

**МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ДЕРЖАВНИЙ ВИЩИЙ НАВЧАЛЬНИЙ ЗАКЛАД
«ДОНЕЦЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ»
КАФЕДРА ЕЛЕКТРОННОЇ ТЕХНІКИ**

**МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ
до виконання курсової роботи
з дисциплін «Енергетична електроніка» та
«Автономні перетворювачі»,
(для студентів денної та заочної форм навчання
усіх спеціальностей)**

ПОКРОВСЬК – 2018

УДК 621.3(072)

М 54

Методичні вказівки до виконання курсової роботи з дисциплін : «Енергетична електроніка» та «Автономні перетворювачі» (для студентів денної та заочної форм навчання усіх спеціальностей) / уклад. В.Ф. Сенько, О.В. Вовна, І.С. Лактіонов. – Покровськ : ДонНТУ, 2018. – 36 с.

Методичні вказівки є практикумом з дисциплін «Енергетична електроніка» та «Автономні перетворювачі», у них викладено необхідні положення під час виконання курсової роботи, порядок виконання та завдання до курсової роботи, зміст пояснювальної записки та перелік додатків.

Укладачі: Сенько В.Ф. – доцент, к.т.н., доцент каф. електронної техніки.

Вовна О.В. – доцент, д.т.н., зав. каф. електронної техніки.

Лактіонов І.С. – к.т.н., доцент каф. електронної техніки.

Рецензент Федоров Є.Є. – доцент, д.т.н., завідувач каф. комп'ютерних наук.

Відповідальний за випуск: Вовна О.В. – завідувача кафедри електронної техніки, д.т.н., доцент.

Затверджено навчально-методичним відділом ДонНТУ,
протокол № 12 від 24.04.2018 р.

Розглянуто на засіданні кафедри електронної техніки,
протокол № 9 від 29.03.2018 р.

ЗМІСТ

ВСТУП.....	4
1 ЗАВДАННЯ НА КУРСОВУ РОБОТУ.....	5
2 СТРУКТУРНА СХЕМА ДЖЕРЕЛА ЖИВЛЕННЯ.....	6
3 ЕСКІЗНИЙ РОЗРАХУНОК ДЖЕРЕЛА ЖИВЛЕННЯ.....	8
4 РОЗРАХУНОК МЕРЕЖЕВОГО ВИПРЯМЛЯЧА.....	10
5 РОЗРАХУНОК ОДНОТАКТНИХ РЕГУЛЬОВАНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ.....	14
5.1 Розрахунок зворотноходового перетворювача.....	14
5.1.1 Розрахунок силової частини зворотноходового перетворювача...	14
5.1.2 Розрахунок дроселя з двома обмотками.....	16
5.2 Розрахунок прямоходового перетворювача.....	18
6 РОЗРАХУНОК ДВОХТАКТНИХ РЕГУЛЬОВАНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ.....	24
7 СИНТЕЗ СХЕМИ КЕРУВАННЯ ІМПУЛЬСНОГО ДЖЕРЕЛА ЖИВЛЕННЯ.....	29
7.1 Схема запуску ШІМ-контролера.....	30
7.2 Розрахунок генератора трьохкутної напруги.....	32
7.3 Розрахунок підсилювача помилки.....	33
7.4 Узгодження ШІМ-контролера з силовими транзисторами.....	34
СПИСОК РЕКОМЕНДОВАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ.....	32
ДОДАТОК А – Призначення контактів мікросхем КР1033ЕУ15 і КР1033ЕУ16.....	36

ВСТУП

Метою виконання курсової роботи є закріплення теоретичного матеріалу та розвиток навиків його практичного використання у галузі розробки та проектування джерел живлення з безтрансформаторним входом.

Згідно з вимогами освітньо-професійної програми студенти після засвоєння навчальної дисципліни мають продемонструвати такі результати навчання:

- грамотно ставити технічну задачу та знаходити оптимальне її вирішення під час розробки схем керування;
- володіти апаратом синтезу та використовувати його для реалізації схемотехнічних рішень;
- використовувати засоби обчислювальної техніки під час проведення схемотехнічного аналізу;
- працювати з технічною літературою, довідниками, технічною документацією.

Перед виконанням кожного завдання необхідно детальне вивчення лекційного матеріалу, рекомендованої літератури та методичних вказівок до цих завдань. Ці методичні вказівки містять матеріали курсової роботи.

Курсова робота оформляються відповідно до вимог ДСТУ 3008-2015. Графіки повинні бути виконані за допомогою графічних пакетів прикладних програм із вказівкою на осях координат, величин, що відкладаються, та одиниць їх вимірювання у системі СІ. Усі рисунки повинні бути пронумеровано та озаглавлено.

Виконання курсової роботи повинно супроводжуватися необхідними поясненнями, а текст – обов'язковими посиланнями на рисунки та перелік використаної літератури.

Обсяг пояснювальної записки від 30 до 35 сторінок надрукованих на принтері шрифтом Times New Roman 14, міжрядковий інтервал – 1,25, поля: 2,0 см зверху і знизу, 2,5 – зліва, 1,5 – справа.

Перетворення, що пов'язано з виводами аналітичних залежностей, повинні виконуватися у загальному вигляді, цифрові значення підставляються у кінцеві формули.

1 ЗАВДАННЯ НА КУРСОВУ РОБОТУ

Розрахувати джерело живлення з безтрансформаторним входом на основі регульованого перетворювача напруги за наступними даними:

- | | |
|---|------------------------------|
| – значення вихідної напруги основного каналу, | $U_{01}, \text{В};$ |
| – номінальний струм основного каналу, | $I_{01}, \text{А};$ |
| – допустима зміна напруги основного каналу, | $\Delta U_{01}, \text{В};$ |
| – значення вихідної напруги додаткового каналу, | $U_{02}, \text{В};$ |
| – номінальний струм додаткового каналу, | $I_{02}, \text{А};$ |
| – допустима зміна напруги додаткового каналу, | $\Delta U_{02}/U_{02}, \%;$ |
| – значення напруги мережі змінного струму, | $U_C, \text{В};$ |
| – межі зміни напруги мережі, | $+a, \%;$
$-b, \%;$ |
| – схема перетворювача | вказана в таблиці варіантів. |

Виконати обґрунтований вибір напівпровідникових елементів і інших компонентів схеми силової частини джерела живлення, розрахувати силовий трансформатор джерела, а також спроектувати схему керування силовими транзисторами. У пояснювальній записці привести повну схему джерела живлення та специфікацію елементної бази.

2 СТРУКТУРНА СХЕМА ДЖЕРЕЛА ЖИВЛЕННЯ

Поліпшення масогабаритних показників джерел живлення електронної апаратури, а також підвищення коефіцієнта корисної дії джерел досягається завдяки використанню джерел живлення з безтрансформаторним входом і подальшим високочастотним перетворенням електричної енергії. Такі джерела не містять традиційного силового трансформатора, який перетворює напругу мережі з частотою 50 Гц, що істотно зменшує габарити і масу джерел живлення.

Напруга мережі змінного струму безпосередньо випрямляється випрямлячем, який зазвичай виконано за мостовою схемою з активно-ємнісний навантаженням. Під час підключення напруги мережі 220 В вихідна напруга випрямляча становить (280 – 300) В постійного струму. Отримане постійна напруга перетворюється високовольтним транзисторним перетворювачем (інвертором) до змінної напруги прямокутної форми з частотою кілька десятків кГц. На таких частотах габарити і маса силових трансформаторів на порядок менше, ніж на частоті 50 Гц, кількість витків в обмотках трансформатора зменшується внаслідок того, що віткова е.р.с. на таких частотах зростає до одиниць вольт, тому втрати в обмотках трансформатора істотно зменшуються і к.к.д. трансформатора зростає до (0,95 ÷ 0,97). Силловий трансформатор забезпечує необхідне число та величину вихідної напруги змінного струму, які випрямляються високочастотними випрямлячами для отримання потрібних параметрів у колах постійного струму. Транзистори у високочастотному перетворювачі (інвертор) працюють у ключовому режимі, тому втрати потужності мінімальні, внаслідок цього джерело живлення в цілому має к.к.д. порядку (85 ÷ 95) %.

Для стабілізації вихідної напруги джерела в схемі можна використовувати імпульсний стабілізатор напруги або регульований (або стабілізуючий) транзисторний перетворювач. Під час використання імпульсного стабілізатора стабілізується напруга одного каналу, регульований перетворювач напруги (РПН) стабілізує напругу за всіма каналами одночасно. Унаслідок асиметрії магнітних характеристик осердя силового трансформатора реально регульований перетворювач може забезпечити нестабільність вихідної напруги порядку (2 ÷ 3) %. Для поліпшення параметрів вихідної напруги після регульованого перетворювача включають компенсаційний стабілізатор напруги (КСН). КСН у цьому випадку працює під час дії незначної зміни вхідної напруги, тому може мати к.к.д. порядку (90 ÷ 95) %, при цьому нестабільність вихідної напруги може

становити десяти-соті частки відсотка.

На основі викладеного структурну схему джерела живлення наведено на рис. 1, де позначено: МВ – мережевий випрямляч; ПН – перетворювач напруги; ВЧВ – високочастотний випрямляч; СК – схема керування; РПН – регульований перетворювач напруги; КСН – компенсаційний стабілізатор напруги.

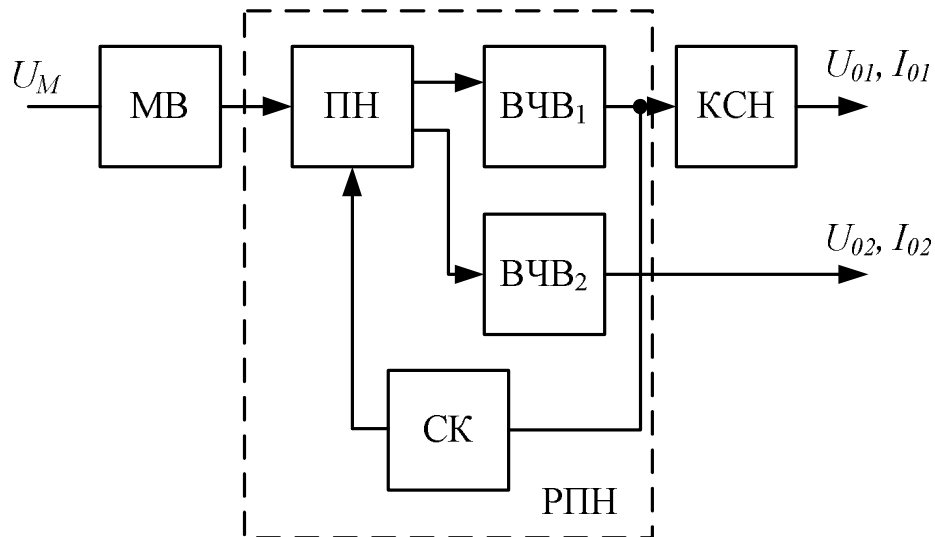


Рисунок 1 – Структурна схема джерела живлення з безтрансформаторним входом

РПН може виконуватися з використанням як однотактних, так і двотактних перетворювачів напруги. Тому схема керування повинна формувати або один канал імпульсів керування, або два, які зсунуто в часі на половину періоду напруги перетворювача. Для двотактних перетворювачів схема керування формує імпульси з подвоєною частотою перетворення, потім за допомогою розподільника імпульси поділяються на два канали зі зниженням частоти в два рази.

3 ЕСКІЗНИЙ РОЗРАХУНОК ДЖЕРЕЛА ЖИВЛЕННЯ

Метою ескізного розрахунку є визначення вхідних і вихідних величин напруг і струмів для кожного блоку структурної схеми, а також вибір елементної бази силової частини джерела. Під час виконання ескізного розрахунку необхідно визначити параметри навантаження мережевого випрямляча, так як вихідна напруга мережевого випрямляча залежить від еквівалентного опору навантаження, яким є перетворювач напруги.

Розрахунок починається з вибору КСН, що задовольняє параметрам основного каналу. Рекомендується використовувати КСН у інтегральному виконанні, при цьому може виникнути необхідність збільшення вихідного струму КСН до заданої величини. У цьому випадку вибирають КСН, що дозволяє підключити додатковий потужний транзистор. Основним параметром КСН, що необхідно для ескізного розрахунку, є падіння напруги на КСН, яке необхідно врахувати під час визначення вихідних параметрів регульованого перетворювача напруги:

$$U_{0\ B1} = U_{01} + \Delta U_{КСН}.$$

Вихідні параметри регульованого перетворювача визначаються на основі того, що високочастотний випрямляч кожного каналу є складовою частиною РПН. Тому єдиним вихідним параметром РПН є сума потужностей всіх каналів за постійним струмом та потужність живлення схеми керування:

$$P_{РПН} = \sum U_{0i} \cdot I_{0i} + U_{СК} \cdot I_{СК}.$$

Втрати потужності в силовій частині РПН обумовлені втратами на діодах ВЧВ, втратами на силових транзисторах ПН і втратами в силовому трансформаторі ПН. Втрати в ВЧВ обумовлені схемою ВЧВ (кількістю діодів) і прямим падінням напруги на діоді. Відповідно до цього вибирається тип діодів для ВЧВ₁ та ВЧВ₂. Втрати в силових транзисторах визначаються типом транзисторів. Вибір транзисторів здійснюється на підставі напруги живлення РПН (вихідної напруги МВ) і схеми перетворювача напруги. Вихідна напруга МВ орієнтовно приймається:

$$U_{МВ} = (0,9 \div 0,95) \cdot U_M \cdot \sqrt{2}.$$

Залежно від схеми РПН допустима напруга для силових транзисторах дорівнює:

— для двотактного перетворювача за схемою зі середньою точкою:

$$U_{KE\ доп} > (2,2 \div 2,4) \cdot U_{MB};$$

— для двотактних перетворювачів за мостовою та напівмостовою схемами:

$$U_{KE\ доп} > (1,1 \div 1,2) \cdot U_{MB};$$

— для однотактного перетворювача:

$$U_{KE\ доп} > (1,4 \div 1,6) \cdot U_{MB}.$$

За інших рівних умов необхідно вибирати транзистори з найменшим значенням $U_{KE\ нас}$. Залежно від співвідношення $U_{KE\ нас}$ та $U_{MB\ втрат}$ на силових транзисторах приймаються $(1 \div 2) \%$ від загальної потужності.

Втрати потужності в трансформаторі TV складають не більше $(3 \div 4) \%$ від загальної потужності. Тому вхідна потужність РПН визначається як сума всіх потужностей втрат і вихідної потужності РСН:

$$P_{BX} = P_{РПН} + P_{ПН} + P_{TV}.$$

Вихідний струм МВ, що забезпечує цю потужність, дорівнює:

$$I_{MB} = \frac{P_{BX}}{U_{MB}},$$

звідки еквівалентний опір навантаження мережевого випрямляча дорівнює:

$$R_{H\ MB} = \frac{U_{MB}}{I_{MB}}.$$

За цим значенням виконується розрахунок мережевого випрямляча.

4 РОЗРАХУНОК МЕРЕЖЕВОГО ВИПРЯМЛЯЧА

Вихідна напруга випрямляча з активно-ємнісний навантаженням залежить від опору навантаження. Пульсації випрямленої напруги з частотою 100 Гц для перетворювача напруги, що працює на частотах порядку десятків кілогерц, необхідно вважати як додаткову зміну напруги живлення перетворювача, і, отже, вони повинні бути враховані під час розрахунку нестабільності вихідної напруги джерела. Вихідними даними для розрахунку мережевого випрямляча є:

- | | |
|------------------------------|-----------------------|
| – напруга мережі, | U_M , В; |
| – частота мережі, | f_M , Гц; |
| – межі зміни напруги мережі, | $+a$, %
$-b$, %; |
| – коефіцієнт пульсації, | K_{Π} , %; |
| – опір навантаження, | R_{HMB} , Ом. |

Схему мережевого випрямляча за мостовою схемою наведено на рис. 2.

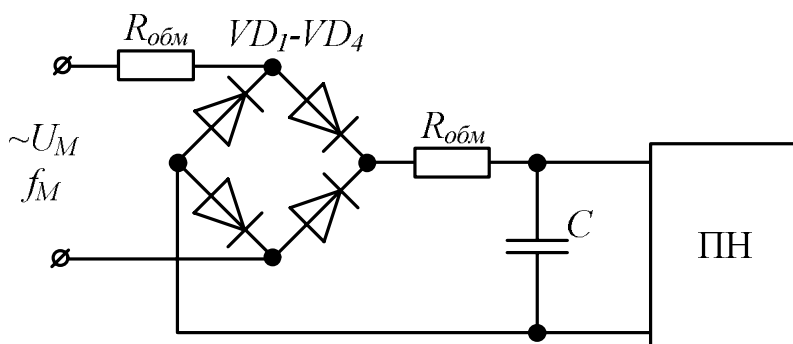


Рисунок 2 – Схема мережевого випрямляча

Оскільки низькочастотний силовий трансформатор у схемі відсутній, то під час включення випрямляча, напруга мережі через діоди надходить до паралельно включених конденсатора C та еквівалентного опору R_{HMB} . Розряджений конденсатор для моменту включення є коротким замиканням, тому вся напруга прикладається до двох діодів моста. Включення може відбуватися за будь-якою фазою напруги мережі, в тому числі і при $\omega t = \pi/2$, коли миттєве значення напруги максимально. У цьому випадку в колі будуть протікати струми порядку сотень ампер, що призведе до виходу з ладу елементів схеми. Для запобігання цьому струм у момент включення необхідно обмежити до допустимої величини. Якщо потужності навантаження порядку десятків ват, то найбільш простим методом обмеження струму є включення до кола

обмежувального резистора $R_{обм}$. Резистор $R_{обм}$ виконує свої функції тільки в момент включення джерела, а в подальшому він виконує пасивну функцію – на ньому втрачається певна потужність. Застосування $R_{обм}$ виправдано, якщо втрати потужності на ньому не перевищують $(2,0 \div 2,5)$ Вт. У цьому випадку амплітуда імпульсу струму в колі під час включення зазвичай становить $(25 \div 50)$ А. Тому для мережевого випрямляча діоди вибираються не за середнім струмом навантаження I_{MB} , а за імпульсним струмом, при цьому за середнім струмом діоди будуть обрані зі запасом. Опір обмежувального резистора визначається для максимально можливої миттєвої напруги мережі:

$$R_{обм} = \frac{U_M \cdot \sqrt{2} \cdot (1 + a)}{I_{имп}}.$$

Правильність вибору $R_{обм}$ перевіряється після визначення діючого значення струму мережі під час розрахунку випрямляча та визначення потужності, що розсіюється на резисторі.

Після вибору $R_{обм}$ розрахунок мережевого випрямляча виконується для номінального значення напруги мережі. Опір, що обмежує заряд конденсатора C , дорівнює:

$$R = R_{обм} + 2 \cdot R_{VD np},$$

$$\text{де } R_{VD np} = \frac{U_{VD np} - 0,6}{I_{VD np}}.$$

Визначається перший розрахунковий параметр випрямляча A :

$$A = \frac{\pi \cdot R}{p \cdot R_{H MB}},$$

та за залежностями $B(A)$, $D(A)$, $F(A)$, $H(A)$ визначають інші розрахункові параметри: B , D , F , H .

Ці параметри можна визначити і за відповідними формулами:

$$B = \frac{1}{\sqrt{2} \cdot \cos \theta};$$

$$D = \frac{\sqrt{\pi [\theta \cdot (1 + 0,5 \cdot \cos 2\theta) - 0,75 \cdot \sin 2\theta]}}{\sin \theta - \theta \cdot \cos \theta};$$

$$F = \frac{\pi \cdot (1 - \cos \theta)}{\sin \theta - \theta \cdot \cos \theta};$$

$$H = \frac{2 \cdot 10^6}{p \cdot \omega \cdot \pi} \cdot \frac{\cos \theta \cdot \sin p\theta - p \cdot \cos p\theta \cdot \sin \theta}{(p^2 - 1) \cdot \cos \theta}.$$

але для цього треба побудувати графічну залежність $A = \operatorname{tg} \theta - \theta$, через яку визначити кут відсічення θ .

Потім визначаються параметри вихідної напруги випрямляча та потужність, що розсіюється на резисторі $R_{обм}$. Вихідна напруга та струм випрямляча дорівнюють:

$$U_{MB} = \frac{U_M}{B}; \quad I_{MB} = \frac{U_{MB}}{R_{HMB}}.$$

Діюче значення струму мережі:

$$I_M = \frac{I_{MB}}{p} \cdot D \cdot \sqrt{2}.$$

Потужність, що розсіюється на резисторі $R_{обм}$:

$$P_{R_{обм}} = I_M^2 \cdot R_{обм}.$$

Якщо ця величина потужності перевищує 2,5 Вт, то необхідно збільшити величину $I_{им}$ та повторити розрахунок спочатку.

Ємність конденсатора C дорівнює:

$$C = \frac{H}{R \cdot K_{ПMB}}, \text{ мкФ.}$$

Робоча напруга конденсатора має бути не менше $U_M \cdot \sqrt{2} \cdot (1 + a)$. Під час дії великих значень I_{im} рекомендується використовувати паралельне включення декількох конденсаторів для зменшення струму через кожен з них.

Межі зміни вихідної напруги МВ дорівнюють:

$$U_{MB \max} = U_{MB} \cdot (1 + a + K_{\Pi MB}) = E_{Ж \max};$$

$$U_{MB \min} = U_{MB} \cdot (1 - b - K_{\Pi MB}) = E_{Ж \min}.$$

Ці значення необхідні для вибору режиму роботи регульованого перетворювача напруги.

Надалі вихідна напруга мережевого випрямляча розглядається як напруга живлення перетворювача $E_{Ж}$, яка змінюється в межах $(E_{Ж \min} \div E_{Ж \max})$.

5 РОЗРАХУНОК ОДНОТАКТНИХ РЕГУЛЬОВАНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ

Однотактний перетворювач напруги (ОПН) за принципом дії фактично є безпосередніми перетворювачем постійної напруги, які мають гальванічну розв'язку джерела живлення з навантаженням.

За способом передачі енергії до навантаження однотактні перетворювачі поділяються на ОПН зі зворотним включенням діода (або зворотноходові) та ОПН з прямим включенням діода (або прямоходові). Стабілізація вихідної напруги ОПН здійснюється завдяки зміні коефіцієнта заповнення імпульсів.

Межі зміни коефіцієнта заповнення визначаються зі співвідношень:

$$E_{Ж\min} \cdot K_{3\max} = E_{Ж} \cdot K_3 = E_{Ж\max} \cdot K_{3\min};$$

$$K_3 = \frac{E_{Ж\min} \cdot K_{3\max}}{E_{Ж}};$$

$$K_{3\min} = \frac{E_{Ж\min} \cdot K_{3\max}}{E_{Ж\max}}.$$

У однотактних перетворювачах зі зворотним включенням діода значення коефіцієнта заповнення не повинно перевищувати 0,5, під час дії більших значень K_3 , вихідна напруга буде зменшуватися, а не збільшуватися. У однотактних перетворювачах з прямим включенням діода $K_{3\max}$ може бути більше 0,5, але тривалість імпульсу t_i повинна бути менше періоду T_{np} на час розмагнічування осердя трансформатора.

Одним з переваг однотактних перетворювачів у порівнянні з БППН є можливість отримання декількох каналів постійної напруги. Для цього кожному каналу відповідає своя вторинна обмотка силового трансформатора.

5.1 Розрахунок зворотноходового перетворювача

5.1.1 Розрахунок силової частини зворотноходового перетворювача

У зворотноходових перетворювачах (див. рис. 3) під час відкритого стану транзистора струм вторинної обмотки дорівнює нулю (діод закритий) і навпаки –

під час закритого стану транзистора енергія, яка накопичено в осерді, віддається до навантаження за колом вторинної обмотки. Тому силовий трансформатор у зворотноходових перетворювачах використовується як дросель з двома обмотками: під час відкритого стану транзистора з індуктивністю L_1 , під час закритого стану – L_2 . Під час закритого транзистора, коло вторинної обмотки трансформатора аналогічно БППН знижуючого типу з дроселем, індуктивність якого дорівнює L_2 . Напруга на навантаженні для кожного каналу визначається також, як і для БППН знижуючого типу:

$$U_H = |U_{L2-}| - U_{VD np} = L_2 \cdot \frac{\Delta I_2}{T - t_i} - U_{VD np}.$$

Під час відкритого стану транзистора коло первинної обмотки трансформатора аналогічно БППН підвищуючого типу з дроселем, індуктивність якого дорівнює L_1 . Напруга на первинній обмотці дорівнює:

$$U_{L1+} \approx E_{Ж} = L_1 \cdot \frac{\Delta I_1}{t_i}.$$

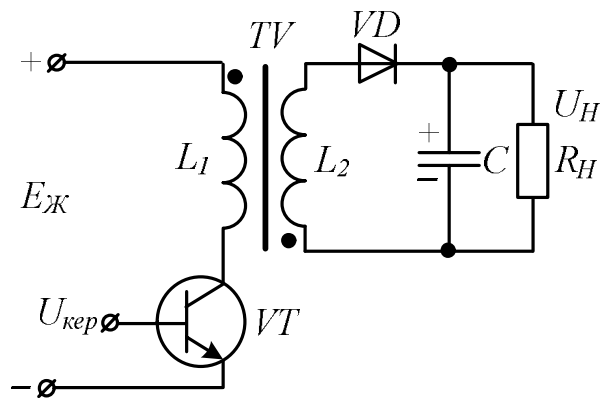


Рисунок 3 – Схема зворотноходового перетворювача

З рівності сил намагнічування в осерді трансформатора, отримаємо:

$$I_1 \cdot w_1 = I_2 \cdot w_2;$$

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{w_1}{w_2} = n_{21}; \quad \frac{\Delta I_2}{\Delta I_1} = n_{21}; \quad \frac{L_1}{L_2} = n_{21}^2.$$

Якщо знехтувати величинами $U_{VD\ np}$ та $U_{KE\ нас}$, то з вище наведених формул отримаємо:

$$U_H = E_{\text{ж}} \cdot \frac{t_i}{n_{21} \cdot (T - t_i)} = E_{\text{ж}} \cdot \frac{K_3}{n_{21} \cdot (1 - K_3)}.$$

Параметри дроселя з двома обмотками (силового трансформатора) визначаються через індуктивності обмоток L_1 та L_2 . Для визначення L_2 задаються величиною ΔI_2 у межах $(0,5 \div 1,5) I_0$.

Коефіцієнт заповнення для всіх вторинних обмоток однаковий та визначається режимом роботи первинної обмотки. Межі зміни коефіцієнта заповнення, які визначають стабільність вихідної напруги, використовують за основним, зазвичай найпотужнішим каналом. Вихідна напруга кожного каналу забезпечується завдяки взаємному коефіцієнту трансформації між вторинними обмотками:

$$n_{22} = \frac{w_{21}}{w_{22}} = \frac{U_{0\ 21}}{U_{0\ 22}}; \quad \frac{L_{21}}{L_{22}} = n_{22}^2.$$

Зміну струму додаткової вторинної обмотки ΔI_{22} знаходиться через індуктивність цієї обмотки L_{22} .

Межі зміни струму первинної обмотки визначаються за змінами струмів усіх вторинних обмоток також, як і для двохтактних перетворювачів. Транзистор вибирається за середнім значенням струму за період вихідної напруги і допустимій напрузі $U_{KE\ доп}$, яке за впливом вторинної обмотки визначається за формулою:

$$U_{KE\ доп} \geq E_{\text{ж}} + \frac{U_{02}}{n_{21}}.$$

5.1.2 Розрахунок дроселя з двома обмотками

Типорозмір осердя дроселя залежить від максимальної енергії, яку запасено в дроселі. Енергія, що запасена в осерді зворотногоходового перетворювача, дорівнює:

$$W_e \geq \frac{L_1 \cdot I_{1\max}^2}{2}.$$

Визначається добуток $S_{CT} \cdot S_B$ для вибору типорозміру осердя:

$$S_{CT} \cdot S_B = \frac{2 \cdot W_e}{K_\phi \cdot K_M \cdot B_m \cdot j}, \text{ см}^4,$$

де K_ϕ – коефіцієнт форми струму; K_M – коефіцієнт заповнення вікна осердя міддю; B_m – максимальна індукція осердя; j – щільність струму в обмотках дроселя (А/см²).

Під час використання параметрів обраного осердя: μ , S_{CT} та $l_{cp\phi}$, визначається число витків обмоток:

$$w_2 = \sqrt{\frac{L_2 \cdot l_{cp\phi} \cdot 10^2}{\mu \cdot \mu_0 \cdot S_{CT}}}; \quad w_1 = \sqrt{\frac{L_1 \cdot l_{cp\phi} \cdot 10^2}{\mu \cdot \mu_0 \cdot S_{CT}}},$$

де $l_{cp\phi}$, см; S_{CT} , см².

Для кожної обмотки розраховується перетин мідного дроту (див. п. 5.2):

$$S_{np\ i} = \frac{I_i}{j},$$

вибирається діаметр дроту з таблиці стандартних дротів, за даними осердя визначається середня довжина витка обмотки, розраховується опір кожної обмотки:

$$r_i = l_{cp\phi} \cdot w_i \cdot \rho, \text{ Ом},$$

та визначаються втрати в міді:

$$P_{втр} = \sum I_i^2 \cdot r_i.$$

Для запобігання насиченню осердя необхідно визначити максимальне значення індукції як суму постійної складової та амплітуди змінної складової індукції:

$$B_0 = \frac{\mu \cdot \mu_0 \cdot I_1 \cdot w_1 \cdot 10^2}{l_{cp \text{ в}}}, \text{ Тл};$$

$$B_{\sim} = \frac{\mu \cdot \mu_0 \cdot \Delta I_1 \cdot w_1 \cdot 10^2}{l_{cp \text{ в}}}, \text{ Тл};$$

$$B_{\max} = B_0 + B_{\sim}, \text{ Тл}.$$

Для будь-якого дроселя (L_1 або L_2) має виконуватися перевірна умова:

$$\frac{L \cdot I_{\max}}{w \cdot S_{CT}} < B_{\max}.$$

Рекомендується значення $B_{\max}$ вибирати зі співвідношення:

$$B_{\max} = (0,7 \div 0,9) \cdot B_m.$$

Якщо ці умови не виконуються, необхідно вибрати осердя більшого типорозміру.

5.2 Розрахунок прямоходового перетворювача

У прямоходовому перетворювачі (див. рис. 4) передача енергії до навантаження відбувається під час відкритого стану ключового транзистора. На інтервалі $(0 \div t_i)$ струм проходить через діод VD_1 , а під час закритого стану транзистора на інтервалі $(t_i \div T)$, струм дроселя L_ϕ замикається через діод VD_2 . Процеси у вторинній обмотці трансформатора аналогічні процесам в БППН знижуючого типу, тому прямоходовий перетворювач зазвичай називають трансформаторним аналогом БППН знижуючого типу.

Особливістю роботи прямоходового перетворювача є кінцеве значення індуктивності намагнічування трансформатора $L_{11} = L_\mu$. У інтервалі імпульсу через індуктивність L_μ протікає струм від джерела живлення. Після закриття транзистора сила намагнічування в L_μ не змінює своєї величини та напрямку. Оскільки діод VD_1 закритий на інтервалі паузи, то струм розмагнічування не може замикатися ні за колом первинної, ні за колом вторинної обмоток трансформатора. Тому в прямоходовому перетворювачі необхідно забезпечити

передачу енергії індуктивності L_μ до інших елементів перетворювача. Найбільш просте коло для скидання енергії є коло, що складається з додаткових витків первинної обмотки трансформатора w_{12} та діода VD_3 . Струм у цьому колі протікає на інтервалі $(t_i \div T)$. Оскільки рівність нулю середньої за період напруги на будь-якій обмотці трансформатора є обов'язковим, то напруга на первинній обмотці змінює свій знак, що призводить до збільшення напруги, що прикладена до закритого транзистора.

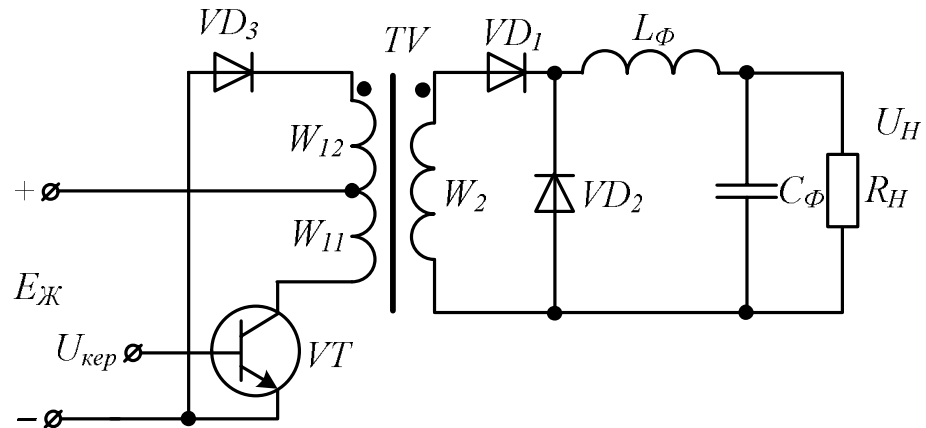


Рисунок 4 – Схема прямоходового перетворювача

На інтервалі $(0 \div t_i)$ трансформатор працює в звичайному режимі та напруга на вторинній обмотці дорівнює:

$$U_{2m} = \frac{E_{\text{ж}} - U_{\text{KE нас}}}{\eta_{\text{ТР}}} \approx \frac{E_{\text{ж}}}{\eta_{\text{ТР}}}.$$

За аналогією з БППН знижуючого типу напруга на навантаженні дорівнює:

$$U_H = U_{2m} \cdot K_3 = \frac{E_{\text{ж}}}{\eta_{\text{ТР}}} \cdot K_3,$$

звідки:

$$\eta_{\text{ТР}} = \frac{E_{\text{ж}}}{U_H} \cdot K_3 = \frac{w_{11}}{w_2}.$$

Індуктивність дроселя L_ϕ та ємність конденсатора C_ϕ у вторинній обмотці трансформатора визначається також, як і в БППН знижуючого типу.

Час скидання енергії t_6 , що накопичена в L_μ , визначається з рівності нулю

середньої за період напруги на будь-якій обмотці трансформатора. Для обмотки w_{11} маємо:

$$E_{\text{ж}} \cdot K_3 - E_{\text{ж}} \cdot \frac{w_{11}}{w_{12}} \cdot \frac{t_e}{T} = 0.$$

Розрахунок виконується для мінімального значення напруги живлення $E_{\text{жmin}}$, у цьому випадку

$$t_{e\text{max}} \leq t_n = (1 - K_{3\text{max}}) \cdot T,$$

напрузі $E_{\text{жmin}}$ відповідає максимальне значення K_3 , тоді отримаємо:

$$n_{11} = \frac{w_{12}}{w_{11}} = \frac{t_e}{K_3 \cdot T}.$$

Максимально можливе значення коефіцієнта заповнення залежить від n_{11} :

$$K_{3\text{max}} = \frac{1}{1 + n_{11}}.$$

Діюче значення напруги на вторинній обмотці трансформатора дорівнює:

$$U_2 = (U_H + U_{\text{VD np}}) \cdot \sqrt{2 \cdot (1 + n_{11})},$$

діюче значення струму вторинної обмотки:

$$I_2 = I_H \cdot \sqrt{K_3} = I_H \cdot \sqrt{\frac{1}{1 + n_{11}}}.$$

Розрахункова потужність вторинної обмотки:

$$P_2 = U_2 \cdot I_2 = (U_H + U_{\text{VD np}}) \cdot I_H \cdot \sqrt{2} = P_H \cdot \sqrt{2}.$$

Аналогічно визначаються параметри U_2 , I_2 та P_2 для додаткових вторинних обмоток силового трансформатора.

Зворотні напруги на кожному елементі схеми визначаються за впливом додаткових витків первинної обмотки трансформатора. Допустимі напруги на транзисторі та діод VD_1 зростають під час зменшення витків w_{12} :

$$U_{KE\ доп} = E_{Ж} \cdot \left(1 + \frac{w_{11}}{w_{12}} \right);$$

$$U_{VD1\ зep} = E_{Ж} \cdot \frac{w_2}{w_{12}}.$$

Зворотна напруга діода VD_2 не залежить від числа витків w_{12} , а діода VD_3 – зменшується під час зменшення w_{12} :

$$U_{VD2\ зep} = \frac{E_{Ж}}{\eta_{TP}};$$

$$U_{VD3\ зep} = E_{Ж} \cdot \left(1 + \frac{w_{12}}{w_{11}} \right).$$

За цими параметрами вибираються силовий транзистор і діоди.

Розрахунок силового трансформатора

Вихідними даними для розрахунку трансформатора є:

- напруга на первинній обмотці, U_1 , В;
- вихідні напруги вторинних обмоток, U_{21m}, U_{22m} , В;
- струми навантажень вторинних обмоток, I_{01}, I_{02} , А;
- частота, f_{np} , кГц;
- матеріал, тип і форма осердя;
- максимальна індукція, B_m , Тл.

Порядок розрахунку.

Розраховується вихідна потужність трансформатора:

$$P_{вих} = \sum (U_{oi} + U_{VD\ np}) \cdot I_{oi},$$

де $U_{VD\ np}$ – пряме падіння напруги на діодах випрямляча.

Визначається потужність трансформатора P_{TP} як сума потужностей первинної та вторинної обмоток, прийнявши к.к.д. трансформатора

$$\eta_{TP} = (0,97 \div 0,98).$$

$$P_{TP} = P_1 + P_{BHX} = P_{BHX} \cdot \left(\frac{1}{\eta_{TP}} + 1 \right), \text{ ВА};$$

Визначається добуток $S_{CT} \cdot S_B$ для вибору типорозміру осердя:

$$S_{CT} \cdot S_B = \frac{P_{TP} \cdot 10^4}{4 \cdot K_\phi \cdot B_m \cdot f \cdot K_M \cdot j}, \text{ см}^4,$$

де K_ϕ – коефіцієнт форми напруги (для прямокутної форми напруги $K_\phi = 1$); K_M – коефіцієнт заповнення вікна міддю, для Ш-подібного осердя приймається не більш 0,5, для тороїдального – не більш 0,15; j – щільність струму в обмотках, А/см².

За результатами вибору осердя стають відомі:

$$S_{CT}, \text{ см}^2; \quad S_B, \text{ см}^2;$$

$$l_{cp}, \text{ см} – \text{середня довжина одного витка.}$$

Визначається число витків первинної обмотки:

$$w_1 = \frac{U_1 \cdot 10^4}{4 \cdot K_\phi \cdot B_m \cdot f \cdot S_{CT}}.$$

Визначається струм первинної обмотки I_1 :

$$I_1 = \frac{P_{BHX}}{U_1 \cdot \eta_{TP}}.$$

Визначається перетин міді дроту первинної обмотки:

$$S_{np1} = \frac{I_1}{j},$$

і вибирається діаметр дроту з таблиці стандартних дротів.

Визначається опір первинної обмотки:

$$r_1 = l_{\text{ср } \phi} \cdot w_1 \cdot \rho, \text{ Ом.}$$

Аналогічно визначаються число витків вторинних обмоток, перетин міді дроту, вибирається діаметр дроту та визначається активний опір кожної вторинної обмотки:

$$\begin{aligned} w_{21} &= \frac{w_1 \cdot U_{21m}}{U_1}; & w_{22} &= \frac{w_1 \cdot U_{22m}}{U_1}; \\ S_{np21} &= \frac{I_{21}}{j}; & S_{np22} &= \frac{I_{22}}{j}; \\ r_{21} &= l_{\text{ср } \phi} \cdot w_{21} \cdot \rho; & r_{22} &= l_{\text{ср } \phi} \cdot w_{22} \cdot \rho. \end{aligned}$$

За отриманими опорам обмоток визначають втрати потужності в міді обмоток:

$$P_{\text{сmp}} = I_1^2 \cdot r_1 + I_{21}^2 \cdot r_{21} + I_{22}^2 \cdot r_{22},$$

величина втрат не повинна перевищувати значення:

$$P_{\text{ВІХ}} \cdot (1 - \eta_{\text{TP}}).$$

6 РОЗРАХУНОК ДВОХТАКТНИХ РЕГУЛЬОВАНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ

Двохтактні перетворювачі постійної напруги (транзисторні інвертори) спочатку перетворюють постійний струм у змінний прямокутної форми, а необхідні параметри вихідних каналів постійної напруги забезпечуються силовим трансформатором і високочастотними випрямлячами. Регулювання вихідної напруги перетворювачів здійснюється завдяки зміні тривалості відкритого стану транзистора протягом напівперіоду вихідної напруги, яке характеризується коефіцієнтом заповнення K_3 :

$$K_3 = \frac{t_i}{T},$$

де t_i – тривалість відкритого стану одного транзистора; T – період змінної напруги перетворювача.

Принцип регулювання (або стабілізації) вихідної напруги такий самий, як і в імпульсних стабілізаторів напруги. Під час збільшення вхідної напруги перетворювача коефіцієнт заповнення імпульсів повинен зменшуватися та навпаки. Максимальна тривалість відкритого стану транзистора в двотактних перетворювачах дорівнює половині періоду T , тому в регульованих перетворювачах максимальне значення коефіцієнта заповнення не повинно перевищувати 0,5. Під час дії мінімальної вхідної напруги коефіцієнт заповнення повинен бути трохи менше 0,5:

$$K_{3\max} = (0,45 \div 0,48).$$

Межі зміни коефіцієнта заповнення визначаються зі співвідношень:

$$E_{\mathcal{J}\min} \cdot K_{3\max} = E_{\mathcal{J}} \cdot K_3 = E_{\mathcal{J}\max} \cdot K_{3\min};$$

$$K_3 = \frac{E_{\mathcal{J}\min} \cdot K_{3\max}}{E_{\mathcal{J}}};$$

$$K_{3\min} = \frac{E_{\mathcal{J}\min} \cdot K_{3\max}}{E_{\mathcal{J}\max}}.$$

Подальший розрахунок перетворювача ведеться для номінального коефіцієнта заповнення. Розрахунок розбивається на три етапи: розрахунок високочастотних випрямлячів, під час якого визначаються параметри вторинних і первинної обмоток трансформатора, вибір транзисторів і визначення режиму їх роботи, конструктивний розрахунок силового трансформатора. Вихідними даними до розрахунку є:

- номінальна напруга живлення, $E_{ж}, В;$
- середнє значення вихідної напруги першого каналу, $U_{H1}, В;$
- струм у навантаженні першого каналу, $I_{H1}, А;$
- коефіцієнт пульсації вихідної напруги першого каналу, $K_{П1}, \%;$
- середнє значення вихідної напруги другого каналу, $U_{H2}, В;$
- струм у навантаженні другого каналу, $I_{H2}, А;$
- коефіцієнт пульсації вихідної напруги другого каналу, $K_{П2}, \%;$
- частота перетворення, $f_{ПР}, кГц;$
- номінальний коефіцієнт заповнення, $K_3.$

У двохтактних перетворювачах постійної напруги випрямлячі виконуються за двохнапівперіодними схемами (зі середньою точкою, якщо середнє значення вихідної напруги менш (10 – 15) В, або за мостовою схемою, якщо середнє значення вихідної напруги більш 15 В). Незалежно від схеми двохтактного перетворювача (зі середньою точкою, мостовою або напівмостовою) коло вторинної обмотки силового трансформатора спільно з випрямлячем можна розглядати як безпосередній перетворювач постійної напруги знижуючого типу (див. рис. 3). Роль джерела живлення та ключового транзистора виконує вторинна обмотка трансформатора, напруга на якій має форму прямокутних імпульсів з коефіцієнтом заповнення K_3 та визначається режимом роботи транзистора й коефіцієнтом трансформації трансформатора. Нехтуючи втратами напруги на транзисторі ($U_{KE\text{ нас}} = 0$), амплітудне значення напруги на вторинній обмотці трансформатора дорівнює:

$$U_{2m} = \frac{E_{ж}}{n},$$

де n – коефіцієнт трансформації трансформатора.

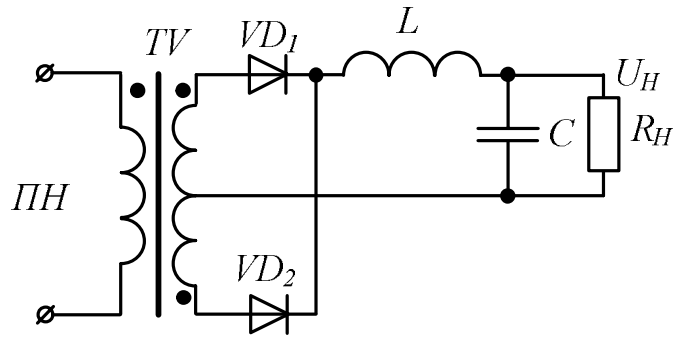


Рисунок 5 – Коло вторинної обмотки силового трансформатора двотактного перетворювача

Напруга на навантаженні кожного випрямляча U_{0i} пов'язана з U_{2mi} через коефіцієнт заповнення імпульсів після діодної групи. У двохнапівперіодних випрямлячах частота імпульсів після діодної групи подвоюється, тому значення коефіцієнта заповнення збільшується в два рази:

$$U_{2mi} = \frac{U_{0i} + k \cdot U_{VD np}}{2 \cdot K_3}.$$

Зворотна напруга діодів повинна бути не менше $U_{2m} \cdot (1 + a)$ для мостової схеми випрямляча, та $2 \cdot U_{2m} \cdot (1 + a)$ для схеми зі середньою точкою, а допустиме значення струму діодів VD_1 та VD_2 має бути не менше $0,5 I_0$.

Індуктивність дроселя L та ємність конденсатора C визначають величину пульсацій напруги на навантаженні, що змінюються з подвоєною частотою перетворення. Визначення номіналів L та C виконується виходячи з частоти перетворення f_{np} та номінальної тривалості імпульсу керування:

$$t_i = \frac{K_3}{f_{np}} = K_3 \cdot T_{np}.$$

Якщо задатися зміною струму дроселя ΔI_L у межах $\Delta I_L < 2 \cdot I_0$, можна визначити індуктивність дроселя L :

$$L = \frac{U_{L+} \cdot t_i}{\Delta I_L},$$

де $U_{L+} = U_{2m} - U_{VD np} - U_0$.

Коефіцієнт пульсацій вихідної напруги регульованого перетворювача приймають у межах $(0,5 \div 1) \%$ та ємність конденсатора C визначається за формулою:

$$C = \frac{\Delta I_0}{2 \cdot \omega \cdot K_{II} \cdot U_0}.$$

Аналогічно виконується розрахунок випрямляча другого каналу, що забезпечує параметри U_{02}, I_{02} .

Струм кожної вторинної обмотки змінюється за лінійним законом від $I_{2\min}$ до $I_{2\max}$:

$$\begin{aligned} I_{21\min} &= I_{01} - \frac{\Delta I_{01}}{2}; & I_{21\max} &= I_{01} + \frac{\Delta I_{01}}{2}; \\ I_{22\min} &= I_{02} - \frac{\Delta I_{02}}{2}; & I_{22\max} &= I_{02} + \frac{\Delta I_{02}}{2}. \end{aligned}$$

Відповідно, струм первинної обмотки трансформатора змінюється в межах від $I_{1\min}$ до $I_{1\max}$:

$$\begin{aligned} I_{1\min} &= \frac{I_{21\min}}{n_{21}} + \frac{I_{22\min}}{n_{22}}; \\ I_{1\max} &= \frac{I_{21\max}}{n_{21}} + \frac{I_{22\max}}{n_{22}}. \end{aligned}$$

де n_{21}, n_{22} – коефіцієнти трансформації для кожної вторинної обмотки:

$$n_{21} = \frac{E_{Ж}}{U_{21m}}; \quad n_{22} = \frac{E_{Ж}}{U_{22m}}.$$

Середнє значення струму первинної обмотки трансформатора за половину періоду, яке є середнім значенням колекторного струму кожного транзистора, визначається з урахуванням коефіцієнта заповнення:

$$I_{1cp} = I_{Kcp} = \frac{I_{1max} + I_{1min}}{2} \cdot K_3.$$

Вибір силових транзисторів двохтактних перетворювачів виконується за такими параметрами: допустимою напругою U_{KEdon} , середнього значення колекторного струму за період I_{Kcp} та граничній частоті f_{zp} .

Розрахунок силового трансформатора ведеться по методиці п. 5.2.

7 СИНТЕЗ СХЕМИ КЕРУВАННЯ ІМПУЛЬСНОГО ДЖЕРЕЛА ЖИВЛЕННЯ

Схема керування (СК) призначена для формування імпульсів керування силових транзисторів перетворювача, коефіцієнт заповнення яких змінюється в заданих межах для забезпечення необхідної стабільності вихідної напруги джерела. Структурну схему СК наведено на рис. 6, де позначено: ДОН – джерело опорного напруги; Дільн – резистивний дільник напруги, що погоджує величину вихідної напруги джерела з опорною; ППом – підсилювач помилки (сигналу неузгодженості); Г – генератор трикутного напруги, що визначає частоту комутації силових транзисторів джерела; Ком – компаратор, що формує необхідний коефіцієнт заповнення імпульсів; Др – драйвер, що забезпечує включення та виключення силових транзисторів.

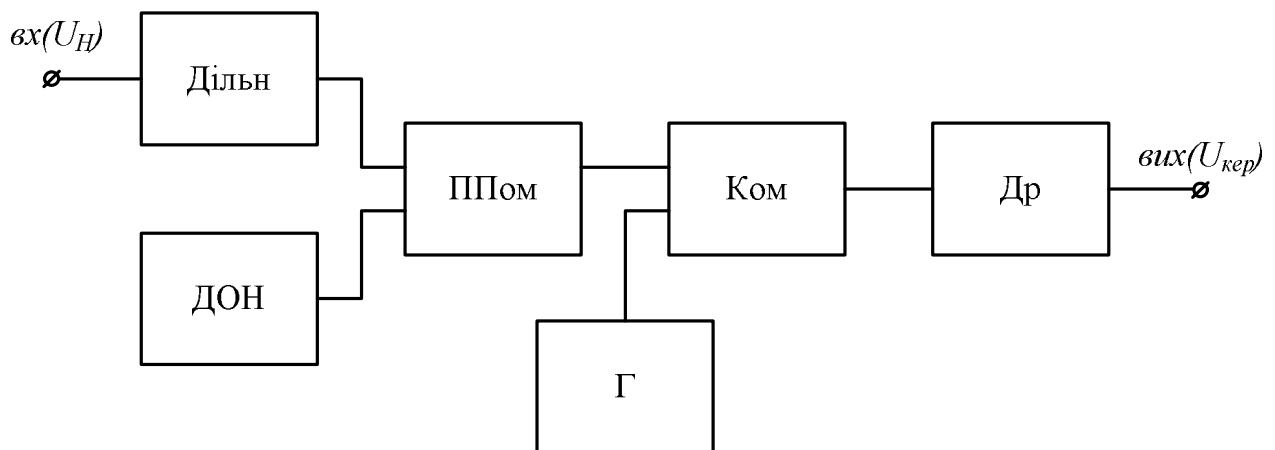


Рисунок 6 – Структурна схема системи керування
імпульсного джерела живлення

СК повинна почати роботу до появи напруги на виході перетворювача, тому для запуску перетворювача необхідно забезпечити незалежне від перетворювача живлення СК, з переходом на стаціонарне живлення від вихідної напруги перетворювача після його запуску.

Основні блоки СК мають стандартні схемні рішення, що дозволяє використовувати інтегральне виконання СК у вигляді ШІМ-контролерів.

Для коректної роботи СК повинна:

- забезпечити запуск і живлення мікросхеми;
- забезпечити необхідну частоту коливань генератора;
- визначити необхідне значення коефіцієнта підсилення підсилювача

помилки;

- розрахувати елементи зворотного зв'язку підсилювача помилки;
- забезпечити коректну роботу вихідного драйвера.

Забезпечення необхідних енергетичних і часових параметрів виконується за допомогою навісних елементів.

Інтегральні біполярні мікросхеми типу КР1033ЕУ15, КР1033ЕУ16, а також їх аналоги UC1842, UC2842, UC3842, призначені для використання в імпульсних джерелах живлення з регулюванням за струмом. Вони вимагають мінімальне число зовнішніх елементів і забезпечують виконання всіх основних функцій СК. ІМС містить термостабілізоване джерело опорного напруги, широкосмуговий підсилювач помилки, ШІМ-компаратор, генератор, вихідний драйвер полумостового типу та схему контролю нижнього рівня напруги з гістерезисом. Призначення контактів мікросхем наведено в додатку А.

Величина максимально можливого коефіцієнта заповнення ШІМ становить близько 100 % для КР1033ЕУ15 та 50% для КР1033ЕУ16.

Для двохтактних перетворювачів СК повинна забезпечити два канали імпульсів керування з відповідним інтервалом зміни коефіцієнта заповнення. Для застосування ШІМ-контролера в цьому випадку вихідний драйвер доповнюється розподільником імпульсів, а генератор трикутного напруги ШІМ-контролера розраховується на подвоєну частоту перетворювача напруги. Для забезпечення необхідного максимального коефіцієнта заповнення в СК двохтактних перетворювачів використовується мікросхема КР1033ЕУ15.

Для однотактних перетворювачів вихід мікросхеми підключається безпосередньо до входу силового транзистора, і частота трикутного напруги дорівнює частоті перетворення. Для ОПН з прямим включенням діода використовується мікросхема КР1033ЕУ15, для ОПН зі зворотним включенням діода – КР1033ЕУ16.

7.1 Схема запуску ШІМ-контролера

Мікросхема розрахована на роботу в діапазоні напруги живлення від порогу виключення до 30 В. Напруга живлення обмежується внутрішнім стабілітроном на рівні 34 В. Для запуску схеми потрібно початкове перевищення напруги над порогом включення $U_{з\text{ап.}}$. Поки напруга не досягне порога включення, мікросхема споживає струм менше 500 мкА. Це дає можливість забезпечити живлення мікросхеми від випрямленої напруги через високоомний

резистор, що дозволяє організувати первинний запуск. Схему запуску наведено на рис. 7.

Номінал резистора R вибирається з умови забезпечення мінімального струму запуску мікросхеми $I_{3АП\min}$:

$$R \leq \frac{U_{MB} - U_{3АП}}{I_{3АП\min}}.$$

Коли напруга на конденсаторі C перевищує поріг включення, то з'являється опорна напруга, починають працювати всі інші вузли мікросхеми. Вихідний драйвер активізується та живлення СК здійснюється від вихідного кола перетворювача. Струм споживання мікросхеми зростає до 11 мА.

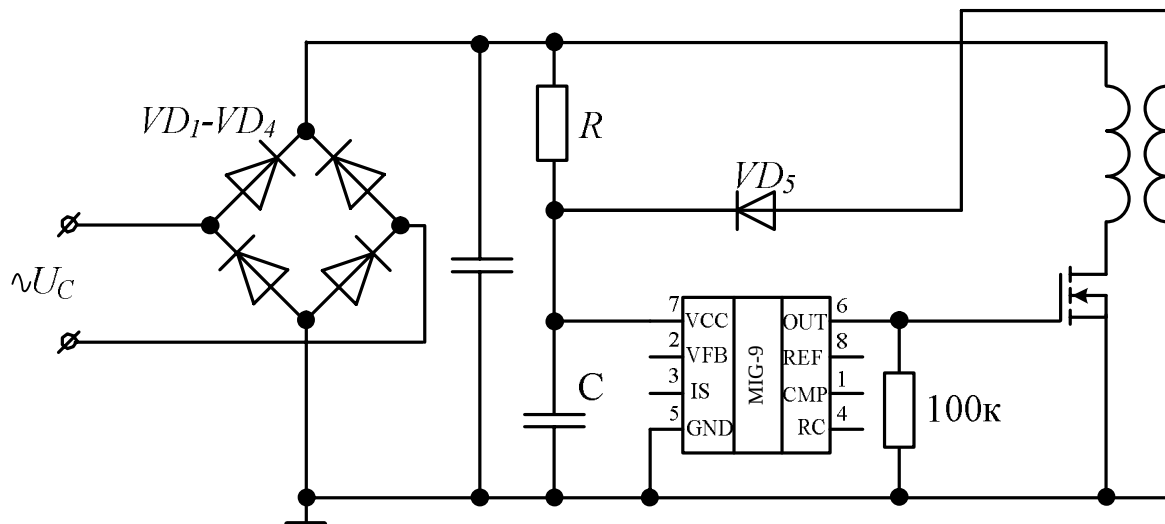


Рисунок 7 – Схема запуску мікросхеми ШІМ-контролера

У початковий момент контролер живиться від енергії, яку запасено в конденсаторі C . Цієї енергії повинно вистачити на час перехідного процесу встановлення вихідної напруги перетворювача. Ємність конденсатора залежить від максимального струму, який споживається мікросхемою, часу запуску перетворювача та напруги гістерезису мікросхеми (різниця порога включення та виключення):

$$C = \frac{I_{\max} \cdot t_{3АП}}{U_{гист}}.$$

де $t_{3АП} \geq (3 \div 5) \cdot T_{np}$.

Після встановлення вихідної напруги на додатковому каналі перетворювача живлення СК здійснюється від додаткової обмотки перетворювача через діод VD, що відкрився.

7.2 Розрахунок генератора трикутної напруги

До складу мікросхеми ШІМ-контролера входить схема генератора напруги, що лінійно-змінюється. Форма напруги та його часові параметри встановлюються навісними елементами – резистором, що задає час, та конденсатором (див. рис. 8). Конденсатор, що задає час, заряджається від опорної напруги мікросхеми та розряджається внутрішнім джерелом струму.

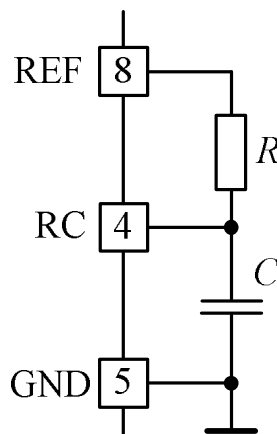


Рисунок 8 – Коло завдання часу

Час заряду та розряду відповідно дорівнюють:

$$T_z = 0,55 \cdot R_f \cdot C_f;$$

$$T_p = R_f \cdot C_f \cdot \ln \frac{0,0063 \cdot R_f - 2,7}{0,0063 \cdot R_f - 4}.$$

Частота вихідної напруги дорівнює:

$$f = \frac{1}{T_z + T_p} = \frac{1}{T}.$$

Для отримання трикутної форми вихідної напруги генератора опір резистора R_f має становити кілька сотень Ом.

7.3 Розрахунок підсилювача помилки

Вихідна напруга генератора має трикутну форму, тобто величини T_3 та T_P приблизно однакові. У цьому випадку тривалість вихідного імпульсу ШІМ-контролера дорівнює:

$$t_i = T \cdot \left(1 - \frac{U_{ном}}{U_m} \right),$$

де $U_{ном}$ – вихідна напруга підсилювача помилки; U_m – амплітуда трикутної напруги ($U_m = 1,7$ В).

Для отримання необхідного діапазону зміни тривалості імпульсів керування ($t_{i \min} \div t_{i \max}$) вихідна напруга підсилювача помилки повинна змінюватися в межах:

$$U_{ном \min} = U_m \cdot \left(1 - \frac{t_{i \max}}{T} \right);$$

$$U_{ном \max} = U_m \cdot \left(1 - \frac{t_{i \min}}{T} \right).$$

Коефіцієнт підсилення підсилювача помилки визначається з умови:

$$K_{ном} = \frac{\Delta U_{ВІХ \ ном}}{\Delta U_{ВХ \ ном}} = \frac{U_{ном \max} - U_{ном \min}}{\Delta U_{01} \cdot K_{\delta}};$$

$$K_{\delta} = \frac{U_{ОП \ ном}}{U_{01}},$$

де $U_{ОП \ ном}$ – опорна напруга підсилювача помилки, яка дорівнює 2,5 В.

Значення коефіцієнта підсилення встановлюється колом зворотного зв'язку, що складається з вимірювального дільника та резистора, що з'єднує вихід підсилювача помилки з інвертуючим входом. Елементи вимірювального дільника розраховуються так само, як і для схем стабілізаторів напруги: струм дільника приймається $(1 \div 2)$ мА, вхідна напруга дільника дорівнює U_{01} ,

вихідна – $U_{OP_{ном}}$. Опір резистора зворотного зв'язку визначається як для неінвертуючого підсилювача:

$$K_{ном} = 1 + \frac{R_{зз}}{R_{дільн}}$$

7.4 Узгодження ШІМ-контролера з силовими транзисторами

У однотактних перетворювачах вихідна напруга драйвера ШІМ-контролера керує силовим транзистором за допомогою обмежувального резистора, який встановлює необхідний струм (або напруга для польових транзисторів).

Для використання мікросхеми КР1033ЕУ15 в двохтактних перетворювачах необхідно забезпечити частоту генератора в два рази вище частоти роботи перетворювача, а вихідну напругу мікросхеми подати на розподільник імпульсів, що розділяє імпульси на два канали і, отже, знижує частоту імпульсів в два рази.

Розподільник імпульсів виконується на логічних елементах і живиться від опорної напруги ШІМ-контролера (5 В, 50 мА).

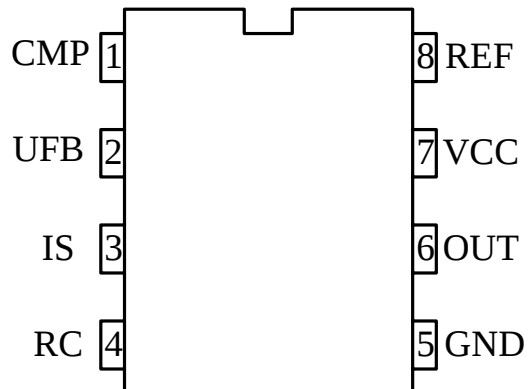
Оскільки вихідний драйвер мікросхеми не використовується для безпосереднього керування транзисторами перетворювача, то необхідно передбачити блоки, що погоджують виходи розподільника з входами силових транзисторів перетворювача. Це можуть бути як стандартні драйвери з гальванічною розв'язкою вихідної напруги від вхідного, так і звичайні трансформаторні вихідні каскади.

СПИСОК РЕКОМЕНДОВАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Сенько, В.Ф. Енергетична електроніка : навч. посіб. / В.Ф. Сенько, О.В. Вовна, А.А. Зорі. – Донецьк : ДВНЗ «ДонНТУ», 2012. – 228 с.
2. Сенько, В.Ф. Енергетична електроніка : навч. посіб. / В.Ф. Сенько, О.В. Вовна, А.А. Зорі. – 2-е вид., допов. і перероб. – Донецьк : ДВНЗ «ДонНТУ», 2014. – 312 с.
3. Березин, О.К. Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры / О.К. Березин, В.Г. Костиков, В.А. Шахнов. – М. : Изд.-полиграф. агентство «Три Л» ; Телеком, 2000. – 400 с.
4. Жуйков, В.Я. Енергетична електроніка : [Електронний ресурс] : підруч. / В.Я. Жуйков, В.В. Рогаль, О.В. Будьоний та ін. ; НТТУ «КПІ». – Режим доступу : [http ://www.kaf-re.kpi.ua/books/EE.zip](http://www.kaf-re.kpi.ua/books/EE.zip). – Загл. з екрану.
5. Китаев, В.Е. Расчет источников электропитания устройств связи : учеб. пособие / В.Е. Китаев, А.А. Бокуняев, М.Ф. Колканов ; [под ред. А.А. Бокуняева]. – М. : Радио и связь, 1993. – 232 с.
6. Костиков, В.Г. Источники электропитания электронных средств : учеб. пособие / В.Г. Костиков, Е.М. Парфенов, В.А. Шахнов. – М. : Горячая линия – Телеком, 2001. – 344 с.
7. Костенко, В.І. Перетворювальна техніка : навч. посіб. / В.І. Костенко, О.О. Шавьолкін. – Донецьк : ДонНТУ, 2006. – 232 с.
8. Мелешин, В.И. Транзисторная преобразовательная техника / В.И. Мелешин. – М. : Техносфера, 2006. – 632 с.
9. Найвельт, Г.С. Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры : справочник / Г.С. Найвельт, К.Б. Мазель, Ч.И. Хусаинов и др. ; [под ред. Г.С. Найвельта]. – М. : Радио и связь, 1985. – 576 с.
10. Руденко, В.С. Основы преобразовательной техники / В.С. Руденко, В.И. Сенько, И.М. Чиженко. – М. : Высш. шк., 1980. – 340 с.

ДОДАТОК А

Призначення контактів мікросхем КР1033ЕУ15 і КР1033ЕУ16



- 1 – CMP – вихід підсилювача помилки;
- 2 – UFB – вхід зворотного зв'язку;
- 3 – IS – вхід компаратора струму;
- 4 – RC – підключення кола завдання часу;
- 5 – REF – опорна напруга;
- 6 – VCC – напруга живлення;
- 7 – OUT – вихід драйвера;
- 8 – GND – загальний вивід.