

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

ПРИСТРОЇ ПЕРЕТВОРЮВАЛЬНОЇ ТЕХНІКИ — 1

ПРАКТИКУМ

*Рекомендовано Методичною радою КПІ ім. Ігоря Сікорського
як навчальний посібник для студентів,
які навчаються за спеціальністю 171 «Електроніка»,
спеціалізацією «Електронні компоненти і системи»*

Київ
КПІ ім. Ігоря Сікорського
2018

Пристрої перетворювальної техніки — 1: практикум. [Електронний ресурс] : навч. посіб. для студ. спеціальності 171 «Електроніка», спеціалізації «Електронні компоненти і системи» / КПІ ім. Ігоря Сікорського ; уклад.: Бондаренко О.Ф., Діденко В.О., Миколаєць Д.А. – Електронні текстові дані (1 файл: 364,00 кбайт). – Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2018. – 88 с.

Гриф надано Методичною радою КПІ ім. Ігоря Сікорського (протокол № 9 від 24.05.2018 р.) за поданням Вченої ради ФЕЛ (протокол № 05/2018 від 21.05.2018 р.)

Електронне мережне навчальне видання

ПРИСТРОЇ ПЕРЕТВОРЮВАЛЬНОЇ ТЕХНІКИ — 1 ПРАКТИКУМ

Укладачі: *Бондаренко Олександр Федорович, канд. техн. наук, доц.
Діденко Віктор Олександрович, канд. техн. наук
Миколаєць Дмитро Анатолійович, канд. техн. наук*

Відповідальний
редактор: *Ямненко Ю.С., зав. каф ПЕ, д-р техн. наук, проф.*

Рецензент: *Іванько К.О., доц. каф ЕІ, канд. техн. наук, доц.*

У виданні подано методику проведення експерименту і обробки його результатів при виконанні циклу практикуму з курсу «Пристрої перетворювальної техніки. Частина 1». Наведено основні розрахункові співвідношення, вимоги до підготовки та порядок виконання практикумів, а також рекомендації щодо оформлення звіту. З метою активізації самостійної роботи студентів до кожної роботи дані короткі методичні вказівки. Запропоновані роботи розвивають у студентів навички аналізу електромагнітних процесів в пристроях перетворювальної техніки. Посібник підготовлений на кафедрі «Промислова електроніка» і призначені для студентів спеціальності 171 «Електроніка», спеціалізації «Електронні компоненти і системи».

© КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2018

ЗМІСТ

ВСТУП	4
ДОСЛІДЖЕННЯ ВИПРЯМЛЯЧІВ	
<i>Лабораторна робота № 1</i> Дослідження однофазного керованого випрямляча	6
<i>Лабораторна робота № 2</i> Дослідження трифазного керованого випрямляча	17
<i>Лабораторна робота № 3</i> Дослідження однофазного керованого випрямляча зі ступеневим регулюванням вихідної напруги	26
ДОСЛІДЖЕННЯ РЕГУЛЯТОРІВ ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ	
<i>Лабораторна робота № 4</i> Перетворювач постійної напруги в постійну нижчого рівня	41
<i>Лабораторна робота № 5</i> Перетворювач постійної напруги в постійну вищого рівня	56
<i>Лабораторна робота № 6</i> Інвертуючий перетворювач постійної напруги в постійну	63
ДОСЛІДЖЕННЯ ОДНОТАКТНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ	
<i>Лабораторна робота № 7</i> Перемагнічування осердя силового трансформатора в однотоктному перетворювачі	71
<i>Лабораторна робота № 8</i> Перетворювач зі зворотнім ввімкненням випрямляючого діода	81

ВСТУП

1 Мета лабораторного практикуму

Мета лабораторного практикуму полягає в наочній експериментальній перевірці найважливіших теоретичних положень, вивченні та експериментальному дослідженні пристроїв перетворювальної техніки.

Лабораторні роботи повинні допомогти студентам краще засвоїти теоретичний матеріал, пов'язати теорію з практикою, закріпити отримані знання, здобути навички творчої, дослідницької діяльності.

2 Виконання лабораторних робіт

2.1 Домашня підготовка

Необхідні знання та досвід не можна набути, якщо бездумно і механічно виконувати вимоги методичних вказівок до лабораторних робіт. Потрібного ефекту можна досягти лише в тому випадку, якщо студент буде чітко уявляти мету і зміст виконуваної лабораторної роботи, свідомо працювати з лабораторним стендом.

Тому до кожної лабораторної роботи має бути здійснена попередня підготовка, в ході якої студент повинен:

- а) вивчити методичні вказівки до лабораторної роботи, ознайомитися зі схемою установки, засвоїти методику дослідження приладу або пристрою;
- б) ознайомитися з теоретичним матеріалом з лекційного курсу або рекомендованої літератури;
- в) виконати, якщо потрібно, попередній розрахунок.

2.2 Допуск до виконання лабораторних робіт

Перевірку готовності та допуск до виконання лабораторної роботи здійснює викладач, що проводить заняття.

До роботи допускаються студенти, які мають все необхідне для виконання лабораторної роботи (методичні вказівки, чорновий варіант таблиць, попередній розрахунок і т.д.) і успішно відповіли на контрольні питання до допуску.

2.3 Виконання лабораторних робіт

Лабораторні роботи виконуються фронтальним методом на лабораторних стендах бригадами по 2-3 особи строго відповідно до методичних вказівок.

Після закінчення кожної роботи бригада повинна пред'явити викладачеві результати вимірювань, таблиці з даними і побудовані на їх основі графіки залежностей, осцилограми.

ДОСЛІДЖЕННЯ ВИПРЯМЛЯЧІВ

Лабораторна робота № 1

«Дослідження однофазного керованого випрямляча»

Мета роботи: вивчити принцип роботи керованого випрямляча та його системи керування; визначити основні параметри та характеристики.

Самостійна підготовка

Опрацюйте методичні вказівки до роботи та рекомендовану літературу [1], [2].

Підготуйте протокол до лабораторної роботи, що містить порядок виконання роботи, схеми лабораторних макетів і таблиці для занесення даних.

Короткі теоретичні відомості

Керованим називається такий випрямляч, який окрім випрямлення змінної напруги здійснює ще й її регулювання. У керованих випрямлячах застосовуються напівкеровані напівпровідникові елементи – **тиристори**. В тиристорах перехід від закритого до відкритого стану здійснюється за наявності додатного потенціалу на аноді та імпульсу керування на керуючому електроді. Для формування імпульсів керування та зміни моменту їх подання застосовуються відповідні системи керування (СК). Регулювання напруги здійснюється шляхом затримки вмикання чергового тиристора в межах півперіода напруги мережі. Інтервал затримки називається **кутом керування** α , і відраховується від моменту природної комутації вентилів, тобто від моменту прикладання до тиристора позитивної напруги. Для однофазних випрямлячів момент природної комутації співпадає з моментом переходу напруги мережі через 0. У більшості СК імпульси керування формуються відносно анодної напруги випрямляча, тобто затримка подання імпульсу відраховується від моменту появи на аноді позитивного потенціалу.

Часові діаграми (рис. 1.1.б) ілюструють роботу керованих випрямлячів на прикладі двопівперіодної схеми з нульовим виводом (рис. 1.1.а). Імпульси керування u_{K1} , u_{K2} подаються на відповідні електроди керування тиристорів з часовою затримкою α відносно моменту природної комутації, тобто переходу через нуль додатної напівхвилі напруги між анодом і катодом кожного з тиристорів. Після подання імпульсу керування на тиристор, він переходить у відкритий стан і закривається тільки тоді, коли струм через нього стає менший, ніж струм утримання тиристора $I_{\text{утр.Т}}$.

Вимоги до імпульсів керування наступні: достатня для надійного відкриття тиристора амплітуда напруги і струму імпульсу керування $U_{\text{УПР}} = 10 \div 20 \text{ В}$, $I_{\text{УПР}} = 20 \div 2000 \text{ мА}$; крутий передній фронт імпульсу – не більше 10^5 А/с ; достатня ширина імпульсу – порядку $10^\circ \div 15^\circ$.

Зміною кута керування тиристора α регулюють середнє значення випрямленої напруги U_d керованого випрямляча. Суть керування полягає у зміні тривалості відкритого стану тиристора, а отже у зміні об'єму енергії, що передається за цей час від джерела живлення у навантаження. Нагадаємо, що у схемах змінного струму тиристор закривається в момент зміни полярності напруги живлення $u_1(t)$.

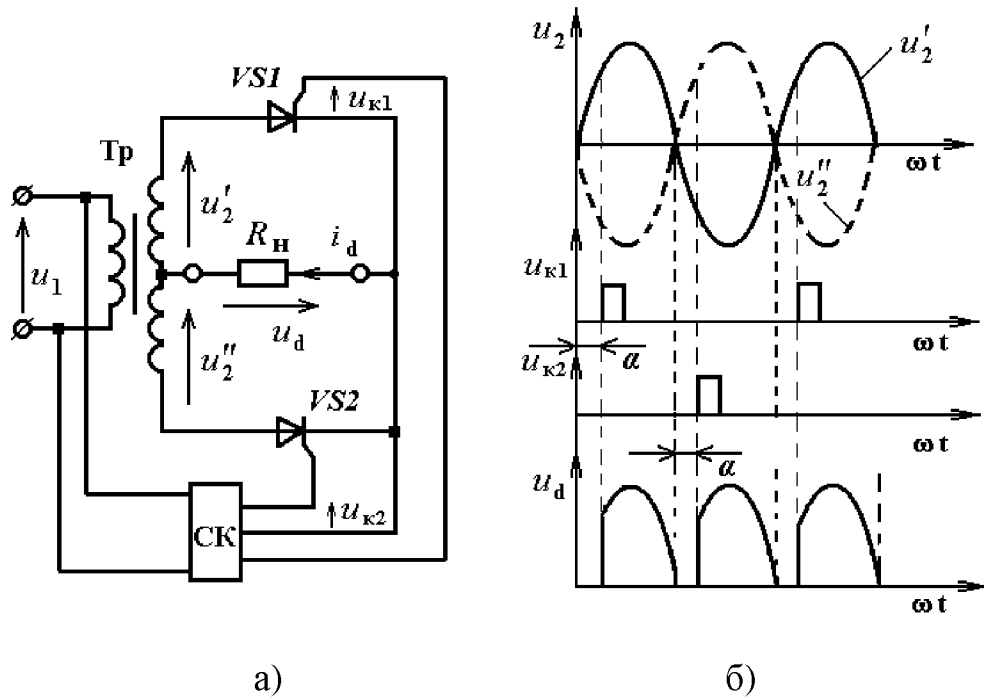


Рис. 1.1 – Схема (а) та часові діаграми роботи (б) керованого однофазного випрямляча з нульовим виводом

Важливою характеристикою керованих випрямлячів є їх **регульовальна характеристика** $U_d = f(\alpha)$ – залежність середнього значення випрямленої напруги U_d від кута керування α (рис. 1.2). Для зображеної на рис. 1 схеми випрямляча, регульовальна характеристика описується рівнянням $U_{d\alpha} = U_{d0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}$, де U_{d0} – середнє значення випрямленої напруги при $\alpha = 0$ (фактично це середнє значення випрямленої напруги некерованого випрямляча). Згідно даного виразу середнє значення випрямленої напруги при зміні кута керування від 0° до 180° плавно змінюється від значення U_{d0} до нуля. Можливість плавного регулювання вихідної напруги є перевагою керованих випрямлячів.

Регульовальна характеристика є спадаючою, оскільки при зростанні кута α зменшується час перебування тиристора у відкритому стані. Тому для значення кута $\alpha = 180^\circ$ значення випрямленої напруги буде рівним нулю, оскільки тиристор не відкриється зовсім (рис. 1.2, крива 1).

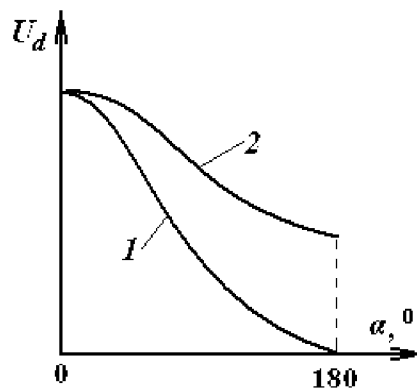


Рис. 1.2 – Регулювальні характеристики керованих випрямлячів

Схема мостового керованого випрямляча наведена на рис. 1.3. Мостовий випрямляч може бути зібраний за симетричною або за несиметричною схемою. В першому випадку всі чотири вентиля є тиристорами, в другому – два вентиля анодної чи катодної групи є діодами. Схема несиметричного керованого випрямляча з додатковим нульовим діодом наведена на рис. 1.3.

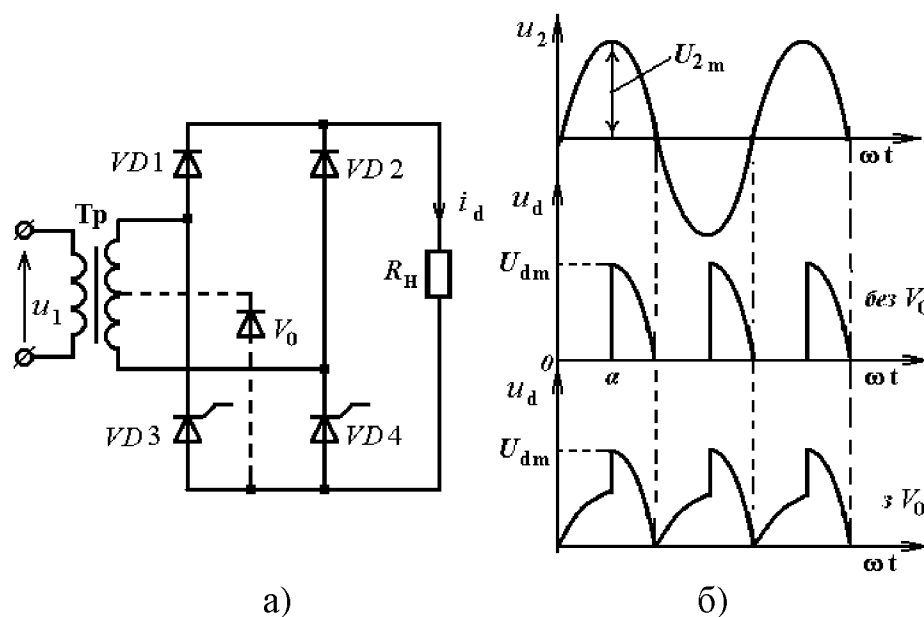


Рис. 1.3 – Схема (а) та часові діаграми роботи (б) мостового керованого випрямляча

Кожен діод працює в парі з тиристором. Перевагою несиметричної схеми є спрощення системи керування, оскільки імпульси керування необхідно подавати лише на два вентиля. У випадку симетричної схеми імпульси керування діагональними тиристорами мають бути строго синхронізованими, що призводить до ускладнення системи керування. Однак при необхідності комутувати великі струми і напруги застосовується саме симетрична схема.

Регулювальна характеристика керованого мостового випрямляча має такий же вигляд, що і для схеми з нульовим виводом (крива 1 на рис. 1.2).

Часові діаграми для мостової схеми (рис. 1.3.б – без V_0) подібні до діаграм для схеми з нульовим виводом (рис. 1.1.б). На першому півперіоді напруги вторинної обмотки відкривається діод VD1. До подачі імпульсу керування в момент α тиристор VS4 залишається закритим і напруга на навантаженні $u_d(t)$ дорівнює нулю. Після відкриття тиристора напруга на навантаженні визначається напругою вторинної обмотки. В момент зміни полярності напруги вторинної обмотки відбувається комутація струму з вентилів VD1, VS4 на вентиля VD2, VS3.

Збільшити середнє значення випрямленої напруги та зменшити коефіцієнт пульсацій в мостовій схемі можна за допомогою додаткового діода V_0 , який називається нульовим (комутаційним) діодом і підключається до середньої точки вторинної обмотки трансформатора (рис. 1.3.а). Нульовий діод утворює шлях для протікання струму навантаження на інтервалі закритого стану тиристорів (інтервал $0 - \alpha$ на рис. 1.3.б). При цьому збільшується площа під кривою випрямленої напруги $u_d(t)$, і, відповідно, збільшується і середнє значення цієї напруги (діаграма $u_d(t)$ з V_0 на рис. 1.3.б). Після вмикання тиристорів діод V_0 не впливає на роботу схеми. Введення додаткового діода призводить до зміни регулювальної характеристики, яка вже не буде спадати до нуля при $\alpha = 180^\circ$, а буде рівною напрузі на половині вторинної обмотки (крива 2 на рис. 1.2).

Середнє значення випрямленої напруги $U_{d\alpha}$ та коефіцієнт пульсації на виході мостового випрямляча (рис. 1.3.а) можна розрахувати за формулами:

$$U_{d\alpha} = \frac{\sqrt{2}E_2}{2\pi}(3 + \cos\alpha); \quad (1.1)$$

$$K_{II} = \frac{\sqrt{\left(\frac{\sin 3\alpha}{3} - \sin \alpha\right)^2 + \left(\frac{\cos 3\alpha}{3} - \cos \alpha - 2\right)^2}}{3 + \cos \alpha}. \quad (1.2)$$

Діапазон регулювання випрямленої напруги визначається за формулами: при $\alpha = 0$ $U_{d\max} = 2\sqrt{2}E_2 / \pi$, при $\alpha = \pi$ $U_{d\min} = \sqrt{2}E_2 / \pi$.

Тобто, кратність регулювання вихідної напруги для мостової схеми з діодом V_0 (рис. 1.3, а) дорівнює $U_{d\max} / U_{d\min} = 2$.

До недоліків керованих випрямлячів порівняно з некерованими належать:

1. Ускладнення схеми за рахунок появи системи керування. Для симетричної мостової схеми з'являється ще додаткова задача строгої синхронізації моментів вмикання діагональних тиристорів.

2. Збільшення коефіцієнту пульсації випрямленої напруги та погіршення його гармонічного складу за рахунок появи нульових ділянок на інтервалах закритого стану тиристорів та стрибків напруги в моменти їх відкривання.

3. Поява зсуву фаз між струмом та напругою первинної обмотки трансформатора за рахунок затримки появи струму у вторинному колі на інтервал α .

Тривалість протікання струму в діодах та тиристорах $\lambda = \pi - \alpha$. Якщо навантаження випрямляча є активно-індуктивним тривалість протікання струму збільшується і при достатньо великій індуктивності досягає значення $\lambda = \pi$. При цьому після проходження напруги мережі через нуль навантаження відділяється від мережі, і струм у навантаженні підтримується за рахунок енергії, накопиченої в індуктивності, та протікає через раніше відкритий тиристор та суміжний з ним діод.

Якщо навантаження починається з ємності, то за рахунок появи кута відсічки при малих кутах керування α можуть виникати проблеми з вимкненням тиристорів. Тому керовані випрямлячі, як правило, не застосовуються для роботи на ємнісне навантаження. Найчастіше для згладжування пульсацій на виході керованих випрямлячів застосовують індуктивні та індуктивно-ємнісні фільтри.

Коефіцієнт фільтрації індуктивно-ємнісного фільтра (рис. 1.4.а) залежить від величин його елементів L і C . Для випадку коли C вимірюється у мікрофарадах, а L – у Генрі і розрахунки виконуються для стандартної частоти мережі 50 Гц ($\omega = 2\pi f = 314 \text{ рад/с}$), отримуємо одну з основних розрахункових формул:

$$LC \cong \frac{10|k_{\phi}|}{m_{\Pi}^2}. \quad (1.3)$$

Величина індуктивності Г-подібного фільтру визначається з умови забезпечення безперервності струму в дроселі. На рис. 1.4.б показано три режими роботи дроселя – режим безперервного струму, граничний режим, а також режим переривчастого струму. Для того, щоб струм у дроселі був безперервним, треба виконати умову:

$$I_d > I'_{(1)m}. \quad (1.4)$$

Оскільки $Z \gg 1/Y$, то $I'_{(1)m} = U'_{(1)m} / m_{\Pi} \omega L$.

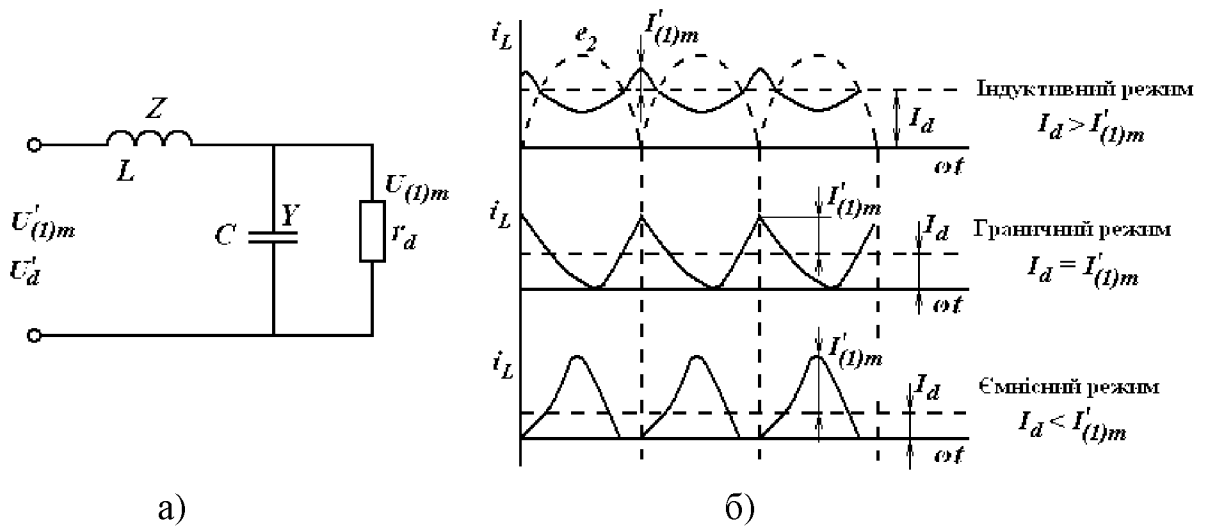


Рис. 1.4 – Індуктивно-ємнісний фільтр (а) та режими його роботи (б)

Постійна складова струму $I_d \cong U_d / r_d$, якщо припустити, що втрати в елементах фільтру відсутні. Тому

$$\frac{U_d}{r_d} > \frac{U'_{(1)m}}{m_{\Pi} \omega L} \quad (1.5)$$

$$\text{або } L > \frac{U'_{(1)m} \cdot r_d}{U_d \cdot m_{\Pi} \cdot \omega} \quad (1.6)$$

Останній вираз є загальним випадком. Він дійсний і для визначення індуктивності згладжувального дроселя для керованих випрямлячів, у яких $U_{(1)m}$ залежить від кута α .

На рис. 1.5 наведено зовнішню характеристику випрямляча з LC -фільтром з урахуванням трьох режимів роботи дроселя. При $r_d = r_{dmax}$ має місце граничний режим. При струмах навантаження $I_d < I_{dmin}$ фільтр буде працювати у ємнісному режимі і зовнішня характеристика буде стрімко спадати як і для випрямлячів з ємнісним фільтром. При струмах навантаження $I_d > I_{dmin}$ фільтр буде працювати в індуктивному режимі і зовнішня характеристика буде «жорсткою», як і у випрямлячі з індуктивним фільтром.

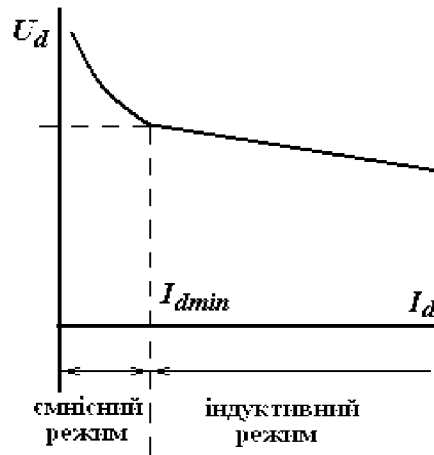


Рис. 1.5 – Зовнішня характеристика випрямляча з LC-фільтром

Основні параметри і розрахункові співвідношення

1. Регулювальна характеристика $U_d = f(\alpha)$ – залежність середнього значення випрямленої напруги U_d від кута керування α :

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}, \quad (1.7)$$

де U_{d0} – середнє значення випрямленої напруги при $\alpha = 0$.

2. Кут керування – часова затримка відкривання тиристора відносно моменту природної комутації.

3. Коефіцієнт пульсації – відношення амплітудного значення змінної складової $U_{\sim \max}$ до середнього значення (постійної складової) напруги U_d :

$$K_{\Pi} = \frac{U_{\sim \max}}{U_d}. \quad (1.8)$$

4. Критична індуктивність – індуктивність при якій в дроселі LC фільтра настає режим переривчастого струму:

$$L_{Kp} = \frac{k_{\Pi Bx} R_{H \max}}{m\omega}, \quad (1.9)$$

де $k_{\Pi Bx}$ – коефіцієнт пульсацій напруги на виході випрямляча (на вході фільтру); $R_{H \max}$ – максимальний опір навантаження.

Лабораторне обладнання

Для проведення досліджень процесів роботи однофазного випрямляча використовується наступне обладнання: лабораторний макет «Однофазні випрямлячі», осцилограф, мультиметр універсальний.

Схема електрична принципова лабораторного макету показана на рис. 1.6. На елементах T1, V11-14, L1, C6, Rd виконано досліджувану схему випрямляча із навантаженням. Перемикач S1 – змінює режим роботи випрямляча (розімкнено – мостова несиметрична схема, замкнено – несиметричний випрямляч із додатнім нульовим діодом). Перемикачі S2 та S3 відповідають за вибір фільтру, який підключається між випрямлячем та навантаженням. S2 у верхньому положенні, S3 розімкнено – випрямляч працює на активне навантаження. Якщо S3 замкнено – випрямляч працює на активно-ємнісне навантаження. S2 у нижньому положенні, S3 розімкнено – випрямляч працює на активно-індуктивне навантаження. Якщо S3 замкнено – випрямляч працює на LC фільтр із активним навантаженням.

Часові діаграми, що пояснюють роботу схеми наведені на рис. 1.7.

Змінна напруга U_m (рис. 1.7.а) з обмотки силового трансформатора T1 надходить на обмежувач напруги, виконаний на резисторі R1 та стабілітронах V1, V2. На виході обмежувача формується трапецеїдальна напруга, за формою близька до прямокутної (рис. 1.7.б). Ця напруга надходить на інтегратор, зібраний на операційному підсилювачі A1. На виході інтегратора формується змінна напруга трикутної форми (рис. 1.7.в, суцільна лінія). Ця напруга надходить на інвертуючий вхід операційного підсилювача A3, що працює в режимі компаратора. На неінвертуючий вхід мікросхеми A3 надходить напруга керування U_k , яка знімається з резистора R13. В момент рівності трикутної напруги та напруги керування компаратор перемикається з одного насиченого стану в інший (переходить зі стану з від'ємною напругою в стан з додатною напругою, рис. 1.7.г). Від'ємний фронт напруги на виході компаратора відповідає моменту початку формування імпульсу керування і зміщений відносно початку півперіода напруги на кут α . Ця напруга підсилюється за потужністю транзисторами V3, V4, навантаженням яких є світлодіод оптрона (підключений в точці X11, рис. 1.6). При протіканні струму через світлодіод він починає випромінювати світло, яке, надходячи на фотодіод, викликає появу струму в колі керуючого електрода тиристора V15, після чого тиристор переходить у відкритий стан.

Для формування імпульсів керування тиристором V12 служить другий канал, зібраний на мікросхемах A2 і A4. На мікросхемі A2 зібрано підсилювач-інвертор з коефіцієнтом підсилення $k_{II} = -1$ ($R6 = R8$). Вихідна напруга мікросхеми A2 надходить на компаратор, зібраний на мікросхемі A4 (рис. 7.д). Імпульс керування тиристором V12 формується аналогічно імпульсу керування тиристора V15.

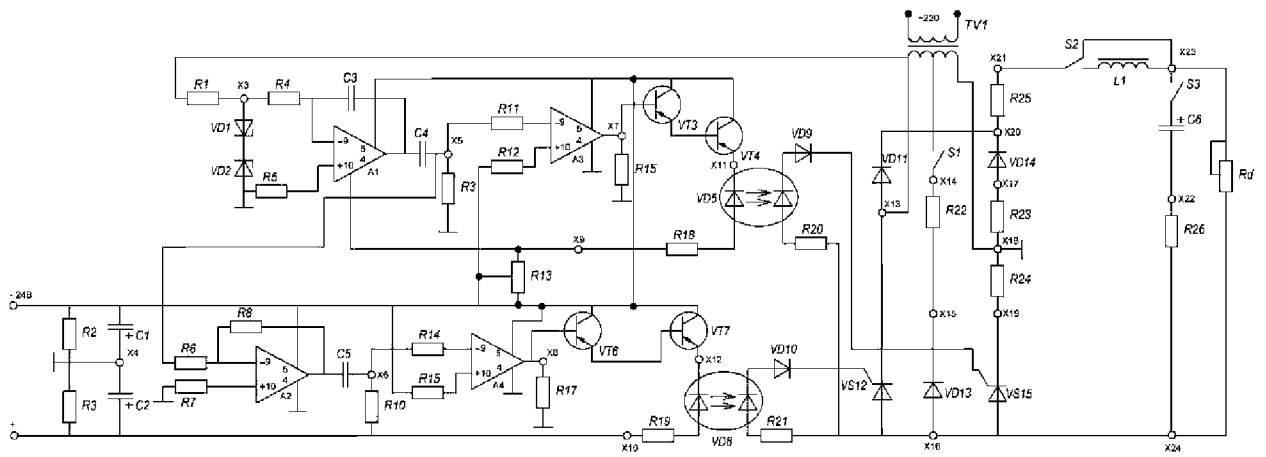


Рис. 1.6 – Принципова схема макету

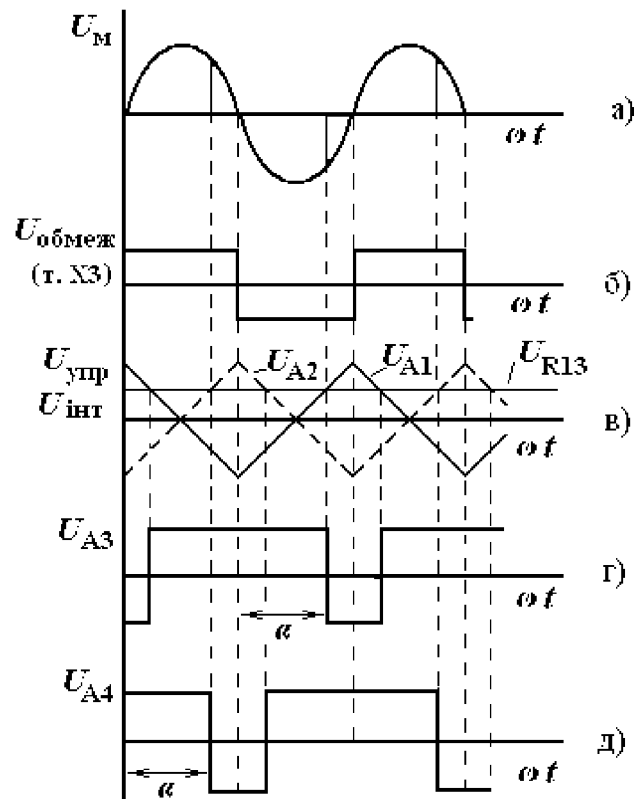


Рис. 1.7 – Часові діаграми роботи системи керування випрямляча

Порядок виконання роботи

1. Подати на лабораторний стенд напругу мережі 220 В. При активному навантаженні зняти регульовальну характеристику випрямляча з увімкненим та вимкненим комутаційним діодом V13:

$$U_d = f(\alpha),$$

де U_d – середнє значення випрямленої напруги, α – кут керування.
Результати вимірювань занести в таблицю.

	$\alpha, ^\circ$	30	45	60	75	90	105	120	135	130	180
V13 ввімкнено	U_d, B										
V13 вимкнено	U_d, B										

Примітка: характеристики знімати при перемикачі „R_d” у положенні 4. Кут керування α змінювати за допомогою резистора R13. Величину кута керування визначати за осцилограмою напруги на вході фільтру (контрольні точки X23-X24).

2. Зняти навантажувальні характеристики випрямляча при увімкненому та вимкненому діоді V13 для кутів керування $\alpha = 45^\circ; 90^\circ; 135^\circ$:

$$U_d = f(I_d) \text{ при } \alpha = \text{const},$$

де I_d – середнє значення струму навантаження.
Результати вимірювань занести в таблицю.

	I_d, mA										
V13 ввімкнено	U_d, B										
V13 вимкнено	U_d, B										

3. Зняти залежність коефіцієнта пульсацій випрямленої напруги K_{Π} від величини кута керування α при ввімкненому та вимкненому комутаційному діоді V13:

$$K_{\Pi} = f(\alpha),$$

де $K_{\Pi} = \frac{U_{\max}}{U_d}$, $U_{\max}$ – амплітуда змінної складової випрямленої напруги.

Результати вимірювань занести в таблицю.

	$\alpha, ^\circ$	30	45	60	75	90	105	120	135	130	180
V13 ввімкнено	U_d, B										
	$U_{\max}, B$										
V13 ввімкнено	U_d, B										
	$U_{\max}, B$										

Примітка: амплітуда змінної складової вимірюється ламповим вольтметром, помножуючи його покази на $\sqrt{2}$.

4. Зобразити форму напруги на навантаженні (X23-X24), анодної напруги тиристора (X16-X19), напруги на комутаційному діоді V13 (X15-X16), а також форму струмів в навантаженні (X20-X21), вентилях (X17-X18), комутаційному діоді (X14-X15), ємності (X22-X24) та індуктивності (X20-X21) фільтру при куті керування $\alpha = 90^\circ$ при ввімкненому та вимкненому комутаційному діоді V13.

5. Зобразити форму напруги в контрольних точках системи керування випрямляча: на виході обмежувача напруги (X3-X4), на виході інтегратора (X5-X4), на виході компаратора (X7-X4), на вході оптрона (X9-X11).

Обробка результатів вимірювань

1. За результатами вимірювань п. 1 побудувати регульовальну характеристику випрямляча.
2. За результатами вимірювань п. 2 побудувати навантажувальні характеристики випрямляча, визначити його вихідний опір.
3. За результатами вимірювань п. 3 побудувати залежність коефіцієнта пульсацій випрямленої напруги від величини кута керування.
4. Провести порівняння отриманих результатів експериментального дослідження із теоретичними, що представлені у [1, 2].

Контрольні запитання

1. Призначення і принцип роботи керованого випрямляча.
2. Пояснити принцип побудови і роботу системи керування випрямлячем.
3. Призначення комутаційного діода. Його вплив на режим роботи і характеристики схеми.
4. Зобразити форму напруг і струмів в елементах схеми керування та силової частини при кутах керування $\alpha = 30^\circ; 120^\circ$.
5. Критична індуктивність в згладжувальних LC-фільтрах та її визначення. Залежність від параметрів і режиму роботи схеми.
6. Робота випрямляча на ємнісний фільтр.
7. Переваги і недоліки керованих випрямлячів.
8. Пояснити регульовальну та зовнішню характеристику випрямляча.

Література

1. Перетворювальна техніка. Частина 1: Підручник / В.С. Руденко, В.Я. Ромашко, В.Г. Морозов. – К.: ІСДО, 1996. – 262 с. – К.: ІСДО, 1996 . – 262 с.
2. Методические указания к лабораторному практикуму по курсу «Преобразовательная техника» для студентов специальности «Промышленная электроника» дневной, вечерней и заочной форм обучения / Сост. В. С. Руденко. – К. : КПИ, 1984. - 61 с.

Лабораторна робота № 2

Дослідження трифазного керованого випрямляча

Мета роботи: вивчити принцип роботи трифазної мостової несиметричної схеми випрямлення та її системи керування; дослідити основні параметри й характеристики випрямляча (рис. 1, рис. 2).

Самостійна підготовка

Опрацюйте методичні вказівки до роботи та рекомендовану літературу [1 – 11].

Підготуйте протокол до лабораторної роботи, що містить порядок виконання роботи, схеми лабораторних макетів і таблиці для занесення даних.

Короткі теоретичні відомості

Багатофазні схеми випрямлення в порівнянні з однофазними мають такі переваги:

- симетричне навантаження фаз мережі живлення;
- ефективне використання трансформатора й вентилів;
- менший склад вищих гармонік у кривій випрямленої напруги й споживаного з мережі струму.

Трифазний мостовий керований випрямляч може бути реалізований з повним числом керованих вентилів (симетрична схема) і з неповним числом керованих вентилів (несиметрична схема).

Симетрична схема (рис. 2.1) керованого випрямляча досить складна. Для її побудови необхідно шість тиристорів. Система керування повинна містити шість ідентичних каналів, що забезпечують формування імпульсів керування для кожного тиристора. Вихідні каскади системи керування повинні забезпечувати гальванічну розв'язку із силовою схемою. Настроювання й фазировка такої системи керування, особливо при несиметрії фаз мережі живлення, викликають певні труднощі. Крім того, для здійснення початкового пуску такого випрямляча й можливості його роботи при більших кутах керування ($\alpha > 60^\circ$) необхідно подавати на тиристори імпульси керування, ширина яких більше 60° , або здвоєні імпульси, що слідуєть один за одним через 60° . Це необхідно для одночасного вмикання відповідних тиристорів з анодної й катодної групи.

Для реалізації несиметричної схеми (рис. 2.2) необхідно три тиристори й три діоди. Система керування такого випрямляча містить три ідентичних канали, при цьому немає необхідності формувати довгі або здвоєні імпульси. Якщо в даній схемі керовані вентиля утворюють катодну групу вентилів випрямляча, можна системи керування безпосередньо підключати до силової частини без здійснення гальванічної розв'язки між ними.

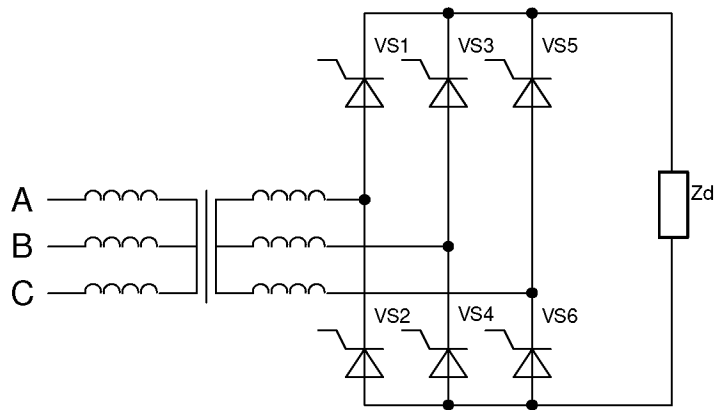


Рис. 2.1 – Симетрична схема трифазного мостового керованого випрямляча

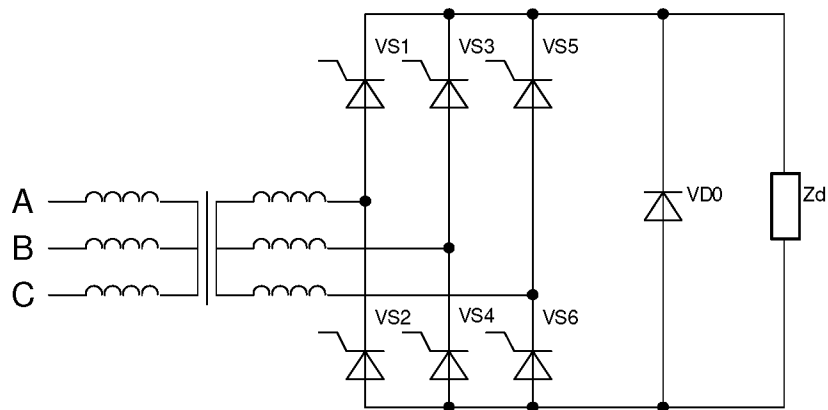


Рис. 2.2 – Несиметрична схема трифазного мостового керованого випрямляча

Тому часто, особливо при порівняно невеликих потужностях і обмеженому діапазоні регулювання, застосовується схема з неповною кількістю керованих вентилів.

Таку схему можна розглядати як послідовне з'єднання двох трифазних схем з нульовим виводом, одна з яких працює в керованому, а інша – у некерованому режимі. На рис. 2.3.а суцільною лінією обведені ділянки синусоїд фазних напруг, по яких змінюється потенціал точки спільних катодів вентилів U_k і потенціал спільних анодів U_a . Випрямлена напруга дорівнює різниці потенціалів $U_k - U_a$. На рис. 2.3.а ця напруга для різних кутів керування α заштрихована. На рис. 2.3.б побудована крива випрямленої напруги U_d для цих же кутів керування. З рис. 2.3 видно, що при активному навантаженні й несиметричній схемі можливі два режими: безперервного випрямленого струму при $0 < \alpha < 60^\circ$; переривчастого випрямленого струму при $\alpha > 60^\circ$.

Кут керування α відлічується, як звичайно, від моменту природного відпирання вентилів. Для багатозфазних схем цей момент відповідає точці перетинання синусоїд фазних напруг.

У першому режимі перемикання струму з одного вентиля на іншій у катодній групі (V1, V3, V5) відбувається в моменти подачі імпульсів керування на відповідні тиристори, а в анодній групі (V2, V4, V6) – у моменти природного включення вентилів.

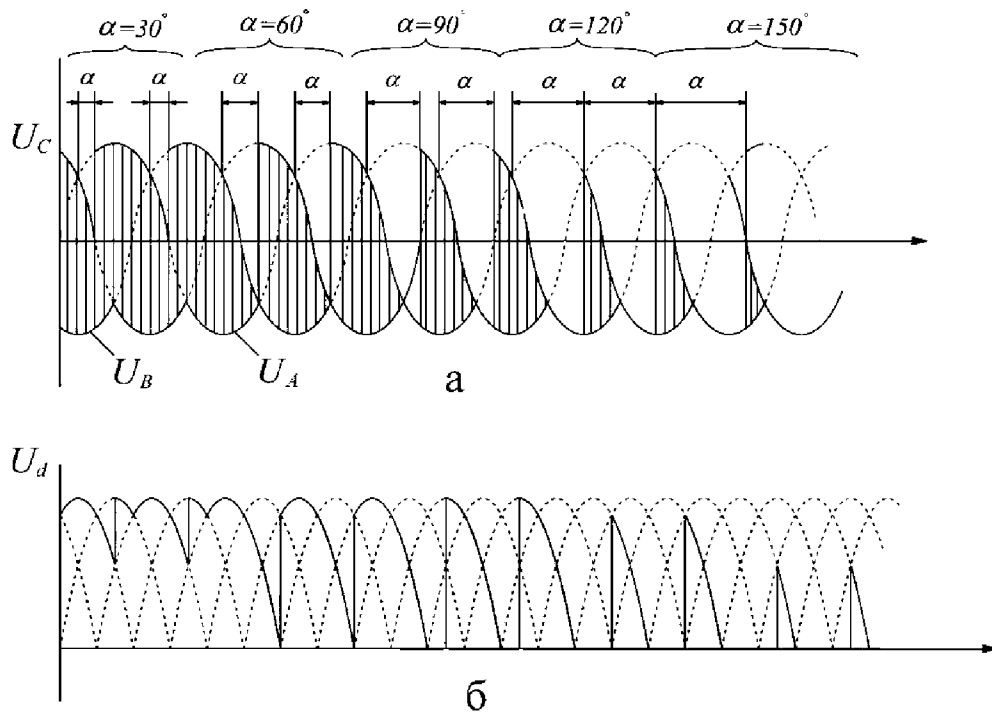


Рис. 2.3 – Діаграми роботи схеми (не підписана вісь часу)

У другому режимі включення вентиля в катодній і анодній групах відбувається попарно в момент подачі керуючого імпульсу на тиристор. У даному режимі відсутнє перемикання струму одного вентиля на іншій у катодній і анодній групах, оскільки струм навантаження i_d стає рівним нулю ще до подачі імпульсу керування на черговий тиристор.

Несиметрична схема дозволяє регулювати середнє значення напруги на навантаженні від максимального значення $U_d = U_{d0} = \frac{6}{\pi} \sin \frac{\pi}{6} \approx 2.32 E_2$ при куті керування $\alpha = 0$; до мінімального значення $U_d = 0$ при $\alpha = 180^\circ$.

Регульовальна характеристика даного випрямляча описується тим же виразом, що й в однофазному мостовому випрямлячі:

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad (2.1)$$

З рис. 2.3.б видно, що випрямлена напруга трифазної мостової несиметричної схеми містить три пульсації за період мережевої напруги на відміну від симетричної схеми, що має шість пульсацій. Через знижену частоту пульсації випрямленої напруги при збільшенні кута керування α збільшується вміст третьої гармоніки у випрямленій напрузі. Через це доводиться збільшувати встановлену потужність фільтра. Тому дану схему доцільно використовувати при порівняно невеликому діапазоні зміни кута керування α .

При роботі даної схеми на активно-індуктивне навантаження, для якого виконується умова $\frac{L_d}{R_d} \gg T$ мережі, струм у навантаженні буде безперервний

у всьому діапазоні зміни кута керування α . При цьому форма випрямленої напруги буде такою же, як і при активному навантаженні. На відміну від симетричної мостової схеми, у кривій випрямленої напруги не з'являються негативні ділянки. Як тільки позитивна напівхвиля лінійної напруги, що прикладається до навантаження, проходить через нуль, відкривається діод, суміжний з тиристором, що працював, (наприклад V2 і V1) і струм навантаження замикається через ці вентиля, минаючи фази трансформатора. До моменту відмикання чергового тиристора напруга в навантаженні дорівнює нулю. При RL-навантаженні регульовальна характеристика випрямляча також описується виразом (2.1).

Якщо в схемі, що працює на RL-навантаження, припинити подачу імпульсів керування на тиристори, запирання всіх тиристорів не відбудеться. Обов'язково залишиться відкритим останній з тиристорів, котрий разом з діодами двох інших фаз буде періодично підключати навантаження до фаз трансформатора. При цьому напруга на навантаженні буде мати форму переривчастих імпульсів і вентиля випрямляча будуть нерівномірно завантажені струмом. Для усунення цього явища в схему вводять нульовий вентиль V0, шунтуючий навантаження. При цьому струм навантаження замикається через вентиль V0 і не перешкоджає запиранню тиристорів.

Коефіцієнт потужності несиметричної мостової схеми вище, ніж у мостової. Це пов'язане з тим, що енергія, накопичена в індуктивності навантаження, через шунтуючий вентиль передається в активний опір навантаження, а не повертається в мережу через фази трансформатора.

Несиметрична схема широко застосовується у випрямлячах порівняно невеликої потужності.

Лабораторне обладнання

На рис. 2.4 представлена схема силової частини стенду, на рис. 2.5 – система керування трифазним випрямлячем. Перемикачі S1 та S2 визначають характер навантаження випрямляча. S1 розімкнено, S2 замкнено – випрямляч працює на активне навантаження. S1 розімкнено, S2 розімкнено – випрямляч працює на активно-індуктивне навантаження. S1 замкнено, S2 замкнено – випрямляч працює на активно-емісне навантаження. S1 замкнено, S2 розімкнено – випрямляч працює на LC фільтр із активним навантаженням.

Система керування даного випрямляча аналогічна системі керування однофазного випрямляча (див. лабораторну роботу № 1) і містить три ідентичних канали, що складаються з обмежувача, інтегратора, компаратора й підсилювача керуючих імпульсів. Як обмежувач у даній системі керування використовуються не стабілітрони, а діоди V1 і V2, включені зустрічно-паралельно. Крім того, вихідний каскад підсилювача імпульсів підключений до керуючого електрода тиристора не через оптрон, а безпосередньо. В іншому каналі системи керування однофазного та трифазного випрямляча аналогічні.

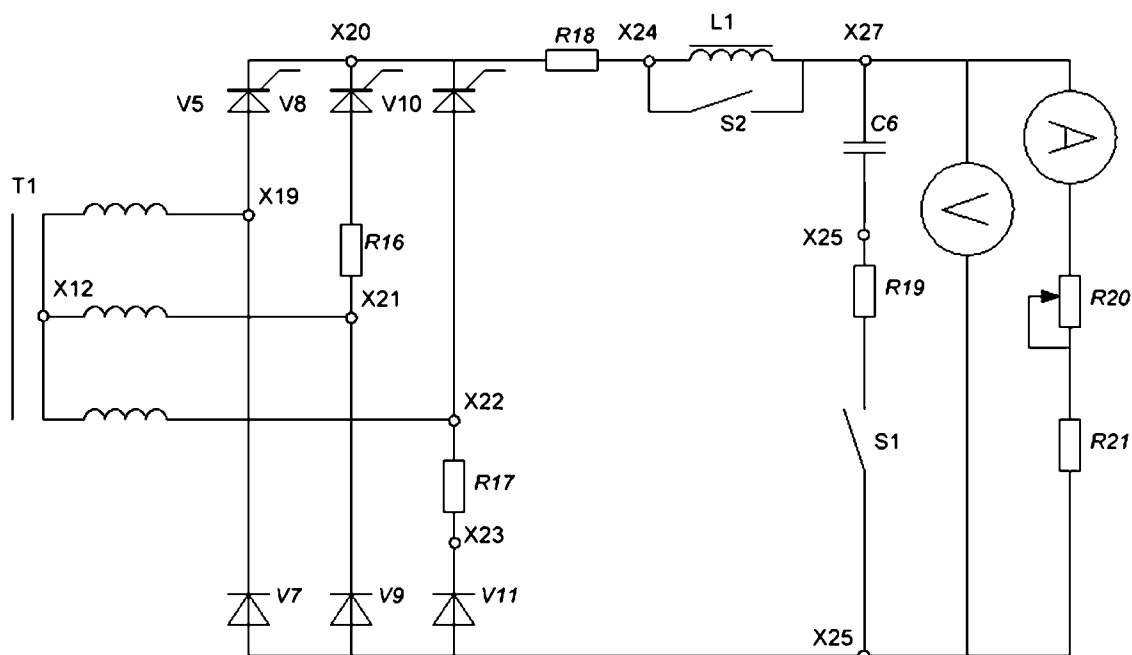


Рис. 2.4 – Схема силової частини стенду

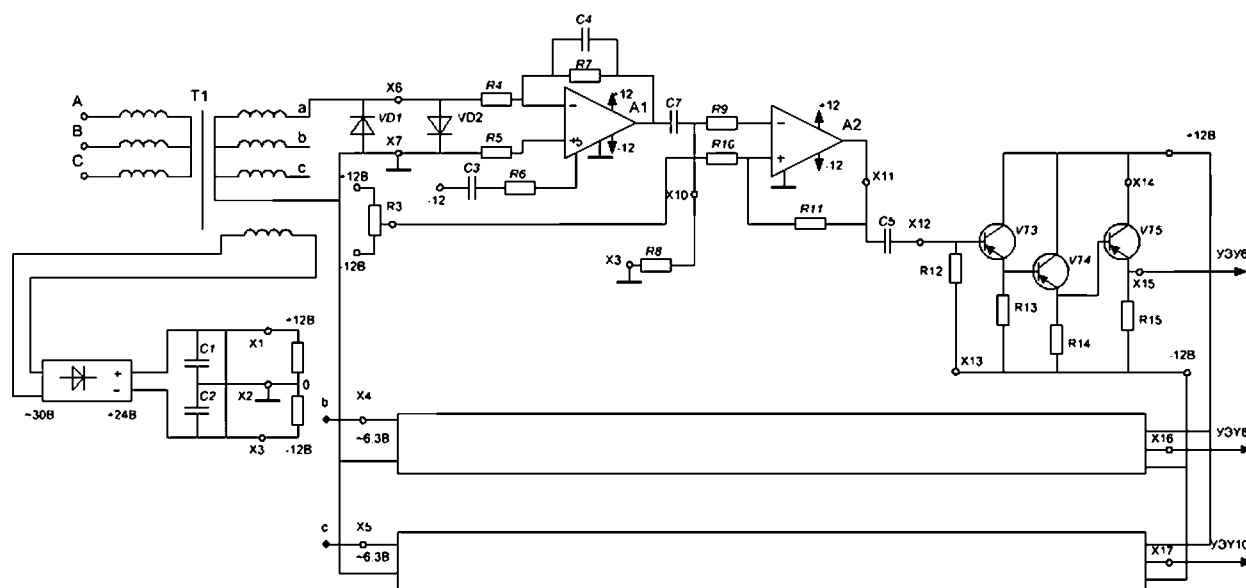


Рис. 2.5 – Система керування трифазним випрямлячем

Порядок виконання роботи

1. Подати на лабораторний стенд напругу $3 \times 220 \text{ В}$. При активному навантаженні зняти регульовальну характеристику випрямляча $U_d = f(\alpha)$, де U_d – середнє значення випрямленої напруги, α – кут керування. Результати вимірів занести в таблицю.

[illegible]

Примітка. При знятті характеристики перемикач R_d встановити в положення 5. Кут α змінювати за допомогою резистора R_3 . У багатофазних схемах випрямлення кут керування α відраховують від моменту природного відмикання вентилів. Величину кута керування визначати по осцилограмі напруги на виході випрямляча. У діапазоні $0 < \alpha < 60^\circ$ зручно відраховувати сам кут α , а в діапазоні $60^\circ < \alpha < 180^\circ$ більш зручно відраховувати величину $180^\circ - \alpha$, а потім обчислювати значення кута α (див. рис. 2.3).

2. Зняти навантажувальні характеристики випрямляча $U_d = f(I_d)$, при $\alpha = \text{const}$, де I_d – середнє значення струму навантаження. Характеристики зняти для чотирьох значень кута керування α , відповідно рівних 30, 60, 90, 120°.

Результати вимірів занести в таблицю.

$\alpha, ^\circ$	I_d, mA										
30	U_d, B										
60	U_d, B										
90	U_d, B										
120	U_d, B										

3. Зняти залежність коефіцієнта пульсації випрямленої напруги K_{Π} від величини кута керування α : $K_{\Pi} = f(\alpha)$, $K_{\Pi} = U_{\sim \text{max}} / U_d$, $U_{\sim \text{max}}$ – амплітуда змінної складової випрямленої напруги.

Результати вимірів занести в таблицю.

$\alpha, ^\circ$	30	45	60	75	90	105	120	135	150	180
U_d, B										
U_{max}, B										
K_{Π}										

Примітка. Амплітуду змінної складової випрямленої напруги вимірювати ламповим вольтметром, множачи його показання на $\sqrt{2}$.

4. Зобразити форму напруги на навантаженні, тиристорі й діоді, а також форму струму в цих елементах /навантаження активне/ для двох значень кута керування $\alpha_1 = 30^\circ$, $\alpha_2 = 90^\circ$.

5. Включити RL-навантаження. Виставити кут керування $\alpha = 30^\circ$. Потім різко вивести вліво до упору регулятор кута керування (потенціометр R_3). При цьому з тиристорів знімаються імпульси керування. Зобразити форму напруги на виході випрямляча й на вентилях. Відключити й знову підключити індуктивність навантаження L_1 . Знову зобразити ті ж часові діаграми. Пояснити отримані результати.

6. Зобразити часові діаграми при роботі випрямляча на навантаження з різними фільтрами, що згладжують. Зобразити форму пульсації напруги на навантаженні при L-L-, LC-, і C-фільтрах.

7. З'ясувати принцип формування й зсуву імпульсів у системі керування. Зобразити форму сигналів у контрольних точках системи керування.

Обробка результатів вимірювань

1. На основі отриманих даних побудувати регулювальну характеристику випрямляча.

2. На основі отриманих даних побудувати навантажувальні характеристики випрямляча. Характеристики побудувати для чотирьох значень кута керування α , відповідно рівних 30, 60, 90, 120°. Визначити вихідний опір випрямляча $r_{вих} = \Delta U_d / \Delta I_d$.

3. На основі таблиці 3 побудувати залежність коефіцієнта пульсації випрямленої напруги K_{II} від величини кута керування.

4. Провести порівняння отриманих часових діаграм роботи трифазного випрямляча на різні види навантажень із наведеними у джерелах [1, 2], зробити відповідні висновки.

5. Провести порівняння побудованих на основі отриманих таблиць характеристик із наведеними у джерелах [1, 2], зробити відповідні висновки.

Контрольні питання

1. Область застосування багатофазних керованих випрямлячів.
2. Принцип роботи трифазної несиметричної схеми.
3. Принцип роботи системи керування випрямляча.
4. Порівняти переваги й недоліки симетричної й несиметричної схем.
5. Яка кратність пульсації m у несиметричній схемі?
6. Чому регулювальна характеристика керованого випрямляча нелінійна?
7. Для чого в схему випрямляча ставиться нульовий вентиль V_0 ?
8. Пояснити форму напруги на RL-навантаженні при знятті імпульсів керування з усіх тиристорів.
9. Чому в симетричній схемі для керування необхідні довгі або здвоєні імпульси?
10. Від яких напруг здійснюється синхронізація каналів системи керування несиметричної схеми?

Література

1. Руденко В.С. Преобразовательная техника : учебник для студ. вузов по спец. «Промышленная электроника» / В. С. Руденко, В. И. Сенько, И. М. Чиженко. - Киев : Вища школа, 1983. - 431 с.
2. Руденко В.С. Основы преобразовательной техники : учеб. для студ. вузов по спец. «Промышленная электроника» / В. С. Руденко, В. И. Сенько, И. М. Чиженко. - Москва : Высшая школа, 1980. - 424 с.

3. Полупроводниковые выпрямители / [Е. И. Беркович, В. И. Ковалев и др.]; под. ред. Ф. И. Ковалева и Г. П. Мостковой. - Москва : Энергия, 1978. - 448 с.
4. Китаев В.Е. Электропитание устройств связи: учебник для электротехнических институтов связи / В. Е. Китаев, А.А. Бокуняев, М.Ф. Колканов; под редакцией В.Е. Китаева. - Москва : Связь, 1975. - 328 с. : ил..
5. Векслер Г.С. Транзисторные сглаживающие фильтры / Г.С. Векслер, В.И. Штильман. - Москва : Энергия, 1979. - 177 с. : ил.
6. Бокуняев А.А. Релейные стабилизаторы постоянного напряжения / А. А. Бокуняев. - М. : Энергия, 1978. - 88 с : ил.
7. Китаев В.Е. Расчет источников электропитания устройств связи: уч. пос. для студ. электротех. ин-тов связи / В. Е. Китаев, А. А. Бокуняев. - Москва : Связь, 1979. - 216 с. : ил.
8. Виленкин А.Г. Импульсные транзисторные стабилизаторы напряжения / А. Г. Виленкин. - Москва : Энергия, 1970. - 65 с. - (Библиотека по автоматике ; вып. 363)
9. Источники электропитания на полупроводниковых приборах: проектирование и расчет / под ред. С.Д. Додика, Е.И. Гальперина. - Москва : Советское радио, 1969. - 448с..
10. Александров Ф.И. Импульсные полупроводниковые преобразователи и стабилизаторы постоянного напряжения / Ф.И. Александров и А.Р. Сиваков. - Ленинград: Энергия, Ленинградское отделение, 1970. - 188 с.
11. Промышленная электроника / [В.С. Руденко и др.]. - Киев: Техніка, 1979. - 502 с.

Лабораторна робота № 3

Дослідження однофазного керованого випрямляча зі ступеневим регулюванням вихідної напруги

Мета роботи: вивчити роботу керованого випрямляча зі ступеневим регулюванням вихідної напруги та його системи керування; визначити основні параметри та характеристики випрямляча.

Самостійна підготовка

Опрацюйте методичні вказівки до роботи та рекомендовану літературу [1], [2], [4].

Підготуйте протокол до лабораторної роботи, що містить порядок виконання роботи, схеми лабораторних макетів і таблиці для занесення даних.

Короткі теоретичні відомості

У тих випадках, коли кратність регулювання вихідної напруги $U_{d\max}/U_{d\min} \leq 1,5 \dots 2$, з метою підвищення коефіцієнта потужності, $\cos \phi$, а також зменшення маси та габаритів згладжувального фільтра, використовують керовані випрямлячі зі ступеневим регулюванням вихідної напруги (керовані випрямлячі з вольтодобавкою) [1 – 6]. Схема такого випрямляча з виводом нульової точки трансформатора показана на рис. 3.1.

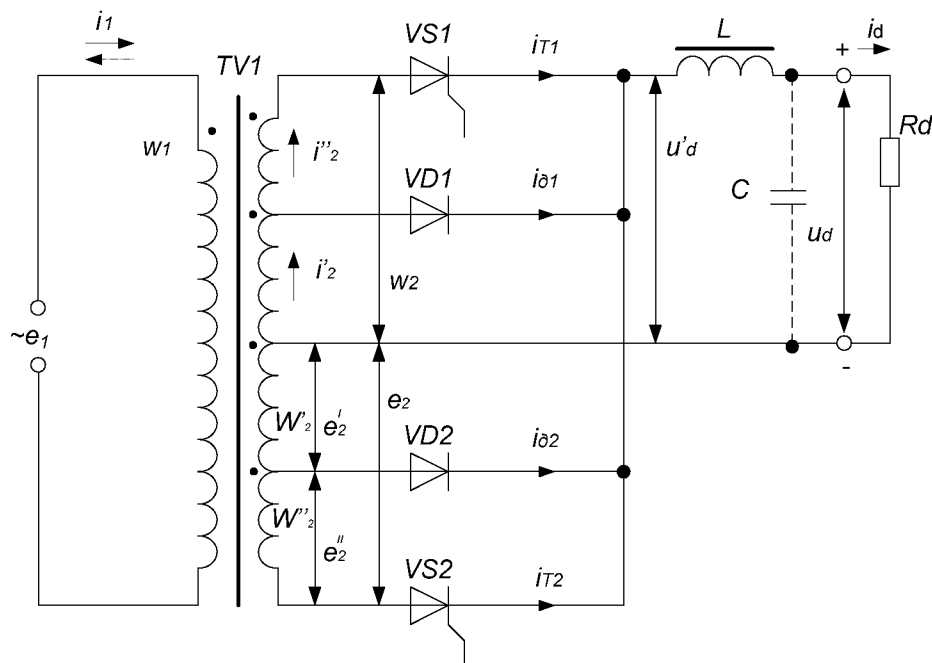


Рис. 3.1 – Схема випрямляча зі ступеневим регулюванням вихідної напруги

Роботу випрямляча розглянемо при індуктивному характері навантаження. Такий режим має місце, коли для згладжування пульсації випрямленої напруги використовують індуктивний або індуктивно-ємнісний фільтр, який працює в режимі безперервного струму дроселя. Часові діаграми, що пояснюють роботу випрямляча, наведені на рис. 3.2.

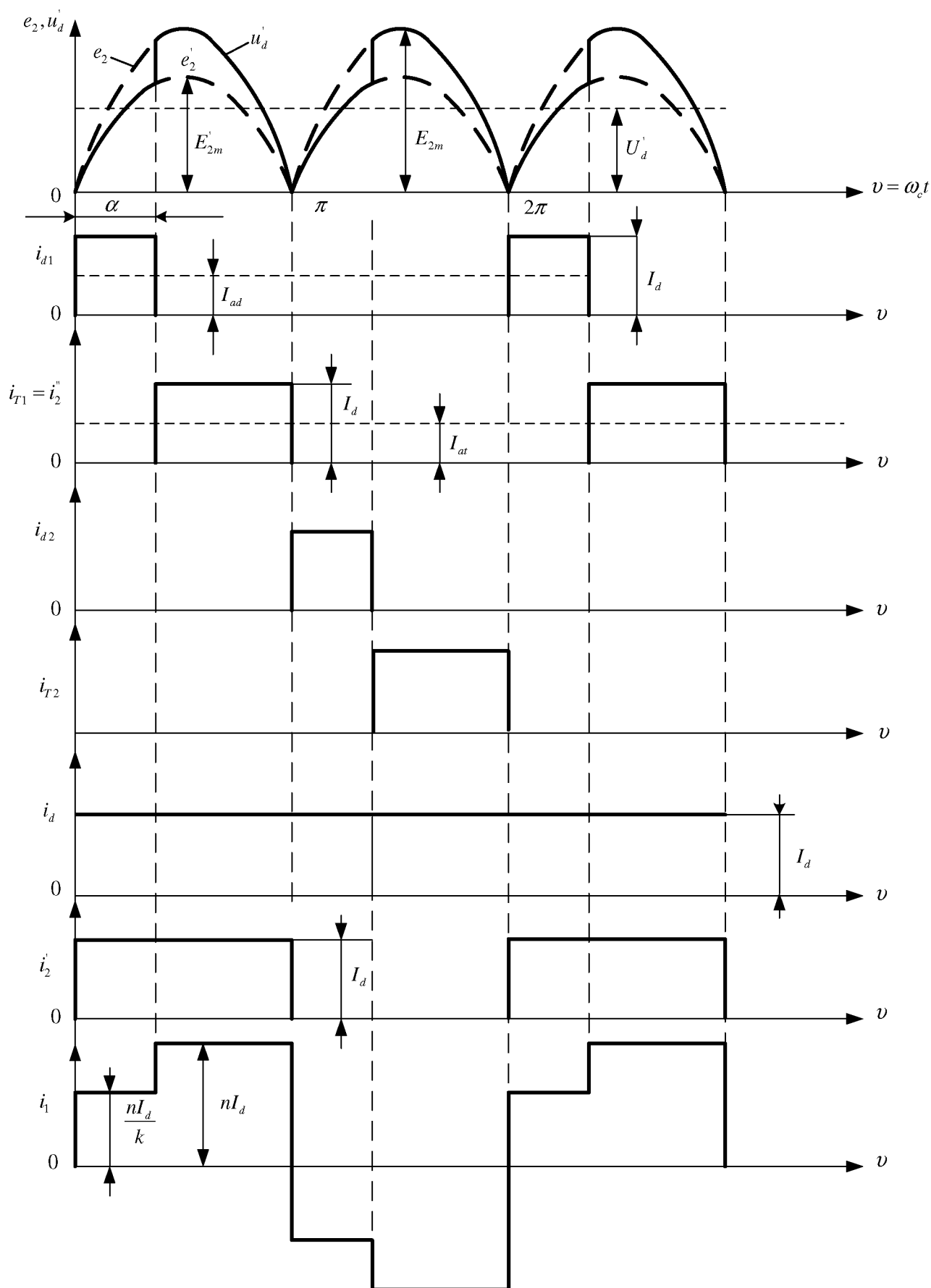


Рис. 3.2 – Діаграми роботи випрямляча
зі ступеневим регулюванням вихідної напруги

При побудові діаграм були прийняті наступні припущення:

- трансформатор TV1 та вентиля ідеальні;
- індуктивність фільтра $L = \infty$, тому струм у навантаженні ідеально згладжений і дорівнює середньому значенню $i_d = I_d$.

Система керування (СК) формує імпульси керування U_{k1}, U_{k2} , за допомогою яких в кожний напівперіод напруги живлення включається один з тиристорів.

З часових діаграм видно, що на інтервалі $0 < \vartheta < \alpha$, де $\vartheta = \omega_c t$, тиристори VS1, VS2 закриті і струм пропускає один з діодів (наприклад VD1). При цьому до входу фільтра прикладається напруга $u_d' = e_2'$ з обмотки W_2' .

В момент $\vartheta = \alpha$ вмикається тиристор VS1 і напруга на вході фільтра стрибком збільшується до величини e_2 , яка визначається сумарною ЕРС обмоток w_2' та w_2'' :

$$u_d' = e_2 = e_2' + e_2''. \quad (3.1)$$

При вмиканні тиристора VS1 до діода VD1 прикладається зворотна напруга з обмотки w_2'' , внаслідок чого останній виключається, а струм навантаження переходить в коло тиристора VS1. В момент $\vartheta = \pi$ ЕРС e_2 зменшується до нуля, тиристор VS1 переходить у закритий стан і в роботу вступає діод VD2, який залишається відкритим до моменту подачі імпульсу керування на тиристор VS2. Надалі процеси в схемі повторюються.

З роботи схеми видно, що на інтервалі $0 < \vartheta < \alpha$ струм фази трансформатора i_2' тече на обмотці w_2' , а на інтервалі $\alpha < \vartheta < \pi$ - по вторинній обмотці $w_2 = w_2' + w_2''$. Внаслідок цього струм i_1 у первинній трансформатора має ступеневу форму. Середнє значення випрямленої напруги на навантаженні (без урахування втрат у вентилях та трансформаторі) визначається виразом:

$$U_{d\alpha} = U_d' = \frac{1}{\pi} \left(\int_0^{\alpha} \sqrt{2} E_2' \sin \vartheta d\vartheta + \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2} E_2 \sin \vartheta d\vartheta \right) = \frac{\sqrt{2} E_2}{\pi k} [(1+k) + (k-1) \cos \alpha], \quad (3.2)$$

де E_2', E_2 - діюче значення напруг на обмотках w_2' та w_2 ;

$k = \frac{E_2}{E_2'} = \frac{w_2}{w_2'} = \frac{w_2' + w_2''}{w_2'}$ - коефіцієнт комутації обмоток,

α - кут керування.

Одержане рівняння є рівнянням регульованої характеристики даного випрямляча.

Визначимо діапазон регулювання вихідної напруги при зміні кута керування α від 0 до π : при $\alpha=0$ $U_{d\max}=2\sqrt{2}E_2/\pi$, при $\alpha=\pi$ $U_{d\min}=2\sqrt{2}E_2/\pi k$.

Коефіцієнт пульсацій напруги на виході випрямляча (на вході фільтра) за першою гармонікою визначається за формулою:

$$K'_{\Pi(1)} = \frac{U'_{(1)m}}{U_{da}} = \frac{\sqrt{(k-1)^2 \left(\frac{\sin 3\alpha}{3} - \sin \alpha \right)^2 + \left[\left(\frac{\cos 3\alpha}{3} - \cos \alpha \right) (k-1) - \frac{2}{3}(k+1) \right]^2}}{k+1+(k-1)\cos \alpha}, \quad (3.3)$$

де $U'_{(1)m}$ - амплітуда першої гармоніки пульсації на виході випрямляча.

Відзначимо, що випрямляч з вольтодобавкою, який розглядається, при коефіцієнті комутації $k < 2$ та $\alpha > 30^\circ$ характеризується меншим коефіцієнтом пульсацій, а, значить, меншими габаритними розмірами фільтра, ніж випрямляч за класичною схемою (див. лаб. роботу №1).

Окрім цього, випрямлячі з вольтодобавкою характеризуються більш високим коефіцієнтом потужності та коефіцієнтом використання трансформатора.

Особливістю схеми, яка досліджується в роботі, є те, що на відміну від схеми на рис. 3.1, замість одного трансформатора з відводами вторинної обмотки використані два трансформатора (TV1 та TV2, рис. 3.3). При цьому, напруга на вторинних обмотках трансформатора TV2, який живить тиристорну групу, вища за напругу вторинних обмоток трансформатора TV1, до яких підключена діодна група. Коефіцієнт комутації обмоток в цьому випадку:

$$k = E_{w22} / E_{w21} = E_{w32} / E_{w31} = 15 / 9, \quad (3.4)$$

де $E_{w22} = E_{w32} = 15B$, $E_{w21} = E_{w31} = 9B$ - діючі значення напруг на обмотках.

Як вже було сказано, найчастіше для згладжування пульсацій на виході керованих випрямлячів застосовують індуктивні та індуктивно-ємнісні фільтри (рис. 3.1).

Такі фільтри забезпечують мінімальний нахил зовнішньої характеристики та сприятливий режим роботи вентилів і трансформатора. Індуктивний фільтр використовують при великих струмах навантаження і тоді, коли опір навантаження R_d змінюються в невеликих межах. Коефіцієнт згладжування індуктивного фільтра обчислюються за формулою [1, 2, 4, 5]:

$$K_{3\Gamma} = \frac{\sqrt{R_d^2 + (m_{\Pi} \omega L)^2}}{R_d} \cdot \frac{R_d}{R_d + r_L}, \quad (3.5)$$

де m_{Π} - кратність пульсацій на виході випрямляча (в даному випадку $m_{\Pi} = 2$); $\omega = 2\pi f$ - кутова частота мережі живлення; L - індуктивність фільтра; r_L - активний опір обмотки дроселя фільтра; $\frac{R_d}{R_d + r_L} = \lambda$ - коефіцієнт передавання постійної складової зі входу на вихід фільтра.

Для випрямлення середньої та великої потужності $r_L \ll R_d$, тому $\lambda \approx 1$ і коефіцієнт згладжування приблизно дорівнює коефіцієнту фільтрації K_{ϕ} :

$$K_{3\Gamma} = K_{\phi} = \frac{\sqrt{R_d^2 + (m_{\Pi} \omega L)^2}}{R_d}, \quad (3.6)$$

звідки потрібна індуктивність фільтра дорівнює:

$$L = \frac{R_d}{m_{\Pi} \omega} \sqrt{K_{3\Gamma}^2 - 1}. \quad (3.7)$$

Активний опір обмотки дроселя фільтра r_L додатково збільшує нахил зовнішньої характеристики випрямляча, а втрати потужності в цьому опорі $P_L = I_d^2 r_L$ призводять до зменшення ККД фільтра.

В разі, коли опір навантаження R_d змінюється в широких межах, доцільно використовувати Г-подібний LC – фільтр [1, 2, 4, 5]. В області малих струмів навантаження фільтруюча дія здійснюється переважно за рахунок ємності C , яка підключена паралельно навантаженню. При збільшенні струму I_d ефект фільтрації досягається, в основному, за рахунок індуктивності L , що ввімкнена послідовно з опором навантаження R_d .

Коефіцієнт фільтрації індуктивно-ємнісного фільтра залежить від величин його елементів L і C .

$$K_{\phi} = m_{\Pi}^2 \omega^2 LC - 1. \quad (3.8)$$

Коефіцієнт згладжування LC – фільтра з урахуванням втрат в активному опорі обмотки дроселя:

$$K_{3\Gamma} = K_{\phi} \lambda = (m_{\Pi}^2 \omega^2 LC - 1) \cdot \frac{R_d}{R_d + r_L}. \quad (3.9)$$

На практиці, для фільтрів випрямлячів великої потужності $\lambda \approx 0,99$ малої потужності $\lambda = 0,91 \dots 0,95$.

Для розрахунку параметрів фільтру можна скористатись відповідними рівняннями з лаб. роботи № 1.

Режим безперервного струму є більш сприятливим для роботи вентилів та трансформатора. Якщо струм навантаження змінюється в межах $I_{d \min} \dots I_{d \max}$ (тобто опір навантаження змінюється в діапазоні $R_{d \max} \dots R_{d \min}$), для забезпечення режиму безперервного струму в формулу для обчислення L треба підставляти $R_{d \max}$.

Основні параметри та розрахункові співвідношення

1. Регульовальна характеристика $U_d = f(\alpha)$ – залежність середнього значення випрямленої напруги U_d від кута керування α .

Для схеми досліджуваного випрямляча (рис. 3.3):

$$U_d = \frac{\sqrt{2}E_{w22}}{\pi k} [(1+k) + (k-1)\cos\alpha], \quad (3.10)$$

$$\text{де } k = \frac{E_{w22}}{E_{w21}} = \frac{15}{9}.$$

2. Кут керування α – часова затримка відкриття тиристора відносно моменту природної комутації.

3. Навантажувальна характеристика випрямляча $U_d = f(I_d)$ при $\alpha = \text{const}$ - залежність середнього значення випрямленої напруги U_d від струму навантаження I_d при постійному куті керування α .

4. Коефіцієнт пульсації – відношення амплітудного значення першої гармоніки змінної складової $U_{(1)m}$ до середнього значення (постійної складової) напруги U_d :

$$K_{II} = \frac{U_{(1)m}}{U_d}. \quad (3.11)$$

5. Основні параметри згладжувальних фільтрів:

- коефіцієнт фільтрації

$$K_{\phi} = \frac{U'_{(1)m}}{U_{(1)m}}. \quad (3.12)$$

- коефіцієнт передавання постійної складової напруги зі входу на вихід фільтра

$$\lambda = \frac{U_d'}{U_d}; \quad (3.13)$$

- коефіцієнт згладжування

$$K_{зг} = \frac{K_{\Pi(1)}'}{K_{\Pi}} = \frac{U_{(1)m}'}{U_{(1)m}} \cdot \frac{U_d}{U_d'} = k_{\phi} \lambda, \quad (3.14)$$

де $U_{(1)m}'$, $U_{(1)m}$ - амплітуда 1-ї гармоніки пульсації на вході та виході фільтра; U_d' , U_d - середнє значення (постійна складова) напруги на вході та виході фільтра; $K_{\Pi(1)}'$, $K_{\Pi(1)}$ - коефіцієнт пульсації за 1-ю гармонікою на вході та виході фільтра.

- коефіцієнт корисної дії фільтра – відношення активної потужності на виході фільтра до активної потужності на вході фільтра:

$$\eta = P_{вих} / P_{вх}; \quad (3.15)$$

- вихідний опір фільтра для змінного струму

$$z_{вих} = R_{вих} + jX_{вих}, \quad (3.16)$$

де $R_{вих}$, $X_{вих}$ - активна та реактивна складова вихідного опору.

6. Критична індуктивність – індуктивність при якій в дроселі LC фільтра настає режим переривчастого струму:

$$L_{кр} = \frac{K_{\Pi}' R_{d \max}}{m_{\Pi} \omega}, \quad (3.17)$$

де K_{Π}' – коефіцієнт пульсацій напруги на виході випрямляча (на вході фільтра); $R_{d \max}$ – максимальний опір навантаження; m_{Π} - кратність пульсацій; ω - кутова частота мережі живлення.

Лабораторне обладнання

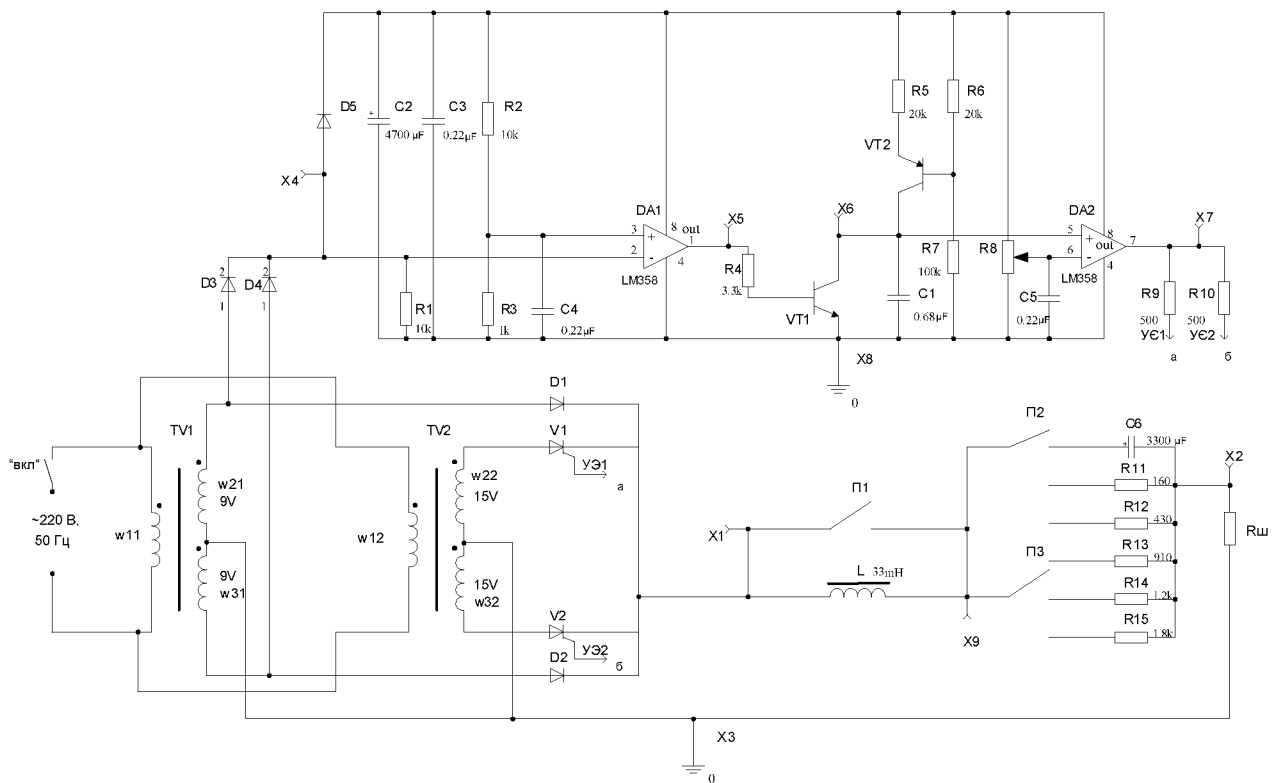


Рис. 3.3 – Принципова схема стенду із системою керування

Принципова схема стенду з системою керування, яка реалізує принцип вертикального керування [1...5], представлена на рис. 3.3. Дворівневий керований випрямляч виконано на трансформаторах TV1-TV2, діодах D1-D2, тиристорах V1-V2. Навантаження випрямляча складається з елементів L, C6, R11-R15. Перемикачами П1-П2 визначається характер навантаження: активне, активно-індуктивне, активно-ємнісне, LC фільтр з активним навантаженням. Перемикачем П3 дискретно визначається значення активного опору навантаження випрямляча.

Система керування забезпечує регулювання вихідної напруги випрямляча шляхом зміни кута керування α в широкому діапазоні і складається з кількох блоків, показаних у вигляді структурної схеми на рис. 3.4.

На рис. 3.5 наведені часові діаграми напруг на елементах.

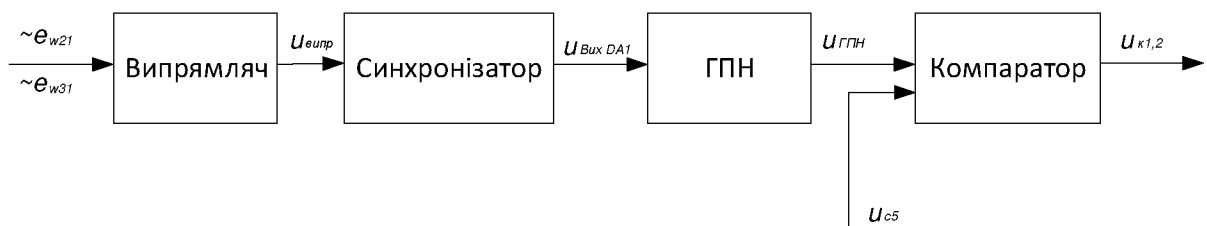


Рис. 3.4 – Структурна схема стенду

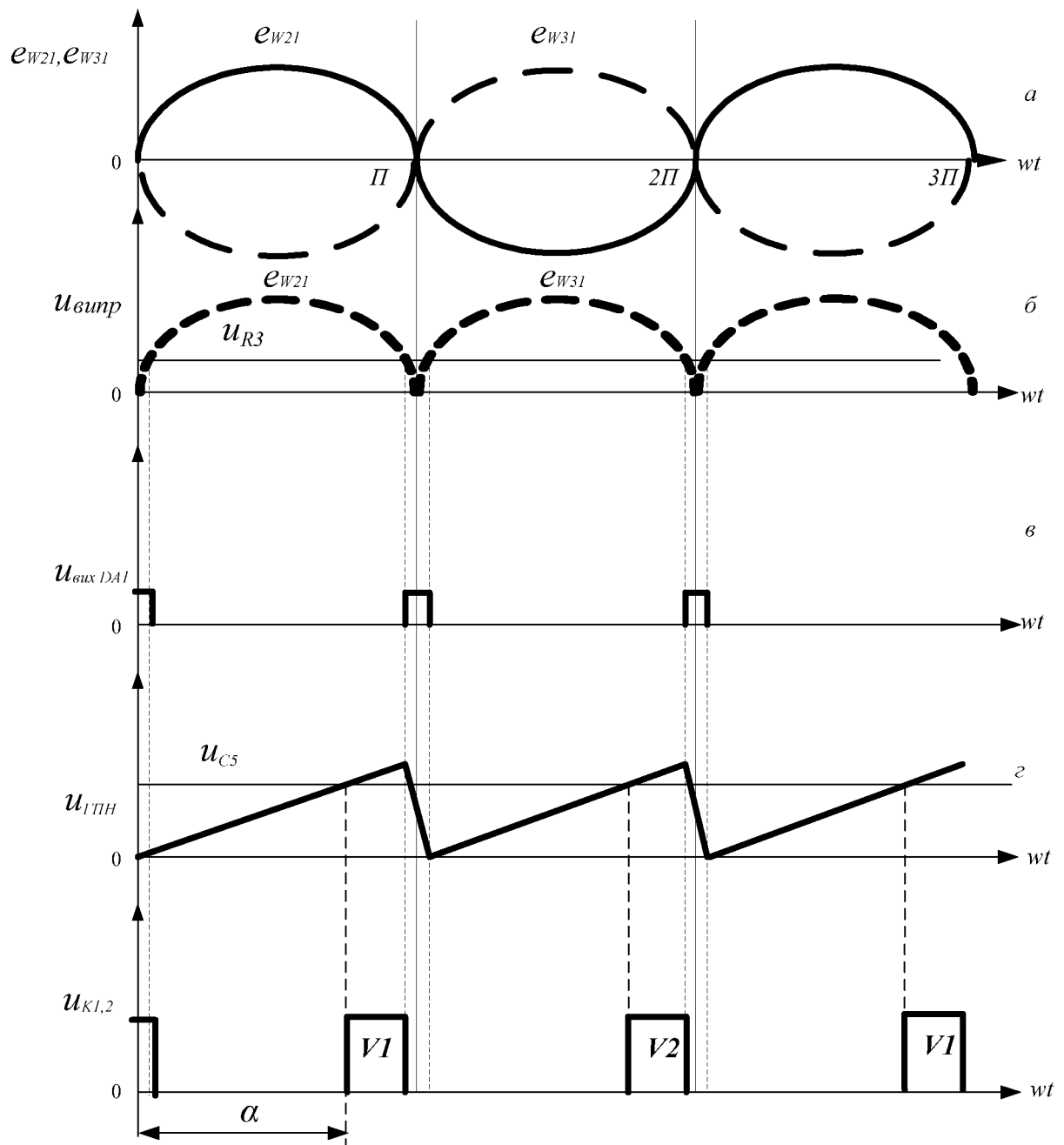


Рис. 3.5 – Діаграми роботи схеми

Діоди D3-D4 є двопівперіодним випрямлячем змінної напруги, яка знімається з вторинних обмоток w_{21}, w_{31} трансформатора TV1. Випрямлена напруга $u_{випр}$, що формується на резисторі R1, який є опором навантаження випрямляча D3-D4 поступає на інвертуючий вхід компаратора DA1.

Компаратор DA1 виконує функцію синхронізатора. На неінвертуючий вхід компаратора поступає постійна напруга з нижнього плеча дільника R2, R3, підключеного до напруги живлення системи керування U_{II} :

$$u_{R_3} = \frac{U_{II} \cdot R_3}{R_2 + R_3}. \quad (3.18)$$

Напруга живлення системи керування U_{II} знімається з конденсаторів згладжуючого фільтра С2, С3 які заряджаються майже до амплітудного значення напруги $u_{випр} = u_{R1}$ завдяки відсікаючому діоду D5 (амплітудний детектор). Конденсатор С2 – великої ємності, електролітичний. Для зменшення рівня високочастотних завад на конденсаторі С2, які можуть потрапляти з мережі живлення через трансформатор TV1, паралельно конденсатору С2 підключений високочастотний (керамічний) конденсатор С3 невеликої ємності.

В інтервалах часу, коли $u_{випр} > u_{R3}$, на виході компаратора спостерігається низький рівень напруги. Коли $u_{випр} < u_{R3}$, компаратор DA1 знаходиться в стані з високим рівнем вихідної напруги. Таким чином, на виході синхронізатора формується послідовність коротких імпульсів позитивної полярності, жорстко пов'язаних з моментами переходу напруги мережі живлення через нуль. Тривалість синхроімпульсів залежить від співвідношення опорів резисторів R2, R3 та амплітуди напруг на вторинних обмотках трансформатора TV1. Слід відмітити, що значна тривалість синхроімпульсів обмежує діапазон зміни кута керування тиристорів α . Це небажано в більшості практичних випадків. З виходу компаратора DA1 імпульси поступають на вхід генератора пилоподібної напруги (ГПН), синхронізуючи його роботу з півперіодами змінної напруги живлення. До складу ГПН входять елементи R5, VT2, C1, R6, R7, VT1. Пилоподібна напруга формується на конденсаторі C1 внаслідок його заряду постійним струмом колектору транзистора VT2. Транзистор VT1 – розрядний, коли на виході компаратора DA1 діє низький рівень напруги, транзистор VT1 закритий, конденсатор C1 заряджається постійним струмом і напруга на ньому лінійно збільшується. При цьому струм заряду протікає по контуру: $+U_{II} \longrightarrow R5 \longrightarrow \text{к-е VT2} \longrightarrow C1 \longrightarrow \perp$. Завдяки ділнику напруги R6, R7, підключеному до джерела живлення системи керування, напруга на базі VT2 відносно виводу "+ U_{II} " є постійною:

$$U_{\delta 2} = U_{R6} = \frac{U_{II} R_6}{R_6 + R_7} \approx const. \quad (3.19)$$

Ця напруга майже повністю прикладається до опору емітерного навантаження R5. Тому

$$U_{R5} = U_{R6} - U_{\delta e2} \approx U_{R6} = const, \quad (3.20)$$

де $U_{\delta e2}$ - спад напруги на емітерному переході транзистору VT2. (Зазвичай $U_{\delta e2} \ll U_{R6}$). Струм емітера VT2:

$$I_{e2} = \frac{U_{R5}}{R_5} \approx \frac{U_{R6}}{R_5} = const. \quad (3.21)$$

Враховуючи те, що струм колектору VT2 $I_{k2} = I_{e2} - I_{b2}$, а $I_{b2} \ll I_{e2}$, приходимо до висновку, що заряд конденсатора C1 здійснюється майже постійним струмом:

$$I_{зар} = I_{k2} \approx \frac{U_{R6}}{R_5} \approx const. \quad (3.22)$$

Внаслідок цього напруга на C1 змінюється майже за лінійним законом. Наприкінці кожного півперіода під дією позитивного імпульсу напруги з виходу синхронізатора транзистор VT1 вмикається і конденсатор C1 швидко розряджається. Далі процеси повторюються. Форма напруги на виході ГПН ($u_{ГПН}$) показана на рис. 3.5. Резистор R4 обмежує струм бази транзистора VT1, який є вихідним струмом компаратора DA1.

Пилкоподібна напруга $U_{ГПН}$ з конденсатора C1 прикладається до інвертуючого входу компаратора DA2. На неінвертуючий вхід поступає постійна напруга керування з конденсатора C5, підключеного паралельно нижньому плечу потенціометра R8. В момент рівності напруг ($U_{ГПН} = U_{C5}$) компаратор DA2 переключається і на його виході формується послідовність імпульсів з частотою вдвічі більшою, ніж частота мережі живлення. Позитивний фронт імпульсів зсунутий відносно моментів переходу синусоїди e_{w21}, e_{w31} через нуль на кут α , який є кутом керування тиристорів і залежить від величини напруги на конденсаторі C5. Змінюючи напруги керування за допомогою потенціометра R8 можна плавно регулювати кут α в діапазоні майже від 0 до 180°. З виходу компаратора імпульси керування $u_{k1,2}$ через обмежуючі резистори R9, R10 поступають одночасно на керуючі електроди обох тиристорів V1, V2. В кожен напівперіод відкриється той тиристор, у якого на аноді відносно катода діє позитивна напруга з вторинних обмоток трансформатора TV1.

Порядок виконання роботи

1. Подати на лабораторний стенд напругу мережі 220 В. Закоротити індуктивність фільтра L за допомогою перемикача П1. Розімкнути перемикач П2. При цьому відключається ємність згладжувального фільтра C6. Підключити до виходу опір навантаження $R_d = R_{11} = 160$ Ом за допомогою перемикача П3.

При активному навантаженні зняти регульовальну характеристику випрямляча:

$$U_d = f(\alpha),$$

де U_d – середнє значення випрямленої напруги на навантаженні, α – кут керування.

Результати вимірювань занести в таблицю.

$\alpha, ^\circ$	30	45	60	75	90	105	120	135	150	165	180
U_d, B											

Примітка. Кут керування α змінювати за допомогою потенціометра R8 на передній панелі стенда. Величину кута керування визначати за осцилограмою напруги на виході випрямляча (контрольні точки X1-X8). Середнє значення випрямленої напруги U_d вимірювати вольтметром постійної напруги, який підключити к точкам X9 – X3.

2. Зняти залежність коефіцієнта пульсацій напруги на виході випрямляча K_{Π} від величини кута керування α :

$$K_{\Pi} = f(\alpha),$$

де $K_{\Pi} = \frac{U_{max}}{U_d}$, U_{max} – амплітуда змінної складової випрямленої напруги.

Середнє значення випрямленої напруги U_d для вказаних значень кута керування α взяти з таблиці п. 1. Результати вимірювань та розрахунку занести в таблицю.

$\alpha, ^\circ$	30	45	60	75	90	105	120	135	150	165	180
U_d, B											
U_{max}, B											
$K_{\Pi} = U_{max}/U_d$											

Примітка. Амплітуда змінної складової U_{max} вимірюється вольтметром змінної напруги в контрольних точках X1 – X3. Покази вольтметра треба помножити на $\sqrt{2}$.

3. Зняти сімейство навантажувальних характеристик випрямляча для кутів керування $\alpha = 45^\circ$; 90° ; 135° .

$$U_d = f(I_d) | \alpha = const,$$

де I_d – середнє значення випрямленого струму в навантаженні.

Результати вимірювання занести в таблицю.

$\alpha = 45^\circ$	I_d, mA						
	U_d, B						
$\alpha = 90^\circ$	I_d, mA						
	U_d, B						
$\alpha = 135^\circ$	I_d, mA						
	U_d, B						

За результатами вимірювань розрахувати вихідний опір випрямляча $R_{вих} = \frac{\Delta U_d}{\Delta I_d}$ в робочій точці, що вказана викладачем.

Примітка. Опір навантаження змінювати за допомогою перемикача ПЗ, починаючи з максимального значення. Струм навантаження I_d розрахувати за законом Ома $I_d = U_d / (R_d + R_{ш})$, де R_d - опір навантаження, $R_{ш} = 180 \text{ Ом}$ - опір шунта. В залежності від положення перемикача ПЗ (рис. 3.3) опори навантаження дорівнюють: $R_{15} = 1.8 \text{ кОм}$, $R_{14} = 1.2 \text{ кОм}$, $R_{13} = 910 \text{ Ом}$, $R_{12} = 430 \text{ Ом}$, $R_{11} = 160 \text{ Ом}$.

4. Дослідити роботу випрямляча з індуктивно-ємнісним фільтром. Для цього розімкнути перемикач П1 та замкнути перемикач П2.

Провести виміри за інструкцією, вказаною в п. 3.

Результати вимірювань занести в таблицю.

$\alpha = 45^\circ$	I_d, mA						
	U_d, B						
$\alpha = 90^\circ$	I_d, mA						
	U_d, B						
$\alpha = 135^\circ$	I_d, mA						
	U_d, B						

Розрахувати вихідний опір випрямляча в тій самій робочій точці, що і в п. 3. Зробити висновки.

5. Дослідити роботу випрямляча з ємнісним фільтром. Для цього замкнути перемикач П.1.

Зняти навантажувальну характеристику випрямляча при куті керування $\alpha = 90^\circ : U_d = f(I_d) | \alpha = 90^\circ$.

Результати вимірювання занести в таблицю.

$\alpha = 90^\circ$	I_d, mA						
	U_d, B						

Розрахувати вихідний опір випрямляча в робочій точці.

Результати порівняти з результатами, отриманими в п. 3 і п. 4.

Зробити висновки.

Примітка. Кут керування $\alpha = 90^\circ$ виставляти при активному навантаженні $R_d = R_{12} = 430 \text{ Ом}$. Перемикач П2 – розімкнений. Осцилограф підключити до виходу випрямляча (к. т. Х1 – Х8). Після встановлення кута регулювання перемикач П2 повернути в замкнений стан.

6. Провести осцилографічне дослідження форм напруги і струмів в елементах випрямляча при куті керування $\alpha = 90^\circ$.

Зняти та зобразити форму напруги на виході випрямляча (к. т. Х1 – Х3), на індуктивності фільтра (к. т. Х1 – Х9), на опорі навантаження (к. т. Х9 – Х3), а також форму вихідного струму випрямляча (к. т. Х2 – Х3):

а) для активного навантаження (перемикач П1 замкнутий, П2 – розімкнений);

б) для активно-індуктивного навантаження (перемикачі П1, П2 розімкнені);

в) для ємнісного навантаження (перемикачі П1, П2 замкнені);

г) при підключеному LC – фільтрі (перемикач П1 – розімкнений, П2 – замкнений).

Примітка. Перед початком досліджень осцилограф відкалібрувати за частотою та амплітудою.

7. Дослідити форму напруг на елементах системи керування. Зняти та зобразити форму напруг в контрольних точках системи керування випрямляча:

- на виході синхронізатора (к.т. Х4-Х8);

- на виході компаратора DA1 (к.т. Х5-Х8);

- на конденсаторі С1 формувача пилоподібної напруги (к.т. Х6-Х8);

- на вході компаратора DA2 (к.т. Х7-Х8).

Обробка результатів вимірювань

1. На основі результатів п. 1 побудувати регульовальну характеристику випрямляча.

2. На основі результатів п. 2 побудувати залежність коефіцієнта пульсацій напруги на виході випрямляча від величини кута керування.

3. На основі результатів п. 3 побудувати сімейство навантажувальних характеристик випрямляча.

4. На основі результатів п. 5 побудувати навантажувальну характеристику випрямляча.

5. Порівняти отримані часові діаграми роботи випрямляча на різні види навантажень із відомими у джерелах [1, 2, 4]. Зробити відповідні висновки.

Контрольні питання

1. Призначення і принцип роботи керованого випрямляча.

2. Пояснити принцип побудови і роботу системи керування випрямлячем.

3. Призначення комутаційних діодів D1, D2 (рис. 3.3). Їх вплив на режим роботи і характеристики схеми.

4. В чому переваги випрямлячів зі ступеневим регулюванням вихідної напруги у порівнянні з класичними схемами випрямлячів?

5. Навести рівняння регулювальної характеристики випрямляча при наявності та відсутності комутуючих діодів D1, D2.

6. Зобразити форму напруг і струмів в елементах схеми керування та силової частини при кутах керування $\alpha = 30^0; 120^0$ для активного та активно-індуктивного навантаження.

7. Параметри згладжувальних фільтрів. Область застосування індуктивних та індуктивно-ємнісних фільтрів, наведіть формули розрахунку основних параметрів індуктивного та індуктивно-ємнісного фільтрів.

8. Режим роботи випрямляча з LC-фільтром при зміні струму навантаження та кута керування α .

9. Критична індуктивність в згладжувальних LC-фільтрах та її визначення. Залежність від параметрів і режиму роботи схеми.

10. Особливості зовнішньої характеристики випрямляча з LC-фільтром.

11. Особливості роботи керованого випрямляча на ємнісний фільтр.

12. Переваги і недоліки керованих випрямлячів.

13. Пояснити регулювальну та зовнішню характеристику випрямляча, при активному та активно-індуктивному навантаженні.

Література

1. Руденко В. С., Сенько В. И., Чиженко И. М. Основы преобразовательной техники. – М. :Высшая школа, 1980. – 424с.

2. Перетворювальна техніка. Частина 1: Підручник/ В.С. Руденко, В.Я. Ромашко, В.Г. Морозов. – К.: ІСДО, 1996. – 262 с.

3. Методические указания к курсовому проекту «Преобразовательная техника» для студентов заочной формы обучения специальности 0612. Составители: В. И. Сенько, В. М. Скобченко, В. Г. Морозов, К. К. Победат. – Киев: КПИ, 1984. – 64с.

4. Руденко В.С. Преобразовательная техника : учебник для студ. вузов по спец. «Промышленная электроника» / В. С. Руденко, В. И. Сенько, И. М. Чиженко. - Киев : Вища школа, 1983. - 431 с.

5. Енергетична електроніка. Жуйков В. Я., Рогаль В. В., Бутьоний О. В., Пілінський В. В. та ін.. Київ, 2008. Електронний підручник <http://kaf-re.kpi.ua/> (розділ сайту «Видання кафедри»).

6. Иванчук Б. Н., Липман Р. А., Рувинов Б. Я. Тиристорные и магнитные стабилизаторы напряжения. – М. : Энергия, 1968. – 112 с.

ДОСЛІДЖЕННЯ РЕГУЛЯТОРІВ ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ

Лабораторна робота № 4

Перетворювач постійної напруги в постійну нижчого рівня

Мета роботи: вивчення основних принципів побудови та роботи понижувального перетворювача постійної напруги в постійну.

Самостійна підготовка

Опрацюйте методичні вказівки до роботи та рекомендовану літературу [1].

Підготуйте протокол до лабораторної роботи, що містить порядок виконання роботи, схеми лабораторних макетів і таблиці для занесення даних.

Короткі теоретичні відомості

Роботу імпульсних джерел живлення зрозуміти досить просто. На відміну від лінійних стабілізаторів, у яких використовується потужний транзистор у лінійному режимі, імпульсні джерела живлення із ШІМ побудовані на потужних транзисторах у стані насичення й відсічки. У цих станах добуток «вольти - амperi» на потужному транзисторі завжди дає малий результат (насичення - мала напруга, великий струм; відсічка - велика напруга, малий струм). Ця величина, що позначається E_1 , усередині пристрою живлення, і є втратами в усіх потужних напівпровідниках.

Більш ефективним є функціонування імпульсного джерела живлення із модуляцією вхідної постійної напруги на імпульси, амплітуда яких дорівнює величині вхідної напруги, а ширина імпульсів регулюється схемою керування імпульсного регулятора. Як тільки вхідна напруга перетворюється в змінну із прямокутною формою, амплітуда може бути збільшена або зменшена за допомогою трансформатора. Додаткові вихідні напруги можна одержати шляхом додавання до дроселя перетворювача вторинних обмоток. У вихідному колі перетворювача змінна напруга фільтрується для забезпечення постійної вихідної напруги.

Існує три функціональних типи імпульсних джерел живлення: **понижувальний** (buck), **підвищувальний** (boost) та інвертуючий (buck-boost).

Схема найпростішого понижувального стабілізатора представлена на рис. 4.1.

LC-фільтр зберігає енергію впродовж розімкненого стану ключа. На вхід LC-фільтра подається напруга в формі імпульсів з амплітудою вхідної напруги. Фільтр виконує вольт-часове усереднення вхідної напруги, модульованої імпульсами регульованої тривалості. Функцію LC-фільтрації можна апроксимувати наступною залежністю:

$$V_{out} \approx V_{in} \cdot \text{робочий_цикл} \quad (4.1)$$

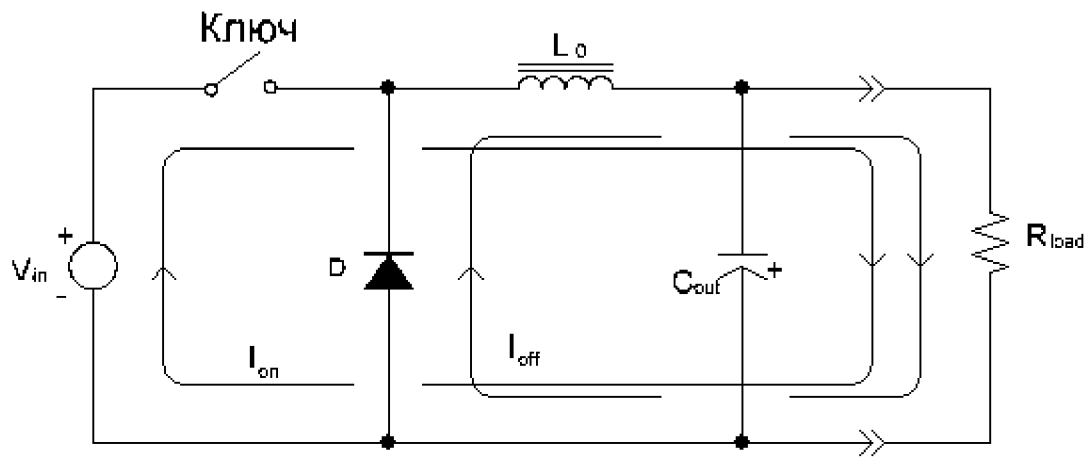


Рис. 4.1 – Понижувальний перетворювач

Вихідна напруга підтримується схемою керування шляхом зміни ширини імпульсів. Назва «понижувальний перетворювач» обумовлена тим, що вихідна напруга є нижчою, ніж вхідна.

Функціонування понижувального стабілізатора найпростіше простежити, якщо розділити його роботу на два періоди (рис. 4.2).

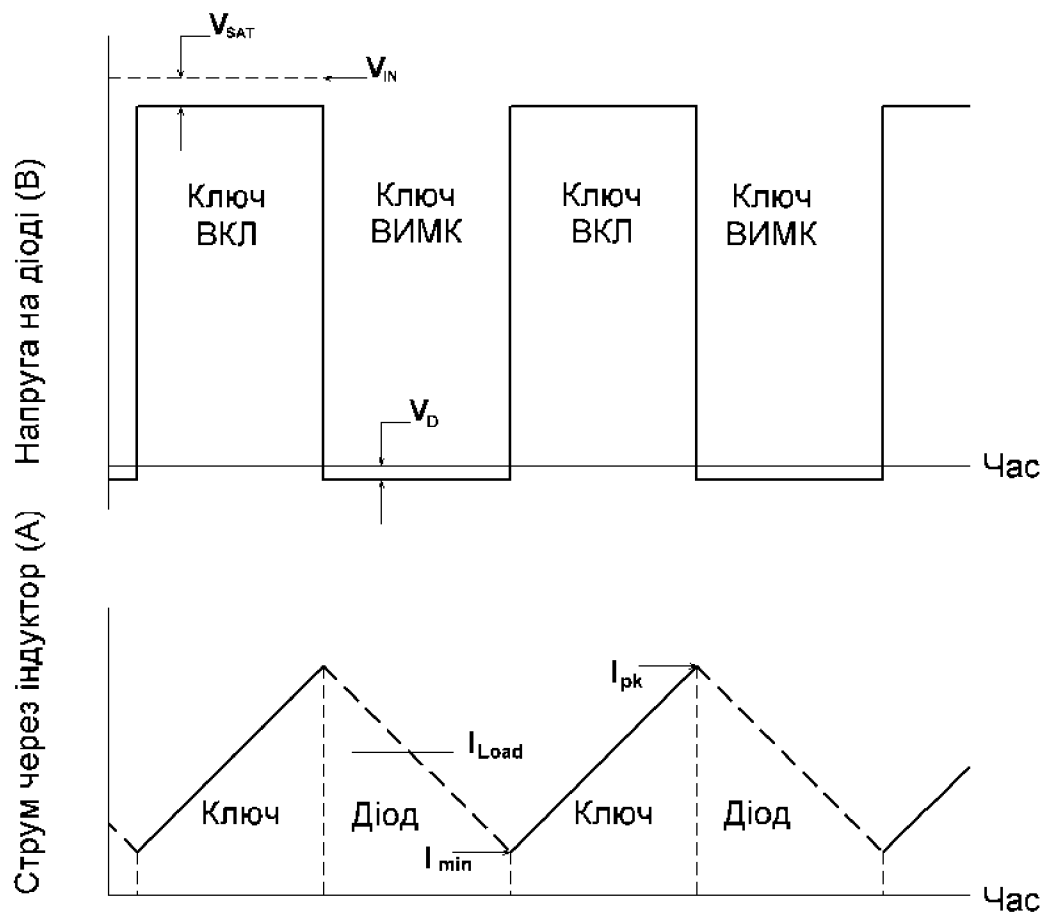


Рис. 4.2 – Форма напруги й крива струму понижувального перетворювача

Коли ключ замикається, вхідна напруга подається на вхід LC-фільтра. Струм через дросель лінійно росте й описується виразом:

$$i_{L(on)} = \frac{(V_{in} - V_{out})t_{on}}{L_0} + i_{min}. \quad (4.2)$$

Енергія, накопичена в дроселі впродовж цього періоду, дорівнює:

$$E_{stored} = 0,5 \cdot L_0 \cdot (i_{pk} - i_{min})^2. \quad (4.3)$$

Ця підведена енергія зберігається магнітним потоком усередині матеріалу осердя дроселя.

Коли ключ розмикається, вхідна напруга прагне знизитись нижче рівня нульового потенціалу, і діод (D), який називається **обмежувальним діодом** (catch diode), стає прямозміщеним. Він продовжує проводити струм, що до цього протікав через ключ, і частина збереженої енергії передається на навантаження. Це формує локальне струмове коло, що складається з діода, дроселя й навантаження. Струм, що протікає через дросель впродовж цього періоду, можна описати формулою:

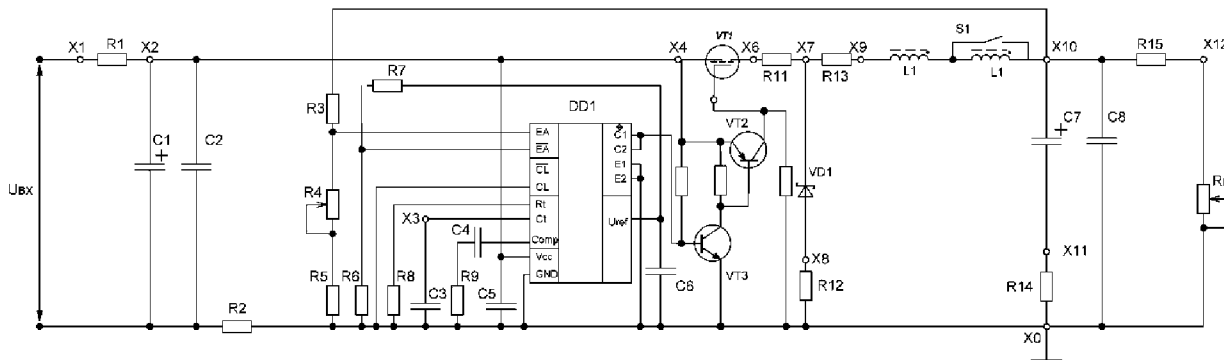
$$i_{L(off)} = i_{pk} - \frac{V_{out}t_{off}}{L_0}. \quad (4.4)$$

Форма кривої струму в цей час являє собою негативний лінійний пилкоподібний сигнал з нахилом $-V_o/L$. Коли ключ знову замикається, діод відразу ж закривається, і струм тепер протікає через вхідне джерело живлення й ключ. Струм, що протікає через індуктор перед самим моментом замикання ключа, знову починає протікати через ключ.

Значення вихідного постійного струму навантаження падає від пікового до мінімального. У типових перетворювальних пристроях пікове значення струму через індуктор становить близько 150%, а мінімальний струм - близько 50% постійного струму навантаження.

До переваг понижувальних перетворювачів належить те, що вони мають більш низькі значення розмаху напруги пульсації, ніж підвищувальні перетворювачі, і можуть забезпечувати більш високі рівні вихідної потужності (кіловати).

Трансформатор у схемі може розташовуватися між ключем і LC-фільтром, і служити для підвищення або зниження вхідної напруги. Такі топології формують сімейство перетворювачів, які називають **прямоходовими перетворювачами з ізолюючим трансформатором**. Трансформатор дає деякі явні переваги, такі як забезпечення діелектричного бар'єру від входу до

[illegible]

1. *Journal of the American Medical Association*, 2000; 284: 2689-2695.

D. P10, P17

Діагностична таблиця № 5

Case No. 5:11-cv-00053-JHM Document 1-1 Filed 08/25/11 Page 1 of 1

Перекладено з англійської мови за редакцією проф. О. М. Данилюка

II. DQ. III. M.

Схема працює наступним чином: при надходженні на затвор VT1 імпульсу керування, струм починає протікати через індуктивність (заряджаючи її) та навантаження. Після закривання VT1, струм індуктивності продовжує протікати через навантаження за рахунок накопиченої у фільтрі енергії, при цьому коло замикається завдяки діоду VD1.

Порядок виконання роботи

1. Зняти навантажувальну характеристику перетворювача.

Встановити вхідну напругу на рівні вказаному викладачем ($U_{BX} = \text{__V}$).

Встановити $R_4 = \text{max}$.

Змінюючи струм навантаження від мінімального до максимального, зафіксувати значення напруги на виході перетворювача (зняти 8-9 точок):

U_{BIX}									
U_{II}									
I_{BIX}									

2. Зняти залежність вихідної напруги від вхідної.

Встановити регулятор навантаження в положення $R_H = \text{min}$.

Встановити $R_4 = \text{max}$.

Змінюючи вхідну напругу, зафіксувати зміну напруги на виході (зняти 8-9 точок):

U_{BX}									
U_{BIX}									

1. Забезпечити роботу перетворювача в режимі безперервного струму.

Встановити регулятор вхідної напруги в положення $U_{BX} = \text{min}$.

Регулятор струму навантаження встановити в положення $R_H = \text{max}$.

Тумблер S1 в положення „викл”.

Змінюючи навантаження в невеликих межах, добитися стійкої картини на екрані осцилографа.

2. Зняти наступні осцилограми в режимі безперервного струму ($R_4 = \text{max}$):

- напруга на виході системи керування (5 В/дел, 10 мкс/дел);
- напруга на індуктивності (5 В/дел, 10 мкс/дел);
- напруга на діоді силової частини (5 В/дел, 10 мкс/дел);
- струм на вході перетворювача (0,2 В/дел, 10 мкс/дел);
- струм на виході перетворювача (0,2 В/дел, 10 мкс/дел);
- струм через діод силової частини (0,5 В/дел, 20 мкс/дел);
- струм через індуктивність (0,5 В/дел, 20 мкс/дел);

- струм через конденсатор вихідного фільтру (0,5 В/дел, 20 мкс/дел).
- 3. Забезпечити роботу перетворювача в режимі переривчастого струму. Встановити регулятор вхідної напруги в положення $U_{BX} = \min$.
Регулятор струму навантаження встановити в положення $R_H = \max$.
Тумблер S1 в положення „вкл”.
- Зменшуючи R4 в невеликих межах, добитися стійкої картинки на екрані осцилографа.

4. Зняти наступні осцилограми в режимі переривчастого струму:

- напруга на виході системи керування (5 В/дел, 20 мкс/дел);
- напруга та індуктивності (5 В/дел, 20 мкс/дел);
- напруга на діоді силової частини (0,2 В/дел, 10 мкс/дел);
- струм на вході перетворювача (0,1 В/дел, 10 мкс/дел);
- струм на виході перетворювача (0,1 В/дел, 10 мкс/дел);
- струм через індуктивність (0,1 В/дел, 10 мкс/дел);
- струм через діод силової частини (0,1 В/дел, 20 мкс/дел);
- струм через конденсатор вихідного фільтру (0,1 В/дел, 20 мкс/дел).

Обробка результатів вимірювань

1. На основі результатів вимірювань пункту 1 побудувати графік навантажувальної характеристики.
2. На основі результатів вимірювань пункту 2 побудувати графік передавальної характеристики та визначити коефіцієнт стабілізації.
3. Порівняти отримані осцилограми роботи понижуючого перетворювача із представленими у джерелі [1]. Зробити відповідні висновки.

Контрольні питання

1. Пояснити роботу перетворювача постійної напруги в постійну нижчого рівня за електричною принциповою схемою.
2. Загальні принципи побудови системи керування.
3. Типи імпульсних джерел живлення.

Література

1. Руденко В.С. Основы преобразовательной техники : учеб. для студ. вузов по спец. «Промышленная электроника» / В. С. Руденко, В. И. Сенько, И. М. Чиженко. - Москва : Высшая школа, 1980. - 424 с..

Лабораторна робота № 5

Перетворювач постійної напруги в постійну вищого рівня

Мета роботи: вивчення основних принципів побудови та роботи підвищувального перетворювача постійної напруги в постійну.

Самостійна підготовка

Опрацюйте методичні вказівки до роботи та рекомендовану літературу [1], [3].

Підготуйте протокол до лабораторної роботи, що містить порядок виконання роботи, схеми лабораторних макетів і таблиці для занесення даних.

Короткі теоретичні відомості

Схема найпростішого підвищувального перетворювача представлена на рис. 5.1.

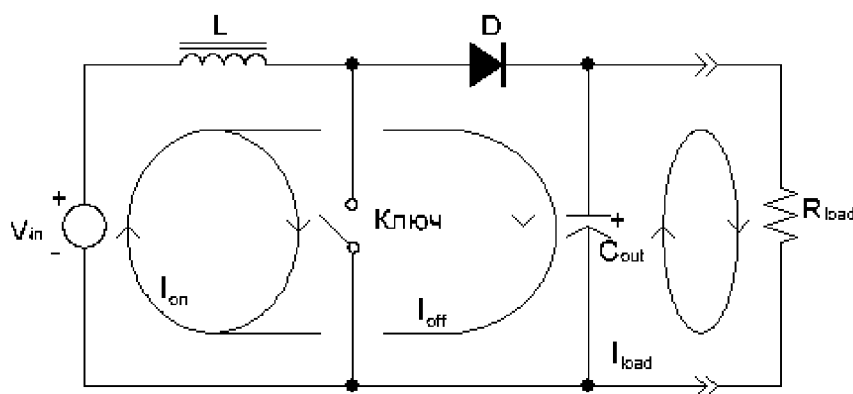


Рис. 5.1 – Підвищувальний перетворювач

Як неважко помітити, схема підвищувального перетворювача має ті самі складові, що й понижувальний перетворювач, але вони інакше розташовані. Таке розміщення приводить до того, що перетворювач працює зовсім по-іншому. Коли ключ замкнутий, створюється струмове коло, що складається тільки з дроселя, ключа й джерела вхідної напруги. Впродовж цього періоду діод є зворотно зміщеним, а крива струму, що протікає через дросель (рис. 5.1), має позитивний лінійний нахил і описується співвідношенням:

$$i_L(t_{on}) = \frac{V_{in} \cdot t_{on}}{L} \quad (5.1)$$

Енергія накопичується в магнітному потоці усередині матеріалу осердя дроселя. Коли ключ розмикається, напруга на дроселі повертається до рівня вхідної напруги. Діод відразу ж стає прямо зміщеним, коли напруга дроселя перевищує вихідну напругу. Потім напруга індуктора фіксується на величині

вихідної напруги. Цей рівень напруги, що називається **напругою зворотного ходу** (flyback voltage), дорівнює вихідній напрузі плюс одне падіння прямої напруги на діоді. Струм через дросель впродовж періоду розімкнутого ключа описується формулою:

$$i_{L(\text{toff})} = i_{pk(\text{on})} - \frac{(V_{in} - V_{out})t_{off}}{L}. \quad (5.2)$$

Лабораторне обладнання

Принципова схема макету лабораторної роботи представлена на рис. 5.2.

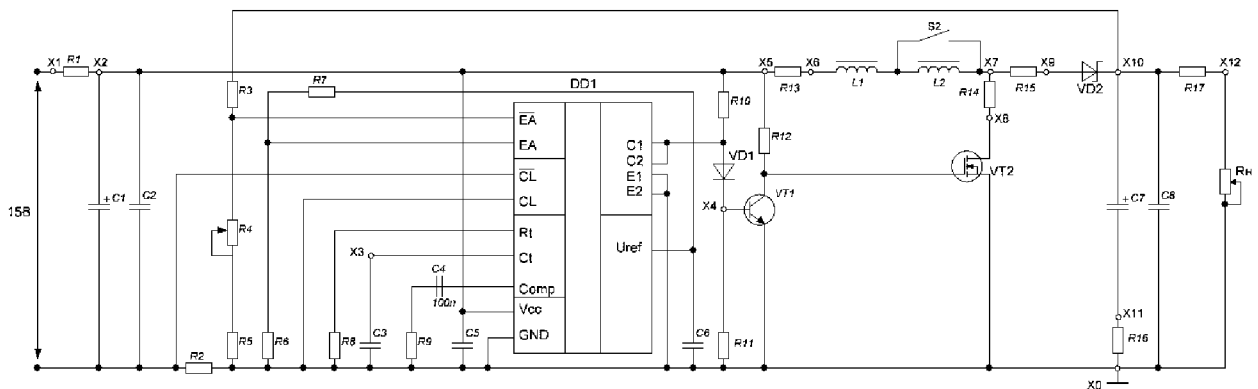


Рис. 5.2 – Принципова схема макету лабораторної роботи

Вхідна напруга перетворювача фільтрується конденсаторами C1 та C2. Резистор R1 – шунт для вимірювання середнього значення струму, споживаного перетворювачем.

Резистори R13–R17 шунти для вимірювання миттєвих значень струму елементів схеми. Конденсатори C7, C8 та індуктивності L1, L2 – LC фільтр для згладжування вихідних пульсацій на виході перетворювача.

Діод VD1 забезпечує керування VT1 тільки імпульсами позитивної полярності. Каскад VT1 (включення за схемою зі спільним емітером) підсилює імпульси керування для забезпечення напруги на затворі VT2, достатньої для його відкриття (більшої, ніж на його стоці).

Система керування побудована на базі ШІМ контролера SG3524. Резистор R8 та конденсатор C3 – частотозадавальне коло. Напруга з виходу вбудованого джерела еталонної напруги фільтрується конденсатором C6 та через дільник на резисторах R7, R6 подається на прямий вхід підсилювача помилки. З виходу перетворювача через дільник на резисторах R3, R4 (змінний резистор виведений на передню панель для регулювання вихідної напруги) та R5 подається на інверсний вхід підсилювача помилки, чим досягається зміна скважності імпульсів керування, а отже зміна середнього значення вихідної напруги.

Перемикачем S2 досягається вибір значення індуктивності, що визначає амплітудне значення вихідної напруги перетворювача. Діод Шоткі VD2 попереджає розряд вихідних ємностей фільтра, коли транзистор VT2 знаходиться у відкритому стані. Напруга з R2 подається на ШІМ контролер, де вона порівнюється з вбудованим джерелом еталонної напруги 0,3 В, за рахунок чого досягається захист схеми за струмом (максимальний вхідний струм 3 А).

Схема працює наступним чином: при надходженні на затвор VT2 імпульсу керування, струм починає протікати тільки через індуктивність, заряджаючи її, навантаження при цьому під'єднане до конденсаторів фільтра, розряд яких через VT2 неможливий внаслідок включення діода VD2. Після закривання VT2, ЕРС самоіндукції індуктивності та напруга вхідного джерела складаються та передаються через діод VD2 до фільтра і навантаження, тим самим підвищуючи вихідну напругу.

Порядок виконання роботи

1. Зняти навантажувальну характеристику перетворювача.

Встановити вхідну напругу на рівні вказаному викладачем ($U_{BX} = \text{---В}$).

Встановити $R_4 = \text{max}$.

Змінюючи струм навантаження від мінімального до максимального, зафіксувати значення напруги на виході перетворювача (зняти 8-9 точок):

U_{BIX} , В									
$U_{ш}$, мВ									
I_{BIX} , мА									

Примітка: струм визначати, вимірюючи напругу на відповідних шунтах, опір всіх шунтів 0,6 Ом.

2. Зняти залежність вихідної напруги від вхідної.

Встановити регулятор навантаження в положення $R_H = \text{min}$.

Встановити $R_4 = \text{max}$.

Змінюючи вхідну напругу, зафіксувати зміну напруги на виході (зняти 8-9 точок):

U_{BX} , В									
U_{BIX} , В									

3. Забезпечити роботу перетворювача в режимі безперервного струму.

Встановити регулятор вхідної напруги в положення $U_{BX} = \text{min}$.

Регулятор струму навантаження встановити в положення $R_H = \text{max}$.

Тумблер S1 в положення „викл”.

Змінюючи навантаження в невеликих межах, добитися стійкої картини на екрані осцилографа.

4. Зняти наступні осцилограми в режимі безперервного струму ($U_{BX}=\min$, $R_H=\min$, $R_4=\max$):

- імпульси керування регулюючим елементом;
- напруга на діоді силової частини;
- напруга на індуктивності;
- струм на вході перетворювача;
- струм на виході перетворювача;
- струм через індуктивність;
- струм через діод силової частини;
- струм через конденсатор вихідного фільтру.

5. Забезпечити роботу перетворювача в режимі переривчастого струму. Встановити регулятор вхідної напруги в положення $U_{BX} = \min$.

Регулятор струму навантаження встановити в положення $R_H = \max$.

Тумблер S2 в положення „вкл”.

Змінюючи навантаження в невеликих межах, добитися стійкої картини на екрані осцилографа.

6. Зняти наступні осцилограми в режимі переривчастого струму:

- імпульси керування регулюючим елементом;
- напруга на діоді силової частини;
- напруга на індуктивності;
- струм на вході перетворювача;
- струм на виході перетворювача;
- струм через індуктивність;
- струм через діод силової частини;
- струм через конденсатор вихідного фільтру.

Обробка результатів вимірювань

1. На основі результатів вимірювань п. 1 побудувати графік навантажувальної характеристики перетворювача.

2. На основі результатів вимірювань п. 2 побудувати графік передавальної характеристики та визначити коефіцієнт стабілізації.

3. На основі результатів вимірювань п. 4, п. 6 провести порівняння отриманих осцилограм із наведеними в джерелах [1], [3]. Зробити відповідні висновки.

Контрольні питання

1. Пояснити роботу перетворювача постійної напруги в постійну вищого рівня за електричною принциповою схемою.

2. Загальні принципи побудови системи керування.

3. Типи імпульсних джерел живлення.

Література

1. Енергетична електроніка. Жуйков В. Я., Рогаль В. В., Будьонний О. В., Пілінський В. В. та ін. Київ, 2008, Електронний підручник. http://fel.kpi.ua/fel/index.php?option=com_content&view=category&layout=blog&id=14&Itemid=91&lang=uk
2. Справочник. Березин О.К., Костиков В. Г., Шахнов В. А. Источники электропитания радиэлектронной аппаратуры. – М.: «ТриЛ», 2000. – 400 с.: ил.
3. Перетворювальна техніка : Підручник для студ. вищ. навч. закладів, які навчаються за спец. «Промислова електроніка» Ч2 / Ю. П. Гончаров, О. В. Будьонний, В. Г. Морозов, М. В. Панасенко, В. Я. Ромашко, В. С. Руденко. За ред. В.С. Руденка. - Харків : Фоліо, 2000. - 360 с. ил..
4. Моин В. С. Стабилизированные транзисторные преобразователи. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 376 с.: ил.
5. Схемотехника устройств на мощных полевых транзисторах: Справочник / В. В. Бачурин, В. Я. Ваксенбург, В. П. Дьяконов и др.; Под ред. В. П. Дьяконова. – М.: Радио и связь, 1994. – 280 с.: ил.
6. В.С. Руденко Основы преобразовательной техники : учеб. для студ. вузов по спец. «Промышленная электроника» / В. С. Руденко, В. И. Сенько, И. М. Чиженко. - Москва : Высшая школа, 1980. - 424 с.

Лабораторна робота № 6

Інвертуючий перетворювач постійної напруги в постійну

Мета роботи: вивчення основних принципів побудови та роботи інвертуючого перетворювача постійної напруги в постійну.

Самостійна підготовка

Опрацюйте методичні вказівки до роботи та рекомендовану літературу [1], [2].

Підготуйте протокол до лабораторної роботи, що містить порядок виконання роботи, схеми лабораторних макетів і таблиці для занесення даних.

Короткі теоретичні відомості

Даний тип перетворювача може як підвищувати так і понижувати вихідну напругу. На рис. 6.1. представлена силова частина типового інвертуючого перетворювача. Коли ключ замкнений, дросель запасає енергію, при цьому вихідна напруга буде визначатися накопиченою в ньому енергією. Коли ключ розмикають, накопичена в дроселі енергія призводить до зміни полярності на ньому за рахунок ЕРС самоіндукції, забезпечуючи протікання струму через навантаження і заряджаючи конденсатор фільтру. При цьому полярність вихідної напруги є зворотною.

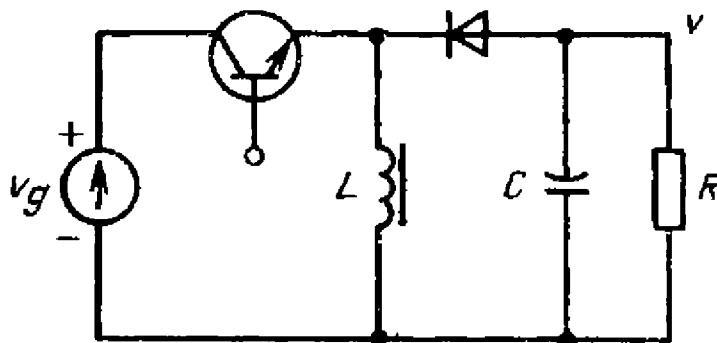


Рис. 6.1 – Інвертуючий перетворювач

Лабораторне обладнання

Принципова схема макету лабораторної роботи представлена на рис. 6.2. Вхідна напруга перетворювача фільтрується конденсаторами C1 та C2. Резистор R1 – шунт для вимірювання середнього значення струму споживаного перетворювачем.

Резистори R13–R17 є шунтами для вимірювання миттєвих значень струму елементів схеми. Конденсатори C7, C8 – C-фільтр для згладжування вихідних пульсацій на виході перетворювача. Індуктивності L1, L2 забезпечують створення напруги зворотної полярності за рахунок ЕРС самоіндукції.

Примітка: струм визначати вимірюючи напругу на відповідних шунтах, опір всіх шунтів 0,6 Ом.

2. Зняти залежність вихідної напруги від вхідної.

Встановити регулятор навантаження в положення $R_n = \min$.

Встановити $R_4 = \min$.

Змінюючи вхідну напругу, зафіксувати зміну напруги на виході (зняти 8-9 точок):

U_{BX} , В									
U_{BIX} , В									

3. Забезпечити роботу перетворювача в режимі безперервного струму.

Встановити регулятор вхідної напруги в положення $U_{BX} = \min$.

Регулятор струму навантаження встановити в положення $R_H = \max$.

Тумблер S1 в положення «вимк».

Змінюючи навантаження в невеликих межах добитися стійкої картинки на екрані осцилографа.

4. Зняти наступні осцилограми в режимі безперервного струму ($R_4 = \min$, $U_{BX} = \max$, R_H регулювати):

- напруга на виході системи керування;
- напруга на індуктивності;
- напруга на діоді силової частини;
- струм на вході перетворювача;
- струм на виході перетворювача;
- струм через діод силової частини;
- струм через індуктивність;
- струм через конденсатор вихідного фільтру;
- напруга на регулюючому елементі;
- струм на регулюючому елементі.

5. Забезпечити роботу перетворювача в режимі переривчастого струму.

Встановити регулятор вхідної напруги в положення $U_{BX} = \min$.

Регулятор струму навантаження встановити в положення $R_H = \max$.

Тумблер S1 в положення „вкл”.

Зменшуючи R_4 в невеликих межах добитися стійкої картини на екрані осцилографа.

6. Зняти наступні осцилограми в режимі переривчастого струму ($R_4 = \min$, $U_{BX} = \max$, R_H регулювати).

- напруга на виході системи керування;
- напруга на індуктивності;
- напруга на діоді силової частини;

- струм на вході перетворювача;
- струм на виході перетворювача;
- струм через діод силової частини;
- струм через індуктивність;
- струм через конденсатор вихідного фільтру;
- напруга на регулюючому елементі;
- струм на регулюючому елементі.

Обробка результатів вимірювань

1. На основі результатів вимірювань п.1 побудувати графік навантажувальної характеристики перетворювача.
2. На основі результатів вимірювань п.2 побудувати графік передавальної характеристики та визначити коефіцієнт стабілізації.
3. Провести порівняння отриманих часових діаграм за результатами вимірювань п. 4 та п. 6 із наведеними у джерелах [1], [2]. Зробити відповідні висновки.

Контрольні питання

1. Поясніть роботу силової частини досліджуваного перетворювача в режимах безперервного та переривчастого струму дроселя (з наведенням часових діаграм струмів і напруг).
2. Поясніть призначення елементів перетворювача за принциповою схемою [5, 6].
3. Поясніть роботу перетворювача за принциповою схемою.
4. В яких режимах може працювати перетворювач в залежності від величини індуктивності дроселя фільтра та величини струму навантаження? Які переваги та недоліки цих режимів?
5. Поясніть часові діаграми струмів та напруг на елементах перетворювача для різних режимів роботи.
6. Наведіть рівняння регулювальної характеристики перетворювача.
7. Поясніть графіки експериментально отриманих залежностей.
8. Поясніть структуру та роботу системи керування перетворювачем [5, 6].
9. Поясніть функціональне призначення та структуру мікросхеми керування TL 494 [5, 6].
10. Поясніть призначення елементів системи керування.
11. Поясніть роботу перетворювача в режимі стабілізації вихідної напруги при дії дестабілізуючих факторів (зміні вихідної напруги, струму навантаження, температури навколишнього середовища).
12. Як визначається коефіцієнт стабілізації за вхідною напругою та вихідний опір перетворювача за експериментальними характеристиками?
13. Які фактори впливають на коефіцієнт стабілізації та вихідний опір стабілізуючого перетворювача?
14. Поясніть роботу схеми захисту перетворювача від струмових перевантажень та короткого замикання по виходу.

Література

1. Перетворювальна техніка: Підручник для студ. вищ. навч. закладів, які навчаються за спец. «Промислова електроніка» Ч2 / Ю. П. Гончаров, О. В. Будьонний, В. Г. Морозов, М. В. Панасенко, В. Я. Ромашко, В. С. Руденко. За ред. В.С. Руденка. - Харків : Фоліо, 2000. - 360 с. ил.
2. Енергетична електроніка. Жуйков В.Я., Рогаль В.В., Будьонний О.В., Пілінський В.В. та ін. Київ, 2008. Електронний підручник. [http://www. Kaf-re.kpi.ua](http://www.Kaf-re.kpi.ua) (розділ сайту «Видання кафедри»).
3. Моин В.С. Стабилизированные транзисторные преобразователи.-М.: Энергоиздат, 1986.-376 с.: ил.
4. Источники питания радиоэлектронной аппаратуры: Справочник/ Г.С. Найвельт, К.Б. Мазель, Ч.И. Хусаинов и др.; Под ред.. Г.С. Найвельта.-М.: Радио и связь, 1985.-576 с.: ил.
5. TL494 VOLTAGE MODE PWM CONTROL CIRCUIT [Електронний ресурс]. – 1996. – Режим доступу до ресурсу: http://www.datasheetcatalog.com/datasheets_pdf/T/L/4/9/TL494.shtml.
6. Управляющая микросхема TL494 [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <http://bp.xsp.ru/tl494.php>.

ДОСЛІДЖЕННЯ ОДНОТАКТНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ

Лабораторна робота № 7

Перемагнічування осердя силового трансформатора в однотактному перетворювачі

Мета роботи: вивчення принципів формування необхідного циклу перемагнічування осердя силового трансформатора в схемах однотактних перетворювачів. Експериментальне дослідження режимів перемагнічування осердя трансформатора та схемних рішень, що задають необхідний режим перемагнічування.

Самостійна підготовка

Опрацюйте методичні вказівки до роботи та рекомендовану літературу [1], [2].

Підготуйте протокол до лабораторної роботи, що містить порядок виконання роботи, схеми лабораторних макетів і таблиці для занесення даних.

Короткі теоретичні відомості

Розглянемо деякі особливості процесів в однотактних перетворювачах. На вхід трансформаторних однотактних перетворювачів (ТОП) надходить постійна напруга, а з виходу знімається напруга постійного рівня припустимої нестабільності і пульсацій.

Якщо на вхід подається напруга без стабілізації, то змінюючи коефіцієнт заповнення імпульсів можна одержати стабілізовану вихідну напругу (для регульованих ТОП). Якщо вихідна напруга попередньо стабілізована, а на базу силового транзистора надходять імпульси, тривалість яких постійна і дорівнює напівперіоду роботи інвертора, то ТОП буде нерегульованим.

Як регульовані так і нерегульовані ТОП можуть бути виконані за схемою із зворотним включенням випрямляючого діода VD. Така схема показана на рис. 7.1. У даному ТОП трансформатор, що не насичується, (TV) виконує функції накопичувача енергії, коли транзистор VT знаходиться в режимі насичення (інтервал $0 \dots t_1$ на рис. 7.2). Під час паузи t_2 накопичена енергія через вторинну обмотку w_2 трансформатора подається в навантаження і підзаряджає конденсатор C_H . На інтервалі $0 \dots t_1$ діод VD1 закритий і конденсатор C_H частково розряджається на навантаження. Змінюючи коефіцієнт заповнення імпульсів $\gamma = t_i/T$, можна регулювати середнє значення вихідної напруги:

$$U_H = [\gamma (E - \Delta U_{VT} - \Delta U_1) k / (1 - \gamma)] - \Delta U_{VD} - \Delta U_2, \quad (7.1)$$

де $k = 2/1$ - коефіцієнт трансформації, ΔU_{VT} , ΔU_{VD} , ΔU_1 , ΔU_2 – пряме падіння напруги на транзисторі, діоді, активному опорі обмоток відповідно.

Як видно з (7.1), у даній схемі напруга U_H не залежить від струму навантаження і частоти переключення транзистора, а визначається коефіцієнтом заповнення імпульсів (КЗІ), тобто регулювання напруги U_H можливе тільки за допомогою ШІМ. Струм колектора досягає максимального значення на інтервалі $0 \dots t_1$ при $\gamma = \gamma_{\min}$:

$$I_{kmax} = P_n / (\eta E_{max} \gamma_{min}) + E_{max} \gamma_{min} / 2L_1 f_n, \quad (7.2)$$

де $\gamma_{\min}$ – мінімальний КЗІ, P_H – вихідна потужність джерела, E_{max} – максимальна напруга живлення, $U_{н.мін}$ – мінімальна напруга на навантаженні.

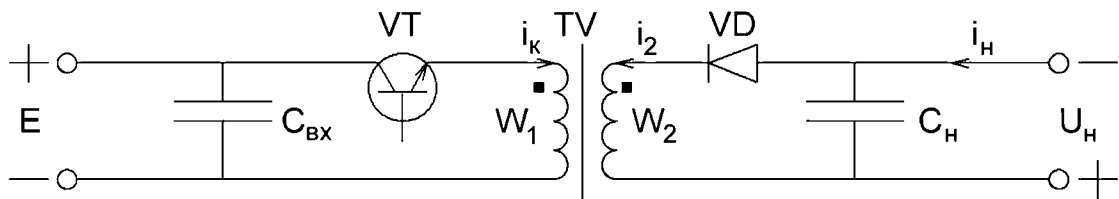


Рис. 7.1 – Схема ТОП зі зворотним включенням діода

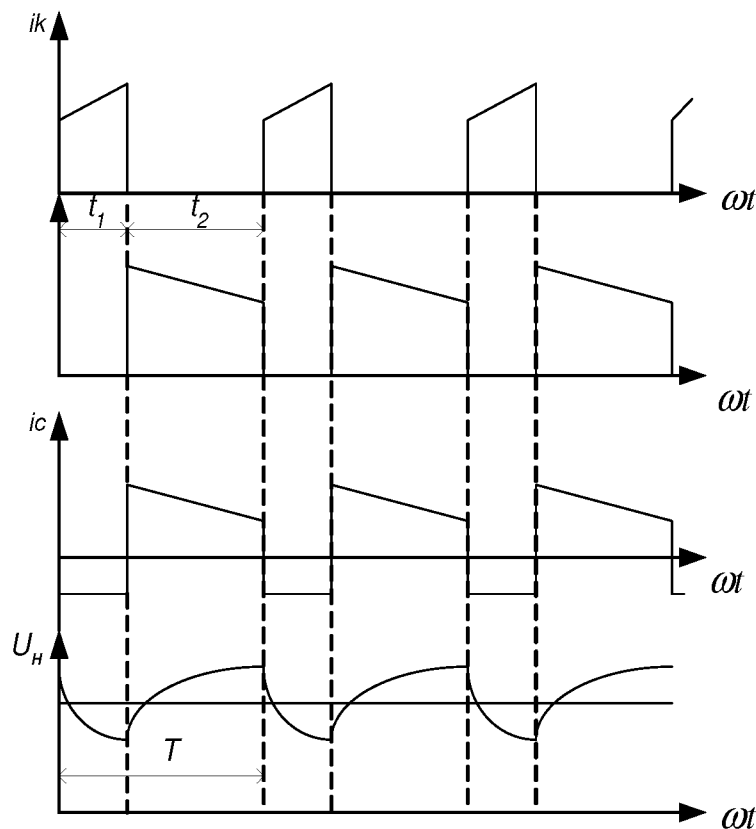


Рис. 7.2 – Діаграми роботи ТОП зі зворотнім включенням діода

Середній струм транзистора за час t_1 (див. рис. 7.2) може бути доведений до максимально можливого, тому даний перетворювач має підвищену вихідну потужність і може працювати при змінному струмі навантаження.

Напруга на транзисторі буде максимальною, коли він знаходиться в режимі відсічки:

$$U_{VTmax} = E_{max} + kU_H = E_{max} / (1 - \gamma_{max}). \quad (7.3)$$

Зворотна напруга на діоді:

$$U_{VDзв} = E_{max}k (1 - \gamma_{max}). \quad (7.4)$$

Мінімальна індуктивність, за якої забезпечується режим безперервного струму навантаження (індуктивність первинної обмотки):

$$L_{Imin} = E\gamma_{ном} (1 - \gamma_{ном}) 2I_{нmin} \cdot f_n \cdot R. \quad (7.5)$$

Для даної схеми ТОП характерна значна перенапруга на колекторі транзистора внаслідок індуктивності розсіювання первинної обмотки трансформатора, магнітопровід трансформатора повинен допускати роботу з великими ампер-витками підмагнічування $I_{1max}W_1$, що вимагає введення повітряного зазору.

Схема з нерегульованим ТОП з прямим включенням діода показана на рис. 7.3.

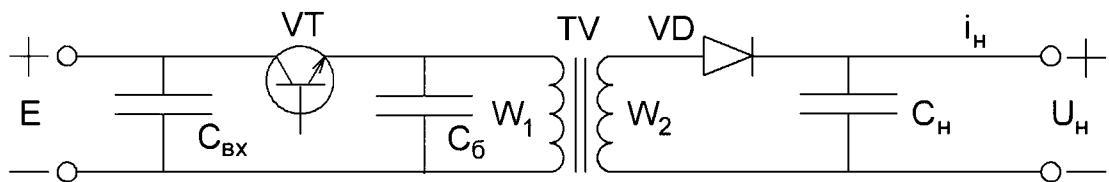


Рис. 7.3 – Схема із прямим включенням діода на вторинній стороні

Коли транзистор знаходиться в режимі насичення, енергія первинного джерела надходить до навантаження і конденсатора C_H , а потім, коли транзистор закривається, конденсатор віддає накопичену енергію в навантаження. Отже, при використанні цієї схеми можна одержати удвічі більшу потужність, ніж у схемі зі зворотним діодом. Форма струму колектора близька до прямокутної, а його значення залежить від індуктивності L_1 , опору навантаження R_H і ємності конденсатора C_H . Однак для цієї схеми характерні великі перенапруги, особливо на холостому ході.

Одним зі шляхів підвищення ККД і зменшення перенапруги на елементах пристрою є використання енергії, накопиченої в магнітному полі магнітопровода TV і виділеної в обмотці w_2 під час розмагнічування магнітопровода трансформатора, тобто під час перебування транзистора в режимі відсічки. Зворотний такт роботи найбільш характерний для ТОП з прямим включенням діода.

При проектуванні перетворювачів важливо забезпечити розмагнічування магнітопроводу трансформатора як в сталому режимі, так і при відключенні джерела вторинного електроживлення (ДВЕЖ), оскільки в іншому випадку при наступному включенні ДВЕЖ його магнітопровід виявиться насиченим і відбудеться необмежений ріст струму колектору, що виведе транзистор з ладу.

Перетворювачі з прямим включенням діода із застосуванням зворотного такту поділяються на перетворювачі з передачею енергії зворотного такту в первинне джерело і перетворювачі з передачею її в навантаження за допомогою розмагнічувальної обмотки у первинній чи вторинній стороні трансформатора. На рис. 7.4 приведена схема ТОП з розмагнічувальною обмоткою w_p , замкнутою на рекупераційний діод і джерело живлення. Щоб запобігти насиченню магнітопроводу, обмотки w_1 і w_2 повинні мати між собою сильний магнітний зв'язок і однакову кількість витків.

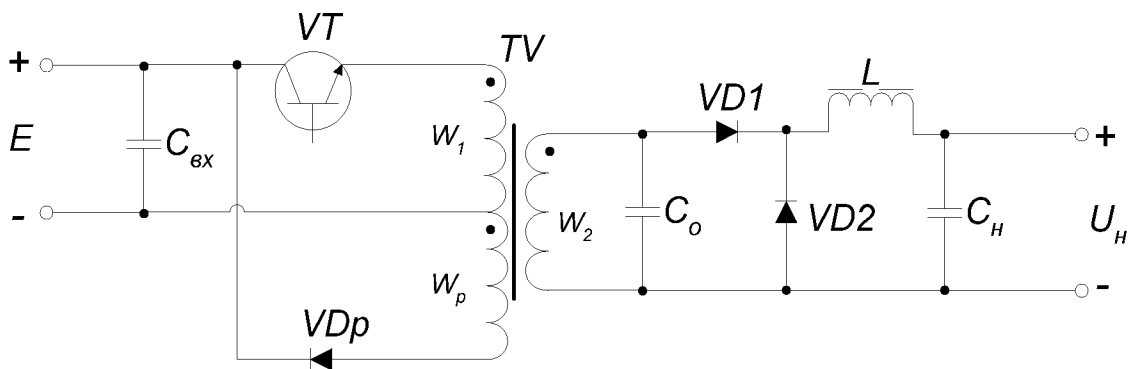


Рис. 7.4 – Схема ТОП з прямим включенням діоду і розмагнічувальною обмоткою

Коли транзистор VT знаходиться в режимі насичення, енергія первинного джерела через трансформатор передається до навантаження, при цьому відбувається намагнічування магнітопроводу в прямому напрямку (ділянка а-б на рис. 7.5). Коли транзистор за рахунок сигналу керування закривається, в навантаження надходить як енергія, запасена у C_n , так і енергія, запасена на дроселі L (через діод VD_2), підтримуючи в такий спосіб середнє значення напруги на навантаженні на визначеному рівні. Одночасно, під дією ЕРС обмотки w_p , по ній через діод VD_p протікає струм I_p , що створює ампер-витки попередньої полярності і розмагнічує магнітопровід у зворотному напрямку (ділянка б-с на рис. 7.5).

Цей струм повинен досягти нульового значення до моменту чергового відкривання транзистора, бо інакше буде відбуватися насичення осердя. У цій схемі амплітуда колекторної напруги транзистора, якщо він знаходиться в режимі відсічки, і зворотної напруги на діоді досягає значення $2E$ через ЕРС обмотки w_p і має місце істотне недовикористання трансформатора по індукції (див. рис. 7.5).

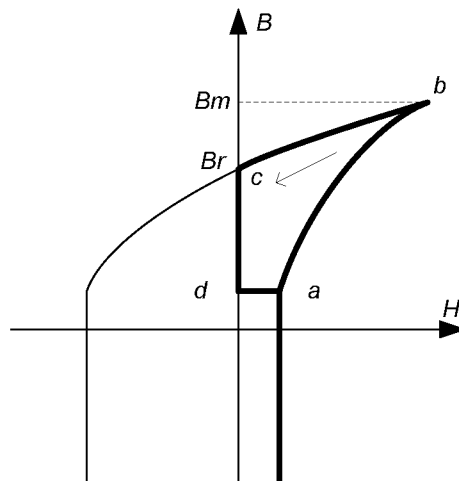


Рис. 7.5 – Рух робочої точки магнітопроводу вздовж петлі гістерезису в схемі з прямим діодом і розмагнічувальною обмоткою

Конденсатор служить для створення кола протікання струму розмагнічування магнітопроводу трансформатора при вимиканні перетворювача, що запобігає стрибку колекторного струму силового транзистора в момент наступного включення схеми.

Розглянутий метод розмагнічування ампер-витками однієї полярності обмежує нижня межа зміни індукції її залишковим значенням B_r , тому діапазон зміни індукції значно менше, ніж $2B_{\max}$. Невелике додаткове розмагнічування вихровими струмами (ділянка c-d на рис. 7.5) не рятує положення. Для відчутного збільшення діапазону магнітопрвід виконують з повітряним зазором, однак через збільшення струму, що намагнічує, такий прийом призводить до завищеної маси перетворювача.

Для кращого використання трансформатора по індукції, тобто збільшення розмаху зміни індукції B , необхідно мати коло для протікання струму розмагнічування магнітопроводу, що створює негативну напруженість, коли силовий транзистор знаходиться в режимі відсічки. У цьому випадку можна забезпечити $\Delta B = 2B_{\max}$, як і в двотактній схемі перетворювача.

При цьому знижується залишкова індукція магнітопроводу і його середня магнітна проникність виявляється вище. Це досягається заміною рекупераційного діода на малопотужний транзистор, керування яким може здійснюватися від базової обмотки або від спеціальної схеми керування.

У першому випадку транзистор відкривається за рахунок ЕРС самоіндукції в базовій обмотці, що з'являється тільки після закінчення процесу розсмоктування надлишкових носіїв у силовому транзисторі і випрямному діоді.

В другому випадку сигнал керування від блоку керування надходить на малопотужний транзистор одночасно з закінченням імпульсу керування силовим транзистором. Тим самим забезпечується форсований процес переключення силового транзистора і випрямного діода. Отже з'являються можливості зменшити динамічні втрати.

На рис. 7.6 приведена схема ТОП, що має здатність переманічувати магнітопровід негативною напруженістю за рахунок енергії первинного джерела, що надходить на обмотку w_p через допоміжний малопотужний транзистор VT2 при включеному транзисторі VT1.

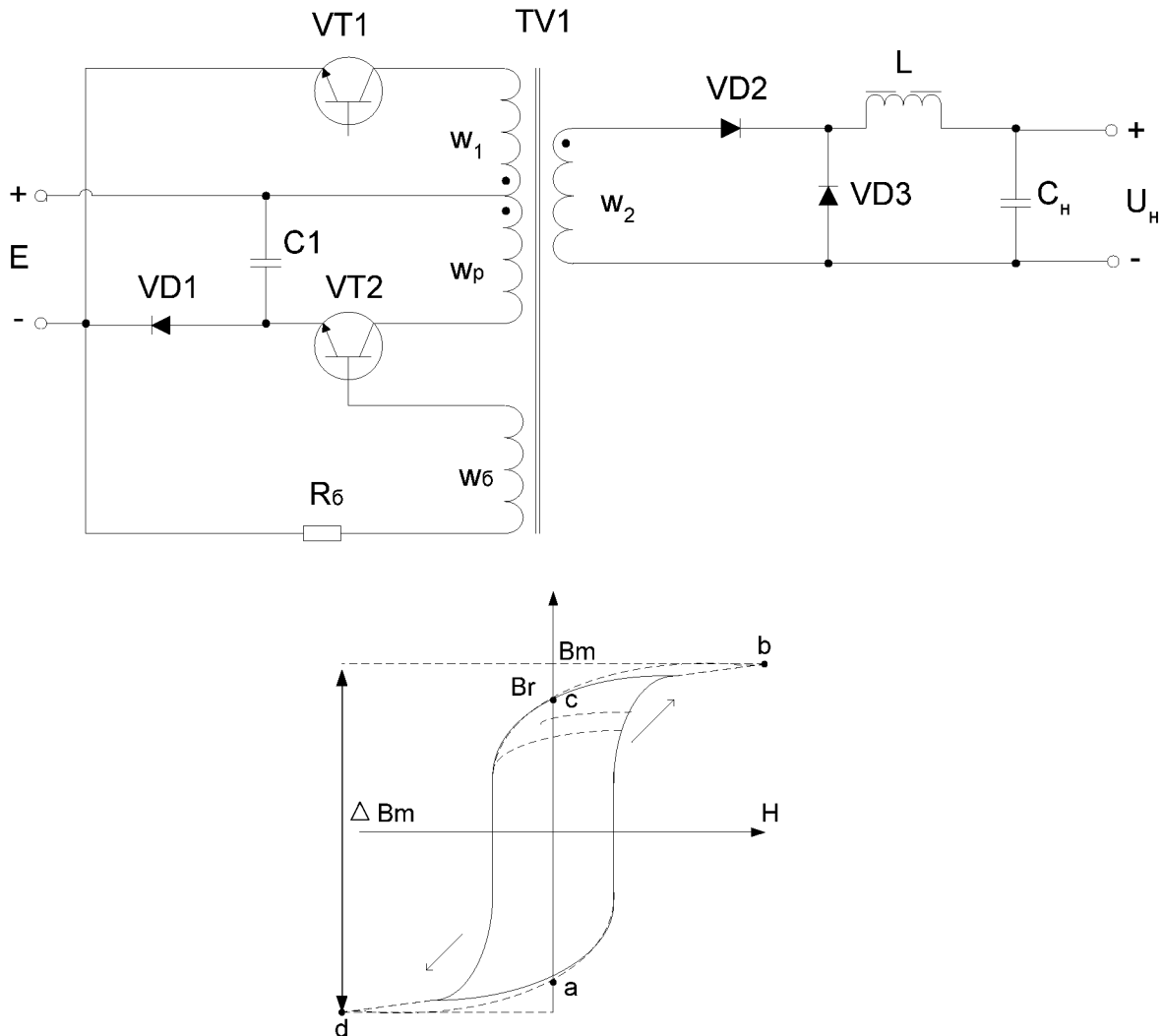


Рис. 7.6 – Схема ТОП, що має здатність переманічувати магнітопровід негативною напруженістю

Одержати розмах індукції $\Delta B = 2B_{max}$ у магнітопроводі можна, якщо застосувати здвоєний перетворювач, що працює на загальний L-CD-фільтр (маються на увазі перетворювачі такого типу, як на рис. 7.6).

На рис. 7.7 приведена схема ТОП з підключенням розмагнічувальної обмотки вторинної сторони безпосередньо до навантаження чи до L-CD-фільтру (точка а і б відповідно). В другому випадку енергія зворотного такту подається через обмотку w_p на L-CD-фільтр, що призводить до зменшення пульсацій напруги на навантаженні, але при цьому збільшується перенапруга на елементах ТОП через протікання крізь обмотку w_p не тільки струму розмагнічування, але й частини струму дроселя фільтра.

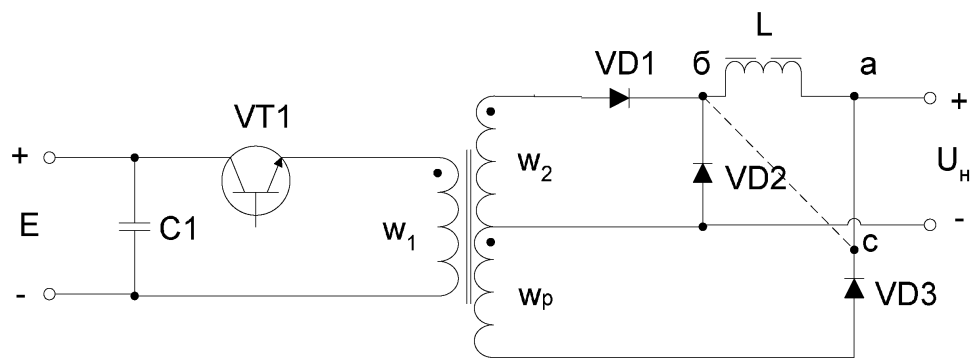


Рис. 7.7 – ТОП з підключенням розмагнічувальної вторинної обмотки безпосередньо до навантаження (або до L-CD-фільтру)

Лабораторне обладнання

Схема макету лабораторної установки показана на рис. 7.8.

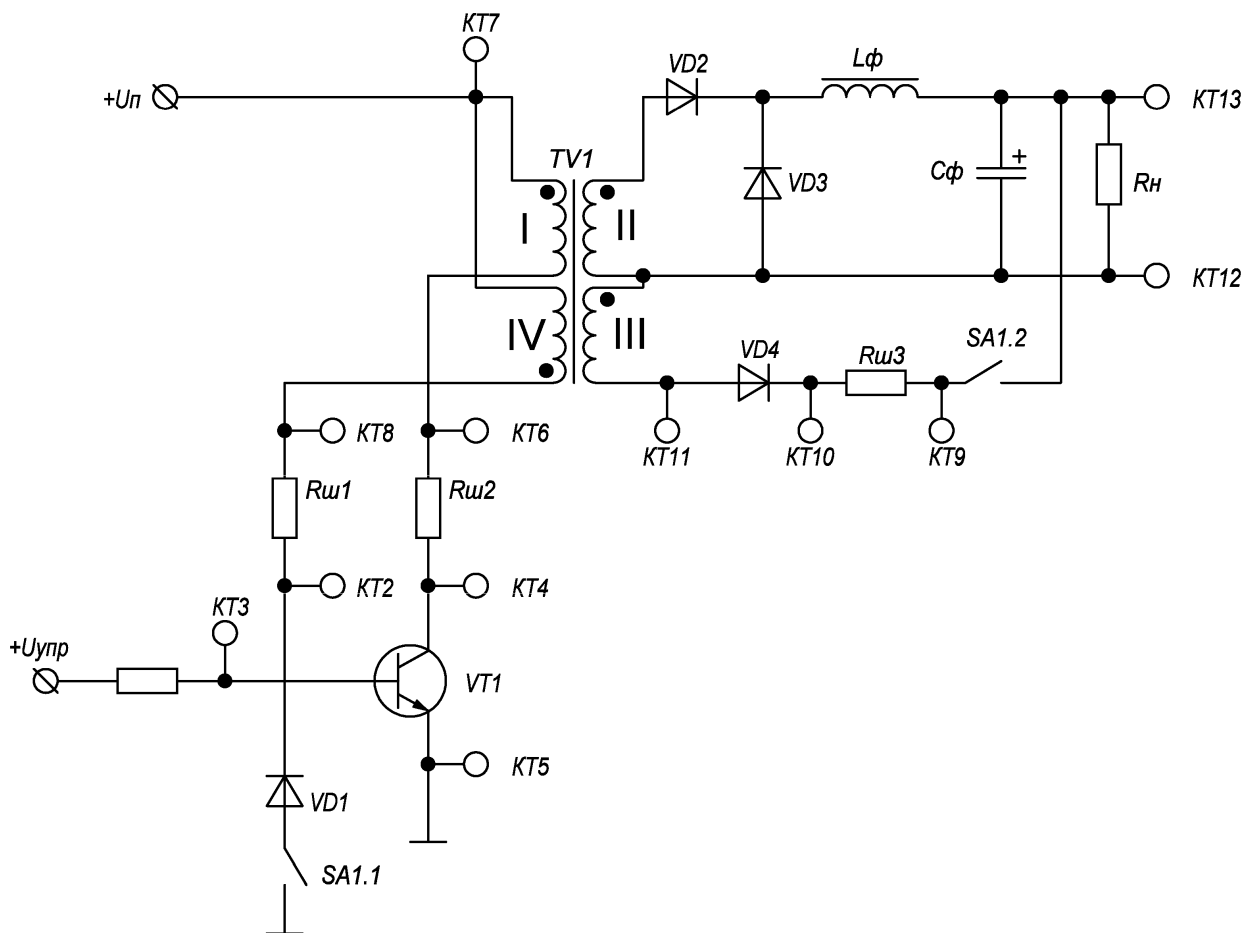


Рис. 7.8 – Принципова схема макету лабораторної роботи

Схема складається з прямоходового перетворювача на транзисторі VT1, трансформаторі TV1, до вторинної обмотки якого приєднано випрямляч на діоді VD2 із зворотнім діодом VD3. До виходу випрямляча підключено

активне навантаження R_n із LC фільтром. Обмотки III та IV – розмагнічувальні. Обмотка III – розмагнічення по вторинній стороні, IV - розмагнічення по первинній стороні. Вибір режимів розмагнічування магнітопроводу TV1 визначається положенням перемикача SA1: верхнє положення – розмагнічування по первинній стороні; нижнє – по вторинній. Коефіцієнт заповнення імпульсів керування, які надходять на базу транзистора VT1 через обмежувальний резистор, визначається положенням ручки потенціометра на передній панелі стенду (на схемі рис. 7.8 не показано).

Порядок виконання роботи

1. Ознайомитися з принциповою схемою перетворювача, вимірювальною апаратурою та макетом.

2. Перед включенням тумблера “МЕРЕЖА” тумблер SA1 на передній панелі встановити в положення 1. Ввімкнути тумблер “МЕРЕЖА”.

3. Зняти і зобразити осцилограми напруг при 3-х значеннях коефіцієнта заповнення імпульсів керування $\gamma_{кер} = \frac{t_i}{T}$, де t_i - тривалість імпульсу, T - період: γ_{min} , $\gamma_{ср}$, γ_{max} , у наступних точках:

- на базі і колекторі транзистора VT1;
- на всіх обмотках трансформатора;
- на навантаженні.

4. Зняти залежність часу розмагнічування осердя від коефіцієнта заповнення імпульсів керування:

$$t_p = f(\gamma_{кер}). \quad (7.6)$$

5. Визначити для даного осердя граничний коефіцієнт заповнення імпульсів.

6. Зняти залежність амплітуди струму розмагнічування ($R_{ш1}=0.5 \text{ Ом}$) від коефіцієнта заповнення імпульсів керування.

7. Перемикач SA1 перевести в положення 2. Виконати виміри за пунктами 3 і 4.

8. Визначити граничний коефіцієнт заповнення роботи осердя для схеми розмагнічування по вторинній стороні.

9. Виконати виміри по пункту 6 ($R_{ш3}=20.55 \text{ Ом}$).

10. Пояснити отримані результати.

Обробка результатів вимірювань

1. На основі результатів вимірювань п.4 побудувати залежність часу розмагнічування осердя від коефіцієнта заповнення імпульсів керування.
2. На основі результатів вимірювань п.6 побудувати залежність амплітуди струму розмагнічування від коефіцієнта заповнення імпульсів керування.
3. На основі результатів вимірювань п.7 побудувати залежність часу розмагнічування осердя від коефіцієнта заповнення імпульсів керування.
4. На основі результатів вимірювань п.9 побудувати залежність амплітуди струму розмагнічування від коефіцієнта заповнення імпульсів керування.
5. Провести порівняння отриманих часових діаграм за результатами вимірювань п.3 та п.7 із наведеними в джерелах [1], [2]. Зробити відповідні висновки.

Контрольні питання

1. Поясніть роботу перетворювача з розмагнічуванням осердя трансформатора на первинній стороні. Навести часові діаграми напруг на обмотках трансформатора w_1 , w_2 , w_{p1} та елементах кола розмагнічування при $\gamma < \gamma_{\text{доп}}$; $\gamma = \gamma_{\text{доп}}$.
2. Поясніть призначення елементів VD1, w_{p1} ; з яких міркувань обирається коефіцієнт трансформації розмагнічувальної обмотки $n_{p1} = w_{p1}/w_1$, якщо коефіцієнт заповнення імпульсів змінюється в діапазоні $\gamma_{\text{min}} \dots \gamma_{\text{max}}$?
3. Поясніть роботу перетворювача з розмагнічуванням осердя трансформатора по вторинній стороні. Навести часові діаграми напруг на обмотках трансформатора w_1 , w_2 , w_{p2} та елементах кола розмагнічування для режимів $\gamma < \gamma_{\text{доп}}$; $\gamma = \gamma_{\text{доп}}$.
4. Поясніть призначення елементів w_{p2} , VD4. З яких міркувань обирається коефіцієнт трансформації обмотки розмагнічування $n_{p2} = w_{p2}/w_1$, якщо коефіцієнт заповнення імпульсів змінюється в діапазоні $\gamma_{\text{min}} \dots \gamma_{\text{max}}$?
5. Як визначається максимально-допустимий коефіцієнт заповнення імпульсів $\gamma_{\text{доп}}$ в схемах перетворювачів з розмагнічуванням осердя трансформатора по первинній та вторинній стороні?
6. Чому при $\gamma > \gamma_{\text{доп}}$ досліджувані схеми не працеспроможні?
7. Як визначити максимальну напругу на колекторі транзистора, діодах випрямляча VD2, VD3 та діодах в колі розмагнічування (VD1, VD4) в схемі з розмагнічування по первинній та вторинній стороні?
8. Поясніть осцилограми струмів та напруг на елементах перетворювача з розмагнічуванням по первинній та вторинній стороні.
9. Поясніть графіки залежності часу розмагнічування осердя трансформатора t_p від коефіцієнта заповнення γ для перетворювача з розмагнічування по первинній та вторинній стороні.
10. Поясніть графіки залежності амплітуди струму розмагнічувальних обмоток w_{p1} , w_{p2} від коефіцієнта заповнення γ .
11. Наведіть аналітичний вираз, що описує графіки залежностей $t_p = f(\gamma)$ для перетворювача з розмагнічуванням по первинній та вторинній стороні.

12. Поясніть особливості роботи осердя трансформатора в однофазному прямоходовому перетворювачі.

13. Наведіть рівняння регулювальної характеристики однофазного прямоходового перетворювача $U_H = f(\gamma)$.

Список літератури

1. Перетворювальна техніка: Підручник для студ. вищ. навч. закладів, які навчаються за спец. «Промислова електроніка» Ч2 / Ю. П. Гончаров, О. В. Будьонний, В. Г. Морозов, М. В. Панасенко, В. Я. Ромашко, В. С. Руденко. За ред. В.С. Руденка. - Харків : Фоліо, 2000. - 360 с. ил.

2. Енергетична електроніка. Жуйков В.Я., Рогаль В.В., Будьонний О.В., Пілінський В.В. та ін. Київ, 2008. Електронний підручник. [http://www. Kaf-re.kpi.ua](http://www.Kaf-re.kpi.ua) (розділ сайту «Видання кафедри»).

3. Бас А.А., Миловзоров В.П., Мусолин А.К. «ИВЭП с безтрансформаторным входом» - М: «Р-С» 1987, стр.(34-42).

4. Моин В.С. «Стабилизированные транзисторные преобразователи» - М: «Энергоатомиздат», 1986.

5. Ромаш Э.М. и др. «Высокочастотные транзисторные преобразователи» - М: «Р-С», 1988, стр. (134-144).

Лабораторна робота № 8

Перетворювач зі зворотнім ввімкненням випрямляючого діода

Мета роботи: вивчення принципів роботи перетворювача зі зворотнім ввімкненням випрямляючого діода та експериментальне дослідження процесів, що відбуваються в ньому при різних режимах його роботи.

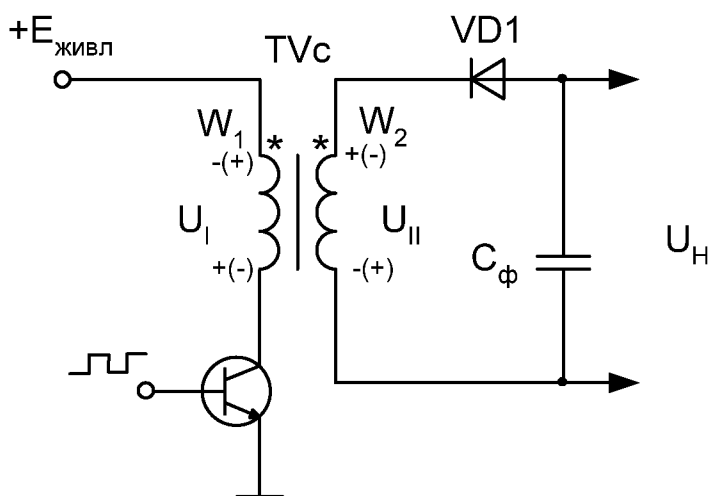
Самостійна підготовка

Опрацюйте методичні вказівки до роботи та рекомендовану літературу [1],[2].

Підготуйте протокол до лабораторної роботи, що містить порядок виконання роботи, схеми лабораторних макетів і таблиці для занесення даних.

Короткі теоретичні відомості

Схема однотактного перетворювача зі зворотнім ввімкненням випрямляючого діода приведена на рис. 8.1. Вона містить лише один індуктивний елемент – силовий трансформатор TVC, що виконує функцію накопичувача енергії струму, що відбирається від $E_{\text{живл}}$. Часові діаграми роботи перетворювача представлені на рис. 8.2.



$$n = \frac{W_2}{W_1} = 1, \quad \gamma = \frac{t_1}{T} = 0.5, \text{ граничний режим}$$

Рис. 8.1 – Схема однотактного перетворювача зі зворотнім ввімкненням випрямляючого діода

При відкритому транзисторі VTc імпульс струму тривалістю $t_1 = \gamma T$ накопичує енергію в індуктивності L_1 первинної обмотки w_1 . Випрямляючий діод VD1 при цьому замкнений.

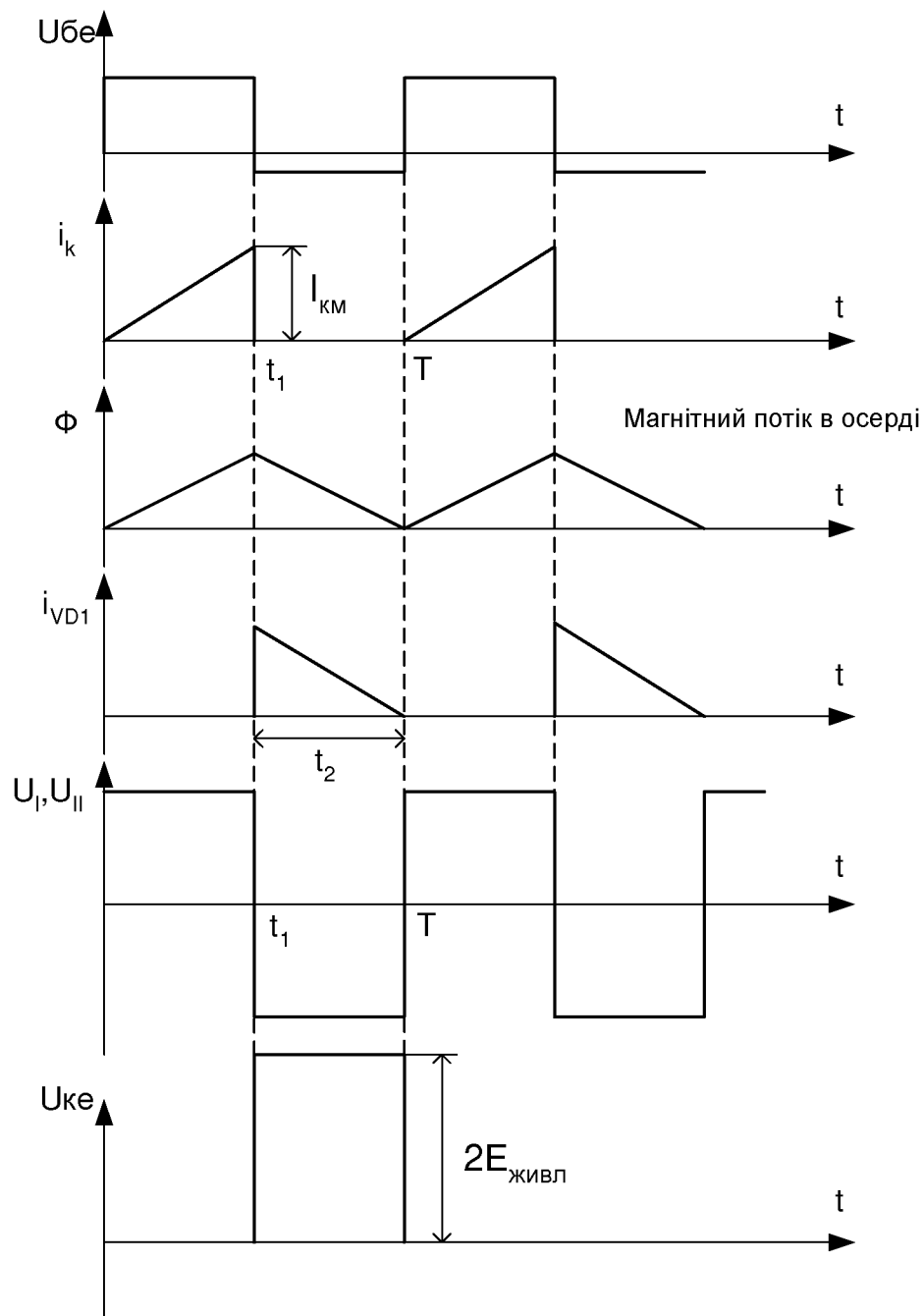


Рис. 8.2 – Часові діаграми роботи перетворювача

Струм зростає лінійно за законом, обумовленим значенням індуктивності L_1 , а незмінність напруги U_H на цьому етапі підтримується конденсатором C_Φ фільтра. Після того, як VT_c закривається (струм його колектору за час t_1 зростає до I_{KM}), полярність напруги на обмотці w_2 змінюється, і раніше накопичена в L_1 енергія надходить через $VD1$ у навантаження і заряджає конденсатор C_Φ . Струм індуктивності вторинної обмотки TV_c (L_2) зменшується, і якщо він спаде за час $t_2 = T - t_1$ до нуля, то в схемі має місце режим переривчастих струмів. Тоді включення транзистора відбувається при нульовому значенні колекторного струму. У зворотному випадку має місце режим безперервних струмів. Після закінчення паузи t_2 процеси повторюються аналогічно.

Як видно, процес переносу енергії первинного джерела $E_{\text{живл}}$ у навантаження відбувається в два етапи, розділені у часі. Спочатку струм накопичується в $L1$ (при цьому навантаження відключене від $E_{\text{живл}}$), потім накопичена енергія через $VD1$ крізь $L2$ віддається в навантаження (при цьому електричне коло навантаження є відключеним від джерела енергії $E_{\text{живл}}$). У цьому полягає основна відмінність зворотноходового перетворювача від попередніх типів перетворювачів, де передача енергії від $E_{\text{живл}}$ у навантаження відбувається в такті відкритого стану силового транзистора.

Напруга на замкненому транзисторі VT_c зворотноходового перетворювача:

$$U_{KM} = E_{\text{живл}} + \frac{U_H}{n}, \text{ де } n = \frac{W_2}{W_1}. \quad (8.1)$$

Вихідна напруга для режиму безперервного струму:

$$U_H = nE_{\text{живл}} \frac{\gamma}{1-\gamma}, \quad (8.2)$$

для режиму переривчастого струму:

$$U_H = n^2 \gamma^2 \frac{E_{\text{живл}}}{2L_2 f I_H}. \quad (8.3)$$

Амплітуда імпульсу струму відкритого стану транзистора VT_c для режиму безперервного струму:

$$I_{KM} = \frac{nI_H}{1-\gamma} \left(1 + \frac{R_H (1-\gamma)^2}{2L_2 f} \right). \quad (8.4)$$

У режимі переривчастого струму I_{KM} знаходиться з виразу:

$$I_{KM} = nU_H (1-\gamma)L_2 f. \quad (8.5)$$

Наявність паузи t_2 , впродовж якої в перетворювачі зі зворотнім ввімкненням випрямляючого діода незмінність U_H підтримується тільки за рахунок S_f , робить режим роботи конденсатора більш напруженим у порівнянні з іншими схемами перетворювачів, у яких за час t_2 (або t) відбувається підзарядка S_f струмом розряду індуктивності фільтра L_f . Сучасні електролітичні конденсатори мають внутрішній еквівалентний послідовний опір втрат R_{Π} , який зазвичай приймається як активний. Припустимі значення діючих або імпульсних струмів через конденсатори зазвичай невеликі і визначаються в основному розігрівом їх від падіння напруги на R_{Π} . Відзначимо, що збіль-

шення ємності C_Φ не завжди призводить до досягнення малих значень пульсацій напруги на навантаженні U_H .

Якщо виконується умова:

$$R_\Pi C_\Phi \geq \frac{L_2 \gamma}{R_H (1 - \gamma)} + T \frac{1 - \gamma}{2}, \quad (8.6)$$

то пульсації U_H не залежать від C_Φ :

$$\Delta U_H = I_H R_\Pi \left(R_H T \frac{1 - \gamma}{2 L_2} + \frac{1}{1 + \gamma} \right). \quad (8.7)$$

Ефективним засобом зменшення ΔU_H у цьому випадку є зниження R_Π за рахунок збільшення числа паралельно включених конденсаторів замість одного. Чисельно R_Π для електролітичних конденсаторів складає 0.1...0.3 Ом.

Ємність C_Φ для одержання необхідного значення ΔU_H у режимах безперервного і переривчастого струмів перетворювача визначається відповідно за формулами:

$$C_\Phi = \frac{\gamma I_H}{2 \Delta U_H f} \left(1 + \frac{\gamma f L_2}{R_H (1 - \gamma)^2} + \frac{R_H (1 - \gamma)^2}{4 \gamma f L_2} \right); \quad (8.8)$$

$$C_\Phi = \frac{I_H}{\Delta U_H f} \left(1 - \sqrt{\frac{L_2 f}{2 R_H}} \right).$$

Тут значення ΔU_H обирається не з міркувань забезпечення необхідної величини пульсацій напруги на навантаженні, а виходячи з умови зменшення маси і габаритів C_Φ .

Індуктивність L_2 , що забезпечує режим безперервних струмів перетворювача, повинна задовольняти умові:

$$L_2 \geq \frac{\gamma^2 E_{ж\text{ивл}}^2}{2 U_H I_H}. \quad (8.9)$$

У широкому діапазоні зміни $E_{ж\text{ивл}}$ і I_H , коли перетворювач переходить з режиму безперервних струмів у режим переривчастих струмів, є ряд особливостей, що дозволяють одержати вигоду за масогабаритними характеристиками перетворювачів.

Лабораторне обладнання

Схема макету лабораторного стенду наведена на рис. 8.3.

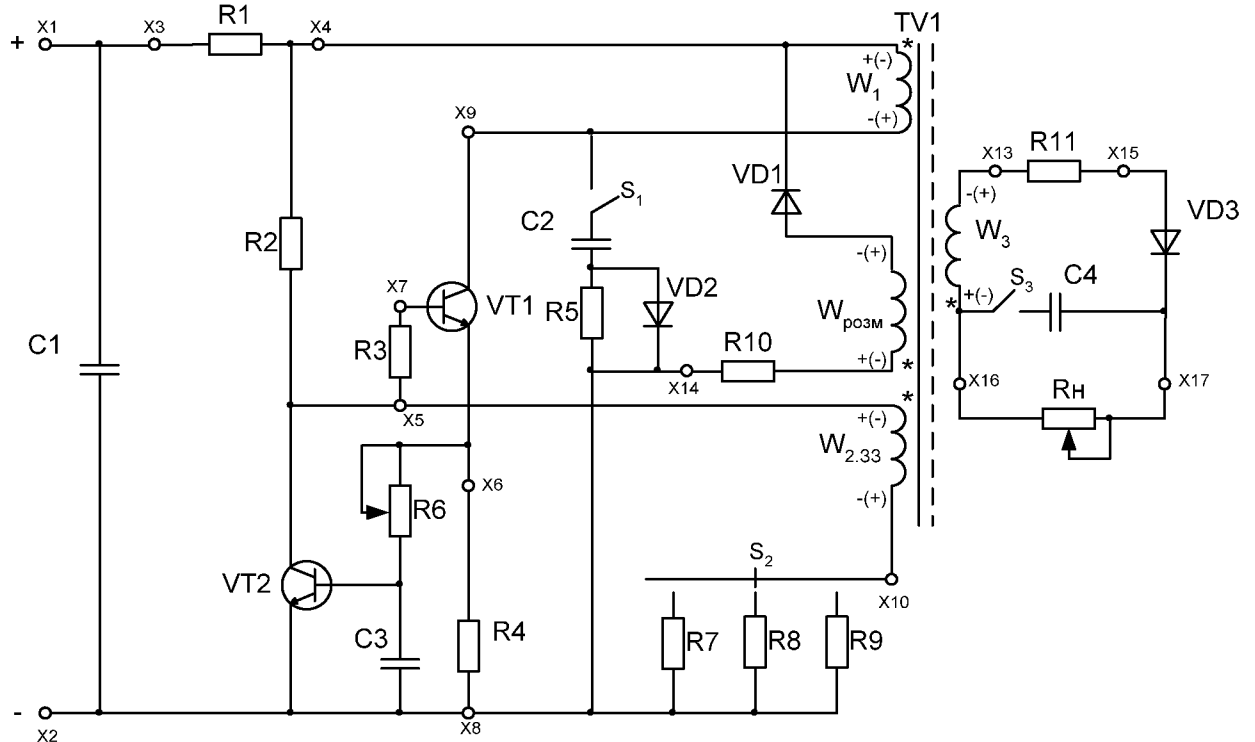


Рис. 3.

При подачі напруги від джерела живлення на схему перетворювача із зворотнім ввімкненням випрямляючого діода струм у ній протікає по колу: “+”, вивід джерела живлення, резистори R1, R2, R3, базо-емітерний перехід транзистора VT1, резистор R4, “-” вивід джерела живлення. При цьому транзистор VT1 відкривається, і полярність напруги на обмотках трансформатора TV1 така, як зазначена на рис. 8.1 без дужок. До обмотки трансформатора w_1 прикладається напруга джерела живлення, а на обмотці зворотного зв'язку w_{233} наводиться ЕРС, що підтримує транзистор VT1 у відкритому стані. У колі обмотки w_{233} протікає струм по шляху: “*” вивід обмотки w_2 , резистор R3, базо-емітерний перехід транзистора VT1, резистор R4, один з резисторів R7, R8, R9, вивід обмотки w_{233} .

Випрямляючий діод VD3 на цьому етапі закритий. Час відкритого стану транзистора VT1 відповідає часу накопичення енергії в магнітному полі трансформатора TV1, отже, струм колектору I_K транзистора VT1 буде збільшуватися за лінійним законом. Як тільки напруга на резисторі R4 стане достатньою для відкриття транзистора VT2, транзистор VT2 відкриється і замкне обмотку w_{233} . При цьому транзистор VT1 почне закриватися. Даний процес відбувається лавиноподібно. Умовою запирання транзистора VT1 є:

$$I_B = \frac{1}{\beta} I_K, \quad (8.10)$$

де I_B - струм бази транзистора; β - коефіцієнт передавання струму бази транзистора.

Після того, як транзистор VT1 перейшов у закритий стан, на обмотках трансформатора TV1 індукується проти-ЕРС із полярністю, зазначеною на рис. 8.1 у дужках, що призводить до відкриття випрямляючого діода VD3 і протікання струму у вторинній обмотці w_3 .

При включенні тумблера S1 на етапі вимикання транзистора VT1 значну роль у зростанні напруги на колекторі транзистора VT1 грає RCD-коло, що складається з конденсатора C2, резистора R5 і діода VD2. У момент запирання транзистора VT1 струм в обмотці w_1 переходить у коло, що складається з конденсатора C2 і діода VD2, заряджаючи C2. При вмиканні транзистора VT1 конденсатор C2 через резистор R5 розряджається на транзистор VT1. За допомогою RCD-кола вдається контролювати викиди напруги на колекторі транзистора VT1 впродовж перехідних процесів його вимикання.

У момент часу, коли струм у всіх обмотках трансформатора TV1 спаде до нульового значення, почнеться процес включення транзистора VT1.

Впродовж часу розмагнічування трансформатора TV1 на обмотці w_{233} присутня напруга з полярністю, зазначеною в дужках. Вона є замикаючою для базо-емітерного переходу транзистора VT1.

Резистори R7, R8, R9 задають базові струми транзистора VT1 і змінюють моменти його включення по струму. Тривалість виключеного стану транзистора VT1 однозначно зв'язана з часом, необхідним для спадання до нуля енергії, що накопичилася в магнітному полі трансформатора TV1. При зменшенні опору навантаження час виключеного стану транзистора VT1 зменшується.

При включенні тумблерів S1 і S3 амплітуда напруги на обмотці w_3 буде обмежуватися величиною:

$$U_{W_3} = U_{ЖИВЛ} \frac{W_3}{W_{РОЗМ}} \quad (8.11)$$

за рахунок відмикання діода VD1 і протікання струму по обмотці розмагнічування.

Процес віддачі енергії трансформатором TV1 буде триває доти, поки струм у його обмотках не спаде до нуля.

$$\frac{Li^2}{2} \rightarrow \frac{CU^2}{2} \quad (\text{із врахуванням } R_n). \quad (8.12)$$

При ввімкненні тумблера S3 процеси при вимиканні транзистора VT1 обумовлюються величиною ємності фільтра C4, тобто при $C4 \rightarrow \infty$ викиди обмежуються напругою на конденсаторі C4 у сталому режимі з урахуванням опору навантаження R_n . При $R_n \rightarrow 0$ напруга на конденсаторі C4 буде зменшуватися.

Порядок виконання роботи

1. Ознайомитися зі схемою електричною принциповою, макетом та вимірювальною апаратурою.

2. Ввімкнути макет.

3. При виключених тумблерах S1 і S3 зняти і зобразити осцилограми напруг при різних коефіцієнтах заповнення імпульсів керування транзистора VT1. Коефіцієнт заповнення імпульсів керування γ задавати резистором R6 та перемикачем S2.

Коефіцієнт заповнення $\gamma = \frac{t_i}{T}$, t_i - тривалість відкритого стану транзистора VT1, T - період комутації.

Осцилограми знімати:

- на переході к-е транзистора VT1 ($U_{ке}$);
- у колі еміттера транзистора VT1 на шунті R4;
- у колі джерела на шунті R1;
- на одній обмотці трансформатора TV1;
- на навантаженні R_n .

Всі осцилограми знімати при опорі навантаження $R_n=500 \text{ Ом}$.

4. Зняти залежність амплітуди струму розмагнічування ($R_{10}=0.5 \text{ Ом}$) від коефіцієнта заповнення імпульсів керування γ .

5. Повторити п.3, 4. при включеному тумблері S3.

6. Повторити п.3, 4, 5 при включеному тумблері S1.

7. Зняти амплітуду струму навантаження на шунті R11 при коефіцієнті заповнення імпульсів керування транзистора VT1 $\gamma=0.25$ та різних станах тумблерів S1, S2, S3.

8. Пояснити отримані результати.

Примітка: $R1=0.5 \text{ Ом}$, $R3=0.5 \text{ Ом}$, $R11=0.5 \text{ Ом}$.

Обробка результатів вимірювань

1. На основі результатів вимірювань п.4, п.5 та п.6 побудувати залежність амплітуди струму розмагнічування від коефіцієнта заповнення імпульсів керування γ .

2. На основі результатів вимірювань п.7 побудувати залежність амплітуди струму навантаження на шунті R11 при коефіцієнті заповнення імпульсів керування транзистора VT1 $\gamma=0.25$ та різних станах тумблерів S1, S2, S3.

3. Провести порівняння отриманих часових діаграм за результатами вимірювань п.3, п.5 та п.6 із наведеними у джерелах [1], [2]. Зробити відповідні висновки.

Контрольні питання

1. В чому різниця між зворотноходовим та прямоходовим перетворювачем постійної напруги?
2. Поясніть призначення елементів схеми зворотноходового транзисторного перетворювача (рис. 8.1).
3. Пояснити роботу перетворювача в автогенераторному режимі (з наведенням часових діаграм струмів і напруг в елементах).
4. Як можна змінити коефіцієнт заповнення імпульсів в перетворювачі по схемі рис. 8.1?
5. Поясніть часові діаграми струмів і напруг на елементах схеми при різних положеннях перемикачів S2, S3.
6. Поясніть форму напруги на обмотках трансформатора TV1 та на переході колектор-емітер транзистора VT1 при різних положеннях перемикача S3.
7. Поясніть призначення елементів схеми C2, VD2, R5.
8. Як змінюється амплітуда напруги на колекторі транзистора VT1 при різних положеннях перемикачів S1, S3?
9. Поясніть залежність амплітуди та форми напруги на колекторі транзистора VT1 від величини опору навантаження R_H при різних положеннях перемикача S3.
10. Як впливає підключення конденсатора C4 на форму вихідної напруги?
11. Від чого залежить амплітуда пульсацій вихідної напруги перетворювача?
12. Які фактори визначають частоту роботи зворотноходового автогенераторного перетворювача (рис. 8.1)?
13. Як буде змінюватися частота перемикання автогенераторного перетворювача при збільшенні опору навантаження R_H ; при зменшенні опору навантаження R_H ?
14. З якою метою в перетворювач (рис. 8.1) введені елементи $w_{роз}$, VD1?
15. Як обчислюється максимальне значення напруги колектор-емітер транзистора VT1 при замкнутому перемикачі S3; при розімкненому перемикачі S3?
16. Як обчислюється максимальне значення зворотної напруги на випрямляючому діоді VD3 при замкнутому перемикачі S3; при розімкненому перемикачі S3?

Література

1. Енергетична електроніка. Жуйков В.Я., Рогаль В.В., Будьонний О.В., Пілінський В.В. та інші. Київ, 2008. Електронний підручник. <http://www.kaf-re.kpi.ua> (розділ сайту «Видання кафедри»).
2. Перетворювальна техніка : Підручник для студ. вищ. навч. закладів, які навчаються за спец. «Промислова електроніка» Ч2 / Ю. П. Гончаров, О. В. Будьонний, В. Г. Морозов, М. В. Панасенко, В. Я. Ромашко, В. С. Руденко. За ред. В.С. Руденка. - Харків : Фоліо, 2000. - 360 с. ил.
3. Поликарпов А.Г., Сергієнко Е.Ф. Однотактные преобразователи напряжения в устройствах электропитания РЭА. – М.: Радио и связь, 1989. – 160 с.
4. Драбович Ю.И., Юрченко Н.Н., Шевченко П.Н. Высокочастотные транзисторные преобразователи. – М.: Радио и связь, 1988. – 288с.