

Міністерство освіти і науки України
Чернівецький національний університет
імені Юрія Федьковича

В. В. Браїловський, В. Є. Савельєв, М. Г. Рождественська

ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ

Навчальний посібник



Чернівці

Чернівецький національний університет
імені Юрія Федьковича

2022

УДК 621.396.6(075.8)+621.391(075.8)
Б 872

*Друкується за ухвалою Вченої ради
Чернівецького національного університету імені Юрія Федьковича
(протокол №7 від 30 червня 2022 р.)*

Рецензенти :

Іванчук М. М., кандидат технічних наук, заступник директора з наукової роботи ПП «Артон» (м. Чернівці);

Іларіонов О. Є., кандидат технічних наук, доцент, завідувач кафедри інтелектуальних технологій Київського національного університету імені Тараса Шевченка;

Рюхтін В. В., кандидат технічних наук, заступник директора з наукової роботи АТ «Центральне конструкторське бюро «РИТМ» (м. Чернівці);

Трифаненко Д. М., кандидат фізико-математичних наук, провідний фахівець ПП «Комп'ютерра» (м. Чернівці)

Браїловський В. В., Савельєв В. Є., Рождественська М. Г.

Б 872 Електроживлення : навч. посіб. / В. В. Браїловський, В. Є. Савельєв, М. Г. Рождественська. Чернівці : Чернівець. нац. ун-т ім. Ю. Федьковича, 2022. 264 с.

Розглянуто основні види первинних і вторинних джерел електроживлення. Наведена порівняльна характеристика первинних джерел електроживлення. Значна увага приділена вторинним джерелам живлення. Викладено принципи роботи основних видів трансформаторів, випрямлячів, фільтрів, параметричних і компенсаційних стабілізаторів постійного та перемінного струмів.

Для студентів денної та заочної форм навчання за спеціальністю 172 «Телекомунікації та радіотехніка».

УДК 621.396.6(075.8) + 621.391(075.8)

© Чернівецький національний університет
імені Юрія Федьковича, 2022

Вступ

Функціонування майже всіх радіоелектронних пристроїв (РЕП) неможливе без джерел електроживлення. Електроживлення РЕП може здійснюватись від автономних (первинні) або мережевих (вторинні) джерел живлення. Для автономного живлення РЕП використовуються дизель-генератори, електрохімічні джерела, сонячні елементи, вітро- чи гідрогенератори.

Системи електроживлення постійного струму застосовуються, як правило, у тих випадках, коли величина споживаної потужності не перевищує 1,5 кВт. Значна перевага таких систем – простота резервування електричної енергії за допомогою акумуляторів. Недолік систем електроживлення постійного струму проявляється в тому разі, якщо електроживлення РЕП необхідно здійснювати постійною напругою, відмінною за величиною від напруги самого джерела постійного струму. Тоді виникає необхідність у подвійному перетворенні: спочатку електричну енергію джерела постійного струму необхідно перетворити на перемінну, зазвичай імпульсну, а потім знову на постійну з відповідними параметрами.

Системи електропостачання перемінного струму з частотою 50 Гц використовуються для електроживлення стаціонарних РЕП. Електроживлення РЕП морських і повітряних транспортних засобів, а також систем військового призначення, як правило, здійснюється від джерел електропостачання частотою 400 Гц. Основна перевага систем електропостачання перемінного струму – це можливість передавання електричної енергії на великі відстані. Така передача здійснюється на підвищених напругах. Підвищення напруги дає змогу суттєво зменшити втрати електричної енергії в лінях електропередач. Зменшення втрат пояснюється тим, що при заданій величині потужності знижується величина струму, а отже, зменшуються втрати енергії на опорі R лінії передачі. Недоліком систем електропостачання перемінного струму є технічна складність резервування (накопичення, акумуляування) електричної енергії.

На Новодністровській гідроакумулюючій електростанції (ГАЕС) питання накопичення електричної енергії вирішено в оригінальний спосіб. У нічний час, коли споживання електроенергії зменшується, генерована електростанцією енергія використовується для роботи насосів, які збільшують різницю рівнів води до і після греблі гідроелектростанції. Тому розрізняють два режими роботи ГАЕС, а саме – насосний і турбінний. Під час першого ГАЕС є «споживачем» надлишкової електроенергії, яка генерується самою гідроелектростанцією. В цей час на ГАЕС відбувається перекачування води з нижнього б'єфа у верхній б'єф, який по суті є водоймою, де акумулюється запас води. Під час другого, так званого турбінного режиму, вода з верхнього б'єфа тече в нижній, змушуючи турбіни обертатися (рис. 1).

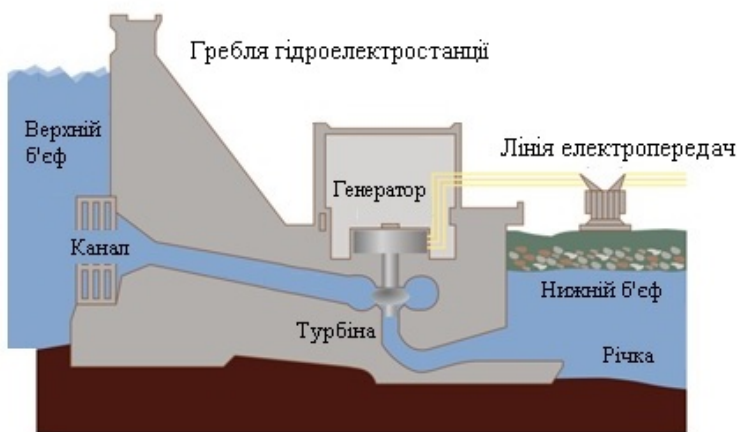


Рисунок 1 – Схематичне зображення гідроелектростанції в розрізі

Джерела електроживлення повинні відповідати принципам електромагнітної сумісності щодо РЕП, які живляться від них. Це питання особливо гостро постає у разі високочутливих РЕП. Наприклад, використання в системах зв'язку, системах IoT високочутливого і водночас стійкого до дії завад радіоканалу LoRa (на основі стандарту LoRaWAN), який

використовується на не ліцензованих частотах 109, 433, 868, 915 МГц, забезпечується можливість демодуляції сигналів із рівнем на 20 дБ нижчих від рівня шуму. Отже, чим нижчий рівень шуму, тим більшою може бути відстань між передавачем і приймачем.

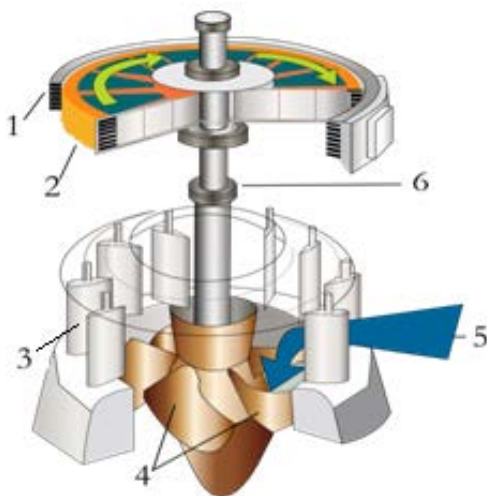


Рисунок 2 – Схематичне зображення генератора і турбіни гідроелектростанції. 1, 2 – статор та ротор генератора; 3 – жалюзі регулювання потоку води; 4 – власна турбіна; 5 – потік води; 6 – вал

Дотримання принципу електромагнітної сумісності забезпечується виконанням таких основних вимог: а) зниження рівня високочастотних електромагнітних завад, які надходять від джерела електроживлення на пристрої електроспоживання; б) поліпшення форми вихідного перемінного струму джерела електроживлення.

Вплив високочастотних електромагнітних завад джерел живлення на пристрої електроспоживання проявляється так:

- зростання струмів і напруг високочастотних електромагнітних завад, що виникають у пристроях електроспоживання внаслідок паралельного чи послідовного резонансів у них;

- прискорення процесів старіння ізоляції апаратури у пристроях електроспоживання, а отже, скорочення терміну її роботи;
- хибне спрацювання апаратури захисту у пристроях електроспоживання;
- потужні високочастотні електромагнітні завади спричинюють зростання втрат у трансформаторах і конденсаторах.

Зростання втрат у конденсаторах супроводжується зростанням їх температури, що знижує надійність роботи пристроїв електроспоживання. Як правило, параметри конденсаторів обираються з урахуванням величини допустимих перевантажень. Запас електричної міцності конденсаторів на перевантаження нормований на законодавчому рівні. У США він становить 80 %, а в Європі – 30 %.

При перехідних процесах, які можуть відбуватися у пристроях електроспоживання, можливе перевищення напруги в самій системі електроживлення. Перехідні процеси у пристроях електроспоживання, як правило, зумовлені комутацією кіл з реактивним характером опору. В мережах електроживлення напругою 220 В можливі перевищення напруги до 500 В двічі на день, а перевищення до 300 В може спостерігатися до 400 разів на день. У бортових системах електроживлення, наприклад літаків, напругою 120 В може спостерігатися короткочасне підвищення напруги до 1200 В. При постійній напрузі бортової мережі 27 В величина перевищення напруги може сягати величин порядку 700 В. Тому вхідні кола радіоелектронних пристроїв, які живляться від таких систем електроживлення, повинні бути захищені від можливих перевантажень.

Сучасні джерела живлення мають характеризуватися належною надійністю, високими технічними характеристиками та малими габаритними розмірами. У багатьох випадках обмежується рівень допустимих електромагнітних випромінювань джерела живлення. Відомо, що комп'ютерні блоки живлення – джерела досить потужних електромагнітних завад у широкому діапазоні частот. Для радіоелектронних

пристроїв (РЕП) важлива величина коефіцієнта корисної дії (ККД). Цей параметр особливо важливий у випадку, якщо живлення РЕП здійснюється від автономних джерел електричної енергії.

Зростання ціни на електроенергію електричних мереж стимулювало використання РЕП з вищим ККД. Саме зростання ціни на електроенергію забезпечило активну заміну, наприклад, лампочок розжарювання на енергозберігаючі, а згодом і на світлодіодні (LED) джерела світла.

Станом на січень 2020 року електрогенеруючі підприємства України відпускали споживачам електроенергію за різними цінами. Причому різні підприємства електроенергетики мали різні ціни. Наприклад, собівартість 1 кВт/год електроенергії, генерованої на атомних станціях, становила 51 коп., водночас собівартість такої ж кількості електроенергії, генерованої гідроелектростанціями, – 36 коп. Собівартість електроенергії, генерованої ТЕС, становить 2,36 грн. Слід відзначити, що гідроелектростанції характеризуються високим, на рівні 90÷92 %, ККД.

Собівартість електроенергії, генерованої відновлюваними джерелами енергії, значно вища. Наприклад, 1 кВт/год електроенергії, генерованої сонячними електростанціями, на ринку оцінюється не менше як в 5,07 грн (при собівартості 0,7 грн). Достатньо висока ціна такої електроенергії зумовлена відносно низьким коефіцієнтом корисної дії сонячних панелей та прагненням держави підтримати розвиток відновлюваних джерел енергії. Поки що величина коефіцієнта корисної дії сонячних панелей не перевищує 14÷20 %. Зауважимо, що сонячного дня на 1 м² поверхні землі (територія України) припадає близько 1 кВт енергії Сонця.

Теоретично при використанні багат шарових сонячних панелей можна отримати ККД 50 %. У таких панелях передбачено використання чотирьох різних матеріалів. Кожен з них здійснює найбільш ефективне перетворення сонячної енергії в електричну у своєму діапазоні довжин хвиль випромінювання Сонця. Використані в багат шарових сонячних

панелях напівпровідникові матеріали відрізняються шириною забороненої зони: GaInP – 1,88 eV; GaInAs – 1,41 eV; Si – 1,1 eV; Ge – 0,67 eV. Експериментальні зразки сонячних панелей, виготовлені за чотиришаровим принципом, характеризувалися ККД порядку 34 %. Один із недоліків сонячної енергетики – те, що вона не може працювати в маневрових режимах. Саме тому в енергетичному балансі вона конкурує з базовою, а саме атомною енергетикою, яка фактично постачає 85 % від загальної електроенергії. Тому низькі ціни для населення, по суті, компенсувалися за рахунок бюджету енергетичної компанії, формуючи значний дефіцит коштів на її рахунках. Розв'язати цю проблему можна, застосувавши такі заходи:

1. Оголошення тендерних пропозицій із найменшою собівартістю сонячної електроенергії. Ці угоди – не випадковість. Наприклад, в Чилі та Мексиці були укладені державні контракти з електрогенеруючими підприємствами, які продавали кіловат-годину за ціною нижчою 0,84 грн.

2. Обмеження потужності. Досвід експлуатації потужніших проєктів показав, що одна 100-мегаватна електростанція поступається за ефективністю десяти 10-мегаватним, розташованим на відстані одна від одної. Причина в тому, що атмосферний фронт, який проходить над 100-мегаватним полем сонячних панелей, вплине на все це поле одночасно, і генерація від такої електростанції впаде на десятки відсотків. Водночас розподілені станції значно стійкіші до подібних факторів природи.

3. Необхідно завершити будівництво гідроакумулюючих електростанцій – Новодністровської, Канівської та Ташлицької. ГАЕС – один із важливих компонентів балансування енергосистеми. Особливо в умовах, коли вводяться щораз нові ВДЕ, для яких властива нерівномірність виробітку. Саме ГАЕС здатні накопичувати енергію у вигляді потенціальної енергії води перед греблею.

Для забезпечення стандартизованої величини мережевої напруги в умовах, наприклад, добового циклу її споживання електрогенеруючі підприємства об'єднуються в одну енергетичну систему. Загалом під терміном «об'єднана

енергетична система» розуміють сукупність електростанцій, електричних і теплових мереж, інших об'єктів електроенергетики, об'єднаних спільним режимом виробництва, передавання та розподілу електричної енергії за умови їх централізованого управління.

Загальна тенденція до подорожчання електроенергії загострює питання підвищення ефективності її використання, що зумовлює необхідність підвищення коефіцієнта корисної дії тих чи інших радіоелектронних пристроїв і систем.

Частка джерел живлення, реалізованих за класичним лінійним принципом, у масо-габаритних параметрах радіоелектронних пристроїв становить до 30÷50 %. Тому об'єктивно постає проблема зменшення цього відсотка. На рис. 3, а, б зображено двосторонню електронну плату кінцевого давача системи «розумний будинок». Давач реалізовано за принципом «все в одному». В реальному часі він формує і надсилає на шлюз інформацію про вологість, температуру, освітлення, прискорення, характерні для місця свого розташування.

На рис. 3, а видно сірий прямокутник (на ньому наліпка з написом T0004901C1) – це не що інше, як комірка гальванічного елемента CR2450. Гальванічний елемент характеризується ємністю 620 мА×год при напрузі 3 В. Неважко помітити, що площа, зайнята акумулятором, становить не менше 50 % загальної площі самої плати.

Сучасні джерела живлення характеризуються високою об'ємною потужністю. Наприклад, японська компанія Rohm у рамках виставки SEATEC 2012 представила прототип модуля живлення на основі елементів із карбиду кремнію, вихідна об'ємна густина потужності якого становить 145 кВт/літр.



а)



б)

Рисунок 3 – Зовнішній вигляд електронної плати (з двох сторін) кінцевого давача вологості, температури й освітлення системи «розумний будинок». Фірма TEKTELIC, м. Калгарі (Calgary, Canada)

Пристрій здатний живити 60-кіловатний трифазний двигун перемінного струму. При цьому максимально допустима напруга пристрою досягає 600 В, а максимальний вихідний струм – 600 А. Джерело може використовуватись в автомобільній промисловості і зберігає свої характеристики навіть при температурах до 200 °С. В джерелі використано шість елементів, реалізованих на SiC MOSFET-транзисторах. Компанія використала конденсатори власної розробки. При підвищенні температури до 225 °С ємність розроблених конденсаторів знижується лише на 10 %. Традиційні керамічні конденсатори в таких умовах втрачають понад 50 % своєї ємності.

Матеріал даного курсу базується на окремих розділах математики, фізики (розділ «Електрика і магнетизм»), теорії електричних кіл та на знанні компонентної бази електронних пристроїв.

Згідно з розподілом навчального навантаження проведення лекційних занять із дисципліни «Електроживлення» передбачено в одному потоці для студентів, які навчаються за різними освітніми програмами. Студенти, які здобувають освіту за освітньою програмою «Телекомунікації» не вивчали компонентну базу РЕА. В першу чергу саме для цих студентів в навчальний посібник уведено розділ 6. Проте він може бути

пізнавальним і для студентів, які навчаються за освітньою програмою «Радіотехніка». Пізнавальна сторона розділу 6 для таких студентів полягає в тому, що висвітлення теми компонентів і вузлів джерел електроживлення здійснене з урахуванням особливостей їх практичного застосування.

Один із додатків посібника присвячений так званим джерелам живлення з безтрансформаторним входом. Це важлива тема для студентів обох освітніх програм. Студенти освітньої програми «Радіотехніка» будуть вивчати цю тему поглиблено на старших курсах у рамках навчальної дисципліни «Модуляційні джерела живлення». Тому тема «Джерела живлення з безтрансформаторним входом» орієнтована на те, щоб дати базові знання студентам освітньої програми «Телекомунікації» та бути своєрідним вступом до навчальної дисципліни «Модуляційні джерела живлення» для студентів освітньої програми «Радіотехніка».

Знання, одержані студентами в рамках цього курсу, надалі знадобляться їм при вивченні спеціальних дисциплін у рамках освітніх програм «Телекомунікації», «Радіотехніка», «Кібербезпека» та при виконанні курсових і дипломних проєктів.

Автори виражають щире вдячність рецензентам за час, витрачений ними на ознайомлення з рецензованим навчальним посібником, а також за висловлені побажання та зауваження, які враховано в процесі підготовки посібника і, без сумніву, поліпшили його зміст.

1. Джерела електроживлення

1.1. Загальні відомості

Джерела електроживлення поділяють на два основні класи:

1. Первинні джерела, тобто джерела, які перетворюють енергію у будь-якій із відомих форм на електричну. В первинних перетворювачах енергія, наприклад, світлового випромінювання перетворюється на електричну. Варто також згадати кінетичну енергію води, вітру, теплову енергію або енергію хімічних реакцій.

2. Вторинні джерела забезпечують можливість зміни параметрів електричної енергії первинних джерел до необхідних при живленні того чи іншого пристрою. Тобто вторинні джерела як такі не є джерелами енергії, а лише пристроями узгодження, пристроями зміни того чи іншого параметра електричної енергії.

Як було зазначено у вступі, майже 50 % масо-габаритних характеристик того чи іншого пристрою пов'язано з джерелами живлення. Використання малопотужних аналогових і цифрових схем дозволяє значно знизити енергоємність пристроїв, однак вимоги до стабільності та надійності джерел живлення різко зростають.

Вторинні джерела живлення класифікують за такими ознаками:

- типом мережі живлення (тип первинного джерела енергії). Можуть бути однофазні, трифазні та джерела постійного струму (сонячні елементи, атомні елементи);
- за величиною напруги, яку потрібно забезпечити на навантаження (менше 100 В – низьковольтні, 100 В ÷ 1 кВ – середньої напруги, понад 1 кВ – високовольтні);
- за величиною потужності на навантаженні (менше 100 Вт – малопотужні, 100 Вт ÷ 1 кВт – середньої потужності, більше 1 кВт – високої потужності);
- за характером струму навантаження, при цьому розрізняють однофазні, трифазні та постійного струму;
- за стабільністю напруги на навантаженні, при цьому розрізняють стабілізовані і нестабілізовані.

Узагальнена структура схеми вторинного джерела живлення має вигляд, зображений на рис. 1.1. Внизу під відповідними елементами структурної схеми розміщено графіки часової залежності напруги на виході даного структурного елемента.

Блоки, розміщені у пунктирному прямокутнику, утворюють пристрій, який отримав назву «конвертор». По суті, це пристрій, який перетворює постійну напругу на постійну, але іншої полярності та величини. В сучасній літературі такі перетворювачі прийнято називати DC-DC перетворювачами.

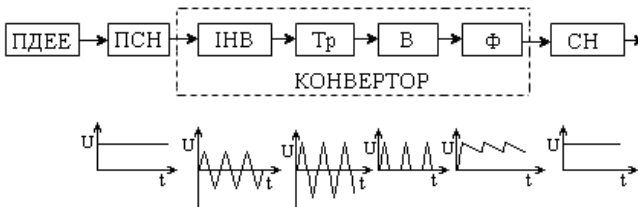


Рисунок 1.1 – Узагальнена структурна схема вторинного джерела живлення: ПДЕЕ – первинне джерело енергії; ПСН – попередній стабілізатор напруги; ІНВ – інвертор; Тр – трансформатор; В – випрямляч; Ф – фільтр; СН – стабілізатор напруги

Передавати електричну енергію від того чи іншого електрогенеруючого підприємства до споживача економічно та технічно вигідніше з використанням перемінного струму. Тому в більшості випадків вихідна напруга вторинного джерела живлення перемінна. В цьому разі відпадає потреба в інверторі – пристрої, який перетворює постійну напругу на перемінну. Проте трансформатор, як пристрій гальванічної розв'язки (полегшує виконання вимог техніки безпеки експлуатації радіоелектронного обладнання) і пристрій забезпечення заданого рівня перемінної напруги, використовується обов'язково. Для підвищення ефективності роботи попереднього стабілізатора напруги його часто реалізують за допомогою пристрою вольт-добавки (рис. 1.2).

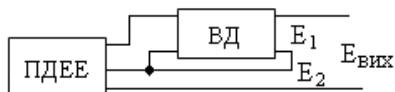


Рисунок 1.2 – Структурна схема пристрою вольт-добавки, де:
 U_1 – змінна частина вихідної напруги; U_2 – постійна частина
 вихідної напруги

Інвертор, трансформатор, випрямляч та фільтр, як зазначалось вище, утворюють конвертор. Він забезпечує перетворення постійної напруги на постійну (DC-DC перетворення). У тому разі, якщо живлення апаратури здійснюється від гальванічних елементів або акумуляторів, перетворення напруги до потрібного рівня можливе саме за допомогою DC-DC перетворювачів. Принцип роботи таких пристроїв полягає у перетворенні постійної напруги на перемінну. Як правило, частота перемінної напруги сягає від кількох десятків до сотень кілогерц. Перемінна напруга підвищується або знижується, а потім випрямляється і після фільтра подається на навантаження. Такі перетворювачі часто називають також імпульсними. Перевага DC-DC перетворювачів у високому ККД, в межах $70 \div 90$ %. До того ж вони ефективно працюють у широкому діапазоні вхідних напруг. При цьому вихідна напруга може бути як додатної, так і від'ємної полярності, а за величиною меншою і більшою за вхідну.

Джерела електроживлення мають такі основні параметри:

1. Внутрішній (вихідний) опір

$$R_{вих} = - \frac{\Delta U_{вих}}{\Delta I_{вих}}.$$

Знак мінус свідчить про те, що зниження вихідної напруги супроводжується зростанням вихідного струму і навпаки.

2. Навантажувальна характеристика, тобто залежність вихідної напруги від величини вихідного струму. Узагальнена навантажувальна характеристика ідеального (пунктирна лінія) та реального (суцільна лінія) джерел живлення зображена на рис. 1.3.

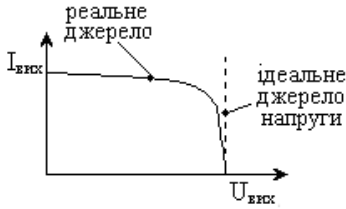


Рисунок 1.3 – Узагальнена навантажувальна характеристика джерела електричної енергії

Пунктирна лінія відповідає випадку ідеального джерела напруги, тобто такого джерела електричної енергії, яке у зовнішньому колі (на навантаженні) забезпечує постійну величину напруги при всіх можливих струмах навантаження. Така вимога може реалізуватися, якщо вихідний опір джерела електричної енергії буде рівний нулеві: $R_{вих} = 0$.

В загальному випадку, величина напруги на навантаженні (рис. 1.5)

$$U_H = \frac{E}{R_{вих} + R_H} \times R_H .$$

Вважатимемо, що величина вихідного опору реального джерела електричної енергії набагато менша за опір навантаження, тобто справедлива нерівність $R_{вих} \ll R_H$. При виконанні вказаної умови напруга на навантаженні не залежить від величини його опору

$$U_H \approx \frac{E}{R_H} \times R_H = E .$$

Тобто виконання нерівності $R_{вих} \ll R_H$, по суті, це умова, при якій реальне джерело електричної енергії можна вважати джерелом напруги.

Напруга на клеммах джерела живлення при скінченній величині опору навантаження, а отже, при протіканні струму певної величини в зовнішньому колі називають напругою навантаження U_H . Напруга за відсутності навантаження (струм в

зовнішньому колі дорівнює нулеві) називається напругою холостого ходу U_{xx} .

Для випадку ідеального джерела струму навантажувальна характеристика матиме вигляд, зображений на рис. 1.4.

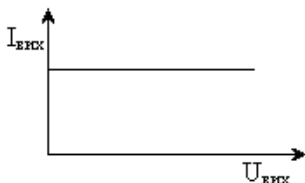


Рисунок 1.4 – Навантажувальна характеристика ідеального джерела струму

Отже, до ідеального джерела струму належить таке джерело електричної енергії, яке в зовнішньому колі забезпечує певну (фіксовану) величину струму при всіх можливих опорах навантаження і напругах у вихідному колі. Іншими словами, зміна струму в зовнішньому колі $\Delta I_{вих} = 0$ при якій завгодно великій зміні величини вихідної напруги $\Delta U_{вих}$.

Виконати дану умову можна, якщо вважати, що джерело електричної енергії характеризується безмежно великим внутрішнім опором. За визначенням

$$R_{вих} = - \frac{\Delta U_{вих}}{\Delta I_{вих}}.$$

Оскільки для джерела струму в даній формулі $\Delta I_{вих} = 0$, то величина вихідного опору

$$R_{вих} = - \frac{\Delta U_{вих}}{\Delta I_{вих}} \rightarrow \infty.$$

При цій умові величина струму не залежить від величини опору зовнішнього кола. В загальному випадку струм у зовнішньому колі (струм навантаження)

$$I_n = \frac{E}{R_n + R_{вих}}.$$

Якщо $R_{вих} \gg R_H$, то струм у зовнішньому колі не залежить від величини опору навантаження

$$I_H = \frac{E}{R_{вих}}$$

Таким чином умова $R_{вих} \gg R_H$ є умовою при виконанні якої реальне джерело електричної енергії можна віднести до джерела струму.

3. Величина вихідної потужності тобто потужності, яку ми можемо отримати на навантаженні. В загальному випадку величину потужності електричної енергії знаходять із виразу

$$P = U \cdot I = U^2 / R = I^2 \cdot R.$$

Еквівалентна схема (схема Тевеніна) джерела електричної енергії зображена на рис. 1.5.

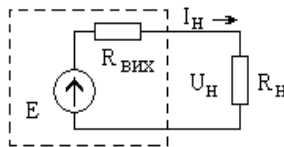


Рисунок 1.5 – Еквівалентна схема (схема Тевеніна) джерела електричної енергії

Потужність електричної енергії, яка виділяється на навантаженні, виразимо через параметри еквівалентної схеми (рис. 1.5)

$$P_H = \varphi(R_H) = \left(\frac{E}{R_{ВИХ} + R_H} \right)^2 \times R_H.$$

Вважатимемо, що в даній формулі величина внутрішнього опору джерела – постійна величина, а опір навантаження – перемінна. Для того, щоб з'ясувати, при якій величині опору навантаження на ньому буде розсіюватися найбільша величина електричної енергії, дослідимо на екстремум P_H як функцію величини опору навантаження. Для цього знайдемо першу похідну електричної енергії, розсіюваної на навантаженні, і, прирівнявши її до нуля, знайдемо точку екстремуму P_H

$$P'_n = E^2 \left(\frac{1}{(R_{вих} + R_n)^2} - \frac{2R_n}{(R_{вих} + R_n)^3} \right) = E^2 \frac{R_{вих} + R_n - 2R_n}{(R_{вих} + R_n)^3}$$

Отже, перша похідна електричної енергії на навантаженні як функції величини опору навантаження дорівнює

$$P'_n = E^2 \frac{R_{вих} - R_n}{(R_{вих} + R_n)^3}$$

Перша похідна дорівнює нулеві $P'_n = 0$ за умови, що внутрішній опір джерела електричної енергії рівний опору навантаження

$$R_{вих} = R_n$$

Друга похідна електричної енергії на навантаженні, як функція величини опору навантаження, менша від нуля (від'ємна). За знаком другої похідної робимо висновок, що точка екстремуму – це точка максимуму.

Внутрішній опір джерела електричної енергії, як і опір провідників, які з'єднують елементи схеми, відіграє важливу роль у практичних випадках, особливо в схемах, де протікають значні струми. Реальна величина такого струму, наприклад, у колах живлення стартера СТ-230 автомобіля КрАЗ-237 при номінальній потужності становить близько 300 А. При таких струмах навіть незначні паразитні опори, скажімо у вигляді окисної плівки на клеммах акумуляторної батареї, зумовлюють значні спади напруг. Відповідно до закону Ома напруга в електричному колі розподіляється пропорційно до опору його окремих ділянок. Саме тому автомобільний стартер як споживач електричної енергії не буде працювати, якщо паразитний опір в його електричному колі перевищуватиме 0,1 Ом. Величина спаду напруги на паразитному опорі такої величини при струмі 300 А становитиме

$$U_{нар} = 0,1 \times 300 = 30 \text{ В.}$$

Оскільки бортова напруга у цьому автомобілі тільки 24 В, то природно, що майже вся напруга буде падати на паразитному опорі. Для забезпечення малого спаду напруги на з'єднувальних провідниках системи запуску двигуна останні

повинні характеризуватися низьким опором, тобто виготовляться із металу з низьким питомим опором, і мати достатньо великий поперечний переріз. При струмі стартера 300 А діаметр мідного провідника довжиною до 1,5 м повинен бути не меншим за 6 мм, а при струмі 400 А – не меншим за 10 мм.

Контрольні запитання та завдання

1. Залежність величини потужності електричної енергії, розсіюваної на навантаженні від величини його опору описується виразом $P_H = (E/(R_{вих} + R_H))^2 \cdot R_H$, де $R_{вих}$ – вихідний опір джерела електричної енергії, R_H – опір навантаження, E – електрорушійна сила джерела електричної енергії. За якої умови на навантаженні забезпечується максимальна величина електричної потужності?

а) $R_H = R_{вих}$; б) $R_H > R_{вих}$; в) $R_{вих} = 0$; г) $R_H < R_{вих}$

2. Визначити величину вихідного (внутрішнього) опору джерела електричної енергії за умови, що його електрорушійна сила $E=14$ В. При струмі навантаження $I_H=100$ А спад напруги на ньому $U_H=12$ В.

а) 10 Ом; б) 2 Ом; в) 0,2 Ом; г) 0,02 Ом.

3. Чи можна джерело напруги, як один із різновидів джерела електричної енергії, перетворити на джерело струму? Відповідь на запитання формулювати з урахуванням того, що опір навантаження та внутрішній опір джерела живлення мають певну (фіксовану) величину.

а) так; б) ні; в) воно уже є джерелом струму; г) таке перетворення можливе лише за умови, якщо джерело електричної енергії – це джерело перемінної напруги.

4. Чи можна джерело струму, як один з різновидів джерела електричної енергії, перетворити на джерело напруги? Відповідь на запитання формулювати з урахуванням того, що опір навантаження та внутрішній опір джерела живлення мають певну (фіксовану) величину.

а) так; б) ні; в) воно уже є джерелом напруги; г) таке перетворення можливе лише за умови, якщо джерело електричної енергії – це джерело перемінного струму.

5. Радіоелектронні пристрої краще жити від джерела напруги чи від джерела струму? Варіанти відповідей:

- а) абсолютно немає значення;
- б) джерела струму;
- в) від обох джерел одночасно, але ввімкнених паралельно;
- г) джерела напруги.

6. В якому випадку джерело електричної енергії характеризується внутрішнім опором, значно більшим від опору навантаження $R_{вн} \gg R_n$?

- а) джерело напруги;
- б) така нерівність справедлива для всіх джерел живлення;
- в) джерело струму;
- г) така нерівність не має практичного застосування.

7. В якому випадку джерело електричної енергії характеризується внутрішнім опором, значно меншим від опору навантаження $R_{вн} \ll R_n$?

а) джерело напруги; б) джерело струму; в) така нерівність справедлива для всіх відомих джерел живлення; г) така нерівність не має практичного застосування.

8. Розрахувати величину опору мідного провідника діаметром 10мм довжиною 1570 м. Величина питомого опору міді $\rho = 1.75 \cdot 10^{-8} \text{ Ом} \cdot \text{м}$. Варіанти відповідей:

- а) 25 Ом; б) 46,8 Ом; в) 28,4 Ом; г) 0,35 Ом.

9. Які є методи вимірювання електричного опору?

- а) за допомогою мікрометра; б) за допомогою акселерометра;
- в) за допомогою вольтметра і амперметра;
- г) занурюванням в рідину високої густини (ртуть).

10. Внутрішній опір джерела електричної енергії можна виміряти:

- а) за допомогою мікрометра;
- б) за допомогою вольтметра і резистора відомого опору;
- в) зважуванням;
- г) за допомогою омметра.

11. Джерело напруги використовується як джерело живлення, якщо:

- а) навантаження має лінійну ВАХ;
- б) при низьких потужностях на навантаженні;
- в) навантаження має нелінійну ВАХ;
- г) від цього джерела необхідно заживити кілька пристроїв.

12. Джерело струму можна використовувати як джерело живлення, якщо:

- а) від цього джерела живитиметься лише один пристрій;
- б) навантаження має лінійну ВАХ;
- в) навантаження має нелінійну ВАХ;
- г) при великих потужностях на навантаженні.

13. Відомо, що електрорушійна сила джерела електричної енергії 140 В, а його внутрішній опір 4 Ом. Величина струму в зовнішньому колі 5А. Визначити величину опору навантаження.

Варіанти відповідей:

- а) 14 Ом; б) 8 Ом; в) 40 Ом; г) 24 Ом.

14. Внутрішній (вихідний) опір джерела електричної енергії можна визначити за формулою:

- а) $R_{вих} = \Delta U_{вх} / \Delta I_{вх}$;
- б) $R_{вих} = \Delta U_{вих} / \Delta I_{вих}$;
- в) $R_{вих} = -\Delta U_{вих} / \Delta I_{вих}$;
- г) $R_{вих} = \Delta I_{вих} / \Delta U_{вих}$.

15. Величина внутрішнього опору джерела живлення дорівнює 2 Ом. Знайти електрорушійну силу цього джерела живлення, якщо відомо, що при опорі навантаження 50 Ом через нього протікає струм 500 мА:

- а) 15 В; б) 24 В; в) 12 В; г) 26 В.

16. Первинне джерело електроживлення – це таке джерело електричної енергії, в якому:

- а) той чи інший вид енергії перетворюється на електричну;
- б) змінюється той чи інший параметр електричної енергії;
- в) величина струму в зовнішньому колі змінюється пропорційно до величини опору навантаження;
- г) величина напруги на зовнішніх клеммах (затискачах) не змінюється при дії дестабілізуючих факторів.

17. Вторинне джерело електроживлення – це таке джерело електричної енергії, в якому:

- а) той чи інший вид енергії перетворюється на електричну;
- б) змінюється той чи інший параметр електричної енергії;
- в) величина струму в зовнішньому колі змінюється пропорційно до величини опору навантаження;

г) величина напруги на зовнішніх клеммах (затискачах) не змінюється при дії дестабілізуючих факторів.

18. Знайти точку екстремуму електричної потужності на навантаженні як функції опору навантаження, отримавши першу та другу похідні потужності

$$P_H = \varphi(R_H) = (E/(R_{вих} + R_H))^2 \cdot R_H \cdot$$

19. До джерела електричної енергії по черзі під'єднуються резистори відомої величини опору R_1 та R_2 та вимірюються спади напруги на цих резисторах відповідно U_1 та U_2 . Формула знаходження величини внутрішнього (вихідного) опору джерела r за цими даними має вигляд:

а) $r = R_1 \cdot R_2 (U_2 - U_1) / (U_1 \cdot R_2 - U_2 R_1)$;

б) $r = R_1 \cdot R_2 (U_1 + U_2) / (U_1 \cdot R_2 - U_2)$;

в) $r = R_1 \cdot (U_1 + U_2) / (U_1 \cdot R_2 - U_2 R_1)$;

г) $r = R_1 \cdot R_2 (U_1 + U_2) / (U_1 - U_2 R_1)$.

20. Електрична енергія потужністю 200 МВт (на стороні споживача) передається від Новодністровська до Чернівців (відстань 150 км) при напрузі 300 кВ трьома алюмінієвими дротами діаметром 20 мм. Розрахувати величину втрат електроенергії на лінії електропередач.

а) 1кВт; б) 256 кВт; в) 612 кВт; г) 245 Вт.

21. Який діаметр повинні мати провідники лінії електропередач, описані в задачі №20, якщо передача енергії відбувається при напрузі 200 В. Взяти до уваги, що величина втрат електричної енергії на лінії електропередач повинна залишитися такою ж, як і під час передачі енергії при 300 кВ. При кімнатній температурі величина питомого опору алюмінію $2,65 \times 10^{-8}$ Ом×м.

а) діаметр = 1,5 см;

б) діаметр = 95,7 см;

в) діаметр = 75 см;

г) діаметр = 25 см.

2. Випрямлячі

2.1. Однотактні та двотактні випрямлячі мережевої напруги

Випрямлення перемінної напруги може відбуватися за умови, коли вольт-амперна характеристика елемента, який випрямляє, – це парна функція напруги. Наприклад, $I = K \times |U|$, $I = U^2$ тощо. Випрямлення неможливе, якщо струм – непарна функція напруги. Наприклад, $I = K \times U$, $I = U^3$ тощо.

Довільну функцію можна представити як сукупність парної та непарної функцій:

$$F(x) = \varphi_n(x) + Y_{nn}(x).$$

При зміні знака аргументу на протилежний отримаємо

$$F(-x) = \varphi_n(x) - Y_{nn}(x).$$

Додамо одне рівняння до іншого:

$$(F(x) + F(-x)) = 2\varphi_n(x).$$

Отже,

$$1/2 (F(x) + F(-x)) = \varphi_n(x).$$

Віднявши від першого рівняння друге, матимемо

$$F(x) - F(-x) = 2Y_{nn}(x).$$

Тобто

$$1/2 (F(x) - F(-x)) = Y_{nn}(x).$$

Спрощена вольт-амперна характеристика (ВАХ) діода (рис. 2.1,а) може бути представлена як сукупність характеристик, одна з яких непарна (рис. 2.1, б), а інша – парна функція (рис. 2.1, в) напруги.

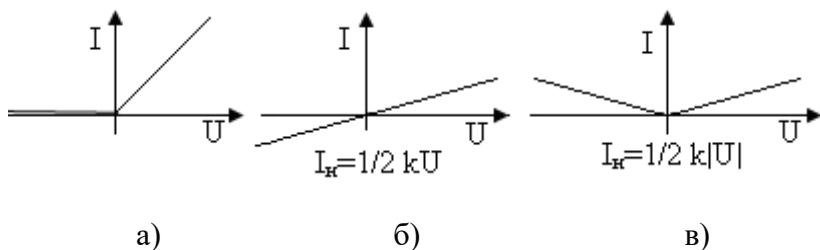


Рисунок 2.1 – Спрощена вольт-амперна характеристика діода (а) та непарна (б) і парні (в) її складові

Узагальнена ВАХ діода, зображена на рис 2.1, а, в аналітичному вигляді описується такими виразами:

$$I = kU, \text{ якщо } U > 0 \text{ і струм } I = 0, \text{ якщо } U \leq 0.$$

Для непарної частини ВАХ діода (рис. 2.1, б) зміна полярності напруги зумовлює зміну напрямку протікання струму. Водночас для парної частини ВАХ діода характерне однонаправлене протікання струму незалежно від полярності прикладеної напруги (рис. 2.1, в).

Схема найпростішого випрямляча містить один елемент, який випрямляє (наприклад напівпровідниковий діод – див. рис. 2.2).

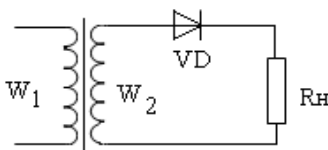


Рисунок 2.2 – Електрична схема однопівперіодного випрямляча

Число фаз випрямлення m схеми, зображеної на рис. 2.2, дорівнює одиниці. Число фаз випрямлення – величина, яка дорівнює кількості імпульсів випрямленого струму, що протікають через опір навантаження за один період мережевої напруги.

У більшості випадків вважають, що випрямляючий елемент (діод) має ідеальну вольт-амперну характеристику (рис. 2.3, а). Тобто в оберненому напрямку діод

характеризується безмежно великим опором, а в прямому – його опір нульовий. У разі, якщо величина прикладеної до діода прямої напруги невелика, то необхідно врахувати наявність порогової (мінімальної) напруги, характерної для даного діода напруги, з якої він почне відкриватись (рис. 2.3, б). Абсолютне значення величини порогової напруги залежить від технологічних факторів, але найбільше – від виду напівпровідникового матеріалу, з якого виготовляють діод. Для германієвих діодів порогова напруга становить $0,4 \div 0,5$ В, а для кремнієвих – величина цієї $0,8 \div 1,2$ В.

Залежно від виду напівпровідникового матеріалу, з якого виготовлено діод, змінюються і величини параметрів інших елементів його еквівалентної схеми. Якщо порівняти, наприклад, величину опору діода, ввімкненого в оберненому напрямку (рис. 2.3, в) $R_{об}$, то для кремнієвого діода цей резистор характеризується опором порядку $1 \div 10$ МОм. Для германієвого діода обернений опір його еквівалентної схеми не перевищує $10 \div 100$ кОм. Аналогічна ситуація і з величиною прямого опору $R_{пр}$ еквівалентної схеми діода. Для кремнієвих діодів опір цього резистора значно більший за опір $R_{пр}$ германієвого діода. Наприклад, для кремнієвих сплавних діодів величина $R_{пр} \sim 10$ Ом, а для таких же сплавних германієвих діодів – одиниці ом.

Конденсатор C_d еквівалентної схеми діода (рис. 2.3, в) на частотах мережевої напруги 50 Гц не проявляється, оскільки його величина, наприклад, для випрямляючого силового діода середньої потужності вимірюється сотнями пікофарад і навіть одиницями нанофарад. При використанні діода для випрямлення перемінної напруги вищої частоти (десятки кілогерц і вищої) необхідно враховувати шунтуючий вплив конденсатора C_d .

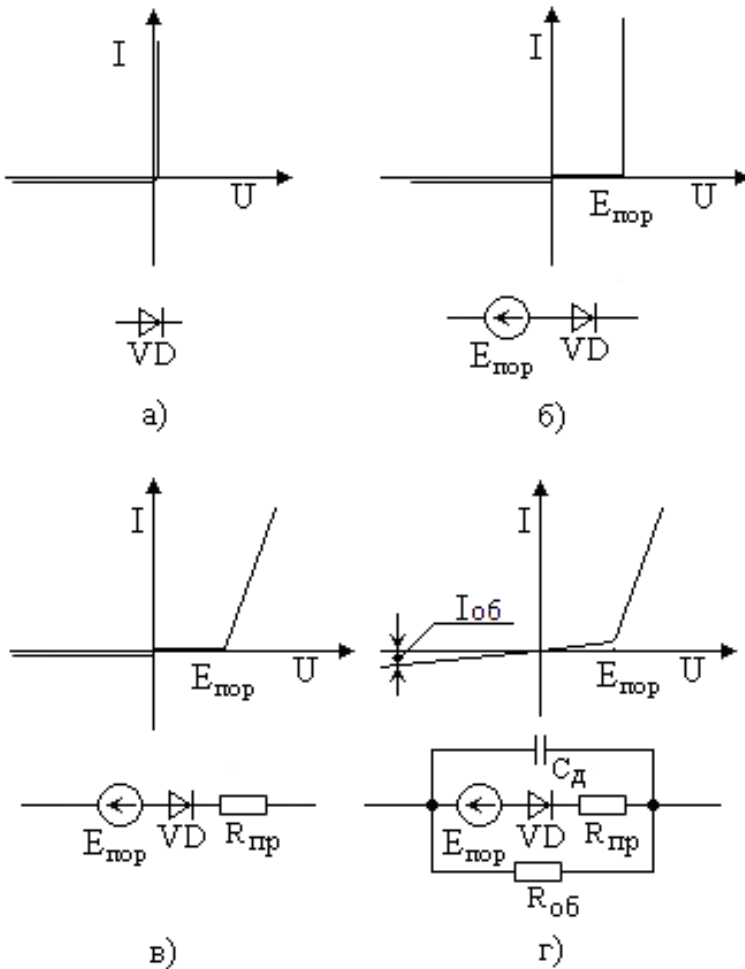


Рисунок 2.3 – Зміна вигляду вольт-амперної характеристики діода з наближенням його еквівалентної схеми до реального діода:

- а* – ідеальний;
- б* – діод із джерелом порогової напруги;
- в* – діод із джерелом порогової напруги та резистором, який відображає опір діода в прямому напрямку;
- г* – еквівалентна схема, найближча за виглядом вольт-амперної характеристики до реального діода

Схему однопівперіодного випрямляча, зображену на рис. 2.2, доцільно використовувати при потужностях на навантаженні не більше кількох ват.

Від'ємна півхвиля напруги вторинної обмотки трансформатора на рис. 2.4 проведена пунктирною лінією, оскільки протягом цього півперіоду перемінної напруги діод зміщений в оберненому напрямку. Опір діода в оберненому напрямку значно більший від опору навантаження. Тому спад напруги на діоді в цьому випадку буде значно більший від спаду напруги на навантаженні.

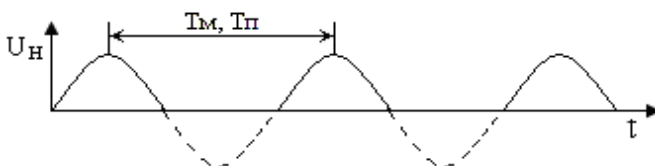


Рисунок 2.4 – Осцилограма вихідної напруги однопівперіодного випрямляча за умови, якщо використано ідеальний діод.

На рисунку T_m – період мережевої напруги, а T_p – період пульсацій випрямленої напруги

До основних недоліків схеми однопівперіодного випрямляча належать:

1. Значна величина пульсації випрямленої напруги.
2. Низька частота пульсацій основної гармоніки випрямленої напруги. Період коливань напруги мережі T_m та період пульсацій основної гармоніки випрямленої напруги T_p в даному випадку рівні $T_m = T_p$ (рис. 2.4.). Основна гармоніка пульсацій випрямленої напруги – це гармонійна складова, яка характеризується найбільшою амплітудою і тому вона визначає частоту (період) пульсацій випрямленої напруги.
3. При гармонічній або близькій до неї формі мережевої напруги обернена напруга, яка прикладається до діода, в 3,14 рази більша від постійної напруги на опорі навантаження

$$U_{об\ \partial} = 3,14 \cdot U_0,$$

де U_0 – постійна складова випрямленої напруги.

4. Максимальна величина струму, який протікає через діод

$$I_{\text{д max}} = 1,57 \cdot I_0,$$

де I_0 – постійна складова випрямленого струму.

5. Вторинною обмоткою трансформатора в одному напрямку протікає постійна складова випрямленого струму. Це призводить до залишкового намагнічування осердя, що, знижує індуктивність трансформатора, а значить спричинює зростання струму холостого ходу. Зростання струму холостого ходу знижує величину коефіцієнта корисної дії трансформатора.

Основні недоліки однопівперіодного випрямляча можна усунути використанням двофазної одноконтурної схеми, зображеної на рис. 2.5.

Для схеми випрямляча, наведеної на рис. 2.5, а, величина оберненої напруги, що прикладається до діода, залишається, як і попередньому випадку, достатньо високою щодо постійної складової випрямленої напруги

$$U_{\text{об д}} = 3,14 \cdot U_0.$$

Водночас величина максимального струму діода менша в два рази порівняно з попереднім випадком однопівперіодного випрямляча

$$I_{\text{д max}} = 0,78 \cdot I_0.$$

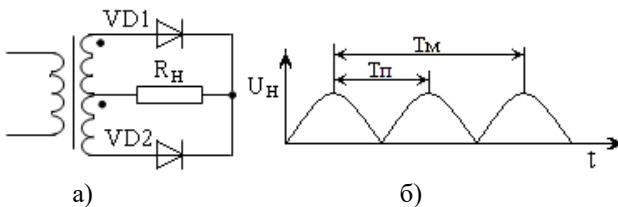


Рисунок 2.5 – Двопівперіодний випрямляч зі середньою точкою вторинної обмотки трансформатора: а – схема електрична принципова; б – осцилограма напруги на навантаженні. На рисунку T_m – період мережевої напруги, а T_p – період пульсацій випрямленої напруги

Число фаз випрямлення двопівперіодного випрямляча m дорівнює двом, оскільки за один період мережевої напруги через навантаження протікає два імпульси випрямленого струму.

Випрямляч перетворює перемінну напругу на пульсуючу напругу тої чи іншої полярності. В кінцевому результаті випрямляч тим ефективніший, чим менша величина пульсацій випрямленої напруги. Скориставшись таким параметром як коефіцієнтом пульсацій випрямленої напруги, можна кількісно оцінити ефективність випрямляча за величиною пульсацій випрямленої напруги. В загальному випадку величина коефіцієнта пульсації k -ї гармоніки випрямленої напруги може бути знайдена за формулою

$$K_{nk} = \frac{U_k}{U_0},$$

де U_k – амплітуда k -ї гармоніки випрямленої напруги, U_0 – постійна складова випрямленої напруги.

При числі фаз випрямлення $m \geq 2$ величину коефіцієнта пульсації k -ї гармоніки випрямленої напруги можна розрахувати за формулою

$$K_{nk} = \frac{2}{(km)^2 - 1}.$$

Схему двопівперіодного випрямляча, зображену на рис. 2.5, *a*, раціонально використовувати при потужності на навантаженні до 50 Вт.

До основних недоліків схеми на рис. 2.5, *a* належать:

1. Значна величина оберненої напруги, прикладеної до діода.
2. Конструктивно складніший трансформатор. Його вторинна обмотка містить дві однакові послідовно з'єднані обмотки.

Як правило, для забезпечення симетрії двох половин вторинної обмотки, її мотають двома дротами.

Для випрямлення перемінної напруги трифазних систем електроживлення, в найпростішому випадку, використовують трифазну однотактну схему випрямляча, зображену на

рис. 2.6, а. Порівняно з іншими системами електроживлення середня величина потужності трифазної системи електроживлення мало змінюється з часом.

У схемі рис. 2.6, а первинні обмотки трансформатора ввімкнено трикутником (Δ). Вторинні обмотки ввімкнено зіркою (Y). Спосіб увімкнення обмоток залежить від їх робочої напруги та напруги в мережі. При виборі схеми увімкнення обмоток трансформатора керуються принципом, що до кожної з обмоток може прикладатися напруга, узгоджена з величиною її робочої напруги.

Трифазні системи електроживлення характеризуються двома значеннями напруги: лінійною та фазною. Під фазною розуміють напругу між фазним і загальним (нульовим) провідником. Лінійна напруга – це напруга між двома з трьох фазних провідників. У разі багатофазних, зокрема трифазних систем електроживлення частота коливань усіх фазних напруг однакова і становить 50 Гц. Співвідношення між лінійною та фазною напругами описується формулою

$$U_l = U_\phi \cdot \sqrt{3}.$$

Отже, при фазній напрузі 127 В величина лінійної напруги буде 220 В. Якщо ж величина фазної напруги 220 В, то лінійна напруга становитиме 380 В.

Асиметрія лінійної напруги трифазної мережі не повинна перевищувати 5 %. У разі однофазних систем електроживлення пропадання мережевої напруги відразу призведе до припинення роботи пристроїв, що живляться від неї. Пропадання однієї з фазних напруг у трифазних системах живлення призведе тільки до зміни потужнісних характеристик пристроїв, які живляться від цієї мережі. Тому дуже важливо мати пристрій сигналізації пропадання фази, тобто напруги тої чи іншої фази. На рис. 2.6, б зображена схема давача пропадання фази. Напруга на котушці L герконового реле майже рівна нулеві, якщо є напруга всіх трьох фаз. Пропадання однієї із фаз призводить до формування на конденсаторі, а отже, і на обмотці L герконового реле напруги. Поява напруги призводить до

замикання контактів герконового реле. Замикання контактів реле замкне коло живлення звукової або світлової сигналізації.

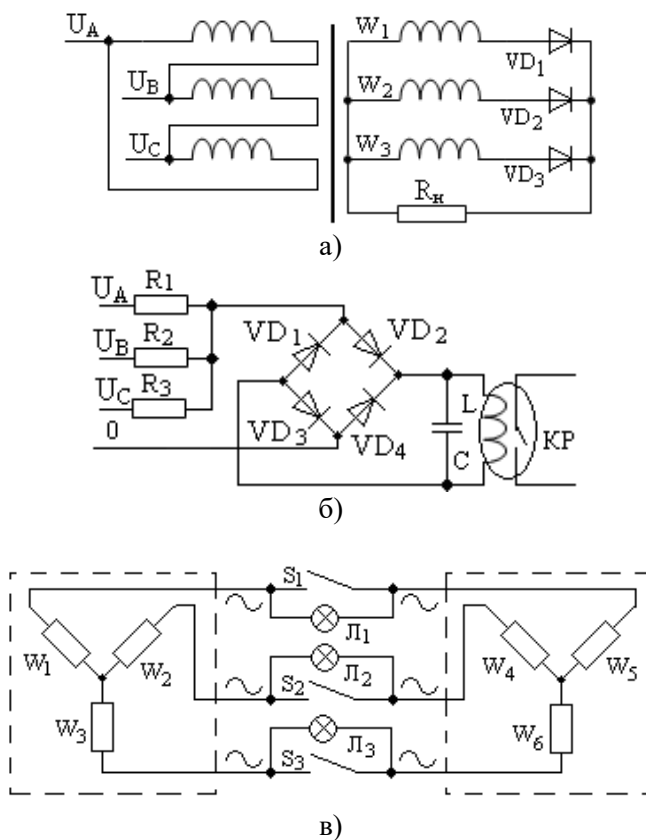


Рисунок 2.6 – Випрямляч трифазної напруги: а) електрична схема трифазного однотактного випрямляча (первинні обмотки ввімкнені трикутником, а вторинні – зірочкою); б) схема давачаа пропадаання напруги фази; в) схема індикації синхронізованості двох джерел трифазної напруги (двох енергетичних систем)

На рис. 2.6, в зображено схему індикації синхронізованості двох джерел трифазної напруги (двох енергетичних систем). В даному разі синхронізованість двох джерел перемінної напруги (двох енергетичних систем) передбачає виконання двох умов, а

саме умови рівності напруг та нульову різницю фаз між комутованими (з'єднаними) лініями електропередачі. На рис. 2.6, в прямокутниками $W_1, W_2,$ та W_3 відображено обмотки генератора першої енергетичної системи, а W_4, W_5 та W_6 – це відповідно обмотки генератора другої енергетичної системи. Вимикачі S_1, S_2 та S_3 можна замкнути тоді і тільки тоді, коли лампочки L_1, L_2 та L_3 погаснуть. Саме в цьому разі фази коливань напруг лівої та правої енергетичних систем будуть рівні. Природно, що величини амплітуд напруг обох систем у межах допустимої помилки повинні бути однакові.

Трифазна система електроживлення запроваджена у 1891 році М. О. Долю-Добровольським. Така система передбачає наявність трьох джерел ЕРС однакової частоти ω та амплітуди E_0 , які описуються рівняннями виду

$$E_A = E_0 \sin \omega \cdot t ,$$

$$E_B = E_0 \sin(\omega \cdot t - 120^\circ) ,$$

$$E_C = E_0 \sin(\omega \cdot t - 240^\circ) .$$

Легко помітити, що ЕРС відрізняються постійною різницею фаз одна відносно іншої, рівною 120° , тобто $\Delta \varphi_{AB} = 120^\circ, \Delta \varphi_{BC} = 120^\circ$, водночас $\Delta \varphi_{AC} = 240^\circ$ (рис. 2.7, а).

При трифазній системі електроживлення відносно просто реалізується можливість створення обертового магнітного поля, тобто поля, результуючий вектор напруженості якого обертається навколо осі симетрії. При цьому достатньо на три рамки (котушки), повернутих одна від одної навколо їх осі симетрії на кут 120° , подати відповідні фазні напруги рис. 2.7, б. Для визначення напрямку магнітного поля скористаємося правилом буравчика: якщо буравчик з правою різьбою обертати навколо його осі обертання в напрямку «закручування» і такий поступальний рух буравчика збігається з напрямком протікання струму в провіднику, то кінці рукоятки буравчика будуть вказувати на напрям магнітного поля. При визначенні напрямку магнітного поля рамок треба враховувати їх початок і кінець, а також напрям та величину струму рамки.

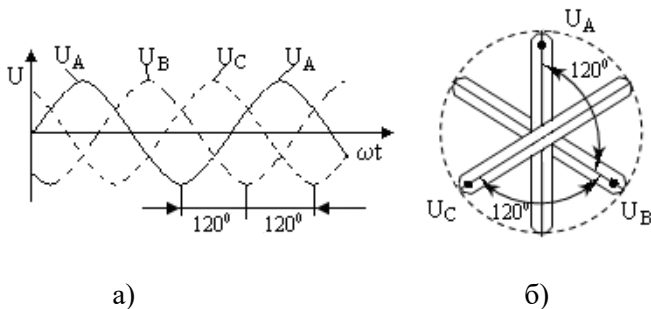


Рисунок 2.7 – Трифазна система електроживлення: а – графіки напруги трифазної системи живлення, зображені в одній системі координат; б – формування обертового магнітного поля за допомогою рамок, повернутих відносно осі симетрії на 120° (на рисунку зображено рамки з торця вздовж осі симетрії)

Визначивши за описаним алгоритмом напрямки магнітного поля рамок, отримаємо три просторові магнітні поля, повернуті одне відносно іншого так само, як і рамки, на кут 120° . Перемінні магнітні поля, сформовані трьома рамками з поданими на них напругами, описуються тими ж формулами, що і ЕРС трифазних напруг, тому характеризуються тією ж різницею фаз

$$H_A = H_0 \sin \omega \cdot t,$$

$$H_B = H_0 \sin(\omega \cdot t - 120^\circ),$$

$$H_C = H_0 \sin(\omega \cdot t - 240^\circ).$$

Результуюче магнітне поле, як сума векторів напруженості магнітних полів кожної з рамок, буде обертатися навколо осі симетрії рамок із кутовою швидкістю ω . Величина результуючого магнітного поля буде досить постійна за величиною і рівна $H = H_0 \cdot 3/2$. Змінити напрям обертання результуючого магнітного поля можна, помінявши місцями два сусідні фазні провідники.

Створення такого обертового магнітного поля відкрило можливість практичної реалізації технологічних

електродвигунів із короткозамкненим ротором. Електродвигуни такого виду мають вищі масо-габаритні характеристики порівняно з, наприклад, колекторними електродвигунами. Проте вони простіші у виготовленні, а отже, дешевші. Окрім того, електродвигуни з короткозамкненим ротором характеризуються вищою надійністю та більшим ресурсом роботи.

Отримати обертове магнітне поле можна і у разі двофазних систем, у яких різниця фаз між двома ЕРС буде 90° .

$$E_A = E_0 \sin \omega \cdot t ,$$
$$E_B = E_0 \sin(\omega \cdot t - 90^\circ) .$$

Тобто ЕРС відрізняються постійною різницею фаз одна відносно іншої – 90° . Результируюче магнітне поле в двофазних системах електроживлення, як сума векторів напруженості магнітних полів двох рамок повернутих одна відносно одної на кут 90° також буде обертатися навколо осі симетрії рамок із кутовою швидкістю ω . Величина результируючого магнітного поля в цьому разі дорівнюватиме $H = H_0$.

В принципі можуть існувати системи з довільним числом фаз перемінних ЕРС. Проте практичне застосування знайшли саме трифазні системи.

Трифазні однофазні випрямлячі не набули практичного застосування, оскільки характеризуються низьким співвідношенням параметрів випрямленої напруги до вартості (складності) схеми випрямляча. До того ж, протікання пульсуючого випрямленого струму по вторинних обмотках трансформатора тільки в одному напрямку зумовлює формування залишкової намагніченості осердя трансформатора, що призводить до зростання струму його холостого ходу.

У разі однофазних систем електроживлення, при потужності на навантаженні до 500 Вт, широкого застосування набули схеми мостових випрямлячів мережевої напруги. На рис. 2.8 зображено схему електричну принципову мостового випрямляча перемінної напруги та осцилограми напруги на навантаженні.

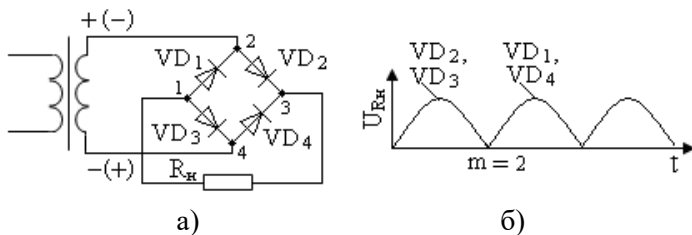


Рисунок 2.8 – Мостовий випрямляч: а – схема електрична принципова; б – осцилограма напруги на навантаженні

Домовимось, що миттєвий розподіл полярності напруги на вторинній обмотці трансформатора в перший і другий півперіод мережевої напруги відповідно відображено знаками +, – без дужок та +, – в дужках. В перший півперіод верхній вивід вторинної обмотки трансформатора матиме більш високий потенціал. При такій полярності напруги на вторинній обмотці для діодів VD_2, VD_3 вона буде напругою прямого зміщення, а для VD_4, VD_1 – оберненого. Отже, в перший півперіод напруги вторинної обмотки трансформатора випрямлений струм протікає через елементи VD_2, R_n, VD_3 , а в другий – через VD_4, R_n, VD_1 . Важливо, що протягом обох півперіодів напрям протікання випрямленого струму через навантаження не змінюється.

Основна гармоніка пульсацій випрямленої напруги має частоту в два рази вищу від частоти мережі. Величина оберненої напруги, прикладеної до діодів, в 1,57 разу більша від постійної складової на R_n .

$$U_{об\ \partial} = 1,57 \cdot U_0.$$

Максимальна величина струму, який протікає через діоди, становить 0,78 від величини постійної складової випрямленого струму

$$I_{\partial\ \max} = 0,78 \cdot I_0.$$

Основний недолік схеми мостового випрямляча – велика кількість діодів, увімкнених послідовно з навантаженням. Цей недолік проявляється при малих величинах випрямленої напруги та великих струмах навантаження. В цьому разі

потрібно враховувати спад напруги на двох зміщених в прямому напрямку діодах.

Якщо трансформатор мостового випрямляча має середню точку, то дана схема забезпечує можливість отримання двох випрямлених однакових за величиною, але протилежних за полярністю напруг. При цьому один із опорів навантаження приєднують до вузла 1 (рис. 2.8), тобто до анодів VD_1 , VD_3 та середньої точки вторинної обмотки трансформатора, а інший – до вузла 3, а отже, катодів VD_2 , VD_4 та середньої точки трансформатора.

На рис. 2.9 зображена схема електрична принципова отримання напруг $-U_1$ та $+U_2$, рівних за величиною, але різних за полярністю. В схемі використано спрощене умовне графічне позначення мостового випрямляча. Дане позначення відображає те, що напрям увімкнення діодів між вузлами 1, 2, 3 та 1, 4, 3 не змінюється (див. рис. 2.8), тому замість чотирьох діодів між вузлами 1, 3 зображають один діод, увімкнений у відповідному напрямку.

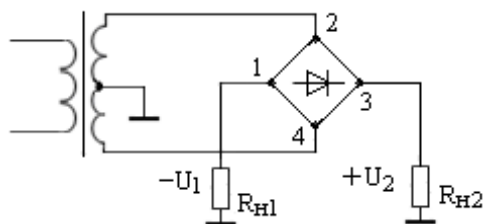


Рисунок 2.9 – Схема електрична принципова отримання рівних за величиною напруг $-U_1$ та $+U_2$ різної полярності

Теоретично існує можливість, використовуючи мостові випрямлячі, забезпечувати на навантаженні потужність електричної енергії понад 500 Вт. Однак необхідно враховувати, що однофазні системи електроживлення в кінцевому результаті формуються з трифазних. Перевантаження однієї з фаз призводить до порушення симетрії лінійної напруги трифазної мережі. Тому при величинах потужності на навантаженні, більших 1кВт, доцільно використовувати трифазні випрямлячі. На рис. 2.10 зображено схему електричну принципову

трифазного мостового випрямляча. Така схема має ще іншу назву – схема Ларіонова, яка пов’язана з іменем її винахідника.

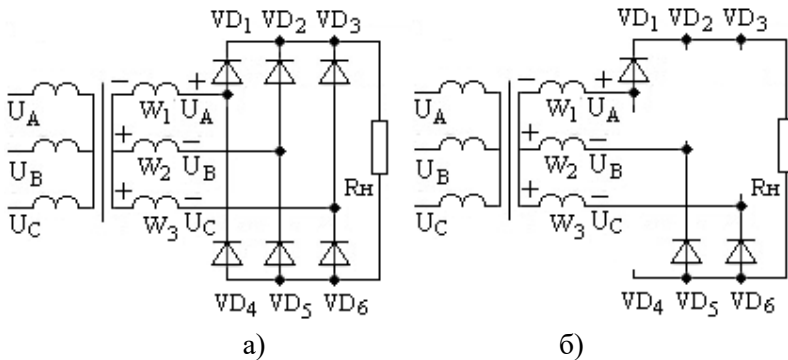


Рисунок 2.10 – Схема електрична принципова трифазного мостового випрямляча (схема Ларіонова): а) миттєвий розподіл полярності напруг на вторинних обмотках трансформатора в момент t_1 рис. 2.11; б) зі схеми вилучено діоди, які не беруть участі у формуванні випрямленої напруги в момент часу t_1

На рис. 2.10 зображено розподіл полярності напруг на вторинних обмотках трансформатора для моменту часу t_1 (рис. 2.11). У цей момент найбільшу додатну напругу відносно спільної точки з’єднання вторинних обмоток трансформатора спостерігаємо у фазі А (U_A), при цьому найбільший випрямлений струм буде протікати через діод VD_1 . Менший струм протікатиме через кожен із діодів VD_5 та VD_6 , оскільки катоди цих діодів мають однаково низький (від’ємний) потенціал. В момент часу t_2 найбільшу від’ємну напругу спостерігаємо у фазі С (U_C), при цьому найбільший випрямлений струм буде протікати через діод VD_6 . Менший струм протікатиме через кожен із діодів VD_1 та VD_2 , оскільки аноди цих діодів (див. рис. 2.10) мають однаковий додатний, але не високий потенціал. За описаним алгоритмом буде формуватися напруга в наступні моменти часу.

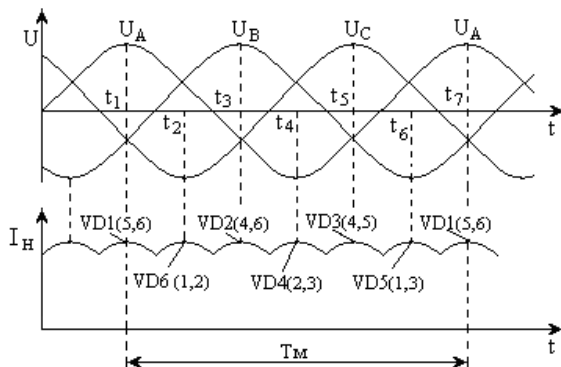


Рисунок 2.11. – Осцилограми трифазної напруги та імпульсів струму навантаження, які формуються відповідними діодами випрямляча. На осцилограмах струму навантаження вказано діоди, що забезпечують основний внесок у випрямлений струм в той чи інший момент часу. Цифри в дужках відповідають номерам діодів, струм яких менший від струму основного діода, позначеного як діод з відповідним номером

З рис. 2.11 зрозуміло, що за один період мережевої напруги через навантаження буде протікати шість імпульсів струму випрямленої напруги. Отже, в цій схемі число фаз випрямлення дорівнює $m = 6$. Частота пульсацій основної гармоніки випрямленої напруги в шість разів вища від частоти мережі 50 Гц, отже, дорівнює 300 Гц. Обернена напруга, прикладена до випрямляючих діодів, має майже ту ж величину, що і постійна складова випрямленої напруги

$$U_{об\ д} = 1,05 \cdot U_0.$$

Максимальна величина струму, який протікає через випрямляючі діоди, в два рази менша від постійної складової струму навантаження

$$I_{\delta\ max} = 0,58 \cdot I_0.$$

Основний недолік трифазного мостового випрямляча – необхідність використання значної кількості випрямляючих діодів та складний трансформатор (три первинні та три вторинні обмотки).

2.2. Випрямлячі із множенням випрямленої напруги

Зі зростанням напруги на опорі навантаження зростають вимоги до величини напруги пробую електроізоляційних матеріалів, використовуваних у трансформаторі, а також до обернених напруг використовуваних діодів. Якщо на опорі навантаження необхідно забезпечити високу напругу невеликої потужності, тобто у випадку малих струмів навантаження, раціонально використати схему випрямлення з помноженням випрямленої напруги.

Найпростіша схема подвоєння випрямленої напруги – схема Латура, зображена на рис. 2.12.

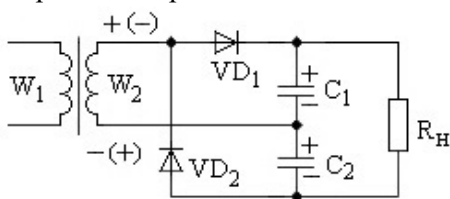


Рисунок 2.12 – Електрична схема випрямляча із подвоєнням випрямленої напруги. Миттєвий розподіл полярності напруги вторинної обмотки трансформатора в перший (без дужок) та другий півперіод мережевої напруги (в дужках)

Вважатимемо, що в перший півперіод напруги вторинної обмотки трансформатора через відкритий діод VD_1 відбувається зарядження конденсатора C_1 до амплітудного значення напруги вторинної обмотки $U_{C1}=U_{2m}$. Фактично напруга, до якої зарядиться конденсатор, буде меншою від амплітудного значення напруги вторинної обмотки трансформатора на величину спаду напруги на прямо зміщеному діоді VD_1 . Величина останньої відносно мала, тому при аналізі роботи усіх подальших схем випрямлячів із помноженням випрямленої напруги нею будемо нехтувати.

В наступний півперіод мережевої напруги полярність напруги вторинної обмотки трансформатора змінилася на протилежну. Через відкритий в даному випадку діод VD_2 відбувається зарядження конденсатора C_2 . Як і в попередньому випадку, конденсатор зарядиться до амплітудного значення

напруги вторинної обмотки трансформатора, отже, $U_{C2}=U_{2m}$. В результаті на опорі навантаження ми отримуємо напругу величиною $U_{Rn}=U_{C1}+U_{C2}$.

Відомо, що добуток $R \cdot C$ має розмірність часу і характеризує швидкість процесу заряджання та розряджання конденсатора, і чим більший добуток, то тим повільніше відбуваються ці процеси. Схема випрямляча з подвоєнням випрямленої напруги буде забезпечувати саме подвійну величину випрямленої напруги за умови, що процес розряджання конденсатора через навантаження відбувається значно повільніше, ніж процес його заряджання, тобто

$$\tau_{розр.} \gg \tau_{заряд.}$$

Тільки в цьому разі результуюча величина напруги на навантаженні буде дорівнювати

$$U_{Rn}=U_{2m}+U_{2m}=2U_{2m},$$

де U_{2m} – амплітудне значення напруги на вторинній обмотці трансформатора W_2 .

Якщо на навантаженні необхідно забезпечити більшу величину випрямленої напруги, то використовують схеми з помноженням випрямленої напруги. Такі схеми забезпечують коефіцієнт множення випрямленої напруги більше двох. Широкого застосування набули так звані несиметричні схеми помноження випрямленої напруги I та II роду (рис. 2.13. а, б).

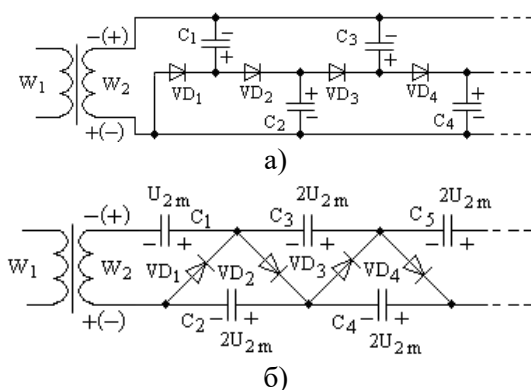


Рисунок 2.13 – Несиметричні схеми випрямлячів з помноженням випрямленої напруги: а – I роду; б – II роду

Вважатимемо, що в початковий момент часу всі конденсатори схеми (рис. 2.13, *a*) помноження випрямленої напруги I роду не заряджені. Коли миттєвий розподіл полярності напруги вторинної обмотки трансформатора відповідає зображеному на рисунку без дужок, відбувається заряджання конденсатора C_1 через діод VD_1 . Якщо знехтувати малою величиною спаду напруги на зміщеному в прямому напрямку діоді VD_1 , то конденсатор C_1 зарядиться до амплітудного значення напруги вторинної обмотки трансформатора U_{2m} . Загалом алгоритм роботи схеми такий:

I. У перший півперіод напруги вторинної обмотки трансформатора на конденсаторі C_1 через відкритий діод VD_1 буде сформована напруга $U_{C1} = U_{2m}$.

II. У другий півперіод напруги вторинної обмотки трансформатора її полярність змінилася на протилежну (миттєва полярність напруги зображена в дужках) і через відкритий діод VD_2 відбувається заряджання конденсатора C_2 .

Детальніший аналіз процесів проведемо за таким алгоритмом. Обходимо контур, який містить W_2 , C_1 , VD_2 , C_2 , за годинниковою стрілкою. Якщо при проходженні того чи іншого елемента вказаного контуру відбуватиметься зростання напруги, то спад напруги на цьому елементі записуємо зі знаком плюс. В протилежному випадку – зі знаком мінус. Нехтуючи спадом напруги на зміщеному в прямому напрямку діоді VD_2 , отримаємо

$$U_{2m} + U_{C1} + U_{C2} = 0; \text{ отже, } U_{C2} = U_{2m} + U_{2m} = -2U_{2m}.$$

Знак мінус свідчить про те, що при проходженні конденсатора C_2 зверху вниз (контур обходимо за годинниковою стрілкою) величина напруги на ньому буде зменшуватися.

III. У третій півперіод напруги вторинної обмотки трансформатора через зміщений в прямому напрямку діод VD_3 відбувається заряджання конденсатора C_3 . З'ясуємо, до якої напруги зарядиться конденсатор C_3 . Для цього розглянемо

замкнений контур W_2, C_3, VD_3, C_2 . При проходженні даного контуру за годинниковою стрілкою отримаємо рівняння

$$-U_{2m} + U_{C3} - U_{C2} = 0; \text{ отже, } U_{C3} = U_{2m} + 2U_{2m} = 3U_{2m}.$$

Знак плюс свідчить про те, що при проходженні конденсатора зверху вниз C_3 , величина напруги на ньому буде зростати.

IV. У четвертий півперіод напруги вторинної обмотки трансформатора через відкритий діод VD_4 відбувається заряджання конденсатора C_4 . Розглянемо замкнений контур W_2, C_3, VD_4, C_4 . Для даного контуру, при проходженні його за годинниковою стрілкою, буде справедливим рівняння

$$U_{2m} + U_{C3} + U_{C4} = 0; \text{ отже, } U_{C4} = -(U_{2m} + 3U_{2m}) = -4U_{2m}.$$

Знак мінус свідчить про те, що при проходженні конденсатора C_4 величина напруги на ньому буде зменшуватись.

У такий спосіб кожен наступний конденсатор схеми на рис. 2.13, *а* зряджається до напруги, більшої, ніж попередній конденсатор, на величину амплітудного значення напруги вторинної обмотки трансформатора. Тому, ввімкнувши опір навантаження паралельно C_4 , ми отримаємо випрямлену напругу в 4 рази більшу від амплітудного значення напруги вторинної обмотки трансформатора.

Один із недоліків даної схеми – те, що кожний наступний конденсатор повинен мати робочу (допустиму) напругу більшу від попереднього на амплітудне значення напруги вторинної обмотки. Використання всіх конденсаторів із високою робочою напругою відразу збільшить вартість та габарити пристрою.

Цей недолік можна усунути, застосувавши випрямляч із помноженням випрямленої напруги II роду. Схема такого випрямляча зображена на рис. 2.13, *б*. Алгоритм роботи схеми випрямлення такий:

I. У перший півперіод напруги вторинної обмотки трансформатора відбувається заряджання конденсатора C_1 через

діод VD_1 до амплітудного значення напруги вторинної обмотки трансформатора

$$U_{C1} = U_{2m}.$$

II. У другий півперіод полярність напруги вторинної обмотки змінюється на протилежну і відбувається заряджання конденсатора C_2 . При цьому коло заряджання містить вторинну обмотку W_2 , конденсатор C_1 , діод VD_2 і конденсатор C_2 . Обходимо вказаний контур за годинниковою стрілкою. Якщо при проходженні того чи іншого елемента контуру відбувається зростання напруги, то спад напруги на цьому елементі запишемо зі знаком плюс. У протилежному випадку – із знаком мінус. Керуючись цим алгоритмом для контуру, який містить W_2 , C_1 , VD_2 і C_2 отримаємо

$$U_{2m} + U_{C1} + U_{C2} = 0.$$

Отже, $U_{C2} = -2U_{2m}$. Знак мінус свідчить про те, що при проходженні конденсатора справа наліво (контур обходимо за годинниковою стрілкою) C_2 величина напруги на ньому буде зменшуватись.

III. У третій півперіод напруги вторинної обмотки трансформатора заряджається конденсатор C_3 , при цьому коло зарядки містить елементи C_2 , W_2 , C_1 , C_3 , VD_3 . Обходячи вказаний контур за годинниковою стрілкою, запишемо рівняння

$$U_{C3} - U_{C2} - U_{2m} + U_{C1} = 0; \text{ отже, } U_{C3} = -2U_{2m}.$$

IV. У четвертий півперіод напруги вторинної обмотки трансформатора коло зарядки конденсатора C_4 містить конденсатори C_2 , C_4 , вторинну обмотку трансформатора W_2 , конденсатори C_1 , C_3 та діод VD_4 . Для цього контуру рівняння набуде вигляду

$$U_{C4} - U_{C2} + U_{2m} + U_{C1} + U_{C3} = 0.$$

Підставивши відповідні величини напруг із даного рівняння, отримаємо напругу, до якої зарядиться конденсатор C_4

$$U_{C4} = -2U_{2m} + U_{2m} + U_{2m} + 2U_{2m} = 2U_{2m}.$$

Легко переконатися, що в несиметричній схемі II роду кожний наступний конденсатор буде заряджатися до подвоєної амплітуди вторинної обмотки трансформатора. Отже, робоча напруга всіх конденсаторів схеми на рис. 2.13, б може бути однаковою і не перевищувати величину подвійної амплітуди напруги вторинної обмотки трансформатора. Тому перелік елементів для такого пристрою значно простіший, ніж, наприклад, для схеми рис. 2.13, а.

При розгляді роботи схеми ми не враховуємо те, що заряджання кожного наступного конденсатора відбувається як за рахунок енергії, що подається з мережі на вторинну обмотку трансформатора, так і за рахунок енергії попередньо зарядженого конденсатора. Тобто заряджання кожного наступного конденсатора супроводжується зниженням напруги попередньо заряджених конденсаторів. Відновлення енергії (напруги) конденсаторів відбувається через один півперіод напруги вторинної обмотки трансформатора після того, як вони «поділилися» своєю енергією при заряджанні іншого наступного конденсатора. Наприклад, процес заряджання конденсатора C_3 буде супроводжуватися процесами відновлення напруги на конденсаторі C_1 до амплітудного значення напруги вторинної обмотки трансформатора через зміщений в прямому напрямку діод VD_1 . Процес заряджання конденсатора C_4 буде супроводжуватись процесами відновлення напруги на конденсаторі C_2 через зміщений в прямому напрямку діод VD_2 до подвійної амплітуди напруги вторинної обмотки трансформатора.

У схемі рис. 2.13, б навантаження вмикається паралельно до верхньої або нижньої лінії послідовно ввімкнених конденсаторів. Спосіб ввімкнення навантаження залежить від необхідної величини коефіцієнта множення (парний чи непарний) випрямленої напруги.

При виборі величини ємності конденсаторів несиметричних схем випрямлення з помноженням випрямленої напруги необхідно враховувати, що їх ємність залежить від струму навантаження I_n , частоти мережі f_m і допустимої амплітуди пульсацій ΔU . Аналітично залежність величини ємності конденсаторів від вказаних параметрів відображається формулою

$$C = \gamma \frac{I_n}{f_m \cdot \Delta U_n},$$

де γ для несиметричної схеми I роду дорівнює $(n^2+n)/2$, n – число ланок, а для несиметричної схеми помноження II роду $\gamma = 1$.

Оцінимо величину ємності конденсаторів схеми на рис. 2.13, б. Будемо вважати, що для цієї схеми струм навантаження становить один міліампер. Допустима величина пульсацій випрямленої напруги 100 В. Скориставшись формулою, знайдемо, що мінімально необхідна величина ємності конденсаторів $C = 500$ пФ якщо $f_m = 20$ кГц. Зі зменшенням частоти до 10 кГц величина мінімально необхідної ємності конденсатора помножувача зростає до 1000 пФ.

2.3. Регулювання випрямленої напруги

Регулювання величини випрямленої напруги може здійснюватися в колах перемінного та постійного струмів. В колі перемінного струму, наприклад, через зміну величини числа витків первинної, а частіше, вторинної обмотки трансформатора (рис. 2.14.1). Такий принцип регулювання характеризується певною дискретністю і до того ж вимагає значного ускладнення конструкції трансформатора. Неперервне (плавне) регулювання величини перемінної напруги забезпечують за допомогою автотрансформатора. Проте в цьому випадку буде втрачена основна перевага трансформатора, а саме гальванічна розв'язка електричної мережі та навантаження. Цей фактор достатньо важливий з погляду правил техніки безпеки.

Плавне регулювання величини перемінної напруги можна реалізувати використанням регульованого індуктивного елемента. Таким елементом, як правило, є дросель насичення. Дросель насичення містить феритове осердя з двома обмотками. Одна з обмоток – обмотка керування, а інша – робоча. Постійний струм обмотки керування зменшує величину магнітної проникності феритового осердя і зумовлює зміну величини індуктивності робочої обмотки. Послідовне ввімкнення робочої обмотки дроселя насичення, наприклад з первинною обмоткою трансформатора дає можливість регулювати величину напруги на його первинній обмотці, а отже, і на виході трансформатора.

При нульовому струмі обмотки керування дроселя величина індуктивного опору його робочої обмотки максимальна, тому на первинну обмотку трансформатора подається відносно мала напруга. Збільшення постійного струму обмотки керування дроселя спричинює зменшення індуктивного опору його робочої обмотки, а отже, ріст величини напруги на первинній обмотці трансформатора.

Основна перевага дроселя насичення – широкий діапазон зміни величини індуктивного опору, високий коефіцієнт корисної дії. Водночас його значні габарити, відносно велика інерційність значно обмежують області його застосування.

Регулювання величини перемінної напруги може здійснюватися за допомогою тиристорів та симісторів. На рис. 2.14.2 зображено схему електричну принципову тиристорного регулятора величини випрямленої напруги.

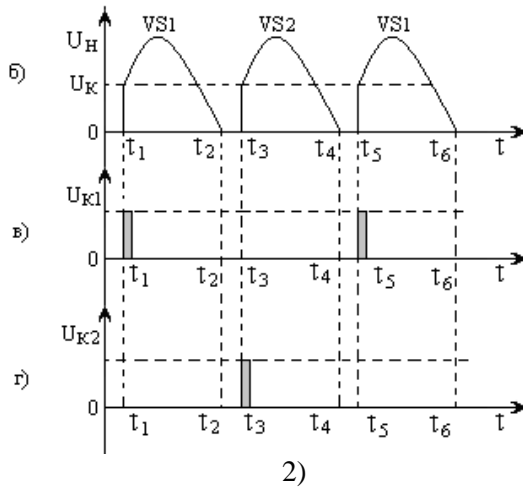
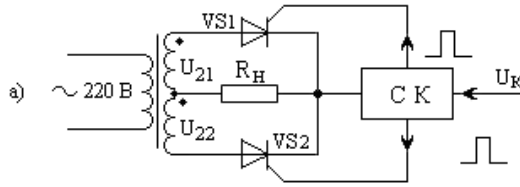
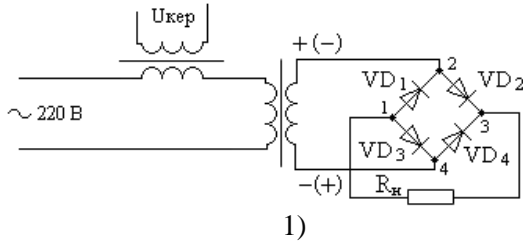


Рисунок 2.14 – Випрямлячі з регулюванням випрямленої напруги:
 1) в колі мережевої напруги; 2) в колі вторинної обмотки трансформатора використано двоівперодний тиристорний випрямляч: а) схема електрична принципова; б) осцилограми напруги на навантаженні; в) осцилограми сигналів на керуючому електроді тиристора VS_1 ; г) осцилограми сигналів на керуючому електроді тиристора VS_2

Для спрощення аналізу роботи схеми вважатимемо, що опір навантаження має активний характер. Окрім цього, домовимося, що в першу половину періоду мережевої напруги полярність напруги U_{21} додатна відносно середньої точки вторинної обмотки трансформатора.

Як правило, тиристори обираються з напругою пробою (напругою переходу у відкритий стан), більшою від амплітудного значення напруги, яка діятиме в тій чи іншій схемі. Тому при додатній полярності напруги на аноді тиристора VS_1 він буде закритий доти, доки на його керуючий електрод не буде подано додатний (відкриваючий) імпульс зі схеми керування (CK). На аноді тиристора VS_2 напруга U_{22} від'ємна відносно середньої точки вторинної обмотки трансформатора, тому однозначно цей тиристор буде закритий. Тобто до моменту часу t_1 напруга на навантаженні рівна нулеві. В момент часу t_1 з виходу CK на керуючий електрод тиристора VS_1 подається відкриваючий імпульс (рис. 2.14.2, в). Тиристор відкривається, і з цього моменту напруга на навантаженні буде змінюватись за законом зміни напруги вторинної обмотки трансформатора (рис. 2.14.2, б). В момент часу t_2 на анод тиристора VS_1 починають діяти два фактори, які спричиняють його закривання. Перший – це наближення струму тиристора до мінімальної величини, меншої за яку тиристор закривається. Другим фактором є зміна полярності прикладеної напруги. Починаючи з моменту t_2 , полярність напруг вторинних обмоток трансформатора змінюється на протилежну. Протягом цього півперіоду на анод тиристора VS_1 подається напруга U_{21} , від'ємна відносно середньої точки вторинної обмотки трансформатора. Водночас полярність напруги U_{22} на аноді тиристора VS_2 додатна.

В інтервалі часу від t_2 до t_3 напруга на навантаженні рівна нулеві, оскільки тиристор VS_1 уже закрився, а тиристор VS_2 ще не відкрився. В момент часу t_3 з виходу CK на керуючий електрод тиристора VS_2 подається відкриваючий імпульс (рис. 2.14.2, з). Тиристор відкривається, і з цього моменту напруга на навантаженні буде змінюватися за законом зміни напруги вторинної обмотки трансформатора (рис. 2.14.2, б). До моменту t_4 напруга на навантаженні буде забезпечуватися за

рахунок відкритого тиристора VS_2 . В часовому інтервалі від t_4 до t_5 напруга на навантаженні рівна нулеві, а починаючи з моменту t_5 і до t_6 напруга на навантаженні знову буде забезпечуватися відкритим тиристором VS_1 .

Легко помітити, що, змінюючи фазу керуючих імпульсів (кут керування φ), можна змінювати часові інтервали, протягом яких тиристори будуть відкриті. Величина кута керування може змінюватися від 0 до π зміною величини напруги керування (рис. 2.14.2, *a*). Якщо обрати нульовий кут керування $\varphi=0$, то величина випрямленої напруги на навантаженні стане максимальною. При $\varphi=\pi$ на навантаженні отримаємо нульову напругу.

Після відкриття одного з тиристорів величина оберненої напруги на іншому (закритому) тиристорі рівна сумі напруг обох половин вторинної обмотки трансформатора

$$U_{об} = U_{21} + U_{22}.$$

Величина оберненої напруги досягає максимуму в момент, коли напруга вторинних обмоток набуває амплітудного значення. Оскільки амплітудне значення напруги гармонічної форми в $\sqrt{2}$ разів більше від діючої напруги, то миттєва величина оберненої напруги на тиристорі буде дорівнювати

$$U_{об. \max} = \sqrt{2} \times (U_{21 \max} + U_{22 \max}).$$

Недоліком схеми на рис. 2.14.2, *a* є необхідність наявності двох однакових вторинних обмоток, тобто необхідність складнішого трансформатора.

Використання мостових схем керування випрямлячів дає можливість використати конструктивно простіший трансформатор. На рис. 2.15 зображено схему керуваного випрямляча, реалізовану на двох тиристорах VS_1 , VS_2 та двох діодах VD_1 , VD_2 .

При роботі на активне навантаження принцип роботи керуваного тиристорного мостового випрямляча принципово не відрізняється від принципу роботи керуваного випрямляча, схема якого зображена на рис. 2.14.2, *a*.

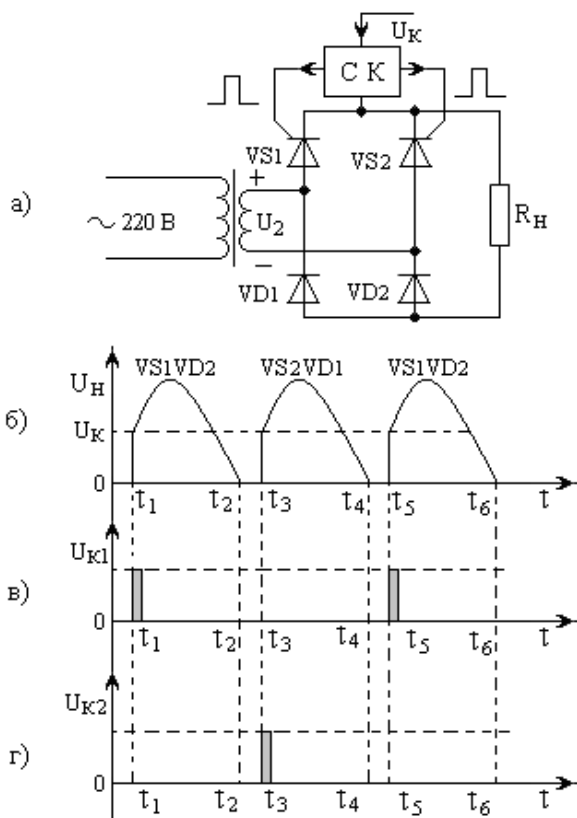


Рисунок 2.15 – Тиристорний мостовий керований випрямляч:
 а) схема електрична принципова; б) осцилограми напруги на навантаженні; в) осцилограми сигналів на керуючому електроді тиристора VS_1 ; г) осцилограми сигналів на керуючому електроді тиристора VS_2

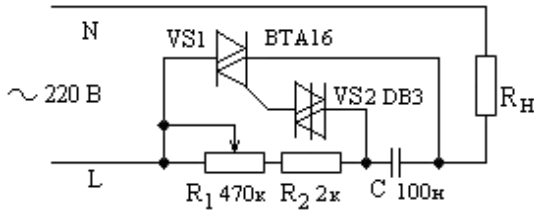
Як і у випадку звичайного діодного мостового випрямляча, в кожен із півперіодів напруги вторинної обмотки трансформатора послідовно з навантаженням увімкнено два напівпровідникові прилади. В даному випадку це один тиристор та один із діодів протилежного плеча моста. Вважатимемо, що в певний півперіод напруги вторинної обмотки трансформатора на аноді тиристора VS_1 додатна напруга. Пропорційно напрузі

сигналу керування U_k система керування $СК$ формує імпульси керування відповідної фази. Подавання імпульсів керування на тиристор VS_1 переводить його у відкритий стан. При відкритому VS_1 випрямлений струм протікатиме через цей тиристор, діод VD_2 та навантаження. В наступний півперіод напруги вторинної обмотки трансформатора випрямлення здійснюється тиристором VS_2 та діодом VD_1 .

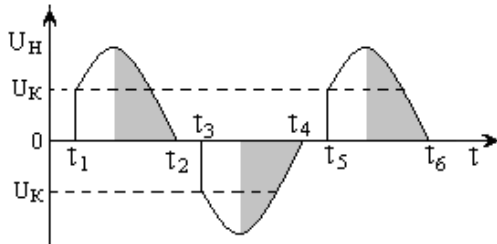
Напевно, однією із найпростіших схем регулювання величини напруги (електричної потужності) на навантаженні може бути схема, зображена на рис 2.16, а. Схема містить симетричний тиристор ВТА16 (максимальний струм 16 А, допустима величина оберненої напруги 600 В), який керується диністором. Тут використано симетричний диністор DB3. Диністор DB3 розроблений спеціально для керування симісторами або тиристорами. Симетричний диністор часто називають «діак».

В закритому стані диністор має великий опір в обох напрямках, а отже, не проводить струм. При досягненні прикладеною напругою рівня пробою (номінальна величина 32 В) диністор переходить у режим лавинного пробою (рис. 2.17), в результаті чого спад напруги на диністорі не перевищує 5 В. Відкритий диністор забезпечує струм до 300 мА, якого достатньо для відкриття симістора або тиристора середньої потужності, наприклад, симістора ВТА16. Оскільки диністор DB3 є симетричним (обидва його виводи – аноди), то немає жодного значення, як його вмикати в схему.

Напруга керування диністором, а отже, симістором формується з мережевої напруги частоти 50 Гц. При цій частоті реактивний опір конденсатора C_1 порядку 30 кОм. Встановивши повзунок потенціометра R_1 в крайнє ліве положення (максимальний опір) і врахувавши величину реактивного опору конденсатора, отримаємо, що значна частина (понад 90 %) мережевої напруги падатиме на послідовно ввімкнених резисторах R_1, R_2 .



а)



б)

Рисунок 2.16 – Двопівперіодний симісторний регулятор величини перемінної напруги: а) схема електрична принципова (VS_1 – симістор ВТА16, VS_2 – симетричний диністор DB3, R_1 – потенціометр 470 кОм, R_2 – резистор 2 кОм, C – конденсатор ємністю 100 нФ); б) осцилограми напруги на навантаженні

Порогова напруга диністора ($U = 32 \text{ В}$) досягатиметься при певних значеннях аргументу $\omega \times t$ функції

$$U = V \times \sin(\omega \cdot t),$$

де $V = 310 \text{ В}$ – амплітудне значення напруги електричної мережі при її діючому значенні 220 В.

Враховуючи особливість схеми, порогова напруга диністора буде досягнена в той момент, коли напруга мережі набуде величини $32/0,9 = 35 \text{ В}$. Дільник 0,9 – це частина напруги мережі, яка падатиме на послідовно ввімкнених резисторах R_1 , R_2 за умови, якщо повзунок потенціометра R_1 буде в крайньому лівому положенні.

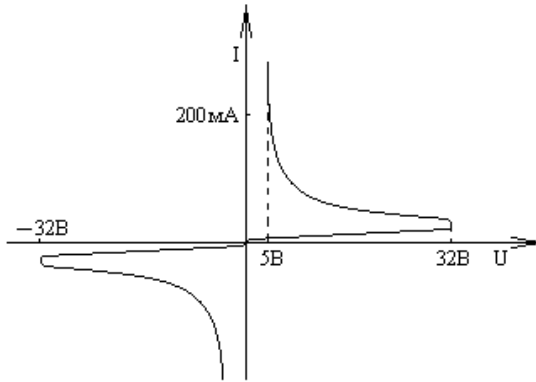


Рисунок 2.17 – Вольт-амперна характеристика симетричного диністора (діака) DB3

З переміщенням повзунка потенціометра R_1 вправо спад напруги на резисторах буде зменшуватись, а отже, порогова напруга диністора буде досягатися при більших величинах аргументу $\omega \times t$. На рис. 2.16, б порогова напруга диністора досягнута в момент часу t_1 . Практично в цей же момент відкриється симістор і, починаючи з цього моменту, на навантаження буде подаватися напруга мережі. В момент часу t_2 симістор закритється, оскільки його струм знизиться майже до нуля. До того ж, в цей момент зміниться і полярність прикладеної напруги. Отже, діють два фактори, внаслідок яких симістор закритється. У наступний півперіод мережевої напруги відбудуться аналогічні процеси. Відмінність полягатиме у тому, що протягом цього півперіоду полярність напруги стане протилежною.

Тобто, змінюючи положення повзунка потенціометра R_1 , можна регулювати середню величину напруги на навантаженні. Оскільки при цьому способі регулювання не виникає постійна складова, навантаженням може бути первинна обмотка трансформатора, на виході якого отримуємо регульовану величину напруги.

Перевагами схеми на рис. 2.16, а є малі габарити самої схеми та порівняно низька вартість, а недоліком – відносно вузький діапазон зміни величини регульованої напруги. При

такому способі формування сигналу керування симістором неможливо отримати на навантаженні заштриховану частину півхвилі мережевої напруги (рис. 2.16, б). Якщо при досягненні амплітудного значення напруги мережі напруга на диністорі не досягне рівня пробією (порядку 32 В), то диністор не зможе перейти в режим лавинного пробією. Тому на керуючий електрод симістора не буде подано сигнал керування. Тобто на навантаженні напруга буде майже нульовою протягом усього періоду мережевої напруги.

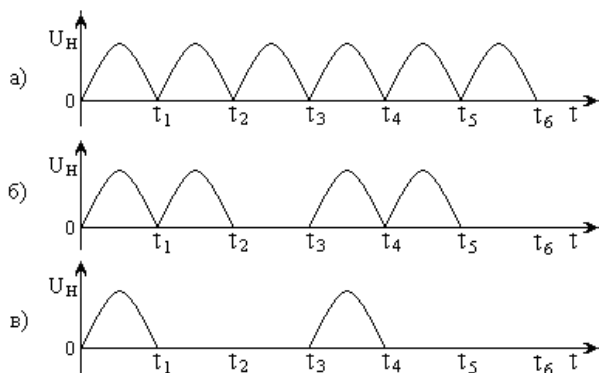


Рисунок 2.18 – Осцилограми напруги на навантаженні при різних середніх величинах потужності на навантаженні: а) максимальна; б) середня; в) мінімальна

Недолік тиристорних систем керування величиною випрямленої напруги – поява значної кількості гармонік. Величина коефіцієнта гармонік зростає з ростом величини кута керування φ . Найменша величина коефіцієнта гармонік спостерігається при $\varphi = 0$. Для забезпечення виконання принципу електромагнітної сумісності тиристорні керовані випрямлячі вмикаються в електричну мережу не безпосередньо, а через захисні фільтри. На виході таких випрямлячів також вмикають відповідні фільтри.

Значно зменшити величину коефіцієнта гармонік тиристорних систем керування можна, якщо зміна стану тиристорів відбуватиметься при кутах керування $\varphi = 0$. Іншими словами, необхідний стан тиристорів встановлюється в ті

моменти, коли перемінна напруга, величину якої необхідно регулювати, переходить через нуль.

Легко помітити, що в цьому разі тиристорна система не спотворює форму півхвиль перемінної напруги, а є регулятором кількості півхвиль мережевої напруги, які подаються на навантаження. Звичайно, тут не можна отримати плавне регулювання. Регулювання дискретне, і величина його кроку визначається енергією однієї півхвилі перемінної напруги.

2.4. Практична реалізація випрямлячів

Інколи виникає необхідність забезпечувати струми навантаження, які значно перевищують допустимі струми наявних діодів. Відомо, що перевищення струму в три рази більше допустимого для даного діода протягом однієї секунди однозначно призводить до виходу з ладу як кремнієвих, так і германієвих діодів. Вирішити питання практичної реалізації випрямляча можна, використавши паралельне з'єднання наявних діодів (рис. 2.19, *a*). У випадку ідеальних діодів (немає розкиду параметрів) загальний струм рівномірно розподілиться між паралельно увімкненими діодами. В реальних випадках характеристики діодів одного і того типу відрізняються, тобто характеризуються певним розкидом параметрів (рис. 2.19, *б*). Тому навіть при однакових величинах спаду напруги на увімкнених в прямому напрямку діодах, їх струми розподіляться між діодами нерівномірно. Отже, різною буде і величина електричної енергії, розсіюваної на діодах. Оскільки діоди схеми рис. 2.19, *a* увімкнені паралельно, то напруга, прикладена до них в прямому напрямку, буде однакою для всіх діодів. При цьому на діодах з великим струмом розсіюватиметься більша електрична потужність. В кінцевому результаті це зумовить зростання температури діодів і, при перевищенні гранично допустимої величини температури, вихід діодів із ладу.

Для вирівнювання струмів, які протікають через кожен із паралельно увімкнених діодів, послідовно з ними вмикають додаткові (вирівнюючі) резистори $R_1 \dots R_n$. Вирівнювання величин струмів, які протікають через діоди, буде тим точнішим, чим більша величина опору додаткових резисторів.

Однак збільшення опору додаткових резисторів призведе до зростання електричної енергії, розсіяваної цими резисторами. До того ж така дія спричинить збільшення вихідного опору випрямляча. На практиці величину опору цих додаткових резисторів, як правило, вибирають у межах

$$R_{\partial} \approx 0,8 \div 0,9 R_{np,\partial},$$

де $R_{np,\partial}$ середня величина опору прямо зміщеного діода.

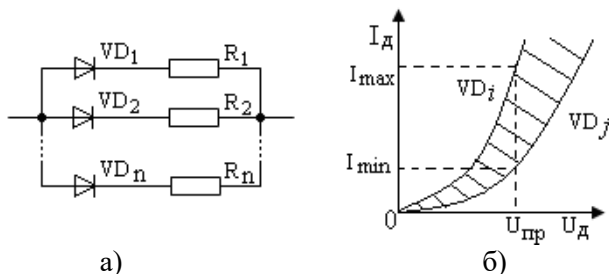


Рисунок 2.19. Збільшення величини випрямленого струму: а) схема ввімкнення вирівнювальних резисторів; б) розкид прямих гілок ВАХ діодів випрямляча

Розглянемо другий практичний випадок, а саме випадок, коли відсутні діоди з необхідною величиною допустимої оберненої напруги. В цьому випадку використовують послідовне з'єднання діодів (рис. 2.20, а).

В ідеальному випадку обернені опори діодів однакові і безмежно великі. Отже і розподіл напруг між діодами, ввімкненими в оберненому напрямку, однаковий. Реальні ж діоди характеризуються певним розкидом величини опорів при оберненому зміщенні, що відображається розкидом обернених гілок вольт-амперних характеристик (ВАХ) діодів (рис. 2.20, б). Тому при однаковій величині струму, який протікає через них, розподіл напруг між обернено зміщеними діодами буде різний. Різною буде і величина розсіяваної на діодах електричної енергії. Тобто на діодах з великою величиною прикладеної оберненої напруги $U_{об,\partial}$ буде розсіюватися більша електрична потужність. В кінцевому результаті це зумовить зростання температури цих діодів і, при перевищенні гранично допустимої величини температури, до виходу їх з ладу.

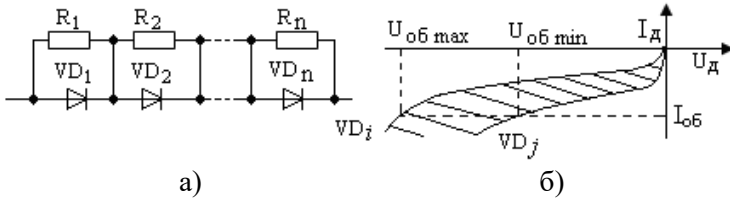


Рисунок 2.20 – Збільшення величини допустимої оберненої напруги схеми випрямляча: а) схема ввімкнення вирівнювальних резисторів; б) розкид обернених гілок ВАХ діодів

Для вирівнювання спадів напруг, а отже, і розсіюваної на них електричної енергії при послідовному з'єднанні діодів паралельно до них вмикають шунтуючі (вирівнювальні) резистори $R_1 \dots R_n$. Вирівнювання величини напруги між обернено зміщеними діодами буде тим точнішим, чим менша буде величина опору шунтуючих резисторів. Проте зменшення опору шунтуючих резисторів призведе до погіршення випрямляючих властивостей випрямляча. На виході схеми випрямлення може з'явитися складова напруги, полярність якої буде протилежна до основної. На практиці величина опору шунтуючих резисторів вибирається за умови

$$R_{ш} = 1,0 \div 1,2 R_{об.д.},$$

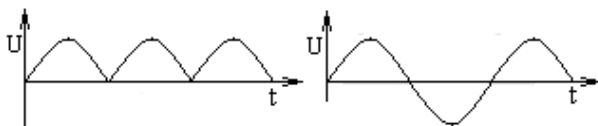
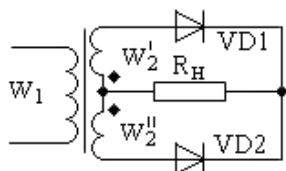
де $R_{об.д.}$ середня величина опору діода в оберненому напрямку.

За потреби вибору схеми випрямляча мережевої напруги гармонічної (синусоїдальної, косинусоїдальної) або близької до неї форми потрібно користуватися таблицею 2.1.

Таблиця 2.1

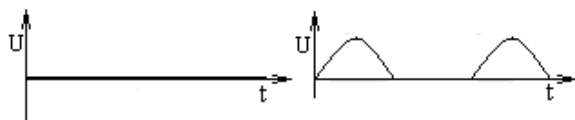
Тип схеми випрямляча	U_0	$K_{н1}$	$U_{об.д}$	$I_{д \max}$
Однопівперіодна	$0,45 U_{2m}$	1,57	$3,14 U_0$	$1,57 I_0$
Двопівперіодна	$0,9 U_{2m}$	0,67	$3,14 U_0$	$0,78 I_0$
Мостова	$0,9 U_{2m}$	0,67	$1,57 U_0$	$0,78 I_0$
Ларіонова	$2,34 U_{2m}$	0,057	$1,05 U_0$	$0,58 I_0$

3. Який вигляд матиме осцилограма напруги на навантаженні двопівперіодного випрямляча з середньою точкою вторинної обмотки трансформатора, якщо середня точка утворена з'єднанням двох початків (кінців) вторинної обмотки трансформатора?



а)

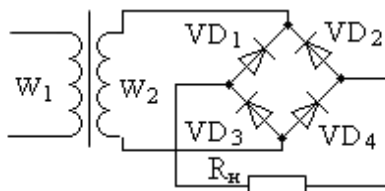
б)

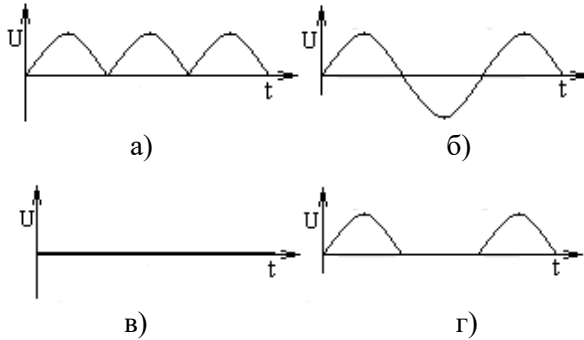


в)

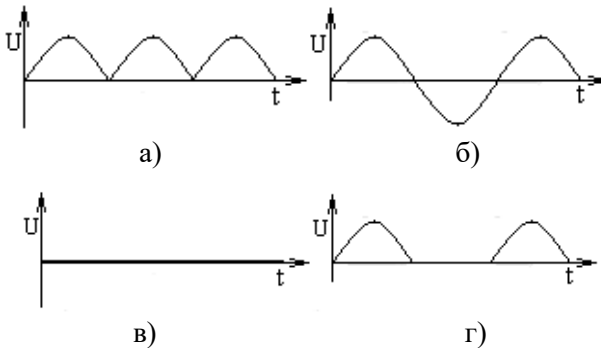
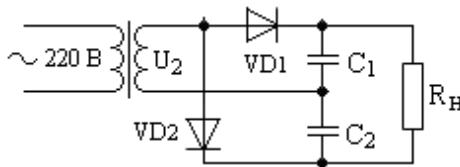
г)

4. Який вигляд матиме осцилограма напруги на навантаженні в схемі, зображеній на рисунку?





5. Який вигляд матиме осцилограма напруги на навантаженні в схемі, зображеній на рисунку?

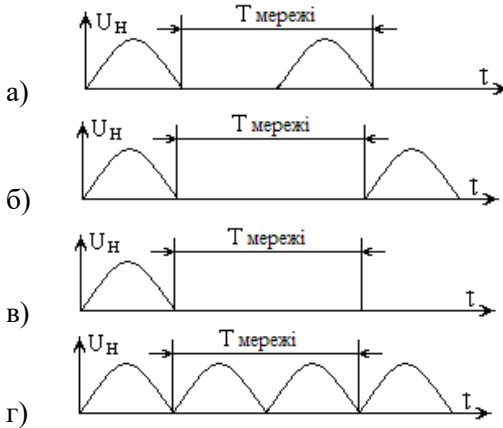


6. Робота схеми помноження випрямленої напруги базується на:

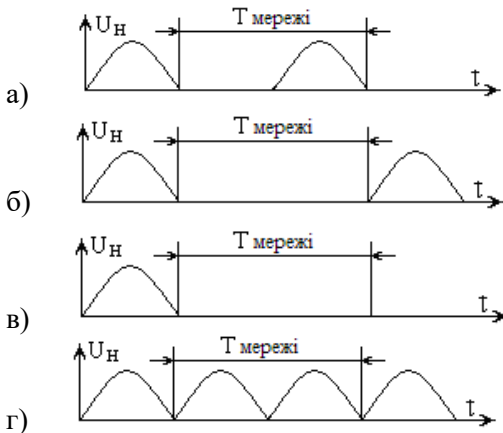
а) почерговому заряджанні послідовно ввімкнених конденсаторів, паралельно до яких вмикається навантаження;

- б) одночасному заряджанні послідовно ввімкнених конденсаторів, паралельно до яких вмикається навантаження;
- в) почерговому заряджанні паралельно ввімкнених конденсаторів, паралельно до яких вмикається навантаження;
- г) почерговому заряджанні послідовно ввімкнених конденсаторів, послідовно з якими вмикається навантаження.

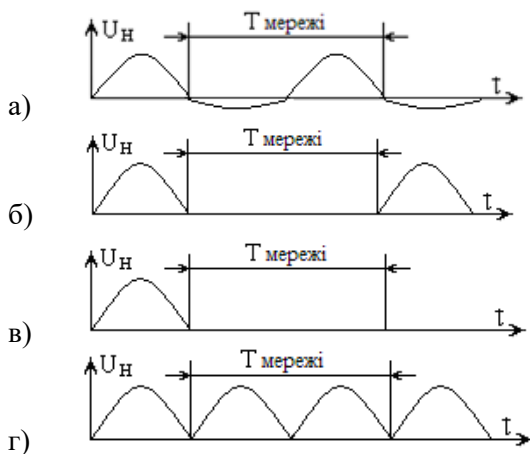
7. Обрати осцилограму напруги на навантаженні, яке живиться від однопівперіодного випрямляча:



8. Визначити вигляд осцилограми напруги на навантаженні, яке живиться від двопівперіодного випрямляча:



9. У схемі однопівперіодного випрямляча мережевої напруги використано діод, параметри якого значно відрізняються від ідеального за величиною опору в прямому та оберненому напрямках. Яка з осцилограм напруги на навантаженні відповідає цьому випадку?



10. Яка різниця між частотою основної гармоніки пульсацій випрямленої напруги на виході трифазного мостового випрямляча та частотою електричної мережі?

а) шість разів; б) десять разів; в) два рази; г) дорівнює частоті мережевої напруги.

11. Яка різниця між частотою основної гармоніки пульсацій випрямленої напруги на виході двопівперіодного випрямляча та частотою електричної мережі?

а) два рази; б) десять разів; в) шість разів; г) дорівнює частоті мережевої напруги.

12. Що необхідно зробити, щоб джерело напруги перетворити на джерело струму?

а) суттєво збільшити величину внутрішнього опору джерела напруги;

б) суттєво зменшити величину внутрішнього опору джерела напруги;

в) ніяких дій не потрібно виконувати;

г) зменшити величину внутрішнього опору джерела напруги рівно в два рази.

13. Що необхідно зробити, щоб джерело струму перетворити на джерело напруги?

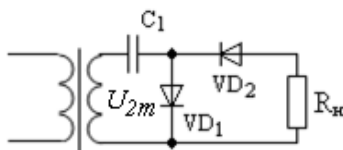
а) суттєво зменшити величину внутрішнього опору джерела струму;

б) суттєво збільшити величину внутрішнього опору джерела струму;

в) ніяких дій не потрібно виконувати;

г) збільшити величину внутрішнього опору джерела струму рівно в два рази.

14. Амплітудне значення напруги на вторинній обмотці трансформатора U_{2m} . Яку максимальну величину напруги можна отримати на навантаженні в схемі, зображеній на рисунку?



а) $U_n = 2U_{2m}$; б) $U_n = 3U_{2m}$; в) $U_n = 0$; г) $U_n = U_{2m}$.

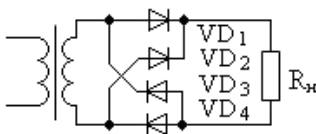
15. Схему якого випрямляча зображено на рисунку?

а) випрямляча з подвоєнням випрямленої напруги;

б) однопівперіодного випрямляча;

в) мостового випрямляча;

г) випрямляча з помноженням випрямленої напруги.



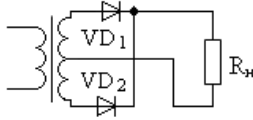
16. Схему якого випрямляча зображено на рисунку?

а) випрямляча з подвоєнням випрямленої напруги;

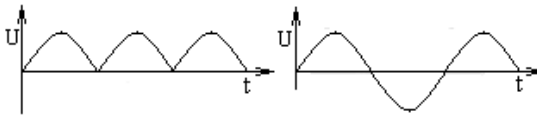
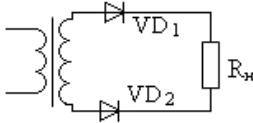
б) однопівперіодного випрямляча;

в) двопівперіодного випрямляча;

г) випрямляча з помноженням випрямленої напруги.

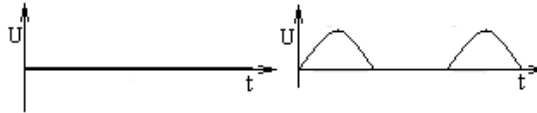


17. Як виглядатиме осцилограма напруги на навантаженні схеми, зображеної на рисунку?



а)

б)



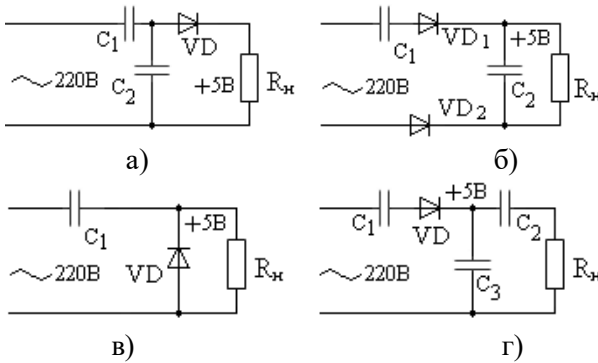
в)

г)

18. Обрати схему випрямляча та розрахувати параметри елементів схеми випрямляча (знайти допустиму обернену напругу та прямий струм діодів) за умови, що на навантаженні необхідно забезпечити $U_0 = 27 \text{ В}$, $I_0 = 1 \text{ А}$, $K_n = 0,67$. Враховуючи, що напруга мережі електроживлення 220 В , знайти кількість витків первинної W_1 та вторинної W_2 обмоток трансформатора, а також діаметр провідників цих обмоток.

19. В зарядних пристроях мобільних телефонів досить часто не використовують знижувальних трансформаторів. Це дає змогу значно зменшити габарити зарядного пристрою та знизити його ціну. Відомо, що при мережевій напрузі 220 В величина випрямленої напруги 300 В . За допомогою якої зі схем

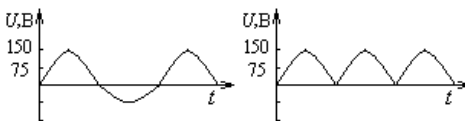
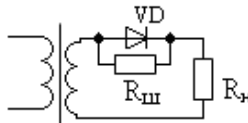
в принципі можна досягти пониження вказаної напруги, наприклад, до 5 В?



20. Величина бар'єрної ємності p - n переходу потужного випрямляючого діода дорівнює 10 нФ. Величина опору діода, ввімкненого в оберненому напрямку, 10 кОм. При якій частоті перемінної напруги, що подається на діод, реактивний опір бар'єрної ємності буде рівний опору діода в оберненому напрямку?

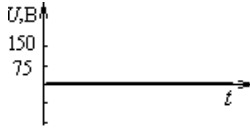
- а) $f = 2,52$ кГц; б) $f = 1,59$ кГц; в) $f = 48,25$ кГц;
 г) $f = 25,31$ МГц.

21. Пульсуєюча напруга на навантаженні забезпечується випрямляючим діодом. Намалювати осцилограму напруги на навантаженні, якщо опір резистора, що шунтує діод, $R_{ш} = 10$ кОм, а величина опору навантаження $R_n = 5$ кОм. Амплітудне значення напруги вторинної обмотки трансформатора 150 В.

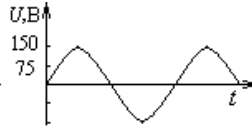


а)

б)

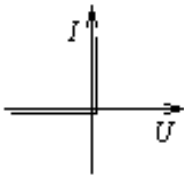
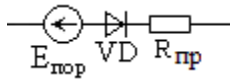


в)

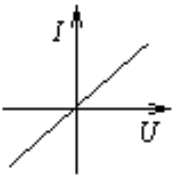


г)

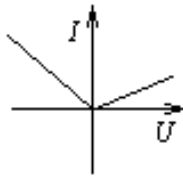
22. Намалювати результуючу ВАХ трьох послідовно ввімкнених елементів: джерела напруги, діода та резистора. Вважати, що в даній схемі діод ідеальний



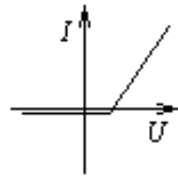
а)



б)



в)



г)

23. Навантаження мостового випрямляча має чисто активний характер опору. Яка з перелічених особливостей випрямляча відповідає цьому випадку?

а) амплітудне значення струму діода в два рази менше постійної складової випрямленого струму $I_{\partial \max} = 2 \times I_0$;

б) коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги $K_n = 1.25$;

в) коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги $K_n = 0,67$;

г) обернена напруга, що прикладається до діода, рівна постійній складовій випрямленої напруги.

3. Згладжувальні фільтри

3.1. LC-фільтри

Основні параметри фільтрів. Величина пульсацій випрямленої напруги на виході випрямляча часто неприпустимо велика для живлення тих чи інших радіоелектронних пристроїв. Для зменшення величини пульсації випрямленої напруги між випрямлячем та навантаженням вмикають згладжувальний фільтр. Водночас необхідно, щоб втрати постійної складової напруги на згладжувальному фільтрі були мінімальні.

Основний параметр згладжувальних фільтрів – це коефіцієнт згладжування пульсацій. Під коефіцієнтом згладжування пульсацій розуміють величину, яка визначає, у скільки разів коефіцієнт пульсацій на вході фільтра більший за коефіцієнт пульсацій на виході. Величину коефіцієнта згладжування пульсацій знаходять із виразу

$$q = \frac{K_{\text{пульс. вх.}}}{K_{\text{пульс. вих.}}}.$$

Підставивши відповідні величини коефіцієнтів пульсацій для k -ї гармоніки, отримуємо

$$q_k = \frac{E_{mk}}{E_0} \times \frac{U_0}{U_{mk}},$$

де E_{mk} , U_{mk} – амплітуди перемінних складових відповідно на вході та виході фільтра; E_0 , U_0 – постійні складові відповідно на вході та виході фільтра.

Згладжувальні фільтри також характеризуються такими параметрами, як: максимальна величина струму навантаження; допустима робоча напруга; коефіцієнт корисної дії.

Найпростіші згладжувальні фільтри. Принцип роботи найпростішого згладжувального фільтра полягає в тому, що послідовно з опором навантаження вмикають елемент, опір якого малий (нульовий) для постійного струму і безмежно великий для змінного струму. Ще одним прикладом

найпростішого фільтра може бути фільтр, принцип дії якого полягає у ввімкненні паралельно до опору навантаження елемента з безмежно великим опором для постійного струму і нульовим опором для змінного. Вимога забезпечення нульового чи безмежного опору – це ідеалізація, але така ідеалізація якнайповніше відображає вимоги до параметрів фільтрувальних елементів.

Схема найпростішого згладжувального фільтра L -типу зображена на рис. 3.1, а при різних співвідношеннях індуктивного опору L -фільтра та опору навантаження R_n отримаємо на останньому різні осцилограми. При цьому величина коефіцієнта згладжування пульсацій k -ї гармоніки

$$q_k = \frac{mk\omega L}{R_n},$$

де m – число фаз випрямлення, ω – частота мережевої напруги.

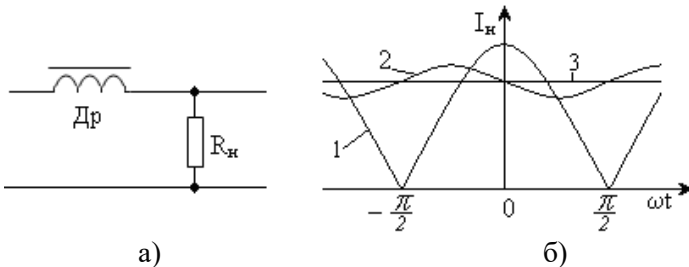


Рисунок 3.1 – Схема згладжувального L -фільтра (а) та осцилограми струму навантаження при різних співвідношеннях величин реактивного опору L -фільтра та активного опору навантаження (б): 1 – $m\omega L/R_n = 0$; 2 – $m\omega L/R_n = 0,5$; 3 – $m\omega L/R_n = \infty$

При нульовій величині індуктивності дроселя згладжувального L -фільтра відношення реактивного опору до активної складової опору навантаження дорівнює нулеві. В цьому разі осцилограма напруги на навантаженні матиме вигляд, який відображається кривою 1 на рис. 3.1, б. При

безмежно великій величині індуктивності дроселя згладжувального L -фільтра, а отже, безмежно великій величині його реактивного опору, відношення реактивного опору до активної складової опору навантаження дорівнює безмежності. Осцилограма напруги на навантаженні матиме вигляд, відображений лінією 3 на рис. 3.1, б.

Вважатимемо, що індуктивність дроселя фільтра має мінімально необхідну величину, якщо амплітуда змінної складової струму дорівнює постійній складовій струму навантаження. Для спрощення процесу аналізу роботи схеми зауважимо, що величина активної складової опору дроселя при постійному струмі значно менша від величини опору навантаження

$$r_L \ll R_n.$$

Крім того, найпростіший згладжувальний фільтр L -типу виконує свою функцію, якщо реактивний опір котушки індуктивності на частоті пульсацій випрямленої напруги $m\omega$ значно більший за величину опору навантаження

$$m\omega L \gg R_n.$$

Сформульовані вище умови дають можливість знехтувати спадом постійної складової напруги на дроселі та спадом перемінної складової напруги на опорі навантаження. Тому рівність величин постійної та перемінної складових струму навантаження можна представити формулою

$$\frac{E_m}{m\omega L_{\partial p. \min}} = \frac{E_0}{R_n}.$$

З даної формули можна отримати вираз для знаходження мінімально необхідної величини індуктивності дроселя фільтра $L_{\partial p. \min}$ найпростішого типу

$$L_{\partial p. \min} = \frac{E_m}{E_0} \cdot \frac{R_n}{m\omega}.$$

У цій формулі величина E_m/E_0 – не що інше, як коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги безпосередньо на вході фільтра. При числі фаз випрямлення m рівному або більше двох, величина коефіцієнта пульсацій основної гармоніки випрямленої напруги може бути знайдена за формулою

$$K_n = \frac{E_m}{E_0} = \frac{2}{m^2 - 1}.$$

Отже, для даного випадку, мінімальна величина індуктивності L -фільтра найпростішого типу

$$L_{op. \min} = \frac{2}{m^2 - 1} \cdot \frac{1}{m\omega} \cdot R_n.$$

З отриманої формули можна зробити висновок, що чим більша величина опору навантаження R_n , тим більшою повинна бути індуктивність дроселя L -фільтра. Ріст величини індуктивності супроводжується зростанням масо-габаритних розмірів L -фільтра. Тому L -фільтри (дросельні фільтри) раціонально використовувати при малій величині опору навантаження.

Ще одним видом найпростішого згладжувального фільтра є такий фільтр, коли паралельно до опору навантаження вмикається елемент з безмежно великим опором за постійним струмом і низьким (нульовим) опором за перемінним. Таким фільтром є фільтр ємнісного типу або C -фільтр.

Схема найпростішого фільтра C -типу зображена на рис. 3.2, *a*.

Введення конденсатора, як найпростішого C -фільтра (рис. 3.2, *б*), зумовлює значну зміну величини оберненої напруги на діоді. В перший півперіод напруги вторинної обмотки трансформатора відбувається заряджання конденсатора фільтра до амплітудного значення напруги. Струм заряджання конденсатора має імпульсний характер і може досягати значних величин. Протікання зарядного струму через діод може призвести до його руйнації. Для зменшення величини зарядного струму послідовно з діодом вмикають резистор опором кілька ом. Якщо навантаження низькоомне, а ємність конденсатора

фільтра становить сотні, тисячі мікрофарад, то зменшення величини зарядного струму конденсатора, особливо в початковий період після ввімкнення напруги мережі, забезпечують використанням дроселя. Як правило, такий дросель – це два-три витки мідного дроту відповідного діаметра, намотані на феритовому осердді.

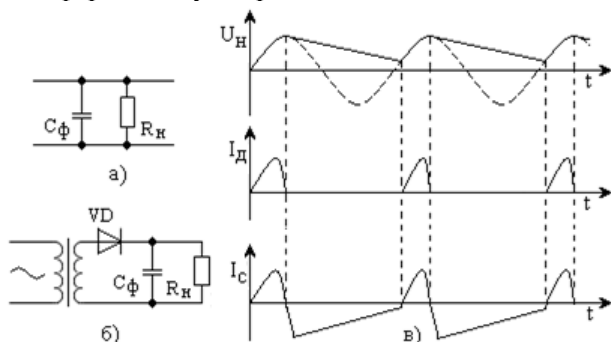


Рисунок 3.2 – Електрична схема найпростішого фільтра ємнісного типу: а) схема фільтра; б) ємнісний фільтр у схемі однопівперіодного випрямляча; в) осцилограми напруг і струмів у схемі випрямляча з ємнісним фільтром

В наступний (другий) півперіод напруги вторинної обмотки трансформатора до діода буде прикладено напругу, яка дорівнює сумі двох напруг. Одна – це напруга попередньо зарядженого конденсатора фільтра, а друга – напруга вторинної обмотки трансформатора

$$U_{об} = U_c + U_{2m} \approx 2U_{2m} .$$

Мінімально необхідну величину ємності конденсатора фільтра вибирають за умови, що за час, рівний періоду слідування імпульсів випрямленого струму, конденсатор не повинен встигнути розрядитися через навантаження R_n . Кількісно дану умову можна сформулювати як умову рівності постійної часу $R_n C_\phi$ -ланки періодові слідування імпульсів випрямленої напруги

$$\tau = R_n C_{\phi \min} \approx T ,$$

де T – період слідування імпульсів випрямленої напруги.

У разі однопівперіодного випрямляча період слідування імпульсів випрямленої напруги (число фаз випрямлення $m=1$) дорівнює періоду мережевої напруги, отже, $T=1/f_m$. Тому мінімальна величина ємності конденсатора фільтра дорівнює

$$C_{\phi \min} = \frac{1}{f_m R_n}.$$

З формули випливає, що збільшення величини R_n призводить до зменшення $C_{\phi \min}$ і навпаки.

Порівнюючи цей результат з раніше отриманим результатом для найпростішого індуктивного фільтра, можна зробити висновок, що C_{ϕ} -фільтр доцільно використовувати при великих опорах навантаження R_n , а L_{ϕ} -фільтр – при малих R_n .

Розглянуті найпростіші згладжувальні фільтри L - та C -типу часто не забезпечують необхідної величини коефіцієнта згладжування пульсацій. Значно кращі фільтрувальні властивості можна отримати поєднанням двох розглянутих вище L - та C -фільтрів.

Γ -подібні фільтри. Розглянемо Γ -подібні LC - та RC -фільтри. На рис. 3.3 зображена схема електрична принципова Γ -подібного LC -фільтра.

Як уже зазначалося, величини опорів реактивних елементів схеми Γ -подібного LC -фільтра рівні

$$X_{L_{\phi}} = \omega \cdot L_{\phi} = 2\pi \cdot f \cdot L_{\phi},$$

$$X_C = 1/(\omega \cdot C_{\phi}) = 1/(2\pi \cdot f \cdot C_{\phi}).$$

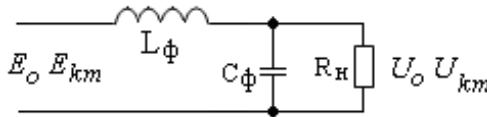


Рисунок 3.3 – Схема електрична принципова Γ -подібного LC -фільтра

При постійному струмі активною складовою опору дроселя L_ϕ можна знехтувати порівняно з опором навантаження, оскільки завжди справедлива нерівність

$$r_L \ll R_n .$$

Тому вважатимемо, що величина постійної складової випрямленої напруги майже без втрат буде передана на вихід фільтра, отже $E_0 \approx U_0$.

Величина провідності \dot{Y}_n паралельно ввімкнених резистора навантаження R_n та конденсатора фільтра C_ϕ комплексна і на частоті k -ї гармоніки пульсацій випрямленої напруги її визначають за формулою

$$\dot{Y}_n = 1/R_n + jkm\omega C_\phi = (1 + jkm\omega C_\phi R_n) / R_n .$$

Знайдемо комплексну величину опору навантаження, перейшовши в рівнянні для провідності навантаження до обернених величин

$$\dot{Z}_n = R_n / (1 + jkm\omega C_\phi R_n) .$$

Величину комплексної амплітуди k -ї гармоніки вихідної напруги фільтра знайдемо за формулою

$$\dot{U}_{km} = \frac{\dot{E}_{km}}{\dot{X}_L + \dot{Z}_n} \cdot \dot{Z}_n ,$$

де X_L – реактивний опір дроселя фільтра.

В цій формулі перший множник – не що інше, як струм дроселя фільтра. Другий множник – це опір паралельно ввімкнених R_n і C_ϕ , спад напруги на яких і буде вихідною напругою.

Підставивши у вираз для вихідної напруги відповідні величини опорів, отримаємо

$$\dot{U}_{km} = \frac{\dot{E}_{km}}{jkm\omega L_\phi + \frac{R_n}{1 + jkm\omega C_\phi R_n}} \cdot \frac{R_n}{1 + jkm\omega C_\phi R_n} .$$

Фільтр працює ефективно, якщо реактивна складова опору конденсатора фільтра буде значно меншою від величини опору навантаження

$$\frac{1}{km\omega C_{\phi}} \ll R_n.$$

Тому впливом опору навантаження R_n на розподіл перемінних струмів та напруг між реактивними опоромі елементів фільтра L_{ϕ} та C_{ϕ} можна знехтувати, а самі елементи L_{ϕ} та C_{ϕ} вважати з'єднаними послідовно. Величина їх результуючого опору на частоті k -ї гармоніки пульсацій випрямленої напруги дорівнює

$$X_k = km\omega L_{\phi} - 1/(km\omega C_{\phi}).$$

Отже, амплітудне значення напруги k -ї гармоніки на виході фільтра може бути знайдене за спрощеною формулою

$$U_{km} = \frac{E_{km}}{X_k} \cdot \frac{1}{km\omega C_{\phi}} = \frac{E_{km}}{km\omega L_{\phi} - 1/(km\omega C_{\phi})} \cdot \frac{1}{km\omega C_{\phi}}.$$

Перемноживши чисельник і знаменник правої частини рівняння отримаємо

$$U_{km} = \frac{E_{km}}{(km\omega)^2 L_{\phi} C_{\phi} - 1} \quad \text{або} \quad \frac{E_{km}}{U_{km}} = (km\omega)^2 L_{\phi} C_{\phi} - 1.$$

За визначенням, коефіцієнт згладжування пульсацій на частоті k -ї гармоніки випрямленої напруги – це величина, яка дорівнює

$$q_k = \frac{E_{km}}{E_0} \cdot \frac{U_{km}}{U_0} \quad \text{або} \quad q_k = \frac{E_{km}}{U_{km}} \cdot \frac{U_0}{E_0}.$$

В реальних схемах фільтрів $r_L \ll R_n$, тому є всі підстави знехтувати спадом постійної складової напруги на L_{ϕ} , тобто дроселі фільтра. При цьому постійна складова випрямленої напруги на виході фільтра має майже ту ж величину, як і на його вході $E_0 \approx U_0$. Підставивши в формулу для q_k відповідні

величини, отримаємо, що коефіцієнт згладжування пульсацій у даному випадку

$$q_k = (k m \omega)^2 L_\phi C_\phi - 1.$$

Якщо ввести поняття власної резонансної частоти фільтра $\omega_\phi = \frac{1}{\sqrt{L_\phi C_\phi}}$, то коефіцієнт згладжування пульсацій можна визначити за формулою

$$q_k = \left(\frac{k m \omega}{\omega_\phi} \right)^2 - 1.$$

Ефективність згладжувального фільтра тим вища, чим більша величина коефіцієнта згладжування пульсацій. Отже, необхідно, щоб виконувалася нерівність $q_k \gg 1$.

Ця нерівність виконується, якщо справедлива інша нерівність

$$\frac{k m \omega}{\omega_\phi} \gg 1,$$

яку можна записати так:

$$\omega_\phi \ll k m \omega.$$

Отже, власна резонансна частота фільтра повинна бути меншою від частоти мережі, помноженої на номер гармоніки k та число фаз випрямлення m . Якщо виконується нерівність $\omega_\phi \ll \omega$, то при $k > 1$ і $m > 1$ резонансна частота фільтра однозначно буде менша від $k m \omega$.

Значна вага, габарити дроселя фільтра L_ϕ обмежують можливості використання LC -фільтрів. Окрім цього, використання дроселя фільтра завжди супроводжується виникненням довкола нього досить потужного електромагнітного поля. Утворене при цьому електромагнітне поле називається полем розсіювання. Поле розсіювання є

електромагнітною завадою, яка порушує принцип електромагнітної сумісності радіоелектронних засобів. Для зменшення завад такого виду, при малих струмах навантаження, дросель фільтра замінюють резистором з активним характером опору. На рис. 3.4 зображена схема електрична принципова Г- подібного згладжувального RC-фільтра.

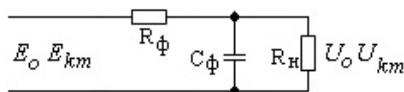


Рисунок 3.4 – Схема електрична принципова Г-подібного RC-фільтра

Для фільтра, схема якого зображена на рис 3.4, величина постійної складової випрямленої напруги на навантаженні

$$U_0 = \frac{E_0}{R_n + R_\phi} \cdot R_n.$$

З даного рівняння знайдемо відношення U_0/E_0 , виражене через параметри елементів схеми фільтра

$$\frac{U_0}{E_0} = \frac{R_n}{R_n + R_\phi} \quad (3.1)$$

Для знаходження коефіцієнта згладжування пульсацій, наприклад, k -ї гармоніки випрямленої напруги, необхідно знайти величину напруги на виході фільтра U_{km} . Шукана величина комплексна і визначається як

$$\dot{U}_{km} = \frac{\dot{E}_{km}}{R_\phi + \frac{R_n}{1 + jk\omega C_\phi R_n}} \cdot \frac{R_n}{1 + jk\omega C_\phi R_n}.$$

Перемноживши чисельник і знаменник дробів правої частини рівняння, отримаємо

$$\dot{U}_{km} = \frac{\dot{E}_{km}}{R_\phi + jkm\omega C_\phi R_\phi R_n + R_n} \cdot R_n.$$

Вважаючи, що початкова фаза \dot{E}_{km} дорівнює нулеві, комплексну амплітуду ЕРС k -ї гармоніки можна замінити дійсною величиною E_{km} . У знаменнику винесемо за дужки суму $R_\phi + R_n$ і отримаємо

$$\dot{U}_{km} = \frac{E_{km}}{1 + jkm\omega C_\phi \frac{R_\phi R_n}{R_\phi + R_n}} \cdot \frac{R_n}{R_\phi + R_n}.$$

З даної формули знайдемо модуль амплітуди k -ї гармоніки на виході фільтра

$$|U_{km}| = \frac{R_n}{R_\phi + R_n} \cdot \frac{E_{km}}{\sqrt{1 + \left(km\omega C_\phi \frac{R_\phi R_n}{R_\phi + R_n} \right)^2}}.$$

З отриманого рівняння визначимо відношення амплітуд перемінних складових на виході та вході фільтра

$$\frac{U_{km}}{E_{km}} = \frac{R_n}{R_\phi + R_n} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left(km\omega C_\phi \frac{R_\phi R_n}{R_\phi + R_n} \right)^2}}.$$

Перейшовши в лівій та правій частинах рівняння до обернених величин, отримаємо

$$\frac{E_{km}}{U_{km}} = \frac{R_\phi + R_n}{R_n} \cdot \sqrt{1 + \left(km\omega C_\phi \frac{R_\phi R_n}{R_\phi + R_n} \right)^2}. \quad (3.2)$$

Величину коефіцієнта згладжування пульсацій, за визначенням, знайдемо за формулою

$$q_k = \frac{E_{km}}{U_{km}} \cdot \frac{U_0}{E_0}.$$

У це рівняння підставимо відповідні величини з рівнянь (3.1) та (3.2). Після підстановки отримаємо величину коефіцієнта згладжування пульсацій фільтра, виражену через параметри елементів його схеми

$$q_k = \frac{E_{km}}{U_{km}} \frac{U_0}{E_0} = \frac{R_\phi + R_n}{R_n} \cdot \sqrt{1 + \left(km\omega C_\phi \cdot \frac{R_\phi R_n}{R_\phi + R_n} \right)^2} \cdot \frac{R_n}{R_\phi + R_n}.$$

Скоротивши в даному рівнянні однакові величини, матимемо

$$q_k = \sqrt{1 + \left(km\omega C_\phi \cdot \frac{R_\phi R_n}{R_\phi + R_n} \right)^2}.$$

При реалізації *RC*-фільтрів величину опору резистора, як правило, вибирають значно меншою за величину опору навантаження $R_n \gg R_\phi$. Виконання даної умови дає можливість зменшити втрати постійної складової вхідної напруги в резисторі фільтра. Тобто з достатньою високою точністю можна вважати, що

$$U_0 \approx E_0.$$

Крім того, виконання нерівності $R_n \gg R_\phi$, дає змогу спростити дробовий вираз опорів, а саме

$$\frac{R_\phi \cdot R_n}{R_\phi + R_n} \approx R_\phi.$$

При виконанні даної рівності величина коефіцієнта згладжування пульсацій k -ї гармоніки випрямленої напруги *RC*-фільтром залежатиме тільки від параметрів елементів схеми фільтра

$$q_k = \sqrt{1 + (km\omega C_\phi R_\phi)^2}.$$

Згладжувальний RC -фільтр має практичне значення, якщо $q_k \gg 1$, тому необхідно, щоб виконувалась нерівність

$$q_k = \sqrt{1 + (km\omega C_\phi R_\phi)^2} \gg 1.$$

Її виконання можливе, якщо величина опору резистора фільтра відповідає умові

$$R_\phi \gg \frac{1}{km\omega C_\phi}. \quad (3.3)$$

Отримана нерівність буде виконуватись тим більше, якщо при числі фаз випрямлення $m=1$ і для основної гармоніки пульсацій випрямленої напруги $k=1$ буде виконуватись нерівність

$$R_\phi \gg \frac{1}{\omega C_\phi} \quad (3.4)$$

Узагальнюючи, можна зробити такий висновок: величина опору резистора фільтра на частоті мережі повинна бути значно більшою за реактивну складову опору конденсатора фільтра і меншою за опір навантаження. Для вищих гармонік та при більшому числі фаз випрямлення дана умова буде неодмінно виконуватися.

3.2. Резонансні та транзисторні фільтри

На практиці виникає необхідність забезпечувати високий коефіцієнт згладжування для деякої смуги частот, а часом – для однієї з частот. Розв'язати цю проблему можна використанням резонансних фільтрів. Ці фільтри вважаються одним із видів Γ -подібних LC -фільтрів. Вони базуються на використанні резонансу струмів або резонансу напруг. Фільтри на основі резонансу струмів належать до ежекторних фільтрів типу фільтр-пробка (рис. 3.5, *a*). Вони отримали таку назву, оскільки при послідовному ввімкненні їх з навантаженням забезпечується ослаблення струмів резонансної частоти.

Існують інші варіанти режекторних фільтрів, робота яких основана на резонансі напруг (рис. 3.5, б).

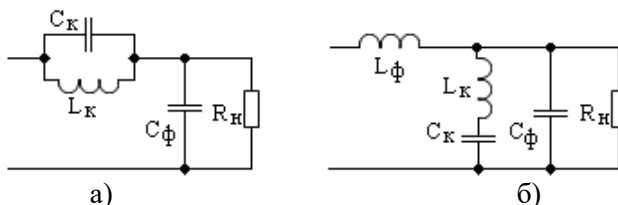


Рисунок 3.5 – Схеми основних видів резонансних фільтрів: а) фільтр на основі резонансу струмів (фільтр-пробка); б) фільтр на основі резонансу напруг

На частоті резонансу ω паралельний коливальний контур (фільтр-пробка, рис. 3.5, а) має еквівалентний резонансний опір

$$Z_{e,pez} = R \cdot Q^2,$$

де $R = R_L + R_C$ – опір загальних втрат електричної енергії в елементах контуру при його послідовному обході, Q – добротність коливального контуру.

У випадку реального коливального контуру порівняно просто забезпечити добротність $Q=50$. При такій величині добротності опір коливального контуру на резонансній частоті не менший від 50 кОм.

При постійному струмі опір котушки індуктивності коливального контуру значно менший від опору навантаження. Отже, втратою постійної складової вхідної напруги фільтра на котушці індуктивності коливального контуру можна знехтувати. Тому справедлива наближена рівність величини постійної складової напруги на вході та виході фільтра

$$U_0 \approx E_0.$$

Вважатимемо, що резонансна частота коливального контуру фільтра дорівнює частоті k -ї гармоніки вхідного сигналу. При цьому величину амплітуди k -ї гармоніки на виході фільтра можна знайти за формулою

$$U_{km} = \frac{E_{km}}{Z_{e.pез} + X_{C\phi}} \cdot X_{C\phi} \cdot \quad (3.5)$$

З даного рівняння отримаємо відношення перемінних складових випрямленої напруги на вході і виході фільтра

$$\frac{E_{km}}{U_{km}} = \frac{Z_{e.pез} + X_{C\phi}}{X_{C\phi}}.$$

Ефективність згладжування пульсацій k -ї гармоніки буде тим більша, чим менша величина реактивного опору конденсатора фільтра щодо опору коливального контуру на частоті резонансу

$$Z_{e.pез} \gg X_{C\phi} = \frac{1}{k\omega\omega\phi} ; \text{ отже, } \frac{E_{km}}{U_{km}} = \frac{Z_{e.pез}}{X_{C\phi}}.$$

Тому на резонансній частоті коливального контуру, а отже, на частоті k -ї гармоніки пульсацій випрямленої напруги величина коефіцієнта згладжування буде визначатися формулою

$$q_k = \frac{E_{km}}{U_{km}} = \frac{Z_{e.pез}}{X_{C\phi}}. \quad (3.6)$$

Для спектральних складових вхідного сигналу фільтра, частота яких більша від резонансної частоти контуру, фільтр має переважно ємнісний характер опору. Для таких спектральних складових резонансний фільтр перетворюється на ємнісний подільник вхідної напруги. На виході такого подільника напруги величина амплітуди j -ї складової вхідного сигналу визначається за формулою

$$U_{jm} = \frac{E_{jm}}{X_{C\kappa} + X_{C\phi}} \cdot X_{C\phi} \cdot$$

Підставивши величини реактивних опорів конденсатора коливального контуру та конденсатора фільтра, отримаємо

$$U_{jm} = \frac{E_{jm}}{C_K + C_\phi} \cdot C_K \cdot$$

У цьому випадку з більшою точністю буде справджуватися рівність величини постійної складової напруги на вході та виході фільтра

$$U_0 \approx E_0.$$

Отже, величина коефіцієнта згладжування пульсації, на частотах, вищих від частоти резонансу коливального контуру, може бути знайдена за формулою

$$q_j = \frac{E_{jm}}{U_{jm}} = \frac{C_K + C_\phi}{C_K}. \quad (3.7)$$

Резонансний фільтр перетвориться на звичайний Г-подібний LC-фільтр для струмів з частотою, нижчою за частоту резонансу. Пояснюється це тим, що для вказаних частот опір коливального контуру має індуктивний характер.

Розглянемо принцип роботи режекторного фільтра рис. 3.5, б. На резонансній частоті опір послідовного коливального контуру $r_{e,рез}$ визначається активною складовою опору котушки індуктивності. При добротності коливального контуру $Q=50$ його опір на резонансній частоті не більше 20 Ом. Вважатимемо, що частота k -ї гармоніки пульсацій випрямленої напруги рівна частоті резонансу послідовного коливального контуру. За даної умови величина коефіцієнта згладжування пульсацій фільтра на частоті k -тої гармоніки пульсацій випрямленої напруги

$$q_k = \frac{k \cdot \omega \cdot L_\phi}{r_{e,рез}}. \quad (3.8)$$

Використання комбінації фільтра-пробки та режекторного фільтра підвищує величину коефіцієнта згладжування пульсацій. Увімкнення резонансних фільтрів із відповідними частотами резонансу дозволяє ослабити різні за частотою спектральні складові пульсацій випрямленої напруги.

Об'єм і маса дроселів фільтрів на реактивних елементах співмірні з об'ємом та масою мережевого трансформатора. Відомо, що осердя дроселя містить немагнітний розрив (щілину), тому дросель збільшує поле розсіювання і стає потенційним джерелом завад.

Транзисторні фільтри позбавлені цих недоліків. Принцип дії транзисторних фільтрів оснований на використанні особливостей вихідних характеристик, наприклад, біполярного транзистора (рис. 3.6, а).

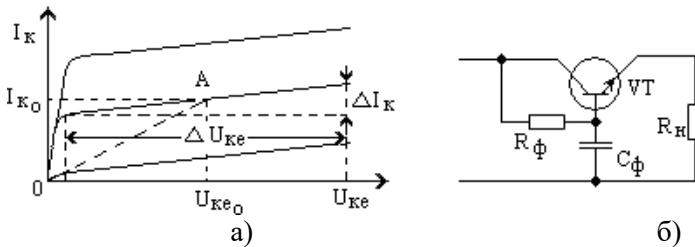


Рисунок 3.6 – Транзисторний фільтр; а) сімейство вихідних характеристик біполярного транзистора; б) схема електрична принципова транзисторного фільтра

Після точки перегину вихідної характеристики біполярного транзистора (рис. 3.6, а) опір між колектором і емітером при постійному струмі (статичний опір)

$$R_{ст} = \frac{U_{ке0}}{I_{к0}}$$

буде менший, ніж опір між цими ж електродами при перемінному струмі (динамічний опір)

$$R_{дин} = \frac{\Delta U_{ке}}{\Delta I_{к}}$$

Тому транзистор вважають своєрідним аналогом індуктивності, а отже, він може використовуватися замість дроселя фільтра.

У транзисторних фільтрах (рис. 3.6, б) переважно використовують увімкнення транзистора за схемою зі спільним колектором (емітерний повторювач). Вихідний опір фільтра при такому увімкненні транзистора найменший порівняно з вихідним опором фільтра при двох інших схемах увімкнення транзистора. Тому такий фільтр малочутливий до зміни величини опору навантаження.

Отже, транзистор у схемі транзисторного фільтра виконує три функції, а саме: аналога котушки індуктивності, повторювача напруги $R_{\phi}C_{\phi}$ -фільтра та підсилювача струму. Величина коефіцієнта підсилення струму бази дорівнює статичному коефіцієнту підсилення використаного транзистора.

Пульсації напруги на виході фільтра залежать від згладжувальної дії RC -ланки. І якщо при одній згладжувальній RC -ланці величина пульсацій більше допустимої, то їх зниження може бути досягнуте не тільки збільшенням ємності конденсатора фільтра, а й послідовним (каскадним) з'єднанням фільтрувальних RC -ланок.

Щодо транзисторних згладжувальних фільтрів, то ємність конденсатора фільтра C_{ϕ} , перерахована за своєю ефективністю до виходу фільтра, в h_{21e} разів більша від ємності конденсатора, використаного в схемі (де h_{21e} – статичний коефіцієнт підсилення за струмом бази транзистора, увімкненого за схемою зі спільним емітером).

$$C_{\phi_{\text{прив}}} \approx h_{21eT} \cdot C_{\phi} \quad (3.9)$$

По суті, транзистор у схемі виконує функцію повторювача напруги, яка подається на C_{ϕ} . Біполярний транзистор у схемі зі спільним колектором характеризується відносно великим вхідним опором. Цим забезпечується виконання нерівності $R'_n \gg R_{\phi}$, де R'_n – вхідний опір транзистора, в який входить і величина опору навантаження.

Коефіцієнт згладжування пульсацій транзисторного фільтра можна підвищити, якщо на RC -фільтр подати напругу від окремого, меншого за потужністю джерела, але з меншою величиною пульсації напруги.

Якщо необхідно забезпечити значні величини струму навантаження, використовують схему складеного транзистора. Схема складеного транзистора має ще назву схеми Дарлінгтона (рис. 3.7). У ній резистор R_e необхідний для забезпечення певної величини струму емітера транзистора VT_1 . Величина опору цього резистора вибирається в межах 220÷750 Ом. Величина струму навантаження не повинна перевищувати величину допустимого струму транзистора VT_2 . Схема працює надійно, якщо струм навантаження не перевищує $0,5 \cdot I_{e \max} VT_2$.

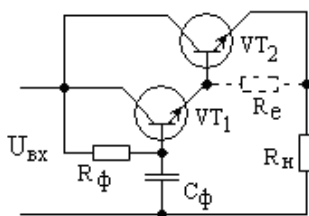


Рисунок 3.7 – Схема електрична принципова транзисторного фільтра підвищеної потужності, базованого на використанні складеного транзистора (схема Дарлінгтона)

Як правило, у цій схемі використовують транзистори різної потужності. Якщо, наприклад, транзистор VT_2 великої потужності, то VT_1 – середньої. За умови, що транзистор VT_2 середньої потужності, то VT_1 може бути малої потужності. В обох випадках, загальний (результуючий) статичний коефіцієнт підсилення за струмом дорівнює добутку статичних коефіцієнтів підсилення використаних транзисторів

$$h_{21_{рез}} \approx h_{21_{VT1}} \cdot h_{21_{VT2}} \cdot$$

Саме тому у схемі транзисторного фільтра, зображений на рис. 3.7, величина еквівалентної (ефективної) ємності фільтра описується виразом

$$C_{\phi_{екв.}} \approx h_{21_{VT1}} \cdot h_{21_{VT2}} \cdot C_{\phi} \cdot \quad (3.10)$$

Отже, використання складеного транзистора забезпечує можливість значно підвищити коефіцієнт згладжування

пульсацій. До того ж збільшується величина максимального струму навантаження. Вона визначатиметься величиною допустимого струму потужнішого транзистора VT_2 .

3.3. Багатокаскадні згладжувальні фільтри

Радіоелектронні пристрої потребують різних за величиною напруг живлення та різних величин коефіцієнта пульсацій. Наприклад, у багатокаскадних підсилювачах вхідні каскади, які є підсилювачами напруги, можуть забезпечувати високі характеристики при знижених напругах живлення, оскільки амплітуда сигналу в цих каскадах мала. Водночас ці каскади чутливі до пульсацій напруги джерела живлення. Величина коефіцієнта пульсацій не повинна перевищувати десяти, а часом і соті частки відсотка. Вихідні каскади можуть працювати при значно більших коефіцієнтах пульсацій напруги джерела живлення, оскільки це вихідні каскади, в яких амплітуда підсилюваного сигналу велика відносно рівня пульсацій. При заданому рівні допустимих спотворень вихідного сигналу підсилювача високий рівень амплітуди підсилюваного сигналу передбачає відповідну за величиною напругу джерела живлення. Тому при живленні складного (багатокаскадного) радіоелектронного пристрою від одного і того ж джерела живлення використовують каскадне ввімкнення згладжувальних фільтрів (рис. 3.8).

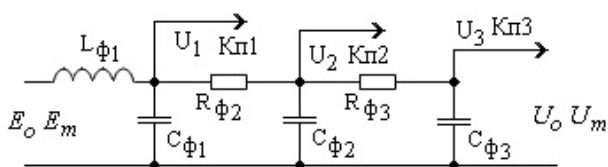


Рисунок 3.8 – Схема електрична принципова багатокаскадного згладжувального фільтра

Вихідна напруга кожного наступного каскаду фільтра характеризується меншою величиною напруги та нижчим рівнем її пульсацій.

$$U_1 > U_2 > U_3, \quad K_{n1} > K_{n2} > K_{n3}.$$

Оскільки реальне джерело живлення має відмінну від нуля величину внутрішнього опору, то між окремими блоками (каскадами) складного радіоелектронного пристрою може виникнути обернений зв'язок, зумовлений цим внутрішнім опором. Для зменшення можливого зв'язку між окремими каскадами в коло живлення, послідовно з навантаженням, вмикають Γ -подібний RC -фільтр. Величину опору резистора фільтра вибирають з урахуванням допустимої величини зниження напруги живлення та величини струму спокою того чи іншого каскаду.

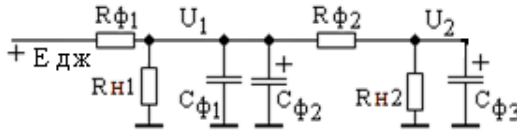


Рисунок 3.9 – Схема електрична принципова згладжувального фільтра зі знизеним взаємним впливом окремих каскадів (споживачів електричної енергії), які живляться від одного джерела. Співвідношення між напругами в окремих точках фільтра підпорядковується нерівності $U_1 < U_2 < E_{дж}$.

Традиційно величину опору резистора фільтра вибирають не більше однієї десятої частки опору навантаження (опір даного каскаду). Водночас його величина повинна бути такою, щоб забезпечувалась необхідна фільтрація на якнайнижчій частоті сигналу, що діє в даному каскаді (навантаженні). Для цього необхідно, щоб опір резистора фільтра був принаймні в десять разів більший від реактивного опору конденсатора на вказаній частоті

$$R_{\phi} > 10 \cdot \frac{1}{\omega_n \cdot C_{\phi}}.$$

По суті, дана нерівність – умова вибору величини ємності конденсатора фільтра.

При виконанні цієї умови струми найнижчої частоти перемінної складової оброблюваного сигналу шунтуються реактивним опором конденсатора і не потрапляють до джерела живлення.

Завдяки конструктивним особливостям електролітичних конденсаторів вони ефективно працюють лише в області відносно низьких частот. При високих частотах проявляється вплив реактивного опору розподіленої індуктивності електролітичного конденсатора. Якщо споживач електричної енергії $R_{нл}$ (цілий блок чи окремі каскади радіоелектронного пристрою) працює в широкому діапазоні частот, то електролітичний конденсатор розв'язуючого фільтра необхідно шунтувати конденсатором іншої конструкції з меншими паразитними розподіленими індуктивностями. Це керамічні, слюдяні конденсатори ємністю кілька нанофарад. При паралельному ввімкненні конденсаторів в області низьких частот основна фільтрація забезпечуватиметься за рахунок відносно великої ємності електролітичного конденсатора, а в області високих – за рахунок звичайного неелектролітичного конденсатора. Ємність останнього може бути значно менша від ємності електролітичного конденсатора, оскільки в області високих частот реактивний опір цього конденсатора зменшується обернено пропорційно до частоти.

Контрольні запитання та завдання

1. Якою повинна бути полярність напруги на вході схеми транзисторного фільтра, якщо у фільтрі використано транзистор *n-p-n* типу?

- а) полярність вхідної напруги може бути довільна;
- б) полярність від'ємна; в) полярність напруги на вході додатна;
- г) вхідна напруга тільки гармонічна.

2. На подільник напруги, реалізований за допомогою двох резисторів з лінійними ВАХ, подається пульсуюча напруга. Коефіцієнт згладжування пульсацій такого подільника напруги дорівнює...

- а) менше від одиниці; б) більше від одиниці; в) понад десять; г) одиниці.

3. При каскадному ввімкненні згладжувальних фільтрів загальна величина коефіцієнта згладжування пульсацій напруги дорівнює...

- а) добутку коефіцієнта згладжування пульсацій кожного зі згладжувальних фільтрів;
- б) сумі коефіцієнтів згладжування пульсацій кожного зі згладжувальних фільтрів;
- в) різниці коефіцієнтів згладжування пульсацій кожного зі згладжувальних фільтрів;
- г) добутку коефіцієнтів згладжування пульсацій кожного зі згладжувальних фільтрів, поділеному на їх суму.

4. Які елементи схеми LC згладжувального фільтра визначають допустиму величину струму навантаження I_n ?

- а) струм навантаження залежить тільки від його опору і не залежить від елементів фільтра;
- б) I_n залежить від допустимого струму L та C ;
- в) I_n залежить тільки від допустимого струму конденсатора фільтра C ;
- г) I_n залежить тільки від допустимого струму котушки індуктивності L -фільтра.

5. Які елементи схеми згладжувального LC -фільтра визначають допустиму величину робочої напруги U_p ?

- а) величина робочої напруги U_p не залежить від параметрів елементів фільтра;
- б) U_p залежить від допустимої напруги L та C ;
- в) U_p залежить тільки від допустимої напруги конденсатора фільтра C ;
- г) U_p залежить тільки від допустимої напруги котушки індуктивності L -фільтра.

6. У схемі електричній принциповій послідовно ввімкнено джерело живлення, конденсатор, діод і резистор (рис. 3.10, а). ВАХ ідеалізованого діода зображено на рис. 3.10, б. У початковий момент часу конденсатор розряджений. Яка кількість теплоти виділиться на резисторі R при заряджанні конденсатора? Внутрішнім опором джерела знехтувати. Взяти до уваги, що $E = 50 \text{ В}$, $C = 0,1 \text{ Ф}$, $U_0 = 0,8 \text{ В}$.

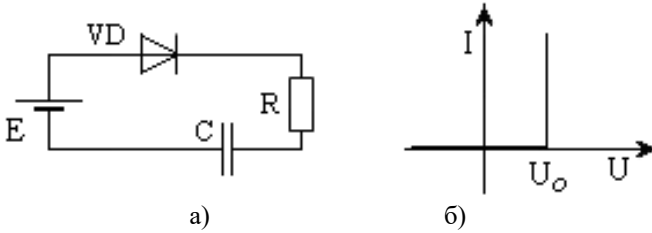


Рисунок 3.10 – Рисунки до задачі: а) схема електрична принципова; б) ВАХ ідеалізованого діода

Розв’язок

Максимальна напруга, до якої може зарядитися конденсатор після замикання електричного кола,

$$U_C = E - U_0.$$

Величина заряду, що накопичиться у конденсаторі,

$$q = C(E - U_0).$$

Загальна робота, виконана джерелом живлення,

$$A = q \cdot E = C \cdot (E - U_0) \cdot E.$$

Частина загальної роботи (енергії) джерела виконується в процесі заряджання конденсатора, а інша – під час нагрівання резистора. Енергія зарядженого конденсатора

$$W = C \cdot U^2 / 2.$$

На нагрівання резистора витрачена енергія

$$Q = A - W.$$

Підставивши значення відповідних величин, отримаємо

$$Q = C \cdot (E - U_0) \cdot E - (C U^2 / 2) = C \cdot (E^2 - U_0^2) / 2.$$

7. Які переваги згладжувального RC-фільтра порівняно з LC-фільтром?

а) високий коефіцієнт згладжування пульсацій; б) висока допустима вхідна напруга; в) високий допустимий струм навантаження; г) малі габарити.

8. Якими параметрами повинен володіти транзистор транзисторного згладжувального фільтра?

а) матеріал, з якого виготовлено корпус транзистора, та його габарити;

б) цоколівка транзистора та матеріал, з якого виготовлено електроди;

в) тепловий опір і допустимий струм бази;

г) статичний коефіцієнт підсилення за струмом, допустимі напруга та струм транзистора.

9. Чи доцільно використовувати згладжувальний RC -фільтр, якщо величина струму навантаження менша за 80 мА?

а) ні;

б) так;

в) згладжувальний RC -фільтр використовують тільки при значно більшому струмі навантаження;

г) струм навантаження не пов'язаний із згладжувальним RC -фільтром.

10. Яка сукупність параметрів фільтра поліпшує складений транзистор у схемі транзисторного згладжувального фільтра?

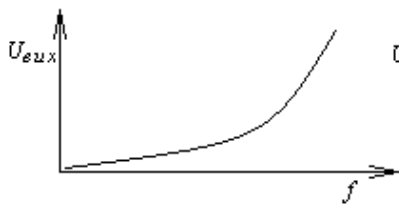
а) еквівалентну (ефективну) ємність, величину допустимого струму навантаження;

б) зменшує масо-габаритні характеристики, знижує вартість при тих же технічних характеристиках;

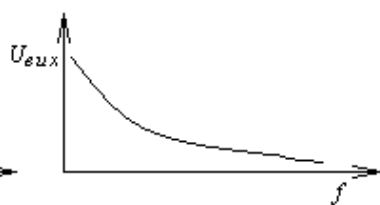
в) знижує тепловий опір та збільшує допустимий струм бази;

г) знижує статичний коефіцієнт підсилення за струмом, зменшує допустиму величину вхідної напруги фільтра.

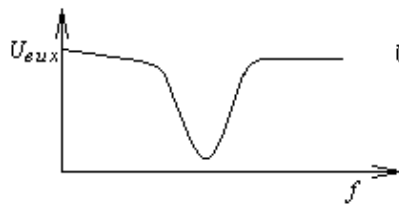
11. Який вигляд має АЧХ резонансного фільтра (фільтр-пробка), тобто залежність амплітуди вихідного сигналу від частоти вхідного? Взяти до уваги, що амплітуда вхідного сигналу залишається постійною в усьому діапазоні зміни його частоти. Обрати правильний варіант.



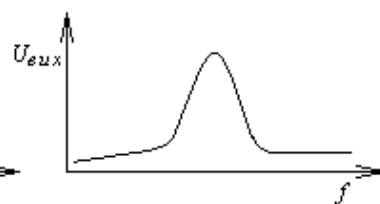
a)



б)



в)



г)

4. Стабілізатори напруги (струму)

Використання згладжувальних фільтрів зменшує величину пульсацій випрямленої напруги, але не вирішує питання стабільності величини постійної складової напруги. Величина останньої може змінюватися зі зміною мережевої напруги, струму навантаження тощо. Для забезпечення стабільності величини постійної напруги на навантаженні використовують стабілізатори напруги. Стабілізатори перемінної напруги застосовуються у колах перемінного струму, тобто ще до мережевого трансформатора або відразу після нього. Важливо, щоб стабілізатор був розміщений між джерелом перемінної напруги та випрямлячем. Стабілізатори постійної напруги розміщують між згладжувальним фільтром і навантаженням.

До стабілізаторів напруги (струму) належать радіоелектронні пристрої, що автоматично підтримують на стороні споживача (на навантаженні) незмінну величину напруги (струму). Залежно від того, в яку саме точку схеми вторинного джерела живлення вмикається стабілізатор, останні поділяються на два великі класи, а саме: на стабілізатори постійної та перемінної напруги (струму).

За принципом дії розрізняють такі основні види стабілізаторів:

- параметричні;
- компенсаційні.

Компенсаційні стабілізатори поділяють на стабілізатори:

- неперервної дії;
- імпульсної дії.

За способом увімкнення регульовального елемента відносно навантаження розрізняють компенсаційні стабілізатори:

- послідовної дії;
- паралельної дії.

При ввімкненні регульовального елемента послідовно з навантаженням стабілізатор називається стабілізатором послідовної дії. У випадку паралельного ввімкнення зазначених елементів – стабілізатором паралельної дії.

Усі стабілізатори характеризуються такими основними параметрами:

- коефіцієнт стабілізації:

$$K_{cm} = \frac{\Delta U_{ex}}{U_{ex}} : \frac{\Delta U_{вих}}{U_{вих}}.$$

У сучасних пристроях цей параметр досягає кількох тисяч;

- внутрішній опір (вихідний)

$$r_{вих} = - \frac{\Delta U_{вих}}{\Delta I_n};$$

- коефіцієнт згладжування пульсацій

$$g = \frac{U_{ex\sim}}{U_{ex0}} : \frac{U_{вих\sim}}{U_{вих0}};$$

– коефіцієнт температурної нестабільності напруги стабілізації

$$\gamma = \frac{\Delta U_{вих}}{U_{вих} \Delta T};$$

- коефіцієнт корисної дії

$$\eta = \frac{P_n}{P_{ex}} \cdot 100 \%;$$

- величина стабілізованої (вихідної) напруги (струму);
- величина максимально допустимого струму навантаження для стабілізаторів напруги і, відповідно, величина максимально можливої вихідної напруги для стабілізаторів струму;
- допустимий діапазон зміни вхідної напруги, в межах якого на навантаженні забезпечується задана величина напруги (струму).

Жоден сучасний прилад не обходиться без стабілізатора напруги (струму). За своїми технічними характеристиками електронні стабілізатори у деяких випадках забезпечують кращі параметри, ніж, наприклад, гальванічні елементи.

Один з основних параметрів електронного стабілізатора, а саме його внутрішній (вихідний) опір, може забезпечуватися стабілізатором на рівні кількох міліом (МОм), при цьому величина відносної нестабільності величини вихідної напруги стабілізатора (струму) на рівні 10^{-3} ÷ 10^{-4} . Так звані параметричні стабілізатори – найдешевші та прості. Саме тому вони набули широкого застосування.

4.1. Параметричні стабілізатори постійної напруги

Параметричні стабілізатори називаються так тому, що в них зміна величини вхідної напруги стабілізатора призводить до зміни того чи іншого параметра елемента схеми. Таким параметром може бути величина опору, індуктивності тощо деякого елемента схеми стабілізатора. Як правило, зміну величини, наприклад, статичного опору елемента схеми стабілізатора при зміні величини прикладеної напруги (струму) відображають опором цього елемента на перемінному струмі, тобто величиною динамічного (диференційного) опору.

Схема параметричного стабілізатора передбачає послідовне з'єднання активного лінійного резистора з елементом, якому властивий низький динамічний опір. Необхідно зауважити, що низький динамічний опір мають радіоелементи, в яких статичний опір (опір постійному струму) зменшується зі зростанням величини прикладеної постійної напруги. Зі зміною напруги, що подається на послідовно ввімкнений звичайний резистора (резистор з лінійною вольт-амперною характеристикою) та радіоелемент із низьким динамічним опором відносна зміна величини напруги на звичайному резисторі значно більша за відносну зміну спаду напруги на радіоелементі з низьким диференційним опором.

Напівпровідникові та газорозрядні стабілітрони – приклад радіоелементів з низьким динамічним опором у певному діапазоні прикладеної напруги. У випадку

газорозрядних стабілітронів використовується та їх властивість, що величина напруги тліючого розряду (різновид газового розряду з неоднорідним розподілом електричного поля між катодом і анодом) мало змінюється при відносно великій зміні струму газорозрядного стабілітрона (рис. 4.1.1, а).

На рис. 4.1.1, а використані такі позначення:

U_1 – напруга пробую; U_2 – робоча напруга (10÷100 В); I_{min} , I_{max} – робочий інтервал струмів.

У випадку напівпровідникових стабілітронів (рис. 4.1.1, б), як правило, використовується їх обернена гілка ВАХ в області неруйнівного електричного (зенерівського), а не теплового пробую. Саме тому стабілітрони деколи називають зенерівськими діодами або діодами Зенера. Діод Зенера – напівпровідниковий діод, спад напруги на якому в області електричного пробую мало залежить від струму.

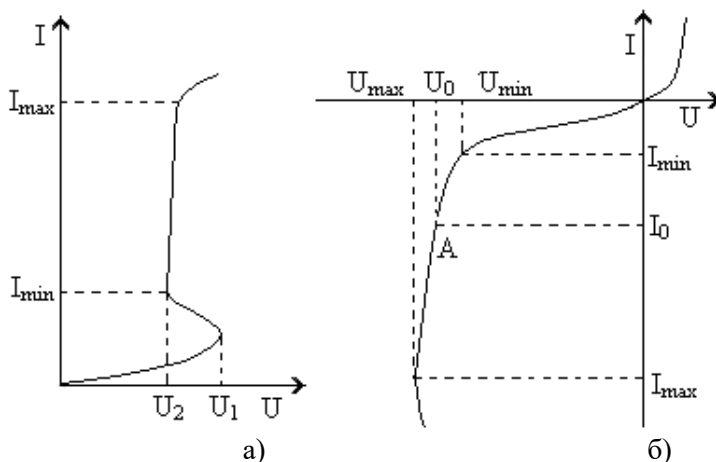


Рисунок 4.1.1 – Вольт-амперні характеристики радіоелементів з низьким динамічним опором: а) газорозрядний стабілітрон; б) напівпровідниковий стабілітрон

Низьковольтні стабілітрони виготовляються на основі сильно легованого кремнію. В них відбувається тунельний пробій. Високовольтні стабілітрони виготовляються зі слабо легованого кремнію, в них має місце лавинний пробій. Попри

схожі наслідки ці фізичні механізми принципово відмінні. Як правило, домінує один із механізмів пробою. Тунельний пробій домінує у стабілітронах з напругами стабілізації, меншими за 5,6 В. За вищих напруг домінуючим стає лавинний пробій. При тунельному пробії температурний коефіцієнт нестабільності напруги стабілізації від'ємний, а при лавинному температурний коефіцієнт стає позитивним. За напруги стабілізації, яка дорівнює 5,6 В, обидва механізми врівноважуються і коефіцієнт температурної нестабільності напруги стабілізації майже нульовий. Тому вибір такої напруги стабілізації оптимальний для побудови джерел живлення з низькою чутливістю до зміни температури навколишнього середовища. Такі стабілізатори можуть працювати у складних температурних умовах, тобто умовах широкого діапазону зміни температури середовища.

Загалом, стабілітрони – різновид діодів, що в режимі прямих напруг проводять струм як звичайні діоди, а при зворотній напрузі – струм різко зростає в області напруг, близьких до напруги оборотного пробою (зенерівський пробій).

Стабілітрони широко використовуються в джерелах опорної напруги різноманітних електронних схем. Для цього стабілітрони під'єднують до джерела, напругу якого необхідно стабілізувати, через додатковий резистор, котрий називають баластним (рис. 4.1.2). Стабілізатор, де стабілізація напруги виконується за рахунок активної взаємодії стабілітрона як радіоелемента, що змінює свої параметри (провідність) під дією прикладеної напруги, та баластного резистора, називають **параметричним стабілізатором**.

Величина напруги стабілізації стабілітрона, а отже, і величина стабілізованої напруги визначається при певній (номінальній) величині оберненого струму стабілітрона. Якщо струм стабілітрона менший за мінімальний, то динамічний (диференційний) опір значно збільшується і стабілізація не відбувається. Якщо ж струм стабілітрона перевищує максимальний, то електричний пробій (неруйнівний зенерівський пробій) може перейти в необоротний тепловий. Така зміна виду пробою, в кінцевому результаті, призводить до руйнування напівпровідникової структури стабілітрона.

Основні параметри, які характеризують стабілітрон, такі:

- напруга стабілізації U_{cm} ;
- допустимий діапазон зміни величини струму I_{max} та I_{min} ;
- температурний коефіцієнт відносної зміни напруги стабілізації

$$\gamma = \frac{\Delta U}{U \cdot \Delta t} .$$

У напівпровідникових стабілітронів з напругою стабілізації $U_{cm} < 5,6$ В величина температурного коефіцієнта напруги стабілізації від'ємна, а в стабілітронів з $U_{cm} > 5,6$ В цей параметр додатний.

Величина статичного опору стабілітрона в точці А (рис. 4.1.1, б) оберненої гілки вольт-амперної характеристики рівна

$$R_{cm} = U_0 / I_0 .$$

Середня величина диференційного (динамічного) опору в околі точки А оберненої гілки вольт-амперної характеристики стабілітрона

$$r_0 = \frac{U_{max} - U_{min}}{I_{max} - I_{min}} .$$

Легко переконатися, що r_0 менше від величини статичного опору R_{cm} , і ця відмінність тим більша, чим більше обернена гілка вольт-амперної характеристики стабілітрона наближається до вертикальної лінії. Стабілітрони малої потужності характеризуються диференційним опором, що не перевищує кількох десятків, а іноді одиниць ом.

За необхідності забезпечення низької величини стабілізованої напруги (одиниць вольт) може використовуватися пряма гілка вольт-амперної характеристики стабілітронів. Окрім того, динамічний опір стабілітрона, зміщеного в прямому напрямку, більше за такий же динамічний опір стабілітрона в оберненому напрямку. Надалі буде показано, що саме високий

динамічний опір стабілітрона в прямому напрямку зумовлює нижчі стабілізаційні властивості, ніж при його зміщенні в оберненому напрямку.

На рис. 4.1.2 зображена схема електрична принципова параметричного стабілізатора. Схема містить баластний резистор R_b , стабілітрон VD та навантаження R_n .

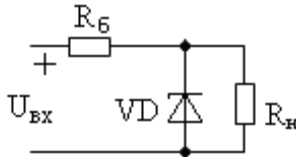


Рисунок 4.1.2 – Схема електрична принципова параметричного стабілізатора напруги

Користуючись графічним методом розрахунку величини струму та розподілу напруг на двох послідовно увімкнених елементах, розглянемо принцип роботи параметричного стабілізатора. Вважатимемо, що нам відомі вольт-амперні характеристики всіх елементів схеми на рис. 4.1.2. Паралельно увімкнені стабілітрон та резистор навантаження необхідно замінити одним еквівалентним елементом. Оскільки стабілітрон VD та резистора R_n увімкнені паралельно, то їх результуюча вольт-амперна характеристика знаходиться додаванням струмів, що відповідають однаковим спадам напруг на цих елементах (рис. 4.1.3). Отже, задаючись довільною величиною напруги U_i , знаходимо величини струмів, які протікатимуть при цій нарузі окремо через стабілітрон та резистор навантаження. Сума знайдених струмів дасть величину струму, що відповідатиме струму елемента з результуючою вольт-амперною характеристикою паралельно увімкнених стабілітрона та резистора навантаження.

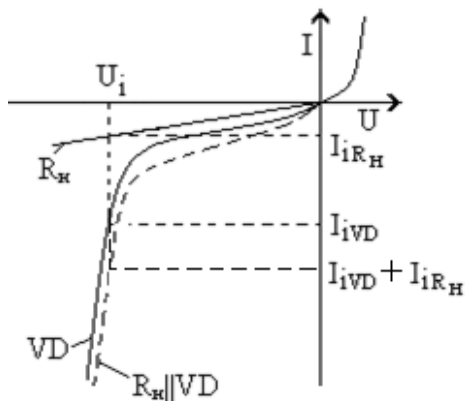


Рисунок 4.1.3 – Вольт-амперні характеристики стабілітрона, резистора навантаження та їх результуюча вольт-амперна характеристика (пунктирна лінія)

Розглянемо алгоритм графічного методу знаходження величини струму та розподілу напруг двох послідовно ввімкнених елементів. При заданій величині вхідної напруги $U_{вх}$ струм баластного резистора та спади напруг на баластному резисторі R_{δ} і на паралельно ввімкнених R_H і VD визначасмо за таким алгоритмом:

– ВАХ, наприклад, баластного резистора, побудовану в третьому квадранті, тобто для випадку від’ємних напруг і струмів, зміщуємо вздовж осі напруг доти, доки початок координат цієї ВАХ не досягне точки, яка відповідатиме вхідній напрузі схеми рис. 4.1.2 (R_{δ} з одним штрихом);

– потім цю ВАХ повертаємо навколо вертикальної осі як навколо вісі обертання на 180° і отримуємо R_{δ} з двома штрихами.

Ордината точки перетину поверненої ВАХ баластного резистора, тобто R_{δ} з двома штрихами, з результуючою ВАХ $VD \parallel R_H$ дасть струм, що протікатиме через баластний резистор. Абсциса точки перетину дасть спад напруги на паралельно ввімкнених стабілітроні й опорі навантаження (рис. 4.1.4), а отже, визначатиме вихідну напругу.

Якщо змінити величину вхідної напруги U_{ex} , то, відповідно, зміниться і положення точки, в яку зміщуємо ВАХ R_{δ} (R_{δ} з трьома штрихами на рис. 4.1.4). При цьому зміниться і величина вихідної напруги. Чим менша величина диференційного опору r_{δ} стабілітрона VD , то тим менша величина зміни напруги на виході схеми на рис. 4.1.4. Водночас зміна величини U_{ex} призводитиме до значної відносної зміни величини спаду напруги на баластному резисторі R_{δ} .

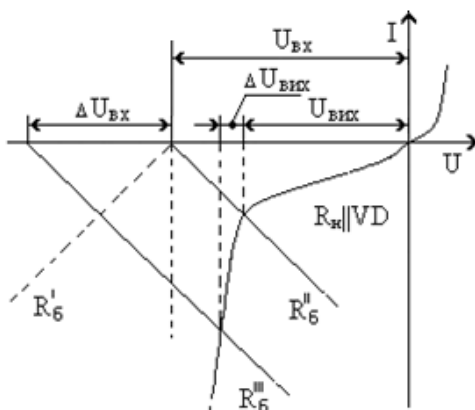


Рисунок 4.1.4 – Графічний метод визначення розподілу напруги та струму резистора R_{δ} та паралельно ввімкнених VD та R_n

Проведемо кількісний аналіз величини зміни вихідної напруги при зміні вхідної, тобто знайдемо вираз для основного параметра стабілізатора – коефіцієнта стабілізації, виражений через параметри еквівалентної схеми. Еквівалентна схема параметричного стабілізатора зображена на рис. 4.1.5.

В еквівалентній схемі параметричного стабілізатора (рис. 4.1.5) стабілітрон замінено резистором та джерелом напруги. Опір резистора r_{δ} дорівнює динамічному опорі стабілітрона, тому надалі будемо його називати динамічним опором, а електрорушійна сила джерела напруги дорівнює напрузі стабілізації стабілітрона.

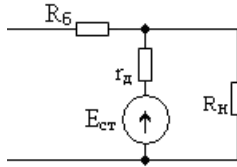


Рисунок 4.1.5 – Еквівалентна схема параметричного стабілізатора

Зміна величини вхідної напруги $U_{вх}$ спричинить відповідну зміну струму баластного резистора та величини вихідної напруги

$$\Delta U_{вх} = \Delta U_{Rб} + \Delta U_{вих} = \Delta I_{Rб} \cdot Rб + \Delta U_{вих} \cdot \quad (4.1)$$

Струм баластного резистора, по суті, – це сума струмів стабілітрона та навантаження

$$\Delta I_{Rб} = \Delta I_{см} + \Delta I_{Rн} \cdot \quad (4.2)$$

Величина вихідної напруги – сума спаду напруги на динамічному опорі та напруги стабілізації стабілітрона

$$U_{вих} = r_д \cdot I_{см} + E_{см} \cdot$$

Оскільки в рівнянні другий доданок, тобто величина напруги джерела напруги $E_{см}$, не змінюється зі зміною величини вхідної напруги, то зміна вихідної напруги відбуватиметься тільки внаслідок зміни спаду напруги на динамічному опорі $r_д$

$$\Delta U_{вих} = r_д \cdot \Delta I_{см} \cdot$$

З цього рівняння отримаємо

$$\Delta I_{см} = \frac{\Delta U_{вих}}{r_д} \cdot \quad (4.3)$$

Зміна величини струму навантаження може бути виражена через відповідну зміну величини вихідної напруги

$$\Delta I_{R_n} = \frac{\Delta U_{вих}}{R_n}. \quad (4.4)$$

Підставимо у рівняння (4.2) вирази для зміни струму стабілітрона та навантаження, виражені через відповідну зміну вихідної напруги (рівняння (4.3) та (4.4)). Після виконання вказаних дій отримаємо

$$\Delta I_{R\delta} = \frac{\Delta U_{вих}}{r_\delta} + \frac{\Delta U_{вих}}{R_n}.$$

Отриману зміну величини струму баластного резистора, виражену через зміну величини струму стабілітрона та навантаження, підставимо в рівняння (4.1). Тоді

$$\Delta U_{вх} = \left(\frac{\Delta U_{вих}}{r_\delta} + \frac{\Delta U_{вих}}{R_n} \right) \cdot R_\delta + \Delta U_{вих}.$$

Винісши $\Delta U_{вих}$ за дужки, матимемо

$$\Delta U_{вх} = \Delta U_{вих} \left(\frac{R_\delta}{r_\delta} + \frac{R_\delta}{R_n} + 1 \right).$$

Величини R_δ і R_n – одного порядку (сотні ом), натомість опір r_δ – це одиниці, десятки ом. Тому у випадку реальних схем справджується нерівність

$$\frac{R_\delta}{r_\delta} \gg \frac{R_\delta}{R_n} + 1.$$

Отже, для більшості реальних схем параметричних стабілізаторів зміна величини вхідної напруги може бути виражена через відповідну зміну вихідної так:

$$\Delta U_{вх} = \Delta U_{вих} \cdot \frac{R_\delta}{r_\delta}.$$

Таким чином, відношення зміни вхідної напруги до відповідної зміни вихідної напруги може бути виражене через параметри схеми параметричного стабілізатора

$$\frac{\Delta U_{ex}}{\Delta U_{вих}} = \frac{R_{\delta}}{r_{\delta}}. \quad (4.5)$$

За визначенням величина коефіцієнта стабілізації

$$K_{cm} = \frac{\Delta U_{ex}}{U_{ex}} : \frac{\Delta U_{вих}}{U_{вих}} = \frac{\Delta U_{ex}}{\Delta U_{вих}} \cdot \frac{U_{вих}}{U_{ex}}. \quad (4.6)$$

Підставимо у рівняння (4.6) відношення змін величин вхідної до вихідної напруг, виражені через параметри елементів еквівалентної схеми параметричного стабілізатора, а саме рівняння (4.5). Отримаємо такий результат:

$$K_{cm} = \frac{R_{\delta}}{r_{\delta}} \cdot \frac{U_{вих}}{U_{ex}}. \quad (4.7)$$

Звідси випливає, що K_{cm} параметричного стабілізатора тим більший, чим більша величина опору R_{δ} і менша величина динамічного опору стабілізатора.

Величину опору баластного резистора при відомій (з довідника) мінімальній величині струму стабілізатора $I_{cm \min}$ можна розрахувати за формулою

$$R_{\delta} = \frac{U_{ex \min} - U_{вих}}{I_{cm \min} + I_{н}},$$

де $U_{ex \min}$ – напруга, при якій стабілізатор ще забезпечує стабілізовану напругу на $R_{н}$.

Як правило, схема параметричного стабілізатора розрахована на певне (номінальне) значення вхідної напруги. При цьому діапазон зміни величини вхідної напруги

$$U_{ex \min} = U_{ex} - \Delta U'_{ex}, \quad U_{ex \max} = U_{ex} + \Delta U'_{ex}.$$

Тому величина опору баластного резистора

$$R_{\delta} = \frac{U_{\text{ex}} - \Delta U'_{\text{ex}} - U_{\text{вих}}}{I_{\text{cm min}} + I_{\text{н}}} \quad \text{або} \quad R_{\delta} = \frac{U_{\text{ex}}(1 - \alpha_{\text{min}}) - U_{\text{вих}}}{I_{\text{cm min}} + I_{\text{н}}},$$

$$\text{де } \alpha_{\text{min}} = \frac{\Delta U'_{\text{ex}}}{U_{\text{ex}}}.$$

Виніши за дужки $U_{\text{ex}}(1 - \alpha_{\text{min}})$, отримаємо

$$R_{\delta} = \frac{U_{\text{ex}}(1 - \alpha_{\text{min}})}{I_{\text{cm min}} + I_{\text{н}}} \cdot \left(1 - \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{ex}}(1 - \alpha_{\text{min}})}\right).$$

Коефіцієнт стабілізації параметричного стабілізатора визначимо за формулою

$$K_{\text{cm}} = \frac{R_{\delta}}{r_{\delta}} \cdot \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{ex}}}.$$

Підставивши замість R_{δ} його значення, отримаємо

$$K_{\text{cm}} = \frac{U_{\text{вих}}(1 - \alpha_{\text{min}})}{r_{\delta}(I_{\text{cm min}} + I_{\text{н}})} \cdot \left(1 - \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{ex}}(1 - \alpha_{\text{min}})}\right).$$

Перший множник – це граничний (максимально можливий) коефіцієнт стабілізації параметричного стабілізатора, отже

$$K_{\text{cm}} = K_{\text{cm max}} \left(1 - \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{ex}}(1 - \alpha_{\text{min}})}\right). \quad (4.8)$$

Домовимось, що вхідна напруга постійна ($U_{\text{ex}} = \text{const}$), а змінюється лише величина опору навантаження. За цієї умови зміна струму навантаження зумовить таку ж зміну струму стабілітрона, але з протилежним знаком

$$\Delta I_{\text{н}} = -\Delta I_{\text{cm}}.$$

Зміна величини вихідної напруги пропорційна до зміни струму через стабілітрон

$$\Delta U_{вих} = r_{\partial} \cdot \Delta I_{ст}.$$

Здійснивши заміну ΔI_n на $-\Delta I_{ст}$, отримаємо

$$\Delta U_{вих} = -r_{\partial} \Delta I_n.$$

Звідси визначимо, що величина динамічного опору

$$r_{\partial} = -\frac{\Delta U_{вих}}{\Delta I_n}.$$

Оскільки вихідна напруга параметричного стабілізатора – це напруга на навантаженні, то

$$r_{\partial} = -\frac{\Delta U_n}{\Delta I_n} = -\frac{\Delta U_{вих}}{\Delta I_{вих}}. \quad (4.9)$$

Права частина рівняння – вихідний опір параметричного стабілізатора, тобто $r_{вих}$. Отже, $r_{\partial} = r_{вих}$. Тобто внутрішній (вихідний) опір параметричного стабілізатора безпосередньо залежить від величини динамічного опору стабілітрона, використаного у схемі параметричного стабілізатора.

З рівняння (4.7) для коефіцієнта стабілізації параметричного стабілізатора випливає, що збільшення опору баластного резистора зумовить пропорційний до нього ріст коефіцієнта стабілізації. При постійній величині вихідної напруги збільшення опору баластного резистора повинно супроводжуватися збільшенням величини вхідної напруги. В результаті дії вказаних факторів, а саме збільшення R_{∂} та $U_{вх}$, зростання величини коефіцієнта підсилення буде значно меншим, ніж очікувалося. Ситуація може значно змінитись, якщо як баластний використати резистор, що характеризується високим динамічним (за перемінним струмом) та низьким статичним (за постійним струмом) опором. При низькому статичному опорі баластного резистора вихідна напруга мало відрізнятиметься від вхідної, а величина коефіцієнта стабілізації визначатиметься високим динамічним опором цього ж баластного резистора. Виявляється, що перетворювач напруги на струм або, що те саме, стабілізатор струму характеризується відносно низьким статичним та високим динамічним опором.

На рис. 4.1.6, а, б зображено схему електричну принципову стабілізатора струму та графік залежності струму навантаження від вхідної напруги. Легко помітити, що, починаючи з певної (порогової) величини вхідної напруги вихідний струм, тобто струм навантаження, мало змінюється при подальшому зростанні вхідної напруги. Зміна величини вихідного струму при вхідній напрузі, вищій від порогової, тим менша, чим вищі підсилювальні властивості транзистора.

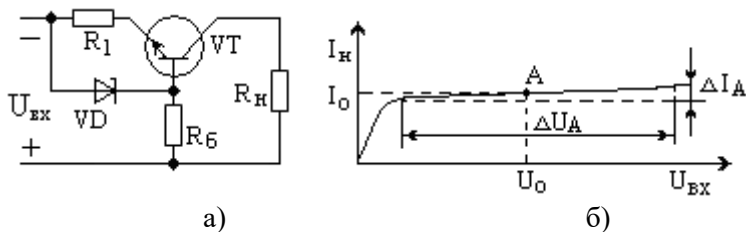


Рисунок 4.1.6 – Стабілізатор струму (перетворювач напруги на струм): а) схема електрична принципова; б) залежність струму навантаження від вхідної напруги

Величина вихідного (стабілізованого) струму при заданій величині напруги стабілізації стабілітрона VD залежить від опору резистора R_1 . Величина струму обернено пропорційна до величини опору резистора. Тобто, чим більший опір R_1 , тим менша величина стабілізованого струму. В цій схемі транзистор підтримує величину спаду напруги на резисторі R_1 , близьку до напруги стабілізації стабілітрона VD . Співвідношення між вказаними напругами описується рівнянням

$$U_{VD} = U_{R1} + U_{be}.$$

Спад напруги на резисторі R_1 можна знайти з рівняння

$$U_{R1} = U_{VD} - U_{be}.$$

Величина стабілізованого струму, а отже, і величина струму, який протікає через навантаження, менша від струму резистора R_1 на величину базового струму транзистора

$$I_n = I_{R1} - I_b.$$

Таким чином, спад напруги на резисторі R_I – функція величини стабілізованого струму (струму навантаження)

$$U_{R_I} = R_I \times I_{R_I} = R_I \times (I_n + I_\delta).$$

Підсилювальні властивості сучасних транзисторів достатньо високі, що забезпечує нехтовно малу величину базового струму. Іншими словами, виконується нерівність $I_n \gg I_\delta$. Тому спад напруги на резисторі R_I

$$U_{R_I} = R_I \times I_n. \quad (4.10)$$

Стабільність величини опору резистора R_I забезпечує можливість достатньо точного підтримування величини стабілізованого струму. Причому, як було зазначено, збільшення R_I призводить до зменшення стабілізованого струму і, відповідно, зменшення R_I – до збільшення величини стабілізованого струму.

З графіка залежності струму навантаження від вхідної напруги (рис. 4.1.6, б) явно впливає, що статичний опір стабілізатора струму значно менший від його динамічного опору. Для точки А залежності, зображеної на рис. 4.1.6, б, величина статичного опору може бути знайдена з формули

$$R_{cm} = U_0 / I_0.$$

Водночас час, динамічний опір для цієї ж точки А описується виразом

$$R_{diff} = \Delta U_A / \Delta I_A.$$

Вважатимемо, що U_0 та ΔU_A – величини одного порядку, а $I_0 \gg \Delta I_A$. Тоді

$$R_{diff} \gg R_{cm}. \quad (4.11)$$

Отже, використання стабілізатора струму як баластного резистора R_δ дозволяє поліпшити стабілізаційні властивості параметричного стабілізатора. Таке поліпшення спостерігається в усіх випадках, коли елемент (схема), використані як R_δ , мають високий динамічний і низький статичний опір.

На рис. 4.1.7 зображено схему параметричного стабілізатора, в якому баластний резистор замінено стабілізатором струму. Стабілізатор струму виконано на елементах R_1 , VD_1 , VT та R_2 .

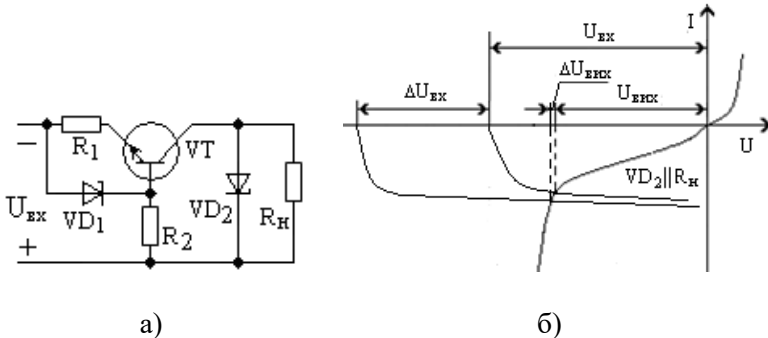


Рисунок 4.1.7 – Параметричний стабілізатор зі стабілізатором струму: а) схема електрична принципова; б) зміна величини вихідної напруги при зміні вхідної напруги

Скориставшись графічним методом знаходження розподілу напруг і струмів у параметричному стабілізаторі, замінимо ВАХ баластного резистора характеристикою стабілізатора струму (рис. 4.1.7, а). З рис. 4.1.7, б випливає, що використання стабілізатора струму забезпечує значно меншу величину зміни вихідної напруги $\Delta U_{вих} \ll \Delta U_{вх}$, ніж у разі використання звичайного активного резистора як баластного (рис. 4.1.4). Особливо наочна ця різниця при однакових величинах зміни вхідної $\Delta U_{вх}$ напруги.

У багатьох випадках робота тих чи інших радіоелектронних пристроїв потребує наявності джерел живлення з високою стабільністю вихідної напруги. Це так звані джерела опорної напруги. Практично до 2000 року в особливо відповідальних випадках робочою мірою напруги, а точніше мірою електрорушійної сили, слугували нормальні елементи. Нормальні елементи використовуються для повірки та градування електровимірювальних приладів. Загалом вони є основними елементами в пристроях точного вимірювання

напруги, струму. Найбільш поширеним був нормальний елемент Вестона, запропонований ще у 1892 році Едуардом Вестоном (Edward Weston). Нормальний елемент Вестона – це ртутно-кадмій-амальгамний з розчином сульфату кадмію гальванічний елемент, який характеризується високою часовою стабільністю електрорушійної сили. Відтворюваність параметрів нормальних елементів дуже важлива у разі їх промислового виробництва. Від 1908 року цей нормальний елемент офіційно прийнятий як основний національний еталон напруги. Номінальні значення електрорушійної сили нормального елемента – у межах $1,018 \div 1,019$ В. При 20°C величина електрорушійної сили нормального елемента становить $1,0183$ В. З 2000 року сфери використання нормальних елементів, які потребують особливих умов не тільки температурних, а і певної просторової орієнтації, суттєво звузилися. Винятком є випадки використання нормальних елементів як національних та міжнародних еталонів вольта та інші, коли у стаціонарних умовах необхідно забезпечити надзвичайно низький короточасний дрейф напруги.

Джерела опорної напруги на основі напівпровідникових стабілітронів (з *p-n* переходом або buried Zener) вигідно відрізняються від нормальних елементів за стійкістю до механічного впливу. Проте навіть термостатовані стабілітрони мають меншу стабільність, ніж нормальні елементи. Причина в тому, що стабілітрони шумлять в інтервалі частот від одиниць мегагерц (ці частоти не такі важливі) і до тисячної частки герца. Низькі частоти відіграють визначальну роль у стабільності стабілізованої напруги. Відфільтрувати такі частоти вкрай важко.

На практиці у більшості випадків від джерел опорної напруги не вимагається забезпечення напруги на метрологічному рівні. До того ж не завжди є можливість термостатувати стабілізатор. Тому виникає проблема зменшення впливу температури на параметри елементів схеми стабілізатора.

Температурну стабільність вихідної напруги стабілізатора можна реалізувати підбором величини та знаку температурного коефіцієнта напруги (ТКН) стабілітрона, використаного у схемі стабілізатора. Для параметричного стабілізатора зі стабілізатором струму (рис. 4.1.7, а) термокомпенсація може бути забезпечена підбором величини та знаку температурного коефіцієнта напруги (ТКН) стабілітрона VD_1 . Якщо ТКН стабілітрона VD_2 , наприклад, додатний, то при збільшенні температури навколишнього середовища величина стабілізованої VD_2 напруги зростає. Для компенсації такої зміни необхідно зменшити величину струму, що протікає через VD_2 . Температурна стабільність величини опорів R_1 , R_2 може бути забезпечена на достатньо високому рівні. Якщо прийняти, що ця умова виконана, то зменшення величини стабілізованого струму досягається зменшенням величини напруги, стабілізованої VD_1 . Отже, ТКН стабілітрона VD_1 повинен бути від'ємним.

Знизити чутливість стабілізатора до зміни температури можна, використавши так званий термокомпенсуючий елемент. До схеми найпростішого параметричного стабілізатора (рис. 4.1.8) послідовно зі стабілітроном вмикається термокомпенсуючий елемент. Як правило, для цього використовують стабілітрон такого ж типу. Вмикається термокомпенсуючий стабілітрон VD_1 у прямому напрямку послідовно з основним стабілізуючим напругу стабілітроном VD_2 . Стабілізована напруга збільшується на величину спаду напруги на зміщеному в прямому напрямку термокомпенсуючому стабілітроні VD_1 .

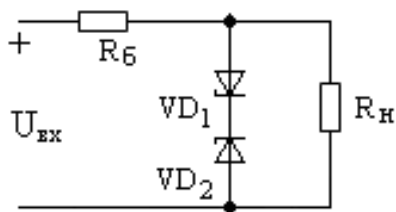


Рисунок 4.1.8 – Схема параметричного стабілізатора з термокомпенсуючим елементом (стабілітроном)

Такий метод температурної компенсації використовується для стабілітронів, які мають додатний температурний коефіцієнт, оскільки температурний коефіцієнт спаду напруги на діоді чи стабілітроні, ввімкнених у пряму напрямку, від'ємний. Зі зміною температури навколишнього середовища, наприклад із підвищенням, спад напруги на стабілітроні зростає, а на термокомпенсуючому елементі падає. В результаті сумарний спад напруги на послідовно ввімкнених елементах змінюється мало.

Введення у схему параметричного стабілізатора термокомпенсуючих елементів позначається на її технічних характеристиках. Наприклад, внутрішній опір термокомпенсованого стабілітрона збільшується на величину диференційного внутрішнього опору термокомпенсуючого діода

$$r_{\partial\Sigma} = r_{\partial} + r_{\partial mk} .$$

Зростання величини диференційного опору, згідно з рівнянням (4.7), знизить величину коефіцієнта стабілізації, а згідно з рівнянням (4.9) – збільшить величину вихідного опору. Загалом основні технічні характеристики термокомпенсованого параметричного стабілізатора гірші, ніж у аналогічного нетермокомпенсованого. Отже, необхідно знаходити компроміс між температурною стабільністю та технічними характеристиками параметричного стабілізатора.

Промисловістю випускаються термокомпенсовані стабілітрони. Перевірка таких стабілітронів на працездатність становить певну проблему, оскільки провідність термокомпенсованих стабілітронів в обох напрямках однаково низька (високий опір). Тому перевірити такі стабілітрони класичним «продзвонюванням» неможливо. Оскільки як термокомпенсуючі елементи використовуються стабілітрони такого ж типу, як і основний, то полярність увімкнення термокомпенсованого стабілітрона у схему неважлива. За будь-якої полярності ввімкнення стабілітрона величина стабілізованої напруги, в межах розкиду величини стабілізованої напруги, залишиться незмінною.

Величину стабілізованої напруги можна змінювати шляхом вибору стабілітрона з відповідною напругою стабілізації. Дискретно змінювати стабілізовану напругу можна, використавши послідовне з'єднання стабілітронів (рис. 4.1.9).

Величина стабілізованої напруги в цьому разі дорівнюватиме сумі напруг стабілізації використаних стабілітронів

$$U_{\text{вих}} = U_{VD1} + U_{VD2}. \quad (4.12)$$

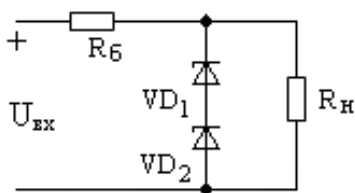


Рисунок 4.1.9 – Схема електрична принципова параметричного стабілізатора на двох послідовно ввімкнених стабілітронах

В загальному випадку напруги стабілізації стабілітронів VD_1 та VD_2 можуть бути різними. Проте повинні зберігатися рівність величин допустимих струмів стабілітронів

$$I_{cm1min} = I_{cm2min}; \quad I_{cm1max} = I_{cm2max}.$$

Як правило, у стабілітронів малої потужності величини мінімальних струмів майже однакові і знаходяться в межах $3 \div 5$ мА. Співмірність струмів зберігається і для максимальних величин, які не перевищують $10 \div 20$ мА. Послідовне ввімкнення потужного та малопотужного стабілітронів, тобто стабілітронів, що мають різні величини допустимих струмів, не рекомендується. Також не рекомендується і паралельне з'єднання стабілітронів, особливо якщо вони мають різні напруги стабілізації.

Для багатьох радіоелектронних пристроїв важливе забезпечення високого коефіцієнта стабілізації напруги джерела живлення. Підвищити стабільність величини напруги на

навантаженні можна, використавши каскадне ввімкнення параметричних стабілізаторів.

На рис. 4.1.10 зображена схема електрична принципова двокаскадного параметричного стабілізатора.

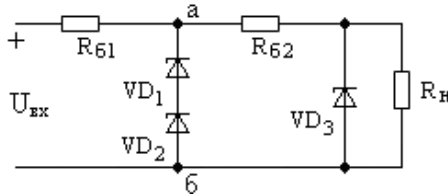


Рисунок 4.1.10 – Схема електрична принципова двокаскадного параметричного стабілізатора

За визначенням, величина коефіцієнта стабілізації стабілізатора напруги розраховується за формулою

$$K_{cm} = \frac{\Delta U_{ex}}{U_{ex}} \cdot \frac{\Delta U_{вих}}{U_{вих}}.$$

Скориставшись нею, можна досить легко показати, що величина коефіцієнта стабілізації схеми рис. 4.1.10 дорівнює добутку коефіцієнтів стабілізації першого та другого каскадів. Згідно з формулою (4.7), виразимо коефіцієнти стабілізації каскадно ввімкнених стабілізаторів через параметри їх елементів. В результаті отримаємо

$$K_{заг} = K_{cm1} \cdot K_{cm2} \approx \frac{U_{аб}}{U_{ex}} \cdot \frac{R_{б1}}{r_{д1.2}} \cdot \frac{U_{вих}}{U_{аб}} \cdot \frac{R_{б2}}{r_{д3}} = \frac{U_{вих}}{U_{ex}} \cdot \frac{R_{б1}}{r_{д1.2}} \cdot \frac{R_{б2}}{r_{д3}}. \quad (4.13)$$

У даному виразі $r_{д1.2} = r_{д1} + r_{д2}$ – сума диференційних опорів стабілітронів VD_1 та VD_2 . З отриманої формули випливає, що загальний коефіцієнт стабілізації більший для кожного з каскадно ввімкнених стабілізаторів, оскільки добуток великих за опором баластних резисторів більший від добутку малих за величиною диференційних опорів стабілітронів.

Стабілітрони VD_1 та VD_2 схеми на рис. 4.1.10 можуть бути такої ж або більшої потужності порівняно з потужністю стабілітрона VD_3 . Не рекомендується, щоб потужність VD_3 була більшою від потужності VD_1 та VD_2 . При заданому

(допустимому) діапазоні зміни величини вхідної напруги порушення вказаної рекомендації потребуватиме зменшення величини опору баластних резисторів, оскільки для роботи потужних стабілітронів необхідний значно більший струм спокою. У кінцевому результаті це зменшить величину коефіцієнта стабілізації.

Збільшити стабільність величини напруги на навантаженні, а отже, величину коефіцієнта стабілізації можна, якщо використати мостову схему параметричного стабілізатора напруги. Така схема, утворена елементами R_6 , VD , R_1 та R_2 , зображена на рис. 4.1.11. На одну з діагоналей моста подається вхідна напруга, а в другу діагональ увімкнене навантаження.

Для проведення аналізу роботи мостового параметричного стабілізатора замінимо стабілітрон VD на його еквівалентну схему (рис. 4.1.5) і розрахуємо струм, який протікатиме лівою гілкою схеми, він же буде струмом баластного резистора та стабілітрона.

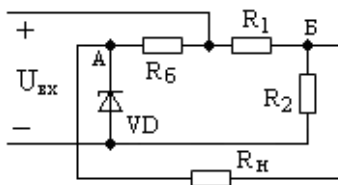


Рисунок 4.1.11 – Схема електрична принципова мостового параметричного стабілізатора

Вважатимемо, що струм навантаження I_H нехтовно малий

$$I_{R_6} = I_{cm} = \frac{U_{вх} - E_{cm}}{R_6 + r_d}.$$

З наведеної формули випливає, що зміна вхідної напруги спричинить зміну струму баластного резистора. Величину E_{cm} можна вважати постійною, тому зміну струму баластного резистора можна виразити формулою

$$\Delta I_{R\delta} = \Delta I_{cm} = \frac{\Delta U_{ex}}{R_{\delta} + r_{\delta}}. \quad (4.14)$$

Величина напруги в точці А відносно мінусового провідника дорівнює

$$U_A = U_{ex} - I_{R\delta} \cdot R_{\delta}.$$

При зміні вхідної напруги зміну напруги в точці А можна виразити формулою

$$\Delta U_A = \Delta U_{ex} - \Delta I_{R\delta} \cdot R_{\delta}. \quad (4.15)$$

Підставивши значення $\Delta I_{R\delta}$ з рівняння (4.14), отримаємо

$$\Delta U_A = \Delta U_{ex} - \frac{\Delta U_{ex}}{R_{\delta} + r_{\delta}} \cdot R_{\delta} = \Delta U_{ex} \left(\frac{R_{\delta} + r_{\delta} - R_{\delta}}{R_{\delta} + r_{\delta}} \right) = \Delta U_{ex} \frac{r_{\delta}}{R_{\delta} + r_{\delta}}. \quad (4.16)$$

Зміна напруги в точці Б відносно мінусового провідника дорівнює

$$\Delta U_B = \frac{\Delta U_{ex}}{R_1 + R_2} \cdot R_2. \quad (4.17)$$

Результуюча зміна вихідної напруги на опори навантаження буде рівна різниці напруг у точках А та Б

$$\Delta U_{вих} = \Delta U_A - \Delta U_B = \Delta U_{ex} \left(\frac{r_{\delta cm}}{R_{\delta} + r_{\delta cm}} - \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right). \quad (4.18)$$

Легко помітити, що при $\Delta U_{ex} \neq 0$ зміна величини вихідної напруги дорівнює нулеві, якщо

$$\frac{r_{\delta}}{R_{\delta} + r_{\delta}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}.$$

Перемноживши чисельник на знаменник, а знаменник на чисельник, відповідно правої та лівої частин рівняння, отримаємо

$$r_{\delta}(R_1 + R_2) = R_2(R_{\delta} + r_{\delta}). \quad (4.19)$$

Розкривши дужки лівої та правої частин рівняння, матимемо

$$r_0 R_1 + r_0 R_2 = R_2 R_0 + R_2 r_0.$$

Віднімемо від лівої та правої частин рівняння добуток $r_0 R_2$

$$R_1 r_0 = R_2 R_0, \quad \text{отже: } \frac{R_1}{R_2} = \frac{R_0}{r_0}. \quad (4.20)$$

Формула (4.20) – це формула балансу моста. Відомо, що в збалансованому мості різниця напруг між вузлами діагонали моста дорівнює нулеві. Здавалось би, і величина напруги на навантаженні також повинна дорівнювати нулю при виконанні отриманого співвідношення між r_0 , R_0 , R_1 та R_2 . Дане співвідношення опорів отримане за умови, що E_{cm} наявна і не змінюється зі зміною вхідної напруги. Отже, потенціал точки А постійно буде більшим за потенціал точки Б на величину напруги стабілізації стабілітрона E_{cm} .

Параметричні стабілізатори постійної напруги використовують для стабілізації напруги при низькій вихідній потужності (десяті частки вата). Вказані стабілізатори знаходять широке застосування як еталонні (опорні) джерела живлення.

Перевага параметричних стабілізаторів – простота їх реалізації і мала кількість елементів.

Недоліками параметричних стабілізаторів є:

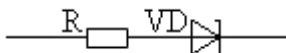
- відсутність можливості плавного регулювання і точного встановлення номінального значення вихідної напруги;
- низький коефіцієнт корисної дії

$$\eta = \frac{P_{вих}}{P_{вх}} = \frac{U_{вих} \cdot I_n}{U_{вх} (I_n + I_{cm})};$$

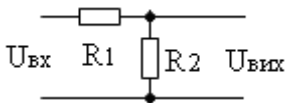
- низька величина струму навантаження; як правило, вона не перевищує кілька міліампер.

Контрольні запитання та завдання

1. Побудувати результуючу ВАХ двох послідовно ввімкнених елементів: резистора та стабілітрона. ВАХ вказаних елементів відомі.

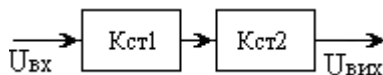


2. Величина коефіцієнта стабілізації напруги подільника напруги дорівнює...



- а) одиниці;
- б) пропорційна відношенню опорів резисторів подільника R_1/R_2 ;
- в) нулеві;
- г) пропорційна до відношення опорів резисторів подільника R_2/R_1 .

3. Загальна величина коефіцієнта стабілізації каскадно ввімкнених стабілізаторів дорівнює...



- а) коефіцієнту стабілізації першого стабілізатора;
 - б) коефіцієнту стабілізації другого (вихідного) стабілізатора;
 - в) добутку їх коефіцієнтів стабілізації;
 - г) сумі коефіцієнтів стабілізації окремих стабілізаторів.
4. Принцип роботи параметричного стабілізатора постійної напруги базується на ...
- а) використанні подільника напруги з параметричною зміною величини коефіцієнта поділу напруги;
 - б) використанні баластного резистора з низьким динамічним опором;
 - в) використанні стабілітрона з високим динамічним опором;
 - г) використанні від'ємного оберненого зв'язку.

5. Стабілітрон у схемі параметричного стабілізатора постійної напруги повинен характеризуватися ...

а) низьким (нульовим) динамічним опором; б) високим динамічним опором; в) величина динамічного опору неважлива; г) низьким (нульовим) статичним опором.

6. У схемі параметричного стабілізатора постійної напруги використано баластний резистор, величину динамічного опору якого можна змінювати. Як змінюватиметься величина коефіцієнта стабілізації стабілізатора при зростанні величини динамічного опору?

а) зростатиме; б) зменшуватиметься; в) не змінюватиметься; г) прямуватиме до одиниці.

7. Параметричний стабілізатор напруги належить до класу джерел опорної напруги. Якщо розглядати параметричний стабілізатор як джерело електричної енергії, то до якого виду джерела електричної енергії можна його віднести?

а) джерело напруги; б) джерело струму; в) це окремий клас джерел електричної енергії; г) джерело потужності.

8. Визначити диференційний опір стабілітрона VD (рис. 4.1.12, а) параметричного стабілізатора напруги, при якому вихідна напруга не буде виходити за межі $U_2=12\pm 0,1$ В. Взяти до уваги, що зміна вхідної напруги має бути в межах $U_1=25\pm 2$ В, а $R_1=220$ Ом, $R=(400\div 1000)$ Ом.

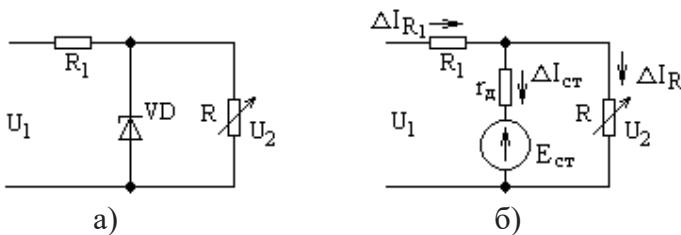


Рисунок 4.1.12 – Параметричний стабілізатор:
а) схема електрична принципова; б) еквівалентна схема

Еквівалентна схема параметричного стабілізатора зображена на рис. 4.1.12, б. Скориставшись еквівалентною

схемою, запишемо формулу залежності зміни величини вихідної напруги при зміні вхідної.

$$\Delta U_{\text{ex}} = \Delta U_{R_1} + \Delta U_{\text{вих}} = \Delta I_{R_1} \cdot R_1 + \Delta U_{\text{вих}}.$$

Зміна величини струму резистора R_1 – це сума змін струмів стабілітрона VD та резистора R (рис. 4.1.12, б). Зміну величини вказаних струмів виразимо через відому величину зміни вихідної напруги

$$\Delta I_{\text{ст}} = \frac{\Delta U_{\text{вих}}}{r_{\text{д}}}, \quad \Delta I_R = \frac{\Delta U_{\text{вих}}}{R}.$$

Напругу на виході параметричного стабілізатора можна визначати за виразом

$$U_{\text{вих}} = r_{\text{д}} \cdot I_{\text{ст}} + E_{\text{ст}}.$$

Оскільки йдеться про зміну напруги на виході параметричного стабілізатора, то напруга стабілізації стабілітрона, як постійна величина, може не враховуватись. Тому зміна величини вихідної напруги дорівнює зміні спаду напруги на диференційному опорі стабілітрона (рис. 4.1.12, б):

$$\Delta U_{\text{вих}} = r_{\text{д}} \cdot \Delta I_{\text{ст}}.$$

Отже, формулу зв'язку зміни вихідної напруги і вхідної, з урахуванням параметрів елементів схеми параметричного стабілізатора, можна записати так:

$$\Delta U_{\text{ex}} = (\Delta I_{\text{ст}} + \Delta I_R) \cdot R_1 + \Delta U_{\text{вих}} = \Delta U_{\text{вих}} \left(\frac{R_1}{r_{\text{д}}} + \frac{R_1}{R} + 1 \right).$$

В отриманій формулі невідомою є величина диференційного опору стабілітрона. Знайдемо її в явному вигляді

$$r_{\text{д}} = \frac{\Delta U_{\text{вих}} \cdot R_1 \cdot R}{\Delta U_{\text{ex}} \cdot R - \Delta U_{\text{вих}} (R + R_1)}.$$

Вважатимемо, що величина опору змінного резистора $R=1000$ Ом. Підставивши в отриману формулу значення величин $\Delta U_{вх.}$, $\Delta U_{вих.}$ та R_I , визначимо, що величина диференційного опору стабілітрона повинна бути $r_{\partial}=33$ Ом. При опорі резистора $R=400$ Ом і тих же значеннях величин $\Delta U_{вх.}$, $\Delta U_{вих.}$ та R_I , отримаємо нове значення величини диференційного опору $r_{\partial}=11,9$ Ом. При отриманій (меншій) величині диференційного опору і опорі змінного резистора $R=1000$ Ом зміна величини вихідної напруги буде меншою, ніж вимагається за умовою задачі. Тож діапазон зміни величини вхідної напруги в обох випадках один і той самий.

4.2. Компенсаційні стабілізатори

Стабілізатори даного типу часто називають **лінійними стабілізаторами з оберненим зв'язком**. Принцип дії компенсаційних стабілізаторів базується на компенсації зміни вихідної напруги за рахунок дії ланки оберненого зв'язку. Компенсаційні стабілізатори на структурному рівні містять такі основні блоки:

- а) регулювальний елемент (РЕ);
- б) систему порівняння (СП);
- в) джерело опорної напруги (ДОН).

Залежно від того, як вмикається регулювальний елемент відносно опору навантаження, компенсаційні стабілізатори поділяються на стабілізатори послідовного та паралельного типу.

Структурна схема компенсаційного стабілізатора послідовного типу зображена на рис. 4.2.1.

Зміна величини вихідної напруги компенсаційного стабілізатора послідовного типу рис. 4.2.1, *а* зумовлює виникнення на виході системи порівняння (СП) сигналу, пропорційного до зміни вихідної напруги. Сигнал схеми порівняння змінює стан РЕ, компенсуючи тим самим зміну вихідної напруги.

Паралельна схема стабілізатора (рис. 4.2.1, *б*) містить ті ж елементи, що і послідовна. Відмінність полягає в тому, що регулювальний елемент увімкнений паралельно до навантаження, а послідовно з ним увімкнено баластний резистор

R_b . Зміна вихідної напруги спричинює появу сигналу на виході схеми порівняння. Залежно від величини останнього змінюється величина струму регулювального елемента, а отже, і величина струму, який протікає через баластний резистор. Зміна струму R_b зумовлює зміну спаду напруги на ньому, в результаті чого відбувається перерозподіл зміни вихідної напруги між баластним резистором і регулювальним елементом.

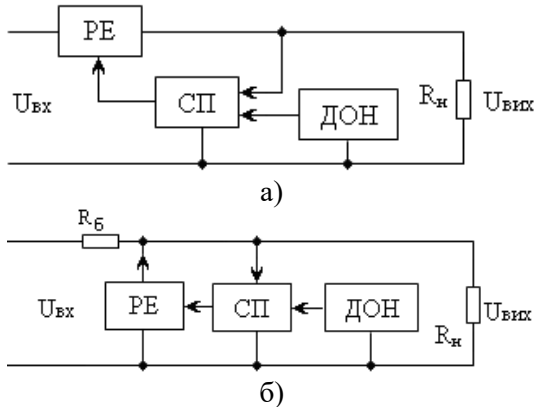


Рисунок 4.2.1 – Структурна схема компенсційного стабілізатора: а) послідовного типу; б) паралельного типу

Один із можливих варіантів схеми електричної принципової компенсційного стабілізатора послідовного типу зображено на рис. 4.2.2.

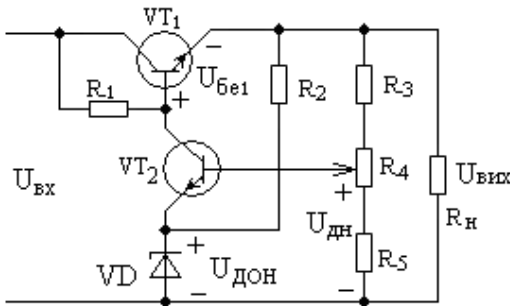


Рисунок 4.2.2 – Схема електрична принципова компенсційного стабілізатора послідовного типу

У схемі стабілізатора (рис. 4.2.2) транзистор VT_1 є регулювальним елементом, а VT_2 виконує функції системи порівняння. Резистор R_2 та стабілітрон VD утворюють джерело опорної напруги (ДОН). Величина вихідної напруги стабілізатора визначається величиною напруги ДОН і може плавно змінюватися через зміну положення повзунка (рухомий контакт) потенціометра R_4 . Потенціометр R_4 забезпечує можливість зміни величини коефіцієнта ділення вихідної напруги стабілізатора. Причому переміщення повзунка потенціометра вгору супроводжується зниженням величини вихідної напруги, а вниз – підвищенням.

Домовимось, що при фіксованому положенні повзунка потенціометра R_4 і незмінній вхідній напрузі змінилася, наприклад зменшилася, вихідна напруга. Така зміна, як правило, зумовлюється зменшенням величини опору навантаження. Зменшення вихідної напруги стабілізатора призведе до зменшення напруги на повзунку потенціометра R_4 . Внаслідок зниження напруги на повзунку потенціометра зменшиться і результуюча напруга, прикладена до база-емітерного переходу транзистора VT_2 . Величина напруги на база-емітерному переході транзистора дорівнює

$$U_{\text{бе}2} = U_{\text{дн}} - U_{\text{ДОН}}.$$

Водночас зменшення величини напруги $U_{\text{бе}2}$ призведе до призакривання VT_2 . При цьому напруга на електродах колектор-емітер транзистора VT_2 зросте. Зростання величини напруги $U_{\text{ке}2}$ транзистора VT_2 зумовить зростання результуючої напруги, прикладеної до база-емітерного переходу транзистора VT_1 . Загалом величина напруги на база-емітерному переході транзистора VT_1 дорівнює

$$U_{\text{бе}1} = U_{\text{ке}2} + U_{\text{ДОН}} - U_{\text{н}}.$$

Зростання напруги $U_{\text{бе}1}$ транзистора VT_1 привідкриє даний транзистор, спад напруги на ньому зменшиться, отже, збільшиться величина вихідної напруги, компенсуючи її зміну.

Аналогічні процеси, але з протилежним знаком, відбуватимуться при зростанні величини вихідної напруги.

Точність, з якою підтримується вихідна напруга, насамперед залежить від стабільності ДОН. Існує і похибка порівняння транзистором VT_2 напруги ДОН та напруги подільника вихідної напруги.

У схемі стабілізатора (рис. 4.2.2) схема порівняння (транзистором VT_2) живиться від джерела з нестабілізованою напругою. Зміна величини напруги живлення схеми порівняння призведе до того, що при одній і тій же різниці у величині порівнюваних сигналів на виході схеми порівняння будуть формуватися різні за величиною сигнали керування.

Розв'язати цю проблему можна, якщо використати схему компенсаційного стабілізатора послідовного типу, в якій транзистор VT_2 , що виконує функцію системи порівняння, заживити від стабілізованого джерела. На рис. 4.2.3 зображена схема компенсаційного стабілізатора, в якій транзистор VT_2 живиться від стабілізатора струму. Схема стабілізатора струму реалізована на елементах VT_1 , VD_1 , R_1 та R_2 . У схемі компенсаційного стабілізатора напруги стабілізатор струму розміщено всередині пунктирного прямокутника.

Ріст величини вихідної напруги призведе до зростання величини напруги $U_{дн}$ на подільнику вихідної напруги. Внаслідок росту напруги $U_{дн}$ збільшиться величина результуючої відкриваючої напруги, прикладеної до база-емітерного переходу транзистора VT_3 . Напруга колектор-емітер транзистора VT_3 внаслідок його відкривання зменшиться. Зменшення спаду напруги $U_{кез}$ транзистора VT_3 супроводжується ростом його колекторного струму. Струм колектора $I_{к1}$ транзистора VT_1 – постійна величина, оскільки, по суті, цей струм – це струм стабілізатора струму. Тому сума струму бази другого транзистора та колекторного струму третього транзистора $I_{к3} + I_{б2} = I_{к1}$ – також постійна величина. Зростання колекторного струму транзистора VT_3 буде спричинювати зменшення струму бази транзистора VT_2 . Така зміна базового струму транзистора VT_2 призведе до його закривання, а отже, і до росту величини спаду напруги на електродах колектор-емітер цього транзистора. Унаслідок збільшення спаду напруги на VT_2 вихідна напруга зменшиться практично до свого початкового рівня.

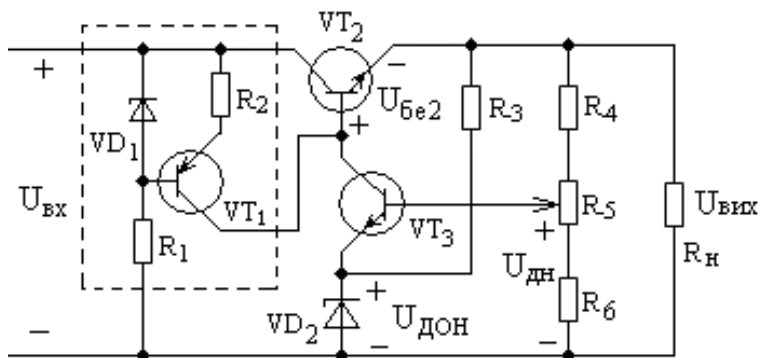


Рисунок 4.2.3 – Схема електрична принципова компенсаційного стабілізатора зі стабілізатором струму

Компенсаційні стабілізатори, реалізовані за схемами на рис. 4.2.2 та рис. 4.2.3, забезпечують прийнятні величини коефіцієнтів стабілізації ($K_{ст} \sim 50 \div 100$). Збільшити величину коефіцієнта стабілізації стабілізатора можна, якщо як джерело опорної напруги використати окреме, меншої потужності, джерело стабільної напруги. Це питання відносно легко вирішити, оскільки від джерела опорної напруги не вимагається великих струмів. Головне, щоб його напруга була достатньо стабільна.

Слід зауважити, що величина коефіцієнта стабілізації визначає і величину коефіцієнта згладжування пульсацій. Величини цих коефіцієнтів майже рівні. Отже, збільшивши коефіцієнт стабілізації, збільшуємо і коефіцієнт згладжування пульсацій.

Схеми компенсаційних стабілізаторів, зображені на рис. 4.2.2 та рис. 4.2.3, не можуть забезпечити вихідну напругу, меншу від напруги джерела опорної напруги (менше $U_{дон}$) оскільки, наприклад, для схеми на рис. 4.2.3

$$U_{вих} = U_{дон} + U_{ке3} - U_{бе2}.$$

Для отримання вихідних напруг стабілізатора $U_{вих} < U_{дон}$ необхідно використовувати інші схеми стабілізаторів. На рис. 4.2.4 зображена схема компенсаційного стабілізатора послідовного типу, що забезпечує можливість отримання

вихідної стабілізованої напруги, меншої за величину напруги $U_{ДОН}$.

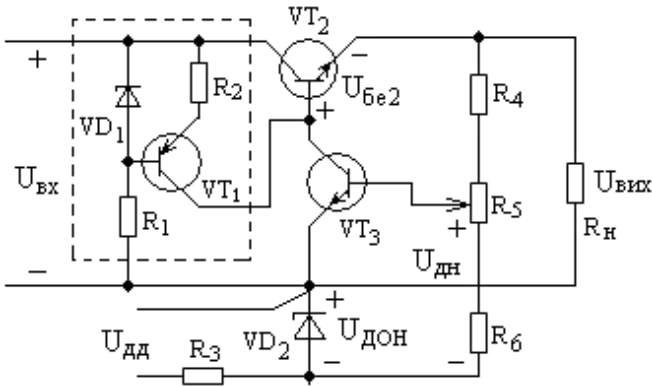


Рисунок 4.2.4 – Схема електрична принципова компенсаційного стабілізатора з вихідною напругою $U_{вих} < U_{ДОН}$

Компенсаційний стабілізатор (схема на рис. 4.2.4) за принципом роботи потребує наявності додаткового джерела $U_{дд}$. Величина напруги додаткового джерела стабілізується за допомогою параметричного стабілізатора R_3 та VD_2 . Схема на рис. 4.2.4 забезпечує можливість отримання вихідних напруг менших, ніж напруга джерела опорної напруги $U_{вих} < U_{ДОН}$. Величина напруги на виході схеми на рис. 4.2.4, а отже на навантаженні, буде визначатися з рівняння

$$U_{вих} = U_{ке3} - U_{бе2},$$

де $U_{ке3}$ – спад напруги на електродах колектор-емітер транзистора VT_3 , а $U_{бе2}$ – напруга на база-емітерному переході VT_2 .

Якщо транзистор VT_3 працює в режимі, близькому до насичення, спад напруги на електродах колектор-емітер цього транзистора незначно перевищує напругу база-емітер транзистора VT_2 . За цієї умови схема стабілізатора забезпечує можливість отримання вихідних напруг на рівні одиниць і навіть десятих часток вольт.

Похибка, з якою підтримується вихідна напруга стабілізатора, а отже і величина коефіцієнта стабілізації, значно залежать від величини коефіцієнта підсилення системи порівняння (VT_3). Тому як підсилювальний елемент СП використовують складені транзистори або інтегральні операційні підсилювачі (рис. 4.2.5).

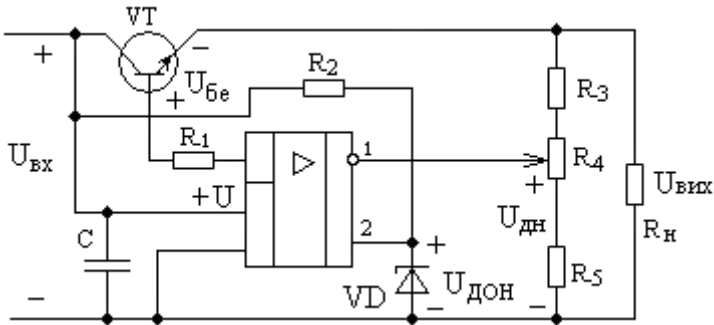


Рисунок 4.2.5 – Схема електрична принципова компенсаційного стабілізатора послідовного типу на основі операційного підсилювача (ОП)

Прийемо, що вихідна напруга, з тих чи інших причин, стала вищою за своє номінальне значення. Напруга $U_{дон}$ на неінвертуючому вході операційного підсилювача (електрод 2 ОП) залишиться незмінною, оскільки вона формується параметричним стабілізатором. Стабілізатор реалізований за допомогою резистора R_2 та стабілітрона VD . Водночас напруга $U_{дн}$ на інвертуючому вході операційного підсилювача (електрод 1 ОП) зросте пропорційно до росту величини вихідної напруги $U_{вих}$. Тому на інвертуючому вході операційного підсилювача буде вища напруга додатної полярності. Оскільки переважає напруга на інвертуючому вході підсилювача, то на його виході (електрод 3 ОП) напруга знизиться (в граничному випадку – до нульового рівня) порівняно з напругою, яка була до підвищення вихідної напруги. Тому транзистор VT_1 призакриється, і вихідна напруга повернеться до свого номінального значення.

Якщо ж вихідна напруга стане меншою від свого номінального значення, то напруга на виході операційного підсилювача підвищиться і відкриє транзистор. Схема такого типу забезпечує коефіцієнт стабілізації на рівні кількох тисяч.

Розглянуті приклади схем компенсаційних стабілізаторів належать до стабілізаторів з неперервним регулюванням. Часто стабілізатори такого виду ще називають лінійними. Їх широке застосування зумовлене тим, що вони:

1) забезпечують високу точність стабілізації напруги, причому однаково добре ослаблюють як повільні, так і швидкі (пульсації) зміни вхідної напруги;

2) мають дуже низький диференційний опір, що важливо для зменшення взаємовпливу між окремими вузлами радіоелектронних пристроїв, які живляться від даного стабілізатора.

Промисловістю випускаються інтегральні компенсаційні стабілізатори, які мають досить високі технічні параметри і характеристики. Наприклад, інтегральні стабілізатори серії КР1162 характеризуються такими параметрами:

- I. Вихідна (стабілізована) напруга: $5 \div 27 \text{ В} \pm 0,2 \div 0,8 \text{ В}$.
- II. Нестабільність вихідної напруги при зміні вхідної напруги та струму навантаження: $0,1 \text{ \%}/\text{В}$; $1,3 \text{ \%}/\text{А}$.
- III. Температурний коефіцієнт вихідної напруги: $0,02 \text{ \%}/^\circ\text{С}$.

До додаткових параметрів належать:

1. Максимальна вхідна напруга: $35 \div 40 \text{ В}$.
2. Мінімальний спад напруги на мікросхемі, при якому ще забезпечується її функціонування: $2,5 \text{ В}$.
3. Максимальний вихідний струм: $0,5 \text{ А}$.
4. Максимальна розсіювана потужність, обмежена схемою захисту: $1,5 \text{ Вт}$.

Розглянуті компенсаційні стабілізатори – це стабілізатори неперервної дії. Основним їх недоліком є низький коефіцієнт корисної дії. Середня величина коефіцієнта корисної дії для більшості таких стабілізаторів не перевищує $50 \div 70 \text{ \%}$.

4.3. Захист стабілізатора від струмового перевантаження

У схемах лінійних стабілізаторів зменшення опору навантаження призводить до збільшення струму навантаження, а отже до підвищення електричної потужності, розсіюваної на регульовальному транзисторі. Досягнення розсіюваною потужністю певного критичного значення може спричинити вихід з ладу регульовального транзистора. Ймовірність такої руйнації зростає з підвищенням температури навколишнього середовища.

Руйнівним для регульовального транзистора є і режим короткого замикання на виході стабілізатора, коли через транзистор протікає струм, який набагато перевищує гранично допустимий. Для запобігання виникненню таких явищ необхідно, щоб навантажувальна характеристика стабілізатора мала вигляд, зображений на рис. 4.3.1.

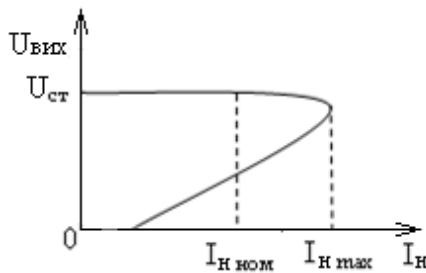


Рисунок 4.3.1 – Навантажувальна характеристика стабілізатора зі схемою захисту від короткого замикання на виході

Практична реалізація навантажувальної характеристики такого вигляду потребує введення спеціальної схеми захисту від перевантаження. Один із можливих варіантів такої схеми захисту компенсаційного стабілізатора від струмового перевантаження зображено на рис. 4.3.2.

По суті, схема рис. 4.3.2 – не що інше, як раніше розглянута схема перетворювача напруги на струм (схема стабілізатора струму). Відмінність полягає лише у режимі роботи схеми.

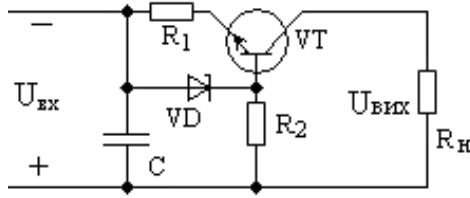


Рисунок 4.3.2 – Схема захисту компенсаційного стабілізатора від струмового перевантаження

Якщо струм резистора R_1 менший від величини I_{nmax} , то транзистор VT залишається відкритим, тобто в режимі насичення. При цьому спад напруги на електродах колектор-емітер $U_{ке}$ транзистора VT нехтовно малий. Отже, вихідна напруга стабілізатора після введення схеми захисту від струмового перевантаження зменшиться саме на цю величину $U_{ке}$. У більшості випадків таке зниження величини вихідної напруги некритичне. Коли струм навантаження стає більшим за деяку допустиму величину $I_n \geq I_{nmax}$, величина спаду напруги на резисторі R_1 зростає до рівня, а може бути і більшою за величину напруги стабілізації стабілітрона VD . У першому випадку до електродів база-емітер VT буде прикладена нульова, а в другому – напруга, яка закриває $p-n$ перехід. В обох випадках це призведе до закривання транзистора VT і зростання величини спаду напруги $U_{ке}$. При цьому відбудеться зменшення величини вихідної напруги, а отже і зменшення струму навантаження. Схема захисту від струмового перевантаження перейде в режим утримання безпечної (для елементів схеми стабілізатора) величини струму навантаження.

Традиційно схему захисту від струмового перевантаження вмикають безпосередньо на виході стабілізатора. Важливо, що при цьому величина вихідного (внутрішнього) опору стабілізатора дещо зростає. Таку зміну величини вихідного опору стабілізатора необхідно враховувати, особливо при живленні багатокаскадних чи різноманітних радіоелектронних пристроїв. Запобігти зростанню величини вихідного опору стабілізатора внаслідок введення схеми захисту

можна, якщо схему захисту розмістити не на виході, а на вході стабілізатора.

Використання схеми захисту від струмового перевантаження запобігає порушенню цілісності стабілізатора, зумовленому критичними змінами параметрів навантаження. Водночас може мати місце і зворотна деструктивна дія джерела живлення на навантаження. Наприклад, унаслідок теплового чи електричного перевантаження регульовальний транзистор компенсаційного стабілізатора вийшов із ладу. При виході з ладу регульовального транзистора до навантаження може прикладатися вся напруга, яка подається на вхід стабілізатора. Таке збільшення напруги часто небезпечно для навантаження. Отже, виникає необхідність захистити уже навантаження, тобто споживача електричної енергії, від неприпустимо великої вихідної напруги. Для захисту навантаження від можливого перевищення величини вихідної напруги стабілізатора останній доповнюють відповідною схемою захисту. На рис. 4.3.3 зображено один із можливих варіантів її реалізації. Захист навантаження забезпечується ввімкненням паралельно до виходу стабілізатора тиристора VD_2 .

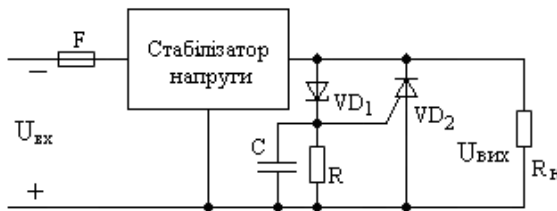


Рисунок 4.3.3 – Тиристорна схема захисту навантаження від перевищення вихідної напруги стабілізатора

У схемі на рис. 4.3.3 стабілітрон VD_1 та елементи C, R забезпечують формування сигналу керування тиристором VD_2 . При номінальній величині вихідної напруги стабілізатора керуюча напруга, яка подається на тиристор, менша за порогову, і тиристор закритий. Зростання величини вихідної напруги вище деякого допустимого значення призводить до швидкого (частки мікросекунди) відкриття тиристора. Тиристор відкривається

внаслідок зростання напруги на баластному резисторі R . Збільшення величини напруги на баластному резисторі відбувається через зменшення статичного опору стабілітрона VD_1 при досягненні напруги на ньому значення $U_{\text{пробою}}$. Внаслідок відкриття тиристора напруга на виході стабілізатора різко зменшується. При цьому практично весь вихідний струм стабілізатора протікає через тиристор. Через деякий час (одиниці мілісекунд), унаслідок зростання вхідного струму стабілізатора, руйнується плавкий запобіжник F . Після заміни плавкого запобіжника і регульовального транзистора схема може продовжувати нормальне функціонування.

Тиристорна схема захисту навантаження від перевищення вихідної напруги стабілізатора надійна в роботі, однак характеризується такими недоліками:

1. Величина напруги стабілізації стабілітрона і порогова напруга керування тиристором не можуть дорівнювати строго заданій величині. Це обмежує використання розглянутої схеми або вимагає введення спеціальної схеми керування тиристором;

2. Скінченна (ненульова) величина внутрішнього опору відкритого тиристора не дає змоги використовувати цю схему в потужних джерелах живлення, в яких внутрішній опір становить частки ома. В цьому разі ефективність тиристорної системи захисту низька.

Захист від перевантажень деколи можна забезпечити використанням звичайного плавкого запобіжника. Його швидкодія складає одиниці мілісекунд. Часто такого часового інтервалу цілком достатньо для виходу з ладу більшості дискретних радіокомпонентів та інтегральних схем.

Контрольні запитання та завдання

1. Принцип роботи компенсаційного стабілізатора постійної напруги базується на...

- а) використанні від'ємного оберненого зв'язку;
- б) використанні подільника напруги з параметричною зміною величини коефіцієнта поділу напруги;
- в) використанні баластного резистора з низьким динамічним опором;
- г) застосуванні радіоелемента з температурним коефіцієнтом

опору, протилежним за знаком та величиною до температурного коефіцієнта спаду напруги на регульовальному транзисторі.

2. У схемі компенсаційного стабілізатора напруги джерело опорної напруги (ДОН) необхідне для...

- а) живлення компенсаційного стабілізатора в цілому;
- б) формування вихідної напруги, пропорційної напрузі ДОН;
- в) для формування стабільної напруги зміщення регульовального елемента компенсаційного стабілізатора;
- г) компенсації зміни величини вихідної напруги стабілізатора.

3. У схемі компенсаційного стабілізатора постійної напруги схема порівняння (СП) порівнює...

- а) вихідну напругу стабілізатора з його вхідною напругою;
- б) вхідну напругу стабілізатора з напругою джерела опорної напруги;
- в) вихідну напругу стабілізатора з напругою джерела опорної напруги;
- г) спад напруги на регульовальному елементі із вихідною напругою компенсаційного стабілізатора.

4. Регульовальний елемент у схемі компенсаційного стабілізатора працює...

- а) тільки в режимі відсічки (він закритий);
- б) тільки в режимі насичення (він відкритий);
- в) тільки в імпульсному режимі;
- г) в активній області.

5. У схемі компенсаційного стабілізатора потенціометр необхідний для...

- а) забезпечення можливості плавного регулювання величини вихідної напруги стабілізатора;
- б) забезпечення режиму роботи транзистора схеми порівняння;
- в) регулювання струму спокою регульовального транзистора
- г) забезпечення можливості плавного регулювання величини вихідного опору стабілізатора.

6. У схемі компенсаційного стабілізатора на операційному підсилювачі конденсатор на вході схеми необхідний для...

- а) зниження пульсацій напруги живлення операційного підсилювача;
- б) конденсатор уведений до схеми помилково;
- в) зниження оберненого впливу стабілізатора на параметри електричної мережі, від якої він живиться;
- г) узгодження на змінному струмі вхідного опору стабілізатора з вихідним опором фільтра.

7. Потужність вихідної стабілізованої напруги компенсаційного стабілізатора залежить ...

а) від потужності на вході стабілізатора і тільки;
б) потужності регульовального транзистора; в) потужності транзистора схеми порівняння; г) допустимої потужності навантаження.

8. Використання стабілізатора струму у схемі компенсаційного стабілізатора необхідне для...

а) забезпечення стабільності величини вихідного струму компенсаційного стабілізатора; б) забезпечення режиму роботи транзистора схеми порівняння; в) підвищення величини коефіцієнта стабілізації; г) обмеження (стабілізації) величини вхідного струму стабілізатора напруги.

9. Операційний підсилювач, який використовується у компенсаційному стабілізаторі, помилково ввімкнений неправильно, а саме: на інвертуючий вхід подається напруга джерела опорної напруги, а на неінвертуючий – напруга з подільника вихідної напруги (з повзунка потенціометра). Чи змінить роботу схеми стабілізатора така помилка? Якщо так, то в чому ці зміни проявляться?

а) робота стабілізатора не зміниться; б) зросте величина вихідної стабілізованої напруги; в) зменшиться величина вихідної стабілізованої напруги; г) залежно від початкових умов, які реалізуються в початковий момент подавання напруги на вхід стабілізатора, на його виході буде нульова або максимальна напруга.

10. У схемі захисту компенсаційного стабілізатора від струмового перевантаження стабілітрон замінили стабілітроном, який має удвічі вищу напругу стабілізації. Чи зміниться робота схеми захисту після такої заміни і в чому це проявиться?

а) величина струму, при якому спрацює схема захисту, зросте удвічі; б) величина струму, при якому спрацює схема захисту, зменшиться удвічі; в) параметри схеми захисту не зміняться; г) величина вихідної напруги стабілізатора зросте удвічі.

11. У тиристорній схемі захисту навантаження від перевищення вихідної напруги стабілізатора стабілітрон замінили на диністор. Чи працюватиме схема захисту?

а) диністор і стабілітрон мають абсолютно різні вольтамперні характеристики, тому схема захисту працювати не буде; б) схема буде працювати, оскільки диністор, як і стабілітрон, має напругу пробою, за якої відбувається перехід до низького статичного опору; в) схема працювати не буде, оскільки диністори не мають низького динамічного опору; г) схема захисту працюватиме тільки при низьких величинах вихідної напруги стабілізатора.

4.4. Імпульсні стабілізатори

Питання підвищення енергоефективності гостро постало не тільки щодо радіоелектронної апаратури як такої, але й джерел живлення. Саме висока енергетична ефективність джерел електроживлення забезпечує їх високу питому потужність, а отже відкриває можливість значного зниження масо-габаритних характеристик джерел електричної енергії.

Розв'язати проблему підвищення ефективності вторинних джерел живлення вдалося завдяки переходу від класичних лінійних джерел живлення до імпульсних. Імпульсні джерела живлення виконуються за принципом перетворення постійної (пульсуючої) напруги на високочастотну, зазвичай прямокутної форми. На високих частотах (30÷100 кГц) габаритні розміри трансформаторів, дроселів та конденсаторів фільтрів можуть бути значно менші, ніж на частотах електричної мережі. Тому імпульсні стабілізатори характеризуються значно меншими габаритами порівняно з лінійними такої ж потужності, більшим майже в два рази коефіцієнтом корисної дії і питомою потужністю учетверо вищою, ніж у лінійних стабілізаторів (таблиця 4.4.1).

Імпульсні джерела отримали зазначені у таблиці 4.4.1 переваги завдяки використанню ключового режиму роботи регульовального елемента (транзистора). У стані насичення (відкритий транзистор) спад напруги на транзисторі настільки малий, що ним можна знехтувати, а в режимі відсічки (закритий транзистор) через транзистор протікає достатньо малий (практично нульовий) струм. В обох станах регульовальних транзисторів розсіювана на них електрична потужність, тобто

добуток «вольти × ампери», дає малу величину. Поліпшення масо-габаритних характеристик імпульсних джерел живлення, порівняно з класичними лінійними, зумовлене, найперше, відсутністю трансформатора, розрахованого на роботу в мережі 50 Гц. У схемі імпульсного стабілізатора використовується високочастотний, а отже і значно менший, трансформатор або дросель.

Таблиця 4.4.1
Порівняльна характеристика імпульсних і лінійних вторинних джерел живлення

Характеристики	Імпульсне джерело	Лінійне джерело
Коефіцієнт корисної дії, %	70÷80	30÷50
Питома потужність, Вт/дм ³	140÷200	30÷40
Відносна нестабільність вихідної напруги, %	0,05÷0,1	0,01÷0,05
Відносна нестабільність струму, %	0,1÷0,5	0,02÷0,1
Напруга пульсацій, мВ	20÷50	2÷5
Швидкість наростання перехідної характеристики, мкс	100÷500	20÷50

Водночас імпульсні джерела живлення – це джерела потужних електромагнітних завад. На відміну від лінійних джерел, в імпульсних джерелах регулювання вихідної напруги здійснюється використанням широтно-імпульсної модуляції стану регульовального транзистора.

Узагальнена структурна схема імпульсного стабілізатора напруги має вигляд, зображений на рис. 4.4.1. Схема містить такі основні блоки: регульовальний елемент (*PE*), фільтр (*Φ*), джерело опорної напруги (*ДОН*), схему порівняння (*СП*), імпульсний елемент (*ІЕ*).

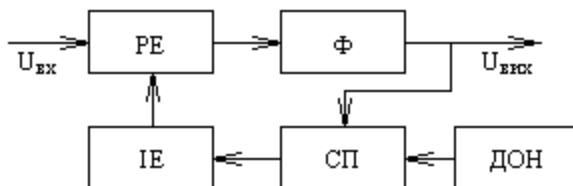


Рисунок 4.4.1 – Структурна схема імпульсного стабілізатора напруги

Залежно від величини сигналу, що надходить з виходу системи порівняння, імпульсний елемент (*ІЕ*) генерує імпульси з широтною або частотною модуляцією. У першому випадку частота слідування імпульсів – це величина незмінна, тобто $f = const$. При цьому пропорційно до величини вихідного сигналу *СП* змінюється тільки тривалість імпульсів. У другому випадку тривалість імпульсів залишається незмінною $\tau_i = const$, а пропорційно величині сигналу *СП* змінюється лише частота слідування імпульсів. Використовується ще третій режим роботи імпульсного елемента, який називається релейним, або двостабільним. В стабілізаторах такого типу імпульсний елемент – тригер, стан якого змінюється залежно від величини напруги вихідного сигналу *СП*. У цьому разі вихідний сигнал імпульсного елемента утримує регулювальний елемент у відкритому чи закритому станах доти, доки не зміниться стан тригера, а значить, не зміниться вихідний сигнал *СП*. У випадку широтної або частотної модуляції можна отримати нульові пульсації вихідної напруги. У релейних імпульсних стабілізаторах це принципово неможливо.

Високий коефіцієнт корисної дії імпульсного стабілізатора забезпечується за умови, якщо час, протягом якого регулювальний елемент перебуває в активній області, якомога менший. У стані насичення та в стані відсічки електрична енергія, розсіювана на регулювальному елементі (транзисторі), нехтовно мала. Тому на транзистор не накладаються жодні часові обмеження перебування в одному з цих станів.

Перехід регулювального транзистора зі стану відсічки в стан насичення відбувається під дією вхідного сигналу (сигналу керування). При цьому чим більша (в розумних межах) енергія

останнього, тим швидше відбудеться перехід у стан насичення. Перехід транзистора зі стану насичення у стан відсічки відбувається відносно повільно, оскільки він реалізується за нульової напруги на керуючому електроді. Тривалість переходу можна зменшити, якщо на керуючі електроди транзистора подати сигнал закриваючої полярності. У випадку, наприклад, *p-n-p* транзисторів це напруга додатної полярності. З метою прискорення процесу переходу транзистора зі стану насичення до стану відсічки у базове коло регулювального транзистора вводиться прискорюючий конденсатор *C* (рис. 4.4.2, *a*).

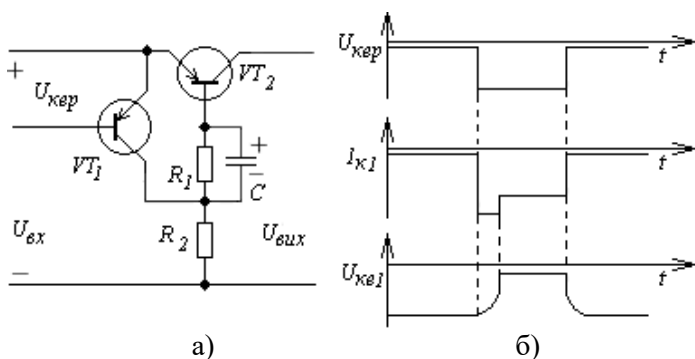


Рисунок 4.4.2 – Регулювальний транзистор із форсуючим конденсатором: а) схема електрична принципова; б) осцилограми сигналів на електродах транзистора керування VT_1 (осцилограми сигналів зображено відносно провідника з високим потенціалом «+»)

На рис. 4.4.2, *б* зображено осцилограми колекторного струму та колекторної напруги транзистора керування VT_1 . Стан регулювального транзистора VT_2 протилежний до стану керуючого VT_1 . Процес переходу регулювального транзистора VT_2 в закритий стан прискорюється конденсатором C , верхня обкладка якого має додатний потенціал відносно нижньої. Отже, при відкритому VT_1 до електродів база-емітер VT_2 прикладається напруга конденсатора C з полярністю, що закриває транзистор. Швидкість процесу переходу транзистора VT_2 у режим відсічки (в закритий стан) залежить від співвідношення опорів резисторів R_1 і R_2 . Зменшення величини R_1 зменшить і величину напруги,

до якої зарядиться конденсатор C , а отже і зменшиться величина закриваючої (прискорюючої) напруги. Замість резистора R_1 досить часто використовують стабілітрони з відповідною напругою стабілізації. Це забезпечує стабільність закриваючої транзистор VT_2 напруги.

На рис. 4.4.3 зображена принципова електрична схема імпульсного стабілізатора постійної напруги послідовного типу з широтно-імпульсною модуляцією.

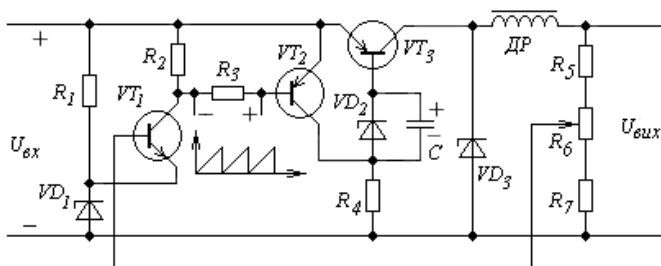


Рисунок 4.4.3 – Схема електрична принципова імпульсного стабілізатора напруги послідовного типу з широтно-імпульсною модуляцією

У схемі, зображеній на рис. 4.4.3, реалізація принципу широтно-імпульсної модуляції здійснюється алгебраїчним додаванням спаду напруги на резисторі R_2 і напруги пілкоподібної форми, що формується на резисторі R_3 . Саме частота напруги пілкоподібної форми і задає частоту слідування імпульсів з широтно-імпульсною модуляцією.

У початковий момент часу після подавання на вхід стабілізатора напруги на його виході буде нульова напруга. При цьому результуюча напруга на електродах база-емітер транзистора VT_1 матиме від'ємну (закриваючу) полярність. У цій схемі транзистор VT_1 виконує функцію системи порівняння (див. рис. 4.4.1) вихідної напруги і напруги параметричного стабілізатора R_1, VD_1 , який є джерелом опорної напруги. При оберненій полярності напруги на керуючих електродах транзистора VT_1 останній перебуватиме в стані відсічки. При закритому VT_1 спад напруги на R_2 нехтовно малий.

Отже, VT_2 весь цей час утримуватиметься у закритому стані напругою пилкоподібної форми додатної (закриваючої) полярності. Транзистор VT_3 при цьому буде відкритий (рис. 4.4.4, *a*). Відкритий стан транзистора VT_3 забезпечується за умови, якщо вхідна напруга більша від напруги стабілізації стабілітрона VD_2 . Ця умова обов'язкова. При її невиконанні схема просто не працюватиме.

Величина напруги, прикладеної безпосередньо до електродів база-емітер транзистора VT_3 , дорівнює різниці вхідної напруги стабілізатора та спаду напруги на резисторі R_4 та стабілітроні VD_2

$$U_{\text{бe3}} = U_{\text{ex}} - (U_{VD2} + U_{R4}).$$

Така величина напруги відкриваючої полярності на вході транзистора VT_3 спостерігається в початковий момент подавання напруги на вхід стабілізатора. Відкритий стан транзистора VT_3 забезпечує появу напруги на виході стабілізатора. Швидкість зростання вихідної напруги стабілізатора обернено пропорційна до індуктивного опору дроселя DP .

По мірі зростання вихідної напруги результуюча від'ємна (закриваюча) напруга на електродах база-емітер транзистора VT_1 зменшується до нуля і переходить в область додатної (відкриваючої) полярності. В результаті описаних процесів транзистор VT_1 почне привідкриватися. В загальному випадку, величина напруги на електродах база-емітер транзистора VT_1 є алгебраїчною сумою напруги оберненого зв'язку, а саме напруги подільника вихідної напруги, утвореного резисторами R_5 , R_6 , R_7 , та напруги стабілізації параметричного стабілізатора R_7 , VD_1

$$U_{\text{бe1}} = U_{R_6+R_7} - U_{VD1}.$$

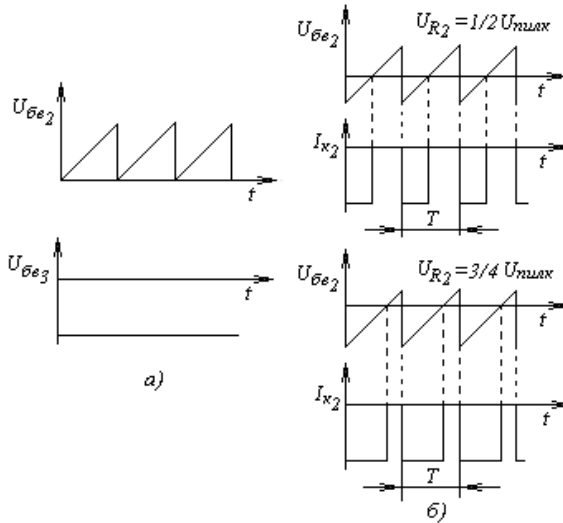


Рисунок 4.4.4 – Осцилограми сигналів в основних точках схеми імпульсного стабілізатора постійної напруги послідовного типу з широтно-імпульсною модуляцією: а) осцилограми напруг $U_{\text{бе}2}$ та $U_{\text{бе}3}$ при нульовій напрузі на резисторі R_2 ; б) осцилограми напруги $U_{\text{бе}2}$ та колекторного струму VT_2 при різних величинах спаду напруги на резисторі R_2

У початковий момент часу після подавання напруги на вхід стабілізатора величина напруги оберненого зв'язку $U_{R6} + U_{R7} \approx 0$. Отже, на вході транзистора VT_1 результуюча напруга буде від'ємної полярності і дорівнюватиме напрузі стабілізації стабілітрона VD_1 .

Вважатимемо, що внаслідок вищеописаного механізму росту вихідної напруги, полярність напруги на вході транзистора VT_1 змінилася на додатну (відкриваючу). В результаті цього транзистор VT_1 відкривається настільки, що величина спаду напруги на резисторі R_2 дорівнює половині амплітуди сигналу пилкоподібної форми, тобто

$$U_{R_2} = U_{\text{пил}} / 2$$

Загалом величина напруги на електродах база-емітер транзистора VT_2 визначається як різниця напруги пилкоподібної форми та спаду напруги на резисторі R_2

$$U_{\delta e2} = U_{\text{пил}} - U_{R_2}.$$

Миттєва величина різниці пилкоподібної напруги, яка подається від зовнішнього генератора, та спаду напруги на резисторі R_2 формує результуючу напругу $U_{\delta e2}$ відкриваючої або закриваючої полярності. Відповідно до полярності сформованої у такий спосіб напруги стан транзистора VT_2 буде змінюватися від закритого до відкритого, і навпаки. Інтервал часу, протягом якого транзистор VT_2 перебуває у відкритому (насиченому) стані, тобто колекторний струм цього транзистора досягає максимальних величин, буде тим більший, чим більший спад напруги на резисторі R_2 (рис. 4.4.4, б). Перехід транзистора VT_2 у стан насичення зумовлює перехід транзистора VT_3 у закритий стан, тобто в режим відсічки. У кінцевому результаті, часовий інтервал, протягом якого транзистор VT_3 перебуває в режимі відсічки (закритий), пропорційний до величини спаду напруги на резисторі R_2 . На рис. 4.4.4, б зображено осцилограми сигналів у випадку, коли величина спаду напруги на резисторі R_2 зростає до $3/4$ амплітуди пилкоподібного сигналу, тобто

$$U_{R_2} = 3 \cdot U_{\text{пил}} / 4.$$

На основі вищевикладеного можна дійти висновку, що імпульсний стабілізатор постійної напруги послідовного типу з широтно-імпульсною модуляцією (рис. 4.4.3) має два граничні стани транзистора VT_3 : повністю відкритого (в початковий момент часу) та повністю закритого, якщо вихідна напруга з якоїсь причини більша від величини напруги, заданої джерелом опорної напруги R_1, VD_1 .

У процесі роботи імпульсний стабілізатор характеризується періодичним відкриванням і закриванням VT_3 , причому частота, з якою відбувається зміна стану транзистора, є постійною. Змінюється лише часовий інтервал, протягом якого транзистор VT_3 перебуває у відкритому чи закритому станах.

Величина стабілізованої вихідної напруги імпульсного стабілізатора може змінюватися плавно шляхом зміни величини напруги оберненого зв'язку. Величина напруги оберненого зв'язку змінюється переміщенням повзунка потенціометра R_6 . Якщо положення повзунка цього потенціометра змінюється в напрямку нижнього кінця, то вихідна напруга стабілізатора зростає. При переміщенні повзунка потенціометра вгору величина вихідної напруги зменшується. Змінювати величину вихідної напруги стабілізатора можна і коригуванням величини опорів резисторів R_5 або R_7 . Слід відзначити, що чим більший опір резистора R_7 , тим менша величина вихідної напруги, і навпаки: зменшення опору цього резистора супроводжується зростанням величини вихідної напруги. Вплив опору резистора R_5 на вихідну напругу протилежний до впливу опору резистора R_7 .

Для збільшення величини допустимого струму навантаження необхідно використати регульовальний транзистор більшої потужності. Відомо, що чим більша потужність використаного транзистора, тим більшою повинна бути потужність вхідного (керуючого) сигналу. Розв'язати цю проблему можна, якщо скористатися схемою складених транзисторів. Розрізняють складені транзистори Джорджа К. Шиклаї та транзистори Сідні Дарлінгтона. Останні відомі як комплементарні транзистори Дарлінгтона (рис. 4.4.5).

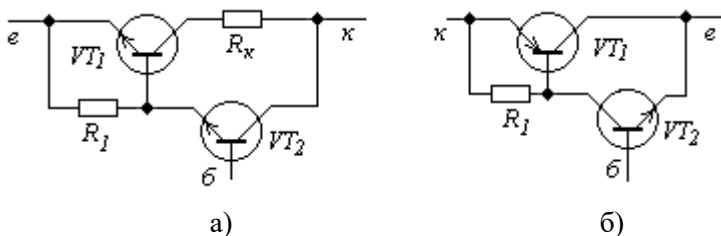


Рисунок 4.4.5 – Схеми електричні принципові складеного транзистора: а) схема Сідні Дарлінгтона; б) схема Джорджа К. Шиклаї (комплементарні транзистори Дарлінгтона)

Формально, складений транзистор – це також триелектродний прилад. Важливо, що в обох варіантах схем

складених транзисторів елемент VT_2 – малої або середньої потужності, а VT_1 – середньої або великої потужності (рис. 4.4.5, а, б). По суті, складений транзистор – це об'єднання двох або й більше біполярних транзисторів різної потужності. Таке об'єднання забезпечує значне збільшення величини статичного коефіцієнта підсилення за струмом. У схемах, наприклад, стабілізаторів або підсилювачів складений транзистор розглядають як один транзистор. Величина коефіцієнта підсилення за струмом такого транзистора, при його роботі в активному режимі, приблизно дорівнює добутку коефіцієнтів підсилення першого і другого транзисторів

$$\beta_{заг} = \beta_1 \cdot \beta_2.$$

Відомо, що чим потужніший транзистор, тим менша величина статичного коефіцієнта підсилення. Тому використання потужних транзисторів у схемах складених транзисторів дає можливість значно поліпшити цей параметр.

У потужних складених транзисторів, наприклад у *KT825Б*, величина статичного коефіцієнта підсилення $\beta \approx 750 \div 18000$. Це при тому, що максимальна величина постійного струму колектора становить 20 А (в імпульсі – 40 А) при максимальній напрузі колектор-емітер 60 В і граничній робочій частоті 4 МГц. За вказаної величини статичного коефіцієнта підсилення достатньо невеликого струму бази для того, щоб змінювати стан потужного транзистора, який входить до схеми складеного транзистора. Повний аналог транзистора *KT825Б* – складений транзистор, реалізований на транзисторі середньої потужності *KT814* та транзисторі великої потужності *KT818*.

Досить часто складені транзистори ототожнюють з супербетатранзисторами (супер- β) через їх великий коефіцієнт підсилення. Супербетатранзистори характеризуються надвеликим коефіцієнтом підсилення за струмом, отриманим за рахунок малої товщини бази, а не за рахунок використання схеми складеного ввімкнення. Наприклад, транзистор *KT3102Д* характеризується статичним коефіцієнтом підсилення за струмом порядку $\beta \approx 200 \div 500$. Цей транзистор не є складеним.

Складені транзистори використовуються у вихідних каскадах підсилювачів, де необхідно забезпечити великі струми навантаження. Вони характеризуються підвищеним входним опором порівняно зі входним опором транзистора такої ж потужності. Недолік складених транзисторів – їх відносно низька швидкодія, особливо при переході з відкритого стану в закритий. З цієї причини складені транзистори використовуються переважно в схемах низькочастотних підсилювачів. На високих частотах параметри складених транзисторів гірші, ніж в одиничних транзисторів.

Поліпшити швидкодію складеного транзистора можна використанням у схемі складеного транзистора резистора R_1 (рис. 4.4.5). Швидкодія підвищується за рахунок форсування процесу закриття менш потужного транзистора VT_2 . Величина опору R_1 зазвичай становить сотні ом, якщо транзистор VT_2 середньої потужності, і декілька кілоом у разі малої потужності цього транзистора. Емітерний струм VT_2 , як правило, перевищує базовий струм, необхідний для відкриття VT_1 . Тому введення резистора R_1 підвищує стабільність роботи VT_2 .

Часові залежності напруг між електродами транзистора VT_1 (рис. 4.4.5), який переходить у режим насичення, зображено на рис. 4.4.6.

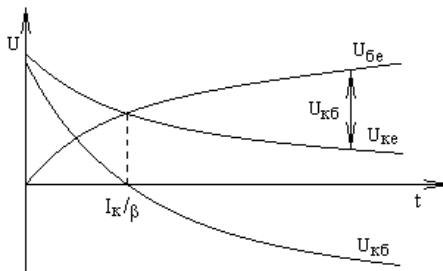


Рисунок 4.4.6 – Часові залежності напруг між електродами транзистора VT_1 в процесі переходу в режим насичення

Якщо величина струму бази більша, ніж це потрібно для відкриття транзистора $I_b > I_c / \beta$, то користуються терміном «кратність насичення транзистора». При кратностях насичення транзистора понад одиницю полярність напруги на електродах

база-колектор змінюється на протилежну. В цьому разі транзистор VT_2 не може виконувати функцію підсилювача (рис. 4.4.5, *a*), оскільки полярність його колекторної напруги відносно емітера змінилася на протилежну (інверсну).

Для забезпечення необхідної величини кратності насичення транзистора в його колекторне коло вмикають додатковий резистор R_k опором кілька одиниць ом. Наявність такого резистора забезпечує відсутність інверсії полярності напруги на електродах колектор-база менш потужного керуючого транзистора VT_2 .

4.5. Стабілізатор постійної напруги з регулюванням у колі перемінного струму

Раніше розглянуті схеми стабілізаторів напруги з послідовним увімкненням регулювального елемента майже не використовуються для стабілізації напруги понад 300 В. Насамперед це пояснюється зростанням величини напруги на регулювальному транзисторі та інших елементах схеми. Тому за потреби стабілізації вищої напруги на навантаженні доцільно ввімкнути регулювальний елемент у коло перемінного струму. У цьому разі перемінна напруга електричної мережі подається на первинну обмотку трансформатора через регулювальний елемент. Структурна схема стабілізатора постійної напруги з регулюванням у колі перемінного струму має вигляд, зображений на рис. 4.5.1.

Оскільки схема стабілізатора передбачає використання трансформатора, то у спектрі вихідного сигналу регулювального елемента не повинна міститися постійна складова. Її наявність призведе до насичення трансформатора, а отже, і до зростання струму холостого ходу. Як елемент регулювання у схемі стабілізатора використовують магнітні підсилювачі, транзистори, тиристори, симістори.

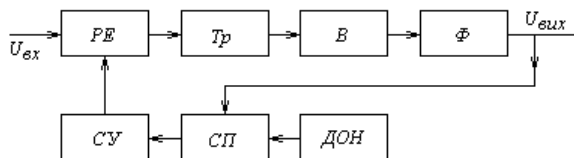


Рисунок 4.5.1 – Структурна схема стабілізатора постійної напруги з регулюванням у колі перемінного струму

У схемі на рис. 4.5.1 використано такі умовні графічні позначення:

РЕ – регулювальний елемент; Тр – трансформатор; В – випрямляч; Ф – фільтр; СК – система керування; СП – схема порівняння; ДОН – джерело опорної напруги.

Магнітний підсилювач, як правило, має два осердя (елементи 1, 2 на рис. 4.5.2), виготовлені з матеріалу, що характеризується прямокутною петлею гістерезису.

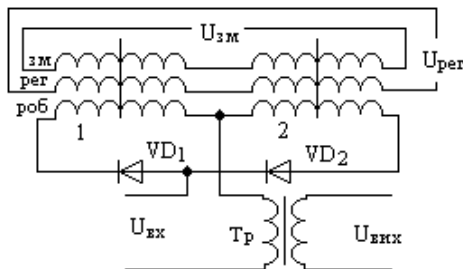


Рисунок 4.5.2 – Схема електрична принципова магнітного підсилювача, використаного як регулювальний елемент стабілізатора постійної напруги з регулюванням у колі перемінного струму

На кожному осерді 1, 2 магнітного підсилювача розміщено робочі обмотки та обмотки регулювання і зміщення. Підбором величини напруги зміщення в обох осердях задається їх початкова намагніченість. Як правило, напруга зміщення – це стабілізована напруга постійного струму. Її величина залежить від параметрів даного магнітного підсилювача. Зміна величини напруги регулювання зумовлює зміну величини індуктивного

опору робочої обмотки. Доти, доки індукція, наприклад, в осерді 1, не досягне індукції насичення, величина індуктивного (реактивного) опору робочої котушки буде велика. Оскільки робоча котушка ввімкнена послідовно з первинною обмоткою трансформатора, більша частина вхідної напруги (напруги електричної мережі) буде падати саме на робочій котушці. Після досягнення в осерді 1 індукції насичення величина індуктивного опору робочої котушки стрімко зменшиться. В результаті цього більша частина мережевої напруги падатиме на первинній обмотці трансформатора. Аналогічні процеси відбуваються і у разі обмоток, розміщених на осерді 2, але в інший півперіод мережевої напруги. Саме діоди забезпечують почергове подавання мережевої напруги на робочі обмотки протягом того з півперіодів, який для даної обмотки є робочим.

Вважатимемо, що в перший півперіод мережевої напруги регулювання напруги первинної обмотки трансформатора здійснюється за рахунок зміни величини індуктивного опору робочої котушки, розміщеної на осерді 1. У цей же півперіод під впливом напруг, прикладених до обмоток регулювання і зміщення, відбувається перемагнічування осердя 2 від індукції насичення до зниженого початкового рівня.

Використання магнітного підсилювача як регулювального елемента цілком виправдане, якщо йдеться про струми навантаження у кілька десятків ампер. Варто зауважити, що магнітні підсилювачі забезпечують високий коефіцієнт стабілізації, а також високий коефіцієнт корисної дії. Але стабілізатори такого типу спотворюють форму напруги первинної обмотки трансформатора. Цю обставину необхідно враховувати при виборі параметрів елементів згладжувального фільтра Φ (рис. 4.5.1).

Стабілізатори постійної напруги з магнітним підсилювачем, застосованим як регулювальний елемент, мають значні габарити. Суттєво менші габарити, до того ж вищі робочі напруги у стабілізаторів постійної напруги з транзисторним регулювальним елементом (рис. 4.5.3, а).

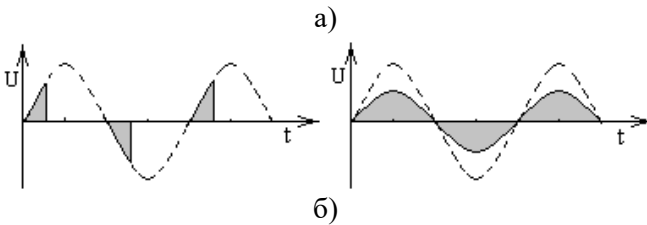
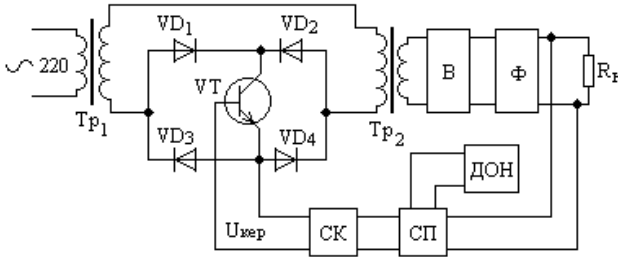


Рисунок 4.5.3 – Транзисторна схема керування у колі перемінного струму; а) схема електрична принципова; б) осцилограми напруг на вході трансформатора Tp_2 при ключовому (ліворуч) та активному (праворуч) методах регулювання величини напруги на навантаженні

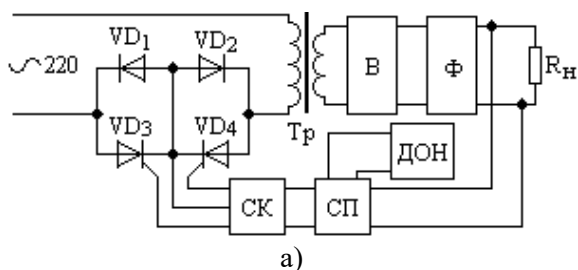
Функціонування транзистора як регулювального елемента можливе за умови певної полярності напруги на колекторі. Для виконання цієї умови транзистор увімкнено в діагональ моста, утвореного діодами $VD_1 \div VD_4$. Якщо транзистор VT_1 закритий, то напруги на первинній обмотці Tp_2 не буде. При відкритому транзисторі VT_1 (режим насичення) на первинній обмотці Tp_2 буде вся напруга вторинної обмотки Tp_1 за винятком спаду напруги на двох послідовно з'єднаних діодах, увімкнених у прямому напрямку.

Ця схема може використовуватись у ключовому режимі, якщо транзистор перебуває тільки у відкритому або закритому станах. Водночас вона забезпечує можливість змінювати величину напруги первинної обмотки трансформатора Tp_2 , зберігаючи її гармонічну форму. При цьому транзистор VT_1 використовується в активному режимі (привідкритому стані) (рис. 4.5.3, б, права осцилограма). Такий режим значно зменшує

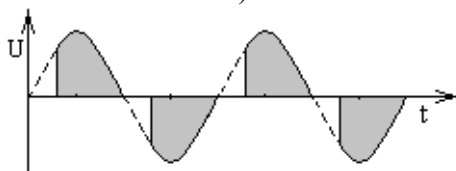
величину гармонік на вході трансформатора Tr_2 та знижує величину коефіцієнта корисної дії. У режимі активного регулювання потужність, яка розсіюється на транзисторі, співмірна з величиною регульованої потужності.

Використання трансформатора Tr_1 забезпечує гальванічну розв'язку регульовального елемента та електричної мережі. До того ж це дає можливість отримати на колекторі транзистора напругу, яка не перевищує його допустиму робочу напругу.

За необхідності забезпечити на навантаженні вищу потужність стабілізованої постійної напруги як регульовальні елементи доцільно використовувати тиристири або симістори. На рис. 4.5.4 зображено схему електричну принципову тиристорного регулятора постійної напруги на навантаженні.



а)



б)

Рисунок 4.5.4 – Тиристорний регулятор постійної напруги на навантаженні: а) схема електрична принципова; б) осцилограма напруги на первинній обмотці трансформатора

Відкритий тиристор можна перевести у закритий стан зниженням напруги анод-катод до нульового рівня. Отже, перехід тиристора у закритий стан відбувається без сигналів керування. Для того, щоб відкрити тиристор, необхідно у певний момент (певна фаза керуючого імпульсу) півперіоду

мережевої напруги на його керуючий електрод подати сигнал керування. Осцилограма напруги на вході трансформатора тиристорної схеми на рис. 4.5.4, б загалом відмінна від осцилограм на вході трансформатора T_{P2} при ключовому режимі роботи транзистора схеми на рис. 4.5.3, б (ліва осцилограма). Відмінність полягає в тому, що транзисторна схема дає можливість відкривати та закривати транзистор у довільний момент півперіоду мережевої напруги, подаючи чи знімаючи сигнал керування. У разі тиристорної схеми перевести тиристор у закритий стан подаванням сигналу на його керуючий електрод неможливо.

Система порівняння (*СП*) формує полярність та величину сигналу на виході залежно від співвідношення між постійною напругою на навантаженні та напругою джерела опорної напруги (*ДОН*). Система керування (*СК*) залежно від полярності та величини вхідного сигналу формує імпульси керування, які переводять тиристори у відкритий стан у певний момент півперіоду мережевої напруги. Іншими словами, зміна сигналу на виході *СП*, в кінцевому результаті, зумовлює зміну фази керуючих імпульсів. Тому змінюється кут відкривання тиристора.

Чим більший сигнал розбіжності на виході блока *СП* (між сигналом *ДОН* і вихідним), тим більше наближення напруги на первинній обмотці трансформатора за своєю формою до повного півперіоду (рис. 4.5.4, б).

Ця схема забезпечує можливість керування потужностями на навантаженні від десяти і більше кіловат. Вона знайшла широке застосування у промисловості.

4.6. Стабілізатори перемінної напруги

Усі стабілізатори перемінної напруги спотворюють форму напруги мережевого живлення. Напруга на виході стабілізатора перемінної напруги, якщо не вжити спеціальних заходів, значно відрізняється за формою від вхідної гармонічної.

У випадку стабілізаторів перемінної напруги, як правило, стабілізується один із параметрів перемінної напруги, а саме:

- амплітудне значення;
- діюче значення;
- середнє значення.

Залежно від специфіки навантаження вирішується питання, який із параметрів перемінної напруги необхідно стабілізувати, тобто підтримувати на певному рівні. Наприклад, для катоду електронної лампи важливе діюче значення струму розжарення. Для живлення гіроскопа – стабільність амплітуди першої гармоніки. При живленні випрямлячів важливою є стабільність середнього значення напруги. Якщо на навантаженні необхідно отримати стабільну напругу, близьку за формою до гармонічної, то на виході стабілізатора вмикають резонансний фільтр, який пригнічуватиме всі інші гармоніки. При цьому діюче, середнє і амплітудне значення на навантаженні виявляються однаково стабільними. Щодо структурної схеми, то всі ці випадки відображаються однією схемою, зображеною на рис. 4.6.1.

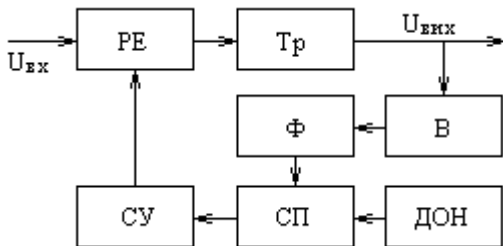


Рисунок 4.6.1 – Узагальнена структурна схема стабілізатора перемінної напруги

Відмінності полягають у тому, що у разі, наприклад, стабілізації амплітудного значення перемінної напруги контроль величини амплітуди здійснюють за допомогою пристрою, який формує сигнал керування, пропорційний до амплітуди перемінної напруги. Таким пристроєм може бути піковий детектор. У цьому разі вимоги до випрямляча та фільтра як структурних елементів ланки оберненого зв'язку (рис. 4.6.1) особливі, оскільки вони повинні відповідати вимогам пікового детектора. Величина напруги на виході такого детектора

пропорційна до пікового (амплітудного) значення перемінної напруги (рис. 4.6.2, б). Дотриматись цієї умови можна, якщо забезпечити величину постійної часу RC -ланки навантаження випрямляча (рис. 4.6.2, а) значно більшою за період перемінної напруги, амплітуду якої необхідно підтримувати (стабілізувати) на заданому рівні.

$$\tau = R \cdot C > T,$$

де T – період перемінної напруги.

Іншими словами, необхідно, щоб за часовий інтервал, який дорівнює періоду мережевої напруги, зміна величини напруги на конденсаторі фільтра була нехтовно мала.

Природно, що в цьому випадку вхідний опір схеми порівняння ($CП$) повинен бути достатньо високим, щоб мінімізувати вплив його вхідного опору на величину постійної часу RC -ланки (рис. 4.6.2, а).

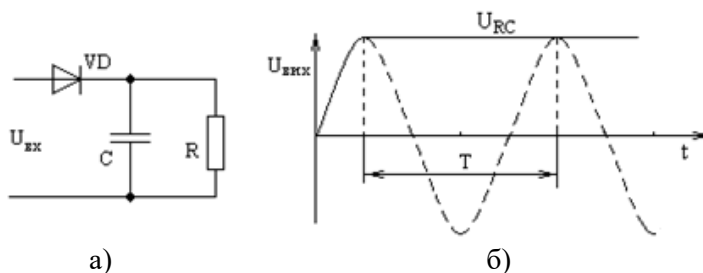


Рисунок 4.6.2 – Пристрій формування сигналу керування, пропорційного до амплітуди перемінної напруги: а) схема електрична принципова пікового детектора; б) осцилограми напруги на RC -ланці

За необхідності забезпечити стабілізацію середнього значення перемінної напруги у ланці оберненого зв'язку необхідно використати пристрій, вихідний сигнал якого пропорційний до середньої величини перемінної напруги. Таким пристроєм може слугувати ввімкнений після випрямляча LR -фільтр із реактивним опором, більшим за опір активного резистора

$$X_L \gg R.$$

При стабілізації діючого або ефективного значення перемінної напруги замість випрямляча B та фільтра Φ (рис. 4.6.1) вмикається пристрій, вихідний сигнал якого пропорційний до діючого значення вхідної напруги. Таким пристроєм може бути, наприклад, оптопара, що містить лампочку розжарення та фоторезистор (фотодіод). Яскравість свічення лампочки розжарення пропорційна до діючого значення прикладеної напруги (рис. 4.6.3, *а*). За цим же законом змінюватиметься величина опору фоторезистора. У разі термохреста вихідна напруга, а саме напруга термопари, пропорційна до діючого значення напруги, прикладеної до нагрівника (рис. 4.6.3, *б*).



Рисунок 4.6.3 – Пристрої отримання сигналу, пропорційного до діючого значення перемінної напруги: а) оптопара (лампочка розжарення – фоторезистор); б) термохрест (нагрівник – термопара)

Терміном «термохрест» називають пристрій, який містить нагрівник і термопару. Сигнал термопари, пропорційний до діючого значення напруги, прикладеної до нагрівника термохреста, подається на схему порівняння $СП$ (рис. 4.6.1).

У разі стабілізаторів перемінної напруги враховують те, що на стабільність вихідної напруги значно впливає величина частоти мережі електроживлення. Окрім цього, потужні стабілізатори перемінної напруги переважно характеризуються значною величиною реактивного опору, а це погіршує роботу генератора як джерела напруги електромережі.

Параметричні стабілізатори перемінної напруги. Найяскравіший приклад параметричного стабілізатора перемінної напруги – стабілізатор дросельного типу, в основі роботи якого зміна величини коефіцієнта поділу мережевої напруги внаслідок зміни величини індуктивності одного з

елементів подільника. У найпростішому випадку схема електрична принципова такого стабілізатора має вигляд, зображений на рис. 4.6.4, а.

У схемі дросельного стабілізатора Dp_2 є дроселем з насиченим магнітопроводом, а Dp_1 – дроселем з ненасиченим магнітопроводом, тобто характеризується лінійною вольт-амперною характеристикою. Напряга мережі U_M розподіляється між дроселями Dp_1 та Dp_2 пропорційно до величини їх опору. Для простоти аналізу роботи схеми вважатимемо, що величина опору навантаження більша за опір дроселя з насиченим магнітопроводом Dp_2 . Виконання вказаної умови дає можливість скористатися графічним способом знаходження розподілу напруг між двома послідовно ввімкненими елементами, а саме – методом перетину характеристик (див. додаток А).

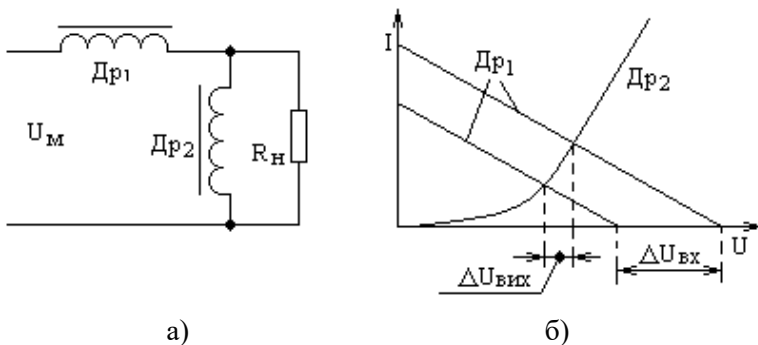


Рисунок 4.6.4 – Параметричний стабілізатор перемінної напруги дросельного типу: а) схема електрична принципова; б) зміна величини вихідної напруги при зміні вхідної

Скориставшись методом перетину характеристик, знайдемо величину вихідної напруги, а отже, величину спаду напруги на Dp_2 . Легко помітити, що зміна величини вихідної напруги менша від зміни величини напруги на вході схеми (рис. 4.6.4, б). Коефіцієнт стабілізації стабілізатора дросельного типу залежить від степені насичення та магнітних властивостей магнітопроводу дроселя Dp_2 і не перевищує 10.

Поліпшити технічні характеристики параметричних стабілізаторів перемінної напруги можна, використавши явище резонансу струму або резонансу напруги. Стабілізатори такого виду набули назви «ферорезонансних стабілізаторів». Вони широко використовуються при живленні радіоелектронної апаратури та у вторинних джерелах електроживлення апаратури, яка працює у важких кліматичних умовах.

Перехід від параметричного стабілізатора дросельного типу (рис. 4.6.4, а) до ферорезонансного здійснюється ввімкненням паралельно до Dp_2 конденсатора C такої ємності, щоб утворений паралельний коливальний контур характеризувався резонансною частотою, яка дорівнює частоті електричної мережі (рис. 4.6.5).

У схемі на рис. 4.6.5 елементи Dp_{11} та Dp_{12} , по суті, – дві половинки дроселя Dp_1 з ненасиченим магнітопроводом. Dp_{12} – це компенсуюча частина дроселя Dp_1 , яка забезпечує збільшення величини коефіцієнта стабілізації. Використання додаткової обмотки Dp_{12} як лінійної баластної індуктивності дає можливість компенсації швидких змін вхідної напруги. Dp_{11} має лінійну ВАХ і спільно з коливальним контуром Dp_2 , C утворює регульований подільник напруги електричної мережі.

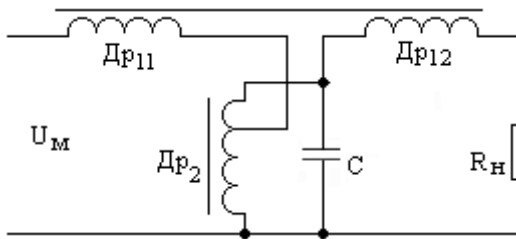


Рисунок 4.6.5 – Схема електрична принципова параметричного стабілізатора перемінної напруги ферорезонансного типу

На резонансній частоті в обмотці дроселя Dp_2 протікатиме струм у Q (добротність коливального контуру, утвореного Dp_2 та C) разів більший від струму, який споживається від електричної мережі. Це підвищує коефіцієнт корисної дії та величину коефіцієнта стабілізації. На рис. 4.6.6, а

зображено вольт-амперні характеристики Dp_2 , C та їх результуюча вольт-амперна характеристика.

Будемо вважати, що на частоті резонансу коливального контуру його опір значно більший за опір навантаження. Дане припущення дає можливість знайти величину вихідної напруги методом перетину лінійної вольт-амперної характеристики Dp_{11} та нелінійної вольт-амперної характеристики коливального контуру Dp_2, C (рис. 4.6.6, б).

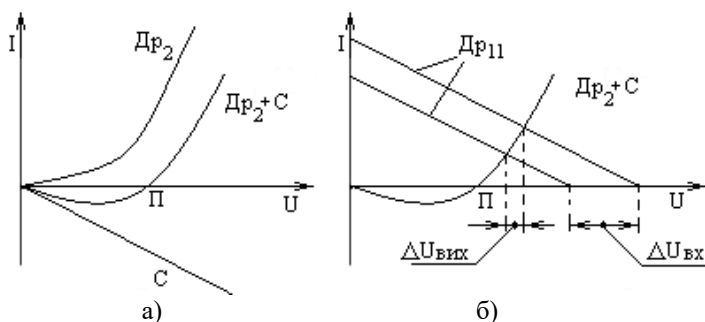


Рисунок 4.6.6 – Принцип роботи параметричного стабілізатора перемінної напруги ферорезонансного типу: а) вольт-амперні характеристики Dp_2, C та їх результуюча вольт-амперна характеристика; б) зміна величини вихідної напруги при зміні вхідної

З рис. 4.6.6, б випливає, що зміна величини вхідної напруги значно більша від зміни напруги на коливальному контурі, а отже, і на виході параметричного стабілізатора ферорезонансного типу.

Недоліки ферорезонансних стабілізаторів такі:

- несинусоїдальність форми вихідної напруги,
- відносно низький коефіцієнт корисної дії (не більш як 70 %),
- чутливість до зміни частоти електричної мережі,
- значні масо-габаритні характеристики пристрою.

Параметричні стабілізатори ферорезонансного типу використовуються при потужності на навантаженні кілька кіловат.

Якщо йдеться про стабілізацію перемінної напруги невеликої потужності, то можна використати параметричні стабілізатори, схеми яких зображено на рис. 4.6.7.

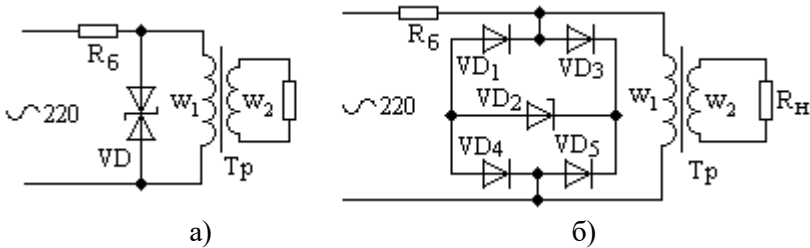


Рисунок 4.6.7 – Параметричний стабілізатор перемінної напруги: а) на зустрічно ввімкнених стабілітронах; б) на стабілітроні, ввімкненому в діагональ моста

За принципом роботи обидві схеми – схеми двостороннього обмеження напруги на рівні, що визначається напругою стабілізації стабілітрона. При такому способі стабілізації на первинній обмотці трансформатора отримаємо перемінну напругу практично трапецеподібної форми. Стабільність величини середнього і діючого значень напруги в такому стабілізаторі невисока. Причина в тому, що при зміні величини вхідної напруги на виході стабілізатора постійною залишається тільки амплітуда. Величина стабілізованої амплітуди дорівнює напрузі стабілізації стабілітрона. При цьому кут відсічки θ та форма вихідної напруги змінюються.

Косинус кута відсічки θ можна визначити як відношення напруги стабілізації стабілітрона E_{cm} до амплітуди вхідної напруги E_m

$$\cos \theta = E_{cm} / E_m.$$

Середня величина напруги на навантаженні знаходиться за формулою

$$U_{сер} = \frac{w_2}{w_1} \cdot k_1(\theta) E_{cm},$$

де $\frac{w_2}{w_1}$ – коефіцієнт трансформації трансформатора,

$k_1(\theta)$ – безрозмірний параметр, величина якого залежить від кута відсічки.

Зі зміною величини $\cos \theta$ від 0,3 до 0,6 величина $k_1(\theta)$ змінюється, відповідно, від 0,802 до 0,903.

Величина діючої напруги на навантаженні знаходиться за формулою

$$U = \frac{w_2}{w_1} \cdot k_2(\theta) E_{cm},$$

де $k_2(\theta)$ – деякий безрозмірний параметр, величина якого залежить від кута відсічки.

При зміні величини $\cos \theta$ від 0,3 до 0,6 величина $k_2(\theta)$ змінюється, відповідно, від 0,857 до 0,933.

Прийнятну стабільність має тільки амплітуда вихідної напруги параметричних стабілізаторів (рис. 4.6.7).

Контрольні запитання та завдання

1. Високий коефіцієнт корисної дії імпульсного стабілізатора постійної напруги забезпечується ...

а) використанням імпульсного режиму роботи регульовального транзистора; б) використанням прискорюючого конденсатора; в) використанням транзисторів високої потужності; г) використанням радіоелементів тільки з опором реактивного характеру.

2. У схемі імпульсного стабілізатора напруги джерело опорної напруги (*ДОН*) необхідне для ...

а) забезпечення живлення імпульсного стабілізатора в цілому; б) формування вихідної напруги, пропорційно до напруги *ДОН*; в) для формування стабільної напруги зміщення регульовального елемента імпульсного стабілізатора; г) *ДОН* необхідний для компенсації зміни величини вихідної напруги стабілізатора.

3. У схемі імпульсного стабілізатора постійної напруги схема порівняння (СП) порівнює ...

а) вихідну напругу стабілізатора з його вхідною напругою; б) вхідну напругу стабілізатора з напругою джерела опорної напруги; в) вихідну напругу стабілізатора з напругою джерела опорної напруги; г) спад напруги на регульовальному елементі з вихідною напругою компенсаційного стабілізатора.

4. Регульовальний елемент у схемі компенсаційного стабілізатора працює ...

а) тільки в режимі відсічки (він закритий); б) тільки в режимі насичення (він відкритий); в) тільки в імпульсному режимі; г) тільки в активній області.

5. У схемі імпульсного стабілізатора фільтр необхідний для ...

а) згладжування пульсацій вихідної напруги стабілізатора; б) задавання режиму роботи транзистора схеми порівняння; в) регулювання постійного струму спокою регульовального транзистора г) зменшення взаємного впливу різних радіоелектронних пристроїв, які живляться від даного імпульсного стабілізатора.

6. Потужність вихідної стабілізованої напруги компенсаційного стабілізатора залежить від ...

а) потужності навантаження стабілізатора; б) потужності регульовального транзистора; в) потужності транзистора схеми порівняння; г) допустимої потужності енергії джерела опорної напруги.

7. Один з електродів потужного транзистора, як правило, з'єднують з корпусом для того, щоб ...

а) спростити конструкцію транзистора; б) підвищити швидкодію; в) збільшити теплообмін кристала транзистора з навколишнім середовищем; г) зменшити габаритні розміри транзистора.

5. Первинні джерела електричної енергії

5.1. Гальванічні елементи

Хімічні джерела струму (ХДС) за багато років надійно увійшли до нашого життя. Пересічні споживачі зрідка звертають увагу на відмінності у хімічних джерелах струму, що використовуються. Для них це батарейки й акумулятори. Зазвичай їх застосовують у таких пристроях, як кишенькові ліхтарі, іграшки, радіоприймачі або автомобілі.

Хімічними джерелами струму називають електротехнічні пристрої, в яких енергія хімічної окислювально-відновної реакції перетворюється на електричну енергію. Процес, під час якого ХДС віддає енергію у зовнішнє коло, називається розрядженням.

Хімічне джерело струму з однієї гальванічної комірки називають гальванічним елементом. Він може працювати як самостійне джерело електричної енергії або як складова частина батареї. Батарея складається з двох або більшої кількості гальванічних елементів, з'єднаних електрично (паралельно або послідовно), які мають загальний корпус, виводи і маркування.

Нині використовуються три основні види ХДС: первинні, вторинні, а також паливні елементи.

До первинних належать пристрої, які допускають лише одноразове використання. При розряджанні віддавання електричної енергії може здійснюватися за один (або кілька) циклів підключення. Повністю розряджене первинне ХДС непридатне до повторного використання.

Гальванічний елемент – хімічне джерело електричного струму, назване на честь італійського фізика Луїджі Гальвані. В основу принципу дії гальванічного елемента покладена взаємодія двох електродів через електроліт, що зумовлює виникнення в замкненому колі електричного струму. ЕРС гальванічного елемента залежить від матеріалу електродів і складу електроліту.

Гальванічний елемент складається з двох електродів, а саме: анода – негативного електрода, з якого надходять електрони у зовнішнє коло, і катода – позитивного електрода, що приймає електрони зі зовнішнього кола. Наприклад, у

гальванічному елементі Даніеля-Якобі анод і катод виготовлені з різних металів та занурені у розчини солей цих металів ($ZnSO_4$, $CuSO_4$), які з'єднуються через пористу перетинку. ЕРС такого джерела становить 1,106 В. Стандартний електродний потенціал цинку у водному розчині дорівнює $-0,763$ В, а міді – $+0,337$ В.

Якщо пластини з'єднати через навантаження дротом, то в електричному колі буде протікати електричний струм. Упродовж деякого часу в посудинах з електродами будуть спостерігатись зміни: цинкова пластина зменшується, тобто розчиняється, а мідна – збільшується, тому що на ній осідає мідь із розчину купрум нітрату.

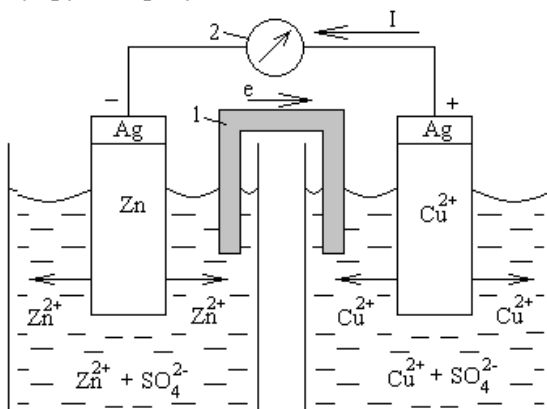
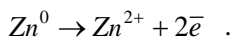


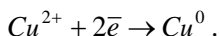
Рисунок 5.1 – Схема та принцип дії мідно-цинкового гальванічного елемента Даніеля-Якобі

Відбувається хімічний процес, суть якого полягає в перенесенні електронів із однієї частини елемента до іншої.

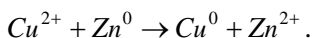
Атоми цинку, втрачаючи електрони, окислюються й перетворюються на катіони цинку (утворені йони цинку переходять у розчин)



На мідному електроді відбувається відновлення іонів міді (осаджується металічна мідь)



Окислювально-відновний процес в елементі виражається такою формулою:



На аноді (електрохімічно активніший метал) відбувається процес окислення, а на катоді (менш активний метал) – процес відновлення. Перехід електронів від анода до катода відбувається через зовнішнє електричне коло (металевий провідник).

Гальванічні елементи можна з'єднувати в батареї. Розглянемо варіант батареї гальванічних елементів з використанням овочів і фруктів.

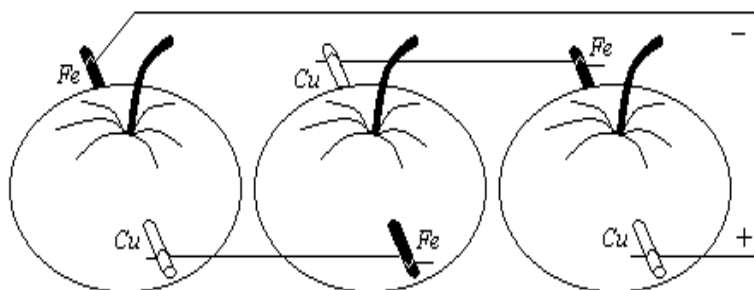


Рисунок 5.2 – Батарея гальванічних елементів із використанням яблука і електродів із різних металів

Овочі та фрукти (в свіжому вигляді) мають сік, який можна використовувати як електроліт. Якщо встромити, наприклад, у яблуко два електроди (один залізний, другий із міді) і з'єднати яблука з електродами послідовно (див. рис. 5.2), то вольтметр, ввімкнений між крайніми електродами, покаже певну напругу. Ця напруга виникає внаслідок процесів окислення і відновлення, в яких яблучний сік виступає електролітом, залізо – катодом, а мідь – анодом. Саме через хімічні процеси з'явиться напруга. Якщо взяти кілька таких елементів, то можна ввімкнути світлодіодний ліхтарик чи радіоприймач або підзарядити акумулятор мобільного телефону. Такі гальванічні елементи можна реально використовувати в

умовах відсутності електроенергії – у туристичних походах, експедиціях тощо.

Гальванічний елемент характеризується електрорушійною силою (ЕРС), потужністю, ємністю і енергією, яка віддається у зовнішньому колі, а також здатністю зберігати енергію і екологічною безпекою.

Величина ЕРС визначається природою процесів, які відбуваються в гальванічному елементі. На зовнішніх клеммах напруга гальванічного елемента U завжди менша від його ЕРС внаслідок процесів поляризації електродів та спаду напруги на внутрішньому опорі

$$U = E_e - I(r_1 + r_2) - ПЕ ,$$

де E_e – величина ЕРС, I – сила струму, r_1 і r_2 – відповідно, опір провідників першого і другого роду всередині гальванічного елемента (по суті, це опір анода та катода), $ПЕ$ – поляризація гальванічного елемента, що складається з поляризації його електродів (анода і катода).

Поляризація зростає зі збільшенням густини струму i , який знаходиться за формулою:

$$i = I/S,$$

де S – площа поперечного перетину електрода, I – сила струму.

Ємністю гальванічного елемента називають загальну кількість електрики Q , яку елемент може віддати в процесі роботи (при розряджанні). Ємність визначається масою накопичених у гальванічному елементі реагентів і мірою їх перетворення. При збільшенні струму розряду і зменшенні температури елемента, особливо нижче 0°C , ступінь перетворення реагентів знижується, що зумовлює зменшення ємності елемента.

Добуток ємності Q на напругу U визначає величину електричної енергії гальванічного елемента H

$$H = Q \cdot U .$$

Лужні та сольові гальванічні елементи (батареї) широко застосовуються для живлення електронних пристроїв. Літєві гальванічні елементи використовуються переважно у портативних приладах (глюкометри, цифрова техніка на кшталт фотоапаратів).

Так звані «сухі» гальванічні елементи, що не містять всередині рідкого розчину електроліту, як правило, є марганцево-цинковими елементами. Їх часто називають сольовими батареями.

Цинковий електрод (катод) виготовляється у формі циліндричної посудини. Як анод використовується порошкоподібна суміш з діоксиду марганцю з графітом. Електролітом слугує паста з розчину хлориду амонію, загущеного крохмалем або борошном.

Для характеристики марганцево-цинкових батарейок зрідка вживається поняття «номінальна ємність», оскільки їх ємність значно залежить від режимів і умов експлуатації. Висока швидкість зниження напруги під час розряду і зменшення ємності зі зростанням струму розряду – основні недоліки цих елементів.

Марганцево-цинковий гальванічний елемент належить до класу лужних елементів живлення. У цих елементах як катод використовується діоксид марганцю, анодом слугує порошкоподібний цинк, а електролітом – розчин лугу (зазвичай у вигляді пасти гідроксиду калію).

Значно більша ємність, здатність працювати при низьких температурах та великих струмах навантаження – незаперечні переваги марганцево-цинкових гальванічних елементів.

Порівняно зі сольовими лужні батареї протягом тривалого часу можуть забезпечувати більший струм. Це стає можливим завдяки тому, що тут цинковий електрод використовується не у формі циліндричної посудини, а у вигляді порошку, що збільшує площу контакту з електролітом.

Лужні батареї знайшли широке застосування завдяки їх здатності забезпечувати у зовнішньому колі значний струм (до 1 А) протягом тривалого часу.

5.2. Акумулятори лужні та кислотні

ХДС, працездатність яких після розряду може бути відновлена заряджанням, називають вторинними. Варто нагадати, що заряджання таких елементів передбачає пропускання постійного струму у напрямку, протилежному до того, в якому він протікав під час розряду. Під час процесу заряджання продукти розряду перетворюються на вихідні (первинні) реагенти.

Традиційно вторинні ХДС поділяють на акумулятори (вторинні елементи) та акумуляторні батареї.

Найпоширенішим вторинним ХДС є свинцевий акумулятор. Ці акумулятори відрізняються низькою вартістю, високою надійністю та стабільністю напруги на зовнішніх клемках. Нині відомі три основні види свинцевих акумуляторів, а саме: стаціонарні, тягові та стартерні.

Стаціонарні акумулятори характеризуються ємністю від 40 до 5000 А·год. Їх використовують для живлення електричних кіл постійного струму для підтримання напруги при пікових навантаженнях шляхом підключення батарей паралельно до перетворювачів (інверторів). Вони можуть слугувати джерелами резервного електроживлення у системах, які не допускають перерв у подаванні електроенергії (телефонні станції, джерела безперебійного живлення тощо).

Для запуску двигунів внутрішнього згорання, а також для освітлення транспортних засобів використовують стартерні батареї. Величина напруги таких батарей кратна 6 В і становить 6, 12 або 24 В. Як виняток напруга 48 В використовується в електровелосипедах. Величина ємності стартерних акумуляторів може змінюватися в інтервалі від 6 до 215 А·год.

У системах енергозабезпечення електрокарів, електронавантажувачів використовують тягові батареї. Їх ємність може бути від 40 до 1200 А·год. Такого ж класу свинцеві акумулятори застосовують для освітлення залізничних вагонів, запуску дизелів тепловозів, а також енергозабезпечення підводних човнів.

У найпростішому випадку свинцевий акумулятор (рис. 5.3) має у своєму складі позитивний і негативний

електроди. Активна речовина позитивного електрода – двоокис свинцю PbO_2 (має темно-коричневий колір), а активна речовина негативного електрода – губчастий свинець Pb (речовина сірого кольору). Обидва електроди розміщені в посудині з електролітом, утвореним розчиненням сірчаної кислоти H_2SO_4 у дистильованій воді. При цьому між електродами формується різниця потенціалів. Під'єднання до електродів навантаження зумовить протікання через нього електричного струму, що супроводжуватиметься розрядженням акумулятора. У процесі розрядження акумулятора складові негативного і позитивного електродів (губчастий свинець та двоокис свинцю) перетворюються на сірчаноокислий свинець $PbSO_4$ (сульфат свинцю).

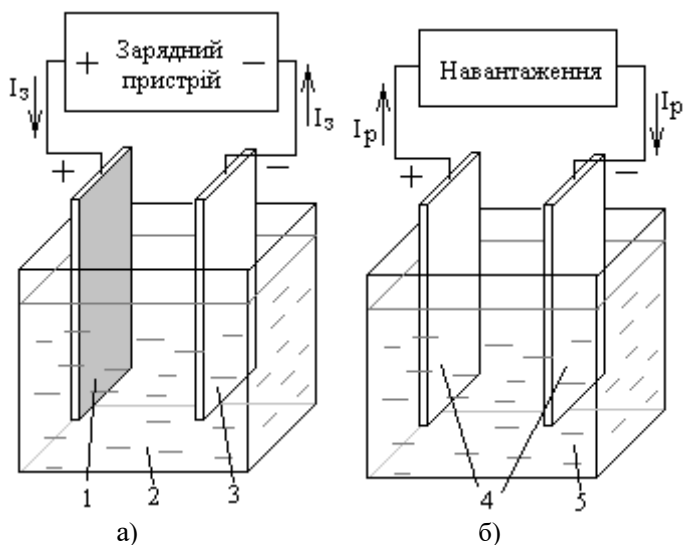
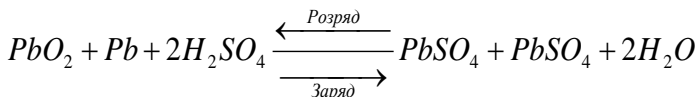


Рисунок 5.3 – Робота простого акумулятора: а – при заряді протікає струм заряду; б – при розряді протікає струм розряду; 1 – двоокис свинцю; 2 – електроліт підвищеної щільності; 3 – губчастий свинець; 4 – сульфат свинцю; 5 – електроліт низької щільності

Хімічні процеси, які відбуваються при розрядженні і зарядженні кислотного свинцевого акумулятора, описуються рівнянням



При розряджанні активна маса негативних пластин перетворюється із губчастого свинцю (Pb) на сірчаноокислий свинець (PbSO₄) зі зміною кольору із сірого на світло-сірий.

Активна маса позитивних пластин акумулятора перетворюється із двоокису свинцю (PbO₂) на сірчаноокислий свинець (PbSO₄) зі зміною кольору із темно-коричневого на коричневий.

Сірчаноокислий свинець називають сульфатом свинцю (PbSO₄).

У результаті перетворення активної маси пластин під час розрядження густина електроліту і напруга акумулятора зменшуються, а внутрішній опір акумулятора зростає у кілька разів.

Для заряджання акумулятор вмикають паралельно до джерела постійного струму (генератора), напруга якого повинна перевищувати на кілька вольт ЕРС акумулятора, який потребує заряджання.

При заряджанні активна маса негативних пластин поступово перетворюється із сірчаноокислого свинцю (PbSO₄) на губчастий свинець (Pb), а активна маса позитивних пластин – із сірчаноокислого свинцю (PbSO₄) на двоокис свинцю (PbO₂). Отже, внаслідок утворення сульфату свинцю (PbSO₄) при одночасному зменшенні води (H₂O) густина електроліту збільшується, і напруга акумулятора підвищується.

Отже, свинцевий акумулятор має властивість оборотності, тобто здатність накопичувати електричну енергію від стороннього джерела струму в процесі заряду, зберігати її деякий час і віддавати в процесі розряду.

Тільки-но маса позитивних і негативних пластин перетворюється відповідно на двоокис свинцю і губчастий свинець, то при подальшому заряджанні акумулятора густина електроліту перестає зростати. Це є ознакою закінчення заряджання акумулятора. При подальшому заряджанні відбуватиметься лише процес розкладання води на кисень і

вуглець, що характеризується появою на поверхні електроліту бульбашок газу; цей процес називають «кипінням» електроліту.

5.3. Заряджання свинцево-кислотного акумулятора

Заряджання батарей повинне здійснюватися в режимі, при якому струм значно знижується з наближенням до завершення процесу заряджання. Як правило, використовують кілька методів заряду, які потребують обладнання різної складності. Найпростіший метод передбачає заряджання при постійній напрузі $2,4 \div 2,45$ В на один елемент. Цей процес вважається завершеним, якщо зарядний струм упродовж 3 годин не змінюється.

На практиці застосовують комбінований режим: початковий струм обмежують, а при досягненні певного рівня напруги заряджання проводиться при постійній напрузі (рис. 5.4). Отже, процес заряджання на першому етапі проводиться при постійному струмі, а на другому – при постійній напрузі. Виробники рекомендують проводити заряджання батарей при постійній напрузі 2,4 В на елемент.

Пришвидшення процесу заряджання досягається підвищенням величини струму на першій стадії заряду. Акумуляторні батареї, які використовуються для роботи в буферному режимі, заряджаються при нижчій напрузі ($2,23 \div 2,275$ В). Зазначені напруги заряду не вимагають зміни під час заряджання в деякому інтервалі температури (звичайно від 5 до 35 °С).

5.4. Основні характеристики свинцево-кислотного акумулятора

Основні величини, які характеризують якість акумуляторної батареї, – це електрорушійна сила (ЕРС), напруга і ємність, яка віддається.

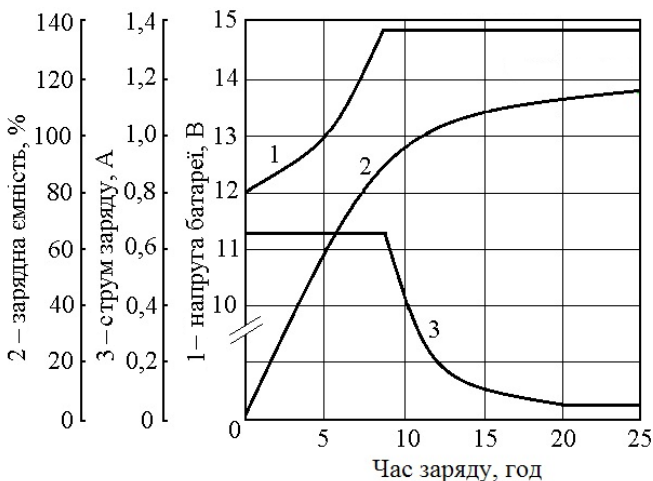


Рисунок 5.4 – Зарядні залежності герметизованої свинцево-кислотної акумуляторної батареї при комбінованому режимі заряджання нормованим струмом 0,1 А і нормованою напругою 2,45 В на елемент; криві відповідають часовим залежностям: 1 – напруги; 2 – зарядної ємності; 3 – струму заряджання

Відомо, що різницю потенціалів позитивних і негативних пластин прийнято називати електрорушійною силою (ЕРС). Величина ЕРС залежить від густини електроліту в акумуляторі на даний момент. Ця залежність описується формулою

$$E = 0,85 + \rho,$$

де ρ – густина електроліту при 25 °С, г/см³.

Напруга (U) – це різниця потенціалів позитивних і негативних пластин при проходженні струму через акумулятор.

При розряджанні напруга акумулятора менша від ЕРС на величину внутрішнього спаду напруги, а при заряджанні – більша на таку саму величину.

Напруга на вивідних клемах справного і зарядженого акумулятора незалежно від кількості пластин в ньому та їх розмірів становить у середньому 2 В на елемент (під час розряджання може зменшуватись до 1,7 В).

Кількість електроенергії, яка віддається акумулятором у процесі його розрядження до допустимої напруги, характеризує ємність акумулятора (C). Розміри пластин, сила розрядного струму, густина і температура електроліту визначають величину ємності акумулятора. На цей параметр також впливають рівень зарядженості, технічний стан і термін служби акумулятора.

Величину ємності акумулятора визначають множенням сили розрядного струму (в амперах) на часовий інтервал (в годинах), упродовж якого акумулятор може розряджатися при даному струмі

$$C = I \times t \quad (\text{ампер-год}).$$

Для автомобільних і мотоциклетних акумуляторних батарей за номінальну береться ємність при 10-годинному режимі розряду.

Для танкових, базових гусеничних машин і деяких типів автомобільних батарей за номінальну береться ємність при 20-годинному режимі розряду.

Важливо знати, що зі збільшенням величини розрядного струму ємність свинцево-кислотних акумуляторів зменшується. Це пояснюється тим, що при великому розрядному струмі збільшується витрата сірчаної кислоти, яка знаходиться в порах пластин, а швидкість проникнення (дифузія) її недостатня, щоб покрити цю витрату. Крім того, при розряді великими струмами утворюється сульфат свинцю (в основному в порах біля поверхні пластин). Цей сульфат зменшує площу поперечного перерізу пор і погіршує дифузію сірчаної кислоти. При зниженні розрядного струму акумулятора повніше віддає електричну енергію в зовнішнє коло.

Високі витрати активних речовин і електроліту в свинцевому акумуляторі, що становлять 12 г/(А·год), спонукали до розробки нових електрохімічних систем. Наприкінці ХІХ століття шведський інженер Вальдемар Юнгнер запропонував лужний нікель-кадмієвий (НК) акумулятор, а у 1901 році американський науковець Томас Едісон – нікель-залізний (НЗ). Витрати активних речовин у зазначених типах акумуляторів

суттєво нижчі від свинцевого та становлять, відповідно, 6,2 і 5,1 г/(А·год). Більшості акумуляторів НК- і НЗ-типів притаманне використання ламельних пластин, які складаються з плоских перфорованих пакетів (ламелей), що місять впресовану в них активну масу. Промисловістю випускаються акумулятори з ламельними електродами ємністю від 2 до 1000 А·год. Такі акумулятори використовують для живлення електродвигунів шахтних електровозів, електрокарів, навантажувачів, а також для живлення шахтних ламп, засобів дротового та радіозв'язку. Порівняно із свинцевими нікель-кадмієві і нікель-залізні акумулятори надійніші. Їх параметри мало змінюються в процесі тривалого зберігання, характеризуються більшим ресурсом циклів заряджання-розряджання (до 1500) та тривалим терміном роботи (8÷10 років). Водночас вони мають гірші питомі характеристики, ніж свинцеві. Основний недолік НЗ-акумуляторів – погіршення їх роботи за низьких температур, до того ж у них великий струм саморозряджання. НК-акумулятори не мають зазначених недоліків, проте характеризуються вищою вартістю.

Найбільшого поширення у різноманітних електронних пристроях набули літій-іонні акумулятори. Перший акумулятор такого типу у 1991 році випустила компанія Sony. Конструктивно літій-іонний акумулятор містить літій, нанесений на струмозмінач з алюмінію, а також сепаратори й органічний електроліт. До недавнього часу як позитивні електроди використовувались оксиди літію із кобальтом чи марганцем. Тепер їх витісняють дешевші і менш токсичні літій-залізо-фосфатні акумулятори. Традиційно літій-іонні акумулятори комплектуються системою контролю заряду й аварійними клапанами, призначеними для запобігання підвищенню тиску в аварійних ситуаціях.

Літій-полімерний акумулятор як розвиток літій-іонних акумуляторів характеризується досконалішою конструкцією. В цьому акумуляторі електроліт – полімерний матеріал із вкрапленнями літій-провідного наповнювача желеподібної консистенції. Безпечелісна перевага силових літій-полімерних акумуляторів – їх здатність забезпечувати імпульси струму

(наприклад, пускові струми), що у 10÷40 разів перевищують номінальну ємність акумулятора.

ХДС, у яких реагенти (окислювач і паливо) неперервно і роздільно підводяться до електродів, належать до паливних елементів. У них відбувається перетворення хімічної енергії на електричну доти, доки до нього надходять реагенти. Конструктивно до складу електрохімічного генератора входять: паливні елементи, об'єднані в батарею, пристрої подавання окислювача та палива, системи відведення продуктів реакції, пристрої контролю і підтримання температури в робочій зоні тощо.

Контрольні запитання та завдання:

1. Які типи ХДС існують?

а) первинні; б) вторинні; в) другорядні; г) термоядерні.

2. У чому відмінність гальванічного елемента від свинцевої акумуляторної батареї?

а) гальванічний елемент заряджається меншим струмом; б) гальванічний елемент не є хімічним джерелом струму; в) свинцева акумуляторна батарея складається з кількох гальванічних елементів, а не з одного; г) гальванічний елемент належить до первинних ХДС, а свинцева акумуляторна батарея – до вторинних.

3. Які процеси відбуваються у свинцевій акумуляторній батареї під час заряджання/розряджання?

а) хімічний процес, суть якого полягає в перенесенні електронів з однієї частини елемента до іншої. Окислення відбувається на аноді (електрохімічно активніший метал), а процес відновлення – на катоді (менш активний метал); б) під час розряджання акумуляторної батареї атоми свинцю, втрачаючи електрони, окислюються й перетворюються на катіони свинцю (утворені іони свинцю переходять у електроліт); в) при розряджанні активна маса негативних пластин перетворюється із губчастого свинцю на сірчанокислий свинець, а при заряджанні активна маса негативних пластин поступово перетворюється із сірчанокислового свинцю на губчастий свинець;

г) змінюються густина електроліту і напруга акумуляторної батареї.

4. Чому важливо не допускати «глибокого» розрядження свинцевих АКБ?

а) після глибокого розрядження довго заряджається АКБ; б) глибоке розрядження може спричинити зміну полярності АКБ; в) під час глибокого розрядження вся сірчана кислота переходить у електроліт; г) під час глибокого розрядження утворюється сульфат свинцю, який кристалізується на пластинах і спричинює зменшення ємності АКБ.

5. Як визначити рівень зарядженості свинцевої АКБ, маючи ареометр?

а) для визначення рівня зарядженості АКБ необхідно провести вимір ареометром густини електроліту. Для стартерної АКБ густина 1,27 відповідає 100 % заряду; б) для визначення рівня зарядженості АКБ необхідно провести вимір ареометром густини електроліту. Для стартерної АКБ густина 1,1 відповідає 100 % заряду; в) для визначення рівня зарядженості АКБ необхідно скористатися вольтметром і виміряти величину ЕРС. Значення густини електроліту неважливі; г) за густиною електроліту можна визначити температуру АКБ. Густина електроліту не пов'язана з рівнем зарядженості АКБ.

6. Які переваги та недоліки лужних АКБ порівняно з кислотними?

а) лужні АКБ мають менший строк експлуатації порівняно з кислотними; б) лужні АКБ характеризуються меншим зарядним струмом порівняно з кислотними; в) кислотні АКБ мають більший саморозряд, ніж лужні; г) витрата активних речовин у лужних акумуляторах значно нижча, ніж у свинцевих. За низьких температур лужні акумулятори працюють гірше, ніж свинцеві, до того ж вони мають великий струм саморозрядження.

6. Компоненти та вузли джерел електроживлення

6.1. Транзистори в джерелах живлення

У джерелах електроживлення імпульсної дії транзистори працюють у ключовому режимі. Ключовий режим може бути реалізований за умови певної швидкодії транзисторів. Швидкодія, як параметр, що безпосередньо залежить від граничної робочої частоти транзистора, забезпечується вибором як конструкції, так і технології виготовлення.

За характером розподілу домішок у базовій області основні типи транзисторів можна поділити на дві групи: з рівномірним та нерівномірним розподілом.

До першої групи транзисторів належать сплавні, мікросплавні та поверхнево-бар'єрні, а до другої – різні типи дифузійних.

Транзистор, у якому формування $p-n$ переходу здійснюється методом сплавлення, називається сплавним. Для одержання $p-n-p$ транзистора в германієву пластину з електронною (n -типу) провідністю вплавають із протилежних сторін домішки донорного типу (домішки, які забезпечують формування домішкової провідності p -типу).

Електричний контакт до базової області виконується у вигляді оточуючого емітерний перехід кільця. Омичність базового контакту забезпечується використанням олова або золота з певною кількістю донорних або акцепторних домішок залежно від типу провідності матеріалу бази. Кріплення кристала зі вплавленими в нього електродами здійснюється на одній з ніжок транзистора.

У малопотужних транзисторах із корпусом з'єднується базовий електрод, а в потужних – колекторний, оскільки надійний тепловий контакт області колектора з корпусом знижує тепловий опір транзистора та поліпшує відведення тепла від колектора.

Сплавлення як метод отримання емітерної та колекторної областей транзистора не забезпечує рівного фронту, тому базу транзистора доводиться робити порівняно товстою

(50 ÷ 60 мкм). У випадку потужних транзисторів для зменшення густини струму необхідно збільшити площі p - n переходів. Це призводить до зростання нерівномірності сплавлення, і базу доводиться робити ще товщою. У свою чергу, зростання площі p - n переходів збільшує їх ємність C_k та C_e (рис. 6.1.1), а отже, погіршуються частотні властивості транзистора.

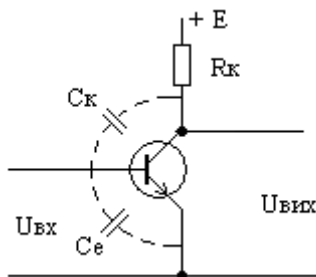


Рисунок 6.1.1 – Ємності колекторного та емітерного p - n переходів при зростанні їх величини погіршують частотні властивості транзистора

Методом сплавлення виготовляються транзистори з допустимою потужністю розсіювання до 30 Вт та граничною частотою до 30 МГц.

Поверхнево-бар'єрні та мікросплавні транзистори виготовляють методом електролітичного травлення розчином на основі солей індію. У процесі травлення в тонкій пластинці з напівпровідникового матеріалу формується заглиблення базової області. Коли товщина бази досягає заданих розмірів, полярність електродів відносно бази змінюється на зворотну, і в заглибленнях осаджується індій. В об'ємі під контактами утворюється поверхневий бар'єр, який, власне, і дав назву цьому типу приладів. Отримані таким методом транзистори малопотужні, допустима потужність розсіювання для них не перевищує кількох десятків міліват, а колекторна напруга не перевищує 10 ÷ 15 В. Гранична частота мікросплавних транзисторів – не більше 50 ÷ 70 МГц.

Транзистори називаються дифузійними, якщо для отримання p - n переходів використовується метод дифузії

домішки у пластину кристала. При дифузійному методі домішки розподіляються нерівномірно у відповідних областях транзистора. Нерівномірність розподілу домішок у базі зумовлює виникнення електричного поля, що прискорює рух неосновних носіїв від емітера до колектора. Прискорення неосновних носіїв у базовій області зменшує час, протягом якого носії переміщуються від емітера до колектора, а це поліпшує підсилювальні та частотні властивості транзистора. Оскільки поряд із дифузійним струмом у базі з'являється дрейфовий струм, зумовлений наявністю поля, то з цієї причини дифузійні транзистори іноді називають дрейфовими.

Найширше застосування знайшла планарна технологія виготовлення транзисторів. На рис. 6.1.2 зображено структуру планарного транзистора. Межі p - n переходів планарних транзисторів захищені плівкою SiO_2 . Для одержання електродів на поверхню емітера та бази наноситься металева плівка (ділянки сірого кольору), до якої методом термокомпресії приєднують тонкі провідники. Колекторна область приварюється або приклеюється до кристалотримача (прямокутник чорного кольору), а потім транзистор корпусується.

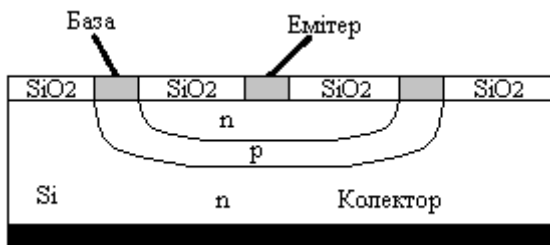


Рисунок 6.1.2 – Структура планарного транзистора

Незалежно від технології виготовлення транзистори прийнято класифікувати за величиною допустимої потужності (малої, середньої та великої) та за верхньою граничною робочою частотою (низької, середньої та високої).

Величина допустимої розсіюваної потужності безпосередньо пов'язана з тепловим опором корпусу

транзистора. Тепловий опір знаходиться як відношення перевищення температури корпусу транзистора ΔT ($p-n$ переходу, а точніше, температури кристалу напівпровідникового матеріалу, в якому сформовано транзистор), над температурою навколишнього середовища, до розсіюваної на транзисторі потужності ΔP

$$R_T (\text{град/вт}) = \frac{\Delta T}{\Delta P}.$$

Інтуїтивно зрозуміло, що чим більші геометричні розміри корпусу транзистора і чим більша теплопровідність матеріалу, з якого він виготовлений, тим менша величина теплового опору, а отже, більша допустима розсіювана потужність. На рис. 6.1.3 зображено біполярні транзистори різної потужності.

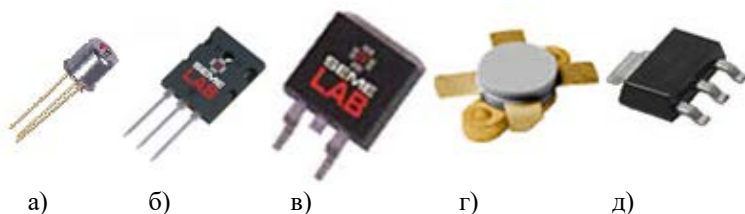


Рисунок 6.1.3 – Приклади біполярних транзисторів різної потужності: а) малої; б) середньої; в) високої; г) високочастотний (виводи вкриті золотом) високої потужності; д) середньої потужності, планарний монтаж

Надійність роботи транзистора забезпечується певним співвідношенням струму та напруги (добуток цих величин) транзистора, яке не повинно перевищувати гранично допустимі значення. Без сумніву, цей параметр враховують і у випадку транзисторів малої потужності. Особливої важливості він набуває для схем, у яких транзистори працюють на границі своїх потужнісних параметрів.

На рис. 6.4 зображений типовий вигляд кривої безпечної роботи потужного біполярного транзистора.

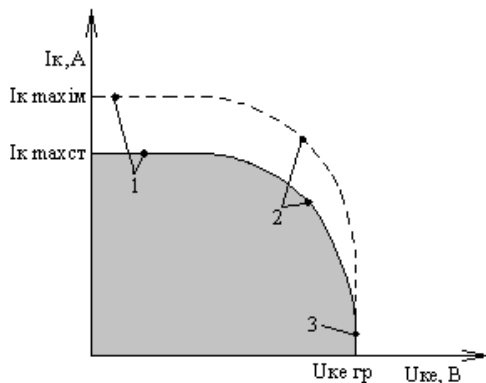


Рисунок 6.1.4 – Типова залежність кривої безпечної роботи потужного біполярного транзистора в статичному (суцільна лінія) та імпульсному (пунктирна лінія) режимах роботи. Безпечний режим роботи відповідає довільному стану транзистора у заштрихованій області

Суцільною лінією обмежується область статичного режиму транзистора, тобто режиму за постійним струмом та на частотах діючих напруг і струмів, значно менших від його граничної робочої частоти. Пунктирною лінією обмежена область імпульсного режиму роботи. Область 1 обмежує максимально допустимі величини постійного й імпульсного струмів. Область 2 визначає допустимі величини постійної та імпульсної розсіюваних потужностей. Область 3 обмежує максимально допустимі величини колекторної напруги $U_{ке}$.

Робота транзистора в статичному та ключовому режимах супроводжується зміною величини коефіцієнта передачі за струмом. Зі зростанням величини колекторного струму коефіцієнт передачі за струмом падає. На рис. 6.1.5 зображено залежність величини коефіцієнта передачі за струмом від колекторного струму I_k .

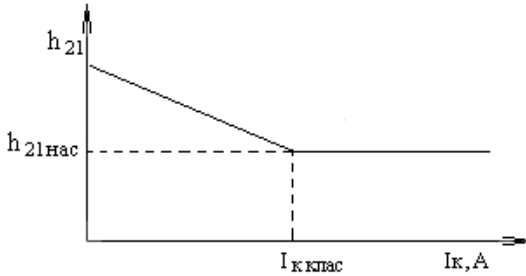


Рисунок 6.1.5 – Залежність величини коефіцієнта передачі за струмом h_{21} потужного біполярного транзистора від колекторного струму

Погіршення підсилювальних властивостей транзистора зі збільшенням колекторного струму зумовлює зміну втрат потужності на транзисторі. При колекторному струмі $I_{к клас}$. (цей струм отримав назву класифікаційного) спостерігається точка злому (рис. 6.1.5). Наявність цієї точки злому, в основному, пояснюється зростанням втрат потужності в базовому колі. Необхідно звернути увагу на те, що в довідковій літературі величина коефіцієнта передачі за струмом наведена для певної величини I_k . При більших величинах струму колектора I_k фактична величина коефіцієнта передачі за струмом буде меншою.

Ріст частоти підсилюваного сигналу супроводжується зменшенням величини коефіцієнта передачі за струмом. У випадку схеми зі загальним емітером коефіцієнт передачі за струмом позначають символом β . На рис. 6.1.6 зображена узагальнена частотна характеристика коефіцієнта передачі за струмом біполярного транзистора у схемі із загальним емітером.

В частотній залежності коефіцієнта передачі за струмом розрізняють три частотні області, а саме область низьких (НЧ), середніх (СЧ) і високих (ВЧ) частот. Межі між вказаними областями достатньо умовні.

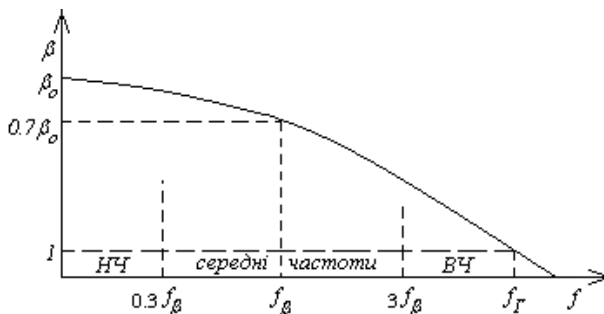


Рисунок 6.1.6 – Частотна залежність величини коефіцієнта передачі за струмом біполярного транзистора, ввімкненого за схемою із загальним емітером

Розрізняти частотні області прийнято за такими критеріями:

а) область низьких частот (НЧ) – це частоти $f < 0,3f_{\beta}$. У цій області частот залежність коефіцієнта передачі за струмом від частоти виражена слабо, і в межах даної області можна вважати, що $\beta(f) = \beta_0$;

б) область середніх частот (СЧ) – це інтервал частот між $0,3f_{\beta}$ та $3f_{\beta}$. У цьому інтервалі частот залежність коефіцієнта передачі за струмом від частоти описується формулою

$$\dot{\beta} = \left| \dot{\beta}(f) \right| e^{j\varphi\beta}, \quad (6.1.1)$$

де $\left| \dot{\beta}(f) \right| = \beta(f)$ – модуль коефіцієнта передачі,

$$\beta(f) = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + \left(\beta_0 \frac{f}{f_T}\right)^2}} \quad - \text{частотна залежність коефіцієнта}$$

передачі за струмом,

β_0 – статичний (область нижніх частот) коефіцієнт підсилення в схемі зі загальним емітером,

f_T – гранична частота транзистора (цей параметр наводиться серед технічних характеристик транзистора),

в) область високих частот (ВЧ) – це частоти, які перевищують $3f_{\beta}$. У цьому інтервалі частот залежність

коефіцієнта передачі за струмом від частоти описується формулою $\beta(f) \approx f_T / f$.

На частоті $f = f_T$ величина коефіцієнта підсилення за струмом $\beta(f_T) = 1$.

Особливість роботи транзисторів в імпульсних джерелах електроживлення полягає в тому, що транзистори в них працюють в ключовому режимі. Ключовий режим роботи транзисторів передбачає, що більшість часу вони знаходяться у відкритому або закритому станах і тільки незначну частину часу перебувають в активній області.

Основний критерій якості транзистора як електронного ключа – час перемикання. Інтуїтивно зрозуміло, що час перемикання транзистора тим менший, чим вища робоча частота транзистора. Час перемикання – сума часових інтервалів, необхідних для ввімкнення та вимкнення транзистора. Тобто часових інтервалів, необхідних для переходу транзистора, наприклад, із закритого стану (режим відсічки) у відкритий (режим насичення) і навпаки. При виборі транзистора використовують порівняльний критерій найважливіших для ключового режиму параметрів транзисторів. У ключовому режимі транзистори повинні відповідати таким параметрам, як:

- мінімальна величина втрат у стані насичення;
- мінімальні втрати у динамічному режимі, які визначаються часом наростання при ввімкненні і часом спадання струму при вимкненні;
- малий час розсіювання носіїв заряду;
- максимально можлива величина допустимого комутованого струму, яка, в кінцевому результаті, дозволяє зменшити кількість паралельно ввімкнених транзисторів;
- максимальна величина коефіцієнта передачі за струмом транзистора у ключовому режимі.

Останній параметр – один із найважливіших, оскільки він визначає величини параметрів транзисторів у каскадах попереднього підсилення.

Можливість використання даного транзистора у конкретній схемі визначається величиною комутованого струму та діючими у даній схемі напругами. Миттєве значення

комутованого струму повинно бути меншим за максимально допустимий для цього транзистора струм у відкритому стані, а величина спаду напруги на закритому транзисторі – меншою за допустиму для даного транзистора робочу напругу. Важливе також співвідношення значень вказаних величин струму та напруги в активній області. Активна область транзистора – це область між відкритим і закритим станами транзистора, тобто між станами насичення та відсічки.

На рис. 6.1.7 зображено схему електричну принципову електронного ключа на біполярному транзисторі, ввімкненому за схемою із загальним емітером.

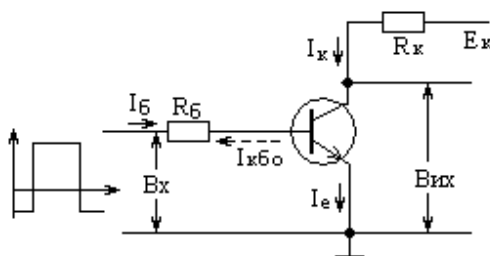


Рисунок 6.1.7 – Електронний ключ, у якому біполярний транзистор увімкнений за схемою із загальним емітером

На рис. 6.1.8 зображено сімейство вихідних характеристик і навантажувальна пряма, взаємне положення яких визначає ключовий режим роботи транзистора у схемі із загальним емітером та його амплітудну характеристику. При зміні величини струму бази змінюватиметься стан транзистора. Стан транзистора, залежно від величини струму бази, відобразатиметься робочою точкою на прямій лінії колекторного навантаження. По суті, лінія колекторного навантаження – це вольт-амперна характеристика резистора колекторного навантаження. Стан транзистора не може описуватись комбінацією напруга-струм, які відповідають заштрихованій (сірий колір) області (рис. 6.1.8).

Залежно від положення робочої точки розрізняють такі три основні режими роботи транзистора: відсічки, активний і насичення.

Режим відсічки (точка A_{ϵ}) має місце при нульовому струмі емітера, тобто у разі, якщо транзистор закритий. У цьому випадку струм бази та струм колектора однакові, майже не залежать від напруги $U_{ке}$ і дорівнюють оберненому струму колекторного $p-n$ переходу $I_{кбо}$. Важливо, що у випадку, наприклад, $n-p-n$ транзистора струм $I_{кбо}$ витікатиме з бази (рис. 6.1.7). Режим відсічки реалізується надійніше за умови, коли до бази відносно емітера прикладається обернена (закриваючої полярності) напруга.

Вихідна напруга, тобто напруга на електродах транзистора колектор-емітер, буде дорівнювати напрузі живлення E_k , оскільки струм колектора достатньо малий, і спад напруги на резисторі колекторного навантаження буде малий

$$U_{вих} = E_k - I_{кбо} \cdot R_k \approx E_k . \quad (6.1.2)$$

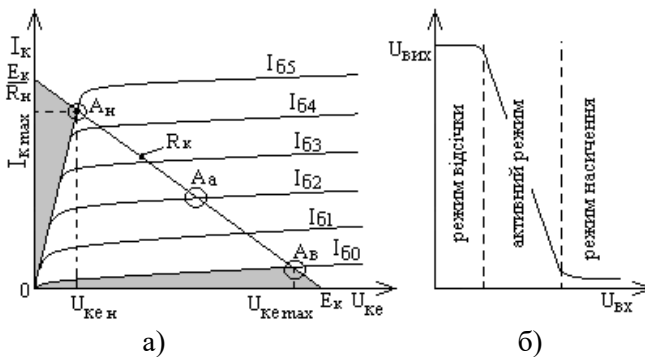


Рисунок 6.1.8 – Сімейство вихідних характеристик і навантажувальна пряма, які визначають ключовий режим роботи транзистора у схемі із загальним емітером (а) та амплітудна характеристика електронного ключа (б). Стани, які відповідають заштрихованим областям, недоступні транзистору

Транзистор знаходиться в активному режимі A_a , якщо робоча точка займає довільне положення на лінії колекторного навантаження, окрім точок A_b та A_n . На рисунку робоча точка A_a розміщена в середньому положенні. В активному режимі струм колектора пропорційний до величини базового струму

$$I_k = \beta \cdot I_b, \quad (6.1.3)$$

де β – статичний коефіцієнт підсилення транзистора у схемі із загальним емітером.

При зростанні величини струму бази робоча точка транзистора переміщується вздовж навантажувальної прямої колектора до точки A_n . У цій точці струм колектора досягає деякого граничного значення $I_{k.max}$

$$I_{k.max} = \frac{E_k - U_{ке.нас}}{R_k}.$$

У режимі насичення спад напруги на електродах колектор- емітер транзистора значно менший від величини напруги живлення E_k . Як правило, ця величина не перевищує 1,5÷2 В. Тому в режимі насичення величина колекторного струму транзистора може бути знайдена за формулою

$$I_{k.max} \approx \frac{E_k}{R_k}. \quad (6.1.4)$$

У режимі насичення спади напруг на всіх електродах транзистора набагато менші від величини вхідної напруги та напруги живлення. Тому при аналізі роботи схеми, в якій транзистор знаходиться в режимі насичення, вважають, що транзистор «стягнутий у вузол» (стягнутий до крапки). У режимі відсічки (транзистор закритий) можна вважати, що транзистора у схемі немає, оскільки величина струму достатньо мала. Такий підхід значно спрощує аналіз роботи електронних схем.

Біполярні транзистори характеризуються наявністю внутрішніх (паразитних) ємностей (рис. 6.1.1). Паразитні ємності притаманні і польовим транзисторам. Паразитні внутрішні ємності транзисторів зумовлюють інерційність процесів переходу транзистора з одного режиму в інший. Найсильніше вплив паразитних ємностей проявляється в ключовому режимі роботи транзистора. На рис. 6.1.9 зображено

часові діаграми напруг і струмів транзистора в ключовому режимі роботи.

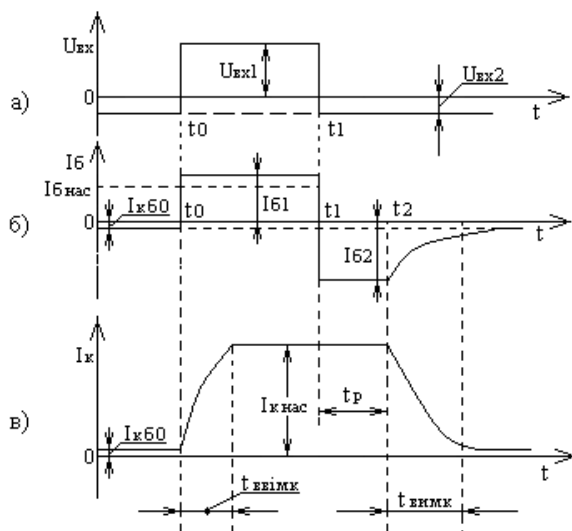


Рисунок 6.1.9 – Часові діаграми напруг та струмів транзистора в ключовому режимі роботи: а) діаграма вхідної напруги; б) діаграма вхідного струму; в) діаграма колекторного струму

Вважатимемо, що до моменту t_0 транзистор знаходиться у стані відсічки і на його вході діє напруга від'ємної полярності. Для $n-p-n$ транзистора це обернена, тобто закриваюча транзистор полярність напруги. Величини колекторного та базового струмів майже однакові і не перевищують $I_{кб0}$. У момент t_0 вхідна напруга змінює полярність і зростає до $U_{вх1}$. Прикладання відкриваючої вхідної напруги зумовлює виникнення струму бази. Оскільки вхідний опір відкритого транзистора, як правило, менший за опір резистора бази (рис. 6.1.7), то величина струму бази

$$I_{\delta} \approx U_{вх1} / R_{\delta}. \quad (6.1.5)$$

Для переведення транзистора в режим насичення необхідно, щоб величина струму бази була не меншою від $I_{б\text{ нас}}$ (рис. 6.1.9, б).

Процес відкривання біполярного транзистора розпочинається з моменту появи саме струму бази. При даних параметрах елементів схеми колекторний струм досягає максимальної величини (величини струму насичення) за певний відрізок часу $t_{\text{ввімк}}$. Протягом цього відрізка часу в області бази встигає накопичуватись необхідна при даному струмі кількість носіїв заряду. Якщо струм бази $I_{б1} > I_{б\text{ нас}}$ (рис. 6.1.9, б), то після переходу транзистора у стан насичення продовжується процес накопичення заряду в базовій області.

В момент t_1 полярність вхідної напруги змінюється на від'ємну, і транзистор закривається. Накопичені на p - n переходах колектор-база та емітер-база носії заряду розсіюються протягом часу t_p , створюючи при цьому струм бази $I_{б2}$. Після закінчення часового інтервалу t_p (рис. 6.1.9, в) колекторний струм починає швидко спадати до стаціонарного значення $I_{кб0}$. Отже, процес переходу транзистора з режиму насичення до режиму відсічки триватиме протягом часу вимкнення $t_{\text{вимк}}$.

Для пришвидшення процесів увімкнення та вимкнення транзистора необхідно, щоб струм бази був більший від струму бази насичення $I_{б} > I_{б\text{ нас}}$ при ввімкненні і таким же великим, але протилежним за знаком при його вимкненні. Величина струму бази, в кінцевому результаті, є функцією прикладеної напруги. Для більшості транзисторів величина, особливо оберненої напруги, на базі не повинна бути більшою 5÷7 В. Якщо до бази транзистора не прикладається обернена (закриваюча) напруга при переході транзистора в режим відсічки, то такий режим називається режимом пасивного закривання. При пасивному закриванні часовий інтервал переходу транзистора в режим відсічки суттєво зростає.

Контрольні запитання та завдання

1. Один з електродів потужного транзистора з'єднують із корпусом для того щоб ...

а) спростити конструкцію транзистора; б) підвищити швидкодію; в) зменшити тепловий опір; г) зменшити габаритні розміри.

2. Частотні властивості транзистора, насамперед, визначаються ...

а) внутрішніми ємностями $p-n$ переходів транзистора; б) параметрами елементів схеми, в яку ввімкнено транзистор; в) величиною та пульсаціями напруги живлення; г) перевищенням колекторного струму граничної (допустимої) величини.

3. Гранична робоча частота транзистора – це частота, на якій величина коефіцієнта підсилення за струмом ...

а) зменшується в 3,14 рази; б) перестає залежати від частоти; в) зростає в 1,4 рази; г) дорівнює одиниці.

4. Величина теплового опору вимірюється в таких одиницях, як ...

а) Ом; б) град/Вт; в) Вт/град; г) Е (ерстед).

5. З ростом величини колекторного струму коефіцієнт передачі за струмом біполярного транзистора ...

а) спадає; б) не змінюється; в) зростає; г) змінюється за періодичним законом.

6. Гранична робоча частота транзистора 1 МГц. Чи змінюватимуться параметри такого транзистора під впливом постійного струму, тобто сигналу нульової частоти?

а) ні; б) змінюватиметься тільки за умови, що одночасно подається і сигнал частоти 1 МГц; в) так; г) змінюватиметься тільки за умови, що одночасно подається і сигнал частоти, кратної частоті 1 МГц.

7. Транзистор може перебувати в режимі відсічки, насичення та активному. В якому з цих режимів на транзисторі розсіюється найбільша величина електричної потужності?

а) в режимі відсічки; б) в режимі насичення; в) в усіх трьох режимах розсіювана потужність однакова; г) в активному режимі.

6.2 Діоди. Діодні мости. Тиристори

Діоди. В системах електроживлення широко використовуються напівпровідникові діоди, діодні мости, тиристори. Усі вони характеризуються наявністю $p-n$ переходу. Найменша кількість $p-n$ переходів у діода – один.

Діод має два електроди і характеризується тим, що пропускає електричний струм лише в одному напрямку. На рис. 6.2.1 зображено узагальнену вольт-амперну характеристику діода.

Залежно від полярності та величини прикладеної напруги на вольт-амперній характеристиці діода можна виділити такі три області:

1) при оберненій напрузі, більшій за напругу пробою $U_{проб}$ (для кремнієвих діодів це $500 \div 800$ В), обернений струм зростає і при певній величині останнього діод виходить з ладу;

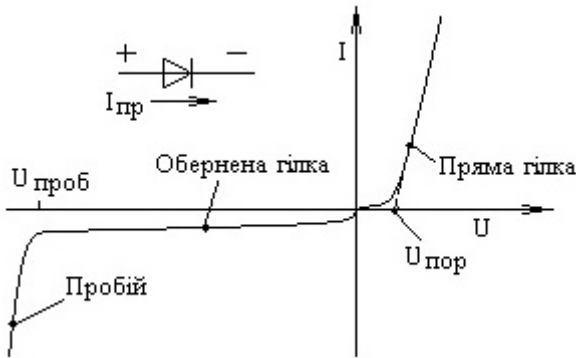


Рисунок 6.2.1 – Вольт-амперна характеристика діода та його умовне графічне позначення

2) при оберненій напрузі, меншій від $U_{проб}$, існує тільки малий струм, який називається оберненим струмом, або струмом насичення, і для кремнієвих діодів він здебільшого не перевищує кількох мікроамперів;

3) при прикладанні напруги в прямому напрямку струм зростає експоненційно, але зростання струму розпочинається з деякої напруги $U_{пр}$, яка називається пороговою, або напругою

відкриття діода. Для кремнієвих діодів величина порогової напруги знаходиться в межах $0,8 \div 1,2$ В. Порогова напруга германієвих діодів – у межах від 0,4 до 0,5 В.

Залежно від величини допустимого струму в прямому напрямку та швидкодії (граничної робочої частоти) діода прийнято розрізняють силові та імпульсні діоди. Загалом комбінацією технологічних та конструктивних факторів розробникам радіокомпонентів вдалося реалізувати широкий спектр приладів, оснований на одному *p-n* переході. Крім силових та імпульсних діодів, відомі височастотні, тунельні, світло- та фотодіоди. Деякі радіокомпоненти з одним *p-n* переходом отримали свої власні назви, наприклад стабілітрон, варикап, тунельний діод тощо.

Силовими діодами, як правило, називають діоди, призначені для перетворення перемінної напруги на постійну (пульсуючу). Термін «силові діоди» не означає, що це обов'язково потужні діоди. На рис. 6.2.2 зображено зовнішній вигляд силових діодів різної потужності.

Силові діоди характеризуються низькою швидкістю. Як правило, граничні робочі частоти діодів малої та середньої потужностей не перевищують десяти кілогерц. Проте є і певні винятки. Зображений на рис 6.2.2, б діод КД213 може використовуватися для перетворення (випрямлення) перемінної напруги частотою до 100 кГц, при максимальній постійній оберненій напрузі 200 В і величині випрямленого струму до 10 А. Характерно, що максимальна величина прямого імпульсного струму становить 100 А, а спад напруги в прямому напрямку тільки 1 В. Потужні силові діоди переважно працюють на промисловій частоті 50 Гц.

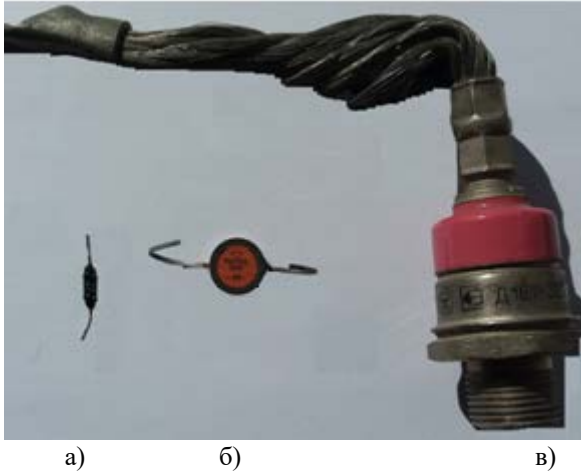


Рисунок 6.2.2 – Зовнішній вигляд силових діодів різної потужності:
 а) малої; б) середньої; в) великої

Втрати електричної енергії у силових діодах зумовлені втратами за рахунок протікання оберненого та прямого струмів. У разі кремнієвих діодів втратами за рахунок оберненого струму можна знехтувати через його малість. Проте залишаються втрати за рахунок прямого струму. Саме вони зумовлюють перегрів діодів і при досягненні критичної температури (для кремнію це $125\text{ }^{\circ}\text{C}$) виходу їх з ладу.

Силові діоди характеризуються такими основними параметрами, як:

а) величина оберненого струму за умови, що прикладена обернена напруга не перевищує напругу пробою;

б) прямий спад напруги на діоді при певній величині прямого струму;

в) ємність діода при прикладанні до нього оберненої напруги;

г) діапазон частот, у якому можлива робота діода без зменшення величини випрямленого струму.

При протіканні значного за величиною прямого струму діода виділяється така кількість тепла, що площі корпусу діода не вистачає для її розсіювання в навколишнє середовище. Тому діоди середньої, а тим більше великої потужності монтують на

радіаторах. Радіатори виготовляють із металів з високою теплопровідністю. При малих геометричних розмірах радіатори повинні характеризуватися великою площею контакту з навколишнім середовищем. В тому разі, якщо тепловтрати за рахунок природного теплообміну недостатні, то для інтенсифікації теплообміну застосовують примусове охолодження, використовуючи вентилятори. Якщо це не вирішує питання відведення тепла, то використовують охолодження рідиною з високою теплоємністю. Для таких цілей переважно використовують воду.

При протіканні прямого струму номінальної величини у кремнієвих діодах порівняно з германієвими більший спад напруги. Величина спаду прямої напруги кремнієвих діодів становить $1,0 \div 1,5$ В, а для германієвих ця величина становить $0,5 \div 0,6$ В. Водночас кремнієві діоди характеризуються струмом в оберненому напрямку в десять і більше разів меншим, ніж германієві діоди такої ж потужності.

Промисловістю випускаються напівпровідникові прилади з кількістю $p-n$ переходів два і більше. На рис. 6.2.3 зображено зовнішній вигляд напівпровідникових приладів з кількістю $p-n$ переходів понад два. Високовольтний стовп КЦ108 реалізований послідовним увімкненням кількох кремнієвих діодів з наступною герметизацією пластмасою (рис. 6.2.3, а). За рахунок послідовного ввімкнення діодів величина допустимої оберненої напруги для КЦ108 в імпульсному режимі становить 2 кВ. Допустимий імпульсний струм в прямому напрямку 5 А. Гранична робоча частота такого стовпа 50 кГц.

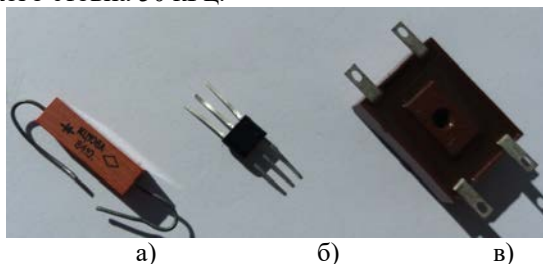


Рисунок 6.2.3 – Зовнішній вигляд напівпровідникових приладів з кількістю $p-n$ переходів понад два: а) високовольтний стовп; б) мостовий випрямляч малої потужності; в) мостовий випрямляч середньої потужності

Малопотужний мостовий випрямляч КЦ407, зображений на рис. 6.2.3, б, реалізований на чотирьох діодах і герметизований у пластмасовому корпусі. Гранична робоча частота моста 20 кГц, максимальна обернена напруга 400 В. Міст забезпечує максимальний випрямлений струм 0,5 А. Величина струму в оберненому напрямку не перевищує 5 мкА.

Мостовий випрямляч КЦ405, зображений на рис. 6.2.3, в, реалізований на чотирьох діодах і також герметизований у пластмасовому корпусі. Гранична робоча частота моста 5 кГц, максимальна обернена напруга 600 В, при цьому максимальний випрямлений струм 1,0 А. Величина струму в оберненому напрямку порядку 100 мкА.

На поверхні корпусів мостових випрямлячів обов'язково є позначення, що дають можливість однозначно відповісти на запитання, на які електроди подавати перемінну напругу, а з яких знімається випрямлена (пульсуюча) напруга. Наприклад, на рис. 6.2.4 схематично зображено зовнішній вигляд (розміри вказано в міліметрах) та схема електрична принципова мостового випрямляча з номерами виводів. На корпусі мостового випрямляча є позначка (ключ), з якої, рухаючись за годинниковою стрілкою, по зростаючій здійснюється відлік номерів електродів. У випадку інтегральних цифрових чи аналогових мікросхем закордонного та вітчизняного виробництва відлік номерів електродів здійснюється за іншим алгоритмом, суть якого полягає в тому, що насамперед, мікросхемі потрібно повернути до себе стороною, де є маркування і так, щоб позначка (ключ) була ліворуч. При цьому, електрод під першим номером – це електрод, який розміщений зліва на корпусі мікросхеми зразу під позначкою, тобто зліва внизу корпусу мікросхеми. Зростання номерів електродів буде за умови, якщо відлік номерів електродів здійснювати при русі навколо корпусу мікросхеми за годинниковою стрілкою.

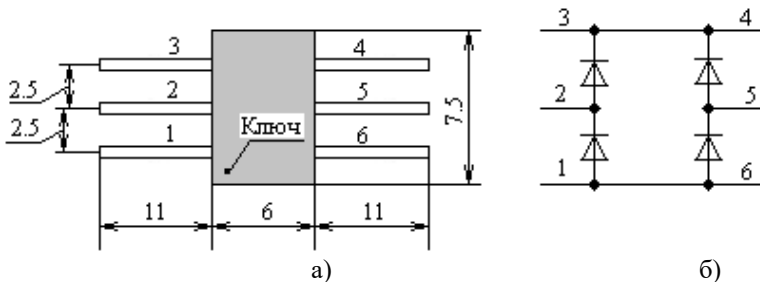


Рисунок 6.2.4 – Діодний міст КЦ407: а) схематичне зображення (геометричні розміри в міліметрах); б) схема електрична принципова

У схемах випрямлячів з регульованою величиною вихідної напруги процес регулювання забезпечується завдяки використанню, наприклад, трансформатора із змінним коефіцієнтом трансформації, резистивного чи ємнісного подільника напруги або керованого випрямляючого приладу. Останній варіант регулювання має найширше практичне застосування. Його, в основному, реалізують з використанням тиристорів. Вольт-амперна характеристика тиристора містить ділянку з від'ємним диференціальним опором. Прилади з такою характеристикою найчастіше використовуються як електронні ключі. В закритому стані їм властивий високий опір, у відкритому – низький. Слід зауважити, що і транзистори можуть працювати в ключовому режимі, однак перевага тиристорів – їх низький опір у відкритому стані. Це дозволяє пропускати через них значний за величиною струм, який у десятки разів більший, ніж у транзисторів. Відомі на даний час тиристори характеризуються величинами комутованих струмів від десятків міліампер до кількох тисяч ампер. Робоча напруга сучасних тиристорів може сягати 10000 В.

На рис. 6.2.5 зображено зовнішній вигляд тиристорів середньої та високої потужності. Чим на більшу величину комутованого струму розрахований тиристор, тим більші його габарити. Середня величина струму, що може комутуватися тиристорами в корпусі, зображеному на рис. 6.2.5, а, знаходиться в межах 10 А. Водночас струми, комутовані тиристорами в корпусі, зображеному на рис. 6.2.5, б, не менше

100 А. Незважаючи на те, що тиристори працюють в ключовому режимі, розсіювана на них потужність (випадок тиристорів середньої та великої потужності) зумовлює підвищення їх температури. Тому вони обов'язково кріпляться на радіаторах відповідної площі. Кріплення тиристорів до радіаторів здійснюється різьбовим з'єднанням.

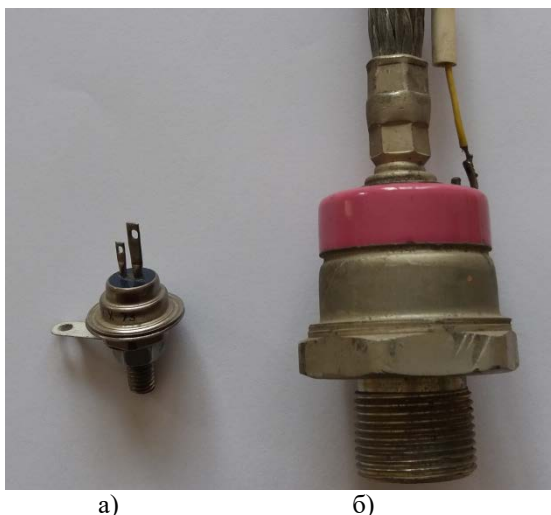


Рисунок 6.2.5 – Зовнішній вигляд тиристорів різної потужності:
а) середньої; б) великої

Тиристор містить три $p-n$ переходи, а отже, чотири області з різними типами провідності. Саме тому тиристори ще часто називають напівпровідниковими приладами з чотиришаровою структурою. Ця чотиришарова структура розглядається як два транзистори $n-p-n$ - та $p-n-p$ типу, з'єднаних між собою так, що дві внутрішні $n-p$ області є спільними. Області (шари), спільні для $p-n-p$ та $n-p-n$ транзисторів, використовуються для подавання струму керування. Залежно від того, на яку саме спільну область транзисторів еквівалентної схеми тиристора подається струм керування, розрізняють тиристори з катодним та анодним керуванням. На рис. 6.2.6 зображено основні структурні схеми тиристорів та їх умовне

графічне позначення для випадків, якщо тиристор є тиристором з катодним чи анодним керуванням відповідно (рис. 6.2.6, а та б).

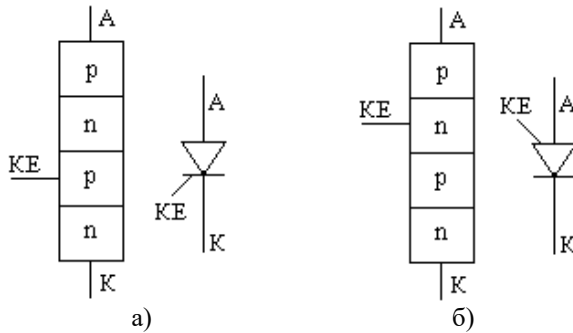


Рисунок 6.2.6 – Основні структурні схеми тиристорів та їх умовне графічне позначення: а) тиристор з катодним керуванням; б) тиристор з анодним керуванням

На рис. 6.2.7 зображено вольт-амперну характеристику тиристора при різних величинах напруги, а в кінцевому результаті – струму керуючого електрода. Як і у разі звичайних силових діодів, тиристор характеризується малим струмом при від'ємній полярності прикладеної напруги. Зі збільшенням струму керуючого електрода знижується величина напруги, прикладеної у прямому напрямку, при якій тиристор відкривається. Після відкриття керуючий електрод не може впливати на стан тиристора. Тиристор залишається у відкритому стані навіть при нульовій напрузі на керуючому електроді. У звичайних польових чи біполярних транзисторів такої властивості немає.

При великих значеннях струму керуючого електрода вольт-амперна характеристика тиристора вироджується у пряму гілку вольт-амперної характеристики діода. Процес відкриття тиристора лавиноподібний, тому на вольт-амперній характеристиці перехід тиристора у відкритий стан зображено пунктирною лінією. Час, протягом якого тиристор переходить у відкритий стан, не перевищує 10 мкс. Спад напруги на

відкритому тиристорі не перевищує 2 В. Це при тому, що в закритому стані спад напруги на ньому становить сотні, навіть тисячі вольт.

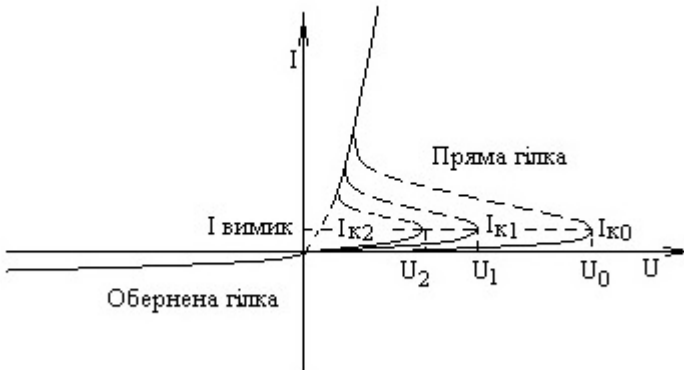


Рисунок 6.2.7 – Вольт-амперна характеристика тиристора при різних величинах струму керуючого електрода

Оскільки після відкриття тиристора керуючий електрод втрачає свої керуючі властивості, то за його допомогою закрити тиристор неможливо. Вимикання тиристора можливе зменшенням величини струму тиристора до деякої мінімальної величини або подаванням на нього напруги оберненої полярності.

При швидкій зміні напруги на аноді тиристор може відкритися навіть при нульовому струмі керуючого електрода. Ефект спонтанного вмикання тиристора отримав назву «ефект dU/dt ». Спонтанне вмикання зумовлене електричним зарядом, накопиченим ємністю $p-n$ переходу тиристора. Важливо, що навіть при відносно низькій величині напруги на аноді швидка її зміна може спричинити вмикання тиристора.

Напівпровідниковий прилад, який містить п'ять областей із різним типом провідності, а отже характеризується наявністю чотирьох $p-n$ переходів, називають симістор. У закордонних виданнях цей прилад називається *triac* (*triode for alternating current*, в перекладі — тріод для змінного струму). Електроди анод, катод у симістора мають умовну назву,

оскільки полярність напруги на цих електродах може бути пряма та обернена. Отже, симістор у відкритому стані проводить струм в обох напрямках. На рис. 6.2.8 зображена вольт-амперна характеристика симістора при різних величинах струму керуючого електрода. По суті, пряма та обернена гілки симістора симетричні, тому його і назвали симетричним тиристором або скорочено – симістор. З вигляду вольт-амперної характеристики симістора можна зробити висновок, що за своєю поведінкою він подібний до двох увімкнених зустрічно паралельно один до одного тиристорів з одним загальним електродом керування. Залежно від конструкції симістор може керуватися сигналами різної або навіть однакової полярності, як у разі так званих чотириквadrантних симісторів. У симісторів такого виду напруга на умовному аноді має від'ємну полярність, а на керуючому електроді – додатну. При додатній полярності на аноді полярність на керуючому електроді залишається додатною.

До основних параметрів тиристорів та симісторів належать:

- а) максимальна допустима напруга;
- б) спад напруги у відкритому стані;
- в) допустимий прямий струм;
- г) часи ввімкнення та вимкнення;
- д) струм керування.

Енергетично вигідніше керувати станом тиристора чи симістора імпульсами струму. Амплітуда імпульсу струму повинна бути достатньою для відкриття тиристора чи симістора. Тривалість імпульсу керування повинна бути такою, щоб до моменту його закінчення струм тиристора чи симістора був більшим за струм вимикання (рис. 6.2.7), тобто струм, з якого починається процес закривання зазначених пристроїв.

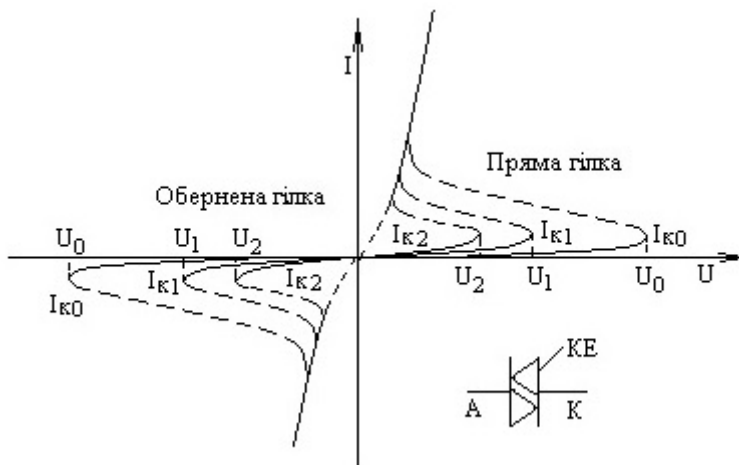


Рисунок 6.2.8 – Умовне графічне позначення та вольт-амперна характеристика симістора при різних величинах струму керуючого електроду

Симістор КУ208 комутує перемінний струм до 10 А при напрузі до 400 В. Струм відкриття становить 0,2 А, а час увімкнення не перевищує 10 мкс.

Тиристор марки ТБ151-63 характеризується такими параметрами сигналу керування: 0,12 А при напрузі порядку 2,5 В. Середня величина комутованого струму – 99 А, це при тому, що в закритому стані тиристор витримує напругу не менше 500 В. Динамічний опір у відкритому стані 3,75 мОм, тепловий опір 0,37 °С/Вт. Середній час увімкнення та вимкнення, відповідно, 2 мкс та 20 мкс. Струм вимикання (утримування) 0,2 А. Для запобігання ефекту dU/dt допустима швидкість зміни напруги на електродах закритого тиристора в межах 600 В/мкс. Тиристор може використовуватися в колах постійного та перемінного струмів частотою до 10 кГц.

Тиристор та симістори для своєї роботи потребують відповідних кіл керування. Практична реалізація кіл керування значно спрощується, якщо використати тиристори чи симістори, чутливі до світлових променів, а саме фототиристори або фотосимістори. Компанією «Сіменс» розроблені й випускаються

фотосимістори, які отримали назву СІТАК (СІТАК). Перевагою таких приладів є гальванічна розв'язка кіл керування та силових кіл. На рис. 6.2.9 зображена структурна схема фотосимістора СІТАК та його умовне графічне позначення.

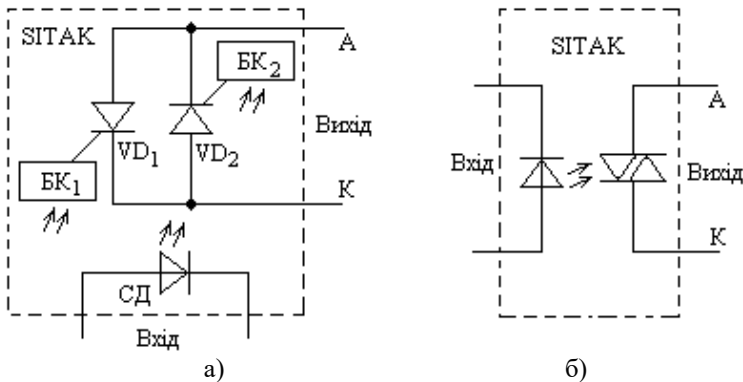


Рисунок 6.2.9 – Структурна схема фотосимістора СІТАК (а) та його умовне графічне позначення (б)

Зміна стану тиристорів (фактично симістора) відбувається при струмі фотодіода 1,5 мА. СІТАК може комутувати перемінний струм величиною 0,3 А при напрузі до 600 В. Малий струм керування дозволяє керувати станом СІТАКа за допомогою мікропроцесора. Водночас за його допомогою можна керувати потужнішими тиристорами чи симісторами.

Стабілітрони. У схемах стабілізації напруги (струму) як джерело опорної напруги використовують стабілітрони. Їх робота ґрунтується на явищі лавинного пробію. У технічній літературі стабілітрони часто називають діодами Зенера. Тривалий час вважалося, що в основі роботи стабілітронів лежить тунельний (зенерівський) пробій. Згодом виявилось, що зенерівський пробій має місце, але у відносно вузькій області напруг від 0 до 6 В. Водночас у діапазоні від 8 до 200 В пробій має лавинну природу. Таким чином, зенерівськими можна назвати тільки низьковольтні стабілітрони. Величина напруги

шумів, які значно перевищують шуми усталеного лавинного процесу. Шуми передпробійної області знайшли застосування у напівпровідникових генераторах шуму.

Із вищесказаного доходимо висновку, що точно визначити точку на вольт-амперній характеристиці, яка відповідає напрузі пробою, не вдається.

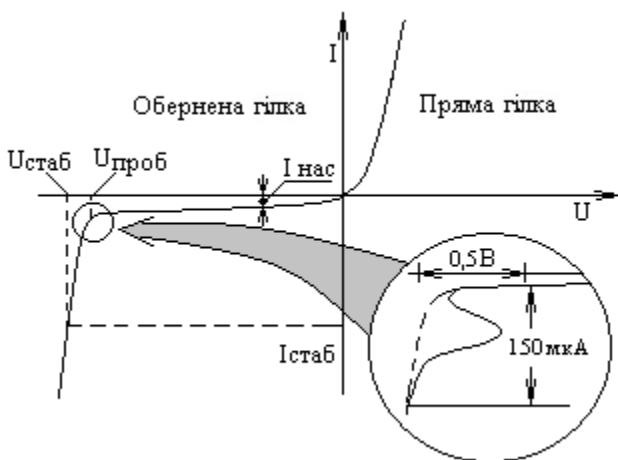


Рисунок 6.2.11 – Вольт-амперна характеристики стабілітрона та її особливості при напрузі пробою

Напруга пробою та напруга стабілізації охоплюють деяку область напруг. Для точного визначення величини напруги стабілізації необхідно вказати величину струму, при якому і визначаємо цю напругу. Відхилення від заданої величини струму однозначно буде супроводжуватися зміною величини напруги стабілізації. Чим менша зміна величини напруги стабілізації при заданій величині зміни струму, тим кращу стабілізацію напруги забезпечуватиме стабілітрон. Величина динамічного опору R_d , тобто величина опору перемінному струму, характеризує величину нахилу вольт-амперної характеристики. В ідеальному випадку динамічний опір дорівнює нулеві. Тільки в цьому випадку зміна величини струму стабілітрону не супроводжуватиметься зміною напруги стабілізації. Мінімальна величина динамічного опору

спостерігається у стабілітронів з напругою стабілізації близько 7 В. Зі зростанням величини напруги стабілізації зростає і величина динамічного опору.

Величина статичного опору R_{cm} характеризує величину втрат у діоді в даній робочій точці. Статичний опір знаходиться як частка від ділення напруги стабілізації на струм, при якому визначена ця напруга стабілізації.

Стабілітрони характеризуються таким параметром, як коефіцієнт якості Q

$$Q = \frac{R_{\phi}}{R_{cm}} = \frac{R_{\phi}}{U_{cm}} \cdot I_{cm} = \frac{\Delta U}{U_{cm}} / \frac{\Delta I}{I_{cm}}.$$

З наведеного виразу випливає, що коефіцієнт якості – це відношення величини відносної зміни напруги на стабілітроні до відповідної відносної зміни струму. Чим менша величина Q , тим кращий стабілітрон. Для більшості кремнієвих стабілітронів характерна величина Q в межах 0,01÷0,05.

Важливим параметром стабілітрона є температурний коефіцієнт напруги стабілізації

$$TKH = \frac{\Delta U_{cm}}{\Delta T} \cdot \frac{1}{U_{cm}} \cdot 100\%.$$

Не вникаючи в суть механізмів, зазначимо, що стабілітрони з високою напругою стабілізації характеризуються додатним температурним коефіцієнтом напруги стабілізації, а низьковольтні стабілітрони – від'ємним. Зміна знаку температурного коефіцієнта напруги стабілізації, а отже, область найменшої (практично нульової) температурної залежності напруги стабілізації спостерігається у стабілітронів з напругою стабілізації 5÷6 В.

Отже, отримати малу величину ТКН можна, використавши стабілітрони з напругою стабілізації 5÷6 В, а також добором стабілітронів (діодів) з рівними за величиною, але протилежними за знаком ТКН.

ТКН стабілітронів може досягати 0,0005 %/град. Такі стабілітрони можна використовувати як джерела еталонної

напруги. Нормальний елемент Вестона, який застосовують як еталон напруги, має ТКН $0,004 \div 0,0005$ %/град.

Основні параметри стабілітронів такі:

- а) напруга стабілізації;
- б) динамічний (диференційний) опір;
- в) статичний опір;
- г) коефіцієнт якості;
- д) температурний коефіцієнт напруги стабілізації.

Контрольні запитання та завдання

1. Діод – це напівпровідниковий прилад, який містить

- а) один $p-n$ перехід; б) два $p-n$ переходи; в) три $p-n$ переходи; г) однорідний за властивостями кристал із напівпровідниковими властивостями.

2. Керуючий електрод у тиристора служить ...

- а) для зміни стану тиристора від закритого до відкритого і навпаки; б) тільки для відкривання тиристора; в) тільки для закривання тиристора; г) для керування величиною струму тиристора.

3. Анод діода – це електрод, який ...

- а) за аналогією з анодом вакуумної електронної лампи уловлює потік електронів; б) при оберненому ввімкненні діода на нього подається від'ємна щодо катоду напруга; в) при прямому ввімкненні діода на нього подається додатна щодо катоду напруга; г) піддається технологічній операції анодування при виготовленні діода.

4. Напруга пробою діода – це напруга, при якій ...

- а) діод виходить з ладу; б) діод починає випромінювати світло; в) обернений струм стає некерований; г) починає зменшуватися величина статичного опору.

5. Яке співвідношення між пороговою напругою $U_{пор}$ та напругою пробою $U_{проб}$ силового діода?

- а) це різні назви одного і того ж явища, тому $U_{пор} = U_{проб}$;
- б) $U_{пор} > U_{проб}$;
- в) $U_{пор} < U_{проб}$;
- г) ці величини стосуються різних приладів, тому некоректно їх порівнювати.

6. Силові діоди характеризуються сукупністю таких основних параметрів та характеристик, як:

а) вага, колір, габарити; б) величина прямого струму та допустима обернена напруга; в) гранична робоча частота та допустима величина атмосферного тиску; г) матеріал, з якого виготовлено корпус діода та можливість різьбового з'єднання з радіатором.

7. Принципова відмінність між діодом та тиристором полягає в тому, що ...

а) напруга відкривання тиристора в прямому напрямку змінюється зі зміною величини напруги на керуючому електроді, а в діода ця напруга не змінюється; б) діод має два електроди, а тиристор три; в) обернений струм діода більший, ніж у тиристора; г) вказані прилади мають різні величини допустимих обернених напруг.

8. На керуючий електрод тиристора може подаватися ...

а) тільки постійна напруга відповідної величини; б) перемінна напруга частотою, в три рази вищою від частоти електричної мережі; в) як імпульсна, так і постійна напруга відповідної величини; г) перемінна напруга частотою, в три рази меншою від частоти електричної мережі.

9. Відкритий тиристор можна перевести в закритий стан ...

а) подаванням на керуючий електрод постійної напруги закриваючої полярності; б) зменшенням величини струму тиристора або зміною полярності прикладеної напруги; в) короткочасним під'єднанням керуючого електрода до анода тиристора; г) короткочасним під'єднанням керуючого електрода до катода тиристора.

10. Характерною особливістю стабілітрона є ...

а) високий динамічний опір; б) високий статичний опір; в) низький статичний опір; г) низький динамічний опір.

11. Яка розмірність динамічного та статичного опорів?

а) розмірності опорів однакові; б) статичний опір виражається в Ом, а динамічний – в Ом/с; в) статичний опір виражається в сіменсах, а динамічний – в Ом/с; г) статичний виражається в Ом, а динамічний – у См/с.

6.3. Трансформатори напруги, струму. Дроселі

У джерелах електроживлення гальванічна розв'язка джерела перемінної напруги та випрямляча вторинного джерела живлення здійснюється за допомогою трансформатора напруги. В англійській літературі цей пристрій називають *voltage transformer*. Добором основного параметра трансформатора, а саме, коефіцієнта трансформації, забезпечується необхідна величина перемінної напруги, яка подається на випрямляч.

Трансформатори відіграють дуже важливу роль у системах електроживлення. У потужних лініях електропередачі традиційно використовують високу (десятки кіловольт) напругу. При заданій величині електричної потужності це дає можливість мати в лінії електропередачі меншу величину струму. За меншої величини струму можна використати провідники лінії меншого поперечного перерізу, а отже, зменшити вартість самої лінії. Конструювати високовольтні електричні генератори набагато складніше, ніж низьковольтні. Тому використовують низьковольтні електричні генератори, напруга з яких подається на підвищувальні трансформатори і тільки потім – в лінію електропередачі. Безпосередньо до споживачів електрична енергія подається від високовольтної лінії через понижувальні трансформатори.

Трансформатори можуть поділятися за такими ознаками:

- за кількістю фаз перетворюваної напруги є однофазні та багатофазні (як правило, трифазні);
- за кількістю обмоток розрізняють двообмоточні та багатообмоточні;
- за методом охолодження – сухі (з повітряним охолодженням) та масляні (занурені в металічний об'єм, заповнений трансформаторним маслом).

Великою перевагою трансформаторів є їх високий коефіцієнт корисної дії, який досягає 97 %. До того ж трансформатори не містять рухомих частин, що значно спрощує їх експлуатацію та підвищує надійність роботи.

Прийнято розрізняти трансформатори напруги та трансформатори струму. Перші поділяються на однофазні та трифазні трансформатори напруги. Найпростіший

трансформатор без осердя містить лише дві обмотки з відповідним їх взаємним просторовим розміщенням. Трансформатори можуть бути з металевим (промислові частоти) або феритовим (середні частоти) осердям.

Усі трансформатори використовуються виключно в колах перемінного струму. Якщо на первинну обмотку трансформатора подати постійну напругу, то магнітний потік у магнітопроводі цього трансформатора виявиться постійним як за величиною, так і за напрямком. Такий магнітний потік не буде індукувати ЕРС у первинній та вторинній обмотках трансформатора. Відсутність ЕРС у первинній обмотці трансформатора зумовить виникнення в ній струму, обмеженого тільки активною складовою опору первинної обмотки трансформатора. Відомо, що обмотки трансформатора виконані з дроту, виготовленого з міді, яка має низький питомий опір. Тому величина активної складової опору обмотки трансформатора досить мала. Залежно від потужності трансформатора активна складова опору обмотки може становити одиниці, максимум сотні ом. Отже, струм первинної обмотки, при прикладанні постійної напруги, матиме значну величину, що в кінцевому результаті призведе до виходу з ладу цього трансформатора. Відсутність ЕРС у вторинній обмотці трансформатора означає, що електрична енергія з первинної обмотки у вторинну передаватися не буде.

Розглянемо детальніше принцип роботи трансформатора, схематичне та умовне графічне позначення якого зображено на рис. 6.3.1. Якщо в трансформаторі використано феритове осердя, то суцільна лінія подвійної товщини замінюється на пунктирну (також подвійної товщини).

При прикладанні до первинної обмотки трансформатора перемінної напруги U_1 промислової частоти струм у ній змінюється за законом синуса. Намагнічування осердя трансформатора, далекого від насичення, також буде змінюватися за законом, близьким до синусоїдального

$$\Phi = \Phi_0 \cdot \sin \omega \cdot t \quad (6.3.1),$$

де ω – циклічна (кутова) частота мережевої напруги,
 Φ_0 – амплітудне значення магнітного потоку в осерді.

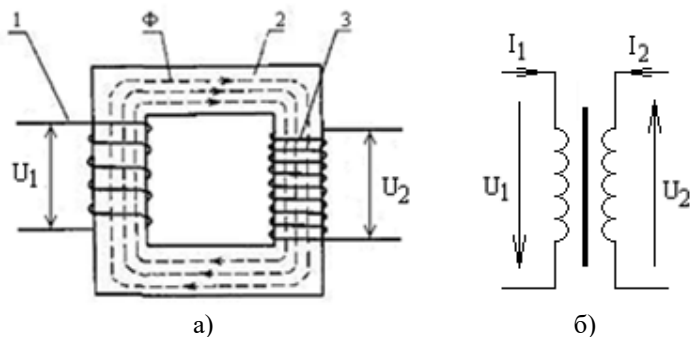


Рисунок 6.3.1 – Схематичне зображення трансформатора (а) та умовне графічне позначення (б) трансформатора зі сталевим осердям: 1 – первинна обмотка трансформатора; 2 – магнітопровід; 3 – вторинна обмотка трансформатора; Φ – магнітне поле; U_1 , U_2 – напруги відповідно первинної та вторинної обмоток

В реальних трансформаторах частина ліній магнітної індукції первинної обмотки виходить за межі осердя і формує так званий потік (поля) розсіювання. Його величина набагато менша від величини магнітного потоку в осерді. Тому можна вважати, що величини магнітних потоків для первинної та вторинної обмоток майже однакові.

Внаслідок явища самоіндукції в первинній обмотці трансформатора виникне ЕРС, яка дорівнює

$$E_1 = -\frac{d\Phi}{dt} \cdot N_1, \quad (6.3.2)$$

де N_1 – число витків первинної обмотки.

Внаслідок явища індукції у вторинній обмотці виникне ЕРС

$$E_2 = -\frac{d\Phi}{dt} \cdot N_2, \quad (6.3.3)$$

де N_2 – число витків вторинної обмотки.

Скористаємось законом Ома для первинної та вторинної обмоток трансформатора як до частин електричного кола з ЕРС

$$U_1 = r_1 \cdot i_1 - E_1 = r_1 \cdot i_1 + \frac{d\Phi}{dt} \cdot N_1, \quad (6.3.4)$$

де r_1 , i_1 – відповідно активний опір і струм первинної обмотки.

$$U_2 = r_2 \cdot i_2 - E_2 = r_2 \cdot i_2 + \frac{d\Phi}{dt} \cdot N_2, \quad (6.3.5)$$

де r_2 , i_2 – відповідно активний опір і струм вторинної обмотки.

Розглянемо випадок розімкненої вторинної обмотки, коли $i_2 = 0$.

Величина активної складової опору первинної обмотки трансформатора r_1 досить мала. До того ж величина i_1 досить мала, тому першим доданком правої частини рівняння (6.3.4) можна знехтувати. Отже, можна вважати, що

$$U_1 = \frac{d\Phi}{dt} \cdot N_1, \text{ а } U_2 = \frac{d\Phi}{dt} \cdot N_2.$$

Поділивши друге рівняння на перше, отримаємо

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{N_2}{N_1}. \quad (6.3.6)$$

Відношення $N_2/N_1 = n$ називають коефіцієнтом трансформації. Цей коефіцієнт показує, у скільки разів напруга на вторинній обмотці в режимі холостого ходу відмінна від вхідної напруги, а саме напруги на первинній обмотці.

У разі, якщо струм вторинної обмотки i_2 відмінний від нуля, рівняння (6.3.6) матиме складніший вигляд.

За умови, якщо справджується нерівність $U_2 < U_1$ ($N_2/N_1 < 1$), такий трансформатор називається знижувальним.

Трансформатор називається підвищувальним, коли $U_2 > U_1$ ($N_2/N_1 > 1$).

Якщо до вторинної обмотки трансформатора підключити навантаження опором R_n , то в обмотці з'явиться струм i_2 . Потужність на виході трансформатора визначається добутком напруги вторинної обмотки U_2 на струм навантаження i_2 . Оскільки трансформатори характеризуються високим коефіцієнтом корисної дії, то з деяким наближенням можна вважати вхідну та вихідну потужності однаковими, тобто $U_1 I_1 \approx U_2 I_2$. З даного рівняння випливає, що відношення струмів в обмотках трансформатора обернено пропорційне до відношення напруг

$$I_1/I_2 \approx U_2/U_1 \approx n. \quad (6.3.7)$$

Під'єднання до вторинної обмотки трансформатора навантаження опором R_n змінить величину струму первинної обмотки. Отже, вторинна обмотка трансформатора впливає на первинну. Знайдемо цю закономірність. Електричну потужність на навантаженні опором R_n запишемо в такому вигляді

$$P_2 = \frac{U_2^2}{R_n}.$$

Потужність у первинній обмотці трансформатора виразимо через деякий еквівалентний опір $R_{n.екв}$

$$P_1 = \frac{U_1^2}{R_{n.екв}}.$$

Внаслідок рівності величин вхідної та вихідної потужностей справджуватиметься рівняння

$$\frac{U_1^2}{R_{n.екв}} \approx \frac{U_2^2}{R_n}, \quad (6.3.8)$$

Виконавши нескладні перетворення, знайдемо еквівалентну величину опору первинної обмотки трансформатора $R_{н.екв}$ в явному вигляді

$$R_{н.екв} = \frac{R_n}{n^2}, \text{ де } n = \frac{U_2}{U_1}. \quad (6.3.9)$$

Якщо використати знижувальний трансформатор, наприклад з $n=0,1$, то отримаємо, що еквівалентний опір первинної обмотки $R_{н.екв}$, а в кінцевому результаті опір навантаження трансформатора, «приведений» до первинної обмотки трансформатора, збільшиться в сто разів. Отже, при опорі навантаження 8 Ом у первинній обмотці його «приведений» опір буде 800 Ом.

Трансформатори напруги використовуються для перетворення мережевої напруги у випадку, наприклад, однофазної електричної мережі 220 В на напругу, необхідну для живлення пристроїв-споживачів. Як правило, трансформатори напруги – знижувальні і монтуються всередину радіоелектронних приладів (телевізор, радіоприймач, тюнер, зарядний пристрій) або встановлюються окремо (світлодіодні джерела світла). Для роботи, наприклад, мікрохвильової пічки необхідна висока напруга. Тому використані в них трансформатори є підвищувальні. В цьому разі напруга на виході трансформатора вища, ніж на вході, тобто вища від мережевої напруги.

Важлива характеристика трансформатора – його номінальна потужність. Рекомендується використовувати трансформатор при потужності на 20÷30 % меншій, ніж номінальна. Це підвищує надійність трансформатора, зменшує його нагрівання під час роботи. При необхідності забезпечити трансформацію електричної енергії великої потужності конвективної та кондуктивної складових теплообміну трансформатора з навколишнім повітрям не вистачає. Виникає питання додаткового тепловідведення від трансформатора. У цьому разі трансформатори занурюють у спеціальне трансформаторне масло, яке значно збільшує тепловідведення за

рахунок зменшення теплового опору корпусу трансформатора з навколишнім середовищем. Такі трансформатори отримали назву масляних.

Кожен із трансформаторів розробляється з урахуванням частоти мережі. Це може бути промислова частота електричної мережі 50 Гц або ж 400 Гц, що використовується у мобільних системах електроживлення. Трансформатори інверторів повинні ефективно працювати на частотах 30 і навіть 50 кГц. Важливо, що чим вища робоча частота трансформатора, тим менші його габарити при однаковій потужності.

Магнітопровід трансформаторів підвищеної робочої частоти (понад 20 кГц) виготовляють із феритів. У трансформаторів промислової частоти магнітопроводи виготовлені з листів електротехнічної сталі, а при вищих частотах (більше як 1 кГц) – з нікелевих сплавів (пермалой) товщиною $0,35 \div 0,5$ мм, які ізолюють один від одного тонким шаром лаку або іншим ізоляційним матеріалом. Така будова магнітопроводів трансформаторів зумовлена необхідністю зменшення втрат енергії внаслідок виникнення в магнітопроводі вихрових струмів. Обмотки трансформатора намотують ізольованим мідним дротом у вигляді окремих котушок. Первинна обмотка трансформатора, як правило, знаходиться безпосередньо на магнітопроводі, а вторинні обмотки – поверх первинної.

Трансформатори характеризуються таким параметром, як спад напруги на один виток обмотки трансформатора. З рівняння (6.3.6) можна отримати

$$\frac{U_2}{N_2} = \frac{U_1}{N_1} \quad (6.3.10)$$

Цей параметр справедливий для всіх обмоток даного трансформатора. Для трансформаторів промислової частоти середньої потужності типова величина 1 В на виток. Якщо невідомо, яка з обмоток трансформатора первинна, потрібно скористатися параметром спаду напруги на виток. Якщо є обмотка з кількістю витків 220, то з високою ймовірністю вона первинна.

У деяких випадках трансформатор може бути розрахований на мережеву напругу 127 або 220 В. Як правило, такі трансформатори мають дві первинні обмотки. Розглянемо особливості низьковольтного трансформатора ТН33-127/220-50 потужністю 20 Вт. На рис. 6.3.2 зображено зовнішній вигляд трансформатора.



Рисунок 6.3.2 – Зовнішній вигляд трансформатора з напругою мережі 220 В або 127 В частоти 50 Гц. Трансформатор містить чотири вторинні обмотки

Напруги на виводах первинних обмоток трансформатора ТН33-127/220 становлять:

- між виводами 1 і 1а, 4 і 4а – 3,2 В;
- між виводами 1 і 1б, 4 і 4б – 6,3 В;
- між виводами 1 і 2, 4 і 5 – 110 В;
- між виводами 1 і 3, 4 і 6 – 127 В.

Таблиця 6.3.1
Напруги та допустимі струми вторинних обмоток трансформатора ТН33-127/220-50

Виводи обмоток	Напруга, В	Допустимий струм, А
7-8	6,3	0,2
9-10	6,3	1,0
11-12(13)	5(6,3)	1,0
14-15(16)	5(6,3)	0,13

Для ввімкнення трансформатора ТН33-127/220 в мережу з напругою 127 В дві первинні обмотки 1–3 та 4–6 з'єднуються паралельно з дотриманням узгодженості (початок обмотки з початком, а кінець обмотки з кінцем). При цьому необхідно виконати такі дії:

- з'єднати виводи 1 і 4, а також 3 і 6;
- подати мережеву напругу 127 В на виводи 1 і 3.

Водночас, ввімкнення трансформатора ТН33-127/220 у мережу з напругою 220 В можливе за умови, якщо первинні обмотки з'єднуються послідовно в режимі узгодженого ввімкнення. При цьому необхідно:

- з'єднати виводи 2 і 4;
- подати мережеву напругу 220 В на виводи 1 і 5.



Рисунок 6.3.3 – Схема електрична принципова низьковольтного трансформатора ТН33-127/220-50

У трансформаторах типу ТН33 допускається узгоджене паралельне ввімкнення вторинних обмоток, що забезпечує вищу навантажувальну здатність, тобто більшу можливу величину струму навантаження. Для отримання вихідних напруг більших, ніж 6,3 В вторинні обмотки можна з'єднувати послідовно в режимі узгодженого ввімкнення. При цьому необхідно мати на увазі, що струм навантаження не може бути більшим за мінімально допустимий тієї чи іншої послідовно ввімкненої обмотки.

Автотрансформатори. Трансформатор, у якого частина первинної обмотки використовується як вторинна обмотка, називається автотрансформатором.

Загалом обмотка автотрансформатора може мати кілька виводів. Під'єднуючись до того чи іншого виводу, можна

отримувати різні величини напруги. Досить часто використовуються автотрансформатори з плавним регулюванням напруги. На рис. 6.3.4 зображено принципову електричну схему автотрансформатора з плавним регулюванням напруги (Tr_1). Трансформатор Tr_2 необхідний для забезпечення гальванічної розв'язки навантаження від електромережі.

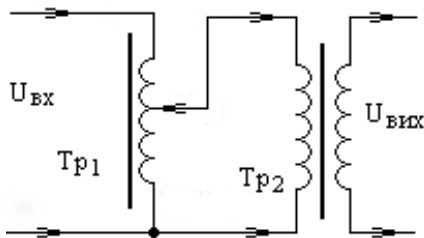


Рисунок 6.3.4 – Схема електрична принципова автотрансформатора (Tr_1) з трансформатором гальванічної розв'язки (Tr_2)

Автотрансформатори характеризуються вищим коефіцієнтом корисної дії порівняно зі звичайними трансформаторами напруги. Пояснюється це тим, що тільки частина електричної енергії піддається перетворенню. Це дуже важливо тоді, коли вхідна та вихідна напруги мало відрізняються за величиною. Для виготовлення автотрансформаторів на таку ж потужність, що і звичайні трансформатори, для осердя потрібно менше міді, сталі. Тож габарити і вартість автотрансформатора зменшуються.

Недоліком автотрансформаторів є те, що вони не мають гальванічної розв'язки між входом і виходом. У промислових мережах електроживлення заземлення нульового провідника обов'язкове, тому вказаний фактор не такий важливий. З міркувань безпеки використовувати автотрансформатори в побуті краще в поєднанні зі звичайними трансформаторами напруги (рис. 6.3.4). Трансформатор гальванічної розв'язки загалом може мати різне співвідношення числа витків первинної та вторинної обмоток, але простіше, якщо кількість витків обмоток однакова.

В літературі зустрічаються різні аббревіатури для позначення автотрансформаторів, як-от:

ЛАТР – лабораторний автотрансформатор регульований,

РНО – регулятор напруги однофазний,

РНТ – регулятор напруги трифазний.

Автотрансформатори з плавним регулюванням вихідної напруги застосовуються для:

- тестування чутливого медичного промислового обладнання;
- налагодження радіоелектронної апаратури;
- живлення радіоелектронних пристроїв із нестандартною напругою живлення.

Трифазні трансформатори напруги. При трансформації трифазної напруги використовують три однофазні трансформатори або трифазний трансформатор зі спільним магнітопроводом для всіх трьох фаз. Останній спосіб застосовується в електричних пристроях середньої та великої потужності. По суті, трифазний трансформатор є конструктивним поєднанням трьох однофазних трансформаторів в єдину цілісну систему.

На рис. 6.3.5, *а* схематично зображено трифазний трансформатор, коли первинні і вторинні обмотки ввімкнені за схемою зірки (Y). На рис. 6.3.5, *б* показано умовне графічне позначення трансформатора при цьому способі з'єднання обмоток.

Спосіб увімкнення обмоток трансформатора залежить від величини напруги трифазної мережі та величини робочої напруги його обмоток. На практиці використовується комбінація схем увімкнення первинних і вторинних обмоток. Наприклад, може бути реалізована схема, за якою первинні обмотки з'єднані зіркою (Y), а вторинні – трикутником (Δ). Традиційно схему з'єднання обмоток трансформатора позначають дробом (Δ/Y) або (Y/Δ). При цьому чисельник означає спосіб з'єднання первинних обмоток, а знаменник – вторинних.

В осердях 1, 2, 3 (рис. 6.3.5, *а*) трифазного трансформатора формуються магнітні потоки Φ_A , Φ_B , Φ_C ,

величини яких пропорційні до фазних напруг U_A, U_B, U_C , прикладених до первинних обмоток.

Оскільки первинні обмотки ідентичні, то в осердях трансформатора формуватимуться магнітні потоки однакової амплітуди

$$\Phi_{mA} = \Phi_{mB} = \Phi_{mC}.$$

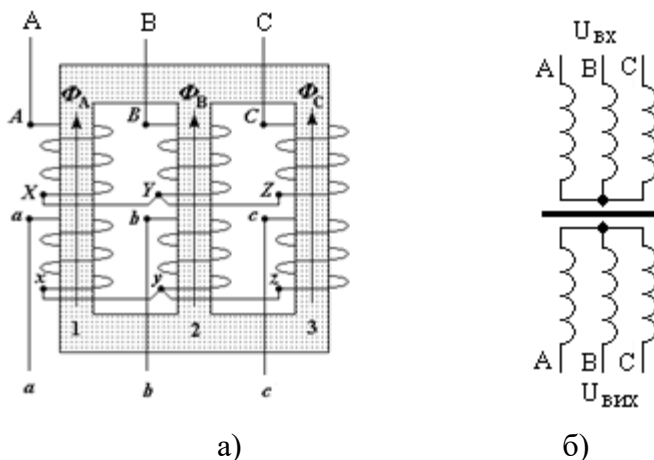


Рисунок 6.3.5 – Схематичне зображення трифазного трансформатора, ввімкненого за схемою зірки (а) та його умовне графічне позначення (б)

При з'єднанні обмоток трансформатора зіркою або трикутником необхідно знати, де початок, а де кінець тої чи іншої обмотки. Традиційно початки первинних обмоток позначають літерами A, B, C . Кінці цих же первинних обмоток позначають, відповідно, літерами X, Y, Z . Для позначення початків і кінців вторинних обмоток трансформатора використовують ті ж літери, але малі, а саме: a, b, c і, відповідно, x, y, z .

Позначення виводів обмоток, розташованих на одному і тому ж осерді, виконується так, щоб індуковані в них ЕРС були синфазні. Наприклад, фаза коливань ЕРС E_{CZ} повинна бути такою ж, як і фаза коливань ЕРС E_{cz} . Якщо порушити цей

принцип позначення виводів, то ЕРС E_{CZ} та ЕРС E_{cz} змістяться за фазою на половину періоду.

Позначення виводів обмоток, розміщених на різних осердях трансформатора, взаємоузгоджується і виконується так, щоб у всіх трьох стрижнях напрямки магнітних потоків збігалися.

Трансформатори струму. Трансформатор струму (англ. *current transformer*) – це, переважно, пристрій вимірювання значних за величиною струмів. Тому трансформатори такого виду належать до вимірювальних трансформаторів. У трансформаторах струму, як і в трансформаторах напруги, величина напруги вторинної обмотки, за нормальних умов використання, пропорційна до напруги первинної обмотки. Для трансформаторів струму головне питання – збереження пропорційності залежності вихідного струму до величини вхідного.

Трансформатор струму призначений насамперед для перетворення значного за величиною перемінного струму первинної обмотки до значення, зручного для вимірювання. Первинна обмотка, а це один або два витки трансформатора струму, вмикається в ділянку кола, в якій необхідно виміряти величину струму. До вторинної обмотки під'єднують вимірювальні прилади. Струм вторинної обмотки трансформатора пропорційний струмові первинної обмотки. Важлива особливість трансформаторів струму – те, що вторинна обмотка трансформатора повинна бути постійно під'єднана до навантаження, а до виводів, незадіяних у роботі обмоток, завжди під'єднуються шунтуючі перемички. При недотриманні цієї вимоги на виводах вторинної обмотки трансформатора струму формуватиметься значна напруга.

Використання трансформаторів струму робить процедуру вимірювання струму безпечнішою, оскільки трансформатор забезпечує гальванічну розв'язку вимірювального кола від первинного кола, яке часто має напругу в сотні кіловольт.

Трансформатори струму виготовляють переважно з двома або і більше вторинними обмотками. Одна з вторинних

обмоток використовується в системі захисту, інша – власне, для вимірювання струму.

Принцип роботи трансформатора струму, по суті, не відрізняється від принципу роботи трансформатора напруги. Основна відмінність полягає в тому, що в даному разі основним параметром є коефіцієнт трансформації струму K_i , який визначається відношенням

$$K_i = \frac{I_1}{I_2}.$$

Відхилення коефіцієнта трансформації від розрахункових значень оцінюється таким параметром, як клас точності трансформатора струму. Саму величину коефіцієнта трансформації позначають за номінальними значеннями струму в первинній та вторинній обмотках. При коефіцієнті трансформації 200 маркування трансформатора відобразатиметься відношенням 1000 / 5. Отже, при струмі в первинній обмотці 1000 А, у вторинній протікає струм 5 А.

На рис. 6.3.6 зображено зовнішній вигляд та умовне графічне позначення трансформатора струму. Зображений на рисунку трансформатор струму 250 / 5 характеризується коефіцієнтом трансформації 50 і має одновиткову первинну обмотку.

Трансформатори струму класифікують за різними ознаками.

1. За функціональним призначенням трансформатори струму поділяють на вимірювальні, захисні та лабораторні (високоточні та з кількома коефіцієнтами трансформації).

2. За умовами встановлення розрізняють такі трансформатори струму: а) для зовнішнього встановлення (у відкритих розподільних пристроях); б) для закритого встановлення; в) вбудовані в електричні апарати та машини: вимикачі, трансформатори, генератори тощо; г) накладні трансформатори монтуються зверху прохідного ізолятора або на високовольтний вхід силового трансформатора.



а)



б)

Рисунок 6.3.6 – Трансформатор струму: а) зовнішній вигляд трансформатора струму 250 / 5 А; б) умовне графічне позначення трансформатора струму

3. За конструкцією первинної обмотки трансформатори струму поділяють на: а) багатовиткові (котушкові, з обмоткою у вигляді вісімки); б) одновиткові.

4. За способом встановлення трансформатори струму поділяють на: а) прохідні; б) опорні.

5. За кількістю ступенів трансформації розрізняють трансформатори струму: а) одноступінчасті; б) двоступінчасті (каскадні).

6. За робочою напругою розрізняють трансформатори а) до 1000 В; б) понад 1000 В.

Електронні трансформатори. Останнім часом широкої популярності набули так звані електронні трансформатори, принцип роботи яких відмінний від принципу роботи розглянутих класичних трансформаторів. Електронні трансформатори реалізовані із застосуванням транзисторів, діодів, резисторів та конденсаторів. Вони дозволяють змінювати величину коефіцієнта трансформації, мають високий коефіцієнт корисної дії, малу вагу і містять схеми захисту від короткого замикання. На рис. 6.3.7 зображено найпростішу принципову

електричну схему електронного трансформатора фірми Taschibra з вихідною потужністю 50 Вт при напрузі 12 В. Ця схема відрізняється від представленої в Інтернеті електричної схеми. Зміни внесені для спрощення пояснення принципу роботи електронного трансформатора.

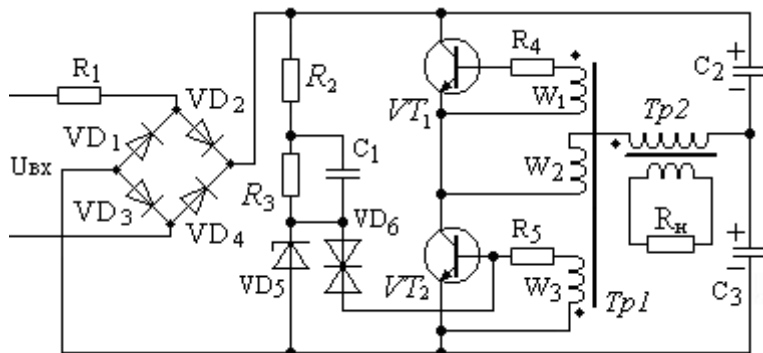


Рисунок 6.3.7 – Схема електрична принципова електронного трансформатора напруги фірми Taschibra

Схема, наведена на рис. 6.3.7, дуже подібна до схеми електронного трансформатора фірми Feron. Відмінність – у використаних радіодеталях і, власне, конструкції. В електронних трансформаторах Feron вихідний трансформатор реалізований у вигляді кільця, а в трансформаторах Taschibra вихідний трансформатор виконано на Ш-подібному осерді. В обох випадках осердя виготовлені з фериту. Трансформатори з кільцевими осердями характеризуються меншими полями розсіювання, до того ж їх легше перемотувати при внесенні тих чи інших змін у схему, а отже, і в параметри електронного трансформатора.

З відомих причин більшість сучасних радіоелектронних пристроїв надходять до торговельної мережі без принципових електричних схем. Саме таку ситуацію маємо і у разі електронних трансформаторів фірми Taschibra. Оскільки схема самого пристрою відносно проста, ентузіасти змалювали схему з друкованої плати і виклали в Інтернеті.

У схемі на рис. 6.3.7 можна виділити три функціональні блоки:

- а) випрямляч мережевої напруги 220 В;
- б) перетворювач випрямленої мережевої напруги на перемінну напругу високої частоти (десятки кілогерц);
- в) вихідний трансформатор із потрібною величиною коефіцієнта трансформації.

Перетворення випрямленої мережевої напруги на перемінну напругу високої частоти здійснюється за допомогою двотактного автогенератора, реалізованого за мостовою схемою. Два плеча моста виконані на транзисторах VT_1 і VT_2 , а два інші реалізовані за допомогою конденсаторів C_2 та C_3 .

В одну з діагоналей моста подається випрямлена мережева напруга (практично 300 В). Первинна обмотка вихідного трансформатора $Tr2$ увімкнена в іншу діагональ моста. До вторинної обмотки під'єднується навантаження. Відношення кількості витків вторинної обмотки трансформатора до кількості витків первинної і визначає величину вихідної напруги електронного трансформатора.

В режимі спокою (початковий момент), за умови симетрії параметрів плечей моста, кожен з конденсаторів C_2 та C_3 буде заряджений до половини вихідної напруги діодного випрямляючого моста. Для зміни стану транзисторів введено додатний обернений зв'язок, реалізований узгодженим увімкненням обмоток трансформатора $Tr1$. Перша W_1 та третя W_3 обмотки трансформатора забезпечують на базах транзисторів протифазні напруги. Обмотка W_2 , увімкнена послідовно з первинною обмоткою трансформатора $Tr2$, – це обмотка оберненого зв'язку.

На елементах R_2 , R_3 , C_1 , VD_5 , VD_6 побудована схема запуску автогенератора в момент подавання на вхід електронного трансформатора напруги електричної мережі. Випрямлена діодним мостом мережева напруга через резистор R_2 заряджає конденсатор C_1 . Після досягнення на конденсаторі напруги, достатньої для відкривання диністора VD_6 , спад напруги на ньому зменшується і не перевищує 2 В. Величина максимальної напруги, яка може бути сформована на

конденсаторі C_1 , залежить від опору резистора R_3 та напруги стабілізації стабілітрона VD_5 .

В даному разі в схемі використано симетричний диністор, який в англійській літературі відомий як діак (*diac*). Диністор має три $p-n$ переходи, що надає йому чимало особливих властивостей. При подаванні на симетричний диністор напруги будь-якої полярності струм через нього починає протікати тільки після досягнення певної (порогової) величини прикладеної напруги. Напруга, при якій диністор відкривається (Breakover voltage), може сягати кількох десятків вольт. Наприклад, для диністора DB3 напруга відкриття становить 32 В.

Після відкриття диністора VD_6 на базі транзистора VT_2 формується електричний сигнал його відкриття, що, власне, і зумовлює запуск автогенератора. Процес відкриття транзистора VT_2 супроводжується зростанням величини його колекторного струму. Протікання цього струму через котушку зв'язку W_2 формує в котушці W_3 ЕРС такої полярності, що процес відкриття транзистора VT_2 буде підтримуватись. Водночас у котушці W_1 буде індукуватись ЕРС, що закриватиме транзистор VT_1 . Після повного відкриття транзистора VT_2 його колекторний струм досягне максимальної величини і не змінюватиметься. Протікання постійного за величиною колекторного струму VT_2 по котушці W_2 не індукуватиме в котушці W_3 ніякої ЕРС, оскільки магнітне поле цієї котушки не буде змінюватись ні за величиною, ні за напрямком. Зв'язок між котушками W_2 та W_3 розірветься. Транзистор VT_2 почне закриватись, оскільки напруга на котушці W_3 дорівнює нулеві. Як тільки VT_2 почне закриватись, а отже зменшуватиметься величина його колекторного струму, ця зміна зумовить зменшення струму через котушку W_2 і формування в котушці W_3 ЕРС від'ємної полярності, яка спричинить закривання транзистора VT_2 . В цей час у котушці W_1 формується ЕРС додатної полярності, тому транзистор VT_1 перейде в режим насичення. Процес завершиться зміною станів транзисторів.

Подальша робота автогенератора здійснюється без участі схеми запуску.

Випрямляч мережевої напруги реалізований на чотирьох діодах 1N4007; резистор R_1 опором 1 Ом потужністю 0,125 Вт, по суті, використовується як запобіжник.

Схема електронного трансформатора містить мінімальну кількість необхідних елементів. Після випрямляча мережевої напруги не передбачено жодного фільтра. Це при тому, що пульсації випрямленої напруги досить великі. Вихідна напруга цього електронного трансформатора має форму, близьку до прямокутної, і в такому вигляді подається на навантаження. Відсутність схеми стабілізації вихідної напруги та схеми захисту роблять цей електронний трансформатор ненадійним. Перевищення величини вихідного струму може призвести до виходу з ладу якщо не всіх транзисторів VT_1 , VT_2 чи резисторів R_4 , R_5 , R_1 , то принаймні одного з транзисторів.

Трансформатор $Tp1$ намотаний на феритовому кільці діаметром 8 мм. Котушки W_1 та W_3 мають по 4 витки, а котушка оберненого зв'язку W_2 – один виток.

Незважаючи на ці недоліки, така схема електронного трансформатора досить широко використовується для живлення галогенних ламп. Саме простота схеми забезпечила її дешевизну, а отже, і популярність.

Принципи, закладені в основі роботи електронних трансформаторів, не дозволяють вмикати їх в електричну мережу без навантаження. На корпусі трансформатора, як правило, вказано діапазон рекомендованих потужностей навантаження. Якщо в технічному паспорті чи на корпусі трансформатора зазначено діапазон вихідних потужностей 50÷150 Вт, то це означає, що мінімальна величина потужності навантаження не може бути менша за 50 Вт. Найширше відомі електронні трансформатори з вихідною потужністю до 500 Вт.

Недолік електронних трансформаторів – значний рівень генерованих ними високочастотних завад. Оскільки вихідна напруга має форму, близьку до прямокутної, електронний трансформатор – це однозначно широкодіапазонне джерело електромагнітних завад, які можуть проникати і в мережу

електроживлення. Використавши відповідні фільтри, можна зменшити рівень завад, але це спричинить підвищення вартості електронного трансформатора.

Дроселі. У системах електроживлення широке застосування знаходять радіоелементи з ємнісним та індуктивним характером опорів. Індуктивним опором характеризуються елементи, які отримали назву котушок індуктивності або дроселів. Вони використовуються для зменшення величини пульсацій струму, накопичення електричної енергії в магнітному полі котушки. Загалом основне призначення котушок індуктивності полягає у стримуванні будь-яких змін електричного струму та накопиченні в магнітному полі електричної енергії за часовий інтервал, протягом якого відбувається зміна величини струму. Сам термін «дросель» походить від німецького слова *drossel*, що в перекладі означає згладжувати, гальмувати. По суті, дросель – це та ж котушка індуктивності, чий властивості змінюються залежно від області частот (низькочастотної чи високочастотної), в якій необхідно «затримати» протікання електричного струму.

Струм у котушці індуктивності, внаслідок виникнення ЕРС самоіндукції, в принципі не може змінитися миттєво. Якби струм міг змінитися миттєво, то на котушці виникала би безмежно велика ЕРС самоіндукції

$$E = -L \cdot \frac{dI}{dt}. \quad (6.3.12)$$

Величину опору котушки індуктивності за змінним струмом характеризують реактивним опором, величина якого дорівнює

$$X_L = 2\pi \cdot f \cdot L = \omega \cdot L. \quad (6.3.13)$$

Водночас за постійним струмом величина опору котушки індуктивності R відносно мала і є функцією питомого опору металу, з якого виготовлено саму котушку індуктивності, а також залежить від площі поперечного перерізу та довжини дроту, використаного для виготовлення котушки.

Загальна величина опору котушки індуктивності – результат дії реактивної та активної складових, і модуль її величини знаходиться з виразу

$$Z_L = \sqrt{R^2 + (\omega \cdot L)^2} \quad (6.3.14)$$

До основних характеристик котушок індуктивності належать такі:

- а) величина індуктивності, яка вимірюється в генрі (Гн);
- б) опір за постійним струмом R , який вимірюється в омах (Ом);
- в) величина втрат в осерді, якщо воно є;
- г) добротність котушки індуктивності Q , величина якої визначається відношенням величини реактивного опору до активного на частоті ω

$$Q = \frac{\omega \cdot L}{R}, \quad (6.3.15)$$

де L – індуктивність котушки, а R – її активний опір.

Величина добротності котушки індуктивності – важливий параметр у тому разі, якщо котушка індуктивності використовується в резонансних колах, наприклад, у складі паралельного коливального контуру в радіоприймачах. На величину добротності впливають різні фактори. Один з них – втрата частини енергії магнітного поля котушки індуктивності на нагрівання провідника. Для зменшення таких втрат, а отже, збільшення добротності котушки намотують багатожильним дротом, який називають літцендрат. Деяка частина магнітного потоку котушки розсіюється, не замикаючись на її витки. Застосовуючи магнітні осердя, можна зменшити розсіювання магнітного потоку. Використання магнітного осердя збільшує величину індуктивності, тому при заданій величині індуктивності можна зменшити кількість витків, чим додатково підвищити її добротність. Підвищують добротність котушки використанням для виготовлення її каркасу матеріалу з високими діелектричними властивостями. Такими матеріалами слугують високочастотна кераміка або високомолекулярний матеріал типу полістирол. Дерево, гетинакс, картон або

текстоліт, використані для каркасу котушки, знижують її добротність;

д) паразитна ємність виникає між витками котушки індуктивності як деяка розподілена ємність. Зі збільшенням числа витків зростає її величина. Саме за рахунок паразитної ємності зі зростанням частоти індуктивність котушки зменшується. На певній частоті котушка індуктивності, по суті, набуде властивостей коливального контуру. Найменшу власну ємність мають одношарові котушки із певним кроком намотування. Спеціальні види багатшарових катушок індуктивності, наприклад «універсал», значно зменшують їх власну ємність. Меншу власну ємність мають також секціоновані котушки. Паразитна міжвиткова ємність зменшує добротність котушки та погіршує стабільність параметрів схеми. При використанні в резонансних переналаштовуваних колах паразитна ємність зменшує діапазон перекриття за частотою;

е) температурний коефіцієнт індуктивності ТКІ відображає вплив температури на індуктивність котушки. Стабільність індуктивності катушок важлива при використанні їх у резонансних контурах. Найвищу температурну стабільність індуктивності мають одношарові котушки без осердя за умови, що каркас, на якому розміщують котушку індуктивності, виготовлено з матеріалу з малим температурним коефіцієнтом лінійного розширення;

є) допустима величина струму.

Залежно від частотної області, де використовується дросель, змінюється його конструктивне виконання. Відомо, що струми порівняно невеликих частот (від 20 Гц до 20 кГц) називають частотами звукового діапазону, оскільки вони відповідають частотам акустичних коливань, які сприймає людський слух. Коливання струмів частотою від 20 кГц до 100 кГц належать до струмів ультразвукової частоти, а струми з частотою понад 100 кГц – це струми високої частоти.

Конструктивно дросель низькочастотного (звукового) діапазону подібний до електричного трансформатора з однією обмоткою. Для забезпечення великої індуктивності його обмотка містить багато витків мідного дроту та розміщується на осерді (магнітопроводі), зібраному з металевих пластин, що

ізолювані між собою. Саме осердя дає можливість, при заданій кількості витків обмотки, значно збільшити величину індуктивності. Як осердя використовують магнітні матеріали. Магнітні матеріали – переважно сплави (феромагнетики), хоча є й кераміки (оксидні магнітні матеріали, відомі як ферити), які не проводять електричний струм. До складу майже всіх магнітних сплавів входять залізо, кобальт і нікель.

При використанні осердя зростання індуктивності дроселя пропорційне до величини магнітної проникності матеріалу, з якого воно виготовлене. Напростиший випадок – одношарова котушка з осердям, її індуктивність можна знайти з формули

$$L = \mu \cdot \mu_0 \cdot \frac{N^2 \cdot S}{l}, \quad (6.3.16)$$

де L – індуктивність котушки, μ – магнітна проникність матеріалу, з якого виготовлено осердя, μ_0 – магнітна постійна, N – повне число витків котушки, S – площа поперечного перерізу котушки, l – довжина котушки.

За кімнатної температури величина магнітної проникності більшості феромагнетиків вимірюється кількома сотнями і навіть тисячами одиниць. Наприклад, для сталі марки «армко» магнітна проникність сягає 20 000.

У випадку котушок індуктивності низькочастотного діапазону (дроселів) їх розрізняють за функціональним призначенням. Розглядають такі основні їх різновиди: а) згладжувальні дроселі; б) дроселі насичення; в) дроселі перемінного струму, що працюють в імпульсних джерелах живлення; г) дроселі запуску електродвигунів (струмообмежувальні).

Згладжувальні дроселі призначені для зменшення величини перемінної складової напруги чи струму на вході та виході перетворювача напруги. Такі дроселі мають тільки одну обмотку. В струмі обмотки є як постійна, так і перемінна складові. Обмотка згладжувального дроселя вмикається послідовно з навантаженням. Дросель повинен мати достатньо

велику, порівняно з опором навантаження, індуктивність (індуктивний опір). За цієї умови на обмотці дроселя величина спаду перемінної складової напруги буде значно більша за спад перемінної складової на навантаженні. Оскільки активна складова опору обмотки дроселя значно менша від опору навантаження, то саме на навантаженні формуватиметься найбільший спад постійної складової вхідної напруги дроселя. Постійна складова струму дроселя створює в магнітопроводі постійну складову магнітного потоку. Ріст величини постійної складової магнітного потоку (ріст постійної складової намагніченості осердя дроселя) все більше наближає магнітопровід дроселя до насичення, що в кінцевому результаті зумовлює зменшення величини індуктивності (індуктивного опору) дроселя. Отже, дедалі більша частина перемінної складової вхідної напруги дроселя буде падати на навантаженні.

На рис. 6.3.8 зображена залежність величини змінної складової магнітної індукції B_{zm} від постійних складових H_{o1} та H_{o2} напруженості зовнішнього магнітного поля. Для спрощення аналізу залежність величини магнітної індукції B від величини напруженості H зовнішнього магнітного поля зображено з нульовою коерцитивною силою (тобто нехтуємо петлею гістерезису). Цей випадок можна вважати випадком ідеального магніто-м'якого матеріалу. Магніто-тверді матеріали використовуються для виготовлення постійних магнітів. З рисунка випливає, що збільшення величини постійної складової H_o супроводжується зменшенням перемінної складової магнітної індукції B , що в кінцевому результаті зумовлює зменшення величини індуктивності (індуктивного опору).

Дроселі насичення. Розглянуте вище явище зменшення величини індуктивного опору при збільшенні підмагнічення, зумовленого протіканням через котушку дроселя постійної складової струму, знайшло застосування в дроселях насичення, а також магнітних підсилювачах.

Дроселі насичення використовуються як регульовані індуктивні опори в колах перемінного струму. Такі дроселі

мають не менше двох обмоток. Одна з них робоча і вмикається в коло перемінного струму, в якому, власне, і необхідно здійснювати регулювання. Друга обмотка – це обмотка керування. Вона вмикається в коло постійного струму.

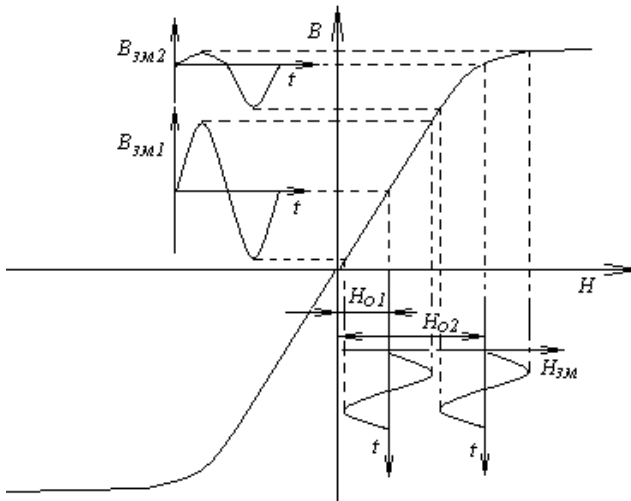


Рисунок 6.3.8 – Залежність величини B_{3M} від H_{3M} при різних рівнях постійної складової (H_{01} , H_{02}) напруженості зовнішнього магнітного поля

Магнітопроводи дроселів насичення не мають немагнітної щілини, тому при менших напруженостях поля підмагнічування досягають насичення.

Котушка дроселя перемінного струму, що працює в імпульсних джерелах живлення, накопичує у своєму магнітному полі енергію від первинного джерела живлення. Потім накопичена енергія віддається навантаженню. За цим принципом працюють оберненоходові перетворювачі. У дроселях такого типу використовують кілька обмоток. На рис. 6.3.9 зображено зовнішній вигляд дроселя перемінного струму, який працює в імпульсних джерелах живлення. Він містить чотири обмотки і цим подібний до звичайного трансформатора.

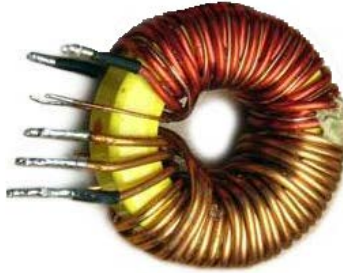


Рисунок 6.3.9 – Зовнішній вигляд дроселя перемінного струму, що працює в імпульсних джерелах живлення

Дроселі запуску електродвигунів. У момент запуску потужних електродвигунів (30 кВт і більше) величина пускових струмів настільки велика, що спостерігається достатньо тривале зниження мережевої напруги. Обмежити величину пускового струму можна, використавши звичайний активний резистор. За період запуску електродвигуна на резисторі виділятиметься значна кількість тепла. Тому енергетично вигідніше використати дросель із відповідним допустимим струмом. Дросель значно обмежує величину струму в момент увімкнення і поступово доводить його до номінального значення. Вхідний струм «витрачає» свою силу на індукцію магнітного поля навколо котушки. Коли магнітний потік дроселя досягне максимуму, ЕРС самоіндукції стане рівною нулевій, струм почне протікати безперешкодно через котушку дроселя до двигуна. Після запуску електродвигуна дросель від'єднується від його кола живлення. Цей же дросель можна застосувати і для ефективного гальмування електродвигуна.

Дроселі високої частоти виготовляють у вигляді одношарових або багатшарових котушок з осердям або без нього. В тому випадку, коли котушка індуктивності повинна містити велику кількість витків, застосовують секційне намотування. Це дає змогу дещо зменшити величину паразитної міжвиткової ємності. За меншої кількості витків котушки індуктивності використовують одношарове суцільне намотування або намотування з примусовим кроком. Якщо

потрібна котушка великої індуктивності, малих розмірів та з малою власною паразитною ємністю, вдаються до спеціального способу намотування, відомого як універсальний. У цьому разі дріт укладається під кутом до площини обертання і перегинається на торцях. За зовнішнім виглядом така котушка подібна до котушки секційного намотування.

На рис. 6.3.10 зображено зовнішній вигляд котушок індуктивності з різними типами намотування.

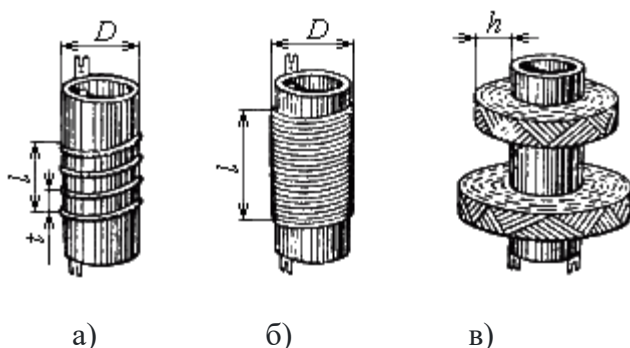


Рисунок 6.3.10 – Зовнішній вигляд котушок індуктивності з різними типами намотування: а) – з кроком t , б) – суцільне намотування (виток до витка), в) – універсальний тип

За умови, що високочастотна котушка індуктивності повинна працювати в широкому діапазоні частот, то використовують намотування з перемінним (прогресивним) кроком. При цьому частина котушки індуктивності, де намотування здійснено виток до витка, працює ефективно як індуктивність в області нижніх частот робочого діапазону частот. В області ж середніх, тим більше верхніх частот робочого діапазону ефективна частина котушки з більшим примусовим кроком. Чим більший крок намотування, тим у вищій області частот працює дана ділянка котушки як індуктивність.

Величина індуктивності дроселів, як правило, постійна, але існують випадки, коли її необхідно коригувати, наприклад змінюючи положення феритового осердя відносно самої

катушки. На рис. 6.3.11 схематично зображено дроселі різного функціонального та конструктивного виконання.

У високочастотних дроселях, як і в низькочастотних, використовують магнітні осердя (магнітопроводи). Якщо не вимагається висока температурна стабільність магнітної проникності матеріалу магнітного осердя, то в діапазоні частот до кількох сотень кілогерц використовують марганець-цинкові ферити марок 2000НМ, 3000НМ тощо. В області частот до 3 МГц рекомендовані ферити марок 2000НМ1, 1500НМ1. Ці ферити мають достатньо високу температурну стабільністю і можуть працювати в слабких і середніх полях.



Рисунок 6.3.11 – Схематичне зображення дроселів різного функціонального та конструктивного виконання: а – ВЧ дросель, б – НЧ дросель, в – катушка з регульованою індуктивністю

При виготовленні магнітних антен, як різновиду катушок індуктивності, застосовують феритові стрижні марок 700НМ (до 3 МГц), 150ВЧ (до 12 МГц), 100ВЧ (до 18 МГц), 50ВЧ2 (до 30 МГц) і 30ВЧ2 (до 100 МГц). Стрижні виготовляють круглої або прямокутної форми. Важливо, що феритові деталі майже без втрати основних властивостей можна склеювати епоксидним та іншими клеями.

Розвиток радіоелектронної апаратури відбувається у напрямку зменшення габаритів та зниження електромагнітних завод в умовах високої щільності монтажу. Тому були розроблені чип-фільтри на основі поверхневого монтажу на друкованій платі. Йдеться про дроселі в SMD-виконанні. SMD-дроселі виготовляються в різних корпусах, які

відповідають загальноприйнятому стандарту типорозмірів. SMD – англomовна абрeвіатура від фрази Surface Mounted Device, в перекладі означає, що пристрій монтується на поверхню друкованої плати, а саме – на спеціальні контактні площадки, розташовані на її поверхні.

Принципи маркування котушок індуктивності. При маркуванні котушок індуктивності кодується значення індуктивності та допустиме відхилення від номіналу. Як правило, номінальне значення індуктивності відображається цифрами, а відхилення від номіналу – літерами.

Є два види маркування цифрами та буквами:

1. При першому варіанті маркування двома цифрами вказується значення індуктивності у мікрогенрі (мкГн), остання цифра визначає кількість нулів. Буква відображає величину допуску. Якщо буква не вказується то, за замовчуванням, величина допуску становить 20 %. Наприклад, напис 101J означає 100 мкГн $\pm 5\%$, а напис 680K – 68 мкГн $\pm 10\%$. Для індуктивностей, менших за 10 мкГн, літера R відіграє роль десяткової коми. Водночас літера N відіграє роль десяткової коми для індуктивностей, менших за 1 мкГн.

2. Відповідно до другого варіанта маркування котушки індуктивностей маркуються безпосередньо у мікрогенрі. У цьому разі позначення 680K буде відповідати не 68 мкГн $\pm 10\%$, як у першому випадку, а 680 мкГн $\pm 10\%$.

Для обох випадків маркування позначення допусків таке: D = $\pm 0,3\%$; J = $\pm 5\%$; K = $\pm 10\%$; M = $\pm 20\%$.

Сучасні радіoeлектронні пристрої характеризуються високими робочими частотами, тому дроселі, що використовуються в цих пристроях, мають малу (десятки, сотні мікрогенрі) індуктивність, а отже, і габарити. Дроселі для електронних плат мають розміри не більше 2÷3 см. При таких розмірах нанести маркування в цифровому або буквеному позначенні майже неможливо. Для цього, відповідно до міжнародного стандарту IEC 82, застосовують кольорове маркування (таблиця 6.3.2). При цьому способі маркування на корпус дроселя наносять кілька кольорових кілець. Перші два кільця (зліва направо) означають величину індуктивності, вимірювану в мікрогенрі.

Таблиця 6.3.2

Кольорове маркування дроселів

	Колір кільця	Старший розряд	Молодший розряд	Множник	Допуск
1	Золотий			0,01 мкГн	±5%
2	Сріблястий			0,1 мкГн	±10%
3	Чорний		0	1 мкГн	±20%
4	Коричневий	1	1	10 мкГн	
5	Червоний	2	2	0,1 мГн	
6	Оранжевий	3	3	1 мГн	
7	Жовтий	4	4		
8	Зелений	5	5		
9	Блакитний	6	6		
10	Фіолетовий	7	7		
11	Сірий	8	8		
12	Білий	9	9		

Перше кільце ширше, що зменшує ймовірність помилки визначення індуктивності. Третє кільце вказує число (множник), на який потрібно помножити величину індуктивності. Четверте кільце відображає величину допустимого відхилення (у %) від номіналу. Якщо четвертого кільця немає, то прийнято вважати допуск в межах 20 %.

Наприклад, кольорові кільця (зліва направо) розташувались у такому порядку: коричневий, жовтий, оранжевий. Це означає, що дросель має індуктивність 14 мГн. На рис 6.3.12 зображено малогабаритний дросель з кольоровим маркуванням. Скориставшись таблицею 6.3.2, отримуємо величину індуктивності $33 \text{ мкГн} \pm 10\%$, оскільки дросель має два перші оранжеві кільця, третє кільце чорного кольору, а четверте – сріблясте.

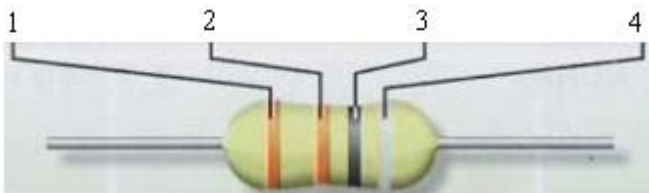


Рисунок 6.3.12 – Схематичне зображення дроселя з кольоровим маркуванням

На схемах електричних принципів дроселі зображують у вигляді спіралі з паралельною рисою.

На запитання: «Що таке дросель?» в електроніці відповісти одним словом неможливо, оскільки дроселі є майже в усіх електронних, тим паче в електричних схемах. Це фільтри згладжування, які знижують пульсації змінної напруги; такий фільтр має вигляд бочки на USB-кабелі та кабелі мережевого живлення комп'ютера. Усередині фільтра знаходиться одновиткова котушка з феритовим осердям. Однофазні котушки індуктивності використовують у лампах денного світла, які живляться від мережі 220 В. Трифазні індуктивності застосовують у схемах живлення напругою 380 В дугових ртутних ламп і дугових натрієвих трубок.

Усі магнітні матеріали характеризуються температурою Кюрі. Якщо матеріал нагрівається вище від цієї температури, він втрачає феромагнітні властивості, тобто стає немагнітним. Отже, будь-який магнітний матеріал можна розмагнітити, нагрівши його вище температури Кюрі. Найбільшу робочу температуру (до 550 °С), при найменшому коефіцієнті температурних втрат, мають магнітно-тверді матеріали на основі сплавів алніко.

Контрольні запитання та завдання

1. Дросель – це один із різновидів індуктивності, який містить:

а) одну обмотку; б) дві обмотки; в) три обмотки; г) тільки осердя з матеріалу, який характеризується прямокутною петлею гістерезису.

2. Первинна обмотка трансформатора служить для ...

а) екранування вторинної обмотки від дії завад; б) подавання перемінної напруги; в) подавання на неї напруги постійного струму; г) збільшення величини приведенного опору навантаження.

3. Трансформатор напруги – це пристрій, який:

а) вмикається в електричну мережу довільно; б) вмикається тільки послідовно з навантаженням; в) первинна обмотка вмикається паралельно до електричної мережі, а вторинна – паралельно до навантаження; г) вторинна обмотка вмикається паралельно електричної мережі, а первинна паралельно навантаженню.

4. Трансформатор струму – це пристрій, який:

а) вмикається в електричну мережу довільним чином; б) вмикається тільки паралельно з навантаженням; в) первинна обмотка вмикається паралельно до електричної мережі, а вторинна – паралельно до навантаження; г) первинна обмотка вмикається в електричну мережу послідовно з навантаженням, а вторинна – паралельно до вимірювального пристрою.

5. Величина коефіцієнта трансформації трансформатора напруги вимірюється за умови:

а) холостого режиму роботи на виході; б) в режимі короткого замикання на виході; в) номінальної величини опору навантаження; г) коли опір навантаження становить 0,75 від номінальної величини.

6. Величина коефіцієнта трансформації трансформатора струму вимірюється за умови:

а) холостого режиму роботи на виході; б) в режимі короткого замикання на виході; в) номінальної величини опору навантаження; г) коли опір навантаження становить 0,75 від номінальної величини.

7. Величина коефіцієнта трансформації K_{mp} трансформатора напруги визначається за формулою:

- а) $K_{mp} = U_{вих} / U_{вх}$; б) $K_{mp} = U_{вх} / U_{вих}$; в) $K_{mp} = 1 + U_{вих} / U_{вх}$;
г) $K_{mp} = U_{вих} / U_{вх} - 1,25$.

8. Величина коефіцієнта трансформації трансформатора струму визначається за формулою:

- а) $K_{mp} = U_{вих} / U_{вх}$; б) $K_{mp} = I_{вх} / I_{вих}$; в) $K_{mp} = I_{вих} / I_{вх}$;
г) $K_{mp} = I_{вих} / I_{вх} + 0,275$.

ДОДАТКИ

Метод перетину характеристик

Заміна паралельно ввімкнених радіоелементів еквівалентним може здійснюватись у випадку лінійних і нелінійних (некерованих) вольт-амперних характеристик елементів. Розглянемо паралельно ввімкнені резистори R_1 , R_2 , R_3 , вольт-амперні характеристики яких зображено на рис. Д А.1. Згідно із законом для паралельно ввімкнених резисторів величина спаду напруги на цих елементах однакова і дорівнює спаду напруги на еквівалентному резисторі. Величина струму еквівалентного резистора дорівнює величині струму в нерозгалуженій частині паралельно ввімкнених резисторів. Згідно з першим законом Кірхгофа

$$I_{\text{заг}} = I_1(U) + I_2(U) + I_3(U).$$

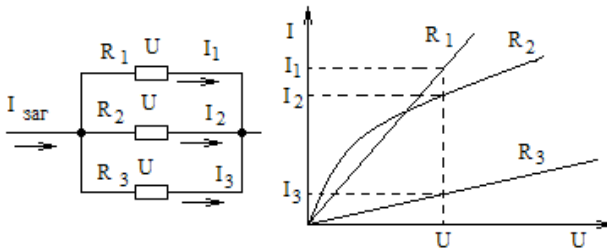


Рисунок Д А.1 – Паралельно ввімкнені резистори та їх вольт-амперні характеристики

Отже, струм у нерозгалуженій частині схеми може бути знайдений додаванням ординат ВАХ усіх трьох резисторів, які відповідають спаду напруги U на них (абсциса ВАХ резисторів). Змінюючи U , аналогічно отримаємо величину струму еквівалентного резистора.

При послідовному ввімкненні резисторів ВАХ еквівалентного резистора знаходять з урахуванням того, що величина струму послідовно ввімкнених резисторів однакова. Величина спаду напруги на кожному з послідовно ввімкнених резисторів пропорційна опорі даного резистора. Спад напруги на еквівалентному резисторі дорівнює сумі спадів напруг послідовно ввімкнених резисторів

$$U_{\text{заг}} = U_1(I) + U_2(I) + U_3(I).$$

Отже, задаючись різними величинами струму I , спад напруги на еквівалентному резисторі знаходимо як результат додавання абсцис ВАХ послідовно ввімкнених резисторів, які відповідають ординаті заданого струму (рис. Д А.2).

При змішаному ввімкненні резисторів з нелінійними чи лінійними характеристиками ВАХ еквівалентних резисторів отримуємо при почерговому виконанні розглянутих алгоритмів знаходження ВАХ еквівалентних резисторів.

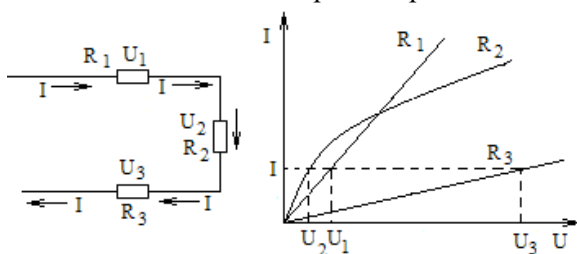


Рисунок Д А.2 – Послідовно ввімкнені резистори та їх вольт-амперні характеристики

Розглянуті методи набули назви еквівалентних перетворень. Вони ефективні за умови, що нелінійні елементи некеровані, а параметри лінійних елементів фіксовані.

Для графічного знаходження розподілу напруг та величини струму послідовно ввімкнених елементів (лінійних чи нелінійних та нелінійних керованих) використовують метод перетину ВАХ. Досить часто цей метод називають методом «поверненої» характеристики. Він може використовуватися для аналізу електричних кіл, які за допомогою еквівалентних перетворень зведені до двох послідовно ввімкнених резисторів.

Даний метод базується на припущенні, що сумарний спад напруги на послідовно ввімкнених елементах дорівнює поданій на них напрузі джерела напруги і не залежить від величини струму

$$I = I_{R_1} = I_{R_2}, \quad U_{\text{джер}} = U_1(I) + U_2(I).$$

При відомих ВАХ послідовно ввімкнених резисторів величину струму можна знайти графічно. Для цього необхідно

ВАХ одного з резисторів перемістити вздовж осі напруг до того її значення, яке відповідає напрузі джерела. Далі цю ж ВАХ повертають навколо осі струмів як навколо осі обертання на кут 180° . Ордината точки перетину ВАХ резисторів дасть величину струму резисторів. Довжина відрізка осі напруг від нуля до абсциси точки перетину – не що інше, як спад напруги на резисторі R_2 . Довжина відрізка від абсциси точки перетину до початку переміщення перетвореної ВАХ резистора R_1 дорівнює спаду напруги на ньому (рис. Д А.3).

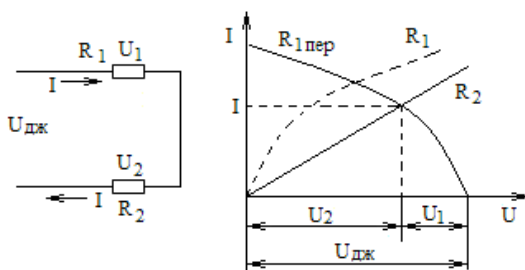


Рисунок Д А.3 – Знаходження струму та розподілу напруг на послідовно ввімкнених резисторах R_1, R_2 методом перетину ВАХ

Використовуючи описану методику, можна дослідити процеси розподілу напруг і струмів при зміні параметрів елементів R_1, R_2 , а також при зміні величини напруги джерела живлення.

Метод перетину характеристик використовується при аналізі роботи резистивного підсилювача. При цьому всі вихідні характеристики транзистора підсилювача, реалізованого, наприклад, на біполярному транзисторі, ввімкненому за схемою із загальним емітером, будують в одній системі координат. Вольтамперну характеристику резистора колекторного навантаження зміщують вздовж осі напруг в точку, яка відповідає напрузі живлення підсилювача. Після повороту цієї характеристики навколо вертикальної осі (тобто осі струму) на 180° можна знайти розподіл напруги джерела живлення підсилювача між резистором колекторного навантаження і транзистором. Кожна з вихідних характеристик відповідає певній величині вхідного базового струму. У такий спосіб отримуємо залежність вихідного струму та напруги від базового струму.

Динамічний опір і методики його визначення

Всі радіоелементи характеризуються певною величиною опору за постійним та перемінним струмами. Опір радіоелемента за постійним струмом називають статичним, а за змінним – динамічним опором. Важливо, що величини цих опорів, як правило, визначають для певної області (точки) вольт-амперної характеристики. Якщо вольт-амперна характеристика радіоелемента лінійна, то величини вказаних опорів рівні між собою і не залежать від того, для якої точки характеристики вони визначені. Якщо ж вольт-амперна характеристика нелінійна, наприклад, у випадку стабілітрона, то величина опору стабілітрона за постійним та перемінним струмами буде різною. Причому відмінність у величинах опорів буде різною для різних ділянок вольт-амперної характеристики стабілітрона (рис. Д Б.1). Статичний і динамічний опори в точці *A* вольт-амперної характеристики стабілітрона можуть бути знайдені за формулами

$$R_{ст.А} = U_1 / I_1, R_{дин.А} = V_m / I_{m1},$$

де U_1, I_1 – напруга та струм за постійним струмом, V_m, I_{m1} – амплітуда напруги перемінного тестового сигналу та амплітуда перемінного струму.

Для точки *B* (ВАХ на рис. Д Б.1) величина статичного та динамічного опорів за відповідними формулами

$$R_{ст.Б} = U_2 / I_2, R_{дин.Б} = V_m / I_{m2}.$$

Легко помітити, що величини статичного та динамічного опорів для точки *B* відрізняються від величини цих же опорів для точки *A* (рис. Д Б.1).

Для експериментального визначення залежності величини динамічного опору стабілітрона від величини напруги зміщення необхідно використати регульоване джерело постійної напруги з відповідним діапазоном зміни вихідної напруги. Амплітуда напруги перемінного тестового сигналу вибирається

такою, щоб у межах її зміни вольт-амперну характеристику досліджуваного елемента можна було вважати лінійною.

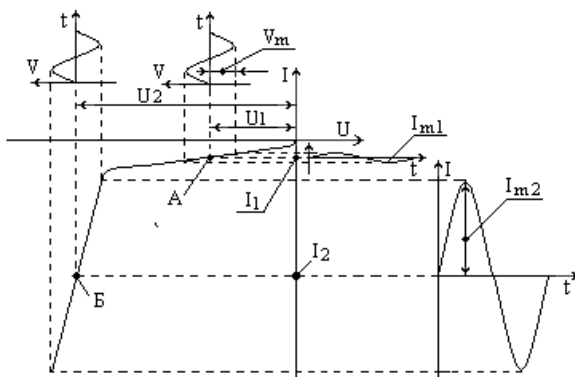


Рисунок Д Б.1 – Знаходження величини динамічного опору при відомій ВАХ радіоелемента

Розглянемо випадок дослідження динамічного опору, наприклад, стабілітрона КС196А. Цей стабілітрон характеризується напругою стабілізації 9,6 В при номінальному струмі 10 мА. Робочий діапазон зміни струму стабілізації – від 3 до 20 мА. При номінальному струмі 10 мА величина диференційного опору стабілітрона становить 18 Ом. Довготривала нестабільність (протягом 2000 годин) величини напруги стабілізації не перевищує 2 мВ при номінальному струмі 10 мА. При зміні температури від -60 до $+60$ °С зміна величини напруги стабілізації не виходить за межі 56 мВ.

На рис. Д Б.2 зображена схема електрична принципова експериментального визначення залежності величини динамічного опору стабілітрона від величини напруги зміщення. Постійна напруга, вона ж і напруга зміщення, тобто напруга, при якій здійснюється вимірювання величини динамічного опору, подається на досліджуваний елемент через котушку індуктивності. Використання котушки індуктивності значно зменшує вплив перемінної напруги на роботу джерела постійної напруги. На частоті 10 кГц реактивний опір індуктивності

становить близько 10 кОм. Це при тому, що за постійним струмом опір котушки індуктивності не перевищує 12 Ом. Отже, ввімкнення індуктивності на виході джерела постійної напруги мало змінює його вихідний опір.

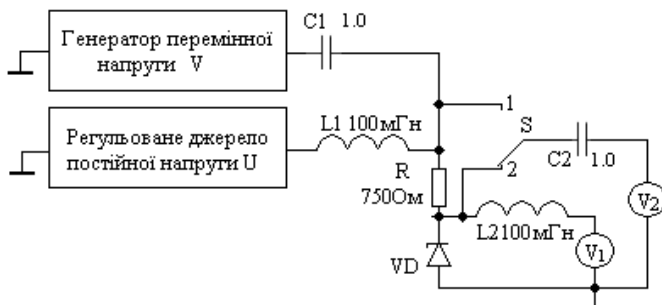


Рисунок Д Б.2 – Схема електрична принципова експериментального визначення залежності величини динамічного опору стабілітрона від величини напруги зміщення

Перемінна напруга з частотою 10 кГц і амплітудою 20 мВ подавалась на схему через розділювальний конденсатор ємністю 1 мкФ. На частоті 10 кГц реактивний опір конденсатора становив ~ 10 Ом. Отже, введення конденсатора, який запобігає проникненню постійної напруги на вихід джерела перемінної напруги, мало змінює величину вихідного опору джерела перемінної напруги.

Величина перемінної складової струму стабілітрона знаходилась як частка від ділення спаду напруги на резисторі R на величину його опору. Спад напруги на резисторі R визначається як різниця напруг вольметра V_2 при різних положеннях ключа S

$$U_R = V_2^1 - V_2^2 .$$

Оскільки резистор R використовувався для вимірювання струму, то нестабільність величини опору цього резистора не повинна перевищувати 1 %.

Джерела живлення з безтрансформаторним входом

Питання мініатюризації всієї радіоелектронної апаратури постало і для вторинних джерел живлення, які працюють від електричної мережі частотою 50 Гц, оскільки вони становлять 30, а часом навіть 50 % об'єму та маси самої радіоелектронної апаратури. Основна частина маси та об'єму вторинного джерела припадає на масивний мережевий трансформатор, конденсатори фільтра та дросель фільтра, якщо такий передбачено у схемі вторинного джерела (рис. Д 3.1, *a*). Досить часто обійтися без мережевого трансформатора неможливо, оскільки вибором його коефіцієнта трансформації отримують необхідну величину вихідної напруги та забезпечується гальванічна розв'язка вихідних кіл від електричної мережі. Остання умова особливо важлива з погляду техніки безпеки експлуатації радіоелектронної апаратури, що живиться від електричної мережі 220 В, а інколи – 380 В. Джерела живлення, реалізовані за класичною схемою (рис. Д В.1, *a*), незважаючи на їхні габарити, застосовуються в аудіосистемах, лабораторних джерелах живлення тощо. Тобто у випадках, якщо необхідно забезпечити низький рівень завад, створюваних джерелом живлення.

Одна з основних характеристик силового трансформатора – його габаритна потужність [3]. Величина габаритної потужності трансформатора пропорційна до добутку площі його вікна на площу поперечного перерізу магнітопроводу. З ростом частоти електричної мережі габаритна потужність трансформатора може бути зменшена. При цьому зростають втрати в магнітопроводі, тому необхідно обмежувати величину амплітуди магнітної індукції B_m . Цей фактор дещо знижує можливість зменшення габаритної потужності трансформатора через збільшення його робочої частоти. Наприклад, підвищення частоти напруги, яка подається на трансформатор, з 50 Гц до 2 кГц дає змогу зменшити його габаритну потужність у 10 разів. Для такого ж (у 10 разів)

зменшення габаритної потужності трансформатора необхідно підвищити його робочу частоту до 70 кГц.

Частотна залежність габаритної потужності трансформатора лежить в основі роботи так званих вторинних джерел живлення з безтрансформаторним входом. Структурна схема такого джерела зображена на рис. Д В.1, б. Мережева напруга 220 В частоти 50 Гц після випрямлення випрямлячем B_1 і фільтрації згладжувальним фільтром Φ_1 перетворюється на постійну напругу ~ 330 В.

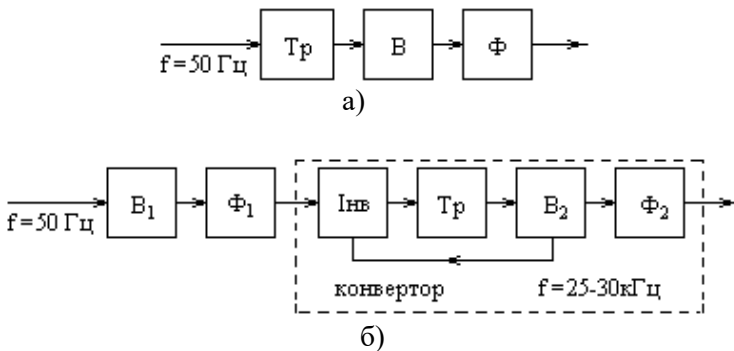


Рисунок Д В.1 – Структурні схеми вторинних джерел живлення:
 а) просте вторинне джерело живлення; б) схема вторинного (імпульсного) джерела живлення з безтрансформаторним входом

Основний структурний елемент вторинного джерела живлення з безтрансформаторним входом – конвертор, тобто пристрій, який перетворює постійну напругу 330 В на постійну напругу, але з іншими параметрами. В англомовній літературі конвертор як пристрій, що перетворює постійну напругу на постійну, відомий як DC-DC перетворювач. Конвертори використовують як у складі імпульсних джерел живлення, так і у вигляді самостійних пристроїв у випадках, коли величину або полярність напруги первинного джерела постійної напруги (гальванічний елемент, сонячні елементи тощо) необхідно змінити з урахуванням вимог навантаження.

В конверторі постійна напруга 330 В за допомогою інвертора перетворюється на перемінну (як правило, меандрової

форми) напругу частоти $30 \div 50$ кГц. Отримана перемінна напруга подається на трансформатор, який і забезпечує гальванічну розв'язку навантаження та електричної мережі. Вихідна напруга трансформатора за допомогою випрямляча B_2 і згладжувального фільтра Φ_2 перетворюється на напругу постійного струму. Величина вихідної напруги конвертора задається вибором коефіцієнта трансформації трансформатора. Якщо вихідна напруга випрямляча B_2 (або фільтра Φ_2) подається на інвертор, змінюючи частоту або тривалість генерованих ним коливань, то забезпечується можливість стабілізації величини вихідної напруги. Природно, що в цьому разі в структурну схему такого вторинного джерела живлення необхідно ввести ще джерело опорної напруги (на схемі не показано).

Інвертори, залежно від умов генерування коливань, поділяються на інвертори (перетворювачі) з незалежним та зовнішнім збудженням. У першому випадку коливання виникають внаслідок введення додатного оберненого зв'язку. У випадку інверторів зі зовнішнім збудженням зміна стану ключа або ключів, що перетворюють постійну напругу на перемінну, відбувається за рахунок сигналу, сформованого окремим зовнішнім генератором. Розглянемо інвертори першого типу.

За малої потужності перетворюваної напруги, як правило, використовують однокітні інвертори. Коефіцієнт корисної дії таких інверторів відносно низький, проте затрати на його практичну реалізацію достатньо малі. Вища ефективність забезпечується двокітними схемами інверторів з незалежним збудженням. За своїм принципом роботи двокітний інвертор – це двокітний підсилювальний каскад з глибоким додатним оберненим зв'язком. На рис. Д В.2 зображено схему електричну принципову двокітного інвертора, в якому додатний обернений зв'язок забезпечується за рахунок трансформатора. Трансформатор містить первинну обмотку 1.1, 1.2, до середини якої під'єднано провідник, дві обмотки оберненого зв'язку 2.1, 2.2 та вихідну вторинну обмотку 3. Обмотки оберненого зв'язку (базові обмотки) вмикаються так, щоб між вихідним і вхідним колами відповідного транзистора реалізувався додатний

обернений зв'язок. Іншими словами, базові обмотки 2.1 та 2.2 сфазовані у такий спосіб, що, наприклад, зменшення колекторного струму буде передаватися через них на базу відповідного транзистора, отже, буде підтримуватися зменшення колекторного струму.

Надійне перемикання транзисторів відбувається за умови, коли форма керуючого сигналу близька до прямокутної. Зазначена умова забезпечується в тому разі, якщо осердя трансформатора виконано з матеріалу, форма петлі гістерезису якого близька до прямокутної [7]. Такій вимозі, переважно, відповідають ферити різних марок та пермалой.

Резистори R_1 та R_2 (рис. Д В.2) задають такий режим роботи транзисторів, при якому забезпечується надійний запуск схеми. У випадку режиму АВ робоча точка розміщена на нижньому лівому кінці лінійної ділянки наскрізної характеристики транзистора. Емітерні резистори R_{e1} та R_{e2} забезпечують температурну стабілізацію положення робочої точки.

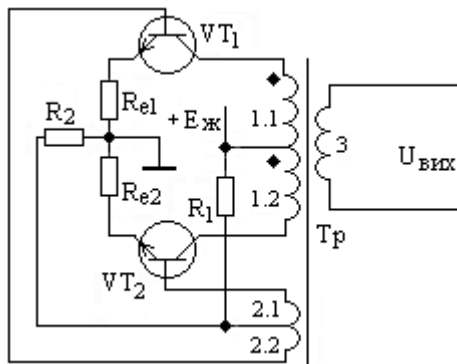


Рисунок Д В.2 – Схема електрична принципова двотактного інвертора

Домовимось, що в початковий момент часу внаслідок наявності відкриваючої напруги зміщення, сформованої подільником R_1 , R_2 , обидва транзистори починають відкриватись, наближаючись до стану, який відповідає режиму АВ. Параметри транзисторів не можуть бути абсолютно

однаковими, особливо у разі реалізації схеми інвертора на дискретних елементах. Тому в кожен момент часу різними будуть їх колекторні струми. З ростом колекторних струмів зростатиме і величина магнітного потоку (пропорційно до різниці колекторних струмів). Напрямок результуючого магнітного потоку осердя трансформатора визначатиметься колекторним струмом більшої величини. Саме цей струм сформує додатну (відкриваючу) полярність електрорушійної сили на базі транзистора з більшим колекторним струмом. Унаслідок додатного оберненого зв'язку зростання колекторного струму буде підтримуватись, а отже, колекторний струм, наприклад, транзистора VT_1 почне лавиноподібно наростати. Водночас на базі другого транзистора сформується напруга від'ємної (закриваючої) полярності, внаслідок чого цей транзистор, а саме VT_2 почне закриватись і перейде в стан відсічки. Електрорушійна сила самоіндукції протидіє швидкому зростанню колекторного струму VT_1 , тому магнітний потік осердя Φ наростатиме плавно (рис. Д В.3).

Збільшення величини колекторного струму транзистора VT_1 супроводжуватиметься зростанням струму намагнічування первинної (колекторної) обмотки. Отже, магнітний потік в осерді трансформатора зростатиме. При насиченні осердя припиняється зростання магнітного потоку (рис. Д В.3, інтервал t_1-t_2), а також зменшується індуктивний опір первинної обмотки 1.1. При цьому колекторний струм транзистора VT_1 досягне деякого стаціонарного (постійного) значення. Як наслідок, зміна величини магнітного потоку стає рівною нулеві, тобто

$$\frac{d\Phi}{dt} = 0.$$

Тому величина електрорушійної сили, індукованої в базових обмотках, також дорівнюватиме нулеві. В цей момент стан транзистора VT_1 буде визначатися напругою, заданою подільником R_1 та R_2 , і транзистор почне переходити зі стану насичення в режим AB . Унаслідок зменшення струму колектора транзистора VT_1 струм намагнічення осердя почне

зменшуватись, отже, похідна величини магнітного потоку за часом стане від'ємною

$$\frac{d\Phi}{dt} < 0.$$

Дія ланки додатного оберненого зв'язку відновиться, але вже зі зміною полярності електрорушійної сили, індукованої в базових обмотках.

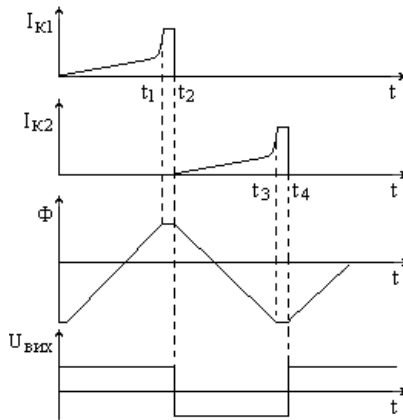


Рисунок Д В.3 – Основні осцилограми, які ілюструють роботу двотактного інвертора

Після відновлення дії додатного оберненого зв'язку реалізуються умови, які сприятимуть закриттю VT_1 та відкриттю VT_2 . Закінчиться цей лавиноподібний процес переходом VT_2 у режим насичення та переходом VT_1 у режим відсічки (момент t_2). Колекторний струм VT_2 досягне максимальної (постійної) величини в момент часу t_3 .

У режимі насичення колекторні струми обох транзисторів будуть визначатися, в основному, активною складовою опору обмоток трансформатора. Тому колекторні струми характеризуватимуться значною величиною. Для запобігання виходу з ладу транзисторів у їх емітерні кола

ввімкнено додаткові резистори R_{e1} та R_{e2} опором одиниці і навіть частки ома.

В момент t_3 колекторний струм транзистора VT_2 досягає деякої постійної величини. Електрорушійна сила базової обмотки 2.2 стає рівна нулеві, оскільки $\frac{d\Phi}{dt}$ стала рівна нулеві.

В момент t_4 транзистор VT_2 починає закриватися, що зумовлює зміну знаку похідної $\frac{d\Phi}{dt}$. При цьому відбувається зміна полярності напруг базових обмоток 2.1 та 2.2. Дія додатного оберненого зв'язку відновиться, і стани транзисторів VT_1 та VT_2 зміняться на протилежні.

При розгляді процесу виникнення автоколивальних поведінок, що транзистори схеми мають різні параметри. Ця умова не є обов'язковою для виникнення автоколивань. Автоколивання можна отримати навіть у разі ідентичності параметрів транзисторів. Головне, щоб виконувалась умова наявності додатного оберненого зв'язку. При виконанні цієї умови автоколивання виникають унаслідок флуктуації колекторних струмів або внаслідок дії тих чи інших завад на режим роботи транзисторів.

Щодо принципу роботи інвертора з незалежним збудженням, то в часових інтервалах t_1-t_2 та t_3-t_4 дія ланки додатного оберненого зв'язку, реалізованої за допомогою трансформатора, припиняється. Внаслідок цього транзистори під дією напруги, заданої резисторами R_1 та R_2 (рис. Д В.2), починають переходити з крайніх станів (наприклад транзистор VT_1 – зі стану відсічки, а транзистор VT_2 – зі стану насичення) в активну область. Саме в цей момент дія ланки оберненого зв'язку відновлюється, внаслідок чого транзистор VT_1 , минаючи активну область, переходить у стан насичення, а транзистор VT_2 – у стан відсічки. Таким чином, стани транзисторів змінюються на протилежні.

Як уже було сказано, розглянута схема інвертора (рис. Д В.2), за принципом роботи належить до схем із незалежним збудженням. Тому частота генерованих коливань

такого інвертора буде змінюватися під впливом зовнішніх дестабілізуючих факторів, зокрема і при зміні величини навантаження.

У блоках живлення з керуванням величини вихідної напруги зміною, наприклад, тривалості імпульсів (широтно-імпульсне керування) переважно використовують інвертори зі зовнішнім збудженням [11]. Залежно від величини потужності на навантаженні використовують так звані пушпульні (*push-pull*), напівмостові, мостові та однострижорні прямоходові й оберненоходові схеми інверторів (рис. Д В.4).

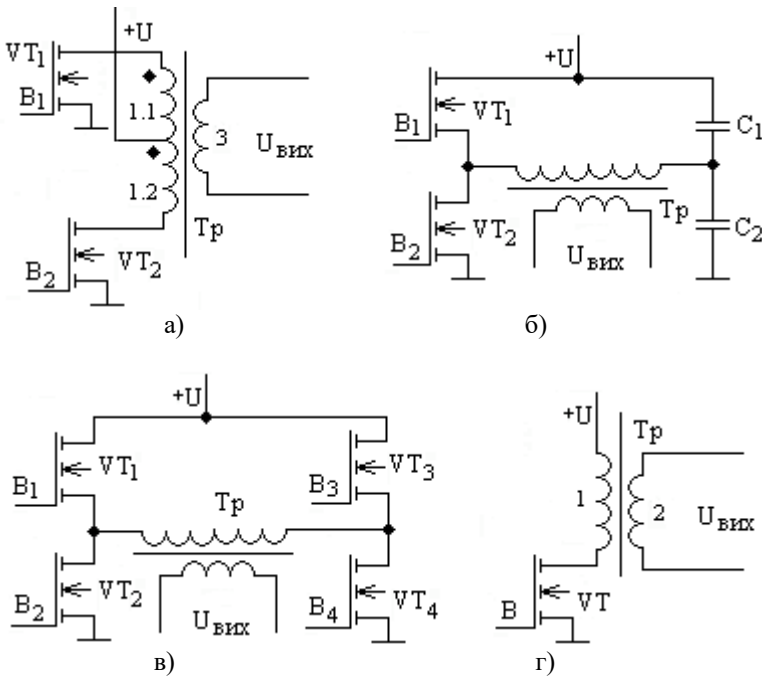


Рисунок Д В.4 – Основні схеми інверторів зі зовнішнім збудженням:
 а) на двох транзисторах (*push-pull*); б) напівмостові; в) мостові;
 г) однострижорні прямоходові та оберненоходові інвертори

Схема на рис. Д В.4, а відома як пушпульна (*push-pull*) схема. Вона використовується при потужностях на

навантаженні від сотень ват до одного кіловата. Недоліком даної схеми вважають складнішу конструкцію трансформатора. Він повинен мати первинну обмотку з виведеною середньою точкою.

Завдяки наявності конденсаторів у напівмостовій схемі (*half-bridge*) (рис. Д В.4, б) знижуються викиди напруги на стоках транзисторів. Величина потужності на навантаженні – від 100 до 500 ват. Напівмостова схема використовується в блоках освітлення та інших побутових приладах середньої потужності.

Повномостові або просто мостові схеми (*full-bridge*) інверторів (рис. Д В.4, в) використовуються при потужностях навантаження понад два кіловати. Саме мостові схеми застосовуються у зварювальних апаратах (зварювальних інверторах). Компоненти мостових інверторів характеризуються найбільшою відносною вартістю. Тому реалізація мостових схем найдорожча, але при таких величинах вихідних потужностей ці витрати цілком виправдані.

Однотранзисторні прямоходові та оберненоходові інвертори (рис. Д В.4, г) використовуються при потужностях на навантаженні не більше як 150 ват.

Величина коефіцієнта корисної дії зазначених інверторів не перевищує 75÷80 %. В найгіршому випадку, тобто при коефіцієнті корисної дії 75 % і вихідній потужності один кіловат, на елементах схеми інвертора розсіюється 250 ват електричної енергії. Тому при проектуванні інверторів необхідно враховувати не тільки електричні, а й теплові властивості елементів схеми інвертора.

Зарядний пристрій мобільного телефону

З високою достовірністю можна стверджувати, що зарядні пристрої мобільних телефонів, нарівні з самими телефонами, є один з найпоширеніших типів вторинних джерел електроживлення. Класифікувати такі вторинні джерела живлення можна за видом первинного джерела енергії. Такими джерелами енергії можуть бути механічна енергія, зокрема енергія акустичних хвиль, енергія вітру, потоку води [28] і навіть енергія крапель дощу [29]. Для отримання електричної енергії, достатньої для заряджання акумулятора мобільного телефону, використовуються пристрої, в основі роботи яких лежить перетворення температурних градієнтів (ефект Зеєбека), енергії електромагнітних хвиль Wi-Fi-роутера тощо на електричну енергію з відповідною величиною напруги та допустимим струмом. Компанія Ossi Inc пропонує пристрій Cota, який забезпечує заряджання акумуляторів на відстані до 30 метрів [28].

В останні роки широко популярними стали так звані зовнішні акумулятори (в англійській літературі вони відомі як Power Bank). По суті, це ще одне джерело електричної енергії у вигляді акумулятора або гальванічного елемента, енергія яких використовується для заряджання акумулятора мобільного телефону. Наприклад, зовнішній акумулятор Xiaomi Mi Power Bank 3 Pro 20000 mAh (PLM07ZM) характеризується ємністю 20000 mAh. Він забезпечує такі вихідні струми: USB Type C – 1,5 A; USB A – 2,4 / 2 / 1,5 A [30].

Більшість зарядних пристроїв мобільних телефонів – це класичні вторинні джерела живлення, які «трансформують» перемінну напругу електричної мережі на постійну напругу, як правило величиною 5 В. Зарядні пристрої різних виробників переважно реалізуються за подібними схемами. В основі роботи таких вторинних джерел – блокінг-генератори [31]. Випрямлена напруга вторинної обмотки трансформатора блокінг-генератора використовується для заряджання акумулятора телефону. Відмінності в самих схемах можуть бути, наприклад, у

випрямлячах. У дорожчих зарядних пристроях на вході і виході використано випрямляючі мости. Дешевші зарядні пристрої забезпечують випрямлення мережевої напруги та вихідної напруги блокінг-генератора звичайними випрямлячами, реалізованими з використанням лише одного випрямляючого діода на вході і виході. Різниця також може полягати в способі задавання режиму роботи транзистора блокінг-генератора, в пристроях індикації тощо.

На рис. Д Г.1 зображений один з варіантів електричної принципової схеми мережевого зарядного пристрою стільникового телефону. Мережева напруга випрямляється однопівперіодним випрямлячем (діод VD_1). Випрямлена мережева напруга подається на згладжувальний фільтр, реалізований за допомогою конденсатора C_1 .

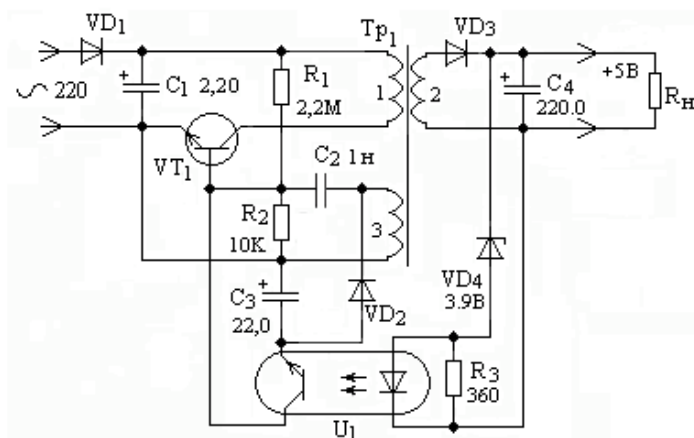


Рисунок Д Г.1 – Схема електрична принципова «китайського» мережевого зарядного пристрою стільникового телефону

З виходу фільтра напруга подається на колектор ключового транзистора VT_1 . Колекторним навантаженням цього транзистора слугує первинна обмотка трансформатора Tr_1 . Режим роботи (як правило, це режим AB), тобто постійна напруга на база-емітерному переході транзистора задається

резисторами R_1 та R_2 . Генерування електричних коливань відбувається завдяки додатному оберненому зв'язку, реалізованому за допомогою обмотки 3 трансформатора Tr_1 . Процес виникнення коливань у генераторі з трансформаторним додатним оберненим зв'язком розглянуто в Додатку В, тому не будемо зупинятись на цьому питанні. Обмотка 2 цього ж трансформатора знижувальна, і з неї знімається вихідна напруга блокінг-генератора.

Загалом схема виконана на основі високовольтного блокінг-генератора, тривалість генерованих імпульсів якого змінюється під впливом сигналу оберненого зв'язку. В даному випадку йдеться про від'ємний обернений зв'язок. Введення такого оберненого зв'язку забезпечує стабілізацію величини вихідної напруги зарядного пристрою. Обернений зв'язок реалізовано за допомогою оптопари, світлодіод якої змінює яскравість свічення під впливом випрямленої діодом VD_3 та згладженої конденсатором C_4 вихідної напруги блокінг-генератора. Використання оптопари – важливий фактор у забезпеченні гальванічної розв'язки низьковольтного вихідного кола і високовольтного вхідного. За рахунок дії сигналу з оптопари знижується напруга на база-емітерному переході ключового транзистора. Так відбувається регулювання часового інтервалу, впродовж якого транзистор VT_1 перебуває в стані насичення, тобто в стані, коли він повністю відкритий.

Величина вихідної стабілізованої напруги зарядного пристрою задається напругою стабілізації стабілітрона VD_4 . На величину вихідної стабілізованої напруги впливає і спад напруги на паралельно ввімкнених світлодіоді та баластному резисторі R_3 . Отже, величина вихідної напруги зарядного пристрою виражається формулою

$$U_{\text{вих}} = U_{VD4} + U_{R3}.$$

В початковий момент мережева напруга на конденсаторі C_4 менша від номінальної. При цьому напруга на стабілітроні VD_4 менша від його напруги стабілізації. Струм стабілітрона малий, тому спад напруги на світлодіоді та баластному

резисторі R_3 також малий. Оптоелектронна ланка U_1 від'ємного оберненого зв'язку при цьому не діє.

Розглянемо іншу граничну ситуацію, коли, з тих чи інших причин, величина вихідної напруги стала більшою за номінальну вихідну напругу, тобто 5 В. Під дією світлового потоку світлодіода фототранзистор оптопари U_1 відкриється, і від'ємна напруга конденсатора C_3 призведе до закривання ключового транзистора VT_1 . Від'ємна напруга на конденсаторі C_3 формується за рахунок напруги обмотки 3 оберненого зв'язку трансформатора Tr_1 , випрямленої діодом VD_2 . Отже, одна і та ж обмотка 3 трансформатора Tr_1 забезпечує можливість реалізації додатного (генерування) та від'ємного (стабілізація величини вихідної напруги) обернених зв'язків. Перемінна напруга додатного оберненого зв'язку подається з обмотки 3 на базисно-емітерний перехід ключового транзистора VT_1 через розділювальний конденсатор C_2 . Бажано, щоб ємність цього конденсатора була не менш як одна нанофарада. Постійна закриваюча напруга від'ємного оберненого зв'язку, сформована на конденсаторі C_3 , подається на вхід цього ж ключового транзистора через відкритий фототранзистор оптопари U_1 .

Незважаючи на відносну простоту схеми, зарядний пристрій характеризується прийнятною стабільністю та надійністю роботи. В принципі, його порівняно легко можна переробити на іншу вихідну напругу. Для цього необхідно підібрати відповідний стабілітрон. Якщо величина вихідної напруги повинна бути понад $10 \div 16$ В, то, ймовірно, доведеться збільшити кількість витків вторинної обмотки 2. Звичайно, краще (проте дорожче) використати мостові схеми випрямлення на вході і виході такого вторинного джерела електричної енергії.

Література

1. Радіотехніка: навчальний посібник / за ред. Ю. Л. Мазора, Е. А. Мачуського, В. І. Правди. К.: Вища школа, 1999. – 838 с.
2. В. А. Прянишников. Електроника: курс лекцій. С-Пб.: Корона-принт, 1998. – 400 с.
3. А. И. Иванов-Цыганов. Электропреобразовательные устройства РЭС: учебник для вузов, 4-е изд. перераб. и допол. М.: Высш. Школа, 1991. – 272с.
4. Завадской В. А. Компьютерная электроника. Київ: ТООБЕК, 1996. – 368 с.
5. Опаций Ю. Ф., Глудкин О. П., Гуров А. И. Аналоговая и цифровая электроника: учебн. для вузов. / под ред. О. П. Глудкина. М.: Горячая линия – Телеком, 2003.– 768 с.
6. Схемотехніка електронних систем. У 3-х кн. Кн 1. Аналогова схемотехніка та імпульсні пристрої: підручник / В. І. Бойко, А. М. Гуржій, В. Я. Жуйков та ін. 2-ге вид., допов. і переробл. – Київ: Вища школа, 2004. – 366 с.
7. Артамонов Б. И., Бокуняев А. А. Источники питания радиоустройств. М.: Энергоиздат, 1982. – 296 с.
10. Березин О. К., Костиков В. Г., Шахнов В. А. Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры. М.: Три Л, 2000.– 400 с.
11. Марти Браун. Источники питания. Расчет и конструирование. Київ: МК-Прес, 2005. – 288с.
12. Електрохімічна енергетика. Герметичні лужні акумулятори: улаштування, виробництво, розрахунки: навч. посіб. / Нефедов В. Г., Поліщук Ю. В. ДВНЗ «Укр. держ. хім.-технол. ун-т». Дніпро: ДВНЗ УДХТУ, 2017. – 177 с.
13. Електрохімічна енергетика: свинцеві акумулятори: улаштування, виробництво, розрахунки: навч. посібник для студ. вищих навч. закладів / В. Г. Нефедов, Ю. В. Поліщук; Міністерство освіти і науки України, ДВНЗ «Український державний хіміко-технологічний університет». Дніпро: ДВНЗ УДХТУ, 2016. – 292 с.
14. Основи будови та експлуатації акумуляторних батарей: навч. посіб. / М. Б. Шелест, П. І. Гайда; М-во освіти і науки України, Сум. держ. ун-т. – Суми: Сум. держ. ун-т, 2014. – 210 с.

15. Системи електроспоживання та електропостачання промислових підприємств: підруч. для ВНЗ III–IV р. а. / В. Є. Шестеренко. Вінниця: Нова Книга, 2004. – 656 с.
16. Основи технічної електроніки: У 2-х кн. Кн.2: Схемотехніка: підручник / В. І. Бойко, А. М. Гуржій, В. Я. Жуйков та ін. К.: Вища школа, 2008. – 510 с.
17. Crompton T. R. Battery Reference Book. – 3rd ed. – Newnes, 2000. – 800 p.
18. AKUMULIATORY.COM . [Електронний ресурс]. Режим доступу: <https://akumulatory.com/kislotni-ta-luzhni-akumulyatori/>.
19. С. Гаевский. Чипсети SX127x с радиоканалом LoRa: архитектура, управление и применение в системах связи//СНІР NEWS Україна. Інженерна мікроелектроніка, 2017. №3. – С. 57-61
20. RP2-1.0.2 LoRaWAN Regional Parameters [Електронний ресурс]. Режим доступу: https://lora-alliance.org/resource_hub/rp2-102-lorawan-regional-parameters/
21. Що таке трансформатор (перетворювач) напруги і як його підключити? [Електронний ресурс]. Режим доступу: <https://rem.in.ua/shho-take-transformator-peretvoryuvach-naprugi-i-yak-jogo-pidklyuchiti/>.
22. Трифазні трансформатори. [Електронний ресурс]. Режим доступу: <https://fizmat.7mile.net/toe/10-03-trifazni-transformatori.htm>.
23. Фототиристри і фотосимістри. [Електронний ресурс]. Режим доступу: <https://studfile.net/preview/5648369/page:4/>
24. Якість електричної енергії. [Електронний ресурс]. Режим доступу: <https://www.nerc.gov.ua/?id=19529> .
25. Електробезпека. [Електронний ресурс]. Режим доступу: <https://срo.stu.cn.ua/Oksana/praktikum/100.html>.
26. Напруга в електричній мережі у різних країнах. [Електронний ресурс]. Режим доступу: <https://uk.wikipedia.org/wiki/>.
27. Електроперетворюючі пристрої: навч. посібник / Браїловський В. В., Ластівка Г. І., Шпатар П. М. Чернівці: Рута, 2005. – 70 с.

28. Зарядні пристрої. [Електронний ресурс]. Режим доступу: <https://www.depo.ua/ukr/life/top-20-nezvichaynih-zaryadnih-pristroyiv-dlya-vashogo-mobilnogo-13122016220000>.
29. П'єзоелектричний перетворювач кінетичної енергії крапель дощу. Браїловський В. В., Пислар І. В., Рождественська М.Г. Патент. МПК Н02N 2/18 (2006/01), Н01L 41/113 (2006/01). Опубл. 25.01.2016, Бюл. №2.
30. Зовнішні акумулятори (Power Bank). [Електронний ресурс]. Режим доступу: <https://hotline.ua/mobile/universalnye-batarei/>
31. «Китайський» зарядний пристрій. [Електронний ресурс]. Режим доступу: <https://radiostorage.net/4417-kak-peredelat-zaryadnoe-ot-sotovogo-telefona-na-drugoe-napryazhenie.html>
32. Новодністровська ГАЕС. [Електронний ресурс]. Режим доступу: <https://molbuk.ua/news/234002-shmygal-zapuskaiechetvertyi-gidroagregat-dnistrovskoi-gaes-na-bukovyni-nazhyvo.html>
33. Величина питомого опору алюмінію. [Електронний ресурс]. Режим доступу: <https://www.asutpp.ru/uk/pytomyy-opir.html>
34. Основи електрохімії: навч. посіб. / Кислова О.В., Макєєва І.С. К.: КНУТД, 2017.- 128 с.
35. Технічна електрохімія 2: Хімічні джерела струму: підруч. для студ. спеціальності 161 «Хімічні технології та інженерія», спеціалізації «Електрохімічні технології неорганічних та органічних матеріалів» / М. В. Бик, С. В. Фроленкова, О. І. Букет, Г. С. Васильєв; КПП ім. Ігоря Сікорського. Київ: КПП ім. Ігоря Сікорського, 2018. – 321 с.
36. Основи будови та експлуатації акумуляторних батарей: навч. посібник / М. Б. Шелест, П. І. Гайда. Суми: Сумський державний університет, 2014. – 210 с.

Зміст

Вступ.....	3
1. Джерела електроживлення	12
1.1. Загальні відомості	12
Контрольні запитання та завдання	19
2. Випрямлячі.....	23
2.1. Однофазні та двофазні випрямлячі мережевої напруги	23
2.2. Випрямлячі із множенням випрямленої напруги.....	39
2.3. Регулювання випрямленої напруги	45
2.4. Практична реалізація випрямлячів	55
Контрольні запитання та завдання	58
3. Згладжувальні фільтри.....	67
3.1. LC-фільтри.....	67
3.2. Резонансні та транзисторні фільтри.	79
3.3. Багатокаскадні згладжувальні фільтри	86
Контрольні запитання та завдання	88
4. Стабілізатори напруги (струму).....	93
4.1. Параметричні стабілізатори постійної напруги	95
Контрольні запитання та завдання	118
4.2. Компенсаційні стабілізатори	121
4.3. Захист стабілізатора від струмового перевантаження	129
Контрольні запитання та завдання	132
4.4. Імпульсні стабілізатори	135
4.5. Стабілізатор постійної напруги з регулюванням у колі перемінного струму.....	146
4.6. Стабілізатори перемінної напруги.....	151
Контрольні запитання та завдання	159
5. Первинні джерела електричної енергії.....	161
5.1. Гальванічні елементи.....	161
5.2. Акумулятори лужні та кислотні	166
5.3. Заряджання свинцево-кислотного акумулятора.....	169
5.4. Основні характеристики свинцево-кислотного акумулятора	169
Контрольні запитання та завдання	173
6. Компоненти та вузли джерел електроживлення	175
6.1. Транзистори в джерелах живлення.....	175

Контрольні запитання та завдання	187
6.2. Діоди. Діодні мости. Тиристори	189
Контрольні запитання та завдання	204
6.3. Трансформатори струму, напруги. Дроселі.....	206
Контрольні запитання та завдання	236
Додатки.....	239
Додаток А. Метод перетину характеристик	240
Додаток Б. Динамічний опір та методики його визначення.....	243
Додаток В. Джерело живлення з безтрансформаторним входом.....	246
Додаток Г. Зарядний пристрій мобільного телефону	255
Література	259

Навчальне видання
ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ

Навчальний посібник

Автори:

Брайловський Володимир Васильович – кандидат фізико-математичних наук, доцент кафедри радіотехніки та інформаційної безпеки Чернівецького національного університету ім. Ю.Федьковича;

Савельєв Володимир Євгенович – начальник відділу Управління Державної служби спеціального зв'язку та захисту інформації України у Чернівецькій області;

Рождественська Маргарита Григорівна – кандидат фізико-математичних наук, доцент кафедри радіотехніки та інформаційної безпеки Чернівецького національного університету ім. Ю.Федьковича.

Відповідальний за випуск – **П.М. Шпатар**

Літературний редактор – **О.В. Лукул**
Технічний редактор та дизайнер обкладинки – **А.В. Цвіра**

Підписано до друку 25.07.2022. Формат 60x84/16.
Папір офсетний. Друк різнографічний. Умов.-друк. арк. 14,4.
Обл.-вид. арк. 15,5. Тираж 50. Зам. Н-081.
Видавництво та друкарня Чернівецького національного університету.
58012, Чернівці, вул. Коцюбинського, 2.
e-mail: ruta@chnu.edu.ua

Свідоцтво суб'єкта видавничої справи ДК № 891 від 08.04.2002.