

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

**МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ
до виконання розрахункових робіт
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 розрахункових робіт з дисциплін: «Енергетична електроніка», «Автономні перетворювачі» (для студентів денної та заочної форм навчання всіх спеціальностей) [Електронний ресурс] / уклад. В.Ф. Сенько, О.В. Вовна, І.С. Лактіонов. – Покровськ: ДонНТУ, 2018. – 23 с.

Методичні вказівки є практикумом з дисциплін: «Енергетична електроніка» та «Автономні перетворювачі», у них наведено завдання, основні теоретичні положення та типові приклади щодо виконання індивідуальних розрахункових робіт, а також перелік рекомендованої літератури.

Укладачі: Сенько В.Ф., доц., к.т.н., доц. каф. електронної техніки;
Вовна О.В., доц., д.т.н., зав. каф. електронної техніки;
Лактіонов І.С., к.т.н., доц. каф. електронної техніки.

Рецензент: Воропаєва А.О., доц., к.т.н., доц. каф. автоматики та телекомунікацій.

Відповідальний за випуск: Вовна О.В., завідувач кафедри електронної техніки.

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.

© ДонНТУ, 2018 рік

ЗМІСТ

ВСТУП.....	4
1. Розрахункова робота № 1. Розрахунок джерела живлення безперервного типу	6
2. Розрахункова робота № 2. Розрахунок безпосереднього перетворювача постійної напруги	14
СПИСОК РЕКОМЕНДОВАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ	22

ВСТУП

Практикум із дисциплін «Енергетична електроніка», «Автономні перетворювачі» охоплює основні питання даних курсів, а саме: випрямлячі змінного струму, стабілізатори напруги та струму безперервного типу, перетворювачі постійної напруги та ін.

Методичні вказівки є практикумом з дисциплін: «Енергетична електроніка» та «Автономні перетворювачі», у них наведено завдання, основні теоретичні положення та методики розрахунку щодо виконання індивідуальних розрахункових робіт, а також перелік рекомендованої літератури.

Кожна розрахункова робота здається у вигляді зброшурованої пояснювальної записки на листах формату А4. Пояснювальна записка має містити: титульний лист, завдання на роботу згідно індивідуального варіанту, вступ, основну частину, висновки та перелік посилань.

Кількість розділів основної частини пояснювальної записки має відповідати кількості пунктів завдання на роботу. Рекомендована структура кожного розділу є наступною:

- аналіз завдання, визначення підходів до його розв'язання;
- розв'язання завдання, що має ділитися на ряд пунктів. У кожному пункті пояснюється, що в ньому визначається; наводяться розрахункові формули в загальному вигляді; потім до них підставляють чисельні дані; наводиться результат, що отриманий у пункті. Чисельні дані, що входять до формул, та результати розрахунків потрібно наводити з обов'язковим наданням одиниць вимірювання (у міжнародній системі);
- відповідь (результати розв'язання завдання, їх аналіз, висновки, рекомендації).

Пояснювальну записку роботи слід оформлювати коректно. Схеми, графіки і таблиці (за наявності необхідності) слід виконувати із застосуванням креслярського приладдя та/або спеціалізованого програмного забезпечення.

Енергетична електроніка є науково-технічним напрямком, з розвитком якого стрімко розвиваються інші напрямки електроніки. Електронні джерела живлення різної апаратури є перетворювачами електричної енергії та забезпечують необхідні електричні параметри. Функціонування джерел живлення повинно узгоджуватися з параметрами електричної мережі, задовольняти достатній кількості вимог, таких, наприклад, як зміна режимів роботи мережі або навантаження, короточасні зменшення або збільшення напруги мережі, короткі замикання навантаження та ін.

Впродовж десятків років вимоги споживачів до джерел живлення залишаються однаковими: зменшення розмірів та ваги, збільшення к.к.д., покращення функціональних можливостей, зменшення вартості та ін. Розробка засобів транзисторних перетворювачів енергії, впровадження нової компонентної бази та матеріалів дозволило збільшити робочу частоту імпульсних перетворювачів до десятків-сотень кілогерц, внаслідок чого збільшився к.к.д. та зменшилися розміри та вага джерел живлення при незмінних вихідних потужностях.

Принципи побудови перетворювачів електричної енергії великої потужності мають ряд особливостей, які відрізняють їх від принципів реалізації джерел живлення електронних пристроїв та систем. Тому автори вважають доцільним доповнити навчальний посібник розділом, в якому розглядаються основні типи перетворювачів електричної енергії підвищеної потужності.

Саме тому, знання та вміння, що отримані студентами під час виконання розрахункових робіт із наведених дисциплін, використовуються задля подальшого вивчення дисциплін циклів професійної та практичної підготовки, а також при виконанні бакалаврських та магістерських кваліфікаційних робіт.

РОЗРАХУНКОВА РОБОТА № 1

РОЗРАХУНОК ДЖЕРЕЛА ЖИВЛЕННЯ БЕЗПЕРЕРВНОГО ТИПУ

Мета роботи: дослідити методи та способи аналізу й розрахунку джерел живлення безперервного типу, а також засвоїти основні теоретичні положення із даної предметної області.

Завдання на розрахункову роботу: розрахувати випрямляч змінної напруги за наступними даними:

- номінальна напруга на навантаженні – U_0 , В;
- номінальний струм навантаження – I_0 , А;
- коефіцієнт пульсацій вихідної напруги випрямляча – K_n , %;
- межі зміни напруги мережі – від +15 до –20, %;
- частота мережі змінного струму – f , Гц.

Варіанти індивідуальних завдань наведено в таблиці 1.1.

Таблиця 1.1 – Варіанти індивідуальних завдань до розрахункової роботи

Параметр	Варіант								
	1	2	3	4	5	6	7	8	9
U_0 , В	12	24	5	12	9	15	5	6	12
I_0 , А	2	1,5	1	2	1,5	2	0,8	1,5	1
K_n , %	1	1,2	1,5	1,1	1,3	1	1,1	1,2	1,5

У результаті розрахунку необхідно обґрунтовано обрати елементи схеми випрямляча, розрахувати режими роботи вентилів схеми та вторинної обмотки трансформатора, визначити потужність силового трансформатора, зробити конструктивний розрахунок трансформатора, побудувати навантажувальну характеристику випрямляча, розрахувати межі зміни напруги й струму навантаження.

Хід виконання роботи.

При заданих межах зміни напруги мережі розрахунок випрямляча здійснюється за номінальним значенням напруги мережі та опору навантаження, проте вибір вентилів проводиться з урахуванням максимальної

напруги мережі. За цими даними визначається також габаритна потужність силового трансформатора.

Для розрахунку випрямляча необхідно спочатку визначити перший із розрахункових параметрів A :

$$A = \operatorname{tg} \theta - \theta = \frac{\pi \cdot R}{p \cdot R_{\text{ном}}}, \quad (1.1)$$

де $R = R_{\text{днр}} + r_{\text{тр}}$ – опір, що обмежує заряд конденсатора випрямляча; p – число зарядних імпульсів конденсатора за період напруги мережі.

Для визначення опору діода $R_{\text{днр}}$ необхідно попередньо обрати тип діодів за такими параметрами: допустима зворотна напруга $U_{\text{обр доп}}$ та допустимий середній струм $I_{\text{нр доп}}$. Залежно від схеми випрямляча зворотна напруга на діодах становить:

- для мостової схеми: $U_{\text{обр}} = U_{2\text{м}} \approx \sqrt{2} \cdot U_o$;
- для схеми із середньою точкою: $U_{\text{обр}} = 2 \cdot U_{2\text{м}} \approx 2 \cdot \sqrt{2} \cdot U_o$;
- для мостової схеми з подвоєнням напруги: $U_{\text{обр}} = 2 \cdot U_{2\text{м}} \approx \sqrt{2} \cdot U_o$.

Середнє значення струму діода для мостової схеми та схеми з середньою точкою повинно бути не менше $0,5 \cdot I_o$, для мостової схеми з подвоєнням напруги – не менше I_o .

Для кремнієвих діодів напруга відсічки E_o становить від 0,5 до 0,6 В, тому:

$$R_{\text{днр}} = \frac{U_{\text{д нр}} - E_o}{I_{\text{нр доп}}}. \quad (1.2)$$

Опір трансформатора $r_{\text{тр}}$ визначається за емпіричною формулою:

$$r_{mp} = K_r \cdot \frac{U_0}{I_0 \cdot f_c \cdot B_m} \cdot 4 \sqrt{\frac{S \cdot f_c \cdot B_m}{U_0 \cdot I_0}}, \quad (1.3)$$

де $K_r=3,5$ – для мостової схеми; $K_r=4,7$ – для схеми зі середньою точкою; $K_r=0,9$ – для мостової схеми з подвоєнням напруги.

У мостовій схемі та схемі зі середньою точкою конденсатор заряджається 2 рази за період напруги мережі, тому $p=2$, а в мостовій схемі з подвоєнням напруги кожен конденсатор – 1 раз за період, тому $p=1$. З урахуванням того, що кожен конденсатор забезпечує половину вихідної напруги, то навантаженням кожного конденсатора є половина опору навантаження. Формула для визначення параметра A для мостової схеми з подвоєнням напруги набуває наступного вигляду:

$$A = \frac{2 \cdot \pi \cdot R}{p \cdot R_{ном}}. \quad (1.4)$$

Параметр A дозволяє визначити кут відсічення струму вентиля θ , а потім через кут відсічення визначити інші розрахункові параметри випрямляча: B , D , F , H .

Через параметр B визначається необхідна напруга на вторинній обмотці трансформатора:

$$B = \frac{1}{\sqrt{2} \cos(\theta)}; \quad E_2 = B \cdot U_0. \quad (1.5)$$

За допомогою параметра D визначається діюче значення струму вентиля:

$$D = \frac{\sqrt{\pi [\theta \cdot (1 + 0,5 \cdot \cos(2 \cdot \theta)) - 0,75 \cdot \sin(2 \cdot \theta)]}}{\sin(\theta) - \theta \cdot \cos(\theta)}; \quad I_\epsilon = \frac{I_0}{p} \cdot D. \quad (1.6)$$

Діюче значення струму вторинної обмотки трансформатора визначається через I_ϕ :

- для мостової схеми: $I_2 = I_\phi \cdot \sqrt{2} = \frac{I_0 \cdot D}{p} \cdot \sqrt{2}$;
- для схеми із середньою точкою: $I_2 = I_\phi$;
- для мостової схеми з подвоєнням напруги: $I_2 = I_\phi \cdot \sqrt{2} = \frac{I_0 \cdot D}{p} \cdot \sqrt{2}$.

За цим значенням визначається потужність вторинної та первинної обмоток силового трансформатора та габаритна потужність.

Діоди у випрямлячі з активно-ємнісний навантаженням працюють в імпульсному режимі, причому амплітудне значення струму не повинно перевищувати допустиме середнє значення струму більш ніж у (4..5) разів. Амплітудне значення струму вентиля визначається через параметр F :

$$F = \frac{\pi \cdot (1 - \cos(\theta))}{\sin(\theta) - \theta \cdot \cos(\theta)}; \quad I_{\phi \max} = \frac{I_0}{p} \cdot F. \quad (1.7)$$

Пульсації випрямленої напруги визначаються ємністю конденсатора C (значення підставляється до формули в мкФ) та параметром H :

$$K_n = \frac{H}{R \cdot C};$$

$$H = \frac{2 \cdot 10^6}{p \cdot \omega \pi} \cdot \frac{\cos(\theta) \cdot \sin(p \cdot \theta) - p \cdot \cos(p \cdot \theta) \cdot \sin(\theta)}{(p^2 - 1) \cdot \cos(\theta)}. \quad (1.8)$$

У мостовій схемі з подвоєнням напруги еквівалентний конденсатор, складений із двох конденсаторів, заряджається 2 рази за період напруги мережі, тому при визначенні параметра H : $p=2$.

Реальний коефіцієнт пульсацій при використанні одного конденсатора становить одиниці відсотків. Тому для отримання заданого коефіцієнта пульсацій необхідно в схему випрямляча ввести фільтр, що згладжує.

Конденсатор обирається на напругу не менше $(1,2..1,3) \cdot E_{2m}$, та ємність конденсатора визначає коефіцієнт пульсацій на вході фільтра, що згладжує:

$$K_{n\text{ ex}} = \frac{H}{R \cdot C}. \quad (1.9)$$

Коефіцієнт фільтрації фільтра, що згладжує дорівнює:

$$K_{\phi} = \frac{K_{n\text{ ex}}}{K_{n\text{ вих}}}. \quad (1.10)$$

Найбільш економічним з точки зору втрат випрямленої напруги є Γ -образний LC -фільтр, параметри якого визначаються за формулою:

$$K_{\phi} = p^2 \cdot \omega^2 \cdot L_{\phi} \cdot C_{\phi} - 1. \quad (1.11)$$

Обравши ємність конденсатора C_{ϕ} , визначають індуктивність дроселя L_{ϕ} . Оскільки дросель має невеликий активний опір, то на ньому мають місце втрати постійної напруги.

Для зменшення похибки розрахунків задане значення напруги U_0 доцільно збільшити на величину від 3 до 5 %, щоб врахувати втрати напруги на фільтрі.

Вихідна напруга випрямляча залежить від величини опору навантаження, оскільки при зміні опору навантаження змінюється кут відсічення струму вентиля, внаслідок чого змінюються значення розрахункових коефіцієнтів A, B, D, F, H а, отже, вихідні параметри випрямляча.

Залежність вихідної напруги U_0 від струму навантаження I_0 називається навантажувальною характеристикою випрямляча. Узагальнену навантажувальну характеристику випрямляча наведено на рисунку 1.1.

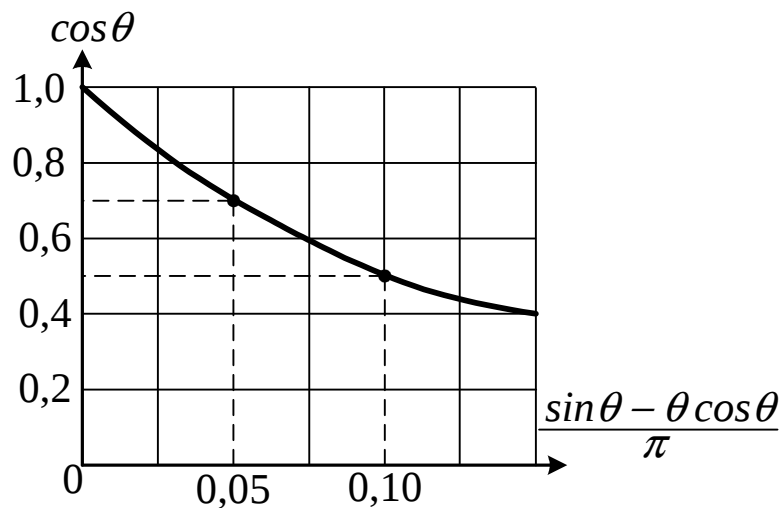


Рисунок 1.1 – Узагальнена навантажувальна характеристика випрямляча

Для побудови реальної навантажувальної характеристики значення ординати необхідно помножити на E_{2m} , а абсциси – на $(p \cdot E_{2m}/R)$.

Вихідна напруга випрямляча є прямо пропорційною напрузі мережі. Тому повні межі зміни напруги визначаються з урахуванням меж зміни напруги мережі.

Вихідними даними для розрахунку силового трансформатора є величини напруг на обмотках трансформатора, діючі значення струмів обмоток. У ході розрахунку необхідно обрати типорозмір осердя трансформатора, визначити кількість витків кожної обмотки, обрати дріт відповідного діаметру, визначити активний опір кожної обмотки та за схемою заміщення трансформатора перевірити величину r_{mp} , яка раніше визначалася за емпіричною формулою.

Типорозмір осердя обирається за наступною формулою:

$$S_{CT} \cdot S_0 = \frac{P_{ГДБ} \cdot 10^2}{2,22 \cdot f \cdot B_m \cdot \delta \cdot S \cdot K_C \cdot K_m}. \quad (1.12)$$

Для Ш-образних осердь із електротехнічної сталі значення індукції B_m складає від 1,1 до 1,2 Тл, щільність струму (δ) – від 2 до 5 А/мм², коефіцієнт заповнення перерізу осердя сталлю (K_C) – від 0,89 до 0,95, коефіцієнт

заповнення вікна осердя міддю (K_m) – від 0,2 до 0,4.

Після вибору типорозміру осердя для подальшого розрахунку використовують такі параметри осердя: поперечний переріз стержня осердя (S_{CT}), середню довжину одного витка кожної обмотки (l_ϵ).

Е.р.с. одного витка визначається за формулою:

$$e = 4,44 \cdot f \cdot B_m \cdot S_{CT} \cdot K_C \cdot 10^{-4}. \quad (1.13)$$

Втрати напруги на активних опорах обмоток трансформатора визначають к.к.д. трансформатора:

$$\Delta U_1 = \Delta U_2 = \frac{1-\eta}{2}. \quad (1.14)$$

Кількість витків первинної та вторинної обмоток, відповідно, дорівнюють:

$$\begin{aligned} w_1 &= \frac{U_1 - \Delta U_1}{e}; \\ w_2 &= \frac{U_2 + \Delta U_2}{e}. \end{aligned} \quad (1.15)$$

Діаметр обмотувального дроту для кожної обмотки визначається величиною струму кожної обмотки та обраною щільністю струму:

$$\begin{aligned} d_1 &= 1,13 \cdot \sqrt{\frac{I_1}{\delta}}; \\ d_2 &= 1,13 \cdot \sqrt{\frac{I_2}{\delta}}. \end{aligned} \quad (1.16)$$

Для даного діаметра дроту з довідника береться опір м дроту (ρ_1 та ρ_2) і

визначається загальна довжина дроту кожної обмотки:

$$\begin{aligned}l_1 &= l_B \cdot w_1; \\l_2 &= l_B \cdot w_2.\end{aligned}\tag{1.17}$$

Опір кожної обмотки визначається за формулою:

$$\begin{aligned}r_1 &= l_1 \cdot \rho_1; \\r_2 &= l_2 \cdot \rho_2.\end{aligned}\tag{1.18}$$

Опір трансформатора, який приведено до вторинної обмотки, визначається за формулою:

$$\begin{aligned}r_{mp} &= r_2 + \frac{r_1}{n^2}; \\n &= \frac{w_1}{w_2}.\end{aligned}\tag{1.19}$$

Отримане значення r_{mp} не має відрізнятися від раніше визначеного більш ніж на 10 %.

Список рекомендованої літератури: [1, 3 – 10].

РОЗРАХУНКОВА РОБОТА № 2

РОЗРАХУНОК БЕЗПОСЕРЕДНЬОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ

Мета роботи: дослідити методи та способи аналізу й розрахунку безпосередніх перетворювачів постійної напруги, а також засвоїти основні теоретичні положення із даної предметної області.

Завдання на розрахункову роботу: розрахувати безпосередній перетворювач постійної напруги (НППН) за наступними даними:

- напруга на навантаженні – U_o , В;
- струм навантаження – I_o , А;
- допустимий коефіцієнт пульсацій напруги на навантаженні – K_n , %;
- номінальне значення вхідної напруги – E_{BX} , В.

Індивідуальні завдання до виконання розрахунків наведено в таблиці 1.2.

Таблиця 1.2 – Варіанти індивідуальних завдань до розрахункової роботи

Параметр	Варіант								
	1	2	3	4	5	6	7	8	9
U_o , В	12	24	-5	12	-9	15	5	-6	12
E_{BX} , В	10	12	10	6	12	10	12	10	6
I_o , А	2	1,5	1	2	1,5	2	0,8	1,5	1
K_n , %	1	1,2	1,5	1,1	1,3	1	1,1	1,2	1,5

Хід виконання роботи.

НППН є одноканальним перетворювачем постійної напруги одного рівня в постійну напругу іншого рівня та, якщо необхідно, іншої полярності. Особливістю схем НППН будь-якого типу є робота силового транзистора в режимі ключа з певним коефіцієнтом заповнення. Схеми НППН складаються з комбінації чотирьох елементів: силового транзистора, діода, дроселя та конденсатора. Принцип дії всіх схем заснований на використанні перехідних процесів, тому параметри елементів схеми обираються таким чином, щоб постійні часу електричних ланцюгів значно перевищували час відкритого і

закритого стану силового транзистора.

Тип НППН (понижуючий, підвищуючий або реверсивний) визначається співвідношенням між заданими значеннями вхідної напруги та напруги на навантаженні. При розрахунку НППН пульсації вихідної напруги визначаються параметрами реактивних елементів схеми НППН. Пульсації вихідної напруги визначаються змінною складовою напруги, частота якої дорівнює частоті комутації силового транзистора. Частота комутації силового транзистора вибирається довільно в діапазоні від 10 до 50 кГц, відповідно, граничні частоти транзистора і діода повинні бути більше частоти комутації. Для зменшення комутаційних струмів.

НППН понижуючого типу. Вибір транзистора та діода для схеми НППН проводиться в припущенні, що $U_{ке\ нас} \approx 0$ та $U_{д\ пр} \approx 0$. Тоді коефіцієнт заповнення дорівнює:

$$K_{з\ ном} = \frac{U_0}{E_{вх}}. \quad (2.1)$$

Транзистор вибирається за такими параметрами:

$$U_{ке\ доп} > E_{вх} \cdot (1 + a); \quad I_{к\ доп} > I_0 \cdot K_{з\ ном}. \quad (2.2)$$

Діод обирається за наступними параметрами:

$$U_{обр\ max} > E_{вх} \cdot (1 + a); \quad I_{д\ пр} > I_0 \cdot (1 - K_{з\ ном}). \quad (2.3)$$

Після вибору транзистора і діода уточнюється значення K_z з урахуванням $U_{ке\ нас}$ і $U_{д\ ін}$:

$$K_3 = \frac{t_i}{T} = \frac{U_0 + U_{Дпр}}{E_{ex} - U_{КЕнас} + U_{Дпр}}. \quad (2.4)$$

Номінальні значення L і C визначають діапазон зміни струму індуктивності від I_{min} до I_{max} та пульсації напруги на навантаженні. Для вибору індуктивності L використовуються вирази другого закону Кірхгофа для відкритого та закритого стану транзистора:

$$\begin{aligned} E_{ex} &= U_{КЕнас} + U_{L+} + U_0; \\ U_{L+} &= L \cdot \frac{I_{max} - I_{min}}{t_u} = L \cdot \frac{\Delta I_L}{t_i}; \\ U_{L-} + U_0 + U_{Дпр} &= 0; \\ U_{L-} &= L \cdot \frac{I_{min} - I_{max}}{T - t_i} = -L \cdot \frac{\Delta I_L}{T - t_i}. \end{aligned} \quad (2.5)$$

Значення T і t_i визначають, задавшись частотою комутації силового транзистора порядку десятків кілогерц. Величина ΔI_L для забезпечення безперервності струму дроселя повинна бути менше $2 \cdot I_0$, але слід врахувати, що при $\Delta I_L = 2 \cdot I_0$ максимальне значення I_{kmax} становить $2 \cdot I_0$, при цьому істотно збільшується потужність вихідного каскаду системи керування, зростають втрати напруги на транзисторі.

З огляду на те, що при збільшенні ΔI_L зменшується індуктивність дроселя L , рекомендується вибирати $\Delta I_L = (0,5..1,5) \cdot I_0$. Отже:

$$L = \frac{U_{L+} \cdot t_i}{\Delta I_L} = \frac{|U_{L-}| \cdot (T - t_i)}{\Delta I_L}. \quad (2.6)$$

Конденсатор C повинен мати таку ємність, яка забезпечить допустиме значення пульсацій напруги на навантаженні. Змінна складова струму дроселя, яка замикається через конденсатор, має трикутну форму. Амплітуду першої

гармоніки такого струму з невеликим запасом (10 %) можна прийняти рівною $\Delta I_L/2$. Відповідно, амплітуда напруги першої гармоніки, що визначає коефіцієнт пульсацій, дорівнює:

$$U_m^{(1)} = K_n \cdot U_0 = \frac{\Delta I_L}{2} \cdot \frac{1}{\omega \cdot C}. \quad (2.7)$$

Звідки:

$$C = \frac{\Delta I_L}{2 \cdot \omega \cdot K_n \cdot U_0}. \quad (2.8)$$

Для розрахунку режиму роботи силового транзистора визначаються максимальне значення колекторного струму та струму бази:

$$\begin{aligned} I_{\kappa \max} &= I_0 + \frac{\Delta I_L}{2}; \\ I_{\phi \max} &= \frac{I_{\kappa \max}}{h_{2E \min}}. \end{aligned} \quad (2.9)$$

НППН підвищуючого типу. При раніше прийнятих припущеннях $U_{\kappa \text{ нає}} \approx 0$ і $U_{\phi \text{ нає}} \approx 0$ необхідне значення коефіцієнта заповнення дорівнює:

$$K_{3 \text{ ном}} = \frac{U_0 - E_{\text{ex}}}{E_{\text{ex}}}. \quad (2.10)$$

Транзистор вибирається за такими параметрами:

$$U_{\kappa \text{ доп}} > U_0; \quad I_{\kappa \text{ доп}} > \frac{I_0 \cdot K_{3 \text{ ном}}}{1 - K_{3 \text{ ном}}}. \quad (2.11)$$

Діод вибирається за такими параметрами:

$$U_{обр\ max} > U_0; \quad I_{\partial\ np} > I_0. \quad (2.12)$$

Уточнене значення коефіцієнта заповнення визначається за формулою:

$$\begin{aligned} E_{ex} &= U_{L+} + U_{KEнас}; \\ U_{L+} &= L \cdot \frac{I_{\max} - I_{\min}}{t_u} = L \cdot \frac{\Delta I_L}{t_i}; \\ E_{ex} + |U_{L-}| &= U_0 + U_{Дпр}; \quad |U_{L-}| = U_0 + U_{Дпр} - E_{ex}; \\ U_{L-} &= L \cdot \frac{\Delta I_L}{T - t_i}, \text{ звідки:} \\ L &= \frac{U_{L+} \cdot t_i}{\Delta I_L} = \frac{U_{L-} \cdot (T - t_i)}{\Delta I_L}. \end{aligned} \quad (2.13)$$

У схемі підвищуючого НППН середнє значення струму дроселя більше I_0 , тому безперервність струму дроселя має місце за умови:

$$\Delta I_L < 2 \cdot \frac{I_0}{1 - K_{з\ ном}}. \quad (2.14)$$

Задавшись частотою комутації силового транзистора і величиною ΔI_L визначають індуктивність дроселя L .

Пульсації напруги на навантаженні обумовлені процесами розряду та заряду конденсатора C та не пов'язані з індуктивністю дроселя L .

Тому індуктивність L вибирається з умови забезпечення безперервності струму дроселя, при цьому для зменшення величини $I_{к\ max}$, а, отже, і величини $I_{\partial\ max}$, рекомендується вибирати:

$$\Delta I_L < (0.5 \div 1) \cdot \frac{I_0}{1 - K_{зном}}. \quad (2.15)$$

Ємність конденсатора C повинна бути такою, щоб за час включеного стану транзистора напруга на конденсаторі, а значить і на навантаженні, зменшилася б не більше, ніж на допустиму величину, яка визначається коефіцієнтом пульсацій:

$$\Delta U_C = \Delta U_0 = 2 \cdot K_n \cdot U_0. \quad (2.16)$$

При малих змінах напруги на конденсаторі закон зміни напруги можна вважати лінійним:

$$u_C(t) = U_{C \max} \cdot \left(1 - \frac{t}{R_n \cdot C} \right). \quad (2.17)$$

Ємність конденсатора визначиться за формулою:

$$C = \frac{t_i}{2 \cdot R_n \cdot K_n}. \quad (2.18)$$

Середнє значення колекторного струму за час t_i дорівнює:

$$I_{Kcp} = \frac{I_0}{1 - K_з}. \quad (2.19)$$

Відповідно, максимальні значення колекторного струму та струму бази рівні:

$$I_{K \max} = I_{Kcp} + \frac{\Delta I_L}{2};$$

$$I_{\sigma \max} = \frac{I_{\kappa \max}}{h_{21 \ominus \min}}.$$
(2.20)

НППН інвертуючого типу. Необхідне значення коефіцієнта заповнення при $U_{ке \text{ нас}} \approx 0$ та $U_{\partial \text{ нр}} \approx 0$ рівне:

$$K_{з \text{ ном}} = \frac{U_0}{U_0 + E_{\text{ex}}}.$$
(2.21)

Транзистор обирається за такими параметрами:

$$U_{\kappa \text{т } \partial \text{он}} > U_0 + E_{\text{ex}}; \quad I_{\kappa \text{т } \partial \text{он}} > \frac{I_0 \cdot K_{з \text{ ном}}}{1 - K_{з \text{ ном}}}.$$
(2.22)

Діод обирається за такими параметрами:

$$U_{\text{обр } \max} > U_0 + E_{\text{ex}}; \quad I_{\partial \text{ нр}} > I_0.$$
(2.23)

Уточнене значення коефіцієнта заповнення визначається за формулою:

$$K_3 = \frac{U_0 + U_{\text{Днр}}}{U_0 + U_{\text{Днр}} + E_{\text{ex}} - U_{\text{КЕнас}}}.$$
(2.24)

Для відкритого та закритого стану транзистора схема описується рівняннями:

$$\begin{aligned}
E_{ex} &= U_{L+} + U_{KE_{нас}}; \\
U_{L+} &= L \cdot \frac{\Delta I_L}{t_i}; \\
U_{L-} + U_{Дпр} + U_0 &= 0; \\
U_{L-} &= L \cdot \frac{|\Delta I_L|}{T - t_i}.
\end{aligned}
\tag{2.25}$$

У схемі інвертуючого НППН середнє значення струму дроселя більше I_0 , тому безперервність струму дроселя має місце за умови:

$$\begin{aligned}
\Delta I_L &< (0.5 \div 1) \cdot \frac{I_0}{1 - K_{зном}}; \\
L &= \frac{U_{L+} \cdot t_i}{\Delta I_L} = \frac{U_{L-} \cdot (T - t_i)}{\Delta I_L}; \\
C &= \frac{t_i}{2 \cdot R_n \cdot K_n}.
\end{aligned}
\tag{2.26}$$

Пульсації напруги на навантаженні обумовлені процесами розряду і заряду конденсатора C і не пов'язані з індуктивністю дроселя L . Тому індуктивність L вибирається з умови забезпечення безперервності струму дроселя, при цьому для зменшення величини $I_{к max}$, а, отже, і величини $I_{б max}$, рекомендується вибирати:

$$\Delta I_L < (0,5..1) \cdot \frac{I_0}{1 - K_3}.
\tag{2.27}$$

Середнє значення колекторного струму за час t_i дорівнює:

$$I_{Kcp} = \frac{I_0}{1 - K_3}.
\tag{2.28}$$

Відповідно, максимальні значення колекторного струму та струму бази рівні:

$$\begin{aligned} I_{K \max} &= I_{Kcp} + \frac{\Delta I_L}{2}; \\ I_{\sigma \max} &= \frac{I_{\kappa \max}}{h_{21\sigma \min}}. \end{aligned} \tag{2.29}$$

Список рекомендованої літератури: [1 – 10].

СПИСОК РЕКОМЕНДОВАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Сенько, В.Ф. Енергетична електроніка: навч. посіб. / В.Ф. Сенько, О.В. Вовна, А.А. Зорі. – Донецьк: ДВНЗ «ДонНТУ», 2014. – 312 с.
2. Белополюский, И.И. Источники питания радиоустройств / И.П. Белополюский. – М.: Энергия, 1971. – 312 с.
3. Березин, О.К. Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры / О.К. Березин, В.Г. Костиков, В.А. Шахнов. – М.: Три Л, 2000. – 400 с.
4. Бойко, В.І. Методи аналізу і розрахунку електронних схем: підруч. / В.І. Бойко, О.В. Вовна, А.А. Зорі, В.Д. Коренєв. – 3-е вид., допов. і перероб. – Донецьк: ДВНЗ «ДонНТУ», 2011. – 326 с.
5. Бойко, В.І. Основи аналізу електронних схем / В.І. Бойко, А.А. Зорі, В.Д. Коренєв. – 2-е вид., допов. і перероб. – Донецьк: ДВНЗ «ДонНТУ», 2009. – 306 с.
6. Букреев, С.С. Источники вторичного электропитания / С.С. Букреев, В.А. Головацкий, Г.Н. Гулякович и др. – М.: Радио и связь, 1983. – 280 с.
7. Жуйков, В.Я. Енергетична електроніка [Електронний ресурс]: підруч. / В.Я. Жуйкою, Рогаль В.В., Будьоний О.В. та ін.; НТТУ «КПІ». – К., 2008. – Режим доступу: <http://www.kaf-pe.kpi.ua/books/EE.zip>. – Загл. з екрану.
8. Зорі, А.А. Аналогова схемотехніка та імпульсні пристрої: [Електронний ресурс]: підруч. / А.А. Зорі, В.П. Тарасюк, О.М. Стародубцева, О.В. Вовна; ДонНТУ. – Донецьк, 2008. – Режим доступу: <http://fkita.donntu.edu.ua/et/book/obobshen/index.html>. – Загл. з екрану.
9. Сенько, В.Ф. Енергетична електроніка: навч. посіб. / В.Ф. Сенько, О.В. Вовна, А.А. Зорі. – Донецьк: ДВНЗ «ДонНТУ», 2012. – 228 с.
10. Титце, У. Полупроводниковая схемотехника : В 2 т. / У. Титце, К. Шенк ; [пер. с нем.]. – М.: Додэка–XXI, 2008. – 1774 с.

