму.

На Рис. 1.2 зображені крива вихідної напруги (нижній графік) і крива струму дроселя (верхній графік) в сталому режимі перетворювача, що забезпечує напругу 5 В і струм 500 мА на навантажувальними резисторами.

Зауважимо, що коливання вихідного струму відносно малі в порівнянні із значенням постійного струму в дроселі. В даному випадку піковий струм пульсацій становить 75 мА. Ще одним важливим моментом є те, що в сталому режимі струм пульсацій не залежить від струму навантаження, так

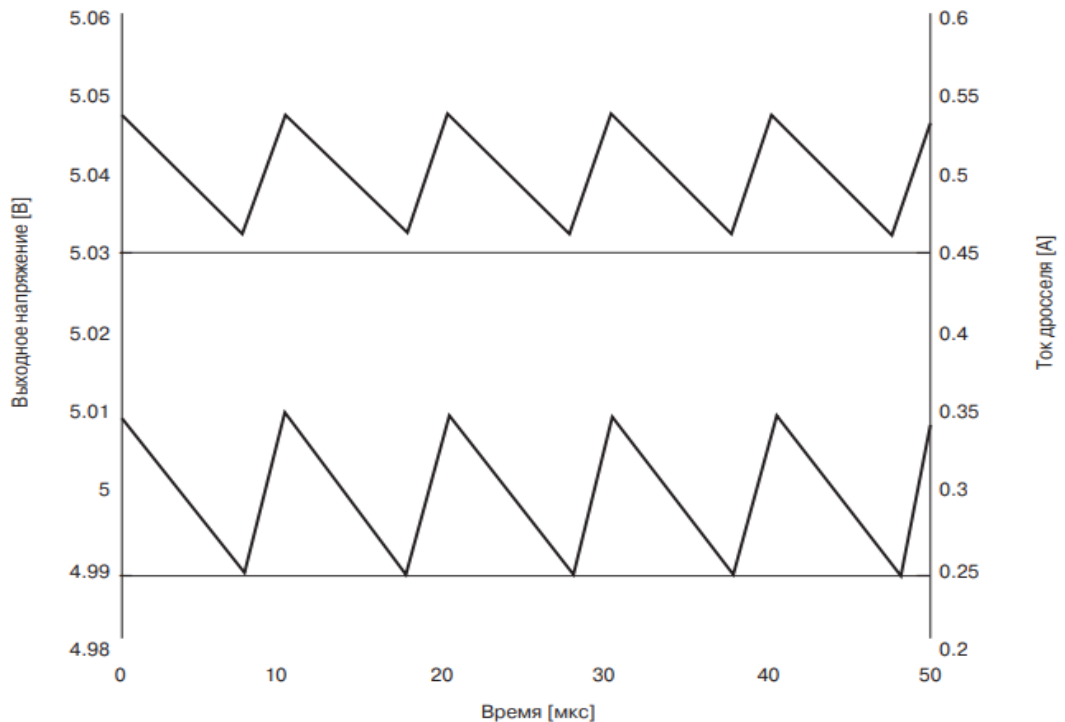


Рисунок 1.2 - Вихідна напруга і струм дроселя в зменшую чому стабілізаторі

як струм, що протікає через дросель, управляється напругою на ньому. Крутизна наростання струму і тривалість фази накопичення енергії визначаються виключно різницею напруги $V_{in}-V_{out}$. Середній струм дроселя дорівнює вихідному струму.

Робота понижуючого перетворювача може також здійснюватися в переривчастому режимі, при якому протягом деякої частини періоду комутації струм дроселя дорівнює нулю.

Для переривчастого режиму роботи рівняння (1.6) несправедливо, пульсації вихідної напруги в зменшую чому перетворювачі, що працює в переривчастому режимі, вище, так як конденсатор фільтра повинен забезпечувати струм навантаження в той час, коли струм дроселя дорівнює нулю. Як правило, понижуючий перетворювач працює в переривчастому режимі, тільки коли струм навантаження стає набагато менше номінального розрахункового значення.

1.2.3 Підвищуючий перетворювач

На Рис. 1.3 зображена ідеальна модель підвищуючого перетворювача, що складається з ідеального джерела напруги, ідеального ключа, ідеального діода, ідеального дроселя, конденсатора і резистора навантаження. Перетворювач називається що підвищує, так як напруга на дроселі підсумовується з вхідною напругою і значення вихідної напруги перевищує значення вхідного. Даний ідеальний стабілізатор призначений для роботи від джерела напругою 5 В і забезпечує напругу 20 В на навантаженні 1000 Ом. Коли ключ розімкнений, діод відкритий і проводить струм. Коли ключ замикається, діод закривається. Ключ розмикається і замикається через кожні 10 мкс.

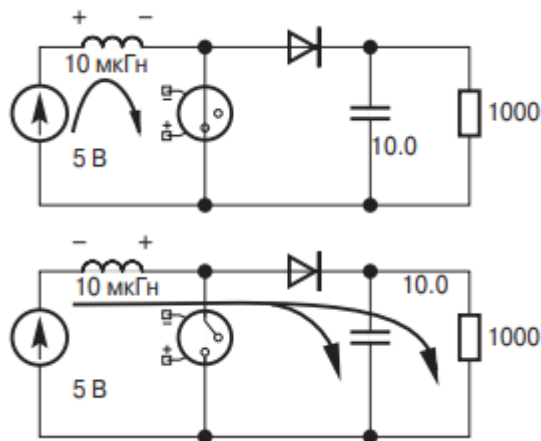


Рисунок 1.3 - Ідеалізована модель підвищуючого перетворювача

Струм від джерела напруги протікає через дросель і замкнутий ключ, при цьому відбувається накопичення дроселем енергії. В цей час надходження струму в навантаження забезпечується конденсатором, так як діод зміщений у зворотному напрямку. Коли ключ розмикається, ток в дроселі продовжує текти, але тепер він зміщує діод в прямому напрямку і тече через навантажувальну ланцюг. Напруга на дроселі інвертується і додається до напруги вхідного джерела живлення. Коли перетворювач працює в сталому режимі, вихідна напруга дорівнює

$$V_{out} = V_{in} / (1 - DC), \quad (1.7)$$

де DC - коефіцієнт заповнення.

Це рівняння визначає вихідна напруга перетворювача незалежно від значень індуктивності, струму навантаження і ємності вихідного конденсатора при безперервному режимі роботи. Для підвищують перетворювачів потрібні набагато більші ємності, ніж

Для понижуючих перетворювачів, так як саме конденсатор забезпечує повний струм навантаження, поки ключ замкнутий.

На Рис. 1.4 зображені крива вихідної напруги (нижній графік) і крива струму дроселя (верхній графік) в сталому режимі роботи, що забезпечує напругу 20 В і струм 20 мА в навантажувальними резисторами. Як і для понижуючого перетворювача, в безперервному режимі роботи струм пульсацій в дроселі не залежить від вихідного струму. Зазвичай піковий струм дроселя лише трохи перевищує його середній струм.

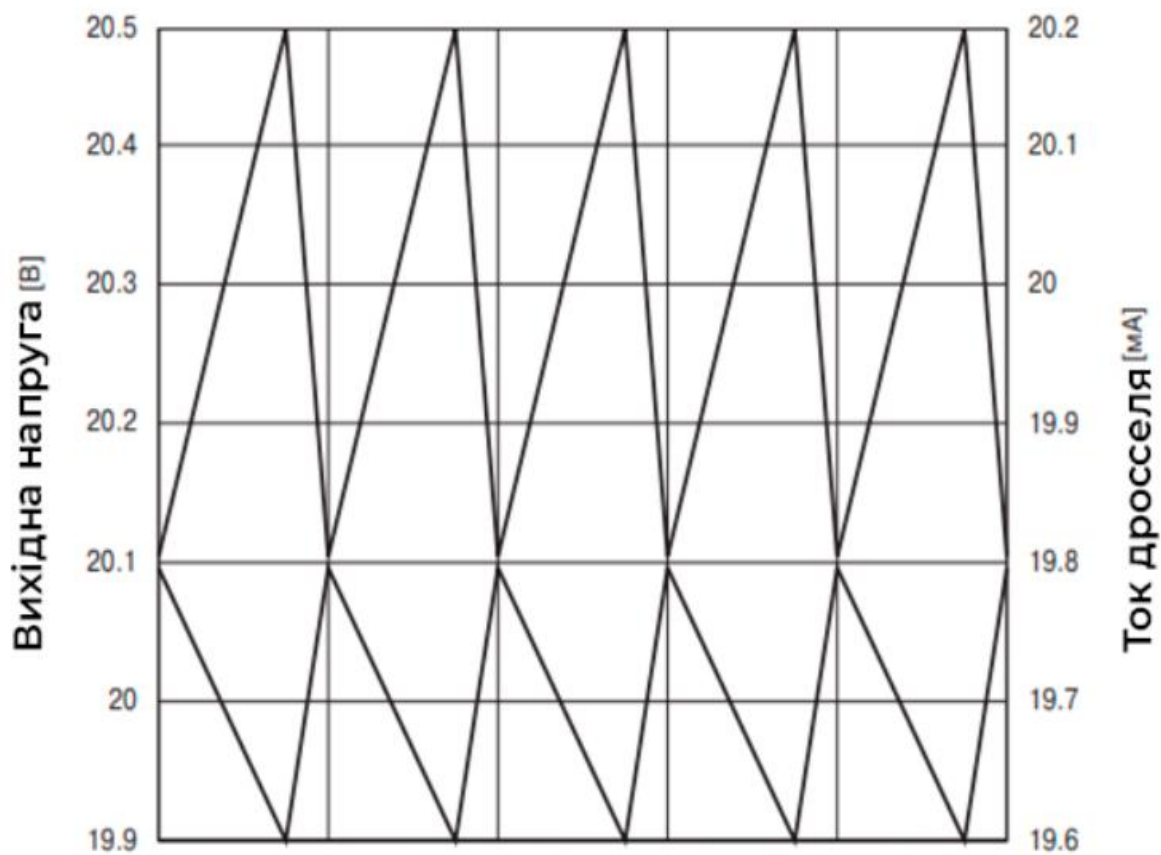


Рисунок 1.4 - Вихідна напруга і струм дроселя в підвищуючому перетворювачі

Робота підвищуючого перетворювача можлива також у переривчастому режимі. Пульсації вихідної напруги в цьому режимі вище (точно так само, як це було і для понижуючого перетворювача), оскільки конденсатор повинен забезпечувати струм навантаження в ті моменти часу, коли струм дроселя дорівнює нулю. Ще однією особливістю переривчастого режиму роботи підвищують перетворювачів є дуже великий піковий струм, що протікає в ключі і в дроселі.

Можна обчислити вхідний струм в обох режимах для заданого вихідного струму. У схемі, приклад якої зображений на Рис. 1.3, в безперервному режимі роботи середній вхідний струм складає 80 мА. Рівняння (1.8) визначає середній вхідний струм для обох режимів. Рівняння (1.9) задає піковий вхідний струм для переривчастого режиму роботи.

$$I_{in-avg} = I_{out-avg}(1/(1 - DC)), \quad (1.8)$$

$$I_{in-peak} = 2 I_{out-avg}((1/(V_{out}/V_{in}))/DC), \quad (1.9)$$

де I_{in-avg} - середній вхідний струм, $I_{out-avg}$ - середній вихідний струм, $I_{in-peak}$ - піковий вхідний струм, DC - коефіцієнт заповнення.

Якщо схема в нашому прикладі працює з коефіцієнтом заповнення 0.25 (переривчастий режим) замість 0.75 (безперервний режим), то піковий струм дроселя і ключа становитиме 480 мА замість 81.75 мА.

1.2.4 Інвертувальний підвищувальний перетворювач

На Рис. 1.5 зображена схема ідеального інвертувального підвищуючого перетворювача, струм від джерела напруги протікає через замкнутий ключ і дросель, при цьому в дроселі відбувається накопичення енергії. Струм в навантаженні в цей час забезпечується конденсатором, так як діод зміщений у зворотному напрямку (закритий). Коли ключ розмикається, ток продовжує

текти через дросель, що викликає зміщення діода в прямому напрямку. Діод відкривається, і струм дроселя надходить в ланцюг навантаження. Так як одним зі своїх висновків дросель «прив'язаний» до спільної точки, протікання струму дроселя при розімкненому ключі призводить до появи на виході негативного напруги.

У сталому безперервному режимі роботи перетворювача вихідна напруга визначається рівнянням (1.10). Як і для не інвертуючого

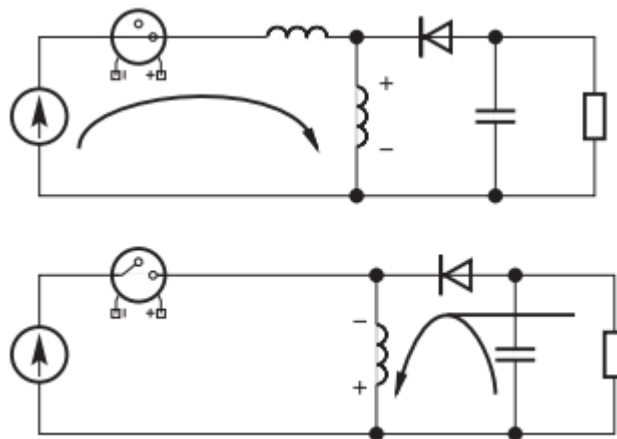


Рисунок 1.5 - Ідеалізована модель інвертуючого підвищуючого перетворювача

перетворювача, вихідна напруга більше вхідного (або дорівнює йому).

$$I_{in-avg} = I_{out-avg}(1/(1 - DC)), \quad (1.10)$$

де DC - коефіцієнт заповнення.

1.2.5 Комбінований перетворювач

Якщо доповнити схему підвищуючого перетворювача одним ключем і ще одним діодом (Рис. 1.6), то вийде комбінований перетворювач, що дозволяє створювати позитивне напруга, яке може бути як вище, так і нижче вхідної напруги

Обидва ключі замикаються і розмикаються одночасно. Як і в підвищує перетворювачі, дросель накопичує енергію, поки ключі замкнуті, і віддає її в навантаження при розімкнутих ключах.

Діод D1 підключає один з висновків дроселя до спільної точки, тому напруга на дроселі може бути як вище, так і нижче вхідної напруги.

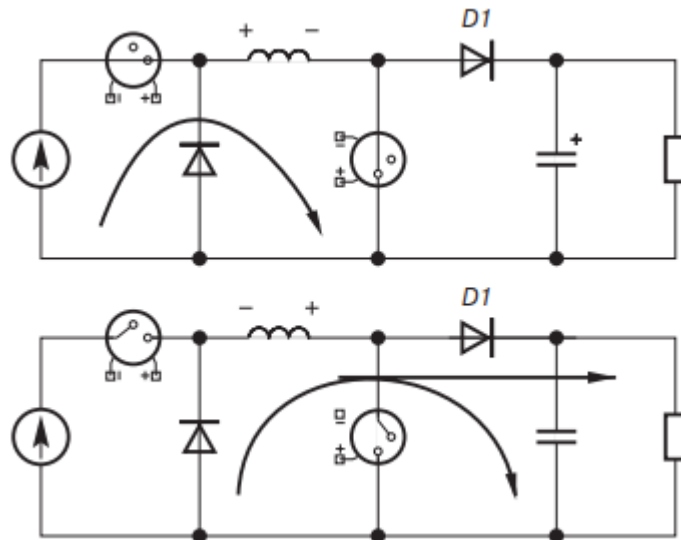


Рисунок 1.6 - Ідеалізована модель комбінованого перетворювача
перетворювача

1.2.6 Перетворювачі з трансформаторної розв'язкою

В автономних джерелах живлення, призначених для роботи безпосередньо від мережі змінного струму, необхідно використовувати трансформатори з метою гальванічної розв'язки навантаження від мережі. Трансформатори застосовуються також в джерелах живлення, де подібна розв'язка необхідна з інших причин, наприклад в медичному обладнанні. У Табл. 1.1 наведені діапазони потужностей і складність для кожного з типів перетворювачів. Будь-який з них може також застосовуватися і за межами зазначених діапазонів, але в цьому випадку зростають труднощі при проектуванні ефективного джерела живлення.

Таблиця 1.1 - діапазони потужностей і складність для кожного з типів перетворювачів

| Схема | Діапазон потужностей | Відносна складність |
|-----------------|----------------------|---------------------|
| Зворотньоходова | 1 Вт ... 100 Вт | Низька |
| Прямоходова | 1 Вт ... 200 Вт | Середня |
| Двотактовна | 200 Вт ... 500 Вт | Середня |
| Полумостова | 200 Вт ... 500 Вт | Висока |
| Мостова | 500 Вт ... 2000 Вт | Дуже висока |

Автономний мережеве джерело живлення по суті являє собою джерело постійного струму (DC), який живить перетворювач постійної напруги в постійну напругу (DC / DC) з трансформаторної розв'язкою.

На Рис. 1.7 зображений однотактний зворотньоходового перетворювач. Може здатися, що в цьому джерелі живлення використаний трансформатор, але насправді це дросель з двома обмотками.

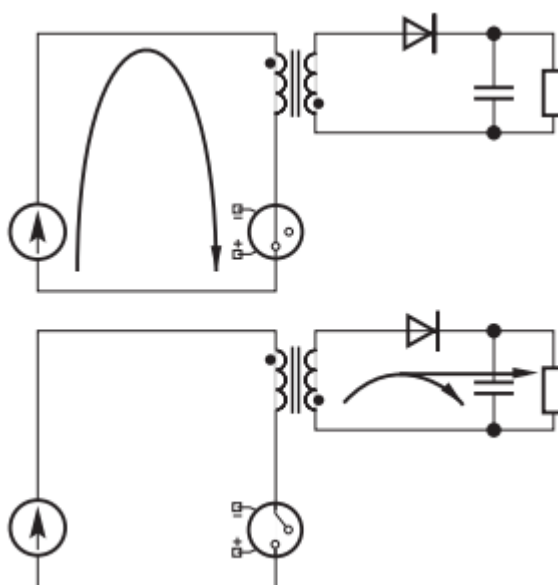


Рисунок 1.7 - Ідеалізована модель однотактного зворотньоходовий перетворювача

Первинна обмотка дроселя використовується для накопичення електромагнітної енергії, як в підвищує перетворювачі. Зверніть увагу, що фазировка обмоток протилежна тій, що є в звичайному трансформаторі. При

замкнутому ключі відбувається накопичення енергії в осерді дроселя і у вторинній обмотці струм не тече, коли ключ розмикається, починає текти струм у вторинній обмотці і енергія віддається в навантаження, напруга на виході визначається співвідношенням витків, як в трансформаторі. Зворотньоходового перетворювач є єдиним (з працюючих безпосередньо від мережі змінного струму) перетворювачем, в якому використовується дросель; у всіх інших застосовується трансформатор.

Одним з достоїнств зворотньоходового перетворювача є те, що немає необхідності в додатковому згладжую чому фільтрі. Енергія, накопичена в дроселі, «скидається» безпосередньо в конденсатор і навантаження. У цьому полягає також і недолік, тому що в процесі накопичення дроселем енергії ток в навантаження надходить тільки з конденсатора. Напруга пульсацій в зворотньоходового перетворювачі порівняно велике, що вимагає застосування вихідного конденсатора великої ємності.

1.3 Опис зворотньоходового перетворювача

Зворотньоходовий перетворювач (або flyback-конвертор) є одним з найбільш популярних типів перетворювачів для побудови мережевих малопотужних джерел живлення.

Перевагами зворотньоходовий перетворювача є:

- порівняльна простота;
- мала кількість елементів, не потрібно вихідний дросель і тому тільки одне маточні виріб - трансформатор;
- дешевизна, це найдешевша (low cost) топологія з усіх перетворювачів;
- практично нечутливий до короткого замикання на виході;
- відмінно працює на ємнісне навантаження;
- легко реалізувати джерела з безліччю гальванічної розв'язаних виходів, при цьому напруги вихідних обмоток добре пов'язані;

Типова область застосування - мережеві джерела живлення 5-50 Вт.

Добре підходить для побудови малопотужних джерел живлення високої напруги.

На Рис.1.8 представлена спрощена електрична схема зворотньоходовий перетворювача.

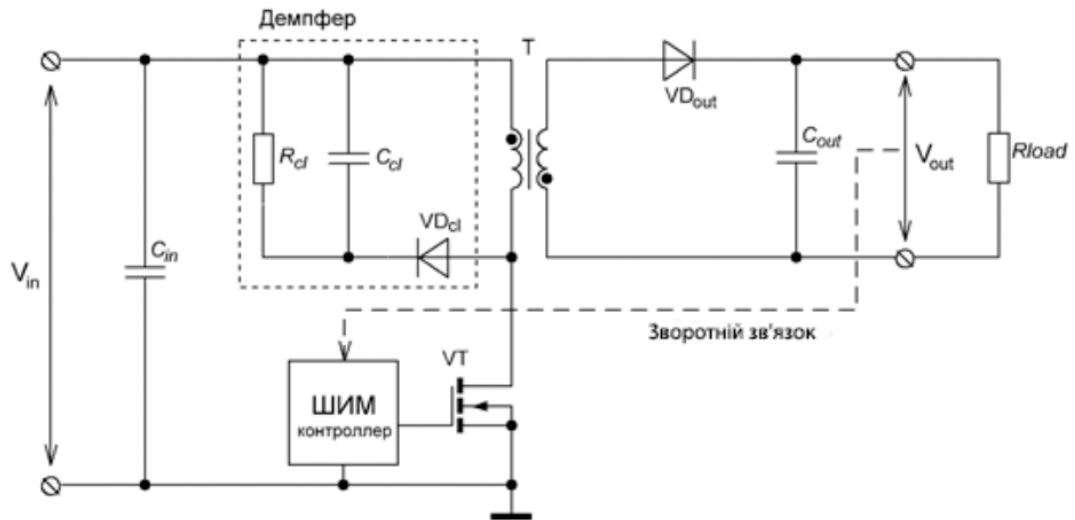


Рисунок 1.8 - Спрощена електрична схема зворотньоходовий перетворювача

Недоліки зворотньоходовий перетворювачів: потужність обмежена енергією, що запасається дроселем (на практиці - не більше 200 Вт); підвищений рівень електромагнітних завад, що створюються як в мережі живлення, так і в навантаженні; великі в порівнянні з іншими імпульсними перетворювачами габарити при тій же потужності.

1.4 Принцип роботи зворотньоходовий перетворювача

Принцип роботи зворотньоходовий перетворювача полягає в наступному, ключовий транзистор, керований ШІМ-контролером, комутує первинну обмотку трансформатора до джерела живлення, первинна обмотка зворотньоходовий трансформатора фактично являє собою дросель, тому після комутації струм через неї лінійно зростає, енергія накопичується в магнітопроводі відповідно до формули для енергії дроселя наприклад формула (1.11):

$$W = \frac{LI^2}{2} \quad (1.11)$$

де:

L - індуктивність первинної обмотки трансформатора;

I - струм через первинну обмотку.

До вихідного діода докладено замикає напруга і струм у вторинній обмотці не протікає, у момент, коли транзистор закривається, полярність на обмотках відповідно до закону самоіндукції змінюється на протилежну, діод відкривається, струм починає протікати через вторинну обмотку трансформатора, і енергія, запасені в муздраттеатрі, переходить в навантаження, і це при закритому ключі, далі процес повторюється, вихідний конденсатор фільтра є енергетичним буфером, що підтримує струм в навантаженні в моменти паузи.

В основі роботи перетворювача лежить накопичення енергії в індуктивності первинної обмотки на першій в часі стадії заряду і передача збереженої енергії на наступній стадії передачі енергії, оскільки стадії накопичення і передачі енергії розділені в часі, то трансформатор в зворотньоходовий перетворювачі фактично являє собою індуктивність з двома або більше обмотками і методики розрахунку звичайного трансформатора тут не застосовні.

Для розуміння принципу роботи і розрахунку flyback-перетворювача необхідно вивести базові закономірності процесу накопичення і віддачі енергії в багато обмотаному дроселі.

1.5 Фізичні основи накопичення і передачі енергії в багато обмотаному дроселі

Розглянемо фізику накопичення енергії в багато обмотувальних дроселі[1]. Як і для будь-якого дроселя, швидкість зростання струму прямо

пропорційна прикладати до нього напрузі V_{IN} і обернено пропорційна власної індуктивності L :

$$\frac{dl}{dt} = \frac{V_{IN}}{L}$$

Тут індуктивність L - це індуктивність первинної обмотки дроселя, тієї через яку в муздраттеатр «вводиться» енергія. Це співвідношення описує стадію накопичення енергії в муздраттеатрі (і магнітному зазорі). Енергія, запасається в індуктивності дорівнює:

$$W = \frac{LI^2}{2}$$

На стадії розряду напруга на первинній обмотці дроселя V_1 пропорційна числу витків в ній N_1 і швидкості зміни магнітного потоку Φ в муздраттеатрі дроселя:

$$V_1 = N_1 \frac{d\Phi}{dt}$$

Аналогічно напруга на вторинній обмотці дроселя V_2 пропорційною числу витків в ній N_2 і швидкості зміни магнітного потоку Φ в муздраттеатрі дроселя:

$$V_2 = N_2 \frac{d\Phi}{dt}$$

Якщо обмоток більше, то співвідношення аналогічні:

$$V_m = N_m \frac{d\Phi}{dt}$$

Оскільки всі обмотки фізично «сидять» на одному муздраттеатрі, то зміна потоку у них одне на всіх і напруги між обмотками пов'язані між собою:

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{N_1 \frac{d\Phi}{dt}}{N_2 \frac{d\Phi}{dt}} = \frac{N_1}{N_2}$$

Звідки випливає, що:

$$\frac{V_1}{N_1} = \frac{V_2}{N_2}$$

Узагальнюючи це для інших обмоток отримуємо правило, що для багато обмотувальних дроселя відношення вихідної напруги на обмотці до числа витків в ній було однаково для всіх його обмоток:

$$\frac{V_1}{N_1} = \frac{V_2}{N_2} = \frac{V_3}{N_3} = \dots = \frac{V_m}{N_m}$$

Фізично це означає, що при осіданні напруги на вторинних обмотках основна потужність буде передаватися в обмотку з найменшим співвідношенням V / N [1].

Чи буде вся запасені енергія витрачена під час циклу розряду або ж частина залишиться в муздраттеатрі до початку наступного циклу заряду, визначає режим роботи зворотньоходовий перетворювача - безперервний або переривчастий режими роботи.

1.6 Безперервний і переривчастий режими роботи перетворювача

Якщо під час роботи перетворювача вся енергія, накопичена в муздраттеатрі (і немагнітному зазорі, якщо такий є) на першій стадії повністю

передається в навантаження на другій стадії, то такий режим називають переривчастим режимом. В англomовній літературі - DCM (Discontinuous Conduction Mode). Якщо ж витрачається не вся запасені енергія, то такий режим називають безперервним режимом роботи перетворювача. В англomовній літературі - CCM (Continuous Conduction Mode) [2]. Кожен з режимів має свої особливості, переваги і недоліки.

1.6.1 Безперервний режим

Переваги: Можливість використання ємності порівняно малої величини, так як імпульси струму у вторинному ланцюзі мають більшу тривалість. Порівняно малий імпульсний струм первинної обмотки і велика індуктивність первинної обмотки, що знижує вимоги до зазору муздрaмтеатру.

Недоліки: Більший розмір трансформатора в порівнянні з трансформатором для переривчастого режиму, складність реалізації зворотного зв'язку (необхідність корекції крутизни), так як коефіцієнт зворотного зв'язку не залежить від струму навантаження, а залежить тільки від коефіцієнта заповнення і вхідного напруги, при комутації ключових елементів виникають суттєві втрати, так як вони переключуються при великому струмі і напрузі, інша проблема обумовлена струмом зворотного відновлення вихідного діода вимикання, якого відбувається, коли через нього протікає струм, це є причиною додаткового стрибка струму [1].

1.6.2 Переривчастий режим

В переривчастому режимі втрати на комутацію при включенні незначні, так як включення відбувається при нульовому струмі, вихідний струм під час затримки - t_d (deadtime) дорівнює нулю і тому відсутні втрати пов'язані зі зворотним відновленням діода, передавальна функція управління практично лінійна, але керованість нижче, оскільки опір контуру є одним з коефіцієнтів

входять в рівняння зворотного зв'язку, величина зазору в сердечнику більш критична, тому що більш високий піковий струм може привести до насичення сердечника, змінна складова магнітної індукції в муздраттеатрі в переривчастому режимі значна, що зумовлює необхідність більш ретельного розрахунку втрат в осерді, більш високі пульсації обумовлюють необхідність використання вихідного конденсатора великої потужності.

1.6.3 Порівняння режимів

Переривчастий режим є найкращим внаслідок простоти проектування, легкості налаштування, хорошою повторюваності. Крім цього переривчастий режим має більшу швидкодію.

Звід переваг і недоліків безперервного і переривчастого режимів роботи представлений в таблиці.1.2 [3].

Таблиця 1.2 - Звід переваг і недоліків безперервного і переривчастого режимів роботи.

| Властивість | Переривчастий режим (DCM) | Безперервний режим (CCM) |
|---------------------------------------------------------------------------------------------------------|---------------------------|--------------------------|
| Малий розмір трансформатора | + | |
| Швидкий тимчасової відгук | + | |
| Проста організація зворотного зв'язку (немає необхідності в корекції петлі зворотного зв'язку) | + | |
| Нульові втрати на відновлення зворотного провідності діода, мінімальні втрати транзистора при включенні | + | |

Продовження таблиці 1.2 - Звід переваг і недоліків безперервного і переривчастого режимів роботи.

| | | |
|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|--|---|
| Мала ємність вихідного конденсатора, малі пульсації вихідного струму | | + |
| Взаємна регулювання потужності при великому числі вихідних обмоток | | + |
| Малі пікові струми транзистора і діода | | + |
| Малі втрати на омичному опорі обмоток трансформатора (визначаються середньоквадратичним - RMS значенієм струму в обмотках) | | + |
| Невеликий розмах потоку магнітної індукції в муздратрастрі (визначає втрати в магнітопроводі) | | + |

У зв'язку з перевагами переривчастого режиму він є основним для зворотньоходовий перетворювачів, далі для цього режиму представлено докладний опис роботи перетворювача і дана методика розрахунку.

1.7 Цикл роботи зворотньоходового перетворювача

Нижче описаний робочий цикл зворотньоходовий перетворювача [4].

Один такт роботи зворотньоходовий перетворювача, що працює в режимі переривчастих струмів умовно можна розділити на три основні стадії:

- стадія накопичення енергії в муздратрастрі, тривалість стадії визначається часом проводить стану ключа - t_i (impulse).

- стадія передачі енергії в навантаження. Тривалість стадії визначається часом, протягом якого у вторинній обмотці протікає струм - t_l (load).

- стадія затримки, тривалість визначається часом затримки - t_d (deadtime) між закінченням стадії розряду і початком наступної стадії накопичення.

Основні тимчасові параметри роботи перетворювача:

- частота роботи перетворювача - f ;
- час проводить стану ключа - t_i (impulse);
- час передачі енергії в навантаження - t_l (load);
- час затримки - t_d (deadtime).

Період T складається як сума всіх періодів роботи перетворювача:

$$T = t_i + t_l + t_d$$

Відносна тривалість імпульсів - q дорівнює відношенню часу проводить стану ключа до тривалості всього періоду:

$$q = \frac{t_i}{T}$$

Тимчасові діаграми у режимі переривистих токів, що характеризують роботу зворотньоходовий перетворювача представлені на Рис. 1.9.

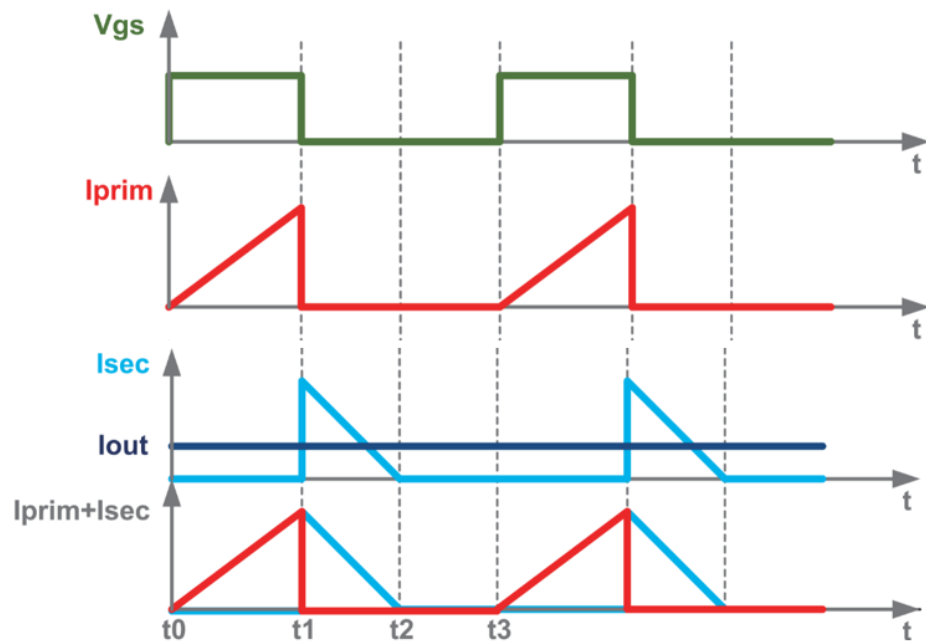


Рисунок 1.9 - Тимчасові діаграми напруги і струмів, що характеризують роботу зворотньоходового перетворювача представлені на малюнку

1.8 Стадія накопичення енергії в магнітопроводі

Стадія накопичення енергії починається в момент коли ШІМ-контролер подає керуючий сигнал на затвор ключового транзистора викликаючи комутацію первинної обмотки до джерела живлення, на вторинній обмотці з'являється напруга, що є зворотним для вихідного діода, який на цій стадії закритий, тобто фактично на цій стадії первинна обмотка трансформатора являє собою дросель з деякою індуктивністю L_1 , струм через цю індуктивність зростає за лінійним законом [5], Пропорційною прикладеному до неї напрузі V_{IN} :

$$I_{w1}(t) = \frac{V_{IN}}{L_1} t$$

Лінійний ріст струму через первинну обмотку триває протягом всієї тривалості відкритого стану ключа t_i , при цьому максимальне значення струму I_{w1_max} визначається виразом:

$$I_{w1_max} = \frac{V_{IN}}{L_1} t_i = \frac{V_{IN}}{L_1} qT = \frac{V_{IN}}{L_1} q \frac{1}{f} = \frac{qV_{IN}}{f L_1}$$

Знайдемо, якої максимальної величини повинен дійти струм через індуктивність для забезпечення необхідної вихідної потужності перетворювача.

Для забезпечення вихідної потужності перетворювача P_{OUT} необхідно щоб енергія, що запасається в муздраттеатрі протягом кожного періоду дорівнювала:

$$W = \frac{1}{f} \frac{P_{OUT}}{\eta}$$

де:

P_{OUT} - вихідна потужність;

f - частота роботи перетворювача;

η - ККД перетворювача.

Оскільки енергія, що запасається в індуктивності дорівнює:

$$W = \frac{L_1 I_{w1_max}^2}{2}$$

то, прирівнюючи два вищенаведені рівняння, отримуємо:

$$\frac{1}{f} \frac{P_{OUT}}{\eta} = \frac{L_1 I_{w1_max}^2}{2}$$

Звідси висловимо необхідний струм I_{w1_max} через первинну обмотку який повинен бути досягнутий протягом часу t_i :

$$I_{w1_max} = \sqrt{\frac{2P_{OUT}}{f\eta L_1}}$$

Дане співвідношення пов'язує необхідну величину максимального струму через індуктивність первинної обмотки I_{w1_max} , величину цієї індуктивності L_1 , частоту перетворювача f , вихідну потужність P_{OUT} і КПД перетворювача η . Крім цього це співвідношення визначає вимоги до максимального струму ключового елемента.

Знайдемо вираз для коефіцієнта заповнення q (тільки для переривчастого режиму). Прирівнюючи вираз визначає зростання струму через індуктивність:

$$I_{w1_max} = \frac{V_{IN}}{L_1} t_i$$

до величини максимального струму необхідної для забезпечення заданої потужності перетворювача:

$$I_{w1_max} = \sqrt{\frac{2P_{OUT}}{f\eta L_1}}$$

Отримаємо рівність:

$$\frac{V_{IN}}{L_1} t_i = \sqrt{\frac{2P_{OUT}}{f\eta L_1}}$$

З рівності можна висловити тривалість t_i :

$$t_i = \frac{L_1}{V_{IN}} \sqrt{\frac{2P_{OUT}}{f\eta L_1}}$$

Звідси висловимо коефіцієнт заповнення q :

$$q = \frac{L_1}{V_{IN}T} \sqrt{\frac{2P_{OUT}}{f\eta L_1}}$$

$$q = \frac{1}{V_{IN}} \sqrt{L_1^2 f^2 \frac{2P_{OUT}}{f\eta L_1}}$$

$$q = \frac{1}{V_{IN}} \sqrt{\frac{2P_{OUT}L_1f}{\eta}}$$

Це відповідно до цим виразом можна обчислити зміну коефіцієнта заповнення при зміні умов роботи перетворювача. Видно, що при інших рівних умовах тривалість t_i і q відповідно зменшуються зі збільшенням вхідної напруги V_{IN} і навпаки (Рис.1.10-1.11).

Виведемо вираз для середньої величини споживаного струму:

Оскільки вхідний і вихідний потужності пов'язані через КПД:

$$P_{OUT} = \eta P_{IN}$$

Підставляючи цей вираз в представлене вище співвідношення для коефіцієнта заповнення отримуємо:

$$q = \frac{1}{V_{IN}} \sqrt{2P_{IN}L_1f}$$

$$q^2 = \frac{1}{V_{IN}^2} 2P_{IN}L_1f = \frac{2V_{IN}I_{IN}L_1f}{V_{IN}^2} = \frac{2I_{IN}L_1f}{V_{IN}}$$

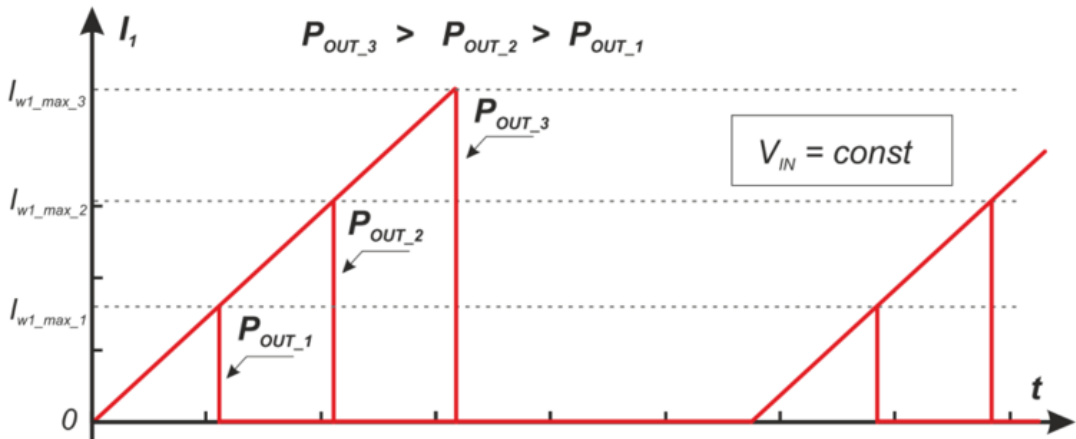
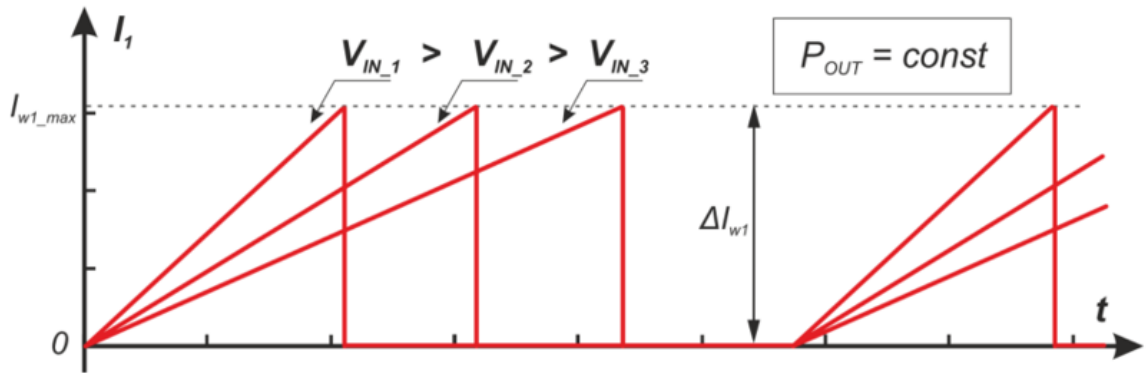


Рисунок 1.10 - Зміна коефіцієнта заповнення зі зміною вхідної напруги

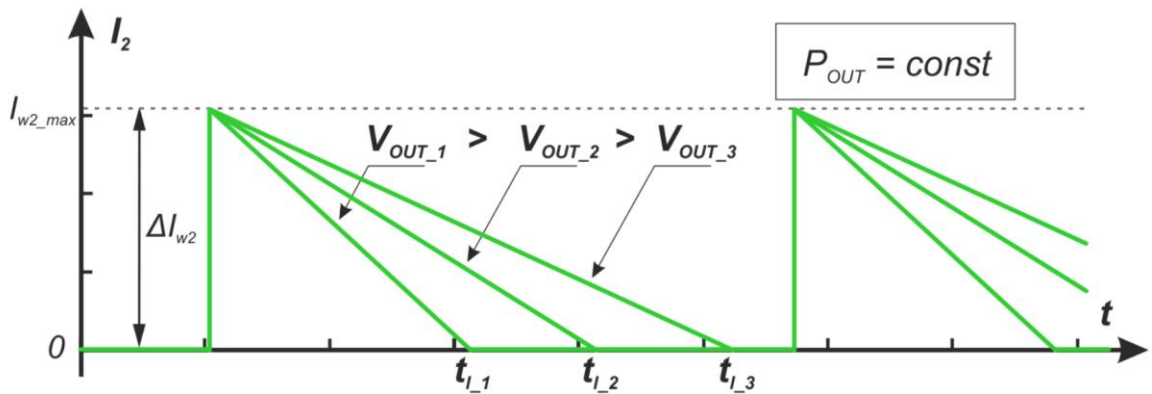


Рисунок 1.11 - Зміна часу «розряду» вторинної обмотки зі зміною вихідної напруги

звідки:

$$I_{IN} = \frac{q^2 V_{IN}}{2L_1f}$$

І з урахуванням, що:

$$I_{w1_max} = \frac{V_{IN}}{L_1} ti = \frac{V_{IN}}{L_1} qT = \frac{V_{IN}}{L_1 f} q$$

отримуємо:

$$I_{IN} = \frac{q I_{w1_max}}{2}$$

Цей вислів для середнього вхідного струму перетворювача (це власне наочно видно з геометричних міркувань за формою струмових імпульсів)

$$I_{w1_rms} = I_{w1_max} \sqrt{\frac{q}{3}}$$

В період накопичення енергії напруга на виході перетворювача підтримується виключно конденсатором вихідного фільтра.

На стадії накопичення енергії все вторинні обмотки перетворювача поводяться «по трансформаторному» - на висновках обмоток виникає напруга, величина якого визначається коефіцієнтом трансформації. У найпростішому випадку, без урахування «паразитного», коефіцієнт трансформації для трансформатора зворотньоходовий перетворювача дорівнює відношенню числа витків вторинної та первинної обмоток:

$$k = \frac{N_1}{N_2}$$

де:

N_1 - число витків первинної обмотки;

N_2 - число витків вторинної обмотки.

На цій стадії вихідна напруга на вторинній обмотці одно:

$$V_2 = \frac{V_1}{k} = \frac{V_{IN}}{k}$$

При цьому до вихідного діода VD прикладається зворотна напруга рівне:

$$V_{VD_rev} = \frac{V_{IN}}{k} + V_{OUT} + V_{VD}$$

де:

V_{IN} - вхідна напруга перетворювача;

V_{OUT} - вихідна напруга перетворювача;

V_{VD} - пряме падіння напруги на діоді.

Ця напруга визначає вимоги до необхідного напруги пробною вихідного діода.

До кінця інтервалу в муздратраатрі (і зазорі) накопичується енергія рівна:

$$W = \frac{L_1 I_{w1_max}^2}{2}$$

Максимальні значення струмів первинної вторинної обмоток пов'язані співвідношенням енергетичного балансу, який визначає енергії в первинної та вторинної обмоток

$$\frac{L_1 I_{w1_max}^2}{2} = \frac{L_2 I_{w2_max}^2}{2}$$

Індуктивність первинної обмотки трансформатора L_1 визначається по співвідношенню:

$$L_1 \frac{\mu \mu_0 N_1^2 S_c}{l_{av}}$$

Де:

μ_0 - магнітна постійна, $1,25663 \cdot 10^{-6}$ Гн / м;

μ - магнітна проникність матеріалу сердечника;

N_1 - число витків первинної обмотки;

S_c - перетин муздраттеатру;

l_{av} - довжина середньої лінії муздраттеатру.

Аналогічно визначається і індуктивність вторинної обмотки трансформатора L_2 :

$$L_2 \frac{\mu \mu_0 N_2^2 S_c}{l_{av}}$$

Підставляючи дані співвідношення в вираз енергетичного балансу отримуємо:

$$\frac{\mu \mu_0 N_1^2 S_c}{l_{av}} \frac{I_{w1_max}^2}{2} = \frac{\mu \mu_0 N_2^2 S_c}{l_{av}} \frac{I_{w2_max}^2}{2}$$

спрощуючи яке отримуємо:

$$N_1^2 I_{w1_max}^2 = N_2^2 I_{w2_max}^2$$

$$N_1 I_{w1_max} = N_2 I_{w2_max}$$

звідки:

$$I_{w2_max} = \frac{N_1}{N_2} I_{w1_max}$$

або:

$$I_{w2_max} = k I_{w1_max}$$

Таким чином, початкове значення струму вторинної обмотки на стадії розряду визначається кінцевим (максимальним значенням струму) первинної обмотки з коефіцієнтом пропорційності певний співвідношенням числа витків обмоток.

1.9 Стадія передачі енергії в навантаження

На цій стадії транзистор вимикається, і внаслідок самоіндукції полярність на обмотках трансформатора змінюється на протилежну. Вихідний діод VD відкривається і конденсатор фільтра починає заряджатися струмом від вторинної обмотки, яка поводить як індуктивність L_2 вже «заряджена» початковим струмом I_{w2_max} величина якого визначається максимальним струмом первинної обмотки через коефіцієнт трансформації (обґрунтування вище):

$$I_{w2}(t = 0) = I_{w2_max} = k I_{w1_max}$$

де:

k - коефіцієнт трансформації (визначається числом $N1 / N2$);

I_{w2_max} - максимальне значення струму вторинної обмотки;

I_{w1_max} - максимальне значення струму первинної обмотки.

Струм у вторинній обмотці I_{w2} убуває за лінійним законом:

$$I_{w2}(t) = I_{w2_max} - \frac{V_{OUT}}{L_2} t$$

або з урахуванням співвідношення для початкового значення струму у вторинній обмотці:

$$I_2(t) = kI_{w1_max} - \frac{V_{OUT}}{L_2} t$$

де:

V_{OUT} - вихідна напруга;

L_2 - індуктивність вторинної обмотки.

У даному виразі перший член є початковим і максимальним значенням струму у вторинній обмотці трансформатора, а другий - описує зменшення струму з плином часу. Видно, що чим більше величина вихідної напруги, тим швидше убуває ток, оскільки збільшується потужність розряду ($P = UI$) і енергія закінчується швидше.

Тут важливо розуміти, що V_{OUT} - вихідна напруга - це не напруга виробляється обмоткою трансформатора, а фіксований рівень напруги, «в який» розряджається дросель.

З представленого вище вираження описує спадання струму у вторинній обмотці слід співвідношення для тривалості стадії розряду:

$$t_l = I_{w2_max} \frac{L_2}{V_{OUT}}$$

На стадії передачі енергії в навантаження на напругу на вторинній обмотці трансформатора V_2 визначається вихідним напругою V_{OUT} плюс падіння напруги на діоді V_{VD} :

$$V_2 = V_{OUT} + V_{VD}$$

Вірніше сказати, що ця напруга на вторинній обмотці «фіксується» ланцюжком навантаження-вихідний конденсатор, оскільки обмотка фактично «розряджається» в конденсатор C_{out} .

Середнє значення струму вторинної обмотки визначається співвідношенням:

$$I_{w2_avg} = \frac{1}{T} \int_0^T I_2(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{t_1} \left(I_{w2_max} - \frac{V_{OUT}}{L_2} t \right) dt$$

$$I_{w2_avg} = \frac{1}{T} \int_0^{t_1} \left(I_{w2_max} - \frac{V_{OUT}}{L_2} t \right) dt = \frac{I_{w2_max}}{T} t_1 - \frac{1}{T} \frac{V_{out}}{L_2} \frac{t_1^2}{2}$$

$$I_{w2_avg} = \frac{t_1}{T} \left(I_{w2_max} - \frac{V_{OUT}}{L_2} \frac{t_1}{2} \right)$$

Зі співвідношення для тривалості стадії розряду можна висловити:

$$\frac{V_{OUT}}{L_2} = \frac{I_{w2_max}}{t_1}$$

Підставляючи це співвідношення в вираз для струму вторинної обмотки:

$$I_{w2_avg} = \frac{t_1}{T} \left(I_{w2_max} - \frac{I_{w2_max}}{t_1} \frac{t_1}{2} \right)$$

$$I_{w2_avg} = I_{w2_max} \frac{t_1}{T} \left(1 - \frac{1}{2} \right) = I_{w2_m} \frac{t_1}{T} \left(1 - \frac{1}{2} \right)$$

$$I_{w2_avg} = \frac{I_{w2_max}}{2} \frac{t_1}{T}$$

З енергетичних міркувань враховуючи, що вихідна напруга «фіксується» конденсатором фільтра можна отримати просте співвідношення:

$$I_{w2_avg} = I_{OUT} = \frac{P_{OUT}}{V_{OUT}}$$

Середньоквадратичне значення струму через первинну обмотку для трикутної форми струмових імпульсів має вигляд:

$$I_{w2_rms} = I_{w2_max} \sqrt{\frac{1}{3} \frac{t_l}{T}}$$

На стадії передачі енергії в навантаження напруга на закритому ключі складається з вхідної напруги джерела живлення, і «відбитого» напруги на вторинній обмотці. «Відбите» напруга V_{RO} дорівнює вихідному напрузі, помноженому на коефіцієнт трансформації:

$$V_{RO} = k V_2 = k(V_{OUT} + V_{VD})$$

де:

V_{OUT} - вихідна напруга;

V_{VD} - падіння напруги на відкритому діоді;

k - коефіцієнт трансформації.

Таким чином, максимальна напруга на закритому ключі V_{VT_max} визначається виразом:

$$V_{VT_max} = V_{IN} + V_{RO} = V_{IN} + k(V_{OUT} + V_{VD}) \cong V_{IN} + k V_{OUT}$$

де:

V_{IN} - вхідна напруга перетворювача;

V_{OUT} - вихідна напруга;

V_{VD} - падіння напруги на відкритому діоді.

1.10 Стадія затримки (паузи)

На даній стадії струм у вторинній обмотці припиняється і трансформатор фактично виявляється як би електрично «підвішеним», тобто його обмотки ні з чим не пов'язані, при цьому виникають коливання обумовлені контуром індуктивності намагнічування L_1 і наведеної до неї еквівалентної ємністю C_{eff} , утвореної ємністю «витік-стік» ключового

транзистора і паразитними ємностями трансформатора.

Частота осциляцій дорівнює:

$$f_{deadtime} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_{eff}}}$$

Необхідність етапу затримки викликана тим, що вихідний діод повинен бути надійно закритий до моменту наступного імпульсу «накачування», інакше виникне кидок струму, здатний привести до виходу діода і ключового транзистора з ладу, тобто якщо не буде паузи, то перетворювач може аварійно спрацювати в прямо ходового режимі.

На цій стадії до ключового транзистора прикладається напруга рівне вихідній напрузі харчування V_{IN} , а до вихідного діода - вихідна напруга V_{OUT} .

1.10 Розрахунок елементів зворотньоходового перетворювача

1.10.1 Розрахунок індуктивності первинної обмотки

Доцільно вибирати індуктивність первинної обмотки L_1 таку, щоб точка переходу в безперервний режим відповідала найнижчому вхідній напрузі за умови максимального коефіцієнта заповнення (максимальної вихідної потужності), це гарантує те, що у всіх інших режимах перетворювач буде працювати в переривчастому режимі, індуктивність первинної обмотки повинна встигнути «набрати ток» при малому вхідному напрузі пі умови максимальної віддачі потужності, з урахуванням вищенаведеного умови індуктивність первинної обмотки визначається за формулою:

$$L_1 = \frac{V_{IN}}{\Delta I} t_i = \frac{V_{IN}}{I_{w1_max}} qT$$

і оскільки для безперервного режиму максимальний струм через L_1 , величина L_1 , робоча частота f , вихідна потужність P_{out} і КПД η пов'язані співвідношенням то отримуємо підсумкову формулу для визначення індуктивності первинної обмотки L_1 :

$$L_1 = \eta \frac{(V_{IN} q)^2}{2P_{OUT} f}$$

Тут мається на увазі, що при мінімальному вхідному напрузі коефіцієнт заповнення стає максимально можливим так, що твір залишається постійним:

$$V_{IN} q = V_{IN_max} q_{min} = V_{IN_min} q_{max}$$

При розрахунку індуктивності первинної обмотки необхідно використовувати максимальну вихідну потужність.

Максимальний струм через первинну обмотку I_{w1_max} визначається вищенаведеним виразом:

$$I_{w1_max} = \sqrt{\frac{2 P_{OUT}}{f \eta L_1}}$$

Індуктивність первинної обмотки L_1 і максимальний струм I_{w1_max} входять до переліку вимог до конструктивних особливостей трансформатора зворотньоходовий перетворювача.

1.10.2 Розрахунок індуктивності вторинної обмотки

На стадії передачі енергії в навантаження напруга на вторинній обмотці трансформатора V_2 равно сумі вихідної напруги V_{OUT} і падіння напруги на діоді V_{VD} :

$$V_2 = V_{OUT} + V_{VD}$$

де:

V_{OUT} - вихідна напруга

V_{VD} - падіння напруги на відкритому діоді.

Фактично індуктивність вторинної обмотки розряджається в фіксований рівень напруги, відповідно до закону електромагнітної індукції швидкість зміни струму через індуктивність (вторинну обмотку) дорівнює відношенню напруги на ній V_2 до величини індуктивності вторинної обмотки L_2 :

$$\frac{dl_2}{dt} = \frac{V_2}{L_2}$$

У відповідності до розділу переривчастого режиму роботи перетворювача струм повинен встигнути знизитися від максимального значення I_{w2_max} до нуля за час t_1 . Таким чином, оскільки струм у вторинній обмотці спадає за лінійним законом то:

$$\frac{V_2}{L_2} = \frac{I_{w2_max}}{t_1}$$

звідки:

$$L_{w2_max} = t_1 \frac{V_2}{L_2}$$

Це співвідношення пов'язує час розряду t_1 індуктивність вторинної обмотки L_2 , величину обмежує напруги вихідний ланцюга в яку власне і «розряджається» індуктивність і стартове максимальне значення струму у вторинній обмотці I_{w2_max} . При цьому важливо розуміти, що величина I_{w2_max} задається максимальним досягається струмом первинної обмотки і визначається виразом:

$$L_{w2_max} = k I_{w1_max}$$

В ідеальному випадку вся енергія, збережена в муздраттеатрі передається у вторинну ланцюг, при цьому вихідна потужність буде дорівнює:

$$P_{OUT} = V_2 I_{OUT} = f \frac{L_2 I_{w2_max}^2}{2}$$

Підставляючи вираз для максимального значення струму вторинної обмотки отримуємо:

$$P_{OUT} = V_2 I_{OUT}$$

спрощуючи яке отримуємо:

$$L_2 = f \frac{t_l^2 (V_{OUT} + V_{VD})^2}{2 P_{OUT}}$$

Це співвідношення пов'язує індуктивність вторинної обмотки L_2 , час за яке струм через неї зменшується до нуля t_l , вихідну потужність P_{OUT} , вихідна напруга і падіння напруги на діоді V_{VD} .

Отриманий вираз вже враховує коефіцієнт заповнення q в неявному вигляді. Отримаємо співвідношення містить коефіцієнт заповнення q явно, з попереднього співвідношення отримаємо вираз для часу розряду:

$$t_l^2 = \frac{2 P_{OUT} L_2}{f (V_{OUT} + V_{VD})^2}$$

$$t_l = \sqrt{\frac{2 P_{OUT} L_2}{f (V_{OUT} + V_{VD})^2}}$$

Загальне рівняння балансу часів роботи зворотньоходовий перетворювача має вигляд:

$$T = t_i + t_l + t_d$$

Вважаючи тривалість паузи рівною нулю (прикордонний режим):

$$t_d = 0$$

отримаємо:

$$T = t_i + t_l$$

З визначення тривалість часу заряду дорівнює:

$$t_i = q T$$

Звідси отримуємо вираз для тривалості розряду:

$$t_l = (1 - q)T$$

З виразу для тривалості часу заряду:

$$t_i = q T$$

отримуємо:

$$\frac{t_i}{q} = T$$

Аналогічно з виразу для тривалості розряду отримуємо:

$$\frac{t_i}{(1 - q)} = T$$

Оскільки праві частини попередніх рівнянь рівні то рівні і ліві:

$$\frac{t_i}{q} = \frac{t_i}{(1 - q)}$$

Підставляючи в це рівняння вирази для t_i (див. Вище) і t_i отримуємо:

$$\frac{1}{q} \frac{1}{V_{IN}} \sqrt{\frac{2P_{OUT}L_1}{f \eta}} = \frac{1}{1 - q} \sqrt{\frac{2 P_{OUT}L_2}{f (V_{OUT} + V_{VP})^2}}$$

Звідки:

$$L_2 = \frac{(1 - q)^2 (V_{OUT} + V_{VD})^2}{q^2 V_{in}^2} \frac{L_1}{\eta}$$

Цей вислів визначає максимальну величину індуктивності вторинної обмотки при будь-якому q для забезпечення умови прикордонного режиму. Так при малих q коли енергія вводиться швидко індуктивність L_2 може бути великий, якщо енергія вводиться повільно то величину L_2 потрібно скорочувати. При збільшенні вхідної напруги або зменшенні вихідного L_2 можна збільшувати. Примітно, що вихідна потужність не впливає на співвідношення індуктивностей, оскільки вона одночасно збільшує як час заряду, так і час розряду. Це не більше ніж співвідношення описує взаємозв'язок індуктивностей трансформатора і вхідних і вихідних напруги для забезпечення умови переривчастого режиму роботи перетворювача. Частота і

потужність входить у вираз для визначення L_1 .

У даному виразі за умови, що $q = 0.5$ отримуємо:

$$L_2 = L_1 \frac{(V_{OUT} + V_{VD})^2}{V_{IN}^2 \eta}$$

Піковий струм вторинної обмотки дорівнює:

$$I_{w2_max} = t_l \frac{V_2}{L_2} = k I_{w1_max}$$

Тут ставлення числа витків первинної і вторинної обмоток:

$$k = \frac{N_1}{N_2}$$

Як вважати коефіцієнт k розповідається в наступному пункті.

2. MATLAB ТА SIMULINK ПРАКТИЧНА ЧАСТИНА ПРОЕКТУ

2.1 Створення тестової схеми зворотньоходового перетворювача в MatLab

Для створення нашої моделі зворотньоходового перетворювач, потрібно зайти в MatLab далі New і вибрати Simulink Model Рис. 2.1, і створити новий проект.

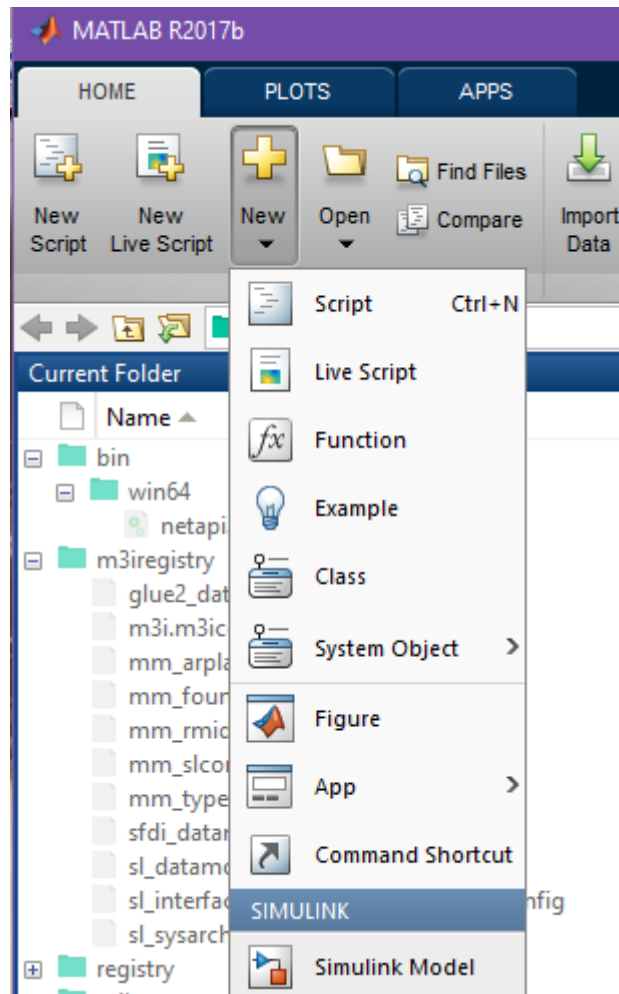


Рисунок 2.1 - Вхід у Simulink Model

Потім в Simulink натискаємо на Blank Model либо двійним кліком либо Create Model як показано на Рис. 2.2, щоб створити порожній проект Рис. 2.3.

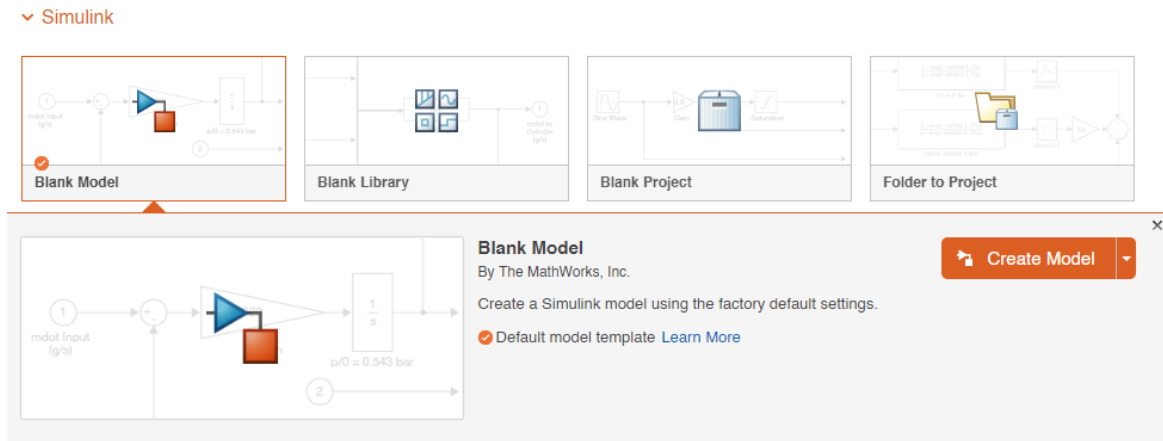


Рисунок 2.2 - запуск Blank Model

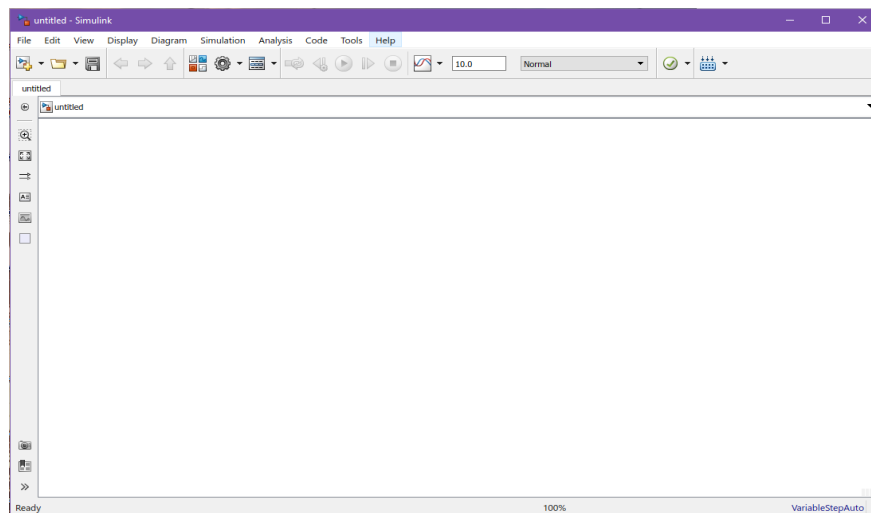


Рисунок 2.3 - Пустий проект в Simulink

Далі щоб нам створити зворотньоходовий перетворювач, потрібно зайти в бібліотеку Simulink, і знайти частини з яких він збирається, для прикладу знайдемо Scope Рис 2.4.

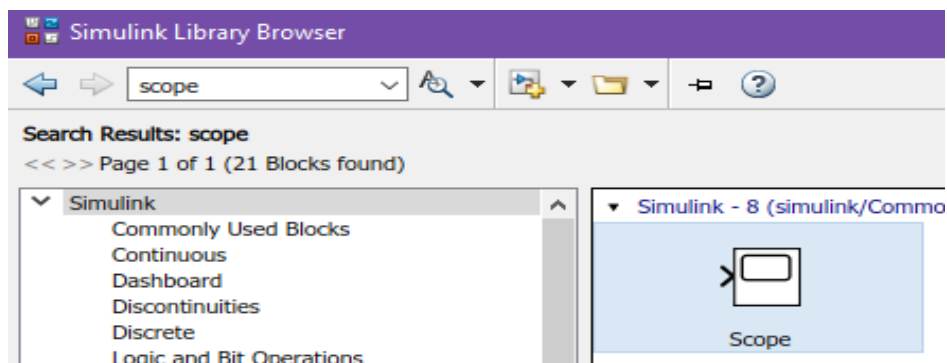

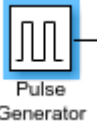
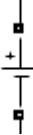
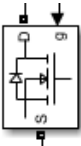

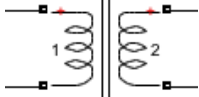
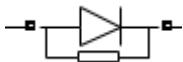
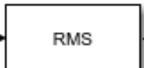


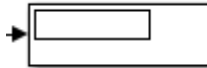
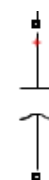

Рисунок 2.4 - находимо компонент Scope в бібліотеці компонентів

Далі по аналогії будемо знаходити, усі компоненти зворотньоходового перетворювача, для цього створимо таблицю з усіма потрібними нам частинами:

Таблиця 2.1 – Перерахування компонентів для створення зворотно ходового перетворювача.

| Назва компонента | Ілюстрація |
|--------------------|---------------------------------------------------------------------------------------|
| Powergui |  |
| Pulse Generator |  |
| DC voltage Source |  |
| Mosfet |  |
| Scope |  |
| Linear Transformer |  |
| Diode |  |
| RMS |  |

Продовження таблиці 2.1 - компоненти перерахування компонентів для створення зворотно ходового перетворювача.

| | |
|-------------------|-------------------------------------------------------------------------------------|
| Display |  |
| Serial RLC Branch |  |
| RLC Branch |  |

Далі коли ми дістали всі необхідні нам компоненти Рис. 2.5, ми змінюємо властивості деякі з них, для нашого зворотно ходового перетворювача.

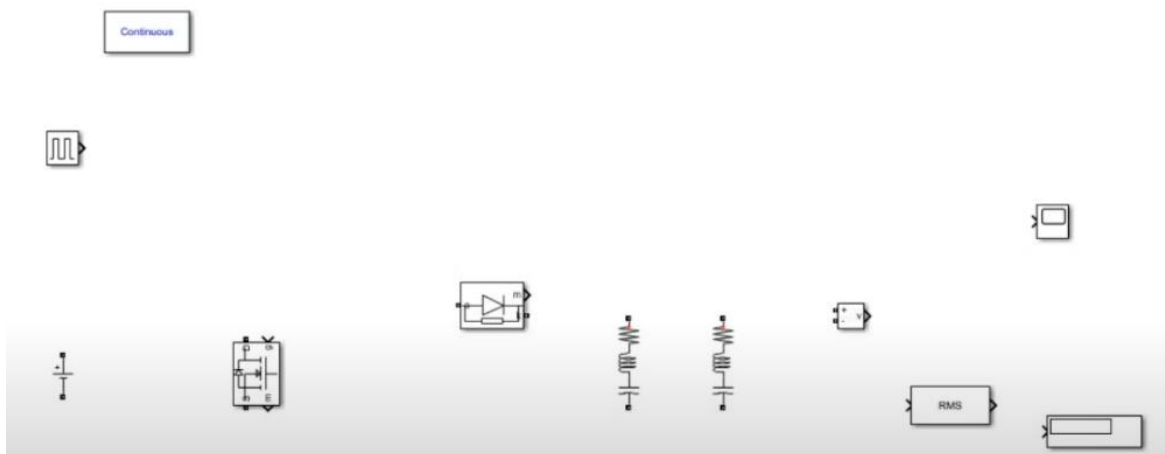


Рисунок 2.5 - Компоненти розкладені але ще не підключені і їх властивості не змінені

Для початка міняємо властивості багато обмотувального накопичувального дроселю а саме: Units SI, Nominal power (40 100e3), Winding 1 parameters(24 0 0), Winding 2 parameters(40 0 0), зняти галку с потрійного трансформатору, це можливо побачити на Рис. 2.6.

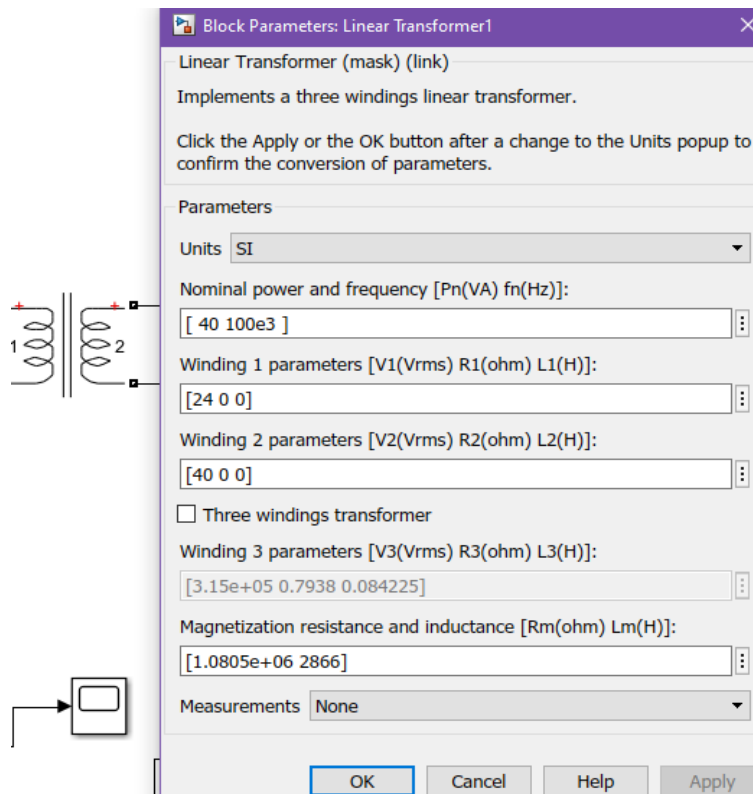


Рисунок 2.6 - Змінюємо властивості багато обмотувального накопичувального дроселю

Далі за аналогією міняємо в RLC Branch тип на R, Resistance на 40, тепер воно придбавши вид навантаження, в діоді вимикаємо галачку показу вимірювального порту а також в параметрах пишемо: Resistance Ron 0.001, Forward votage VF 0.8, Snubber resistance Rs 500, Snubber capacitance Cs 250e-9, потім в Mosfet транзисторі ставимо такі параметри: FET resistance Ron 0.1, Internal diode resistance Rd 0.01, Internal diode forward voltage Vf 0, Snubber resistance Rs 1e5, Snubber capacitance Cs int, і вимикаємо так само відображення вимірювального порту, міняємо властивості Series RLC Branch, а саме міняємо его тип на C, и пишемо в Capacitance (F): 17.45e-6, змінюємо параметри в DC Voltage Source а саме Amplitude: 24, тепер можна все підключити, готовий результат структурної схеми виглядає так Рис. 2.7.

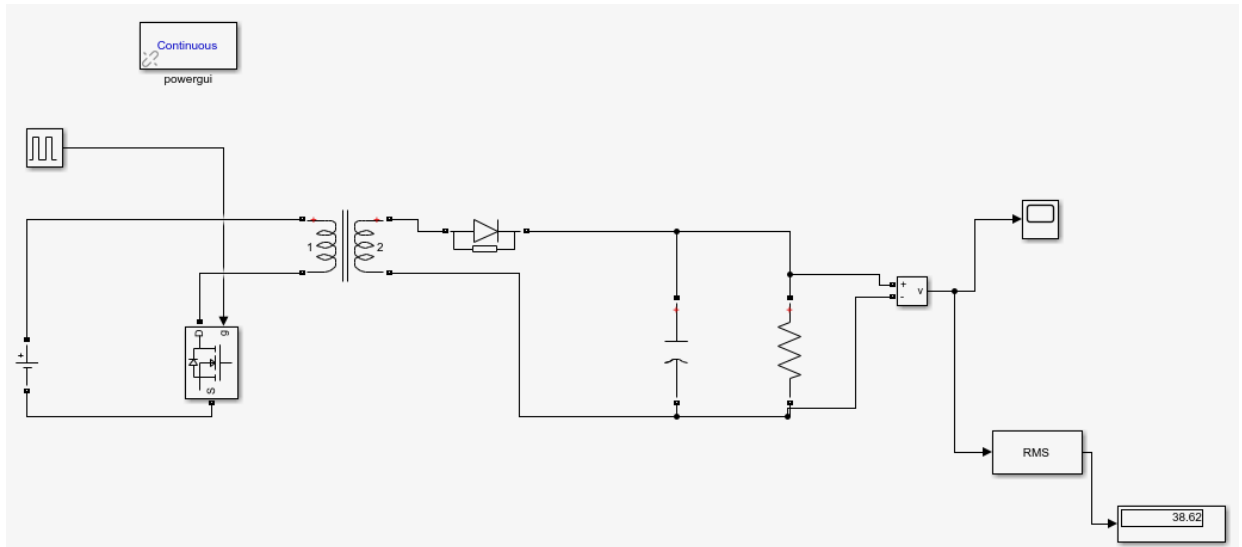


Рисунок 2.7 - Структурна схема зворотньоходового перетворювача

Далі ми перевіримо нашу схему за допомогою тимчасових діаграм як на Рис. 1.9, щоб переконатися що наша схема працює правильно, результати тимчасових діаграм на Рисунку 2.8-2.10.

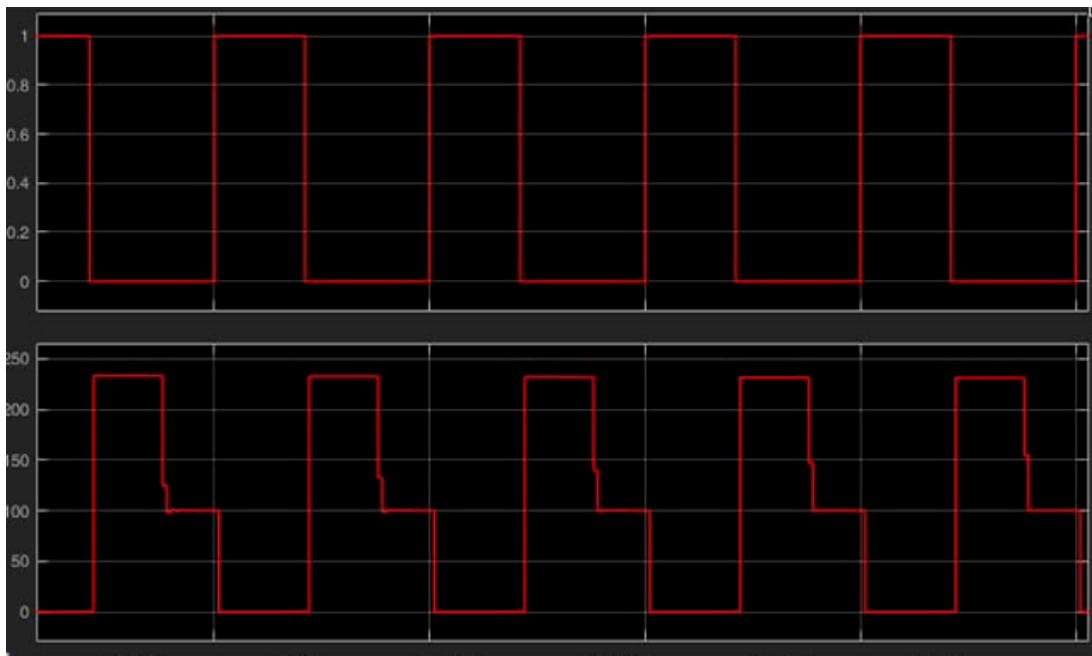


Рисунок 2.8 – Тимчасові діаграми керуючої напруги на затворі транзистора та напруга на транзисторе

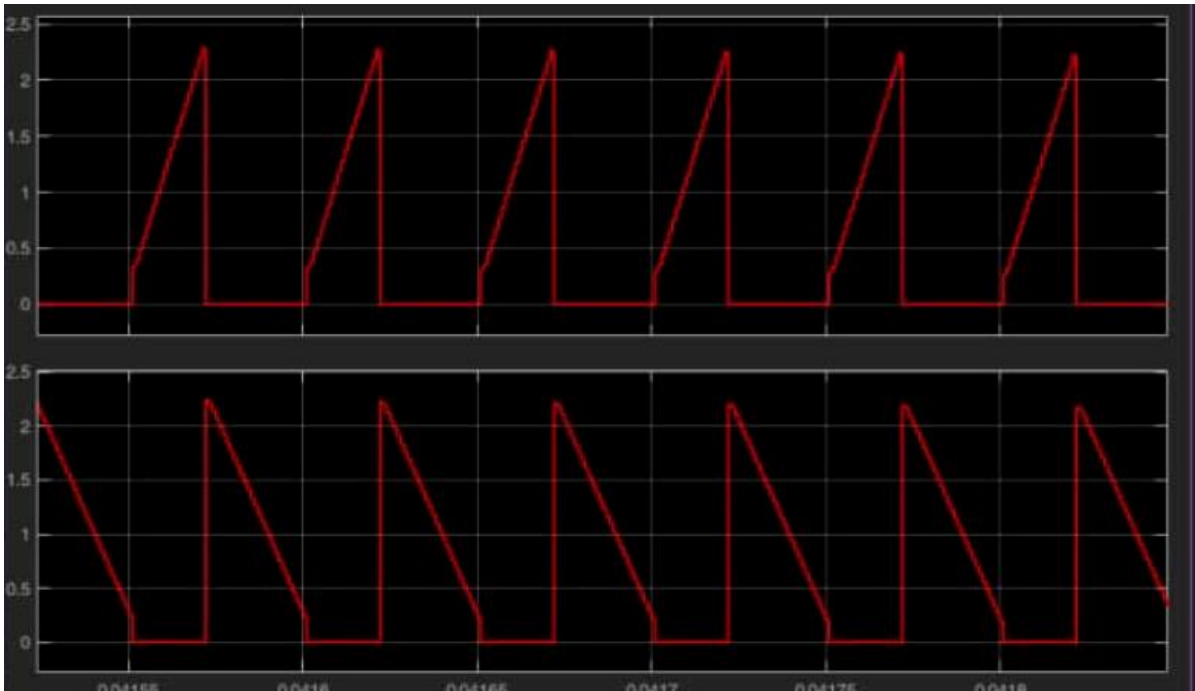


Рисунок 2.9 – Тимчасові діаграми ток первинної і вторинної обмотки

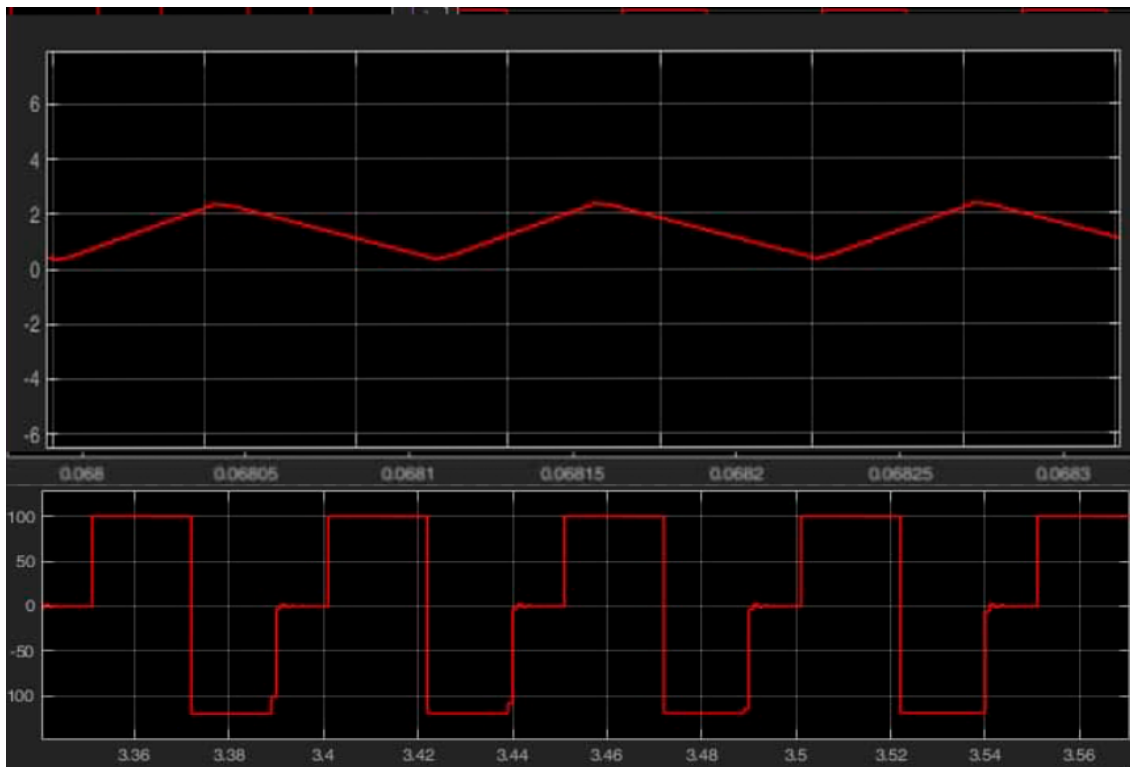



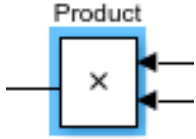
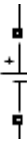
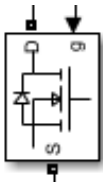
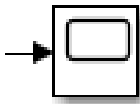
Рисунок 2.10 – Тимчасові діаграми напруга на діоді і напруга на конденсаторі

Схема перевірена і працює правильно, таким чином ми створили структурну схему зворотньоходового перетворювача.

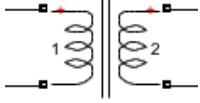



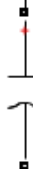

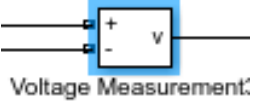
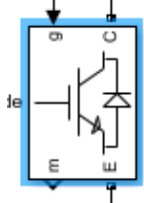
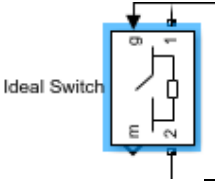

2.2 Схема зворотньоходового перетворювача напруги постійного струму з трансформаторним виходом

Для того щоб зробити схему, зворотньоходового перетворювач напруги постійного струму з трансформаторним виходом, нам для початку запитаєте створити нову порожню схему в сімюлінк Рис. 2.1-2.3 потім в ходимо в бібліотеку компонентів Рис. 2.4 і шукаємо всі потрібні нам компоненти, нижче буде представлена таблиця необхідних компонентів для схеми.

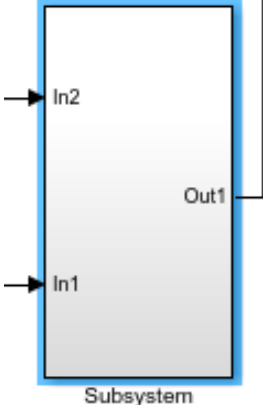
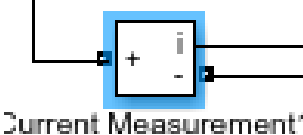
Таблиця 2.2 – Перерахування компонентів для створення зворотно ходового перетворювача напруги постійного струму з трансформаторним виходом.

| Назва компонента | Ілюстрація |
|-------------------|---------------------------------------------------------------------------------------|
| Powergui |  |
| Product |  |
| DC voltage Source |  |
| Mosfet |  |
| Scope |  |

Продовження таблиці 2.2 - компоненти перерахування компонентів для створення зворотно ходового перетворювача.

| | |
|---------------------|---------------------------------------------------------------------------------------|
| Linear Transformer |  |
| Diode |  |
| RMS |  |
| Display |  |
| Serial RLC Branch |  |
| RLC Branch |  |
| Voltage Measurement |  |
| IGBT/Diode |  |
| Ideal Switch |  |
| Off Delay |  |

Продовження таблиці 2.2 - компоненти перерахування компонентів для створення зворотно ходового перетворювача.

| | |
|---------------------|-------------------------------------------------------------------------------------|
| Subsystem |  |
| Current Measurement |  |

Далі коли ми дістали всі необхідні нам компоненти Рис. 2.5, ми змінюємо властивості деякі з них, для нашого зворотно ходового перетворювача.

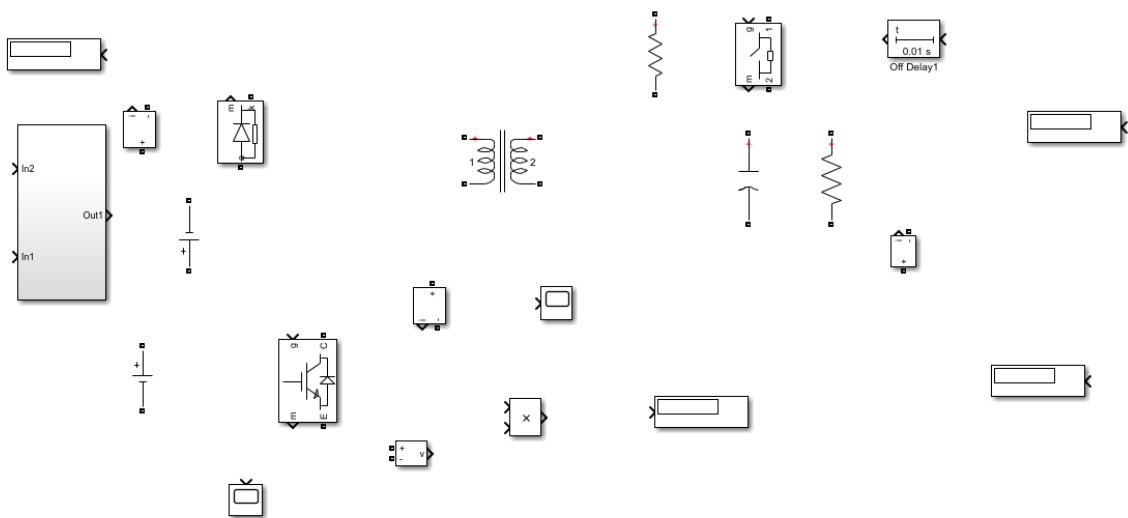


Рисунок 2.11 - Компоненти розкладені але ще не підключені і їх властивості не змінені

Для початка міняємо властивості багато обмотувального

накопичувального дроселю а саме: Units SI, Nominal power (40 100e3), Winding 1 parameters(24 0 0), Winding 2 parameters(40 0 0), зняти галку с потрійного трансформатору, це можливо побачити на Рис. 2.6.

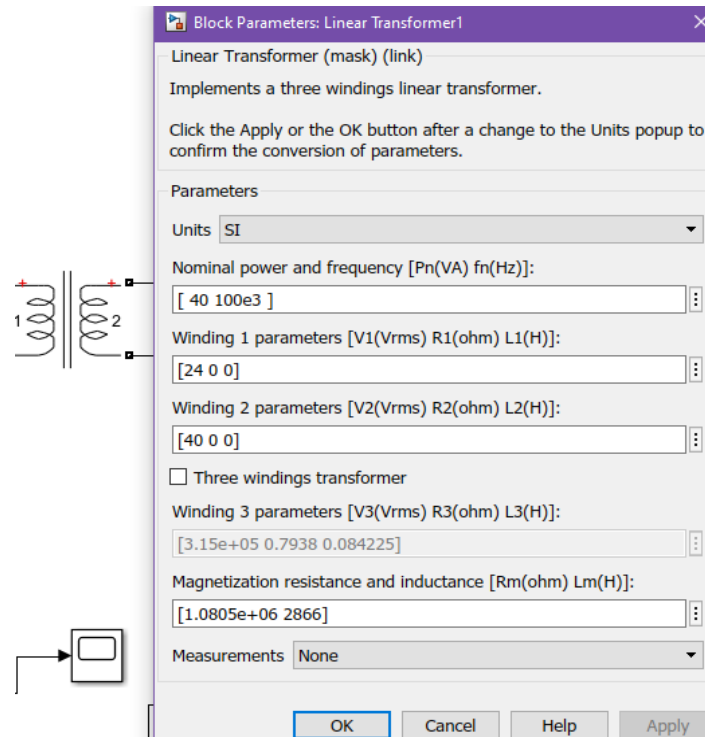


Рисунок 2.12 - Змінюймо властивості багато обмотувального накопичувального дроселю

Далі за аналогією міняємо в RLC Branch тип на R, Resistance на 40, тепер воно придбавши вид навантаження, в діоді вимикаємо галочку показу вимірювального порту а також в параметрах пишемо: Resistance Ron 0.001, Forward votage VF 0.8, Snubber resistance Rs 500, Snubber capacitance Cs 250e-9, потім в Mosfet транзисторі ставимо такі параметри: FET resistance Ron 0.1, Internal diode resistance Rd 0.01, Internal diode forward voltage Vf 0, Snubber resistance Rs 1e5, Snubber capacitance Cs int, і вимикаємо так само відображення вимірювального порту, міняємо властивості Series RLC Branch, а саме міняємо его тип на C, и пишемо в Capacitance (F): 17.45e-6, змінюймо параметри в DC Voltage Source а саме Amplitude: 24, тепер можна все

підключити, готовий результат структурної схеми виглядає так Рис. 2.13.

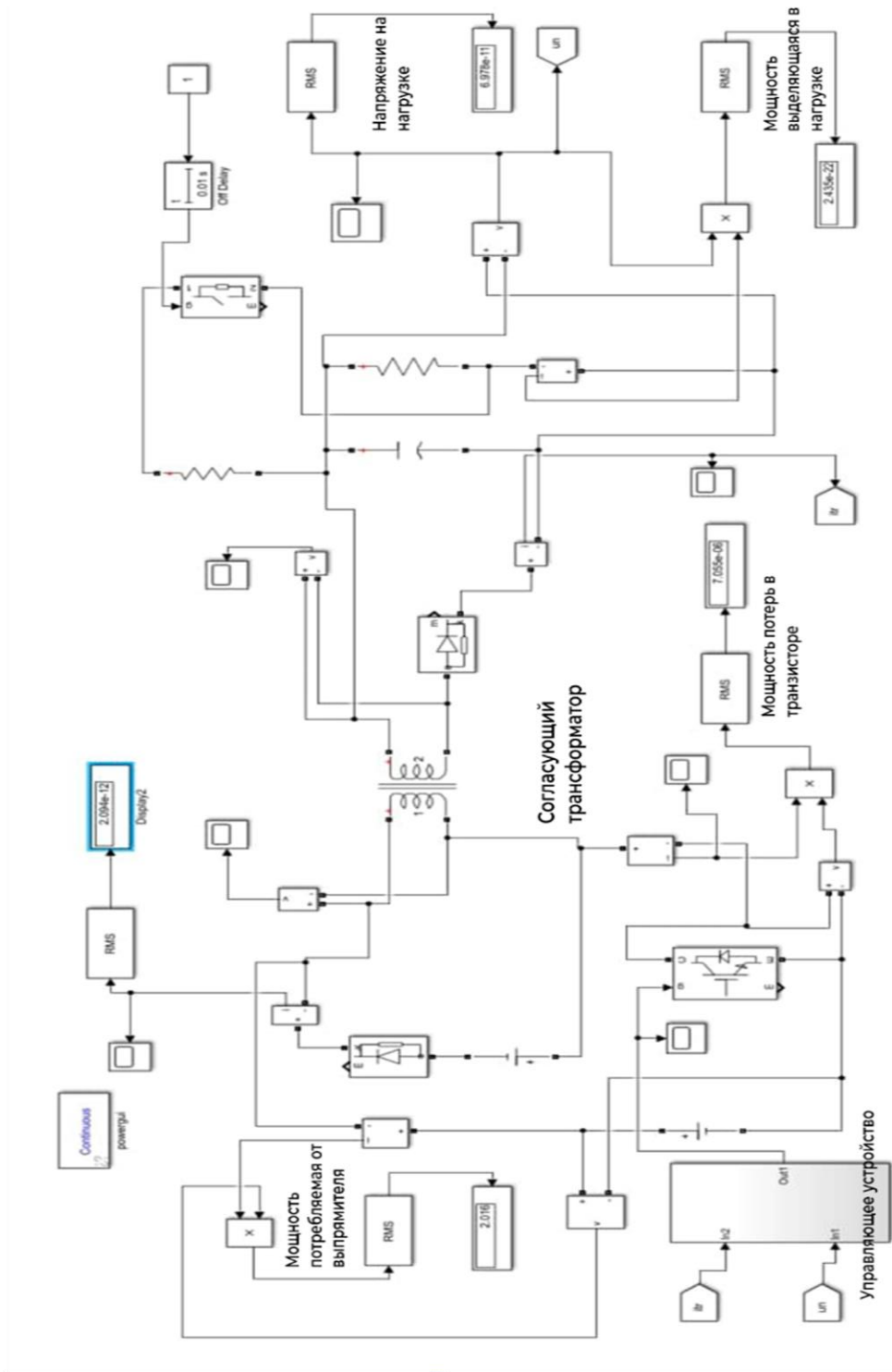


Рисунок 2.13 - Схема зворотно ходового перетворювача напруги послісного струму з трансформаторним ВИХОДОМ

Далі ми перевіримо нашу схему за допомогою тимчасових діаграм як на Рис. 1.9, щоб переконатися що наша схема працює правильно, результати на Рис 2.8-2.10.

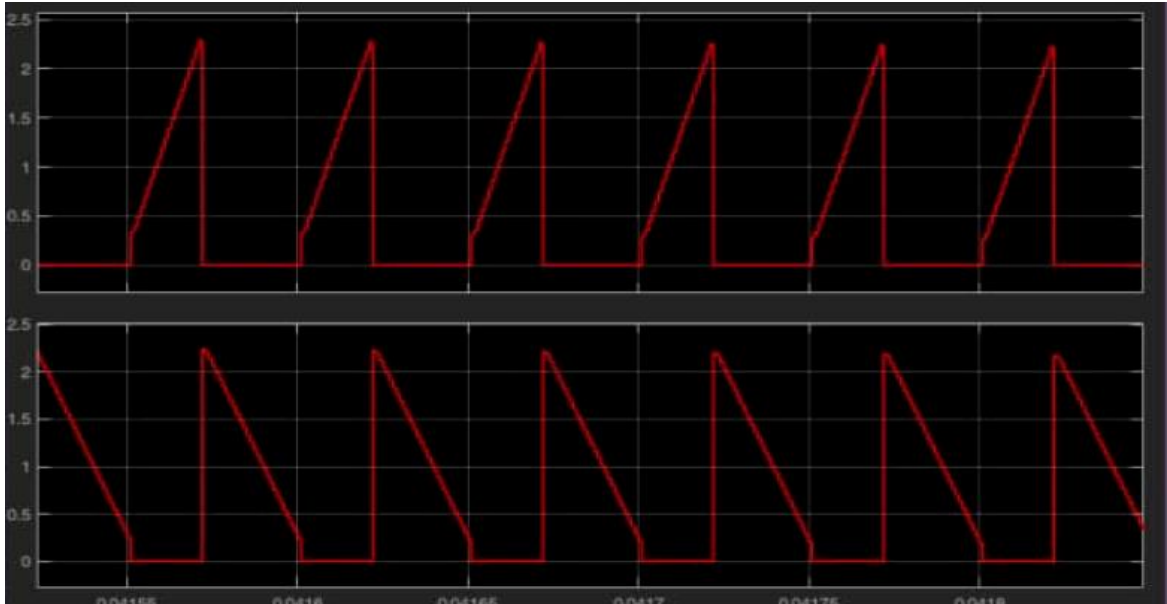


Рисунок 2.14 – Тимчасові діаграми ток первинної і вторинної обмотки

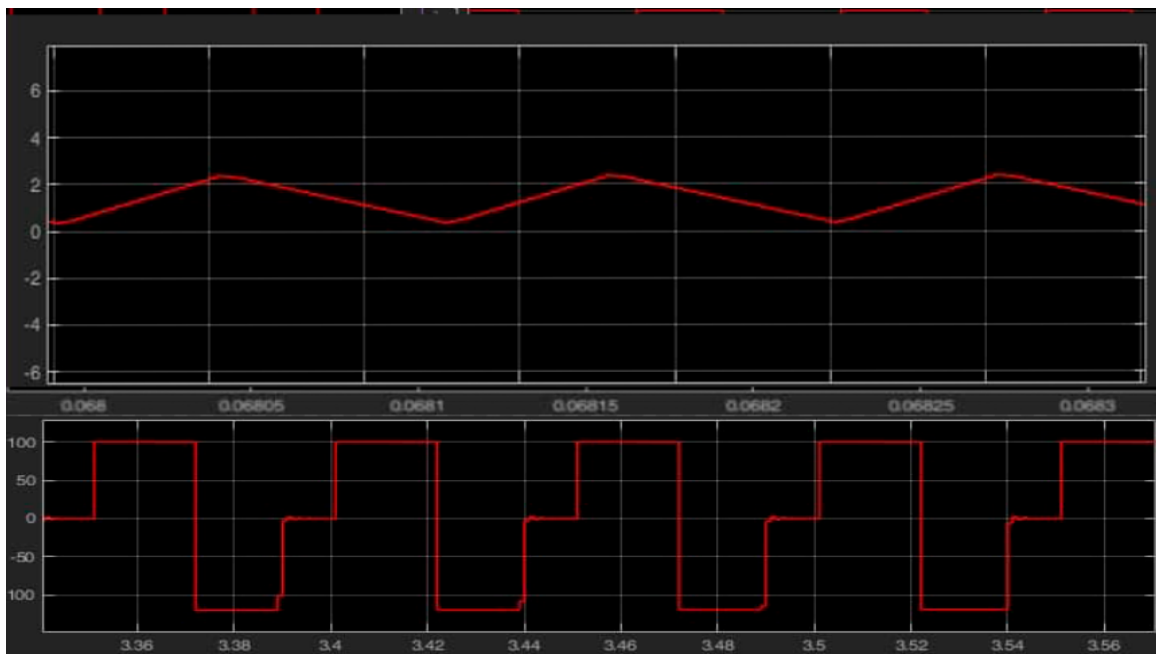


Рисунок 2.15 – Тимчасові діаграми напруга на діоді і напруга на конденсаторі

Схема перевірена і працює правильно, таким чином ми створили схему зворотньоходового перетворювача напруги постійного струму з трансформаторним виходом і наша робота вважається виконаною.

ВИСНОВОК

В ході виконання переддипломної практики проведено огляд видів перетворювачів, а саме обратньоходового перетворювача, було розібрано для чого потрібен обратньоходового перетворювач, які у нього є плюси і мінуси, який цикл його роботи, були розібрані всі компоненти обратньоходового перетворювача, а так само в яких областях він використовується, була створена тестова схема для перевірки роботи обратньоходового перетворювача, а так само була створена схема обратньоходового перетворювач напруги, постійної напруги з трансформаторних виходом, і перевірено його працездатність.

В процесі створення схеми зворотньоходового перетворювача, було отримано навички роботи з Матлаб-симулінк, Simulink - це середовище моделювання та проектування на основі моделей для динамічних і вбудованих систем, інтегрована з MATLAB, симулінк - являє собою інструмент мови графічного програмування потоків даних для моделювання, моделювання і аналізу багатому доменному динамічних систем.

Таким чином можна вважати, що поставлені задачі розв'язано, а мету роботи досягнуто

ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАННИХ ДЖЕРЕЛ

1. Раймонд Мек. Імпульсні джерела живлення, теоретичні основи проектування і керівництво по практичному застосуванню. Додека ХХІ. 2008 р. 274 с.
2. Ненахов С.М. Розрахунок зворотньоходовий перетворювача напруги в сталому режимі. Електричне живлення, 2005 року, №3, і 2006 року, №2
3. Allan A. Saliva. Design Guide for Off-line Fixed Frequency DCM Flyback Converter. Infineon Technologies North America (IFNA) Corp. - Design Note DN 2013-01 V1.0 January 2013
4. Дмитро Макашов. зворотньоходовий перетворювач. Flyback-R01.pdf
5. Борис Семенов. Силова електроніка. Від простого до складного. Солон-Прес. 2015. 416 с.
6. Liu, Shu-Lin & Zhang, Fa-Wang & Zhang, Qiong. (2016). Optimal Design of RCD Parameters in Flyback Converter. 586 с.
7. Flyback Snubber Design. Switching. Dr. Ray Ridley. Power Magazine. 2005. Designer Series XII.
8. В.Я. Фролов, В.В. Смородинов Устройства силовой электроники и преобразовательной техники с разомкнутыми и замкнутыми системами управления в среде Matlab-SIMULINK.
9. Документація Simulink режим доступу:
<https://docs.exponenta.ru/simulink/index.html>
10. Документація Matlab режим доступу:
<https://docs.exponenta.ru/matlab/index.html>
11. Won Y. Yang, Seung C. Lee Circuit Systems with MATLAB® and PSpice®/ John Wiley & Sons (Asia) Pte Ltd. 2007. —538 p.