

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ та НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ АВІАЦІЙНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
ФАКУЛЬТЕТ АЕРОНАВІГАЦІЇ, ЕЛЕКТРОНІКИ ТА ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ
КАФЕДРА ЕЛЕКТРОНІКИ, РОБОТОТЕХНІКИ та ТЕХНОЛОГІЙ МОНІТОРИНГУ
ТА ІНТЕРНЕТУ РЕЧЕЙ

ДОПУСТИТИ ДО ЗАХИСТУ
Завідувач випускової кафедри

_____ Володимир ШУТКО

«____» _____ 2023 р.

ДИПЛОМНА РОБОТА

ЗДОБУВАЧА ОСВІТНЬОГО СТУПЕНЯ БАКАЛАВРА
ФАЕТ ЗІ СПЕЦІАЛЬНОСТІ 171 «ЕЛЕКТРОНІКА»
ОПП «ЕЛЕКТРОННІ СИСТЕМИ»

Тема: «Імпульсний багатоканальний блок живлення»

Виконавець
студент групи ЕС-501Бз _____ Рубель Р. П.

Керівник
д.т.н., професор _____ Сібрук Л. В.

Нормоконтролер _____ Сініцин Р.Б.

КИЇВ 2023

Факультет: аеронавігації, електроніки та телекомунікацій
Кафедра: електроніки, робототехніки і технологій моніторингу та інтернету речей
Напрямок: (спеціальність, спеціалізація): 171 «ЕЛЕКТРОНІКА»

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувачка кафедри

_____ Шутко В.М.

«_____» _____ 2022р.

ЗАВДАННЯ

на виконання дипломної роботи студента

Рубель Романа Петровича

1. Тема дипломної роботи:

«Імпульсний багатоканальний блок живлення»

затверджена наказом ректора від 14.12.2017 № 594/од

1. Термін виконання роботи: з 11 січня 2023 року по 28 лютого 2023 року.
2. Вихідні дані до роботи:
3. Зміст пояснювальної записки: опис теорії імпульсних перетворювачів, розробка електричних схем та конструкції модуля.
4. Перелік обов'язкового графічного (ілюстративного) матеріалу: схеми, рисунки, таблиці, результати роботи системи.

Календарний план-графік

№ з/п	Завдання	Термін виконання	Підпис керівника
1.	Вступ		
2.	Обробка матеріалів за темою кваліфікаційної роботи (Інтернет-ресурси, підручники).		
3.	Поглиблене вивчення імпульсних джерел живлення. Огляд існуючих рішень . Вибір схемного рішення для розробки, дослідження параметрів.		
4.	Розробка конструкції.		
5.	Подання на кафедру. Усунення недоліків. Оформлення пояснювальної записки.		
6.	Електронна версія доповіді, ілюстративний матеріал доповіді.		

Дата видачі завдання: 11 січня 2023 року

Керівник дипломної роботи

_____ Сібрук Л. В.
(підпис керівника) (П.І.Б.)

Завдання прийняв до виконання

_____ Рубель Р.П.
(підпис випускника) (П.І.Б.)

Реферат

Пояснювальна записка до дипломної роботи «Імпульсний багатоканальний блок живлення»
Кількість сторінок 55, малюнків 3, таблиць 1, фото 9, використаних джерел 7.

Актуальність проблеми :

В процесі виконання ДКР по плановим проектам виявили необхідність застосування перетворювачів живлення з однаковою вхідною напругою але відрізняючихся конструкцією, кількістю та параметрами вихідних джерел. Це стосувалося , в основному, Контрольно Перевірочної Апаратури. Також нагальною була проблема гальванічного розділу первинних та вторинних ланцюгів живлення.

Об'єкт та предмет дослідження:

Вивчивши будову кількох зразків : фірми "Ірбіс" та "Трасо Power" виявили, що ці вироби побудовані за схемою зворотньо ходового перетворювача.

Схемотехніка таких рішень не дозволяє одержати бажану багатоканальність, високий ККД , низький рівень пульсацій та ЕМ завад.

Дослідження схемних рішень та технологічні можливості лабораторного виготовлення намоточних вузлів призвели до розуміння необхідності двотактного (Push-Pull) перетворювача.

Існуючі перетворювачі, доступні до придбання в задовільний термін з достатніми параметрами по завадам та номенклатурі потужностей - не задовольняли потреб:

Вхідна напруга - 15 - 70 Вольт,

Вторинна потужність 10 - 200 Вт (залежить від застосування)

Кількість каналів вихідної стабілізованої напруги : 1 - 10 .

Мета дипломного проєкту : розробка оригінального виробу.

Ключові слова: багатоканальність, високий ККД , низький рівень пульсацій та ЕМ завад.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ ТА СКОРОЧЕНЬ.....	6
ВСТУП	7
Розділ 1 Загальні відомості	8
Розділ 2 Теорія імпульсного перетворювача Push-Pull.....	9
Розділ 3 Розрахунок та виготовлення намоткових вузлів.....	46
Розділ 4 Розрахунок та виготовлення макету	49
Розділ 5 Розрахунок та виготовлення робочого виробу.....	51
Розділ 6 Висновки.....	54
СПИСОК БІБЛІОГРАФІЧНИХ ПОСИЛАНЬ ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	55

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ ТА СКОРОЧЕНЬ

ДКР - дослідно-конструкторська робота

ККД - коефіцієнт корисної дії

ЕМ завади - електромагнітні завади

Push-Pull - тяги-штовхай

ШИМ - широтно-імпульсна модуляція

t_{deadtime} - "мертвий час" - час, коли нема струму у колі

МРС - магніто-рушійна сила

MOSFET - metal-oxide-semiconductor field-effect transistor
(польовий транзистор з ізольованим затвором)

Вступ

Застосування джерел живлення на основі високочастотного модуляції в сучасній електроніці як в побуті, так і на виробництві, істотно вплинули на розвиток всієї електронної техніки. Вони майже витіснили з уживання застарілі джерела, побудовані на традиційній лінійній схемі, і в подальшому будуть тільки вдосконалитися. ШІМ-контролери при цьому є серцем цього апарату і розвиток їх функціональності і технічних характеристик постійно поліпшується.

Даний напрямок електроніки перспективний і стрімко розвивається. Його основною метою є розробка потужних пристроїв живлення, що відповідають сучасним вимогам надійності, якості, довговічності, мінімізації маси, розмірів, енерго та матеріалоємності. Необхідно відзначити, що практично вся сучасна електроніка, включаючи всілякі ЕОМ, аудіо-, відеотехніку та інші сучасні пристрої живляться від компактних імпульсних блоків живлення, що ще раз підтверджує актуальність подальшого розвитку зазначеної області джерел живлення.

Розділ 1.

В процесі виконання ДКР по плановим проектам виявили необхідність застосування перетворювачів живлення з однаковою вхідною напругою але відрізняючихся конструкцією, кількістю та параметрами вихідних джерел. Це стосувалося , в основному, Контрольно Перевірочної Апаратури. Також нагальною була проблема гальванічного розділу первинних та вторинних ланцюгів живлення.

Існуючі перетворювачі, доступні до придбання в задовільний термін з достатніми параметрами по завадам та номенклатурі потужностей - не задовольняли потреб:

Вхідна напруга - 15 - 70 Вольт,

Вторинна потужність 10 - 200 Вт (залежить від застосування)

Кількість каналів вихідної стабілізованої напруги : 1 - 10 .

Тому було прийнято рішення розробки оригінального виробу.

Вивчивши будову кількох зразків : фірми "Ірбіс" та "Traco Power" виявили, що ці вироби побудовані за схемою зворотно ходового перетворювача.

Схемотехніка таких рішень не дозволяє одержати бажану багатоканальність, високий ККД , низький рівень пульсацій та ЕМ завад.

Дослідження схемних рішень та технологічні можливості лабораторного виготовлення намоточних вузлів призвели до розуміння необхідності двотактного (Push-Pull) перетворювача.

КАФЕДРА ФАЕТ

НАУ 23 05 190199 000 ПЗ

Виконав	Рубель			Імпульсний багатоканальний блок живлення	Літ	Аркуші	Аркуші в
Керівн	Сибрук					2	9
Консу							
Н конт	Синіцин						
Зав ка	Шутко						

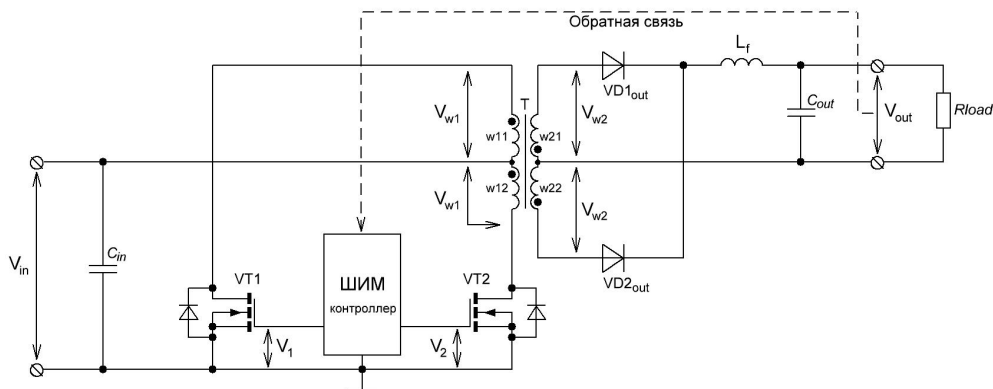
Розділ 2.

Перетворювач push - pull - класичний приклад двотактних схем. Двотактні схеми перетворювачів мають більші габарити в порівнянні з одноктактними, складніші намотувальні вузли але менші габарити вихідного фільтру та більшу потужність. Вони у базовій схемі містять більше число елементів. Свою назву перетворювач дістав від поєднання слів «push» - штовхати та «pull» - тягнути. Тобто «тягни-штовхай» що відбиває концепцію роботи схеми - одна обмотка тягне, а інша штовхає (малюнок 1). Інші назви перетворювача з топологією push - pull : двотактний перетворювач з виведенням від середньої точки.

При роботі перетворювача енергія передається в навантаження впродовж обох напівперіодів роботи. Перетворювач push - pull використовується при низькій вхідній напрузі живлення (до 30-50 В) та вихідній потужності 50-1000 Вт .

[Раймонд Мек. Імпульсні джерела живлення. Теоретичні основи проектування та посібник по практичному застосуванню. Додэка XXI. 2008 р. 274 с.]

Типова сфера застосування - прилади з акумуляторним живленням.



Малюнок 1. Електрична схема перетворювача push - pull

Електрична схема перетворювача push - pull представлена на малюнку 1. Схема містить два ключові транзистори, по черзі комутованих ШИМ-контроллером. Первинна обмотка трансформатора містить дві напівобмотки з однаковим числом витків. Середня точка обмотки підключена до джерела живлення, а виходи протифаз обмоток сполучені з ключовими транзисторами. Обидва ключові транзистори сполучені із загальною «земляною» шиною живлення та керування транзисторами здійснюється відносно рівня «землі». В процесі роботи до полуобмоткам прикладаються імпульси напруги амплітудою рівної напрузі джерела живлення. За рахунок включення протифази полуобмоток здійснюється симетричне перемагнічування магнітопровода трансформатора. У перетворювачі push - pull як та у будь-кому другому двотактному перетворювачі необхідно у вихідній частині використати двонапівперіодну схему випрямлення.

На малюнку 2, як приклад, представлена електрична схема, що містить трансформатор з вторинною обмоткою, що містить виведення від середини та відповідну схему випрямлення. Це рішення обгрунтоване при порівняно низькій вихідній напрузі, як правило, до 50 В. При більш високих рівнях вихідної напруги доцільне застосування мостової схеми. Детально принцип роботи перетворювача описаний нижче.

З принципової схеми перетворювача push - pull (малюнок 1) видно, що він дуже схожий на здвоєний прямоходовий перетворювач. По суті так воно та є.

До позитивних якостей push - pull можна віднести так зване крос-регулювання (cross - regulation). Явище крос-регулювання проявляється за наявності декількох вихідних обмоток та у випадку якщо вихідна напруга однієї з обмоток просідає, наприклад в результаті дії навантаження, то просідає та вихідна напруга іншої вторинної обмотки. Це явище дозволяє ефективно стабілізувати вихідну напругу усіх вихідних обмоток.

Принцип роботи перетворювача пуш-пул.

Керуючі сигнали, від ШИМ-контролера по черзі відкривають силові ключі VT1 та VT2 (імпульси V_{Gate_VT1} , та V_{Gate_VT2} відповідно). Імпульси керування зміщені один відносно одного так, щоб у той час коли один з транзисторів відкритий, інший був надійно закритий. Керування ключовими транзисторами в перетворювачі push - pull здійснюється відносно рівня землі, що істотно спрощує схемотехніку перетворювача. Імпульси керування мають однакову тривалість t_i . Це необхідно для запобігання подмагничування осердя трансформатора.

Період повторення імпульсів - T. Додатково між імпульсами вводиться так званий мертвий час $t_{deadtime}$ необхідний для того, щоб один ключ встиг надійно закритися перш ніж включиться інший. Тобто, затримка між імпульсами запобігає ситуації, коли обидва транзистори включені та кожен є навантаженням для іншого. При цьому виникають значні імпульсні струми, що обмежуються лише індуктивністю розсіяння полуобмоток та їх омичним опором.

Первинні полуобмотки трансформатора містять однакове число витків N_{11} та N_{12} :

$$N_{11} = N_{12} = N_1$$

Тут N_1 - число витків в кожній первинній напівобмотці.

У первинних полуобмотках протікають струми I_{11} та I_{12} .

Вторинні полуобмотки також містять однакове число витків N_{21} та N_{22} :

$$N_{21} = N_{22} = N_2$$

Тут N_2 - число витків в кожній вторинній напівобмотці.

У вторинних полуобмотках протікають струми I_{21} та I_{22} .

В результаті комутації транзисторів VT1 та VT2 до первинних полуобмоткам по черзі прикладаються імпульси напруги амплітудою V_{w1} фактично рівною напрузі живлення V_{IN} . Імпульси мають рівну тривалість t_i , що забезпечує симетричне перемагнічування магнітопровода трансформатора. У вторинних полуобмотках також з'являються імпульси напруги з амплітудою V_{w2} визначуваної коефіцієнтом трансформації. Після двонапівперіодного випрямляча (з середньою точкою, як показано на малюнку 1, або мостова схема) вже однополярні імпульси згладжуються LC-фільтром та на виході перетворювача ми маємо постійну напругу.

Для перетворювача push - pull, як для напівмостового перетворювача, період між керуючими імпульсами складається з тривалості імпульсів t_i та тривалості часів затримки $t_{deadtime}$

(малюнок 2):

$$T = t_i + t_{deadtime}$$

Тривалість «мертвого часу» $t_{deadtime}$ можна визначити як «вільний час» залишається на напівперіоді від тривалості імпульсу :

$$t_{deadtime} = \frac{T}{2} - t_i$$

Як вже було сказано раніше наявність затримки між імпульсами, що управляють, - необхідний захід, для усунення перевантажень по струму, що виникають у випадку якщо один транзистор вклучиться швидше чим другою встигне закритися.

Коефіцієнт заповнення або відносна тривалість імпульсу є відношення тривалості t_i до періоду T :

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

У перетворювачі push - pull як та в інших двотактних перетворювачах, відносна тривалість імпульсу q теоретично може змінюватися в межах 0-0,5. При цьому максимальна потужність забезпечується при максимальному значенні q . Максимальне значення коефіцієнта заповнення перетворювача q знаходиться по співвідношенню:

$$q_{max} = \frac{t_{i_max}}{2(t_{i_max} + t_{deadtime})}$$

де:

t_{i_max} - максимальна тривалість імпульсу(що комутує транзисторний ключ);

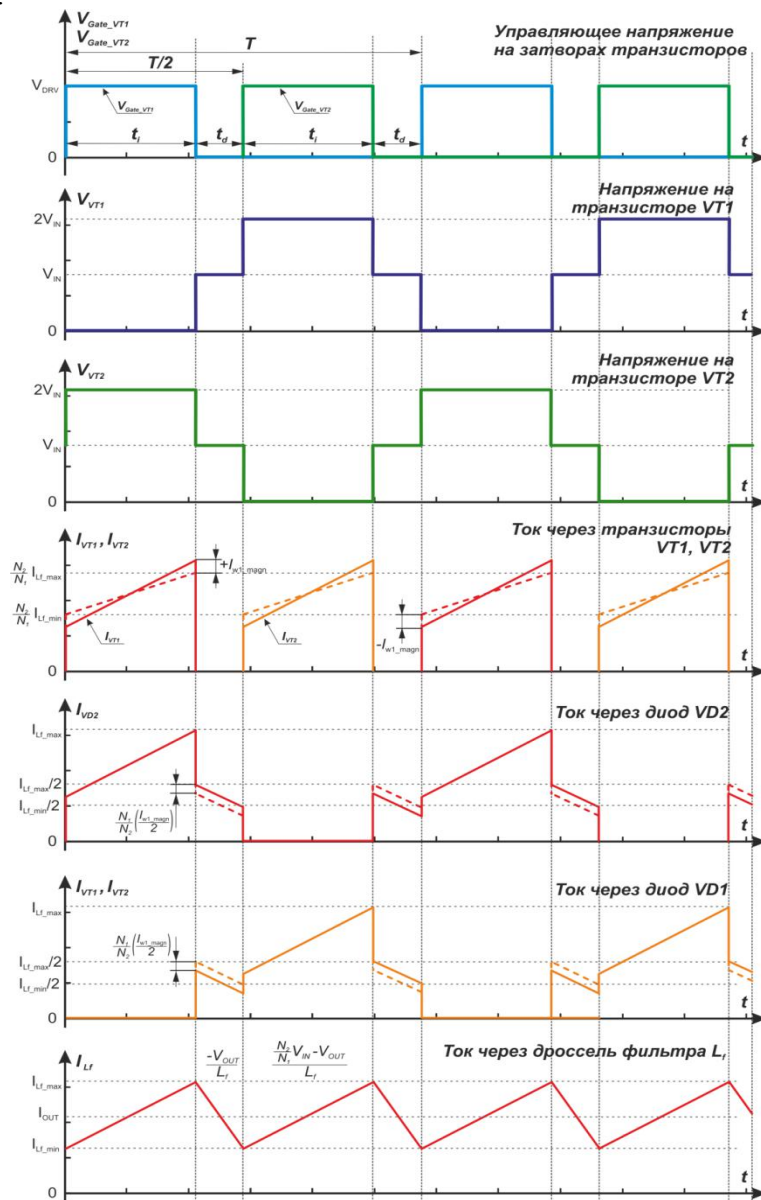
$t_{deadtime}$ - тривалість мертвого часу(«deadtime») - часу затримки між імпульсами.

Розглянемо стадії роботи push - pull перетворювача.

Кожен робочий цикл перетворювача push - pull має чотири стадії :

[Dokic B.L., Blanusa B. Power Electronics : Converters and Regulators. Springer Cham Heidelberg New York Dordrecht London, 2015. XVIII, 598 p. - 290 с.]:

- комутація першого ключа VT1;
- перша пауза («мертвий час»);
- комутація другого ключа VT2;
- друга пауза («мертвий час»);
- комутація другого ключа.



Малюнок 2 - Тимчасові діаграми імпульсів керування, напруги на силових ключах та струмів крізь них, струмів крізь випрямні діоди, струму крізь силовий дросель фільтра.

Комутація першого ключа.

Сигнал з ШИМ контролера відкриває транзистор VT1, і в результаті до первинної напівобмотки N_{11} прикладається напруга джерела живлення V_{IN} . Що виникає на вторинних напівобмотках напруга визначається коефіцієнтом трансформації :

$$V_{w2} = \frac{V_{w1}}{k} = \frac{V_{IN}}{k}$$

На цьому інтервалі полярність напруги напівобмотки N_{21} є прямою по відношенню до випрямного діода VD1_{OUT} який відкривається і проводить струм. А полярність напруги напівобмотки N_{22} є зворотною по відношенню до діода VD2_{OUT}, який закритий. Після появи напруги V_{w2} до індуктивності вихідного фільтру L_f прикладається різниця напруги(падінням напруги на діодах нехтуємо) :

$$V_{L_f} = V_{w2} - V_{OUT}$$

В результаті струм через L_f починає зростати. На початок інтервалу через дросель протікає струм деякої величини, підтримуваний запасеною в дроселі енергією. Зміна (зростання) струму за інтервал описується виразом:

$$\Delta I_{L_f} = \frac{t_i (V_{w2} - V_{OUT})}{L_f}$$

Або, з урахуванням виразу для V_{w2} , що зв'язує вхідну напругу та напругу на вторинній обмотці через коефіцієнт трансформації та виразу для коефіцієнта заповнення q цей вираз можна привести до виду :

$$\Delta I_{L_f} = \frac{q \left(\frac{V_{IN}}{k} - V_{OUT} \right)}{f L_f}$$

Зі схеми видно, що вторинна обмотка трансформатора та дросель фільтру включені послідовно. І в цьому ланцюзі керує дросель, обмежуючи струм вторинної обмотки I_{w2} . Таким чином струм вторинної обмотки I_{w2} (вірніше двох напівобмоток) дорівнює струму дроселя L_f :

$$I_{w2} = I_{L_f}$$

Струм первинної обмотки I_{w1} на цій стадії складається з двох складових:

- відбитій складовій струму I_{11_refl} - пов'язаним з вихідним ланцюгом навантаженням;
- струмом намагнічення I_{11_magn} , пов'язаним з намагніченням осердя.

Сумарний струм первинної напівобмотки рівний:

$$I_{11} = I_{11_refl} + I_{11_magn}$$

Тобто сумарно струм первинної обмотки має форму прямокутної трапеції (малюнок 2). Відповідно до еквівалентної схеми трансформатора, струм намагнічення є струмом, що протікає через індуктивність намагнічення (власна індуктивність первинної обмотки).

[Транзисторна преобразовательная техніка. Мелешин В. И. Техносфера. 2005. 626 с. - с. 273].

Оскільки він має трикутну форму, то струм намагнічення іноді називають трикутною складовою струму первинної обмотки.

Амплітуда відбитої складової струму первинної обмотки I_{11_refl} визначається струмом вторинної обмотки. Для цього інтервалу часу справедливий вираз, що зв'яже ампер-витки первинної полуобмотки («відбита» прямокутна складова) та ампер-витки вторинної напівобмотки :

$$N_{11}I_{11_refl} = N_{21}I_{21}$$

Звідси можна виразити очевидний факт, що струми пов'язані через коефіцієнт трансформації k :

$$I_{11_refl} = \frac{N_{21}}{N_{11}} I_{21} \quad I_{11_refl} = \frac{1}{k} I_{21}$$

Амплітуда імпульсів струму I_{21} вторинної напівобмотки N_{21} в результаті дії дроселя фільтру дорівнює струму дроселя :

$$I_{21} = I_{Lf}$$

Враховуючи, що струм дроселя визначається струмом навантаження плюс пульсація струму дроселя, яка йде від середнього значення, як в плюс, так і в мінус:

$$I_{11_refl} = \frac{1}{k} \left(I_{OUT} + \frac{1}{2} \Delta I_{Lf} \right)$$

Амплітуда струму намагнічення первинної обмотки I_{11_magn} визначається струмом, що протікає на цьому інтервалі через індуктивність намагнічення первинної обмотки :

$$I_{11_magn} = \Delta I_{11_magn} - I_{w1}(0)$$

У цьому виразі перша складова визначається зміною струму власної індуктивності під дією прикладеної напруги (при цьому на цій стадії полярність напруги, що прикладається, позитивна). А друга складова визначає залишковий струм намагнічення $I_{w1}(0)$, що дістався «в спадок» від

попереднього циклу. За умови симетричного перемагнічування залишковий струм $I_{w1}(0)$ дорівнює половині розмаху струму ΔI_{w1_magn} .

Зміна струму через напівобмотку за період ΔI_{11_magn} визначається виразом:

$$\Delta I_{11_magn} = t_i \frac{V_{w1}}{L_0}$$

де L_0 - індуктивність намагнічення (фактично індуктивність первинної напівобмотки).

З урахуванням вираз для тривалості імпульсу t_i :

$$t_i = qT = \frac{q}{f}$$

Отримуємо:

$$\Delta I_{11_magn} = q \frac{V_{IN}}{f L_0}$$

Амплітуда струму намагнічення I_{11_magn} дорівнює половині розмаху максимум-мінімум ΔI_{11_magn} (оскільки перемагнічування магнітопровода симетричне) :

$$I_{11_magn} = \frac{\Delta I_{11_magn}}{2} = q \frac{V_{IN}}{2 f L_0}$$

Важливо розуміти, що струм намагнічення - це «власність» осердя. Він створює магніторушійну силу (МРС), що «зберігається» в магнітопроводі, рівну добутку:

$$F_\mu = N_{11} I_{11_magn}$$

Повний струм напівобмотки дорівнює сумі «відбитого» струму навантаження і струму намагнічення :

$$I_{11_max} = I_{11_refl} + I_{11_magn} = \frac{1}{k} \left(I_{OUT} + \frac{1}{2} \Delta I_{Lf} \right) + q \frac{V_{IN}}{2 f L_0}$$

Максимальне значення струму первинної обмотки рівне:

Поки ключ VT1 відкритий до іншого ключа VT2 (закритому на цій стадії) прикладається сума напруги джерела живлення V_{IN} і напруга на первинній напівобмотці N_{12} практично рівне V_{IN} .

Таким чином, до закритого ключа фактично VT2 прикладається подвоєна напруга джерела живлення :

$$V_{VT2} = V_{IN} + V_{12} \cong 2V_{IN}$$

Це погано. Але це ще не усе. Є і більше негативний момент.

На закінченні цього тимчасового інтервалу, впродовж перехідного процесу закриття транзистора VT1, на ній виникає викид напруги, обумовлений L_{11_leak} - паразитною індуктивністю розсіяння напівобмотки N_{11} . Енергія викиду визначається енергією запасеною в індуктивності:

$$W_{L_{11_leak}} = \frac{L_{11_leak} I_{11_max}^2}{2}$$

При значних енергіях викид напруги на стоці силового транзистора може привести до його пробую і тому при великих потужностях додатково встановлюють елементи захисту - снаббери, TVS- стабілітрони, обмежуючі ланцюжки та інше.

Перша пауза.

На цій стадії індуктивність силового дроселя L_f «витягає» струм з ланцюгів, утворених випрямними діодами та вторинними полуобмотками трансформатора. Тобто струм протікає через обидва діоди VD_{out1} і VD_{out2} та обидві вторинні напівобмотки. Це важливо розуміти. При цьому із закону Кирхгофа витікає вираз, що визначає баланс струмів :

$$I_{L_f} = I_{21} + I_{22}$$

Оскільки ланцюги полуобмоток та діодів послідовні, то струми полуобмоток дорівнюють струмам діодів :

$$I_{21} = I_{VD1}, \quad I_{22} = I_{VD2}$$

У ідеальному випадку струм індуктивності розподілився б між ланцюгами діодів порівну. Проте, до початку стадії паузи в магнітопроводі «накопичена магніторушійна сила» рівна добутку числа витків первинної напівобмотки та досягнутої величини струму намагнічення (у магнітопроводі як би накопичені ампер-витки і він вносить своє слово в загальний баланс струмів) :

$$F_{\mu} = N_{11} I_{11_magn}$$

В результаті дії цієї сили ідеальний баланс струмів порушується та струми перерозподіляються. Для розуміння перерозподілу струмів, складемо балансне рівняння для ампер-витків обмоток :

$$N_{11} I_{11_magn} = -N_{21} I_{21} + N_{22} I_{22}$$

У цьому рівнянні ліва частина - це причина, тобто магніторушійна сила, що створюється в магнітопроводі трикутної складової струму первинної обмотки. Права частина, тобто дисбаланс струмів вторинних полуобмоток - це слідство, тобто, то як МДС створене в магнітопроводі первинною обмоткою перерозподілиться між вторинними полуобмотками.

Видозмінимо цей вираз.

Оскільки число витків в первинних полуобмотках однакове:

$$N_{11} = N_{12} = N_1$$

Та у вторинних полуобмотках теж однакові:

$$N_{21} = N_{22} = N_2$$

То в результаті отримуємо рівняння:

$$N_1 I_{11_magn} = -N_2 I_{21} + N_2 I_{22}$$

Спростуючи яке отримуємо:

$$\frac{N_1 I_{11_magn}}{N_2} = -I_{21} + I_{22}$$

звідки :

$$k I_{11_magn} = -I_{21} + I_{22}$$

Із співвідношення балансу струмів полуобмоток (закон Кирхгофа) виразимо струм в первинній напівобмотці:

$$I_{21} = I_{Lf} - I_{22}$$

І підставляючи його в попереднє вираз отримуємо:

$$k I_{11_magn} = -(I_{Lf} - I_{22}) + I_{22}$$

Звідки проводячи ряд перетворень :

$$k I_{11_magn} = -I_{Lf} + 2I_{22}$$

$$2I_{22} = I_{Lf} + k I_{11_magn}$$

остаточно отримуємо вираз для струму вторинної напівобмотки :

$$I_{22} = \frac{I_{Lf}}{2} + k \frac{I_{11_magn}}{2}$$

І підставляючи цей вираз в наведену вище формулу для I_{21} отримуємо вираз для струму іншої вторинної напівобмотки :

$$I_{21} = \frac{I_{Lf}}{2} - k \frac{I_{11_magn}}{2}$$

Ці вирази визначають, що на стадії паузи через діоди протікають струми, що розрізняються тільки на величину струму намагніченості, приведенного до вторинної обмотки.

Тобто МРС накопичена в магнітопроводі по різному впливає на струм у вторинних полуобмотках: - в одній струм збавляє, в іншій - додає. Причина цього - включення проти фази обмоток.

На стадії паузи дросель «розряджається» на навантаження що має напругу рівне вихідному V_{OUT} , тобто фактично до індуктивності вихідного фільтру L_f прикладається вихідна напруга (падінням напруги на діодах знехтуємо) :

$$V_{L_f} = -V_{OUT}$$

В результаті струм через L_f підтримуваний запасеною в дроселі енергією починає спадати. На початок інтервалу через дросель протікав максимальний струм, накопичений за період t_i . Зміна (спад) струму за інтервал описується виразом:

$$\Delta I_{L_f} = \frac{t_{deadtime} (-V_{OUT})}{L_f}$$

Або, з урахуванням вираз для коефіцієнта заповнення q , цей вираз можна перетворити до виду:

$$\Delta I_{L_f} = \frac{\left(\frac{T}{2} - t_i\right) (-V_{OUT})}{L_f} = \frac{\left(\frac{T}{2} - qT\right) (-V_{OUT})}{L_f} = \frac{\left(\frac{1}{2} - q\right) (-V_{OUT})}{f L_f}$$

В результаті спаду струму дроселя зменшується і струм в полуобмотках під час паузи.

Комутація другого ключа

В цілому, усі процеси аналогічні процесам на стадії комутації першого ключа та усі вирази аналогічні виразам для першої стадії.

Для цього інтервалу часу, як і для стадії комутації першого ключа справедливий вираз, що зв'язує ампер-витки первинної полуобмотки (відбита складова) та ампер-витки вторинної напівобмотки :

$$N_{12} I_{12_refl} = N_{22} I_{22}$$

Аналогічно виразам для першої стадії струми полуобмоток пов'язані через коефіцієнт трансформації :

$$I_{12_refl} = \frac{N_{22}}{N_{12}} I_{22} = \frac{1}{k} I_{22} = \frac{1}{k} I_{L_f}$$

В той же час на цьому інтервалі через первинну обмотку протікає струм намагнічення, обумовлений індуктивністю намагнічення первинної обмотки :

$$I_{12_magn} = -\frac{V_{IN}}{L_0} t_i + I_{w1}(0)$$

де L_0 - індуктивність намагнічення (фактично індуктивність первинної напівобмотки).

При цьому струм намагнічення змінюється в протилежний напрямок, по відношенню до стадії комутації VT1, оскільки первинні обмотки протифазні. Другий доданок - все той же залишковий струм намагнічення $I_{w1}(0)$, що дістався «в спадок» від попереднього циклу (перша стадія + перша пауза).

Повний струм напівобмотки дорівнює сумі «відбитого» струму та струму намагнічення :

$$I_{12} = I_{12_refl} + I_{12_magn}$$

Максимальне значення струму первинної обмотки рівне:

$$I_{12_max} = I_{12_refl} + I_{12_magn} = \frac{1}{k} \left(I_{OUT} + \frac{1}{2} \Delta I_{Lf} \right) + q \frac{V_{IN}}{2 f L_0}$$

Ситуація з напругою на ключових транзисторах аналогічна стадії комутації першого ключа з тією поправкою, що ключі помінялися місцями.

Струм через дросель фільтру на стадії комутації другого ключа зростає, усі вирази аналогічні виразам для стадії комутації другого ключа.

Друга пауза

На цій стадії, аналогічно першій паузі, оскільки струм через індуктивність не може змінитися стрибком, силовий дросель «витягає» струм з ланцюгів, що утворюються випрямними діодами VD1, VD2 та вторинними полуобмотками трансформатора N_{21} , N_{22} . Із закону Кирхгофа виходить вираз що визначає баланс струмів :

$$I_L = I_{21} + I_{22}$$

На початок стадії паузи в магнітопроводі «накопичена магніторушійна сила» рівна твору числа витків первинної напівобмотки і досягнутого за час комутації другого ключа струму намагнічення :

$$F_{\mu} = N_{12} I_{12_magn}$$

В результаті дії цієї сили балансне рівняння для ампер-витків обмоток має вигляд:

$$-N_{12} I_{12_magn} = -N_{21} I_{21} + N_{22} I_{22}$$

У правій частині рівняння є присутнім знак «-» оскільки струм намагнічення «створений» за стадію комутації VT2 має напрям протилежне відносно напрямку струму на стадії комутації VT2.

Оскільки витків в полуобмотках порівну:

$$N_{11} = N_{12} = N_1 \quad \text{та} \quad N_{21} = N_{22} = N_2$$

то перезапишемо балансне рівняння для ампер-витків:

$$-N_1 I_{12_magn} = -N_2 I_{21} + N_2 I_{22}$$

Звідки:

$$-\frac{N_1 I_{12_magn}}{N_2} = -I_{21} + I_{22}$$

$$-k I_{12_magn} = -I_{21} + I_{22}$$

Із співвідношення балансу струмів полуобмоток (закон Кирхгофа) виразимо струм в первинній напівобмотці:

$$I_{21} = I_{Lf} - I_{22}$$

Підставляючи його в попередній вираз отримуємо:

$$-k I_{11_magn} = -(I_{Lf} - I_{22}) + I_{22}$$

Звідки проводячи ряд перетворень :

$$-k I_{11_magn} = -I_{Lf} + 2I_{22}$$

$$2I_{22} = I_{Lf} - k I_{11_magn}$$

остаточно отримуємо вираз для струму I_{22} вторинної напівобмотки :

$$I_{22} = \frac{I_{Lf}}{2} - k \frac{I_{11_magn}}{2}$$

І підставляючи цей вираз у формулу для отримуємо вираз для струму I_{21} іншої вторинної напівобмотки :

$$I_{21} = \frac{I_{Lf}}{2} + k \frac{I_{11_magn}}{2}$$

Ці вирази визначають, що на стадії паузи через діоди протікають струми, що розрізняються тільки на величину струму намагніченості приведені до вторинної обмотки. При цьому, зіставляючи з аналогічними виразами для струмів вторинних полуобмоток на стадії першої паузи, бачимо, що значення струмів помінялися місцями. В процесі роботи відбувається циклічна зміна струмів. Струм через дросель фільтру на стадії комутації другого ключа зменшується, усі вирази аналогічні виразам

для стадії комутації другого ключа. Спад струму в полуобмотках під час паузи обумовлений зменшенням струму дроселя фільтру.

З вище викладеного видно, що процеси на стадіях комутації першого ключа і другого ключа аналогічні по своїй динаміці, також аналогічні процеси на стадіях першої і другої паузи.

Струми первинної і вторинної обмоток на стадії передачі енергії в навантаження.

Користуючись рівністю струмів кожної з полуобмоток між собою для уніфікації виразів струми кожної з первинних і вторинних полуобмоток представлені у вигляді I_{w1} та I_{w2} відповідно:

$$I_{w1} = I_{11} = I_{12}$$

$$I_{w2} = I_{21} = I_{22}$$

Струм кожної первинної напівобмотки на стадії передачі енергії описується виразом:

$$I_{w1} = I_{w1_refl} + I_{w1_magn}$$

Це загальна ситуація для усіх перетворювачів прямого ходу: пуш-пульних, напівмостових та мостових.

Сумарний струм первинної напівобмотки має форму прямокутної трапеції (малюнок 2) :

$$I_{w1}(t) = I_{w1_refl}(t) + I_{w1_magn}(t) = \frac{1}{k} I_{w2}(t) + t \frac{V_{IN}}{L_0} + I_{w1}(0)$$

Тут компонента $I_{w1}(0)$ є «спадком» від попереднього періоду, тобто струмом первинної обмотки до початку імпульсу. Він визначається власним струмом, що «протягається» індуктивністю первинної обмотки L_0 .

З урахуванням того, що струм вторинної обмотки визначається струмом навантаження плюс пульсація струму дроселя, то:

$$I_{w1}(t) = \frac{1}{k} (I_{OUT} + \Delta I_{Lf}(t)) + t \frac{V_{IN}}{L_0} + I_{w1}(0)$$

З цього базового виразу виходять вирази для амплітудного, середнього, середньоквадратичного значень струму первинної обмотки :

Амплітуда струму намагнічення I_{w1_magn} напівобмотки розраховується по співвідношенню:

$$I_{w1_magn} = t_i \frac{V_{IN}}{L_0} + I_{w1}(0)$$

або з урахуванням вираз для струму намагнічення виведеного в описі «Комутація першого ключа» :

$$I_{w1_magn} = q \frac{V_{IN}}{2 f L_0}$$

де:

L_0 - індуктивність намагнічення(фактично індуктивність первинної напівобмотки);

t_i - тривалість імпульсу напруги прикладеної до первинної напівобмотки;

f - частота роботи перетворювача;

V_{IN} - напруга, прикладена до первинної напівобмотки;

q - коефіцієнт заповнення.

З формули видно, що струм намагнічення має трикутну форму і тому іноді його називають «трикутною складовою» струму.

Амплітуда відбитої складової струму первинної напівобмотки I_{w1_refl} визначається максимальним значенням струму вторинної обмотки I_{w2_max} який як би «відбивається» в первинній обмотці. Амплітуди струмів пов'язані через коефіцієнт трансформації :

$$I_{w1_refl} = \frac{1}{k} I_{w2_max}$$

Тут максимальний струм вторинної обмотки дорівнює вихідному струму плюс половина зміни струму вихідного дроселя :

$$I_{w2_max} = I_{OUT} + \frac{1}{2} \Delta I_{Lf}$$

При малих відносних значеннях пульсацій струму дроселя струм має форму імпульсів, що наближається до прямокутної, тому його іноді називають «прямокутною складовою» струму первинної обмотки.

Амплітудне значення струму первинної напівобмотки визначається виразом:

$$I_{w1_max} = I_{w1_refl} + I_{w1_magn} = \frac{1}{k} \left(I_{OUT} + \frac{1}{2} \Delta I_{Lf} \right) + q \frac{V_{IN}}{2 f L_0}$$

Середнє значення струму первинної напівобмотки визначається як сума складових струму. При розрахунку середнього значення струму враховуються наступні моменти:

- струм через одну напівобмотку протікає лише впродовж частини періоду(часу t_i);

- струм намагнічення залишився від попереднього циклу в початковий момент часу має напрям протилежне до основного струму (відбитому) та за час імпульсу він міняє свій напрям на протилежний (сердечник цілком перемагнічується). У зв'язку з цим впродовж першої половини імпульсу струм намагнічення спочатку віднімається, а потім складається і усереднення на інтервалі t_i дає нуль. Таким чином, для двотактних перетворювачів сумарний вклад струму намагнічення в середній струм дорівнює нулю. Аналогічний висновок можна зробити і для пульсацій струму вихідного дроселя.

З урахуванням вищесказаного можна записати вирази для середнього значення струму первинної напівобмотки :

$$I_{w1_avg} = \frac{2t_i}{T} \frac{1}{k} I_{OUT}$$

або

$$I_{w1_avg} = 2q \frac{1}{k} I_{OUT}$$

Середньоквадратичне значення струму первинної обмотки того, що має форму прямокутної трапеції , дорівнює :

$$I_{w1_rms} = \sqrt{2q \left(\frac{I_{w1_max}^2 + I_{w1_max}I_{w1_min} + I_{w1_min}^2}{3} \right)}$$

де:

q - відносна тривалість імпульсу(максимальне значення);

I_{w1_max} , I_{w1_min} - максимальне і мінімальне значення струму первинної обмотки обчислюються по співвідношеннях:

$$I_{w1_max} = \frac{1}{k} \left(I_{OUT} + \frac{1}{2} \Delta I_{Lf} \right) + q \frac{V_{IN}}{2 f L_0}$$

$$I_{w1_min} = \frac{1}{k} \left(I_{OUT} - \frac{1}{2} \Delta I_{Lf} \right) - q \frac{V_{IN}}{2 f L_0}$$

У формулі для I_{w1_rms} множник 2 під знаком кореня означає, що впродовж одного періоду через обмотку протікає два імпульси трапецеїдальної форми.

Струми вторинної обмотки

Оскільки в даній топології перетворювача push - pull використаний випрямляч з виведенням від середньої точки, то вторинна обмотка складається з двох полуобмоток. Усі нижчеприведені вирази приведені для одиничної напівобмотки.

Струм вторинної напівобмотки визначається струмом навантаження і пульсаціями струму дроселя :

$$I_{w2}(t) = I_{OUT} + \Delta I_{Lf}(t)$$

Звідси слідують вирази для амплітудного, середнього, середньоквадратичного значень струму вторинної обмотки :

Амплітудне значення струму вторинної напівобмотки визначається виразом:

$$I_{w2_max} = I_{OUT} + \frac{1}{2}\Delta I_{Lf}$$

Середнє значення струму вторинної напівобмотки обчислюється складанням середніх значень струму на кожному з двох інтервалів протікання струму через вторинну напівобмотку: впродовж відповідного імпульсу тривалістю t_i і впродовж двох періодів «мертвого часу» $t_{deadtime}$.

Середнє значення струму під час імпульсу тривалістю t_i рівно вихідному струму перетворювача, але необхідно пам'ятати, що цей струм протікає тільки частина періоду(період t_i). Середнє значення струму в час за два періоди «мертвого часу» $t_{deadtime}$ рівне (в середньому за два періоди) половині вихідного струму (малюнок 2). Таким чином, вираз для середнього значення струму вторинної напівобмотки має вигляд:

$$I_{w2_avg} = \frac{t_i}{T} I_{OUT} + 2 \frac{t_{deadtime}}{T} \frac{I_{OUT}}{2}$$

Проводимо ряд спрощень :

$$I_{w2_avg} = q I_{OUT} + 2 \frac{\left(\frac{T}{2} - t_i\right)}{T} \frac{I_{OUT}}{2}$$

$$I_{w2_avg} = q I_{OUT} + 2 \left(\frac{1}{2} - \frac{t_i}{T}\right) \frac{I_{OUT}}{2}$$

$$I_{w2_avg} = q I_{OUT} + \left(\frac{1}{2} - q\right) I_{OUT}$$

$$I_{w2_avg} = I_{OUT} \left(q + \left(\frac{1}{2} - q\right) \right)$$

Отримуємо простий підсумковий вираз:

$$I_{w2_avg} = \frac{I_{OUT}}{2}$$

Важливо розуміти, що цей вираз для половини обмотки. Сумарно середній струм усієї вторинної обмотки дорівнює вихідному струму.

Середньоквадратичне значення струму вторинної обмотки визначається на основі середньоквадратичних значень струму на кожному з двох інтервалів протікання струму через вторинну напівобмотку: впродовж відповідного імпульсу тривалістю t_i і впродовж двох періодів «мертвого часу» $t_{deadtime}$:

$$I_{w2_rms} = \sqrt{I_{w2_rms_ti}^2 + I_{w1_rms_td1}^2 + I_{w1_rms_td2}^2}$$

Для практичних розрахунків можна прийняти, що середньоквадратичне значення струму впродовж двох періодів «мертвого часу» істотно менше значення на інтервалі імпульсу. У зв'язку з цим:

$$I_{w2_rms} \cong I_{w2_rms_ti}$$

Оскільки на інтервалі часу t_i струм має форму прямокутної трапеції, те середньоквадратичне значення струму вторинної напівобмотки обчислюється за виразом:

$$I_{w2_rms} = I_{OUT} \sqrt{q \left(1 + \frac{1}{12} \left(\frac{\Delta I_{Lf}}{I_{OUT}} \right)^2 \right)}$$

де:

q - коефіцієнт заповнення;

I_{OUT} - вихідний струм;

ΔI_{Lf} - пульсація струму дроселя.

З урахуванням того, що струм протікає через обидві вторинні напівобмотки, то сумарна потужність подвоюється. У еквівалентному значенні середньоквадратичного значення струму вторинної обмотки приведену до однієї напівобмотки значення коефіцієнта заповнення q прирівнюється до одиниці.

Якщо вторинна обмотка не розділена на полуобмотки, то середньоквадратичне значення струму обмотки має форму трикутних імпульсів з постійною складовою і обчислюється по аналогічному співвідношенню:

$$I_{w2_rms} = I_{OUT} \sqrt{1 + \frac{1}{12} \left(\frac{\Delta I_{Lf}}{I_{OUT}} \right)^2}$$

Співвідношення для вихідної напруги

Встановимо взаємозв'язок між вхідною і вихідною напругою перетворювача push - pull. Процедура виведення співвідношення в цілому аналогічно такій для напівмостового перетворювача.

Вхідна потужність перетворювача описується виразом:

$$P_{IN} = \frac{1}{T} \int_0^T V_{IN} I_{IN}(t) dt$$

Для перетворювача push - pull як видно з тимчасових діаграм(малюнок 2) струм, споживаний від джерела живлення в моменти часу, коли ходячи б один з ключових транзисторів відкритий дорівнює струму відповідної первинної напівобмотки :

Якщо говорити про тимчасову залежність, то споживаний струм дорівнює сумі струмів полуобмоток :

$$I_{IN}(t) = I_{11}(t) + I_{12}(t)$$

Відповідно до цього перепишемо вираз для вхідної потужності перетворювача :

$$P_{IN} = \frac{1}{T} \int_0^T V_{IN} I_{11}(t) dt + \frac{1}{T} \int_0^T V_{IN} I_{12}(t) dt$$

Розглянемо струм через первинну полуобмотку.

Як видно з тимчасових діаграм(малюнок 2) струм, споживаний від джерела живлення в інтервалі часу t_i , дорівнює струму первинної напівобмотки, який складається з відбитої складової I_{11_refl} та струму намагнічення I_{11_magn} . На інтервалі «мертвого часу» В мить, коли транзистор закритий, струм намагнічення замикається через вторинну обмотку (обидві напівобмотки) та на первинному ланцюзі це ніяк не позначається. З урахуванням цього вираз для вхідного струму перетворювача може бути записане у вигляді:

$$I_{11}(t) = \begin{cases} I_{11_refl}(t) + I_{11_magn}(t), & (t = 0 \dots t_i) \\ 0, & (t = t_i \dots T/2) \end{cases}$$

Оскільки струми полуобмоток симетричні то для струму другої напівобмотки можна записати аналогічний вираз:

$$I_{12}(t) = \begin{cases} I_{12_refl}(t) + I_{12_magn}(t), & (t = T/2 \dots (T/2 + t_i)) \\ 0, & (t = (T/2 + t_i) \dots T) \end{cases}$$

Вираз для вхідної потужності матиме вигляд:

$$P_{IN} = \frac{1}{T} \int_0^{t_i} V_{IN}(I_{11_refl}(t) + I_{11_magn}(t)) dt + \frac{1}{T} \int_{T/2}^{T/2+t_i} V_{IN}(I_{12_refl}(t) + I_{12_magn}(t)) dt$$

Або, розкриваючи інтеграли та перегруповуючи :

$$P_{IN} = \left(\frac{1}{T} \int_0^{t_i} V_{IN} I_{11_refl}(t) dt + \frac{1}{T} \int_{T/2}^{T/2+t_i} V_{IN} I_{12_refl}(t) dt \right) + \left(\frac{1}{T} \int_0^{t_i} V_{IN} I_{11_magn}(t) dt + \frac{1}{T} \int_{T/2}^{T/2+t_i} V_{IN} I_{12_magn}(t) dt \right)$$

Сума інтегралів в правих дужках дає в сумі нуль, оскільки середнє значення струму намагнічення того, що протікає по черзі через полуобмотки дорівнює нулю. Фактично струм намагнічення в загальний баланс потужності не входить оскільки вона просто «циркулює» в системі та не споживається.

З урахуванням цього вираз для споживаної потужності може бути перезаписаний як:

$$P_{IN} = \frac{1}{T} \int_0^{t_i} V_{IN} I_{11_refl}(t) dt + \frac{1}{T} \int_{T/2}^{T/2+t_i} V_{IN} I_{12_refl}(t) dt$$

З урахуванням того, що струми первинних та вторинних полуобмоток пов'язані через коефіцієнт трансформації, отримуємо:

$$P_{IN} = \frac{1}{T} \int_0^{t_i} V_{IN}(k I_{21}(t)) dt + \frac{1}{T} \int_{T/2}^{T/2+t_i} V_{IN}(k I_{22}(t)) dt$$

$$P_{IN} = \frac{1}{T} \int_0^{t_i} V_{IN} k(I_{OUT} + \Delta I_{Lf}(t)) dt + \frac{1}{T} \int_{T/2}^{T/2+t_i} V_{IN} k(I_{OUT} + \Delta I_{Lf}(t)) dt$$

Оскільки на кожному з періодів комутації силового ключа (інтервали t_i) середнє значення струму дорівнює вихідному струму (пульсації струму ΔI_L на інтервалі t_i мають спочатку негативні, а потім позитивні значення), та враховуючи, що імпульси струму мають сумарну тривалість $2t_i$ за період T , то вираз для вхідної потужності має вигляд:

$$P_{IN} = \frac{2t_i}{T} V_{IN} k I_{OUT}$$

Вхідна потужність дорівнює твору вихідної напруги на струм:

$$P_{OUT} = V_{OUT} I_{OUT}$$

Підставляючи в умову балансу потужностей

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

вирази для вхідної і вихідної потужності, отримуємо:

$$V_{OUT} I_{OUT} = \eta \left(\frac{2t_i}{T} V_{IN} \frac{1}{k} I_{OUT} \right)$$

звідки походить для вихідної напруги:

$$V_{OUT} = \eta \left(2 \frac{t_i}{T} \frac{1}{k} V_{IN} \right)$$

Або, підставляючи вираз для q , отримуємо вираз, зв'язуюче вихідну і вхідну напруги перетворювача push, - pull:

$$V_{OUT} = \eta 2q \frac{1}{k} V_{IN}$$

Таким чином, отримуємо, що вихідна напруга пропорційно залежить від коефіцієнта заповнення. Збільшення струму навантаження призводить до пропорційного збільшення «відбитого» струму навантаження в первинній обмотці.

Для теоретичного (для двотактних перетворювачів) максимумі коефіцієнта заповнення $q_{\max}=0,5$ вираз має вигляд:

$$V_{OUT} = \eta \frac{1}{k} V_{IN}$$

У реальності завжди є присутнім падіння напруги на діодах, ключових транзисторах та омичному опорі обмоток. При великих значеннях вхідної та вихідні напруги, падіннями напруги можна нехтувати. Якщо ж одне з напруги V_{IN} , V_{OUT} досить мале, то необхідно виконувати розрахунки за формулами, що враховують падіння напруги на елементах схеми.

Для вихідної схеми випрямлення з відведенням від середньої точки вираз для вихідної напруги має вигляд:

$$V_{OUT} = \eta_* 2q \left(\frac{1}{k} (V_{IN} - V_{VT}) - V_{VD} \right)$$

де:

V_{VT} - падіння напруги на ключовому транзисторі;

V_{VD} - падіння напруги на випрямному діоді;

η_* - скоректований ККД, такий, що враховує усі втрати окрім падінь напруги на ключах та випрямних діодах (оскільки вони враховуються у формулі).

Для мостової схеми випрямлення :

$$V_{OUT} = \eta_* 2q \left(\frac{1}{k} (V_{IN} - V_{VT}) - 2V_{VD} \right)$$

Додатково виведемо середнє значення вхідного струму перетворювача.

З урахуванням отриманого раніше виразу: $P_{IN} = \frac{2t_i}{T} V_{IN} \frac{1}{k} I_{OUT}$

та представляючи вхідну потужність як твір напруги на струм:

$$P_{IN} = V_{IN} I_{IN}$$

отримуємо:

$$V_{IN} I_{IN} = \frac{2t_i}{T} V_{IN} \frac{1}{k} I_{OUT}$$

Скорочуючи, отримуємо вираз для середнього значення струму перетворювача :

$$I_{IN} = \frac{2t_i}{T} \frac{1}{k} I_{OUT}$$

$$I_{IN} = 2q \frac{1}{k} I_{OUT}$$

На виході трансформатора будь-якого імпульсного перетворювача прямого ходу, у тому числі перетворювача push - pull потрібне розміщення згладжуючого дроселя у складі LC- фільтру. Ця вимога обумовлена, тим, що без згладжуючого дроселя трансформатор фактично працюватиме на ємнісне навантаження утворювану конденсатором фільтру. Струм через обмотки трансформатора матиме форму коротких імпульсів великої амплітуди, величина якої обмежуватиметься тільки індуктивністю розсіяння та омичним опором обмоток. В цьому випадку можливі критичні ситуації - перегрівання обмоток та вихід з ладу ключових транзисторів і вихідних діодів внаслідок імпульсних струмових перевантажень.

Розрахунок елементів перетворювача пуш-пул

Трансформатор

Трансформатор розраховується відповідно до методики розрахунку двотактних трансформаторів. Цих методик декілька. Усі вони достатньо великі за об'ємом. Жодна не дає точних даних: матеріал та форма осердя, конструкція та технологія виконання обмоток - все впливає на кінцевий виріб та дає похибку 20%. Тому значно простіше і швидше використовувати методику, наведену у розділі 3.

Ключові транзистори

Ключові транзистори, використовувані в перетворювач push, - pull повинні задовольняти наступним вимогам:

- максимальна робоча напруга повинна перевищувати подвоєну напругу живлення :

$$V_{VT1_max} = 2 V_{IN_max}$$

$$V_{VT2_max} = 2 V_{IN_max}$$

Ця вимога повинна виконуватися з урахуванням області безпечної роботи.

Окрім цього, при значних енергіях, що накопичуються в індуктивності розсіяння первинних полуобмоток можливі викиди напруги в ході виключення транзисторів. В цьому випадку потрібне використання схем захисту транзисторів від перенапруження та вибір транзисторів по максимальній напрузі з урахуванням можливостей цих схем.

Максимальна розсіювана потужність, з урахуванням системи охолодження, повинна перевищувати розсіювану на ключах потужність. Потужність, що виділяється, визначається типом силового ключа.

Потужність статичних втрат P_{VT_stat} MOSFET транзистора розраховується по співвідношенню:

$$P_{VT_stat} = \frac{I_{w1_rms}^2}{2} R_{DS}$$

де:

I_{w1_rms} - середньоквадратичне значення струму первинної обмотки;

RDS - опір MOSFET транзистора у відкритому стані.

Оскільки ключовий транзистор та первинна обмотка включені послідовно, то середньоквадратичне значення струму транзистора дорівнює середньоквадратичному струму первинної обмотки та дорівнює :

$$I_{w1_rms} = \sqrt{2q \left(\frac{I_{w1_max}^2 + I_{w1_max}I_{w1_min} + I_{w1_min}^2}{3} \right)}$$

де:

q - відносна тривалість імпульсу(максимальне значення);

I_{w1_max} , I_{w1_min} - максимальне і мінімальне значення обчислюються по співвідношеннях:

$$I_{w1_max} = \frac{1}{k} \left(I_{OUT} + \frac{1}{2} \Delta I_{Lf} \right) + q \frac{V_{IN}}{2 f L_0}$$

$$I_{w1_min} = \frac{1}{k} \left(I_{OUT} - \frac{1}{2} \Delta I_{Lf} \right) - q \frac{V_{IN}}{2 f L_0}$$

Потужність динамічних втрат P_{VT_switch} MOSFET транзистора розраховується по співвідношенню:

$$P_{VT_switch} = \left(\frac{1}{2} I_{w1_max} V_{IN} (t_f + t_r) + \frac{1}{2} C_{oss} V_{IN}^2 \right) f$$

де:

t_f - час спаду напруги на транзисторі(у момент комутації);

t_r - час наростання напруги на транзисторі(перехід в закритий стан);

C_{oss} - вихідна ємність транзистора визначається як сума ємностей «затвор-стік» CGD та «стік-витік» CDS.

Параметри MOSFET- транзистора : вихідна ємність транзистора C_{oss} міститься в datasheet на вибраний тип транзистора. Часи спаду і наростання напруги на транзисторі t_f і t_r можна розрахувати відповідно до параметрів вихідного каскаду ШИМ-контролера перетворювача або використати оцінні значення у datasheet- транзистора.

Сумарна потужність теплових втрат на транзисторі визначається як сума потужностей статичних і динамічних втрат :

$$P_{VT_total} = P_{VT_stat} + P_{VT_switch}$$

Максимальний імпульсний струм транзистора повинен перевищувати максимальне значення струму первинної обмотки :

$$I_{w1_max} = \frac{1}{k} \left(I_{OUT} + \frac{1}{2} \Delta I_{Lf} \right) + q \frac{V_{IN}}{2 f L_0}$$

де: - L_0 - індуктивність намагнічення первинної обмотки (полуобмотки);

Часи включення і виключення транзистора з урахуванням можливостей схеми управління мають бути менше «мертвого часу» для цієї схеми і частоти.

У переважній більшості випадків як силових ключів push - pull перетворювача використовуються потужні MOSFET- транзистори. Ці транзистори мають ряд переваг : малі енергії перемикання; управління напругою, висока швидкодія. Використання біполярних і IGBT - транзисторів в перетворювачах з топологією push - pull енергетично не доцільно, оскільки падіння напруги на них складає 1-2 В.

Вихідні діоди

Максимальна напруга на вихідних діодах VD1, VD2 для випадку випрямляча з середньою точкою рівно подвоєній напрузі на вторинній обмотці:

$$V_{VD1_max} = 2 V_{w2} \quad V_{VD2_max} = 2 V_{w2}$$

а для випадку мостового випрямляча дорівнює напрузі вторинної обмотки :

$$V_{VD1,VD4_max} = V_{w2} \quad V_{VD2,VD3_max} = V_{w2}$$

Напруга вторинної обмотки визначається виразом:

$$V_{w2} = \frac{V_{IN}}{k}$$

Максимальний струм через діоди дорівнює максимальному струму вторинної обмотки який, у свою чергу, дорівнює вихідному струму перетворювача :

$$I_{VD1,VD2_max} = I_{w2_max} = I_{OUT} + \frac{1}{2} \Delta I_{Lf}$$

Теплова потужність не повинна перевищувати потужність розсіювання з урахуванням системи охолодження. Теплова потужність, що виділяється на діоді дорівнює:

$$P_{VD} = I_{w2_avg} V_{VD} \quad P_{VD} = \frac{I_{OUT}}{2} V_{VD}$$

де:

V_{VD} - падіння напруги на випрямному діоді.

Дросель фільтру

Величина індуктивності вихідного дроселя визначає величину пульсацій струму і відповідно напругу на виході перетворювача.

Зміна(пульсації) струму дроселя ΔI_L на інтервалі напівперіоду визначається виразом:

$$\Delta I_L = \frac{t_i (V_{w2} - V_{OUT})}{L_f}$$

де:

t_i - тривалість періоду включеного ключа;

L_f - індуктивність дроселя;

V_{w2} - напруга вторинної обмотки трансформатора(полуобмоток);

V_{OUT} - вихідна напруга.

Виконаємо ряд перетворень над виразом для пульсацій струму дроселя ΔI_L з урахуванням того, що:

$$V_{OUT} = \eta 2q \frac{1}{k} V_{IN}$$

Отримуємо:

$$\Delta I_{Lf} = \frac{t_i \left(V_{w2} - \eta 2q \frac{1}{k} V_{IN} \right)}{L_f}$$

Оскільки напруга на вторинній обмотці пов'язана з вхідною напругою перетворювача через коефіцієнт трансформації :

$$V_{w2} = \frac{1}{k} V_{IN}$$

тривалість імпульсу визначається виразом:

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

Отримуємо:

$$\Delta I_{Lf} = \frac{q \left(\frac{1}{k} V_{IN} - \eta 2q \frac{1}{k} V_{IN} \right)}{f L_f}$$

Спростуючи яке отримуємо вираз для величини пульсацій струму дроселя вихідного фільтру :

$$\Delta I_{Lf} = \frac{q \frac{1}{k} V_{IN} (1 - 2 \eta q)}{f L_f}$$

Цей вираз зв'язує величину пульсацій струму в дроселі фільтру з іншими параметрами перетворювача push - pull: індуктивністю дроселя, робочою частотою, коефіцієнтом заповнення, вхідною напругою, коефіцієнтом трансформації та ККД. Видно, що в чисто теоретичному випадку при 100% -м ККД і коефіцієнті заповнення 0,5 пульсації дорівнюють нулю.

Із співвідношення видно, що пульсації максимальні при $q=0.5$.

Перетворюючи отримане вираз, отримуємо співвідношення для розрахунку мінімальної величини дроселя вихідного фільтру :

$$L_f = \frac{q \frac{1}{k} V_{IN} (1 - 2 \eta q)}{f \Delta I_{Lf}}$$

Для практичних розрахунків величина пульсацій струму дроселя має бути істотно менше вихідного струму $\Delta I_L \approx 10\% I_{OUT}$

[Dokic B.L., Blanusa B. Power Electronics : Converters and Regulators. Springer Cham Heidelberg New York Dordrecht London, 2015. XVIII, 598 p. - 290 с.].

Середній струм дроселя дорівнює вихідному струму перетворювача :

$$I_{Lf_avg} = I_{OUT}$$

Максимальний струм дроселя дорівнює максимальній величині вихідного струму перетворювача плюс половина вибраної величини струму пульсацій :

$$I_{Lf_max} = I_{OUT} + \frac{1}{2} \Delta I_{Lf}$$

Середньоквадратичне значення струму дроселя визначається виразом для середньоквадратичного значення трикутних імпульсів з постійною складовою

$$I_{L_rms} = I_{OUT} \sqrt{1 + \frac{1}{12} \left(\frac{\Delta I_{Lf}}{I_{OUT}} \right)^2}$$

де:

I_{OUT} - вихідний струм;

ΔI_{Lf} - пульсація струму дроселя.

Вихідний конденсатор фільтру

Вихідний конденсатор фільтру C_{out} пригнічує пульсації напруга, що виникає на виході перетворювача пуш-пул. Місткість конденсатора C_{out} визначає величину пульсацій обумовлених зарядом-розрядом конденсатора $\Delta V_{C_{out_disch}}$. Друга компонента пульсацій на виході перетворювача $\Delta V_{C_{out_ESR}}$ обумовлена еквівалентним послідовним опором (equivalent - series resistance, ESR) конденсатора.

Ємність конденсатора

Розглянемо процес заряду-розряду конденсатора:

Зміна напруги на конденсаторі в процесі заряду-розряду впродовж половини періоду $T/2$:

$$V_C(t) = \frac{1}{C} \int_0^{T/2} I_C(t) dt$$

визначається сумарним балансом струмів, що щорозряджають вихідний конденсатор :

$$I_C(t) = I_{C+}(t) + I_{C-}(t)$$

Струм, що розряджає конденсатор впродовж усього часу постійний та дорівнює струму навантаження :

$$I_{C-} = I_{OUT}$$

Заряджаючий струм I_{C+} має своє вираз на кожному з інтервалів :

- період t_1 , коли ключ відкритий, струм дроселя росте:

У початковий момент часу інтервалу($t=0$), тобто коли транзистор тільки що відкрився, струм дроселя має мінімальне значення:

$$I_{C+}(0) = \left(I_{OUT} - \frac{1}{2} \Delta I_{Lf} \right)$$

З часом відбувається збільшення струму того, що заряджає конденсатор згідно із законом :

$$I_{C+}(t) = \left(I_{OUT} - \frac{1}{2} \Delta I_{Lf} \right) + t \frac{V_{w2} - V_{OUT}}{L_f}$$

У результаті сумарний баланс струмів, що щорозряджають вихідний конденсатор на інтервалі споживання енергії рівний :

$$I_C(t) = I_{C+}(t) + I_{C-}(t) = \left[\left(I_{OUT} - \frac{1}{2} \Delta I_{Lf} \right) + t \frac{V_{w2} - V_{OUT}}{L_f} \right] - I_{OUT}$$

$$I_C(t) = -\frac{1}{2} \Delta I_{Lf} + t \frac{V_{w2} - V_{OUT}}{L_f}$$

З виразу видно, що процес заряду вихідного конденсатора почнеться в деякий момент часу t_{+start} після того, як зростаючий струм через індуктивність порівняється із струмом I_{OUT} (та перевищить його). Знайдемо момент часу t_{+start} .

З урахуванням того, що вираз для пульсацій струму дроселя ΔI_{Lf} має вигляд:

$$\Delta I_L = \frac{t_i (V_{w2} - V_{OUT})}{L_f}$$

підставляючи цей вираз в попередній, отримаємо:

$$I_C(t) = -\frac{1}{2} \frac{t_i (V_{w2} - V_{OUT})}{L_f} + t \frac{V_{w2} - V_{OUT}}{L_f}$$

Звідси витікає, що початок заряду місткості (коли струм $I_C(t)$ стане позитивним) настане у момент часу рівний половині тривалості інтервалу :

$$t_{+start} = \frac{t_i}{2}$$

Тобто конденсатор заряджатиметься половину інтервалу, що залишилася, лінійно зростаючим струмом:

$$I_C(t) = t \frac{V_{w2} - V_{OUT}}{L_f}$$

У цьому виразі нульовому часу відповідає час $t_i/2$. При цьому зростання напруги на конденсаторі ΔV_{C_i} впродовж половини інтервалу t_i , що залишилася, буде рівний:

$$\Delta V_{C_i} = \frac{1}{C} \int_0^{\frac{t_i}{2}} t \frac{V_{w2} - V_{OUT}}{L_f} dt$$

$$\Delta V_{C_i} = \frac{1}{C} \left[\frac{1}{2} \left(\frac{t_i}{2} \right)^2 \right] \frac{(V_{w2} - V_{OUT})}{L_f}$$

Оскільки напруга вторинної обмотки пов'язана з вхідною напругою через коефіцієнт трансформації :

$$V_{w2} = \frac{1}{k} V_{IN}$$

Підставляючи цей вираз в співвідношення, що зв'язує вхідну і вихідну напругу отримаємо :

$$V_{OUT} = \eta 2q V_{w2}$$

Вважаючи ККД рівним 100 % виражаємо V_{w2} :

$$V_{w2} = \frac{V_{OUT}}{2q}$$

Звідси вираз для зростання напруги на інтервалі t_i набуває вигляду:

$$\Delta V_{C_i} = \frac{1}{C} \left[\frac{1}{2} \left(\frac{t_i}{2} \right)^2 \right] \frac{\left(\frac{V_{OUT}}{2q} - V_{OUT} \right)}{L_f}$$

Проведемо ряд перетворень :

$$\Delta V_{C_i} = \frac{1}{C} \left[\frac{1}{2} \left(\frac{T t_i}{T 2} \right)^2 \right] \frac{\left(\frac{V_{OUT}}{2q} - V_{OUT} \right)}{L_f}$$

$$\Delta V_{C_i} = \frac{1}{C} \left[\frac{1}{2 \cdot 4} T^2 \left(\frac{t_i}{T} \right)^2 \right] \frac{\left(\frac{V_{OUT}}{2q} - V_{OUT} \right)}{L_f}$$

$$\Delta V_{C_i} = \frac{1}{C} \left[\frac{1}{2 \cdot 4 f^2} \left(\frac{t_i}{T} \right)^2 \right] \frac{\left(\frac{V_{OUT}}{2q} - V_{OUT} \right)}{L_f}$$

$$\Delta V_{C_i} = \frac{1}{C} \left[\frac{1}{8} \frac{1}{f^2} q^2 \right] \left(\frac{1}{2q} - 1 \right) \frac{V_{OUT}}{L_f}$$

Отриманий вираз описує збільшення напруги на конденсаторі на інтервалі часу t_i .

Період «мертвого часу», ключ закритий, струм дроселя падає:

У початковий момент часу інтервалу паузи, для спрощення вважатимемо його нульовим моментом ($t=t_i$) струм підтримувані дроселем і заряджаючий конденсатор максимальний і рівний:

$$I_C(t) = \frac{1}{2} \frac{t_i \left(\frac{V_{OUT}}{2 \frac{t_i}{T}} - V_{OUT} \right)}{L_f} - t \frac{V_{OUT}}{L_f}$$

$$I_{C+}(t_i) = \left(I_{OUT} + \frac{1}{2} \Delta I_{L_f} \right)$$

Далі з часом відбувається спад струму того, що заряджає конденсатор за лінійним законом :

$$I_{C+}(t) = \left(I_{OUT} + \frac{1}{2} \Delta I_{L_f} \right) - t \frac{V_{OUT}}{L_f}$$

У результаті сумарний баланс струмів, що розряджають вихідний конденсатор рівний :

$$I_C(t) = I_{C+}(t) + I_{C-}(t) = \left[\left(I_{OUT} + \frac{1}{2} \Delta I_{L_f} \right) - t \frac{V_{OUT}}{L_f} \right] - I_{OUT}$$

$$I_C(t) = \frac{1}{2} \Delta I_{L_f} - t \frac{V_{OUT}}{L_f}$$

Аналогічно попередньому випадку (інтервал передачі енергії), підставляючи вираз для пульсацій струму дроселя ΔI_L :

$$\Delta I_L = \frac{t_i (V_{w2} - V_{OUT})}{L_f}$$

отримаємо вираз, що описує спад струму на інтервалі «мертвого часу» t_d :

$$I_C(t) = \frac{1}{2} \frac{t_i (V_{w2} - V_{OUT})}{L_f} - t \frac{V_{OUT}}{L_f}$$

Знайдемо момент часу t_{+final} починаючи з якого напруга на конденсаторі починає спадати.

Підставляючи вираз V_{w2} отримуємо:

$$I_C(t) = \frac{1}{2} \frac{t_i \left(\frac{V_{OUT}}{2q} - V_{OUT} \right)}{L_f} - t \frac{V_{OUT}}{L_f}$$

$$I_C(t) = \frac{1}{2} t_i \left(\frac{1}{2 \frac{t_i}{T}} - 1 \right) \frac{V_{OUT}}{L_f} - t \frac{V_{OUT}}{L_f}$$

$$I_C(t) = \frac{1}{2} t_i \left(\frac{T}{2 t_i} - 1 \right) \frac{V_{OUT}}{L_f} - t \frac{V_{OUT}}{L_f}$$

$$I_C(t) = \frac{1}{2} \left(\frac{T}{2} - t_i \right) \frac{V_{OUT}}{L_f} - t \frac{V_{OUT}}{L_f}$$

Звідки витікає, що початок розряду ємності (коли струм $I_C(t)$ стане негативним) настане в момент:

$$t_{+final} = \frac{1}{2} \left(\frac{T}{2} - t_i \right)$$

Тобто початок розряду місткості відповідатиме половині інтервалу «мертвого часу» $t_{deadtime}$.

$$t_{+final} = \frac{t_{deadtime}}{2}$$

Необхідно пам'ятати, що тут в якості нульового моменту часу мається на увазі час рівне тривалості інтервалу передачі енергії $t=t_i$. Це буде враховано в обчисленнях інтегралів струму за часом, що визначають зростання напруги.

Звідси витікає, що з початку інтервалу і до моменту часу $t/2$ вихідний конденсатор заряджатиметься спадаючим струмом:

$$I_C(t) = \frac{1}{2} \Delta I_{L_f} - t \frac{V_{OUT}}{L_f}$$

Оскільки до моменту часу $t = t_{+final}$ струм через конденсатор переходить через нуль, те вираз для заряджаючого струму можна переписати у виді:

$$I_C(t) = \frac{1}{2} \left(\frac{T}{2} - t_i \right) \frac{V_{OUT}}{L_f} - t \frac{V_{OUT}}{L_f}$$

У цьому виразі нульовому часу відповідає час початку інтервалу паузи t_i .

Зростання напруги на конденсаторі впродовж інтервалу «мертвого часу» ΔV_{C_i} дорівнює:

$$\Delta V_{C_deadtime} = \frac{1}{C} \int_0^{\frac{1}{2}(T-t_i)} I_C(t) dt = \frac{1}{C} \int_0^{\frac{1}{2}(T-t_i)} \left(\frac{1}{2} \left(\frac{T}{2} - t_i \right) \frac{V_{OUT}}{L_f} - t \frac{V_{OUT}}{L_f} \right) dt$$

Проводимо ряд математичних перетворень :

$$\Delta V_{C_deadtime} = \frac{1}{C} \int_0^{\frac{T-2t_i}{4}} \frac{T-2t_i}{4} \frac{V_{OUT}}{L_f} dt + \frac{1}{C} \int_0^{\frac{T-2t_i}{4}} -t \frac{V_{OUT}}{L_f} dt$$

$$\Delta V_{C_deadtime} = \frac{1}{C} \frac{T-2t_i}{4} \left[\frac{T-2t_i}{4} \right] \frac{V_{OUT}}{L_f} - \frac{1}{C} \left[\frac{1}{2} \left(\frac{T-2t_i}{4} \right)^2 \right] \frac{V_{OUT}}{L_f}$$

$$\Delta V_{C_deadtime} = \frac{1}{C} \left[\left(\frac{T-2t_i}{4} \right)^2 \right] \frac{V_{OUT}}{L_f} - \frac{1}{2} \frac{1}{C} \left[\left(\frac{T-2t_i}{4} \right)^2 \right] \frac{V_{OUT}}{L_f}$$

$$\Delta V_{C_deadtime} = \frac{1}{2} \frac{1}{C} \left[\left(\frac{T-2t_i}{4} \right)^2 \right] \frac{V_{OUT}}{L_f}$$

$$\Delta V_{C_deadtime} = \frac{1}{2} \frac{1}{C} \left[\left(\frac{\frac{T}{T} - \frac{2t_i}{T}}{\frac{4}{T}} \right)^2 \right] \frac{V_{OUT}}{L_f}$$

$$\Delta V_{C_deadtime} = \frac{1}{2} \frac{1}{C} \frac{T^2}{16} [(1-2q)^2] \frac{V_{OUT}}{L_f}$$

$$\Delta V_{C_deadtime} = \frac{1}{2} \frac{1}{C} \frac{1}{16f^2} [(1-2q)^2] \frac{V_{OUT}}{L_f}$$

Отриманий вираз описує збільшення напруги на конденсаторі в часі на інтервалі часу $t_{deadtime}$.

Таким чином, збільшення напруги на вихідному конденсаторі відбувається як на інтервалі передачі енергії, так і на інтервалі паузи :

$$\Delta V_{C_{out_disch}} = \Delta V_{C_deadtime} + \Delta V_{C_i}$$

Підставляючи отримані значення для $\Delta V_{C_deadtime}$ і ΔV_{C_i} отримуємо вираз для зміни напруги на конденсаторі:

$$\Delta V_{C_{out_disch}} = \frac{1}{C} \frac{1}{2} \frac{1}{16f^2} [(1 - 2q)^2] \frac{V_{OUT}}{L_f} + \frac{1}{C} \left[\frac{1}{8f^2} q^2 \right] \left(\frac{1}{2q} - 1 \right) \frac{V_{OUT}}{L_f}$$

Розкриваємо дужки і проводимо ряд математичних перетворень :

$$\Delta V_{C_{out_disch}} = \frac{V_{OUT}}{L_f C} \frac{1}{8f^2} \left[\frac{(1 - 2q)^2}{4} + q^2 \left(\frac{1}{2q} - 1 \right) \right]$$

$$\Delta V_{C_{out_disch}} = \frac{V_{OUT}}{L_f C} \frac{1}{8f^2} \left[\frac{(1 - 2q)^2}{4} + \frac{q - 2q^2}{2} \right]$$

$$\Delta V_{C_{out_disch}} = \frac{V_{OUT}}{L_f C} \frac{1}{8f^2} \left[\frac{(1 - 4q + 4q^2)}{4} + \frac{2q - 4q^2}{4} \right]$$

$$\Delta V_{C_{out_disch}} = \frac{V_{OUT}}{L_f C} \frac{1}{8f^2} \left[\frac{(1 - 4q + 4q^2 + 2q - 4q^2)}{4} \right]$$

$$\Delta V_{C_{out_disch}} = \frac{V_{OUT}}{L_f C} \frac{1}{8f^2} \left[\frac{(1 - 2q)}{4} \right]$$

$$\Delta V_{C_{out_disch}} = \frac{V_{OUT}}{L_f C} \frac{1}{32f^2} (1 - 2q)$$

Цей вираз визначає пульсації напруги на вихідному конденсаторі за рахунок процесу заряду-розряду конденсатора. Видно, що пульсації максимальні при малих значеннях коефіцієнта заповнення.

З цього виразу виходить вираз для місткості вихідного конденсатора фільтру C_{out} :

$$C_{out} = \frac{V_{OUT}}{\Delta V_{Cout_disch} L_f} \frac{1}{32f^2} (1 - 2q)$$

де:

V_{OUT} - вихідна напруга;

ΔV_{Cout_disch} - величина пульсацій на конденсаторі обумовлена його зарядом-розрядом;

L_f - індуктивність силового дроселя;

f - робоча частота імпульсного стабілізатора;

q - коефіцієнт заповнення.

Формула для ΔV_{Cout_disch} визначається тільки компонентою загальних пульсацій пов'язаної з розрядом ємності конденсатора фільтру. Є ще пульсації обумовлені величиною ESR вихідного конденсатора.

Максимальна напруга на вихідному конденсаторі рівно максимальній величині вихідної напруги V_{OUT} :

$$V_{Cout_max} = V_{OUT_max}$$

Максимальне значення струму конденсатора визначається максимальним споживаним струмом:

$$I_{Cout_max} = I_{OUT_max}$$

ESR вихідного конденсатора і розраховується по співвідношенню:

$$ESR_{Cout} = \frac{\Delta V_{Cout_ESR}}{\Delta I_{Cout}}$$

де пульсації струму фільтру, що протікає через конденсатор, визначаються пульсаціями струму дроселя фільтру :

$$\Delta I_{Cout} = \Delta I_{Lf}$$

Таким чином, вираз для розрахунку максимальної величини ESR вихідного конденсатора фільтру має вигляд:

$$ESR_{Cout} = \frac{\Delta V_{Cout_ESR}}{\Delta I_{Lf}}$$

Тут величина пульсацій ΔV_{Cout_ESR} апіорі задається на рівні не більше ніж величина пульсацій обумовлених процесом заряду-розряду.

Підсумкова величина пульсацій на виході перетворювача в першому наближенні дорівнює сумі двох складових пульсацій :

$$\Delta V_{Cout} = \Delta V_{Cout_disch} + \Delta V_{Cout_ESR}$$

Реально пульсації дещо менше цієї величини, оскільки максимумами пульсацій різної природи рознесені за часом(зрушені один відносно одного).

Вхідний конденсатор

Максимальна напруга на вхідному конденсаторі дорівнює напрузі живлення V_{IN} .

Ємність вхідного конденсатора визначається з виразу, що зв'яже максимальну величину пульсацій та ємність конденсатора на заданій частоті та струмі первинної обмотки :

$$\Delta V_{Cin_disch} = \frac{\Delta t_{max} I_{w1_avg}}{C_{in}}$$

де Δt_{max} - максимальний інтервал часу між імпульсами споживання струму.

При $q \rightarrow 0$ він дорівнює половині періоду.

Тоді підставляючи ці значення отримуємо:

$$\Delta V_{Cin_disch} = \frac{\frac{T}{2} I_{w1_avg}}{C_{in}} = \frac{I_{w1_avg}}{2fC_{in}}$$

Звідки отримуємо вираз для мінімальної величини місткості вхідного конденсатора :

$$C_{in} = \frac{I_{w1_avg}}{2f\Delta V_{Cin_disch}}$$

Тут падіння напруги внаслідок розряду конденсатора ΔV_{Cin_disch} вибирається в межах 1-2% від величини вхідної напруги V_{IN}

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

$$V_{OUT} I_{OUT} = \eta V_{IN} I_{IN}$$

Середнє значення струму конденсатора визначається вхідним струмом перетворювача, який, у свою чергу, визначається виходячи з балансу потужностей :

Тоді вираз для середнього значення струму має вигляд:

$$I_{Cin_avg} = I_{IN} = \frac{V_{OUT} I_{OUT}}{\eta V_{IN}}$$

Максимальний струм дещо більше за середній, оскільки струм споживається частина($2t_i$) періоду :

$$I_{Cin_max} = \frac{T}{2t_{i_max}} \frac{V_{OUT} I_{OUT}}{\eta V_{IN}} = \frac{1}{2q_{max}} \frac{V_{OUT} I_{OUT}}{\eta V_{IN}}$$

ESR вхідного конденсатора і розраховується по співвідношенню:

$$ESR_{Cin} = \frac{\Delta V_{Cin_ESR}}{\Delta I_{Cin}}$$

Тут величина зміни струму визначається максимальним значенням розряджаючого струму :

$$\Delta I_{Cin} = I_{Cin_max}$$

ΔV_{Cin_ESR} - допустима величина пульсацій обумовлених ESR вхідного конденсатора (зазвичай вибирається в межах 1-5% від величини вхідної напруги).

Таким чином, максимальна величина ESR вхідного конденсатора визначається по співвідношенню.

$$ESR_{Cin} = \frac{\Delta V_{Cin_ESR}}{I_{IN_max}}$$

Або з урахуванням наведеного вище виразу для максимального струму конденсатора :

$$ESR_{Cin} = \frac{\Delta V_{Cin_ESR}}{\frac{1}{2q_{max}} \frac{V_{OUT} I_{OUT}}{\eta V_{IN}}}$$

Або:

$$ESR_{Cin} = \frac{2q_{max}\eta V_{IN} \Delta V_{Cin_ESR}}{V_{OUT} I_{OUT}}$$

Особливості перетворювачів push - pull.

Для перетворювача push - pull одним з основних підводних каменів є підмагнічування осердя за рахунок порушення балансу магнітних потоків. В результаті виникає можливість поступового наростання індукції в первинній обмотці і подальшого насичення осердя. Порушення балансу магнітних потоків можливо внаслідок ряду причин :

- розкиду часів комутації верхнього та нижнього ключів - в результаті середнє значення струму того, що протікає через обмотку не дорівнюватиме нулю.
- неоднаковості параметрів вхідних і вихідних полуобмоток, падінь напруги на силових ключах, вихідних діодах.

[Switching Power Supply Design. Second Edition. Abraham I. Pressman. The McGraw - Hill Companies. 1998. 669 p.]:

Способи захисту від підмагнічування осердя .

Немагнітний проміжок.

Введення немагнітного проміжку істотно підвищує стійкість осердя трансформатора до насичення. Кількісні співвідношення, що математично описують зміну параметрів трансформатора досить складні. На практиці проміжок, що вводиться в магнітопровід складає 0,2-0,4 мм. Зворотним боком такого рішення являється збільшення індуктивностей намагнічення і розсіяння первинної і вторинної обмотки, збільшення кількості міді в обмотці та відповідно збільшення омичного опору.

Додаткові резистори в ланцюзі первинних полуобмоток. Введення додаткових резисторів малого опору(менше 0,1 Ом) що включаються послідовно з первинними полуобмотками дозволяє відбалансувати вольт-секундні характеристики первинних полуобмоток. Величини опорів резисторів підбираються експериментально до усунення дисбалансу. Красивішим, але більше трудомістким рішенням є підбір характеристик ключових транзисторів або вихідних випрямних діодів.

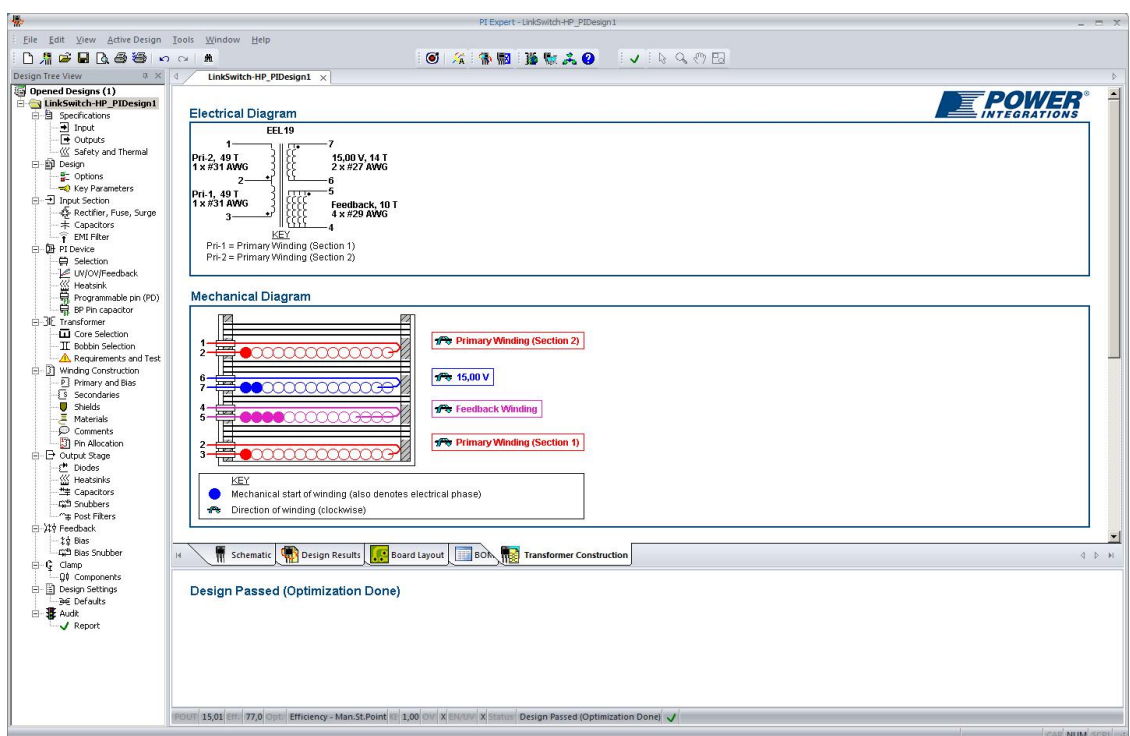
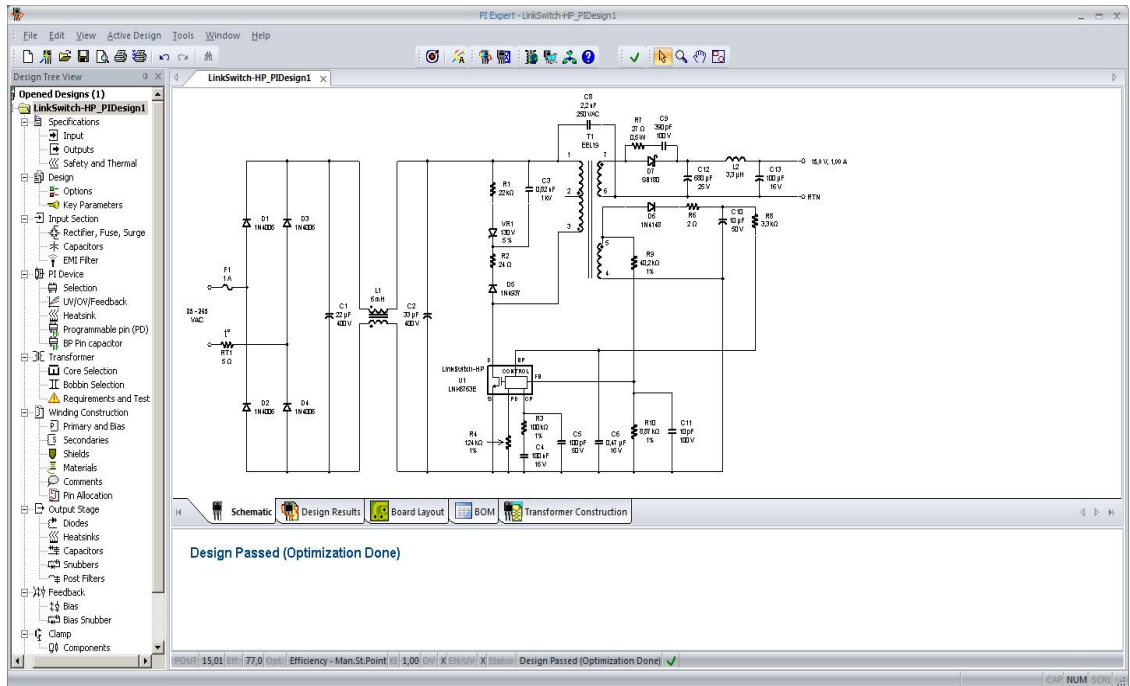
Достатнім рішенням є застосування ключів у вигляді транзисторних зборок (наприклад SQJB70EP Automotive Dual N-Channel 100 V (D-S) 175 °C MOSFET www.vishay.com), що гарантують однаковість параметрів ключів. А також технологією виготовлення обмоток трансформатора та дросселя.

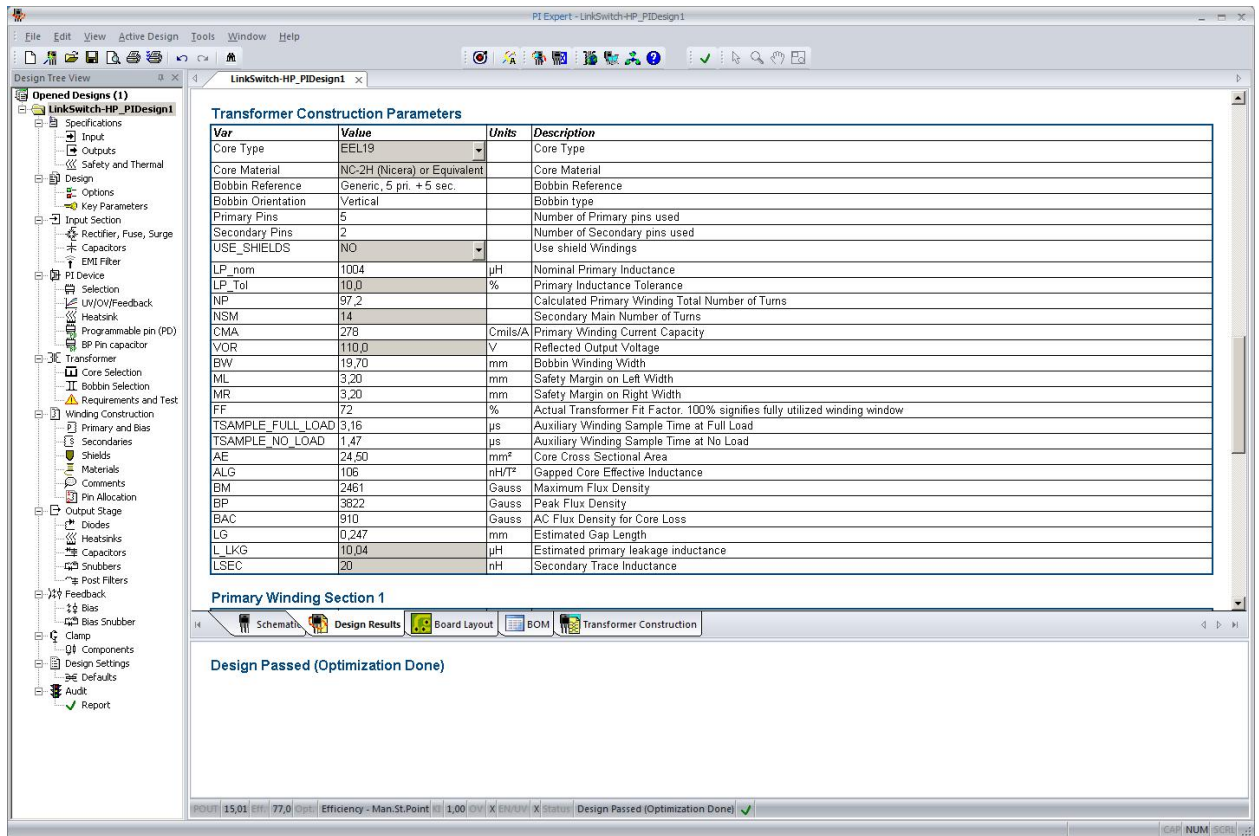
Розділ 3.

Розрахунок та виготовлення намоткових вузлів .

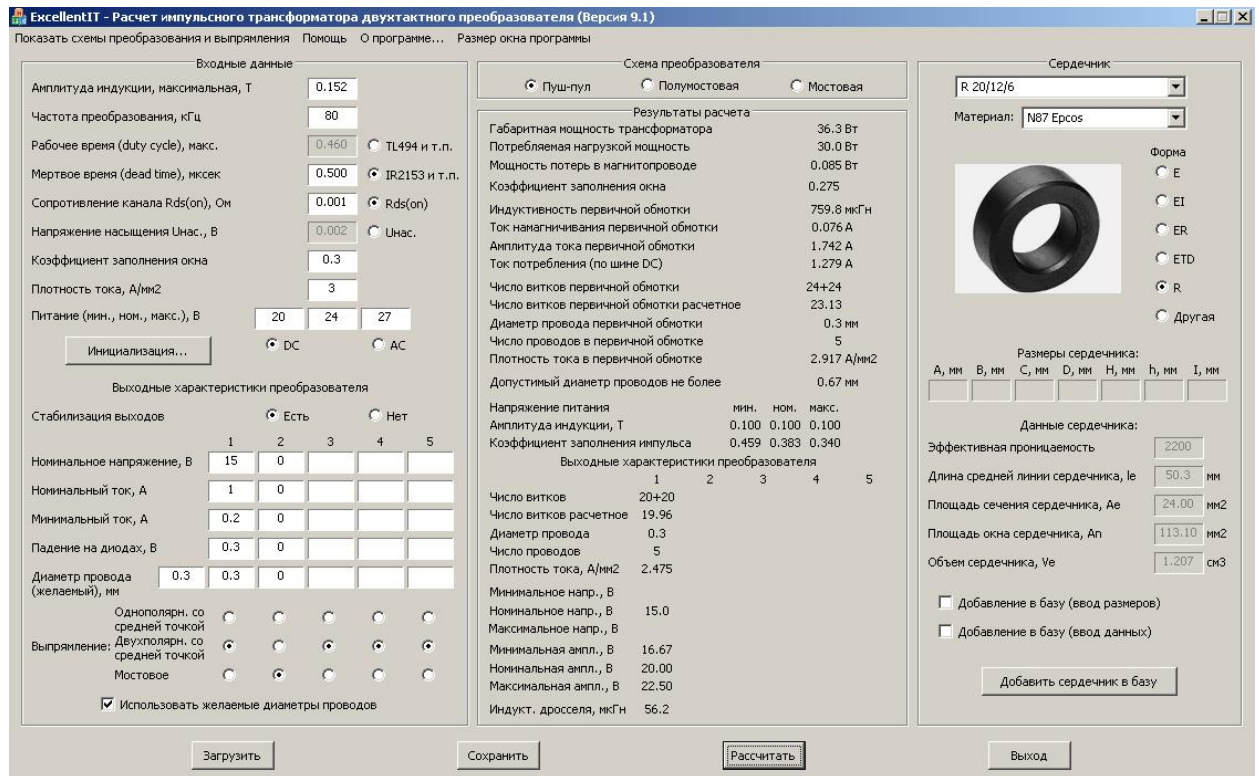
Задля спрощення розрахунку вузлів перетворювача була використана вільно розповсюджувана програма PI Expert Suite фірми Power Integrations (<https://www.power.com/design-support/pi-expert>)

Метою була оцінка перерізу осердя трансформатора, кількість витків на вольт обмоток та розрахунок робочої точки опторона зворотного зв'язку.





Для остаточного розрахунку трансформатора була використана програма ExellentIT_9.1 Володимира Денисенко.



Задля розрахунку дроселя групової стабілізації використана програма CalcGRI того-ж автора.

Исходные данные		Результаты расчета		Сердечник	
Частота, кГц	100	Индуктивность основной обмотки	29.747 мкГн	Д 16.6/10.2/6.35	
Плотность тока, А/мм²	3	Индуктивность основной обмотки без тока	32.941 мкГн	Материал кольца	125u Kool Mu Magnetics
Амплитуда импульса на вторичной обмотке трансформатора первого выхода, В	40	Индуктивность сердечника, нГн/виток²	132.2	Число колец в пакете	2
Выходы:	1. 2. 3. 4.	Эффективная магнитная проницаемость	112.9	Внешние размеры кольца:	
Выходное напряжение, В	15 27	Число витков	15x2 27	Наружный диаметр, мм	17.3
Номинальный выходной ток, А	0.3 0.8	Диаметр провода	0.3 0.3	Внутренний диаметр, мм	9.52
Минимальный выходной ток, А	0.3 0.6	Число жил в обмотке	2 4	Высота кольца, мм	7.12
Прямое падение на диодах, В	0.3 0.3	Кoeffициент заполнения окна	0.167	Данные сердечника:	
Двухполярный выход (две обмотки)	<input checked="" type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/>	Максимальная индукция	0.091 Т	Длина средней линии сердечника, le	41.2 мм
Диаметр провода, желаемый, мм	0.3 0.3 0.3	Мощность потерь в магнитопроводе	1.057 Вт	Площадь сечения сердечника, Ae	38.40 мм²
<input checked="" type="checkbox"/> Использовать желаемые диаметры проводов		Мощность потерь в обмотках	0.043 Вт	Площадь окна сердечника, Ap	71.2 мм²
		Полная мощность потерь	1.100 Вт	Объем сердечника, Ve	1.58 см³
		Ожидаемое превышение температуры	37.1 град.	<input type="checkbox"/> Добавление в базу	
		Амплитуда тока основной обмотки	1.876 А	Добавить сердечник в базу	
		Размах пульсации тока основной обмотки	3.152 А		

Така послідовність розрахунку дозволяє одержати дані з похибкою 5% за лічені хвилини.

Тороїдальна конструкція трансформатора є найтехнологічнішою в умовах лабораторних досліджень, хоча та має велике зовнішнє ЕМ поле.

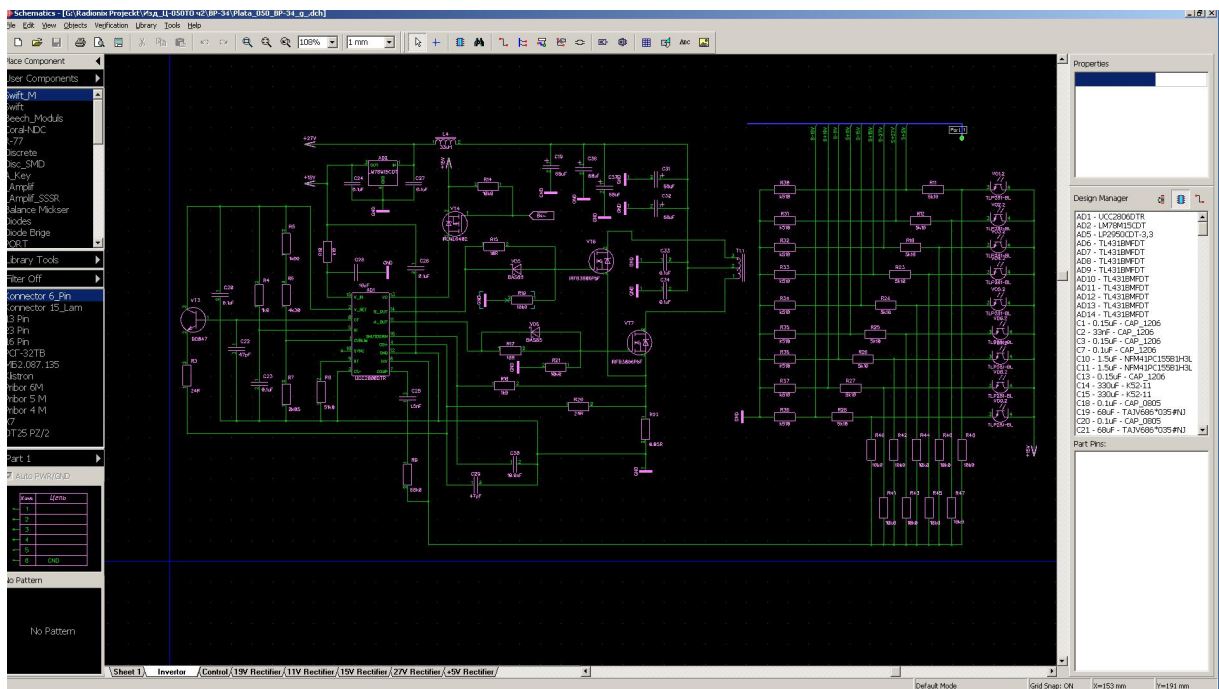
Проводи обмоток звиваються у косу з шагом 20 мм а потім легко одночасово намотуються на осердя. Таким чином одержуємо рівномірне пересікання обмоток магнітним полем.

Після намотки кінці проводів лудяться, поділяються на частини, згідно схеми, та з'єднуються.

З доступних до придбання та задовольняючих діапазон робочих напруг 15 - 100 Вольт, та температурний діапазон $-40 + 125^{\circ}\text{C}$ - виявилися дві мікросхеми:

UCC2806 (Texas Instruments Incorporated) та LM5033 (Texas Instruments Incorporated).

Першим був спроектований та виготовлений виріб на UCC2806.

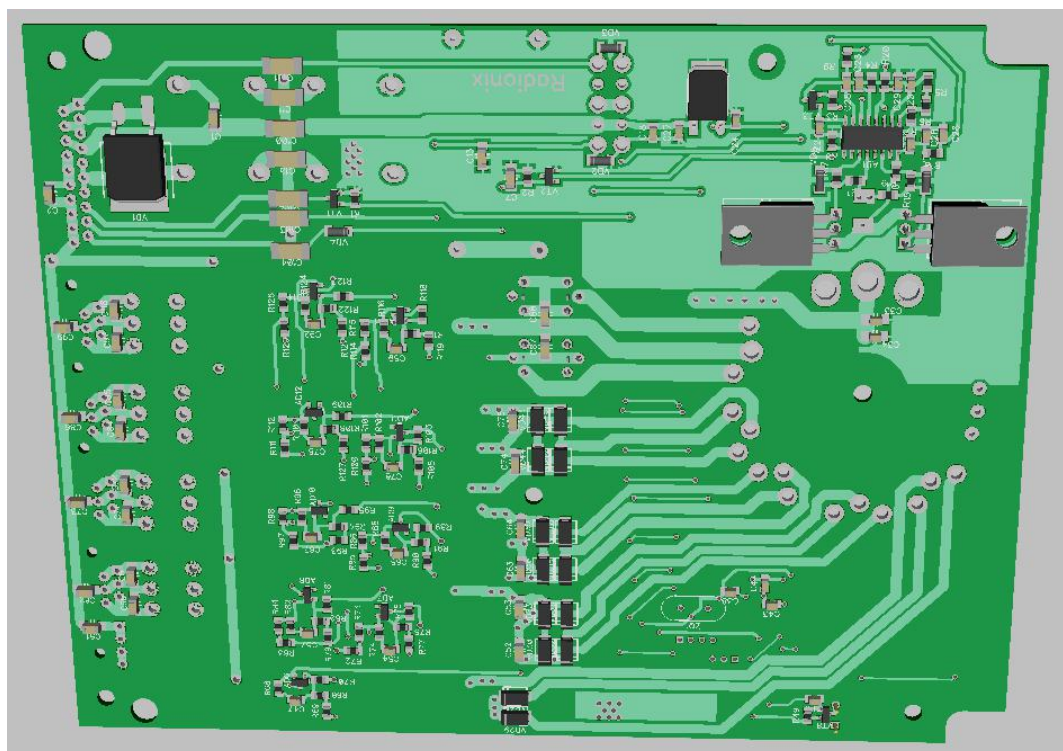


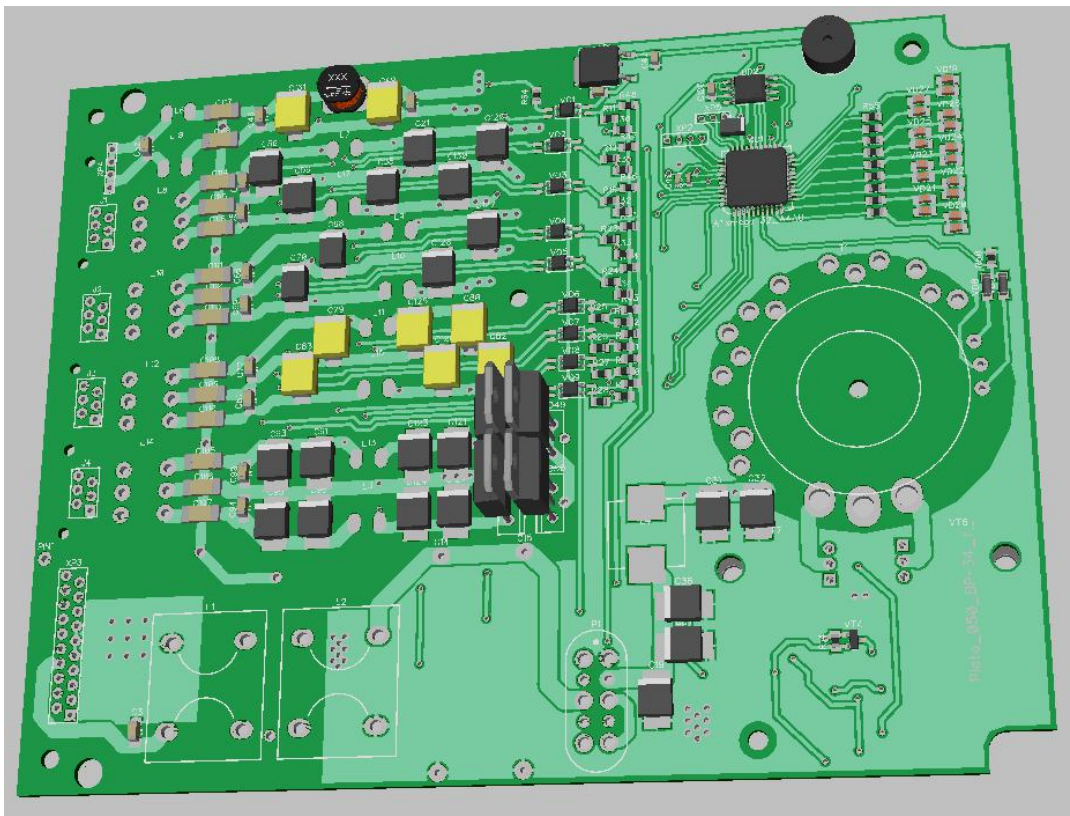
В якості ключів були вибрані транзистори IRFB3806 з задовільною ємністю затвора:

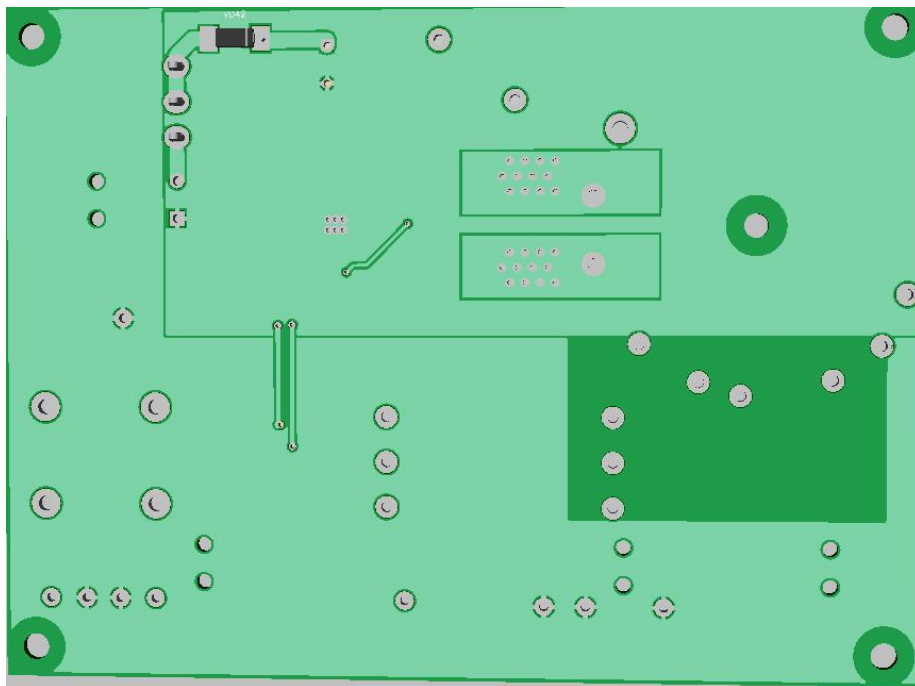
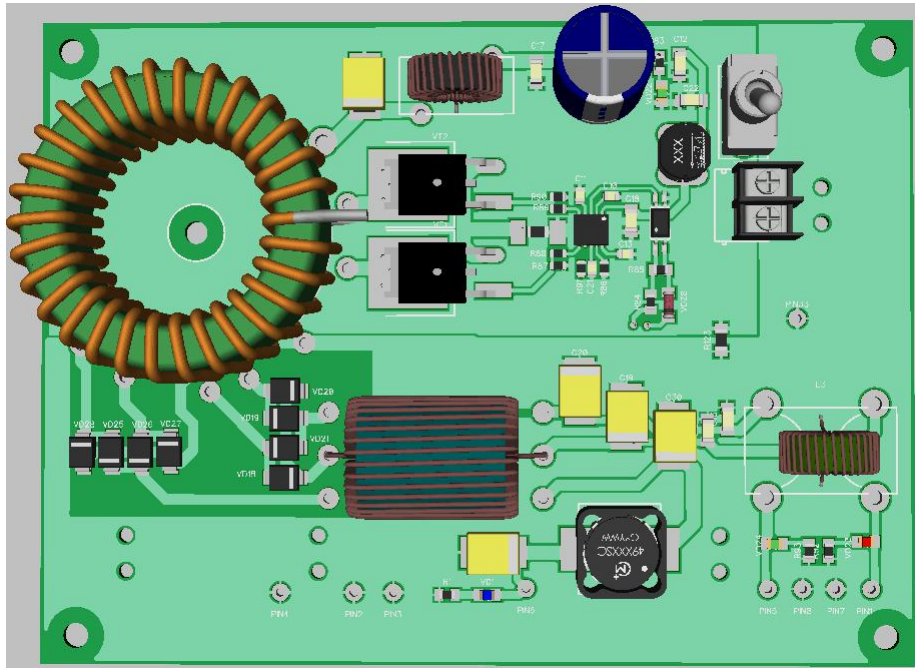
C_{iss} Input Capacitance — 1150 pF.

Мала ємність затвора зменшує час переключення транзистора та втрати на опорі каналу.

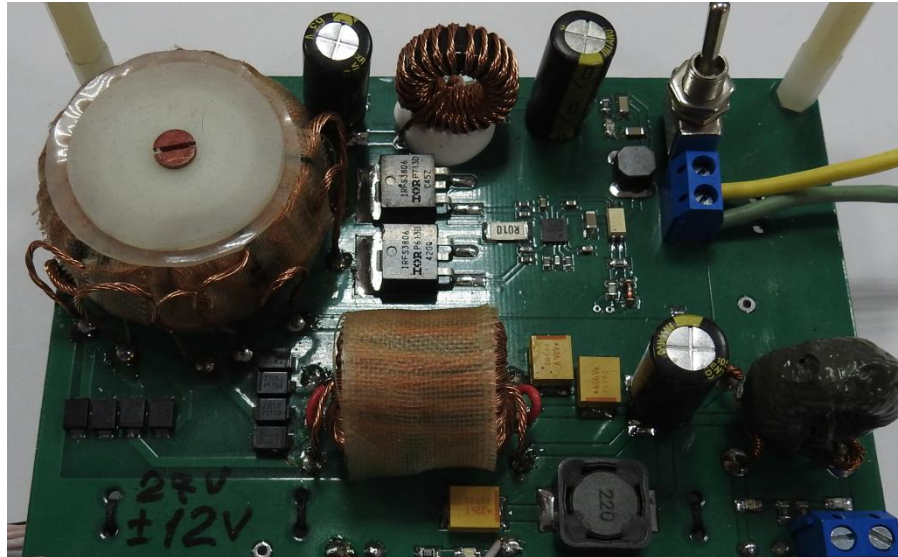
Дослідження макету виявило значну нестабільність роботи мікросхеми UCC2806. Та необхідність спеціальної топології.





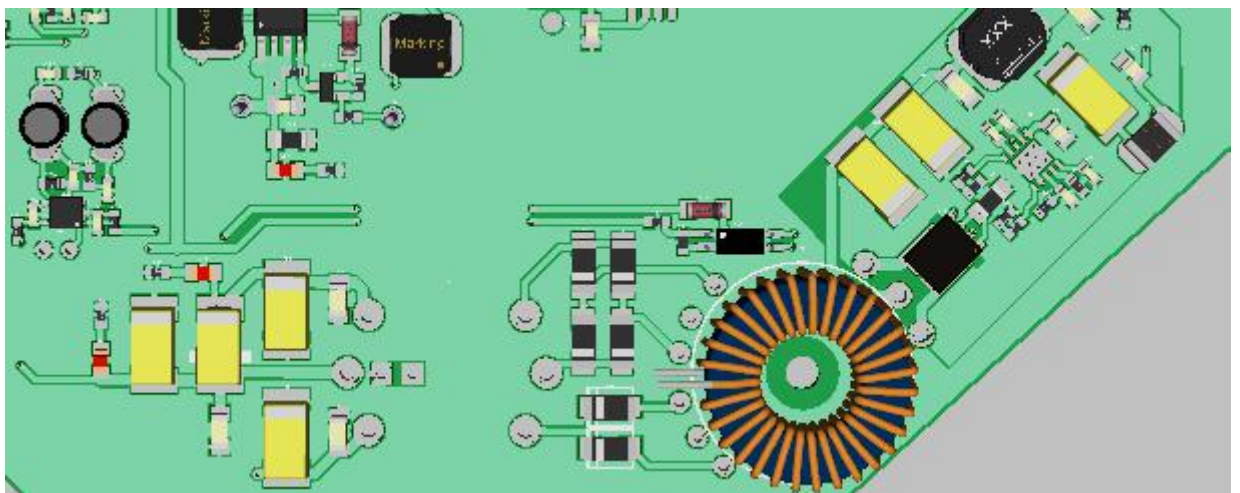


Модулі живлення на мікросхемі LM5033 виявили значно кращі показники. Завдяки високому ККД температура ключів на тривалій вторинній потужності 100 Вт не перевищує 50° С без додаткового радіатора.



Стоки ключів знаходяться на мінімальній відстані від точок пайки виводів трансформатора, які грають роль додаткового відводу тепла.

Схема та конструкція виявилася дуже вдалою та застосовується у багатьох розробках.



Для зниження зовнішніх полів для трансформатора можна використовувати феритові броньові чашки без зазору. Для дроселя можна використовувати феритові броньові чашки з магнітним зазором, але треба робити перерахунок кількості витків.

Для проектування схеми та плати була використана вітчизняна програма Dip Trace (<https://www.diptrace.com/ua/>).

Висновки.

Імпульсні перетворювачі значно спрощують будову джерел живлення .

Вони забезпечують достатню потужність, гальванічний розв'язок первинних та вторинних кіл живлення . Значну гнучкість з варіантів вторинних каналів напруг, струмів. Достатню стабілізацію вторинних кіл.

Значним плюсом імпульсних перетворювачів є мала вага та габарити обмоткових вузлів - трансформатора та дросселя вихідного фільтра.

Використання сучасних програм для розрахунку параметрів перетворювачів та проектування схем та плат значно скорочує час на одержання кінцевого виробу.

Перелік використаної літератури.

1. [Раймонд Мэк. Импульсні джерела живлення. Теоретичні основи проектування та посібник по практичному застосуванню. Додэка XXI. 2008 р. 274 с.]
2. [Dokic B.L., Blanusa B. Power Electronics : Converters and Regulators. Springer Cham Heidelberg New York Dordrecht London, 2015. XVIII, 598 p. - 290 с.]
3. [Switching Power Supply Design. Second Edition. Abraham I. Pressman. The McGraw - Hill Companies. 1998. 669 p.]
4. UCC2806 LOW-POWER, DUAL-OUTPUT,CURRENT-MODE PWM CONTROLLER_SLUS272F -- FEBRUARY 2000 -- REVISED AUGUST 2006 datasheet, www.ti.com
5. LM5033 100-V Push-Pull Voltage Mode PWM Controller datasheet, www.ti.com
6. The Art of Electronics 3rd Edition, Paul Horowitz & Winfield Hill , Cambridge University Press; 3rd edition (April 9, 2015), ISBN-10 : 9780521809269
7. [Транзисторна преобразовательная техника. Мелешин В. И. Техносфера. 2005. 626 с. - с. 273].