

**МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ**  
**УКРАЇНСЬКА ДЕРЖАВНА АКАДЕМІЯ ЗАЛІЗНИЧНОГО**  
**ТРАНСПОРТУ**

**Методичні вказівки**

**до курсового проектування та контрольних робіт**

**з дисципліни "ОСНОВИ ПРОМИСЛОВОЇ ЕЛЕКТРОНІКИ"**

**для студентів денної та заочної форм навчання  
за спеціальностями «Електричний транспорт» і «Електричні  
системи та комплекси транспортних засобів»**

**Харків - 2015 р.**

Методичні вказівки розглянуто і рекомендовано до друку на засіданні кафедри «Автоматизовані системи електричного транспорту» 6 жовтня 2014 р., протокол № 3.

Методичні вказівки призначені для студентів денної та заочної форм навчання за спеціальностями «Електричний транспорт» і «Електричні системи та комплекси транспортних засобів»

Укладачі:

проф. Я.В. Щербак,  
доц. В.С. Нікулін

Рецензент

проф. О.Б. Бабанін

## ЗМІСТ

1	Однофазні випрямлячі .....	5
1.1	Класифікація схем випрямлячів .....	5
1.2	Експлуатаційні характеристики випрямлячів .....	7
1.3	Основні характеристики випрямних діодів .....	7
1.4	Трансформатор джерела живлення .....	8
1.5	Однонапівперіодний випрямляч .....	10
1.6	Випрямляч із нульовим виводом .....	15
1.7	Мостова схема випрямляча .....	19
1.8	Робота випрямляча з нульовим виводом на індуктивне навантаження .....	21
1.9	Робота випрямляча на активно-ємнісне навантаження .....	24
2	Згладжувальні фільтри .....	28
2.1	Основні поняття про згладжувальні фільтри .....	28
2.2	Ємнісний фільтр .....	30
2.3	Згладжувальний <i>LC</i> -фільтр .....	32
2.4	Транзисторні згладжувальні фільтри .....	34
3	Стабілізатори постійної напруги .....	39
3.1	Принципи побудови стабілізаторів напруги .....	39
3.2	Параметричний стабілізатор .....	40
3.3	Компенсаційний стабілізатор на базі емітерного повторювача .....	41
3.4	Компенсаційний стабілізатор з підсилювальним елементом .....	43
3.5	Імпульсні перетворювачі постійного струму .....	49
3.5.1	Імпульсні перетворювачі понижуючого типу .....	49
3.5.2	Імпульсний перетворювач з <i>LC</i> -фільтром .....	54
3.5.3	Підвищувальний перетворювач постійної напруги ...	57
3.5.4	Вибір транзистора імпульсного перетворювача постійного струму .....	60
4	Розрахунок трансформатора джерела живлення .....	64
4.1	Режими роботи трансформатора .....	64
4.2	Визначення параметрів трансформатора .....	67
5	Розрахунок дроселя фільтра .....	71
5.1	Режим роботи дроселя .....	71
5.2	Методика розрахунку дроселя .....	72

6	Варіанти завдань курсового проекту або контрольної роботи і контрольні питання .....	75
7	Вимоги до оформлення курсового проекту і контрольної роботи .....	79
	Список літератури .....	80
	Додаток А. Параметри транзисторів, що використовуються у стабілізаторах напруги .....	82
	Додаток Б. Параметри кремнієвих стабілітронів при зворотному вмиканні, що використовуються у стабілізаторах напруги .....	86
	Додаток В. Параметри кремнієвих діодів малої та середньої потужності джерела живлення .....	87
	Додаток Г. Параметри магнітопроводів трансформатора і дроселя джерела живлення .....	88
	Додаток Д. Основні дані мідних проводів ПЕВ-1, ПЕВ-2, ПЕВТЛ1, ПЕВТЛ2 і ПЕТВ .....	90
	Додаток Е. Номінальні ємності і робочі напруги для конденсаторів фільтрів .....	94
	Додаток Ж. Умовні графічні позначення елементів ...	96

# 1 ОДНОФАЗНІ ВИПРЯМЛЯЧІ

## 1.1 Класифікація схем випрямлячів

Джерело живлення функціонально складається (див. рисунок 1.1) з вхідного трансформатора, необхідного для узгодження величин напруги мережі живлення й напруги на навантаженні джерела; випрямляча, який перетворює змінну напругу в постійну, і згладжувального фільтра, який забезпечує необхідну величину пульсацій напруги на навантаженні. За необхідності джерело живлення може додатково мати стабілізатор постійної напруги.

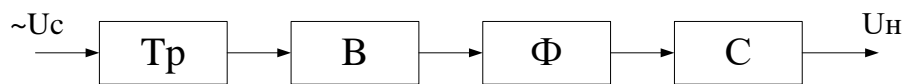


Рисунок 1.1 – Функціональна схема джерела живлення

Джерело живлення характеризується потужністю, яка віддається в навантаження  $P_n$ , коефіцієнтом пульсацій  $\kappa_n$ , коефіцієнтом стабілізації  $\kappa_{ст}$  і вихідним опором  $R_{вих}$ .

За вихідною потужністю джерела вторинного живлення поділяють: на мікропотужні ( $P_n \leq 1Вт$ ), малої потужності ( $P_n = 1-10Вт$ ), середньої потужності ( $P_n = 10-100Вт$ ), підвищеної потужності ( $P_n = 100-1000Вт$ ) і великої потужності ( $P_n \geq 1000Вт$ ).

Схеми випрямлячів, що входять до складу джерел живлення, класифікуються за рядом ознак. Залежно від кількості фаз напруги живлення розрізняють схеми однофазного й трифазного живлення. Незалежно від потужності випрямлячів усі схеми поділяють на однокатні й двокатні.

До однокатних відносять схеми, у яких по вторинних обмотках трансформатора струм протікає один раз за період напруги мережі живлення. Відношення частоти пульсацій випрямленої напруги  $m$  до частоти мережі в однокатних схемах дорівнює кількості фаз вторинної обмотки трансформатора. У

таких схемах, крім найпростішого однофазного однонапівперіодного випрямляча (рисунок 1.2, а) обов'язково виводиться нульова точка трансформатора. Таким чином, однокатні схеми - це схеми з нульовим виводом (рисунок 1.2, б).

До двокатних відносять схеми, у яких у кожній фазі вторинної обмотки трансформатора струм протікає двічі за один період, притому у протилежних напрямках. Кратність пульсацій випрямленої напруги в таких схемах у два рази більша, ніж кількість фаз вторинної обмотки трансформатора (рис. 1.2, в).

Схеми однофазних випрямлячів класифікують також за кількістю пульсацій за період напруги живлення в кривій випрямленої напруги. Розрізняють схеми однопульсні (рисунок 1.2, а) і двопульсні (рисунок 1.2, б, в).

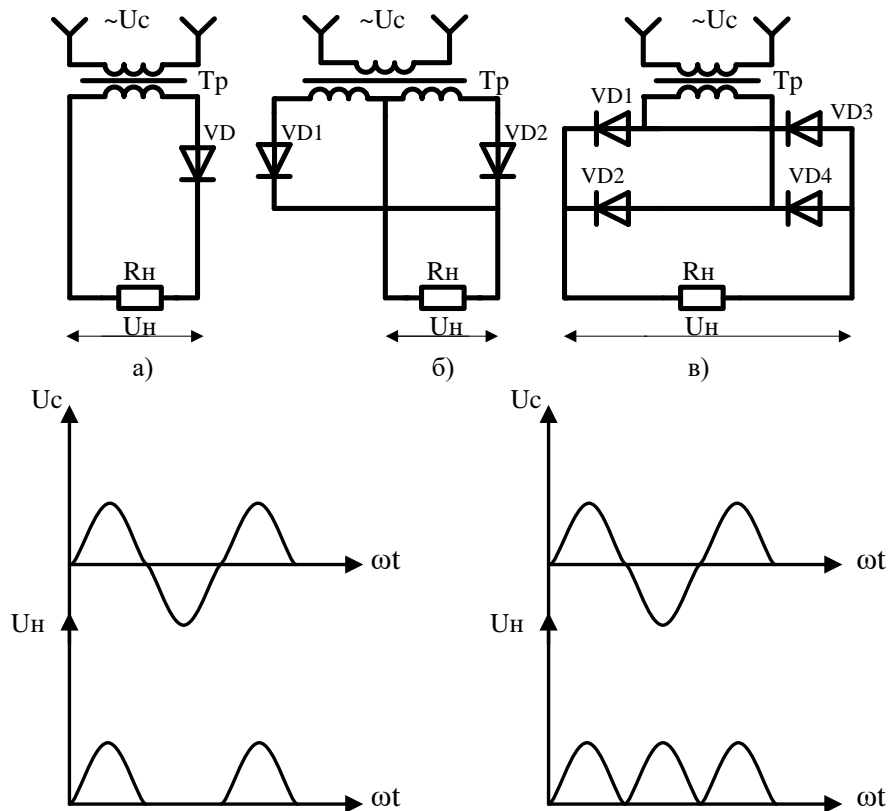


Рисунок 1.2 – Схеми однофазних випрямлячів

Залежно від призначення випрямлячі можуть бути керованими (з регулюванням випрямленої напруги) і некерованими.

## 1.2 Експлуатаційні характеристики випрямлячів

Основними величинами, що характеризують експлуатаційні властивості випрямлячів є такі:

- середнє значення випрямленої напруги й струму  $U_d, I_d$ ;
- коефіцієнт корисної дії  $\eta$ ;
- зовнішня характеристика, що являє собою залежність напруги на виході від струму навантаження  $U_d = f(I_d)$ ;
- коефіцієнт пульсацій, що являє собою відношення амплітуди даної гармоніки випрямленої напруги (струму) до середнього значення випрямленої напруги (струму)

$$k_n = \frac{U(q)_m}{U_d} . \quad (1.1)$$

## 1.3 Основні характеристики випрямних діодів

Вольтамперна характеристика (ВАХ) випрямного діода (рисунок 1.3) має дві гілки. Пряма гілка використовується для визначення номінальної величини прямого струму, а також для визначення втрат у діоді. По зворотній гілці визначають вентиляну міцність діода, тому що максимальна зворотна напруга, яку можна прикладати до діода, обмежена пробивною напругою.

За вольтамперною характеристикою напівпровідникового приладу можна визначити такі статичні параметри:

- номінальний (прямий) струм  $I_{FAV}$  - середнє значення струму, що проходить крізь відкритий діод і забезпечує припустиме його нагрівання при номінальних умовах охолодження;

- номінальне пряме падіння напруги  $U_F$  - середнє значення падіння напруги при номінальному струмі  $I_{FAV}$  (цей параметр використовується для добору паралельно ввімкнених діодів);

- номінальна зворотна напруга  $U_R$  - припустима робоча напруга діода, величина якої становить  $0.5U_{BR}$  (цей параметр використовується для добору послідовно ввімкнених діодів);

- пробивна напруга  $U_{BR}$ , відповідна до загину зворотної гілки вольтамперної характеристики, після перевищення якої значно зростає зворотний струм  $I_R$  і відбувається пробій діода;
- диференціальний опір  $R_o$ , який визначається нахилом прямої гілки ВАХ у її лінійній частині  $R_o = \frac{dU}{dI}$ ;
- зворотний струм  $I_R$ , що характеризує втрати в діоді у зворотному напрямку.

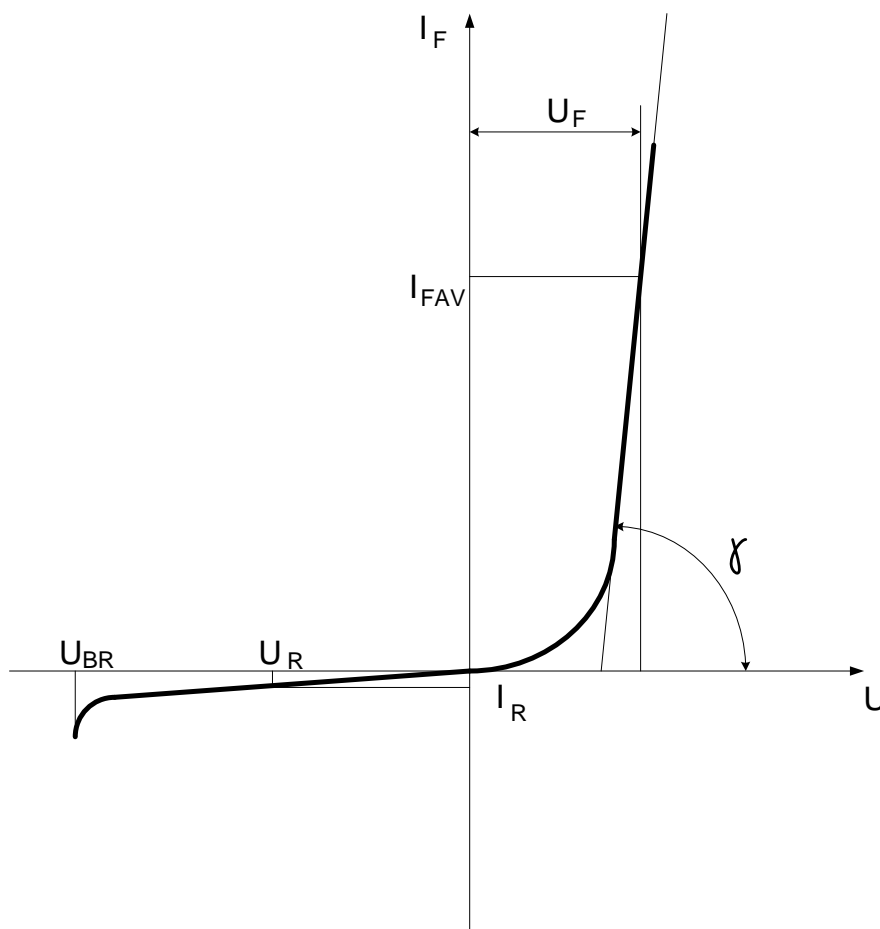


Рисунок 1.3 - Вольтамперна характеристика діода

#### 1.4 Трансформатор джерела живлення

За допомогою трансформатора проводиться перетворення величини вхідної напруги, електричне розділення вхідної й вихідної частини джерела живлення, перетворення кількості фаз системи напруг. Режими роботи трансформатора разом з



випрямлячем відрізняються від звичайних режимів роботи трансформатора при лінійному навантаженні. Це обумовлено, з одного боку, характером еквівалентного навантаження для трансформатора, яке в перетворювачах електричного струму нелінійне. З іншого боку, можливі режими роботи трансформатора зі змушеним намагнічуванням осердя.

Істотний вплив на характер електромагнітних процесів у випрямлячі виявляють магнітні потоки розсіювання в трансформаторі. Характер розподілу магнітних потоків розсіювання залежить від конструктивних особливостей трансформатора: форма магнітопроводу, тип й обладнання обмоток, взаємне розташування обмоток одна відносно одної. Потоки розсіювання враховуються одним з головних параметрів трансформатора -  $X_a$ , який називають індуктивним опором обмоток, розташованих на одному стрижні. Іншим важливим параметром трансформатора є  $R_a$  - активний опір обмоток, розташованих на одному стрижні магнітопроводу. Особливості розрахунків трансформатора випрямлячів різної потужності залежать від співвідношення між параметрами  $X_a$  й  $R_a$ . У перетворювачах малої потужності (особливо низьковольтних) індуктивний опір  $X_a$  обмоток трансформатора значно менше активного опору  $R_a$  ( $X_a/R_a \leq 0.3$ ). Тому при роботі таких перетворювачів потоками розсіювання нехтують.

Для трансформаторів великої потужності  $X_a \gg R_a$ ,  $(X_a/R_a) \gg 7 \div 8$  потоки розсіювання впливають на характер електромагнітного процесу, тому при розрахунках нехтують величиною  $R_a$ . У трансформаторах випрямлячів середньої потужності  $X_a$  й  $R_a$  сумірні, тому необхідно враховувати їх обидва.

За розташуванням обмоток на осерді для випрямлячів застосовуються два типи трансформаторів. До першого типу відносять трансформатори, у вторинних обмотках яких за повний період струм протікає один раз і тільки в одному напрямку. Вторинні обмотки таких трансформаторів включаються послідовно з випрямними діодами (рисунок 1.2, а), тому струм в обмотках містить постійну складову. До іншого типу відносять трансформатори, у яких у вторинній обмотці струм протікає двічі за період, причому за кожний напівперіод у протилежному

напрямку (рисунок 1.2, в). Такі трансформатори не мають змушеного постійного підмагнічування магнітопроводу.

В еквівалентній схемі трансформатора випрямляча для заміни індуктивного зв'язку між обмотками еквівалентним електричним зв'язком звичайно первинну обмотку з кількістю витків  $W_1$  приводять до вторинної обмотки  $W_2$ . Це пояснюється тим, що заданими параметрами при розрахунках випрямляча є напруга  $U_d$  й струм навантаження  $I_d$ , що підключається до вторинної обмотки трансформатора. Для однофазного двообмоткового трансформатора параметри приведеної первинної обмотки визначаються такими залежностями:

$$R_1' = n^2 R_1; L_{1s}' = n^2 L_{1s}, \quad (1.2)$$

де  $n = W_2 / W_1$  - коефіцієнт трансформації.

Еквівалентна схема однофазного трансформатора зображена на рисунку 1.4, а. У правильно сконструйованих трансформаторів струм намагнічування  $I_\mu$  значно менше від струму навантаження  $I_d$ , тому еквівалентну схему можна спростити виключенням індуктивності  $L_\mu$  (рисунок 1.4, б).

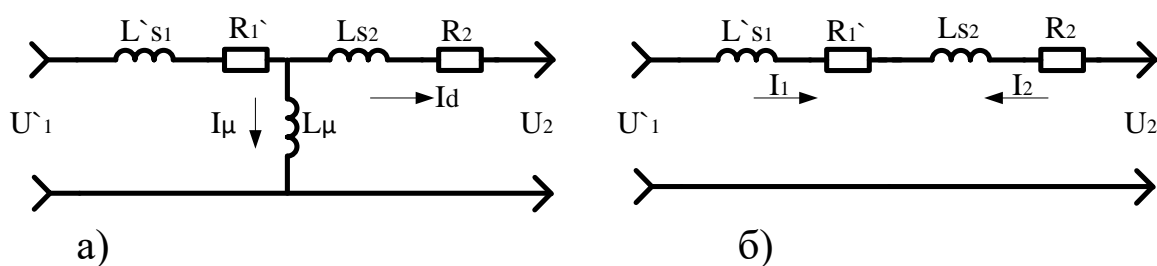


Рисунок 1.4 - Еквівалентні схеми трансформатора

### 1.5 Однонапівперіодний випрямляч

Розглянемо роботу однонапівперіодного випрямляча (рисунок 1.5), навантаженого на активний опір без урахування індуктивності розсіювання трансформатора. На рисунку 1.5, а

зображена еквівалентна схема випрямляча для випадку, коли втрати в первинній обмотці трансформатора дорівнюють нулю  $U_1 = nU_2 = E_2$ .

Під дією синусоїдальної ЕРС вторинної обмотки  $E_2 = E_{2m} \sin \omega t$  струм у колі навантаження протікає тільки протягом тих напівперіодів, коли анод діода  $VD$  має позитивний потенціал відносно катода. Згідно з часовими діаграмами, зображеними на рисунку 1.5, в діод  $VD$  пропускає струм на першому напівперіоді ( $0 \leq \omega t \leq \pi$ ). На другому напівперіоді до діода прикладається негативна напруга й тому струм у навантаженні дорівнює нулю.

Миттєве значення випрямленої напруги на інтервалі провідності діода дорівнює

$$U_m = \frac{E_{2m} \cdot R_d}{R_d + r_a} \cdot \sin \omega t. \quad (1.3)$$

Співмножник  $\frac{R_d}{R_d + r_a} = \eta$  ураховує падіння частини напруги вторинної обмотки трансформатора на опорі анодного кола  $r_a$ .

Середнє значення випрямленої напруги

$$U_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi E_{2m} \eta \sin \omega t \cdot d\omega t = \frac{\eta}{\pi} E_{2m}, \quad (1.4)$$

де  $E_{2m}$  - амплітудне значення ЕРС вторинної обмотки трансформатора.

Середнє значення випрямленого струму навантаження (а також струму діода)

$$I_{dVD} = \frac{U_d}{R_d} = \frac{1}{\pi} I_{am}, \quad (1.5)$$

де  $I_{am} = \frac{E_{2m}}{R_d + r_a}$  - амплітудне значення струму навантаження (струму діода).

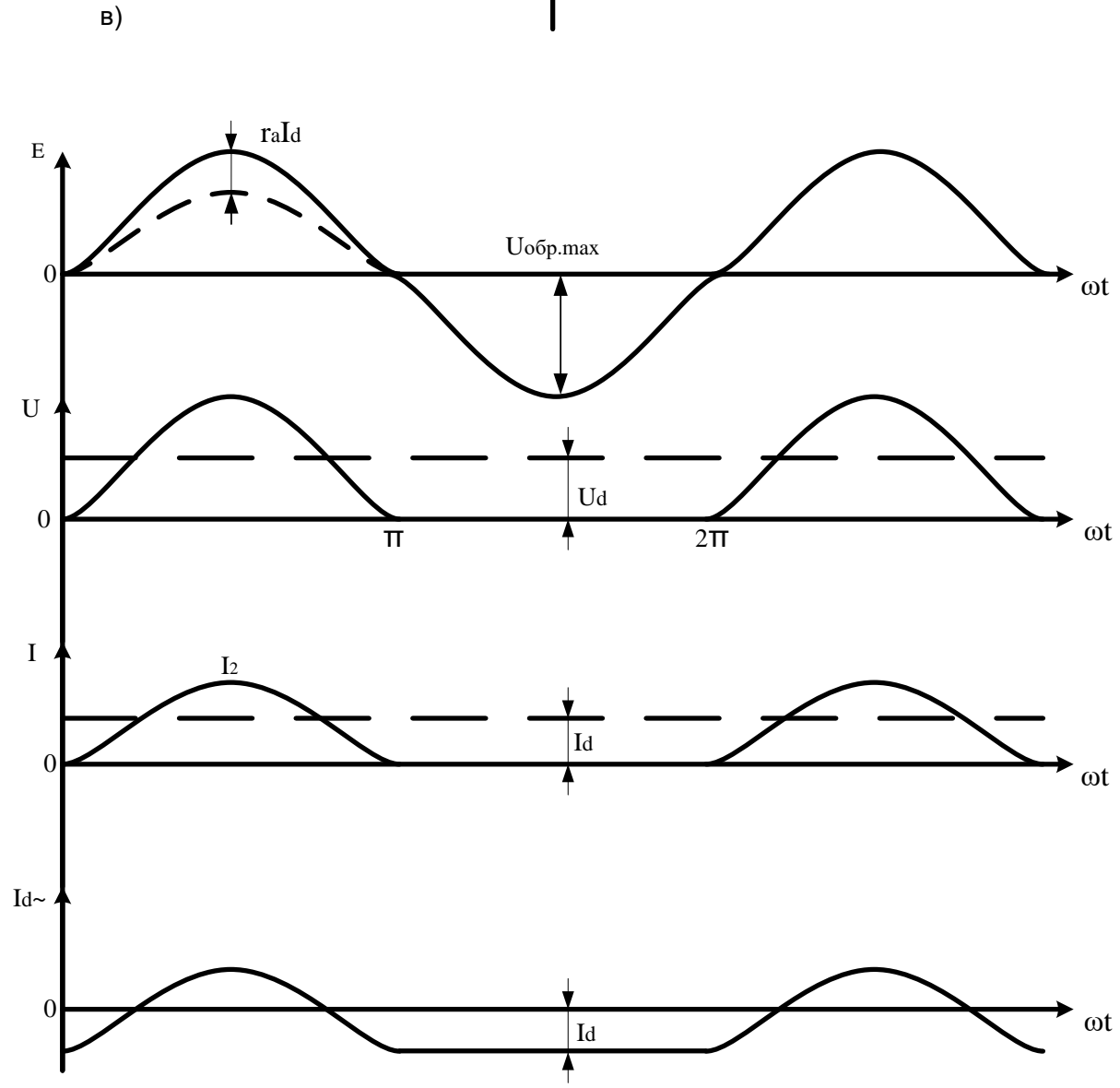
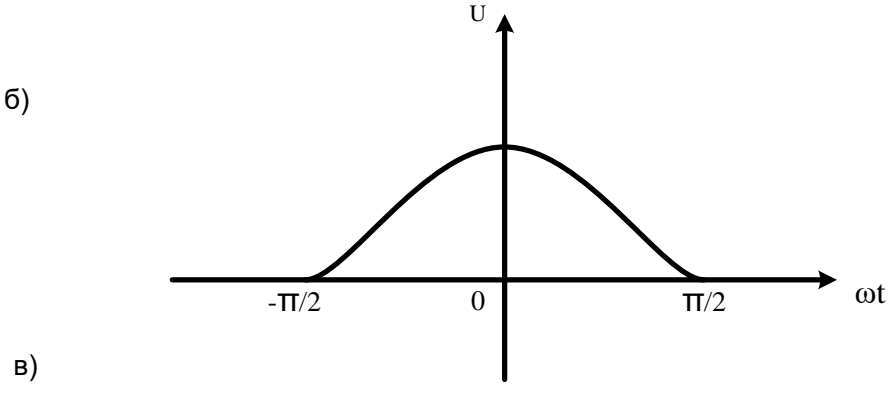
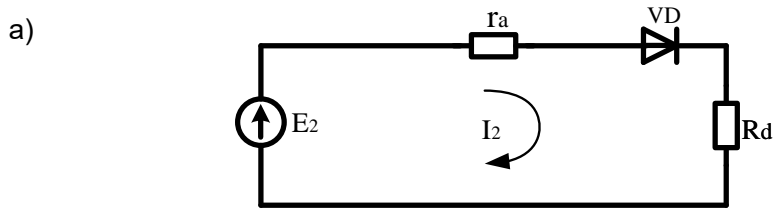


Рисунок 1.5 – Однонапівперіодний випрямляч

Діюче значення струму діода

$$I_{\partial VD} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_{am}^2 \sin^2 \omega t \cdot d\omega t} = \frac{I_{am}}{2} = \frac{E_{2m}}{2(R_d + r_a)}. \quad (1.6)$$

Максимальна зворотна напруга, що прикладається до діода згідно з рисунком 1.5, в дорівнює амплітудному значенню ЕРС вторинної обмотки

$$U_{зв.м} = E_{2m} = \frac{\pi}{\eta} U_d. \quad (1.7)$$

Основна гармоніка пульсацій випрямленої напруги дорівнює частоті мережі живлення. Для зручності обчислення амплітуди основної гармоніки пульсацій сполучимо начало координат з моментом часу, де миттєве значення випрямленої напруги досягає максимального значення (див. рисунок 1.5, б). Тоді миттєве значення випрямленої напруги можна подавати як косинусоїдальну функцію в межах  $-\frac{\pi}{2} \leq \omega t \leq +\frac{\pi}{2}$ ;

$$U = E_{2m} \eta \cos \omega t. \quad (1.8)$$

Оскільки  $U$  - парна функція, то при розкладанні в ряд Фур'є залишаться тільки косинусоїдальні члени. Амплітуда першої (основної) гармоніки напруги дорівнює

$$U(1)_m = \frac{2}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} E_{2m} \eta \cos^2 \omega t \cdot d\omega t = \frac{E_{2m} \eta}{2} = \frac{\pi}{2} U_d. \quad (1.9)$$

Коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги за першою гармонією

$$k_{II}(1) = \frac{U(1)_m}{U_d} = 1,57. \quad (1.10)$$

Діюче значення струму вторинної обмотки трансформатора

$$I_{2\partial} = \frac{I_{am}}{2} = \frac{\pi}{2} I_d. \quad (1.11)$$

Діюче значення ЕРС вторинної обмотки

$$E_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot E_{2m} = \frac{\pi}{\eta\sqrt{2}} \cdot U_d = \frac{2,22}{\eta} \cdot U_d. \quad (1.12)$$

Розрахункова потужність вторинної обмотки трансформатора

$$P_2 = E_2 \cdot I_{2\partial} = \frac{2,22 \cdot \pi}{2 \cdot \eta} \cdot U_d \cdot I_d = 3,49 \frac{P_d}{\eta}, \quad (1.13)$$

де  $P_d = U_d \cdot I_d$  - потужність постійної складової випрямленої напруги.

Діюче значення струму в первинній обмотці трансформатора визначимо з рівняння магнітної рівноваги трансформатора на підставі схеми заміщення, зображеної на рисунку 1.4, б, за умови, що постійна складова струму навантаження в первинну обмотку не трансформується. На підставі цього рівняння магнітної рівноваги має вигляд

$$I_1 \cdot W_1 = -W_2 (I_2 - I_d). \quad (1.14)$$

Миттєве значення струму первинної обмотки

$$I_1 = -\frac{W_2}{W_1} \cdot (I_2 - I_d) = -n \cdot I_d \sim, \quad (1.15)$$

де  $I_d \sim$  - змінна складова випрямленого струму (див. рисунок 1.5, в);  
 $n$  – коефіцієнт трансформації.

З отриманого виразу випливає, що діаграма струму первинної обмотки трансформатора подібна до діаграми вторинного струму, якщо з нього виключити постійну складову  $I_d$ .

Діюче значення струму первинної обмотки трансформатора

$$I_{1d} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I_1^2 d\omega t} = 1,21 \cdot n \cdot I_d. \quad (1.16)$$

Розрахункова потужність первинної обмотки

$$P_1 = 2,69 \frac{P_d}{\eta}. \quad (1.17)$$

Розрахункова потужність трансформатора

$$P_T = \frac{P_1 + P_2}{2} = 3,09 \frac{P_d}{\eta}. \quad (1.18)$$

## 1.6 Випрямляч із нульовим виводом

Еквівалентна схема випрямляча, а також часові діаграми струмів і напруг без урахування індуктивності розсіювання трансформатора зображені на рисунку 1.6. Випрямляч із нульовим виводом по суті є двофазним, тому що вторинна обмотка трансформатора з нульовою точкою створює дві ЕРС  $E_1$  і  $E_2$  рівні між собою, але протилежні за напрямом. Діоди  $VD1$  і  $VD2$  пропускають струм по черзі. На першому напівперіоді позитивний потенціал на аноді має діод  $VD1$ , тому струм проходить через цей діод, опір навантаження й половину обмотки трансформатора з ЕРС  $E_1$ . На другому напівперіоді струм проводить діод  $VD2$ , струм навантаження проходить у тому самому напрямку, що й у першому напівперіоді. Таким чином, на відміну від однонапівперіодного випрямляча, у даній схемі струм проходить по навантаженню протягом обох напівперіодів змінного струму, але кожна з половин вторинної обмотки трансформатора навантажена цим струмом протягом напівперіоду. У результаті зустрічного напрямку сил, що намагнічують, постійних складових струмів вторинних напівобмоток в осерді трансформатора немає змушеного

намагнічування. Аналіз електромагнітних процесів здійснюється так, як і для однонапівперіодного випрямляча.

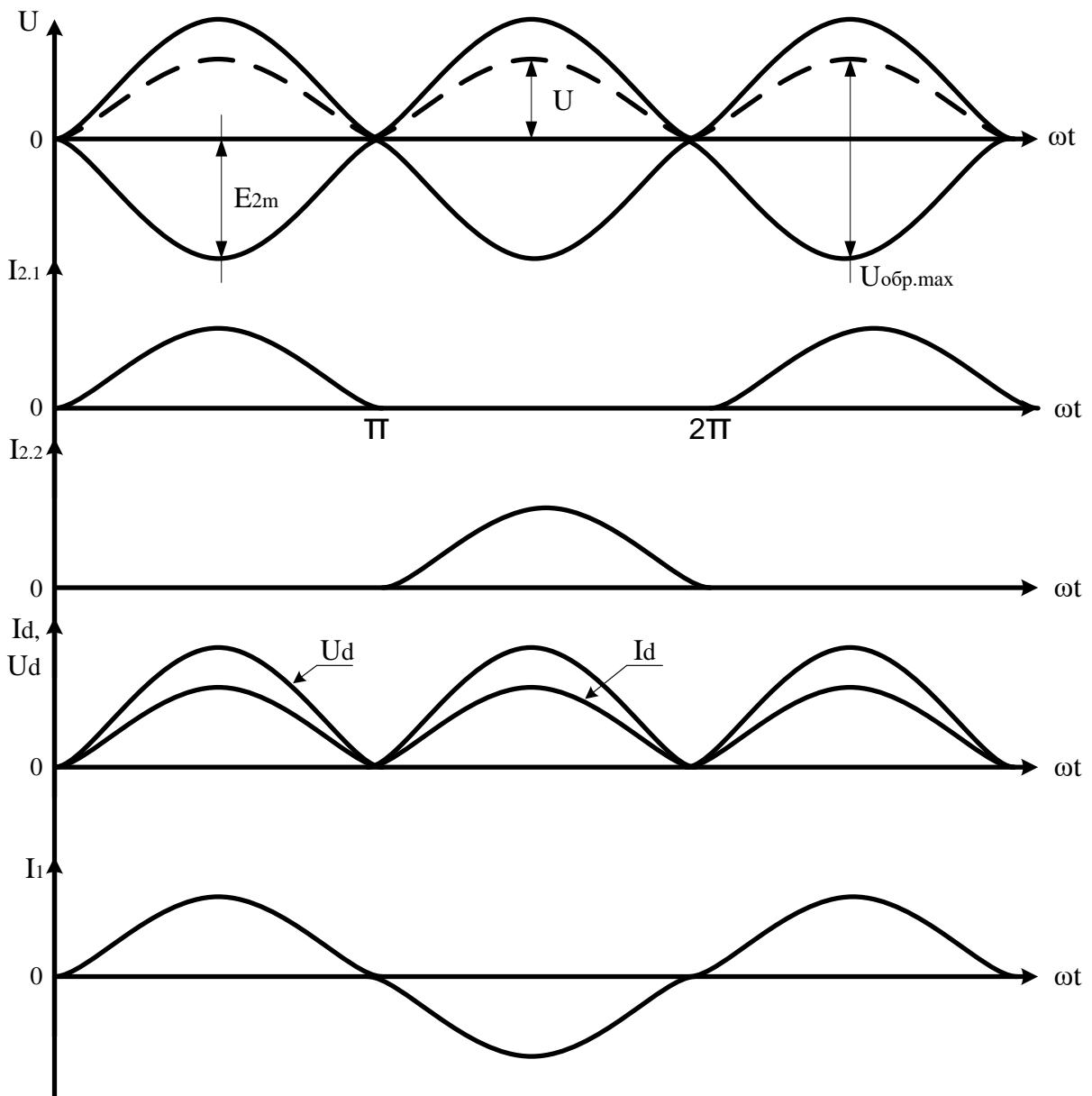
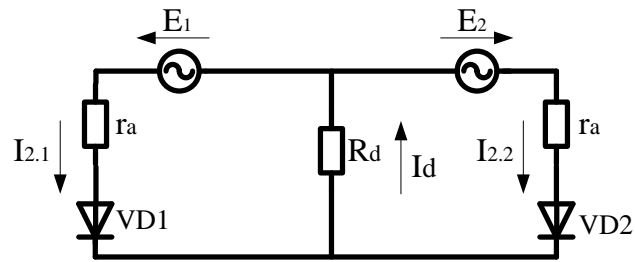


Рисунок 1.6 - Однофазний випрямляч із нульовим виводом



Середнє значення випрямленої напруги

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} E_{2m} \eta \sin \omega t \cdot d\omega t = \frac{2\eta}{\pi} E_{2m}. \quad (1.19)$$

Середнє значення випрямленого струму

$$I_d = \frac{U_d}{R_d} = \frac{2}{\pi} I_{am}. \quad (1.20)$$

Середнє значення струму діода

$$I_{dVD} = \frac{1}{\pi} I_{am}. \quad (1.21)$$

Діюче значення струму діода

$$I_{\partial VD} = \frac{I_{am}}{2} = \frac{E_{2m}}{2 \cdot (R_d + r_a)}. \quad (1.22)$$

Максимальна зворотна напруга, що прикладається до діода, згідно з рисунком 1.6 дорівнює

$$U_{зв.м} = E_{2m} (1 + \eta). \quad (1.23)$$

Основна гармоніка пульсацій випрямленої напруги дорівнює подвоєній частоті мережі живлення. Амплітуда основної гармоніки дорівнює

$$U_{(2)m} = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} E_{2m} \eta \cdot \sin \omega t \cdot \cos 2\omega t \cdot d\omega t = \frac{4}{\pi} E_{2m} \eta = \frac{2}{3} U_d. \quad (1.24)$$

Коефіцієнт пульсацій по основній гармоніці випрямленої напруги

$$k_{II(2)} = \frac{U_{(2)m}}{U_d} = 0,67. \quad (1.25)$$

Діюче значення струму у вторинній обмотці трансформатора

$$I_{2\partial} = 0,79I_d. \quad (1.26)$$

Діюче значення ЕРС вторинної обмотки

$$E_2 = \frac{1,11}{\eta} U_d. \quad (1.27)$$

Розрахункова потужність вторинної обмотки трансформатора

$$P_2 = 2E_2 I_{2\partial} = 1,73P_d. \quad (1.28)$$

Діюче значення струму в первинній обмотці

$$I_{1\partial} = 1,11n \cdot I_d. \quad (1.29)$$

Розрахункова потужність первинної обмотки

$$P_1 = 1,23P_d. \quad (1.30)$$

У вторинній обмотці через наявність діодів струм несинусоїдальний, що викликає появу потужності спотворень. У первинній обмотці трансформатора струм синусоїдальний, тому  $P_2 \gg P_1$ .

Розрахункова потужність трансформатора

$$P_T = \frac{P_1 + P_2}{2} = 1,48P_d. \quad (1.31)$$

Для розглянутого випрямляча необхідно проектувати спеціальний трансформатор з різними потужностями обмоток. Часто, особливо в малопотужних випрямлячах застосовують стандартний трансформатор, у якого  $S_1 = S_2 = S_T$ . У таких випадках типова потужність застосовуваного трансформатора повинна бути не менше типової потужності, знайденої за формулою (1.31). При цьому вторинна обмотка буде працювати з перевантаженням, а первинна з недовантаженням. Тепловий режим трансформатора буде близький до номінального.

## 1.7 Мостова схема випрямляча

Мостова схема складається з трансформатора й діодів  $VD1 - VD4$  (див. рисунок 1.2, в). Еквівалентна схема випрямляча, епюри напруг і струмів зображені на рисунку 1.7.

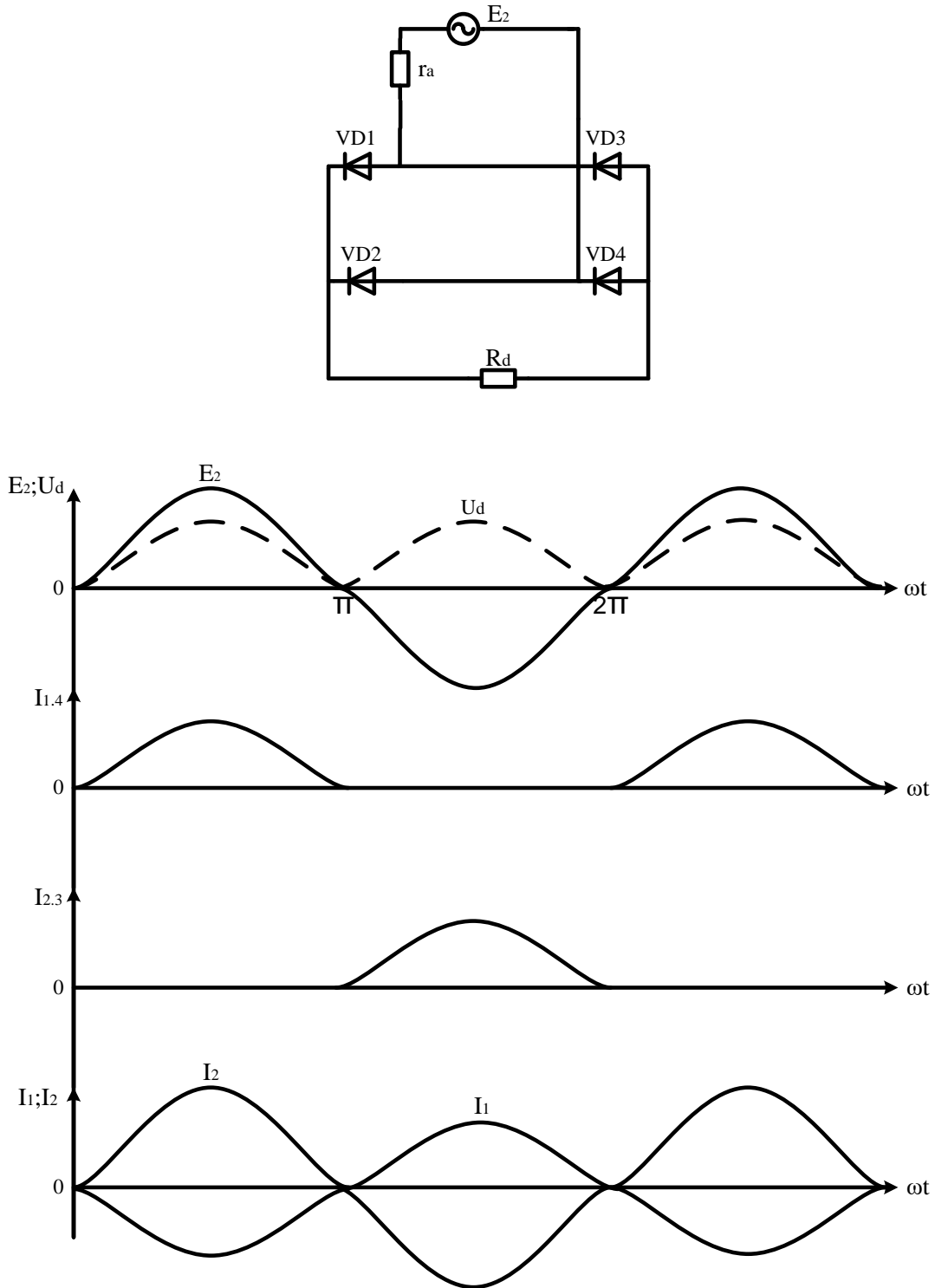


Рисунок 1.7 - Мостовий випрямляч

Вторинна обмотка трансформатора з ЕРС  $E_2$  підключена до однієї діагоналі моста, а навантаження приєднано до іншої.

З'єднання анодів діодів  $VD3$ ,  $VD4$  утворюють анодну групу, а з'єднання катодів діодів  $VD1$ ,  $VD2$  - катодну групу. У мостовій схемі діоди пропускають струм попарно:  $VD1$ ,  $VD4$  і  $VD2$ ,  $VD3$ . Струм пропускає та пара діодів, потенціали анодів яких вище від потенціалів катодів. Так, на першому напівперіоді струм пропускають діоди  $VD1$ ,  $VD4$ , а на другому напівперіоді діоди  $VD2$ ,  $VD3$ .

Напруга на навантаженні менше від ЕРС  $E_2$  на величину спадання напруги в обмотці трансформатора й двох послідовно ввімкнених діодів. Середнє значення випрямленої напруги  $U_d$  і струму  $I_d$ , а також середнє  $I_{dVD}$  і діюче  $I_{dVD}$  значення струмів діодів такі самі, як і у схемі з нульовим виводом. Їхня величина обчислюється за формулами (1.19), (1.20) і (1.21), (1.22).

Зворотна напруга на діоді менше від ЕРС  $E_2$  на величину падіння у вторинній обмотці трансформатора й ввімкненому діоді. Найбільше значення зворотна напруга досягає в режимі холостого ходу

$$U_{зв. \max} = E_{2 \max} . \quad (1.32)$$

У вторинній обмотці струм протікає двічі за період і при активному навантаженні має форму синусоїди. Змушене намагнічування осердя трансформатора відсутнє. Струм у первинній обмотці трансформатора також синусоїдальний.

Діюче значення струму вторинної обмотки трансформатора

$$I_{2d} = 1,11I_d . \quad (1.33)$$

Діюче значення струму первинної обмотки

$$I_{1d} = 1,11nI_d . \quad (1.34)$$

Порівнянно з попередніми схемами в мостовій схемі випрямляча коефіцієнт використання трансформатора вище, а максимальна зворотна напруга на діодах менше.

Розрахункова потужність первинної обмотки, вторинної обмотки та трансформатора в цілому дорівнює

$$P_1 = P_2 = P_T = 1,23P_d. \quad (1.35)$$

При використанні трансформатора з відводом від середнього виводу вторинної обмотки (нульовий вивод) у мостовому випрямлячі можна одержати два значення випрямленої напруги  $\pm \frac{U_d}{2}$ . Мостова схема випрямляча є найбільш перспективною для застосування в однофазних джерелах живлення порівняно з іншими схемами.

### **1.8 Робота випрямляча з нульовим виводом на індуктивне навантаження**

Залежно від схеми фільтра, встановлюваного на виході випрямляча, розрізняють його навантаження з активною, індуктивною або ємнісною реакцією. Робота різних схем однофазних випрямлячів на активне навантаження розглянуто в п. 1.5 - 1.7.

Якщо згладжувальний фільтр, що у вхідному ланцюзі містить конденсатор, підключений паралельно до виходу випрямляча, то еквівалентне навантаження має ємнісну реакцію. Коли вхідний ланцюг фільтра містить індуктивність, то еквівалентне навантаження має індуктивну реакцію.

Процеси у схемі випрямляча при активно-індуктивному навантаженні розглянемо за допомогою часових діаграм, зображених на рисунку 1.8, де для порівняння пунктиром показані криві, що відповідають режиму чисто активного навантаження.

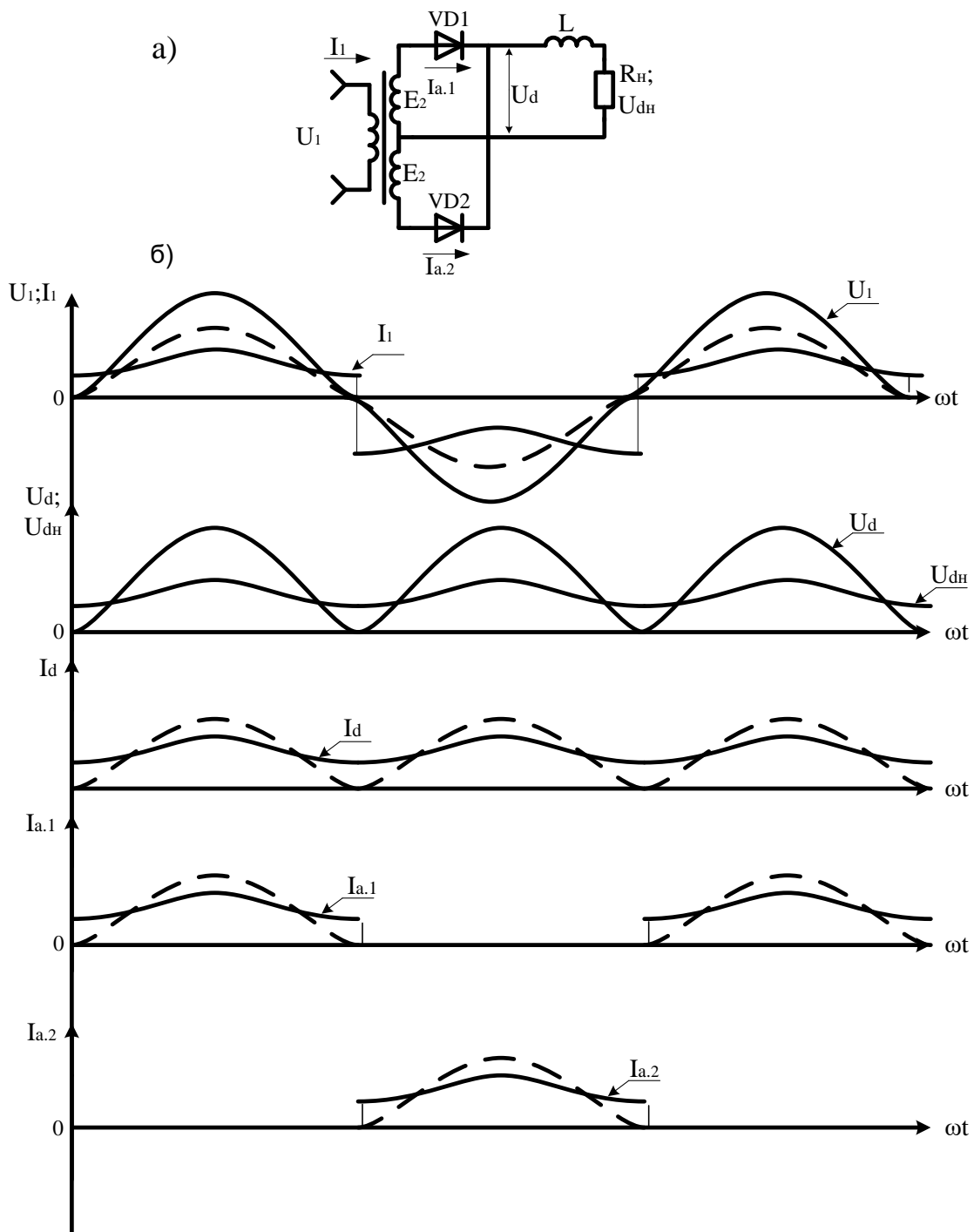


Рисунок 1.8 - Випрямляч із індуктивним навантаженням

Отут так само, як і в попередньому випадку, режим роботи діодів представляється напругою  $U_2$  вторинних обмоток трансформатора. Відмінність полягає в тому, що внаслідок впливу індуктивності струм  $I_d$  у колі навантаження виходить згладженим. Під дією індуктивності струм  $I_d$  не спадає до нуля при нульових значеннях напруги  $U_d$ . Оскільки струм в

індуктивності відстає по фазі від напруги, максимуми струму  $I_d$  надходять із деякою затримкою в часі відносно максимумів напруги  $U_d$ . Форма кривих струму й напруги в навантаженні  $R_n$  однакові. Якщо активний опір дроселя прийняти рівним нулю, то середні значення напруги на виході випрямляча й навантаженні рівні ( $U_d=U_{dn}$ ). При збільшенні індуктивності дроселя  $L$  її згладжувальна дія підвищується, і пульсації в кривій  $U_{dn}$  зменшуються. У припущенні  $L \rightarrow \infty$  змінна складова  $U_d$  буде повністю прикладена до дроселя, а на навантаженні буде діяти тільки постійна складова  $U_{dn}$ . Зміна форми кривої  $I_d$  порівняно з випадком чисто активного навантаження призводить до зміни форми струмів випрямляча  $I_a$ ,  $I_2$ , і  $I_1$ . Форма струмів діодів близька до прямокутної. Їхня амплітуда дорівнює

$$I_d \approx \frac{U_d}{R_n}, \quad (1.36)$$

а середнє значення

$$I_a = \frac{I_d}{2}. \quad (1.37)$$

Аналогічно анодним струмам (струмам вторинних обмоток трансформатора) зазнає зміни й первинний струм  $I_1$ . Його форма наближається до форми двополярних прямокутних імпульсів з амплітудою

$$I_1 = I_d \cdot n. \quad (1.38)$$

Прийнявши при активно-індуктивному навантаженні форму струмів  $I_1$  і  $I_2$  прямокутною, запишемо вирази для діючих значень:

$$I_{2\partial} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_d^2 \cdot d\omega t} = \frac{I_d}{\sqrt{2}}, \quad (1.39)$$

$$I_{1\partial} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi (I_d \cdot n)^2 d\omega t} = I_d \cdot n. \quad (1.40)$$

Змінюються порівняно з режимом чисто активного навантаження й співвідношення для потужностей  $P_1$ ,  $P_2$  і  $P_T$ .

$$P_1 = U_1 \cdot I_{1\partial} = 1.11 \cdot P_d, \quad (1.41)$$

$$P_2 = 2E_2 \cdot I_{2\partial} = 1.57 \cdot P_d, \quad (1.42)$$

$$P_T = \frac{P_1 + P_2}{2} = 1.34 \cdot P_d. \quad (1.43)$$

У мостовій схемі випрямляча при активно-індуктивному навантаженні

$$I_{2\partial} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi I_d^2 \cdot d\omega t} = I_d, \quad (1.44)$$

$$I_{1\partial} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi (I_d \cdot n)^2 d\omega t} = I_d \cdot n. \quad (1.45)$$

Потужності  $P_1$ ,  $P_2$  і  $P_T$  пов'язані з потужністю  $P_d$  виразом

$$P_1 = P_2 = P_T = 1.11 P_d. \quad (1.46)$$

## 1.9 Робота випрямляча на активно-ємнісне навантаження

Активно-ємнісне навантаження випрямляча створюється при використанні конденсатора  $C$  для згладжування випрямленої напруги.

Вмикання конденсатора паралельно навантаженню змінює режим роботи випрямляча порівняно з роботою при чисто активному і активно-індуктивному навантаженні. Поведінка схеми, обумовлена процесами заряджання й розряджання конденсатора, характеризується імпульсним режимом її роботи.

Стан діодів так само, як і в попередніх випадках роботи випрямляча, визначається напругами  $U_2$ . Відмінною рисою є те, що для вимикання діодів недостатньо тільки змінити полярність напруг на вторинних напівобмотках трансформатора. Необхідно,



щоб зазначені напруги перевищили напругу на конденсаторі  $C$ , яка визначає потенціал катодів діодів  $VD1$  і  $VD2$  (див. рисунок 1.9) і вихідну напругу  $U_d$ . Нехай на інтервалі  $0 - \theta_1$   $U_d > |U_2|$ . На цьому інтервалі обидва діоди закриті. Діод  $VD2$  замкнений, оскільки до нього прикладена зворотна напруга

$$U_{зв.} = U_2 + U_d. \quad (1.47)$$

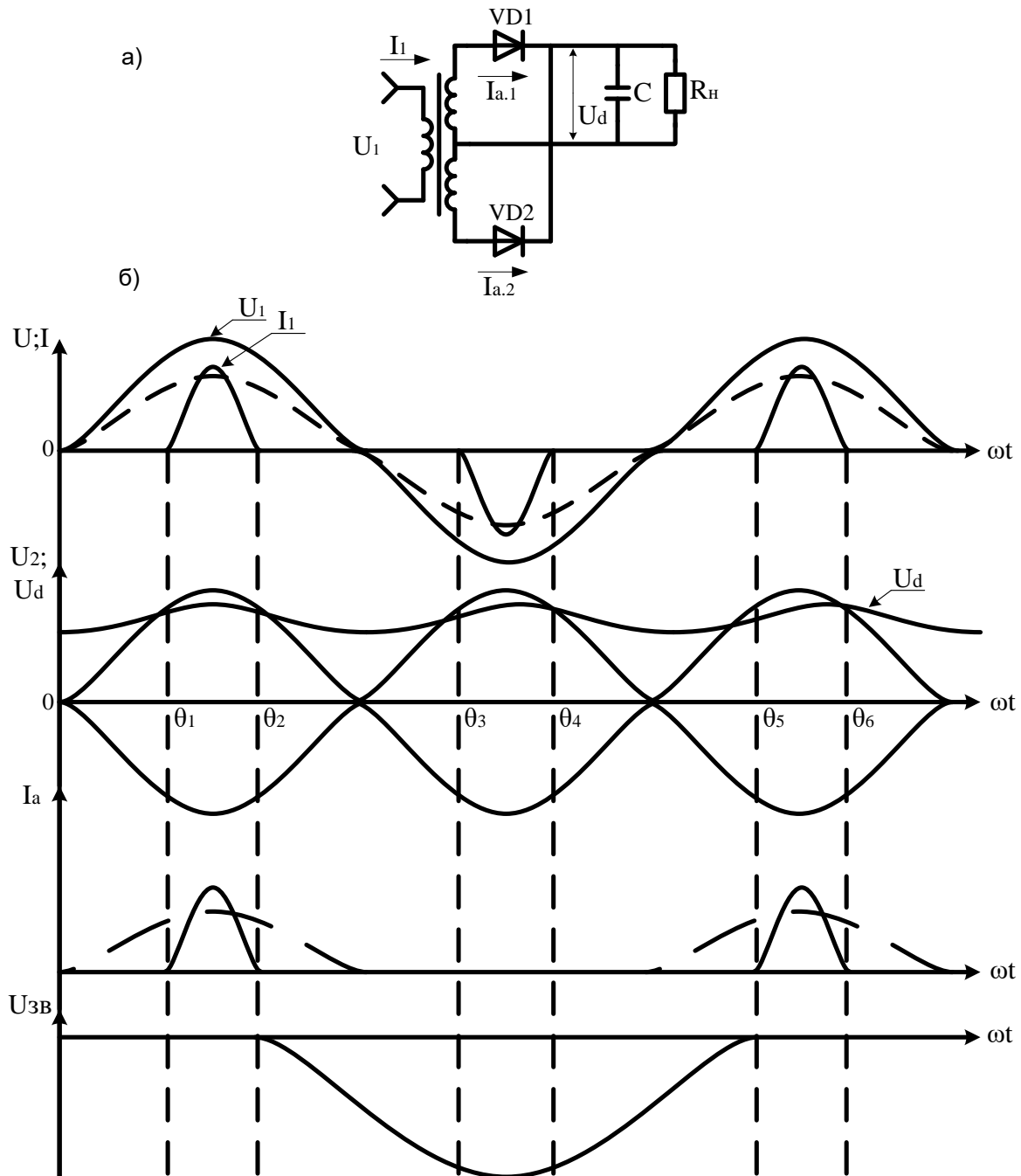


Рисунок 1.9 - Випрямляч із ємнісним навантаженням

Діод *VDI* замкнений внаслідок того, що напруга його катода відносно нульової точки, обумовленої напругою  $U_d$ , перевищує напругу анода. На інтервалі  $0-\theta_1$  навантаження відділено від випрямляча, і його живлення здійснюється від конденсатора  $C$ , що розряджається на нього з постійною часу

$$T = R_n C . \quad (1.48)$$

З наближенням до моменту часу  $\theta_1$  напруга  $U_2$  збільшується, прагнучи до напруги конденсатора. На етапі  $\theta_1-\theta_2$  здійснюється заряджання конденсатора від вторинної обмотки трансформатора. Зарядний струм конденсатора, струм, що протікає в обмотках трансформатора й діодах, має вигляд імпульсу. З урахуванням коефіцієнта трансформації трансформатора таку саму форму має й первинний струм  $I_1$ .

Діюче значення струму вторинної обмотки

$$I_2 = \frac{\sqrt{2}}{2} I_d \cdot D(\theta) . \quad (1.49)$$

Діюче значення ЕРС вторинної обмотки

$$E_2 = U_d \cdot B(\theta) . \quad (1.50)$$

Амплітудне значення струму в діоді

$$I_{am} = \frac{I_d}{2} \cdot F(\theta) . \quad (1.51)$$

Функції  $F(\theta)$ ,  $B(\theta)$  і  $D(\theta)$  зображені графічно на рисунку 1.10, а,б. Амплітудне значення зарядного струму визначається, як

$$A(\theta) = \frac{\pi}{2} \frac{R}{R_d} , \quad (1.52)$$

де  $R$  - вибирається залежно від потужності трансформатора й типу діодів.

Активний опір трансформатора й внутрішній опір діодів для попередніх розрахунків у діапазоні потужностей 1-1000 ВА вибираємо в діапазоні  $R = (0,15 - 0,05) R_n$ .

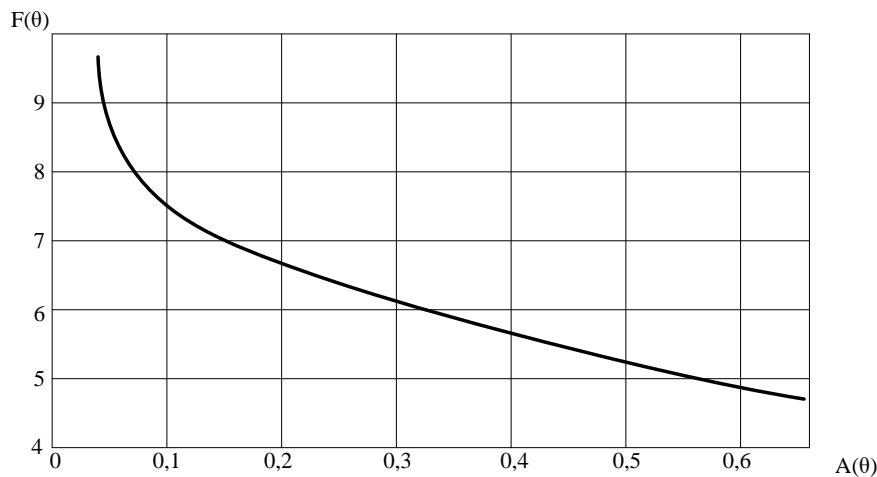
Наявність конденсатора розширює інтервал дії зворотної напруги на діоді, але максимальне його значення таке саме, як і при активному навантаженні.

Повна потужність вторинної обмотки трансформатора

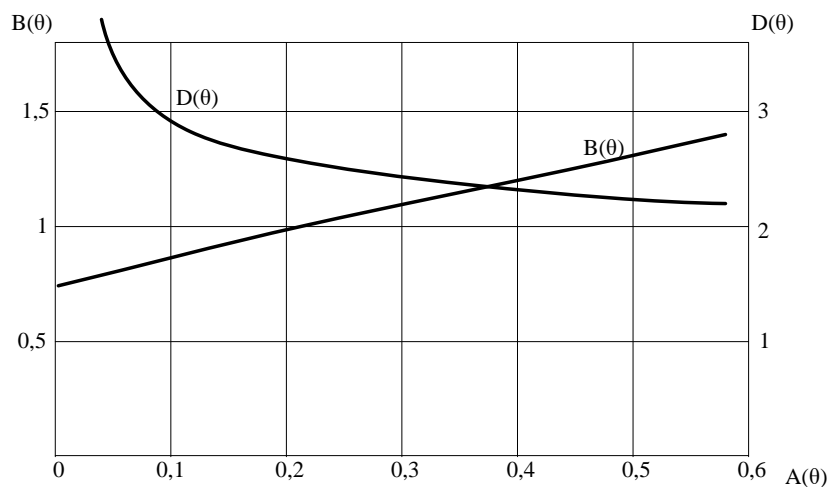
$$P_2 = 2E_2 I_2 = \sqrt{2} B(\theta) \cdot D(\theta) \cdot P_d . \quad (1.53)$$

Для випадку мостової схеми випрямляча

$$P_2 = P_T = \frac{\sqrt{2}}{2} B(\theta) \cdot D(\theta) \cdot P_d . \quad (1.54)$$



а



б

Рисунок 1.10 - Залежність для випрямляча з ємнісним навантаженням

## 2 ЗГЛАДЖУВАЛЬНІ ФІЛЬТРИ

### 2.1 Основні поняття про згладжувальні фільтри

Згладжувальні фільтри застосовуються для згладжування пульсацій випрямленої напруги до припустимого рівня.

Оцінка властивостей згладжувального фільтра виконується за величиною коефіцієнта згладжування

$$k_{зз}(q) = \frac{k_{\Pi}^{\wedge}(q)}{k_{\Pi}(q)}, \quad (2.1)$$

де  $k_{\Pi}^{\wedge}(q)$  - коефіцієнт пульсацій на вході фільтра для  $q$ -ї гармоніки;

$k_{\Pi}(q)$  - коефіцієнт пульсацій на виході фільтра для тієї самої гармоніки.

Звичайно коефіцієнт пульсацій визначають за тією самою гармонікою. Підставивши у формулу (2.1) значення коефіцієнта пульсацій по основній гармоніці, одержимо

$$k_{зз}(i) = \frac{U^{\wedge}(i)_m}{U_d^{\wedge}} \cdot \frac{U_d}{U(i)_m} = \lambda \cdot k_{\phi}, \quad (2.2)$$

де  $U^{\wedge}(i)_m$  - амплітудне значення основної гармоніки на вході фільтра;

$U(i)_m$  - амплітудне значення основної гармоніки на виході фільтра;

$U_d^{\wedge}$  - постійна складова напруги на вході фільтра;

$U_d$  - постійна складова напруги на виході фільтра.

Відношення  $\frac{U_d^{\wedge}}{U_d} = \lambda$  називають коефіцієнтом передачі фільтром постійної складової випрямленої напруги, що характеризує втрати напруги у фільтрі.

Відношення  $\frac{U'(i)_m}{U(i)_m} = k_\phi$  - коефіцієнт фільтрації, що показує в скільки разів амплітуда пульсацій на виході фільтра зменшена порівняно з її значенням на його вході.

Величина коефіцієнта передачі для фільтрів випрямлячів великої потужності  $\lambda = 0,9$ , малої потужності  $\lambda = 0,91 \dots 0,95$ , для фільтрів без втрат  $\lambda = 1$ . Якщо нехтувати втратами у фільтрі, коефіцієнт згладжування дорівнює коефіцієнту фільтрації:

$$k_{зг} = \frac{U'(i)_m}{U(i)_m} = k_\phi. \quad (2.3)$$

Величина коефіцієнта пульсацій на навантаженні визначається умовами експлуатації й для різних споживачів різна.

При виборі згладжувального фільтра крім забезпечення необхідної величини коефіцієнта згладжування, необхідно враховувати його вплив на електромагнітні процеси випрямляча. Так, наприклад, у потужних випрямлячах не рекомендується використовувати фільтри з ємнісною входною ланкою, тому що вони погіршують форму струмів у діодах і обмотках трансформатора, що призводить до збільшення втрат у них і підвищення установленної потужності, а також погіршення гармонійного складу струму мережі живлення.

Щоб не спотворювався режим роботи навантаження джерела живлення, необхідно передбачати малий вихідний опір фільтра, який у комплексній формі для основної гармоніки пульсацій визначається так:

$$Z_{вих\phi} = \frac{\dot{U}'(i)_m}{\dot{I}(i)_m} = R_{вих} + jx_{вих}(i). \quad (2.4)$$

З підвищенням номера гармонійних складових пульсацій складова  $x_{вих}(i)$  змінюється по величині, а  $R_{вих}$ , без урахування поверхневого ефекту, залишається постійним.

## 2.2 Ємнісний фільтр

Для малопотужних випрямлячів найпростішим фільтром є конденсатор, підключений паралельно навантаженню (рисунок 2.1, а).

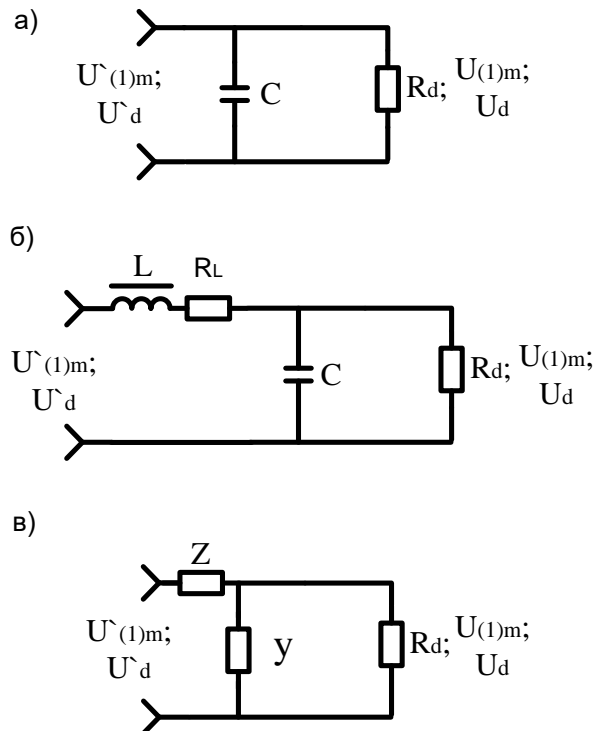


Рисунок 2.1 - Згладжувальні фільтри

Якщо опір навантаження значно більше від ємнісного опору конденсатора для основної гармоніки, то можна вважати, що змінна складова струму діода дорівнює струму конденсатора, а постійна складова - струму навантаження. Струм у діоді однонапівперіодного випрямляча визначається згідно з методикою, застосованої до розрахунків однонапівперіодного випрямляча з ємнісним навантаженням (див. п. 1.9).

$$I_a = \frac{E_n}{R} (\cos \theta - \cos \phi), \quad (2.5)$$

де  $R = R_a + R_{np}$  - опір, що враховує втрати в обмотках трансформатора й діоді.

Постійна складова струму в діоді

$$I_{dVD} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\phi}^{\phi} I_a \cdot d\omega t = \frac{E_{2m}}{\pi \cdot R} (\sin \phi - \phi \cdot \cos \phi). \quad (2.6)$$

Амплітудне значення основної гармоніки струму в діоді

$$I_{(1)m} = \frac{1}{\pi} \int_{-\phi}^{\phi} I_a \cos \omega t \cdot d\omega t = \frac{E_{2m}}{\pi \cdot R} (\phi - \sin \phi \cdot \cos \phi). \quad (2.7)$$

Коефіцієнт фільтрації

$$\frac{I_{(1)m}}{I_d} = \frac{\phi - \sin \phi \cdot \cos \phi}{\sin \phi - \phi \cos \phi}. \quad (2.8)$$

Малопотужні випрямлячі звичайно працюють у режимах, коли кут відсічення  $\phi \leq 30^\circ$ , тому  $I_{(1)m} \approx 2I_d$ .

Амплітуда змінної складової напруги на конденсаторі

$$U_{(1)m} = I_{(1)m} \frac{1}{\omega \cdot C} \approx \frac{2I_d}{\omega \cdot C}. \quad (2.9)$$

Враховуючи, що  $U_d = R_d I_d$ , одержимо формулу для обчислення ємності конденсатора фільтра однонапівперіодного випрямляча

$$C = \frac{2}{\omega \cdot K_{П(1)} \cdot R_d}. \quad (2.10)$$

Для двонапівперіодного випрямляча

$$I_{(1)m} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\phi}^{\phi} I_a \cos 2\omega t \cdot d\omega t = \frac{E_{2m}}{\pi \cdot R} \cdot \frac{2}{3} \sin^3 \phi, \quad (2.11)$$

zlotse2014

$$I_d = \frac{2E_{2m}}{\pi \cdot R} (\sin \phi - \phi \cdot \cos \phi). \quad (2.12)$$

Звідси

$$\frac{I_{(1)m}}{I_d} = \frac{\sin^3 \phi}{3(\sin \phi - \phi \cdot \cos \phi)}. \quad (2.13)$$

Для більшості режимів  $I_{(1)m} \approx I_d$ , отже  $U_{(1)m} = \frac{I_d}{2\omega \cdot C}$ .

Враховуючи це, одержимо для двонапівперіодного випрямляча формулу для обчислення ємності конденсатора фільтра

$$C = \frac{1}{2\omega \cdot R_d \cdot k_{\Pi(1)}}. \quad (2.14)$$

### 2.3 Згладжувальний LC-фільтр

Більш ефективно згладжування пульсацій випрямленої напруги одержують застосуванням LC - фільтра (рисунок 2.1, б). Еквівалентна схема фільтра зображена на рисунку 2.1, в, за якою коефіцієнт фільтрації LC-фільтра визначається виразом

$$k_\phi = \frac{U_{(1)m}}{U_{(1)m}} = 1 + Z(Y + \frac{1}{R_d}). \quad (2.15)$$

Параметри елементів фільтра вибирають таким чином, щоб послідовно ввімкнений із джерелом елемент мав великий опір для змінної складової струму ( $Z \leq 5R_d$ ) і малий опір для постійної складової. У якості послідовно ввімкненого елемента використовується дросель. Елемент фільтра, що вмикається паралельно навантаженню, повинен мати малий опір для змінної складової струму й великий опір для постійної складової. Для LC – фільтра  $Z = j \cdot m_n \cdot \omega \cdot L$ ,  $Y = j \cdot m_n \cdot \omega \cdot C$ , тому



$$k_{\phi} = 1 - m_n^2 \omega^2 LC, \quad (2.16)$$

де  $m_n$  - пульсність випрямляча.

Якщо ємність конденсатора  $C$  виразити в мікрофарадах, а індуктивність у генрі й урахувати, що  $\omega = 314$  рад/с, то одержимо

$$LC \approx \frac{10|k_{\phi}|}{m_n^2}. \quad (2.17)$$

Індуктивність дроселя фільтра вибирають із умови безперервності струму в ньому

$$I_{(1)m} \ll I_d. \quad (2.18)$$

Амплітуда основної гармоніки струму в дроселі з урахуванням  $Z \gg \frac{1}{Y}$  визначається як

$$I_{(1)m} \approx \frac{U_{(1)m}}{m_n \omega \cdot L}. \quad (2.19)$$

Постійна складова струму в дроселі без урахування втрат у фільтрі

$$I_d \approx \frac{U_d}{R_d}. \quad (2.20)$$

Підставивши формули (2.19), (2.20) у формулу (2.18) і виконавши перетворення, одержимо

$$L \gg \frac{U_{(1)m} \cdot R_d}{U_d \cdot m_n \cdot \omega} = \frac{2}{(m_n^2 - 1)} \cdot \frac{R_d}{m_n \cdot \omega} = \frac{R_d}{a}, \quad (2.21)$$

де  $a = \frac{(m_n^2 - 1) \cdot m_n \cdot \omega}{2}$ .

Коефіцієнт передачі постійної напруги з входу на вихід фільтра

$$\lambda = \frac{U_d}{U_d} = \frac{R_d}{R_d + R_L}, \quad (2.22)$$

де  $R_L$  - активний опір дроселя.

Коефіцієнт згладжування

$$k_{зг} = \lambda \cdot k_{\phi} = m_n \cdot \omega \cdot C \frac{R_d \cdot R_L}{R_d + R_L}. \quad (2.23)$$

Величину опору  $R_L$  вибирають із умови

$$\frac{U_d}{U_d} = 1.05 \dots 1.3, \quad (2.24)$$

залежно від потужності трансформатора випрямляча в діапазоні 1-1000 ВА.

## 2.4 Транзисторні згладжувальні фільтри

Пасивні згладжувальні фільтри прості й надійні в експлуатації, однак їхні масо-габарити становлять істотну частину всього джерела живлення. Це пояснюється тим, що габарити дроселя фільтра зі зростанням струму навантаження різко зростають. Великий вплив на апаратуру, що живиться, мають магнітні поля розсіювання дроселя, який виконаний з повітряним зазором.

У зв'язку з цим знаходять застосування транзисторні згладжувальні фільтри. Транзисторні фільтри застосовують при струмах навантаження до декількох десятків ампер і напруг, обумовлених десятками вольт. В основу побудови транзисторного фільтра покладена та обставина, що колекторна характеристика транзистора подібна до кривої намагнічування

ферромагнітного осердя дроселя (рисунок 2.2, а). Тому транзистор виконує роль дроселя фільтра.

Вихідні характеристики транзистора після точки перегину мають малий кут нахилу до осі абсцисс, і струм колектора майже не залежить від напруги на ньому.

Тому якщо вибрати робочу точку транзистора на горизонтальній ділянці вихідної характеристики (точка 1), то його опір для змінного струму  $R_i$  буде значно більше, ніж для постійного  $R_{i0}$ . Із графічних побудов  $R_i = \text{tg}\alpha_1 \gg R_{i0} = \text{tg}\alpha_0$ . Залежно від способу підключення навантаження схеми транзисторних фільтрів поділяють на послідовні й паралельні. У послідовному фільтрі транзистор вмикається послідовно з навантаженням. На рисунку 2.2, б зображена схема такого фільтра, у якій навантаження включається в колекторний ланцюг транзистора. На вході схеми введена фільтруюча ланка з постійною часу  $T=R_1C_1$ , значно більшою від періоду змінної складової вхідної напруги  $U_0$ . За рахунок цього напруга на конденсаторі  $C_1$  за період пульсацій не встигає суттєво змінюватися, що забезпечує сталі значення змінної складової струму емітера. Резистор  $R_1$  служить для термостабілізації робочої точки. Положення робочої точки на характеристиці визначається опорними резисторами  $R_1$  і  $R_2$ . У даному фільтрі транзистор при вмиканні повинен витримувати перевантаження за струмом, тому

$$I_{m.\text{доп}} \geq 2I_n. \quad (2.25)$$

Транзистор повинен мати запас за напругою

$$U_{KE.\text{доп}} \geq 1.6 \left[ U_{K.\text{нас}} + 2U'_{(1)m} \right], \quad (2.26)$$

де  $U_{K.\text{нас}}$  - напруга насичення транзистора.

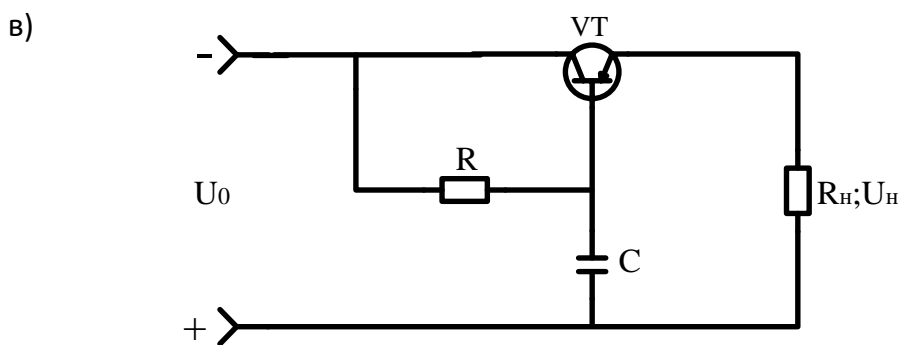
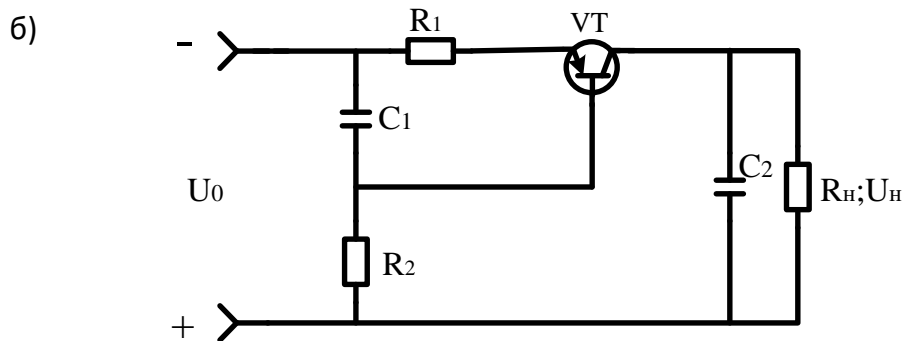
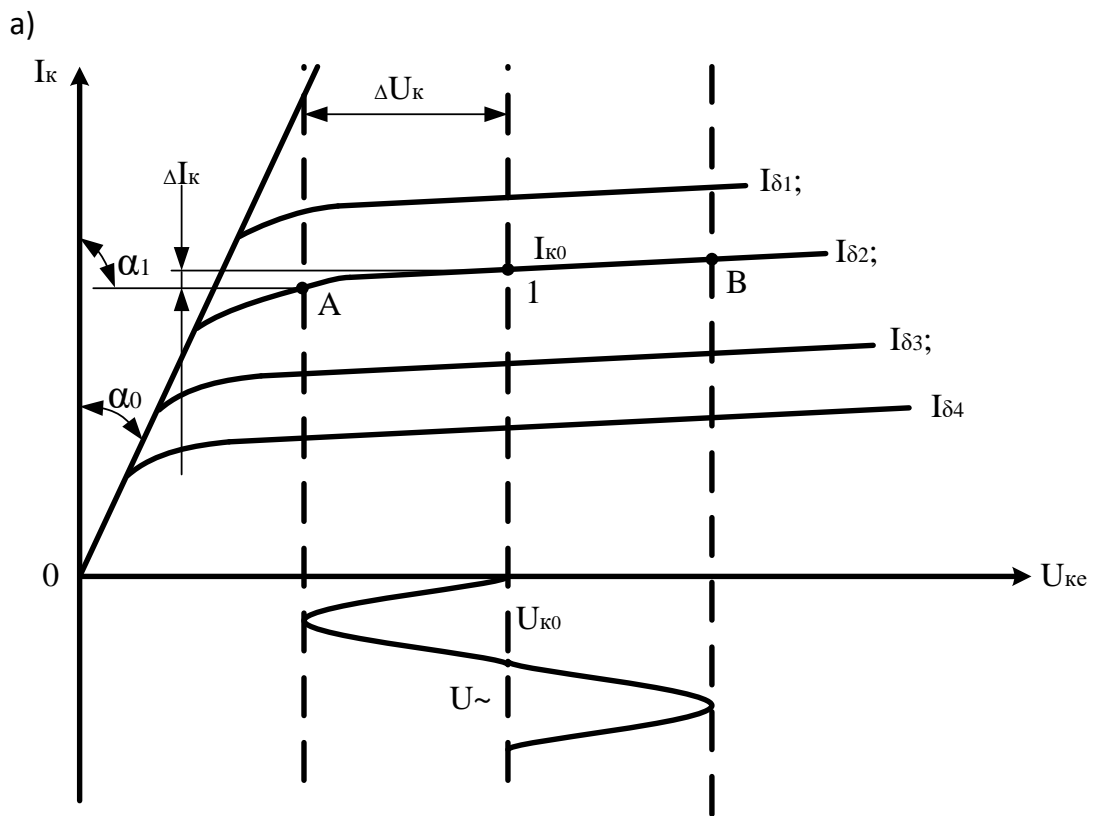


Рисунок 2.2 - Транзисторні згладжувальні фільтри

Коефіцієнт згладжування фільтра розраховується за формулою

$$k_{сз} \approx R_k m_n \omega \cdot C_2 \frac{R_H}{R_2} \beta, \quad (2.27)$$

де  $R_k = \frac{\Delta U_k}{\Delta I_k}$  - опір транзистора змінному струму, знаходиться за вихідною характеристикою транзистора (рисунок 2.2, а);  $\beta$  - статичний коефіцієнт підсилення за струмом транзистора у схемі з загальним емітером.

Ємність конденсатора вхідного фільтруючого ланцюжка визначається за формулою

$$C_1 = \frac{8(1 + \frac{R_k \alpha_{\approx}}{R_2})}{m_n \omega (1 - \alpha_0) R_2}, \quad (2.28)$$

де  $\alpha_0 = \frac{\beta}{1 + \beta}$  - статичний коефіцієнт підсилення за струмом транзистора у схемі з загальною базою;  $\alpha_{\approx}$  - динамічний коефіцієнт передачі.

Опір резистора вхідного фільтруючого ланцюжка

$$R_1 = \frac{\beta \cdot U_{k0}}{I_{k0}}. \quad (2.29)$$

Оптимальна величина опору  $R_1$  вибирається з умови

$$R_1 = 0.25(1 - \alpha_0) R_2. \quad (2.30)$$

Коефіцієнт передачі фільтра за постійною складовою струму навантаження

$$\lambda = \frac{\alpha_0 R_n}{R_1 + (1 - \alpha_0) R_2} \cdot \quad (2.31)$$

У розглянутій схемі необхідний зсув напруги на базі одержують із постійної складової випрямленої напруги, яка не залежить від режиму роботи колекторного ланцюга, тому її називають схемою з фіксованим зміщенням. Дана схема чутлива до зміни теплового режиму транзистора, а також вимагає індивідуального підстроювання при заміні транзистора. На рисунку 2.2, в зображена схема фільтра з автоматичною стабілізацією положення робочої точки транзистора. Даний фільтр має також менший вхідний опір, що дозволяє застосовувати його для великих струмів навантаження.

Величину ємності даного фільтра обчислюють за формулою

$$C = k_\phi (R_k + R) / \omega \cdot R \cdot R_k \cdot \quad (2.32)$$

Коефіцієнт фільтрації

$$k_\phi \approx \frac{R \cdot \omega \cdot C \cdot R_k}{R + R_k} \cdot \quad (2.33)$$

Коефіцієнт передачі за постійною напругою

$$\lambda \approx \frac{R_n}{R_n + (1 - \alpha_0) R} \cdot \quad (2.34)$$

Опір резистора вхідного фільтруючого ланцюжка

$$R = \frac{\beta \cdot U_{k0}}{I_{E0}} \cdot \quad (2.35)$$

Коефіцієнт згладжування даного фільтра менше, ніж фільтра з навантаженням у колекторному ланцюзі. Однак його можна збільшити застосуванням складеного транзистора.

## 3 СТАБІЛІЗАТОРИ ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ

### 3.1 Принципи побудови стабілізаторів напруги

Багато споживачів електричної енергії постійного струму висувають вимоги до незмінності вихідної напруги до впливу дестабілізуючих факторів. У ролі дестабілізуючих факторів можуть бути коливання напруги мережі живлення, зміни частоти напруги живлення, величини навантаження, температури навколишнього середовища та ін.

Для підтримки сталості напруги на навантаженні застосовують стабілізатори. За принципом побудови стабілізатори поділяються на параметричні й компенсаційні. Основною частиною параметричного стабілізатора є нелінійний елемент, у якого  $U = const$  при зміні струму через нього в широких межах.

У компенсаційних стабілізаторах передбачається наявність вимірювального елемента, у якому відбувається порівняння вихідної напруги зі зразковою. Результат порівняння підсилюється підсилювачем і впливає на елемент, що регулює вихідну напругу, тобто являє собою замкнену систему автоматичного регулювання. Ступінь точності підтримування напруги на навантаженні характеризується коефіцієнтом стабілізації

$$k_{CT} = \frac{\Delta U_{вх}}{U_{вх.ном}} \cdot \frac{U_{вих.ном}}{\Delta U_{вих}}, \quad (3.1)$$

де  $\Delta U_{вх}$ ,  $\Delta U_{вих}$  - зміни напруги на вході й виході стабілізатора;

$U_{вх.ном}$ ,  $U_{вих.ном}$  - номінальні значення напруги на вході й виході стабілізатора.

Вихідний опір стабілізатора характеризує зміну вихідної напруги при зміні струму навантаження

$$R_{CT} = - \frac{\Delta U_{вих}}{\Delta I_n}. \quad (3.2)$$

Знак "мінус" показує, що зі збільшенням струму навантаження вихідна напруга стабілізатора зменшується.

### 3.2 Параметричний стабілізатор

У параметричному стабілізаторі (рисунок 3.1, а) у якості нелінійного елемента застосовують кремнієвий стабілітрон, вольтамперна характеристика якого зображена на рисунок 3.1, б. Для стабілізації напруги використовують ділянку, що лежить між точкою 1 і точкою 2 зворотної гілки вольтамперної характеристики. При зміні струму  $I_1$ , що протікає через стабілітрон, падіння напруги  $\Delta U$  на ньому змінюється в малих межах. Параметричний стабілізатор застосовують у тих випадках, коли  $I_1 \gg I_2$ , тобто падіння напруги на стабілітроні є джерелом напруги стосовно навантаження. Струм стабілітрона вибирають на підставі його паспортних даних. Величину опору обмежуючого резистора вибирають із умови

$$R_{\delta} = \frac{U_0 - U_H}{I_1} \quad (3.3)$$

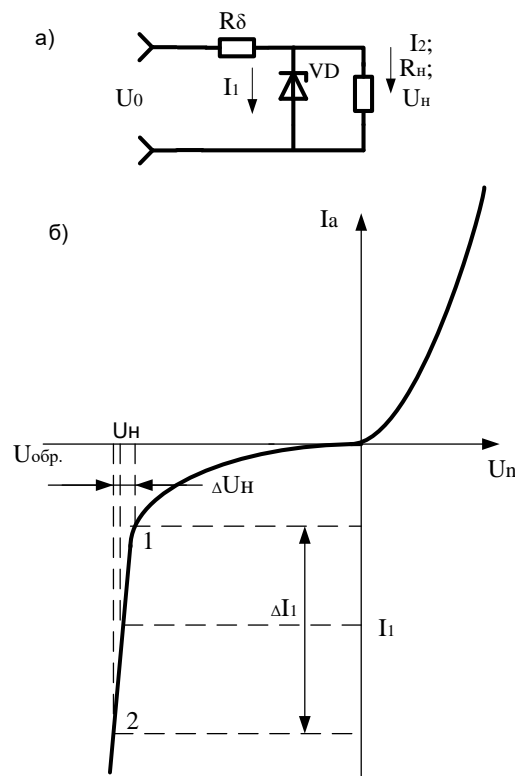


Рисунок 3.1 - Схема параметричного стабілізатора (а) і його вольтамперна характеристика (б)



Коефіцієнт стабілізації

$$k_{CT} \approx \frac{R_{\delta}}{R_{\delta,CT}} \cdot \mathcal{G}, \quad (3.4)$$

де  $R_{\delta,CT} = \frac{\Delta U_n}{\Delta I_1}$  - динамічний опір стабілітрона;

$\mathcal{G} = \frac{U_0}{U_{н.ном}}$  - коефіцієнт передачі напруги в номінальному режимі.

З виразу випливає, що чим менше величина  $R_{\delta}$  і більше  $R_{\delta}$ , тим краще стабілізує схема. Коефіцієнт стабілізації параметричного стабілізатора для малих струмів коливається в межах  $k_{CT} = 20 - 40$ . Вихідний опір стабілізатора

$$R_{CT} = \frac{R_{\delta} \cdot R_{\delta,CT}}{R_{\delta} + R_{\delta,CT}}. \quad (3.5)$$

Основними недоліками параметричного стабілізатора є низький коефіцієнт стабілізації й малі струми навантаження.

### 3.3 Компенсаційний стабілізатор на базі емітерного повторювача

Даний стабілізатор являє собою емітерний повторювач (див. рисунок 3.2, а), у базовий ланцюг якого включено джерело опорної напруги, виконане на резисторі  $R_{\delta}$  і стабілітроні  $VD$ .

$$U_{зв} = U_{он} = U_n. \quad (3.6)$$

Зміною керуючої напруги транзистора здійснюється процес стабілізації напруги на навантаженні. Якщо з якої-небудь причини вихідна напруга відхиляється від тої, що встановлена, то автоматично змінюється напруга  $U_{BE}$ . Зміна напруги на базі-емітерному переході викликає зміну опору транзистора таким чином, щоб усунути відхилення напруги на навантаженні.

Максимальний струм навантаження стабілізатора визначається мінімально припустимим струмом стабілітрона. Це пояснюється тим, що через резистор  $R_{\delta}$  протікає струм, який дорівнює сумі струмів стабілітрона й бази транзистора. Зі збільшенням струму навантаження відповідно зростає й струм бази транзистора, а струм стабілітрона зменшується. Коли струм стабілітрона досягає мінімального значення (точка 1 на рисунку 3.1, б), режим стабілізації порушується. Виходячи із цього одержуємо

$$I_n = \beta(I_{CT.\max} - I_{CT.\min}). \quad (3.7)$$

Для одержання більших значень струму навантаження застосовують транзистори з більшим  $\beta$  або застосовують складений транзистор.

Падіння напруги на транзисторі дорівнює

$$U_{KE} = U_0 - U_n. \quad (3.8)$$

Потужність, що розсіюється на транзисторі, рівна

$$P = U_{KE} \cdot I_n. \quad (3.9)$$

Коефіцієнт стабілізації

$$k_{CT} \approx \frac{R_k}{R_{\delta,CT} + R_{\delta} + R_E(\beta + 1)} \cdot \frac{U_n}{U_0}, \quad (3.10)$$

де  $R_k$  - динамічний опір транзистора;

$R_E$  - опір емітерного ланцюга схеми заміщення транзистора  
( $R_E \approx 10-30 \text{ Ом}$ ).

Вихідний опір стабілізатора

$$R_{CT} \approx (R_{\delta} + R_{\delta,CT})(1 - \alpha) + R_E. \quad (3.11)$$

Коефіцієнт стабілізації найпростішого транзисторного стабілізатора має величину того самого порядку, що й параметричний стабілізатор.

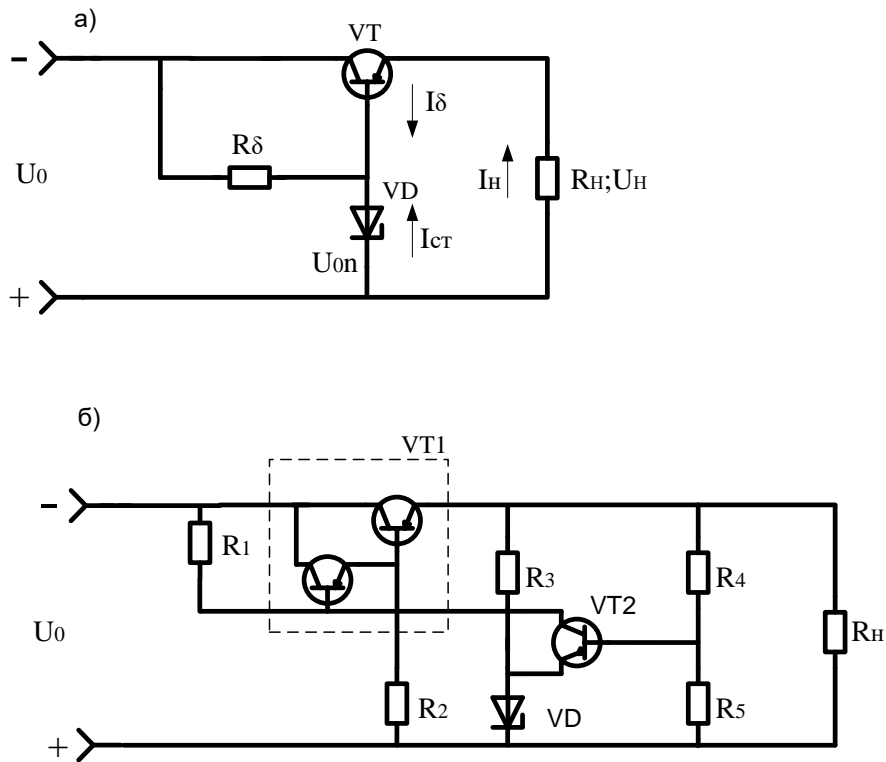


Рисунок 3.2 - Компенсаційний стабілізатор напруги

### 3.4 Компенсаційний стабілізатор з підсилювальним елементом

На рисунку 3.2, б зображена схема стабілізатора, у якій для підвищення коефіцієнта стабілізації введено додатковий елемент на транзисторі  $VT_2$ . У цій схемі частина вихідної напруги, що знімається з резистора  $R_5$ , порівнюється з опорною (зразковою) напругою стабілітрона  $VD$ . Сигнал неузгодженості підсилюється підсилювачем на транзисторі  $VT_2$  і надходить на базу регулюючого транзистора  $VT_1$ .

Коефіцієнт стабілізації в даній схемі

$$k_{CT} = k_{VT_2} \cdot k_\delta, \quad (3.12)$$

де  $k_{VT_2}$  - коефіцієнт підсилення транзисторного каскаду на  $VT_2$ ;

$k_\delta = \frac{R_5}{R_4 + R_5}$  - коефіцієнт передачі напруги вихідного подільника.

## Вихідний опір стабілізатора

$$R_{CT} \approx \frac{R_E}{k_{VT2} \cdot k_\partial} \quad (3.13)$$

Для одержання вихідного коефіцієнта стабілізації необхідно в підсилювальному каскаді застосовувати транзистор  $VT2$  з більшим  $\beta$  і колекторний резистор  $R_I$  з більшим опором.

Вихідними даними для розрахунків стабілізатора є:

- номінальна величина вихідної напруги  $U_n$  і нестабільність цієї напруги

$$\sigma_n = \frac{\Delta U_n}{U_n} \quad (3.14)$$

Якщо вихідна напруга регулюється, то вказати межі регулювання  $U_{n,max}$  і  $U_{n,min}$ ;

- відносна зміна вхідної напруги стабілізатора, що є фактично нестабільністю напруги мережі

$$\sigma_0 = \frac{\Delta U_0}{U_0} \quad (3.15)$$

Звичайно нестабільність напруги мережі становить  $\pm 10\%$ ;

- коефіцієнт стабілізації

$$k_{CT} = \frac{\sigma_0}{\sigma_n}; \quad (3.16)$$

- номінальна величина струму навантаження  $I_n$ .

У результаті розрахунків необхідно визначити режими роботи транзисторів, стабілітрона, обчислити номінали резисторів.

Порядок розрахунків стабілізаторів такий:

1 Обчислюємо максимальний струм регулюючого транзистора

$$I_{k.\max} = I_{н.\max} + I_{дон}, \quad (3.17)$$

$$I_{дон} = (0,01 \div 0,1)I_{н.\max}.$$

2 Амплітуда пульсацій на вході стабілізатора

$$U_{\approx m.o} = (0,05 \div 0,1)(U_{н.\max} + U_{KE.\min}), \quad (3.18)$$

де  $U_{KE.\min}$  - напруга насичення транзистора  $VT1$ .

3 Мінімальна напруга на вході стабілізатора

$$U_{0\min} = U_{н.\max} + U_{KE.\min} + U_{\approx m.o}. \quad (3.19)$$

4 Номінальна напруга на вході стабілізатора

$$U_0 = \frac{U_{0\min}}{1 - \sigma_0}. \quad (3.20)$$

5 Максимальна напруга на вході стабілізатора

$$U_{0\max} = U_0(1 + \sigma_0). \quad (3.21)$$

6 Величина внутрішнього опору випрямляча

$$R_{i\epsilon} = (0,05 \div 0,15) \frac{U_0}{I_{k.\max}}. \quad (3.22)$$

7 Максимально можлива величина напруги на вході стабілізатора при мінімальному струмі навантаження

$$U_{0.\max \max} = U_{0.\max} + (I_{н.\max} - I_{н.\min})R_{i\epsilon}. \quad (3.23)$$

8 Максимальна напруга між колектором і емітером

$$U_{KE.\max} = U_{0\max.\max} - U_{вих.\min} . \quad (3.24)$$

9 Максимальна потужність, що розсіюється на регулюючому транзисторі,

$$P_{к.\max} = U_{KE.\max} \cdot I_{к.\max} . \quad (3.25)$$

10 Площа тепловідводу для регулюючого транзистора

$$S_T \geq \frac{P_{к.\max}}{k_T (T_{н.\max} - T_{с.\max} - P_{к.\max} R_{tk})} , \quad (3.26)$$

де  $k_T$  - коефіцієнт тепловіддачі радіатора. Для почорненого ребристого алюмінієвого радіатора

$$k_T \approx 0.8 \cdot 10^{-3} \text{ Вт} / ^\circ \text{C} \cdot \text{см}^2 ;$$

$T_{н.\max}$  - максимальна робоча температура переходу,  $^\circ \text{C}$  ;

$T_{с.\max}$  - максимальна температура навколишнього середовища ( $T_{с.\max} = 25^\circ \text{C}$ );

$R_{tk}$  - тепловий опір перехід - корпус транзистора.

11 Максимальний струм емітера регулюючого транзистора

$$I_{E.\max} = I_{к.\max} + \frac{I_{к.\max}}{\beta_{\min}} . \quad (3.27)$$

12 максимальний струм бази регулюючого транзистора

$$I_{б.\max} = \frac{I_{E.\max}}{\beta_{\min}} . \quad (3.28)$$

Кількість транзисторів, що входять у складений регулюючий транзистор, визначають із умови, що  $I_{б.\max} \leq 0.5 \text{mA}$ .

13 Величина опору резистора автозміщення складеного регулюючого транзистора

$$R_2 = \frac{U_{н.\min}}{(1 \div 1.5) I_{к.о}} , \quad (3.29)$$

де  $I_{k.o}$  - зворотний струм колекторного переходу.

14 Величина опорної напруги

$$U_{on} \leq U_{н\min} - (2 \div 3)V . \quad (3.30)$$

15 Струм стабілітрона

$$I_{CT\min} \leq 5I_{\beta\max} . \quad (3.31)$$

16 Величина колекторного струму транзистора VT2

$$I_{KVT2} \leq 5I_{\beta\max} . \quad (3.32)$$

17 Гранично припустима робоча напруга транзистора VT2

$$U_{KVT2} \geq U_{н\max} - U_{on\min} . \quad (3.33)$$

18 Струм бази транзистора VT2

$$I_{\beta VT2} = \frac{I_{KVT2}}{\beta_{\min}} \quad (3.34)$$

19 Вхідний опір змінному струму підсилювального каскаду на VT2

$$R_{вх} \approx \frac{1}{(25 \div 35)I_{KVT2}} \quad (3.35)$$

20 Величина опору резистора джерела опорної напруги

$$R3 = \frac{U_{н\min} - U_{on}}{I_{CT\min} - I_{KVT2}} . \quad (3.36)$$

21 Максимальний струм через стабілітрон

$$I_{CT\max} = \frac{U_{н\min} - U_{on}}{R3} + I_{KVT2} \leq I_{CT.\dot{on}} , \quad (3.37)$$

де  $I_{CT,дон}$  - гранично припустимий струм стабілітрона.

22 Величина опору резистора колекторного ланцюга VT2

$$R1 = (3 \div 10) \text{ кОм} . \quad (3.38)$$

23 Величина струму резистивного подільника ланцюга зворотнього зв'язку

$$I_{\text{дїл}} \gg 5I_{\text{бVT2}} . \quad (3.39)$$

24 Опір резистивного подільника

$$R_{\text{дїл}} = \frac{U_{\text{н min}}}{I_{\text{дїл}}} . \quad (3.40)$$

25 Коефіцієнт зворотного зв'язку

$$k_{\text{зз}} = \frac{U_{\text{он}}}{U_{\text{н min}}} . \quad (3.41)$$

26 Величини резисторів подільника

$$R4 \leq (1 - k_{\text{зз}})R_{\text{дїл}} , \quad (3.42)$$

$$R5 \leq k_{\text{зз}} R_{\text{дїл}} .$$

27 Максимальний ККД стабілізатора

$$\eta = \frac{U_{\text{н max}} \cdot I_{\text{н max}}}{U_{\text{0 max}} \cdot I_{\text{к max}}} . \quad (3.43)$$

Транзистори вибирають за додатком А, стабілітрони за додатком Б, а діоди за додатком В.



### 3.5 Імпульсні перетворювачі постійного струму

Імпульсні перетворювачі постійного струму використовують для регулювання величини постійної напруги на навантаженні. Зміна величини вихідної напруги таких перетворювачів здійснюється регулюванням часу підключення їх до джерела постійної напруги.

Залежно від виду перетворення вхідної напруги перетворювачі постійного струму бувають знижувального або підвищувального типів.

У зпонижувального перетворювача вихідна напруга менша від вхідної. У підвищувального перетворювача вихідна напруга є більшою від вхідної.

Залежно від методу регулювання вихідної напруги перетворювачі постійного струму порозділяють на перетворювачі:

- з широтно-імпульсною модуляцією;
- частотно-імпульсною модуляцією;
- часово-імпульсною модуляцією.

#### 3.5.1 Імпульсні перетворювачі знижувального типу

Схема імпульсного перетворювача з активним навантаженням наведена на рисунку 3.3. Діаграми електричних сигналів, що діють у перетворювачі, наведені на рисунку 3.4. Транзистор  $VT$ , який працює в ключовому режимі, з'єднаний послідовно з індуктивністю  $L$  і навантаженням  $R_n$ . Перемикання транзистора здійснюється послідовністю прямокутних імпульсів  $U_y$ . На інтервалі часу  $t_1 = \gamma T$  транзистор  $VT$  знаходиться в провідному стані, а на інтервалі  $t_2 = (1 - \gamma) \cdot T$  - непровідному. На інтервалі провідного стану транзистора  $VT$  електрична енергія від джерела живлення  $U_0$  передається в коло навантаження. При цьому струм  $I_n$  протікає по наступному колу:  $+U_0, R_n, L, VT, -U_0$ . Під час протікання струму через індуктивність  $L$  в її магнітному колі накопичується енергія.

Напруга  $U_{ab}$  на виході транзисторного комутатора являє собою послідовність прямокутних імпульсів, середнє значення яких

$$U_{аб} = \frac{1}{T} \int_0^{\gamma T} U_o dt = \gamma U_o, \quad (3.44)$$

де  $\gamma = \frac{t_i}{T}$  - відносна тривалість імпульсу;

$T$  - період дискретності перетворювача.

Напруга на навантаженні  $R_H$  змінюється за законом

$$U'_H(t) = U_o \left[ 1 - \frac{1 - e^{-\frac{(1-\gamma)T}{T_H}}}{1 - e^{-\frac{T}{T_H}}} \cdot e^{-t \cdot \frac{1}{T_H}} \right], \quad (3.45)$$

де  $0 \leq t' \leq \gamma T$ ;

$T_H = \frac{L}{R_H}$  - стала часу кола навантаження.

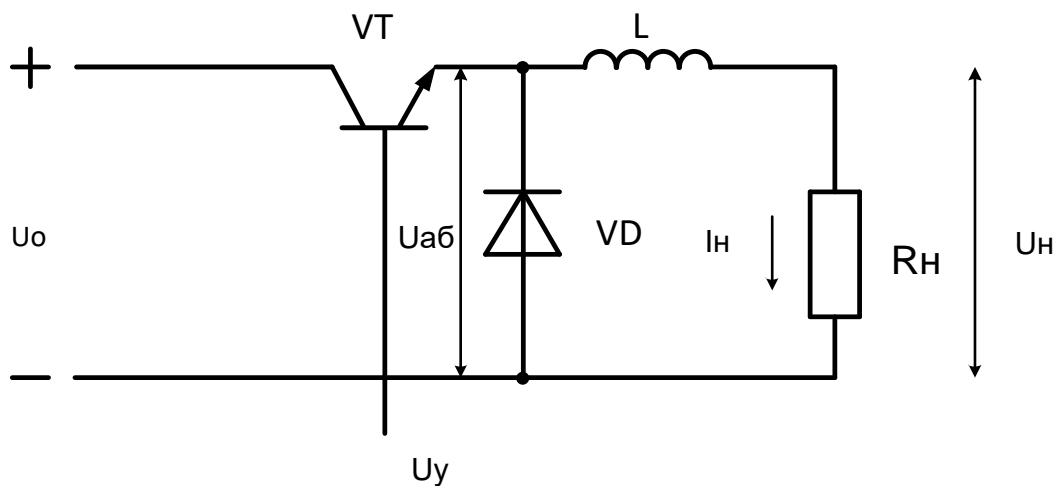


Рисунок 3.3 – Імпульсний перетворювач з активним навантаженням

Струм кола навантаження, який протікає через транзистор  $VT$ , у часі змінюється за виразом

$$I'_H(t) = \frac{U_o}{R_H} \left[ 1 - \frac{1 - e^{-\frac{(1-\gamma)T}{T_H}}}{1 - e^{-\frac{T}{T_H}}} \cdot e^{-t \cdot \frac{1}{T_H}} \right]. \quad (3.46)$$

Мінімальна величина струму через транзистор, яка визначається за виразом (3.46) при  $t' = 0$ , дорівнює

$$I_{VT\min} = \frac{U_o}{R_H} \frac{(e^{\gamma \frac{T}{T_H}} - 1) \cdot e^{-\frac{T}{T_H}}}{1 - e^{-\frac{T}{T_H}}} \quad (3.47)$$

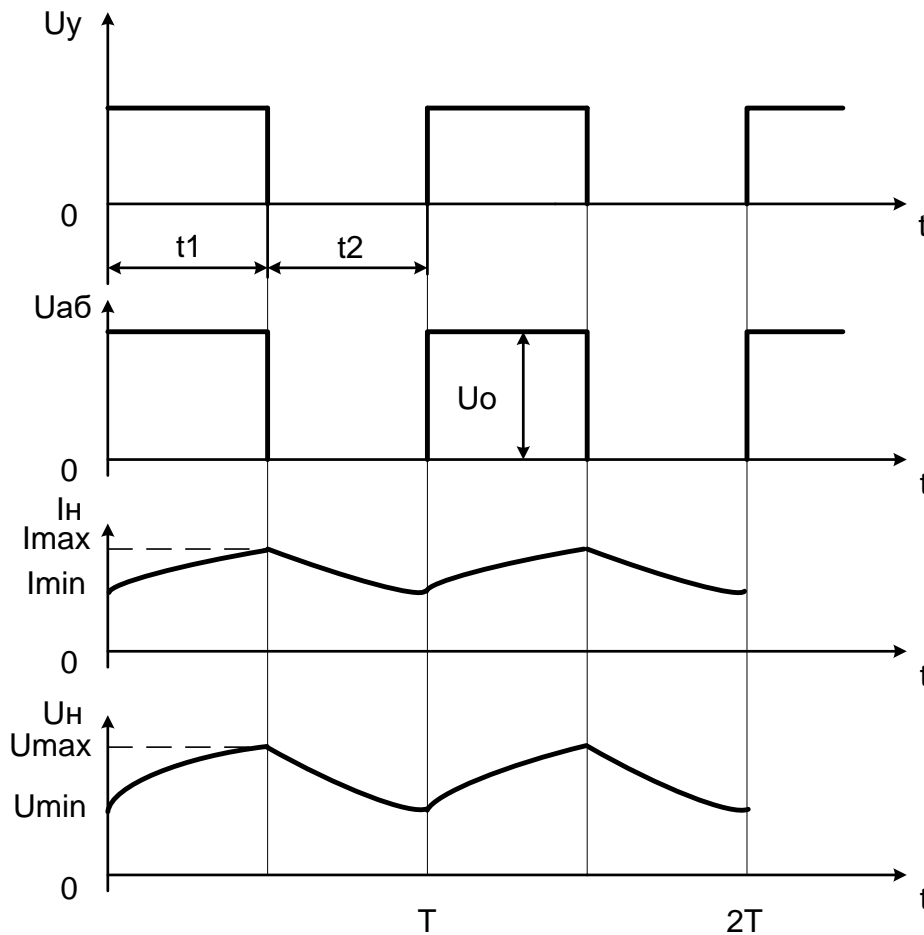


Рисунок 3.4 – Діаграми електричних процесів

Максимальна величина струму через транзистор в момент часу  $t' = \gamma T$  дорівнює

$$I_{VT\max} = \frac{U_o}{R_H} \frac{1 - e^{-\gamma \frac{T}{T_H}}}{1 - e^{-\frac{T}{T_H}}} \quad (3.48)$$

## Середнє значення струму через транзистор

$$I_{VTc} = \frac{U_o}{R_n} \left\{ \gamma - \frac{\frac{T_n}{T} \left( 1 - e^{-\gamma \frac{T}{T_n}} \right) \left[ 1 - e^{-\frac{(1-\gamma)T}{T_n}} \right]}{1 - e^{-\frac{T}{T_n}}} \right\}. \quad (3.49)$$

На інтервалі часу  $\gamma T \leq t'' \leq T$  транзистор  $VT$  знаходиться в неспровідному стані. Під дією ЕРС, що виникає під дією енергії накопиченої в магнітному полі індуктивності  $L$ , струм у навантаженні не змінює напрямку і замикається через зворотний діод  $VD$ . Закон зміни струму в навантаженні визначається виразом

$$I_n''(t) = \frac{U_o}{R_n} \frac{(e^{\gamma \frac{T}{T_n}} - 1) \cdot e^{-\frac{t''}{T_n}}}{1 - e^{-\frac{T}{T_n}}}, \quad (3.50)$$

де  $\gamma T \leq t'' \leq T$ .

Під дією струму, що протікає через  $R_n$ , на ньому формується напруга

$$U''(t) = I_n''(t) \cdot R_n. \quad (3.51)$$

Максимальна величина струму діода  $VD$  діє у момент часу  $t'' = \gamma T$

$$I_{VDmax} = \frac{U_o}{R_n} \frac{1 - e^{-\gamma \frac{T}{T_n}}}{1 - e^{-\frac{T}{T_n}}}, \quad (3.52)$$

А мінімальна в момент часу  $t'' = T$

$$I_{VDmin} = \frac{U_o}{R_n} \frac{\left( e^{\gamma \frac{T}{T_n}} - 1 \right) \cdot e^{-\frac{T}{T_n}}}{1 - e^{-\frac{T}{T_n}}}. \quad (3.53)$$

Середнє значення струму діода дорівнює

$$I_{VDc} = \frac{U_o}{R_n} \frac{T_H}{T} \left\{ \frac{\left(1 - e^{-\gamma \frac{T}{T_H}}\right) \left[1 - e^{-(1-\gamma) \frac{T}{T_H}}\right]}{1 - e^{-\frac{T}{T_H}}} \right\}. \quad (3.54)$$

Середні значення струму та напруги навантаження

$$I_{HC} = I_{VTc} + I_{VDc} = \frac{U_o}{R_n} \gamma; \quad (3.55)$$

$$U_{HC} = U'_H + U''_H = \gamma U_o. \quad (3.56)$$

Із виразів (3.55), (3.56) випливає, що струм на навантаженні не залежить від частоти перемикавання транзистора  $VT$ , а повністю визначається середнім значенням напруги, опором навантаження  $R_n$  та регульованим параметром  $\gamma$ .

Амплітуда пульсацій струму в навантаженні

$$\Delta I = I_{\max} - I_{\min} = \frac{U_o}{R_n} \frac{\left(1 - e^{-\gamma \frac{T}{T_H}}\right) \left[1 - e^{-(1-\gamma) \frac{T}{T_H}}\right]}{1 - e^{-\frac{T}{T_H}}}. \quad (3.57)$$

Амплітуда пульсацій напруги на навантаженні  $R_n$  визначається виразом

$$\Delta U = U_{\max} - U_{\min} = U_o \frac{\left(1 - e^{-\gamma \frac{T}{T_H}}\right) \left[1 - e^{-(1-\gamma) \frac{T}{T_H}}\right]}{1 - e^{-\frac{T}{T_H}}}. \quad (3.58)$$

Прирівнявши до нуля першу похідну виразів (3.57) або (3.58), одержуємо те, що максимальна величина пульсацій струму або напруги спостерігається при  $\gamma = 0,5$

$$\Delta U_{\max} = U_o \frac{1 - e^{-\frac{T}{2T_n}}}{1 + e^{-\frac{T}{2T_n}}} . \quad (3.59)$$

Коефіцієнт пульсацій вихідної напруги

$$K_{II} = \frac{\Delta U}{\gamma U_o} = \frac{\left(1 - e^{-\gamma \frac{T}{T_n}}\right) \left[1 - e^{-\frac{(1-\gamma)T}{T_n}}\right]}{\gamma \left(1 - e^{-\frac{T}{T_n}}\right)} . \quad (3.60)$$

Із виразу (3.60) випливає, що коефіцієнт пульсацій є функцією від регульованого параметра  $\gamma$  перетворювача.

Максимальної величини коефіцієнт пульсацій досягає, коли  $\gamma = 0,5$ ,

$$K_{II\max} = 2 \frac{1 - e^{-\frac{T}{2T_n}}}{1 + e^{-\frac{T}{2T_n}}} . \quad (3.61)$$

Із виразу (3.61) одержуємо вираз для визначення необхідної величини індуктивності

$$L = - \frac{T}{2R_n \ln \frac{2 - K_{II\max}}{2 + K_{II\max}}} . \quad (3.62)$$

### 3.5.2 Імпульсний перетворювач з L-фільтром

На рисунку 3.5 наведена схема імпульсного перетворювача, у якому для зменшення пульсацій напруги на навантаженні застосовано LC-фільтр. Часові діаграми, що пояснюють роботу імпульсного перетворювача, подані на рисунку 3.6.

На інтервалі часу  $t_1 = \gamma T$  струм проводить транзистор VT, а на інтервалі  $t_2 = (1 - \gamma)T$  - діод VD.

Для зменшення амплітуди пульсацій вихідної напруги  $U_n$  ємність конденсатора  $C_1$  вибирають достатньо великою

$$C = \frac{T}{4 \cdot \pi \cdot K_{II} \cdot R_H} \quad (3.63)$$

Зважаючи на те, що напруга  $U_H$  ідеально згладжена і регульований параметр  $\gamma$  є постійною величиною, середнє значення вихідної напруги дорівнює

$$U_{нс} = \frac{1}{T} \int_0^{\gamma T} U_o dt = \gamma U_o \quad (3.64)$$

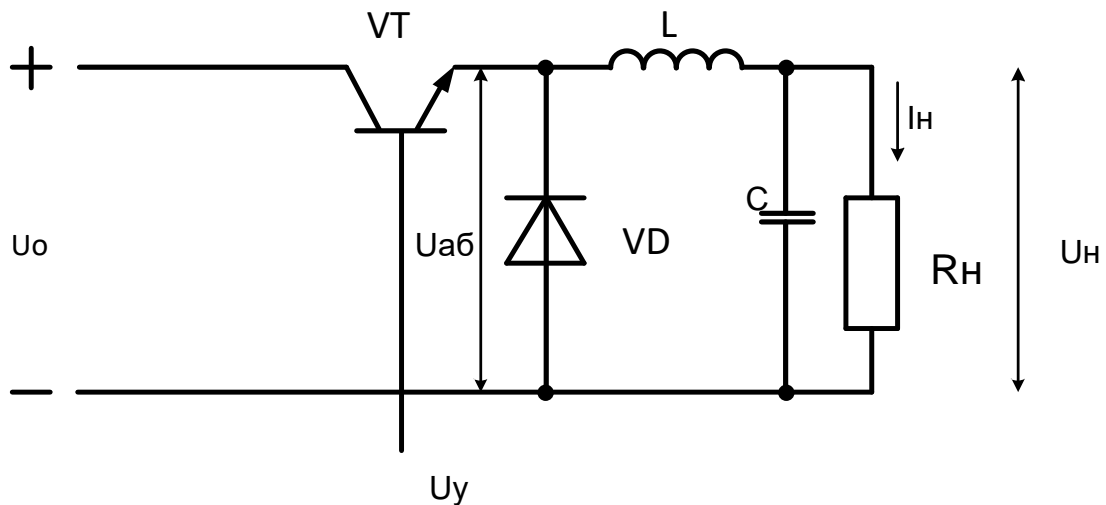


Рисунок 3.5 - Імпульсний перетворювач з  $LC$ -фільтром

Середнє значення струму в навантаженні

$$I_{нс} = \gamma \frac{U_o}{R_H} \quad (3.65)$$

Амплітуда пульсацій струму в індуктивності  $L$  відносно його середнього значення  $I_{нс}$

$$\Delta I_L = \frac{\gamma U_o (1 - \gamma) T}{2L} \quad (3.66)$$

Залежно від величин  $\gamma$ ,  $T$ ,  $L$  та  $R_H$  струм в індуктивності  $L$  може бути безперервним або в ньому з'являються безструмові

паузи. Для забезпечення безперервного струму  $I_L$  величина індуктивності повинна вибиратися з умови

$$L \geq \frac{R_H (1 - \gamma) \cdot T}{2} . \quad (3.67)$$

Середні значення струмів транзистора  $VT$  і зворотного діода  $VD$

$$I_{VTc} = \gamma \cdot I_{nc} ; \quad (3.68)$$

$$I_{VDc} = (1 - \gamma) \cdot I_{nc} . \quad (3.69)$$

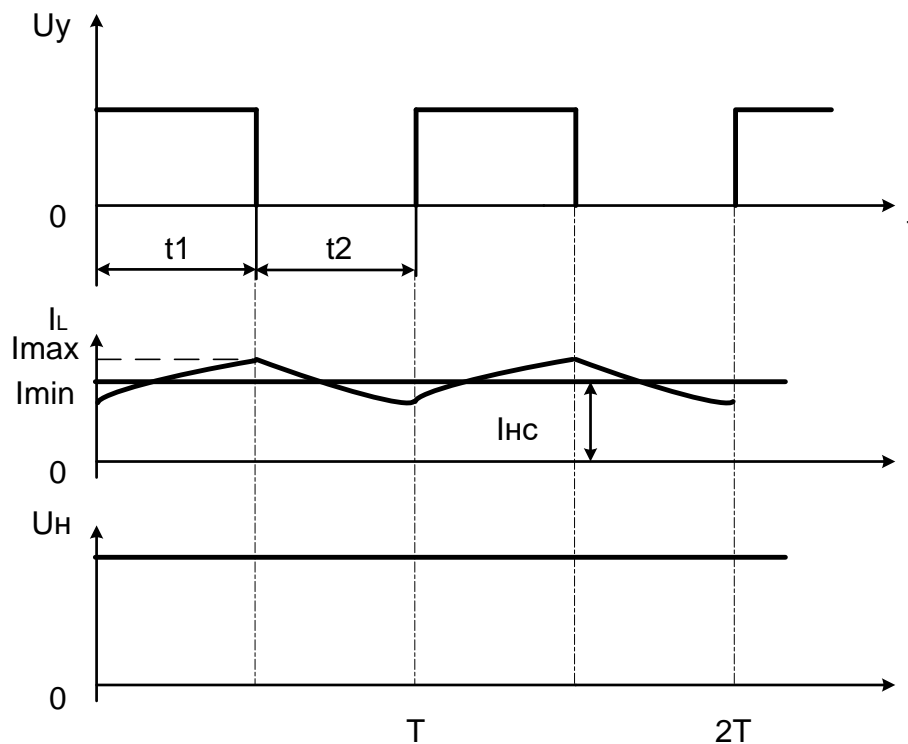


Рисунок 3.6 - Часові діаграми, що пояснюють роботу імпульсного перетворювача

Вибір транзистора  $VT$  необхідно виконувати за максимальною величиною струму

$$I_{VTm} = I_{nc} + \Delta I_L \quad (3.70)$$

за додатком А.



### 3.5.3 Підвищувальний перетворювач постійної напруги

Підвищувальний перетворювач (рисунок 3.7) має у своєму складі елемент, який накопичує енергію при підключенні до джерела, а потім віддає її в навантаження. В якості накопичувача енергії слугує індуктивність  $L$ , яка включена послідовно з джерелом  $U_o$  і навантаженням  $R_H$ . Для згладжування пульсацій вихідної напруги  $U_H$  паралельно навантаженню підключено конденсатор  $C$ .

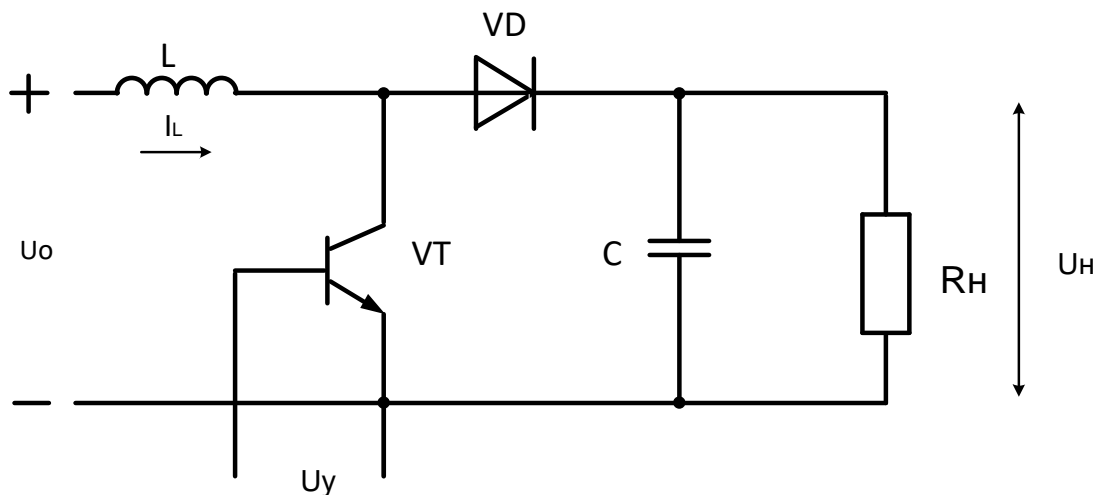


Рисунок 3.7 - Підвищувальний перетворювач постійної напруги

Для спрощення аналізу роботи схеми вважаємо, що джерело  $U_o$  і всі елементи схеми є ідеальними. Ємність конденсатора достатньо велика, через що вихідна напруга ідеально згладжена. Керування транзистором  $VT$  здійснюється за допомогою широтно-імпульсної модуляції.

Період роботи перетворювача складається з двох інтервалів.

На першому інтервалі  $0 \leq t \leq \gamma T$  транзистор  $VT$  відкритий. Індуктивність  $L$  підключена до джерела  $U_o$ . Під дією вхідної напруги в індуктивності протікає струм (рисунок 3.8)

$$I_L = \int_0^{\gamma T} \frac{U_o}{L} dt = \frac{U_o}{L} t / \gamma T . \quad (3.71)$$

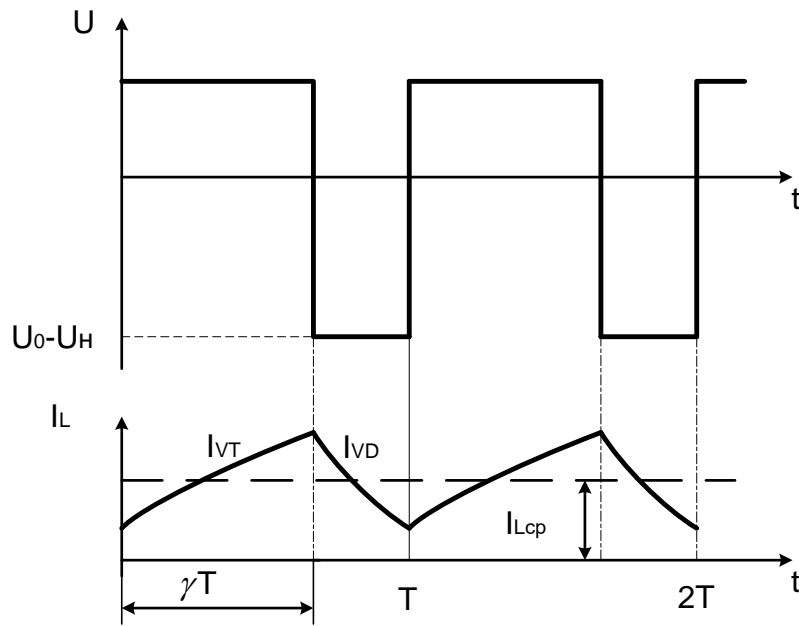


Рисунок 3.8 - Діаграми електричних процесів підвищувального перетворювача

Під дією струму, що протікає через індуктивність, у її магнітному полі накопичується енергія. Діод  $VD$  при цьому вимкнутий зворотною для нього напругою  $U_H$ . У результаті цього навантаження відключено від джерела  $U_o$ .

На другому інтервалі  $\gamma T \leq t \leq T$  транзистор  $VT$  вимкнуто. Під дією ЕРС самоіндукції  $e_L$  діод  $VD$  переходить у провідний стан. Накопичена в магнітному полі індуктивності  $L$  енергія передається в коло навантаження. Напруга на навантаженні визначається як

$$U_H = \frac{U_o}{1-\gamma} \quad (3.72)$$

Середнє значення струму в індуктивності

$$I_{Lc} = \frac{I_{nc}}{(1-\gamma)}, \quad (3.73)$$

де  $I_{nc} = \frac{U_H}{R_H}$  - середнє значення струму в навантаженні.

За виразом (3.72), вихідна напруга перетворювача без втрат енергії може змінюватись залежно від величини  $\gamma$  від  $U_H=0$  до  $U_H=\infty$ .

У реальній схемі перетворювача внаслідок втрат енергії в елементах схеми максимальне значення напруги обмежено

$$U_H = \frac{U_o(1-\gamma)}{(1-\gamma)^2 + K_o}, \quad (3.74)$$

де  $K_o = \frac{R_{II}}{R_H}$  - коефіцієнт, що визначає співвідношення еквівалентного опору  $R_{II}$  перетворювача і навантаження.

Середнє значення струму транзистора

$$I_{VTc} = \gamma \cdot I_{Lc}. \quad (3.75)$$

Середнє значення струму діода

$$I_{VDc} = (1-\gamma) \cdot I_{Lc}. \quad (3.76)$$

Амплітуда коливань струму в індуктивності становить

$$\Delta I_L = \frac{U_o}{2L} \gamma \cdot T. \quad (3.77)$$

Максимальні величини струмів транзистора і діода при  $\gamma = 0,5$  становлять

$$I_{VTm} = I_{VTc} + \Delta I_L, \quad (3.78)$$

$$I_{VDm} = I_{VDc} + \Delta I_L. \quad (3.79)$$

Транзистор і діод обирають за максимальними величинами їхніх струмів і робочими напругами, що визначаються напругою на навантаженні  $U_H$ .

Для підтримки заданої амплітуди пульсацій струму  $\Delta I_L$  величину індуктивності вибирають за формулою

$$L \geq \frac{\gamma(1-\gamma)U_n \cdot T}{2 \cdot \Delta I_L} \quad (3.80)$$

Величину ємності конденсатора вибирають з урахуванням допустимої величини пульсацій  $\Delta U_n$  вихідної напруги

$$C \geq \frac{U_{nc} \cdot \gamma \cdot T}{\Delta U_n \cdot R_n}, \quad (3.81)$$

керуючись додатком Г.

### ***3.5.4 Вибір транзистора імпульсного перетворювача постійного струму***

У прийнятій схемі до транзистора в закритому стані прикладається напруга, що сумарно дорівнює напрузі вхідного джерела живлення і перенапрузі, що виникає в момент комутації. З огляду на вимогу надійності перетворювача приймаємо коефіцієнт запасу за напругою між затвором і стоком транзистора, що дорівнює  $K_3=1,5$ . Виходячи з цього вибираємо транзистор із робочою напругою затвор-сток  $U_{3C} \geq K_3 \cdot U_0$ .

Силовий МОП транзистор може розглядатися як резистор, що модулюється напругою. Коли МОП транзистор вмикається при подачі на нього керуючого сигналу амплітудою 12В, його опір дорівнює  $R_{DS(ON)}$ . Залежно від площі кристала опір транзистора у відкритому стані буде різний. Розмір залишкового опору транзистора буде визначати статичні втрати в ньому. Зважаючи на те, що перетворювач має обмежену теплову конструкцію, необхідно щоб статичні втрати не перевищували декілька ватів.

Наприклад, розглянемо застосування транзистора *IRF640*.

## Електричні параметри IRF640

Напруга витік-стік, $U_{cu}$ , В.....	200
Постійний струм стоку, $I_c$ , А.....	18
Крутість вхідної характеристики, $S$ , мА/В.....	6700
Опір каналу у відкритому стані, Ом, $t=20$ °С.....	0.18.

Залежність опору транзистора у відкритому стані від температури кристала наведена на рисунку 3.9. Коефіцієнт  $K_{DS/ON}$  характеризує збільшення опору відносно опору відкритого транзистора при температурі кристала  $t=20$  °С.

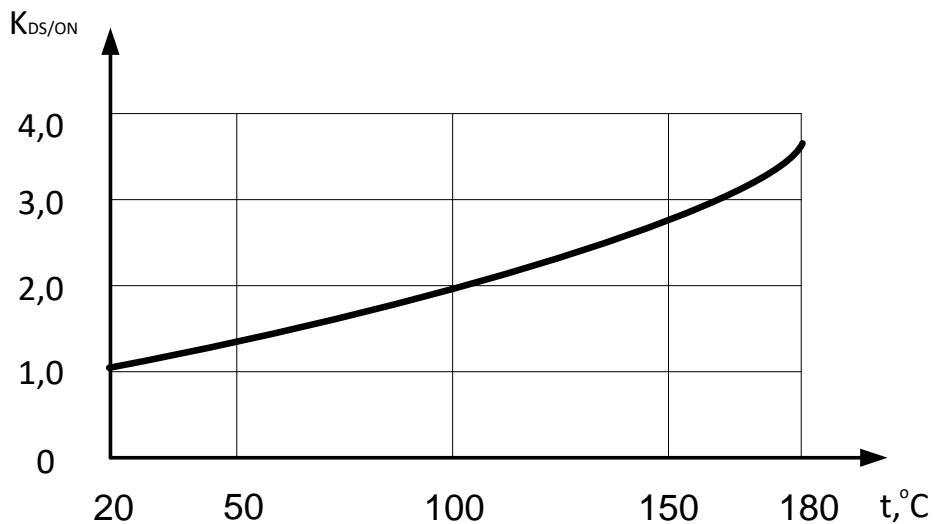


Рисунок 3.9 - Залежність опору кристала відкритого транзистора від температури

### Розрахунок втрат у транзисторі

Вихідні дані для розрахунку

Потужність навантаження, Вт.....	40
Вхідна напруга, В.....	75
Робоча частота, кГц.....	50
ККД .....	0.85.....

Постійний вхідний струм

$$I_o = \frac{P}{\eta U}, \quad (3.82)$$

$$I_o = \frac{40}{0.85 \cdot 75} = 0.625 \text{ A}.$$

Діюче значення струму через транзистор

$$I_{RMS} = \frac{\pi \cdot I_o}{2}, \quad (3.83)$$

$$I_{RMS} = \frac{\pi \cdot 0.625}{2} = 0.98 \text{ A}.$$

Опір транзистора у відкритому стані для температури кристала  $t=100^\circ\text{C}$

$$R_{DS(ON)} = 0.18 \cdot 1.8 = 0.324 \text{ Ом}. \quad (3.84)$$

Втрати провідності транзистора

$$P_p = I_o^2 \cdot R_{DS(ON)}, \quad (3.85)$$

$$P_p = 0.625^2 \cdot 0.324 = 0.127 \text{ Вт}.$$

Для розрахунку втрат від перемикання роздивимося діаграми змін струму і напруги транзистора (див. рисунок 3.10).

Втрати на перемикання в транзисторі викликані наявністю інтервалів  $t_{вк}$  і  $t_{вык}$ , на яких спостерігається перекриття струму і напруги.

Оскільки тривалості вмикання і вимикання в транзистора мало відрізняються, то при розрахунку втрат приймаємо  $t_{вк}=t_{вык}=t_k$ . У результаті прийнятого допущення енергії вмикання і вимикання рівні між собою.

$$W_k = \frac{t_k}{6} U_k \cdot I_k, \quad (3.86)$$

$$W_k = \frac{0,5}{6} 37,5 \cdot 0,49 \cdot 10^{-6} = 1,53 \cdot 10^{-6} \text{ Дж}.$$

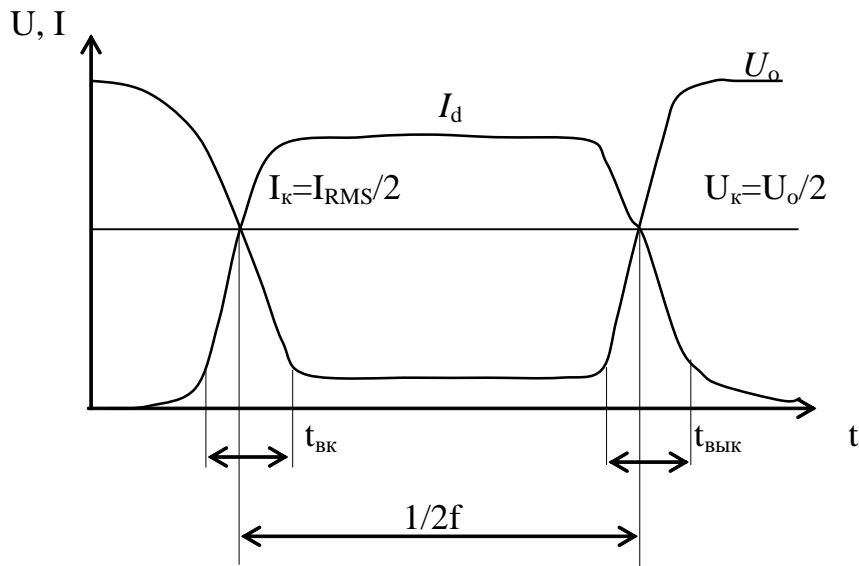


Рисунок 3.10 - Комутаційні процеси в транзисторі

Потужність втрат на переключення

$$P_k = W_k \cdot f, \quad (3.87)$$

$$P_k = 1,53 \cdot 10^{-6} \cdot 50000 = 0,077 \text{ Вт}.$$

Повна потужність втрат у транзисторі

$$P_{\Sigma} = P_p + P_k, \quad (3.88)$$

$$P_{\Sigma} = 0,127 + 0,077 = 0,2 \text{ Вт}.$$

Для забезпечення нормального температурного режиму транзистора він установлюється на радіатор, у якості якого служить корпус перетворювача.

## 4 РОЗРАХУНОК ТРАНСФОРМАТОРА ДЖЕРЕЛА ЖИВЛЕННЯ

### 4.1 Режими роботи трансформатора

Конструкція трансформатора джерела живлення визначається його потужністю. Вихідна потужність трансформатора визначається вторинною напругою й струмом навантаження. Виходячи з величини вихідної потужності, напруг первинної й вторинної обмоток у результаті розрахунків трансформатора повинен бути отриманий функціональний зв'язок між параметрами його осердя й параметрами обмоток з урахуванням втрат.

Розміри магнітопроводу трансформатора і його типова потужність зв'язані таким співвідношенням:

$$S_{cm} S_{ок} = \frac{100 P_m}{2.22 B \cdot f \cdot k_{cm} k_M j} \text{ см}^4, \quad (4.1)$$

де  $k_{cm}$  - коефіцієнт заповнення сталлю перерізу осердя;

$k_M$  - коефіцієнт заповнення міддю перерізу вікна магнітопроводу;

$B$  - величина індукції в магнітопроводі, Тл;

$f$  - частота мережі живлення, Гц;

$j$  - щільність струму в обмотках, А/мм<sup>2</sup>.

Значення коефіцієнта  $k_{cm}$  залежно від товщини пластин наведені в таблиці 4.1.

Таблиця 4.1 - Залежність  $k_{cm}$  від товщини пластин осердя

Товщина пластини	0.1	0.2	0.35	0.5
$k_{cm}$	0.65	0.75	0.86	0.92

Коефіцієнт  $k_M$  залежить від марки проводу, його діаметра й технології намотування й має значення від 0.15 для проводу ПЕВ-2 при  $P_T = 10$  ВА до 0.37 при  $P_T = 1000 - 5000$  ВА.



З формули (4.1) випливає, що зі збільшенням величини індукції  $B$  розміри трансформатора зменшуються. Однак якщо значення  $B$  обрані за коліном кривої намагнічування, у трансформаторі різко зростають втрати в сталі й збільшується струм холостого ходу. Втрати в сталі  $\Delta P_{ст}$  залежать від марки трансформаторної сталі пропорційно квадрату індукції  $B$ , зростають зі збільшенням товщини пластин і частоти мережі.

$$P_{ст} = P_{ст.пит} G_{ст} (1.1 \div 1.15), \quad (4.2)$$

де  $P_{ст.пит}$  питомі втрати в сталі (див. рисунок 4.1);  
 $G_{ст}$  - маса сталі.

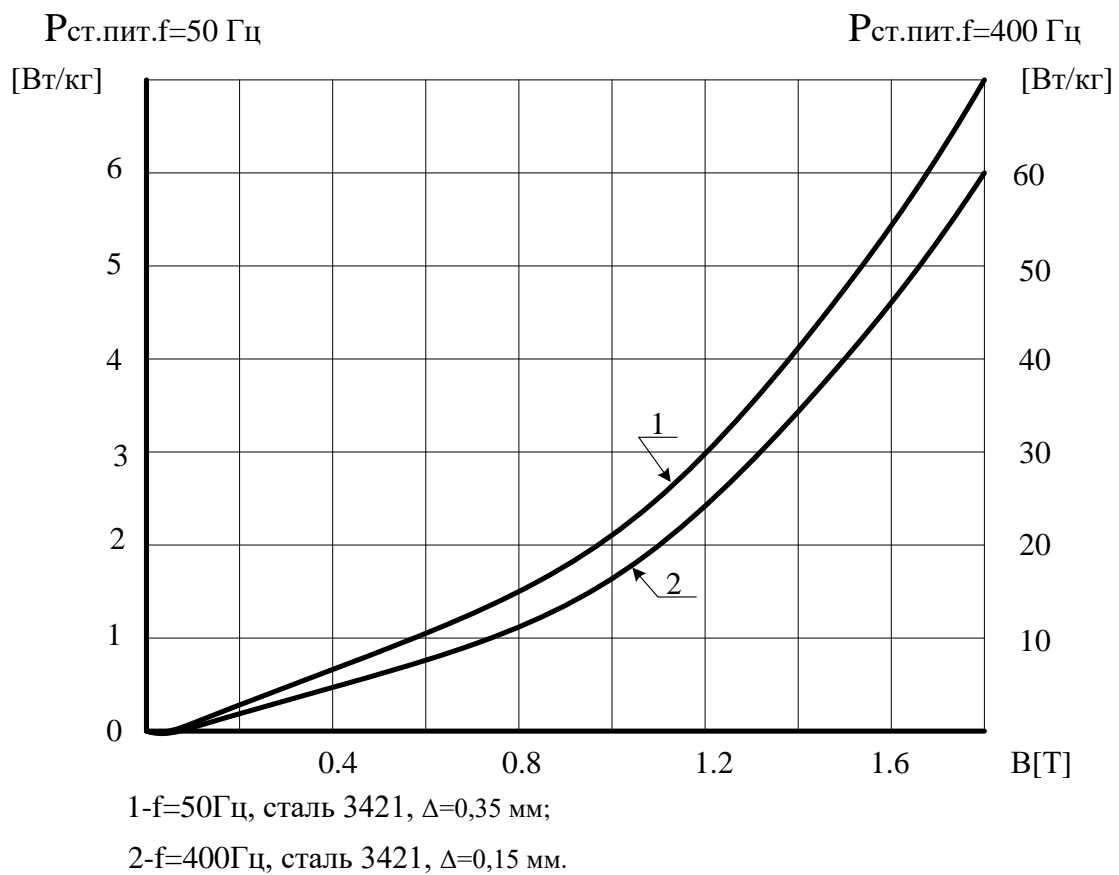


Рисунок 4.1 – Питомі втрати в сталі

Від обраної величини  $B$  також залежить значення потужності, що намагнічує  $Q_{ст}$ , яка визначає реактивну складову струму холостого ходу. Крім індукції, на  $Q_{ст}$  впливає марка сталі, товщина листа, частота мережі й конфігурація осердя.

Активна складова струму холостого ходу

$$I_{xxa} = \frac{P_{cm}}{U_1} . \quad (4.3)$$

Реактивна складова струму холостого ходу

$$I_{xxp} = \frac{Q_{cm}}{U_1} . \quad (4.4)$$

Струм холостого ходу трансформатора

$$I_{xx} = \sqrt{I_{xxa}^2 + I_{xxp}^2} . \quad (4.5)$$

У малопотужних трансформаторах на частоті  $f = 50$  Гц припустимі значення струму холостого ходу

$$I_{xx} = (0.3 \div 0.5)I_1 , \quad (4.6)$$

а на частоті  $f = 400$  Гц

$$I_{xx} = (0.1 \div 0.2)I_1 , \quad (4.7)$$

де  $I_1$  - номінальний струм первинної обмотки.

Втрати в міді

$$P_M = 1.97[1 + 43 * 10^{-4}(T - 20)]j^2 G_M , \quad (4.8)$$

де  $T$  - максимально припустима температура нагрівання проводу.

Для різних проводів  $T$  становить: ПЕВ – 105 °С; ПЕВТЛ – 120 °С; ПЕТВ – 130 °С;

$k = [43 * 10^{-4}(T - 20)]$  - коефіцієнт пропорційності, що залежить від температури, до якої нагрівається провід;

$G_M$  - маса міді обмотки.

## 4.2 Визначення параметрів трансформатора

Напруга, що прикладається до первинної обмотки, і кількість витків зв'язані таким співвідношенням:

$$\omega_1 = \frac{U_1}{4.44BS_{cm}k_{cm}f} \quad (4.9)$$

Переріз магнітопроводу вибирають за величиною  $P_T$  за формулою (4.1) або за додатком Д.

Кількість витків вторинної обмотки

$$\omega_2 = \omega_1 \cdot n, \quad (4.10)$$

де  $n = \frac{U_2}{U_1}$ .

Розрахункова кількість витків вторинної обмотки збільшують на 5 ÷ 10 %, щоб урахувати спадання напруги на її внутрішньому опорі.

Для визначення діаметрів проводів обмоток задаємося значенням щільності струму. Для трансформаторів джерел живлення в діапазоні потужностей  $P_T = 10 \div 1000$  ВА рекомендовано значення величини щільності струму  $j = 4 \div 2$  А/мм<sup>2</sup>. Діаметри проводів визначаємо за формулою

$$d = 2 \sqrt{\frac{I}{\pi \cdot j}}, \quad (4.11)$$

де  $I$  - струм первинної або вторинної обмоток.

Вибір проводів виконують за додатком Е.

Після розрахунків параметрів обмоток виконують розрахунки розміщення обмоток у вікні магнітопроводу.

Кількість витків у шарі обмотки

$$\omega_{cl} = \frac{h - 2(\delta_k + 2)}{\gamma \cdot d_{uz}}, \quad (4.12)$$

де  $h$  - висота вікна осердя;

$\delta_k$  - товщина матеріалу каркаса;

$d_{из}$  - діаметр проводу з ізоляцією;

$\gamma$  - коефіцієнт нещільності (див. таблицю 4.2).

кількість шарів обмотки

$$n_{сл} = \frac{W}{W_{сл}} \quad (4.13)$$

Таблиця 4.2 - Значення коефіцієнта нещільності

$d_{из}$	$\gamma$
0.08 ÷ 0,11	1.3
0.15 ÷ 0.25	1.25
0.35 ÷ 0.41	1.2
0.51 ÷ 0.93	1.1
більш 1.0	1.05

Товщина обмотки

$$\delta_{об} = n_{сл} (d_{из} + \delta_{сл}), \quad (4.14)$$

де  $\delta_{из}$  - товщина ізоляції між шарами.

За наведеними формулами розраховують товщини всіх обмоток, а потім сумарну їхню товщину. У результаті розрахунків повинна виконуватися умова

$$c \geq \delta_k + \Sigma \delta_{об} + \Sigma \delta_{пр}, \quad (4.15)$$

де  $\Sigma \delta_{об}$  - сумарна товщина всіх обмоток;

$\Sigma \delta_{пр}$  - сумарна товщина всіх прокладок між обмотками;

$C$  - ширина вікна осердя.

Якщо умова (4.15) не виконується, то необхідно збільшити розміри магнітопроводу й знову виконати розрахунки трансформатора.

Поверхня охолодження верхньої обмотки

$$S_n = 2h(a + b + \pi\Delta_k), \quad (4.16)$$

де  $a$  й  $b$  - внутрішні розміри верхньої обмотки;

$\Delta_k$  - радіальний розмір верхньої обмотки.

Температура перегріву котушки

$$\Delta T = \frac{P_M}{\alpha \cdot S_n}, \quad (4.17)$$

де  $\alpha$  - питомий коефіцієнт тепловіддачі між обмоткою й навколишнім середовищем (див. рисунок 4.2).

Усереднена температура нагрівання обмоток трансформатора

$$T = T_{окр} + \Delta T. \quad (4.18)$$

Температура  $T$  не повинна перевищувати гранично припустиму температуру нагрівання застосовуваних проводів. Якщо  $T < 0.85T_{дон}$ , то можна зменшити розміри трансформатора й збільшити щільність струму в обмотці.

Активний опір обмотки

$$R_a = l_M R, \quad (4.19)$$

де  $l_M$  - довжина проведення обмотки;

$R$  - опір 1 км проводу (додаток Д).

У гарячому стані при температурі  $T$

$$R_{агор} = R_a [1 + 43 \cdot 10^{-4} (T - 20)]. \quad (4.20)$$

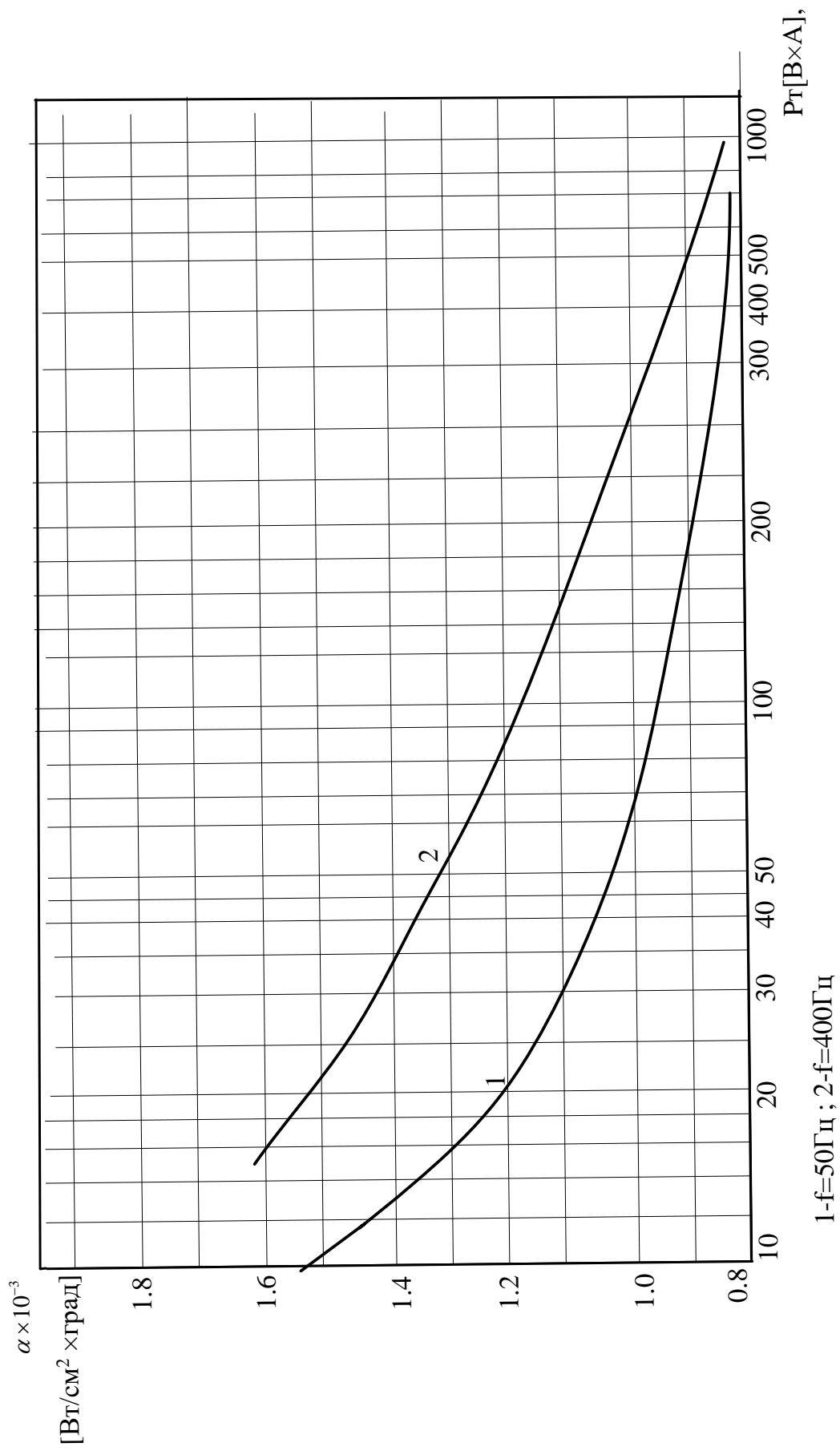


Рисунок 4.2 - Залежність  $\alpha$  від  $P_T$

## 5 РОЗРАХУНОК ДРОСЕЛЯ ФІЛЬТРА

### 5.1 Режим роботи дроселя

Згладжувальний дросель працює з постійним підмагнічуванням, що викликає постійну складову магнітної індукції  $B_{cp}$ . У такому дроселі величина змінної складової магнітної індукції  $B_{max}$  суттєво менше від постійної складової. У згладжувальних дроселях величина індукції постійного магнітного потоку  $B_{cp}$  становить від 0.3 до 0.9 Тл. Амплітудне значення змінної складової  $B_{max}$  із частотою основної гармоніки значно менше постійної складової індукції в осерді й може становити від  $0.5 \cdot 10^{-3}$  до 0.5 Тл. Малі значення  $B_{max}$  у дроселях порівняно з трансформаторами призводять до менших втрат на вихрові струми. Тому для дроселів товщина листа осердя може бути більше, ніж у трансформатора.

У дроселях для частоти основної гармоніки пульсацій у діапазоні 50 ÷ 300 Гц застосовують сталь товщиною  $\Delta = 0,35$  мм. При частотах 300 Гц і вище застосовують сталь товщиною  $\Delta = 0,2$  мм і менше.

Осердя згладжувального дроселя має немагнітний зазор, індуктивність дроселя з урахуванням немагнітного зазора

$$L = \frac{W^2 S_{cm} \mu_{\text{эф}} * 10^{-2}}{l_{cp.cm}}, \quad (5.1)$$

де  $W$  - кількість витків обмотки;

$S_{cm}$  - активний переріз стали,  $\text{см}^2$ ;

$l_{cp.cm}$  - середня довжина шляху магнітного потоку в магнітопроводі, см;

$\mu_{\text{эф}}$  - ефективна магнітна проникність еквівалентного осердя без зазора, який забезпечує таку саму індуктивність на осерді з оптимальним зазором  $l_{оср}$ .

Для одержання більших значень індуктивності дроселя необхідно, щоб матеріал осердя мав у сильному магнітному полі високу диференціальну магнітну проникність

$$\mu_{\delta} = \frac{dB_{\max}}{dH_{\max}} \cdot \quad (5.2)$$

При високій індукції насичення  $B_s$  магнітоприводу можна зробити дросель із малим оптимальним зазором, у результаті чого зростає  $\mu_{\delta}$ , зменшується об'єм сталі  $V_{cm}$  і його маса. Найбільш прийнятним матеріалом для магнітопроводу є сталі марки 3411-3421.

За конструкцією розрізняють три види дроселів: стрижневі, броньові й тороїдальні. Найчастіше застосовують броньові й двокотушкові стрижневі. Оптимальна геометрія магнітопроводу трохи відрізняється від тієї, яка застосовується в трансформаторах. Однак застосування стандартних магнітопроводів для дроселів не призводить до великого програшу.

## 5.2 Методика розрахунку дроселя

1 Виходячи з частоти пульсацій вибираємо марку сталі й товщину листа.

2 Вибираємо конструкцію дроселя й виконання магнітопроводу.

3 За відомими  $L$  і  $I_{\delta}$  визначаємо енергоємність дроселя

$$W_{\delta} = \frac{LI_{\delta}^2}{2} \quad (5.3)$$

4 Залежно від конструкції дроселя за залежностями, наведеними на рисунку 5.1 або рисунку 5.2, визначаємо попередній активний об'єм сталі  $V_{cm}$ , ефективну магнітну проникність  $\mu'_{ef}$  і оптимальний відносний немагнітний зазор  $(l_z / l_{cp.cm})_{opt}$ .

5 Уточнюємо розмір магнітопроводу за нормлями (див. додатки В, Г)).

6 Користуючись таблицею 5.1, визначаємо попередню щільність струму  $j$  в обмотці дроселя.

7 Знаючи щільність струму  $j$ , величину струму  $I_d$  визначаємо попереднє значення перерізу проводу

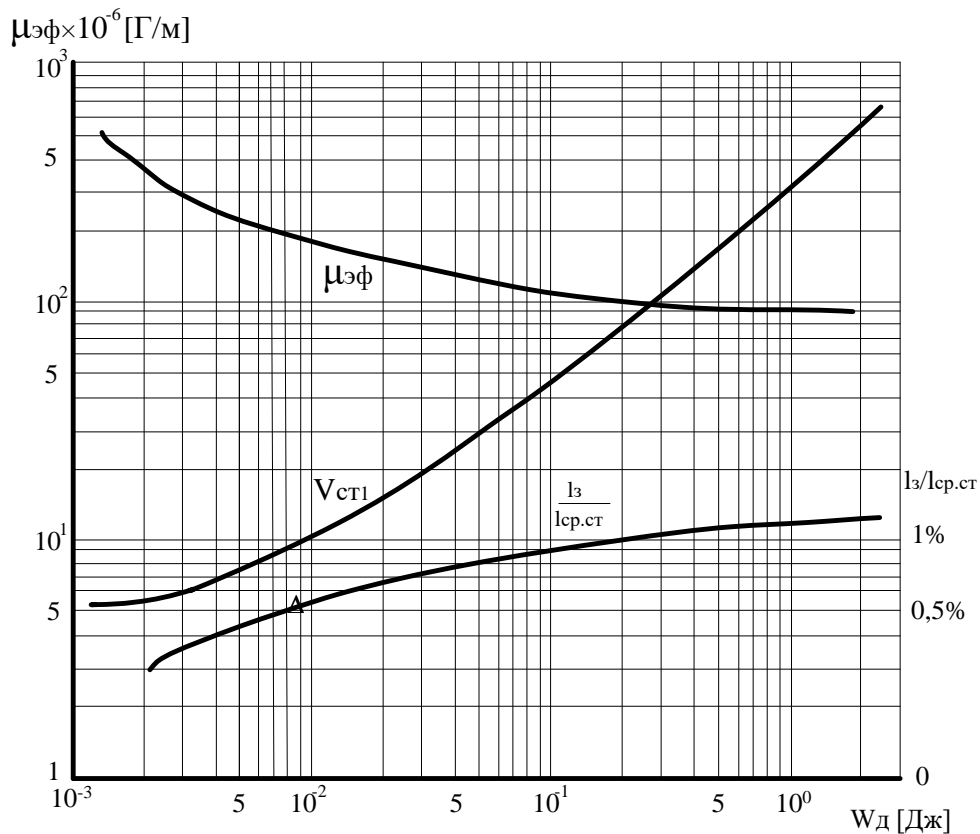


$$S = \frac{I_d}{j} \quad (5.4)$$

Таблиця 5.1 - Залежність щільності струму в обмотці дроселя від конструкції

Броньові магнітопроводи						
Типорозмір	від 10x20 до 20x20	12x12,5 12x25	20x20 20x40	25x25 25x50	32x32 32x64	40x40 40x80
J A/mm <sup>2</sup>	5.3-5	4.8-4.5	3.2-3.15	3-2.7	2.3-1.9	1.75-1.65
Стрижневі магнітопроводи						
Типорозмір	від 10x20 до 10x40	12,5x25 12.5x50	16x40 16x80	20x50 20x100	25x50 25x120	32x80 32x160
J A/mm <sup>2</sup>	6.2-5.5	4.8-4.3	3.4-2.9	2.7-2.2,	2.2-2.0	1.8-1.6

$V_{ст1} [см^3];$



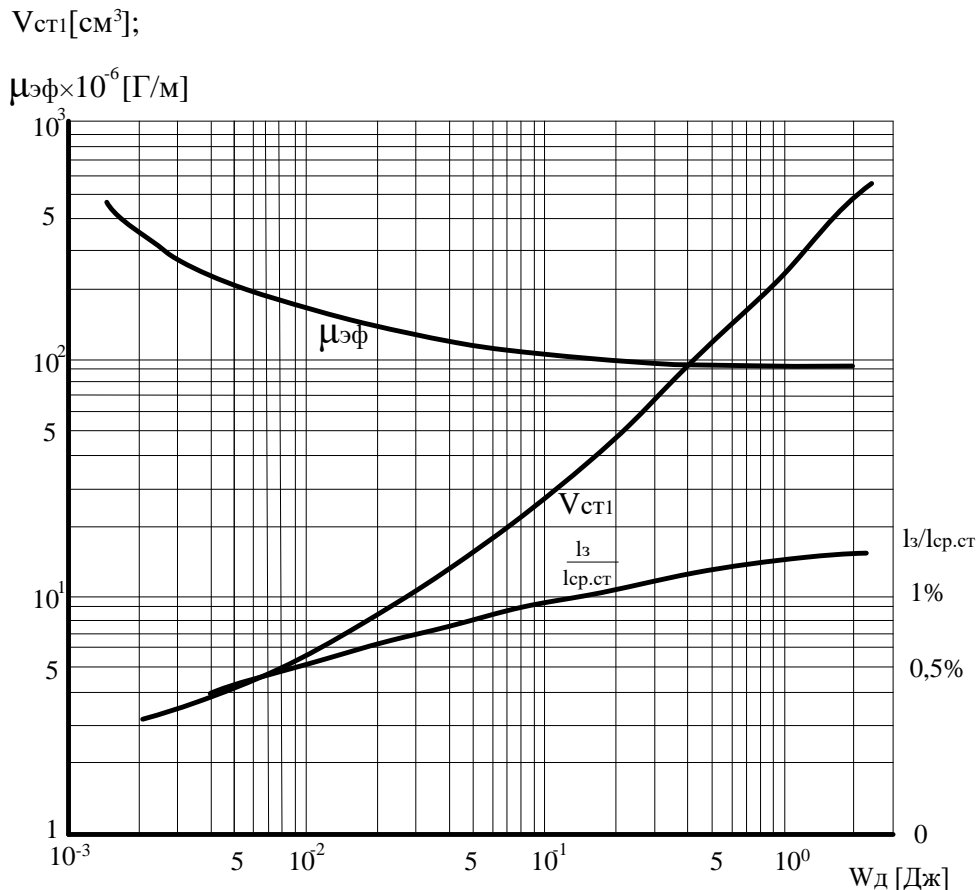
$B_{max} = 0.05$  Тл,  $\Delta = 0.35$  мм.

Рисунок 5.1 – Залежності активного об'єму сталі, ефективної магнітної проникності та оптимального відносного немагнітного зазора від енергоємності дроселя для броньового осердя

8 З Додатка Д вибираємо провід й уточнюємо його переріз  $S$ .

9 Уточнюємо щільність струму  $j$  виходячи з уточненого поперечного перерізу.

10 Розміщуємо обмотку у вікні магнітопроводу й визначаємо кількість витків, що укладається в ньому. Кількість витків обмотки, що перебувають у вікні магнітопроводу і її геометричні розміри обчислюють за формулами (4.12) - (4.15).



$$B_{max} = 0.05 \text{ Тл}, \Delta = 0.35 \text{ мм.}$$

Рисунок 5.2 - Залежності активного об'єму сталі, ефективної магнітної проникності та оптимального відносного немагнітного зазора від енергоємності дроселя для стрижневого двокотушкового осердя

## 6 ВАРІАНТИ ЗАВДАНЬ КУРСОВОГО ПРОЕКТУ АБО КОНТРОЛЬНОЇ РОБОТИ І КОНТРОЛЬНІ ПИТАННЯ

Вихідні дані для виконання курсового проекту або контрольної роботи наведені в таблиці 6.1, у якій

$U_1$  - номінальна напруга мережі живлення;

$\Delta U_1$  - відхилення напруги мережі живлення від номінального;

$U_n$  - номінальна напруга на виході джерела живлення;

$\Delta U_n$  - припустиме значення відхилення напруги на виході джерела живлення;

$I_n$  – номінальний струм навантаження;

$k_n$  – необхідний коефіцієнт пульсацій на виході фільтра.

Таблиця 6.1

Параметр джерела живлення						
Варіант	$U_1, \text{В}$	$\Delta U_1, \text{В}$	$U_n, \text{В}$	$I_n, \text{А}$	$\Delta U_n, \text{В}$	$k_n, \%$
0	220	$\pm 20$	12	0.5	$\pm 0.1$	2
1	220	$\pm 10$	15	0.6	$\pm 0.1$	2
2	220	$\pm 20$	24	0.7	$\pm 0.1$	2
3	220	$\pm 10$	36	0.8	$\pm 0.1$	3
4	220	$\pm 20$	48	0.9	$\pm 0.2$	3
5	220	$\pm 10$	50	1.0	$\pm 0.2$	3
6	380	$\pm 20$	12	1.2	$\pm 0.1$	3
7	380	$\pm 10$	15	1.4	$\pm 0.1$	5
8	380	$\pm 20$	24	1.5	$\pm 0.1$	5
9	380	$\pm 10$	36	1.6	$\pm 0.1$	5
10	380	$\pm 20$	48	1.8	$\pm 0.2$	5
11	380	$\pm 10$	50	2.0	$\pm 0.2$	5
12	220	$\pm 20$	12	2.2	$\pm 0.1$	2
13	220	$\pm 10$	15	2.4	$\pm 0.1$	2
14	220	$\pm 20$	24	2.5	$\pm 0.1$	2
15	220	$\pm 10$	36	2.6	$\pm 0.1$	5
16	220	$\pm 20$	48	2.8	$\pm 0.2$	5
17	220	$\pm 10$	50	3.0	$\pm 0.2$	5
18	380	$\pm 20$	12	3.2	$\pm 0.1$	2

Варіант завдання визначається за сумою передостанньої та останньої цифр студентського квитка.

Відповідно до варіанта завдання на розробку студент вибирає схему випрямляча, згладжувального фільтра, що стабілізатора напруги, розглядає принцип дії й виконує їхні розрахунки.

### **Контрольні питання**

- 1 Що таке одноктний випрямляч?
- 2 Що таке двоктний випрямляч?
- 3 Що таке некерований випрямляч?
- 4 Що таке керований випрямляч?
- 5 Що таке однонапівперіодний випрямляч?
- 6 Що таке двонапівперіодний випрямляч?
- 7 Чому дорівнює середнє значення випрямленої напруги однофазного випрямляча з нульовою точкою?
- 8 Чому дорівнює середнє значення випрямленої напруги однофазного мостового випрямляча?
- 9 Чому дорівнює середнє значення струму діода однофазного випрямляча з нульовою точкою?
- 10 Чому дорівнює середнє значення струму діода однофазного мостового випрямляча?
- 11 Чому дорівнює максимальна зворотна напруга однофазного випрямляча з нульовою точкою?
- 12 Чому дорівнює максимальна зворотна напруга однофазного мостового випрямляча?
- 13 Чому дорівнює типова потужність трансформатора однофазного випрямляча з нульовою точкою?
- 14 Чому дорівнює типова потужність трансформатора однофазного мостового випрямляча?
- 15 Що таке коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги?
- 16 З якого виразу можна визначити коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги через кратність пульсацій?
- 17 Чому дорівнює коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги однофазного випрямляча з нульовою точкою?
- 18 Чому дорівнює коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги однофазного мостового випрямляча?

19 Коли струм навантаження буде практично постійним при активно-індуктивному навантаженні?

20 Коли доцільно працювати на навантаження, що має активно-індуктивний характер?

21 Яке амплітудне значення струму діода однофазного випрямляча при активно-ємнісному навантаженні?

22 Що називається кутом відсічки випрямляча при активно-ємнісному навантаженні?

23 Чому дорівнює середнє значення випрямленої напруги однофазного мостового випрямляча при активно-ємнісному навантаженні?

24 Чому дорівнює середнє значення випрямленої напруги однофазного мостового випрямляча при активно-індуктивному навантаженні?

25 Коли доцільно працювати на навантаження, що має активно-ємнісний характер?

26 Коли струм навантаження має безперервний характер при навантаженні з проти ЕРС?

27 Що таке коефіцієнт згладжування фільтра?

28 Що таке коефіцієнт фільтрації фільтра?

29 Що таке коефіцієнт передачі постійної складової випрямленої напруги фільтра?

30 Який коефіцієнт фільтра характеризує коефіцієнт корисної дії фільтра?

31 З якої умови обираються індуктивний і ємнісний опори LC – фільтра?

32 Яку умову необхідно виконувати для протікання безперервного струму у фільтрі?

33 Як визначається коефіцієнт фільтрації багатоланкового фільтра?

34 При якому коефіцієнті фільтрації доцільно застосовувати одноланковий фільтр?

35 При якому коефіцієнті фільтрації доцільно застосовувати дволанковий фільтр?

36 При якому коефіцієнті фільтрації доцільно застосовувати триланковий фільтр?

37 Що таке інтервал комутації?

38 Чому дорівнює напруга випрямляча на інтервалі комутації?

39 Як змінюється коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги за наявності явища комутації?

40 Що таке навантажувальна характеристика?

41 Що таке внутрішній опір випрямляча?

42 Що таке нестабільність напруги?

43 Що таке коефіцієнт стабілізації?

44 Як здійснюється імпульсне плавне регулювання напруги на ТВД?

45 Якими способами виконується імпульсне плавне регулювання напруги на ТВД?

46 Що таке коефіцієнт заповнення імпульсів?

47 Що таке широтно-імпульсний спосіб регулювання?

48 Що таке частотно-імпульсний спосіб регулювання?

49 Що таке комбінований спосіб регулювання?

50 До яких перетворювачів належать неререверсивні ШПП із зниженою вихідною напругою?

51 До яких перетворювачів належать неререверсивні ШПП із підвищеною вихідною напругою?

## **7 ВИМОГИ ДО ОФОРМЛЕННЯ КУРСОВОГО ПРОЕКТУ І КОНТРОЛЬНОЇ РОБОТИ**

Пояснювальна записка повинна бути виконана з одного боку аркуша білого паперу формату А4. Текст розташовують, зберігаючи такі розміри полей: ліве – не менше 30 мм, праве – не менше 10 мм, верхнє – не менше 15 мм, нижнє – не менше 20 мм. Сторінки пояснювальної записки нумерують арабськими цифрами, проставляючи їх у правому нижньому куті. Титульний аркушт включають у загальну нумерацію. Нумерація сторінок починається з другого аркуша. Розділи пояснювальної записки повинні мати порядкову нумерацію і позначатися арабськими цифрами. Підрозділи повинні мати нумерацію в межах кожного розділу. Номери підрозділів складаються з номера розділа і підрозділу, розділених крапкою.

Пояснювальна записка повинна мати такі структурні частини:

- титульний аркушт;
- реферат;
- перелік умовних позначень, символів, одиниць і термінів;
- вступ;
- розрахункова частина;
- висновки;
- список літератури.

Кожен розділ розрахункової частини повинен мати принципову електричну схему вузла, що розраховується, яку слід виконати олівцем на окремому папері пояснювальної записки. Розрахунки повинні закінчуватися вибором типу і номіналів елементів принципової схеми.

Графічна частина курсового проекту повинна мати принципову електричну схему джерела живлення, що розробляється, і виконуватися у вигляді окремого креслення, яке додається до пояснювальної записки. Зображення елементів електричних схем пояснювальної записки і графічної частини виконуються відповідно додатка Ж.

## СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

- 1 Забродин Ю.С. Промышленная электроника: Учеб. для вузов. - М.: Высш. шк., 1982.
- 2 Чиженко И.М., Руденко В.С., Сенько В.И. Основы преобразовательной техники. - М.: Высш. шк., 1974.
- 3 Руденко В.С., Ромашко В.Я. Трифонюк В.В. Промислова електроніка. – К.: Либідь., 1993.
- 4 Долбня В.Т., Чикотило И.И., Ягуп В.Г. Электронные цепи непрерывного и импульсного действия. - К.: Выща школа,- 1979.
- 5 Сизых Г.Н. Электропитание устройств связи. - М.: Радио и связь, 1982.
- 6 Векслер Г.С. Расчет электропитающих устройств. - К.: Техніка, 1978.
- 7 Тугов Н.М., Глебов Б.А., Чарыков М.А. Полупроводниковые приборы: Учеб. для вузов. - М.: Энергоатомиздат, 1990.
- 8 Лавриненко В.Ю. Справочник по полупроводниковым приборам. - К.: Техніка, 1980.
- 9 Перельман Б.Л. Транзисторы для аппаратуры широкого применения. - М.: Радио и связь, 1981.
- 10 Кучинский Г.С. Электрические конденсаторы и конденсаторные установки. – М.: Энергоатомиздат, 1987.
- 11 Панасенко М.В., Нікулін В.С. Основи промислової електроніки: Конспект лекцій. Ч. 1. Напівпровідникові прилади. – Харків; УкрДАЗТ, 2005.
- 12 Нікулін В.С. Конспект лекцій з дисципліни Основи промислової електроніки: Конспект лекцій. Ч. 4. Напівпровідникові прилади. – Харків; УкрДАЗТ, 2006.
- 13 Нікулін В.С. Конспект лекцій з дисципліни Основи промислової електроніки: Конспект лекцій. Ч. 5. Напівпровідникові прилади. – Харків; УкрДАЗТ, 2006.
- 14 Полупроводниковые приемо-усилительные устройства. Справочник радиолюбителя / Р.М. Терещук, К.М. Терещук, С.А. Седов. – 4-е изд., стер. – К.: Наук. думка, 1989.



## **ДОДАТКИ**

Технічна інформація про елементи  
для джерела живлення, що розробляється













## Додаток Г

### Номінальні ємності і робочі напруги для конденсаторів фільтрів

Тип конденсатора	Номінальна напруга, В	Номінальна ємність, мкФ	К <sub>П</sub> на частоті 50 Гц, %
1	2	3	4
К50-15	16	47; 100; 220; 470; 680	15 10
	25	22; 33; 47; 68; 100; 220; 330	15 10
	50	10; 22; 33; 47; 68; 100	10 8
	100	4,7; 6,8; 15; 22; 33; 47	10 8
	160	4,7; 10; 22; 33	8 5
	250	2,2; 4,7; 10; 22	8 5
	К50-35	16	47
100; 220; 470; 1000 2200			20 15
4700			5
25		22	25
		47; 100; 220 470; 1000	20 15
		2200	10
40		22	20
		47; 100; 220; 470 1000	15 5
		1000	5
63		10; 22	15
		47; 100; 220; 470 1000	10 4
		1000	4
100		4,7	15
		10; 22	10
	47; 100	8	
	220	5	
160	4,7; 10; 22	10	
	47	8	
	100	6	
К50-38	16	47	25
		100; 220; 470; 1000 2200	20 15
		4700; 10000	5



1	2	3	4
K50-38	25	22	25
		47; 100; 220	20
		470; 1000	15
	40	2200	10
		22	20
		47; 100; 220; 470	15
		1000	5
	63	2200	4
		10; 22	15
		47; 100; 220; 470	12
	100	1000; 2200	4
		4,7	15
		10; 22	10
		47; 100	8
		220	5
	160	4.7; 10; 22	10
47		8	
100		6	









## Додаток Е

### Основні дані мідних проводів ПЕВ-1, ПЕВ-2, ПЕВТЛ1, ПЕВТЛ2 і ПЕТВ

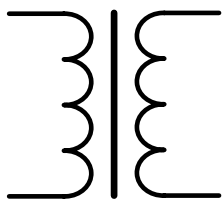
Діаметр		Розрахун- кова площа перерізу	Опір постійному струму	Маса 1 км проводу без ізоляції	Маса 1 км проводів ПЕВ-1, ПЕВТЛ1 і ПЕТВ
номіналь- ний провід по міді	максимальний поверхневий ПЕВ-1, ПЕВТЛ1 і ПЕТВ				
d, мм	d <sub>из</sub> , мм	S, мм <sup>2</sup>	R', Ом/км	G <sub>м1</sub> , кг	G' <sub>м1</sub> , кг
0.03	0.045	0.000706	25480	0.0063	0.0065
0.04	0.055	0.00126	14330	0.0112	0.0115
0.05	0.070	0.00196	9170	0.0175	0.0178
0.06	0.085	0.002827	6198	0.0251	0.028
0.07	0.095	0.003848	4556	0.0342	0.038
0.08	0.105	0.005027	3487	0.0447	0.049
0.09	0.115	0.006362	2758	0.0565	0.062
0.10	0.125	0.007854	2237	0.0698	0.075
0.11	0.135	0.009498	1846	0.0845	0.091
0.12	0.145	0.01131	1551	0.101	0.107
0.13	0.155	0.01327	1322	0.118	0.124
0.14	0.165	0.01539	1139	0.137	0.144
0.15	0.180	0.01767	993	0.157	0.166
0.16	0.190	0.02011	872	0.179	0.188
0.17	0.20	0.0227	773	0.202	0.212
0.18	0.21	0.02545	689	0.226	0.236
0.19	0.22	0.02835	618	0.252	0.263
0.20	0.23	0.03142	558	0.279	0.29
0.21	0.24	0.03464	506	0.308	0,32
0.23	0.27	0.04155	422	0.369	0.383
0.25	0.29	0.04909	357	0.436	0.452
0.27	0.31	0.05726	306	0.509	0.526
0.29	0.33	0.06605	265	0.587	0.605
0.31	0.35	0.07548	232	0.671	0.68
0.33	0.37	0.08553	205	0.76	0.78
0.35	0.39	0.09621	182	0.855	0.876
0.38	0.42	0.1134	155	1.01	1.03
0.41	0.45	0.132	133	1.11	1.2
0.44	0.48	0.1521	115	1.35	1.38
0.47	0.51	0.1735	101	1.54	1.57
0.49	0.53	0.1886	93	1.68	1.71
0.51	0.56	0.2043	85.9	1.82	1.86
0.53	0.58	0.2206	79.5	1.96	2.01
0.55	0.6	0.2376	73.7	2.11	2.16
0.57	0.62	0.2552	68.7	2.27	2.3
0.59	0.64	0.2734	64.1	2.43	2.48
0.62	0.67	0.3019	58	2.68	2,74
0.64	0.69	0.3217	54.5	2.86	2.92
0.67	0.72	0.3526	49.7	3.13	3.19
0.69	0.74	0.3739	46.9	3.32	3.38
0.72	0.77	0.4072	43	3.6	3.67
0.74	0.80	0.4301	40.7	3.82	3.9

1	2	3	4	5	6
0.77	0.83	0.4657	37.6	4.14	4.22
0.80	0.86	0.5027	34.8	4.47	4.55
0.83	0.89	0.5411	32.4	4.81	4.89
0.86	0.92	0.5809	30.1	5.16	5.25
0.90	0.96	0.6362	27.5	5.66	5.75
0.93	0.99	0.6793	25.8	6.04	6.13
0.96	1.02	0.7238	24.2	6.44	6.53
1.00	1.08	0.7854	22.4	6.98	7.12
1.04	1.12	0.8495	20.6	7.55	7.7
1.08	1.16	0.9161	19.1	8.14	8.29
1.12	1.20	0.9852	17.8	8.76	8.92
1.16	1.24	1.057	16.6	9.4	9.56
1.20	1.28	1.131	15.5	10.1	10.3
1.25	1.33	1.227	14.3	10.9	11.1
1.30	1.38	1.327	13.2	11.8	12
1.35	1.43	1.431	12.3	12.7	12.9
1.40	1.48	1.539	11.3	13.7	13.9
1.45	1.53	1.651	10.6	14.7	14.9
1.50	1.58	1.767	9.93	15.7	15.9
1.56	1.64	1.911	9.17	17	17.2
1.62	1.70	2.061	8.5	18.3	18.5
1.68	1.76	2.217	7.91	19.7	19.9
1.74	1.82	2.378	7.37	21.1	21.3
1.81	1.90	2.573	6.81	22.9	23.2
1.88	1.97	2.777	6.31	24.7	25.1
1.95	2.04	2.988	5.87	26.5	26.9
2.02	2.11	3.205	5.47	28.5	28.8
2.10	2.20	3.464	5.06	30.8	31.2
2.26	2.36	4.012	4.37	35.7	36.1
2.44	2.54	4.676	3.75	41.6	42

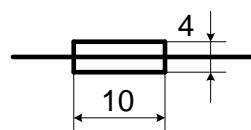
## Додаток Ж

### Умовні графічні позначення елементів

Трансформатор



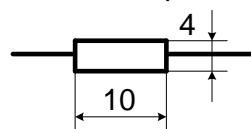
Запобіжник



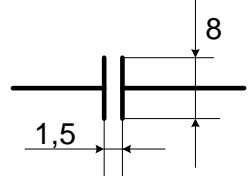
Дросель R1,5...4,0



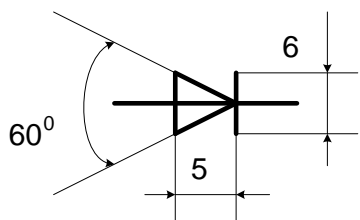
Резистор



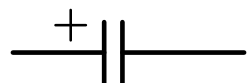
Конденсатор



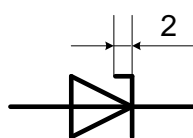
Діод



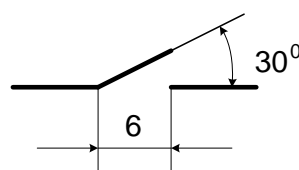
Конденсатор електrolітичний



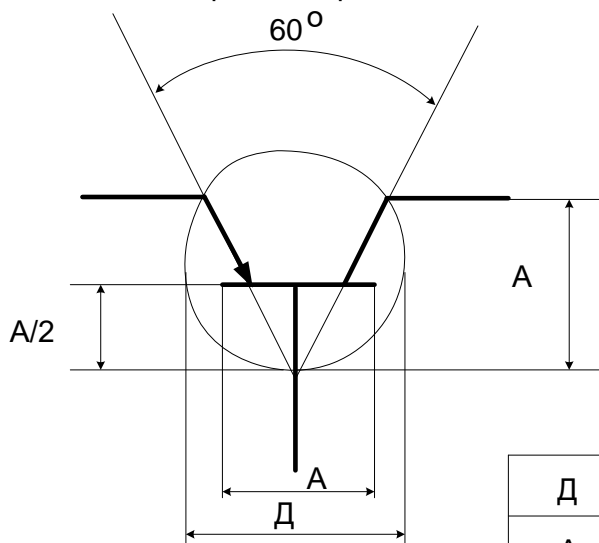
Стабілітрон



Контакт, що замикає



Транзистор



Д	14
А	11





