

Серія «Вища освіта в Україні»

Ю. П. Колонтаєвський, А. Г. Сосков

ПРОМИСЛОВА ЕЛЕКТРОНІКА ТА МІКРОСХЕМОТЕХНІКА: теорія і практикум

За редакцією
доктора технічних наук, професора
А. Г. Соскова

Друге видання, виправлене

*Рекомендовано Міністерством освіти і науки України
як навчальний посібник для студентів вищих навчальних закладів,
які навчаються за напрямками
«Електромеханіка» та «Електротехніка»*

Київ «Каравела» 2004

УДК 621.38(075.8)
ББК 31.2
К 45

*Рекомендовано Міністерством освіти і науки України
як навчальний посібник для студентів вищих навчальних закладів,
які навчаються за напрямками
«Електромеханіка» та «Електротехніка»
(лист № 14/18.2-1266 від 14.06.2002)*

Рецензенти:

Клименко Борис Володимирович,
доктор технічних наук, професор, завідувач кафедри електричних апаратів
Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут».

Ягуп Валерій Григорович,
доктор технічних наук, професор кафедри автоматичної та радіоелектроніки
Української інженерно-педагогічної академії.

К 45 Колонтаєвський Ю. П., Сосков А. Г.

**Промислова електроніка та мікросхемотехніка: теорія і практикум: Навч.
посіб. / За ред. А. Г. Соскова. 2-е вид. – К.: Каравела, 2004. – 432 с.**

ISBN 966-8019-02-4

Розглянуто принципи дії, характеристики, параметри та області застосування електронних напівпровідникових приладів; побудову та роботу пристроїв інформаційної електроніки: підсилювачів напруги змінного та постійного струмів, імпульсних і цифрових пристроїв, виконаних на основі дискретних елементів та інтегральних мікросхем; пристроїв енергетичної електроніки: вентильних ведених мережею та автономних перетворювачів; наведено методику розрахунку основних вузлів електронних пристроїв.

Теоретичні положення підкріплено прикладами виконання практичних завдань. Для забезпечення можливості формування завдань для курсових та контрольних робіт посібник містить сто варіантів восьми розрахунково-графічних робіт.

Для студентів, які навчаються за напрямками «Електромеханіка» та «Електротехніка». Може бути корисним неспеціалістам у галузі електроніки для самоосвіти.

**УДК 621.38(075.8)
ББК 31.2**

ISBN 966-8019-02-4

© Колонтаєвський Ю. П., Сосков А. Г., 2004
© Видавництво «Каравела», 2004

Зміст

| | |
|--|----|
| ВСТУП | 9 |
| Розділ 1. ФІЗИЧНІ ОСНОВИ РОБОТИ | |
| НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ПРИЛАДІВ | 16 |
| 1.1. Напівпровідники. Загальні відомості | 16 |
| 1.2. Фізичні основи роботи електронно-діркового переходу (p-n переходу) | 19 |
| <i>Контрольні запитання до першого розділу</i> | 14 |
| Розділ 2. НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПРИЛАДИ | |
| ТА ЇХ СТИСЛА ХАРАКТЕРИСТИКА | 23 |
| 2.1. Класифікація напівпровідникових приладів | 23 |
| 2.2. Напівпровідникові резистори | 23 |
| 2.3. Напівпровідникові діоди | 25 |
| 2.4. Біполярні транзистори | 28 |
| 2.4.1. Побудова та принцип дії транзистора | 28 |
| 2.4.2. Основні схеми вмикання і статичні характеристики біполярного транзистора | 32 |
| 2.4.3. Біполярний транзистор як активний чотириполюсник (h-параметри) | 37 |
| 2.4.4. Основні режими роботи біполярного транзистора | 39 |
| 2.4.5. Складені транзистори | 42 |
| 2.4.6. Одноперехідний транзистор | 43 |
| 2.5. Уніполярні (польові) транзистори | 44 |
| 2.5.1. Загальні відомості | 44 |
| 2.5.2. Польові транзистори з керуючим p-n переходом | 45 |
| 2.5.3. СІТ-транзистори | 48 |
| 2.5.4. Польові транзистори з ізольованим затвором (МДН-транзистори) ... | 49 |
| 2.5.5. Біполярні транзистори з ізольованим затвором (БТІЗ) | 50 |
| 2.6. Перемикаючі напівпровідникові прилади (тиристори) | 52 |
| 2.6.1. Диністори | 52 |
| 2.6.2. Триністор (керований діод) | 55 |
| 2.6.3. Спеціальні типи тиристорів (симістор, фототиристор, двоопераційний тиристор, оптронний тиристор) | 58 |
| 2.6.4. Електростатичні тиристори | 60 |
| 2.6.5. Запірний тиристор з МОН-керуванням | 60 |
| 2.7. Інтегральні мікросхеми | 61 |
| 2.7.1. Загальні відомості | 61 |

| | |
|---|------------|
| 2.7.2. Гібридні ІМС | 62 |
| 2.7.3. Напівпровідникові ІМС | 64 |
| 2.7.4. Призначення і параметри ІМС | 64 |
| <i>Контрольні запитання до другого розділу</i> | <i>14</i> |
| Розділ 3. ПІДСИЛЮВАЧІ ЕЛЕКТРИЧНИХ СИГНАЛІВ. | |
| ПІДСИЛЮВАЧІ НАПРУГИ ЗМІННОГО СТРУМУ | 67 |
| 3.1. Загальні відомості про підсилювачі та їх класифікація | 67 |
| 3.2. Основні параметри і характеристики підсилювачів | 69 |
| 3.3. Принципи побудови підсилювачів | 71 |
| 3.4. Основні режими (класи) роботи підсилювачів | 73 |
| 3.5. Кола зміщення підсилюючих каскадів | 74 |
| 3.6. Температурна стабілізація підсилювачів | 76 |
| 3.7. Каскади попереднього підсилення | 78 |
| 3.7.1. Каскад попереднього підсилення на біполярному транзисторі з СЕ | 78 |
| 3.7.2. Підсилюючий каскад з СК (емітерний повторювач) | 84 |
| 3.7.3. Підсилюючий каскад з СБ | 86 |
| 3.8. Каскади попереднього підсилення на польових транзисторах | 87 |
| 3.8.1. Підсилюючий каскад з СВ | 88 |
| 3.8.2. Підсилюючий каскад з СС | 90 |
| 3.8.3. Зворотні зв'язки у підсилювачах | 92 |
| 3.9. Багатокаскадні підсилювачі | 96 |
| 3.9.1. Багатокаскадні підсилювачі з резистивно-ємнісними міжкаскадними зв'язками | 96 |
| 3.9.2. Багатокаскадні підсилювачі з трансформаторними зв'язками | 100 |
| 3.9.3. Безтрансформаторні вихідні каскади підсилення | 103 |
| 3.9.4. Вибіркові підсилювачі | 105 |
| <i>Контрольні запитання до третього розділу</i> | <i>14</i> |
| Розділ 4. ПІДСИЛЮВАЧІ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ | 108 |
| 4.1. Загальні відомості | 108 |
| 4.2. Підсилювач прямого підсилення | 109 |
| 4.3. Балансні ППС | 111 |
| 4.4. Диференційний ППС | 113 |
| 4.5. Підсилювачі з подвійним перетворенням | 114 |
| 4.6. Операційні підсилювачі | 114 |
| 4.6.1. Загальні відомості | 114 |
| 4.6.2. Інвертуючий підсилювач | 121 |
| 4.6.3. Неінвертуючий підсилювач | 123 |

| | |
|---|-----|
| 4.6.4. Перетворювач струму у напругу | 124 |
| 4.6.5. Інвертуючий суматор | 124 |
| 4.6.6. Неінвертуючий суматор | 125 |
| 4.6.7. Інтегруючий підсилювач (інтегратор) | 126 |
| 4.6.8. Диференціюючий підсилювач (диференціатор) | 126 |
| 4.6.9. Компаратори (схеми порівняння) | 127 |
| 4.6.10. Підсилювач змінного струму на ОП з однополярним живленням | 128 |
| 4.6.11. Збільшення потужності вихідного сигналу ОП | 129 |
| 4.6.12. Прецизійний випрямляч | 129 |
| <i>Контрольні запитання до четвертого розділу</i> | 14 |
| Розділ 5. ІМПУЛЬСНІ ПРИСТРОЇ | 132 |
| 5.1. Загальні відомості про імпульсні пристрої. Параметри імпульсів | 132 |
| 5.2. Електронні ключі та найпростіші схеми формування імпульсів | 135 |
| 5.3. Мультивібратори | 138 |
| 5.3.1. Загальні відомості | 138 |
| 5.3.2. Мультивібратор з колекторно-базовими зв'язками у автоколивальному режимі | 139 |
| 5.3.3. Мультивібратор на ОП | 144 |
| 5.3.4. Одновібратор з колекторно-базовими зв'язками (чекаючий мультивібратор) | 145 |
| 5.3.5. Одновібратор на ОП | 147 |
| 5.4. Блокінг-генератори | 149 |
| <i>Контрольні запитання до п'ятого розділу</i> | 14 |
| Розділ 6. ЛОГІЧНІ ЕЛЕМЕНТИ | 155 |
| 6.1. Загальні відомості | 155 |
| 6.2. Реалізація простих логічних функцій. Логічні елементи | 156 |
| <i>Контрольні запитання до шостого розділу</i> | 14 |
| Розділ 7. ТРИГЕРИ | 162 |
| 7.1. Загальні відомості про тригери та їх призначення | 162 |
| 7.2. Тригер на біполярних транзисторах (симетричний тригер з лічильним запуском) | 162 |
| 7.3. Тригери на логічних елементах | 165 |
| 7.3.1. RS-тригер | 167 |
| 7.3.2. Тригер D-типу (D-тригер) | 168 |
| 7.3.3. Тригер T-типу (T-тригер) | 169 |
| 7.3.4. JK-тригер | 170 |
| <i>Контрольні запитання до сьомого розділу</i> | 14 |

| | |
|--|-----|
| Розділ 8. ЦИФРОВІ МІКРОЕЛЕКТРОННІ ПРИСТРОЇ | 172 |
| 8.1. Поняття про цифрові мікроелектронні пристрої | 172 |
| 8.2. Реалізація складних логічних функцій | 172 |
| 8.3. Дешифратори | 176 |
| 8.4. Мультиплексори | 177 |
| 8.5. Лічильники імпульсів | 178 |
| 8.6. Регістри | 182 |
| 8.7. Цифро-аналогові (ЦАП) і аналого-цифрові (АЦП) перетворювачі | 183 |
| 8.8. Мультивібратори та одновібратори на логічних елементах і тригерах | 184 |
| 8.9. ІМС таймера К1006ВИ1 (555) | 187 |
| 8.10. Мікропроцесорні пристрої | 189 |
| 8.10.1. Загальні положення. Дещо з історії процесорів | 189 |
| 8.10.2. Особливості роботи і використання мікропроцесорів | 193 |
| 8.10.3. Задання і виконання програм мікропроцесорного пристрою ... | 196 |
| 8.10.4. Програмовані логічні контролери | 201 |
| <i>Контрольні запитання до восьмого розділу</i> | 14 |
| Розділ 9. ПЕРЕТВОРЮВАЛЬНІ ПРИСТРОЇ. ВИПРЯМЛЯЧІ | 206 |
| 9.1. Загальні відомості та класифікація | 206 |
| 9.2. Експлуатаційні характеристики випрямлячів | 208 |
| 9.3. Робота однофазного двопівперіодного випрямляча з нульовим виводом на активне навантаження | 211 |
| 9.4. Робота однофазного мостового випрямляча на активне навантаження | 215 |
| 9.5. Трифазні випрямлячі | 217 |
| 9.5.1. Схема Міткевича | 217 |
| 9.5.2. Схема Ларіонова | 220 |
| 9.6. Згладжуючі фільтри | 223 |
| 9.6.1. Основні поняття про фільтри | 223 |
| 9.6.2. Робота однофазних двопівперіодних випрямлячів на активно-ємнісне навантаження | 225 |
| 9.6.3. Робота однофазних двопівперіодних випрямлячів на активно-індуктивне навантаження | 228 |
| 9.6.4. Деякі особливості роботи фільтрів | 232 |
| 9.7. Зовнішні характеристики випрямлячів | 234 |
| 9.8. Стабілізатори напруги | 235 |
| 9.8.1. Параметричні стабілізатори | 235 |
| 9.8.2. Компенсаційні стабілізатори | 238 |

| | |
|---|-----|
| 9.9. Стабілізатори струму | 241 |
| 9.10. Керовані випрямлячі | 244 |
| 9.10.1. Методи регулювання напруги постійного струму | 244 |
| 9.10.2. Однофазний двоівперіодний керований випрямляч з нульовим виводом | 248 |
| 9.11. Системи імпульсно-фазового керування (СІФК) | 250 |
| 9.11.1. Загальні положення | 250 |
| 9.11.2. СІФК з горизонтальним керуванням | 251 |
| 9.11.3. СІФК з вертикальним керуванням | 253 |
| 9.12. Побудова типових вузлів СІФК з вертикальним керуванням | 256 |
| 9.12.1. Генератор лінійно змінюваної напруги (ГЛН) | 256 |
| 9.12.2. Вузол порівняння (ВП) | 258 |
| 9.12.3. Імпульсний підсилювач потужності | 259 |
| 9.12.4. Приклади реалізації СІФК | 261 |
| 9.13. СІФК з цифровим керуванням | 264 |
| <i>Контрольні запитання до дев'ятого розділу</i> | 14 |
| Розділ 10. ПЕРЕТВОРЮВАЛЬНІ ПРИСТРОЇ. РЕГУЛЯТОРИ (ПЕРЕРИВАЧІ) ЗМІННОГО СТРУМУ | 270 |
| 10.1. Загальні відомості і класифікація | 270 |
| 10.2. Однофазні регулятори змінного струму | 272 |
| 10.3. Трифазні регулятори змінного струму | 279 |
| 10.4. Схеми запуску керованих напівпровідникових приладів у регуляторах напруги | 285 |
| <i>Контрольні запитання до десятого розділу</i> | 14 |
| Розділ 11. ПЕРЕТВОРЮВАЛЬНІ ПРИСТРОЇ. ІНВЕРТОРИ | 300 |
| 11.1. Автономні інвертори | 300 |
| 11.1.1. Призначення та класифікація | 300 |
| 11.1.2. Однофазний інвертор струму | 302 |
| 11.1.3. Півмостовий однофазний інвертор напруги | 304 |
| 11.1.4. Інвертори напруги на повністю керованих напівпровідникових приладах | 307 |
| 11.1.5. Випрямлячі з багатократним перетворенням | 313 |
| 11.2. Інвертори, ведені мережею | 314 |
| 11.3. Вплив перетворювальних пристроїв на мережу | 316 |
| 11.4. Приклади застосування інверторів із використанням мікроелектронних пристроїв | 319 |
| <i>Контрольні запитання до одинадцятого розділу</i> | 14 |

| | |
|--|-----|
| Розділ 12. ПРАКТИКУМ | 324 |
| 12.1. Загальні відомості | 324 |
| 12.2. Попередній (ескізний) розрахунок підсилювача низької частоти | 325 |
| 12.3. Остаточний розрахунок каскаду попереднього підсилення ПНЧ, виконаного за схемою з СЕ | 334 |
| 12.4. Розрахунок та аналіз роботи підсилюючих каскадів на операційних підсилювачах (ОП) | 350 |
| 12.5. Побудова та аналіз роботи комбінаційних логічних пристроїв | 357 |
| 12.6. Розрахунок імпульсних пристроїв та побудова лічильників імпульсів | 362 |
| 12.7. Розрахунок однофазного випрямляча малої потужності | 371 |
| 12.8. Застосування інтегральних стабілізаторів напруги | 386 |
| 12.9. Розрахунок однофазного регулятора змінної напруги | 395 |
| Додаток А. Зміст пояснювальної записки до розрахунку електронного пристрою | 404 |
| ПІСЛЯМОВА | 406 |
| РЕКОМЕНДОВАНА ЛІТЕРАТУРА | 408 |
| ПРИЙНЯТІ СКОРОЧЕННЯ | 410 |
| ОСНОВНІ ЛІТЕРНІ ПОЗНАЧЕННЯ | 412 |
| ПРЕДМЕТНИЙ ПОКАЖЧИК | 422 |

ВСТУП

Електроніка – це галузь науки і техніки, що вивчає:

- фізичні явища, пов'язані зі зміною концентрації і переміщенням заряджених часток у вакуумі, газі та твердих кристалічних тілах;
- електричні характеристики та параметри електронновакуумних, іонних та напівпровідникових приладів;
- властивості пристроїв і систем, у яких застосовуються електронно-вакуумні, іонні та напівпровідникові прилади.

Перший із цих напрямків складає основу фізичної електроніки, другий і третій – технічної електроніки.

У свою чергу, технічна електроніка має чотири головних напрямки: радіоелектроніка, промислова електроніка, ядерна та біологічна електроніка.

- Радіоелектроніка пов'язана з радіотехнікою, бо є основою радіозв'язку, телебачення, радіолокації, радіоуправління, радіонавігації, радіоастрономії.

- **Промислова електроніка** пов'язана із застосуванням електронних пристроїв у різних галузях промисловості і обслуговує ці галузі пристроями контролю, керування, вимірювання, перетворення електричної енергії, а також технологічним обладнанням.

- Ядерна електроніка пов'язана з процесами отримання, вивчення та використання елементарних часток.

- Біологічна електроніка охоплює використання електронних пристроїв у біологічних дослідженнях, особливо в медицині (медична електроніка).

Специфіка окремих галузей технічної електроніки полягає у особливостях використання електронних пристроїв, їх схем та технічних характеристик. Так, наприклад, схеми й характеристики випрямлячів у потужних енергетичних установках відрізняються від схем та характеристик випрямлячів радіотехнічних пристроїв.

Слід зазначити, що в наш час прогрес майже в усіх галузях науки і техніки багато у чому зумовлений успіхами електроніки. Тому знання основ технічної електроніки необхідні інженеріві будь-якої спеціальності.

Особливо важливо уявляти можливості сучасної електроніки для вирішення наукових та технічних задач у тій чи іншій галузі. Багато задач керування, вимірювання, інтенсифікації технологічних процесів, що виникають у різних галузях техніки, можуть бути успішно розв'язані спеціалістами, знайомими з основами електроніки.

Промислова електроніка, якою ми будемо займатися надалі, має три складові: інформаційна електроніка, енергетична електроніка, електронна технологія.

- **Інформаційна електроніка** складає основу електронно-обчислювальної та інформаційно-вимірювальної техніки, а також пристроїв автоматики. До неї належать електронні пристрої одержання, опрацювання та зберігання інформації, пристрої керування різними об'єктами та технологічними установками.

- **Енергетична електроніка** пов'язана з питаннями перетворення електричної енергії та пристроями і системами перетворення електричної енергії середньої і великої потужності. Сюди належать перетворювачі змінного струму в постійний (випрямлячі), постійного струму в змінний (інвертори), перетворювачі частоти, регулятори і т. п.

- Електронна технологія забезпечує використання електронних пристроїв у технологічних цілях. Це, наприклад, застосування високочастотного генератора для сушіння деревини, нагріву, плавлення та зварювання металів, приготування їжі (НВЧ-піч) тощо.

Розвиток сучасної промислової електроніки нерозривно пов'язаний із досягненнями **мікроелектроніки**, яка, в свою чергу, базується на інтегральній технології. Остання дозволила отримувати вузли електронних пристроїв, перш за все інформаційної електроніки, в мікровиконанні – у вигляді інтегральних мікросхем.

Питаннями побудови електронних пристроїв на інтегральних мікросхемах займається **мікросхемотехніка**.

Промислова електроніка тісно пов'язана з електротехнічними дисциплінами, які Ви вивчаєте у вузі. Вона базується на курсах вищої математики, фізики, теоретичних основ електротехніки, електричних вимірювань.

Даний навчальний посібник створено на основі досвіду викладання авторами дисциплін «Електроніка і мікросхемотехніка» та «Промислова електроніка» на кафедрі електротехніки Харківської національної

академії міського господарства для студентів, які навчаються за напрямками «Електромеханіка» та «Електротехніка».

Ці дисципліни, в свою чергу, є базисом для вивчення основ обчислювальної техніки, автоматики, перетворювальної техніки, автоматизованого електроприводу та інших спеціальних дисциплін.

Мета викладання – знайомство з фізичними основами, будовою та параметрами напівпровідникових приладів, набуття навиків побудови й аналізу електронних пристроїв та систем, їх застосування при вирішенні виробничих завдань.

Наслідком навчання повинно бути вміння грамотно формулювати технічні завдання на розробку електронних пристроїв для вирішення конкретних задач та забезпечувати заявки на сучасне електронне устаткування; вміння експлуатувати технологічне електронне устаткування; проектувати найпростіші електронні пристрої.

Якщо подивитись на історію розвитку електроніки, то, насамперед зазначимо, що успіхи, досягнуті електронікою, історично значною мірою пов'язані з розвитком радіотехніки. Обидві ці галузі техніки розвивалися у тісному взаємозв'язку. Електронновакуумні та напівпровідникові електронні прилади є основними елементами радіотехнічних пристроїв і визначають найважливіші показники радіоапаратури. З іншого боку, необхідність вирішення багатьох проблем радіотехніки ставила перед електронікою ряд завдань, вирішення яких сприяло винаходу нових та удосконаленню існуючих електронновакуумних та напівпровідникових приладів, схемотехнічних рішень.

Електронні пристрої широко використовуються у радіозв'язку, телебаченні, запису та відтворенні звуку, радіолокації та інших галузях радіоелектроніки. У той же час без них неможливо уявити сучасне обладнання або виробу в автоматиці і телемеханіці, провідному зв'язку, атомній та ракетній техніці, астрономії, метрології, машинобудуванні, вимірювальній техніці, медицині і т. ін.

Прогрес електроніки сприяв виникненню та розвитку кібернетики – науки, що займається питаннями управління та зв'язку в машинах і живих організмах, а також зробив можливим створення швидкодіючих обчислювальних машин. Без широкого застосування обчислювальної техніки

неможливе використання космосу за допомогою штучних супутників землі, ракет, космічних кораблів та автоматичних міжпланетних станцій.

Електроніка стала могутнім засобом автоматизації та контролю виробничих процесів. Виключно велику роль відіграє вона при створенні роботизованих комплексів, що сприяють зменшенню використання важкої ручної праці у різних сферах виробництва та підвищенню якості продукції, що випускається.

Таким чином, тенденція розвитку техніки сьогодні така, що частка електронних вузлів у інформаційних пристроях автоматички безперервно зростає. Цьому значною мірою сприяло широке впровадження інтегральної технології, що дала змогу на одному кристалі напівпровідника малої площі (тисячні частки – декілька квадратних міліметрів) виготовляти складні функціональні вузли різного призначення.

Промисловість серійно випускає інтегральні підсилювачі електричних сигналів, комутатори, логічні елементи, лічильники імпульсів, кодові ключі, дешифратори і т. ін. В останні роки освоєно випуск **великих інтегральних мікросхем (ВІМС)** і мікромініатюрних обчислювальних машин, що отримали назву мікропроцесорів. Кількість елементів кожної ВІМС коливається від десятків одиниць до сотень тисяч і сягає кількох мільйонів у надвеликих мікросхемах.

Типові функціональні мікровузли дають змогу зібрати потрібний електронний блок без детального розрахунку окремих каскадів. І лише у тому випадку, коли типові інтегральні схеми не розв'язують якогось конкретного завдання, до них додають вузли на дискретних елементах, що потребує проведення відповідних розрахунків.

Значно підвищився інтерес до оптоелектроніки, де, крім електричних сигналів, використовуються і світлові. Тепер багато пристроїв, створення яких за допомогою суто засобів електроніки викликає значні труднощі, відносно просто можуть бути реалізовані за допомогою засобів оптоелектроніки.

Стисло розглянемо історію електроніки.

Фундамент для виникнення і розвитку електроніки було закладено працями фізиків у XVIII – XIX ст. Перші в світі дослідження електричних розрядів у повітрі були здійснені у XVIII ст. в Росії академіками

М. В. Ломоносовим і Г. В. Ріхманом, а також американським вченим і визначним політичним діячем Б. Франкліном. Важливою подією було відкриття електричної дуги академіком В. В. Петровим у 1802 році. Дослідження проходження електричного струму в розріджених газах проводили у минулому столітті в Англії – Крукс, Д. Томсон, Тоунсенд, Астон, а також у Німеччині – Гейслер, Гітторф, Плюккер та інші вчені.

Одним із найперших електронних приладів можна вважати фоторезистор із селену, винайдений у США У. Смітом в 1873 році. Тоді ж А. Н. Лодигін винайшов перший у світі електровакуумний прилад – лампу розжарювання. Незалежно від нього, дещо пізніше, таку ж лампу створив і удосконалив відомий американський винахідник Едісон. Електрична дуга була вперше використана для освітлення П. Н. Яблочковим у 1876 році.

У 1874 році німецький вчений К. Ф. Браун відкрив ефект односторонньої провідності контакту метал – напівпровідник (селен).

Важливу роль у виникненні електроніки відіграла електронна теорія, розроблена у кінці XIX – на початку XX ст. кількома видатними фізиками.

У 1887 році німецький фізик Герц, відомий своїми дослідженнями з теорії електромагнітних хвиль, відкрив фотоелектричний ефект, а дослідження цього явища, що їх проводив із 1888 року А. Г. Столетов (він відкрив основні закони фотоелектричного ефекту), поклали початок розвитку фотоелектронних приладів.

Термоелектронну емісію (одну з основ електронно-вакуумних приладів) було відкрито у 1884 році Едісоном, але сам він, нічого не знаючи про електрон, який був відкритий Дж. Дж. Томсоном лише 1897 року, не зміг пояснити це явище. Детальні дослідження термоелектронної емісії провів у 1901 році Річардсон.

1895 року уперше здійснено дальній безпровідний зв'язок А. С. Поповим, а роком пізніше – італійцем Дж. Марконі (щоправда, суперечка за першість у цьому продовжується до цього часу).

Використання електронних приладів у радіотехніці розпочалося з того, що в 1904 році англійський вчений Дж. А. Флемінг застосував двоелектродну лампу-діод із розжареним катодом для випрямлення (детектування) високочастотних коливань у радіоприймачі.

Важливим винаходом було створення у 1905 році Хелом у США газонаповненого діода – газотрона.

У 1906 році американський інженер Л. де Форест ввів у лампу керуючу сітку, тобто створив перший триод. Майже одночасно те ж саме здійснив Лібен у Німеччині.

У 1907 році професор Петербурзького технологічного інституту Б. Л. Розінг запропонував використання електронно-променевої трубки для приймання телевізійних зображень і у наступні роки здійснив експериментальне підтвердження своїх ідей. Це надає нам право визнавати Б. Л. Розінга одним з основоположників сучасного телебачення.

У 1913 році німецький вчений Мейснер застосував триод для генерування електричних коливань.

У Росії перші триоди для приймання радіосигналів виготовили у 1914–1916 роках незалежно один від одного Н. Д. Папалексі і М. А. Бонч-Бруєвич.

У 1918 році була створена Нижньгородська радіолабораторія, в якій під керівництвом М. А. Бонч-Бруєвича розроблялись потужні генераторні й малопотужні лампи. Активну участь у цих роботах брали Б. А. Остроумов, А. М. Кугушев, А. А. Нікітін, А. А. Остряков та багато інших вчених.

У 1918–1919 роках Бонч-Бруєвич опублікував теорію триода, що мала велике значення для розрахунків та проектування електронних ламп (подібні праці в той же час незалежно опублікував німецький вчений Баркгаузен).

Поряд з електронними лампами у Нижньгородській радіолабораторії під керівництвом В. П. Вологдіна були створені потужні ртутні випрямлячі.

У 1922 році співробітник Нижньгородської радіолабораторії Лосєв відкрив можливість генерування і підсилення електричних коливань за допомогою напівпровідникового детектора. На жаль, це відкриття не отримало тоді належного розвитку.

У 1921 році Хелл запропонував магнітрон, а у 1930 – пентод, що став однією з найбільш розповсюджених ламп. Тоді ж Л. А. Кубецький винайшов фотоелектронні помножувачі (аналогічні прилади у США винайшов Фарнсворт).

Перші успішні експерименти із телевізійними передавальними електронними трубками (до речі, за глибокої несхвали прибічників електромеханічного телебачення) проводив Б. П. Грабовський – син

відомого українського письменника П. А. Грабовського: у 1928 р. в Ташкенті вперше передано й прийнято рухоме зображення за допомогою повністю електронних засобів.

У 30-х роках подібними експериментами з передавальними трубками також займались А. П. Константинов, С. І. Катаєв, П. В. Шмаров, П. В. Тимофєєв.

Німецький вчений Прессер у 1932 році виготовив перший селеновий випрямляч.

Першу електронну обчислювальну машину (на лампах-тріодах) було створено у США в 1946 році.

Але всі ці епохальні відкриття та успіхи можна вважати лише попередніми кроками у створенні теорії електроніки, електронних приладів та схмотехнічних прийомів, оскільки справжня революція в електроніці розпочалася у 1948 році – після винайдення американськими вченими, співробітниками Bell Laboratories Д. Бардіним, У. Браттейном і У. Шеклі транзистора.

Більше того, дехто вважає, що розвиток електроніки, власне, тільки з цього й розпочався! І таке твердження не позбавлене сенсу з огляду на те, якими темпами почали розвиватися електронні технологія, прилади, схмотехніка. Досить звернути увагу на те, що після недовготривалого періоду панування пристроїв на дискретних транзисторах уже в 1965 році Відлар (фірма Fairchild, США) запропонував операційний підсилювач у інтегральному виконанні, а в 1971 році з'явився перший мікропроцесор (фірма Intel, США).

Поєднання інтегральних аналогових та цифрових пристроїв у сукупності з комп'ютерними технологіями (на основі мікропроцесорів) відкрило подальші найширші перспективи у розвитку і застосуванні електроніки.

Успіхи енергетичної електроніки пов'язані з розвитком силових напівпровідникових електронних приладів. Це – створення силового діоду (10 А, 200 В) у 1954 році, винахід у 1956 році тиристора, а далі СІТ-та IGBT-транзисторів у середині 70-х років.

Поєднання силових напівпровідникових приладів з інтегральними системами керування забезпечує прогрес у цій галузі.

Бажаємо Вам успіху у вивченні курсу!

РОЗДІЛ 1

**ФІЗИЧНІ ОСНОВИ РОБОТИ
НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ПРИЛАДІВ****1.1. Напівпровідники. Загальні відомості**

Перед тим, як приступити до розгляду теми, задамося питанням: чому мова далі піде саме про напівпровідники? А це тому, що, як видно з опису розвитку електроніки, в наш час найбільші успіхи у цій галузі пов'язані із застосуванням пристроїв, виконаних на напівпровідникових приладах.

Напівпровідники (НП) належать до класу речовин, що мають тверду кристалічну структуру і за питомою провідністю ($10^4 - 10^{10}$ Сим/см) займають проміжне місце між провідниками ($10^4 - 10^6$ Сим/см) та діелектриками (10^{-10} Сим/см та менше).

При виготовленні НП приладів частіше використовують кремній (Si – має робочу температуру до 140°C), германій (Ge – найбільша робоча температура 75°C), арсенід галію (GaAs – працює при температурах до $350-400^\circ\text{C}$).

До НП також відносять селен, телур, деякі окисли, карбіди та сульфіди.

НП мають такі властивості:

- 1) негативний температурний коефіцієнт опору – із збільшенням температури їх опір зменшується (у провідників – зростає);
- 2) додавання домішок призводить до зниження питомого опору (у провідників – до збільшення);
- 3) на електричну провідність НП впливають радіація, електромагнітне випромінювання.

Процеси електропровідності НП і діелектриків подібні, але суттєво відрізняються від електропровідності провідників.

Зазначимо, що електрони, розташовані на зовнішній орбіті атома речовини, мають назву валентних. Вони найслабкіше зв'язані з ядром і визначають фізичні та хімічні властивості речовини.

У провідників електрони, розташовані на зовнішній орбіті атома, слабо зв'язані з ядром і тому досить легко покидають свої атоми, після чого хаотично переміщуються у матеріалі – стають вільними. Якщо до провідника прикласти зовнішнє електричне поле, виникне впорядкований рух електронів – електричний струм.

У НП усі валентні електрони міцно зчеплені з кристалічними ґратками завдяки так званому ковалентному зв'язку, про який Ви знаєте з хімії. Доки цей зв'язок існує, електрони не можуть переносити електричний заряд у матеріалі.

Механізм електропровідності НП розглянемо на прикладі кристалічних ґраток германію, що є елементом IV групи періодичної системи Менделєєва. Ґратки у вигляді плоскісної структури зображено на рис. 1.1.

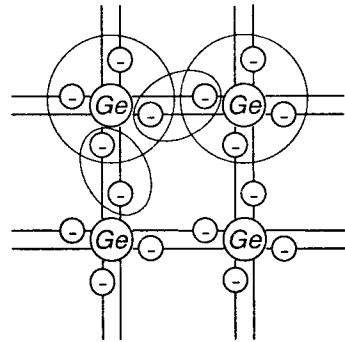


Рис. 1.1 – Кристалічні ґратки германію

Атоми германію розміщені у вузлах кристалічних ґраток, їх зв'язок з іншими атомами здійснюється за допомогою чотирьох валентних електронів. Подвійні лінії між вузлами вказують на ковалентний характер зв'язку, тобто кожна пара валентних електронів належить водночас двом сусіднім атомам. При температурі абсолютного нуля і при відсутності опромінення у НП відсутні рухомі носії і його електричний опір великий (нескінченний).

За звичайних умов, внаслідок дії на речовину теплової енергії, деякі з валентних електронів покидають ковалентні зв'язки і стають електронами провідності – відбувається процес **генерації пар носіїв: електронів і дірок**. При цьому дірка – вакантне місце у ковалентному зв'язку – має позитивний заряд, що їй приписується умовно.

Якщо тепер помістити НП в електричне поле, виникне спрямований рух зарядів – електричний струм. На відміну від провідників струм в НП забезпечується носіями двох зарядів – позитивного \oplus (дірки) та негативного \ominus (електрони).

Провідність чистого НП має назву власної, сам же НП відносять до *i*-типу. Власна провідність звичайно невелика. Значно більшу провідність мають НП із домішками, до того ж її характер залежить від виду домішок.

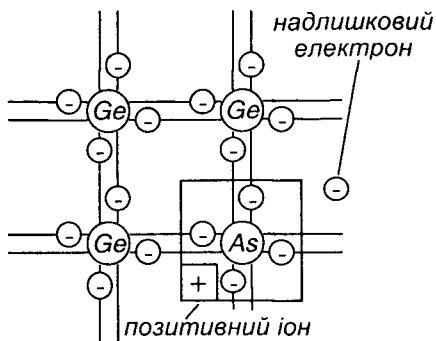


Рис. 1.2 – Кристалічні ґратки германію з донорною домішкою

чотири валентними електронами германію, а п'ятий електрон домішки виявляється надлишковим – вільним. Вільні електрони залишають у вузлах кристалічних ґраток нерухомі позитивно заряджені іони, що створюють у кристалі позитивний об'ємний заряд.

Домішка, що віддає вільні електрони, називається донорною. НП з переважаючою кількістю вільних електронів має назву **НП з електронною провідністю**, або **НП *n*-типу**.

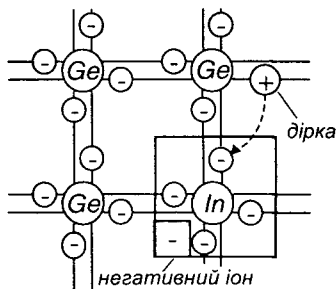


Рис. 1.3 – Кристалічні ґратки германію

з акцепторною домішкою з негативні іони. Така домішка називається акцепторною, а НП з переважною кількістю дірок – **НП з дірковою провідністю**, або ***p*-типу**.

Переважаючі у НП рухомі носії заряду мають назву **основних**, решта – **неосновних**.

Розглянемо приклад, коли у розплав чистого германію додається домішка п'ятивалентного елемента (V група таблиці Менделєєва), наприклад, арсену (As), як показано на рис. 1.2.

При застиганні у деяких вузлах кристалічних ґраток германію його атоми заміщуються атомами домішки. При цьому чотири валентних електрони домішки створюють систему ковалентних зв'язків із чо-

розглянемо введення у германій домішки з трьома валентними електронами (III група таблиці Менделєєва), наприклад, індію (In), як це показано на рис. 1.3.

Для утворення ковалентного зв'язку між Ge та In одного електрона не вистачає. При дії теплоти навколишнього середовища електрони з верхнього рівня валентної зони переміщуються на рівень домішки, створюючи зв'язки, яких не вистачає, завдяки чому у валентній зоні утворюються рухомі дірки, а атоми домішки перетворюються

1.2. Фізичні основи роботи електронно-діркового переходу (*p-n* переходу)

p-n переходом називається вузька зона на межі між шарами НП *p*- і *n*-типу, як зображено на рис. 1.4.

Фізичні процеси, що відбуваються у *p-n* переході, визначають параметри та характеристики більшості НП приладів.

Допустимо, що концентрація основних носіїв у обидвох шарах НП однакова. При об'єднанні двох НП виникає взаємна дифузія (яку можна вважати за дифузійний струм $i_{\text{диф}}$) електронів із *n*-шару у *p*-шар (вони заповнюють вільні ковалентні зв'язки), а дірок – у протилежному напрямку. Внаслідок цього у приконтактній зоні НП *p*-типу (завдяки іонам акцепторної домішки \ominus) з'являється негативний заряд, а у приконтактній зоні *n*-типу (завдяки іонам донорної домішки \oplus) – позитивний заряд. Між цими зарядами виникає внутрішнє електричне поле з напруженістю $E_{\text{вн}}$, що гальмує рух основних носіїв зарядів. З іншого боку, це поле виявляється прискорюючим для неосновних рухомих носіїв зарядів (теплових), внаслідок чого через межу між НП виникає дрейфова складова струму $i_{\text{др}}$, протилежна дифузійній складовій $i_{\text{диф}}$; зумовленій рухом основних носіїв зарядів (внаслідок протікання $i_{\text{диф}}$ відбувається рекомбінація рухомих основних носіїв зарядів).

У сталому становищі

$$i_{\text{диф}} + i_{\text{др}} = 0. \quad (1.1)$$

Ця рівновага настає за певної контактної різниці потенціалів, що визначається величиною об'ємного заряду і називається **потенціальним бар'єром** ϕ_k .

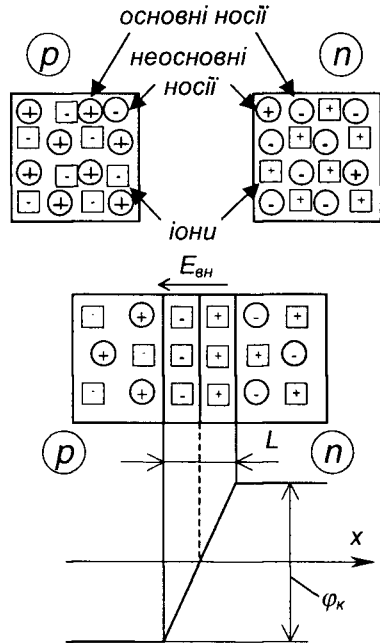


Рис. 1.4 – Утворення на межі між шарами *p*- та *n*-типу *p-n* переходу з потенціальним бар'єром ϕ_k

Величина φ_{κ} залежить від матеріалу НП і його температури. Для германію $\varphi_{\kappa Ge} = (0,4 - 0,6)$ В, для кремнію $\varphi_{\kappa Si} = (0,6 - 0,8)$ В.

Зона об'ємного заряду – це і є **електронно-дірковий перехід** ($p-n$ перехід). Ширина його, позначена як L , вимірюється десятками мікронів. Оскільки у $p-n$ переході відсутні рухомі носії зарядів (він заповнений нерухомими іонами), то його електричний опір дуже великий.

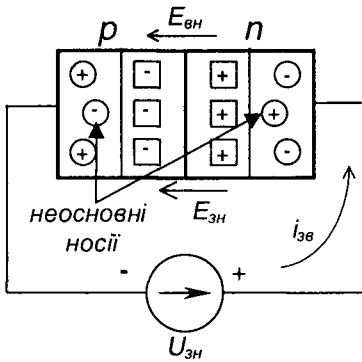


Рис. 1.5 – Зворотнє вмикання $p-n$ переходу

Розглянемо поведінку $p-n$ переходу при підімкненні до нього зовнішньої напруги. Можливе пряме або зворотнє вмикання.

При **зворотньому вмиканні**, як показано на рис. 1.5, до $p-n$ переходу прикладається зовнішня напруга $U_{зв}$, внаслідок чого до його внутрішнього електричного поля додається зовнішнє електричне поле з напруженістю $E_{зн}$. У результаті поле в $p-n$ переході зростає і його напруженість дорівнює

$$E_{рез} = E_{вн} + E_{зн}. \quad (1.2)$$

Оскільки електричний опір $p-n$ переходу дуже великий, то майже вся напруга $U_{зн}$ прикладається до нього.

Отже, різниця потенціалів на переході становить

$$\varphi_{рез} = \varphi_{\kappa} + U_{зн}. \quad (1.3)$$

Запірні властивості переходу при цьому зростають, дифузійна складова струму $i_{диф}$ зменшується, а дрейфова $i_{др}$ не змінюється (бо залежить лише від ступеня нагріву речовини). Через перехід протікає зворотний струм

$$i_{зв} = i_{др} - i_{диф}. \quad (1.4)$$

Оскільки $i_{диф} \rightarrow 0$, то зворотний струм визначається концентрацією неосновних носіїв зарядів і є незначним.

При **прямому вмиканні**, як показано на рис. 1.6, за зазначеної полярності зовнішньої напруги зовнішнє електричне поле спрямоване назустріч внутрішньому, і результуюча напруженість зменшується

$$E_{рез} = E_{вн} - E_{зн}. \quad (1.5)$$

При цьому $i_{диф}$ зростає, а $i_{др}$ зменшується. Різниця потенціалів становить

$$\varphi_{рез} = \varphi_{к} - U_{зн}. \quad (1.6)$$

У цьому випадку через перехід тече прямий струм

$$i_{пр} = i_{диф} - i_{др}. \quad (1.7)$$

Він обумовлюється дифузійною складовою струму, тобто залежить від концентрації основних рухомих носіїв зарядів, і є великим.

Таким чином, p - n перехід має **вентильні властивості** (від німецького слова *ventil* – клапан), тобто при прямому вмиканні його опір малий, а при зворотному – значний.

Оскільки у p - n переходу явно виражені нелінійні властивості, то залежність струму, що через нього протікає, від прикладеної напруги ілюструють за допомогою **вольт-амперної характеристики (ВАХ)**.

Теоретична ВАХ p - n переходу показана на рис. 1.7. Вона має пряму (1) та зворотну (2,3) гілки.

Якщо напруга прямого вмикання $U_{пр} < \varphi_{к}$, через перехід, опір якого великий, тече малий струм. Як тільки зі збільшенням $U_{пр}$ останнє досягне значення $U_{пр} = \varphi_{к}$, запірні властивості p - n переходу зникають, і струм через перехід визначається лише провідністю p - і n - шарів.

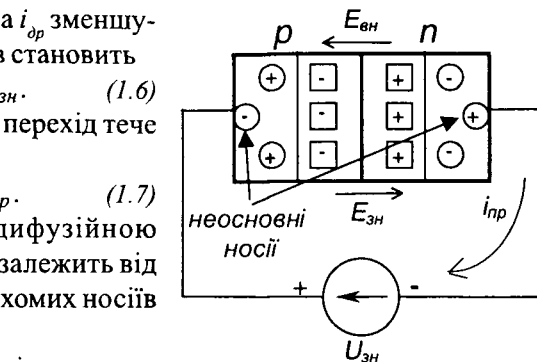


Рис. 1.6 – Пряме вмикання p - n переходу

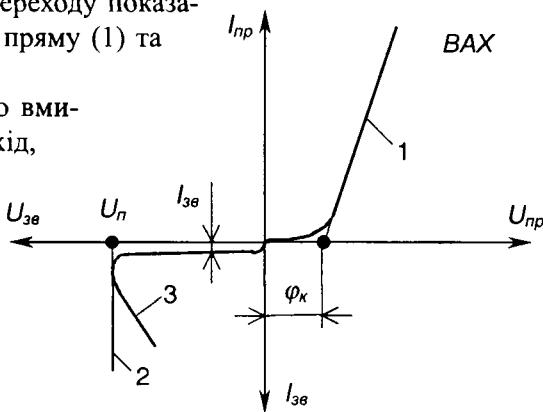


Рис. 1.7 – Теоретична ВАХ p - n переходу

При зростанні від нуля зворотної напруги $U_{зв}$, швидкість руху неосновних носіїв через перехід зростає. При $U_{зв} = U_{н}$ швидкість рухомих носіїв така, що їх енергії вистачає для виникнення в матеріалі ударної іонізації – вибивання додаткових носіїв заряду. Внаслідок цього відбувається лавиноподібний зріст зворотного струму. Це явище називається

електричним пробоем p - n переходу, а U_n – напругою пробую. Якщо при цьому p - n перехід ефективно охолоджується, різке зростання потужності, що в ньому виділяється ($U_{36} I_{36}$), не призводить до суттєвих змін температури структури і електричний пробій протікає при незмінній напрузі. Це явище має зворотний характер. Тобто, при зниженні U_{36} заірні властивості p - n переходу відновлюються (гілка 2 ВАХ).

Явище електричного пробую використовується, наприклад, при створенні такого НП приладу як стабілітрон.

При неефективному тепловідведенні, температура структури зростає (кількість рухомих носіїв при цьому збільшується також за рахунок теплової генерації), доки електричний пробій не переходить у **тепловий**, коли матеріал розплавляється і p - n перехід руйнується. Тепловий пробій, зрозуміло, незворотний (гілка 3 ВАХ).

Отже, p - n перехід – це явище, що виникає на межі двох НП різного типу провідності і характеризується відсутністю у прилеглий до цієї межі зоні вільних носіїв заряду, через що її опір нескінченний. Тому p - n перехід ще називають заірним шаром.

Насамкінець зазначимо властивості p - n переходу, що (в основному) використовуються при побудові електронних НП приладів:

- 1) одностороння провідність (вентильні властивості);
- 2) дуже великий опір зони p - n переходу як зони, де немає вільних носіїв заряду (заірні властивості);
- 3) зміна ширини p - n переходу зі зміною величини зворотної напруги (як результат – зміна ємності p - n переходу);
- 4) стабільність напруги на p - n переході у режимі електричного пробую;
- 5) наявність неосновних носіїв (що виникають внаслідок теплової генерації) в шарах p - і n -типу.

? Контрольні запитання до першого розділу

1. Поясніть, що таке напівпровідники (чисті і домішкові).
2. Що таке p - n перехід?
3. Що таке пряме і зворотне вмикання p - n переходу? Поясніть поведінку p - n переходу при прямому і зворотньому вмиканні.
4. Що таке ВАХ і який вигляд вона має у p - n переходу?
5. Вкажіть властивості p - n переходу, які використовують при побудові напівпровідникових електронних приладів.

РОЗДІЛ 2

НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПРИЛАДИ
ТА ЇХ СТИСЛА ХАРАКТЕРИСТИКА

2.1. Класифікація напівпровідникових приладів

НП прилади поділяються на такі групи:

- 1) НП резистори;
- 2) НП діоди;
- 3) біполярні транзистори;
- 4) уніполярні (польові) транзистори;
- 5) тиристори.

2.2. Напівпровідникові резистори

НП резистори мають два вихідних електроди. Вони поділяються на лінійні та нелінійні.

У лінійних резисторів питомий електричний опір не залежить від прикладеної напруги. Їх умовне позначення наведене на рис. 2.1, а. Вони виготовляються на основі НП *p*- або *n*-типу і використовуються в інтегральних мікросхемах.

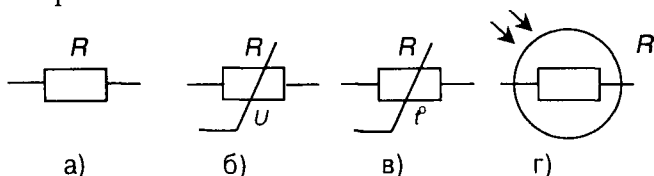


Рис. 2.1 – Умовні позначення лінійного резистора (а), варистора (б), терморезистора (в), фоторезистора (г)

Нелінійні резистори (**варистори**) – це такі НП резистори, у яких питомий опір залежить від прикладеної напруги. Їх умовне позначення наведене на рис. 2.1, б. Варистор має нелінійну симетричну ВАХ, яку показано на рис. 2.2.

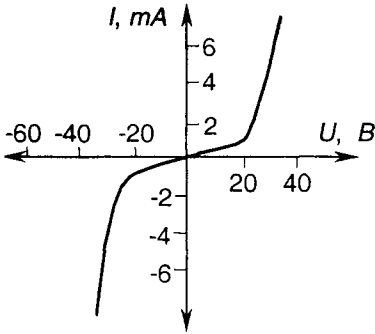


Рис. 2.2 – ВАХ варистора

Також існують НП резистори, опір яких різко залежить від температури навколишнього середовища. Це – **терморезистори**. Їх умовне позначення наведено на рис. 2.1,в.

Терморезистори поділяються на **термістори**, у яких із зростанням температури опір зменшується, та **позистори**, у яких із зростанням температури опір зростає (виконуються на основі сегнетоелектриків).

Залежність опору терморезистора від температури визначається експоненційним законом:

$$R_m = ke^{\beta/T}, \quad (2.2)$$

де k, β – коефіцієнти, залежні від конструктивних розмірів та концентрації домішок у НП відповідно;

T – абсолютна температура.

Терморезистори (термістори, позистори) використовуються як датчики температури у системах регулювання температури, теплового захисту, протипожежної сигналізації, для термостабілізації режимів роботи електронних пристроїв.

Потужні позистори дозволяють забезпечувати захист електрообладнання від струмів перевантаження (замість теплових реле).

У **фоторезисторів** (рис. 2.1,г) опір залежить від ступеню освітлення. Їх, в основному, застосовують у пристроях автоматики.

Один з основних параметрів варистора – коефіцієнт нелінійності λ , який визначається відношенням статичного опору варистора R_{cm} до його динамічного опору R_d :

$$\lambda = \frac{R_{cm}}{R_d} = \frac{U}{I} : \frac{dU}{dI} = const, \quad (2.1)$$

де U, I – напруга на варисторі та струм через нього.

Зазвичай $\lambda = 2 \div 6$.

Варистори використовують як обмежувачі напруги для захисту НП приладів від короткочасних перенапруг.

2.3. Напівпровідникові діоди

Напівпровідникові діоди – це НП прилади, виготовлені на основі двошарових НП структур і які використовують властивості p - n переходу.

Широко розповсюджені **випрямні діоди**, дія яких базується на використанні вентильних властивостей p - n переходу.

Структура та умовне позначення діода, а також ВАХ потужного випрямного діода наведені на рис. 2.3.

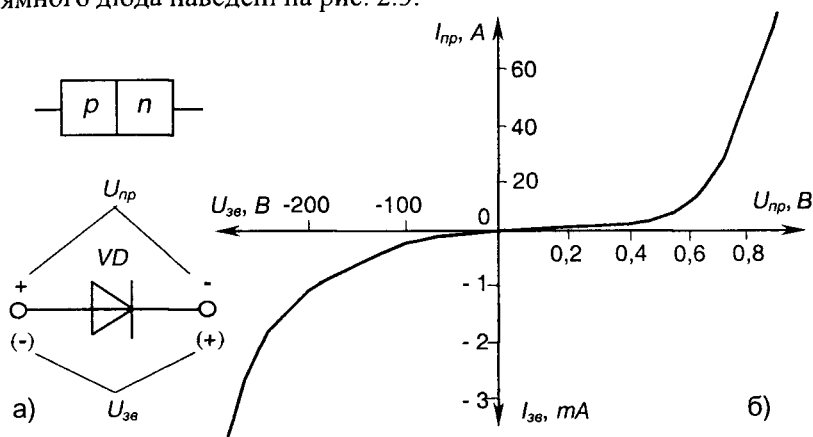


Рис. 2.3 – Структура та умовне позначення (а) і ВАХ (б) випрямного діода

Ці діоди призначені для випрямлення змінного струму низької частоти.

Основними параметрами випрямних діодів є:

- граничний прями́й струм діода $I_{пр}$ – максимально допустиме середнє значення струму через діод у прямому напрямку за визначених умов охолодження, у сучасних діодів $I_{пр} = (0,1 \div 2200) A$;

- максимально допустимий прями́й струм діода (імпульсний) $I_{пр\ max}$, становить $(10 \div 50)I_{пр}$;

- прями́й спад напруги $U_{пр}$, тобто середнє значення напруги на діоді при граничному прямому струмі $I_{пр}$, для діодів з кремнію становить $(0,6 \div 0,8) B$;

- максимально допустима зворотна напруга $U_{зв\ max}$, що дорівнює максимально допустимому амплітудному значенню зворотної напруги, яке не призводить до виходу з ладу приладу за визначених умов охолодження, $U_{зв\ max} = (50 \div 3000) B$.

Виготовляються випрямні діоди переважно із кремнію (у перспективі – із арсеніду галію, як більш термостійкого).

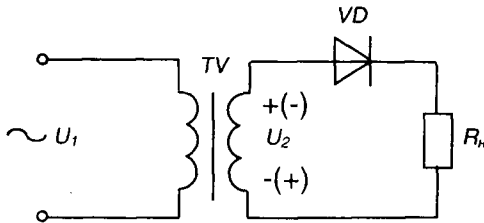


Рис. 2.4 – Найпростіша схема випрямлення напруги

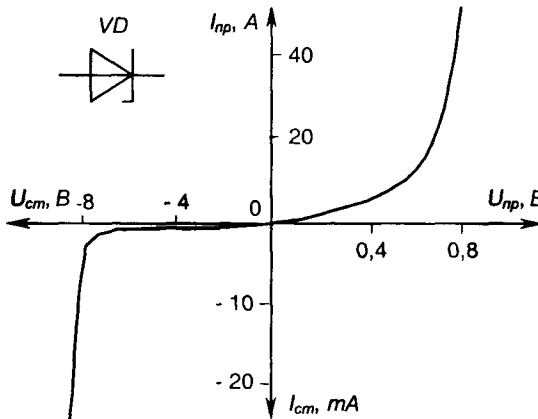


Рис. 2.5 – Умовне позначення та ВАХ стабілітрона

тепловому пробую, їх конструкція забезпечує ефективне відведення тепла від кристалу.

Основними параметрами стабілітрона є:

- напруга стабілізації U_{cm} , що становить від 1 до 1000 В;
- динамічний опір на ділянці стабілізації (характеризує зміну величини напруги на приладі зі змінами струму крізь нього)

$$R_o = \frac{dU_{cm}}{dI_{cm}}, \quad (2.3)$$

що складає від одиниць до десятків Ом;

Найпростіша схема випрямлення напруги змінного струму із застосуванням випрямного діода наведена на рис. 2.4. Тут діод є автоматичним ключем, замкнений чи розімкнений стан якого визначається полярністю прикладеної до нього напруги.

НП діод, на якому напруга в зоні електричного пробую майже не залежить від струму, називається **стабілітроном**. Як постає з ВАХ, наведеної на рис. 2.5, у зоні пробую напруга на стабілітроні майже не залежить від струму через нього I_{cm} .

Стабілітрони використовують для стабілізації напруги. Щоб запобігти

– мінімальний струм стабілізації $I_{cm\ min}$ – мінімальний струм, при якому прилад гарантовано знаходиться в режимі стабілізації – складає одиниці міліампер;

– максимальний струм стабілізації $I_{cm\ max}$ – максимально допустимий струм через прилад, досягає $(0,02 \div 1,5)$ А.

Найпростіша схема стабілізації наведена на рис. 2. 6.

Тунельний діод – це НП прилад, у якого специфічний тунельний ефект призводить до появи на ВАХ при прямій напрузі ділянки негативної провідності – штрихова лінія на рис. 2.7 (там же наведено умовне позначення приладу). Як робоча використовується пряма гілка ВАХ.

Основними параметрами тунельного діода є:

– струм піку I_n , що складає $(0,1 \div 100)$ мА;

– відношення струму піку I_n до струму западини I_z :

$$\frac{I_n}{I_z} = (5 \div 20).$$

Тунельні діоди – швидкодіючі НП прилади, що застосовуються в генераторах високочастотних коливань та швидкодіючих імпульсних перемикачах.

Для роботи у високочастотних та імпульсних пристроях призначені також відповідно високочастотні та імпульсні діоди, що мають малу ємність – мінімальну тривалість перехідних процесів при вмиканні та вимиканні.

Фотодіоди – фотоелектричні прилади з внутрішнім фотоэффектом, який полягає у тому, що під дією світлової енергії відбувається іонізація атомів основної речовини та домішки. Як наслідок – струм при зворотному вмиканні зростає.

Світлодіоди – перетворюють енергію електричного поля в нетеплове оптичне випромінювання. При протіканні струму через діод з арсеніду

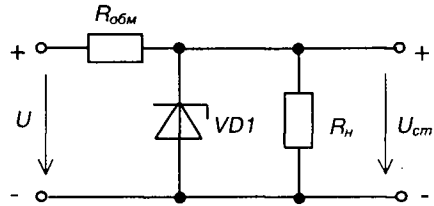


Рис. 2.6 – Схема елементарного стабілізатора напруги

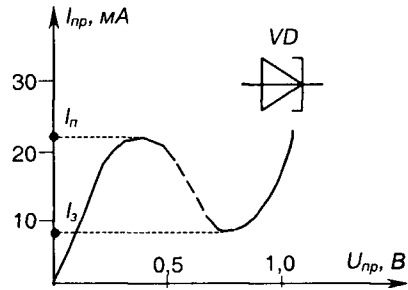


Рис. 2.7 – Умовне позначення та ВАХ тунельного діода

галію рекомбінація носіїв заряду супроводжується не тільки виділенням тепла, як, наприклад, у кремнієвого діода, а ще й квантів світла.

У варикапа при змінах величини зворотної напруги змінюється ємність, завдяки чому він може застосовуватися, наприклад, для автоматичного налаштування контурів радіоприймача або телевізора на потрібну станцію чи канал.

Умовні позначення фото-, світлодіода та варикапа наведені на рис. 2.8.

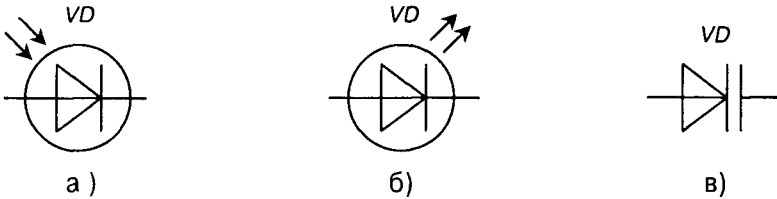


Рис. 2.8 – Умовні позначення фотодіода (а), світлодіода (б), варикапа (в)

2.4. Біполярні транзистори

2.4.1. Побудова та принцип дії транзистора

Транзистором (від *TRANSfer resISTOR* – такий, що перетворює опір) називається електроперетворювальний НП прилад, який має один або декілька *p-n* переходів, три або більше виводів і здатний посилювати потужність електричного сигналу.

Дещо забігаючи наперед, розглянемо елементарні положення процесу підсилення потужності електричного сигналу.

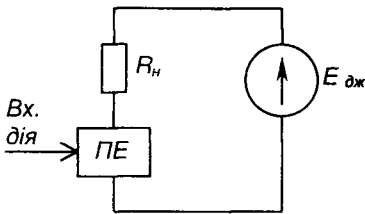


Рис. 2.9 – Елементарна схема підсилення

У найзагальнішому вигляді для підсилення необхідна схема, наведена на рис. 2.9.

Вона складається з навантаження R_n , джерела живлення $E_{дж}$ та деякого гіпотетичного підсилюючого елемента ПЕ.

Малопотужна вхідна дія (*Вх. дія*) змінює параметри ПЕ так, що пропорційно їй змінюється потужність, що виділяється в R_n за рахунок $E_{дж}$.

У якості *ПЕ* добре було б мати, наприклад, електронний прилад із ВАХ, що наведені на рис. 2.10.

Із залежності $I_{ex} = f(U_{ex})$ – рис. 2.10,а – видно, що вона являє собою пряму, а значить, пропорційним змінам вхідної напруги (вхідної дії) відповідають пропорційні зміни вхідного струму. Це повинно забезпечувати точне реагування *ПЕ* на зміни вхідної дії. Із залежності $I_{PE} = f(U_{PE})$ – рис. 2.10,б – виходить, що фіксованій величині вхідної дії, яка проявляється у вигляді фіксованої величини I_{ex} , відповідає фіксована реакція в силовому колі *ПЕ*, а саме – фіксоване значення струму через *ПЕ* I_{PE} , яке не залежить від величини напруги на ньому U_{PE} .

Тепер, якщо маємо фіксоване значення навантаження $R_n = R_{n1}$, то при зміні I_{ex} від нуля до нескінченності зміни напруги і струму в силовому колі будуть відповідати прямій 1 на рис. 2.10, б – пропорційним змінам U_{ex} відповідають пропорційні зміни U_{PE} і I_{PE} . Випадку, коли $R_n = R_{n2}$, відповідає пряма 2.

Якщо U_{PE} та I_{PE} перевищують за величиною U_{ex} та I_{ex} , маємо підсилювач, що відтворює в R_n всі зміни вхідної дії.

А тепер подивимось, чи може транзистор виконувати роль *ПЕ*?

Широко розповсюджені транзистори з двома *p-n* переходами, що мають назву **біполярних**. Термін “біполярний” підкреслює, що процеси в цих транзисторах пов’язані з взаємодією носіїв заряду двох типів: електронів і дірок. Для виготовлення транзисторів використовують германій і частіше кремній. Два *p-n* переходи створюють за допомогою тришарової структури з чередуванням шарів, що мають електронну та діркову електропровідності.

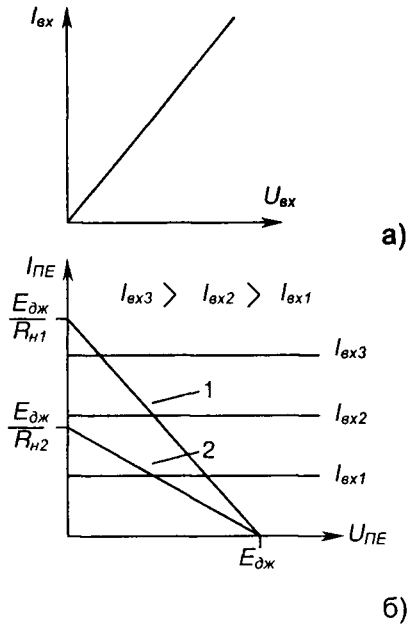
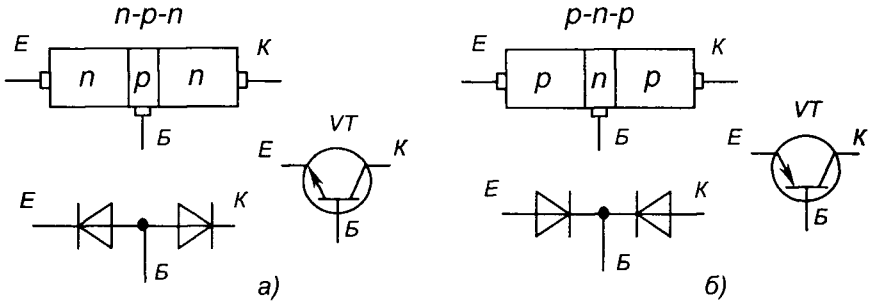


Рис. 2.10 – ВАХ гіпотетичного підсилюючого елемента

У відповідності до чередування шарів з різними типами електропровідності біполярні транзистори поділяються на два класи: *n-p-n* і *p-n-p* типу, як показано на рис. 2.11.



Центральний шар біполярних транзисторів має назву “база”. Зовнішній лівий, що є джерелом носіїв заряду (електронів чи дірок) і, головним чином, створює струм приладу, називається “емітером”. Правий зовнішній шар, що приймає заряди від емітера, називається “колектором”. На перехід емітер-база напруга подається у прямому напрямку, тому, навіть при незначній напрузі через перехід тече великий струм. На перехід колектор-база напруга подається у зворотному напрямку. Зазвичай її величина на декілька порядків перевищує напругу на переході емітер-база.

На рис. 2.11 наведені також еквівалентні схеми транзисторів у вигляді двох діодів (*p-n* переходів) увімкнених зустрічно. З них видно, що така конструкція не те що не може забезпечувати підсилення електричного сигналу, а взагалі непрацездатна – струм від колектора до емітера протікати не може!

Підсилюючі властивості біполярного транзистора забезпечуються тим, що *p-n* переходи в ньому не незалежні, а взаємодіють один з одним, що, в свою чергу, забезпечується технологічними особливостями виконання тришарової структури, а саме:

1) емітер виконано з великою кількістю домішки – він має велику кількість вільних носіїв заряду;

- 2) база виконана тонкою і має малу кількість основних носіїв заряду;
 - 3) колектор – масивний і має кількість носіїв, меншу, ніж емітер.
- Розглянемо роботу транзистора типу *n-p-n*.

Для початку припустимо, що увімкнено лише перехід колектор-база: до нього прикладено напругу джерела колекторного живлення E_K , як показано на рис. 2.12. Емітерний струм I_E дорівнює нулю, у транзисторі протікає тільки зворотний струм через колекторний перехід, бо через нього рухаються лише неосновні носії заряду, що обумовлюють початковий струм I_{K0} (незначний за величиною).

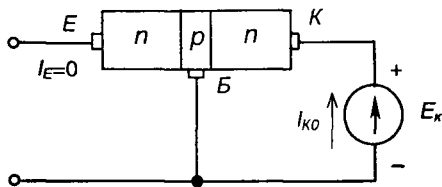


Рис. 2.12 – Спрощена схема вмикання транзистора

Якщо підімкнути емітерне джерело живлення E_E , як показано на рис. 2.13, емітерний перехід зміщується у прямому напрямку, через нього тече струм I_E визначеної величини.

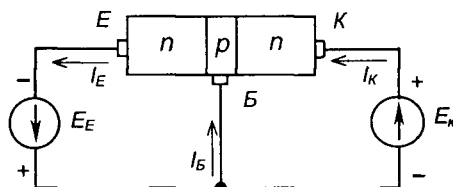


Рис. 2.13 – Схема вмикання транзистора

Оскільки зовнішню напругу прикладено до емітерного переходу у прямому напрямку, електрони долають перехід і потрапляють у зону бази, де частково рекомбінують з її дірками, утворюючи струм бази I_B . Більшість електронів, що є неосновними носіями для бази, завдяки дрейфу досягають зони колектора, де вони є основними носіями, і, потрапляючи під дію поля E_K , утворюють колекторний струм I_K . Струм I_K практично дорівнює I_E .

Рівняння для струмів транзистора в усталеному режимі має вигляд:

$$I_E = I_B + I_K. \quad (2.4)$$

Зв'язок між струмом емітера і струмом колектора характеризується коефіцієнтом передачі струму, що вказує, яка частка повного струму через емітерний перехід досягає колектора (передається до нього з емітера):

$$\alpha = \frac{I_K}{I_E}. \quad (2.5)$$

Для сучасних транзисторів $\alpha = 0,9 \div 0,995$.

Транзистор *p-n-p* типу діє аналогічно, тільки струм через прилад зумовлений, головним чином, дірками, а полярність підключення джерел живлення протилежна.

2.4.2. Основні схеми вмикання і статичні характеристики біполярного транзистора

Як елемент електричного кола транзистор зазвичай використовується так, що один із його електродів є вхідним, другий вихідним, а третій – спільний відносно входу та виходу. У коло вхідного електроду вмикається джерело вхідного змінного сигналу, що його треба підсилити за потужністю, а у коло вихідного – навантаження, на якому виділяється посилена потужність. Залежно від того, який електрод є спільним для вхідного і вихідного кіл, як це показано на рис. 2.14, розрізняють три схеми вмикання транзисторів:

- зі спільною базою – з СБ;
- зі спільним емітером – з СЕ;
- зі спільним колектором – з СК.

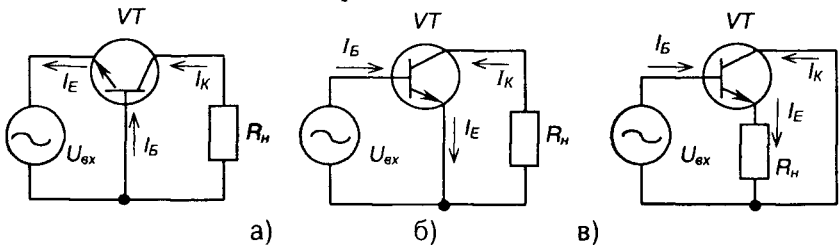


Рис. 2.14 - Схеми вмикання транзистора: а) з СБ; б) з СЕ; в) з СК

Слід зазначити, що основні схеми вмикання розглядаються для сигналу напруги змінного струму.

У схемі з СБ: I_E – вхідний струм, I_K – вихідний, передатність струму:

- статична – $\alpha = \frac{I_K}{I_E}$;
- динамічна – $\alpha_{дин} = \left. \frac{dI_K}{dI_E} \right|_{U_{KB} = const}$

У схемі з СЕ: I_B – вхідний струм, I_K – вихідний, передатність струму:

- статична –
$$\beta = \frac{I_K}{I_B} = \frac{I_K : I_E}{(I_E - I_K) : I_E} = \frac{\alpha}{1 - \alpha}; \quad (2.6)$$

- динамічна –
$$\beta_{дин} = \left. \frac{dI_K}{dI_B} \right|_{U_{KB} = const}. \quad (2.7)$$

У схемі з СК: I_B – вхідний струм, I_E – вихідний, $\frac{I_E}{I_B} = \frac{1}{1 - \alpha} = 1 + \beta$.

Для електричних схем на біполярних транзисторах існує чотири сім'ї статичних вольт-амперних характеристик ("статичних" у тому розумінні, що для транзистора задаються фіксовані значення напруги між деякими його електродами або струму в одному з кіл, і знаходяться відповідні їм значення струму у другому колі або напруги між іншими електродами – у статичному режимі):

- сім'я вхідних характеристик $i_{ex} = f(U_{ex}) \Big|_{U_{vux} = const}$

(сім'я – тому, що для кожного конкретного значення U_{vux} маємо свою залежність $i_{ex} = f(U_{ex})$);

- сім'я вихідних характеристик $i_{vux} = f(U_{vux}) \Big|_{I_{ex} = const}$;

- сім'я характеристик керування (характеристик прямої передачі)

$$i_{vux} = f(i_{ex}) \Big|_{U_{vux} = const};$$

- сім'я перехідних характеристик (характеристик зворотного зв'язку)

$$U_{ex} = f(U_{vux}) \Big|_{I_{ex} = const}.$$

Для кожної схеми вмикання з чотирьох сімей статичних ВАХ незалежними є лише дві. Для аналізу роботи транзистора та визначення його параметрів використовують частіше перші дві.

Для схеми з СБ статичні ВАХ, наведені на рис. 2.15, описуються залежностями:

- вхідні – $I_E = f(U_{BE}) \Big|_{U_{KB} = const}$
(при $U_{KB} = 0$ маємо ВАХ прямо зміщеного базо-емітерного $p-n$ переходу);
- вихідні – $I_K = f(U_{KB}) \Big|_{I_E = const}$;

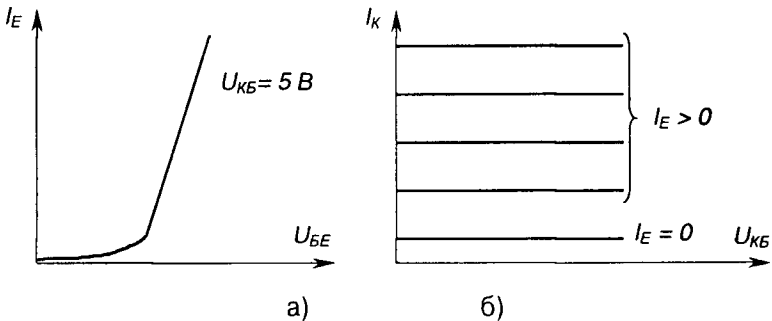


Рис. 2.15 – ВАХ транзистора, увімкненого за схемою з СБ: а) вхідні; б) вихідні

Із рисунку видно, що вихідні характеристики майже паралельні осі напруги. Наявність невеликого нахилу (деяке збільшення I_K з ростом U_{KB}) пояснюється тим, що колекторна напруга має вплив, хоча і слабкий, на рух носіїв до колекторного переходу (в основному через звуження бази з ростом U_{KB} за рахунок розширення колекторно-базового $p-n$ переходу).

Вихідна характеристика описується досить точним співвідношенням

$$I_K = \alpha I_E + I_{K0} + \frac{U_{KB}}{r_K}, \quad (2.8)$$

де I_{K0} – зворотний струм колектора (тепловий),
 r_K – нелінійний опір колекторного переходу.

Складова $\frac{U_{KB}}{r_K}$ надто мала і стає відчутною лише у зоні, що передусе пробою через зменшення r_K . Тому можна вважати $I_K = \alpha I_E + I_{K0}$. При невисоких температурах величиною I_{K0} також можна знехтувати і тоді $I_K \approx \alpha I_E$.

Вхідні характеристики утворюють щільний пучок, що пояснюється слабким впливом колекторної напруги на струм емітера. Тому при практичних розрахунках достатньо мати не сім'ю, а одну вхідну характеристику для колекторної напруги, зазвичай, величиною 5 В (рис. 2.15,а).

Для схеми з СЕ статичні характеристики, що наведені на рис. 2.16, є залежностями:

- вхідні – $I_B = f(U_{BE}) \Big|_{U_{KE} = const}$

(при $U_{KE} = 0$ маємо ВАХ прямо зміщеного базо-емітерного $p-n$ переходу);

- вихідні – $I_K = f(U_{KE}) \Big|_{I_B = const}$

(при $U_B = 0$ фактично маємо ВАХ зворотно зміщеного базо-колекторного $p-n$ переходу);

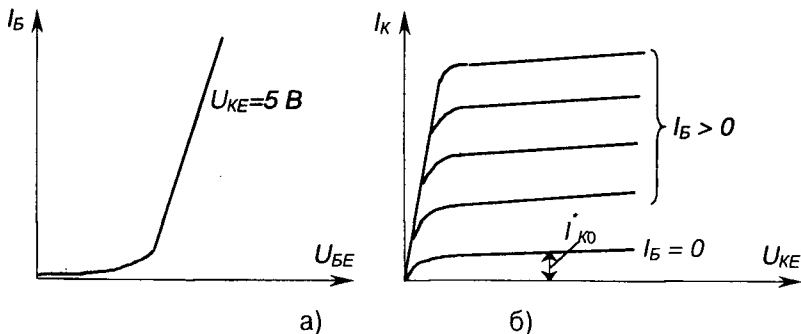


Рис. 2.16 – ВАХ транзистора, увімкненого за схемою з СЕ: а) вхідні; б) вихідні

Вихідні ВАХ схеми з СЕ досить точно можна описати виразом:

$$I_K = \frac{\alpha}{1-\alpha} I_B + \frac{I_{K0}}{1-\alpha} + \frac{U_K}{r_K(1-\alpha)} \quad (2.9)$$

або
$$I_K = \beta I_B + I_{K0}^* + \frac{U_K}{r_K^*}, \quad (2.10)$$

де
$$I_{K0}^* = I_{K0}(\beta + 1); \quad r_K^* = \frac{r_K}{(\beta + 1)}. \quad (2.11)$$

Вихідні характеристики схеми з СЕ мають більший нахил, ніж у схеми з СБ (це пояснюється сильнішим впливом колекторної напруги на передатність струму – на коефіцієнт β), вхідні характеристики більш лінійні.

ВАХ схеми з СК схожі з характеристиками схеми з СЕ, тому що в обох схемах вхідним є струм бази, а вихідні струми (I_E або I_K) відрізняються незначно. Тому при практичних розрахунках вихідні ВАХ схеми з СЕ можна використовувати як вихідні ВАХ схеми з СК, якщо замінити струм колектора на струм емітера.

Вирази для статичних характеристик схеми з СК мають такий вигляд:

- вхідна –
$$I_B = f(U_{BE}) \Big|_{U_{KE} = const};$$
- вихідна –
$$I_E = f(U_{KE}) \Big|_{I_B = const}.$$

Порівнюючи статичні характеристики біполярного транзистора з характеристиками гіпотетичного підсилюючого елемента (див. рис. 2.10) ми бачимо, що транзистор далеко не ідеальний елемент.

Його вхідні характеристики не є прямими, що починаються з нуля (крім того, їх положення залежить від напруги у силовому колі транзистора), а є, швидше, експонентами (які з допущеннями можна вважати за прямі, зміщені відносно нуля на деяке значення напруги). Це виключає можливість підсилення сигналів, менших за φ_K (див. рис. 1.7).

Вихідні характеристики не паралельні осі напруг (мають деякий нахил: у схеми з СЕ більший, ніж у схеми з СБ), а також, реально, нерівномірно розміщуються залежно від рівномірних змін I_B або I_E (наприклад, коефіцієнт β – величина непостійна для різних значень I_E). Більше того, вихідні характеристики схеми з СЕ починаються не від осі I_K , через що, при малих напругах U_{KE} струм $I_K \neq \beta I_B$, і транзистор втрачає керуваність.

Також слід зазначити, що, як і у всіх НП приладів, параметри транзистора (а отже, і положення його характеристик) значною мірою залежать від температури.

Тим не менше, ці електронні прилади якнайширше використовуються для реалізації конкретних підсилювачів, а їх неідеальність компенсується до необхідних значень схемотехнічними прийомами.

2.4.3. Біполярний транзистор як активний чотириполіусник (h -параметри)

Статичні ВАХ використовуються при розрахунках електронних схем із великими рівнями вхідних сигналів. Якщо рівень вхідного сигналу малий і транзистор працює на лінійній ділянці ВАХ (робота у режимі малого сигналу), його можна подати як активний лінійний елемент (чотириполіусник), зображений на рис. 2.17.

Величини U_1, I_1 є вхідними, а U_2, I_2 – вихідними. При аналізі роботи чотириполіусника два параметри вибираються як незалежні змінні, а два інші є їх лінійними функціями. У зв'язку з цим роботу чотириполіусника можна охарактеризувати шістьма системами лінійних рівнянь, кожна з яких складається з двох рівнянь.



Рис. 2.17 – Активний лінійний чотириполіусник

Найчастіше використовується система рівнянь, у якій незалежними змінними величинами є вхідний струм I_1 та вихідна напруга U_2 :

$$\begin{cases} u_1 = f(i_1, u_2) \\ i_2 = f(i_1, u_2) \end{cases} \quad (2.12)$$

Із системи рівнянь (2.12) можна знайти повні диференціали функцій u_1 та i_2 :

$$\begin{cases} du_1 = \frac{\partial u_1}{\partial i_1} di_1 + \frac{\partial u_1}{\partial u_2} du_2 \\ di_2 = \frac{\partial i_2}{\partial i_1} di_1 + \frac{\partial i_2}{\partial u_2} du_2 \end{cases} \quad (2.13)$$

Якщо замінити диференціали функцій незначними приростами амплітудних значень струмів ($di = \Delta I$) та напруг ($du = \Delta U$) і ввести нові позначення для частинних похідних, то система рівнянь (2.13) матиме вигляд:

$$\begin{cases} \Delta U_1 = h_{11} \Delta I_1 + h_{12} \Delta U_2 \\ \Delta I_2 = h_{21} \Delta I_1 + h_{22} \Delta U_2 \end{cases} \quad (2.14)$$

Значення коефіцієнтів h знаходять при створенні режимів холостого ходу на вході чотириполюсника і короткого замикання на виході за змінною складовою струму.

Із режиму Х.Х. на вході, коли $I_1 = 0$, $\Delta I_1 = 0$, можуть бути визначені:

$$h_{12} = \left. \frac{\Delta U_1}{\Delta U_2} \right|_{I_1 = 0} - \text{коефіцієнт зворотного зв'язку за напругою};$$

$$h_{22} = \left. \frac{\Delta I_2}{\Delta U_2} \right|_{I_1 = 0} - \text{вихідна провідність транзистора.}$$

Із режиму К.З. на виході, коли $U_2 = 0$, можна визначити:

$$h_{11} = \left. \frac{\Delta U_1}{\Delta I_1} \right|_{U_2 = 0} - \text{вхідний опір транзистора};$$

$$h_{21} = \left. \frac{\Delta I_2}{\Delta I_1} \right|_{U_2 = 0} - \text{коефіцієнт передачі за струмом.}$$

Система рівнянь (2.14) називається **системою h -параметрів**. Значення h -параметрів наводяться у довідникових матеріалах на транзистори. Залежно від схеми вмикання транзистора h -параметри мають різні значення. Тому вони позначаються відповідною літерою в індексі (наприклад, для схеми з СЕ – h_{11E} , з СБ – h_{11B} , з СК – h_{11K} і т.п.).

Перевагою системи h -параметрів є порівняна простота безпосереднього вимірювання значень коефіцієнтів h (для отримання їх експериментальних значень).

Так, режим Х.Х. на вході транзистора (за змінним струмом) здійснюється вмиканням у вхідне коло транзистора дроселя з великою індуктивністю ($\omega L \rightarrow \infty$), а режим К.З. – шляхом вмикання паралельно вихідному колу транзистора конденсатора великої ємності ($1/\omega C \rightarrow 0$).

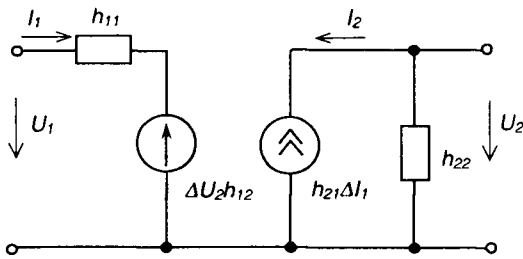


Рис. 2.18 – Схема заміщення транзистора за h -параметрами

Схема заміщення транзистора за h -параметрами зображена на рис. 2.18.

При розрахунках також використовується фізична Т-подібна модель транзистора.

На рис. 2.19 зображена така модель для схеми з СЕ.

Тут прийняті наступні позначення:

r_B – об’ємний опір бази транзистора;

r_E – прямиий опір емітерного переходу;

$r_{K(E)}$ – зворотний опір колекторного переходу;

β – коефіцієнт передачі за струмом.

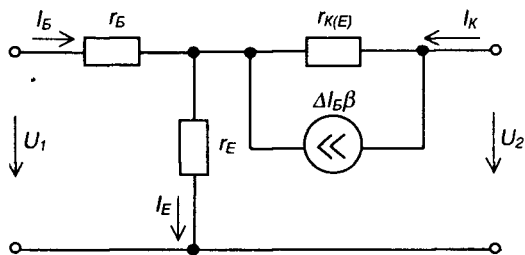


Рис. 2.19 – Т-подібна схема заміщення транзистора

Існує зв’язок між фізичними та h -параметрами. Так, для схеми з СЕ маємо

$$h_{12E} = \frac{r_E}{r_{K(E)}} (\beta + 1); \quad (2.15)$$

$$h_{22E} = \frac{1}{r_{K(E)}} (\beta + 1); \quad (2.16)$$

$$h_{11E} = r_B + r_E (\beta + 1); \quad (2.17)$$

$$h_{21E} \approx \beta. \quad (2.18)$$

При розрахунках пристроїв на біполярних транзисторах h -параметри використовуються як основні.

2.4.4. Основні режими роботи біполярного транзистора

Незалежно від схеми вмикання біполярного транзистора він може працювати у трьох основних режимах, що визначаються полярністю напруги на емітерному U_E та колекторному U_K переходах:

- режим відтинання ($U_E < 0, U_K < 0$);
- активний режим ($U_E > 0, U_K < 0$);
- режим насичення ($U_E > 0, U_K > 0$).

У режимі насичення, який настає при великому відпiрному вхiдному сигналі, колекторний та емітерний переходи зміщені у пряму

напрямку, транзистор повністю увімкнений і його струм $I_{mp} = U_3 / R_n$, тобто залежить тільки від опору навантаження R_n та зовнішньої напруги U_3 (вихідний опір транзистора знижується до дуже малої величини).

У режимі відтинання, що настає з поданням до вхідного кола транзистора сигналу, який забезпечує повне запирання приладу, обидва переходи зміщені у зворотному напрямі (закритий стан транзистора). При цьому у вихідному колі протікає струм, що є зворотним струмом емітерного та колекторного переходів, а опір транзистора високий.

Активний режим є проміжним. У ньому емітерний перехід зміщений у прямому напрямку, а колекторний – у зворотному.

Транзистор у цьому режимі працює як підсилювач сигналу: пропорційним змінам вхідного сигналу тут відповідають пропорційні зміни вихідного.

Режим роботи, у якому транзистор тривалий час знаходиться в режимах відтинання або насичення, називається **ключовим режимом**.

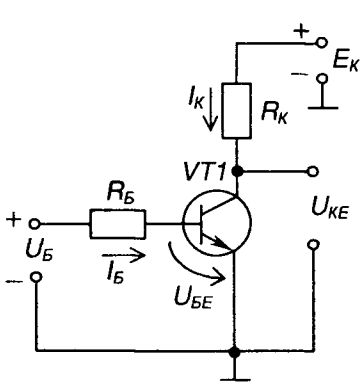


Рис. 2.20 – Схема вмикання транзистора з СЕ

Розглянемо наведені вище режими роботи транзистора на прикладі його вмикання за схемою з СЕ, зображеною на рис. 2.20. Тут:

$$I_B = \frac{U_B - U_{BE}}{R_B}; \quad (2.19)$$

$$I_K = \beta I_B; \quad (2.20)$$

$$U_{вих} = U_{KE} = E_K - I_K R_K. \quad (2.21)$$

де R_B , R_K – базове та колекторне навантаження, U_{KE} – напруга між колектором та емітером, E_K – напруга джерела живлення.

Рівняння (2.21) характеризує зв'язок вихідної напруги з вхідним струмом і називається **динамічною вихідною характеристикою** транзистора або **лінією навантаження**.

На сім'ї вихідних статичних характеристик побудуємо лінію навантаження, як показано на рис. 2.21. Для цього розглянемо режими холостого ходу (Х.Х.) та короткого замикання (К.З.).

Для режиму Х.Х.:

якщо $I_K = 0$, то $U_{KE} = E_K$.

Для режиму К.З.:

якщо $U_{KE} = 0$, то $I_K = \frac{E_K}{R_K}$.

Точки перетину лінії навантаження з будь-якою ВАХ називаються **робочими точками** і відповідають певним значенням вихідного струму та вихідної напруги. Якщо, наприклад, $I_B = I_{0B}$, то цьому відповідає точка P , для якої $U_{вих} = U_{OK}$, $I_{вих} = I_{OK}$.

Коли робоча точка лежить у межах відрізка ab , транзистор працює у **активному (підсилювальному) режимі**, де змінам вхідного сигналу відповідають пропорційні зміни вихідного.

Якщо робочу точку намагатися задати нижче точки b , транзистор переходить до режиму відтинання, якому відповідає власне точка b (транзистор тут відтинає протікання струму у силовому колі).

Якщо ж робочу точку задавати вище точки a – транзистор знаходиться в режимі насичення, якому і відповідає точка a .

Взагалі **режимом насичення** називають такий режим, коли подальшому збільшенню вхідної дії не відповідає збільшення вихідної реакції, що досягла деякого значення.

У режимі насичення через транзистор протікає струм

$$I_{KH} = \frac{E_K}{R_K}. \quad (2.22)$$

Для того щоб транзистор увійшов до режиму насичення, необхідно забезпечити струм бази не менший за $I_{BH} = \frac{I_{KH}}{\beta}$.

Ступінь насичення характеризується **коефіцієнтом насичення**

$$S = \frac{I_B}{I_{BH}} \quad (S > 1, \text{ тому що тут } I_B > I_{BH}). \quad (2.23)$$

У активному режимі $S < 1$.

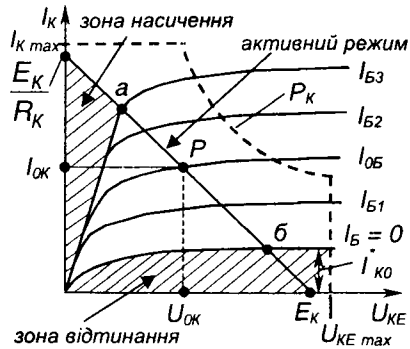


Рис. 2.21 – Вихідна динамічна характеристика транзистора

До основних параметрів біполярних транзисторів належать:

- максимально допустимий струм колектора $I_{K\max}$, що в основному визначається перетином виводів від кристалу НП, становить $(0,01 \div 100)$ А;
- допустима робоча напруга $U_{KE\max}$, що визначається напругою лавинного пробою колекторного переходу, становить $(20 \div 1000)$ В;
- коефіцієнт передачі струму $\beta = 20 \div 50$;
- допустима потужність на колекторі $P_K = I_K U_{KE}$ (якщо $P_K < 0,3$ Вт, то маємо транзистор малої потужності, якщо $P_K = 0,3 \div 1,5$ Вт – середньої потужності, якщо $P_K > 1,5$ Вт – великої потужності), за її перевищення кристал розплавиться.

2.4.5. Складені транзистори

Для значного підвищення коефіцієнта підсилення за струмом застосовують комбінації з двох і більше транзисторів, з'єднаних так, що у цілому конструкція, як і одиночний транзистор, має три зовнішні виводи і називається **складеним транзистором**.

Схема складеного транзистора, виконаного на транзисторах одного типу провідності, наведена на рис. 2.22,а. Її ще називають **схемою Дарлінгтона**.

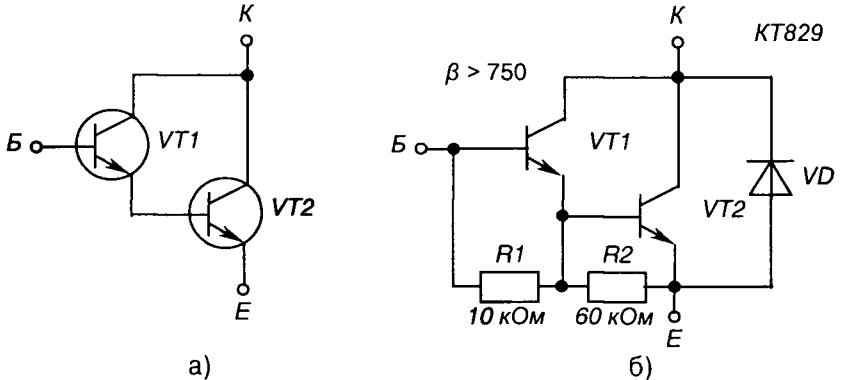


Рис. 2.22 – Складений транзистор за схемою Дарлінгтона

Тут вхідний струм є струмом бази першого транзистора. Після підсилення останнім у β_1 разів він подається у базу другого транзистора, яким підсилюється ще в β_2 разів. У результаті загальний коефіцієнт підсилення за струмом становить

$$\beta = \beta_1 \beta_2.$$

Таку схему широко застосовують як у дискретному виконанні, так і в інтегральному. На рис. 2.22,б, наприклад, наведено еквівалентну схему потужного транзистора КТ829, що має $\beta \geq 750$.

Тут резистори R_1 і R_2 забезпечують відведення від бази зворотного струму колекторних переходів, а діод VD захищає структуру від дії зворотної напруги.

Схема складеного транзистора, виконаного на транзисторах різного типу провідності – **схема Шиклаї**, наведена на рис. 2.23. Її особливістю є те, що тип провідності конструкції в цілому визначається типом провідності першого транзистора. Так, у даному разі ми маємо еквівалент транзистора *n-p-n* типу (незважаючи на те, що на виході встановлено транзистор VT2 *p-n-p* типу – його емітер є колектором, а колектор – емітером складеного транзистора).

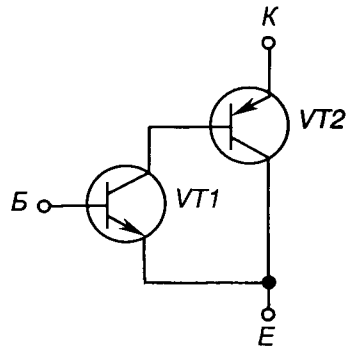


Рис. 2.23 – Складений транзистор за схемою Шиклаї

2.4.6. Одноперехідний транзистор

Одноперехідний транзистор або двобазовий діод – це НП прилад з одним *p-n* переходом. Його схематична конструкція і ВАХ наведені на рис. 2.24.

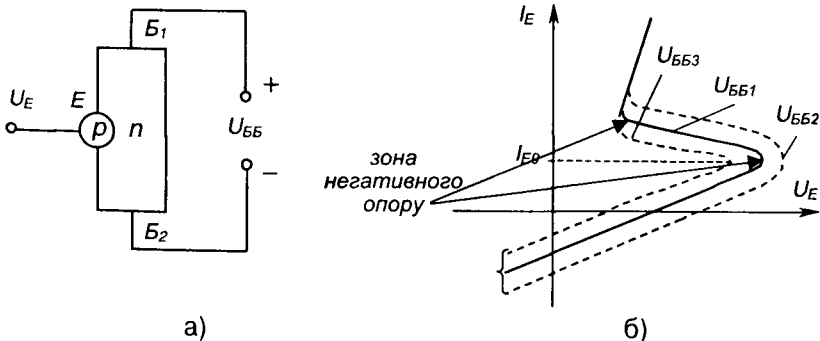


Рис. 2.24 – Одноперехідний транзистор: а) конструкція; б) вхідна ВАХ

Шар p -типу має назву емітера, а зони монокристала по обидва боки емітера, що мають електронну провідність, називаються базами. Зазвичай, довжина нижньої бази B_2 набагато менша, ніж довжина верхньої бази B_1 . Якщо до контактів базових зон підімкнути зовнішню напругу із зазначеною на рис. 2.24 полярністю, то через обидві бази протікатиме невеликий струм – так званий струм зміщення.

Оскільки ділянка між базовими електродами має лінійний опір, то спад напруги на базових зонах пропорційний їх довжині. Напруга на емітерному переході зумовлюється різницею потенціалів емітера та базової зони B_2 . Якщо потенціал емітера не перевищує потенціалу бази B_2 , то емітерний перехід зміщений у зворотному напрямку і через нього протікає невеликий зворотний струм. При зміщенні емітерного переходу у прямому напрямку емітерний струм зростає, і при певному його значенні I_{E0} починається лавиноподібне зменшення опору бази B_2 за рахунок проникнення носіїв заряду через p - n перехід. Наслідком цього є зниження напруги емітера за одночасного зростання емітерного струму – ділянка негативного опору на вхідній ВАХ (тут негативним змінам напруги відповідають позитивні зміни струму). При змінах зовнішньої міжбазової напруги U_{BB} ВАХ зсувається, не змінюючи форми, як показано на рис. 2.24,б.

Наявність ділянки з негативним опором дозволяє використовувати одноперехідний транзистор у електронних ключах, генераторах, релейних схемах і т. ін. Донедавна вони якнайширше використовувались у пристроях генерування імпульсів керування тиристорами, які ми розглянемо нижче.

2.5. Уніполярні (польові) транзистори

2.5.1. Загальні відомості

До класу уніполярних належать транзистори, принцип дії яких ґрунтується на використанні носіїв заряду лише одного знаку (електронів або дірок). Керування струмом в силовому колі уніполярних транзисторів здійснюється зміною під впливом електричного поля провідності каналу, через який протікає струм. Тому уніполярні транзистори ще називаються **польовими** (ПТ).

Розрізняють ПТ з керуючим p - n переходом (із затвором у вигляді p - n переходу) та з ізольованим затвором. Останні, в свою чергу, поділяються на ПТ із вбудованим каналом та з індукованим каналом. ПТ з ізольованим затвором належать до різновиду МДН-транзисторів: конструкція «метал – діелектрик – НП». Якщо як діелектрик використовують оксид кремнію: конструкція «метал – оксид – НП», ПТ називають відповідно МОН-транзистором.

Характерною рисою ПТ є великий вхідний опір ($10^8 - 10^{14}$ Ом).

Широкого розповсюдження ПТ набули завдяки високій технологічності у виробництві, стабільності характеристик і невеликій вартості за масового виробництва.

2.5.2. Польові транзистори з керуючим p - n переходом

Конструкція та принцип дії ПТ з керуючим p - n переходом пояснюється на моделі, наведеній на рис. 2.25.

У такого ПТ канал протікання струму являє собою шар НП, наприклад, n -типу, вміщений між двома p - n переходами. Канал має контакти із зовнішніми електродами. Електрод, від якого починають рух носії заряду (у даному разі – електрони), називається **витоком** B , а електрод, до якого вони рухаються – **стоком** C .

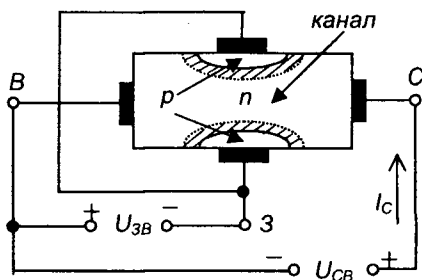


Рис. 2.23 – ПТ з керуючим p - n переходом

НП шари p -типу, що створюють із n -шаром два p - n переходи, виконані із більш високою концентрацією основних носіїв, ніж n -шар. Обидва p -шари електрично з'єднані і мають зовнішній електрод, що називається **затвором** $З$.

Вихідна напруга підмикається між стоком і витоком (U_{CB}), а вхідна напруга (керуюча) – між витоком та затвором ($U_{ЗВ}$), причому на затвор подається зворотна щодо витоку напруга.

Принцип дії такого ПТ полягає у тому, що зі змінами вхідної напруги $U_{ЗВ}$ змінюється ширина p - n переходів, що являють собою ділянки НП, збіднені носіями зарядів (запірний шар). Оскільки p -шар має більшу концентрацію домішки, зміна ширини p - n переходів відбувається, головним

чином, за рахунок більш високоомного n -шару. При цьому змінюється переріз струмопровідного каналу, а отже і його провідність і відповідно вихідний струм I_C приладу.

Особливість цього транзистора полягає у тому, що на провідність каналу впливає як керуюча напруга U_{3B} , так і напруга U_{CB} . Вплив напруг на провідність каналу ілюструє рис. 2.26, де заради спрощення не показані ділянки n -шару, розміщені поза p - n переходами.

На рис. 2.26,а зовнішню напругу прикладено лише у вхідному колі транзистора. Збільшення зворотної напруги на p - n переході призводить до зменшення провідності каналу за рахунок зменшення його перерізу (вздовж усього каналу). Та оскільки $U_{CB}=0$, вихідний струм $I_C=0$.

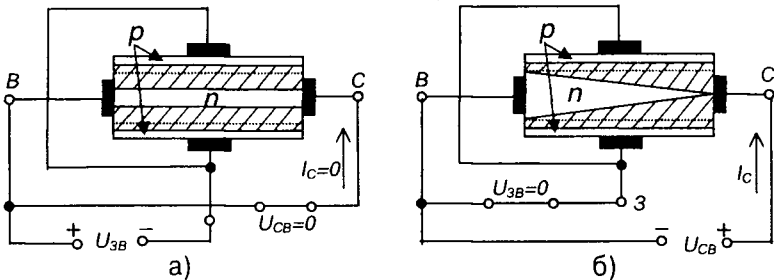


Рис. 2.26 – Вплив напруг на провідність каналу ПТ з керуючим p - n переходом: а) при $U_{CB}=0$; б) при $U_{3B}=0$

Рис. 2.26,б ілюструє зміну перерізу каналу під впливом лише напруги U_{CB} ($U_{3B}=0$). Коли $U_{CB}>0$, через канал протікає струм. Внаслідок цього виникає розподілений по каналу спад напруги, що зростає у напрямку стоку. Сумарний спад напруги ділянки стік-витік дорівнює U_{CB} . Відповідно, потенціали точок каналу вздовж нього неоднакові: зростають у напрямку стоку від нуля до U_{CB} . Потенціал точок p -шару відносно витоку визначається потенціалом затвора відносно витоку і у даному випадку дорівнює нулю. У зв'язку із зазначеним, зворотна напруга, прикладена до p - n переходів, зростає у напрямку витік-стік і p - n переходи розширюються у напрямку стоку. Це явище призводить до клиновидного зменшення перерізу каналу. Підвищення напруги U_{CB} викликає збільшення спаду напруги у каналі і подальше зменшення його перерізу, а отже, і провідності каналу. При певному значенні U_{CB} межі обох p - n переходів змикаються (див. рис. 2.21,б) і опір каналу стає великим.

Очевидно, що за сумарної дії U_{CB} та $U_{зв}$ змикання p - n переходів відбувається швидше. При цьому у приладі діє автоматична система керування, що забезпечує протікання фіксованого значення I_C за подальшого після змикання росту U_{CB} – струм через канал не залежить від U_{CB} .

Аналогічно працюють транзистори з каналом p -типу, лише полярність напруг повинна бути зворотною.

На рис. 2.27 наведені умовні позначення ПТ з керуючим p - n переходом.

Роботу таких транзисторів пояснюють сім'ї ВАХ двох видів: стокові і стік-затворні.



Рис. 2.27 – Умовні позначення ПТ з керуючим p - n переходом: а) з каналом n -типу, б) з каналом p -типу

Стокові (вихідні) характеристики, наведені на рис. 2.28, показують залежність струму стоку I_C від напруги стік-витік за фіксованої напруги затвор-витік:

$$I_C = f(U_{CB}) \Big|_{U_{зв} = const.}$$

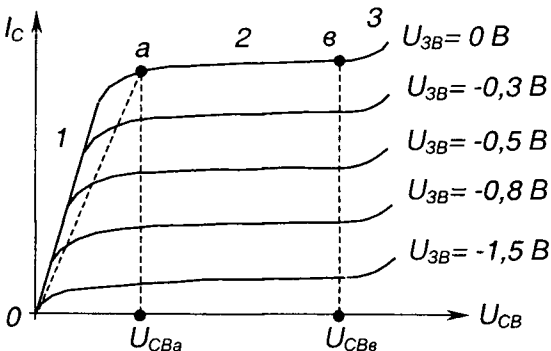


Рис. 2.28 – Стокові ВАХ ПТ з керуючим p - n переходом

На ділянці 1 ($0a$) маємо значну залежність I_C від вихідної напруги U_{CB} . Це неробоча ділянка для випадку використання приладу як підсилюючого елемента. Тут його використовують як керований резистор.

На ділянці 2 ($ав$) залежність вихідного струму від вихідної напруги мала. Це робоча ділянка у режимі підсилення.

Ділянка 3 відповідає пробою приладу.

Точці a відповідає змикання p - n переходів (напруга U_{CBa}). Причому, чим вища напруга $U_{зв}$ (абсолютна величина), тим швидше змикаються p - n переходи.

Напруга на затворі, за якою струм вихідного кола $I_C=0$, називається напругою запирання або напругою відтинання $U_{зв0}$. Числове значення $U_{зв0}$ дорівнює U_{CB} у точці *a* ВАХ транзистора.

Стік-затворні (передаточні) ВАХ відображають залежність струму стоку від напруги затвор-витік за фіксованої напруги стік-витік:

$$I_C = f(U_{зв}) \Big|_{U_{CB} = const}$$

Передаточна ВАХ зображена на рис. 2.29.

Параметри ПТ з керуючим *p-n* переходом:

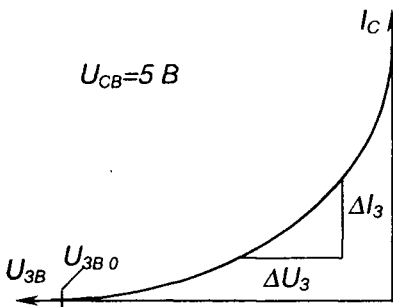


Рис. 2.29 – Передаточна ВАХ ПТ з керуючим *p-n* переходом

– максимальне значення струму стоку I_{Cmax} (відповідає його значенню у точці *b* на вихідних ВАХ при $U_{зв}=0$), сягає від десятків міліампер до одного ампера;

– максимальне значення напруги стік-витік U_{CBmax} (задають у 1,2÷1,5 рази меншим за напругу пробую ділянки стік-витік при $U_{зв}=0$), становить до 100 В;

– напруга відтинання $U_{зв0}$;

– внутрішній опір $r_i = \frac{dU_{CB}}{dI_C} \Big|_{U_{зв} = const}$;

– крутизна стік-затворної характеристики $S = \frac{dI_C}{dU_{зв}} \Big|_{U_{CB} = const}$;

– вхідний опір $r_{вх} = \frac{dU_{зв}}{dI_3}$, становить десятки мегаом.

2.5.3. СІТ-транзистори

У середині 70-х рр. минулого століття багаторічні дослідження (Японія, США) завершилися створенням ПТ із статичною індукцією – СІТ-транзистора. Цей транзистор, будучи за суттю ПТ з керуючим *p-n* переходом, є твердотільним аналогом електронновакуумної лампи – триода, у якої вихідна характеристика при нульовому значенні сигналу керування за формою нагадує характеристику *p-n* переходу. З ростом від’ємного значення напруги керування характеристика зсуваються вправо.

На відміну від площинної горизонтальної конструкції ПТ з керуючим *p-n* переходом, СІТ-транзистор має вертикальну конструкцію. Наприклад, *p*-шари затвору вводяться в *n*-шар вертикально. Таке виконання забезпечує приладу роботу при напругах до 2000 В й частотах до 500 кГц. А розміщення на одному кристалі великого числа елементарних транзисторів із наступним їх паралельним з'єднанням забезпечує робочі струми до 500 А – це вже є силовий електронний прилад!

Крім роботи в режимі ПТ, цей транзистор може працювати і у режимі біполярного транзистора, коли на затвор подається додатне зміщення. При цьому падіння напруги на приладі у відкритому стані зменшується.

Умовне позначення СІТ-транзистора наведено на рис. 2.30.

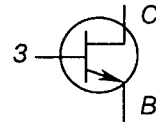


Рис. 2.30 – Умовне позначення СІТ-транзистора

2.5.4. Польові транзистори з ізолюваним затвором (МДН-транзистори)

На відміну від ПТ з керуючим *p-n* переходом, у яких затвор має безпосередній електричний контакт із суміжною зоною струмопровідного каналу, у МДН-транзисторів затвор, що являє собою, наприклад, алюмінієву плівку (Al), ізолюваний від зазначеної зони шаром діелектрика. Тому **МДН-транзистори належать до класу ПТ з ізолюваним затвором**. Наявність діелектрика забезпечує високий вхідний опір цих транзисторів ($10^{12} \div 10^{14}$ Ом).

Частіше як діелектрик використовують оксид кремнію (SiO_2), і тоді ПТ називають **МОН-транзистором** (метал – оксид – НП). Такі транзистори бувають із вбудованим та індукованим каналами. Останні більш розповсюджені.

Конструкція МОН-транзистора з індукованим каналом *n*-типу зображена на рис. 2.31.

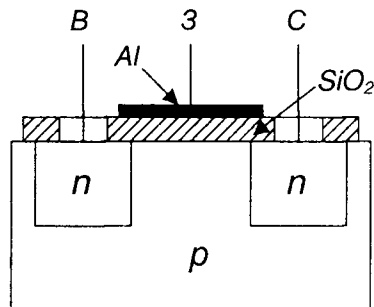


Рис. 2.31 – Конструкція МОН-транзистора з індукованим каналом

При $U_{зв} = 0$ або від'ємному, $I_c = 0$ (два $p-n$ переходи увімкнені зустрічно). При позитивній напрузі на затворі відносно витоку поверхневий шар на межі НП із діелектриком збагачується електронами, що притягуються з глибини p -шару (де вони є завдяки тепловій генерації вільних носіїв заряду) до затвору: виникає явище інверсії НП у примежовій зоні, коли p -шар стає n -шаром. Таким чином, між зонами n -шарів наводиться (індукується) канал, по якому може протікати струм від стоку до витоку.

При наявності струму стоку, як і у транзистора з керуючим $p-n$ переходом, за рахунок розподілення по довжині каналу падіння напруги від нуля до $U_{св}$, канал ($p-n$ перехід між з'єднаними каналом зонами n та зоною p) звужується у напрямку стоку. За деякого значення напруги $U_{св}$ канал перекривається так, що подальше збільшення струму стоку не відбувається. Тому вихідні ВАХ ПТ з ізолюваним затвором подібні до ВАХ ПТ з керуючим $p-n$ переходом, тільки характеристики проходять вище зі збільшенням напруги $U_{зв}$.

Умовні позначення МДН-транзисторів наведені на рис. 2.32.

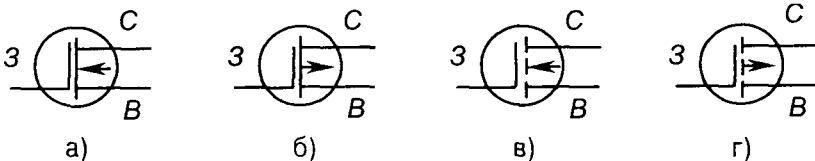


Рис. 2.32 – Умовні позначення МДН-транзисторів з каналами: вбудованим n -типу (а); вбудованим p -типу (б); індукованим n -типу (в); індукованим p -типу (г)

У ПТ з вбудованим каналом зони n -типу з'єднано перетинкою – тонким шаром n -типу. В результаті канал під дією напруги $U_{зв}$ може як розширюватись, так і звужуватись (до повного змикання) залежно від знаку $U_{зв}$.

ПТ широко використовують як дискретні компоненти електронних пристроїв, а також у складі інтегральних мікросхем.

2.5.5. Біполярні транзистори з ізолюваним затвором (БТІЗ)

Біполярні транзистори з ізолюваним затвором (БТІЗ, англійською: *IGBT – insulated gate bipolar transistor*) з'явилися у 80-х роках минулого століття і відтоді інтенсивно використовуються як силові прилади, витісняючи у багатьох застосуваннях тиристори.

Структура, умовне позначення та еквівалентна схема БТІЗ наведені на рис. 2.33.

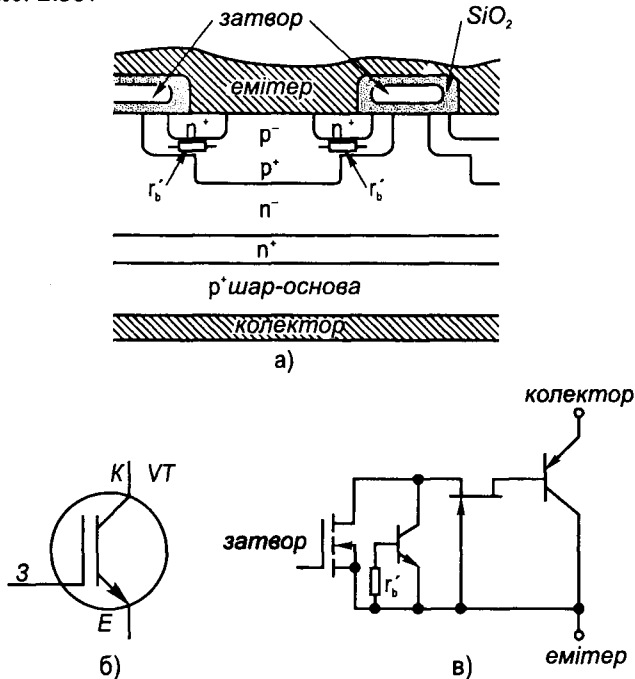


Рис. 2.33 – Структура (а), умовне позначення (б) та еквівалентна схема (в) БТІЗ

Як видно, він являє собою складну багатошарову структуру, створення якої стало можливим із розвитком інтегральної технології: це вже, фактично, інтегральна мікросхема.

БТІЗ поєднує властивості МОН-транзистора щодо керування з властивостями біполярного транзистора у силовому колі.

Таку структуру ще називають схемою псевдо-Дарлінгтона, хоча вірніше було б назвати її схемою псевдо-Шиклаї (див. рис. 2.22,а та рис. 2.23.)

Ці транзистори виконуються на напруги до 1200 В при частоті до 100 кГц та силі струму до 2000 А, що забезпечується паралельним з'єднанням великої кількості елементарних транзисторів на одному кристалі (як у випадку СІТ-транзистора). Вони також продукуються у вигляді модулів, в яких міститься від одного до шести транзисторів, що дозволяє зменшити габарити електронних пристроїв.

У поєднанні з широкою номенклатурою керуючих пристроїв у мікрвиконанні БТІЗ у наш час якнайширше застосовують у пристроях енергетичної електроніки.

2.6. Перемикаючі напівпровідникові прилади (тиристри)

Тиристор (від грецького *thyra* – двері + резистор) – це напівпровідниковий прилад, що має багат шарову структуру і ВАХ якого має ділянку з негативним опором. Його використовують як перемикач струму.

Тиристри бувають двоелектродні (або діодні) – диністри та триелектродні (або тріодні) – триністри.

2.6.1. Диністри

Диністор має чотиришарову структуру, як зображено на рис. 2.34. У нього є три p - n переходи, причому, за зазначеної полярності джерела напруги U_A , два крайні з них (Π_1 і Π_3) зміщені у прямому напрямку, а середній (Π_2) – у зворотному (рис. 2.34,а).

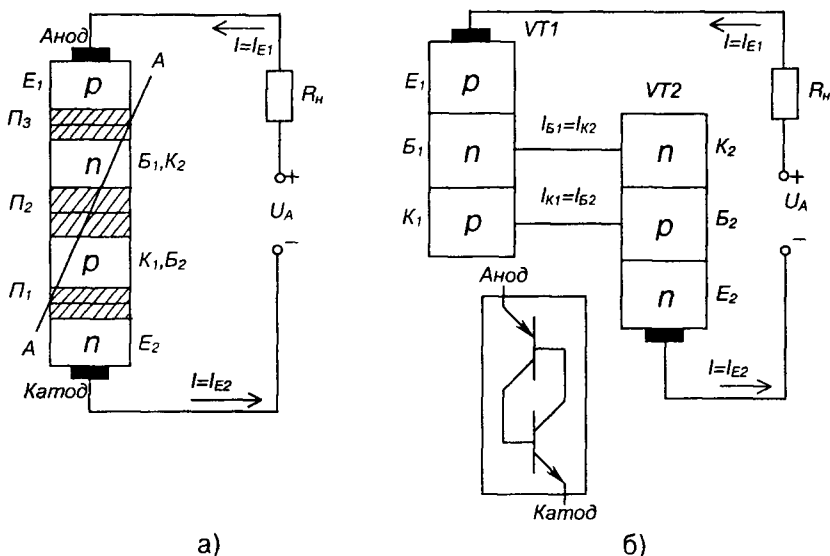


Рис. 2.34 – Структура диністора (а) та його модель у вигляді двох транзисторів (б)

Таку структуру можна представити у вигляді еквівалентної схеми (моделі), що складається з двох транзисторів $VT1$ та $VT2$ $p-n-p$ та $n-p-n$ типу відповідно (рис. 2.34,б). Цю модель можна отримати, якщо подумки розітнути прилад уздовж площини $A-A$, а потім обидві частки електрично з'єднати. При цьому виходить, що переходи Π_1 і Π_3 є емітерними переходами цих транзисторів, а перехід Π_2 для обох транзисторів є колекторним.

Зона бази B_1 транзистора $VT1$ одночасно є колекторною зоною транзистора $VT2$, а зона бази B_2 транзистора $VT2$ – колекторною зоною транзистора $VT1$.

Відповідно колекторний струм першого транзистора є базовим для другого $I_{K1} = I_{E2}$, а колекторний струм другого транзистора – базовим першого $I_{K2} = I_{B1}$. Таке вмикання забезпечує внутрішній позитивний зворотний зв'язок: якщо увімкнеться хоча б один транзистор, то надалі вони будуть підтримувати один одного в увімкненому стані.

Струм диністора – це емітерний струм першого транзистора I_{E1} або другого I_{E2} . У той же час він складається з двох колекторних струмів $I_{K1} = \alpha_1 I_{E1}$ та $I_{K2} = \alpha_2 I_{E2}$, де α_1 і α_2 – коефіцієнти передачі емітерного струму транзисторів $VT1$, $VT2$. Крім того, до складу струму диністора I входить початковий некерований (тепловий) струм колекторного переходу I_{K0} .

Таким чином, можна записати:

$$I = \alpha_1 I_{E1} + \alpha_2 I_{E2} + I_{K0}. \quad (2.24)$$

$$I_{E1} = I_{E2} = I,$$

а значить
$$I = \alpha_1 I + \alpha_2 I + I_{K0} = I(\alpha_1 + \alpha_2) + I_{K0}, \quad (2.25)$$

звідки

$$I = \frac{I_{K0}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}. \quad (2.26)$$

Проаналізуємо вираз (2.26), використовуючи графіки залежності α_1 та α_2 від струму диністора, наведені на рис. 2.35.

Для малих значень струму $(\alpha_1 + \alpha_2) < 1$. Із зростанням напруги на диністорі

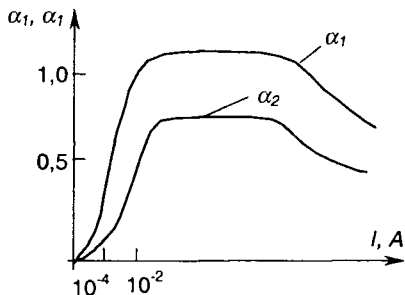


Рис. 2.35 – Залежність α_1 та α_2 від струму диністора

коефіцієнти α_1 та α_2 зростають (за рахунок звуження баз транзисторів через розширення зворотно зміщеного переходу Π_2), а отже, зростає і струм через диністор I .

При деякому значенні струму, що називається струмом вмикання диністора $I_{вн}$, отримаємо $(\alpha_1 + \alpha_2) = 1$, і вихідний струм мав би зрости до нескінченності, якби не обмежуюча дія опору навантаження R_n . Надалі прилад утримується в увімкненому стані за рахунок внутрішнього позитивного зворотного зв'язку.

ВАХ диністора наведена на рис. 2.36, на якому позначено:

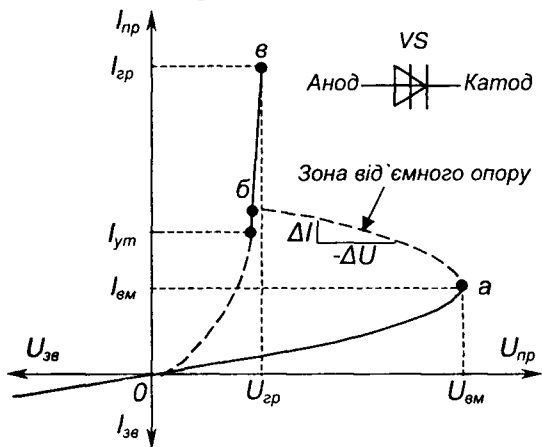


Рис. 2.36 – ВАХ диністора та його умовне позначення

$U_{вн}$ – напруга вмикання диністора;

$I_{вн}$ – струм вмикання;

$I_{ум}$ – струм утримання;

$I_{сп}$ – гранично допустимий струм приладу;

$U_{сп}$ – падіння напруги на диністорі, що відповідає $I_{сп}$.

Ділянка oa ВАХ відповідає закритому стану диністора. Ділянка ab – лавиноподібному перемицанню приладу (ділянка з

від'ємним опором, бо тут

$R = -\Delta U / \Delta I$ – величина від'ємна).

Ділянка $бв$, подібна відрізку ВАХ діода, відповідає увімкненому стану диністора (режим насичення), вона є робочою ділянкою характеристики.

Для вимикання приладу (переведення його у непровідний стан) струм у його колі повинен стати меншим за струм утримання.

Основні параметри диністора:

- напруга вмикання диністора $U_{вн}$, що становить (20÷1000) В;
- максимальне середнє значення прямого струму за заданих умов охолодження $I_{пр\ max}$, що становить (0,1÷2) А;
- струм утримання $I_{ум}$ – мінімальний прямий струм увімкненого диністора, при подальшому зниженні якого диністор переходить у непровідний стан, становить (0,01÷0,1) А;

- максимальне допустиме амплітудне значення зворотної напруги $U_{зв\ max}$, сягає до 1000 В;
- час вмикання, тобто час переходу від закритого стану до відкритого, знаходиться у межах (1÷10) мкс.

2.6.2. Триністор (керований діод)

Диністри не знайшли широкого розповсюдження (використовувались для фіксування досягнення напругою певного значення). Зате тріодний тиристор (**триністор**), який є керованим перемикаючим приладом і частіше називається просто тиристором, став основою енергетичної електроніки 80-х років минулого століття.

Тиристор – це чотиришаровий перемикаючий прилад, у якого від однієї з базових зон зроблено вивід – керуючий електрод.

Структура та умовне позначення триністора (надалі – тиристор) наведені на рис. 2.37.

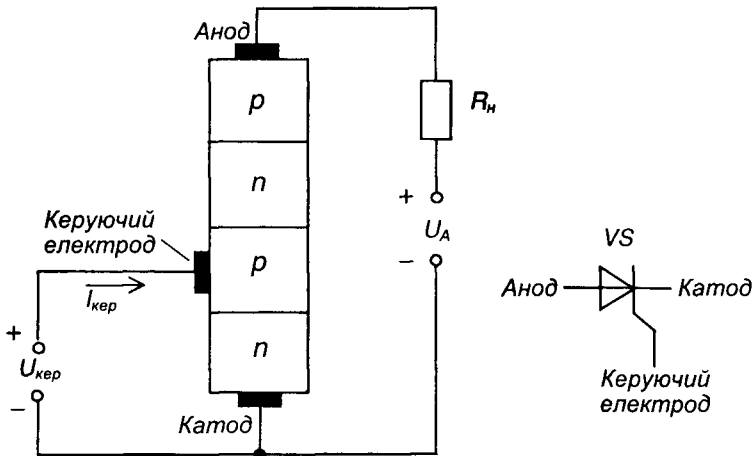


Рис. 2.37 – Структура та умовне позначення тиристора

Подаючи між керуючим електродом та катодом пряму напругу на p - n перехід, що працює у прямому напрямку, можна регулювати значення напруги вмикання $U_{вн}$. Цю головну властивість тиристора демонструє його ВАХ, наведена на рис. 2.38.

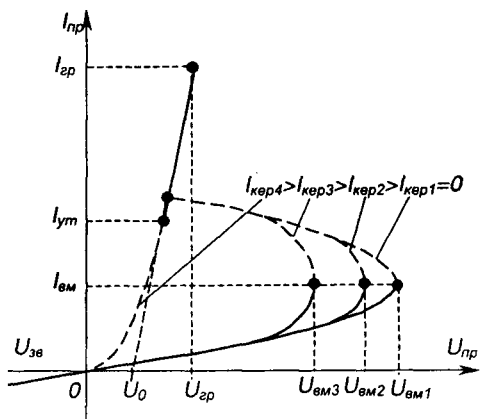


Рис. 2.38 – ВАХ тиристора

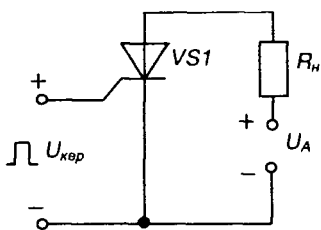


Рис. 2.39 – Найпростіша схема вмикання тиристора

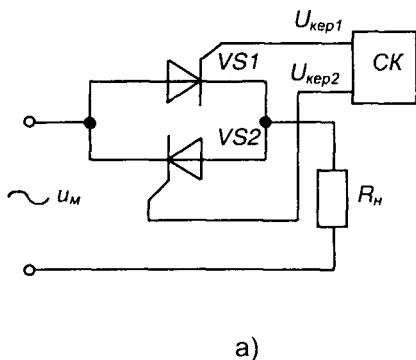
Схема вмикання тиристора зображена на рис. 2.39.

Якщо подати на керуюче коло імпульс прямої напруги, тиристор вмикається і залишається увімкненим після зняття сигналу керування.

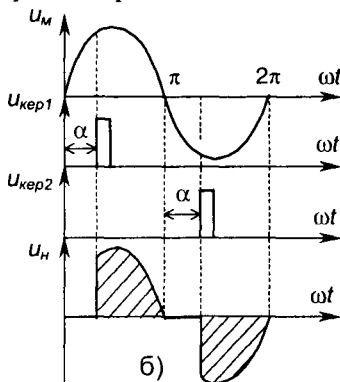
Вимкнути тиристор можна лише зниженням струму у його анодному колі нижче струму утримання $I_{ум}$.

У колах постійного струму вмикання тиристора здійснюється шляхом вмикання паралельно тиристорі попередньо зарядженого конденсатора з напругою, полярність якої зворотна щодо тиристора (**примусова комутація**).

У колах змінного струму вимикання тиристора здійснюється природно в момент проходження струму через нуль (**невимушена комутація**) – тому найширшого використання тиристорів набули саме у колах змінного струму як напівкерувані електронні перемикачі.



а)



б)

Рис. 2.40 – Однофазний регулятор: а) електрична схема; б) часові діаграми роботи

На рис. 2.40 наведено схему найпростішого **однофазного регулятора** та часові діаграми його роботи. Змінюючи затримку подачі сигналу керування відносно переходу напруги мережі $U_{\text{н}}$ через нуль – **кут керування** α – від 0 до π , можна регулювати напругу на навантаженні $U_{\text{н}}$ від нуля до максимуму.

Тиристри мають багато параметрів (біля ста). Наведемо основні з них.

1) Статичні параметри:

- струм вмикання $I_{\text{а.н}}$;
- струм утримання (мінімальний прямий струм увімкненого тиристора за розімкненого кола керування, при подальшому зниженні якого тиристор переходить у непровідний стан), становить $(0,01 \div 0,7)$ А;
- порогова напруга $U_{\text{о}}$, сягає до 1 В.

2) Граничні параметри:

- максимально допустиме значення середнього струму через тиристор за певних умов охолодження $I_{\text{зр}}$, складає $(0,1 \div 2000)$ А;
- максимально допустиме амплітудне значення зворотної напруги $U_{\text{зв}} = (100 \div 24000)$ В;
- струм робочого перевантаження, сягає $3I_{\text{зр}}$;
- ударний струм у відкритому стані, що не повторюється, сягає $20I_{\text{зр}}$;
- допустима середня потужність втрат у відкритому стані.

3) Динамічні параметри:

- час вмикання $\tau_{\text{в.н}}$ (час переходу тиристора з непровідного стану у провідний), що становить $(1 \div 10)$ мкс;
- час вимикання $\tau_{\text{в.н.н}}$ (мінімальний проміжок часу між проходженням через нуль прямого струму та повторним прикладенням напруги до тиристора (див. рис. 2.41), що не викликає самовільного вмикання приладу – час відновлення запірних властивостей), становить $(10 \div 500)$ мкс;

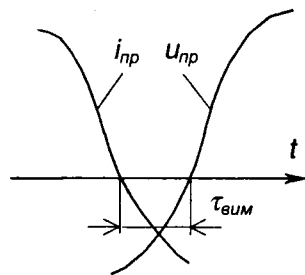


Рис. 2.41 – Часова діаграма вимикання тиристора

- допустима швидкість зростання відновлюваної напруги на тиристрі, що не призводить до його самовільного вмикання за рахунок ємнісного струму зміщення структури (що являє собою паразитний конденсатор) та

внутрішнього додатного зворотного зв'язку $(du/dt)_{\text{крит}} = 20 - 500 \text{ В/мкс}$ (для гарантованого забезпечення неперевищення її допустимого значення паралельно з тиристором зазвичай вмикають RC-ланцюжок);

– допустима швидкість зростання прямого струму, що не призводить до виходу тиристора з ладу за рахунок локального перегріву структури $(di/dt)_{\text{крит}} = 10 - 70 \text{ А/мкс}$ (для гарантованого забезпечення неперевищення її допустимого значення послідовно з тиристором вмикають невелику індуктивність – дросель).

4) Параметри кола керування:

– це значення постійного та імпульсного струмів кола керування при напрузі джерела у ньому 12 В, та відповідні їм падіння напруги у колі керування (для потужних тиристорів $I_{\text{кер}} = (0,3 \div 0,7) \text{ А}$).

Слід зазначити, що тривалість імпульсу керування повинна бути більшою за час вмикання тиристора – зазвичай складає $(15 \div 20) \text{ мкс}$ для активного навантаження.

2.6.3. Спеціальні типи тиристорів (симістор, фототиристор, двоопераційний тиристор, оптронний тиристор)

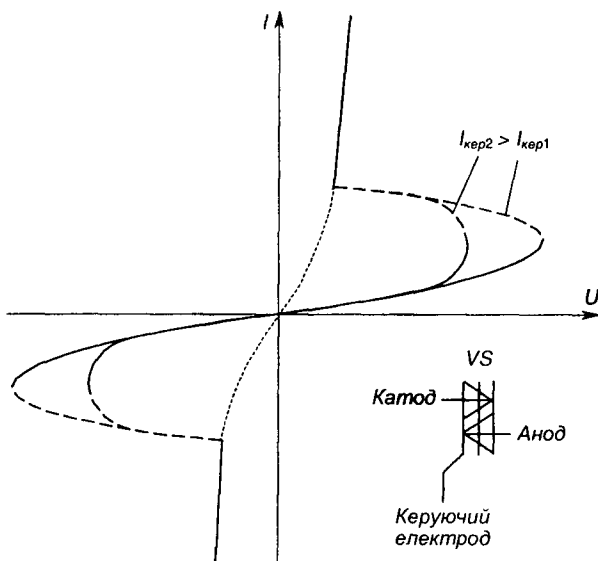


Рис. 2.42 – ВАХ симістора та його умовне позначення

Симістор або симетричний тиристор – прилад, який є керуваним як при позитивній, так і при негативній напрузі на ньому. ВАХ симістора та його умовне позначення наведено на рис. 2.42.

Прилад являє собою п'ятишарову структуру. Його параметри подібні до параметрів тристора.

Фототиристор – прилад, що керується світловим потоком. Параметри його силового кола приблизно такі ж, як і у триністора. Умове позначення фототиристора наведене на рис. 2.43,а.

Двоопераційний тиристор – прилад, що не тільки вмикається, але й вимикається керуючим сигналом: вмикається як звичайний тиристор, а вимикається подачею в коло керування імпульсу від'ємної напруги, чим забезпечується переривання струму в структурі за рахунок відведення об'ємного заряду з бази. Умове позначення двоопераційного тиристора наведене на рис. 2.43,б.

Оптронний тиристор – це поєднання світлодіода та фототиристора в одному корпусі. Якщо через світлодіод пропускати струм (під дією $U_{кер}$), він генеруватиме світловий потік, який, падаючи на структуру тиристора в зоні керуючого $p-n$ переходу, призведе до генерації в НП вільних носіїв заряду. Ці носії під дією прикладеної до тиристора напруги створюють струм керування і тиристор вмикається. Головна перевага оптронних тиристорів (як і фототиристорів) – це відсутність гальванічного зв'язку між колом керування та силовим колом. Умове позначення оптронного тиристора наведене на рис. 2.43,в.

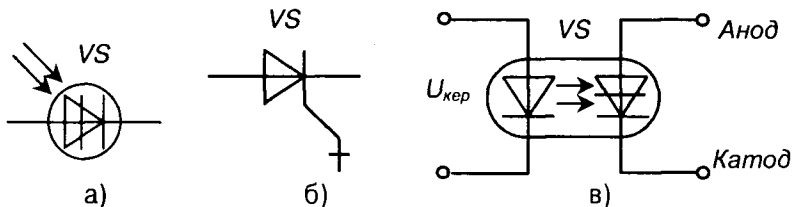


Рис. 2.43 – Умовні позначення фототиристора (а), двоопераційного (б) та оптронного (в) тиристорів

Нааявність у тиристорів внутрішнього додатного зворотного зв'язку (зона від'ємного опору на ВАХ) надає їм декілька важливих властивостей.

Головне: для вмикання тиристора достатньо в його коло керування подати короткий імпульс струму невеликої потужності. Далі відкритий стан підтримується за рахунок внутрішнього додатного зворотного зв'язку. Тому тиристри мають дуже великий коефіцієнт підсилення за потужністю (десятки тисяч).

Порівняно з транзисторами, тиристри більш стійкі до перевантажень, але мають досить вузький діапазон робочих частот (до сотень герц).

2.6.4. Електростатичні тиристри

Окрім розглянутих вище, в останній час в енергетичній електроніці використовують і деякі новітні види тиристорів, що з'явилися завдяки досягненням напівпровідникової технології. Це, наприклад, **електростатичні тиристри** (або *SITH* -тиристри – *Static Induction Thyristor*). Технологія їх виготовлення настільки складна, що опанована у світі лише декількома фірмами. Відповідно їх вартість досить висока.

Еквівалентна схема і позначення такого тиристора наведені на рис. 2.44. У нормальному стані він проводить струм. Вимикання здійснюється подачею на керуючий електрод позитивної відносно катода напруги.

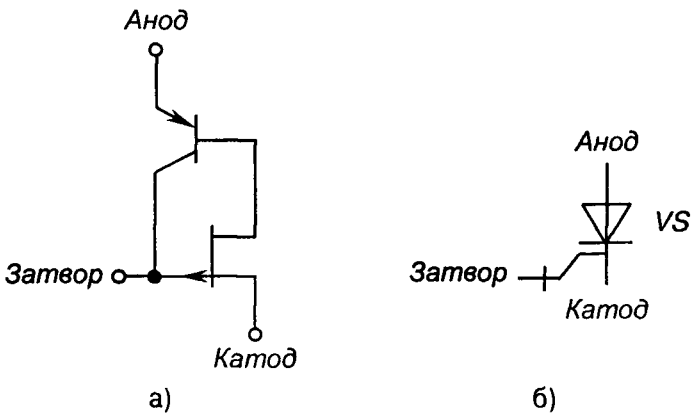


Рис. 2.44 – Еквівалентна схема (а) і позначення (б) електростатичного тиристора

2.6.5. Запірний тиристор з МОН-керуванням

Найбільш перспективним із тиристорів є тиристор, керований напругою – **запірний тиристор** з МОН-керуванням (*MCT* – *MOS* – *Controlled Thyristor*). Його еквівалентна схема і позначення наведені на рис. 2.45. Він містить МОН-структури з *n*- (*VT4*) та *p*-каналами (*VT1*) і тиристорну чотиришарову структуру *p-n-p-n* (*VT2*, *VT3*).

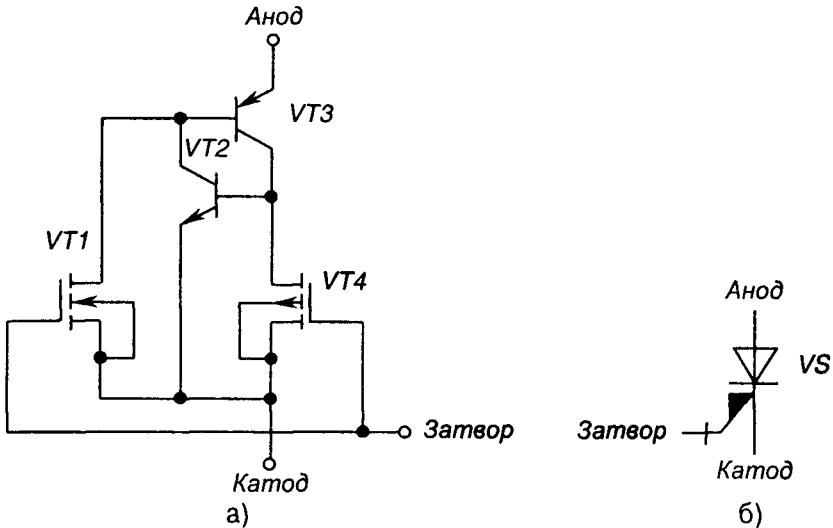


Рис. 2.45 – Еквівалентна схема (а) і позначення (б) запірної тиристора з МОН-керуванням

Вмикають його по затвору n -канального МОН-транзистора $VT1$. Вимикання здійснюється по затвору p -канального МОН-транзистора $VT4$, що на короткий час шунтує катодний перехід тиристорної структури: емітерний перехід транзистора $VT2$. Це забезпечує малу потужність кола керування приладу і його сумісність із цифровими пристроями керування.

2.7. Інтегральні мікросхеми

2.7.1. Загальні відомості

Бурхливий розвиток техніки, що у наш час значною мірою залежить від розвитку електроніки, призводить до значного ускладнення електронних пристроїв. Це, у свою чергу, веде до збільшення кількості елементів у пристроях.

Так, середньостатистична кількість активних (діоди, транзистори, лампи) та пасивних (резистори, конденсатори, дроселі) елементів електронних пристроїв складала:

у 1950 році – 10^4 шт.; у 1975 – $10^6 \div 10^7$; у 1985 – 10^8 ; у 1995 – 10^9 .

Таке зростання складності електронних пристроїв призводить до виникнення низки проблем, основними з яких є:

1) надійність електронних елементів і електричних зв'язків між ними (а, отже, і надійність пристрою в цілому);

2) мініатюризація електронних елементів (зменшення об'єму та маси пристроїв);

3) зниження споживаної потужності.

Неможливість вирішення зазначених проблем за використання розглянутих вище дискретних електронних приладів призвело до виникнення нового напрямку в електроніці – створення інтегральних мікросхем.

Інтегральна мікросхема (ІМС) – це електронний прилад із високою щільністю пакування електрично зв'язаних елементів, що виконує деяку функцію обробки або перетворення електричних сигналів і який, з точки зору конструктивно-технологічних та експлуатаційних вимог, є одним цілим.

Проектуванням, виготовленням та розробкою методів застосування ІМС займається мікроелектроніка.

Залежно від технології виробництва ІМС поділяють на:

– гібридні (виконуються на основі безкорпусних дискретних електронних приладів, що прикріплюються до ізоляційної основи, на яку нанесено плівкові елементи – резистори, конденсатори і т. п., а також з'єднуючі провідники);

– напівпровідникові (всі елементи виконуються на основі єдиного кристалу НП).

За складністю ІМС поділяють на чотири групи:

1 – малий ступінь інтеграції (до 30 елементів у схемі);

2 – середній ступінь інтеграції ($30 \div 150$ елементів);

3 – великий ступінь інтеграції ($150 \div 1000$ елементів);

4 – надвеликий ступінь інтеграції (понад 1000 елементів).

2.7.2. Гібридні ІМС

Гібридні ІМС складаються з таких конструктивних вузлів:

1) ізоляційна основа із склопластику або керамічна, на поверхню якої

у вигляді плівок нанесені резистори, конденсатори невеликої ємності, котушки невеликої індуктивності, електричні з'єднання;

- 2) дискретні безкорпусні НП прилади;
- 3) дискретні конденсатори великої ємності, трансформатори, дроселі;
- 4) ізоляційний корпус, що забезпечує герметизацію усіх елементів ІМС і має вивідні контакти.

На рис. 2.46 показано конструкцію плівкових резисторів із малим і великим опором. Тонку плівку з чистого хрому, ніхрому або танталу наносять безпосередньо на ізоляційну основу. У такий спосіб одержують резистори з опором від 0,001 до десятків кілоом. Щоб одержати більш високоомні резистори (до десятків мегаом), використовують металодіелектричні суміші (наприклад, хром та монооксид кремнію).

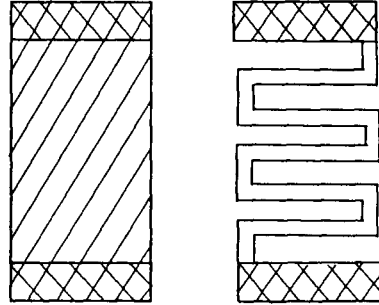


Рис. 2.46 – Конструкція плівкових резисторів з малим (а) і великим (б) опором

На рис. 2.47 зображена конструкція плівкового конденсатора. Нижня та верхня обкладки конденсатора 2 є тонкими плівками із міді, срібла або золота. Діелектриком 1 є плівка із силікату алюмінію, двооксиду титану або кремнію. Розміщені вони на діелектричній основі 3.

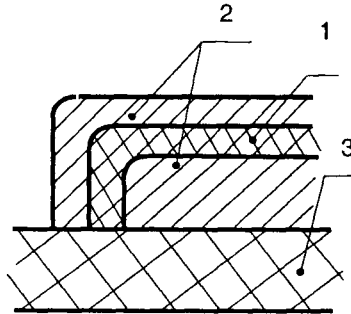


Рис. 2.47 – Конструкція плівкового конденсатора

Ємність таких конденсаторів може бути від десятих часток до десятків тисяч мікрофарад.

Провідники виконують у вигляді тонкої (1 мкм) плівки із золота чи міді з підшарком нікелю або хрому.

Дискретні елементи із гнучкими виводами (золотий дріт діаметром 30÷50 мкм) приєднуються до плівкової мікросхеми пайкою або зваркою.

Електронні пристрої на гібридних ІМС можуть мати щільність монтажу до 60÷100 елементів на 1 см². За такої щільності об'єм пристрою,

що має 10^7 елементів, може складати $0,1 \div 0,5 \text{ м}^3$, а середній час безвідмовної роботи – $10^3 \div 10^4$ годин і більше.

2.7.3. Напівпровідникові ІМС

На відміну від гібридних ІМС, напівпровідникові виконуються на основі кристалу НП, де окремі його ділянки виконують ролі транзисторів, діодів, конденсаторів, резисторів і т. ін., і з'єднуються за допомогою алюмінієвих плівок, що наносяться на поверхню кристалу.

Електронні пристрої на напівпровідникових ІМС можуть мати щільність монтажу до 500 елементів у 1 см^3 і цей параметр з року в рік зростає. Середній час безвідмовної роботи пристрою, що має $10^7 \div 10^{10}$ елементів, сягає $10^3 \div 10^4$ годин.

2.7.4. Призначення і параметри ІМС

На відміну від дискретних елементів (діоди, транзистори), ІМС являють собою функціональні пристрої, призначені для перетворювання електричних сигналів або енергії.

Залежно від призначення ІМС, для неї можуть нормуватися різні параметри, що характеризують її як функціональний пристрій в цілому.

За призначенням усі ІМС поділяються на два класи:

- 1) лінійно-імпульсні (або аналогові);
- 2) логічні (або цифрові).

До лінійно-імпульсних належать ІМС, що виконують функції перетворення й обробки електричних сигналів, які змінюються за законом безперервної функції. До них належать різні підсилювачі, генератори, стабілізатори струму та напруги.

Основні параметри підсилювачів:

- коефіцієнт підсилення за напругою K_U ;
- вхідний опір $R_{вх}$;
- максимальна вихідна напруга $U_{вих \text{ max}}$;
- робочий діапазон частот.

Основні параметри стабілізаторів:

- коефіцієнт стабілізації $K_{ст}$;

- напруга стабілізації U_{cm} ;
- максимальна потужність P_{max} ;
- діапазон зміни вхідної напруги.

До логічних (цифрових) належать ІМС, що виконують функції перетворення й обробки електричних сигналів, які змінюються за законом дискретної функції (зазвичай це двійковий цифровий код).

Параметри таких схем:

- рівень логічного нуля;
- рівень логічної одиниці;
- швидкодія.

Основні переваги ІМС:

- висока надійність;
- малі габарити і маса;
- незначна споживана потужність;
- невисока вартість;
- високий рівень швидкодії.

Недолік – невелика вихідна потужність (50+100 мВт).

Проте за ІМС майбутнє, бо завдяки створенню мікропроцесорів та внаслідок розвитку інформатики стала можливою побудова функціонально різних електронних пристроїв на однотипних елементах (датчики, перетворювачі аналогових сигналів у цифрові, процесор, вузли пам'яті, перетворювачі цифрових сигналів в аналогові у поєднанні з виконавчими потужними пристроями на дискретних елементах). При цьому алгоритм обробки електричних сигналів визначається заданою програмою роботи пристрою і набір виконуваних функцій фактично залежить від програми, а не від схеми пристрою.

**Контрольні запитання до другого розділу**

1. Як класифікують напівпровідникові електронні прилади?
2. Поясніть основні властивості напівпровідникових резисторів. Наведіть їх умовні позначення.
3. Поясніть принцип дії випрямного діода, стабілітрона, фотота світлодіода, варикапа. Наведіть їх умовні позначення.
4. Що таке біполярний транзистор? Поясніть його будову та принцип дії. Наведіть умовні позначення.
5. Як можна вмикати біполярний транзистор і який вигляд при цьому мають його вольт-амперні характеристики?
6. Що таке h -параметри біполярного транзистора?
7. Як будується динамічна характеристика транзистора? У яких режимах може працювати транзистор?
8. Поясніть будову і принцип дії одноперехідного транзистора.
9. Що таке польовий транзистор? Які є різновиди польових транзисторів? Поясніть їх будову і принцип дії, наведіть умовні позначення.
10. Що таке тиристор, диністор, триністор, симістор, оптронний тиристор, двоопераційний тиристор. Наведіть їх умовні позначення.
11. Наведіть і поясніть структуру і вольт-амперні характеристики диністора. Що таке зона від'ємного опору ВАХ?
12. Як увімкнути і як вимкнути тиристор?
13. У чому полягає принцип регулювання напруги змінного струму тиристорним регулятором?
14. Що таке інтегральна мікросхема? Які види інтегральних мікросхем Ви знаєте?
15. У чому полягають переваги інтегральних мікросхем перед електронними пристроями на дискретних елементах?

РОЗДІЛ 3

ПІДСИЛЮВАЧІ ЕЛЕКТРИЧНИХ СИГНАЛІВ. ПІДСИЛЮВАЧІ НАПРУГИ ЗМІННОГО СТРУМУ

3.1. Загальні відомості про підсилювачі та їх класифікація

Електронним підсилювачем називається пристрій, призначений для посилення потужності електричного сигналу без спотворення його форми і частоти (для лінійного підсилювача).

Необхідність у підсилювачі виникає тоді, коли потужність джерела сигналу менша від потужності навантаження. У такому разі, як було зазначено в пп. 2.4.1, послідовно з навантаженням вмикають зовнішнє джерело живлення і підсилюючий елемент ПЕ. Джерело сигналу діє не безпосередньо на навантаження, а на вхід ПЕ і, змінюючи провідність останнього, забезпечує пропорційні вхідному сигналу зміни струму у колі навантаження. В результаті у навантаженні виділяється необхідна величина потужності за рахунок енергії джерела живлення (див. рис. 2.9).

Як ПЕ у сучасних підсилювачах зазвичай використовують транзистори (біполярні або польові), рідше – електронні лампи.

Загальна структурна схема підсилювача наведена на рис. 3.1.

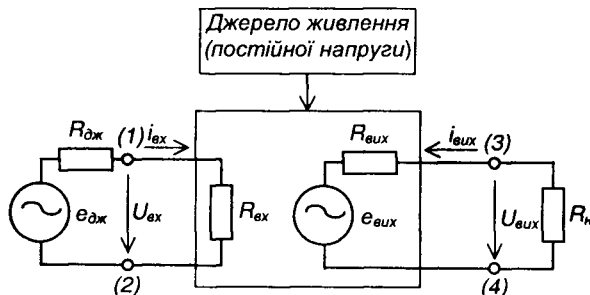


Рис. 3.1 – Структурна схема підсилювача

Вхідний сигнал від керуючого джерела енергії $e_{дж}$ (джерела вхідного сигналу) подається на вхідні клеми (1)-(2) підсилювача через внутрішній опір джерела $R_{дж}$. Потужність джерела вхідного сигналу виділяється на вхідному опорі підсилювача $R_{вх}$. Навантаження підмикається до клем (3)-(4). Вхідний малопотужний сигнал керує кількістю енергії, що подається у навантаження від джерела живлення значно більшої потужності (підсилювальні властивості вихідного кола представлені за допомогою додаткової електрорушійної сили $-e_{вих}$). Таким чином, завдяки використанню ПЕ і зовнішнього джерела живлення стає можливим підсилення малопотужного вхідного сигналу.

Підсилювачі класифікуються за такими ознаками:

- 1) призначення;
- 2) частота сигналу, що підсилюється;
- 3) форма сигналу;
- 4) характер зміни з часом сигналу, що підсилюється.

Усі ці ознаки накладають специфічні вимоги до побудови конкретних схем підсилювачів.

За призначенням підсилювачі поділяються на підсилювачі напруги, струму та потужності. Тобто вони забезпечують на виході необхідний рівень напруги, струму або потужності (хоча за своєю суттю усі вони є підсилювачами потужності).

У підсилювача напруги $R_{дж} \ll R_{вх}$; $R_{вих} \ll R_n$ і, в результаті, відносно великі зміни напруги на навантаженні забезпечуються при незначних змінах вхідного та вихідного струмів.

У підсилювача струму $R_{дж} \gg R_{вх}$; $R_{вих} \gg R_n$ і протікання струму необхідного значення у вихідному колі відбувається за малих значень напруги у вхідному та вихідному колах.

У підсилювача потужності $R_{дж} = R_{вх}$; $R_{вих} = R_n$, за рахунок чого забезпечується максимальна потужність як у вхідному, так і у вихідному колах (узгоджений за потужністю режим роботи).

За частотою підсилювачі поділяються на підсилювачі низької частоти (від одного герца до десятків кілогерц), середньої частоти (від десятків кілогерц до мегагерца) та високої частоти (більше за мегагерц).

За смугою частот робочого діапазону бувають широкосмугові підсилювачі й **вибіркові** (забезпечують підсилення у дуже вузькому діапазоні частот, в ідеалі – сигналів однієї частоти).

За формою сигналу, що підсилюється, вони поділяються на підсилювачі гармонічних та імпульсних сигналів.

За характером зміни вхідного сигналу з часом бувають підсилювачі постійного та змінного струму.

Найпростіший вузол, що забезпечує підсилення електричного сигналу, називається **підсилюючим каскадом**.

За видом зв'язку між джерелом сигналу, каскадами та навантаженням підсилювачі поділяються на підсилювачі з безпосереднім, резистивним, оптронним, резистивно-ємнісним, трансформаторним або резонансно-трансформаторним зв'язком.

Перші три види зв'язку можуть використовуватися у підсилювачах як постійного, так і змінного струму, решта – тільки у підсилювачах змінного струму.

Надалі ми будемо розглядати лінійні підсилювачі, у яких пропорційним змінам вхідного сигналу відповідають пропорційні зміни вихідного.

3.2. Основні параметри і характеристики підсилювачів

Підсилювальні властивості підсилювача оцінюються такими характеристиками:

1) коефіцієнт підсилення – для лінійного підсилювача це:

- за напругою $K_U = \frac{U_{вих}}{U_{вх}}$;
- за струмом $K_I = \frac{I_{вих}}{I_{вх}}$;
- за потужністю $K_P = \frac{P_{вих}}{P_{вх}}$.

У загальному випадку величини K_U та K_I є комплексними. Тому

$$\dot{K} = \frac{\dot{A}_{вих}}{\dot{A}_{вх}} = \frac{A_{вих} e^{j\varphi_{вих}}}{A_{вх} e^{j\varphi_{вх}}} = K e^{j(\varphi_{вих} - \varphi_{вх})} = K e^{j\varphi}, \quad (3.1)$$

де K – модуль коефіцієнта підсилення;

$\varphi_{вих}, \varphi_{вх}$ – фази вихідного та вхідного сигналів;

φ – зсув фаз між вхідним та вихідним сигналами.

Величина $K_p = K_U K_I$ – завжди дійсне число.

У багатьох випадках коефіцієнт підсилення представляють у логарифмічних одиницях – децибелах (дБ):

$$K_U(\text{дБ})=20[\lg K_U]; K_I(\text{дБ})=20[\lg K_I]; K_p(\text{дБ})=10[\lg K_p];$$

2) вхідний опір за постійним або змінним (залежно від виду підсилювача) струмом $R_{вх} = \frac{U_{вх}}{I_{вх}}$;

3) вихідний опір підсилювача $R_{вих}$ (опір між вихідними клемми підсилювача за вимкненого опору навантаження);

4) коефіцієнт корисної дії (к.к.д.) $\eta = \frac{P_{вих}}{P_{заг}}$, де $P_{заг}$ – загальна потужність, що відбирається від джерела живлення.

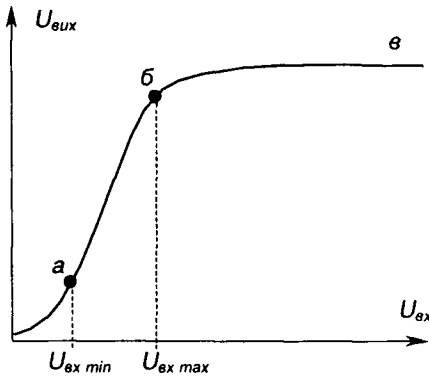


Рис. 3.2 – Амплітудна характеристика $U_{вих} = f(U_{вх})$ підсилювача

$бв$ – режим насичення (тут із ростом вхідного сигналу ріст вихідного припиняється – підсилювач виходить із лінійного режиму).

Величина
$$D = \frac{U_{вих\ max}}{U_{вих\ min}} \tag{3.2}$$

називається динамічним діапазоном підсилювача.

$(U_{ex\ max} - U_{ex\ min})$ – робочий діапазон вхідної напруги.

Нелінійність характеристики при вхідних напругах, менших за $U_{ex\ min}$, пояснюється наявністю шумових сигналів.

Амплітудно-частотна характеристика (АЧХ) – це залежність коефіцієнта підсилення K_U від кругової частоти ω ($\omega=2\pi f$; f – частота сигналу, що підсилюється).

На рисунку позначено:

K_{U_0} – найбільший коефіцієнт підсилення;

$$K_{U_f} = \frac{K_{U_0}}{\sqrt{2}} \text{ – таке зниження}$$

підсилення звукового сигналу не фіксується чітко вухом людини.

Із АЧХ визначають робочий діапазон частот підсилюваного сигналу – від ω_n до ω_g .

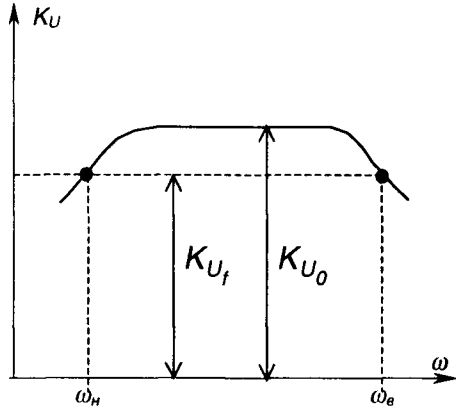


Рис. 3.3 – Амплітудно-частотна характеристика $K_U=f(\omega)$ підсилювача

3.3. Принципи побудови підсилювачів

Як правило, підсилювачі складаються із декількох каскадів, що виконують послідовне підсилення сигналу. При цьому загальний коефіцієнт підсилення становить

$$K = K_1 \cdot K_2 \cdot \dots \cdot K_n. \quad (3.3)$$

Вхідні каскади та каскади попереднього підсилення виконуються, як правило, у вигляді підсилювачів напруги.

Вихідні каскади – кінцеві – зазвичай є підсилювачами потужності або струму.

Підсилювачі відрізняються один від одного кількістю каскадів, режимом роботи. Але усім їм притаманні загальні принципи побудови. Розглянемо їх на прикладі підсилювача сигналів напруги змінного струму, показаного на рис. 3.4.

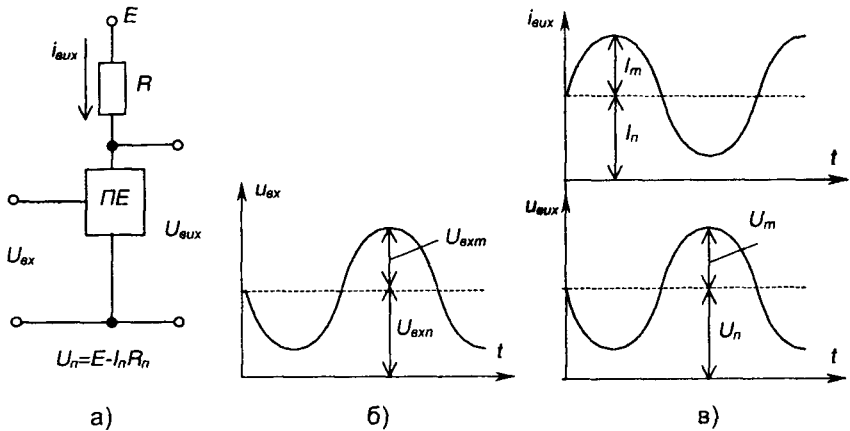


Рис. 3.4 – Структурна схема підсилювача напруги змінного струму (а) та часові діаграми його вхідного (б) і вихідного (в) сигналів

Основним елементом підсилювача є PE (біполярний або польовий транзистор), що разом із резистором R та джерелом живлення постійного струму E утворюють головне вихідне коло підсилювача.

Принцип підсилення полягає у перетворенні енергії джерела постійної напруги E в енергію змінного вихідного сигналу шляхом зміни провідності PE за законом, зумовленим формою вхідного сигналу.

Оскільки вихідне коло підсилювача живиться постійною напругою, у ньому може протікати струм лише однієї полярності. Для забезпечення отримання підсиленого сигналу змінного струму необхідно задати його на фоні постійного сигналу зміщення U_n , як це показано на рис. 3.4,в. При цьому для нормальної роботи підсилювача амплітудні значення вихідних напруги та струму повинні бути меншими за постійні рівні напруги та струму $U_m \leq U_n$; $I_m \leq I_n$ (постійного струму зміщення).

Постійні рівні струму та напруги у вихідному колі задаються подачею постійного рівня вхідної напруги $U_{\text{вхн}} > U_{\text{вхm}}$; ($I_{\text{вхн}} > I_{\text{вхm}}$).

Режим роботи підсилювача за постійним струмом називається **режимом спокою**. Він характеризується струмом спокою та напругою спокою вихідного кола. Щоб задати режим спокою, використовують спеціальні схеми зміщення напруги.

Вихідна напруга $U_{вих}$ подається на навантаження, яким зазвичай є наступний каскад підсилення. Зверніть увагу: за такої побудови підсилювача його навантаженням (корисним) є не резистор R , а вхідний опір наступного (наприклад, такого ж) каскаду підсилення, на який подається напруга $U_{вих}$.

3.4. Основні режими (класи) роботи підсилювачів

Режим спокою (режим роботи за постійним струмом) характеризує клас роботи підсилюючого каскаду. Ним визначаються призначення, к.к.д., ступінь нелінійних спотворень (порушення пропорційності вхідного і вихідного сигналів) та інші параметри каскаду.

Найбільш широко застосовують три класи, які називають – А, В і С.

При роботі підсилювача у режимі класу А точку спокою P , якій відповідають струми $I_{ок}$, $U_{ок}$, $I_{об}$, вибирають посередині вихідної динамічної характеристики за постійним струмом, як показано на рис. 3.5 (транзистор увімкнений за схемою з СЕ).

a_1b_1 – ділянка активного режиму роботи транзистора, де нелінійні спотворення мінімальні; к.к.д. $\eta=0,25\div0,3$, бо в режимі спокою споживається значна потужність. Тому клас А застосовують переважно у каскадах попереднього підсилення.

Якщо підсилювач працює у режимі класу В, точка спокою вибирається на межі між активним режимом та режимом відтинання: її положення приблизно відповідає точці a_1 на рис. 3.6. У цьому режимі нелінійні спотворення великі, а к.к.д. $\eta=0,6\div0,7$.

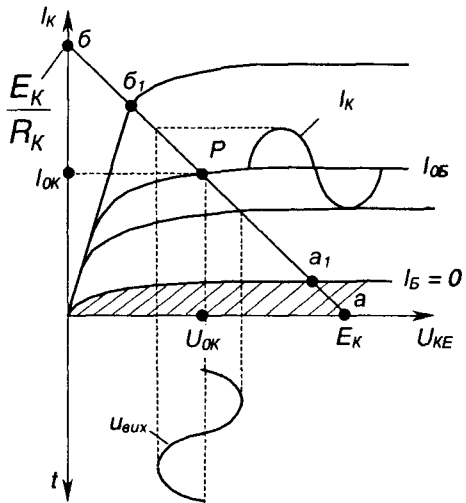


Рис. 3.5 – Вихідна динамічна характеристика підсилювача в режимі класу А

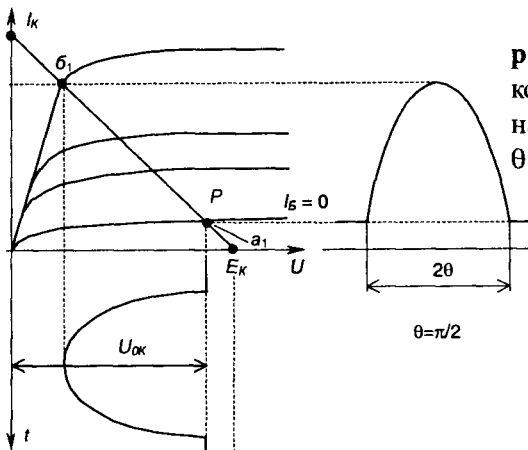


Рис. 3.6 – Вихідна динамічна характеристика підсилювача в режимах класів В і С

При роботі підсилювача в режимі класу С точка спокою P лежить на ділянці відтинання $a_1 a$. Кут відтинання $\theta \approx \pi/2$, $\eta \approx 0,85$.

Класи В і С застосовують при побудові підсилювачів потужності, причому підсилення позитивної та негативної півхвиль сигналу забезпечується у даному випадку окремими найпростішими каскадами, що разом являють собою єдиний каскад підсилення змінного струму.

Клас АВ є проміжним між класами А і В: має менші викривлення сигналу, ніж клас В, у якому вони зумовлені нелінійністю початкової ділянки вихідної характеристики транзистора (див. рис. 2.16), але економічніший, ніж клас А.

3.5. Кола зміщення підсилюючих каскадів

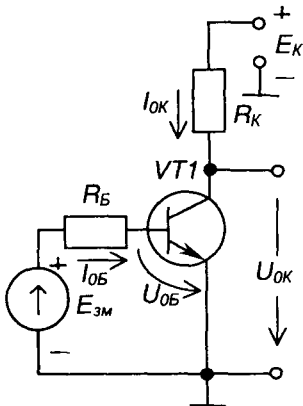


Рис. 3.7 – Зміщення допоміжним джерелом напруги

Як було зазначено, щоб задати режим спокою каскаду, на його вхід необхідно подати певне значення постійної напруги, що має назву **напруги зміщення**, а кола, які забезпечують подачу цієї напруги, називаються **колами зміщення** (робоча точка P зміщується з положення, що відповідає $I_B = 0$ у положення, обумовлене класом).

Існує два способи задання початкової напруги: фіксованим струмом або фіксованою напругою.

Перший спосіб реалізується за допомогою двох схем. Одну з них зображено на рис. 3.7 (вважаємо джерело вхідного сигналу

умовно закороченим). У цій схемі напруга зміщення задається допоміжним джерелом напруги $E_{зм}$, яке разом з опором R_B утворює коло зміщення.

Параметри кола зміщення розраховують за допомогою вихідної динамічної характеристики транзистора за постійним струмом, показаної на рис. 3.8,б. Клас режиму роботи підсилювача визначає положення точки спокою P , а отже, значення $I_{ок}$,

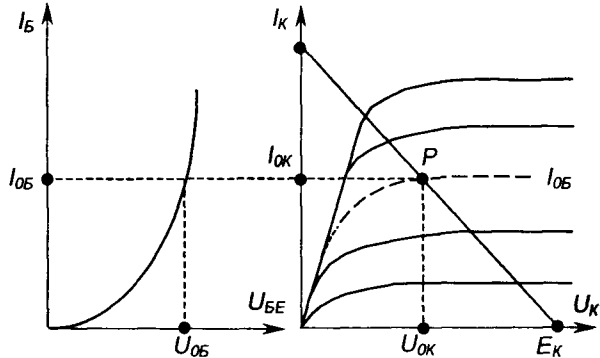


Рис. 3.8 – Динамічні характеристики транзистора за постійним струмом: а – вхідна, б – вихідна

$U_{ок}$, $I_{об}$

Знайшовши величину $I_{об}$ і користуючись вхідною характеристикою транзистора (рис. 3.8,а), визначають $U_{об}$. Після цього знаходять R_B :

$$R_B = \frac{E_{зм} - U_{об}}{I_{об}} \quad (3.4)$$

Схему зміщення фіксованим струмом бази за наявності одного джерела напруги зображено на рис. 3.9. Режим спокою забезпечується напругою джерела E_K і опором R_B :

$$R_B = \frac{E_K - U_{об}}{I_{об}} \quad (3.5)$$

Спосіб задання зміщення фіксованою напругою реалізується дільником напруги, як показано на рис. 3.10 – резистори R_1 і R_2 . Для розрахунку параметрів дільника

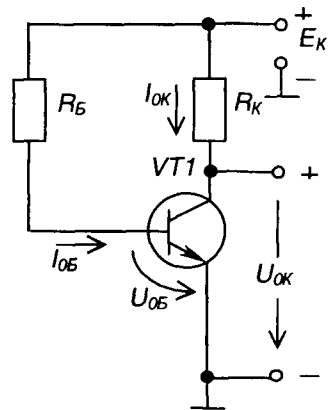


Рис. 3.9 – Зміщення за одного джерела напруги

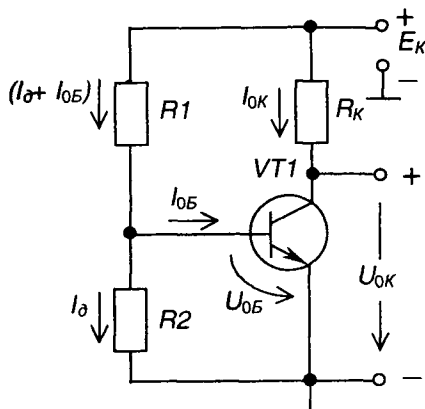


Рис. 3.10 – Зміщення фіксованою напругою

використовують такі співвідношення:

$$R_1 = \frac{E_K - U_{0Б}}{I_{0Б} + I_0}; \quad (3.6)$$

$$R_2 = \frac{U_{0Б}}{I_0}; \quad (3.7)$$

$$I_0 = (2 \div 5)I_{0Б}. \quad (3.8)$$

Остання схема знайшла найширше використання при побудові підсилюючих каскадів.

3.6. Температурна стабілізація підсилувачів

Як впливає із попередніх викладів, положення точки спокою на вихідній характеристиці залежить від коефіцієнта передачі транзистора за струмом ($I_{0К} = \beta I_{0Б}$). При підвищенні температури навколишнього середовища він зростає, при зниженні – зменшується. В результаті положення точки спокою транзистора змінюється залежно від температури навколишнього

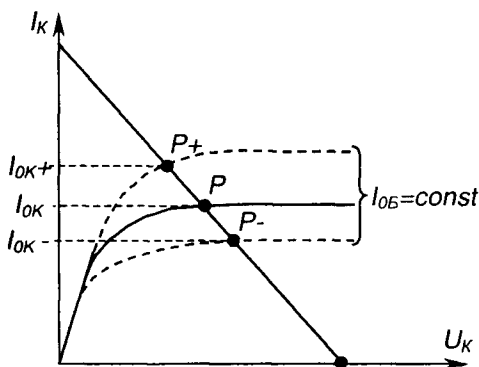


Рис. 3.11 – Температурний дрейф точки спокою транзистора

середовища або при заміні транзистора на інший (коефіцієнти передачі різних екземплярів транзисторів навіть одного типу можуть суттєво різнитися).

Переміщення (дрейф) точки спокою зі змінами температури навколишнього середовища показано на рис. 3.11.

Щоб забезпечити температурну стабілізацію режиму спокою, застосовують так звані кола температурної стабілізації.

У підсилювачах за схемою з СЕ для цього послідовно із емітером транзистора вмикається резистор R_E , шунтований конденсатором C_E , як показано на рис. 3.12.

Розглянемо, яким чином резистор R_E стабілізує режим спокою, скориставшись рівняннями (3.9), (3.10), а також тим, що $U_\partial = const$ (задається дільником R_1, R_2 і від температури не залежить).

$U_\partial = U_{0Б} + I_{0E} R_E$. (3.9)
звідки

$$U_{0Б} = U_\partial - I_{0E} R_E. \quad (3.10)$$

Так, наприклад, при зростанні температури транзистора, збільшується його коефіцієнт передачі β , що призводить до зростання колекторного струму спокою

$I_{0К} = \beta I_{0Б}$, а отже, і струму емітера $I_{0E} = (I_{0К} + I_{0Б})$. Падіння напруги на R_E збільшується, а це, виходячи з (3.10), викликає зменшення $U_{0Б}$, що, у свою чергу, зменшить $I_{0Б}$, а значить і $I_{0К}$ (приблизно до попереднього значення).

Таким чином, спроба відхилення $I_{0К}$ від заданого значення припиняється за рахунок наявності у схемі R_E , яке у даному випадку здійснює негативний зворотний зв'язок за струмом.

Зрозуміло, що при зменшенні температури струм $I_{0К}$ також практично не змінить свого значення.

Зазвичай задають $R_E = (0,1 \div 0,2) R_K$.

Конденсатор C_E забезпечує виключення негативного зворотного зв'язку за вхідним сигналом. Його ємність визначається зі співвідношення $1/\omega_n C_E \ll R_E$, де ω_n – нижня границя діапазону робочих частот підсилювача сигналу. Отже за змінним струмом резистор R_E є зашунтованим малим отвором C_E – маємо схему з СЕ. А за постійним струмом – це схема з негативним зворотним зв'язком.

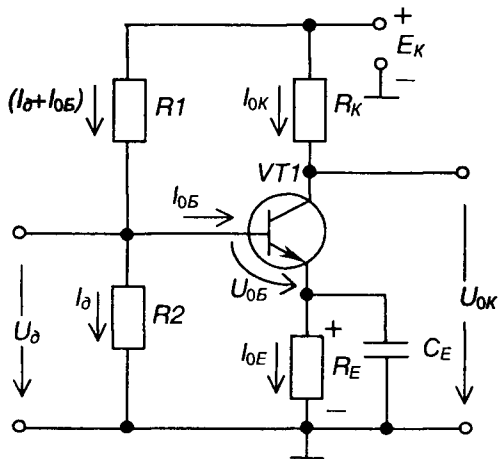


Рис. 3.12 – Підсилювач із температурною стабілізацією

3.7. Каскади попереднього підсилення

3.7.1. Каскад попереднього підсилення на біполярному транзисторі з СЕ

Найбільш розповсюджена схема каскаду попереднього підсилення на біполярному транзисторі з СЕ наведена на рис. 3.13.

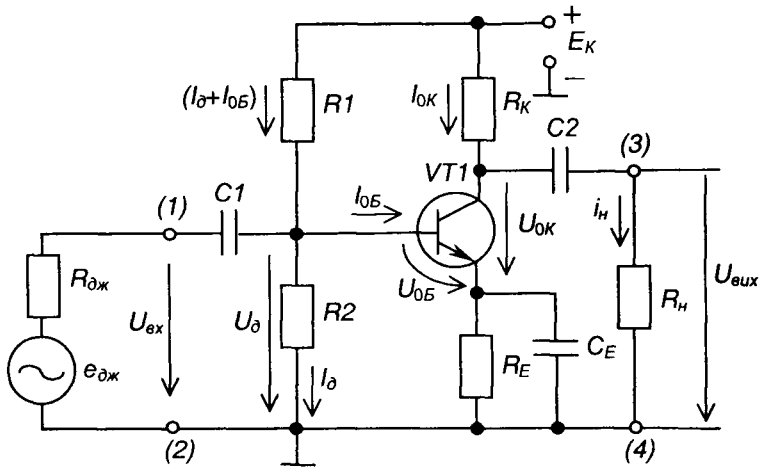


Рис. 3.13 – Каскад попереднього підсилення на біполярному транзисторі з СЕ

Розглянемо склад схеми та призначення елементів.

$VT1$ – біполярний транзистор – підсилюючий елемент.

R_n – навантаження, на якому виділяється підсилений сигнал.

R_K – колекторне навантаження транзистора за постійним струмом.

E_K – джерело живлення каскаду (колекторного кола).

Зазначимо: $VT1$ разом із R_K і E_K утворюють головне коло підсилювача, у якому здійснюється підсилення сигналу. Решта елементів схеми виконують допоміжну роль.

Так, дільник напруги R_1, R_2 задає режим спокою класу А, подаючи на вхід каскаду постійну напругу U_d .

R_E, C_E – забезпечують температурну стабілізацію режиму спокою.

C_1, C_2 – розділяючі конденсатори: C_1 виключає потрапляння постійної напруги U_0 на джерело вхідного сигналу; C_2 виключає потрапляння постійної напруги на колекторі $U_{ок}$ на навантаження (конденсатори розділяють ланцюги за постійним струмом і з'єднують за змінним).

Вхідний сигнал, що підлягає підсилению, подається на клема (1)-(2): $e_{дж}$ – джерело вхідного сигналу; $R_{дж}$ – його внутрішній опір.

Для цієї схеми необхідно дотримуватись таких співвідношень:

$$\frac{1}{\omega_n C_1} \ll R_{ax};$$

$$\frac{1}{\omega_n C_2} \ll R_n;$$

$$\frac{1}{\omega_n C_E} \ll R_E,$$

де ω_n – нижня межа діапазону частот підсилюваного сигналу.

Навантаження каскаду за змінним струмом

$$R_{нз} = \frac{R_n R_K}{R_n + R_K}. \quad (3.11)$$

Роботу каскаду ілюструють часові діаграми, наведені на рис. 3.14.

Можна бачити, що, наприклад, при позитивній півхвилі вхідної напруги із зростанням базового струму i_b зростає і колекторний струм i_K , який у β разів більший за i_b . При цьому колекторна напруга u_K , що дорівнює різниці між E_K і спадом напруги на R_K , знижується: у даній схемі поряд із підсиленням сигналу має місце зміна його фази на 180 електричних градусів (інверсія).

Підсилювач можна розрахувати аналітично за допомогою h -параметрів або на підставі фізичної моделі транзистора. Такий метод прийнятний за невеликих змін вхідного сигналу, тобто коли транзистор працює на лінійних ділянках ВАХ.

Більш універсальним є графоаналітичний метод, за якого розрахунок проводиться по вихідній динамічній характеристиці транзистора за постійним струмом. Крім того, використовуються вихідні статичні характеристики транзистора.

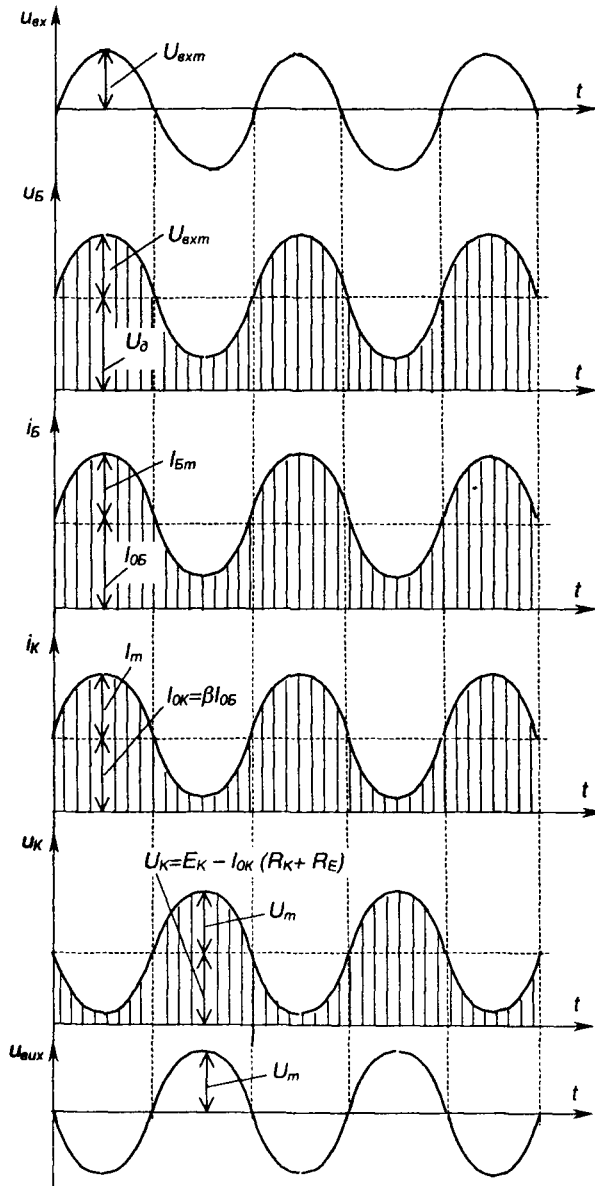


Рис. 3.14 – Часові діаграми роботи каскаду підсилення з СЕ

На рис. 3.15,а зображено вхідну характеристику транзистора, на рис. 3.15,б – вихідні статичні характеристики, на яких будується лінія навантаження за постійним струмом. Вона і є вихідною динамічною характеристикою за постійним струмом:

$$U_{KE} = E_K - I_K (R_K + R_E) \quad (3.12)$$

Будується лінія навантаження за двома точками, що відповідають:

- режиму Х.Х. транзистора – $U_{KE} = E_K$ при $I_K = 0$,
- режиму К.З. транзистора – $I_K = E_K / (R_K + R_E)$ при $U_{KE} = 0$.

ab – лінія навантаження за постійним струмом. За її допомогою знаходять положення точки спокою P , яка для режиму класу А має лежати посередині відрізка ab .

Із вхідної характеристики знаходимо значення $U_{об}$.

Тобто за допомогою лінії навантаження за постійним струмом, вхідної та вихідної характеристик транзистора знаходять параметри, що характеризують режим роботи транзистора за постійним струмом при $U_{ax} = 0$ (у режимі спокою).

Знаючи $U_{об}$, можна розрахувати параметри дільника напруги R_1, R_2 .

Щоб знайти вихідні параметри каскаду, необхідно використати лінію навантаження за змінним струмом.

Виходячи з того, що

$$i_K = I_{0K} + I_m \sin \omega t; \quad (3.13)$$

$$u_K = U_{0K} - U_m \sin \omega t; \quad (3.14)$$

$$U_m = I_m R_n, \quad (3.15)$$

з виразу (3.13) знаходимо

$$I_m = \frac{i_K - I_{0K}}{\sin \omega t}. \quad (3.16)$$

У вираз (3.14) підставимо (3.15) і (3.16). Одержимо

$$u_K = U_{0K} - (i_K - I_{0K}) R_n \approx. \quad (3.17)$$

Це і є вихідна динамічна характеристика транзистора за змінним струмом.

За умови: $u_K = U_{0K}$ маємо $i_K = I_{0K}$.

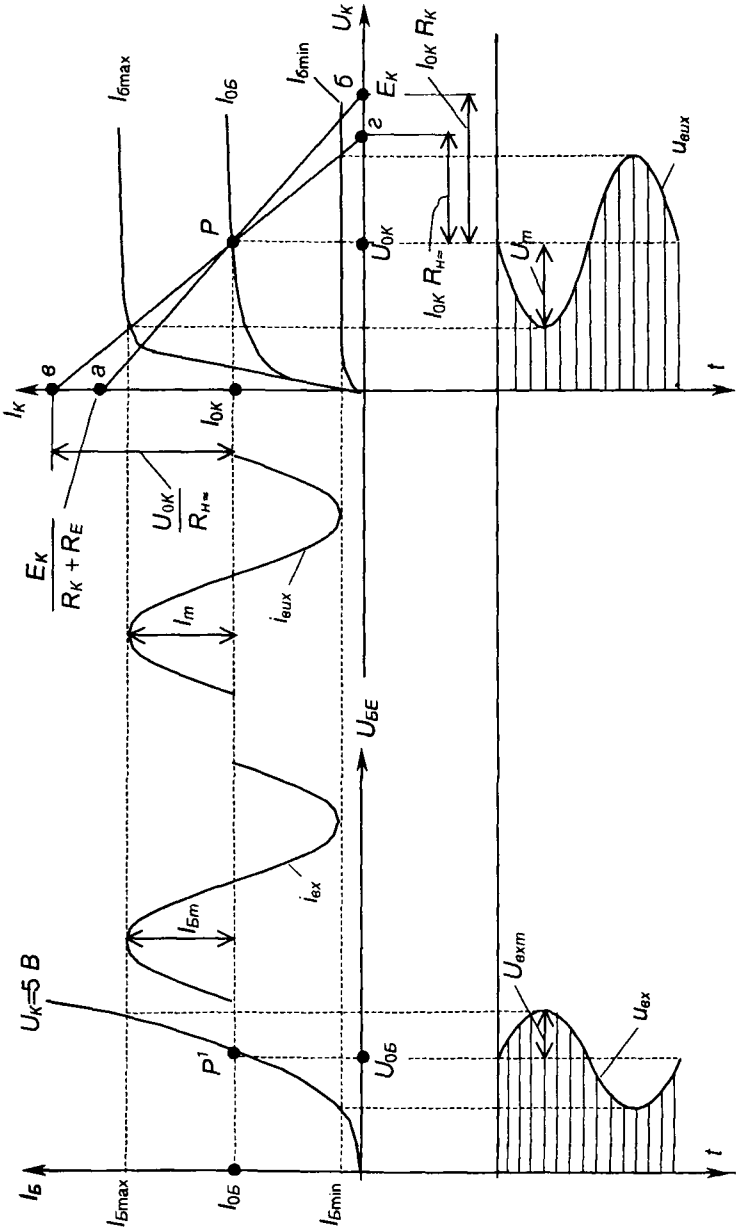


Рис. 3.15 – Вхідна (а) та вихідні статичні й динамічні (б) характеристики транзистора та часові залежності струмів і напруг

Для режиму Х.Х.: $i_K = 0$, $u_K = U_{0K} + I_{0K} R_n$.

За цими точками будемо лінію $вг$, що характеризує роботу каскаду за змінним струмом. Для забезпечення максимального динамічного діапазону каскаду точка спокою P повинна знаходитись посередині відрізка $вг$.

Визначимо основні параметри каскаду.

1. Коефіцієнт підсилення за струмом

$$K_I = \frac{I_{nm}}{I_{exm}} = \frac{I_m R_K}{I_{Bm} (R_K + R_n)} = \beta \frac{R_K}{R_K + R_n}. \quad (3.18)$$

2. Коефіцієнт підсилення за напругою

$$K_U = \frac{U_{nm}}{U_{exm}} = \frac{I_m R_n \approx}{I_{Bm} R_{ex}} = \beta \frac{R_n \approx}{R_{ex}}. \quad (3.19)$$

3. Вхідний опір

$$R_{ex} = \frac{u_{ex}}{i_{ex}}. \quad (3.20)$$

Якщо вважати $i_{ex} = I_B$ (без врахування дільника R_p , R_2), то

$$R_{ex} = \frac{U_{Bm}}{I_{Bm}}.$$

Наявність дільника R_p , R_2 знижує вхідний опір. Зверніть увагу: відносно вхідного сигналу змінного струму резистори R_1 і R_2 виявляються увімкненими паралельно: від $e_{дж}$ струм тече не тільки через R_2 (що очевидно), а й через R_1 і далі через E_K (з опором, що дорівнює нулю – джерело напруги).

4. Вихідний опір каскаду $R_{вих} = R_K$, оскільки опір транзистора з боку колектора нескінченний (реально – сотні кілоом), як у джерела струму (див. розділ 2.4).

Обмеження, яких необхідно дотримуватись при розрахунку каскаду:

- 1) $I_{0K} = (1,05 \div 1,2) I_m$;
- 2) $(I_{0K} + I_m) < I_{Kmax}$ (максимально допустимого струму транзистора);
- 3) $U_{0K} > U_m$;
- 4) $(U_{0K} + U_m) < U_{Kmax}$ (максимально допустимої робочої напруги);
- 5) $P_K = I_{0K} U_{0K} < P_{дон}$ (допустимої потужності).

Із розглянутого випливає, що для каскаду з СЕ: $K_I \gg 1$, $K_U \gg 1$ – його використовують, коли необхідно отримати якнайбільший коефіцієнт підсилення за потужністю.

Каскади з СЕ зручно сполучаються один з одним, оскільки їх вхідний і вихідний опори досить близькі.

3.7.2. Підсилюючий каскад з СК (емітерний повторювач)

Схема емітерного повторювача зображена на рис. 3.16.

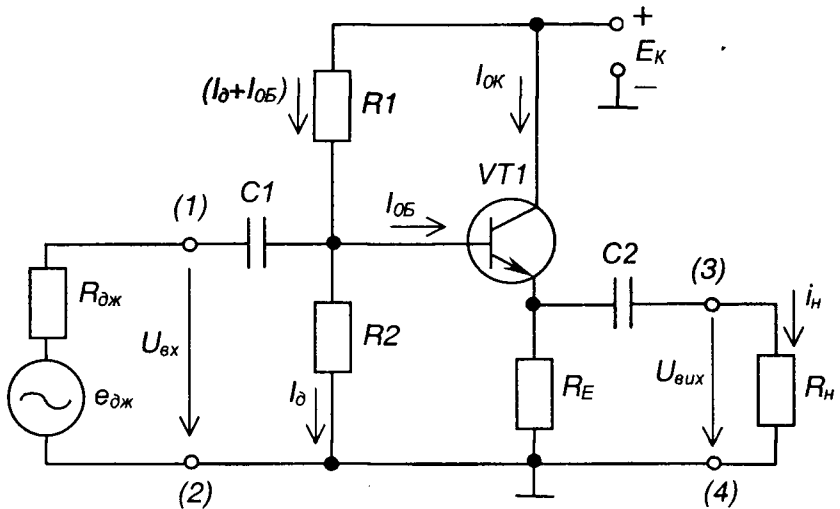


Рис. 3.16 – Емітерний повторювач

Тут R_E – навантаження підсилювача за постійним струмом, яке одночасно забезпечує температурну стабілізацію режиму спокою. Призначення решти елементів те ж, що й у схеми з СЕ.

Роботу каскаду ілюструють часові діаграми, наведені на рис. 3.17.

Зверніть увагу на те, що вихідна напруга співпадає за фазою з вхідною.

Оскільки у емітерного повторювача I_E приблизно дорівнює I_K , графоаналітичний розрахунок його параметрів можна вести, використовуючи побудови, наведені у попередньому розділі.

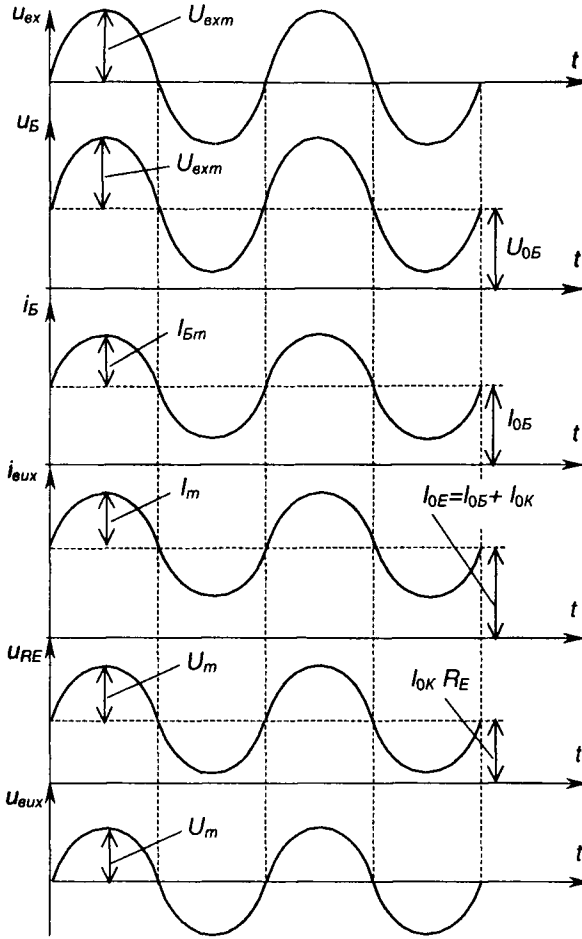


Рис. 3.17 – Часові діаграми роботи емітерного повторювача

Розглянемо параметри повторювача, аналогічні параметрам каскаду з СЕ.

$$1. K_I = \frac{I_{нм}}{I_{Бm}} = \frac{I_E R_E}{(R_E + R_H) I_{Бm}} = (\beta + 1) \frac{R_E}{R_E + R_H} \gg 1.$$

$$2. K_U = \frac{U_{выхт}}{U_{вхт}} = \frac{U_{выхт}}{U_{выхт} + U_{БЕ}} < 1; U_{БЕ} \ll U_{выхт}, \text{ тому } K_U \approx 1.$$

$$3. R_{ax} = \frac{U_{axm}}{I_{axm}} = R_B + (\beta + 1)(R_E + R_{EB}),$$

де R_B – опір бази;

R_E – опір у колі емітера;

R_{EB} – опір емітерного переходу.

Якщо вважати, що $R_B \rightarrow 0$ і $R_{EB} \rightarrow 0$, то $R_{ax} = (\beta + 1)R_E$ – має велике значення.

$$4. R_{вих} = R_{EB} + \frac{R_B + R_{дж}}{\beta + 1} \text{ – має мале значення.}$$

Каскади з СК застосовують як узгоджувальні, коли джерело сигналу має великий $R_{вих}$, а навантаження (наприклад, каскад підсилення з СЕ) має малий $R_{вх}$.

Оскільки каскад не змінює фази і не підсилює напруги вхідного сигналу ($K_U \approx 1$), то його й називають повторювачем.

3.7.3. Підсилюючий каскад з СБ

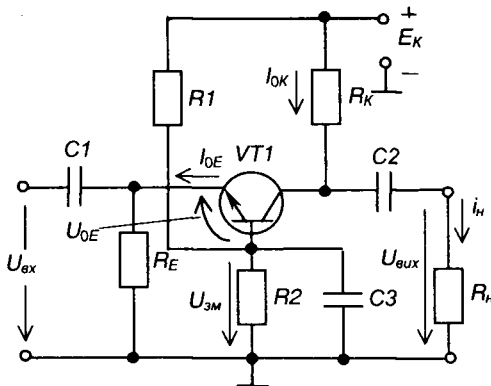


Рис. 3.18 – Підсилюючий каскад з СБ

Схема підсилюючого каскаду з СБ зображена на рис. 3.18. Конденсатор C_2 забезпечує підмикання бази до спільної точки за змінним струмом. Призначення решти елементів те ж саме, що й у попередніх схемах. Роботу каскаду ілюструють часові діаграми, наведені на рис. 3.19.

Основні параметри каскаду:

$$1. K_I = \frac{I_{нм}}{I_{axm}} = \frac{I_{Км} R_K}{(R_K + R_н) I_{Em}} = \alpha \frac{R_K}{R_K + R_н} < 1;$$

$$2. K_U = K_I \frac{R_н}{R_{ax}} \gg 1,$$

тобто $K_I < 1, K_U \gg 1$;

3. $R_{кх} = \frac{U_{вхт}}{I_{Em}}$ – малий.

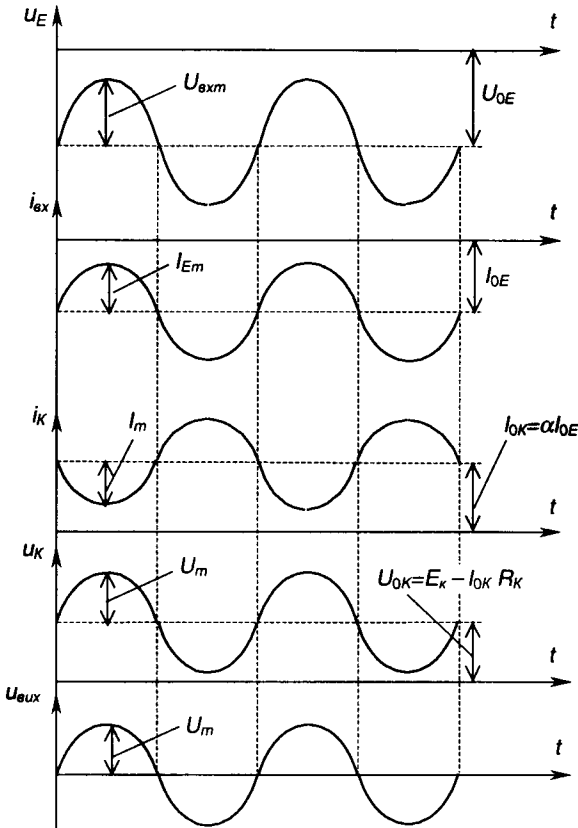


Рис. 3.19 – Часові діаграми роботи підсилюючого каскаду з СБ

Такі каскади використовують як узгоджувальні, коли джерело сигналу має малий $R_{вух}$, а навантаження – великий $R_{вх}$.

3.8. Каскади попереднього підсилення на польових транзисторах

При побудові цих каскадів завжди слід пам'ятати, що польові транзистори керуються напругою, а не струмом, як біполярні. При цьому

також можливі три схеми: зі спільним витоком (з СВ), зі спільним стоком (з СС), зі спільним затвором (з СЗ). Практичного використання набули схеми з СВ та з СС.

3.8.1. Підсилюючий каскад з СВ

Схема підсилюючого каскаду з СВ наведена на рис. 3.20.

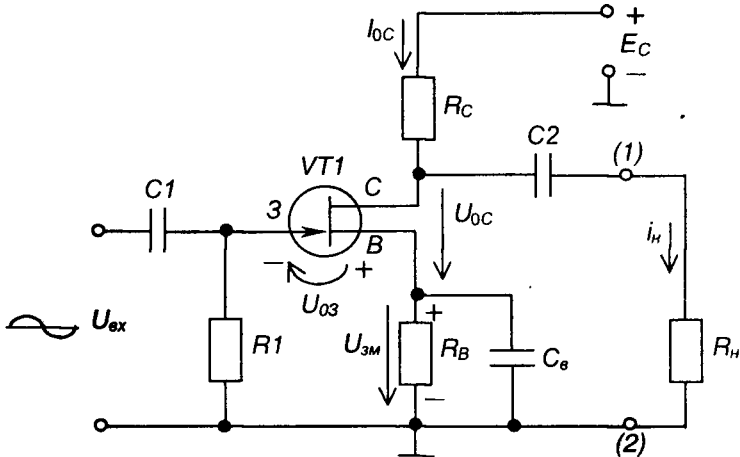


Рис. 3.20 – Підсилюючий каскад з СВ

Склад схеми та призначення елементів:

$VT1$ – польовий транзистор із керуючим p - n переходом і каналом n -типу.

R_C – навантаження за постійним струмом.

E_C – джерело живлення каскаду (стокового кола).

Ці елементи утворюють вихідне коло каскаду, де, власне, і відбувається підсилення сигналу.

R_B, C_B – утворюють коло автоматичного зміщення, що задає режим спокою класу А шляхом подачі напруги зміщення до затвору $VT1$ через резистор R_B . Одночасно коло автоматичного зміщення забезпечує температурну стабілізацію режиму спокою.

C_1, C_2 – розділяючі конденсатори.

C_B – виключає негативний зворотний зв'язок за струмом для змінного вхідного сигналу.

Роботу каскаду ілюструють часові діаграми, наведені на рис. 3.21.

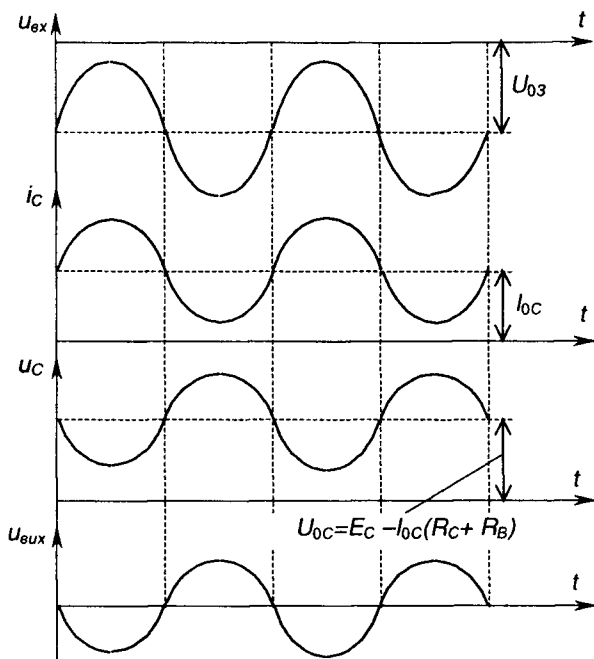


Рис. 3.21 – Часові діаграми роботи каскаду з СВ

Графоаналітичний розрахунок схеми проводиться у наступному порядку.

На стоковій характеристиці польового транзистора будуюмо лінію навантаження за постійним струмом, як це показано на рис. 3.22, $U_C = E_C - I_C(R_C + R_B)$

Знаючи U_{03} , знайдемо $R_B = U_{03}/I_{0C}$. Оскільки навантаженням транзистора є, наприклад, наступний підсилюючий каскад на польовому транзисторі з дуже великим вхідним опором, то

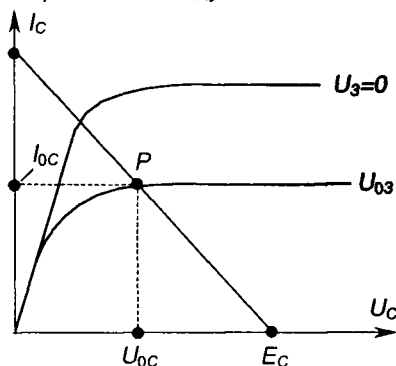


Рис. 3.22 – Стокові характеристики польового транзистора з керуючим $p-n$ переходом і каналом n -типу та динамічна характеристика каскаду з СВ

$R_n \gg R_C, R_n \approx R_C$, і всі побудови за змінним струмом можна виконати за допомогою лінії навантаження за постійним струмом.

Коефіцієнт підсилення за напругою

$$K_U = S \frac{R_i R_C}{R_i + R_C}, \quad (3.21)$$

де S – крутизна;

R_i – внутрішній опір польового транзистора.

Розглянутий каскад набув широкого розповсюдження у входних колах інтегральних підсилювачів.

3.8.2. Підсилюючий каскад з СС

Схема підсилюючого каскаду з СС наведена на рис. 3.23.

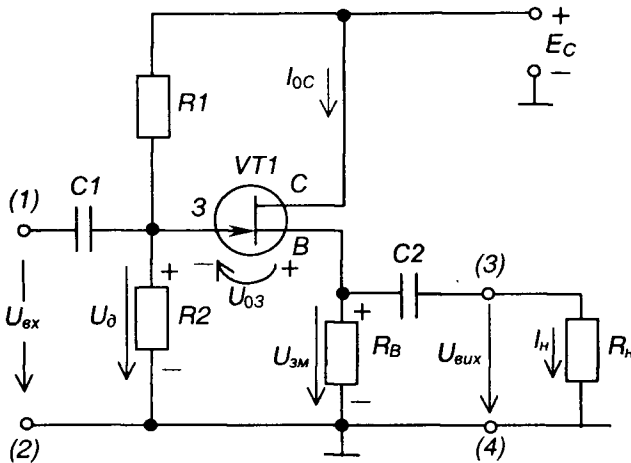


Рис. 3.23 – Підсилюючий каскад з СС

Тут:

$VT1$ – польовий транзистор з керуючим $p-n$ переходом і каналом n -типу;

R_B – навантаження каскаду за постійним струмом (водночас створює напругу зміщення U_{zm});

R_1, R_2 – дільник напруги (створює напругу U_g).

U_d та $U_{зм}$ задають режим спокою підсилюючого каскаду: $U_{03} = U_{зм} - U_d$.
 Призначення решти елементів аналогічне попереднім схемам.
 Навантаження каскаду за змінним струмом $R_{нз} = R_B \parallel R_n$.
 Роботу підсилювача ілюструють часові діаграми, наведені на рис. 3.24.

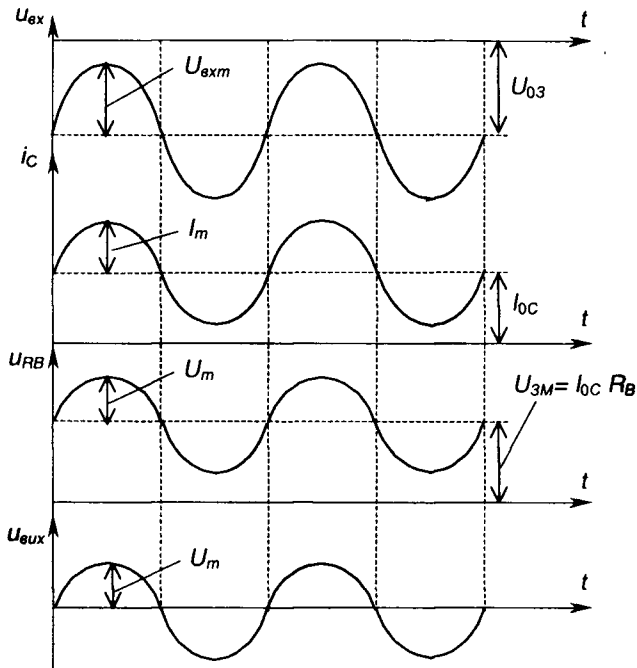


Рис. 3.24 – Часові діаграми роботи каскаду СС

Ця схема має назву витоківого повторювача, оскільки $U_{вх}$ майже повторює вхідну напругу.

Для каскаду можна записати такі співвідношення:

$$U_{вх} = U_{вух} - U_{зб};$$

$$U_{зб} \ll U_{вух}, \text{ тому } U_{вх} \approx U_{вух};$$

$$K_U < 1; R_{вх} \approx R_B.$$

Каскад має великий $R_{вх}$ і малий $R_{вух}$, тому використовується як узгоджувальний підсилювач у разі необхідності узгодження джерела сигналу

з великим $R_{вих}$ з навантаженням, що має малий $R_{вх}$, наприклад, підсилювачів на польових та біполярних транзисторах.

Каскади на польових МДН-транзисторах схематично будують так, як і каскади на біполярних транзисторах.

3.8.3. Зворотні зв'язки у підсилювачах

Поряд із колами прямої передачі сигналів у підсилювачі вводять штучно створені кола, через які частина енергії з виходу подається на вхід. Це явище має назву **зворотного зв'язку**.

Із застосуванням зворотних зв'язків ми вже зустрічалися, коли розглядали будову тиристора (внутрішній позитивний зв'язок) та температурну стабілізацію режиму спокою підсилюючого каскаду (негативний зворотний зв'язок).

Кола, за допомогою яких забезпечують зворотні зв'язки, називають колами зворотного зв'язку.

Коло прямої передачі сигналу і коло зворотного зв'язку утворюють петлю зворотного зв'язку.

Структурні схеми петльових зв'язків наведені на рис. 3.25.

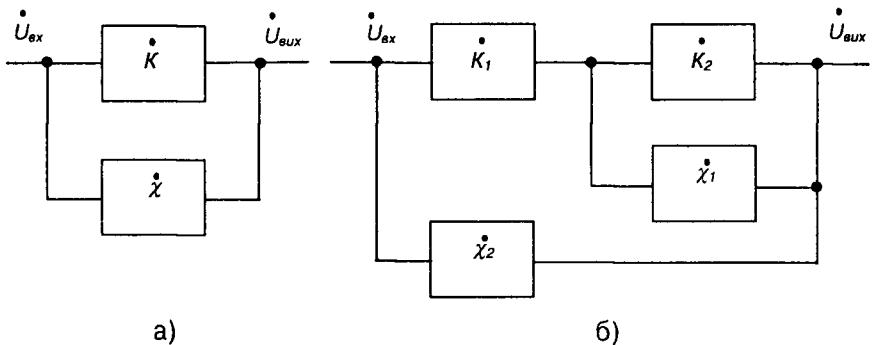


Рис. 3.25 – Приклади петльових зворотних зв'язків:
 а – однопетльовий; б – багатопетльовий

Зворотні зв'язки поділяються також на зв'язки за напругою та за струмом, як показано на рис. 3.26, або змішані.

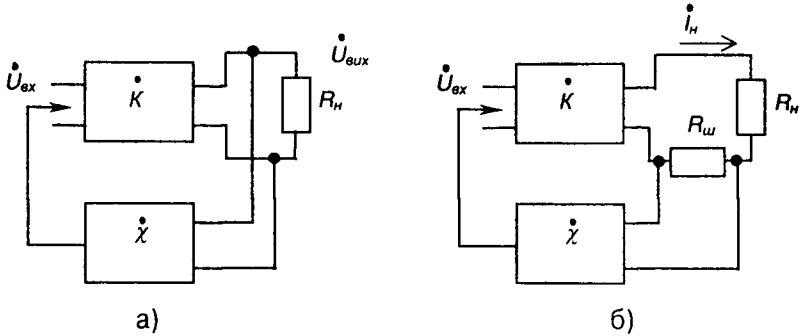


Рис. 3.26 – Зворотні зв’язки: а – за напругою; б – за струмом (шунт $R_{ш}$ – датчик струму навантаження)

Залежно від способу подачі сигналу зворотного зв’язку у вхідне коло розрізняють паралельний та послідовний зворотні зв’язки, як показано на рис. 3.27. Зазвичай вони використовуються для стабілізації параметрів підсилювача.

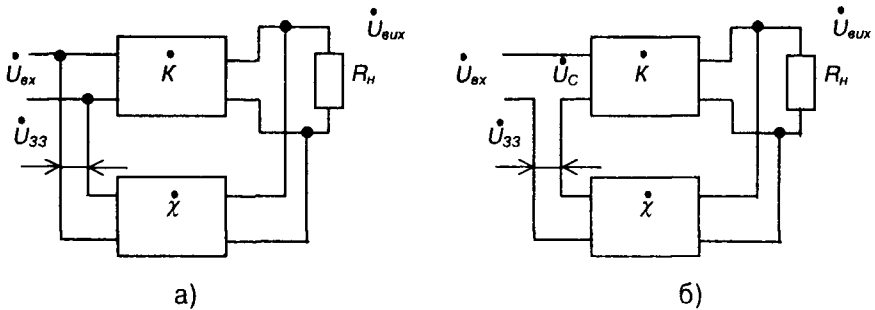


Рис. 3.27 – Паралельний (а) та послідовний (б) зворотні зв’язки

Властивості підсилювача із зворотним зв’язком розглянемо на прикладі послідовного зворотного зв’язку за напругою.

Основним показником є коефіцієнт передачі зворотного зв’язку

$$\chi = \frac{\dot{U}_{33}}{\dot{U}_{вих}}, \quad (3.22)$$

що визначає, яка частка вихідної напруги надходить до вхідного кола підсилювача (\dot{U}_{33} – комплекс напруги зворотного зв’язку).

Для вхідного кола можна записати рівняння

$$\dot{U}_C = \dot{U}_{вх} + \dot{U}_{зз}, \quad (3.23)$$

де \dot{U}_C – комплекс напруги на вході.

З урахуванням виразу (3.22)

$$\dot{U}_C = \dot{U}_{вх} + \chi \dot{U}_{вих}. \quad (3.24)$$

Запровадимо такі позначення:

1) коефіцієнт підсилення підсилювача без зворотного зв'язку

$$\dot{K} = \frac{\dot{U}_{вих}}{\dot{U}_C}; \quad (3.25)$$

2) коефіцієнт підсилення підсилювача, охопленого зворотним зв'язком

$$\dot{K}_{зз} = \frac{\dot{U}_{вих}}{\dot{U}_{вх}}. \quad (3.26)$$

Можна записати

$$\dot{U}_{вих} = \dot{K} \dot{U}_C. \quad (3.27)$$

З урахуванням виразу (3.24), маємо:

$$\dot{U}_{вих} = \dot{K}(\dot{U}_{вх} + \chi \dot{U}_{вих}). \quad (3.28)$$

Поділимо обидві частини рівняння (3.28) на $\dot{U}_{вх}$ і одержимо

$$\dot{K}_{зз} = \dot{K}(1 + \chi \dot{K}), \quad (3.29)$$

звідки

$$\dot{K}_{зз} = \frac{\dot{K}}{1 - \chi \dot{K}}. \quad (3.30)$$

Зобразимо \dot{K} та χ у вигляді

$$\dot{K} = K e^{j\varphi_K}; \quad (3.31)$$

$$\chi = \chi e^{j\varphi_\chi}, \quad (3.32)$$

де φ_K, φ_χ – фазовий зсув сигналу у колі прямої передачі та колі зворотного зв'язку відповідно.

Вираз (3.30) набуває вигляду

$$\dot{K}_{33} = \frac{Ke^{j\varphi_K}}{1 - \chi Ke^{j(\varphi_K + \varphi_\chi)}}. \quad (3.33)$$

Візьмемо випадок, коли $\varphi_K + \varphi_\chi = \pi n, (n = 1, 3, 5 \dots)$.

Тоді $e^{j\pi} = -1$, а $\varphi_K \approx 0$ і вираз (3.33) матиме вигляд

$$K_{33} = \frac{K}{1 + \chi K}. \quad (3.34)$$

Отже, якщо сигнал зворотного зв'язку зсунутий відносно вхідного сигналу на кут π , то цей зв'язок називається **негативним зворотним зв'язком** (НЗЗ). Коефіцієнт підсилення підсилувача, охопленого негативним зворотним зв'язком, зменшується у $1 + \chi K$ разів. Незважаючи на це, НЗЗ широко використовують для підвищення стабільності роботи підсилувачів і покращення інших їх параметрів.

У першу чергу, НЗЗ знижує залежність K_{33} від K (наприклад, пов'язаних зі змінами температури).

Покажемо це, для чого продиференціюємо вираз (3.34) за K :

$$\frac{dK_{33}}{dK} = \frac{(1 + \chi K) - K\chi}{(1 + \chi K)^2} = \frac{1}{(1 + \chi K)^2}. \quad (3.35)$$

ПЕРЕГРУПУЄМО ТА ПОДІЛИМО ЛІВУ І ПРАВУ ЧАСТИНИ ЦЬОГО РІВНЯННЯ НА K_{33} І З УРАХУВАННЯМ (3.34) ОТРИМАЄМО:

$$\frac{dK_{33}}{K_{33}} = \frac{dK}{K(1 + \chi K)}. \quad (3.36)$$

Цей вираз свідчить, що зміни K_{33} у $(1 + \chi K)$ разів менші від змін K . У випадку глибокого НЗЗ маємо:

$$\chi K \gg 1, \text{ і тому } K_{33} \approx \frac{1}{\chi} - \text{ не залежить від } K.$$

Якщо, наприклад, $K = 10^3, \chi = 0,1$, то $K_{33} \approx 10$.

НЗЗ також підвищує $R_{вх}$ і знижує $R_{вих}$:

$$R_{\text{вх}33} = R_{\text{вх}} (1 + \chi K); R_{\text{вих}33} = \frac{R_{\text{вих}}}{(1 + \chi K)}. \quad (3.37)$$

Також НЗЗ знижує коефіцієнт нелінійних та частотних спотворень. Отже, зрозуміло, чому його широко застосовують у підсилювачах.

Розглянемо випадок, коли $\varphi_K + \varphi_\chi = 0$ (тобто сигнал зворотного зв'язку співпадає за фазою з вхідним сигналом). Такий зв'язок називається **позитивним зворотним зв'язком (ПЗЗ)**. У випадку ПЗЗ $e^{j0} = 1$, $\varphi_K = 0$, і вираз (3.33) має вигляд

$$K_{33} = \frac{K}{1 - \chi K}. \quad (3.38)$$

Це свідчить, що K_{33} у $\frac{1}{1 - \chi K}$ разів більший, ніж K . Тобто ПЗЗ суттєво підвищує коефіцієнт підсилення підсилювача при $\chi K < 1$. Але у той же час він погіршує інші його параметри. Тому практично застосовують граничний випадок, коли $\chi K = 1$ і $K_{33} \rightarrow \infty$. Цей режим роботи називається генераторним (підсилювач самозбуджується) і використовується при створенні генераторів різного виду.

3.9. Багатокаскадні підсилювачі

Якщо один підсилюючий каскад не забезпечує потрібного рівня підсилення, то застосовують **багатокаскадні підсилювачі**. Структурна схема такого підсилювача зображена на рис. 3.28.

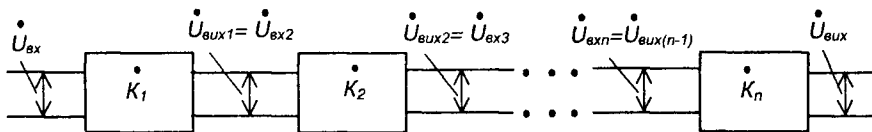


Рис. 3.28 – Структурна схема багатокаскадного підсилювача

Загальний коефіцієнт підсилення при цьому становить

$$K_{\text{заг}} = K_1 K_2 \dots K_n. \quad (3.39)$$

3.9.1. Багатокаскадні підсилювачі з резистивно-ємнісними міжкаскадними зв'язками

Найбільш широкого вжитку набули підсилювачі змінного струму з резистивно-ємнісними міжкаскадними зв'язками (з RC -зв'язками).

Вони мають добрі частотні властивості, невеликі габарити, високу надійність і тому широко використовуються як при створенні підсилювачів на дискретних елементах, так і у інтегральному виконанні.

На рис. 3.29 наведена схема такого підсилювача.

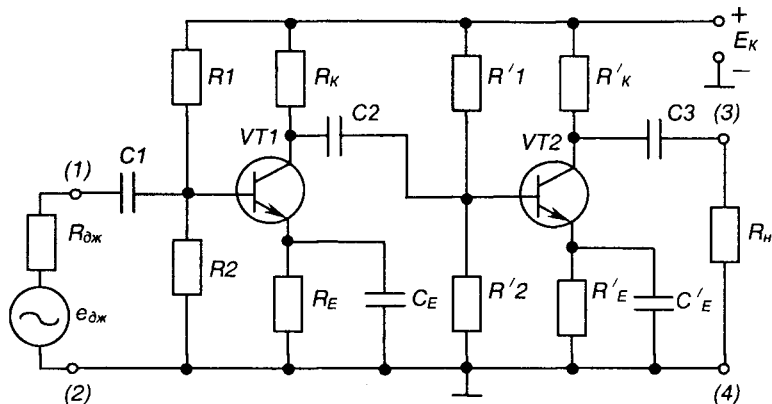


Рис. 3.29 – Двокаскадний підсилювач з резистивно-ємнісними зв'язками

Підсилювач складається із двох каскадів підсилення, виконаних на транзисторах $VT1$ і $VT2$ за схемою з СЕ.

Вхідний сигнал після підсилення першим каскадом через конденсатор C_2 надходить на вхід другого каскаду, з виходу якого підсилений вдруге через конденсатор C_3 подається на навантаження R_n .

Розрахунок багатокаскадного підсилювача починають із розрахунку вихідного (останнього) каскаду. Потім, знаючи його вхідну напругу, яка є вихідною напругою попереднього каскаду, приступають до розрахунку попереднього каскаду і т.д. Виходячи із умови забезпечення однотипності, каскади попереднього підсилення виконують однаковими (зазвичай із найбільш можливим коефіцієнтом підсилення). Тому розрахунок завжди зводиться фактично до розрахунку одного каскаду.

$$R_{n1} = R_K \parallel R' \parallel R_{\text{вх}2},$$

де $R' = R'_1 \parallel R'_2$;

$R_{\text{вх}2}$ – вхідний опір за змінним струмом другого каскаду;

$R_{n2} = R'_K \parallel R_n$.

Амплітудна характеристика такого підсилювача має вигляд, наведений на рис. 3.30.

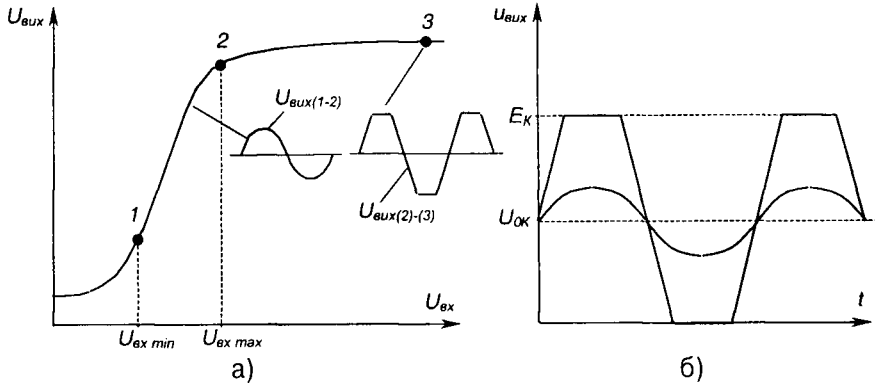


Рис. 3.30 – Амплітудна характеристика (а) та часові діаграми вихідного сигналу (б) двокаскадного підсилювача з RC -зв'язками

На ній позначено:

1-2 – робоча ділянка підсилювача;

2-3 – режим насичення.

$$D = \frac{U_{\text{вх max}}}{U_{\text{вх min}}} - \text{динамічний діапазон підсилювача.}$$

На ділянці 1-2 маємо незначне спотворення форми вихідного сигналу, зумовлене нелінійністю характеристик транзистора. Ступінь спотворень визначається коефіцієнтом нелінійних викривлень

$$K_n = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}{U_1}, \quad (3.40)$$

де U_1 – ефективне значення напруги першої (основної) гармоніки вихідного сигналу;

U_2, U_3, \dots, U_n – ефективні значення напруги другої, третьої і т.д. (вищих) гармонік вихідного сигналу.

Наявність сигналу на виході підсилювача при $U_{\text{вх}} < U_{\text{вх min}}$ і навіть при $U_{\text{вх}} = 0$, визначається власними шумами елементів підсилювача. Це шумовий сигнал, зумовлений, наприклад, нестационарністю процесу інжекції носіїв із емітера в базу біполярного транзистора (до речі, польові транзистори позбавлені цього недоліку, у зв'язку з чим їх часто використовують у першому каскаді підсилювачів малих сигналів); виникають

шуми також за рахунок флуктуацій струму при його протіканні через металокомпозиційні, вугільні та інші резистори і т.п. Крім того, причиною вихідних шумів є сигнали, наведені на елементах і з'єднаннях підсилювача зовнішніми електромагнітними полями, завади, що проникають на його вхід із кіл живлення при наявності в них пульсацій напруги.

Для зниження вихідних шумів використовують елементи з малими власними шумами, застосовують екранування, додаткові фільтри, вибирають схеми джерел живлення з мінімальними пульсаціями.

На ділянці 2-3 маємо режим насичення підсилювача через те, що транзистор тут виходить за межі лінійного режиму: поперемінно переходить із режиму відтинання через лінійний режим до режиму насичення і навпаки (не плутайте динамічний режим насичення підсилювача зі статичним режимом насичення транзистора).

Другою важливою характеристикою двокаскадного підсилювача з RC-зв'язками є амплітудно-частотна характеристика (АЧХ), зображена на рис. 3.31.

Причиною зниження коефіцієнта підсилення на низьких частотах є наявність розділяючих конденсаторів C_1, C_2, C_3 , а також C_E оскільки опір конденсатора

$$X_C \Big|_{\omega \rightarrow 0} = \frac{1}{\omega C} \rightarrow \infty.$$

У результаті на розділяючих конденсаторах падає частина напруги сигналу, що повинен передаватися у наступний каскад або навантаження, а з ростом опору C_E виникає суттєвий НЗЗ за підсилюваним сигналом змінної напруги.

Причиною зниження коефіцієнта підсилення на високих частотах є:

1) зниження коефіцієнта передачі транзистора за струмом β при $\omega > \omega_\beta$;

2) наявність у схемі паразитних конденсаторів та індуктивностей, оскільки

$$X_C \Big|_{\omega \rightarrow \infty} = \frac{1}{\omega C} = 0; \quad X_L \Big|_{\omega \rightarrow \infty} = \omega L \rightarrow \infty,$$

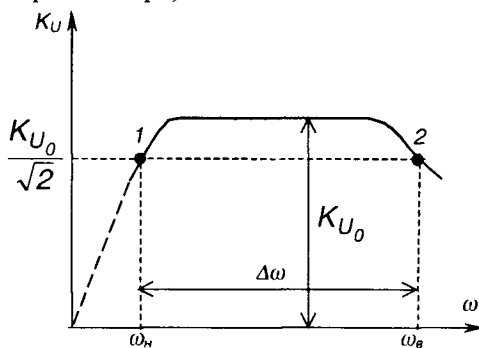


Рис. 3.31 – АЧХ двокаскадного підсилювача з RC-зв'язками

то зі збільшенням частоти сигналу (або для його вищих складових гармонік) розосереджена сміність ліній зв'язку в межах каскаду шунтує частину енергії сигналу, що підсилюється, а індуктивність провідників веде до падіння на них напруги. У результаті коефіцієнт підсилення знижується.

3.9.2. Багатокаскадні підсилювачі з трансформаторними зв'язками

У таких підсилювачах зв'язок між каскадами здійснюється за допомогою трансформаторів. Зазвичай, первинна обмотка вмикається у вихідне струмове коло транзистора попереднього каскаду, а вторинна обмотка – до входу наступного каскаду або безпосередньо до навантаження. У першому випадку маємо справу з підсилювачем напруги, у другому – з підсилювачем потужності.

Структурна схема підсилювача з трансформаторними зв'язками зображена на рис. 3.32.

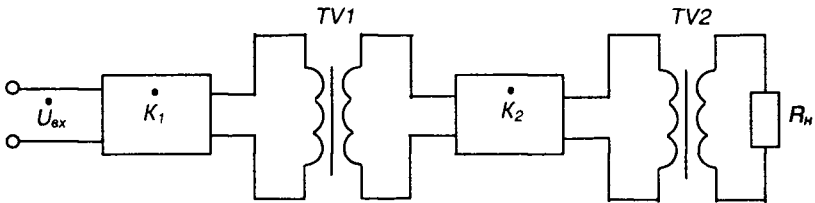


Рис. 3.32 – Двокаскадний підсилювач з трансформаторними зв'язками

У цій схемі перший каскад – підсилювач напруги, другий – підсилювач потужності.

Використання трансформатора надає такі переваги:

- 1) підвищується загальний коефіцієнт підсилення як за напругою, так і за струмом;
- 2) забезпечуються умови максимальної передачі потужності за рахунок узгодження вихідного опору каскаду з опором його навантаження ($R_{вих} = R_н$).

Але використання трансформатора має і свої недоліки, а саме: підвищуються маса і габарити підсилювача, погіршуються його частотні властивості. Крім того, у наш час трансформатор є нетехнологічним виробом: технологія виробництва трансформаторів кардинально відрізняється від технології виготовлення інших вузлів підсилювача.

Найширшого розповсюдження трансформаторні підсилювачі знаходили до недавнього часу як підсилювачі потужності. Будуються вони за однотактною або двотактною схемами.

Схема однотактного трансформаторного підсилювача потужності наведена на рис. 3.33.

У колекторне коло транзистора *VT1* увімкнено первинну обмотку трансформатора *TV1*, його вторинна обмотка підімкнена до навантаження R_H .

Коефіцієнт трансформації $n = w_1 / w_2$, де w_1 , w_2 – кількість витків первинної та вторинної обмоток відповідно.

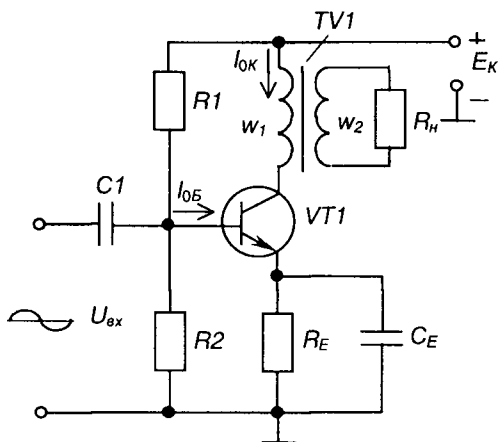


Рис. 3.33 – Однотактний трансформаторний підсилювач потужності

Призначення решти елементів те ж саме, що і в попередніх схемах.

Працює цей підсилювач у режимі класу А.

Величина опору навантаження, зведена до первинної обмотки, становить

$$R'_n = R_n n^2. \tag{3.41}$$

Оскільки $R_{вих} = R'_n$, то $R_{вих} = R_n n^2$, і коефіцієнт трансформації

$$n = \sqrt{\frac{R_{вих}}{R_n}}. \tag{3.42}$$

Недоліками наведеної схеми є низький к.к.д.: $\eta = 0,25 \div 0,3$; наявність сталого підмагнічування осердя трансформатора внаслідок протікання постійного струму I_{OK} по його первинній обмотці, що призводить до збільшення габаритів трансформатора.

Вказаних недоліків позбавлений двотактний підсилювач потужності, принципова схема якого зображена на рис. 3.34.

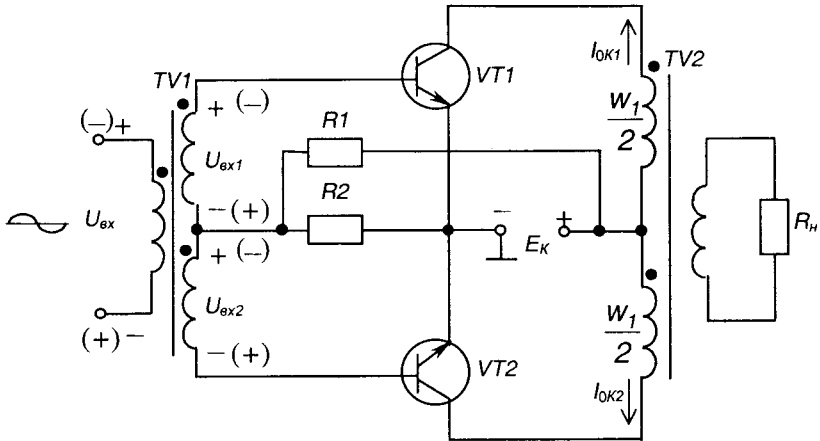


Рис. 3.34 – Двотактний трансформаторний підсилювач потужності

Підсилювач складається з двох одноктактних каскадів, виконаних на транзисторах $VT1$ і $VT2$. Параметри транзисторів повинні бути практично однаковими. Трансформатор $TV1$ призначений для подачі на вхід підсилювача двох напруг U_{ex1} та U_{ex2} , рівних за величиною, але зсунутих за фазою на 180 електричних градусів. Трансформатор $TV2$ узгоджує вихід підсилювача з навантаженням, тобто забезпечує виконання умови передачі максимальної потужності. Резистори R_1 , R_2 призначені для створення режиму спокою (в режимі класу АВ) для обидвох транзисторів.

Такий підсилювач може працювати у класі В (за відсутності дільника R_1 , R_2) або АВ. У трансформатора $TV2$ стале підмагнічування відсутнє, оскільки по одній його напівобмотці постійний струм тече у одному напрямку, а по другій – у протилежному, причому $I_{ок1} = I_{ок2}$.

Розглянемо роботу підсилювача за дії U_{ex} .

Якщо полярність U_{ex1} така, як вказана на схемі без дужок, транзистор $VT2$ закритий, а $VT1$ працює у режимі підсилення. При цьому в колекторному колі $VT1$ з'являється підсилена напівхвиля струму, що через верхню первинну напівобмотку трансформатора $TV2$ передається до навантаження.

При полярності U_{ex1} , вказаній у дужках, транзистор $VT1$ закритий, а $VT2$ знаходиться у режимі підсилення під дією U_{ex2} . Напівхвиля струму, що протікає у колекторному колі $VT2$, має протилежний напрямок

і через нижню первинну напівобмотку трансформатора $TV2$ передається до навантаження. Таким чином, транзистори $VT1$ і $VT2$ за період підсилюваного сигналу працюють по черзі, створюючи підсилену змінну напругу на навантаженні за два такти.

На рис. 3.35 зображено вихідні характеристики транзистора та побудову часової діаграми імпульсу колекторного струму.

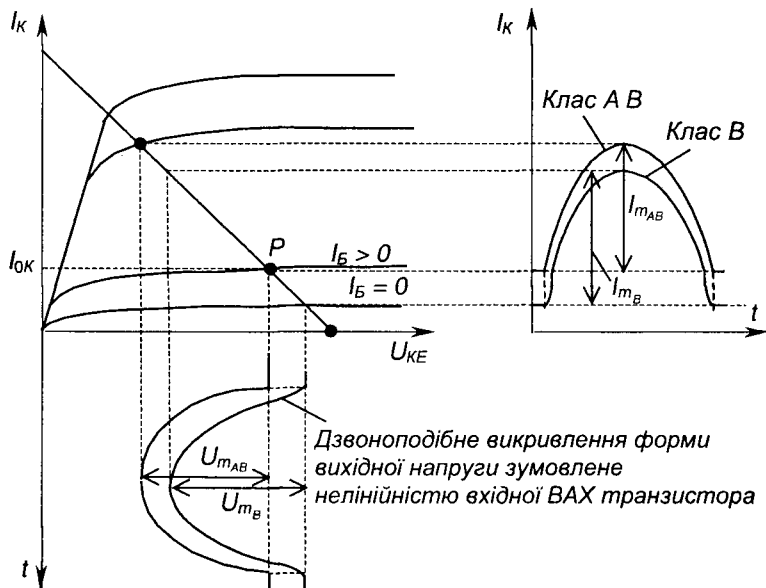


Рис. 3.35 – Побудова часової діаграми імпульсу колекторного струму за допомогою вихідної характеристики транзистора

Повна та вихідна потужності відповідно становлять

$$P = \frac{I_m U_m}{2}, \quad P_{\text{вих}} = \eta P. \quad (3.43)$$

3.9.3. Безтрансформаторні вихідні каскади підсилення

Безтрансформаторні вихідні каскади підсилення якнайширше використовують як у складі ІМС, так і у дискретному виконанні. Схему такого каскаду, виконану на однотипних транзисторах n - p - n типу, наведено на рис. 3.36.

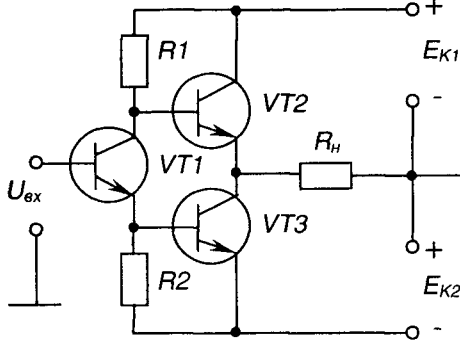


Рис. 3.36 – Безтрансформаторний каскад підсилення на однотипних транзисторах

Транзистор $VT2$ і навантаження R_n утворюють каскад з СК, а $VT3$ і R_n – каскад з СЕ. Сигнали, що підсилюються, надходять на входи транзисторів $VT2$, $VT3$ із зміщенням за фазою на 180 електричних градусів: одержання двох протифазних напруг забезпечує фазоінверсний каскад на транзисторі $VT1$. Транзистори $VT2$ і $VT3$ поперемінно від-

криваються позитивними півперіодами, зумовлюючи протікання у навантаженні змінного струму.

Живлення такого каскаду можливе і від однополярного джерела. У такому випадку навантаження підмикається через конденсатор великої ємності ($1/\omega_n C \ll R_n$).

Останнім часом широко використовують каскади підсилення, побудовані на транзисторах різного типу провідності – на **комплементарних** (від лат. *complement* – доповнення) парах транзисторів. Схема найпростішого такого каскаду наведена на рис. 3.37.

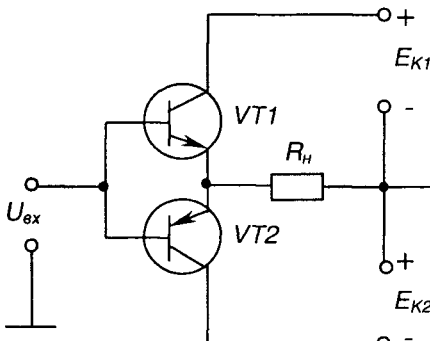


Рис. 3.37 – Найпростіший каскад підсилення на транзисторах різного типу провідності

Кожен із транзисторів разом з навантаженням тут утворює схему з СК.

Працює каскад у режимі класу В, який відзначається значними нелінійними викривленнями при підсиленні гармонійних сигналів.

Характерна особливість такої схеми: для неї не потрібен фазоінверсний каскад.

Для забезпечення роботи у режимі класу АВ використовують невелике зміщення (0,6–0,7) В, як це показано на рис. 3.38 (ділник $R_1 - R_3$).

При цьому за відсутності вхідного сигналу через обидва транзистори протікає невеликий струм спокою (наскрізний струм), а через навантаження не протікає.

Оскільки в цих схемах обидва транзистори увімкнені відносно навантаження як емітерні повторювачі, то вони досить просто узгоджуються з низькоомним опором навантаження і к.к.д. при цьому досить високий. Вихідна напруга дорівнює вхідній, а підсилення потужності відбувається за рахунок підсилення струму.

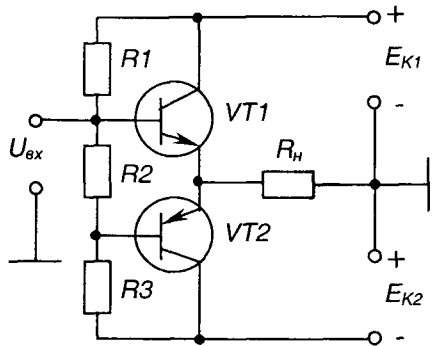


Рис. 3.38 – Безтрансформаторний каскад підсилення на транзисторах різного типу провідності у режимі класу АВ

3.9.4. Вибіркові підсилювачі

Вибіркові підсилювачі застосовують, якщо необхідно із сукупності вхідних сигналів широкого діапазону частот виділити групу сигналів, близьких за частотами, що несуть корисну інформацію (наприклад, при налаштуванні радіоприймача на конкретну станцію). АЧХ такого підсилювача має вузьку смугу підсилюваних частот, як це показано на рис. 3.39 (порівняйте з рис. 3.31).

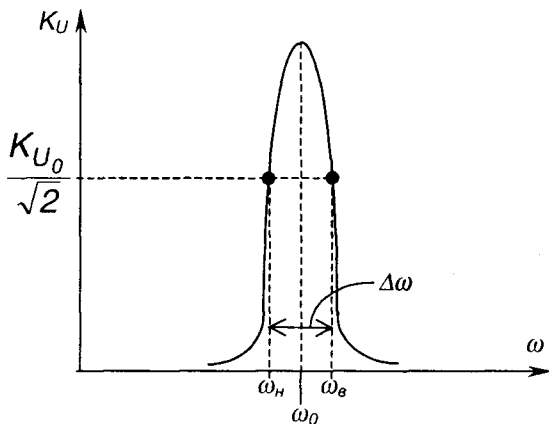


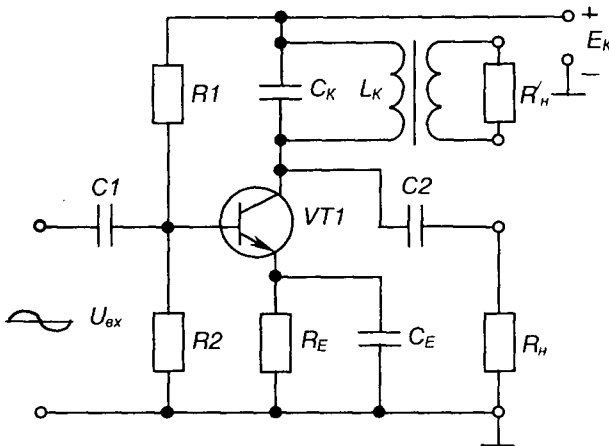
Рис. 3.39 – АЧХ вибіркового підсилювача

Вибіркові підсилювачі зазвичай будують як підсилювачі з СЕ, колекторним навантаженням яких є паралельний LC-контур, що налаштовується у резонанс на деяку частоту ω_0 , тому їх ще називають **резонансними підсилювачами**.

Схему вибіркового (резонансного) підсилювача наведено на рис. 3.40. У нього

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_K C_K}},$$

де L_K і C_K – індуктивність і ємність контуру.



Зв'язок із навантаженням (часто це наступний каскад підсилення) може бути трансформаторним – як підімкнене навантаження R'_n – або резистивно-ємнісним – як підімкнене навантаження R_n .

Рис. 3.40 – Вибірковий (резонансний) підсилювач застосування LC-контурів недоцільне, бо тут низька їх добротність, великі габарити та маса. У такому разі застосовують підсилювачі з частотно-залежними зворотними зв'язками, зазвичай резистивно-ємнісними.

За низьких частот (тисячі і десятки тисяч герц)

? Контрольні запитання до третього розділу

1. Поясніть, коли виникає потреба у електронних підсилювачах і у чому полягає принцип підсилення.
2. Вкажіть, як класифікують підсилювачі і які основні параметри і характеристики вони мають.
3. Що таке підсилюючий каскад?
4. Які Ви знаєте режими роботи підсилюючого каскаду та чим вони забезпечуються?
5. Наведіть схеми задання режиму спокою підсилюючого каскаду і поясніть принцип їх дії.
6. Чому виникає потреба у температурній стабілізації підсилювача і як вона забезпечується?
7. Наведіть схеми та поясніть за допомогою часових діаграм принцип дії підсилюючих каскадів з СЕ, СБ, СК, СВ, та СС.
8. Що таке зворотні зв'язки в підсилювачах і як вони впливають на їхні параметри та характеристики?
9. Як будують багатокаскадні підсилювачі? Поясніть особливості їх роботи за допомогою амплітудної характеристики і АЧХ.
10. Як забезпечується зв'язок між каскадами багатокаскадних підсилювачів?
11. У чому полягають особливості роботи вихідних каскадів підсилення? Наведіть схеми і поясніть принцип дії трансформаторних і безтрансформаторних вихідних каскадів.
12. Наведіть схему і поясніть принцип дії вибіркового підсилювача.

РОЗДІЛ 4

ПІДСИЛЮВАЧІ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

4.1. Загальні відомості

У вимірювальній техніці, автоматиці, системах автоматичного керування і т.п. широко застосовують пристрої, що мають назву датчиків (давачів). Вони є перетворювачами неелектричних величин в електричні, часто – в напругу постійного струму. Їх вихідна напруга пропорційна таким неелектричним величинам як температура, тиск, освітленість і т.ін. Рівень вихідних напруг датчиків невеликий, із часом вони малозмінні або взагалі незмінні. Для підсилення таких сигналів і використовуються **підсилювачі постійного струму (ППС)**.

АЧХ ППС зображена на рис. 4.1. Її особливість полягає у тому, що нижня гранична частота діапазону підсилюваних сигналів дорівнює нулю. Отже, є можливість підсилення сигналів постійного струму.

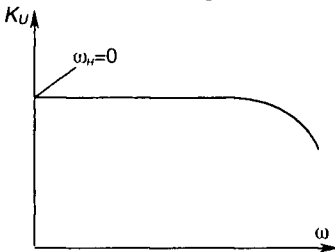


Рис. 4.1 – АЧХ ППС

Схемотехнічно це забезпечується відсутністю розділяючих конденсаторів або трансформаторів між джерелом сигналу, каскадами і навантаженням. Тобто, ППС є підсилювачем із безпосередніми зв'язками.

Наявність розділяючих елементів, які забезпечують розділення за постійним струмом і зв'язок за змінним, надавала ту перевагу, що режим i -го каскаду за постійним струмом не впливає на роботу інших каскадів, джерела сигналу або навантаження.

У підсилювачах з безпосередніми зв'язками вплив дестабілізуючих факторів (наприклад, змін із часом температури або напруги живлення) на режим спокою каскаду призводить до того, що навіть за відсутності вхідного сигналу на виході підсилювача може з'явитися напруга, що навантаженням буде сприйматися як результат підсилення деякого вхідного сигналу. Це явище має назву **дрейфу нуля** ППС.

Дрейф нуля обумовлюється зміною вихідної напруги за зазначений проміжок часу при відсутності вхідного сигналу:

$$d = \frac{U_{\text{др max}} - U_{\text{др min}}}{K_U}, \quad (4.1)$$

де $U_{\text{др max}}$, $U_{\text{др min}}$ – відповідно максимальне та мінімальне значення вихідної напруги за зазначений проміжок часу;

K_U – коефіцієнт підсилення.

Для зменшення дрейфу в ППС застосовують елементи термостабілізації, запроваджується жорстка стабілізація напруги живлення та, найчастіше, використовують спеціальні балансні схеми.

4.2. Підсилювач прямого підсилення

Найпростішим представником ППС є підсилювач прямого підсилення з безпосередніми зв'язками. Розглянемо схему двокаскадного підсилювача прямого підсилення, зображену на рис. 4.2.

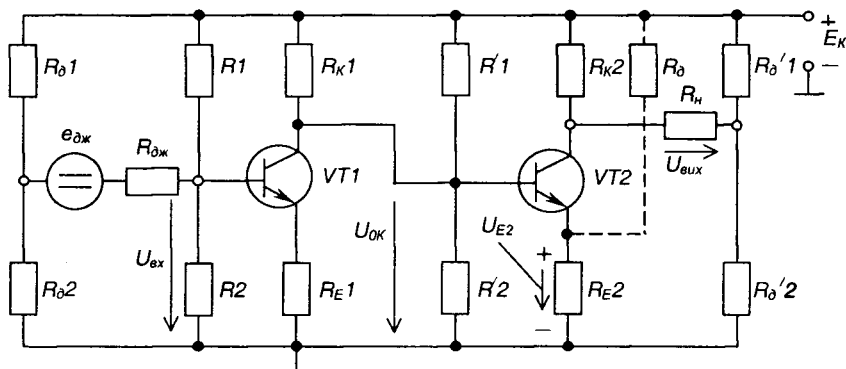


Рис. 4.2 – Двокаскадний підсилювач постійного струму прямого підсилення

Він складається з двох каскадів, виконаних за схемою з СЕ. Призначення елементів те ж саме, що і у підсилювачах змінного струму.

За принципової неможливості застосування реактивних розділяючих елементів, щоб забезпечити виключення впливу напруг, що відповідають режиму спокою каскадів, на джерело сигналу і на навантаження, останнє тут підімкнено між колектором $VT2$ та середньою точкою дільника R'_{o1} , R'_{o2} ,

а вхідний сигнал подано на базу $VT1$ відносно середньої точки дільника $R_{\partial 1}, R_{\partial 2}$. Величини опорів резисторів $R_{\partial 1}, R_{\partial 2}, R'_{\partial 1}, R'_{\partial 2}$ добирають якомога меншими за величиною та таким чином, щоб за $e_{\partial ж} = 0$ на виході було $U_{вих} = 0$.

Вхідний сигнал, що надходить до входу першого каскаду, підсилюється і з колектора транзистора $VT1$ подається на вхід другого каскаду, виконаного на транзисторі $VT2$. Після повторного підсилення сигнал надходить на навантаження R_n .

На відміну від підсилювача змінного струму, де режим спокою вибирається за умов найліпшого підсилення вхідного сигналу і не впливає на навантаження завдяки наявності реактивних елементів зв'язку, у цьому підсилювачі процеси протікають по-іншому.

Напруга спокою першого каскаду U_{0K} безпосередньо подається на вхід другого і, якщо не вжити спеціальних заходів, під її дією транзистор $VT2$ насичується. Тобто ні про яке підсилення не може йти мови. Для того, щоб виключити це явище, до емітерного кола $VT2$ вводять резистор R_{E2} , на якому виділяється напруга U_{E2} , що компенсує напругу U_{0K} , оскільки спрямована зустрічно. Тобто виконується умова $U_{0K} - U_{E2} = U_{0Б}$; $U_{E2} = R_{E2} I_{0E2}$, де I_{0E2} – струм емітера у режимі спокою. Наявність великих R_{E1} та R_{E2} призводить до виникнення в схемі глибоких НЗЗ, що значно знижує коефіцієнт підсилення. Тому такі підсилювачі мають обмежену кількість каскадів (зазвичай не більше двох).

Для того, щоб знизити величину емітерного опору, можна використати дільник напруги R_{E2}, R_{∂} (зображений на рис. 4.2 пунктиром). У цьому випадку навіть на малому опорі R_{E2} можна одержати потрібний рівень напруги. Але це призводить до підвищення втрат потужності, а отже, до зниження к.к.д.

Коефіцієнт підсилення схеми у цілому:

$$K_U = K_{U1} K_{U2}, \quad (4.2)$$

де

$$K_{U1} = \beta_1 \frac{R'_{K1}}{R_{ex1}} \quad (4.3)$$

коефіцієнт підсилення першого каскаду;

$$R'_{K1} = R_{K1} \parallel R'_1 \parallel R'_2 \parallel R_{ax2}; \quad (4.4)$$

$$K_{U2} = \beta_2 \frac{R'_{K2}}{R_{ex2}} \quad (4.5)$$

коефіцієнт підсилення другого каскаду;

$$R'_{K2} = R_{K2} \parallel (R_n + R'_{\delta 1} \parallel R'_{\delta 2}). \quad (4.6)$$

Даний підсилювач має велике значення дрейфу нуля і використовується у випадках, коли немає високих вимог до якості підсилення. Для підвищення стабільності схеми у якості R_{E1} і R_{E2} застосовують терморезистори.

4.3. Балансні ППС

Балансні ППС будуються на основі чотириплечого моста з паралельним балансом, схему якого наведено на рис. 4.3.

Тут $U_{12} = 0$ при $E_{ож}$ – var,

якщо
$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}.$$

Напряга на виході мосту не залежить від змін напруги живлення чи від пропорційних змін параметрів плечей.

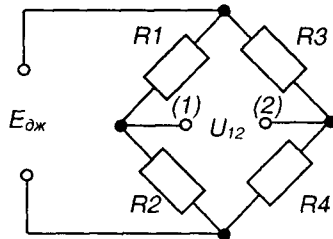


Рис. 4.3 – Чотириплечий міст

На рис. 4.4 зображена найпростіша схема балансного підсилювача.

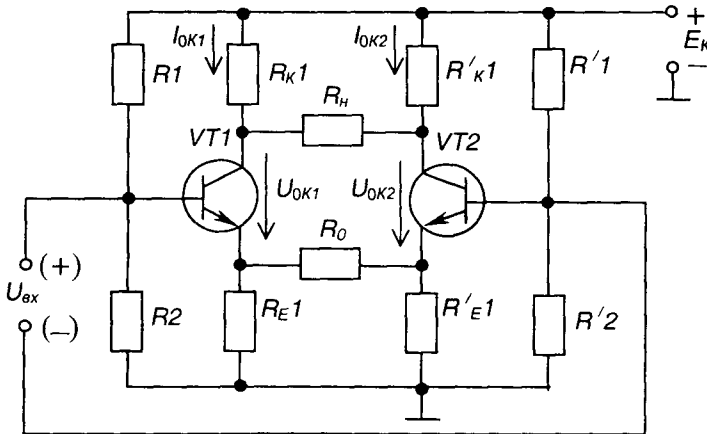


Рис. 4.4 – Балансний підсилювач

Він складається з двох каскадів на транзисторах $VT1$ і $VT2$. Причому параметри елементів обох каскадів повинні бути майже однаковими (у тому числі і транзисторів, що досить важко виконати): $R_1 = R_1'$; $R_2 = R_2'$; $R_{K1} = R_{K1}' = R_K$. Навантаження R_n вмикається між колекторами транзисторів.

Підсилювач являє собою чотириплечий міст, де роль резистора R_1 виконує R_{K1} , R_2 – опір транзистора $VT1$, R_3 – R_{K1}' , R_4 – опір транзистора $VT2$.

За відсутності вхідного сигналу напруга на навантаженні дорівнює нулю (якщо схема абсолютно симетрична). Дрейф нуля практично у 20 ÷ 30 разів менший, ніж у підсилювача з безпосередніми зв'язками, оскільки визначається різницею I_{0K1} та I_{0K2} .

За наявності вхідного сигналу з полярністю, що вказана на рис. 4.4, транзистор $VT1$ трохи відкривається, його колекторний струм зростає, а транзистор $VT2$ пропорційно закривається і його колекторний струм зменшується. Внаслідок цього на навантаженні R_n з'являється напруга розбалансу.

Коефіцієнт підсилення становить:

$$K = \beta \frac{R_K'}{R_{ex}}, \text{ де } R_K' = \frac{R_K}{2} \parallel R_n. \quad (4.7)$$

Недоліком такого ППС є наявність значного НЗЗ, зумовленого великими значеннями R_{E1} і R_{E2} . Виключити цей недолік дозволяє схемотехнічне рішення, наведене на рис. 4.5.

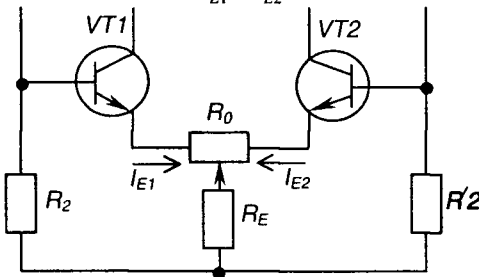


Рис. 4.5 – Вилучення впливу НЗЗ у балансовому підсилювачі

Тут справедливі такі співвідношення:

Тут справедливі такі співвідношення:

$$\Delta U_E = R_E (\Delta I_{E1} + \Delta I_{E2});$$

$$\Delta I_{E1} = -\Delta I_{E2};$$

$$\Delta U_E = 0.$$

Таким чином, відносні зміни струмів емітерів під дією вхідного сигналу взаємно компенсуються, виключаючи НЗЗ за підсилюваним сигналом. НЗЗ за постійним струмом залишається.

R_0 , крім того, що вирівнює потенціали емітерів, як і в попередній схемі, у даному разі ще й забезпечує балансування схеми при незначних відхиленнях параметрів елементів.

4.4. Диференційний ППС

Балансний підсилювач, у емітерне коло якого замість R_E увімкнене джерело струму (наприклад, транзистор, якому задано фіксоване значення струму бази), має назву **диференційного** (різницевого – бо підсилює різницю напруг між входами) підсилювача. Його схему наведено на рис. 4.6.

Щодо нього слід зазначити таке. Вхідний сигнал може бути подано не тільки як диференційний (між входами $Vx.1$ і $Vx.2$). Його можна також подавати на будь-який з входів відносно точки з нульовим потенціалом.

Навантаження також може бути підімкнене не тільки між обома виходами (симетричний вихід), але й до одного виходу і нульової точки (несиметричний вихід). При цьому, якщо це, наприклад, $Vx.2$, то $Vx.1$ для нього буде неінвертуючим: зміни сигналу на виході співпадають за знаком (фазою – для змінного струму) зі змінами вхідного сигналу; $Vx.2$ буде інвертуючим: зміни вихідного сигналу за знаком (фазою) протилежні змінам вхідного.

При несиметричному вході один з колекторних резисторів (від якого не робиться вихід) можна не встановлювати.

Якщо на обидва входи подати відносно нульової точки однакові за знаком і напругою сигнали (**синфазний сигнал**), то напруга на виході дорівнюватиме нулю – підсилювач підсилює тільки різницевий сигнал!

Диференційні підсилювачі знайшли широке використання при побудові ППС у інтегральному виконанні.

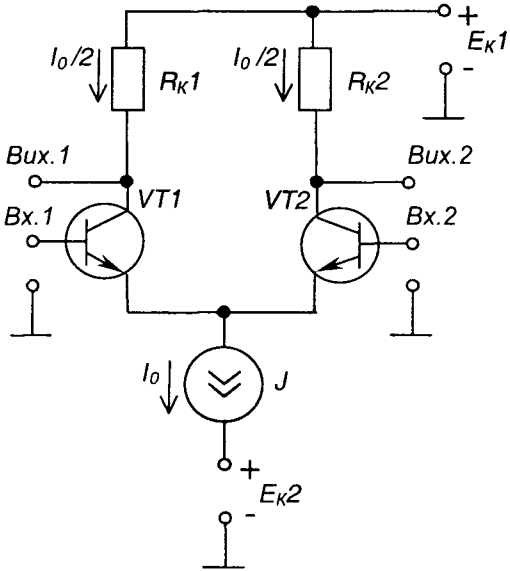


Рис. 4.6 – Диференційний підсилювач

4.5. Підсилювачі з подвійним перетворенням

Для зниження дрейфу нуля поряд із балансними схемами застосовують схеми з подвійним перетворенням підсилюваного сигналу.

Суть роботи таких схем полягає у наступному.

Постійний вхідний сигнал за допомогою спеціального пристрою, що називається модулятором, перетворюється у змінний сигнал, амплітуда якого дорівнює напрузі постійного сигналу. Потім змінний сигнал підсилюється підсилювачем напруги змінного струму, після чого за допомогою демодулятора змінний сигнал знову перетворюється у постійний, напруга якого дорівнює амплітуді підсиленого змінного сигналу.

Наявність підсилювача змінного струму виключає дрейф нуля. Але через досить велику складність виконання такі підсилювачі використовуються рідко.

4.6. Операційні підсилювачі

4.6.1. Загальні відомості

Операційний підсилювач (ОП) – це ППС, що має високий коефіцієнт підсилення, два входи (так званий диференційний вхід) і один вихід.

Зазвичай ОП будують як ППС з безпосередніми зв'язками між каскадами, з диференційним входом і біполярним відносно амплітуди підсилюваного сигналу виходом. Це забезпечує нульові потенціали на вході і виході ОП за відсутності вхідного сигналу. Тому такі підсилювачі легко з'єднувати послідовно, а також охоплювати зворотними зв'язками.

За своєю структурою ОП бувають три- або двокаскадні.

За трикаскадною схемою будувались ОП у інтегральному виконанні першого покоління. Перший диференційний каскад у них працює в режимі мікрострумів, забезпечуючи тим самим високий вхідний опір. Другий диференційний каскад забезпечує підсилення напруги. Третій каскад, вихідний, виконується як двотактний з СК і забезпечує підсилення потужності, а також низький вихідний опір (див. пп. 3.7.2).

ОП другого покоління будуються за двокаскадною схемою. Це стало можливим із зростанням рівня інтегральної технології. При цьому, перший каскад забезпечує і високий вхідний опір, і великий коефіцієнт підсилення за напругою. Другий каскад є підсилювачем потужності.

Свою назву ці підсилювачі одержали у зв'язку з тим, що спочатку вони використовувались для моделювання математичних операцій (додавання, віднімання, диференціювання, інтегрування та ін.) в аналогових обчислювальних машинах (АОМ).

Із розвитком інтегральної техніки області використання ОП значно розширились. Нині вони використовуються в основному як високоякісні підсилювачі напруги при побудові будь-яких електронних пристроїв. А АОМ тим часом були витіснені цифровими обчислювальними машинами.

Поширеному застосуванню ОП сприяють їхні високі параметри. Це великий коефіцієнт підсилення за напругою, що становить $K_U = (10^4 - 10^6)$; високий вхідний опір по кожному з входів – $R_{вх} > 400 \text{ кОм}$; низький вихідний опір $R_{вих} < 100 \text{ Ом}$; досить широкий частотний діапазон – від нуля до одиниць мегагерц.

За ними ОП для багатьох застосувань наближаються до ідеального підсилювача, що має:

- 1) $K_U \rightarrow \infty$;
- 2) два симетричних входи з $R_{вх} \rightarrow \infty$;
- 3) $R_{вих} \rightarrow 0$;
- 4) безкінечний діапазон частот підсилюваного сигналу.

При цьому зазначимо, що як лінійні підсилювачі у десятки тисяч разів реальні ОП не застосовують, бо їх коефіцієнт підсилення (як і інші параметри) – величина вкрай нестабільна (наприклад, під дією температури).

Умовне позначення ОП наведено на рис. 4.7,а (на рис. 4.7,б,в надано умовні позначення, прийняті у деяких зарубіжних країнах).

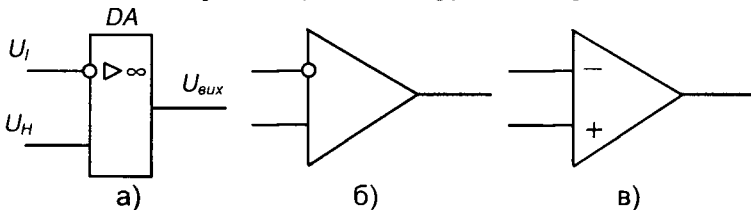


Рис. 4.7 – Умовні позначення ОП

Вхід, на який подано U_i називається інвертуючим, а U_H – неінвертуючим.

Якщо сигнал подати на неінвертуючий вхід, то зміни вихідного сигналу співпадають за знаком (фазою) із змінами вхідного. Якщо сигнал подати на інвертуючий вхід, то зміни вихідного сигналу матимуть протилежний знак (фазу) щодо до змін вхідного. Інвертуючий вхід використовують для охоплення ОП зовнішніми НЗЗ, а неінвертуючий – ПЗЗ.

Коротко розглянемо деякі характерні принципові схеми ОП.

ОП типу 153УД1 (рис. 4.8) має трикаскадну структуру.

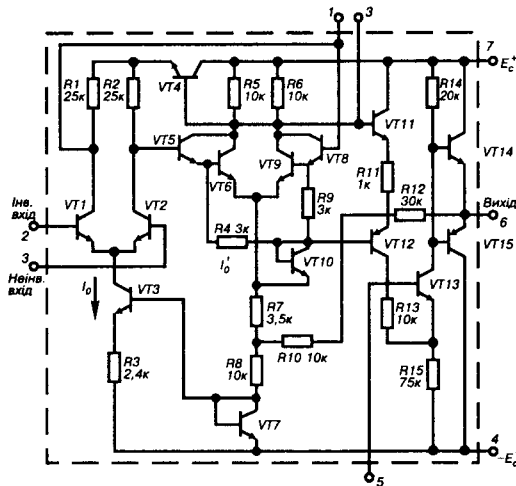


Рис. 4.8 – ОП типу 153УД1

Перший диференційний каскад побудований на транзисторах $VT1, VT2$ з джерелом струму на транзисторі $VT3$. Другий – на складених транзисторах $VT5, VT6$ і $VT8, VT9$ (для забезпечення великого коефіцієнта підсилення за напругою). Вихідний двотактний каскад утворюють $VT14$ і $VT15$. Інші елементи забезпечують стабільне живлення першого каскаду і узгодження другого з вихідним (зверніть

увагу: без кола на схемах позначають транзистори, що не мають власного корпусу – безкорпусні).

Схемотехніка цього підсилювача багато у чому повторює схемотехніку ППС на дискретних елементах (див. рис. 4.6, рис. 3.37).

Особливістю інтегральної схемотехніки у даному разі є застосування в якості джерела струму I_0 для вхідного диференційного каскаду так званого “струмового дзеркала”, побудованого на транзисторах $VT3, VT7$. Суть його роботи полягає у тому, що за однакових параметрів транзисторів (а при виконанні на одному кристалі у одному технологічному циклі вони дуже подібні) струм колектора $VT3$ наслідує – “віддзеркалює” – струм колектора $VT7$: напруга з $VT7$ у діодному

вмиканні задає струм бази $VT3$, що працює у режимі генератора струму (див. рис. 9.33). При цьому нестабільність I_0 визначається нестабільністю контактної різниці потенціалів емітерного переходу $VT7$. Задаючи відповідним чином величини опору резисторів, увімкнених послідовно з $VT7$, і напругу живлення каскаду, забезпечують стабілізацію режиму $VT7$, а отже і $VT3$.

Типовим представником ОП другого покоління є ОП типу 140УД7 (рис. 4.9). Він двокаскадний, має складний вхідний диференційний каскад на $VT1-VT4$ і $VT6-VT8$ з вмиканням транзисторів за схемою СК-СБ-СЕ. Вхідні емітерні повторювачі (каскади з СК) на $VT1$, $VT6$ працюють

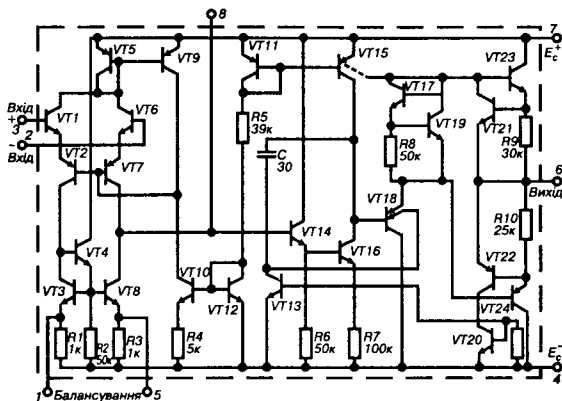


Рис. 4.9 – ОП типу 140УД7

у режимі мікрострумів, забезпечуючи тим самим великий вхідний опір ОП. Вони є джерелом сигналу для каскадів з СБ на $VT2$, $VT7$, що їх колекторними навантаженнями є динамічні навантаження – джерела струму на $VT3$, $VT8$ (як відомо, з боку колектора, через незначний нахил статичних вихідних ВАХ, транзистор має опір у сотні кілоом, а реально можливі опори резисторів у інтегральному виконанні сягають лише десятків кілоом). Оскільки значення коефіцієнта підсилення за напругою пропорційне опору колекторного навантаження (див. пп. 3.7.3), це дозволяє отримати підсилення у декілька сотень разів вже у першому каскаді.

Вихідний каскад на транзисторах $VT23$, $VT24$ працює у режимі класу АВ. Захист каскаду від перевантажень забезпечують транзистори $VT21$ і $VT22$, що вмикаючись напругою датчиків струму R_9 , R_{10} (якщо вона перевищує приблизно 0,6 В), шунтують емітерні переходи транзисторів $VT23$ і $VT24$. Решта елементів забезпечує додаткове підсилення та узгодження диференційного каскаду з вихідним.

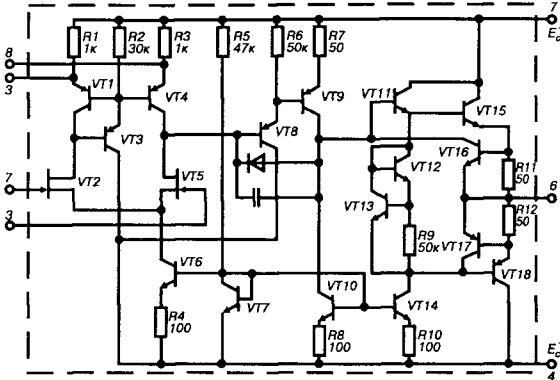


Рис. 4.10 – ОП типу 140УД8

Особливістю ОП 140УД8 (рис. 4.10) є те, що для забезпечення підвищеного входного опору у якості входних транзисторів VT_2 і VT_5 використано польові транзистори.

Слід зазначити, що номенклатура сучасних ОП надзвичайно широка. Це необхідно для забезпечення конкретних специфічних потреб розробників електронних пристроїв.

На рис. 4.11 наведена типова схема вмикання ОП типу 140УД7.

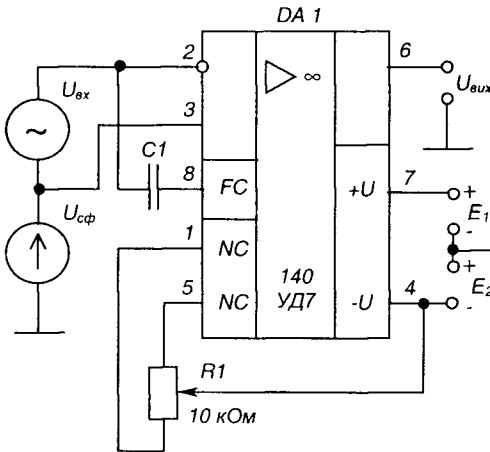


Рис. 4.11 – Схема вмикання ОП типу 140УД7

Диференційний входний сигнал $U_{вх}$ подається між виводами 2 (інвертуючий вход) і 3 (неінвертуючий вход). $U_{сф}$ – синфазний сигнал. Навантаження підмикається до виводу 6. Живлення забезпечується двополярним джерелом напруги E_1 , E_2 , що підмикається між виводами 7, 4 і нульовою точкою джерел живлення.

Нульовий вихідний сигнал при $U_{вх} = 0$ забезпечується резистором R_1 , підімкненим до входів балансування (корекції нуля) 1 і 5. Це дозволяє виключити вплив несиметрії схеми ОП, що виникає за рахунок неідеальної подібності його елементів.

Конденсатор C_1 забезпечує корекцію амплітудно-частотної характеристики.

Схеми вмикання ОП і параметри коригуючих ланцюгів наводяться у довідкових матеріалах.

Найважливішими характеристиками ОП є вихідні амплітудні (передатні) характеристики – $U_{вих} = f(U_{вх})$, зображені на рис. 4.12.

Знімають ці характеристики, подаючи сигнал на один із входів і з'єднуючи інший з нульовою точкою.

Кожна вихідна характеристика має горизонтальні та скісну ділянки. Горизонтальні ділянки відповідають режимам повністю відкритого чи закритого транзистора вихідного каскаду (режимам насичення). При зміні напруги вхідного сигналу на цих ділянках вихідна напруга підсилювача залишається незмінною і визначається напругами $U^+_{вихт}$ або $U^-_{вихт}$, близькими до напруги джерел живлення E_1 та E_2 .

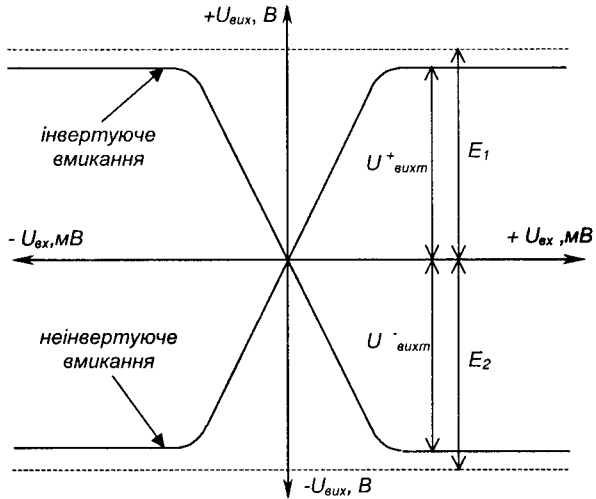


Рис. 4.12 – Передатні характеристики ОП

При зміні напруги вхідного сигналу на цих ділянках вихідна напруга підсилювача залишається незмінною і визначається напругами $U^+_{вихт}$ або $U^-_{вихт}$, близькими до напруги джерел живлення E_1 та E_2 .

Коефіцієнт підсилення визначається по скісних ділянках:

$$K_{OП} = \frac{\Delta U_{вих}}{\Delta U_{вх}}. \tag{4.8}$$

Великі його значення дозволяють за умов охоплення ОП глибоким НЗЗ одержати схеми з властивостями, що залежать лише від параметрів ланцюга НЗЗ бо, як виходить із формули (3.34), при $K \rightarrow \infty$ $K_{зз} \rightarrow 1/\chi$ – залежить лише від параметрів ланцюга НЗЗ (і, на перший погляд, фактично не залежить власне від підсилювача!)

Стан, за якого $U_{вих} = 0$ при $U_{вх} = 0$, називається балансом ОП. Однак для реальних ОП умови балансу не виконуються (є розбаланс).

Напруга $U_{з\text{м}0}$, за якої $U_{\text{вих}} = 0$, має назву вхідної напруги зміщення нуля. Вона визначає напругу, що необхідно подати на вхід підсилювача для створення балансу. Передатні характеристики ОП за наявності розбалансу наведені на рис. 4.13.

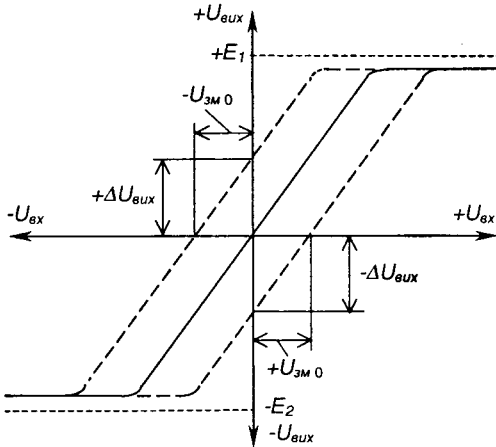


Рис. 4.13 – Передатні характеристики ОП за наявності розбалансу

$$U_{з\text{м}0} = \frac{\Delta U_{\text{вих}}}{K_{\text{UOP}}} \quad (4.9)$$

Корекція розбалансу виконується коригуючими ланцюгами або, за відсутності таких у ОП деяких типів, подачею на вхід напруги, що дорівнює $U_{з\text{м}0}$ і протилежна за знаком (див. пп. 4.6.6).

Вхідний опір, вхідний струм зміщення, максимальні вхідні диференціальна та синфазна напруги є основними вхідними параметрами ОП.

При необхідності захисту від перенапруг між входами ОП вмикають зустрічно-паралельно два діоди або стабілітрони.

Вихідними параметрами ОП є вихідний опір, максимальна вихідна напруга та струм.

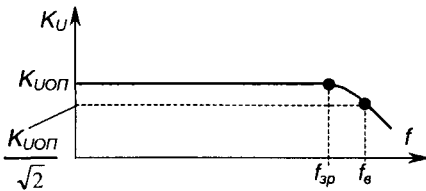


Рис. 4.14 – АЧХ ОП

Частотні характеристики ОП визначають з його АЧХ, зображеної на рис. 4.14. Вона має спадний характер за високих частот, починаючи від частоти зрізу $f_{з\text{р}}$.

f_g – верхня межа частотного діапазону. За цієї частоти:

$$K_U = \frac{K_{\text{UOP}}}{\sqrt{2}} \quad (4.10)$$

Діапазон частот $(0 - f_g)$ має назву смуги частот ОП.

Широке практичне використання ОП в аналогових пристроях зумовлене, головним чином, застосуванням у їх схемах різного роду зовнішніх НЗЗ, чому сприяє велике значення коефіцієнта підсилення $K_{УОП}$, високий вхідний та малий вихідний опори. Висока якість параметрів сучасних ОП дозволяє, зокрема, без внесення помітної похибки при розрахунку схем на ОП, приймати $K_{УОП} \rightarrow \infty$, $R_{вхОП} \rightarrow \infty$, $R_{вихОП} \rightarrow 0$, а значить вважати ОП за ідеальний!

Розглянемо деякі приклади електронних пристроїв на ОП.

4.6.2. Інвертуючий підсилювач

Інвертуючий підсилювач (необхідно розрізнити поняття “операційний підсилювач” і “підсилювач, виконаний на операційному підсилювачі”), схему якого зображено на рис. 4.15, змінює знак вихідного сигналу відносно вхідного. Він створюється введенням паралельного НЗЗ за допомогою резистора $R_{з3}$ на інвертуючий вхід ОП – на цей вхід подається частина вихідного сигналу з дільника $R_{з3}, R_1$.

Неінвертуючий вхід з’єднується із спільною точкою схеми (точкою з нульовим потенціалом). Вхідний сигнал через резистор R_1 подається на інвертуючий вхід ОП. Кола живлення і ланцюги корекції тут і надалі не показано.

Виходячи з наведеного вище, а саме: вважаючи ОП за ідеальний, при аналізі схем з ОП слід виходити з таких положень:

- 1) коефіцієнт підсилення ОП нескінченний;
- 2) входи ОП струму не споживають ($R_{вхОП} = \infty$);
- 3) у вихідних колах ОП падіння напруги відсутнє ($R_{вихОП} = 0$);
- 4) якщо ОП охоплено НЗЗ і він працює у лінійному режимі (в режимі підсилення, а не насичення), різниця потенціалів між його входами $U_{вхОП} = U_0 = 0$.

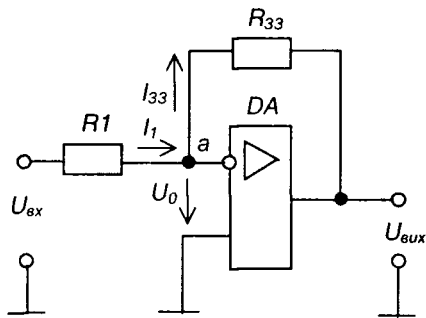


Рис. 4.15 – Інвертуючий підсилювач на ОП

Доведемо останнє положення.

$$U_{\text{вихОП}} = K_{\text{УОП}} U_{\text{вхОП}};$$

$$U_{\text{вхОП}} = \frac{U_{\text{вихОП}}}{K_{\text{УОП}}}.$$

Якщо $K_{\text{УОП}} \rightarrow \infty$, то $U_{\text{вхОП}} \rightarrow 0$.

Реально $U_{\text{вхОП}} = U_0$ нулю не дорівнює. Але це настільки незначна величина, що для більшості схем на ОП нею можна знехтувати. Дійсно, якщо, наприклад, $U_{\text{вихОП}} = 10$ В (це майже відповідає насиченню), а $K_{\text{УОП}} = 100000$, то $U_0 = 100$ мкВ!

Оскільки на неінвертуючий вхід подана напруга $U_H = 0$ (він з'єднаний з нульовою точкою), а $U_0 = 0$, то і потенціал інвертуючого входу також дорівнює нулю (віртуальний нуль). У результаті джерелом вхідного сигналу пристрій сприймається як R_1 – вхідний опір підсилювача дорівнює величині опору резистора R_1 .

За першим законом Кірхгофа для вузла a маємо:

$$I_1 = I_{33}. \quad (4.11)$$

Тобто

$$\frac{U_{\text{вх}}}{R_1} = - \frac{U_{\text{вих}}}{R_{33}} \quad (4.12)$$

ОП, забезпечуючи рівність $U_0 = 0$, створює на виході таку напругу, щоб відвести струм I_1 через резистор R_{33} .

Тоді

$$K_{\text{УЗЗ}} = \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх}}} = - \frac{R_{33}}{R_1}. \quad (4.13)$$

Отже, $K_{\text{УЗЗ}}$ залежить лише від співвідношення опорів резисторів дільника НЗЗ. Знак « \leftarrow » вказує на інверсію вхідного сигналу.

Вхідний опір схеми дорівнює величині R_1 .

Якщо $R_{33} > R_1$, то $U_{\text{вих}} = - \frac{R_{33}}{R_1} U_{\text{вх}}$ – маємо інвертуючий масштабний підсилювач (з масштабним коефіцієнтом $K_{\text{УЗЗ}} = -R_{33}/R_1$).

При $R_{33} = R_1$, $K_{\text{УЗЗ}} = -1$ – схема набуває властивостей інвертуючого повторювача вхідної напруги (інвертор сигналу).

4.6.3. Неінвертуючий підсилювач

Неінвертуючий підсилювач, схема якого зображена на рис. 4.16, можна отримати, якщо ввести послідовний НЗЗ за напругою на інвертуючий вхід, а вхідний сигнал подати на неінвертуючий вхід ОП.

Тут $U_H = U_{ex}$, а вхідний струм $I_{ax} = 0$, бо $R_{exOII} = \infty$.

Оскільки $U_0 = 0$ (див. пп. 4.6.2), то

$$U_{R1} = U_{ex}, \text{ а } U_{ex}/R_1 = I_{33}.$$

З іншого боку

$$I_{33} = \frac{U_{вих}}{R_{33} + R_1}.$$

Отже,
$$\frac{U_{ex}}{R_1} = \frac{U_{вих}}{R_{33} + R_1},$$

звідки
$$U_{вих} = U_{ex} \left(1 + \frac{R_{33}}{R_1}\right). \quad (4.14)$$

Тоді коефіцієнт підсилення неінвертуючого підсилювача

$$K_{U33} = \frac{U_{вих}}{U_{ex}} = 1 + \frac{R_{33}}{R_1}. \quad (4.15)$$

Якщо $R_{33} = 0$, а $R_1 \rightarrow \infty$, одержимо неінвертуючий повторювач, схему якого зображено на рис. 4.17.

Неінвертуючий та інвертуючий підсилювачі широко використовуються як високостабільні підсилювачі різного призначення. Причому, неінвертуючий має великий вхідний опір (теоретично – нескінченний) і використовується для підсилення сигналів джерел із високим вихідним опором.

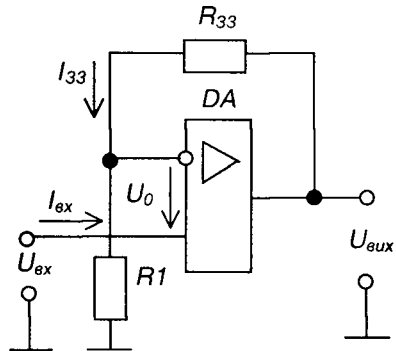


Рис. 4.16 – Неінвертуючий підсилювач на ОП

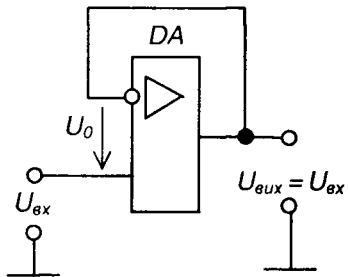


Рис. 4.17- Повторювач напруги на ОП

4.6.4. Перетворювач струму у напругу

Схема перетворювача струму у напругу, зображена на рис. 4.18, є варіантом схеми рис. 4.16 за умови, що $R_1=0$.

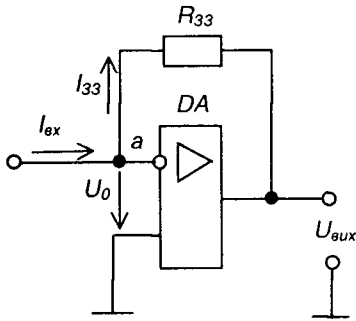


Рис. 4.18 – Перетворювач струму у напругу

При цьому

$$I_{\text{вх}} = I_{33} = -\frac{U_{\text{вих}}}{R_{33}}, \quad (4.16)$$

звідки

$$U_{\text{вих}} = -I_{\text{вх}} R_{33}. \quad (4.17)$$

Малі значення вхідного та вихідного опорів зазначеної схеми є її важливою перевагою при використанні як перетворювача струму джерела вхідного сигналу у напругу.

4.6.5. Інвертуючий суматор

Схема інвертуючого суматора зображена на рис. 4.19. Він виконаний за типом інвертуючого підсилювача (рис. 4.15) з кількістю паралельних гілок на вході, що дорівнює числу сигналів. Якщо опори всіх резисторів схеми однакові

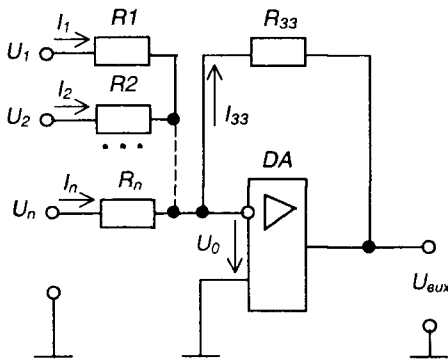


Рис. 4.19 – Інвертуючий суматор

$R_{33}=R_1=R_2=\dots=R_n \ll R_{\text{вхОП}}$,
то при $I_{\text{вхОП}}=0$ маємо

$$I_{33} = I_1 + I_2 + \dots + I_n \quad (4.18)$$

або

$$U_{\text{вих}} = -(U_1 + U_2 + \dots + U_n). \quad (4.19)$$

Останнє співвідношення відбиває рівноправну вагову участь доданків у їх сумі. Підсумовування може виконуватись також з різними ваговими коефіцієнтами для кожного з доданків.

Досягається це використанням різних значень опорів резисторів у вхідних гілках

$$U_{вих} = -\left(\frac{R_{33}}{R_1} U_1 + \frac{R_{33}}{R_2} U_2 + \dots + \frac{R_{33}}{R_n} U_n\right). \quad (4.20)$$

Тим, що точка з'єднання резисторів має нульовий потенціал (“віртуальний нуль”), виключається взаємний вплив джерел вхідних напруг.

4.6.6. Неінвертуючий суматор

Неінвертуючий суматор можна отримати шляхом послідовного з'єднання суматора (рис. 4.19) та інвертора (рис. 4.15). Але на основі неінвертуючого підсилювача (рис. 4.16) його можна створити значно простіше – як це показано на рис. 4.20.

При $U_0 = 0$ напруга на обидвох входах ОП однакова і складає

$$U_n = \frac{U_{вих} R_1}{R_{33} + R_1}. \quad (4.21)$$

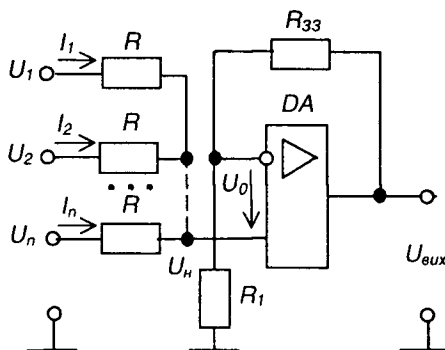


Рис. 4.20 – Неінвертуючий суматор

Оскільки струм неінвертуючого входу дорівнює нулю (тому що $R_{вих} \rightarrow \infty$), маємо:

$$\frac{U_1 - U_n}{R} + \frac{U_2 - U_n}{R} + \dots + \frac{U_n - U_n}{R} = 0, \quad (4.22)$$

або

$$U_1 + U_2 + \dots + U_n = n \frac{R_1}{R_1 + R_{33}} U_{вих}, \quad (4.23)$$

звідки

$$U_{вих} = \frac{R_1 + R_{33}}{nR_1} (U_1 + U_2 + \dots + U_n). \quad (4.24)$$

Задамо $\frac{R_1 + R_{33}}{nR_1} = 1$, і тоді $U_{вих} = U_1 + U_2 + \dots + U_n$. (4.25)

Але взаємний вплив джерел вхідних напруг тут не виключається, як це було у інвертуючого підсилювача. Тому джерела повинні мати якомога менші опори, або їх треба враховувати при розрахунку.

4.6.7. Інтегруючий підсилювач (інтегратор)

Схема інтегратора зображена на рис. 4.21. Вона створюється заміною в схемі інвертуючого підсилювача (рис. 4.15) резистора зворотного зв'язку $R_{зз}$ конденсатором C . Оскільки $R_{\text{вих}} = \infty$, то з урахуванням пояснень, наведених у пп. 4.6.2, маємо:

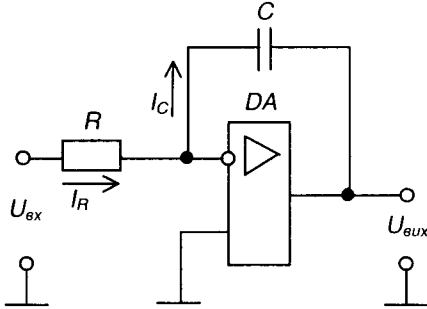


Рис. 4.21 – Інтегратор

$$I_R = I_C \text{ і } \frac{U_{\text{вх}}}{R} = -C \frac{du_{\text{вих}}}{dt}, \text{ або}$$

$$U_{\text{вих}} = -\frac{1}{RC} \int_0^t u_{\text{вх}} dt + U_{\text{вих}0}. \quad (4.26)$$

Як правило, при $t=0$
 $U_C = U_{\text{вих}0} = 0$, тому

$$U_{\text{вих}} = -\frac{1}{RC} \int_0^t u_{\text{вх}} dt. \quad (4.27)$$

$RC = \tau$ – стала часу. Реальному масштабу часу відповідає $\tau = 1$ с.

При подачі на вхід постійної за значенням напруги, струм, що заряджає конденсатор, має постійне значення $U_{\text{вх}}/R$ (не залежить від ступеня заряду конденсатора) і конденсатор заряджається рівномірно, а вихідна напруга зростає лінійно

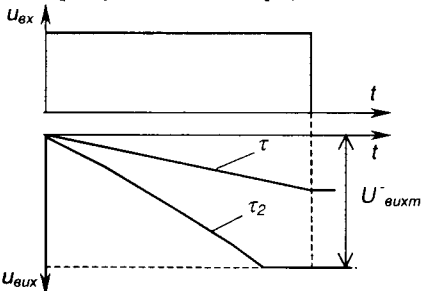


Рис. 4.22 – Часові діаграми роботи інтегратора

$$U_{\text{вих}} = -\frac{1}{RC} U_{\text{вх}} t. \quad (4.28)$$

Тому інтегратор часто застосовують як основу генераторів лінійних напруг.

На рис. 4.22 зображені часові діаграми роботи інтегратора при подачі на його вхід постійної напруги.

При τ_2 – параметри схеми вибрані неправильно, бо не забезпечується виконання інтегрування за весь час дії вхідного сигналу (ОП входить у режим насичення).

4.6.8. Диференціюючий підсилювач (диференціатор)

Схема диференціатора наведена на рис. 4.23. Від схеми інтегратора

(рис. 4.21) вона відрізняється заміною місцями резистора і конденсатора. Тут

$$I_C = I_{33}; I_C = -C \frac{du_{\text{вх}}}{dt};$$

$$I_{33} = -\frac{U_{\text{вх}}}{R_{33}};$$

$$-C \frac{du_{\text{вх}}}{dt} = -\frac{U_{\text{вх}}}{R_{33}};$$

$$U_{\text{вх}} = -CR_{33} \frac{du_{\text{вх}}}{dt};$$

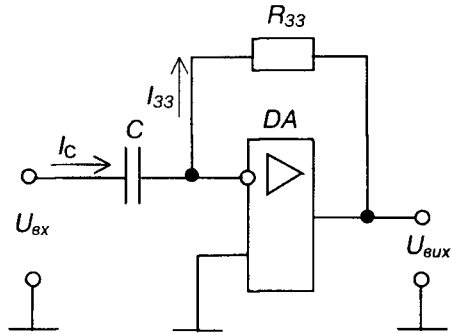


Рис. 4.23 – Диференціатор

$$R_{33}C = \tau; U_{\text{вх}} = -\tau \frac{du_{\text{вх}}}{dt}. \quad (4.29)$$

Сталу часу τ необхідно вибирати так, щоб у процесі диференціювання дотримувалась нерівність $U_{\text{вх}} < U_{\text{вх}m}^-$.

4.6.9. Компаратори (схеми порівняння)

Компаратори – це електронні пристрої, призначені для порівняння напруг. Схема найпростішого компаратора зображена на рис. 4.24,а. Він виконує порівняння вхідного сигналу $U_{\text{вх}}$ з опорною напругою $U_{\text{оп}}$. Сигнал на виході ОП змінює полярність, коли ці напруги зрівнюються, як показано на часових діаграмах роботи компаратора, наведених на рис. 4.24,б.

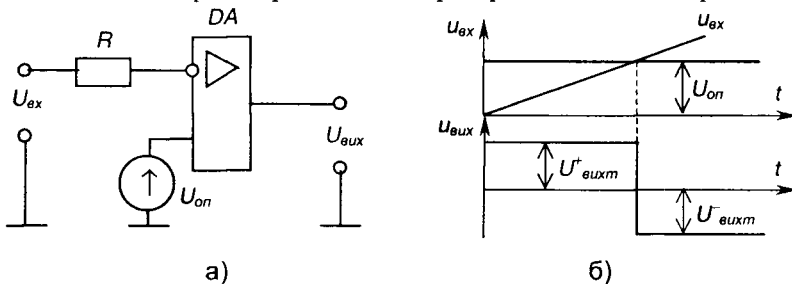


Рис. 4.24 – Компаратор (а) і часові діаграми його роботи (б)

Коли $U_{on} = 0$, маємо нуль-орган, що фіксує відхилення U_{ex} від нульового значення.

Компаратор – це чи не єдине застосування ОП без зворотних зв'язків, коли напряму використовується його великий коефіцієнт підсилення: найменша різниця потенціалів між входами призводить до насичення ОП. При цьому маємо знак вихідної напруги «+», коли напруга на неінвертуючому вході більш позитивна, ніж на інвертуючому, і «-», коли навпаки.

Живити ОП у даному разі можна і від однополярного джерела, бо він фактично порівнює синфазні напруги.

4.6.10. Підсилювач змінного струму на ОП з однополярним живленням

Забезпечення підсилення сигналів змінного струму при однополярному живленні ОП вирішується тими ж методами, що і у транзисторному підсилювачі класу А (див. розділ 3). А саме: введенням зміщення і розділяючих конденсаторів. Схема підсилювача наведена на рис. 4.25.

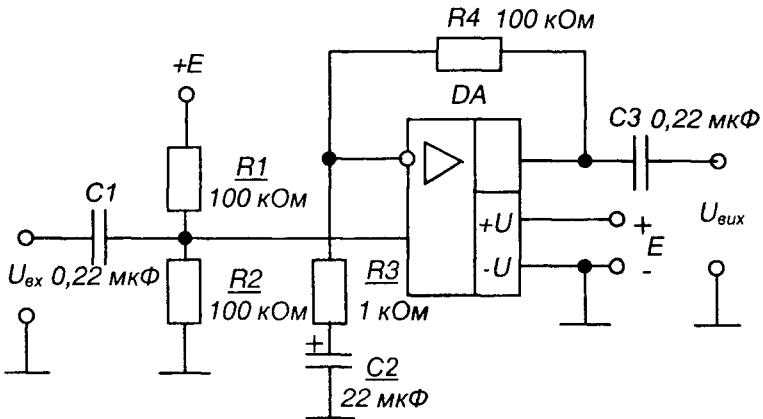


Рис. 4.25 – Підсилювач змінного струму з однополярним живленням

Тут R_1, R_2 – дільник, що задає зміщення точки спокою, C_1, C_3 – розділяючі конденсатори. Дільник сигналу зворотного зв'язку R_3, R_4 забезпечує коефіцієнт підсилення у даному разі $K_U = 101$. Конденсатор C_2 забезпечує роботу схеми за постійним струмом як повторювача напруги, щоб виключити підсилення сигналу зміщення нуля.

4.6.11. Збільшення потужності вихідного сигналу ОП

Незважаючи на те, що є типи ОП з потужним виходом (з вихідним струмом до 5 А), все ж основна їх маса має малопотужний вихід (струм до 10 мА). Збільшення вихідної потужності можна забезпечити, наприклад, за допомогою схеми, наведеної на рис. 4.26.

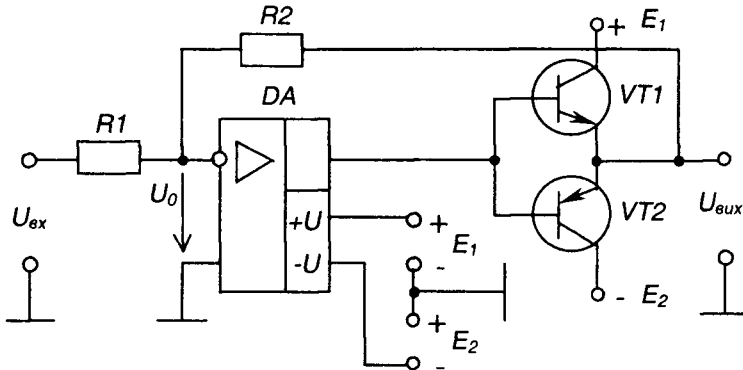


Рис. 4.26 – Потужний підсилювач на ОП

Тут для підсилення потужності застосовано найпростіший двотактний підсилювач на транзисторах різного типу провідності (див. рис. 3.37). Відомо, що останній працює в режимі класу В, для якого характерні значні нелінійні викривлення. Позбавитися їх дозволяє підімкнення резистора зворотного зв'язку R_2 не до виходу ОП, а до виходу підсилювача потужності. Тепер ОП, забезпечуючи рівність $U_0=0$, створює на своєму виході напругу, що компенсує падіння на базоемітерних переходах транзисторів. Таким чином отримуємо режим роботи класу АВ без введення додаткових елементів.

4.6.12. Прецизійний випрямляч

Відомо, що для випрямлення сигналів змінного струму можуть бути застосовані випрямні діоди (див. пп. 2.3). Але наявність падіння напруги на діоді до 1 В при протіканні струму через нього призводить до того, що сигнали з напругою у десятки долі вольта взагалі не можуть бути випрямлені, а випрямлення сигналів у одиниці вольт супроводжується

значною похибкою. Більше того, ця похибка залежить від змін температури. Отже, точний (прецизійний) випрямляч побудувати на діодах неможливо.

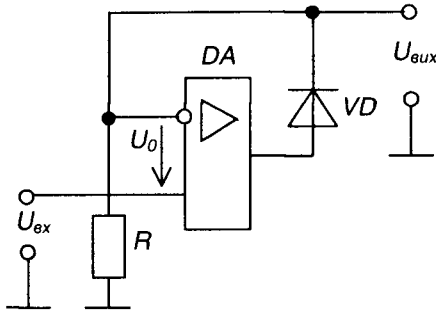


Рис. 4.27 – Прецизійний випрямляч

Але це можна зробити з використанням ОП. На рис. 4.27 наведено схему прецизійного однонапівперіодного випрямляча.

Фактично це є повторювач для сигналів позитивної полярності. Як і у випадку потужного підсилювача (див. пп. 4.6.11), падіння напруги на діоді компенсується ОП.

Вихідний сигнал знімається з інвертуючого входу ОП. Для позитивної вхідної напруги, оскільки $U_0 = 0$, маємо:

$$U_{\text{вих}} = U_i = U_H = U_{\text{вх}}.$$

При негативних значеннях $U_{\text{вх}}$ ОП знаходиться у режимі насичення, а на вихід пристрою через резистор R подається напруга $U_{\text{вих}} = 0$.

На кінець розділу слід зазначити, що у ньому розглянуто лише деякі з типових застосувань ОП. Існує величезна кількість схем і схематичних прийомів із використанням ОП. Проте маємо надію, що навички, здобуті при вивченні цього розділу, дадуть Вам змогу розібратися зі специфікою побудови і роботи будь-яких електронних пристроїв на ОП.

? **Контрольні запитання до четвертого розділу**

1. Коли виникає необхідність у підсиленні сигналів постійного струму?
2. Поясніть, які проблеми виникають при підсиленні сигналів постійного струму? Що таке дрейф нуля підсилювача постійного струму?
3. На чому ґрунтується принцип дії балансного підсилювача постійного струму? Наведіть схему такого підсилювача.
4. Що таке диференційний підсилювач постійного струму? Наведіть його схему і поясніть принцип її дії.
5. Як працює підсилювач постійного струму з подвійним перетворенням?
6. Що таке операційний підсилювач, як він побудований і які його властивості?
7. Наведіть основні параметри і характеристики операційного підсилювача.
8. Наведіть схеми і поясніть принцип дії інвертуючого підсилювача на операційному підсилювачі, неінвертуючого підсилювача, перетворювача струму у напругу, інвертуючого і неінвертуючого суматорів, інтегратора, диференціатора, компаратора.
9. Як забезпечити підсилення сигналів змінної напруги за допомогою операційного підсилювача при однополярному живленні?
10. Як можна збільшити потужність вихідного сигналу операційного підсилювача?
11. Які проблеми виникають при випрямленні малих за напругою сигналів змінного струму і як вони вирішуються при застосуванні операційних підсилювачів?

РОЗДІЛ 5

ІМПУЛЬСНІ ПРИСТРОЇ

**5.1. Загальні відомості про імпульсні пристрої.
Параметри імпульсів**

Імпульсними називають пристрої, що працюють не безперервно, а в переривчастому режимі, коли дія чередується з паузою, тривалість якої сумірна з тривалістю перехідних процесів (якщо тривалість несумірно більша, то процес вважається таким, що встановився). Використання імпульсних режимів роботи має ряд переваг порівняно з безперервними режимами, а саме:

1) у імпульсному режимі можна отримати досить значну потужність в імпульсі за незначної середньої потужності, а оскільки габарити електронних пристроїв визначаються, головним чином, середньою потужністю, то імпульсні пристрої мають менші габарити, ніж пристрої, що працюють у безперервному режимі;

2) імпульсні пристрої майже не зазнають впливу такого дестабілізуючого фактору як зміни температури навколишнього середовища, бо працюють у ключовому режимі: увімкнено-вимкнено;

3) імпульсні пристрої мають значну швидкодію та високу завадостійкість;

4) імпульсні пристрої, навіть найскладніші (наприклад, обчислювальні машини) будуються з простих однотипних елементів, що дозволяє якнайширше використовувати інтегральну технологію, забезпечуючи підвищену надійність і невеликі габарити;

5) застосування імпульсних (цифрових) методів у вимірювальній техніці дозволило суттєво підвищити точність вимірів та зручність роботи з вимірювальними приладами.

Імпульсні пристрої широко використовують при побудові систем керування та регулювання для:

1) формування імпульсів необхідної форми, тривалості і полярності із синусоїдних коливань та імпульсів іншої форми;

2) генерування імпульсів із заданими параметрами;

3) керування імпульсами, пов'язаного з визначенням їх часового положення (затримка, синхронізація, лічба, розподіл та ін.).

Отже: **імпульс** – це короткочасна зміна напруги (струму) в електричному колі від нуля до деякого значення, тривалість якої сумірна або менша за тривалість перехідних процесів у цьому колі.

За геометричною формою імпульси бувають прямокутні, трапецеїдальні, дзвоноподібні (як у підсилювача синусоїдних коливань у режимі класу В), експоненційні, лінійнозмінювані (пилкоподібні), як показано на рис. 5.1.

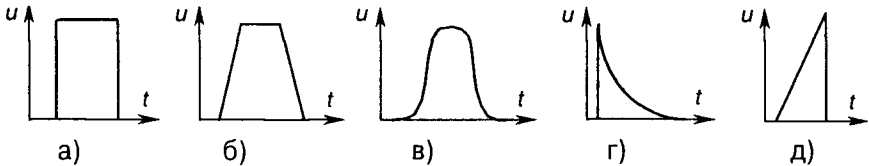


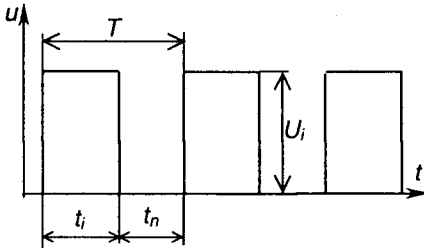
Рис. 5.1 – Імпульси різної форми: а) прямокутної; б) трапецеїдальної; в) дзвоноподібної; г) експоненційної; д) пилкоподібної

Розрізняють відеоімпульси і радіоімпульси.

Відеоімпульс – це імпульс у колі постійного струму. Відеоімпульси можуть бути позитивні, негативні або різнополярні.

Радіоімпульс являє собою короткочасний пакет високочастотних коливань, обвідна якого має форму відеоімпульсу.

Параметри послідовності імпульсів розглянемо на прикладі прямокутних імпульсів з рис. 5.2. Це:



кутних імпульсів з рис. 5.2. Це:

T – період надходження імпульсів;

$f = T^{-1}$ – частота повторення;

t_i – тривалість імпульсу;

U_i – амплітуда імпульсу;

t_n – тривалість паузи;

Рис. 5.2 – Параметри послідовності імпульсів

$$Q = \frac{T}{t_i} \quad (5.1)$$

щільність імпульсів (величина, зворотна до Q , називається коефіцієнтом заповнення);

$$U_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^{t_i} U_i dt = \frac{U_i}{Q} \quad (5.2)$$

середнє значення напруги (як енергетична дія імпульсної послідовності);

$$U_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{t_i} U_i^2 dt} = \frac{U_i}{\sqrt{Q}} \quad (5.3)$$

ефективне (діюче) значення напруги;

$$P_{cp} = \frac{P_i}{Q} \quad (5.4)$$

середня потужність (при цьому потужність джерела живлення імпульсного пристрою повинна бути не меншою за P_{cp} ; тоді, накопичуючи енергію у паузі, можна в імпульсі видавати потужність P_i у Q разів більшу за P_{cp} – так працюють фотоспалах, крапкова зварка і подібні пристрої).

На рис. 5.3 зображено класичну форму реального прямокутного імпульсу. Він має такі параметри:

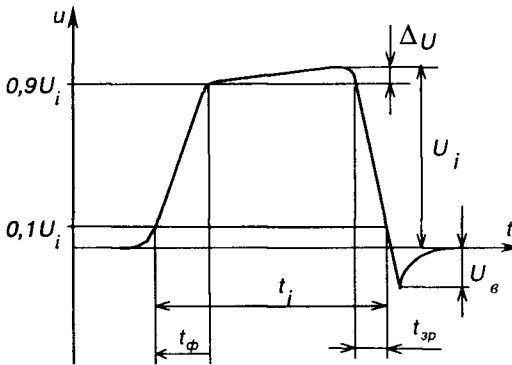


Рис. 5.3 – Параметри несиметричного імпульсу

U_i – амплітуда імпульсу;
 ΔU – нерівномірність вершини;

t_i – тривалість імпульсу на рівні $0,1U_i$ (іноді, наприклад, при оцінці енергетичної дії імпульсу її беруть на рівні $0,5U_i$);

t_ϕ – тривалість переднього фронту;

$t_{зп}$ – тривалість заднього фронту (зрізу);

U_c – амплітуда викиду.

Деякі імпульси не мають вершини (наприклад, див. рис. 5.1, д).

Пропускна спроможність імпульсного пристрою за частотою визначається спектром імпульсу, який є наслідком розкладання імпульсу у ряд Фур'є, тобто на нескінченну кількість гармонічних складових різної частоти.

Зокрема, частотні властивості імпульсного сигналу визначаються активною шириною частотного спектру F_a : беруться частоти від $f=0$ до $f_{зп} = F_a$, що відповідає 95% енергії імпульсного сигналу.

Наприклад, активна ширина спектру:

у прямокутного імпульсу – $F_a = \frac{2}{t_i}$;

у дзвоноподібного імпульсу – $F_a = \frac{0,25}{t_i}$.

5.2. Електронні ключі та найпростіші схеми формування імпульсів

Ключ – це елемент, що має два тривалих стани: увімкнений та вимкнений.

Найближчим за параметрами до ідеального ключа є електромеханічний контакт (ключ), що має нескінченний опір у розімкнутому стані і нульовий у замкнутому. В наш час в електронних пристроях у якості ключів найчастіше використовують напівпровідникові діоди, транзистори, тиристори.

Схема найпростішого ключа на електромеханічному контакті (реле) та часові діаграми його роботи зображені на рис. 5.4.

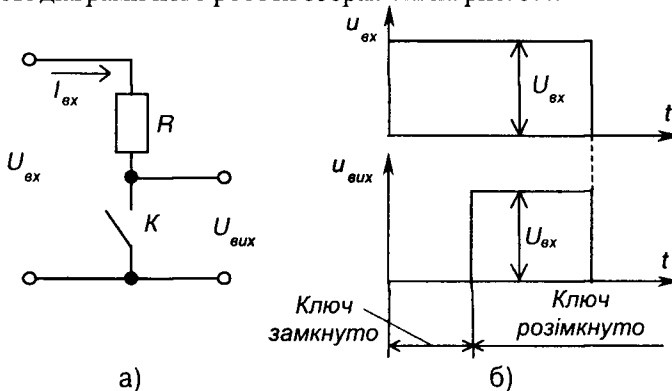


Рис. 5.4 – Ключ на електромеханічному контакті (а) і часові діаграми його роботи (б)

Схема одного з найпростіших діодних ключів та його передатна характеристика зображені на рис. 5.5 – це паралельний діодний ключ-обмежувач знизу.

Зрозуміло, що точність його роботи визначається параметрами реального діода (див. ВАХ на рис. 2.5) – прямим спадом напруги до 1 В і зворотним струмом (пряма гілка ВАХ ідеального ключового елемента збігається з відрізком вісі струму $0 - I_{np}$, а зворотна – з відрізком вісі напруг $0 - U_{зб}$).

Для того, щоб виключити зв'язок між вхідним та вихідним колами і забезпечити підсилення, у якості ключа використовують транзистор. Схема транзисторного ключа зображена на рис. 5.6.

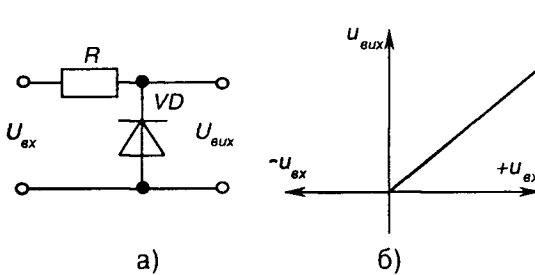


Рис. 5.5 – Діодний ключ (а)

та його передатна характеристика (б)

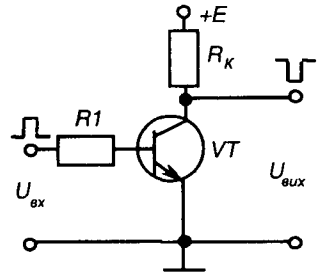


Рис. 5.6 –

Транзисторний ключ

Найпростішими колами формування імпульсів (формуючими колами) є диференціюючі та інтегруючі RC -ланцюжки.

У диференціюючого ланцюжка, схема якого зображена на рис. 5.7,а, напруга на виході пропорційна похідній за часом вхідної напруги, як це видно з наступних математичних викладів.

Для ідеального випадку:

$$u_{вих} = K \frac{du_{вх}}{dt}, \quad (5.5)$$

тому що

$$i = C \frac{du_c}{dt}; \quad (5.6)$$

$$u_{вих} = RC \frac{du_c}{dt}; \quad (5.7)$$

$$u_c = u_{вх} - u_{вих}. \quad (5.8)$$

Якщо

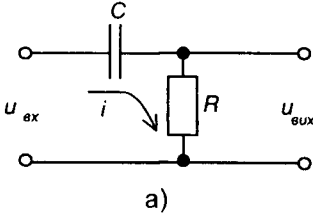
$$u_c \approx u_{вх}, \quad u_{вих} = u_R \ll u_{вх}, \quad (5.9)$$

і забезпечуються умови виконання ланцюжком операції диференціювання (а саме:

– для гармонійного сигналу це:

$$R \ll \frac{1}{\omega C},$$

де $\omega = 2\pi f$; f – частота;



– для імпульсного сигналу –

$$RC \ll t_p$$

де t_p – тривалість імпульсу), матимемо

$$u_{вих} = RC \frac{du_{вх}}{dt}, \quad (5.10)$$

де $RC = \tau$ – стала часу.

Часові діаграми роботи диференціюючого ланцюжка наведені на рис. 5.7,б (для трапецеїдальної форми імпульсів) і рис. 5.7,в (для прямокутного імпульсу у випадку, коли не виконується умова диференціювання).

У інтегруючого ланцюжка, схема якого зображена на рис. 5.8,а, вихідна напруга пропорційна інтегралу за часом від вхідної. Роботу схеми пояснюють такі математичні виклади:

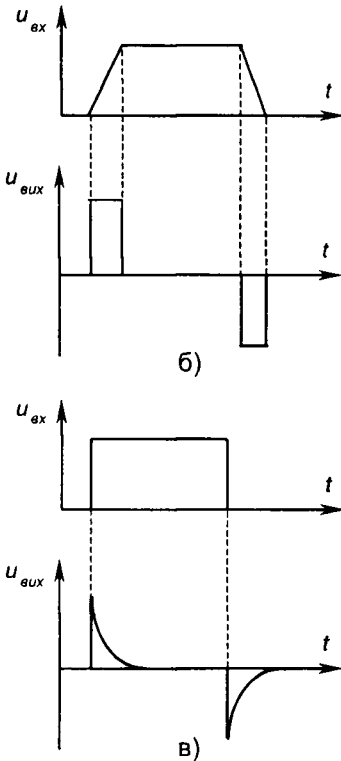


Рис. 5.7 – Диференціюючий ланцюжок (а) і часові діаграми його роботи (б), (в)

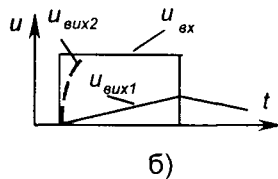
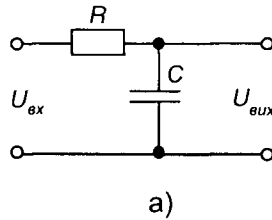


Рис. 5.8 – Інтегруючий ланцюжок

$$u_{вих} = u_c = \frac{1}{C} \int_0^t i_c dt; \quad (5.11)$$

$$i_c = \frac{u_{вх} - u_c}{R} \quad (5.12)$$

(порівняйте з інтегратором на ОП – див. пп. 4.6.7);

Якщо $u_c \ll u_{вх}$, маємо

$$i_c = \frac{u_{вх}}{R} \quad (5.13)$$

(умови виконання ланцюжком операції інтегрування:

– для гармонійного сигналу $R \gg \frac{1}{\omega C}$;

– для імпульсного сигналу $RC \gg t_i$).

$$U_{вих} = \frac{1}{RC} \int_0^t u_{вх} dt = \frac{1}{\tau} \int u_{вх} dt. \quad (5.14)$$

Часові діаграми роботи інтегруючого ланцюжка для вхідного імпульсу прямокутної форми наведені на рис. 5.8,б (при виконанні умови інтегрування – $u_{вих1}$ і при її невиконанні – $u_{вих2}$).

5.3. Мультивібратори

5.3.1. Загальні відомості

Мультивібратори (від латинського *multum* – багато; *vibro* – коливаю) – це релаксаційні автогенератори напруги прямокутної форми (релаксаційний – такий, що різко відрізняється від гармонійного – синусоїдного; автогенератор – пристрій, що генерує незатухаючі коливання без запуску ззовні і не має стійких станів).

Виконуються мультивібратори на основі електронних приладів, що мають на вольтамперній характеристиці ділянку з негативним опором (наприклад, тунельні діоди, тиристори), а також на підсилювачах постійного струму з позитивними зворотними зв'язками (на транзисторах, ОП, цифрових і спеціальних ІМС). Електронні прилади в них працюють у ключових режимах.

Мультивібратори можуть працювати у трьох режимах: чекаючому, автоколивальному та режимі синхронізації.

Найчастіше вони працюють у **автоколивальному режимі**, коли мультивібратор має два квазісталіх (нестійких) стани рівноваги і переходить із одного стану в інший самочинно під впливом внутрішніх перехідних процесів. У такому режимі мультивібратор використовується як генератор прямокутної напруги.

У **чекаючому режимі** мультивібратор має один сталий і один квазісталий стани рівноваги. Зазвичай він знаходиться у сталому стані і переходить до квазісталого під дією зовнішнього електричного сигналу. Час перебування у квазісталому стані визначається внутрішніми процесами в схемі мультивібратора. Такі мультивібратори використовуються для формування імпульсів напруги необхідної тривалості, а також для затримки імпульсів на визначений час. Мультивібратор, що працює у такому режимі, має назву одновібратора.

У **режимі синхронізації** використовується мультивібратор, що працює в автоколивальному режимі, але його перехід із одного стану в інший забезпечується зовнішньою синхронізуючою напругою. Для його нормальної роботи в цьому режимі необхідно, щоб частота синхронізуючого сигналу перевищувала частоту власних коливань. У результаті частота коливань мультивібратора практично не залежить від дестабілізуючих факторів, що впливають на його елементи. Використовуються такі мультивібратори для створення генераторів стабільної частоти і при керуванні складними електронними пристроями, робота яких синхронізована якоюсь зовнішньою дією (наприклад, синхронізація розгортки електронного осцилографа).

Загалом, мультивібратори повинні забезпечувати стабільність частоти і довжини імпульсів, а також необхідну (зазвичай мінімальну) тривалість їх фронтів.

5.3.2. Мультивібратор з колекторно-базовими зв'язками у автоколивальному режимі

На транзисторах автоколивальний мультивібратор найчастіше будують за симетричною схемою з колекторно-базовими зв'язками.

Він складається з двох однакових каскадів підсилення з СЕ. Для забезпечення позитивного зворотного зв'язку, за рахунок якого мультивібратор самозбуджується, вихідна напруга кожного з каскадів подається на вхід іншого. Схема такого мультивібратора зображена на рис. 5.9. І хоча зараз її практично не застосовують (бо використовують, в основному, мультивібратори на ІМС), вона якнайкраще підходить для здобуття навиків аналізу роботи імпульсних пристроїв.

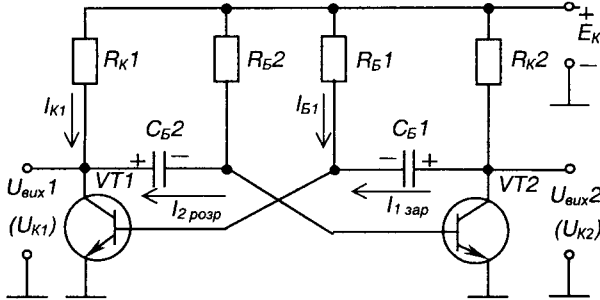


Рис. 5.9 – Мультивібратор з колекторно-базовими зв'язками

Симетрія схеми забезпечується тим, що задають $R_{K1} = R_{K2}$ та $R_{B1} = R_{B2}$ (вони призначені для забезпечення насиченого стану транзисторів), $C_{B1} = C_{B2}$ (забезпечують зв'язок між каскадами). Відповідно, параметри транзисторів повинні бути повністю ідентичні. І така ідеальна схема буде непрацездатною: обидва транзистори будуть відкриті. Неможливість реально забезпечити абсолютну симетрію і наявність позитивного зворотного зв'язку призводять до того, що після подачі напруги живлення один із транзисторів повністю відкривається, а другий – закривається.

Роботу мультивібратора ілюструють часові діаграми, наведені на рис. 5.10.

Отже, мультивібратор має два квазістабільні стани:

- 1 – транзистор $VT1$ відкритий, а $VT2$ закритий;
- 2 – транзистор $VT2$ відкритий, а $VT1$ закритий.

Уявимо, що початковий стан мультивібратора такий: $VT1$ відкритий (знаходиться у режимі насичення), а $VT2$ закритий (знаходиться у режимі відтинання). При цьому і надалі:

- 1) через $VT1$ і R_{K1} від E_K протікає колекторний струм насичення I_{K1} ;
- 2) через R_{B1} і базо-емітерний перехід $VT1$ протікає струм бази I_{B1} , який утримує $VT1$ у режимі насичення (маємо схему зміщення фіксованим струмом бази);

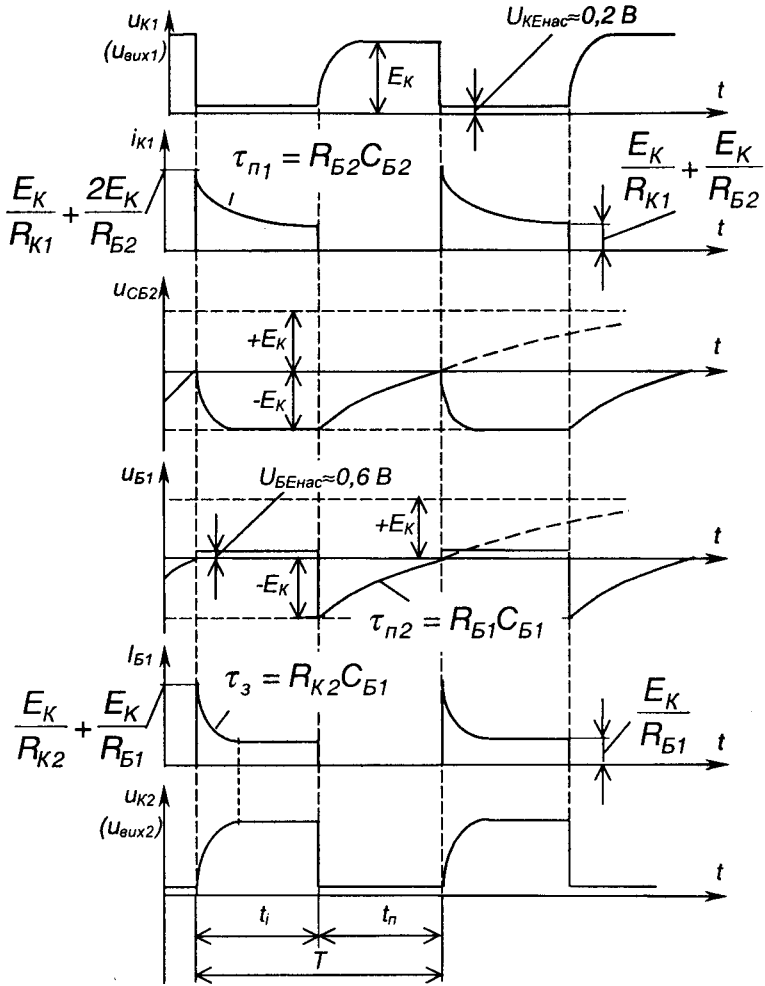


Рис. 5.10 – Часові діаграми роботи мультивібратора з колекторно-базовими зв'язками

- 3) конденсатор C_{B1} заряджається струмом $I_{зар}$ від E_K через R_{K2} і базо-емітерний перехід $VТ1$;
- 4) конденсатор C_{B2} заряджений із вказаною на схемі полярністю до напруги, рівної E_K (у попередньому такті роботи схеми), і через $VТ1$

(замкнений ключ) підімкнений до нульової точки, за рахунок чого через нього протікає струм $I_{\text{прогр}}$ від E_K через R_{B2} ; цей струм намагається перезарядити C_{B2} від напруги $-E_K$ до напруги $+E_K$, при цьому негативна напруга з C_{B2} подається на базу $VT2$ відносно його емітера і утримує транзистор у закритому стані (розімкнений ключ);

5) процес перезаряду конденсатора C_{B2} триває доти, доки напруга на ньому не перетне нульового рівня і не стане вищою за порогову напругу базо-емітерного переходу транзистора $VT2$ $U_{BE \text{нас}} \approx 0,6 \text{ В}$, після чого потече базовий струм $VT2$ і він почне відкриватися;

6) через $VT2$, що перейшов у активний режим, конденсатор C_{B1} обкладкою «+» підмикається до нульової точки, і негативна напруга з C_{B2} подається на базу $VT1$ відносно його емітера, закриваючи транзистор;

7) як тільки $VT1$ починає закриватися, збільшується позитивна напруга на його колекторі і починає заряджатися C_{B2} від E_K через R_{K1} і базо-емітерний перехід $VT2$, за рахунок чого останній відкривається ще більше – діє позитивний зворотний зв'язок: розвивається лавино-подібний регенеративний процес, після закінчення якого $VT1$ повністю закривається, а $VT2$ відкривається і мультівібратор переходить до свого другого квазісталого стану.

Далі процеси у схемі протікають аналогічно, тільки тепер заряджається C_{B2} , а перезаряджається C_{B1} .

Таким чином, пристрій фактично працює за рахунок автоматичної комутації конденсаторів ключами-транзисторами.

Умовами працездатності мультівібратора є:

$$\begin{aligned} R_{K2} C_{B1} < R_{B2} C_{B2}; \quad R_{K1} C_{B2} < R_{B1} C_{B1}; \\ R_{K1} \beta_1 \geq R_{B1}; \quad R_{K2} \beta_2 \geq R_{B2}. \end{aligned} \quad (5.15)$$

Тривалість імпульсів, що знімаються з колекторів транзисторів $VT1$ або $VT2$, становить відповідно

$$t_1 \approx 0,7 R_{B1} C_{B1}; \quad t_2 \approx 0,7 R_{B2} C_{B2}. \quad (5.16)$$

Період надходження імпульсів: $T = t_1 + t_2$.

Для симетричної схеми: $T \approx 1,4 R C$, (5.17)

де $R = R_{B1} = R_{B2}$; $C = C_{B1} = C_{B2}$.

Співвідношення величин t_1 і t_2 (шпаруватість) можна змінювати, порушуючи симетрію схеми: наприклад, збільшуючи величину $R_{Б1}$ і пропорційно зменшуючи величину $R_{Б2}$. При цьому тривалість періоду залишається незмінною.

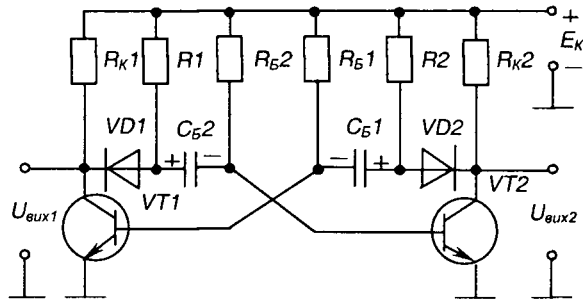
Якщо змінювати величину тільки одного з резисторів або конденсаторів, то при постійній тривалості імпульсу (або паузи) будуть змінюватись період і шпаруватість.

Недоліком розглянутої схеми є значно спотворений передній фронт генерованих імпульсів (він являє собою експоненту). Це відбувається через те, що вихідним сигналом пристрою є напруга, що знімається з транзисторного ключа і під'єданого паралельно до нього конденсатора – фактично це є напруга на конденсаторі, що заряджається.

Скоротити тривалість фронтів (час заряду конденсаторів) можна, наприклад, зменшивши величину колекторних резисторів $R_{К1}$ і $R_{К2}$. Але це призведе до значних енергетичних втрат: через транзистори у режимі насичення буде протікати великий струм.

Оскільки причиною спотворення є процес заряду конденсаторів, то забезпечити якість генерованих імпульсів можна, відключаючи колектори транзисторів від кіл заряду конденсаторів. Для цього в схему мультивібратора необхідно ввести допоміжні ключі – наприклад, діоди $VD1$ і $VD2$, як це показано на рис. 5.11. Для створення кіл заряду конденсаторів тут введено

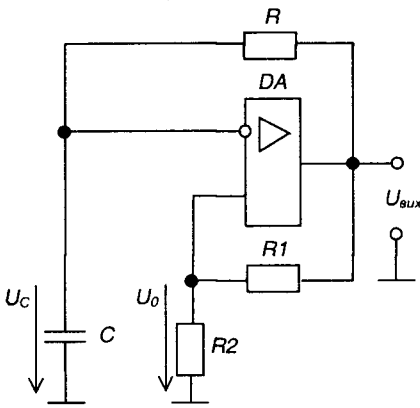
резистори R_1 і R_2 . У результаті, діодні ключі відтинають кола заряду від колекторів на час заряду. Тому такий мультивібратор називають **мульти-**



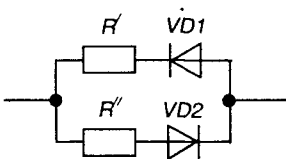
вібратором з від- Рис. 5.11 – Мультивібратор з відтинаючими діодами
тинаючими діодами. Перезаряджати конденсаторам діодні ключі не заважають. Тепер довжина фронтів імпульсів майже однакова і визначається частотними властивостями транзисторів і діодів, а також паразитними ємностями схеми.

5.3.3. Мультивібратор на ОП

Схема мультивібратора на ОП наведена на рис. 5.12,а, часові діаграми роботи – на рис. 5.13.



а)



б)

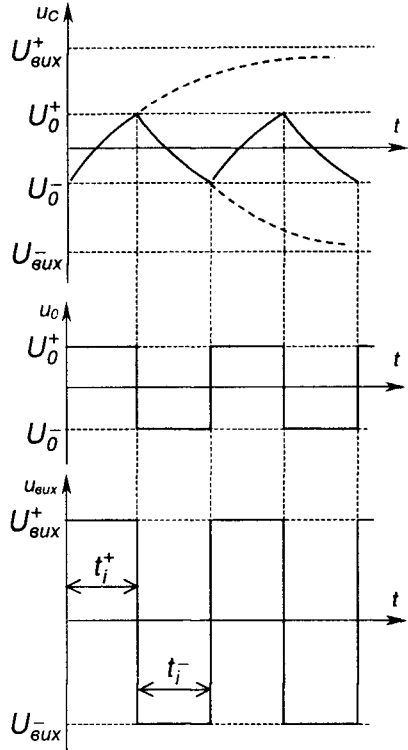


Рис. 5.13 – Часові діаграми роботи мультивібратора на ОП

Рис. 5.12 – Мультивібратор на ОП

Автоколивальний режим (збудження генератора) забезпечується позитивним зворотним зв'язком, що охоплює ОП з виходу на неінвертуючий вхід дільником R_1, R_2 . Часові характеристики вихідного сигналу визначаються інтегруючим RC -ланцюжком, увімкненим у коло негативного зворотного зв'язку: з виходу ОП на його інвертуючий вхід.

ОП тут фактично працює як компаратор, порівнюючи величини напруг, що подаються на його інвертуючий та неінвертуючий входи.

Величина напруги на неінвертуючому вході є частиною вихідної напруги ОП. Для абсолютних величин це:

$$|U_0| = \frac{|U_{вих}| R_2}{R_1 + R_2}. \quad (5.18)$$

Тому маємо два пороги спрацьовування U_0^+ і U_0^- . При цьому, якщо напруга на інвертуючому вході буде змінюватися від найбільш можливої негативної $U_{вих}^-$ до найбільш позитивної $U_{вих}^+$, спрацьовування відбудеться при її значенні U_0^+ , а якщо вона почне змінюватись у зворотному напрямку – при U_0^- . Такий пристрій (з гістерезисом за вхідним сигналом) називають **тригером Шмітта**.

Таким чином, при роботі мультівібратора порівнюються фіксована величина напруги, що знімається з дільника, зі змінною напругою на конденсаторі, який намагається зарядитися до вихідної напруги ОП $U_{вих}$. Як тільки величини напруг зрівнюються, $U_{вих}$ змінює знак, а відповідно, і U_0 також, а конденсатор починає заряджатися до нового значення $U_{вих}$ і так надалі. На виході ОП формується прямокутна напруга типу «меандр» – коли тривалості її негативного t_i^- і позитивного t_i^+ значень однакові. Період генерованих імпульсів становить:

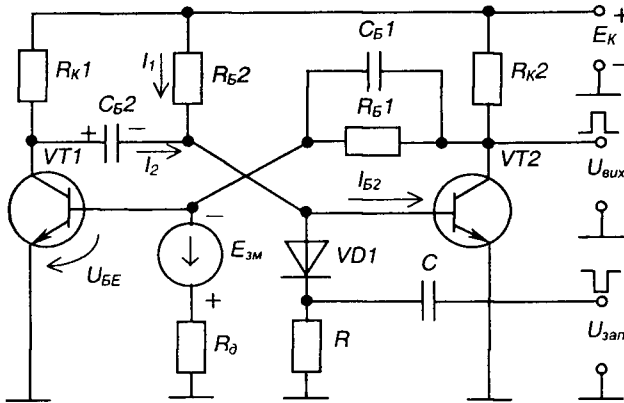
$$T = 2RC \ln\left(1 + 2 \frac{R_2}{R_1}\right). \quad (5.19)$$

Змінити співвідношення t_i^- і t_i^+ можна, якщо замість резистора R ввести два паралельних ланцюжки з двох різних за опором резисторів R' і R'' з послідовно у різному напрямку ввімкненими діодами $VD1$ і $VD2$, як це показано на рис. 5.12,б.

5.3.4. Одновібратор з колекторно-базовими зв'язками (чекаючий мультівібратор)

Одновібратор (чекаючий мультівібратор), схема якого зображена на рис. 5.14, являє собою двокаскадний підсилювач із позитивним зворотним зв'язком, виконаний на транзисторах $VT1$ та $VT2$, увімкнених за схемою з СЕ. Позитивний зворотний зв'язок забезпечується подачею колекторної напруги першого транзистора через конденсатор $C_{Б2}$ на базу

другого транзистора та колекторної напруги другого транзистора через резистор $R_{Б1}$ та пришвидчуючий конденсатор $C_{Б1}$ – на базу першого.



Джерело негативного зміщення $E_{зв}$ призначене для надійного утримання $VT1$ закритим, коли схема знаходиться у сталому стані.

VD, C, R є елементами кола запуску, призначеного для переходу пристрою у квазісталій стан під дією зовнішнього сигналу. На виході формується одиничний прямокутний імпульс напруги.

Рис. 5.14 – Одновібратор (чекаючий мультивібратор)

За відсутності сигналу запуску $U_{зав}$ схема знаходиться у сталому стані рівноваги: $VT1$ закритий напругою $E_{зв}$, а $VT2$ знаходиться у режимі насичення під дією струму $I_{Б2}$. При цьому конденсатор $C_{Б2}$ заряджений до напруги $E_{к}$ з полярністю, вказаною на рис. 5.14, а струм $I_{Б2}$ становить:

$$I_{Б2} = I_1 + I_2.$$

Оскільки у сталому стані $I_2 = 0$, то $I_{Б2} = I_1 = E_{к} / R_{Б2}$.

Щоб транзистор $VT2$ знаходився у режимі насичення, необхідно виконувати умову $I_{Б2} \geq I_{БН2}$ (струму насичення). Тоді

$$I_{БН2} = \frac{I_{КН2}}{\beta_2} = \frac{E_{к}}{R_{К2}\beta_2}; \quad (5.20)$$

$$\frac{E_{к1}}{R_{Б2}} \geq \frac{E_{к}}{R_{К2}\beta_2} \text{ або } R_{Б2} \leq \beta_2 R_{К2}. \quad (5.21)$$

Роботу одновібратора ілюструють часові діаграми, зображені на рис. 5.15.

Подача на базу транзистора $VT2$ короткого запускаючого імпульсу негативної полярності через коло $C-R-VDI$ перекидає одновібратор: $VT2$ закривається і його колекторна напруга через прискорюючий конденсатор C_{B1} подається на базу $VT1$, викликаючи насичення останнього. При цьому конденсатор C_{B2} через відкритий транзистор $VT1$ підмикається у заперному напрямку до бази транзистора $VT2$. Тобто, завдяки позитивному зворотному зв'язку, після закінчення запускаючого імпульсу транзистор $VT2$ залишається закритим, а $VT1$ відкритим. При цьому конденсатор C_{B2} починає перезаряджатися по колу $+E_K - R_{B2} - C_{B2} - VT1$ - нульова точка схеми ($-E_K$), намагаючись досягти протилежної полярності. Але, коли напруга на ньому досягне нуля, заперна напруга на базі $VT2$ зникає і схема повертається до початкового стану: $VT1$ закритий, $VT2$ відкритий.

Час перебування одновібратора у стані квазісталої рівноваги визначається часом розряду конденсатора C_{B2} від напруги, що дорівнює E_K до 0, за який на виході схеми формується прямокутний імпульс напруги тривалістю $t_i = 0,7R_{B2}C_{B2}$.

Час відновлення, із закінченням якого до схеми знову можна подавати запускаючий імпульс, становить $t_{відн} \approx 3R_{K1}C_{B2}$.

Коло $R_{B2}C_{B2}$ має назву часозадаючого.

Стала часу заряду конденсатора C_{B2} становить $R_{K1}C_{B2}$.

5.3.5. Одновібратор на ОП

Одновібратор на ОП можна отримати з мультивібратора (див. рис. 5.12), якщо зашунтувати конденсатор діодом, як це показано

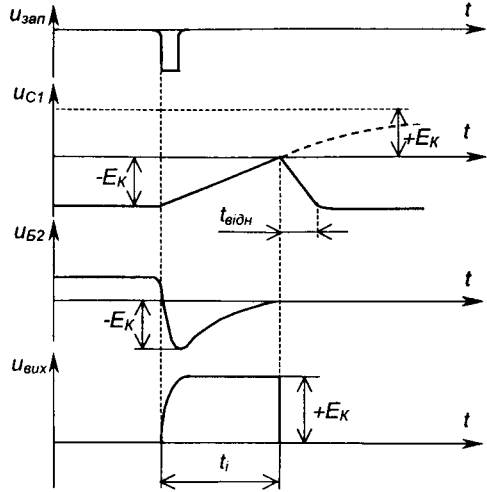


Рис. 5.15 – Часові діаграми роботи одновібратора

на рис. 5.16. Це виключає можливість заряду конденсатора до напруги U_0^- і забезпечує один стійкий стан пристрою, як показано на часових діаграмах, наведених на рис. 5.17.

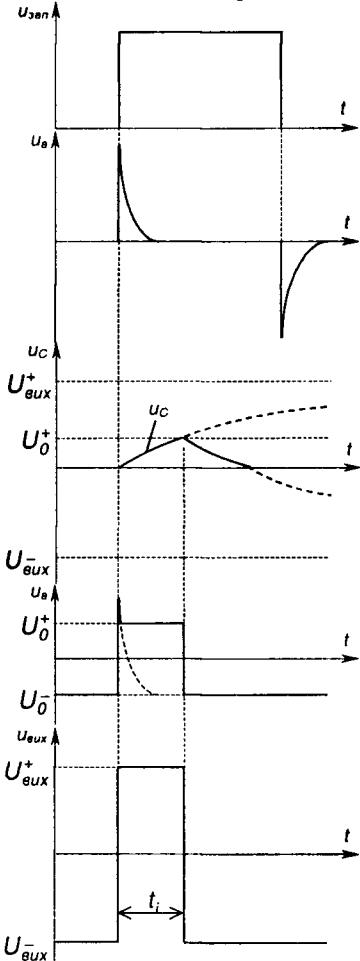


Рис. 5.17 – Часові діаграми роботи одновібратора на ОП

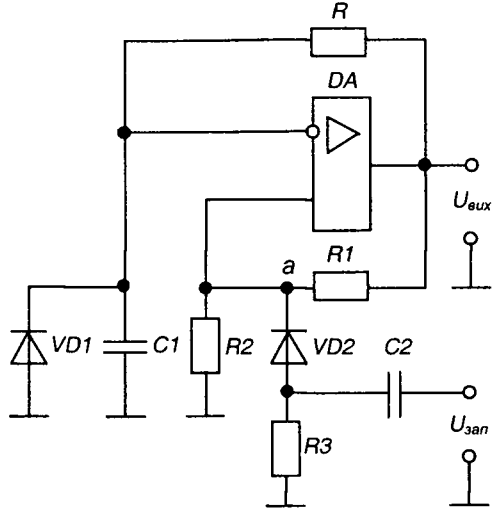


Рис. 5.16 – Одновібратор на ОП

У вихідному стані конденсатор C_1 розряджений, на виході маємо напругу $U_{вих}^-$, струм протікає через діод $VD1$ і резистор R .

Щоб перевести пристрій у квазістабільний стан, необхідно в точку a подати імпульс напруги позитивної полярності більшої за U_0^+ . Тоді на виході будемо мати напругу $U_{вих}^+$ і конденсатор C_1 почне заряджатися через резистор R : на виході формується імпульс позитивної полярності.

Після досягнення напругою на конденсаторі значення U_0^+ отримуємо на виході $U_{вих}^-$ – закінчиться формування імпульсу, конденсатор C_1 розрядиться і пристрій буде готовий до повторного запуску.

Якщо тривалість запускаючого імпульсу більша за тривалість генерованого, то запускаючий подають через диференціюючий ланцюжок R_3, C_2 і діод $VD2$

(інакше на виході отримаємо імпульс з тривалістю запускаячого). Тривалість генерованого імпульсу становить:

$$t_i = RC_1 \ln\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right). \quad (5.22)$$

5.4. Блокінг-генератори

Блокінг-генератор (однотактний) – це, як правило, однокаскадний підсилювач із трансформаторним позитивним зворотним зв'язком, призначений для генерування потужних прямокутних імпульсів з дуже великою щільністю (від одиниць до десятків тисяч) і тривалістю від часток мікросекунди до часток мілісекунди.

Використання трансформатора дозволяє вводити допоміжні вихідні обмотки і отримати напругу вихідного імпульсу, що у багато разів перевищує напругу живлення схеми.

Блокінг-генератор, як і мультивібратор, може працювати у автоколебальному режимі, чекаючому режимі та режимі синхронізації.

Схема блокінг-генератора, що працює у автоколебальному режимі і побудований на транзисторі з СЕ, зображена на рис. 5.18.

У коло колектора транзистора увімкнена обмотка w_1 імпульсного трансформатора TV , а в базове коло – обмотка w_2 , що реалізує у підсилювачі зворотний зв'язок.

Для забезпечення позитивного зворотного зв'язку, обмотки вмикаються зустрічно.

У базове коло транзистора увімкнено також часозадаючий RC -ланцюжок, що визначає частоту генерованих імпульсів.

Умови виникнення автоколебального режиму:

$$\varphi_k + \varphi_n = 2\pi n; \quad n = 0; 1; 2; 3; \dots; \quad k, n_1 \geq 1, \quad (5.23)$$

де φ_k – фазовий зсув, що вноситься підсилювачем на транзисторі VT ;

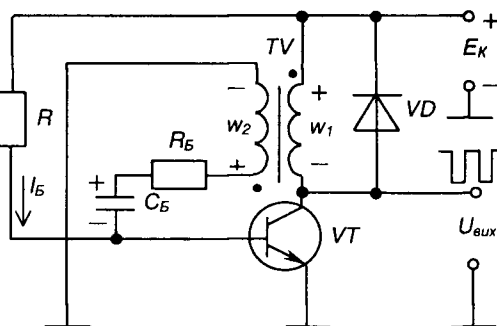


Рис. 5.18 – Блокінг-генератор

φ_n – фазовий зсув, що вноситься трансформатором;
 k – коефіцієнт підсилення транзистора;
 $n_1 = w_1/w_2$ – коефіцієнт трансформації трансформатора.

Розглянемо роботу блокінг-генератора від моменту перезаряду конденсатора C_B , що у попередньому циклі роботи був заряджений до напруги $U_C = U_{C_{max}}$ (транзистор закритий), з полярністю, вказаною на рис. 5.18.

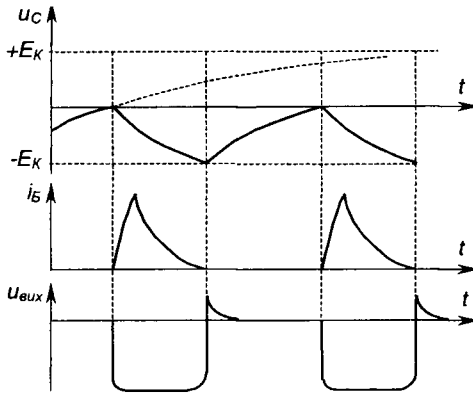


Рис. 5.19 – Часові діаграми роботи блокінг-генератора

Часові діаграми роботи пристрою наведені на рис. 5.19. Коло розряду конденсатора C_B : $+E_K - R - C - R_B - w_2$ – нульова точка схеми. У процесі розряду напруга на ньому буде змінюватися за експоненціальним законом. Коли U_C досягне нульового рівня, транзистор відкриється, з'явиться його колекторний струм, що призведе до зниження напруги на колекторі та підвищення до E_K напруги на обмотці w_1 . В осерді трансформатора починає змінюватися магнітний потік і в обмотці w_2 за законом електромагнітної індукції наводиться електрорушійна сила з полярністю, вказаною на рис. 5.18. Поява напруги на w_2 призводить до подальшого відкривання транзистора – зростають струми бази і колектора. Це і є прямий лавиноподібний блокінг-процес, що триває частки мікросекунди.

Наступний етап – формування вершини імпульсу.

Струм бази транзистора, що є струмом RC -ланцюжка, змінюється експоненціально: знижується від максимального значення до нуля.

Через деякий час, що приблизно дорівнює 3÷4 сталим часу $R_B C_B$, струм бази досягне нуля, а напруга на конденсаторі максимуму (полярність вказана на рис. 5.18), і транзистор почне регенеративно закриватись: виникає зворотний блокінг-процес.

Тривалість вихідного імпульсу визначається сталою часу $R_B C_B$, тривалість паузи – сталою часу перезаряду конденсатора $\tau_{пер} \approx (R + R_B) C_B$, оскільки $R \gg R_B$, то щільність значно більша за одиницю.

Коли транзистор закривається, набута індуктивністю колекторної обмотки w_1 енергія викликає на колекторі транзистора появу негативного викиду напруги, що може призвести до пробую транзистора. Щоб запобігти цьому, паралельно колекторній обмотці вмикають діод VD , що забезпечує протікання струму в обмотці після закривання транзистора.

Схема чекаючого блокінг-генератора зображена на рис. 5.20.

Перехід блокінг-генератора із автоколивального режиму до чекаючого забезпечується напругою, що знімається з резистора R_1 , увімкненого до емітерного кола транзистора (дільник R_1-R_2). Запуск блокінг-генератора здійснюється зовнішнім імпульсом U_{ex} .

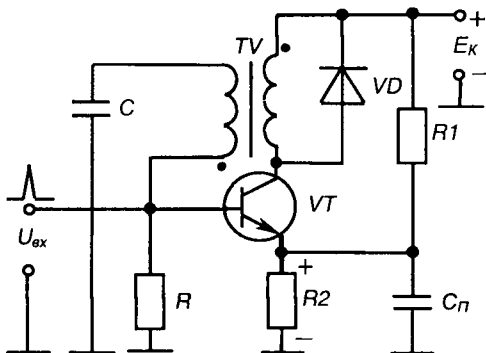


Рис. 5.20 – Чекаючий блокінг-генератор

Розглянуті блокінг-генератори широко застосовувались, наприклад, у схемах керування тиристорами, де вони забезпечували генерування коротких імпульсів необхідної потужності і електричне розділення кіл керування і силового за рахунок трансформатора.

Двотактний блокінг-генератор (генератор Росра), схема якого зображена на рис. 5.21, генерує прямокутні імпульси фіксованої частоти із щільністю $Q=2$ ($t_i=t_n$).

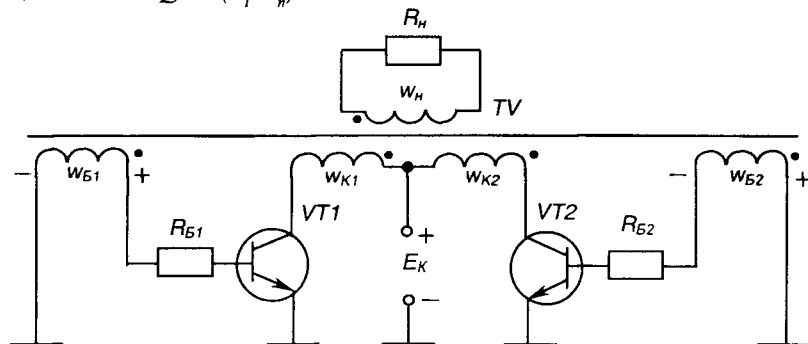


Рис. 5.21 – Двотактний блокінг-генератор

Виведення транзистора із режиму насичення тут здійснюється різким підвищенням струму колектора у момент насичення осердя трансформатора, що виконується із матеріалу, який має прямокутну петлю гістерезису (холоднокатана сталь, пермалой, ферити).

Часові діаграми роботи блокінг-генератора зображені на рис. 5.22. Нехай

$$w_K = w_{K1} = w_{K2}; w_B = w_{B1} = w_{B2}; R_B = R_{B1} = R_{B2}. \quad (5.24)$$

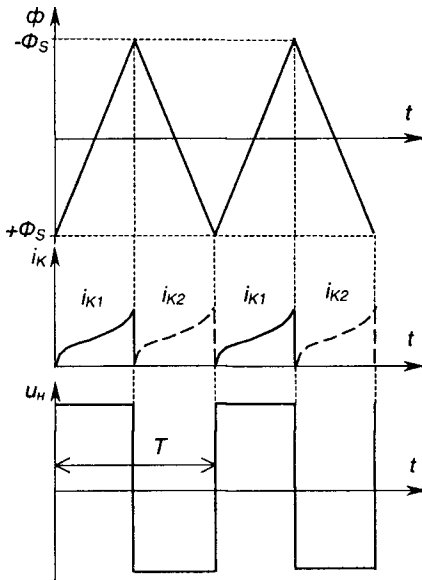


Рис. 5.22 – Часові діаграми роботи двотактного блокінг-генератора

Припустимо, що транзистор $VT1$ має більший коефіцієнт підсилення за струмом, ніж $VT2$. При вмиканні джерела живлення $I_{KVT1} > I_{KVT2}$, а $U_{KVT1} < U_{KVT2}$. Тому на обмотку w_{K1} у колекторному колі $VT1$ подається більша напруга, ніж на w_{K2} , а отже, $U_{wB1} > U_{wB2}$ і мають полярності, вказані на рис. 5.21. Це призводить до того, що виникає намагнічуюча сила обмотки w_{K2} і осердя трансформатора починає перемагнічуватися, наприклад, у бік підвищення індукції B . При цьому на базових обмотках виникає напруга, що прагне відкрити $VT1$ і закрити $VT2$: у процесі регенерації $VT2$ повністю закривається, а $VT1$ відкривається. Осердя трансформатора перемагнічується під дією E_K , що подається на w_{K1} , магнітний потік у осерді змінюється при цьому за лінійним законом. Після насичення осердя (коли індукція стане рівною індукції насичення матеріалу осердя $+B_S$) різко зростає намагнічуюча сила та колекторний струм I_{K1} першого транзистора $VT1$, а I_{B1} має величину, меншу за граничний струм. Транзистор $VT1$ входить у активний режим, напруга на обмотках зменшується і змінює свій знак.

У процесі регенерації, коли формуються фронти імпульсу, $VT1$ закривається, $VT2$ відкривається, осердя перемагнічується від $+B_S$ до $-B_S$. Магнітний потік змінюється за лінійним законом від $+\Phi_S$ до $-\Phi_S$ завдяки напрузі E_K , поданій на w_K .

Напряга на виході має прямокутну форму і частоту, пропорційну E_K .

Такий блокінг-генератор, зазвичай, не використовують як генератор прямокутних імпульсів. Його застосовують для перетворення постійної напруги у змінну з частотою від декількох десятків герц до десятків кілогерц. Потужність навантаження може сягати від десятків міліват (наприклад, у лампі-спалаху фотоапарату) до декількох сот ват.

Розрахувати частоту імпульсів блокінг-генератора f можна за наступними формулами у такій послідовності:

$$\begin{aligned} u_K &= w_K \frac{d\Phi}{dt} = E_K \Rightarrow w_K d\Phi = E_K dt \Rightarrow w_K \int_{\Phi_S}^{+\Phi_S} d\Phi = E_K \frac{T}{2} \Rightarrow \\ \Rightarrow w_K 2\Phi_S &= E_K \frac{T}{2} \Rightarrow T = \frac{4w_K \Phi_S}{E_K} = \frac{4W_K}{E_K} B_S S \Rightarrow \\ \Rightarrow f &= \frac{1}{T} = \frac{E_K}{4w_K B_S S}, \end{aligned} \tag{5.25}$$

де S – перетин осердя трансформатора.

**Контрольні запитання до п'ятого розділу**

1. Які пристрої називають імпульсними?
2. Поясніть, які переваги надає використання імпульсних режимів в електронних пристроях.
3. Що таке імпульс? Які бувають імпульси?
4. Наведіть параметри імпульсів та їх послідовності.
5. Що таке електронний ключ? Які електронні прилади використовують як ключі? Наведіть схеми їх вмикання.
6. Наведіть схему і поясніть роботу диференціюючого ланцюжка, інтегруючого ланцюжка.
7. Поясніть, які електронні пристрої називають мультивібраторами, на основі яких електронних приладів вони виконуються, у яких режимах працюють.
8. Наведіть схему, поясніть будову і роботу мультивібратора з колекторно-базовими зв'язками в автоколебальному і чекаючому режимах.
9. Наведіть схему мультивібратора на ОП, поясніть специфіку роботи ОП. Що таке тригер Шмітта?
10. Наведіть схему і поясніть роботу чекаючого мультивібратора на ОП.
11. Поясніть, що таке блокінг-генератор?
12. Наведіть схеми і поясніть будову і роботу автоколебального і чекаючого блокінг-генераторів, двотактного блокінг-генератора.

РОЗДІЛ 6

ЛОГІЧНІ ЕЛЕМЕНТИ

6.1. Загальні відомості

Основу сучасних пристроїв обробки інформації складають **цифрові (логічні) ІМС**.

Аналіз роботи цифрових пристроїв базується на використанні апарату **математичної логіки – алгебри Джорджа Буля** (1815–1864 рр.). В її основі лежить поняття **події**, що оцінюється з точки зору її настання: вона може статися або не статися.

Тоді кожному **подію** можна вважати **істинною**, що може моделюватися одиницею «1» (високим рівнем напруги при електричному моделюванні) або **хибною**, що моделюється нулем «0» (низьким рівнем напруги).

Обробка інформації, що подається у вигляді подій, ведеться у **двійковій системі числення**, яка має тільки дві цифри: 0 і 1.

Величина, котра може приймати тільки ці два значення, називається **двійковою (логічною) змінною**.

Складна подія, що залежить від декількох двійкових змінних, називається **двійковою (логічною, перемикальною) функцією**:

$$y = f(x_1, x_2, \dots, x_n), \text{ де } x = \{1, 0\}. \quad (6.1)$$

У практичних цілях алгебру Буля першим у 1938 році застосував родоначальник кібернетики Клод Шеннон (США) при дослідженні електричних кіл з контактними перемикачами.

Цифрові пристрої поділяються на два великих класи: комбінаційні і послідовнісні.

Комбінаційні пристрої реалізують функції, що залежать тільки від комбінації змінних, що до них входять, у даний момент часу і не залежать від стану пристрою в попередній момент часу.

Послідовнісні (від слова «послідовність») **пристрої** реалізують функції, що залежать не тільки від комбінації вхідних змінних у даний момент часу, а ще й від стану пристрою в попередній момент часу: вони мають пам'ять.

6.2. Реалізація простих логічних функцій. Логічні елементи

Однією з найпростіших логічних функцій є функція заперечення НІ, яку ще називають **операцією інверсії**:

$$y = \bar{x} \quad (6.2)$$

(читається: у дорівнює не x).

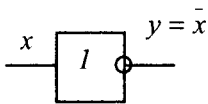


Рис. 6.1 –
Елемент НІ

Графічне позначення елемента, що реалізує таку функцію наведено на рис. 6.1. У якості такого елемента може бути використано, наприклад, транзисторний ключ – підсилювач з СЕ, що працює у ключовому режимі: при високому рівні напруги на вході на виході матимемо низький і навпаки.

Функцію, що її виконує комбінаційний пристрій, для полегшення сприйняття часто представляють у вигляді таблиці, яку називають **таблицею істинності**. Кількість стовбців цієї таблиці дорівнює числу змінних, що входять до функції і є ще один стовбець, в якому вказують значення функції для кожної з можливих комбінацій вхідних змінних, а їх число відповідає кількості рядків таблиці. У загальному випадку кількість рядків дорівнює 2^n , де n – число змінних.

Об'єднана таблиця істинності деяких основних логічних функцій, що залежать від двох змінних (всього таких функцій шістнадцять), наведена на рис. 6.2. На рисунку також представлено інформацію про математичний запис функцій, їх назву, графічне позначення, можливу реалізацію.

З таблиці видно, що, наприклад, **функція АБО** істинна, якщо істинною є хоча б одна із змінних, що до неї входять, а **функція І** – тільки у випадку істинності обох змінних.

Якщо вхідні сигнали логічних елементів змінювати з часом, як це показано на рис. 6.3, можна отримати часові діаграми роботи, що відповідають динамічному режиму роботи елементів.

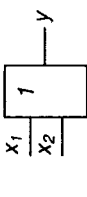
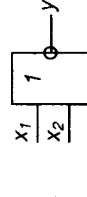
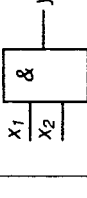
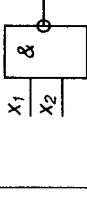
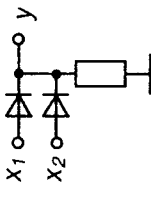
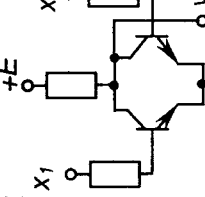
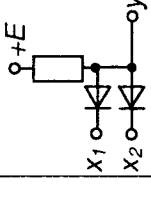
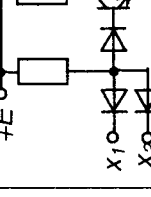
| Вхідні змінні | | Функція y | | | |
|---|-------|--|---|---|---|
| x_1 | x_2 | АБО | АБО-НІ | І | І-НІ |
| 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 |
| 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 |
| Математичний запис (формула) | | $y = x_1 + x_2 = x_1 \vee x_2$ | $y = \overline{x_1 + x_2}$ | $y = x_1 \cdot x_2 = x_1 \wedge x_2$ | $y = \overline{x_1 \cdot x_2}$ |
| Назва функції | | Логічне додавання (диз'юнкція) – функція АБО | Заперечення логічного додавання (стрілка Пірса) – функція АБО-НІ | Логічне множення (кон'юнкція) – функція І | Заперечення логічного множення (штрих Шеффера) – функція І-НІ |
| Графічне позначення елемента, що реалізує функцію | |  |  |  |  |
| Можлива реалізація | |  |  |  |  |
| | | Резисторно-діодна логіка (РДЛ) | Резисторно-транзисторна логіка (РТЛ) | Резисторно-діодна логіка (РДЛ) | Резисторно-діодно-транзисторна логіка (РДТЛ) |

Рис. 6.2 – Деякі логічні функції двох змінних

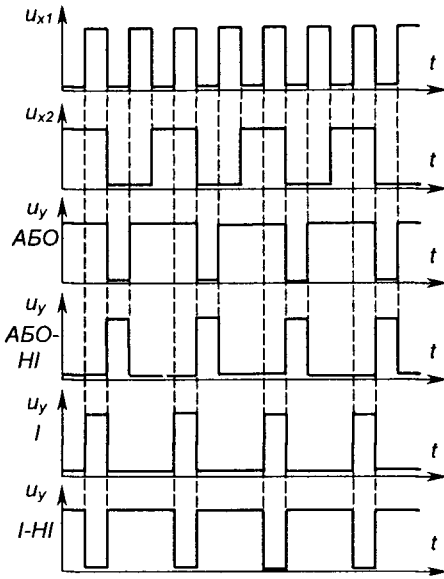


Рис. 6.3 – Часові діаграми роботи деяких двовходових логічних елементів

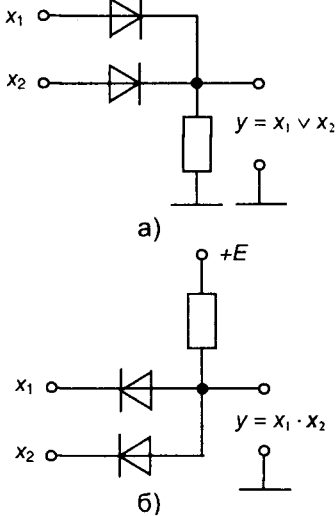


Рис. 6.4 – Резисторно-діодні елементи 2АБО (а) та 2І (б)

У загальному випадку кількість вхідних змінних (кількість входів) логічних елементів, необхідних для реалізації складних логічних функцій, може бути будь-якою. Реально у елементів, що випускаються у вигляді ІМС, воно, як правило, складає 2 (чотири елементи, що мають спільні кола живлення у одному корпусі ІМС), 3 (три елементи), 4 (два елементи), 8 (один елемент). Частіше це елементи І-НІ, АБО-НІ.

За елементною базою, на якій виконано логічні елементи, їх підрозділяють на резисторно-діодні (РДЛ – резисторно-діодна логіка), резисторно-транзисторні (РТЛ), резисторно-діодно-транзисторні (РДТЛ), транзисторно-транзисторні (ТТЛ), на К-МОН комплементарних транзисторах (К-МОН-логіка) і деякі інші.

Схеми двовходових резисторно-діодних елементів 2АБО та 2І наведені на рис. 6.4,а і рис. 6.4,б відповідно.

При своїй схемній простоті вони мають суттєвий недолік: падіння напруги на діодних ключах не дозволяє реалізувати складні логічні функції з послідовним вмиканням великого числа елементів за прийнятних значень напруги джерела живлення. Необхідно забезпечити проміжне підсилення сигналів.

Підсилення забезпечують елементи, побудовані на основі транзисторних ключів. Наприклад, це інвертор, схема якого наведена на рис. 6.5. Подача невеликої негативної напруги зміщення U_{3M} забезпечує надійне вимикання транзистора – збільшує завадостійкість елемента.

Схеми резисторно-діодно-транзисторних елементів 2АБО-НІ та 2І-НІ наведені на рис. 6.6 і рис. 6.7 відповідно.

Діоди $VD3$ і $VD4$ у елементі І-НІ забезпечують виключення відкриваючої дії на транзистор напруги, що падає на діодах $VD1$ або $VD2$ (заміняють U_{3M}).

Широке розповсюдження знайшли елементи ТТЛ. Схема двоходового ТТЛ елемента 2І-НІ наведена на рис. 6.8.

Відмінною його рисою є наявність на вході багатоємітерного транзистора $VT1$, що є набуток інтегральної технології і замінює вхідний діодний вузол елементів РДТЛ.

Елемент ТТЛ має складний двотактний вихідний каскад, що дозволяє збільшити навантажувальну здатність елемента – знижує вплив опору колекторного резистора на величину вихідного сигналу, що відповідає 1.

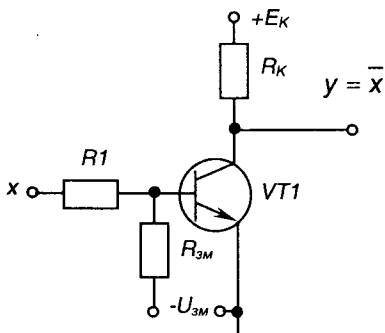


Рис. 6.5 – Інвертор (елемент НІ)

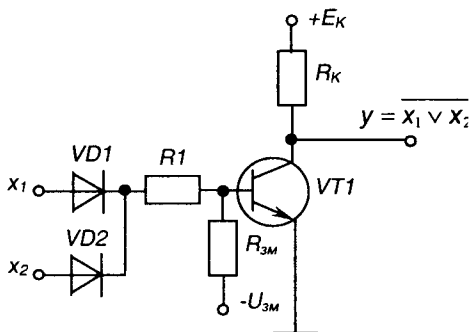


Рис. 6.6 – РДТЛ елемент 2АБО-НІ

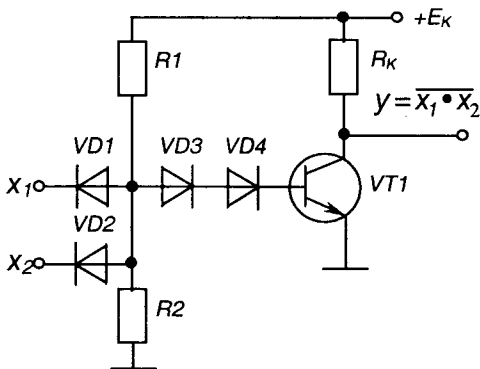


Рис. 6.7 – РДТЛ елемент 2І-НІ

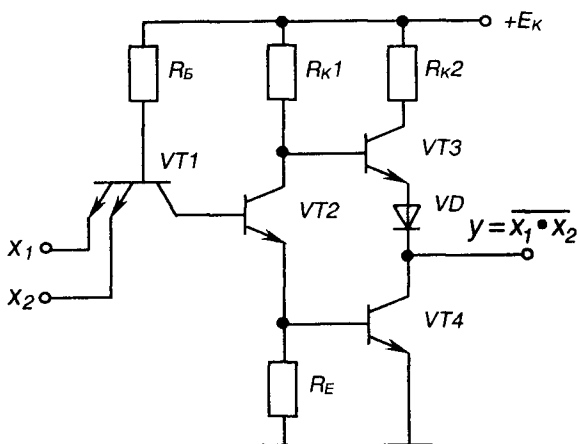


Рис. 6.8 – ТТЛ елемент 2І-НІ

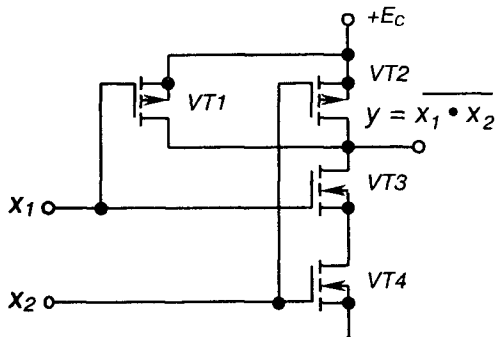


Рис. 6.9 – Елемент 2І-НІ К-МОН-логіки

$VT1$ або $VT2$ підмикається до шини живлення, а $VT3$ і $VT4$ – до нульової шини.

Елементи К-МОН прості у виготовленні (а значить дешеві), мають більшу завадостійкість, ніж елементи ТТЛ, а за частотними властивостями в останній час наближаються до них.

Перевагою К-МОН логіки є ще й те, що вона працездатна у широкому діапазоні змін напруги живлення. Так, якщо для ІМС ТТЛ типове значення напруги живлення становить $5\text{ В} \pm 5\%$, то для ІМС К-МОН вона може становити від 3 до 15 В.

Діод VD (як пороговий елемент із напругою відкриття близько 0,6 В) надійно забезпечує вимкнений стан транзистора $VT3$ при відкритому $VT2$ (падіння на якому складає 0,2–0,4 В).

На рис. 6.9 наведена схема двовходового елемента І-НІ, виконаного на комплементарних К-МОН транзисторах. Як видно з рисунку, він складається тільки з чотирьох МОН-транзисторів, які одночасно виконують і роль резисторів, бо опір їх каналу становить від десятків до сотень ом.

Вихід елемента транзисторними ключами



КОНТРОЛЬ

1. Поясніть, на чому базується аналіз роботи цифрових пристроїв.
2. Вкажіть, як оцінюють подію у алгебрі логіки.
3. Поясніть, як можна моделювати події алгебри логіки.
4. Поясніть, що таке логічна (двійкова) змінна, логічна функція.
5. На які класи поділяють цифрові пристрої?
6. Які найпростіші логічні функції Ви знаєте?
7. Наведіть можливі способи реалізації простих логічних функцій за допомогою електронних пристроїв.
8. Поясніть, у чому специфіка реалізації логічних елементів залежно від обраної елементної бази.
9. Що таке багатоемітерний транзистор?
10. Поясніть, чому елементи К-МОН-логіки дешеві у виготовленні.

РОЗДІЛ 7

ТРИГЕРИ

7.1. Загальні відомості про тригери та їх призначення

Основою послідовнісних логічних пристроїв (пристроїв з пам'яттю) є тригери. Тригер забезпечує запам'ятовування елементарного об'єму інформації – 1 біт.

Тригери (від англійського *trigger* – заскок) – це спускові імпульсні пристрої з позитивним зворотним зв'язком, що мають два сталих стани рівноваги і можуть переходити із одного стану у інший під дією сигналу, що перевищує деякий рівень – поріг спрацьовування пристрою.

Тригери можуть бути побудовані на напівпровідникових приладах, що мають ділянку з негативною крутизною характеристики (наприклад, на тиристорах). Сучасні тригери, як правило, будують на основі двокаскадних підсилювачів з позитивним зворотним зв'язком. Тригери в інтегральному виконанні будують на логічних цифрових елементах.

Використовуються тригери для наступних цілей:

- 1) перетворення імпульсу довільної форми у прямокутну, тобто застосовуються як формувачі імпульсів прямокутної форми (тригери Шмітта – див розділ 5.3.4);
- 2) створення електронних реле;
- 3) створення пристроїв підрахунку імпульсів і ділення частоти надходження імпульсів (лічильників);
- 4) зберігання інформації у двійковому коді.

7.2. Тригер на біполярних транзисторах (симетричний тригер з лічильним запуском)

Схема симетричного тригера зображена на рис. 7.1. Тригер являє собою двокаскадний підсилювач з позитивним зворотним зв'язком, виконаний на біполярних транзисторах $VT1$ і $VT2$, увімкнених за схемою з СЕ.

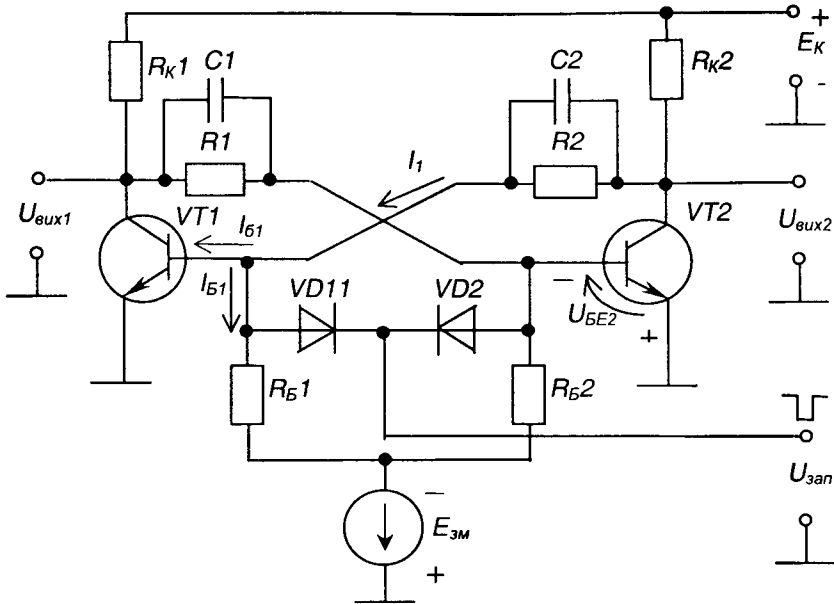


Рис. 7.1 – Симетричний тригер на біполярних транзисторах

Позитивний зворотний зв'язок забезпечується ланцюжками R_1, C_1 та R_2, C_2 , що з'єднують колектор одного транзистора з базою іншого.

Напруга $E_{зп}$ призначена для надійного утримання у закритому стані одного з транзисторів схеми.

Коло, до якого входять діоди $VD1$ і $VD2$, призначене для запуску тригера при подачі напруги $U_{зп}$.

Тригер є симетричним, бо

$$R_{K1} = R_{K2} = R_K; \quad R_1 = R_2 = R; \quad C_1 = C_2 = C; \quad R_{B1} = R_{B2} = R_B.$$

Він має два сталих стани:

- 1) $VT1$ відкритий, $VT2$ закритий, при цьому $U_{вих1} = 0, U_{вих2} = 1$;
- 2) $VT1$ закритий, $VT2$ відкритий, $U_{вих1} = 1, U_{вих2} = 0$.

Після підмикання джерела живлення тригер рівноможливо може опинитися у будь-якому стані і, за відсутності зовнішніх сигналів керування, може знаходитися у сталому стані скільки завгодно часу (але тільки за наявності живлення – енергозалежна пам'ять).

Розглянемо умови, коли $VT1$ відкритий, а $VT2$ закритий:

$$I_{\delta 1} = I_1 - I_{B1}; \quad I_{\delta 1} = \frac{E_K}{R_K + R} - \frac{E_{3M}}{R_B}. \quad (7.1)$$

Щоб транзистор $VT1$ знаходився у насиченому стані, необхідно забезпечити:

$$I_{\delta 1} \geq I_{\delta n} = \frac{I_{KH}}{\beta} = \frac{E_K}{R_K \beta}, \quad (7.2)$$

тобто

$$\frac{E_K}{R_K + R} - \frac{E_{3M}}{R_B} \geq \frac{E_K}{R_K \beta}. \quad (7.3)$$

Вираз (7.3) є визначальним для забезпечення насиченого стану $VT1$.
Маємо

$$U_{BE2} = E_{3M} - U_{RB2}; \quad U_{RB2} = \frac{E_{3M} R_B}{R_B + R}; \quad U_{BE2} = E_{3M} - \frac{E_{3M} R_B}{R_B + R} < 0. \quad (7.4)$$

Розглянемо роботу тригера за наявності запускаючої напруги. Припустимо, схема знаходиться у першому сталому стані рівноваги. У цьому випадку діод $VD1$ зміщений у прямому напрямку під дією позитивної напруги U_{BE1} , а діод $VD2$ закритий напругою U_{BE2} . Якщо подати негативний запускаючий імпульс, він через діод $VD1$ потрапить до бази $VT1$, який закриється (матимемо $I_1 = 0$). Напруга на колекторі $VT1$ зросте і через R_1 та прискорюючий конденсатор C_1 потрапить на базу $VT2$ і відкриє його.

У результаті – схема перейде до другого сталого стану.

Тепер діод $VD1$ закритий напругою U_{BE1} і наступний негативний імпульс запуску буде діяти на базу $VT2$ через діод $VD2$ і закриє $VT2$, переводячи тригер у перший сталий стан.

Таким чином, кожен імпульс запуску змінює стан тригера на протилежний. Такий вид запуску називається лічильним запуском, а тригер має назву **тригера Т-типу**. Його роботу ілюструють часові діаграми, зображені на рис. 7.2, з яких видно, що період вихідних імпульсів $T_{вих}$ у два рази більший за період запускаючих $T_{зан}$

(тому такий тригер ще називають тригером поділювачем на два).

Поряд із лічильним запуском існує роздільний запуск, котрий можна реалізувати двома способами:

- 1) подачею імпульсів однієї полярності від двох різних генераторів на бази кожного з транзисторів у різні моменти часу;
- 2) подачею імпульсів змінної полярності на базу одного з транзисторів.

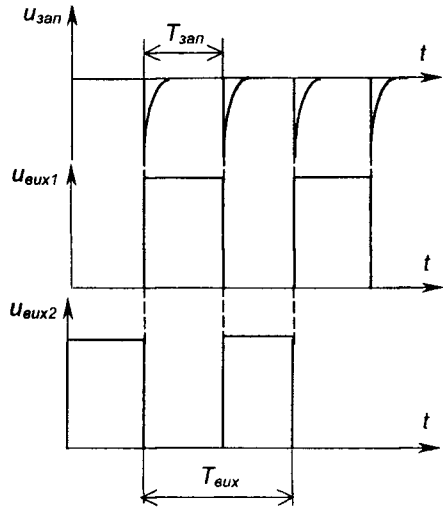


Рис. 7.2 – Часові діаграми роботи лічильного тригера

7.3. Тригери на логічних елементах

Тригери у інтегральному виконанні будуються з простих логічних елементів типу АБО-НІ, І-НІ. Зазвичай мікросхема вміщує 1÷4 тригери із спільними колами живлення, а інколи і спільними колами синхронізації або керування.

У загальному випадку тригер складається з логічного пристрою керування та власне тригера як елемента пам'яті. Є велика кількість різноманітних схем тригерів із різними функціональними можливостями.

Узагальнена структурна схема тригера зображена на рис. 7.3.

Пристрій керування призначений для перетворення сигналів, що надходять до входів A_i , у вигляд, придатний для керування власне тригером, що виконує функцію елемента пам'яті.

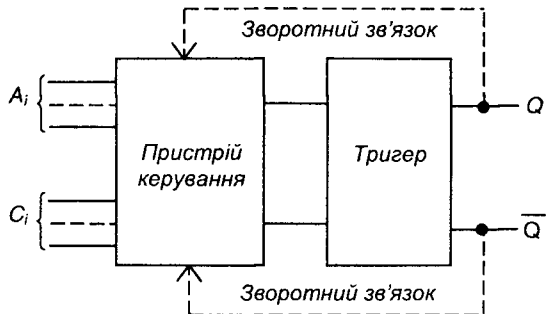


Рис. 7.3 – Структурна схема тригера

Тригер має два виходи: Q – **прямий** (одиничний), \overline{Q} – **інверсний** (нульовий). Входи A_i називаються **інформаційними**, а входи C_i – **тактовими** або **синхронізуючими**.

За способом занесення інформації тригери поділяються на **асинхронні**, що змінюють свій стан одразу після надходження сигналу на певний інформаційний вхід, і **синхронні** (тактовані), що спрацьовують не тільки за наявності сигналів на інформаційних входах, а лише після надходження синхронізуючого (тактового) сигналу на певний вхід синхронізації.

Описують роботу тригерів (і послідовнісних пристроїв взагалі) також за допомогою логічних функцій або частіше задля наочності за допомогою **таблиць переходів**. У таблицях вказують усі можливі комбінації сигналів на інформаційних входах у даний момент часу (t^i) і стан, у який перейде тригер під дією цих сигналів в наступний момент часу (t^{i+1}). Причому, наступний момент часу у асинхронного тригера настає одразу після зміни комбінації сигналів на інформаційних входах, а у синхронного – після надходження тактового сигналу (як правило, це імпульс) на відповідний вхід синхронізації.

Стани тригера в таблицях переходів зазвичай вказують так:

0 – тригер має сигнал на виході $Q = 0$ (**нульовий стан**) незалежно від сигналів на входах;

1 – тригер має сигнал на виході $Q = 1$ (**одиничний стан**) незалежно від сигналів на входах;

Q_i – стан тригера не змінюється при зміні сигналів на входах;

\overline{Q}_i – стан тригера змінюється на протилежний при зміні сигналів на входах;

X – **невизначений стан** тригера, коли він після зміни сигналів на входах рівноможливо може опинитися в нульовому ($Q = 0$) або у одиничному ($Q = 1$) стані.

Стверджують, що навіть за найпростішої конфігурації тригерного пристрою, яка має один інформаційний вхід і два виходи, можна отримати 25 функціональних різновидів тригерів. При двох входах їх буде вже 625. Практично ж застосовують 6-8 типів.

Найбільш розповсюджені з них *RS*-тригери, *D*-тригери, *T*-тригери, *JK*-тригери. Часто тригери будують як комбіновані: *RSD*-тригер, *RST*-тригер і т.п.

7.3.1. RS-тригер

Умовні позначення двовходових асинхронних RS-тригерів з прямими (такими, що реагують на наявність 1) і інверсними (такими, що реагують на наявність 0) входами наведено на рис. 7.4.

Свою назву RS-тригер одержав від перших літер англійських слів *to set* – встановлювати (*S*) та *to reset* – відновлювати (*R*).

S – інформаційний вхід, призначений для установлення тригера в одиничний стан ($Q=1$), а *R* – вхід, призначений для повернення тригера у нульовий стан ($Q=0$).

Роботу тригерів описують відповідні таблиці переходів, наведені у табл. 7.1.

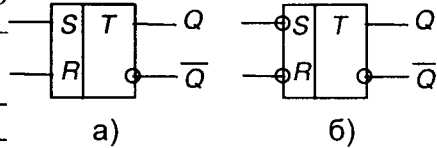


Рис. 7.4 – Умовні позначення RS-тригера з прямими (а) й інверсними (б) входами

Таблиця 7.1

Таблиці переходів RS-тригерів

| а) з прямими входами | | | б) з інверсними входами | | |
|----------------------|----------|-----------|-------------------------|----------|-----------|
| t^i | | t^{i+1} | t^i | | t^{i+1} |
| <i>S</i> | <i>R</i> | <i>Q</i> | <i>S</i> | <i>R</i> | <i>Q</i> |
| 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 |
| 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 |
| 0 | 0 | Q^i | 1 | 1 | Q^i |
| 1 | 1 | X | 0 | 0 | X |

Схеми таких RS-тригерів, побудованих на елементах І-НІ та АБО-НІ зображені на рис. 7.5.

Схема і умовне позначення синхронного RS-тригера з прямими входами, побудованого на елементах І-НІ, наведені на рис. 7.6

Слід зазначити, що тактові входи бувають потенціально прямі, як у даному випадку (тригер змінює свій стан при надходженні сигналу 1 на вхід *C*), інверсні (тригер змінює стан при надходженні сигналу 0),

або імпульсні, також прямі й інверсні (коли тригер змінює свій стан при зміні сигналу на тактовому вході з 0 на 1 або з 1 на 0 відповідно).

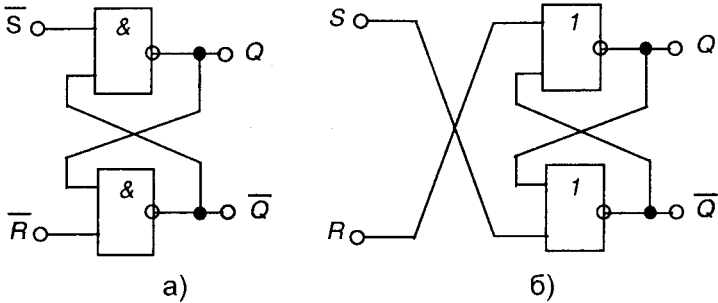


Рис. 7.5 – *RS*-тригер з інверсними входами на елементах І-НІ (а) та з прямими входами на елементах АБО-НІ (б)

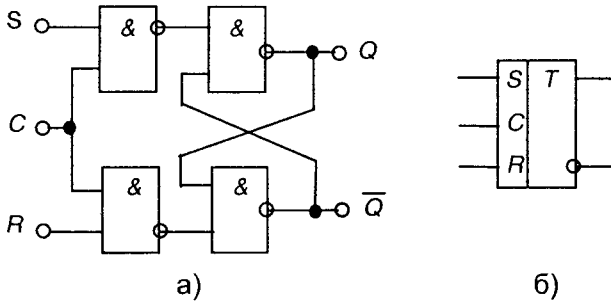


Рис. 7.6 – Синхронний *RS*-тригер

7.3.2. Тригер *D*-типу (*D*-тригер)

D-тригер (від англійського *delay* – затримка) має два входи: *D* – інформаційний та *C* – тактовий (синхронізуючий): *D*-тригер синхронний. А це значить, що інформація, яка надходить на вхід *D*, запам'ятовується лише при надходженні синхронізуючого імпульсу на вхід *C*, тобто із затримкою на час надходження останнього. Тому *D*-тригер ще називають тригером затримки.

Умовне позначення *D*-тригера з прямим імпульсним входом синхронізації та таблиця переходів наведені на рис. 7.7, а часові діаграми його роботи – на рис. 7.8.

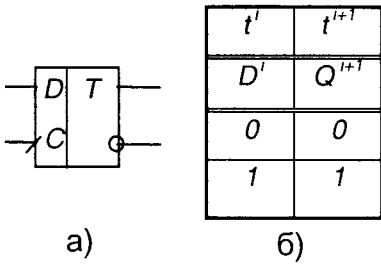


Рис. 7.7 – Умовне позначення (а) і таблиця переходів (б) D-тригера

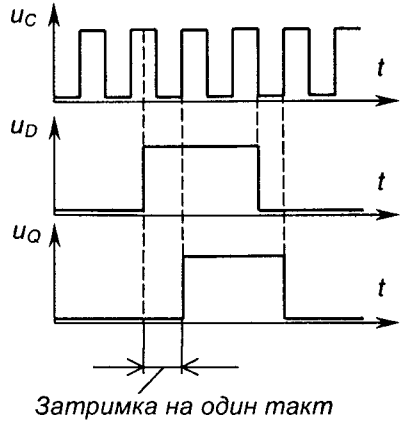
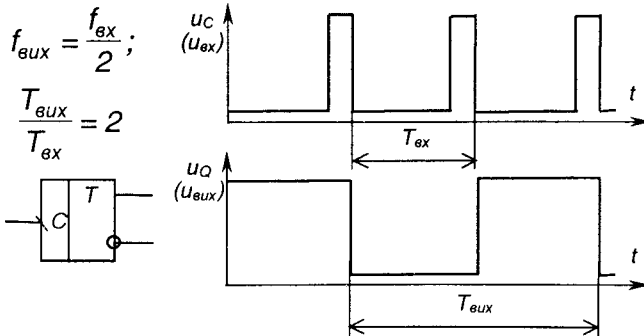


Рис. 7.8 – Часові діаграми роботи D-тригера

7.3.3. Тригер T-типу (T-тригер)

T-тригер (від англійського *to toggle* – перекидатись) ще називають тригером поділювачем на два або лічильним тригером (див. пп. 7.2). Тригер має тільки один тактовий вхід, а його стан змінюється на протилежний із надходженням на вхід кожного імпульсу. Цей тригер використовують для лічення та ділення частоти імпульсів.



Умовне позначення та часові діаграми роботи T-тригера з інверсним імпульсним входом наведені на рис. 7.9.

Рис. 7.9 – Умовне позначення (а) та часові діаграми роботи (б) T-тригера

7.3.4. JK-тригер

Синхронний **JK-тригер** має два інформаційних входи J і K та тактовий C . Умовне позначення та таблиця переходів JK-тригера з прямим імпульсним тактовим входом наведені на рис. 7.10.

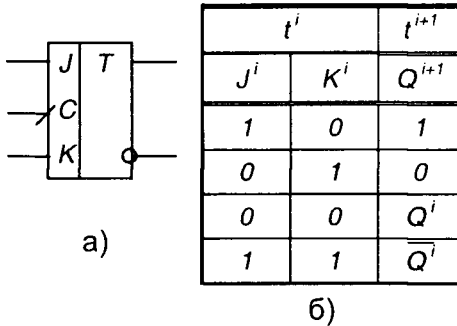


Рис. 7.10 – Умовне позначення (а) та таблиця переходів (б) JK-тригера

JK-тригер є універсальним, бо він може виконувати роль RS-тригера, якщо використовувати вхід J як S , а K як R (при цьому таблиця переходів RS-тригера відповідає першим трьом рядкам таблиці переходів JK-тригера). Якщо задати одиниці на обох інформаційних входах, JK-тригер стає T-тригером. Схеми використання JK-тригера як T-тригера та D-тригера зображені на рис. 7.11.

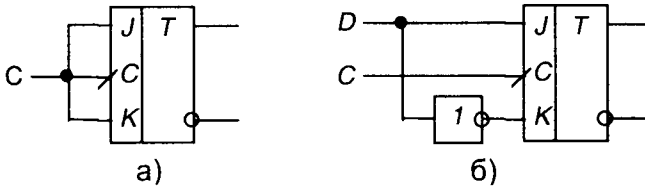


Рис. 7.11 – Використання JK-тригера як T-тригера (а) та D-тригера (б)

**Контрольні запитання до сьомого розділу**

1. Поясніть, що таке тригери і для чого вони можуть бути застосовані.
2. Наведіть схему та поясніть принцип дії симетричного тригера на біполярних транзисторах.
3. Назвіть і поясніть способи запуску симетричного тригера на біполярних транзисторах.
4. Наведіть узагальнену структурну схему тригера, побудованого на логічних елементах.
5. Поясніть різницю між асинхронним і синхронним тригерами.
6. Поясніть, як описують роботу тригерів. Наведіть приклади.
7. Поясніть значення термінів «прямий вхід», «інверсний вхід», «потенціальний вхід», «імпульсний вхід».
8. Наведіть умовне позначення, таблиці переходів і схеми RS-тригерів із прямими й інверсними входами, побудованих на логічних елементах.
9. Наведіть схему і поясніть роботу синхронного RS-тригера, побудованого на логічних елементах І-НІ.
10. Наведіть умовні позначення, таблиці переходів та поясніть роботу D-тригера, T-тригера, JK-тригера.
11. Поясніть, чому JK-тригер вважають універсальним. Наведіть та поясніть приклади його використання для побудови тригерів інших типів.

РОЗДІЛ 8

ЦИФРОВІ МІКРОЕЛЕКТРОННІ ПРИБОРИ**8.1. Поняття про цифрові мікроелектронні пристрої**

Цифрові мікроелектронні пристрої являють собою дискретні цифрові автомати, виконані на ІМС і призначені для обробки інформації, що представлена у вигляді цифрового коду. Вони використовуються для створення цифрових інформаційних, вимірювальних систем та систем керування.

Основними (найбільш вживаними) мікроелектронними цифровими пристроями є:

- 1) дешифратори;
- 2) мультиплексори;
- 3) лічильники імпульсів;
- 4) регістри;
- 5) цифро-аналогові та аналого-цифрові перетворювачі.

Будуються ці пристрої на логічних елементах і тригерах.

8.2. Реалізація складних логічних функцій

Складні логічні функції реалізують на ІМС простих логічних елементів.

Мінімальний набір логічних елементів, що реалізують деякі прості логічні функції і за наявності необмеженої кількості яких можна реалізувати наскільки завгодно складну логічну функцію, називають **функціонально повною системою логічних елементів**, або базисом.

Найбільш відомими функціонально повними системами є:

- 1) елементи, що реалізують функції алгебри Буля – І, АБО, НІ;
- 2) елемент, що реалізує функцію штрих Шеффера – І-НІ;
- 3) елемент, що реалізує функцію стрілка Пірса – АБО-НІ.

Якщо уважно подивимось на таблицю істинності логічних елементів (див. рис. 6.2), то побачимо, що, наприклад, елемент І для одиниць є елементом АБО для нулів. Тобто, якщо для прямих значень

$$y = x_1 \cdot x_2,$$

то для інверсних

$$\bar{y} = \bar{x}_1 + \bar{x}_2. \quad (8.1)$$

Для елемента І-НІ можна записати

$$y = \overline{x_1 \cdot x_2} = \bar{x}_1 + \bar{x}_2, \quad (8.2)$$

а для елемента АБО-НІ

$$y = \overline{x_1 + x_2} = \bar{x}_1 \cdot \bar{x}_2, \quad (8.3)$$

Вирази (8.2) і (8.3) називають **правилами де Моргана**.

Якщо задати, наприклад, відповідно $x_2 = 1$ або $x_2 = 0$, то матимемо

$$y = \overline{x_1 \cdot x_2} = \overline{x_1 \cdot 1} = \bar{x}_1, \quad (8.4)$$

або

$$y = \overline{x_1 + x_2} = \overline{x_1 + 0} = \bar{x}_1. \quad (8.5)$$

Тобто, ми можемо використовувати багатовходові логічні елементи з інверсією на виході як інвертори, задаючи на всіх, крім одного входу, сигнал 1 (*const 1*) або 0 (*const 0*).

Якщо на всі входи цих елементів подати одну й ту ж змінну, також матимемо інвертори:

$$y = \overline{x_1 \cdot x_1} = \bar{x}_1,$$

$$y = \overline{x_1 + x_1} = \bar{x}_1. \quad (8.6)$$

Коли кількості входів конкретного логічного елемента не вистачає, можна вчинити так: якщо, наприклад, потрібен тривходовий елемент, а маємо тільки двовходові, то тривходовий можна реалізувати на основі таких співвідношень.

Оскільки очевидно, що

$$\overline{\overline{x}} = x, \quad (8.7)$$

$$\text{то } y = \overline{\overline{x_1 \cdot x_2 \cdot x_3}} = \overline{\overline{x_1 \cdot x_2} \cdot x_3} = \overline{x_1 \cdot x_2} \cdot 1 \cdot x_3, \quad (8.8)$$

$$\text{або } y = \overline{\overline{x_1 + x_2 + x_3}} = \overline{\overline{x_1 + x_2} + x_3} = \overline{x_1 + x_2} + 1 + x_3. \quad (8.8)$$

Отже, реалізувати тривходовий елемент можна на трьох двовходових, один з яких повинен працювати як інвертор.

З наведених прикладів видно, що елементи І-НІ чи АБО-НІ дійсно дозволяють реалізувати логічну функцію будь-якої складності.

Нехай треба реалізувати функцію

$$y = \overline{\overline{(x_1 + x_2 + x_3)} \cdot x_4 + x_4 + x_5}. \quad (8.10)$$

У загальному випадку це можна зробити за допомогою схеми, наведеної на рис. 8.1.

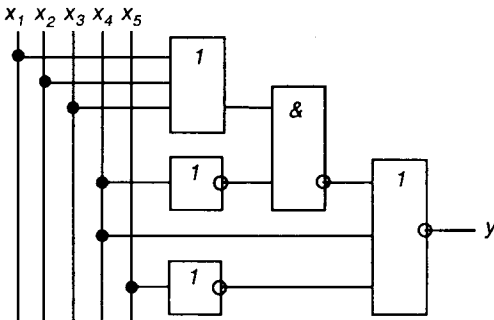


Рис. 8.1 – Приклад схемної реалізації логічної функції

Для забезпечення отримання простої (економічної в реалізації), швидкодіючої схеми, складні комбінаційні пристрої спочатку описують за допомогою логічних функцій (у вигляді математичних формул або таблиць істинності). Потім ці функції мінімізують на основі законів алгебри логіки з урахуванням специфіки стандартних ІМС логічних

елементів, що будуть використані для схемної реалізації. Це можна робити як вручну, що досить складно, так і з використанням спеціальних програм на ЕОМ.

Так, якщо, наприклад, вираз (8.10) необхідно реалізувати на двовходових елементах І-НІ, то спочатку отримаємо еквівалентний мінімальний вираз у базисі І-НІ:

$$y = \overline{\overline{(x_1 + x_2 + x_3)} \cdot x_4 + x_4 + x_5} = \overline{\overline{x_1 \cdot x_2 \cdot x_3} \cdot x_4 + x_4 + x_5} = \\ = \overline{\overline{x_1 \cdot x_2 \cdot x_3} \cdot x_4 \cdot x_4 \cdot x_5} = \overline{x_1 \cdot x_2 \cdot x_3 \cdot x_4 \cdot x_5} =$$

$$= x_1 \cdot 1 \cdot x_2 \cdot 1 \cdot 1 \cdot x_3 \cdot 1 \cdot x_4 \cdot 1 \cdot x_5 \cdot 1. \quad (8.11)$$

Отриманому виразу відповідає схема, наведена на рис. 8.2. Вона виконана на трьох ІМС К561ЛА7.

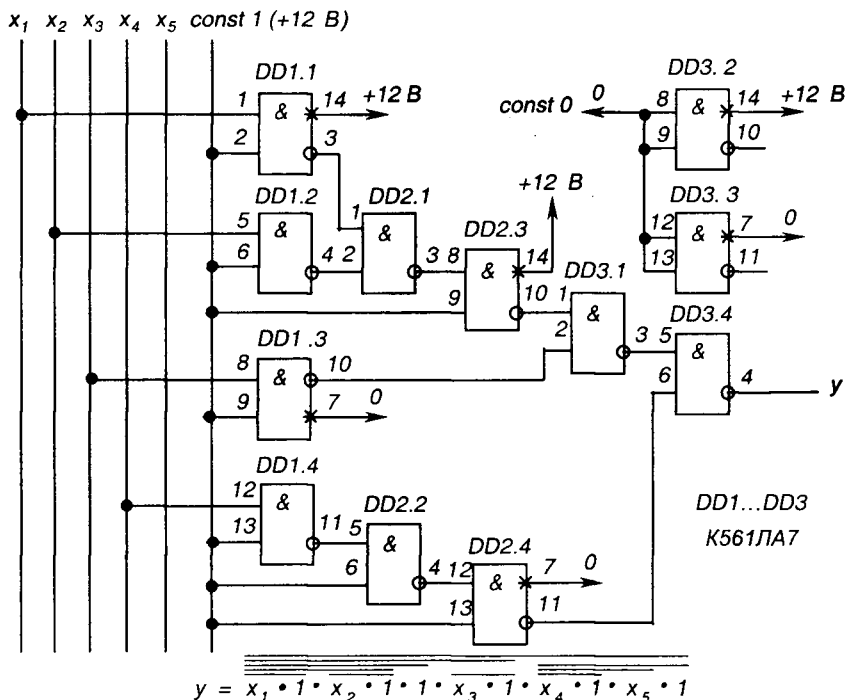


Рис. 8.2 – Схемна реалізація логічної функції на однотипних елементах

Зауважимо, що на таких схемах відносно ланцюгів живлення ІМС на вільному полі в правій частині схеми у технічних вимогах дають вказівки щодо підмикання відповідних контактів або вказують відповідні контакти ІМС як нелогічні виводи елементів і позначають місця їх підмикання (див. рис. 8.2 – контакти 7 і 14). На входи елементів, що не задіяні, подають сигнали *const 1* або *const 0*, а їх виходи залишають вільними (див. рис. 8.2 – елементи DD3.2 і DD3.3).

8.3. Дешифратори

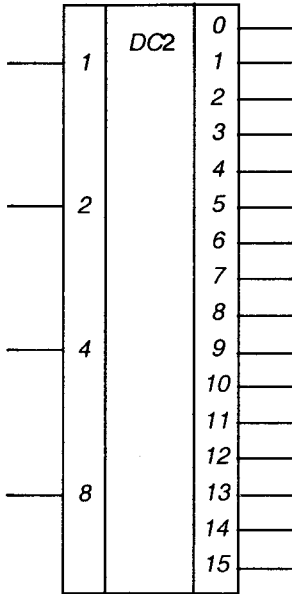


Рис. 8.3 – Двійковий дешифратор

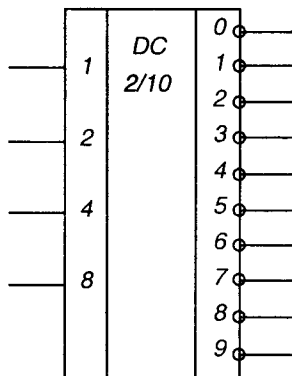


Рис. 8.4 – Двійково-десятковий дешифратор

Дешифратори (декодери) є комбінаційними пристроями, призначеними для перетворення кодованих двійкових вхідних сигналів у сигнали керування виконавчими пристроями, пристроями відображення інформації і т.п.

У загальному випадку дешифратор має декілька входів (за кількістю розрядів двійкових чисел, що необхідно декодувати) і декілька виходів.

Кожній комбінації вхідних сигналів відповідає певна комбінація вихідних (зрозуміло, що дешифратори як комбінаційні пристрої будуються на логічних елементах і їх випускають у вигляді ІМС).

Наприклад, **двійковий дешифратор**, умовне позначення якого наведене на рис. 8.3, має чотири входи ($n=4$) з ваговими коефіцієнтами 1, 2, 4, 8, що відповідає чотирьом розрядам послідовного двійкового коду ($2^0, 2^1, 2^2, 2^3$), і шістнадцять виходів: від 0 до 15 ($N=2^n=2^4=16$). Кожній комбінації нулів і одиниць на входах відповідає одиниця на відповідному виході.

Наприклад,

$$y_5 = x_1 \cdot x_2 \cdot x_4 \cdot x_8$$

$$(5=1 \cdot 2^0 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^3). \quad (8.12)$$

У **двійково-десятковому** дешифраторі з інверсними виходами, умовне позначення якого наведене на рис. 8.4, кожній із перших десяти двійкових комбінацій (двійково-десятковий код) відповідає нуль на відповідному виході. Такі дешифратори у вигляді ІМС застосовують для

керування десятковими неоновими індикаторами, у яких десяткові знаки являють собою фігурні катоди неонові лампи.

Двійково-семисегментний дешифратор, зображений на рис. 8.5,а перетворює двійкову комбінацію вхідних сигналів у комбінацію вихідних, необхідну для вмикання відповідної комбінації сегментів семисегментного десяткового індикатора – рис. 8.5,б.

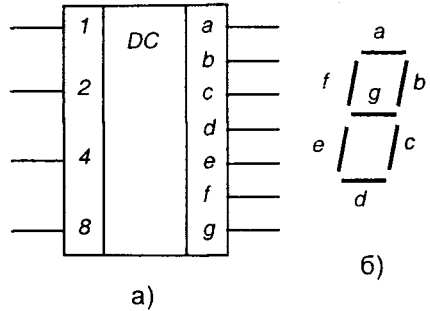


Рис. 8.5 – Двійково-семисегментний дешифратор (а) і схема розміщення сегментів індикатора (б)

8.4. Мультиплексори

Мультиплексори (комутатори) – це комбінаційні пристрої, що підмикають до виходу вхід (передають на вихід інформацію з входу), номер якого задає комбінація нулів і одиниць на адресних входах.

Схема чотиривходового мультиплексора та його таблиця істинності наведені на рис. 8.6.

Логічна функція, що її реалізує цей мультиплексор, така:

$$F = A\bar{x}y + B\bar{x}y + Cx\bar{y} + Dxy. \tag{8.13}$$

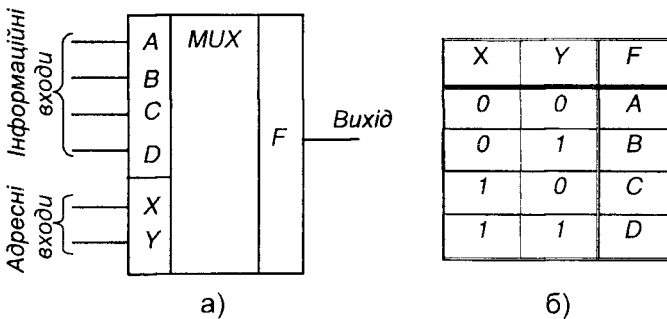


Рис. 8.6 – Чотиривходовий мультиплексор (а) та його таблиця істинності (б)

Зауважимо, що К-МОН мультиплексори забезпечують комутацію не тільки цифрових, а й аналогових сигналів.

8.5. Лічильники імпульсів

Однією з найрозповсюдженіших операцій у пристроях інформаційно-обчислювальної і цифрової виміральної техніки є фіксування кількості імпульсів – підрахунок їх кількості. Реалізують таку операцію **лічильники імпульсів**. Лічильники також забезпечують представлення інформації про кількість імпульсів у вигляді двійкового коду (завдяки принципу побудови).

Лічильники бувають **прості (підсумовуючі**, у яких код збільшується на одиницю після надходження на вхід кожного імпульсу; **віднімаючі**, у яких код відповідно зменшується після надходження на вхід кожного імпульсу) і **реверсивні** (суміщають властивості підсумовуючих і віднімаючих – можуть працювати у тому або іншому режимі за зовнішньою командою).

Як правило, лічильники будують на основі тригерів.

Схема чотирирозрядного підсумовуючого послідовного двійкового лічильника, виконаного на комбінованих *RST*-тригерах з імпульсними інверсними входами синхронізації наведена на рис. 8.7, його умовне позначення – на рис. 8.8, часові діаграми роботи – на рис. 8.9, таблиця переходів – у табл. 8.1.

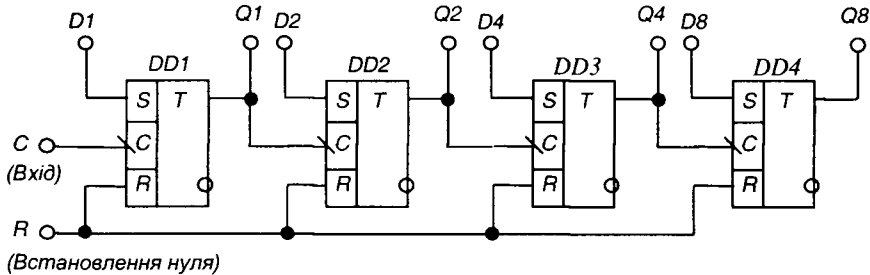


Рис. 8.7 – Чотирирозрядний послідовний двійковий лічильник

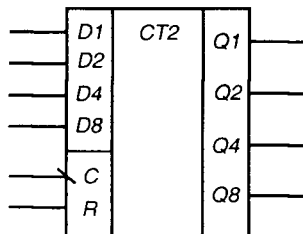


Рис. 8.8 – Умовне позначення чотирирозрядного послідовного двійкового лічильника

Таблиця 8.1

Таблиця переходів чотирирозрядного послідовного двійкового лічильника

| Стан | Q_8 | Q_4 | Q_2 | Q_1 | Стан | Q_8 | Q_4 | Q_2 | Q_1 |
|------|-------|-------|-------|-------|------|-------|-------|-------|-------|
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 8 | 1 | 0 | 0 | 0 |
| 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 9 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| 2 | 0 | 0 | 1 | 0 | 10 | 1 | 0 | 1 | 0 |
| 3 | 0 | 0 | 1 | 1 | 11 | 1 | 0 | 1 | 1 |
| 4 | 0 | 1 | 0 | 0 | 12 | 1 | 1 | 0 | 0 |
| 5 | 0 | 1 | 0 | 1 | 13 | 1 | 1 | 0 | 1 |
| 6 | 0 | 1 | 1 | 0 | 14 | 1 | 1 | 1 | 0 |
| 7 | 0 | 1 | 1 | 1 | 15 | 1 | 1 | 1 | 1 |

Лічильник називається **послідовним**, тому що вихід тригера кожного попереднього розряду з'єднано з лічильним входом (входом синхронізації) тригера наступного розряду, в результаті чого передача інформації – перемикання тригерів розрядів лічильника – відбувається послідовно одного за одним. Це визначає низьку швидкість лічильника.

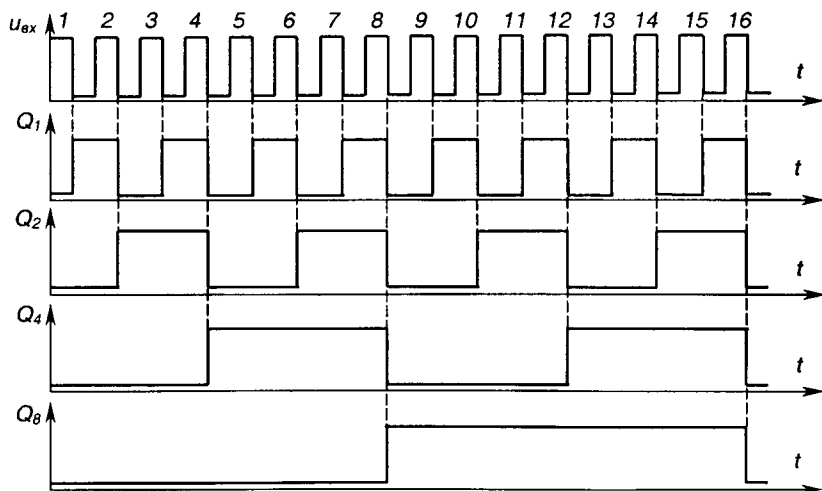


Рис. 8.9 – Часові діаграми роботи чотирирозрядного підсумовуючого послідовного двійкового лічильника з імпульсним інверсним лічильним входом

У паралельних лічильників інформація з розряду в розряд передається за допомогою спеціальної комбінаційної схеми, а входи синхронізації тригерів з'єднано разом, і перемикання усіх тригерів відбувається одночасно.

Як видно з таблиці переходів і часових діаграм, при безперервній роботі лічильника на його виходах Q_1, Q_2, Q_4, Q_8 формується послідовний двійковий код.

Вхід R призначений для встановлення лічильника в нульовий стан (у даному разі – подачею сигналу логічної 1).

Входи D_1, D_2, D_4, D_8 призначені для паралельного занесення чисел у лічильник – для задання початкового стану, що відрізняється від нульового.

Послідовну роботу лічильника можна порушити, обмеживши кількість його станів. Це можна зробити, вводючи зворотний зв'язок, як, наприклад, показано на рис. 8.10. Тепер при досягненні десятого стану лічильник одразу переходить у нульовий стан – отримано **двійково-десятковий** лічильник, що має не 16, а 10 станів і формує на виходах двійково-десятковий код. Його таблиця переходів наведена у табл. 8.2, а часові діаграми роботи – на рис. 8.11.

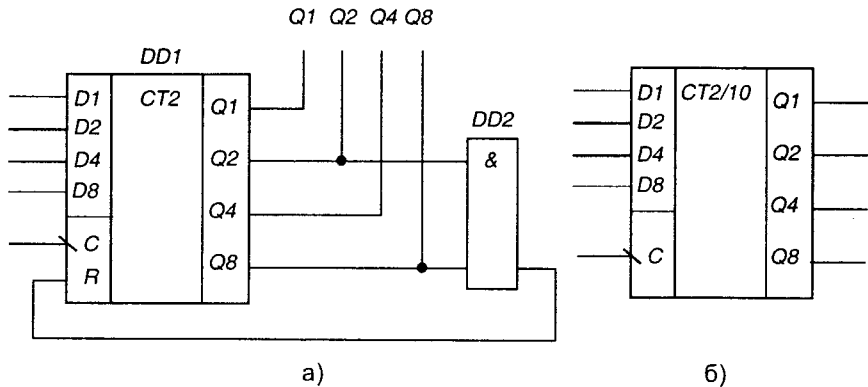


Рис. 8.10 – Отримання двійково-десяткового лічильника з двійкового (а) і умовне позначення двійково-десяткового лічильника (б)

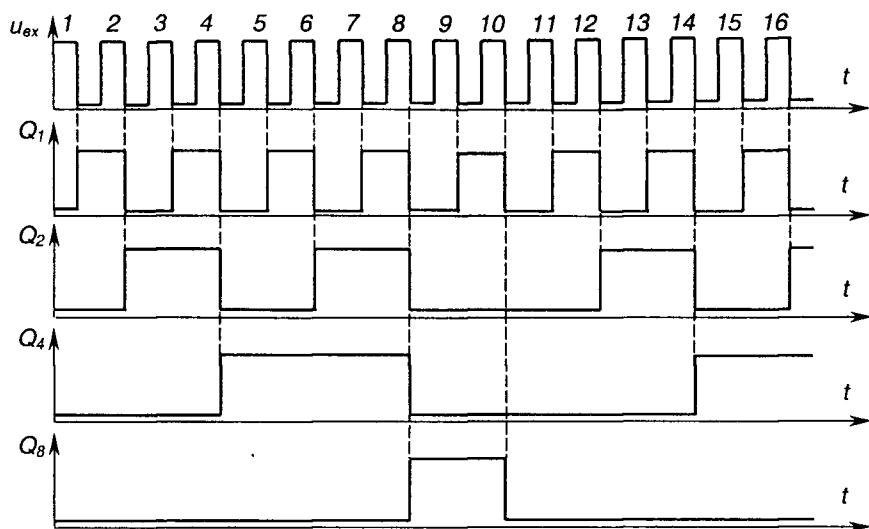


Рис. 8.11 – Часові діаграми роботи чотирирозрядного двійково-десятькового лічильника

Застосування таких лічильників разом із двійково-десятьковими або двійково-семисегментними дешифраторами дозволяє на основі стандартних ІМС будувати схеми керування багаторозрядними десятковими індикаторами (розряди десяткові, а у межах десяткового розряду рахунок двійковий).

На рис. 8.12 наведено схему лічильника, що також має десять станів, але працює не в послідовному двійковому коді, бо після надходження восьмого імпульсу переходить з 7 стану у 14, після дев'ятого – у 15, а після десятого – у 0.

Таблиця 8.2

Таблиця переходів чотирирозрядного послідовного двійково-десятькового лічильника

| Стан | Q_8 | Q_4 | Q_2 | Q_1 |
|------|-------|-------|-------|-------|
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 1 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| 2 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| 3 | 0 | 0 | 1 | 1 |
| 4 | 0 | 1 | 0 | 0 |
| 5 | 0 | 1 | 0 | 1 |
| 6 | 0 | 1 | 1 | 0 |
| 7 | 0 | 1 | 1 | 1 |
| 8 | 1 | 0 | 0 | 0 |
| 9 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| 10 | 0 | 0 | 0 | 0 |

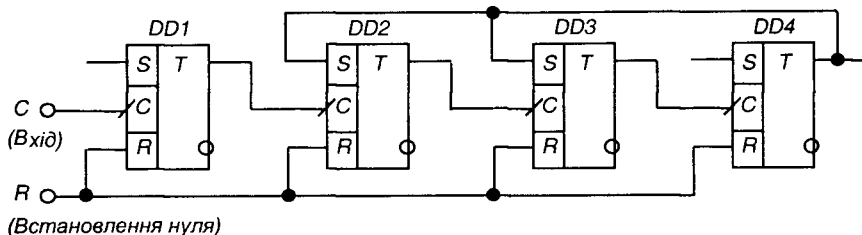


Рис. 8.12 – Чотирирозрядний лічильник, що має десять станів

У вигляді ІМС випускається досить широка номенклатура лічильників. На рис. 8.13 як приклад наведене умовне позначення чотирирозрядного реверсивного лічильника типу К561ІЕ14.

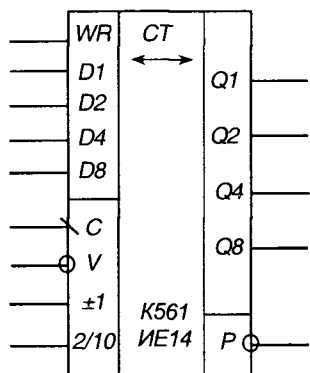


Рис. 8.13 – Реверсивний лічильник К561ІЕ14

Він має входи:

- 1) запису інформації з входів паралельного вводу інформації $D_1, D_2, D_4, D_8 - WR$;
- 2) паралельного вводу інформації – D_1, D_2, D_4, D_8 ;
- 3) синхронізації (тактовий) – C ;
- 4) дозволу лічення – \bar{V} ;
- 5) напрямку лічення (підсумовування чи віднімання) – ± 1 ;
- 6) задання роботи у двійковому чи двійково-десятковому коді – $2/10$.

Виходи:

- 1) інформаційні – Q_1, Q_2, Q_4, Q_8 ;
- 2) переносу (зайому) в старший (із старшого) розряду – \bar{P} .

8.6. Регістри

Регістри призначені для запам'ятовування і зберігання інформації, представленої у вигляді багаторозрядних двійкових чисел (двійкового коду) та їх видачі за зовнішньою командою – це елементи короткочасної (оперативної) пам'яті.

Залежно від способу запису і видачі інформації регістри бувають:

- 1) послідовні – запис інформації в них виконується послідовно одного двійкового розряду за іншим через один вхід;

2) паралельні – запис інформації в них виконується одночасно (паралельно) у всі розряди;

3) послідовно-паралельні – можуть працювати як послідовні або паралельні, залежно від сигналу на спеціальному вході керування.

На рис. 8.14 як приклад наведено умовне позначення універсального регістру типу 564ІР9.

Він має входи:

- 1) синхронізації (тактовий) – C ;
- 2) задання режиму роботи (паралельний-послідовний) – P/S ;
- 3) послідовного вводу інформації (входи JK -тригера першого розряду) – J , \bar{K} ;
- 4) паралельного вводу інформації – D_1, D_2, D_3, D_4 ;
- 5) задання видачі інформації у прямому або інверсному коді – T/C ;
- 6) встановлення нульового стану R .

Виходи: Q_1, Q_2, Q_3, Q_4 .

При видачі інформації у послідовному коді останній знімається з виходу Q_4 .

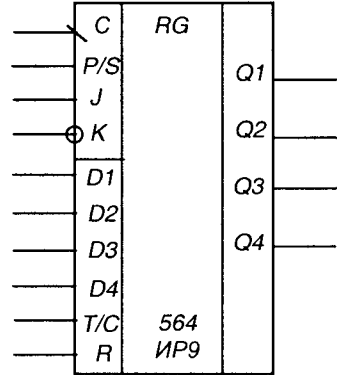


Рис. 8.14 – Універсальний регістр 564ІР9

8.7. Цифро-аналогові (ЦАП) і аналого-цифрові (АЦП) перетворювачі

Для узгодження цифрових пристроїв вимірювання і керування, що працюють з інформацією, представленою у двійковому коді, з датчиками і виконавчими пристроями, що мають аналогові відповідно вихідні і вхідні сигнали, застосовують ЦАП і АЦП.

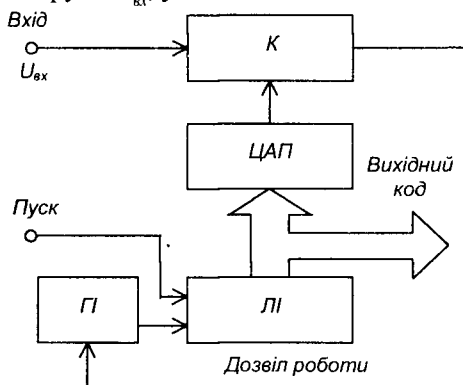
ІМС ЦАП як правило являють собою резистивні матриці, елементи яких мають співвідношення опорів дільника напруги $R-2R-4R-8R-16R$ і т.д. (застосовують рідко, бо технологічно важко виконувати точні значення великих опорів, що відповідають старшим розрядам) або співвідношення опорів дільника струмів $R-2R$. Також до ІМС зазвичай входять транзисторні (частіше на польових МОН-транзисторах) ключі, що забезпечують вмикання потрібної комбінації резисторів за сигналами двійкового коду.

Матриця R-2R підмикається до операційного підсилювача (ОП), утворюючи з ним інвертуючий підсилювач із програмованим коефіцієнтом підсилення. Вхідним сигналом підсилювача є опорна напруга, що визначає величину напруги, яка відповідає молодшому двійковому розряду.

У результаті кожному значенню двійкового коду на входах керування ЦАП відповідає деяке значення напруги на виході ОП.

АЦП може бути побудований на основі ЦАП, лічильника імпульсів і компаратора. Спрощена структурна схема такого АЦП наведена на рис. 8.15.

Цикл перетворення аналогового сигналу, представленого у вигляді напруги $U_{вх}$, у двійковий код складається із таких операцій.



Напруга $U_{вх}$ подається на вхід пристрою – один із входів компаратора K . Сигнал з виходу компаратора дозволяє роботу генератора імпульсів $ГІ$.

Сигнал *Пуск* встановлює нульовий стан і дозволяє роботу лічильника імпульсів $ЛІ$, що починає заповнюватися імпульсами $ГІ$.

Код з виходу $ЛІ$ подається на цифрові входи $ЦАП$ (входи керування ключами).

У результаті з виходу $ЦАП$ ступінчасто зростаюча напруга надходить на другий вхід компаратора. Після досягнення цієї напругою значення $U_{вх}$ компаратор забороняє роботу генератора, а на виході $ЛІ$ маємо код, що відповідає величині $U_{вх}$.

Слід зазначити, що елементарним пристроєм перетворення аналогової величини у дискретну є компаратор, що фіксує факт перевищення однієї напруги іншою і може мати на виході сигнали, що відповідають 0 або 1.

8.8. Мультивібратори і одновібратори на логічних елементах і тригерах

При побудові цифрових мікроелектронних пристроїв необхідні генератори імпульсів часто будують на таких же ІМС, що й весь пристрій у

цілому: на логічних елементах або тригерах. При цьому є велика кількість схемних рішень. Наведемо деякі з них.

Оскільки для забезпечення генерації треба мати коефіцієнт підсилення відповідного пристрою, більший за одиницю, і фазовий зсув вхідного сигналу на 360 електричних градусів, то мультивібратор може бути побудований на двох логічних елементах з інверсією (НІ) на виході.

На рис. 8.16 наведена одна з найпростіших схем мультивібратора, виконаного на елементах К-МОН-логіки.

До цього часу наголошувалось, що у логічного елемента залежно від комбінації вхідних сигналів (що являють собою 0 або 1) отримуємо певне значення сигналу на виході (також 0 або 1).

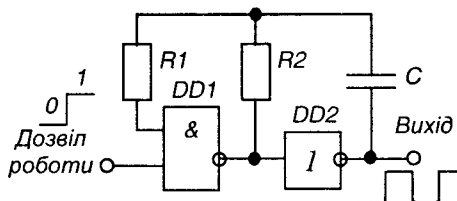


Рис. 8.16 – Мультивібратор на логічних елементах

Виникає питання, при повільній зміні вхідного сигналу від низького рівня напруги до високого – від 0 до 1 (або навпаки), коли саме логічний елемент перестає сприймати вхідний сигнал як 0 і починає сприймати його як 1? Яке значення **напруги порогу перемикавання** $U_{пор}$ він має? Це залежить від типу елементної бази, на якій виконано елемент. Так, наприклад, для елементів К-МОН-логіки поріг перемикавання становить приблизно половину напруги джерела живлення.

З урахуванням цього робота схеми, наведеної на рис. 8.16, полягає у заряді конденсатора C по шляху: вихід елемента $DD1$, R_2 , C , вихід елемента $DD2$ – коли на виході $DD1$ маємо 1 (а на виході $DD2$, як наслідок, 0), і наступного розряду по шляху: вихід $DD2$, C , R_2 , вихід $DD1$ – коли на виході $DD1$ маємо 0 (на виході $DD2$ – 1). Зміна сигналу на виході $DD1$ відбувається з 0 на 1, коли рівень напруги на резисторі R_2 досягає значення $U_{пор}$ і з 1 в 0 – коли рівень напруги на R_2 знижується до $U_{пор}$. Величина напруги на R_2 визначається струмом заряду або розряду C (див. пп. 5.2: інтегруючий ланцюжок).

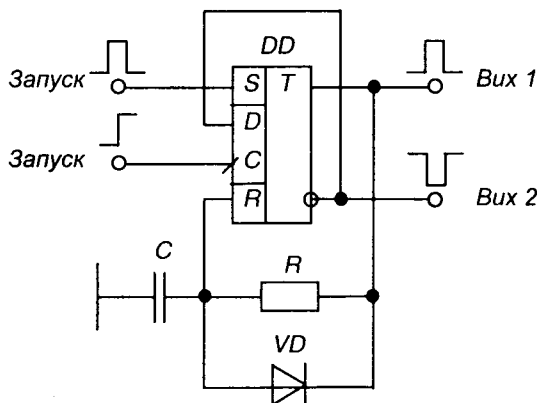
У результаті на виході пристрою маємо прямокутні імпульси з періодом надходження

$$T \approx 1,4R_2C. \quad (8.14)$$

Резистор R_1 обмежує струм розряду конденсатора C через внутрішні вхідні діодні захисні ланцюги елемента $DD1$ при вимиканні живлення.

Якщо у якості $DD1$ маємо двохходовий елемент І-НІ (а не просто інвертор), то другий його вихід можна використати для дозволу (1) або заборони (0) роботи мультивібратора.

На рис 8.17 наведено схему одновібратора, побудованого на основі комбінованого К-МОН RSD -тригера. Тригер, як відомо, є, наприклад,



двокаскадним підсилувачем із позитивними зворотними зв'язками або, як у даному випадку, побудований на логічних елементах.

Часозадаючий RC -ланцюжок підімкнено до прямого виходу ($Вих 1$) тригера. Напруга з конденсатора C подається на вхід встановлення тригера у нульовий стан R .

Рис. 8.17 – Одновібратор на RSD -тригері

Можливі два способи запуску цього одновібратора.

Перший – подачею імпульсу запуску на асинхронний вхід S . При цьому тривалість імпульсу повинна бути меншою за тривалість генерованого ($t_{зан} < t_i$).

Другий – подачею імпульсу будь-якої тривалості на вхід синхронізації C (тригер реагує тільки на передній фронт імпульсу). На вхід S при цьому необхідно подати 0.

У вихідному стані на прямому виході – 0. Конденсатор розряджений.

Після подачі імпульсу запуску, тригер переходить у одиничний стан (залежно від виду запуску: як асинхронний RS -тригер або як синхронний D -тригер, на D -вході якого зафіксовано 1, що подається з інверсного виходу тригера – $Вих 2$). На прямому виході отримуємо 1.

Тепер конденсатор почне заряджатися, і коли напруга на ньому, а значить, і на вході R досягне значення порогу перемикавання, тригер

повернуться в нульовий стан, а конденсатор швидко розрядиться через діод VD .

У результаті, на виходах тригера (прямому – $V_{ix} 1$ і інверсному – $V_{ix} 2$) ми отримали імпульс, довжина якого

$$t_i \approx 0,7RC, \quad (8.15)$$

а одновібратор готовий до повторного запуску.

На такому ж тригері можна побудувати і автоколивальний мультивібратор, як показано на рис. 8.18. Бачимо, що тут до тригера підімкнено два часозадаючі ланцюги. Його робота зрозуміла з пояснень роботи одновібратора, а період генерованих імпульсів становить

$$T_i \approx 0,7(R_1C_1 + R_2C_2). \quad (8.16)$$

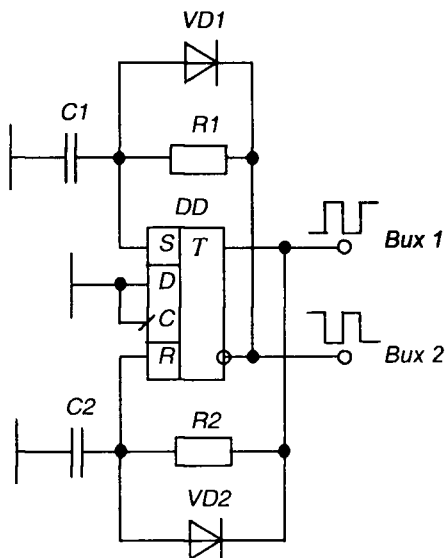


Рис. 8.18 – Мультивібратор на RSD-тригері

8.9. ІМС таймера K1006ВІ1 (555)

Для побудови генераторів імпульсів використовують також спеціалізовані ІМС. Одна з них – це ІМС таймера універсального призначення K1006ВІ1 (міжнародний код 555). Його умовне позначення наведено на рис. 8.19, а схема – на рис. 8.20. До складу ІМС входять два операційних підсилювачі, тригер, комбінаційна логічна схема, два транзистори (один з яких досить потужний) і вихідний підсилювач.

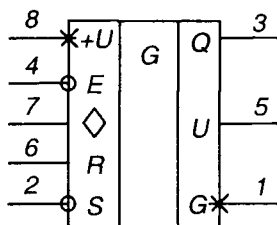


Рис. 8.19 – Умовне позначення таймера K1006ВІ1

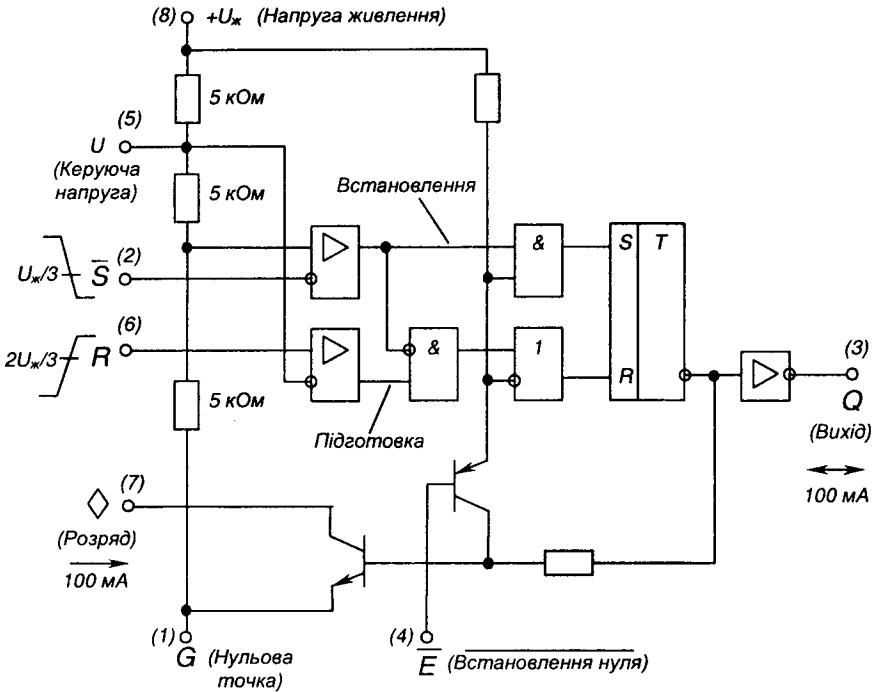


Рис. 8.20 – Схема ІМС таймера універсального призначення К1006ВІ1

Таймер дозволяє будувати одновібратори з тривалістю імпульсів від десяти мікросекунд до однієї години і мультивібратори з частотою імпульсів до 500 кілогерц при

точності 1%. При цьому напруга живлення може задаватися в межах від 4,5 до 18 вольт, а струм навантаження сягає 100 міліампер (200 міліампер у ІМС 555).

Схеми одновібратора і мультивібратора, побудованих на ІМС К1006ВІ1, наведені на рис. 8.21 і 8.22 відповідно.

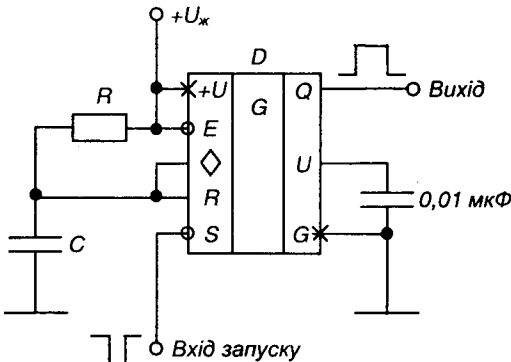


Рис. 8.21 – Одновібратор на ІМС К1006ВІ1

У цих пристроях величину ємності конденсатора можна задавати більшою за 100 пікофарад, а опорів резисторів – від 1 кілоому до 10 мегаом (для забезпечення працездатності ІМС і виключення впливу паразитних ємностей і опорів на параметри генерованих імпульсів).

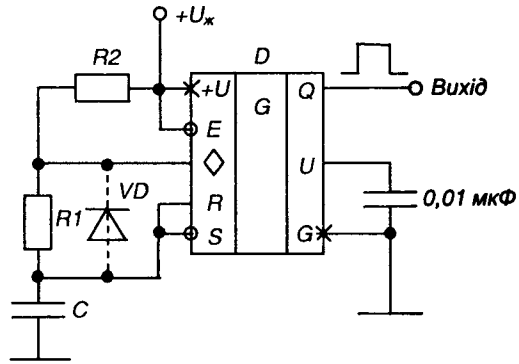


Рис. 8.22 – Мультивібратор на ІМС К1006ВІ1

Тривалість імпульсу одновібратора становить:

$$t_i \approx 1,1RC, \quad (8.17)$$

а період генерованих мультивібратором імпульсів:

– без діода:

$$T \approx 0,7(R_2 + 2R_1)C; \quad (8.18)$$

– з діодом:

$$T \approx 0,7(R_2 + R_1)C. \quad (8.19)$$

Змінюючи співвідношення величин опорів R_1 і R_2 , можна змінювати шпаруватість послідовності генерованих імпульсів

$$Q = \frac{R_1 + R_2}{2R_1 + R_2}. \quad (8.20)$$

ІМС таймера 555 знайшла якнайширше використання при побудові імпульсних пристроїв. У США якийсь навіть оголошувався конкурс: хто запропонує більше варіантів застосування цієї ІМС.

8.10. Мікропроцесорні пристрої

8.10.1. Загальні положення. Дещо з історії процесорів

Із розвитком технології і схемотехніки ІМС виникла можливість створення на одному кристалі цілого електронного пристрою, наприклад, радіоприймача, вимірювального приладу чи пристрою керування. Але, зрозуміло,

що при цьому ІМС (ВІС) стають вузько спеціалізованими. І якщо у випадку застосування пристроїв масового призначення, що продукуються десятками тисяч, (радіоприймач, вимірювальний прилад) з цим можна змиритися, то з пристроями керування виникають великі проблеми.

Перш за все, **алгоритм** (послідовність виконання дій, що веде до успіху) керування часто є індивідуальним (наприклад, для кожного з автоматичних маніпуляторів, що працюють на складальному конвеєрі з виробництва автомобілів). Крім того, у процесі експлуатації технологічного устаткування часто виникає необхідність у заміні всього алгоритму керування або його частин (добавлення або вилучення операцій, зміна послідовності їх виконання). Застосування ВІС у такому разі з економічної точки зору недоцільне.

Але й побудова пристроїв керування на основі універсальних ІМС середнього ступеня інтеграції, хоча це й менше коштує, теж не є вдалим виходом, бо зміни алгоритму при цьому ведуть до зміни електричної схеми пристрою керування (повністю або у деяких її частинах).

До речі, пристрої керування з незмінним алгоритмом називають пристроями з **жорсткою логікою**.

Усунути протиріччя між ступенем складності ВІС і можливістю її універсального використання вдалося за рахунок застосування програмування виконуваних функцій (у найпростішому випадку це, наприклад, програмування коефіцієнта перерахунку лічильника імпульсів).

Зараз основним типом програмованих ВІС, що мають найбільшу інформаційну потужність, є мікропроцесор.

Мікропроцесор (МП) – це програмно керований пристрій обробки цифрової інформації, виконаний у вигляді однієї (рідше декількох) ВІС. За функціями МП аналогічний центральному процесору цифрової ЕОМ. Його можна вважати одним із найбільших досягнень сучасної мікроелектроніки.

Тут слід зазначити, що спроби автоматизувати обчислювальні роботи робились дуже здавна і займалися цим найвидатніші мислителі і дослідники. Але рівень техніки і технології не дозволяв створити відповідні пристрої. І тільки з середніх віків починаються зрушення у цій справі.

Так, у 1642 році фізик Б. Паскаль побудував механічну машину, що виконувала операції додавання та віднімання (надалі було застосовано до п'ятдесяти таких машин). Подібні пристрої розробляли німецький

математик Г.-В. Лейбніц і російський математик П. Л. Чебишев (орієнтовані на розв'язання рівнянь вищої математики), а пізніше російський інженер В. Т. Орднер. “Колесо Орднера” стало основою арифмометрів. Далі були електромеханічні пристрої – на електромагнітних реле – та, нарешті, електронні – спочатку на лампах, а потім на транзисторах та ІМС.

Найбільш близьким прообразом сучасних цифрових ЕОМ є механічна “аналітична машина” англійського математика Ч. Беббіджа, запропонована ним у 1833 році і пізніше реалізована його сином (додавання двох чисел тривало 2 секунди, а множення – хвилини). У цій машині вперше була запропонована і реалізована ідея **процесора**, що по чергово виконує у заданій послідовності наперед задані математичні операції над числами. **Структура процесора** Ч. Беббіджа, наведена на рис. 8.23, не зазнала суттєвих змін і до нашого часу.

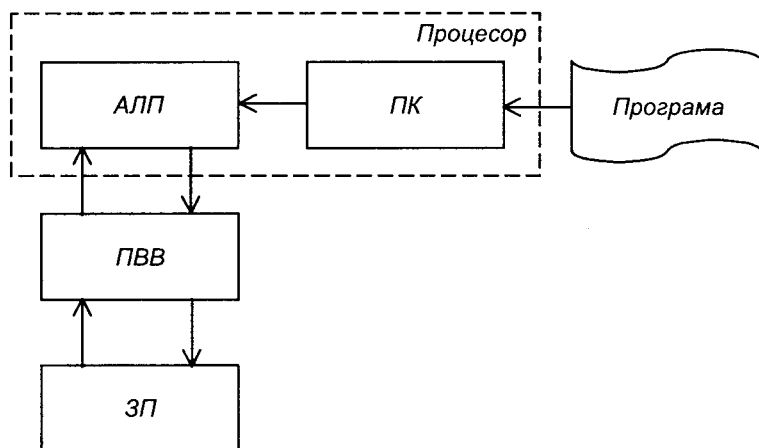


Рис. 8.23 – Структура процесора

Арифметико-логічний пристрій (АЛП) тут виконує арифметичні або логічні дії над числами (кодами) у порядку, що задається **пристроєм керування (ПК)** згідно з програмою, яка вводиться до нього (наприклад, з перфоративної стрічки).

Практичне застосування процесора можливе за наявності **пристрою вводу і виводу чисел (ПВВ)** і **запам'ятовуючого пристрою (ЗП)**, необхідних для вводу вихідних даних, виводу результатів та збереження проміжних результатів.

Повна механічна обчислювальна машина, що мала процесор, ПБВ і ЗП, побудована 1936 року у Німеччині під керівництвом К. Цузе. Тоді ж з'являється й перша алгоритмічна мова для написання програм для цієї машини. З цього часу розпочинається стрімкий розвиток процесорів як основної ланки обчислювальної машини.

Так, 1938 року також під керівництвом К. Цузе створено процесор на електромагнітних реле, що збільшило швидкість виконання операцій у десятки разів.

1946 року у США побудовано першу електронну обчислювальну машину ENIAC, що містила 18000 електронних ламп (додавання і віднімання тривало 200 мікросекунд, а множення 2800 мікросекунд).

Одна з перших радянських ЕОМ, призначена для серійного виробництва, "Стрела" була створена у 1953 році. Вона містила 6000 ламп, споживала потужність 150 кВА і розміщувалася у приміщенні площею 300 м²: уніфіковані її комірки (логічні елементи, тригери та ін.) містилися у 6 вертикальних стійках висотою 2,5 метри та у пульті оператора. Вона виконувала 2000 операцій за секунду. Її постійно обслуговували 5-7 техніків.

Вже у 1955 році з'являються транзисторні процесори, а з початку 60-х років – виконані на ІМС середнього ступеня інтеграції (процесор виконувався десь на п'ятдесяти ІМС).

Для появи мікропроцесора (процесора у мікрвиконанні – у вигляді ІМС) необхідна була не тільки технологічна база, що вже з'явилася на кінець 60-х років, а й усвідомлення, розуміння того, що програмно керована логіка більш ефективна і простіша у виконанні при реалізації складних функцій, ніж схеми з жорсткою логікою.

Так, у 1969 році співробітнику фірми INTEL (США) М. Хоффу надійшла пропозиція від однієї з японських фірм розробити комплект ІМС для виконання усіх математичних дій і розрахунку усіх стандартних функцій універсальним калькулятором. Передбачалося створення дванадцяти ІМС на 2000 транзисторів кожна, що мали б виконувати відповідні групи з задуманих функцій. Однак М. Хофф запропонував використати лише одну універсальну ІМС з програмним керуванням, що виконувала б усі задані функції, а за необхідності – й інші.

Єдиним недоліком було збільшення часу обчислень, що незворотне за програмної реалізації (порівняно з жорсткою логікою). Але для калькулятора

це було несуттєво: збільшення тривалості обчислень із десятків мікросекунд до десятків мілісекунд користувачем не помічалось.

Отже, у 1971 році фірма INTEL створила мікропроцесор INTEL 4004, що виконував операції з чотирирозрядними двійковими числами і вміщував 2250 транзисторів.

З'явившись у мікрокалькуляторах, мікропроцесори (**програмна логіка**) стали застосовуватись у найрізноманітніших обчислювальних і керуючих пристроях, витісняючи схеми з жорсткою логікою.

8.10.2. Особливості роботи і використання мікропроцесорів

Особливістю сучасних процесорів є те, що вони працюють із числами, представленими не у десятичній, а у двійковій системі числення: число представляється не як сума ступенів числа 10, помножених на відповідні числа від 0 до 9:

$$N_{10} = a_1 \cdot 10^0 + a_2 \cdot 10^1 + a_3 \cdot 10^2 + \dots + a_{n+1} \cdot 10^n, \quad (8.21)$$

де $a_i = \{0;1;2;3;\dots;9\}$,

а як сума ступенів числа 2, помножених на 0 або 1:

$$N_2 = a_1 \cdot 2^0 + a_2 \cdot 2^1 + a_3 \cdot 2^2 + \dots + a_{n+1} \cdot 2^n, \quad (8.22)$$

де $a_i = \{0;1\}$.

У результаті основою такого процесора є двостабільний (такий, що має два стани), а не десятистабільний елемент.

Прикладом двостабільного елемента, призначеного для запам'ятовування інформації є тригер, а десятистабільного – може бути двійково-десятиковий лічильник (див. пп. 8.5). Двійково-десятиковий лічильник, що має 10 станів, побудовано на чотирьох тригерах. В той же час на чотирьох тригерах може бути побудовано пристрій (наприклад, також лічильник або регістр), що має 16 станів. Звідси видно, чому за основу взято двійкову систему числення. Її застосування при побудові цифрових електронних засобів з обробки інформації дозволяє уникнути зниження їх потенціальних можливостей більш ніж на третину. Отже двійкова система при технічній реалізації є більш економною з точки зору апаратних затрат.

Також при побудові сучасних процесорів застосовують структуру фон Неймана, за якої дані і програма зберігаються в одному і тому ж ЗП і для обміну даними між АЛП й ЗП та між ПК й ЗП використовуються однакові процедури. Після звернення МП до ЗП перший код

вважається кодом команди, а наступні – адресами, даними чи командами у контексті виконання першої команди.

На основі МП виконуються **мікропроцесорні пристрої** (МПП), перш за все мікро-ЕОМ – пристрій, що містить МП, запам'ятовуючі пристрої, органи керування і засоби зв'язку з зовнішніми пристроями – інтерфейс.

Інтерфейс (англ. *interface* – засіб спряження, сполучення) є сукупністю уніфікованих технічних і програмних засобів, необхідних для підключення зовнішніх пристроїв. Він забезпечує перетворення сигналів МП у сигнали, що сприймаються зовнішніми пристроями і навпаки та являє собою апаратні засоби і набір програм передачі даних (уніфікований протокол обміну інформацією).

Якщо мікро-ЕОМ призначена для керування деяким об'єктом, то вона доповнюється засобами сполучення (узгодження) з об'єктом (датчики, аналого-цифрові і цифро-аналогові перетворювачі, виконавчі пристрої і т.п.). Сукупність мікро-ЕОМ і засобів сполучення називають **мікропроцесорною системою**. Структура такої системи приведена на рис. 8.24.

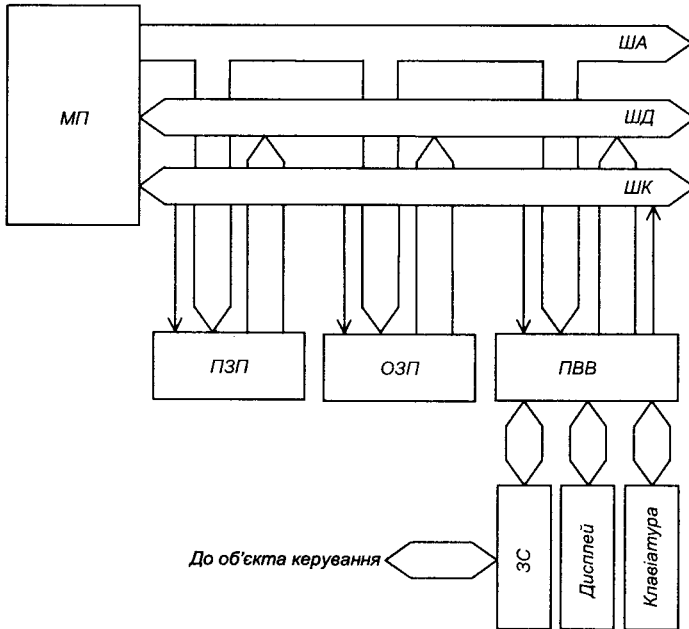


Рис. 8.24 – Мікропроцесорна система

МП є мозком МПП, у якому відбувається обробка інформації (команд і даних), що представляються у двійковому коді.

МП може виконувати дуже складні завдання з обчислень і керування, уміючи виконувати лише елементарні логічні й арифметичні операції, операції пересилання даних, порівняння двох чисел і деякі інші, за рахунок багаторазового їх повторення відповідно до заданої користувачем програми (визначеної послідовності команд).

Для забезпечення виконання операцій МП містить пристрої вибірки інформації з пам'яті і її дешифрування, арифметико-логічний пристрій, що представляє сукупність схем, що реалізують арифметичні і логічні операції над даними, пристрій керування, який забезпечує виконання операцій МП, різні регістри для тимчасового зберігання (надоперативний ЗП) і перетворення даних і команд, тактовий генератор, що задає темп роботи МП.

Для зберігання інформації є два види ЗП: **постійний запам'ятовуючий пристрій (ПЗП)** та **оперативний запам'ятовуючий пристрій (ОЗП)**.

ПЗП призначений для зберігання інформації, що заноситься в нього при виготовленні МПП і зберігається при відключенні живлення. Завдяки цьому МПП після вмикання знає, як підготувати себе до роботи і що потрібно робити при одержанні тих чи інших зовнішніх команд і дій. ПЗП може працювати тільки у режимі видачі інформації. Вміст ПЗП можна змінити заміною його ІМС на інші з новим набором програм або перепрограмуванням ІМС, якщо вони це допускають.

ОЗП призначений для тимчасового зберігання даних і програм користувача, проміжних результатів роботи і працює як у режимі запису, так і у режимі видачі інформації. Якщо інформацію, що міститься у ОЗП, необхідно зберегти довгостроково, то її треба записати у зовнішній пристрій пам'яті (наприклад, на магнітофон або жорсткий диск).

ПВВ забезпечує зв'язок МП із зовнішніми пристроями – дисплеєм, клавіатурою (засоби сполучення з оператором) та **засобами сполучення** з керованим об'єктом (ЗС) – датчики, виконавчі пристрої, АЦП, ЦАП і т.п.

Зв'язок між розглянутими модулями МПП здійснюється на основі **магістральної схеми**. Відповідно до неї модулі підключені до **системної магістралі**, що складається із **шини адреси (ША)**, **шини**

даних (ШД) і шини керування (ШК). Кожна із шин являє собою набір із деякого числа провідників.

По ША МП повідомляє, з яким із модулів чи з якою коміркою пам'яті (вказується їхній код – адреса) він буде працювати у даний момент часу.

Розрядність ША (число провідників) визначає число модулів, з яким може взаємодіяти МП. Зазвичай вона складає 16 (число модулів до 2^{16} – комірок пам'яті ПЗП чи ОЗП, модулів вводу, виводу і т. ін.).

По ШК повідомляється характер взаємодії: введення даних чи їх вивід (запис чи читання).

По ШД дані надходять у процесор і виводяться із нього, тобто ШД двонаправлена. У кожний конкретний момент часу ШД використовується тільки для вводу або тільки для виводу.

Оскільки до ШД приєднано усі модулі одночасно, то, щоб виключити їхній взаємний вплив, підмикання до провідників шини виконується за допомогою елементів, що мають три стани: два -1; 0 (логічні) і третій – стан відключення від шини (нелогічний). МП вибирає один модуль для виводу даних на ШД, задаючи його адресу на ША. Виходи інших модулів при цьому знаходяться у третьому стані – відімкнені від ШД.

Розрядність ШД визначає розрядність двійкових даних (розрядність слова даних), з якими може оперувати МП. Зазвичай ШД має 4, 8, 16 або 32 розряди: МП обробляє двійкові числа (слова) з 4, 8, 16 або 32 розрядів – біт (8 біт складають байт, $2^{10} = 1024$ біт – кілобайт).

Типовий МП зазвичай виконують у вигляді ВІС, що має до 40 електричних виводів. Так, у восьмирозрядного МП: 8 виводів забезпечують підмикання до ШД, 16 – до ША, 5-7 – до тактового генератора і джерела живлення, решта – до ШК. Є й мікро-ЕОМ у вигляді ВІС. Їх називають однокристальними.

8.10.3. Задання і виконання програм мікропроцесорного пристрою

Для забезпечення виконання МПП необхідних функцій у його ПЗП (іноді у ОЗП) записується набір програм, (стандартних, що реалізують, наприклад, арифметичні і логічні операції, обчислення тригонометричних функцій і т.п., а також і спеціальних, що реалізують, наприклад, алгоритми керування конкретним об'єктом).

При складанні програм програміст повинен дати МП детальний опис його дій. МП може працювати з великою швидкістю і точністю протягом тривалого часу, але тільки за чітким завданням, що не допускає тлумачень. МПП може реагувати на зміну умов, якщо в пам'яті у нього є програма, що повідомляє МП, як йому поводитись у нових обставинах. МП діє логічно, але не має творчих здібностей (принаймні, у даний час). Удавана розумність різних МПП є результатом великого числа програм, закладених у них. Хоча слід зазначити, що в наш час інтенсивно ведуться роботи зі створення так званого штучного інтелекту (набору програм, що імітують інтелектуальну діяльність людини). І на цьому шляху, як відомо, здобуто чимало досягнень. Вважається, що створення "розумних" машин буде у першому наближенні завершено тоді, коли вони навчатимуться створювати собі подібних.

Для ініціалізації виконання програми в МП заноситься її початкова адреса (адреса комірки ПЗП чи ОЗП) і подається команда ПУСК.

При роботі МП забезпечує таку послідовність дій:

- 1) витяг даних (коду команди, числа) з пам'яті (ПЗП чи ОЗП);
- 2) розшифровка команди;
- 3) виконання команди і т.д. знову.

При цьому, наприклад, щоб переслати число з ПЗП до ОЗП, МП, будучи тактованим (синхронним) пристроєм, у найближчому такті роботи за сигналами тактового генератора задає згідно з програмою на ША код адреси комірки пам'яті ПЗП. Після завершення перехідних процесів, пов'язаних із зарядом паразитних ємностей провідників (ліній) ША (від чого, до речі, у значній мірі залежить швидкодія пристрою), у другому такті роботи МП по ШК дає команду на видачу коду з ПЗП на ШД (читання), а у наступному такті – команду по ШК на прийом коду у свій внутрішній регістр пам'яті, що називається акумулятором.

Надалі, у подальших тактах роботи, відповідно задається на ША номер комірки ОЗП та подається по ШК команда запису і число, на решті, потрапляє на визначене програмою місце.

З опису цієї послідовності дій зрозуміло, чому програмні пристрої обчислення і керування значною мірою поступають у швидкодії порівняно з пристроями з жорсткою логікою, де код з одного вузла до іншого зазвичай передається за один такт по окремо виділених лініях зв'язку.

На робочому рівні МП реагує на список команд, представлений, як уже зазначалося, у вигляді набору двійкових кодів, що називається **машинною програмою**.

Таке представлення програм є винятково важким для оперативного сприйняття людиною.

Деяке спрощення при написанні і читанні команд дає використання **шістнадцяткової системи числення**. Вона містить 16 символів, кожному з яких відповідає чотирирозрядне число у двійковому коді: число представляється як сума ступенів числа 16, помножених відповідно на 0, 1, 2, ..., 9, A, B, C, D, E, F:

$$N_{16} = a_1 \cdot 16^0 + a_2 \cdot 16^1 + a_3 \cdot 16^2 + \dots + a_{n+1} \cdot 16^n, \quad (8.23)$$

де $a_i = \{0; 1; 2; 3; \dots; 9; A; B; C; D; E; F\}$.

Табл. 8.3 показує відповідність запису чисел у десятковому, двійковому і шістнадцятковому кодах.

Таблиця 8.3 – Запис чисел у різних кодах (системах числення)

| Десятковий код | Двійковий код | Шістнадцятковий код |
|----------------|---------------|---------------------|
| 0 | 0000 | 0 |
| 1 | 0001 | 1 |
| 2 | 0010 | 2 |
| 3 | 0011 | 3 |
| 4 | 0100 | 4 |
| 5 | 0101 | 5 |
| 6 | 0110 | 6 |
| 7 | 0111 | 7 |
| 8 | 1000 | 8 |
| 9 | 1001 | 9 |
| 10 | 1010 | A |
| 11 | 1011 | B |
| 12 | 1100 | C |
| 13 | 1101 | D |
| 14 | 1110 | E |
| 15 | 1111 | F |

Перетворити двійковий код у шістнадцятковий дуже легко: двійкове число поділяється на групи по чотири розряди, починаючи з молодшого

– на **тетради**. Кожна група замінюється відповідним шістнадцятковим символом. При зворотному перетворенні кожен символ замінюється двійковою тетрадою.

Наприклад, $0101\ 0111\ 1101\ 1111\ 0001_2 = 57DF1_{16}$.

Таким чином, шістнадцятковий код, з точки зору застосування для запису програм для МПП, можна вважати більш компактним записом двійкового.

Програма, записана у шістнадцятковому коді, усе-таки залишається складною для розуміння.

Взагалі, більш прийнятною для людини була б описова форма задання програми – на “людській” мові. Але така форма громіздка, допускає тлумачення, незручна для введення у машину при програмуванні.

Виходом є використання мови простого програмування – **асемблера**. Відповідна **програма-ретранслятор** переводить слова і фрази програми, представлені у вигляді **мнемонік** (англійських скорочень назв) асемблера, у машинний код, який потім буде занесено у ІМС ПЗП, що підключаються для цього до спеціального адаптера машини-програмувальника.

Приклади мнемонік асемблера та їхня відповідність у шістнадцятковому коді приведені у табл. 8.4.

Відзначимо також, що кожній команді асемблера відповідає **мікрокоманда** МП – набір дій МП (**мікрооперацій**), запрограмованих при виробництві МП у його внутрішньому ПЗП. Ініціалізує виконання мікропрограми пристрій керування МП по отриманні коду команди.

Таблиця 8.4 – Приклади команд асемблера

| Команда | Мнемоніка | Шістнадцятковий код |
|---|-----------|---------------------|
| 1. Читання даних з об'єкта з адресою F у внутрішній регістр пам'яті A | INF F | DB FA |
| 2. Порозрядне логічне множення чисел, що знаходяться у внутрішніх регістрах пам'яті A і B | ANA B | A0 |
| 3. Додавання числа, що зберігається у внутрішньому регістрі C до числа, що зберігається у внутрішньому регістрі A | ADD C | 81 |
| 4. Вивід числа, що зберігається у внутрішньому регістрі A до об'єкта, адреса якого знаходиться у внутрішніх регістрах пам'яті B і C | STAX B | 02 |

При розробці програм для МПП, що виконує функції керування, складають узагальнений алгоритм виконання програми – послідовність дій з опитування вхідних даних, їх обробки та формування команд керування на відповідних виходах.

Далі алгоритм розбивають на окремі фрагменти і деталізують дії у кожному з них до рівня, що відповідає **системі команд** вибраного типу МП (зазвичай – від декількох десятків і десь до півтори сотні команд).

Програма спочатку складається у вигляді **списку мнемонік**, що називається **вихідною програмою**. Кожному коду присвоюється номер комірки пам'яті. Потім вручну або за допомогою ЕОМ програма переводиться на машинну мову (двійкові коди). Тепер вона називається **об'єктною програмою** і заноситься в ПЗП чи ОЗП МПП.

Використання алгоритмічної мови високого рівня (BASIC, FORTRAN або ін.) недоцільне, бо веде до втрати програмістом контролю за використанням ресурсів пам'яті. Це може призвести після її транслявання у машинні коди до значного перевищення оптимально можливого об'єму ПЗП та втрати швидкодії. А це, у свою чергу, веде до збільшення апаратних витрат (числа ІМС ПЗП) та загрожує втратою можливості керуючого МПП працювати у **реальному масштабі часу**, коли реакція МПП на зміну ситуації у об'єкті керування повинна відбуватися зі швидкістю, не меншою за ту, з якою відбуваються процеси в об'єкті.

При використанні МПП для керування можливість зміни програми ПЗП заміною ІМС чи їхнім перепрограмуванням (у залежності від типу) забезпечує використання даного МПП у різних застосуваннях для вирішення різних задач без будь-яких схемних змін в апаратурі – функція МПП задається його програмуванням.

Поліпшення техніко-економічних характеристик МП дозволило надзвичайно ефективно використовувати їх у різних пристроях цифрової обробки інформації і керування (як у якості центральних процесорів, так і у периферійних пристроях ЕОМ, у мікрокалькуляторах, у системах керування і регулювання потоковими лініями, верстатами-автоматами, роботами-маніпуляторами, стабілізованими джерелами живлення, у електронних пристроях – телевізорах, радіостанціях, вимірювальних приладах, іграшках і т.п.).

Це підняло на новий рівень ефективність роботи технічних пристроїв і систем.

Завдяки використанню МПП ЕОМ у наш час перетворилися у предмет побутової техніки.

Взагалі МПП немає різниці чим керувати: ракетою, світлофором чи пральною машиною. Але, зазвичай, для конкретних застосувань вибирають з широкої номенклатури МП необхідної інформаційної потужності і будують МПП у відповідному конструктивному та кліматичному виконанні.

Потужність МП визначається його здатністю обробляти дані і оцінюється трьома параметрами: довжиною слова даних (кількість розрядів ШД), довжиною слова пам'яті (кількість розрядів ША – визначає кількість об'єктів, до яких може звертатися МП), швидкістю виконання команд.

8.10.4. Програмовані логічні контроллери

Для створення МПП керування технічними пристроями зручно використовувати програмовані мікроконтроллери, що випускаються промисловістю.

Програмований логічний контроллер (ПЛК) – це програмований пристрій керування з мовою програмування, доступною для неспеціаліста з інформатики.

Раніше контроллерами називали багатопозиційні перемикачі для комутації електричних кіл (наприклад, такі як ті, що застосовуються для керування трамваєм).

Малогабаритні і гнучкі у програмуванні ПЛК спочатку використовувалися для заміни логічних пристроїв керування, виконаних на електромагнітних реле, що займали цілі шафи. Надалі, з появою мікроелектронних ЦАП і АЦП, їх почали застосовувати і для розв'язання задач, пов'язаних з обчисленням та порівнянням аналогових сигналів.

ПЛК монтуються на одній або декількох платах (у вигляді одного або декількох модулів) і доповнюються пристроями програмування і індикації з клавіатурою та цифровим дисплеєм.

Більшу універсальність мають **багатоцільні ПЛК**, що являють собою набір модулів: процесора, ПЗП, ОЗП, ЦАП, АЦП, вводу та виводу даних, підсилення потужності, джерела живлення та ін. З цих модулів

створюється необхідна у конкретному випадку конфігурація ПЛК, для чого необхідний їх набір встановлюється у так звану корзину – конструкцію з основою, на якій розміщено рознімачі для підмикання модулів до системної магістралі і джерела живлення. Підмикання до джерел сигналів та до виконуючих пристроїв об'єкту керування здійснюється окремими кабелями.

Таким чином, багатоплатний ПЛК є універсальним конструктором для створення програмованих пристроїв керування.

Такі ПЛК широко застосовувались доти, доки з розвитком мікросхемотехніки стало можливим усі вузли (до 95-98 % слабкострумкових елементів) контроллера розміщувати у одній ВІС – отримали **одноплатний** ПЛК. Силові елементи і джерело живлення при цьому розміщують на окремих платах.

Одноплатні ПЛК мають значно менші габаритні розміри, ніж багатоплатні, простіші у виготовленні і дешевші. Вони більш надійні, бо не мають корзини з великою кількістю дорогих і малонадійних рознімачів. Але вони не є універсальними. Тому фірми-продукувачі зазвичай випускають набори таких ПЛК із різними можливостями для забезпечення керування типовими для деякої галузі техніки об'єктами.

Виходячи з недоліків чи переваг одно- і багатоплатних ПЛК, у конкретних застосуваннях використовують як одні, так і інші.

На завершення зазначимо, що специфіка роботи з МПП відносить їх скоріш до галузі інформатики, бо у більш-менш серйозних застосуваннях вартість розробки програмного забезпечення складає до 80 % вартості всього пристрою керування. Виходячи з цього, ми обмежились лише наданням загальних понять, особливо у тому, що стосується до питань програмування МПП.

? Контрольні запитання до восьмого розділу

1. Поясніть, що являють собою цифрові мікроелектронні пристрої. Назвіть найвживаніші цифрові мікроелектронні пристрої.
2. Що таке функціонально повна система логічних елементів? Наведіть приклади.
3. Поясніть, як, виходячи з правил де Моргана, можна побудувати елемент АБО-НІ на основі елемента І-НІ.
4. Поясніть, як багатовходовий логічний елемент з інверсією на виході можна використати як інвертор.
5. Поясніть, як можна отримати логічний елемент із кількістю входів, що перевищує кількість входів елемента, обраного за базовий при побудові логічної схеми.
6. Як реалізують складні логічні функції?
7. Що таке дешифратори? Для чого вони призначені?
8. Поясніть різницю між двійковим і двійково-десятковим дешифраторами.
9. Що таке мультиплексор? Наведіть його таблицю істинності і логічну функцію, яку він виконує.
10. Поясніть, для чого призначені, які бувають і на чому можуть бути побудовані лічильники імпульсів.
11. Наведіть схему, умовне позначення і поясніть роботу чотирирозрядного підсумовуючого послідовного двійкового лічильника імпульсів, виконаного на комбінованих RST-тригерах.
12. Поясніть, як із підсумовуючого послідовного двійкового лічильника можна отримати двійково-десятковий. Для чого призначені двійково-десяткові лічильники?
13. Для чого призначені регістри, які вони бувають залежно від способу запису і видачі інформації?
14. Для чого призначені ЦАП і АЦП?

15. Поясніть, як побудовано ЦАП.
16. Наведіть структурну схему і поясніть принцип роботи АЦП, побудованого на основі ЦАП.
17. Поясніть, у чому полягає принцип дії мультівібраторів або одновібраторів, побудованих на логічних елементах чи тригерах.
18. Наведіть приклади побудови імпульсних пристроїв на логічних елементах і тригерах.
19. Поясніть, що являє собою ІМС таймера К1006ВН1 (555) і чому вона знайшла широке застосування при побудові імпульсних пристроїв.
20. Поясніть, що таке мікропроцесор і для чого він призначений.
21. Наведіть структуру процесора і поясніть призначення його вузлів.
22. Наведіть структуру мікропроцесорної системи і поясніть призначення її складових частин.
23. Вкажіть різницю між постійним та оперативним запам'ятовуваними пристроями.
24. Поясніть, що таке системна магістраль і як здійснюється підмикання до неї модулів мікропроцесорної системи.
25. Поясніть, що собою являє інтерфейс.
26. Поясніть, як ініціалізується виконання програми мікропроцесором.
27. Поясніть, у якому вигляді може бути записана програма роботи мікропроцесорного пристрою.
28. Чим, на вашу думку, можна пояснити те, що швидкодія програмованих пристроїв керування принципово менша, ніж у пристроїв із жорсткою логікою?
29. Поясніть, як використовується шістнадцяткова система при запису програм мікропроцесорного пристрою. Як перевести число, записане у шістнадцятковому (двійковому) коді у двійковий (шістнадцятковий) код?

30. У чому полягає робота пристрою керування у реальному масштабі часу?
31. Поясніть, у чому полягає ефективність застосування мікропроцесорних пристроїв у порівнянні з іншими пристроями обробки цифрової інформації.
32. Чим визначається інформаційна потужність мікропроцесора?
33. Що таке програмований логічний контролер? Які види програмованих логічних контролерів Ви знаєте?
34. Як співвідносяться вартості апаратної частини мікропроцесорного пристрою і його програмного забезпечення?

РОЗДІЛ 9

ПЕРЕТВОРЮВАЛЬНІ ПРИСТРОЇ. ВИПРЯМЛЯЧІ

9.1. Загальні відомості та класифікація

Випрямлячі – це електротехнічні пристрої, призначені для перетворення енергії джерела напруги змінного струму в енергію напруги постійного струму.

Склад випрямляча показано на узагальненій структурній схемі, наведеній на рис. 9.1.

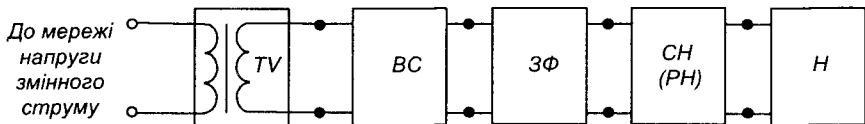


Рис. 9.1 – Структурна схема випрямляча:

TV – трансформатор напруги;

BC – вентильна схема; *ЗФ* – згладжуючий фільтр;

СН (РН) – стабілізатор напруги (регулятор напруги);

Н – навантаження

Як правило, випрямляч підмикається до розподільної мережі напруги змінного струму.

Трансформатор призначений для перетворення величини напруги мережі до значення, необхідного для роботи випрямляча. Він також забезпечує електричну (гальванічну) розв'язку мережі і навантаження.

Вентильна схема перетворює змінну напругу у випрямлену – пульсуючу однополярну. Вона може виконуватись на напівпровідникових ключах.

Згладжуючий фільтр перетворює випрямлену напругу у постійну. Фільтри виконуються на реактивних елементах, що мають властивість

накопичувати електричну енергію: конденсаторах, дроселях. Такі фільтри називаються пасивними.

Для живлення радіоелектронних пристроїв часто використовують активні фільтри, що будуються на транзисторах, операційних підсилювачах та реактивних елементах.

Стабілізатор напруги підтримує напругу на навантаженні на незмінному рівні при змінах напруги мережі або навантаження у заданих межах.

При необхідності регулювання напруги на навантаженні за необхідним законом і у заданих межах використовують **регулятори напруги**. Зазначимо, що стабілізатор також являє собою різновид регулятора, у якого забезпечується автоматичне регулювання за ознакою постійності значення напруги на навантаженні.

Регулятор (стабілізатор) може бути увімкнено і зі сторони змінної напруги (до трансформатора).

Параметри вузлів випрямляча та їх елементів, режими їх роботи повинні бути узгоджені із заданими умовами роботи навантаження. Навантаження також вважають елементом випрямляча, бо зміни його опору в процесі роботи впливають на режим роботи всього пристрою.

Згладжуючий фільтр, стабілізатор (регулятор), а іноді й трансформатор можуть не входити до складу випрямляча, коли у них немає необхідності.

Крім вказаних вузлів, випрямляч може мати вузли і елементи захисту від короткого замикання, перевантаження, зниження напруги мережі та ін. (запобіжник, автоматичний вимикач, електронний пристрій захисту, елементи і вузли індикації наявності і значення напруги і струму, а також вузли діагностики працездатності).

Випрямлячі класифікують за числом фаз – однофазні та багатофазні (останні – найчастіше трифазні). За потужністю випрямлячі бувають малої потужності (до 100 Вт), середньої (до 10 кВт) і великої (понад 10 кВт).

Є некеровані випрямлячі та керовані. Перші будуються на некерованих вентилях – на діодах, другі – на керованих – наприклад, на тиристорах.

За принципом дії випрямлячі поділяються на однотактні та двотактні.

Однотактними називають випрямлячі, у яких по вторинній обмотці трансформатора струм протікає один раз за період напруги мережі і лише у одному напрямку.

Важливим параметром випрямляча є **кратність пульсацій випрямленої напруги m** – відношення частоти пульсацій випрямленої напруги до частоти мережі. У однотактних випрямлячів він відповідає числу фаз мережі.

Двотактними (двопівперіодними) називають випрямлячі, у яких по вторинній обмотці трансформатора струм за період напруги мережі протікає двічі і у різних напрямках. Кратність пульсацій у двотактних випрямлячів дорівнює подвоєному числу фаз.

Робота випрямляча фактично полягає у тому, що навантаження за допомогою ключів так підмикається до джерела енергії напруги змінного струму, щоб за час кожного півперіоду його напруги (позитивного і негативного) струм у навантаженні протікав у одному напрямку. Виходячи з цього, найважливішим вузлом випрямляча є вентильна схема – схема випрямлення.

Найширшого розповсюдження набули схеми випрямлячів, зображені на рис. 9.2 (виходячи з того, що у якості вентилів тут використано діоди – маємо некеровані випрямлячі).

При розрахунку випрямляча відомі параметри навантаження та мережі живлення. Невідомими є параметри елементів вузлів, що до нього входять.

Теорія випрямлячів зводиться до розробки аналітичних виразів, що зв'язують відомі параметри напруги мережі живлення і навантаження з невідомими параметрами, які характеризують роботу вентильної схеми. На підставі цього робиться вибір типу вентилів для конкретної схеми випрямляча та розрахунок його вузлів.

9.2. Експлуатаційні характеристики випрямлячів

1) Основними експлуатаційними характеристиками є середня напруга на навантаженні U_d (див. рис. 9.3) та його середній струм I_d . Опір навантаження становить

$$R_n = \frac{U_d}{I_d},$$

а його потужність

$$P_d = U_d I_d.$$

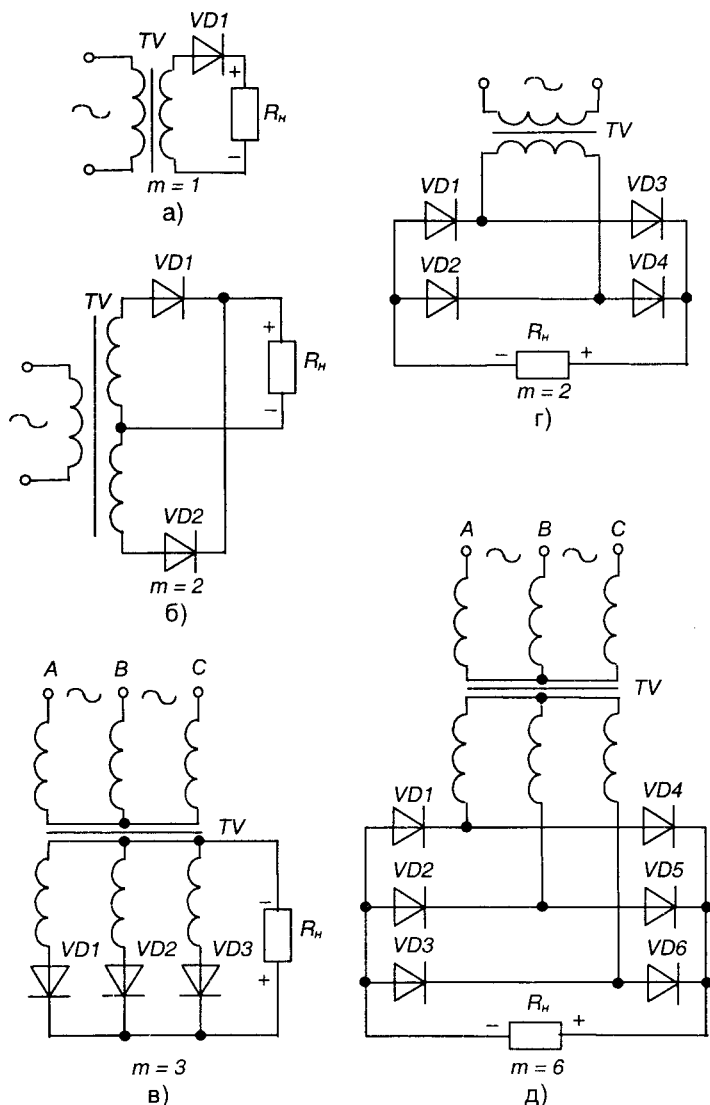


Рис. 9.2 – Випрямлячі: а-в – однокатні (з нульовим виводом); г, д – двокатні (мостові); а) однофазна однопівперіодна; б) однофазна двопівперіодна з нульовим виводом; в) трифазна з нульовим виводом (схема Міткевича); г) однофазна мостова; д) трифазна мостова (схема Ларіонова)

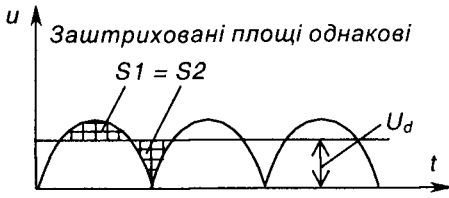


Рис. 9.3 – Ілюстрація середнього значення випрямленої напруги

2) Коефіцієнт пульсацій ви-

$$\text{прямленої напруги } K_n = \frac{U_{m(1)}}{U_d},$$

де $U_{m(1)}$ – амплітудне значення основної гармоніки випрямленої напруги при розвиненні останньої у ряд Фур'є.

3) Зовнішня (навантажувальна) характеристика $U_d = f(I_d)$.

4) Регульовальна характеристика $U_d = f(\alpha)$, де α – кут керування тиристорів (лише для керованих випрямлячів).

5) Середнє значення струму через вентиль I_a .

6) Амплітудне значення струму через вентиль I_{am} .

7) Амплітудне значення зворотної напруги, що прикладається до вентилі U_{em} .

8) Коефіцієнт корисної дії η .

9) Надійність.

Знаючи експлуатаційні характеристики різних схем випрямлячів і вимоги з боку навантаження, обирають конкретну схему. На основі параметрів 5-7 вибирають вентилі.

Розрізняють такі режими роботи випрямлячів:

1) на активне навантаження (R);

2) на активно-індуктивне навантаження (RL);

3) на активно-ємнісне навантаження (RC);

4) на протиелектроушійну силу – проти-е.р.с. (E) – наприклад, коли випрямляч використовують для заряду акумуляторної батареї.

Як видно з рис. 9.2, найпростішим є **однопівперіодний випрямляч**, робота якого полягає у тому, що протягом одного півперіода напруги мережі навантаження підімкнене діодним ключем до вторинної обмотки трансформатора, а протягом другого півперіода відімкнене від неї. Показники якості вихідної напруги та інші у цього випрямляча вкрай низькі. Тому його застосовують дуже рідко.

Більш детально розглянемо схеми інших випрямлячів.

9.3. Робота однофазного двопівперіодного випрямляча з нульовим виводом на активне навантаження

Схема однофазного випрямляча з нульовим виводом зображена на рис. 9.4.

Очевидно, що він являє собою два однопівперіодних випрямлячі, підімкнені до навантаження паралельно. Вторинна обмотка його трансформатора має вивід від її середини – **нульовий вивід** (0). Тобто вона складається з двох півобмоток, кількості витків яких однакові: $w_{21} = w_{22} = w_2$. Тоді напруги, що в них трансформуються, відносно нульової точки також однакові:

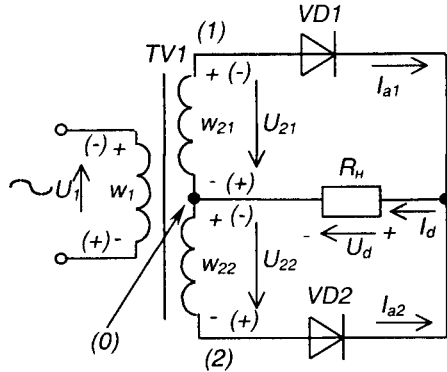


Рис. 9.4 – Однофазний випрямляч з нульовим виводом

$$|u_{21}| = |u_{22}|,$$

але протилежні за фазою.

Коефіцієнт трансформації трансформатора становить $n = w_1 / w_2$, де w_1, w_2 – кількість витків первинної та половини вторинної обмоток відповідно.

Схема працює так.

За позитивної полярності напруги на обмотці w_{21} (на рис. 9.4 вказана без дужок) у провідному стані знаходиться діод $VD1$ і через нього

тече струм $i_{a1} = \frac{u_{21}}{R_n}$ (прямим спадом напруги на діоді нехтуємо – вважаємо його за ідеальний).

На навантаженні з'являється позитивна півхвиля напруги. Діод $VD2$ при цьому закритий зворотною напругою $u_{3\phi} = 2u_2$ ($u_2 = |u_{21}| = |u_{22}|$) – зі схеми видно, що при цьому анодом він підімкнений до точки (2), а катодом через діод $VD1$ (замкнений ключ) до точки (1).

За негативної півхвилі напруги (на рис. 9.4 – у дужках) у провідному стані знаходиться діод $VD2$. Через нього тече струм $i_{a2} = \frac{u_{22}}{R_n}$, діод $VD1$ закритий подвійною зворотною напругою $2U_2$.

Таким чином, за час періоду напруги мережі струм через навантаження протікає у одному напрямку і безперервно. Досягається це в два прийоми (такти), у один з яких навантаження першим діодним ключем підмикається до першої півобмотки трансформатора, у другий – другим діодним ключем до другої півобмотки.

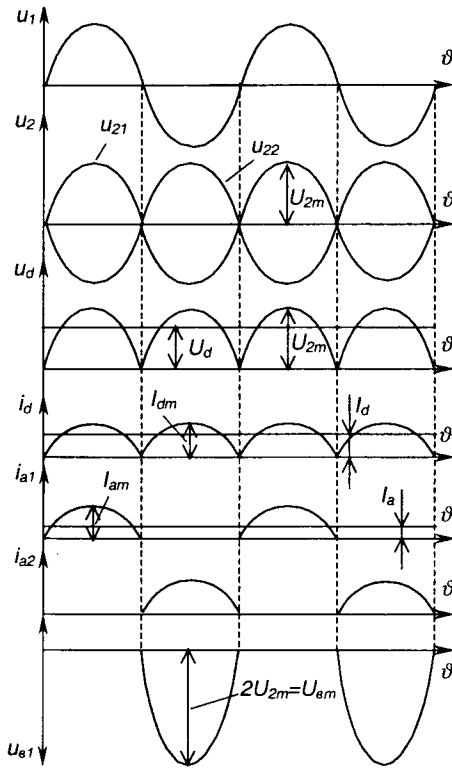


Рис. 9.5 – Часові діаграми роботи однофазного випрямляча з нульовим виводом

Роботу цього випрямляча ілюструють часові діаграми, зображені на рис. 9.5. Зверніть увагу: тут і надалі показані залежності напруг і струмів не власне від часу t , а від кутової величини $\vartheta = \omega t = 2\pi f_m t$. Як побачимо далі, математичні залежності, що описують процеси у випрямлячах, також за аргумент мають ϑ . Це зроблено для того, щоб співвідношення величин були однаковими за будь-якої частоти мережі f_m .

При розрахунку випрямляча вихідними даними є:

$$I_d, U_d, U_1 \text{ (напруга мережі),}$$

$$R_n = \frac{U_d}{I_d}, P_d = U_d I_d, f_m.$$

Треба визначити:

- 1) параметри схеми, необхідні для вибору діодів – I_d, I_{am}, U_{em} ;
- 2) параметри, необхідні для вибору (розрахунку) трансформатора – U_y, I_1 (струм первинної

обмотки), I_2 (струм вторинної обмотки), n , S_T (габаритна потужність трансформатора);

3) параметри, необхідні для розрахунку фільтра.

Зробимо припущення:

1) діод ідеальний: його опір у відкритому стані $R_{np} = 0$, у закритому – $R_{зв} = \infty$;

2) опір обмоток трансформатора дорівнює нулю.

Тоді матимемо такі формули для розрахунку:

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \vartheta d\vartheta = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 = 0,9 U_2; \quad \vartheta = 2\pi f_m t = \omega t; \quad (9.1)$$

$$U_2 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_d = 1,11 U_d; \quad (9.2)$$

$$n = \frac{U_1}{U_2} = \frac{U_1}{1,11 U_d}; \quad (9.3)$$

$$I_a = \frac{I_d}{2}; \quad I_{am} = I_d \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \sqrt{2} = \frac{\pi}{2} I_d = 1,57 I_d; \quad (9.4)$$

$$U_{em} = 2\sqrt{2} \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_d = \pi U_d. \quad (9.5)$$

Знаючи значення I_a , I_{am} та U_{em} , обирають тип діода, параметри якого повинні перевищувати отримані розрахункові.

$$\begin{aligned} I_2 &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} i_2^2 d\vartheta} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \left(I_d \frac{\pi}{2} \right)^2 \sin^2 \vartheta d\vartheta} = \\ &= \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{I_d}{2\sqrt{2}} \pi = I_d \frac{\pi}{4}; \end{aligned} \quad (9.6)$$

$$I_1 = \frac{I_d \frac{\pi}{2\sqrt{2}}}{n} = 1,11 \frac{I_d}{n}. \quad (9.7)$$

Габаритна потужність трансформатора:

$$S_T = \frac{S_1 + S_2}{2}, \quad (9.8)$$

де S_1 – потужність первинної обмотки трансформатора;
 S_2 – потужність вторинної обмотки трансформатора.

$$\begin{aligned} S_1 = I_1 U_1 = 1,11 \frac{I_d}{n} U_1 = 1,11 \frac{I_d}{n} U_2 n = 1,11 I_d 1,11 U_d = 1,23 I_d U_d = \\ = 1,23 P_d; \end{aligned} \quad (9.9)$$

$$S_2 = 2 I_2 U_2 = 2 I_d \frac{\pi}{4} 1,11 U_d = 1,74 I_d U_d = 1,74 P_d; \quad (9.10)$$

$$S_T = \frac{1,23 P_d + 1,74 P_d}{2} = 1,48 P_d = 1,48 I_d U_d. \quad (9.11)$$

Бачимо, що S_T перевищує P_d у півтора рази. Це, в основному, тому, що півобмотки трансформатора працюють не безперервно, а по черзі через кожні півперіоду.

За величинами S_T , I_1 , I_2 , n , U_2 вибирається стандартний трансформатор або розраховується спеціальний.

Коефіцієнт пульсації випрямленої напруги:

$$K_n = \frac{U_{m(1)}}{U_d} = \frac{2}{m^2 - 1} = \frac{2}{3} = 0,67, \quad (9.12)$$

де $U_{m(1)} = \frac{2U_d}{m^2 - 1}$, бо, згідно з розвиненням у ряд Фур'є, амплітуда i -ї гармоніки становить:

$$U_{m(i)} = \frac{2U_d}{(mi)^2 - 1}. \quad (9.13)$$

Знаючи K_n , можна розрахувати згладжуючий фільтр.

9.4. Робота однофазного мостового випрямляча на активне навантаження

Мостовий однофазний випрямляч складається з трансформатора, що має одну вторинну обмотку, та чотирьох випрямних діодів, з'єднаних у мостову схему. Схема випрямляча зображена на рис. 9.6.

Діоди $VD1, VD3$ складають катодну групу, $VD2, VD4$ – анодну (за назвою з'єднаних між собою електродів). При цьому у одну діагональ моста (діагональ постійного струму) увімкнене навантаження, а до другої діагоналі (діагоналі змінного струму) підімкнена вторинна обмотка трансформатора.

У провідному стані завжди знаходяться два діоди – один із анодної і один із катодної груп.

За полярності, вказаної без дужок, це діоди $VD1, VD4$, а діоди $VD2, VD3$ при цьому закриті. За полярності, вказаної у дужках – навпаки. Через навантаження струм завжди тече у одному напрямку.

Часові діаграми роботи випрямляча зображені на рис. 9.7.

Для цієї схеми придатні практично усі розрахункові співвідношення однофазного випрямляча з нульовим виводом за винятком:

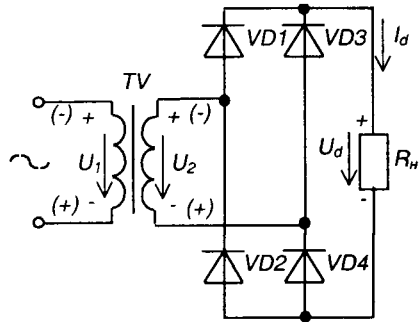


Рис. 9.6 – Однофазний мостовий випрямляч

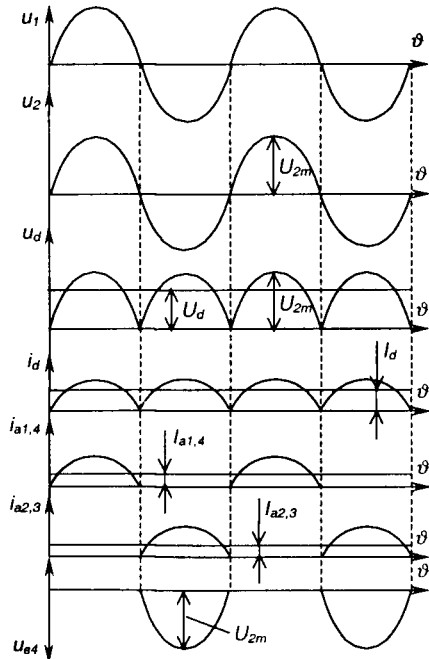


Рис. 9.7 – Часові діаграми роботи однофазного мостового випрямляча

$$\begin{aligned}
 U_{\text{em}} &= \frac{\pi}{2} U_d; \\
 I_2 &= 1,11 I_d; \\
 S_T &= 1,23 P_d.
 \end{aligned}
 \tag{9.14}$$

Аналізуючи схеми обох вищерозглянутих випрямлячів, можна зазначити деякі переваги мостового випрямляча, порівняно з випрямлячем з нульовим виводом. Зокрема те, що за однакових U_d зворотна максимальна напруга на діоді у два рази нижча, краще використовується трансформатор, простіша його конструкція.

Недоліком мостової схеми є подвійна кількість випрямних діодів, що, як правило, несуттєво завдяки незначним габаритам діодів та їх відносно низькій вартості.

Тільки при випрямленні малих напруг (до 10 В) важливим є те, що у мостовій схемі струм завжди протікає через два діоди, а у схемі з нульовим виводом через один. Тому тут падіння на ключах (до одного вольт на одному діоді) у два рази менше: маємо більший к.к.д.

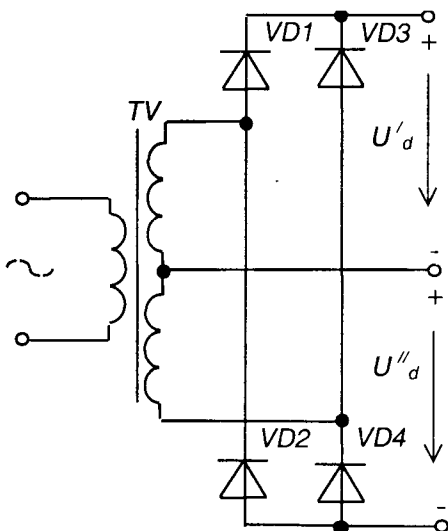


Рис. 9.8 – Двополярний випрямляч

Часто, наприклад, для живлення операційних підсилювачів необхідно мати два джерела напруги рівної за значенням, але з протилежною полярністю. У цьому випадку доцільно використовувати випрямну схему, зображену на рис. 9.8 – двополярний випрямляч. Він являє собою два однофазних випрямляча з нульовим виводом, вихідні напруги яких увімкнено послідовно ($VD1, VD3$ – діоди одного випрямляча, а $VD2, VD4$ – другого).

Якщо у схемі мостового випрямляча (див. рис. 9.6) замінити діоди $VD3$ і $VD4$ на конденсатори, як це показано на рис. 9.9, отримаємо подвоювач напруги.

З рисунку видно, що при різних полярностях напруги на вторинній обмотці трансформатора маємо два шляхи протікання струмів: один із них (I_{C1}) заряджає конденсатор C_1 , а другий (I_{C2}) – конденсатор C_2 . Оскільки вихідна напруга U_d знімається з послідовно увімкнених конденсаторів, то маємо (для режиму холостого ходу):

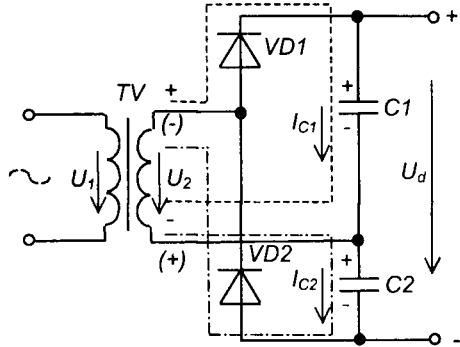


Рис. 9.9 – Подвоювач напруги

$$U_d = U_{C1} + U_{C2} = 2U_{2m} = 2\sqrt{2} U_2 \quad (9.15)$$

Значимо, що схеми, де половину елементів складають вентиля, а половину інші елементи, називають півмостовими.

9.5. Трифазні випрямлячі

Для живлення навантажень середньої і великої потужності використовують **трифазні випрямні схеми**, що мають порівняно з однофазними ряд переваг:

- краще використовуються вентиля за струмом;
- суттєво нижчий коефіцієнт пульсацій;
- ефективне використання габаритної потужності трансформатора;
- більш ефективне використання згладжуючих фільтрів.

До мережі трифазні випрямлячі підмикаються через трифазні трансформатори, обмотки яких вмикаються зіркою або трикутником.

Найрозповсюдженішими є такі два типи схем трифазних випрямлячів:

- однопівперіодна з нульовим виводом (схема Міткевича);
- двопівперіодна мостова (схема Ларіонова).

9.5.1. Схема Міткевича

Однопівперіодна трифазна схема з нульовим виводом (схема Міткевича) зображена на рис. 9.10.

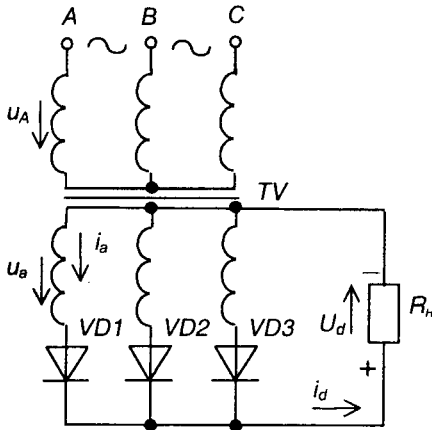


Рис. 9.10 – Трифазна схема з нульовим виводом (схема Міткєвича)

Ця схема складається із трифазного трансформатора TV , випрямних діодів $VD1$ - $VD3$ та навантаження R_n , що вмикається між спільним виводом вторинних обмоток трансформатора (нульовим виводом) та спільною точкою з'єднання випрямних діодів. Фактично ця схема являє собою три однофазних однопівперіодних випрямляча, увімкнених паралельно. Тому первинні обмотки трансформатора можуть з'єднуватися як зіркою, так і трикутником (забезпечуючи, наприклад, підми-

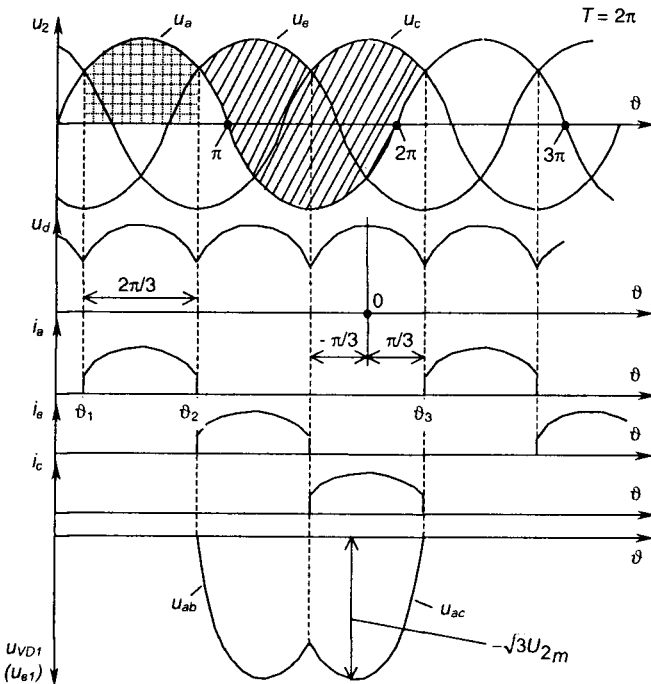


Рис. 9.11 – Часові діаграми роботи схеми Міткєвича

кання до мережі з фазною напругою 220 чи 127 вольт), а вторинні – лише зіркою.

Випрямні діоди працюють по черзі. За період напруги живлення кожен діод знаходиться у провідному стані третину періоду, причому проводить той діод, до анода якого у даний момент прикладена найбільш позитивна фазна напруга.

Роботу схеми Міткевича ілюструють часові діаграми, наведені на рис. 9.11.

Як впливає із діаграм, наприклад, на інтервалі $\vartheta_1 - \vartheta_2$ найбільш позитивна напруга є на вторинній обмотці трансформатора фази a , тому у провідному стані тут знаходиться діод $VD1$. Зате на інтервалі $\vartheta_2 - \vartheta_3$ він закритий лінійною напругою u_{ab} або u_{ac} (даний інтервал відповідає заштрихованій скісними лініями ділянці діаграми u_2): анод має потенціал фази u_a , а катод – потенціал фази, що знаходиться у провідному стані – u_b або u_c .

Виведемо основні розрахункові співвідношення для схеми Міткевича, для чого розглянемо діаграму напруги на навантаженні u_d на інтервалі $(-\pi/3) \div 0 \div (\pi/3)$.

$$U_d = \frac{1}{2\pi/3} \int_{-\pi/3}^{+\pi/3} \sqrt{2} U_{2\phi} \cos \vartheta d\vartheta = \frac{3\sqrt{2}}{2\pi} U_2 \sqrt{3} = 1,17 U_{2\phi}, \quad (9.16)$$

де $U_{2\phi}$ – фазна напруга вторинної обмотки трансформатора.

$$\text{Тоді} \quad U_{2\phi} = 0,85 U_d. \quad (9.17)$$

Максимальна напруга на діоді:

$$U_{sm} = \sqrt{2} \sqrt{3} U_{2\phi} = 2,45 U_{2\phi}. \quad (9.18)$$

Середнє значення струму через діод:

$$I_a = \frac{I_d}{3}. \quad (9.19)$$

Коефіцієнт трансформації трансформатора:

$$n = \frac{U_{1\phi}}{U_{2\phi}} = \frac{U_{1\phi}}{0,85 U_d}, \quad (9.20)$$

де $U_{1\phi}$ – фазна напруга первинної обмотки трансформатора.

Коефіцієнт пульсації випрямленої напруги (при $m=3$):

$$K_n = \frac{2}{m^2 - 1} = 0,25. \quad (9.21)$$

Частота пульсації випрямленої напруги у три рази перевищує частоту мережі.

Недоліком цієї схеми є наявність постійного підмагнічування магнітопроводу трансформатора, зумовленого тим, що, як і у будь-якої однофазної схеми, вторинною обмоткою трансформатора струм за період проходить лише один раз і у одному напрямку, тобто цей струм має постійну складову. Це вимагає використання трансформатора із підвищеним перерізом магнітопроводу (підвищеної встановленої потужності):

$$S_T = 1,48P_d. \quad (9.22)$$

9.5.2. Схема Ларіонова

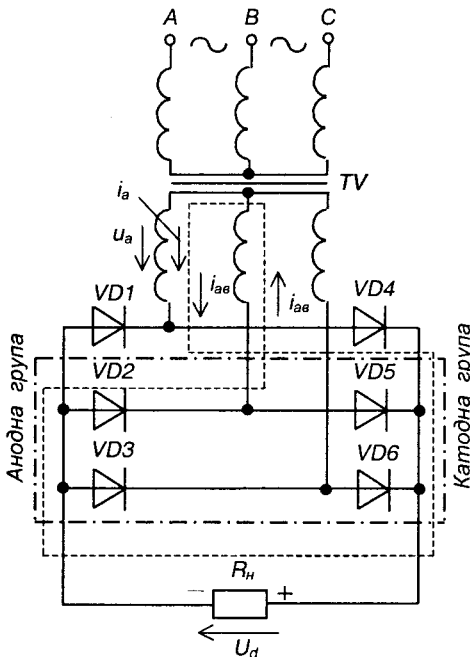


Рис. 9.12 – Трифазна мостова схема (схема Ларіонова)

Навантаження вмикається між спільними точками анодної і катодної груп діодів. Можна виділити три однофазних мости, підімкнених до лінійних (у даному разі) вторинних напруг і паралельно до навантаження. Один із таких мостів на схемі обведено штрихпунктирною лінією.

Трифазна мостова (двофазна) схема (схема Ларіонова) зображена на рис. 9.12. У цій схемі і первинна, і вторинна обмотки трансформатора можуть вмикатися як зіркою, так і трикутником. Можливість вмикання вторинної обмотки двома способами забезпечує можливість отримання двох різних вихідних напруг випрямляча, значення яких відрізняються у $\sqrt{3}$ раз.

Надалі будемо розглядати схему при вмиканні вторинних обмоток у зірку.

Тут шість випрямних діодів, увімкнених у трифазну мостову схему, утворюють дві групи: анодну – $VD1, VD2, VD3$ та катодну – $VD4, VD5, VD6$.

У провідному стані завжди знаходяться два діоди: один з анодної групи і один з катодної. Причому струм у схемі протікає від фази із найбільш позитивною на даний момент напругою до фази із найбільш негативною напругою, як, наприклад, струм $i_{a\theta}$ у момент часу, що відповідає ϑ_1 , показаний на часових діаграмах, які ілюструють роботу схеми і наведені на рис. 9.13. На діаграмі u_d також вказано проміжки, на яких у провідному стані знаходяться відповідні діоди.

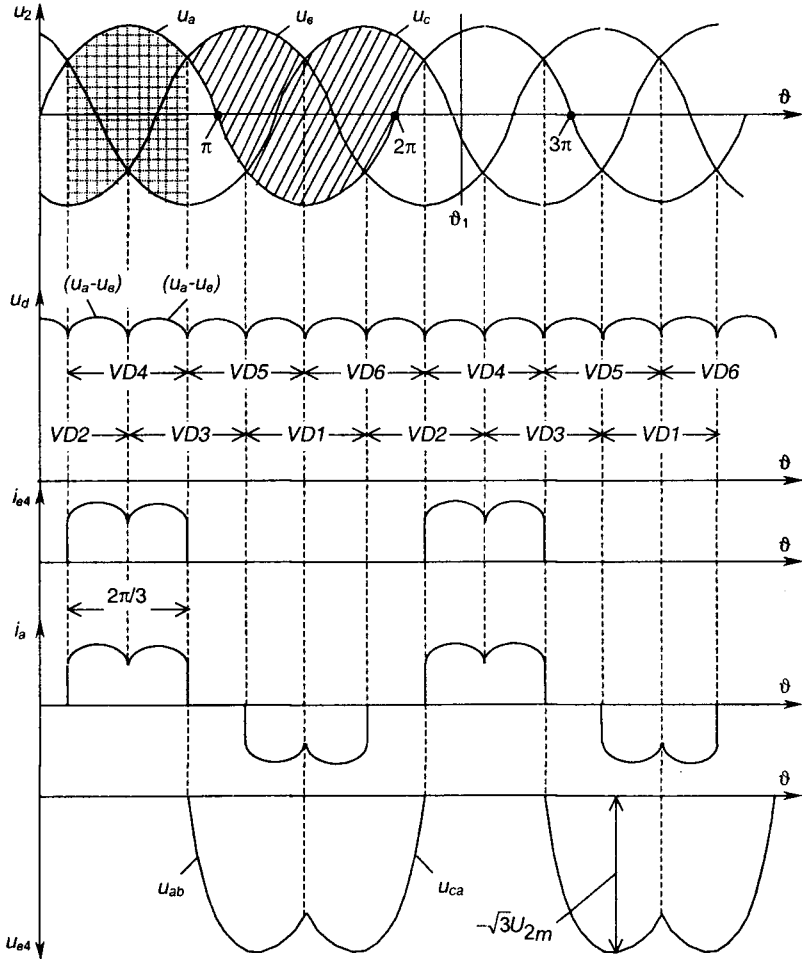


Рис. 9.13 – Часові діаграми роботи схеми Ларіонова

Час протікання струму через кожен із діодів відповідає $2\pi/3$.
 Струм навантаження у даній схемі викликаний лінійною напругою.
 Основні розрахункові співвідношення можна отримати із часової діаграми випрямленої напруги, наведеної на рис. 9.14.

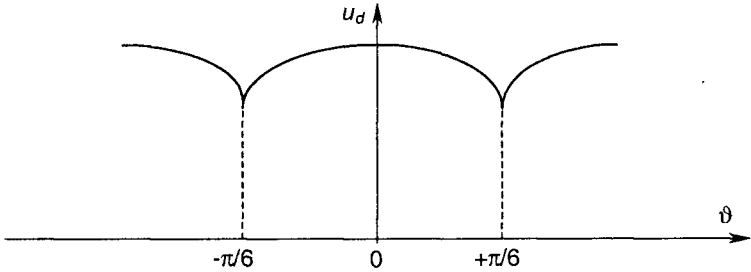


Рис. 9.14 – Розрахункова часова діаграма випрямленої напруги схеми Ларіонова

$$U_d = \frac{1}{2\pi/6} \int_{-\pi/6}^{+\pi/6} \sqrt{3}\sqrt{2}U_{2\phi} \cos \vartheta d\vartheta = 2,34U_{2\phi}; \quad (9.23)$$

$$U_{2\phi} = 0,425U_d; \quad (9.24)$$

$$U_{em} = \sqrt{3}\sqrt{2}U_{2\phi}; \quad (9.25)$$

$$I_a = \frac{I_d}{3}; \quad (9.26)$$

$$K_n = \frac{2}{m^2 - 1} = \frac{2}{35} \approx 0,057 \text{ (для } m = 6\text{)}. \quad (9.27)$$

Частота пульсації випрямленої напруги перевищує частоту мережі у шість разів.

Встановлена потужність трансформатора:

$$S_T = 1,05P_d. \quad (9.28)$$

У цій схемі відсутнє підмагнічування магнітопроводу, оскільки у вторинному колі кожної обмотки трансформатора за період напруги мережі струм протікає двічі, причому у різних напрямках (див. діаграму i_a на рис. 9.13).

Схема Ларіонова у порівнянні зі схемою Міткевича має такі переваги:

1) за рівних фазних напруг середнє значення випрямленої напруги у два рази вище (потрібно задавати меншу кількість витків вторинних обмоток трансформатора);

2) більш низький коефіцієнт пульсацій (менш ніж 6%), що часто дозволяє використовувати схему Ларіонова без фільтра;

3) краще використання трансформатора за потужністю за рахунок відсутності підмагнічування осердя.

Щоправда, кількість діодів у схемі Ларіонова у два рази більша, але, як було зазначено раніше, на даний час це несуттєво (за винятком випрямлення малих за значенням напруг), оскільки вартість діодів невелика порівняно з вартістю трансформатора, який у схемі Міткевича повинен бути приблизно на 40% потужнішим.

9.6. Згладжуючі фільтри

9.6.1. Основні поняття про фільтри

Згладжуючі фільтри використовуються для зниження рівня пульсації випрямленої напруги до такого, що забезпечує нормальну роботу навантаження.

Найширше використання мають пасивні згладжуючі фільтри, що будуються на реактивних елементах, які мають властивість накопичувати електричну енергію – дроселях і конденсаторах. Кількість накопиченої

енергії відповідно становить $W_L = \frac{LI^2}{2}$; $W_C = \frac{CU^2}{2}$.

Індуктивний фільтр – це дросель, що вмикається послідовно з навантаженням. Фактично, разом із навантаженням він являє собою частотно-залежний дільник напруги. Ефект фільтрації наявний тоді, коли опір дроселя ωL змінній складовій пульсуючого струму з найнижчою частотою значно перевищує активний опір навантаження R_n . Тоді вся постійна напруга прикладається до R_n (падіння напруги на ідеальному дроселі відсутнє), а змінні складові діляться між R_n і ωL .

Ємнісний фільтр – це конденсатор, що вмикається паралельно навантаженню. За умови, що опір конденсатора $1/\omega C$ для складової пульсуючого струму з найнижчою частотою значно менший опору навантаження R_n , забезпечується шунтування навантаження за змінним

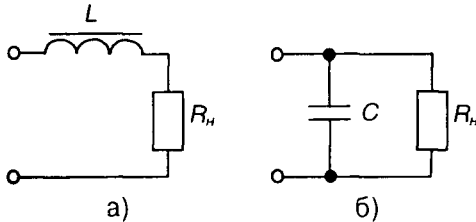


Рис. 9.15 – Індуктивний (а) та ємнісний (б) фільтри

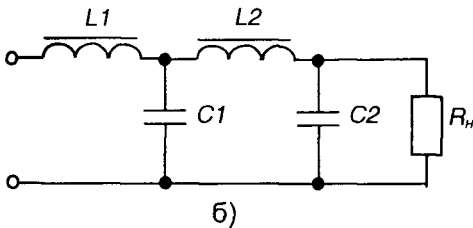
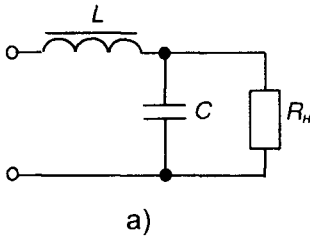


Рис. 9.16 – Г-подібні LC-фільтри: одноланковий (а) і дволанковий (б)

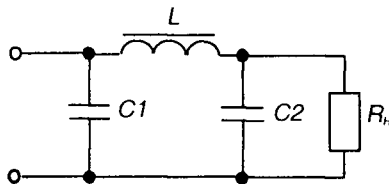


Рис. 9.17 – П-подібний LC-фільтр

струмом: постійний струм увесь протікає через R_n (конденсатор постійного струму не проводить), а змінні складові розподіляються між R_n і $1/\omega C$.

Схеми цих фільтрів зображені на рис. 9.15.

Поряд із простими фільтрами використовуються складні, що являють собою сполучення певним чином увімкнених дроселів та конденсаторів.

Найширшого використання набули Г-подібні LC-фільтри (одноланкові або багатоланкові), зображені на рис. 9.16.

На рис. 9.17 зображена схема П-подібного LC-фільтра.

Фільтри, показані на рис. 9.15, б та рис. 9.17 мають ємнісні входи, решта – індуктивні.

Ефективність роботи фільтра визначається коефіцієнтом згладжування:

$$K_{32} = \frac{K_{\text{вх}}}{K_{\text{вих}}}, \quad (9.29)$$

що показує, наскільки зменшується пульсація на виході фільтра $K_{\text{вих}}$ відносно пульсації на його вході $K_{\text{вх}}$.

Існують також **резонансні фільтри**. Схема одного з таких фільтрів, так званого **“фільтра-пробки”**, наведена на рис. 9.18.

Тут послідовно з навантаженням увімкнено LC -контур, резонансна частота якого:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_\phi C_\phi}} \quad (9.30)$$

Як правило, $\omega_0 = \omega_m = 2\pi f_m$. Опір контуру на цій частоті теоретично нескінченний, тому напруга з цією частотою до навантаження не доходить.

Якщо паралельно до R_n підімкнути послідовний резонансний контур, опір якого на резонансній частоті теоретично нескінченно малий, отримаємо **“фільтр-дірку”**, що шунтує навантаження для складової з частотою ω_0 .

Роботу фільтрів з індуктивними входами розглянемо на прикладах випрямлячів, що працюють на активно-індуктивне навантаження, а фільтрів з ємнісними входами – на прикладах випрямлячів, що працюють на активно-ємнісне навантаження, оскільки вид входу фільтра визначає характер навантаження випрямляча (вентильної схеми) – відповідно активно-індуктивне чи активно-ємнісне.

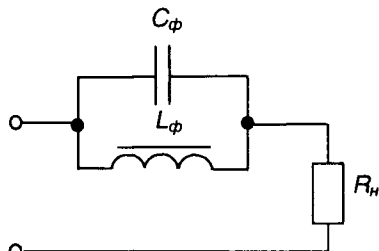


Рис. 9.18 – Резонансний “фільтр-пробка”

9.6.2. Робота однофазних двопівперіодних випрямлячів на активно-ємнісне навантаження

Навантаження випрямлячів має активно-ємнісний характер при використанні згладжуючих фільтрів з ємнісним входом. Робота випрямляча у цьому випадку має специфічний характер: він працює на протиелектрорушійну силу (проти-е.р.с.). Схема випрямляча зображена на рис. 9.19.

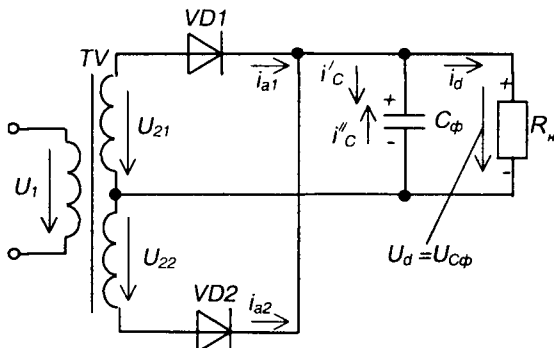


Рис. 9.19 – Однофазний двопівперіодний випрямляч з активно-ємнісним навантаженням

Тут завдяки ємнісному фільтру напруга на навантаженні R_n має зглажений характер, а заряджений конденсатор C_ϕ виступає як джерело проти-е.р.с.

У результаті цього діоди $VD1$ або $VD2$ знаходяться у провідному стані лише тоді, коли $u_2 > u_{C\phi}$.

На рис. 9.20 наведені часові діаграми роботи випрямляча.

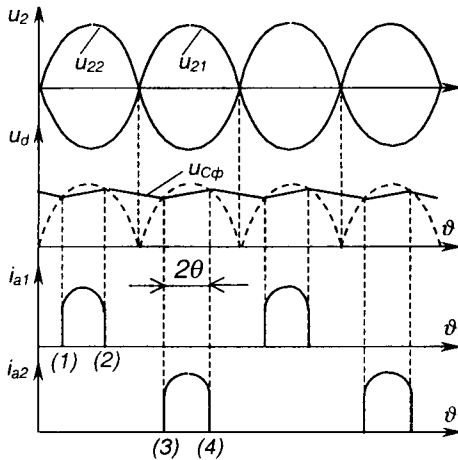


Рис. 9.20 – Часові діаграми роботи випрямляча з активно-ємнісним навантаженням

На інтервалі (1)-(2) $u_{21} > u_{C\phi}$, у провідному стані знаходиться діод $VD1$, через нього тече струм i_{a1} , частина якого також заряджає C_ϕ і т.д.

Внаслідок такої роботи ємності C_ϕ напруга на навантаженні згладжується, що видно із часової діаграми $u_{C\phi} = u_d$. Чим більша ємність C_ϕ , тим більший ефект згладжування напруги u_d .

Половина кута, протягом якого діод знаходиться у провідному стані, називається кутом відтинання θ .

Основні співвідношення для зазначеної схеми:

$$K_n = \frac{1}{\omega\tau}; \quad \tau = R_n C_n; \quad (9.32)$$

$$\tau = (5 \div 10) \frac{1}{f_c}; \quad f_c = m f_m; \quad (9.33)$$

На інтервалі (1)-(2) напруга u_{21} перевищує $u_{C\phi}$ і діод $VD1$ знаходиться у провідному стані, струм через нього:

$$i_{a1} = \frac{u_{21} - u_{C\phi}}{R_\Sigma}, \quad (9.31)$$

де R_Σ – внутрішній опір випрямляча.

Струмом $i'_{C\phi}$ що є частиною струму i_{a1} , заряджається C_ϕ (інша частина i_{a1} є струмом i_d , який тече через навантаження).

На інтервалі (2)-(3) вторинна напруга нижча за напругу на конденсаторі ($u_{22} < u_{C\phi}$), діоди

закриті і C_ϕ розряджається струмом $i''_{C\phi}$ через навантаження.

$$\omega = 2\pi f_c; \quad (9.34)$$

$$u_{21} = U_{21m} \cos \theta. \quad (9.35)$$

Під час заряду конденсатора, коли $(-\theta \leq \vartheta < \theta)$,

$$U_{c\phi} = U_d = U_{21m} \cos \theta.$$

Струм навантаження (його середнє значення) становить:

$$I_d = \frac{2}{2\pi} \int_{-\theta}^{+\theta} \frac{U_{21m}}{R_\Sigma} (\cos \vartheta - \cos \theta) d\vartheta = \frac{2U_{21m}}{\pi R_\Sigma} (\sin \theta - \theta \cos \theta). \quad (9.36)$$

Оскільки
$$U_{21m} = \frac{U_d}{\cos \theta},$$

то
$$I_d = \frac{2U_d}{\pi R_\Sigma} (\operatorname{tg} \theta - \theta) = \frac{2U_d}{\pi R_\Sigma} A(\theta), \quad (9.37)$$

де величина $A(\theta)$ є функцією кута відтину і її можна визначити з виразу:

$$A(\theta) = \frac{\pi R_\Sigma}{2} \frac{I_d}{U_d} = \frac{\pi R_\Sigma}{2 R_n}. \quad (9.38)$$

Опір R_n відомий, а R_Σ вибирається орієнтовно, залежно від потужності трансформатора та типу вентилів випрямляча.

Знайшовши значення $A(\theta)$, визначають **кут відтинання** θ з виразу:

$$A(\theta) = \operatorname{tg} \theta - \theta. \quad (9.39)$$

Усі основні електричні параметри схеми можна виразити як функцію кута відтину або $A(\theta)$.

Так, максимальний струм вентиля:

$$I_{am} = \frac{I_d}{2} F(\theta), \quad (9.40)$$

де
$$F(\theta) = \frac{\pi(1 - \cos \theta)}{\sin \theta - \theta \cos \theta} - \quad (9.41)$$

коефіцієнт максимального струму.

Діюче значення струму вторинної обмотки трансформатора:

$$I_{21} = 0,707I_d D(\theta), \quad (9.42)$$

де
$$D(\theta) = \frac{\sqrt{\pi[\theta(1 + 0,5 \cos 2\theta) - 0,75 \sin 2\theta]}}{\sin \theta - \theta \cos \theta} - \quad (9.43)$$

коефіцієнт форми струму (показує, наскільки форма даної кривої відрізняється від прямокутної).

Діюче значення е.р.с. вторинної обмотки:

$$U_2 = U_d B(\theta), \quad (9.44)$$

де
$$B(\theta) = \sqrt{2} \frac{1}{2 \cos \theta} - \quad (9.45)$$

коефіцієнт фазної е.р.с.

Зазвичай, функції $F(\theta)$, $D(\theta)$ і $B(\theta)$ залежно від $A(\theta)$ подають у вигляді графіків, що значно спрощує розрахунок випрямляча із активномісним навантаженням.

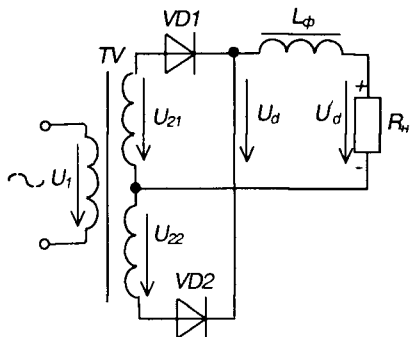
Повна потужність вторинної обмотки трансформатора:

$$S_2 = m_2 U_2 I_2 = 0,707 U_d I_d B(\theta) D(\theta). \quad (9.46)$$

9.6.3. Робота однофазних двопівперіодних випрямлячів на активно-індуктивне навантаження

Як було зазначено вище, використання фільтрів з індуктивним входом призводить до того, що навантаження випрямляча має активно-індуктивний характер. Такий же характер носить навантаження при підмиканні до випрямляча обмоток збудження електричних машин, катушок контакторів, реле і т. п.

Вмикання у коло випрямляча індуктивності призводить до того, що при переході випрямленої напруги через нуль струм у колі не дорівнює нулю, а визначається магнітною енергією, що була накопичена індуктивністю. Внаслідок цього струм у навантаженні має згладжений характер.



$$\omega_{(1)}L_{\phi} \gg R_n; \omega_{(1)} = 2\pi f_m m;$$

$$(m = 2); R_{\phi} \rightarrow 0; U_d = U'_d.$$

Рис. 9.21 – Однофазний випрямляч з активно-індуктивним навантаженням

На рис. 9.21 зображено схему однофазного випрямляча з нульовим виводом, що працює на активно-індуктивне навантаження, а на рис. 9.22 – часові діаграми його роботи. Розрахунок параметрів схеми, як і раніше, ведеться за припущень, що діод ідеальний, а провідники не мають опору.

Вихідні дані: U_1, f_m, U_d, I_d, R_n .

Розрахункові параметри:

$U_2, n, I_a, I_{am}, U_{am}, I_1, I_2, S_T, K_n$.

Розрахунок ведеться за такими виразами:

$$R_{\phi} \approx 0; \tag{9.47}$$

$$\omega_{(1)}L_{\phi} \gg R_n; \tag{9.48}$$

$$U_d = U'_d = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} U_2 \sqrt{2} \sin \vartheta d\vartheta = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2; \tag{9.49}$$

$$U_2 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_d = 1,11 U_d; \tag{9.50}$$

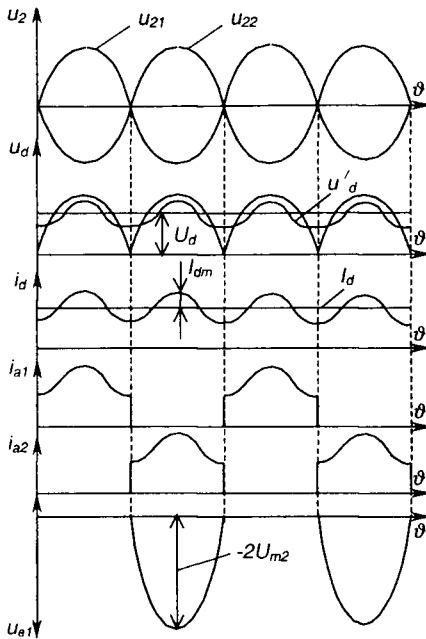


Рис. 9.22 – Часові діаграми роботи однофазного випрямляча з активно-індуктивним навантаженням

$$n = \frac{U_1}{U_2} = \frac{U_1}{1,11U_d}; \quad (9.51)$$

$$I_a = \frac{I_d}{2}; \quad (9.52)$$

$$I_{am} \approx I_d; \quad (9.53)$$

$$U_{em} = 2U_2\sqrt{2} = U_d\pi. \quad (9.54)$$

За одержаними з (9.53) і (9.54) значеннями вибирають тип вентилів.

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_d^2 d\vartheta} = \frac{I_d}{\sqrt{2}}; \quad (9.55)$$

$$I_1 = \frac{I_d}{n}; \quad (9.56)$$

$$S_T = \frac{S_1 + S_2}{2}; \quad (9.57)$$

$$S_1 = U_1 I_1 = 1,11U_d I_d; \quad (9.58)$$

$$S_2 = 2U_2 I_2 = \frac{2}{\sqrt{2}} 1,11U_d I_d = 1,57U_d I_d; \quad S_T = 1,34U_d I_d. \quad (9.59)$$

Оскільки форма напруги на вході фільтра у мостового однофазного випрямляча та випрямляча з нульовим виводом однакова, основні формули придатні для обох випрямлячів, за винятком декількох.

Так, для мостової схеми:

$$U_{em} = \frac{\pi}{2} U_d; \quad I_2 = I_d; \quad S_T = 1,11U_d I_d. \quad (9.60)$$

Коефіцієнт згладжування фільтра:

$$K_{32} = \frac{K_{нах}}{K_{неух}}; \quad K_{нах} = \frac{U_{m(1)}}{U_d}; \quad K_{неух} = \frac{U'_{m(1)}}{U'_d}. \quad (9.61)$$

$$\text{Для } R_\phi = 0 \quad U_d = U'_d.$$

Коефіцієнт фільтрації K_ϕ :

$$K_\phi = \frac{U_{m(1)}}{U'_{m(1)}}, \tag{9.62}$$

де $U_{m(1)}$ – амплітуда першої (основної) гармоніки.

$$U_{m(1)} = I_{m(1)} \sqrt{R_n^2 + (\omega_{(1)} L_\phi)^2}; \quad U'_{m(1)} = I_{m(1)} R_n; \tag{9.63}$$

$$K_{32} = K_\phi = \frac{\sqrt{R_n^2 + (\omega_{(1)} L_\phi)^2}}{R_n}. \tag{9.64}$$

Оскільки $\omega_{(1)} L_\phi \gg R_n$, то

$$K_{32} \approx \frac{\omega_{(1)} L_\phi}{R_n}. \tag{9.65}$$

Індуктивний фільтр ефективно працює лише за умови малого опору навантаження. При значних R_n ефективність його роботи знижується. Підвищити вплив індуктивності дроселя на згладжування випрямленої напруги можна, увімкнувши конденсатор великої ємності паралельно навантаженню, як це показано на рис. 9.23. При цьому зменшується опір навантаження фільтра для змінних складових і тоді маємо:

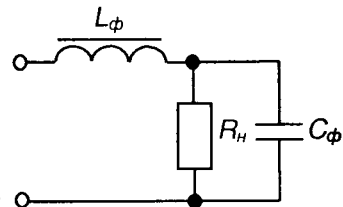


Рис. 9.23 – Ілюстрація підвищення ефективності індуктивного фільтра

$$\frac{1}{\omega_{(1)} C_\phi} \ll R_n; R_\phi = 0; K_{32} = \frac{U_{m(1)}}{U'_{m(1)}}; \tag{9.66}$$

$$U_{m(1)} = I_{m(1)} X_{екв} = I_{m(1)} \left(\omega_{(1)} L_\phi - \frac{1}{\omega_{(1)} C_\phi} \right); \tag{9.67}$$

$$U'_{m(1)} = I_{m(1)} \frac{1}{\omega_{(1)} C_\phi}; \tag{9.68}$$

$$K_{32} = \left(\omega_{(1)} L_\phi - \frac{1}{\omega_{(1)} C_\phi} \right) \omega_{(1)} C_\phi = \omega_{(1)}^2 L_\phi C_\phi - 1; \tag{9.69}$$

$$L_{\phi} C_{\phi} = \frac{K_{3z} + 1}{\omega_{(1)}^2}. \quad (9.70)$$

Якщо

$$\omega_{(1)} L_{\phi} = (5 \div 10) R_n; \quad \frac{1}{\omega_{(1)} C_{\phi}} = (0,1 \div 0,2) R_n, \quad \text{то } K_{3z} \leq 100.$$

При необхідності отримання $K_{3z} > 100$, використовують багатоланкові Г-подібні LC-фільтри. Тоді коефіцієнт згладжування:

$$K_{3z} = K_{3z1} K_{3z2} \dots K_{3zn}. \quad (9.71)$$

9.6.4. Деякі особливості роботи фільтрів

Ємнісний фільтр відзначається своєю простотою і дешевизною. Проте у нього, як наслідок переривчастості струму заряду конденсатора, присутнє імпульсне перевантаження за струмом вентилів і обмоток трансформатора у робочому режимі випрямляча (іноді такий вид навантаження трансформатора називають навантаженням *VDCR*-типу). Крім того, переривчасте споживання струму з мережі живлення вносить в неї додаткові гармонійні складові, що вимагає установки додаткових вхідних фільтрів, які повинні забезпечувати умови **електромагнітної сумісності споживачів** (виключати взаємні завади). Тому ємнісні фільтри використовують тільки за малої потужності навантаження випрямляча.

Індуктивний фільтр, хоча він і більш громіздкий та дорогий, забезпечує безперервність струму, споживаного з мережі, що автоматично виконує умови електромагнітної сумісності споживачів. Тому в потужних випрямлячах використовують саме індуктивні фільтри.

Але у таких режимах роботи випрямляча, коли навантаження різко змінює свій опір, наприклад, якщо воно чи значна його частина повністю вмикається або вимикається, індуктивність фільтра спричиняє перехідні процеси, що супроводжуються різкими змінами значень напруги на навантаженні. Це відбувається тому, що, як відомо, згідно з першим законом комутації, струм у індуктивності не може змінюватися стрибкоподібно. У результаті, при вмиканні навантаження виникає провал напруги на час, доки дросель не накопичить енергію, а при вимиканні –

викид напруги на час, доки дросель не витратить накопичену енергію, бо у обох випадках він намагається підтримувати незмінним значення струму, що було до комутації. Наслідком різких змін напруги можуть бути збої у режимах роботи навантаження і навіть вихід його з ладу через перенапругу.

Запобігти зазначеним явищам дозволяє застосування Г-подібного фільтра. Крім, як вже зазначалося, підвищення ефективності фільтра в цілому, наявність конденсатора веде також і до зменшення величини провалів і викидів напруги на виході фільтра, бо, згідно з другим законом комутації, напруга на конденсаторі (а значить, і на підімкненому паралельно до нього навантаженні) не може змінюватися стрибкоподібно.

Роботу фільтра за перехідних режимів ілюструє рис. 9.24, де на часовій діаграмі суцільною лінією показано напругу на навантаженні при індуктивному фільтрі, а штриховою – при Г-подібному.

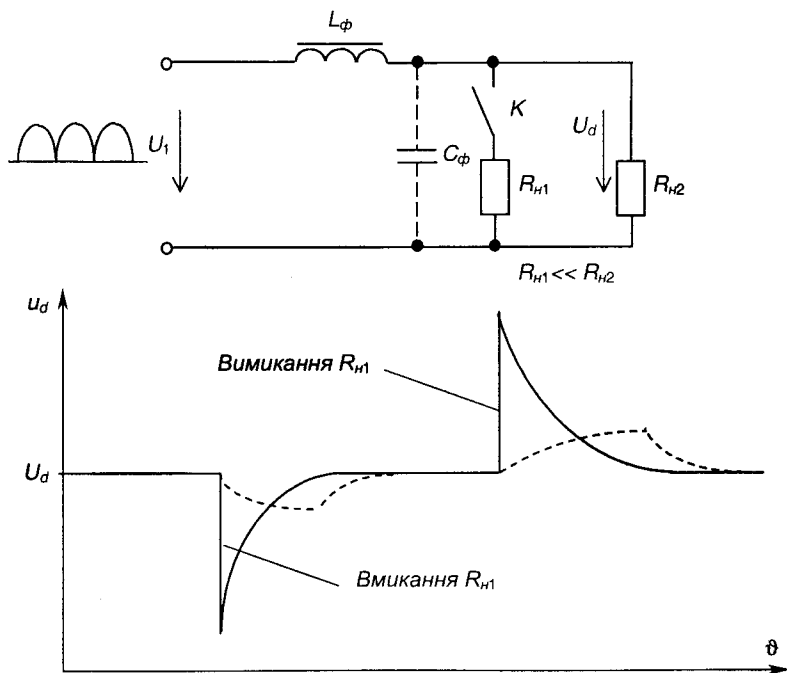


Рис. 9.24 – Робота фільтрів у перехідних режимах

9.7. Зовнішні характеристики випрямлячів

При попередньому розгляді роботи випрямних схем та їх основних розрахункових співвідношень ми вважали за ідеальні випрямні діоди, трансформатор і провідники, що з'єднують елементи випрямляча, а тому нехтували їхнім опором. Реально цей опір впливає на роботу пристроїв і його необхідно враховувати.

Реальну залежність напруги на навантаженні від його струму показує зовнішня характеристика випрямляча:

$$U_d = U_{do} - I_d (R_a + R_L + R_{np} + R') \quad (9.72)$$

де U_{do} – середнє значення напруги на виході випрямляча при холостому ході (при вимкненому навантаженні);

I_d – середнє значення струму навантаження;

R_a – приведений до вторинного кола активний опір обмоток трансформатора;

R_L – активний опір дроселя фільтра;

R_{np} – активний опір з'єднуючих провідників;

R' – опір діодів у провідному стані.

Зовнішні характеристики випрямлячів зображені на рис. 9.25.

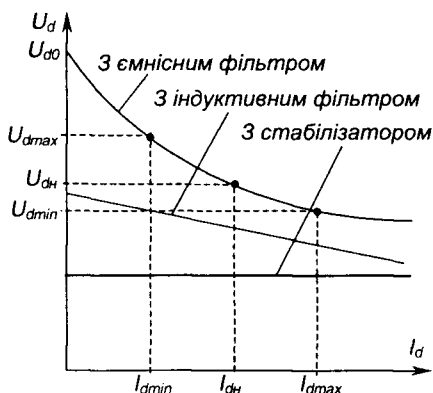


Рис. 9.25 – Зовнішні характеристики випрямлячів

За зовнішньою характеристикою, знаючи допустиме відхилення напруги на навантаженні від номінальної величини U_{dn} , можна знайти мінімальне та максимальне значення допустимого струму, тобто допустимий діапазон змін струму навантаження (або навпаки).

На рис. 9.26 показана схема заміщення двообмоткового трансформатора, параметри якої приведені до вторинного кола. Вона ілюструє реальні властивості трансформатора.

На рисунку позначено:

L'_{S1} – індуктивність розсіювання первинної обмотки, приведена до вторинного кола,

$$L'_{S1} = \frac{L_{S1}}{n^2};$$

R'_{a1} – активний опір первинної обмотки, приведений до вторинного кола, $R'_{a1} = \frac{R_{a1}}{n^2};$

L_0 – індуктивність, що враховує струм намагнічування осердя;

R_{a2} – активний опір вторинної обмотки;

L_{S2} – індуктивність розсіювання вторинної обмотки.

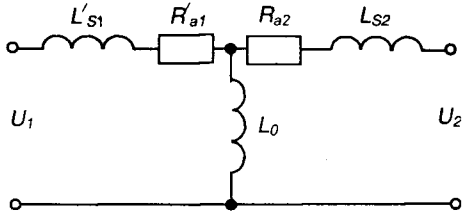


Рис. 9.26 – Схема заміщення двообмоткового трансформатора

9.8. Стабілізатори напруги

Для того, щоб забезпечити підтримання напруги на навантаженні на незмінному рівні при змінах напруги мережі або змінах опору навантаження у зазначених межах, а також при дії інших дестабілізуючих факторів, використовують спеціальні пристрої – стабілізатори напруги.

Стабілізатори безперервної дії поділяються на параметричні та компенсаційні.

9.8.1. Параметричні стабілізатори

Параметричні стабілізатори працюють за рахунок зміни власних параметрів електронних нелінійних приладів і можуть виконуватися на основі напівпровідникових приладів, вихідна напруга яких мало залежить від струму, що протікає через прилад, наприклад, на стабілітронах.

Схема найпростішого параметричного стабілізатора зображена на рис. 9.27 (див. також рис. 2.6). Стабілізатор

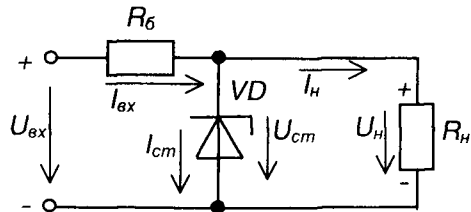


Рис. 9.27 – Параметричний стабілізатор

складається із баластного опору R_{σ} , стабілітрона VD (найширшого використання набули кремнієві стабілітрони) та навантаження R_H .

Напруга стабілізації стабілітрона U_{cm} вибирається рівною номінальній робочій напрузі навантаження U_H .

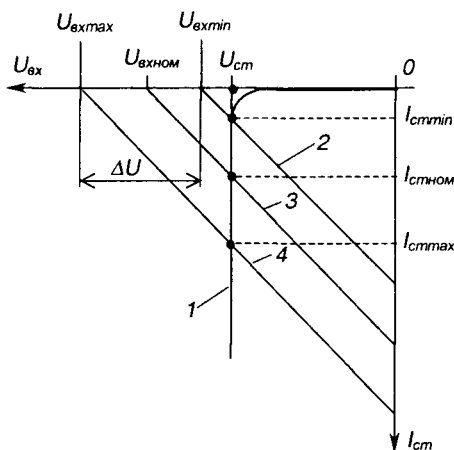


Рис. 9.28 – Побудова навантажувальних характеристик стабілітрона (для $R_H \approx \infty$)

Як правило, задають

$$I_{стном} = \frac{I_{стmax} - I_{стmin}}{2}, \quad U_{cm} = const. \quad (9.73)$$

Вихідними даними для розрахунку елементів схеми є необхідне значення напруги на навантаженні U_H і максимальний струм навантаження I_{Hmax} , а також допустимі відхилення напруги мережі живлення.

Необхідно визначити тип стабілітрона (за напругою стабілізації і допустимими струмами стабілізації) і значення та потужність баластного опору.

Зрозуміло, що $U_H = U_{cm}$.

Для забезпечення ефективної роботи стабілізатора бажано вибрати

$$U_{вх} = (2 \dots 3) U_{cm} \quad (9.74)$$

Якщо опір навантаження має незмінне значення $R_H = const$, то розрахунок схеми зручно проводити аналітично за такими виразами:

$$U_{вхmax} = R_{\sigma} (I_H + I_{стmax}) + U_{cm}; \quad (9.75)$$

На рис. 9.28 наведено побудову навантажувальних характеристик стабілітрона. Тут прийнято такі позначення:

- 1 – ВАХ стабілітрона;
- 2 – лінія навантаження при $I_{стmin}$;
- 3 – лінія навантаження при $I_{стном}$;
- 4 – лінія навантаження при $I_{стmax}$.

Із побудови витікає, що зміна вхідної напруги у межах від $U_{вхmin}$ до $U_{вхmax}$ не призводить до зміни напруги на навантаженні, що при цьому становить $U_H = U_{cm}$ (якщо не враховувати динамічного опору стабілітрона).

$$U_{\text{вх min}} = R_{\text{б}}(I_{\text{н}} + I_{\text{см min}}) + U_{\text{см}}; \quad (9.76)$$

$$\Delta U = R_{\text{б}}(I_{\text{см max}} - I_{\text{см min}}); \quad (9.77)$$

$$R_{\text{б}} = \frac{\Delta U}{I_{\text{см max}} - I_{\text{см min}}}. \quad (9.78)$$

Для того щоб забезпечити працездатність пристрою при змінах опору навантаження від нескінченності (коли воно відімкнене) до мінімального значення

$$R_{\text{н min}} = U_{\text{см}} / I_{\text{н max}}, \quad (9.79)$$

необхідно виконати умови:

$$I_{\text{вх max}} = \frac{U_{\text{вх max}} - U_{\text{см}}}{R_{\text{б}}} < I_{\text{см max}} \quad (\text{що відповідає } R_{\text{н}} = \infty); \quad (9.80)$$

$$I_{\text{см}} = I_{\text{вх min}} - I_{\text{н max}} > I_{\text{см min}} \quad (\text{що відповідає } R_{\text{н}} = R_{\text{min}}); \quad (9.81)$$

$$I_{\text{вх min}} = \frac{U_{\text{вх min}} - U_{\text{см}}}{R_{\text{б}}} \geq I_{\text{н max}} + I_{\text{см min}}. \quad (9.82)$$

Значення напруги $U_{\text{вх max}}$ визначається для найбільшого позитивного відхилення напруги мережі, а значення струму $I_{\text{вх min}}$ – для найбільшого негативного.

Стабілітрон обирають за значеннями $U_{\text{см}}$, $I_{\text{см min}}$ і $I_{\text{см max}}$.

Потужність баластного резистора –

$$P_{R_{\text{б}}} \geq R_{\text{б}} I_{\text{вх max}}^2. \quad (9.83)$$

Ефективність роботи стабілізатора визначається коефіцієнтом стабілізації:

$$K_{\text{см}} = \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{U_{\text{вх ном}}} : \frac{\Delta U_{\text{вих}}}{U_{\text{н}}}; \quad K_{\text{см}} \leq 100, \quad (9.84)$$

де $K_{\text{см}}$ – відношення відносної зміни напруги на вході стабілізатора до відносної зміни напруги на його виході;

$\Delta U_{\text{вх}}$ – зміни напруги на вході стабілізатора;

$\Delta U_{\text{вих}}$ – зміни напруги на виході стабілізатора.

До переваг параметричних стабілізаторів належить їх простота та надійність у роботі.

Недоліки: відносно низький $K_{\text{см}}$, неможливість регулювання напруги стабілізації, низький коефіцієнт корисної дії через втрати потужності в $R_{\text{б}}$.

9.8.2. Компенсаційні стабілізатори

Компенсаційні стабілізатори – це замкнуті системи автоматичного регулювання із жорстким негативним зворотним зв'язком. Основним елементом стабілізатора є так званий регулюючий елемент, зміною опору якого досягають стабілізації напруги на навантаженні.

Регулюючий елемент може вмикатися як паралельно навантаженню (у стабілізаторах **паралельного типу**), так і послідовно з ним (у стабілізаторах **послідовного типу**). На рис. 9.29 наведені структурні схеми стабілізаторів обох типів.

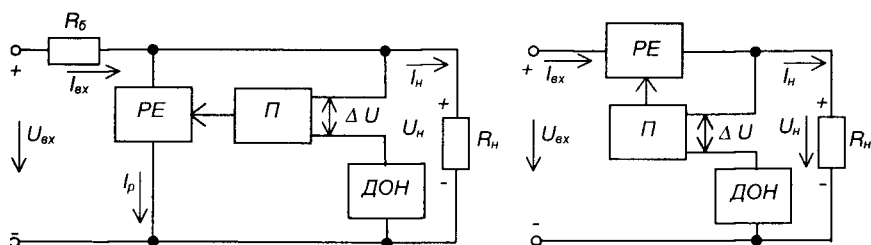


Рис. 9.29 – Структурні схеми компенсаційних стабілізаторів паралельного (а) та послідовного (б) типу

На схемах позначено: *PE* – регулюючий елемент; *П* – підсилювач постійного струму; *ДОН* – джерело опорної напруги U_{on} ; R_b – баластний опір; R_n – навантаження.

Стабілізатори працюють таким чином.

На вхід підсилювача *П* подається напруга $\Delta U = U_n - U_{on}$ (напруга розузгодження), що після підсилення керує опором *PE* таким чином, щоб підтримувати напругу на виході стабілізатора незмінною.

Для стабілізатора паралельного типу маємо

$$U_n = U_{вх} - R_b (I_n + I_p) = const.$$

Надлишок напруги падає тут на R_b .

Для стабілізатора послідовного типу –

$$U_n = U_{вх} - I_n R_{PE} = const.$$

Надлишок напруги в цій схемі падає на *PE*.

Споживана потужність стабілізатора паралельного типу:

$$P_1 = (U_{ex} - U_n)(I_p + I_n) + U_n I_p = I_n (U_{ex} - U_n) + U_{ex} I_p. \quad (9.85)$$

Для стабілізатора послідовного типу –

$$P_2 = (U_{ex} - U_n) I_n. \quad (9.86)$$

Стабілізатор послідовного типу є більш економічним і тому набув широкого використання.

Найпростіший компенсаційний стабілізатор послідовного типу можна побудувати на основі параметричного стабілізатора на стабілітроні та емітерного повторювача, як це показано на рис. 9.30.

Тут емітерний повторювач забезпечує підсилення потужності (за рахунок підсилення струму) параметричного стабілізатора.

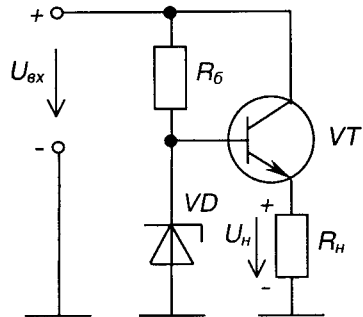


Рис. 9.30 – Простий компенсаційний стабілізатор

До речі, якщо замість стабілітрона до схеми ввести конденсатор, отримаємо активний ємнісний фільтр, ефективна ємність якого перевищує встановлену у β разів (β – коефіцієнт підсилення транзистора за струмом у схемі з СЕ).

Схема більш складного і потужнішого компенсаційного стабілізатора послідовного типу, що забезпечує можливість регулювання вихідної напруги (напруги на навантаженні), наведена на рис. 9.31.

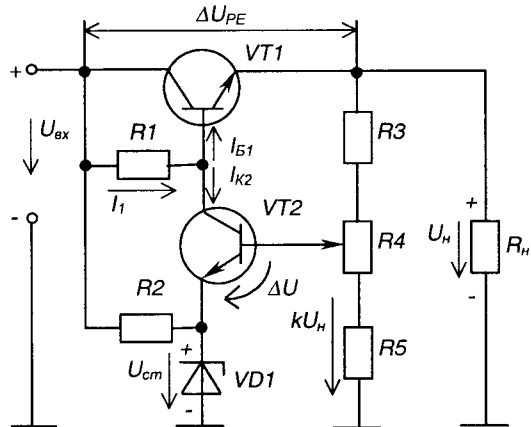


Рис. 9.31 – Компенсаційний стабілізатор послідовного типу з регульованою вихідною напругою

Тут регулюючим елементом є транзистор $VT1$, а підсилювач сигналу зворотного зв'язку – $VT2$. За джерело опорної напруги править параметричний стабілізатор, виконаний на стабілітроні $VD1$ та резисторі R_2 .

Дільник напруги на резисторах $R_3 - R_5$ з коефіцієнтом ділення k є датчиком сигналу зворотного зв'язку.

Підсилювач сигналу розузгодження $VT2$ піддіє напруги $\Delta U = kU_n - U_{cm}$ змінює опір $VT1$ таким чином, щоб підтримувати напругу на навантаженні незмінною:

$$U_n = U_{ex} - \Delta U_{PE} = const. \quad (9.87)$$

Припустимо, що U_{ex} зростає і це повинно призвести до зростання U_n . Тоді також зростає $\Delta U = kU_n - U_{cm}$, що викликає зростання колекторного струму $VT2$ I_{K2} та зменшення базового струму $VT1$, оскільки $I_{B1} = (I_1 - I_{K2})$. Опір $VT1$ зростає, а значить зростає і падіння напруги на ньому ΔU_{PE} , а $U_n = U_{ex} - \Delta U_{PE} = const$ – залишається незмінним.

Таким чином, стабільність вихідної напруги підтримується завдяки негативному зворотному зв'язку.

Змінюючи положення регулятора резистора R_p , можна змінювати вихідну напругу U_n .

$$\text{При } \Delta U \rightarrow 0 \quad kU_n = U_{cm}; \quad U_n = \frac{U_{cm}}{k}. \quad (9.88)$$

Коефіцієнт стабілізації такого стабілізатора може сягати $K_{cm} > 1000$.

Зараз широко використовують стабілізатори напруги компенсаційного типу у інтегральному виконанні з потужністю до 100 Вт. Окрім надзвичайно якісного виконання основної функції (стабілізації напруги), вони, за рахунок введення до складу мікросхеми додаткових вузлів, забезпечують також захист від короткого замикання у навантаженні та від перевантаження (від перевищення температури корпусу). Маючи у своєму складі кілька десятків елементів, такі стабілізатори розміщуються у корпусі звичайного потужного транзистора. Випускаються ІМС стабілізаторів як з фіксованими значеннями вихідної напруги, так і з можливістю її регулювання за допомогою зовнішнього резисторного дільника.

9.9. Стабілізатори струму

Часто виникає необхідність стабілізації значення не напруги на навантаженні, а його струму (наприклад, при заряді акумуляторних батарей, в електрохімічних реакторах і т.п.).

Оскільки реально ми маємо справу з джерелами напруги, постає проблема перетворення джерела напруги у джерело струму.

На рис. 9.32 зображені вольт-амперні характеристики (ВАХ) стабілізаторів (джерел) напруги та струму.

На рисунку позначено:

- 1 – ВАХ ідеального джерела струму;
- 2 – ВАХ реального джерела струму;
- 3 – ВАХ ідеального джерела напруги;
- 4 – ВАХ реального джерела напруги.

Прикладом малопотужного **стабілізатора струму** може служити схема, наведена на рис. 9.33.

Значення струму у навантаженні I_n тут визначається значеннями напруги стабілізації U_{cm} стабілітрона VD і опору резистора R_E . Вона становить:

$$I_n = \frac{U_{cm} - U_{BE}}{R_E}. \quad (9.89)$$

Це забезпечується тим, що, як відомо, струм колектора біполярного транзистора визначається значеннями струму його бази і коефіцієнта підсилення за струмом, але не залежить від напруги е силового кола – між колектором і емітером у наведеному прикладі, а отже, і від величини опору навантаження у колі колектора (див. вихідні ВАХ біполярного транзистора на рис. 2.16,6).

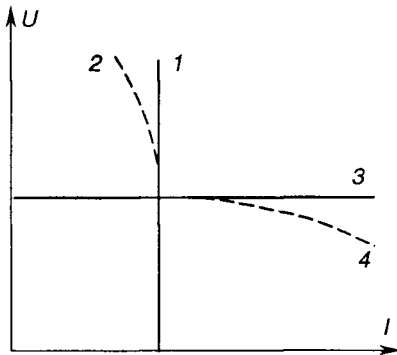


Рис. 9.32 – ВАХ стабілізаторів струму (1, 2) і напруги (3, 4)

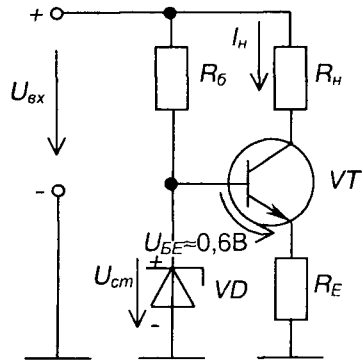


Рис. 9.33 – Стабілізатор струму

Особливою ефективністю при перетворенні джерела напруги у джерело струму із забезпеченням великої потужності відзначаються **електромагнітні (індуктивно-ємнісні) перетворювачі – схеми Бушєро**. Регулювання в них відбувається на стороні змінного струму (виходячи із суті побудови перетворювача, що, звичайно, може бути використаний для живлення навантажень змінного струму).

Найпростішим прикладом індуктивно-ємнісного перетворювача є послідовний LC -контур, схема якого зображена на рис. 9.34.

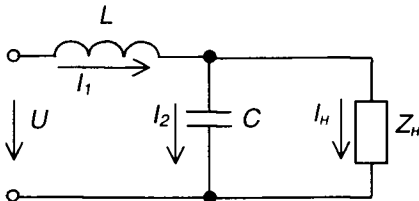


Рис. 9.34 – Найпростіший індуктивно-ємнісний перетворювач

За певних умов ця схема є перетворювачем джерела напруги у джерело струму, коли струм навантаження I_n не залежить від опору навантаження Z_n , а обумовлюється лише значенням вхідної напруги $U_{вх}$.

Знайдемо ці умови:

$$\dot{Z}_1 = j\omega L; \quad \dot{Z}_2 = -j \frac{1}{\omega C}; \quad (9.90)$$

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{U}}{\dot{Z}_0}; \quad (9.91)$$

$$\dot{Z}_0 = \dot{Z}_1 + \frac{\dot{Z}_n \dot{Z}_2}{\dot{Z}_n + \dot{Z}_2} = \frac{\dot{Z}_1 \dot{Z}_2 + \dot{Z}_n (\dot{Z}_1 + \dot{Z}_2)}{\dot{Z}_2 + \dot{Z}_n}; \quad (9.92)$$

$$\dot{I}_n = \frac{\dot{I}_1 \dot{Z}_2}{\dot{Z}_2 + \dot{Z}_n} = \frac{\dot{U} \dot{Z}_2}{\dot{Z}_0 (\dot{Z}_2 + \dot{Z}_n)} = \frac{\dot{U}}{\dot{Z}_1 + \frac{\dot{Z}_n}{\dot{Z}_2} (\dot{Z}_1 + \dot{Z}_2)}. \quad (9.93)$$

Умова перетворення у джерело струму $\dot{Z}_1 + \dot{Z}_2 = 0$, або $\omega L = \frac{1}{\omega C}$.

$$\text{Тоді } I_n = \frac{\dot{U}}{\dot{Z}_1}.$$

Ця схема – ідеальний перетворювач за умови відсутності активних втрат у LC -контурі.

Оскільки насправді активні втрати досить суттєві, використовують більш складні схеми індуктивно-ємнісних перетворювачів. Одна з промислових схем зображена на рис. 9.35. Вона складається із стабілізатора змінної напруги, двох магнітозв'язаних дроселів L_1 та L_2 (котушки цих дроселів розміщені на одному магнітопроводі і мають однакову кількість витків), конденсатора C та трансформатора TV .

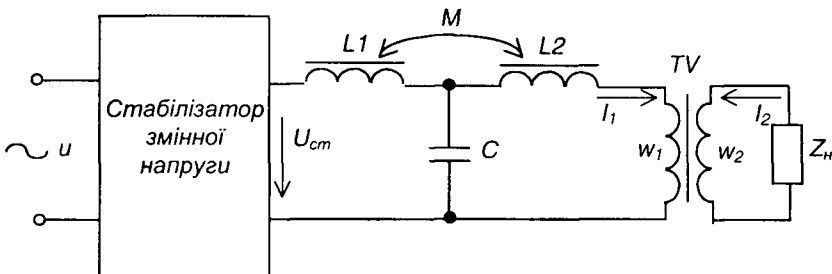


Рис. 9.35 – Промислова схема індуктивно-ємнісного перетворювача
Умова, за якої схема перетворює джерело напруги у джерело струму:

$$\omega L_1 = \frac{1}{\omega C_1} \text{ коли } I = \frac{U}{Z_{онм}}, \text{ а } Z_{онм} = \omega L_1 (1 + K_{зв}). \quad (9.94)$$

Коефіцієнт зв'язку $K'_{зв} = 0,8 \div 0,9$ відображає ступінь електромагнітного зв'язку дроселів L_1 і L_2 .

Ця схема є джерелом струму, якщо

$$Z'_н \leq Z_{онм}, \quad (9.95)$$

де $Z'_н = n^2 Z_н$ – зведений до первинного кола трансформатора опір навантаження;

$n = w_1 / w_2$ – коефіцієнт трансформації трансформатора.

Підбираючи n , можна досягти виконання умови –

$$n^2 Z_н \leq \omega L_1 (1 + K_{зв}). \quad (9.96)$$

Звідси отримуємо:

$$n = \sqrt{\frac{\omega L_1 (1 + K_{зв})}{Z_н}}. \quad (9.97)$$

9.10. Керовані випрямлячі

9.10.1. Методи регулювання напруги постійного струму

У розглянутих нами випрямних схемах у якості вентилів використано діоди, і тому вони є некерованими випрямлячами, бо не дозволяють регулювати значення напруги на навантаженні.

Можливість зміни значення постійної напруги на навантаженні за необхідним законом у заданих межах може бути реалізована за допомогою **керованих випрямлячів**, що будуються на керованих вентилях, наприклад, на тиристорах.

Перед тим, як розглядати конкретні схемні рішення керованих випрямлячів, спочатку ознайомимось з основними методами регулювання напруги постійного струму, які, перш за все, можна розділити на два види: такі, що забезпечують регулювання з боку змінного струму і такі, що забезпечують регулювання з боку постійного струму.

Регулювання з боку змінного струму можливе при використанні випрямних схем на некерованих вентилях, але при цьому необхідно вводити додаткові силові пристрої. Так можна:

1) змінювати значення змінної напруги, що подається на вентиляльну схему, перемиканням під навантаженням відводів вторинної обмотки трансформатора, змінюючи тим самим коефіцієнт трансформації останнього;

2) застосовувати регулятори змінного струму з рухомим струмомінячем (автотрансформатори) або з рухомою магнітною системою (індукційні регулятори).

Із боку постійного струму можливе регулювання безперервними й імпульсними методами.

При безперервних методах застосовують:

1) реостати і дільники напруги;
2) компенсаційні регулятори (наприклад, розглянуті нами в пп. 9.8.2 стабілізатори).

Через великі втрати енергії в елементах регулятора (надлишок напруги тут гаситься на увімкнених послідовно з навантаженням елементах,

що принципово обумовлює низьке значення к.к.д.), такі методи застосовують в малопотужних регуляторах.

У наш час найвживанішими є імпульсні методи регулювання. Це зумовлено отриманням на основі стрімкого розвитку напівпровідникових технологій силових електронних напівпровідникових приладів, що можуть працювати у ключовому режимі за досить високих напруг (тисячі вольт) і частот (десятки і сотні кілогерц) – польові і біполярні транзистори, СІТ-транзистори і БТІЗ, спеціальні види тиристорів.

Оскільки регулюючий елемент при реалізації імпульсних методів працює як ключ, то втрати енергії в ньому мінімальні, що визначає високий к.к.д. перетворюючих пристроїв.

Середнє значення постійної напруги на навантаженні U_d регулюється за цими методами за рахунок зміни співвідношення між тривалостями замкненого і розімкненого станів ключа, коли постійна напруга (наприклад, з виходу фільтра некерованого випрямляча) підмикається до навантаження або ні.

Напруга на виході регулятора має форму прямокутних імпульсів з амплітудою, що дорівнює е.р.с. джерела постійного струму.

Є декілька таких методів регулювання. Розглянемо основні з них.

● **Метод широтно-імпульсного регулювання (ШІР)** полягає у тому, що при сталому періоді надходження імпульсів змінюють їх тривалість – ширину. У результаті маємо:

$$U_d = E \frac{t_i}{T} = E\gamma, \quad (9.98)$$

де E – е.р.с. джерела постійного струму;

t_i – тривалість імпульсу;

T – період надходження імпульсів;

$$\gamma = \frac{t_i}{T} = (0 \dots 1) \text{ – коефіцієнт заповнення.} \quad (9.99)$$

Змінюючи γ , можна змінювати U_d від нуля (при $\gamma=0$) до E (при $\gamma=1$).

● При **частотно-імпульсному регулюванні (ЧІР)** змінюють частоту (період) надходження імпульсів при їх фіксованій тривалості.

Середнє значення напруги при цьому становить

$$U_d = E \frac{t_i}{T} = E t_i f, \quad (9.100)$$

де f – частота імпульсів.

Мінімальне значення U_d , що наближається до нуля, отримують при частоті $f \rightarrow 0$, а максимальне, що наближається до E , при $f \rightarrow t_i^{-1}$.

● За комбінованого регулювання змінюють період і тривалість імпульсів.

Останній метод найпростіший у реалізації (так, наприклад, працює термо-біметалічний регулятор у прасці), але при регулюванні постійної напруги отримання її постійного значення у часі на навантаженні, що забезпечується, як відомо, за допомогою фільтрів, вимагає використання елементів фільтра з масо-габаритними параметрами, далекими від мінімально можливих. Це ж стосується і методу ШІР.

Мінімальні параметри елементів фільтра забезпечує метод ШІР, оскільки за нього регулятор працює на фіксованій частоті.

До речі, ця частота, як правило, у багато разів перевищує частоту мережі змінного струму, що, тим більше, забезпечує мінімальні параметри елементів фільтра.

У порівнянні з іншими методами, метод ШІР забезпечує також кращі умови узгодження регулятора з мережею живлення (полегшене подавлення радіоперешкод, що передаються з регулятора у мережу).

Виходячи з наведеного, метод ШІР застосовують найчастіше.

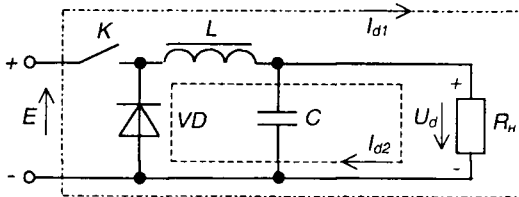


Рис. 9.36 – Імпульсний регулятор постійної напруги

Схема простого імпульсного регулятора наведена на рис. 9.36. Тут у якості фільтра використано Γ -подібний LC -фільтр.

При замкненому ключі K навантаження живиться від джерела постійного струму E (струм I_{d1}), а елементи фільтра накопичують енергію. Коли ключ розімкнений, то навантаження живиться енергією, накопиченою у конденсаторі та дроселі. Для забезпечення подачі енергії, накопиченої в дроселі, у навантаження (струм I_{d2}), в схему введено діод VD , який називають зворотним.

Регулювати вихідну напругу випрямляча можна також, застосовуючи **фазо-імпульсний метод**. При цьому до складу перетворюючого пристрою не вводять додаткових силових вузлів, а лише у якості вентилів випрямної схеми використовують керовані ключі – як правило, тиристоры. Принцип дії регулятора полягає у тому, що за допомогою спеціальної схеми керування забезпечується регульована затримка на вмикання тиристорів відносно переходу через нуль змінної синусоїдної напруги (див. пп. 2.6.2 – кут керування α). Тобто фаза послідовності імпульсів керування змінюється щодо фази синусоїдної напруги.

Зазначимо, що цей метод регулювання можна розглядати як різновид методу ШІР, коли імпульси напруги мають не прямокутну, а синусоїдну форму з обмеженням.

Перевагою імпульсних методів регулювання є те, що, перш за все, надлишок енергії тут просто не береться від джерела живлення (а не гаситься на баластному елементі, як, наприклад, у компенсаційному стабілізаторі, див. пп. 9.8.2). Це в ідеалі (якщо вважати елементи регулятора такими, що не мають, наприклад, опору) за принципом побудови регулятора обумовлює значення к.к.д. у 100%!

В імпульсних регуляторах більш ефективно використовуються силові елементи. Вони мають (особливо при методі ШІР за високих частот комутації ключа) менші масо-габаритні показники.

Тиристорні фазо-імпульсні регулятори до недавнього часу мали домінуюче застосування при побудові потужних регуляторів. До їх недоліків слід віднести те, що вони вносять значні викривлення форми пульсуючої напруги на виході вентиляльної схеми, а це вимагає збільшення габаритів і маси фільтра, особливо за великого діапазону регулювання. Також викривляється форма струму, що споживається з мережі, а це вимагає установки вхідних фільтрів для забезпечення умов електромагнітної сумісності з іншими споживачами мережі. Крім того, затримка на вмикання вентилів веде до того, що основна гармоніка споживаного з мережі струму має зсув фази відносно напруги мережі. В результаті, навіть за активного навантаження, останнє мережею сприймається як активно-індуктивне – погіршується $\cos \phi$.

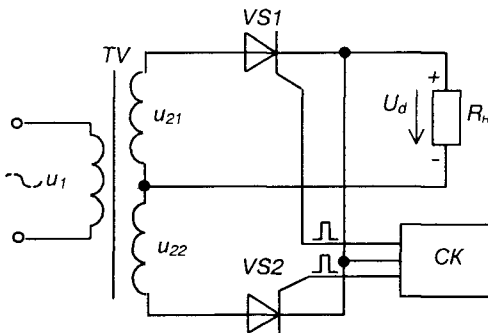
Тепер зрозуміло, чому в останній час намагаються якнайширше застосовувати регулятори, побудовані за методом ШІР, використовуючи

при цьому, як ми вже зазначали, сучасні високочастотні потужні напівпровідникові прилади.

Хоча такі регулятори вимагають введення в схему додаткових силових вузлів, що, зрозуміло, веде до зниження перш за все к.к.д., проте масо-габаритні показники, показники якості вихідної напруги і умови узгодження з мережею живлення у них значно кращі.

Наприкінці зазначимо – електронні регулятори, що не мають рухомих механічних елементів, називають статичними регуляторами.

9.10.2. Однофазний двопівперіодний керований випрямляч з нульовим виводом



Роботу фазо-імпульсного регулятора постійної напруги розглянемо на прикладі однофазного двопівперіодного керованого випрямляча з нульовим виводом, схема якого зображена на рис. 9.37, де позначено *VS1*, *VS2* – тиристри, *СК* – схема керування, що забезпечує подачу на тиристри керуючих імпульсів із регульованою затримкою.

На рис. 9.38 наведені часові діаграми роботи випрямляча.

Значення випрямленої напруги при куті керування, що змінюється у межах

$$0 < \alpha < \pi,$$

становить:
$$U_{d\alpha} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_{2m} \sin \vartheta d\vartheta = \frac{U_2 \sqrt{2}}{\pi} (1 + \cos \alpha) \quad (9.101)$$

Якщо $\alpha = 0$ (некерований режим), то

$$U_{d\alpha} = U_{d0} = \frac{2\sqrt{2}U_2}{\pi}, \text{ звідки } U_2 = \frac{U_{d0}\pi}{2\sqrt{2}}.$$

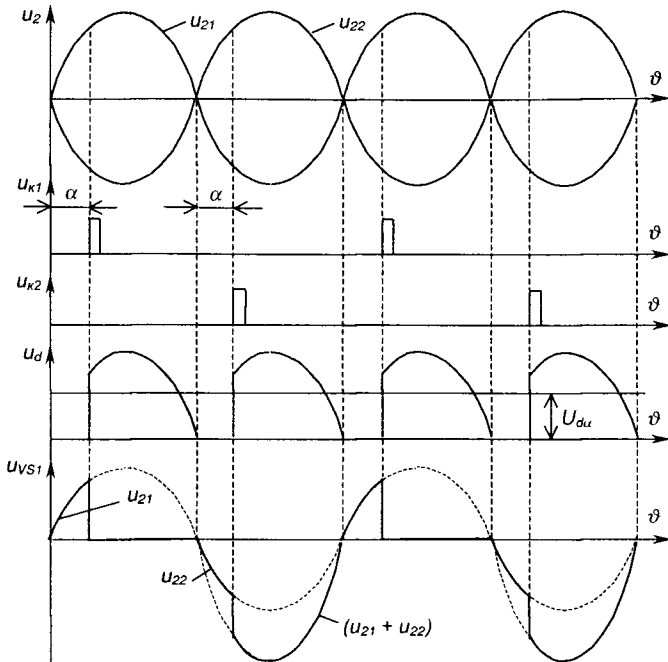


Рис. 9.38 – Часові діаграми роботи однофазного дволівперіодного керованого випрямляча з нульовим виводом

Підстановка цього виразу до формули (9.101) дасть

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}. \tag{9.102}$$

Зверніть увагу на форму напруги на тиристорі u_{VS1} . На відрізку часу, що відповідає куту регулювання α , він закритий і до нього прикладена напруга u_{21} за позитивної півхвилі, або u_{22} за негативної. Після закінчення відліку α і видачі відповідного керуючого імпульсу напруга на тиристорі за позитивної півхвилі відсутня, бо він тут працює як замкнений ключ, а за негативної півхвилі дорівнює $(u_{21} + u_{22})$, бо за рахунок того, що другий тиристор знаходиться у відкритому стані, даний закритий виявляється підімкненим до обох півобмоток трансформатора (див. пп. 9.3).

Подібні керовані випрямлячі будуть також і на основі трифазних вентильних схем. Закони зміни пульсуючої напруги на виході, а також специфіка роботи вентилів при цьому складніші.

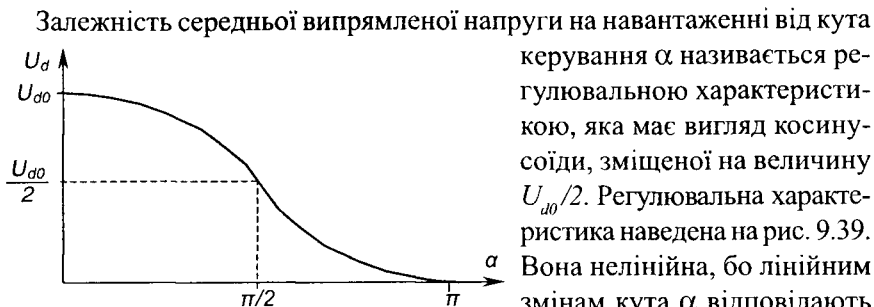


Рис. 9.39 – Регулювальна характеристика керуваного випрямляча

Керовані випрямлячі широко використовуються для створення регульованих джерел напруги при регулюванні нагрівачів, освітлювальних приладів, швидкості обертання електродвигунів і т.п.

9.11. Системи імпульсно-фазового керування (СІФК)

9.11.1. Загальні положення

Завданням СІФК є генерація імпульсів керування необхідної амплітуди, тривалості і форми, розподіл їх по відповідних вентилях і визначення моменту подачі цих імпульсів відносно переходу змінної напруги через нуль.

СІФК повинна відповідати таким вимогам:

- 1) забезпечувати достатню для вмикання тиристорів амплітуду напруги і струму імпульсів керування – (10...20) В, (20...2000) мА;
- 2) забезпечувати високу крутизну фронтів імпульсів – (150...200) В/електричних градусів;
- 3) забезпечувати регулювання значення кута α у заданому діапазоні з необхідною точністю;
- 4) забезпечувати симетрію імпульсів керування по фазах випрямляча;
- 5) забезпечувати достатню для надійного вмикання тиристорів тривалість імпульсів керування – взагалі їх тривалість може складати $(\pi - \alpha)$, але це неекономічно, достатньо, щоб вона була такою, коли струм через тиристор за час дії імпульсу перевищує значення струму утримання;

б) мати високу завадостійкість.

Залежно від кількості каналів, для яких формуються імпульси керування, СІФК поділяються на одно- та багатоканальні.

За способом побудови бувають СІФК з горизонтальним, вертикальним та цифровим (дискретним) керуванням.

За принципом дії вони поділяються на синхронні (коли відлік затримки видачі імпульсів керування ведеться від незмінної фази мережі) та асинхронні (відлік затримки ведеться від попереднього імпульсу).

Затримка i -го імпульсу у синхронних СІФК:

$$\omega t_i = \varphi + \frac{2\pi}{m}(i-1) + \theta_i(u_m), \quad (9.103)$$

де m – число фаз випрямляча;

i – порядковий номер імпульсу;

θ_i – регульована затримка i -го імпульсу;

φ – початкова фаза напруги мережі (нерегульована затримка).

Затримка імпульсу у асинхронних СІФК:

$$\omega t_i = \omega t_{i-1} + \frac{2\pi}{m} + \theta_i(u_m), \quad (9.104)$$

де ωt_{i-1} – часова затримка попереднього імпульсу.

Асинхронні СІФК можуть використовуватися лише у замкнених системах автоматичного регулювання (САР). Тому більше розповсюдження знайшли синхронні СІФК, що використовуються як у замкнених, так і у розімкнених САР.

9.11.2. СІФК з горизонтальним керуванням

У СІФК, що реалізують **горизонтальний спосіб керування**, керуючий імпульс генерується, коли спеціальна змінна – керуюча напруга – проходить через нуль.

Затримка імпульсу регулюється зміною фази керуючої напруги відносно напруги мережі, тобто ніби зсувом керуючої напруги горизонтально.

Розглянемо роботу СІФК з горизонтальним керуванням на прикладі

одного каналу багатоканальної системи керування, структурна схема якого зображена на рис. 9.40.

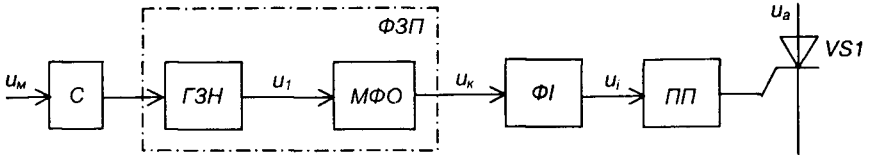


Рис. 9.40 – Структурна схема каналу багатоканальної СІФК з горизонтальним керуванням

На схемі позначено:

С – синхронізатор;

ГЗН – генератор змінної напруги;

МФО – мостовий фазообертач (забезпечує регулювання фази напруги u_1 від 0 до π);

ФЗП – фазозсувний пристрій;

ФІ – формувач імпульсів (виробляє прямокутні імпульси напруги при проходженні u_k через 0);

ПП – підсилювач потужності (підсилює потужність керуючого імпульсу u_i до рівня, необхідного для надійного вмикання тиристора).

На рис. 9.41 наведені часові діаграми роботи такої СІФК.

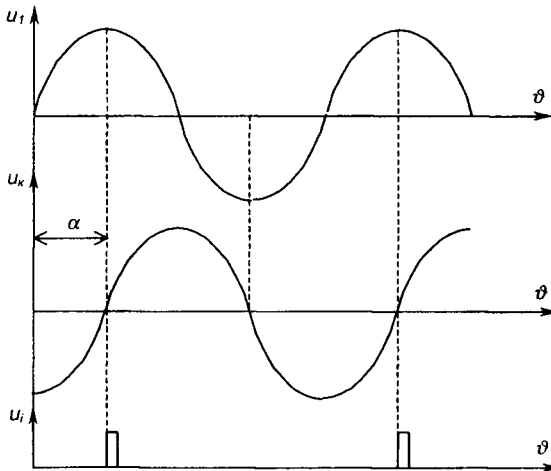


Рис. 9.41 – Часові діаграми роботи СІФК з горизонтальним керуванням

Схема мостового фазообертача та діаграма напруг на ньому зображені на рис. 9.42. Фазообертач складається із трансформатора TV із двома півобмотками, змінного резистора R та конденсатора C .

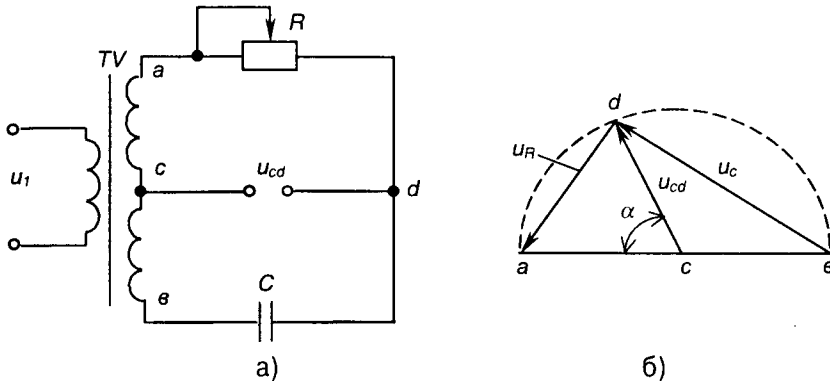


Рис. 9.42 – Мостовий фазообертач (а) та його діаграма напруг (б)

u_{cd} – керуюча напруга (u_k).

При зміні опору резистора R від нуля до нескінченності кут α змінюється від 0 до π .

До недоліків такої схеми слід віднести:

- 1) досить високу інерційність, зумовлену перехідними процесами у RC -колі при вмиканні напруги;
- 2) критичність до форми і частоти вхідної напруги (напруги мережі);
- 3) складність забезпечення ідентичності величини α в багатоканальних СІФК;
- 4) відносну складність автоматизації процесу регулювання (регулювання опору R).

Це обмежує використання горизонтального способу керування.

9.11.3. СІФК з вертикальним керуванням

Більш широко застосовуються СІФК, що реалізують **вертикальний спосіб керування**, за якого керуючий імпульс генерується у момент зрівняння напруги, що змінюється лінійно, та постійної опорної напруги керування. Цей процес ілюструють часові діаграми, наведені

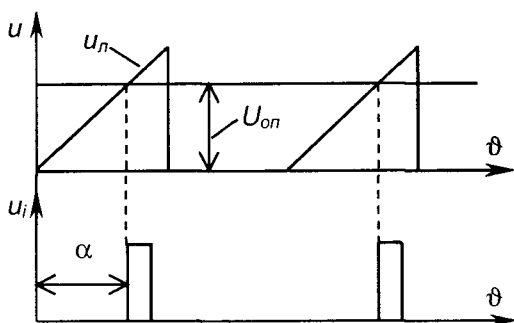


Рис. 9.43 – Часові діаграми методу вертикального керування

на рис. 9.43, де позначено:
 u_n – лінійно змінювана напруга;
 U_{on} – опорна напруга.
 Кут керування α змінюється зі зміною U_{on} – ніби по вертикалі.

Пристрій, де порівнюються u_n та U_{on} , називається вузлом порівняння (ВП). Він генерує сигнал у момент зміни знаку різниці напруг ($u_n - U_{on}$).

СІФК з вертикальним керуванням можуть бути одноканальними та багатоканальними. Останні набули ширшого розповсюдження.

На рис. 9.44 зображена функціональна схема двоканальної СІФК з вертикальним керуванням однофазного двопівперіодного випрямляча з нульовим виводом.

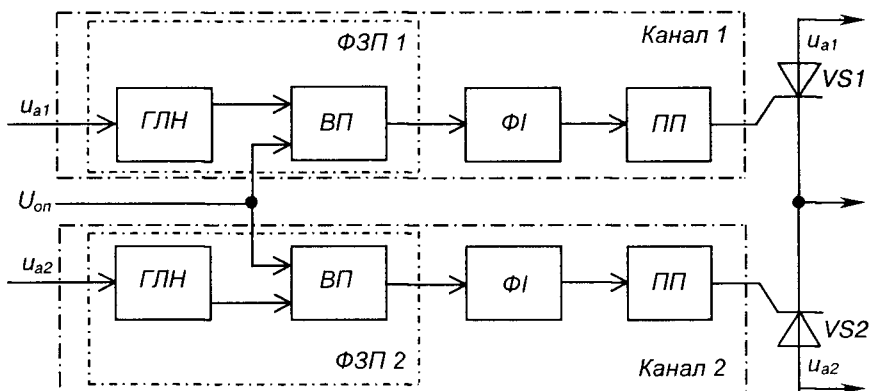


Рис. 9.44 – Функціональна схема двоканальної СІФК з вертикальним керуванням однофазного двопівперіодного випрямляча з нульовим виводом

На ній позначено:

ГЛН – генератор лінійно змінюваної напруги;

ВП – вузол порівняння напруг;

ФЗП – фазозсувний пристрій;

ΦI – формувач імпульсів;
 $ПП$ – підсилювач потужності.

Часові діаграми роботи каналу СІФК з вертикальним керуванням наведені на рис. 9.45.

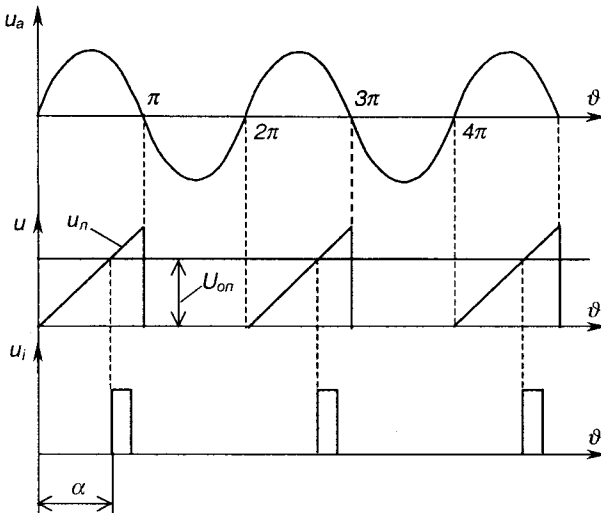


Рис. 9.45 – Часові діаграми роботи каналу СІФК з вертикальним керуванням

Під час дії на тиристор позитивної півхвилі анодної напруги u_a ГЛН генерує лінійно змінювану напругу u_r , що надходить на один з входів вузла порівняння ВП. На другий вхід ВП подається постійна опорна напруга U_{on} .

У момент зрівняння цих напруг, коли $u_r = U_{on}$, на виході ВП формується сигнал, фаза якого регулюється зміною значення напруги U_{on} .

Вузли ГЛН та ВП виконують роль фазозсувного пристрою ФЗП.

Вузли ΦI та $ПП$ призначені для формування та підсилення імпульсів керування u_i необхідної тривалості.

Кількість каналів СІФК відповідає кількості тиристорів керованого випрямляча.

Оскільки СІФК з вертикальним керуванням складається з однотипних електронних вузлів, це обумовлює можливість при їх реалізації широко використовувати інтегральну технологію і, завдяки цьому, одержувати достатньо надійні та недорогі уніфіковані пристрої керування.

9.12. Побудова типових вузлів СІФК з вертикальним керуванням

9.12.1. Генератор лінійно змінюваної напруги (ГЛН)

Схема транзисторного ГЛН (генератора пилкоподібної напруги) зображена на рис. 9.46.

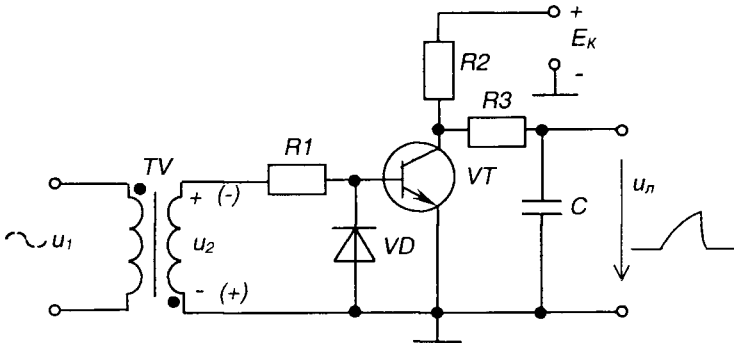


Рис. 9.46 – Транзисторний генератор пилкоподібної напруги

Вона складається з таких елементів:

TV – трансформатор напруги, вторинна напруга u_2 , якого знаходиться у протифазі з первинною напругою u_1 ;

VT – транзисторний ключ;

R_2, R_3, C – зарядне RC -коло, стала часу якого –

$$\tau_{зар} = (R_2 + R_3)C \gg T_m, \quad (9.105)$$

де T_m – період напруги мережі.

Необхідно також забезпечувати $R_3 \ll R_2$.

Працює схема так.

За позитивної півхвилі u_2 транзистор VT відкритий, конденсатор C розряджений, вихідна напруга $u_n = 0$.

За негативної півхвилі u_2 транзистор закривається, а конденсатор заряджається по колу $(+E_K, R_2, R_3, C, -E_K)$.

За наступної позитивної півхвилі u_2 транзистор знову відкривається і конденсатор швидко розряджається до нуля через резистор R_3 , що об'ємує струм через транзистор.

Оскільки $t_{зар} \gg T_{л}$, можна вважати, що напруга u_1 змінюється лінійно (використовується лише початкова ділянка зарядної експоненти).

Ці процеси ілюструють часові діаграми, наведені на рис. 9.47.

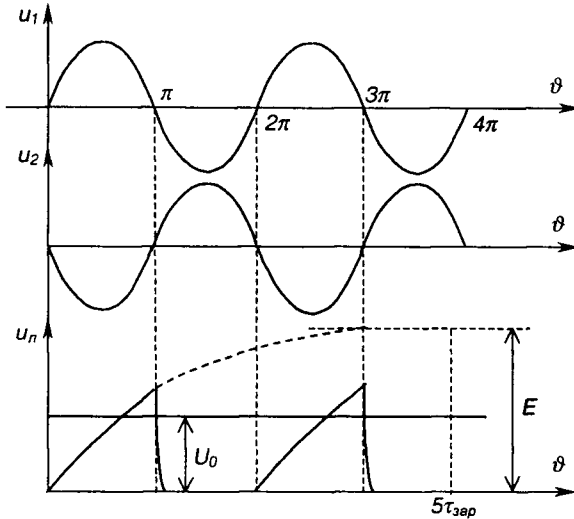


Рис. 9.47 – Часові діаграми роботи генератора пилкоподібної напруги

Більшу лінійність напруги можна забезпечити, якщо замість резистора R_2 використати джерело постійного струму (див. пп. 9.9), як це показано на рис. 9.48.

У сучасних пристроях частіше застосовують генератори лінійної напруги,

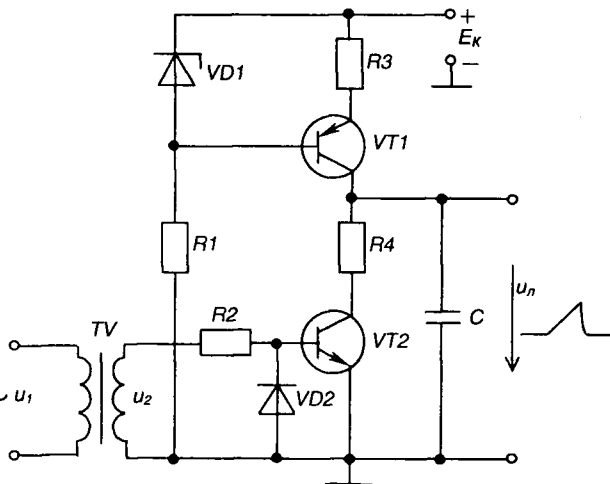


Рис. 9.48 – Генератор пилкоподібної напруги з джерелом струму

побудовані на основі інтегратора, виконаного на операційному підсилювачі і доповненого розрядним транзисторним ключем, як це показано на рис. 9.49, де інтегратор складається з елементів R_1 , C і $DA2$.

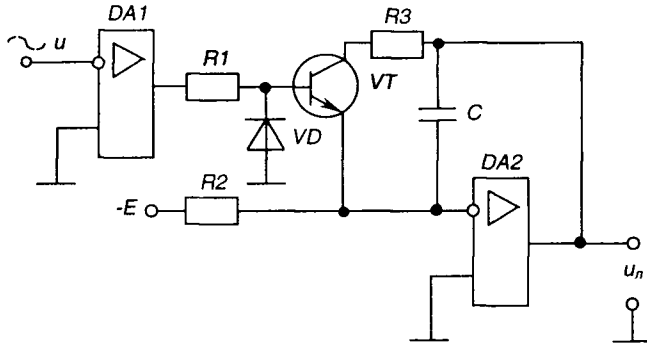


Рис. 9.49 – Генератор пилкоподібної напруги на операційному підсилювачі

Зверніть увагу на те, що розрядний транзистор VT тут емітером підімкнений до інвертуючого входу операційного підсилювача $DA2$, що має нульовий потенціал (див. пп. 4.6.7).

Синхронізує роботу генератора з напругою мережі нуль-орган на операційному підсилювачі $DA1$ (див. пп. 4.6.9).

9.12.2. Вузол порівняння (ВП)

Вузол порівняння, схема якого наведена на рис. 9.50, виконано на основі операційного підсилювача DA , що працює у режимі компаратора (схема порівняння напруг – див. пп. 4.6.9).

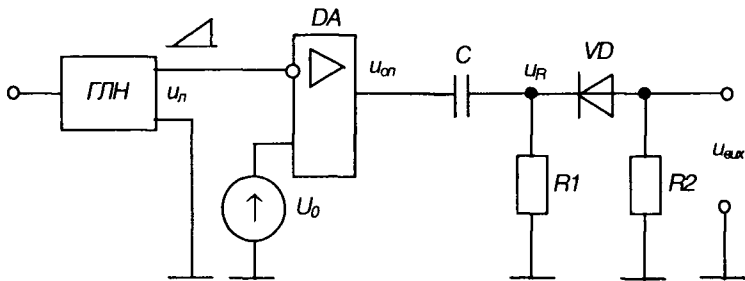


Рис. 9.50 – Вузол порівняння

На його інвертуючий вхід надходить пилкоподібна напруга u_i , а на неінвертуючий – опорна напруга $U_{оп}$. Вихід компаратора з'єднано з формуючим ланцюгом: із диференціюючим колом C, R , і обмежуючим діодним ключем VD, R_2 , що пропускає на вихід пристрою імпульси тільки негативної полярності.

Роботу вузла порівняння ілюструють часові діаграми, наведені на рис. 9.51.

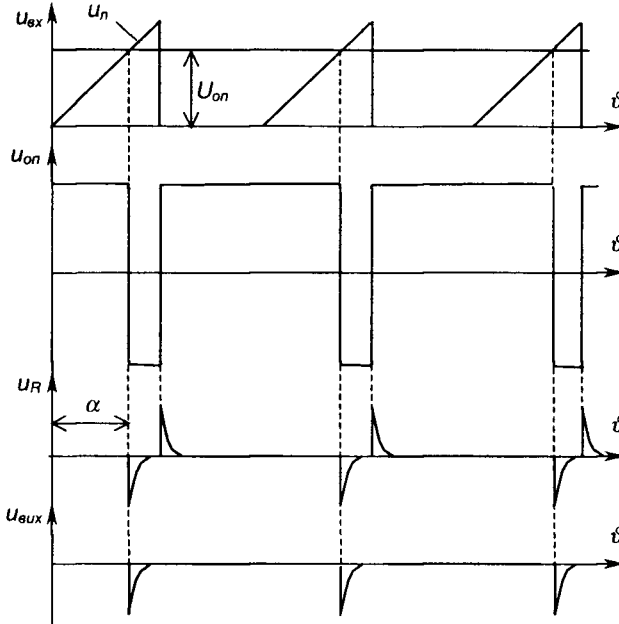


Рис. 9.51 – Часові діаграми роботи вузла порівняння

Вихідний імпульс вузла порівняння подається на однобібратор (див. пп. 5.3.5), що генерує керуючий імпульс прямокутної форми з необхідною тривалістю.

9.12.3. Імпульсний підсилювач потужності

Імпульсний підсилювач потужності призначений для підсилення прямокутних керуючих імпульсів до рівня, що забезпечує надійне вмикання тиристора. Схема такого підсилювача зображена на рис. 9.52.

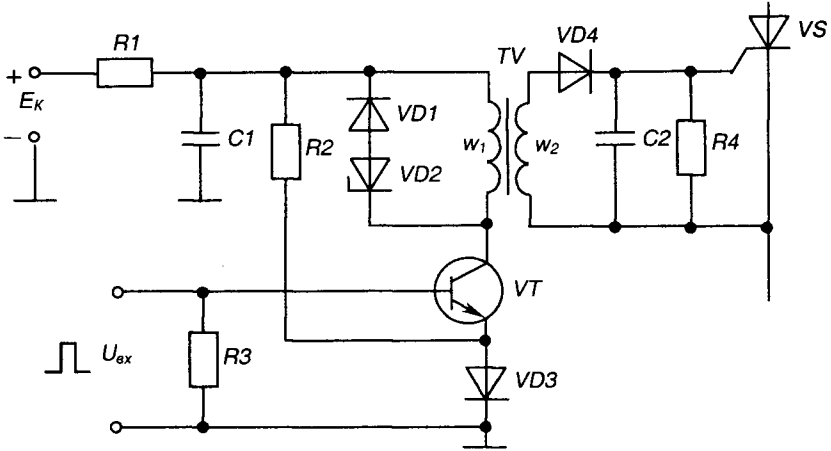


Рис. 9.52 - Імпульсний підсилювач потужності

Він виконаний на транзисторі VT , який увімкнено за схемою з СЕ і працює у ключовому режимі. У колекторне коло транзистора увімкнено первинна обмотка w_1 трансформатора TV , напруга з вторинної обмотки w_2 якого подається в коло керування тиристора VS .

За відсутності вхідного імпульсу $U_{вх}$ транзистор VT закритий (для надійного забезпечення закритого стану в коло його емітера подана напруга зміщення з діода $VD3$). Напруга на вихідній обмотці w_2 відсутня.

За надходження прямокутного вхідного імпульсу транзистор переходить у стан насичення і вся напруга E_k прикладається до первинної обмотки трансформатора w_1 .

Під впливом цієї напруги магнітопровід трансформатора починає перемagnічуватися і на вторинній обмотці з'являється прямокутний позитивний імпульс $U_{вих} = E \frac{w_1}{w_2} = \frac{E}{n}$, що існує протягом дії вхідного імпульсу.

Коефіцієнт трансформації $n = w_1/w_2$ вибирається із умов забезпечення максимальної передачі потужності від підсилювача до кола керування тиристора – для надійного вмикання останнього. Трансформатор, крім узгодження вихідного кола транзистора з навантаженням (колом керування), забезпечує ще й гальванічне (електричне) розділення силового кола та кола керування.

Після закривання транзистора діоди $VD1$ і $VD2$ забезпечують розсіювання енергії, що накопичується у магнітопроводі трансформатора по закінченні вхідного імпульсу.

Фільтр R_p, C_p знижує вплив роботи підсилювача на інші пристрої, що живляться також від джерела E_k , оскільки імпульсне споживання енергії призводить до появи у колах живлення завад.

9.12.4. Приклади реалізації СІФК

Проста схема резистивно-ємнісної СІФК наведена на рис. 9.53.

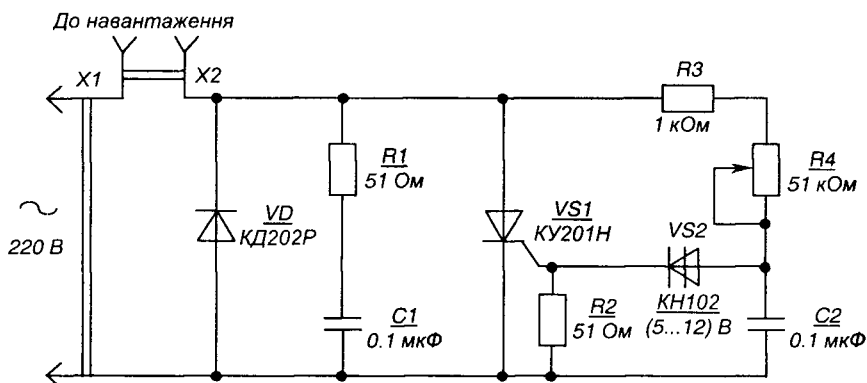


Рис. 9.53 – Резистивно-ємнісна СІФК

Вона складається з часозадаючого ланцюжка R_3, R_4, C_2 і порогового приладу – диністора $VS2$. Змінюючи опір R_4 від нуля до нескінченності (в ідеалі), можна змінювати кут керування від нуля до 90 електричних градусів. Реально таку схему застосовують при діапазонах регулювання α у декілька десятків електричних градусів у невідповідальних регуляторах (наприклад, у регуляторі температури нагріву паяльника).

Вилкою $X1$ пристрій підмикається до мережі живлення, а в розетку $X2$ вмикається навантаження.

У кожному позитивному півперіоді анодної напруги тиристора напруга на конденсаторі C_2 зростає доти, доки не досягне значення напруги

вмикання диністора $VS2$, після чого C_2 швидко розряджається через коло керування тиристора, вмикаючи останній.

Диністор $VS2$ забезпечує більш чітку роботу схеми при змінах значення керуючої напруги вмикання тиристора зі змінами температури.

Ланцюжок R_1, C_1 захищає тиристор від самочинного вмикання – знижує швидкість зростання напруги на тиристорі до прийнятних значень, наприклад, при підмиканні пристрою до мережі.

Більш складна схема одного каналу СІФК з вертикальним керуванням наведена на рис. 9.54.

Тут синхронізуюча напруга з вторинної обмотки трансформатора TV після завадопоглинаючого фільтра на елементах R_1, C_2 надходить на нуль-орган $DA1.1$, що керує розрядним ключем на транзисторі $VT1$ генератора лінійно змінюваної напруги, виконаного на операційному підсилювачі $DA1.3$.

За допомогою резистора R_7 регулюють нахил пилкоподібної напруги для забезпечення ідентичності каналів багатоканальної СІФК. Їх неідентичність виникає за рахунок технологічного розкиду параметрів елементів часозадаючого ланцюжка R_7, R_9, C_4 у різних екземплярах пристрою.

Вихідна напруга генератора компаратором $DA1.4$ порівнюється з напругою задання, що надходить із дільника $R_{11}-R_{13}$ (а може подаватися і від електронного пристрою автоматичного задання, наприклад, якщо СІФК працює у складі стабілізатора) і визначає значення вихідної напруги керованого випрямляча.

Диференціюючий ланцюжок C_3, R_3 забезпечує подачу імпульсу запуску на одновібратор, побудований на операційному підсилювачі $DA1.2$.

Підсилює генерований одновібратором керуючий імпульс підсилювач потужності на транзисторах $VT2$ і $VT3$. Фільтруючий ланцюжок C_7, R_{17} знижує вплив імпульсного підсилювача на кола живлення (поглинає імпульсні завади).

Використання у якості виконавчого елемента оптронного тиристора V виключає, у даному випадку, застосування дорогого і нетехнологічного імпульсного трансформатора.

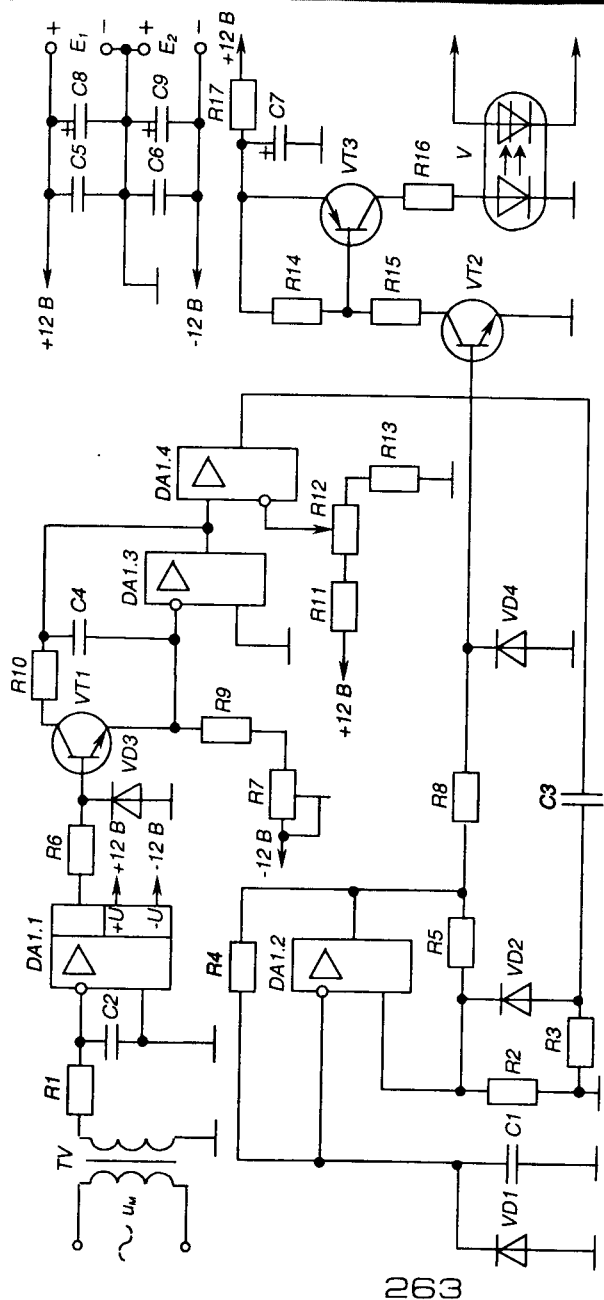


Рис. 9.54 – Практична схема каналу СІФК з вертикальним керуванням

Оптронні тиристри в наш час дозволяють комутувати струм у сотні ампер. За необхідності у більш потужному силовому ключі використовують потужний тиристор, яким керує оптронний, як це показано на рис. 9.55.

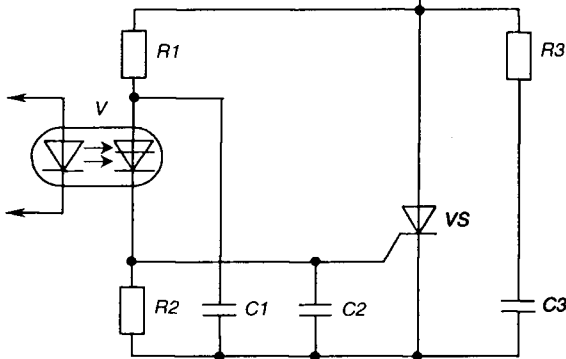


Рис. 9.55 – Вмикання силового тиристора за допомогою малопотужного оптронного

максимально допустимим значенням струму керування при амплітудному значенні напруги мережі).

У даному випадку СІФК виконана на основі ІМС К1401УД2, в одному корпусі якої міститься чотири операційні підсилювачі із спільними колами живлення.

Живиться СІФК від двополярного джерела напруги E_1, E_2 , до якого підмикаються через фільтруючі конденсатори – електролітичні C_5, C_6 і керамічні C_7, C_8 (останні забезпечують поглинання високочастотних завад у колах живлення).

9.13. СІФК з цифровим керуванням

У цифрових системах керування тиристорами поточне значення кута керування α_{II} задається у вигляді цифрового коду. Після відповідної обробки цього коду цифровою системою на її виході генерується прямокутний імпульс керування, фаза якого відповідає поточному значенню кута керування α_{II} .

За своєю суттю така СІФК є цифровим аналогом розглянутої у пп. 9.11.3 СІФК з вертикальним керуванням аналогової дії.

Структурна схема СІФК з цифровим керуванням зображена на рис. 9.56.

На схемі позначено:

ЗП – задаючий пристрій, за допомогою якого значення α_{II} задається у вигляді цифрового коду;

P – реєстр, у якому зберігається код поточного значення α_{II} (це елемент оперативної пам'яті системи);

ППК – пристрій порівняння кодів (**цифровий компаратор**);

ЛІ – лічильник імпульсів;

ГПІ – генератор прямокутних імпульсів еталонної частоти;

ФІ – формувач імпульсів;

ПП – підсилювач потужності;

ВС – вузол синхронізації;

VS – тиристор.

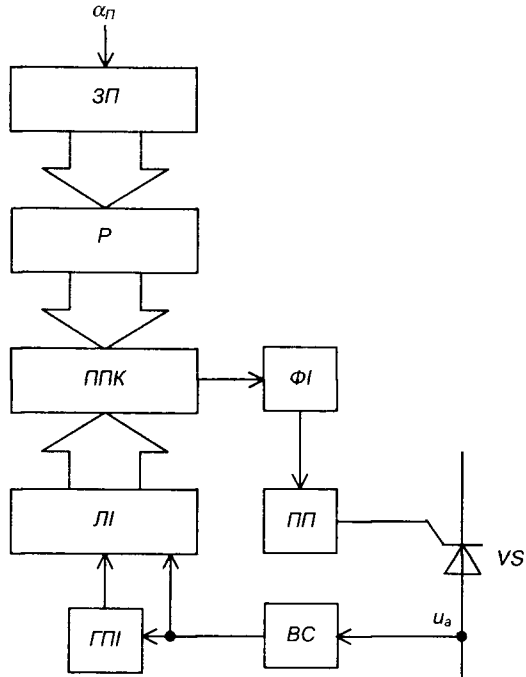


Рис. 9.56 – Структурна схема СІФК з цифровим керуванням

На початку кожного циклу роботи в реєстр *P* заноситься, наприклад, від керуючої ЕОМ код α_{II} (що є аналогом опорної напруги U_0 у аналоговій СІФК з вертикальним керуванням).

У момент переходу анодної напруги на тиристорі u_a через нуль вузол синхронізації *ВС* вмикає генератор *ГПІ* і лічильник імпульсів *ЛІ*, що починає рахувати імпульси. Лінійно зростаючий код (аналог напруги u_a) з виходу *ЛІ* подається на цифровий пристрій порівняння кодів *ППК*, куди також подається і код з виходу реєстра *P*. Після досягнення кодом лічильника значення коду, що зберігається в реєстрі *P*, *ППК* виробляє сигнал, який використовується для запуску формувача імпульсів *ФІ*. Вихідний імпульс *ФІ* після підсилення у *ПП* подається на керуючий електрод тиристора *VS*.

Після закінчення позитивної півхвилі u_a ВС вимикає генератор ГПП і встановлює лічильник імпульсів ЛІ у нульовий стан – схема готова до наступного циклу роботи.

У зв'язку з інтенсивним розвитком інтегральної технології цифровий метод керування знаходить дедалі ширше використання в перетворювальних пристроях.

СІФК з цифровим керуванням можуть забезпечувати практично будь-яку точність задання кута керування (з допустимою дискретністю). Це досягається за рахунок вибору необхідного числа розрядів P і ЛІ, а також частоти ГПП.

Незважаючи на більші апаратні витрати (більшу кількість корпусів ІМС середнього ступеня інтеграції), цифрові СІФК, порівняно з аналоговими, забезпечують:

- 1) більшу точність роботи;
- 2) високу завадостійкість (погодьтесь, що забезпечити завадостійкість цифрового компаратора, який порівнює комбінації одиниць і нулів – високих або низьких рівнів напруги, значно легше, ніж аналогового, який порівнює досить повільно змінювані у часі напруги);
- 3) абсолютну ідентичність каналів багатоканальних СІФК;
- 4) ідеальне узгодження з цифровими керуючими пристроями.

Наприкінці зазначимо, що такий принцип керування, звичайно, може бути реалізований програмно, наприклад, у мікропроцесорному пристрої керування.

? Контрольні запитання до десятого розділу

1. Поясніть, що таке випрямляч. Для чого призначені випрямлячі?
2. Наведіть структурну схему випрямляча і поясніть призначення його функціональних вузлів.
3. Назвіть ознаки, за якими класифікують випрямлячі.
4. Наведіть найбільш розповсюджені схеми випрямлячів, поясніть їх будову.
5. Які експлуатаційні характеристики і параметри притаманні випрямлячам?
6. Наведіть схему і поясніть принцип дії однофазного двопівперіодного випрямляча з нульовим виводом при роботі на активне навантаження.
7. Наведіть схему і поясніть принцип дії однофазного мостового випрямляча при роботі на активне навантаження.
8. Наведіть схеми і поясніть роботу двополярного випрямляча і подвоювача напруги.
9. Наведіть основні розрахункові співвідношення для однофазних випрямлячів.
10. Поясніть, у яких випадках застосовують трифазні випрямлячі.
11. Наведіть схему Міткевича і поясніть принцип її роботи.
12. Наведіть схему Ларіонова і поясніть принцип її роботи. На схемі вкажіть анодну і катодну групи вентилів, покажіть контур протікання струму для будь-якого конкретного моменту часу.
13. Порівняйте схему Міткевича зі схемою Ларіонова. У яких випадках яка з них більш придатна і чому?
14. Що таке згладжуючий фільтр? Для чого використовуються згладжуючі фільтри і на чому ґрунтується їх дія?
15. Які різновиди згладжуючих фільтрів Ви знаєте?
16. Поясніть специфіку роботи випрямляча на активно-ємнісній і активно-індуктивній навантаженні.
17. Поясніть, у яких випадках застосовують переважно ємнісні або індуктивні фільтри. Як підвищити ефективність індуктивного фільтра? Що таке багатоланковий фільтр?

18. Поясніть специфіку роботи фільтрів у перехідних процесах.
19. Що таке зовнішня характеристика випрямляча? Які параметри випрямляча можна з неї отримати?
20. Поясніть, що таке стабілізатор напруги постійного струму. Для чого призначені і у яких випадках застосовуються стабілізатори?
21. Наведіть схему, поясніть принцип дії і порядок розрахунку параметричного стабілізатора.
22. Які види компенсаційних стабілізаторів Ви знаєте? Поясніть специфіку їх роботи.
23. Наведіть схему компенсаційного стабілізатора, поясніть призначення елементів і принцип дії.
24. Коли застосовують стабілізатори струму? Наведіть схему простого транзисторного стабілізатора струму і поясніть, на чому ґрунтується його дія.
25. Поясніть принцип роботи індуктивно-ємнісного стабілізатора струму.
26. Вкажіть методи регулювання напруги постійного струму, поясніть їх особливості.
27. Поясніть специфіку побудови і роботи імпульсних регуляторів напруги постійного струму, а також їх переваги перед регуляторами безперервної дії.
28. Вкажіть переваги широтно-імпульсного методу регулювання перед іншими імпульсними методами.
29. Наведіть схему імпульсного регулятора напруги постійного струму, поясніть принцип її дії.
30. Поясніть, на чому ґрунтується принцип дії тиристорних керованих випрямлячів?
31. Поясніть роботу керованого однофазного двопівперіодного тиристорного випрямляча з нульовим виводом.
32. Поясніть форму напруги на тиристорі керованого однофазного двопівперіодного тиристорного випрямляча з нульовим виводом при роботі на активне навантаження.

33. Наведіть регулювальну характеристику тиристорного керуваного випрямляча і поясніть характер її залежності при лінійних змінах кута керування.
34. Що таке система імпульсно-фазного керування (СІФК)? Для чого застосовують такі системи? Які види СІФК Ви знаєте?
35. Наведіть структурну схему і поясніть принцип роботи СІФК з горизонтальним керуванням.
36. Поясніть, у чому полягає принцип дії СІФК з вертикальним керуванням. Наведіть структурну схему такої СІФК і поясніть призначення її вузлів.
37. На основі яких типових електронних пристроїв може бути побудована СІФК з вертикальним керуванням?
38. Поясніть специфіку побудови і принцип дії СІФК з цифровим керуванням.
39. Вкажіть переваги цифрової СІФК перед СІФК аналогової дії.

РОЗДІЛ 10

**ПЕРЕТВОРЮВАЛЬНІ ПРИСТРОЇ.
РЕГУЛЯТОРИ (ПЕРЕРИВАЧІ)
ЗМІННОГО СТРУМУ****10.1. Загальні відомості і класифікація**

Регулятори (переривачі) змінного струму є електронними ключами, що дозволяють вмикати чи вимикати навантаження у колі змінного струму або регулювати потужність, яка виділяється у навантаженні. Вони, як і випрямлячі, належать до класу перетворювачів ведених мережею.

Регулятори можуть бути класифіковані у залежності від способу керування, числа фаз, схеми з'єднання, виду навантаження та ін. Найбільш загальна їх класифікація ґрунтується на способі керування та включає такі типи регуляторів:

- 1) електронний ключ типу контактора;
- 2) керований електронний ключ;
- 3) регульований електронний ключ.

Електронний ключ типу контактора, як і електромеханічний контактор, слугує лише для вмикання або вимикання навантаження. Після вмикання напруга на навантаженні дорівнює напрузі мережі живлення. Такі ключі застосовують, наприклад, для керування нагрівальними приладами (печі опору, побутові електронагрівачі і т.п.), для комутації одно- та трифазних електродвигунів.

Керований електронний ключ відрізняється від контактора тим, що для зниження величини перехідних струмів, що супроводжують процес вмикання, подача напруги на навантаження здійснюється поступово від нуля до значення напруги мережі живлення. Це реалізується зменшенням кута керування (див. пп. 2.6.2) від найбільшої величини до найменшої з наперед встановленою швидкістю. Керовані електронні ключі можуть бути застосовані, наприклад, для уповільненого вмикання чи вимикання освітлення театральної або спортивної зали,

для такого ж запуску електродвигуна, що забезпечує зниження величини пускового струму.

Регульований електронний ключ являє собою ключ, у якого може здійснюватися регулювання кута керування за необхідним законом, а значить і потужності, що віддається у навантаження. Їх застосовують у регуляторах (стабілізаторах) напруги, для регулювання яскравості потужних джерел освітлення і т. ін.

Слід зазначити, що при роботі регульованого ключа форма кривої напруги на навантаженні відрізняється від форми кривої мережі живлення, за рахунок чого і напруга, і струм містять у собі багато гармонік. Основна гармоніка має ту ж частоту, що й частота напруги живлення. Струм основної гармоніки відстає від напруги за фазою. Величина кута відставання залежить від виду навантаження і величини кута керування, але, навіть за активного навантаження, кут відставання не дорівнює нулеві: пристрої з такими ключами завжди споживають реактивну потужність.

Регулятори усіх трьох типів мають однакову схему силового електронного вузла, але відрізняються побудовою системи керування, що повинна реалізовувати необхідний закон зміни напруги на навантаженні.

У якості силових елементів у потужних регуляторах використовуються, в основному, тиристори, симістори, діоди і рідше повністю керовані напівпровідникові прилади (двоопераційні тиристори, потужні біполярні та польові транзистори, силові БТІЗ).

Із властивостей тиристора (симістора) випливає, що сигнал керування вмикає регулятор напруги змінного струму майже без затримки, після чого струм у колі навантаження припиняється лише при переході його через нуль (за умови відсутності сигналу керування). Очевидно, що при використанні повністю керованих приладів припинення струму у колі навантаження може бути здійснене у будь-який момент півхвилі змінного струму.

Проектування силової схеми регулятора змінного струму є комплексною задачею, бо навіть у сталому режимі струм через тиристори та напруга на них мають квазістаціонарний характер.

При виборі вентилів регулятора (наприклад, тиристорів) за струмом та напругою, втрати потужності в них знаходять, виходячи з форми кривої струму, що протікає через напівпровідниковий прилад. Втрати у вентилях практично дорівнюють втратам від прямого струму, що, у свою

чергу, залежать від середнього та діючого значень струму напівпровідникового приладу і параметрів його прямої гілки вольт-амперної характеристики. Для визначення зазначених струмів використовують графічні залежності, що називаються характеристиками керування, або регульовальними характеристиками, і зображують залежність від кута керування середніх і діючих значень струмів окремих вентилів, а також діючих значень струму та напруги на навантаженні у сталому режимі. Ці графіки необхідні не тільки для вибору вентилів для регулятора, але й для його загального розрахунку.

Придатний за струмом вентиль для регулятора можна вибрати, якщо знати втрати потужності в ньому та параметри охолодження (середня температура, тепловий опір і допустима температура напівпровідникового переходу вентиля, тепловий опір охолоджувача). Робочу напругу вентиля вибирають, виходячи із значень стаціонарної напруги, що залежить від схеми з'єднання, навантаження, змін у напрузі мережі живлення і проти-е.р.с., а також перехідної напруги, зумовленої комутаційними й зовнішніми перенапругами. Перехідна напруга, як правило, визначається за допомогою коефіцієнта перенапруг, що залежить від застосованих засобів захисту від перенапруг і динамічних характеристик вентилів.

10.2. Однофазні регулятори змінного струму

Найбільш розповсюдженими є **однофазні регулятори змінного струму** зі схемами силової частини, зображеними на рис. 10.1. Надалі силову частину регулятора будемо називати **електронним ключем (ЕК)**.

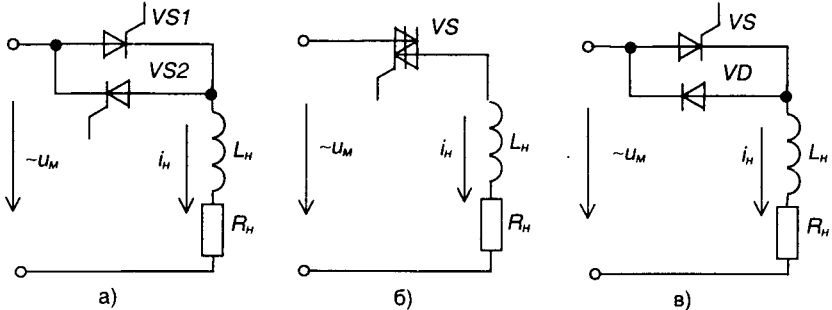


Рис. 10.1 – Однофазні регулятори змінного струму. Схеми силової частини

На рис. 10.1,а показано основну схему повністю керованого однофазного симетричного ЕК типу “тиристор-тиристор”. Навантаження L_n, R_n приєднується до мережі живлення через два тиристори, з’єднані зустрічно-паралельно. Як відомо, щоб тиристор почав проводити струм, до нього повинна бути прикладена пряма напруга і необхідно пропустити струм по його колу керування – подати керуючий сигнал. Якщо величина кута керування однакова у обох півперіодах (симетричне керування), то напруга на навантаженні не буде мати постійної складової.

Два з’єднані зустрічно-паралельно тиристори можуть бути заміннені одним симетричним тиристором (симістором), як це показано на рис. 10.1,б.

Часові діаграми напруг і струмів на навантаженні та елементах схеми для цих ЕК зображені на рис. 10.2, де позначено:

u_m – напруга мережі живлення;

$u_{кер}$ – напруга сигналу керування;

R_n – активний опір навантаження;

L_n – індуктивність навантаження;

u_n, i_n – напруга і струм навантаження;

$\theta = 2\pi f t$, f – частота мережі;

α – кут керування;

λ – кут провідності тиристора;

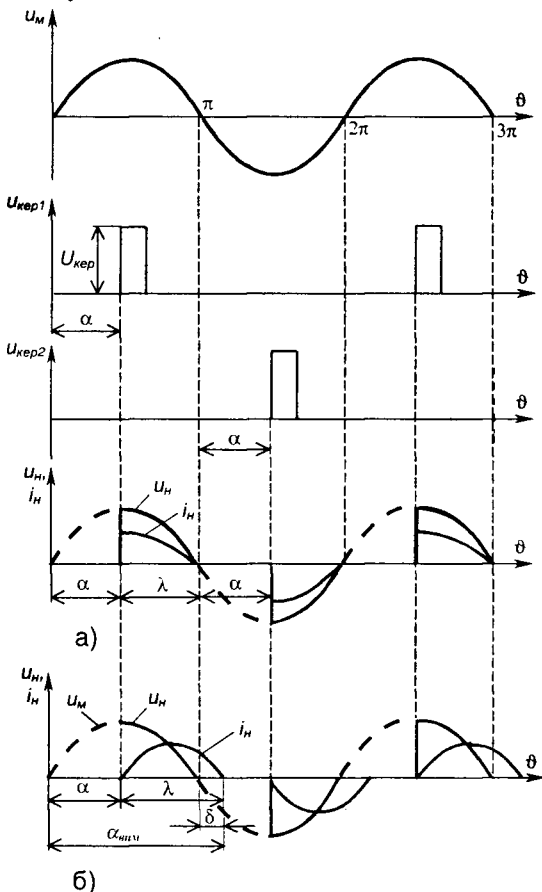


Рис. 10.2 - Часові діаграми напруг і струмів однофазних регуляторів змінного струму

δ – кут, на який збільшується провідність тиристора за активно-індуктивного навантаження ($\delta = \alpha_{вим} - \pi$);

$\alpha_{вим}$ – кут **вимикання** тиристора ($\alpha_{вим} = \alpha + \lambda$).

Незважаючи на те, що схема ЕК із симістором (рис. 10.1,б) простіша, у порівнянні з основною схемою, вона широкого застосування не знайшла у зв'язку з тим, що сучасні симістори поки що істотно поступаються тиристорам за переважувальною здатністю та динамічними параметрами.

На рис. 10.1,в наведено однофазну напівкерovanу схему ЕК типу “**тиристор-діод**”. Її застосування обмежене тому, що, по-перше, енергія до навантаження тут подається в одному півперіоді з керуванням, а в другому – без нього. Через це, по-друге, напруга на навантаженні має постійну складову, якщо кут керування тиристора відрізняється від нуля, а провідність переривчаста.

Оскільки ЕК є основним вузлом регулятора, що визначає його функціональні можливості, то знайдемо основні розрахункові співвідношення, що дозволяють вибрати тиристори, а також визначити характер впливу процесів у регуляторі на навантаження. Для цього розглянемо детальніше роботу ЕК (рис. 10.1,а) при активному й активно-індуктивному навантаженнях.

При активному характері навантаження його струм за формою повторює напругу на ньому. Через тиристор $V S 1$ струм протікає протягом позитивного півперіоду, а через тиристор $V S 2$ – протягом негативного. Завдяки симетричності керування середні I_{Ta} та діючі I_T значення струмів через обидва тиристори однакові й становлять відповідно:

$$I_{Ta} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \frac{\sqrt{2}U_m}{R_n} \sin \vartheta d\vartheta = \frac{U_m}{\sqrt{2}\pi R_n} (1 + \cos \alpha), \quad (10.1)$$

де U_m – діюче значення напруги мережі.

$$I_T = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \left(\frac{\sqrt{2}U_m}{R_n}\right)^2 \sin^2 \vartheta d\vartheta} = \frac{U_m}{R_n} \sqrt{\frac{1}{2} \left(1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}\right)}. \quad (10.2)$$

За цими виразами можна побудувати залежності середнього і діючого значень струмів тиристорів від кута керування. Для забезпечення універсальності використання їх будують у відносних одиницях:

$$I_{Ta}^* = \frac{I_{Ta}}{I_{Ta0}} = \frac{1 + \cos \alpha}{2}; \quad (10.3)$$

$$I_T^* = \frac{I_T}{I_{T0}} = \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}}, \quad (10.4)$$

де I_{Ta0} і I_{T0} відповідають куту керування $\alpha = 0$.

Ці залежності, що називаються **характеристиками керування**, наведені на рис. 10.3.

На рис 10.4 наведена залежність коефіцієнта форми струму тиристорів від кута керування, побудована за виразом:

$$F_i(\alpha) = \frac{I_T}{I_{Ta}} = \frac{\pi \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}}}{1 + \cos \alpha}. \quad (10.5)$$

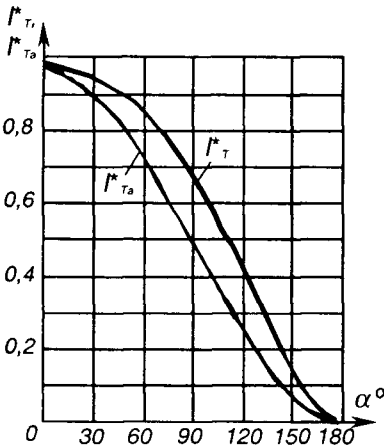


Рис. 10.3 – Залежність середнього $I_{Ta}^* = f(\alpha)$ та діючого $I_T^* = f(\alpha)$ значень струму тиристора від величини кута керування при активному навантаженні

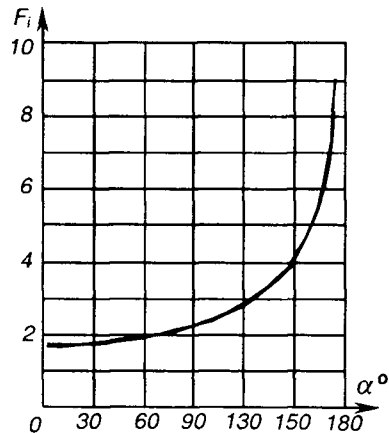


Рис. 10.4 – Залежність коефіцієнта форми струму тиристора $F_i = f(\alpha)$ від величини кута керування при активному навантаженні

Середнє значення напруги на навантаженні $U_{na} = 0$, а її діюче значення:

$$U_n = U_m \sqrt{\frac{1}{\pi} (\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha)}, \quad (10.6)$$

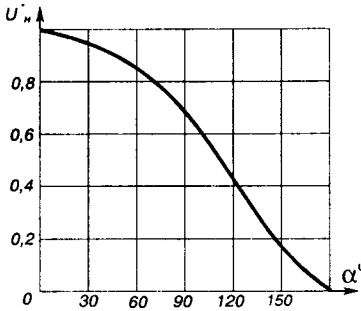


Рис. 10.5 – Регулювальна характеристика ключа

або у відносних одиницях:

$$U_n^* = \frac{U_n}{U_m} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha \right)}. \quad (10.7)$$

Залежність (10.7), що є **регулювальною характеристикою** ключа, зображено на рис. 10.5.

Втрати потужності у одному тиристорі за умови, що основним джерелом нагрівання є втрати у стані прямої провідності, становлять:

$$\begin{aligned} \Delta P &= \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} u_T i_T d\vartheta = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} (U_0 + i_T R_d) i_T d\vartheta = U_0 I_{T0} + R_d I_T^2 = \\ &= U_0 I_{T0} \frac{1 + \cos \alpha}{2} + R_d I_{T0}^2 \left(1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi} \right), \end{aligned} \quad (10.8)$$

де U_0 , R_d – гранична напруга і динамічний опір (параметри прямої гілки вольт-амперної характеристики тиристора).

Максимальні значення зворотної і прямої напруг на тиристорі визначаються з виразу:

$$U_{звор.макс} = U_m \sqrt{2} K_{II}, \quad (10.9)$$

де K_{II} – коефіцієнт, що враховує рівень перенапруг, величина яких зумовлена як власне комутаційними процесами, так і зовнішніми перенапругами (зазвичай задають $K_{II} = 1,4 - 1,6$).

При активно-індуктивному навантаженні ($R_n \neq 0$, $L_n \neq 0$) виникає е.р.с. самоіндукції, що перешкоджає змінам струму, і форма струму у колі не повторює форми напруги. Струм через тиристор протікає ще протягом деякого часу після зміни знаку напруги живлення.

Закон зміни струму тиристора, що проводить у позитивний півперіод, можна одержати, якщо розв'язати диференційне рівняння:

$$U_m \sqrt{2} \sin \vartheta = i R_n + \omega L_n \frac{di}{d\vartheta}.$$

Це рівняння справедливе на інтервалі $\alpha \leq \vartheta \leq \alpha_{вим}$, поза яким $i=0$.

Розв'язок для струму:

$$i(\vartheta) = \frac{U_m \sqrt{2}}{Z_n} \sin(\vartheta - \varphi) + A e^{\frac{\vartheta - \alpha}{\omega \tau_n}},$$

де $\varphi = \arctg \frac{\omega L_n}{R_n}$ – зсув фаз між струмом та напругою навантаження;

$$\tau_n = \frac{L_n}{R_n};$$

$$Z_n = \sqrt{R_n^2 + (\omega L_n)^2};$$

A – стала інтегрування, що визначається за умови, що при $\vartheta = \alpha$, $i = 0$.

Вираз для струму навантаження, а, отже, і для струму тиристора має вигляд:

$$i(\vartheta) = i_T = \frac{U_m \sqrt{2}}{Z_n} \left[\sin(\vartheta - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi) e^{\frac{\vartheta - \alpha}{\omega \tau_n}} \right]. \quad (10.10)$$

Кут вимикання тиристора $\alpha_{вим}$ може бути визначений із трансцендентного рівняння:

$$\sin(\alpha_{вим} - \varphi) = \sin(\alpha - \varphi) e^{\frac{\alpha_{вим} - \alpha}{\omega \tau_n}}, \quad (10.11)$$

яке виходить із (10.10) за умови $i = 0$ при $\vartheta = \alpha_{вим} = \alpha + \lambda$.

Результати розв'язання рівняння (10.11) подані у графічному вигляді на рис. 10.6.

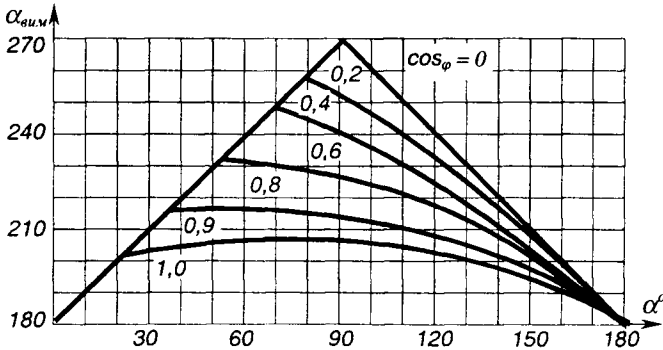


Рис. 10.6 – Зв'язок кута керування з кутом вимикання ключа при активно-індуктивному навантаженні

Із (10.10) випливає, що при $\alpha = \varphi$ вільна складова струму не виникає, і струм визначається тільки примусовою складовою. Така величина кута керування називається **критичним кутом керування** $\alpha_{кр}$, тому що кінець імпульсу струму через один тиристор збігається з початком протікання струму через другий. При $\alpha > \alpha_{кр}$ струм навантаження має переривчастий характер, а при $\alpha < \alpha_{кр}$ – безперервний. Регулювання напруги та струму навантаження можливе лише при зміні кута керування тиристорів у межах

$$\alpha_{кр} < \alpha < \pi. \quad (10.12)$$

Діюче значення струму через тиристор становить:

$$I_T = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha_{вим}} i_T^2 d\vartheta}, \quad (10.13)$$

а його середнє значення :

$$I_{Ta} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha_{вим}} i_T d\vartheta. \quad (10.14)$$

Діюче значення напруги на навантаженні:

$$U_H = U_M \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\alpha_{вим} - \alpha + \frac{\sin 2\alpha - \sin 2\alpha_{вим}}{2} \right)}, \quad (10.15)$$

або у відносних одиницях:

$$U_H^* = \frac{U_H}{U_M} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\alpha_{вим} - \alpha + \frac{\sin 2\alpha - \sin 2\alpha_{вим}}{2} \right)}. \quad (10.16)$$

Подальший розрахунок аналогічний випадку з активним навантаженням.

Для забезпечення нормальної роботи ЕК при активно-індуктивному навантаженні у режимі нерегульованого ключа (перший тип ключів), що має місце при $\alpha < \alpha_{кр}$, необхідно подавати на тиристри керуючі імпульси достатньої тривалості, не меншої за $(\varphi - \alpha)$. Виходячи з найменшого кута $\alpha = 0$, тривалість імпульсів, що вмикають тиристри, повинна бути не меншою за φ . Інакше імпульс керування для чергового тиристора закінчиться раніше, ніж припиниться струм у паралельному йому тиристорі, і тиристор не зможе відкритися – відбудеться **пропуск вмикання тиристора**.

10.3. Трифазні регулятори змінного струму

На рис. 10.7 наведено найбільш розповсюджені варіанти силових схем вмикання **трифазних симетричних регуляторів**, тобто трифазних ЕК, що виконані за схемою з'єднання “тиристор-тиристор”. У схемі на рис. 10.7,а нейтраль зірки виведена, а у схемах на рис 10.7,б та 10.7,в вона ізольована. Два зустрічно-паралельних тиристори на цих схемах можна замінити одним симістором чи тиристором, зашунтованим у зворотному напрямку діодом. Для схеми вмикання за рис. 10.7,а останній варіант не використовується.

Максимальні значення прямої та зворотної напруг на тиристорах у схемі рис. 10.7,а визначаються амплітудою фазної напруги $\sqrt{2}U_{\phi}$, а у схемах рис. 10.7,б та 10.7,в – амплітудою лінійної напруги $\sqrt{2}U_{\ell}$, якщо тиристор шунтується діодом у зворотному напрямку, і величиною $1,5\sqrt{2}U_{\phi}$ за відсутності діодів.

Схеми вмикання з ізольованою нейтраллю придатні для живлення навантаження, з'єданого як у зірку, так і у трикутник, а схема з виведеною нейтраллю – для живлення навантаження, з'єданого тільки у зірку. При

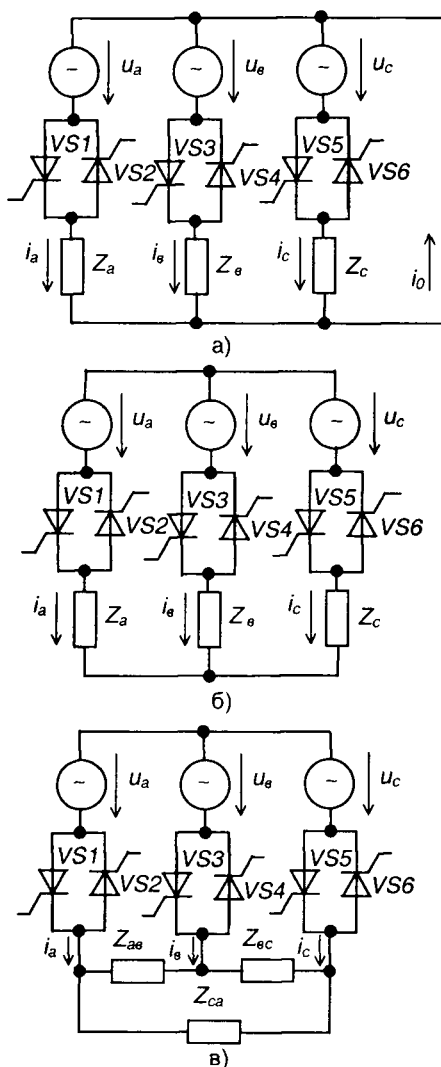


Рис. 10.7 – Трифазні тиристорні симетричні ЕК за схемою з'єднання “тиристор-тиристор”

цьому нейтраль схеми навантажується (по ній протікає струм), коли кути керування тиристорів відмінні від нуля. У схемі з виведеною нейтраллю струм через тиристор у кожній фазі не залежить від струму інших фаз. Він визначається величиною фазної напруги та характеризується тими ж співвідношеннями між кутами α , $\alpha_{\text{вип}}$, λ , φ , що й для однофазної схеми.

При збільшенні кута керування α зменшується тривалість протікання струму через тиристор і при деякому значенні α імпульс струму у одній фазі припиняється раніше, ніж відкриється тиристор у наступній фазі. Таким чином, можливі інтервали часу, коли струм у навантаженні не протікає. Кут провідності λ кожного з тиристорів при цьому зменшується до величини меншої за 60° .

У схемах з ізольованою нейтраллю (без нульового проводу) процеси значно відрізняються від розглянутих вище, тому що робота усіх фаз взаємозалежна і для протікання струму навантаження необхідно одночасне вмикання тиристорів у декількох (двох чи трьох) фазах.

Розглянемо роботу цих схем при активно-індуктивному навантаженні.

Фазні напруги мережі живлення можна записати у вигляді:

$$\begin{aligned} u_a &= \sqrt{2}U_\phi \sin \vartheta; \\ u_b &= \sqrt{2}U_\phi \sin\left(\vartheta - \frac{2\pi}{3}\right); \\ u_c &= \sqrt{2}U_\phi \sin\left(\vartheta + \frac{2\pi}{3}\right). \end{aligned} \tag{10.17}$$

Форма та величина напруг у фазах навантаження залежать від величини кутів керування α та φ і за симетричного керування, коли кути α для всіх тиристорів однакові, вони ідентичні для усіх фаз. Тому можна досліджувати напругу на одній із фаз навантаження. У цьому випадку для усіх поточних значень кута α і кутів $\vartheta = \omega t$ за початок відліку приймемо момент проходження фазної напруги мережі u_ϕ через нуль.

При аналізі всі можливі варіанти комутації фази a можна розбити на три характерних режими у залежності від співвідношення α і φ , як показано на рис. 10.8, а-г. Ділянки провідності тиристорів показані на цьому рисунку прямокутниками.

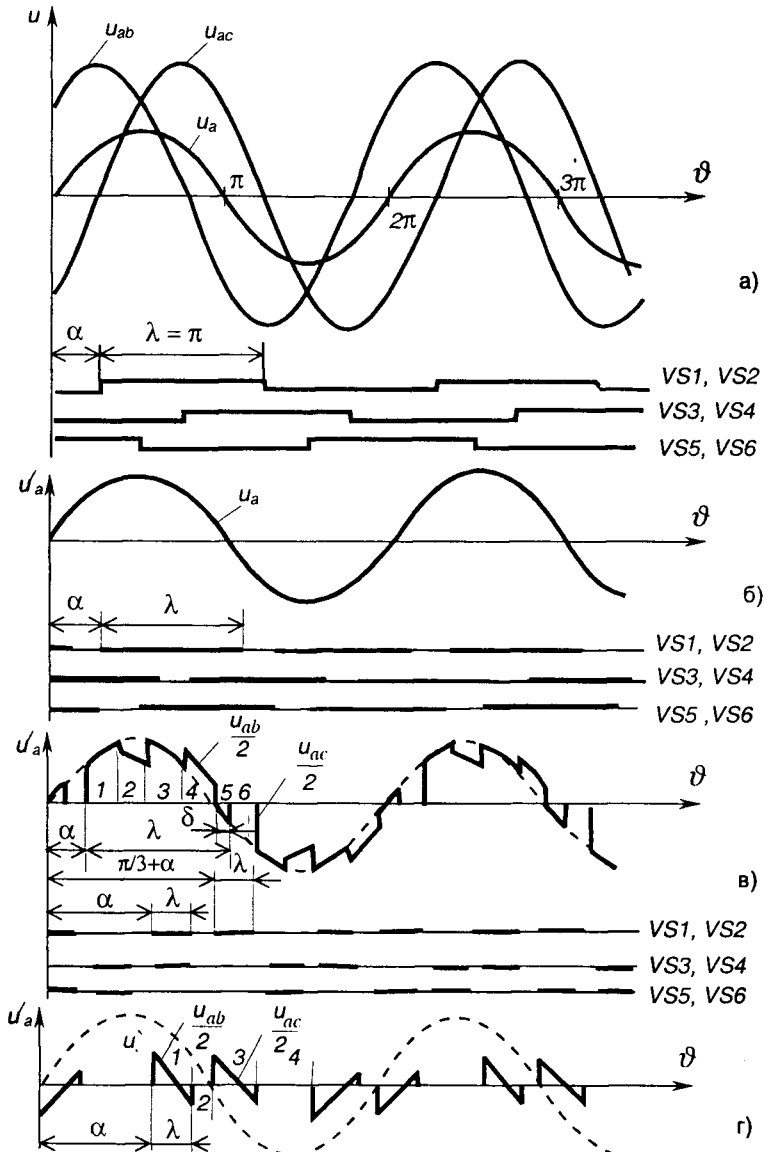


Рис. 10.8 – Часові діаграми роботи тиристорів трифазного ЕК та форма напруги на активно-індуктивному навантаженні

Якщо $\alpha < \varphi$, через навантаження безперервно тече синусоїдний струм, бо кожна пара тиристорів незалежно комутує фазну напругу. При цьому тривалість протікання струму через кожний із тиристорів $\lambda = \pi$ і фазна напруга $u'_a = u_a$ (рис. 10.8, б):

$$u'_a = \sqrt{2}U_\phi \sin \vartheta; i_a = \sqrt{2} \frac{U_\phi}{Z_{нф}} \sin(\vartheta - \varphi),$$

де $Z_{нф}$ – опір однієї фази навантаження.

Якщо $\alpha < \alpha_{зр}$, де $\alpha_{зр}$ – деякий граничний кут вмикання тиристорів, що розділяє можливі режими, то за півперіод у кривій фазної напруги u_a маємо шість ділянок. При цьому на трьох ділянках $u'_a = u_a$ (ввімкнуті тиристори усіх трьох фаз); на двох $u'_a = \frac{u_{ab}}{2}$ або $\frac{u_{ac}}{2}$ (вимкнуті тиристори у двох фазах); на одній $u'_a = 0$ (закриті тиристори у усіх трьох фазах) (рис. 10.8, в).

Якщо $\alpha > \alpha_{зр}$, то немає інтервалів одночасної роботи тиристорів усіх трьох фаз. При цьому на двох ділянках $u'_a = \frac{u_{ab}}{2}$ або $\frac{u_{ac}}{2}$, а на двох інших $u'_a = 0$ (рис. 10.8, г).

Третій режим реалізується при $\alpha_{зр} < \alpha < 150^\circ$, тобто максимальний кут $\alpha_{\max} = 150^\circ$.

Регулювання напруги від максимального значення до нуля для розглянутих схем можливе при зміні кута регулювання α у межах $\varphi < \alpha < 150^\circ$.

Струми та напруги для різних режимів можна визначити розв'язанням диференційних рівнянь для різної кількості одночасно ввімкнутих тиристорів. Ці рівняння для фази a для ввімкнутих тиристорів усіх трьох фаз мають такий вигляд:

$$u'_a = \sqrt{2}U_\phi \sin \vartheta = \omega L_n \frac{di_a}{d\vartheta} + i_a R_n - \quad (10.18)$$

для ввімкнутих тиристорів у фазах a та b ;

$$u'_a = \frac{u_{ab}}{2} = \frac{\sqrt{3}}{2} U_\phi \sin(\vartheta + 30^\circ) = \omega L_n \frac{di_a}{d\vartheta} + i_a R_n - \quad (10.19)$$

для ввімкнутих тиристорів у фазах a та c ;

$$u'_a = \frac{u_{ac}}{2} = \frac{\sqrt{3}}{2} U_\phi \sin(\vartheta - 30^\circ) = \omega L_n \frac{di_a}{d\vartheta} + i_a R_n - \quad (10.20)$$

для закритих тиристорів у фазі a $u'_a = 0$.

Розв'язанням за допомогою ЕОМ рівнянь (10.18) – (10.20) було визначено залежності від кутів α і φ діючого значення першої гармоніки напруги на навантаженні U_{1n} , діючого значення струму у навантаженні I_n , діючого значення першої гармоніки струму у навантаженні I_{1n} та середнього значення струму через тиристор I_{Ta} . Діюче значення стру-

му через тиристор визначається як $\frac{I_n}{\sqrt{2}}$.

Залежності

$$v_1^2 = \left(\frac{U_{1n}}{U_{n0}} \right)^2 = f(\alpha, \varphi);$$

$$I_n^* = \frac{I_n}{I_{n0}} = f(\alpha, \varphi);$$

$$I_{1n}^* = \frac{I_{1n}}{I_{1n0}} = f(\alpha, \varphi);$$

$$I_{Ta}^* = \frac{I_{Ta}}{I_{Ta0}} = f(\alpha, \varphi)$$

у відносних одиницях наведені відповідно на рис. 10.9 – 10.12, величини U_{n0} , I_{n0} , I_{1n0} , I_{Ta0} відповідають куту керування $\alpha = 0$.

Отримані залежності дозволяють розрахувати трифазний ЕК (рис. 10.7, б і в) у різних режимах роботи.

На рис. 10.13 подано дві спрощені схеми ЕК. На рис. 10.13, а показана схема з'єднання “тиристор-тиристор”, де тиристори є у двох фазах, а третя фаза приєднана безпосередньо до навантаження. На рис. 10.13, б – схема з трьома тиристорами, з'єднаними у трикутник і введеними у нейтраль зірки навантаження. Останнє можна реалізувати тільки у випадку, якщо є можливість розриву нейтралі зірки навантаження.

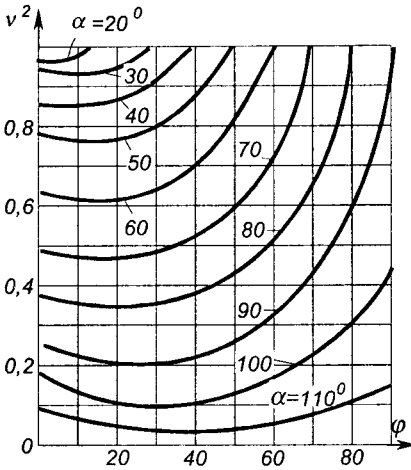


Рис.10.9 – Залежність $v^2 = f(\alpha, \varphi)$

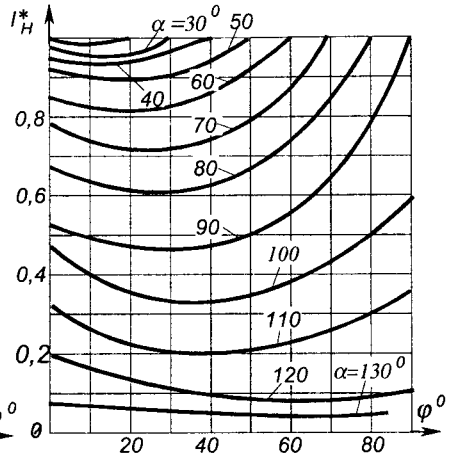


Рис.10.10 – Залежність $I_H^* = f(\alpha, \varphi)$

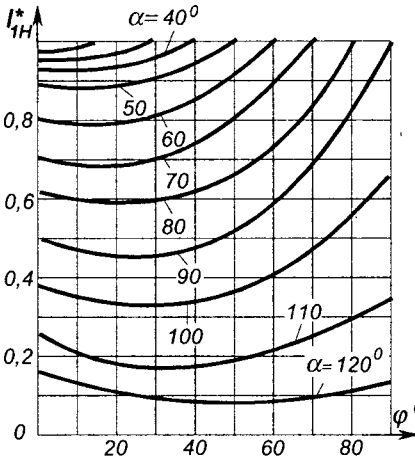


Рис.10.11 – Залежність $I_{IH}^* = f(\alpha, \varphi)$

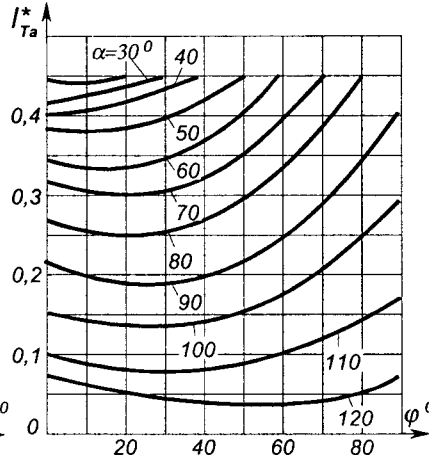


Рис.10.12 – Залежність $I_{Ta}^* = f(\alpha, \varphi)$

Перевага цих схем – у меншому числі тиристорів і деяким спрощенні системи керування. Їх недолік полягає у тому, що при симетричному керуванні тиристорами форма кривих струмів і напруг у різних фазах

неоднакова і їхні діючі значення помітно різняться. Тому розглянуті схеми можна застосовувати тільки при створенні нерегульованих ЕК, де тиристри виконують функцію механічного контакту.

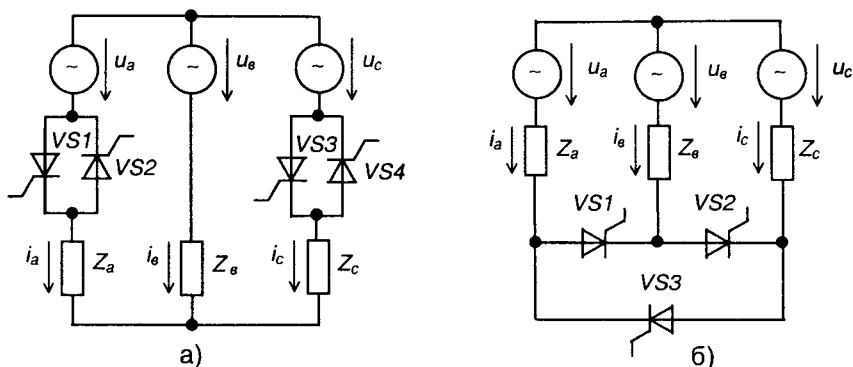


Рис. 10.13 – Спрощені схеми трифазних ЕК змінного струму

При цьому варто мати на увазі, що при повністю відкритих тиристорах у схемі рис. 10.13,б середнє значення їхнього струму більше у $\sqrt{3}$ разів, ніж у схемах рис. 10.7,а.

Напруга на тиристорах цих схем визначається лінійною напругою.

10.4. Схеми запуску керованих напівпровідникових приладів у регуляторах напруги

Схеми запуску (СЗ) призначені для посилення й перетворення інформаційного сигналу систем керування регуляторів у сигнал із параметрами, необхідними для гарантованого вмикання чи вимикання керованого напівпровідникового приладу ЕК. Як уже зазначалось, у потужних ЕК регуляторів у якості керованих напівпровідникових приладів використовуються тиристри (найчастіше), симістри, оптронні тиристри, двоопераційні тиристри і БТІЗ. У слабкострумівих (нижче 25 А) ЕК, в основному, застосовуються потужні біполярні й польові транзистори.

Перші три із вказаних приладів є не повністю керованими, бо їх не можна вимкнути дією на них керуючого сигналу, інші ж прилади – повністю керовані: їх можна як вмикати, так і вимикати дією керуючого сигналу.

Загальними вимогами до СЗ для всіх типів ЕК є:

- 1) забезпечення надійного вмикання напівпровідникових приладів ЕК, а також їхнього вимикання (для повністю керованих приладів) в усіх режимах роботи ЕК;
- 2) незначна споживана потужність;
- 3) малі габарити й маса;
- 4) висока завадостійкість і надійність.

Як вже зазначалося, при створенні ЕК регуляторів змінної напруги різних типів і дотепер найбільш широко використовуються тиристори. Це пояснюється тим, що вони істотно перевершують інші керовані напівпровідникові прилади за рівнем робочих номінальних струмів і напруг, величини яких у сучасних потужних тиристорів становлять тисячі ампер і тисячі вольт відповідно. При цьому, що особливо важливо, їхня переважувальна здатність за струмом сягає десятків кілоампер при відносно малих втратах потужності у ввімкненому стані. До цього варто додати – і за вартісними показниками і за надійністю вони поки що також перевершують усі інші силові напівпровідникові прилади. Недоліки тиристорів, пов'язані з низькими частотними властивостями (як правило, їхня робоча частота не перевищує 500 Гц), не є визначальними при застосуванні у низькочастотних (зазвичай 50 Гц) регуляторах. У зв'язку з цим ми найбільшу увагу приділимо СЗ саме тиристорів.

У якості таких СЗ можуть використовуватися широко застосовувані для цієї мети у перетворювальній техніці **підсилювачі-формувачі імпульсів**. Вони являють собою сполучення одновібратора, що задає необхідну тривалість t_i імпульсу керування, з імпульсним підсилювачем, що має трансформаторний вихід. Це забезпечує поряд із підсиленням сигналу електричне (гальванічне) розділення кіл силової схеми (високий потенціал) і системи керування (низький потенціал). Якщо для вмикання тиристора потрібен “широкий” імпульс (понад 0,1 – 0,2 мс), то в схему підсилювача-формувача додатково вводять ще й генератор імпульсів, за допомогою якого безперервний сигнал керування перетворюється у переривчастий (відбувається його модуляція), що істотно полегшує роботу вихідного транзистора за потужністю.

Структурна схема підсилювача-формувача зображена на рис. 10.14, а часові діаграми роботи – на рис. 10.15.

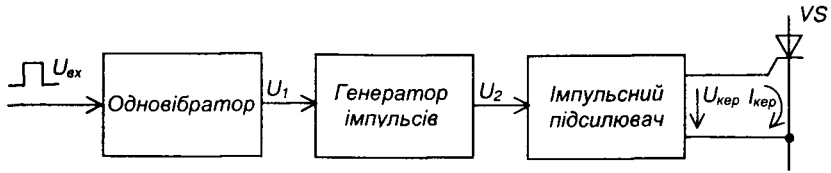


Рис. 10.14 – Підсилювач-формував імпульсів керування тиристором. Схема структурна

За відсутності сигналу від системи керування регулятора генератор імпульсів знаходиться у вимкненому стані і у керуюче коло тиристора VS сигнал не надходить. З приходом сигналу запуску на вхід одновібратора останній генерує прямокутний імпульс (див. рис. 10.15) необхідної тривалості t_i і вмикає на цей проміжок часу генератор імпульсів. Імпульсний підсилювач підсилює імпульси генератора за потужністю і напругою до величин, необхідних для надійного вмикання тиристора. У якості генератора модулюючих імпульсів зазвичай використовується мультивібратор. Приклади схем імпульсних підсилювачів наведено на рис. 10.16, а і б.

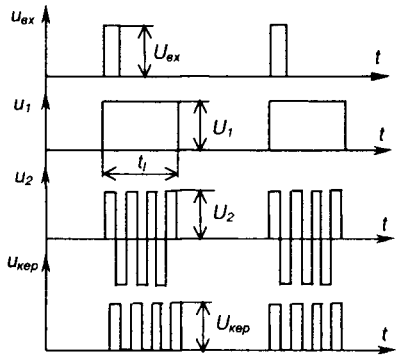


Рис. 10.15 – Часові діаграми напруг на виходах вузлів підсилювача-формувача імпульсів

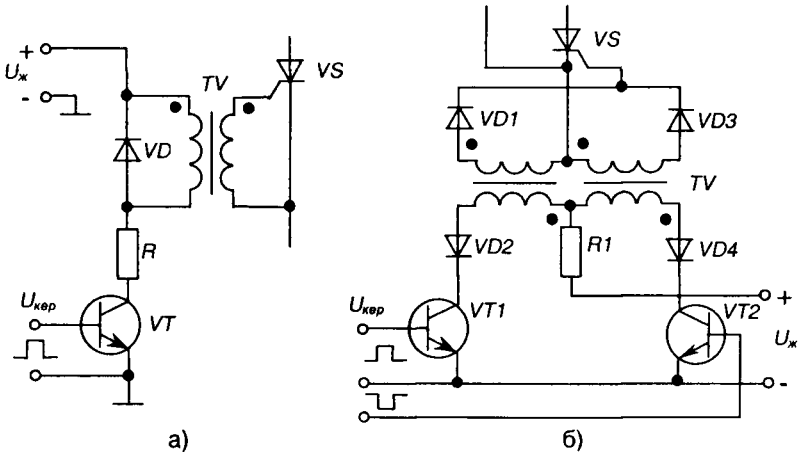


Рис. 10.16 – Імпульсні підсилювачі

Тип схемного вирішення імпульсного підсилювача значною мірою визначається необхідною тривалістю імпульсу керування. Передача імпульсів тривалістю до 0,2 мс ("вузькі" імпульси) може здійснюватися за допомогою найпростішого імпульсного підсилювача (рис. 10.16,а).

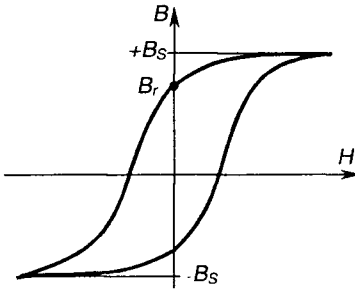


Рис. 10.17 – Характеристика намагнічування магнітопроводу

Магнітопровід імпульсного трансформатора *TV* працює тут по частковій петлі гістерезису (рис. 10.17), тобто робоча індукція у магнітопроводі змінюється від залишкової B_r до максимальної B_s .

Тривалість імпульсу керування, що може підсилити цей підсилювач без спотворення, визначається з виразу:

$$t_i \leq (B_s - B_r) \frac{w_1 S}{U_{жс}}, \quad (10.21)$$

де w_1 – кількість витків первинної обмотки імпульсного трансформатора струму;

S – площа перетину магнітопроводу;

$U_{жс}$ – напруга живлення.

Для передачі "широких" імпульсів керування використовується, як зазначалося вище, **частотне заповнення** (рис. 10.15), за якого імпульс керування формується у вигляді частотної посилки. У цьому випадку для її підсилення використовується схема підсилювача за рис. 10.16,б. Почергове вмикання транзисторних ключів *VT1* і *VT2* призводить до того, що магнітопровід імпульсного трансформатора *TV* використовується повністю, бо працює за повним циклом перемагнічування.

За полярності сигналів на входах транзисторів *VT1* і *VT2*, що показана на рис. 10.16,б, у провідному стані знаходиться транзистор *VT1*, а керуюча напруга подається до кола керування тиристора *VS* через діод *VD1* від лівої вихідної півобмотки трансформатора. При зміні полярності вхідної напруги керуюча напруга буде надходити з правої півобмотки трансформатора через діод *VD3*. Тривалість імпульсу, яку можна передати за допомогою даної схеми, визначається з достатньою точністю із виразу:

$$t_i = 2B_s S \frac{w_1}{U_{жс}}. \quad (10.22)$$

Частотна модуляція імпульсу керування здійснюється частотою приблизно 5 – 10 кГц, причому півперіод імпульсів, що модулюють, і параметри осердя магнітопровода зв'язані виразом (10.22).

Число витків імпульсного трансформатора вибирається, як правило, так, щоб струм намагнічування не перевищував 10–15% усередненого струму навантаження трансформатора.

У окремих випадках, коли тиристри ЕК мають спільну точку чи їхня кількість невелика, як імпульсний підсилювач може використовуватися транзисторний оптронний ключ, показаний на рис. 10.18.

Проектування СЗ тиристорів проводиться за вхідними статичними і динамічними характеристиками керування з урахуванням механізму перемикання тиристорів.

Вхідні ВАХ керуючого переходу тиристора залежать від його типу, температури напівпровідникової структури і істотно відрізняються від екземпляра до екземпляра навіть для одного типу через недосконалість сучасної технології виготовлення приладів.

У довідкових матеріалах зазвичай наведені вхідні ВАХ тиристорів у такому вигляді, як показано на рис. 10.19,а.

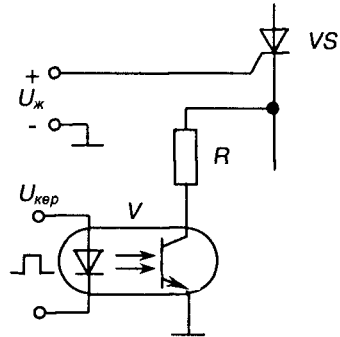


Рис. 10.18 – Імпульсний підсилювач з транзисторним оптроном

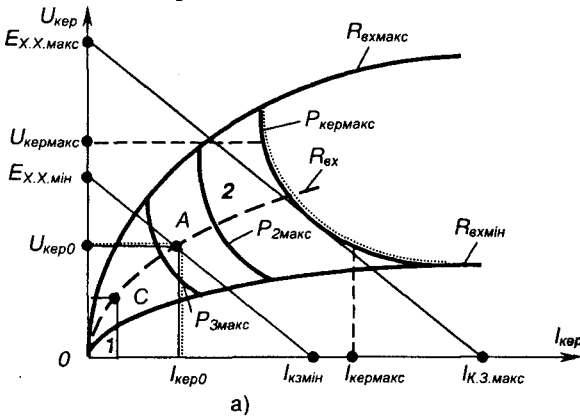
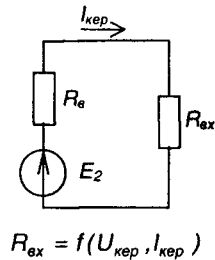


Рис. 10.19 – ВАХ кола керування тиристора



$$R_{вех} = f(U_{кер}, I_{кер})$$

б)

Тут криві з максимальним $R_{вх\max}$ і мінімальним $R_{вх\min}$ вхідними опорами обмежують поле розкиду параметрів кола керування. У зоні 1 вмикання тиристорів не гарантується, тому що для деяких екземплярів струм керування може виявитись меншим за струм вмикання. Зона 2 обмежена знизу лініями $U_{кер0A}$ і $I_{кер0A}$, обумовленими напругою і струмом вмикання при мінімальній робочій температурі навколишнього середовища. Зі збільшенням температури ці лінії, як впливає із фізики роботи тиристорів, зміщуються донизу. Зверху зона обмежена гіперболою – геометричним місцем точок максимальної потужності керування $P_{кер\max}$, що визначаються максимально припустимими напругою $U_{кер\max}$ і струмом $I_{кер\max}$. При розрахунку СЗ тиристорів необхідне дотримання умов:

$$I_{вих} \geq I_{кер0}; U_{вих} \geq U_{кер0}; I_{вих}U_{вих} \leq P_{кер\max}, \quad (10.23)$$

де $I_{вих}$, $U_{вих}$ – вихідні струм та напруга СЗ, тобто пряма $E_{Х.Х.\max} I_{К.З.\max}$ ($E_{Х.Х.\max} I_{К.З.\max}$ – максимальні значення напруги Х.Х. й струму К.З.), що відповідає внутрішньому опору вихідного пристрою СЗ, повинна лежати усередині зони 2. Оскільки тиристор, власне кажучи, вмикається електричним зарядом, то зі зменшенням тривалості керуючого імпульсу його амплітуда повинна бути збільшена.

Граничні значення імпульсної потужності $P_{1\max}$, $P_{2\max}$ і т.д. зміщуються вниз при збільшенні струму керування.

У довідкових матеріалах наводять сім'ю кривих максимально припустимої потужності керуючого імпульсу. Необхідна тривалість імпульсу t_i визначається з умов роботи ЕК у регуляторах.

Варто підкреслити – у довідкових матеріалах також вказуються мінімальні значення параметрів сигналу керування, що не приводять до вмикання тиристора – струм, що не вмикає, і напруга, що не вмикає. Ці параметри характеризують ступінь завадостійкості тиристорних схем. Виходячи з вищенаведеного, алгоритм розрахунку вихідного каскаду СЗ зводять до такого.

1) Для проектованої силової схеми визначають необхідну тривалість імпульсу керування. Якщо для даної тривалості t_i крива гранично допустимої потужності не подана на характеристиках даного типу тиристорів (рис. 10.19,а), то за обмежувальну криву приймають найближчу з більшим значенням P_{\max} для необхідного t_i .

2) З урахуванням умов досягнення мінімальних габаритів СЗ проводять лінію навантаження через точку A (рис. 10.19,а) деякої усередненої ВАХ $0AK$, що проходить через точку A в координатах $U_{кер0}, I_{кер0}$. Для цієї точки за кривою $0AK$ знаходять

$$R_{вх0} = \frac{U_{кер0}}{I_{кер0}}. \quad (10.24)$$

3) Внаслідок того, що максимальна віддача потужності вихідним каскадом СЗ (імпульсним підсилювачем) досягається за рівності його внутрішнього опору опорів навантаження, приймають (рис. 10.19,б)

$$R_{в} = R_{вх0}. \quad (10.25)$$

4) Із рівняння лінії навантаження, що проходить через точку A ,

$$U_{кер} = U_{кер0} + R_{в}(I_{кер0} - I_{кер}) \quad (10.26)$$

знаходять мінімальну напругу холостого ходу вихідного каскаду:

$$E_{X.X.min} = U_{кер0} + I_{кер0}R_{в}. \quad (10.27)$$

5) Зменшують розрахункове значення внутрішнього опору для врахування зростання його при нагріванні елементів, застосованих у схемі вихідного каскаду імпульсного підсилювача, тобто:

$$R_{в} = R_{вх0} \left[(1 - \beta_R t) - \sqrt{D} \right], \quad (10.28)$$

де β_R – температурний коефіцієнт опору;

D – дисперсія відхилень номінальних значень опору резистора у відносних одиницях.

6) Збільшують напругу $X.X.$ вихідного каскаду на значення, що враховує максимальні коливання напруги мережі живлення СЗ, тобто:

$$E_{X.X.1min} = E_{X.X.min} \left(1 + \frac{\Delta U_M}{U_{ном}} \right). \quad (10.29)$$

7) Перевіряють неперевищення значення допустимої імпульсної потужності, що виділяється на керуючому переході, за фактичною навантажувальною прямою і обмежувальною характеристикою входу.

8) Вибирають конкретну схему СЗ і проводять її розрахунок.

Зазначимо, що розглянута СЗ тиристорів на базі підсилювача-формуваача є універсальною схемою і може використовуватися у різних типах перетворювачів як постійного, так і змінного струму. Однак, вона

усе-таки досить складна, і тому у регуляторах поряд із цією схемою також застосовуються СЗ, у яких для створення імпульсів керування використовується анодна напруга силового тиристора ЕК. Варіанти таких схем наведені на рис. 10.20,а,б. Ці схеми досить прості, і, крім того, імпульс керування тут подається на тиристор тільки протягом часу його вмикання. Цим визначається висока економічність схем за споживаною потужністю. Найбільш ефективні вони у регуляторах змінного струму з високим рівнем напруги мережі.

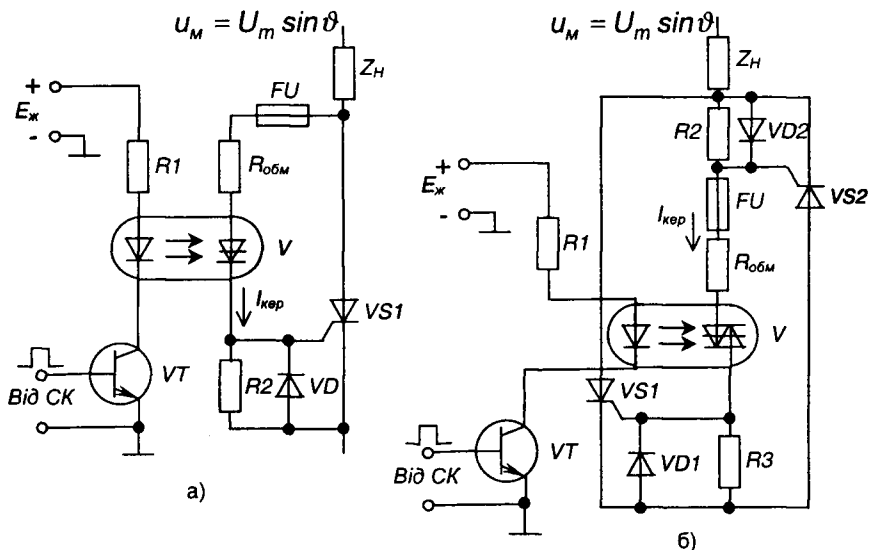


Рис. 10.20 – Схеми запуску тиристорів від анодної напруги:
 а) з тиристорним оптроном; б) з симісторним оптроном

Роль імпульсних підсилювачів у схемах рис. 10.20,а,б виконують оптронні ключі, за допомогою яких формуються імпульси керування для надійного вмикання тиристорів ЕК, а також виключається потенціальний зв'язок між силовими колами і колами керування (забезпечується електричне розділення кіл). У якості оптронних ключів використовують або оптронний тиристор V (рис. 10.20,а), або оптронний симістор V (рис. 10.20,б).

Робота цих схем полягає у тому, що при наявності сигналу на виході системи керування СК транзистор VT вмикається і на керуюче коло

оптронних ключів подається необхідна для їх вмикання напруга. Коли напруга на аноді силового тиристора, наприклад, VSI , досягне значення, при якому струм через обмежуючий резистор $R_{обм}$ досягне величини струму вмикання $I_{кер0}$ цього тиристора, він вмикається і шунтує головне коло оптронного ключа. При цьому струм у колі керування VSI припиняється. Тобто струм у колі керування тиристора існує тільки протягом часу його вмикання. У протилежну півхвилю напруги мережі у такий самий спосіб буде вмикатися паралельний силовий тиристор.

За відсутності сигналу від СК оптронні ключі вимкнені, і керуючі сигнали на тиристорі ЕК не подаються.

Діоди $VD1$ і $VD2$ призначені для захисту кіл керування тиристорів ЕК від дії недопустимої зворотної напруги. Усі резистори, окрім $R_{обм}$ та R_n , що задає величину струму світлодіода оптрона, є узгоджувальними елементами. Вони підвищують завадостійкість схеми.

Очевидно, що час вмикання t_g силових тиристорів у даних схемах буде максимальним при активному навантаженні ($L_n = 0$; $R_n \neq 0$) і куті керування $\alpha = 0$. Цей час можна визначити з виразу:

$$\sin \omega t_g \cong \frac{I_{кер0}(R_{обм} + R_n)}{U_{фm}};$$

$$t_g \cong \frac{1}{\omega} \arcsin \frac{I_{кер0}(R_{обм} + R_n)}{U_{фm}}; \quad (10.30)$$

при $R_n \ll R_{обм}$

$$t_g \cong \frac{1}{\omega} \arcsin \frac{I_{кер0} R_{обм}}{U_{фm}},$$

де $\omega = 2\pi f$;

$U_{фm}$ – амплітудне значення фазної напруги мережі.

Величина опору обмежуючого резистора $R_{обм}$ за умови максимальної передачі потужності визначається з виразу (10.24). Однак отримане у такий спосіб значення опору повинне обов'язково задовольняти нерівності

$$R_{обм} \geq \frac{U_{фm} \sin \alpha}{I_{кермакс}}. \quad (10.31)$$

При активно-індуктивному навантаженні ($L_n \neq 0$; $R_n \neq 0$; $R_n \ll R_{обм}$) час вмикання силових тиристорів буде визначатися з виразу:

$$(1 - e^{-\frac{t_n}{\tau}}) \frac{U_{\phi m} \sin \alpha}{R_{обм}} \equiv I_{кер0}, \quad (10.32)$$

де $\tau = \frac{L_n}{R_{обм}}$ – стала часу кола керування;

$$\frac{U_{\phi m} \sin \alpha}{R_{обм}} = I_{ст} - \text{стале значення струму у колі керування;}$$

$R_{обм}$ – знаходять із виразів (10.24) і (10.31).

Після відповідних перетворень маємо:

$$t_g = \tau \ln\left(1 - \frac{I_{кер0}}{I_{ст}}\right). \quad (10.33)$$

При виборі типу оптронного ключа для розглянутих схем необхідно виходити з такого:

1) робоча напруга оптронного ключа відповідає робочій напрузі силових тиристорів, тобто їхні класи за напругою повинні бути рівноцінними;

2) максимальний допустимий імпульсний струм оптронного ключа повинний бути не меншим за $I_{кермакс}$ силового тиристора;

3) максимальний час протікання струму через оптронний ключ визначається з виразу (10.30) або (10.33).

Розглянуті варіанти СЗ придатні і для вмикання потужних симісторів та оптронних тиристорів.

У нерегульованих ЕК, призначених для нечастих вмикань, замість оптронних ключів зазвичай використовують недорогі і високонадійні магнітокеровані герметичні малопотужні контакти – **геркони**.

СЗ силових біполярних і польових транзисторів являють собою звичайні імпульсні підсилювачі, що забезпечують за сигналом керування стрибкоподібний перехід цих транзисторів у режим насичення (повністю відкритий стан). Тобто СЗ забезпечують роботу транзисторів у ключовому режимі, що і є основним робочим режимом при використанні цих приладів у складі регулятора.

На рис. 10.21 наведено СЗ силового біполярного транзистора, що являє собою двокаскадний підсилювач, виконаний на малопотужних біполярних транзисторах $VT1$ і $VT2$ із різним типом провідності. За наявності позитивного керуючого імпульсу напруги $U_{кер}$ на вході транзистора $VT1$, потужний транзистор VT під дією великого колекторного струму транзистора $VT2$ знаходиться у режимі насичення ($R_5 \ll R_6$). За відсутності імпульсу транзистор VT під дією негативної напруги U_2 знаходиться у режимі відтинання. СЗ такого самого типу може використовуватися і для керування силовим польовим транзистором.

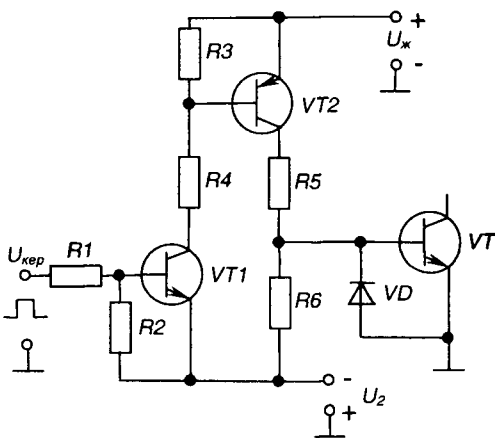


Рис. 10.21 – Схема запуску силового біполярного транзистора

При створенні СЗ двоопераційних тиристорів і силових БТІЗ слід враховувати специфіку процесів при комутації цих приладів.

Так при вимиканні двоопераційного тиристора необхідно короткочасно (на 10–100 мкс) створити досить великий запираючий струм керування. Як правило, відношення анодного запираючого струму до струму керування не повинне перевищувати 5–10 разів. Цього можна досягти, наприклад, підключаючи за сигналом керування попередньо заряджений конденсатор необхідної ємності до керуючого переходу тиристора. При цьому тривалість протікання розрядного струму і його величина повинні бути достатніми для надійного запирання тиристора.

При проектуванні кіл керування БТІЗ необхідно враховувати ефект Міллера, пов'язаний із впливом напруги колектор-емітер через паразитну ємність між затвором і колектором C_{3K} на потенціал затвору транзистора. При цьому зміна напруги U_{KE} діє як деяке окреме джерело струму у колі керування затвором, причому струм через ємність C_{3K} може бути визначений як $I_3 = C_{3K} \frac{dU_{KE}}{dt}$. Ємність C_{3K} не постійна,

а змінює своє значення зі зміною напруги U_{KE} , тобто $C_{3K} = f(U_{KE})$. Найбільші зміни C_{3K} відбуваються при малих значеннях U_{KE} .

Завдяки ефекту Міллера, при вмиканні та вимиканні БТІЗ струм затвора спочатку використовується для перезаряду ємності колектор-затвор. Слід зазначити, що зміни C_{3K} і U_{KE} зв'язані так, що для перезаряду ємності C_{3K} завжди вистачає струму затвора. Це означає, що при більшому значенні опору в колі затвора всі перехідні процеси тривають відповідно довше. Тобто для процесів вмикання та вимикання потрібно більше часу.

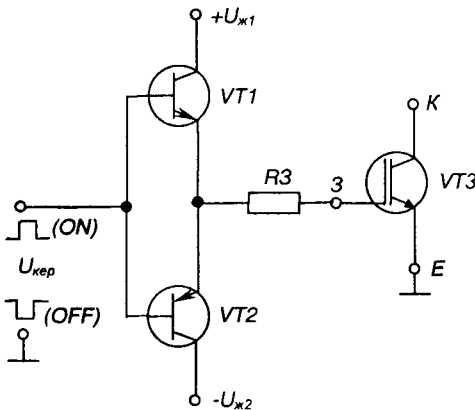


Рис. 10.22 – Схема запуску БТІЗ через активний опір

могою транзистора $VT2$ і джерела $-U_{ж2}$ відбувається вимикання БТІЗ.

Швидкість вмикання і втрати при ньому можна легко регулювати зміною величини опору резистора R_3 . Однак при вимиканні транзистора можна швидкість вимикання регулювати лише до моменту досягнення колекторним струмом величини, що дорівнює так названому “залишковому струму”. Величина останнього і швидкість його спадання визначаються тільки конструкцією конкретного типу БТІЗ.

При $U_{ож1} = +15\text{В}$ та $U_{ож2} = -5\text{В}$ така схема СЗ забезпечує роботу БТІЗ у ключовому режимі. При цьому мінімальне падіння напруги на транзисторі в режимі насичення лежить у межах $U_{КЕнас} = 2,8 \div 3,2\text{В}$. Це істотно вище ніж у силових біполярних транзисторів і одноопераційних тиристорів, що працюють у режимі ключа. Тому при створенні ЕК на основі силових БТІЗ завжди необхідно це враховувати, забезпечуючи належний тепловідвід від приладу.

Найпростіша СЗ силового БТІЗ із використанням активного опору в його колі керування наведена на рис. 10.22.

При позитивній полярності імпульсу керування, що надходить на вхід СЗ транзистор $VT1$ підключає джерело живлення $+U_{ж1}$ через резистор R_3 до затвора $VT3$, забезпечуючи у такий спосіб його надійне вмикання. При негативній полярності імпульсу керування аналогічно, але вже за допо-

На рис. 10.23 наведено більш досконалу СЗ. Вона виконана на комплементарній парі польових транзисторах з ізольованим затвором і в неї додатково введені ланцюги обмеження напруги на затворі (індуктивність L_3 , високочастотний діод VD і конденсатор C_3). Завдяки цьому істотно знижуються короточасні стрибки струму та напруги у вихідному колі БТІЗ, що мають місце при перехідних процесах, як у силовому колі, так і у колі керування приладу. Безсумнівно, це сприятливо позначається на показниках надійності БТІЗ.

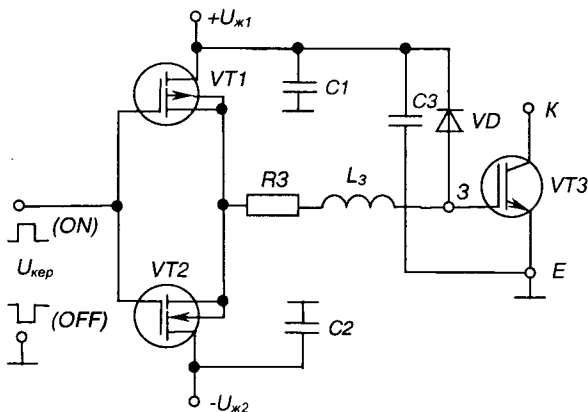


Рис. 10.23 – Схема запуску БТІЗ із колами обмеження

Для запуску двоопераційних тиристорів і силових біполярних транзисторів з ізольованим затвором часто використовують стандартні схеми формувачів імпульсів, що називаються **драйверами**. Вони забезпечують надійне вмикання та вимикання силових приладів за сигналом керування, виконуються у інтегральному виконанні і орієнтовані на керування як одиночними приладами, так і силовими блоками, що складаються з декількох повністю керованих приладів, з'єднаних за типовими схемами силових вузлів. Іноді їх вбудовують у силові блоки.

Випускають драйвери, як правило, ті ж фірми, що виробляють силові напівпровідникові прилади.

Зрозуміло, що розглянуті СЗ керованих напівпровідникових приладів ЕК можуть використовуватися при створенні не тільки регуляторів, але й інших типів перетворювачів змінного та постійного струмів.



ЗАПИТАННЯ ДО ДЕСЯТОГО РОЗДІЛУ

1. Поясніть призначення регуляторів (переривачів) змінного струму і наведіть їх класифікацію.
2. У чому полягають особливості проектування електронного ключа як силового елемента регулятора.
3. Наведіть часові діаграми, що ілюструють роботу однофазних регульованих електронних ключів змінного струму за активного й активно-індуктивного навантажень.
4. Поясніть, що означають параметри α , $\alpha_{кр}$, $\alpha_{вим}$, λ .
5. Виведіть основні розрахункові співвідношення для однофазних регульованих електронних ключів при роботі на активне й активно-індуктивне навантаження.
6. Виведіть аналітичні вирази для визначення втрат потужності у тиристорі при його використанні у регульованому електронному ключі.
7. Поясніть принцип дії трифазних електронних ключів змінного струму з нульовим проводом і без нього. Які є відмінності у їхній роботі?
8. Запишіть вихідні диференційні рівняння для розрахунку трифазних електронних ключів змінного струму без нульового проводу.
9. Що таке характеристики керування регульованих електронних ключів змінного струму? Поясніть їхнє призначення на прикладі характеристик керування трифазного регульованого електронного ключа без нульового проводу.
10. Поясніть, як вибрати тиристори для електронного ключа за струмом і напругою?
11. Поясніть призначення схем запуску керованих напівпровідникових приладів в електронних ключах і вкажіть основні вимоги до них.
12. Наведіть основні варіанти схем запуску тиристорів (симісторів). Яким чином враховується технологічний розкид параметрів кін керування тиристорів?

- 13. Наведіть схеми запуску електронних ключів, виконаних на основі підсилювачів-формуваців. Який порядок їхнього розрахунку?*
- 14. Наведіть схеми запуску, у яких для створення керуючих імпульсів використовується анодна напруга силового тиристора. Яка методика їхнього розрахунку?*
- 15. Приведіть приклади схем запуску для керування потужними біполярними та польовими транзисторами. Поясніть їхній принцип дії.*
- 16. Які схеми запуску використовують для керування потужними БТІЗ?*
- 17. Вкажіть області застосування різних схем запуску. Дайте короткий аналіз цих схем.*
- 18. Що являють собою мікроелектронні драйвери, призначені для використання у схемах запуску силових напівпровідникових приладів?*

РОЗДІЛ 11

**ПЕРЕТВОРЮВАЛЬНІ ПРИСТРОЇ.
ІНВЕРТОРИ****11.1. Автономні інвертори****11.1.1. Призначення та класифікація**

Автономні інвертори – це пристрої, що працюють на автономне навантаження і призначені для перетворення напруги постійного струму у напругу змінного струму заданої або регульованої частоти.

Застосовують автономні інвертори:

1) у системах електропостачання споживачів змінного струму, коли єдиним джерелом живлення є джерело напруги постійного струму (наприклад, акумуляторна або сонячна батарея);

2) у системах гарантованого електропостачання при зникненні напруги мережі живлення (наприклад, для особистих потреб електростанцій – для живлення пристроїв контролю, вимірювання, захисту, ЕОМ);

3) для живлення технологічного устаткування, частота напруги якого відрізняється від промислової частоти 50 Гц;

4) для частотного регулювання швидкості асинхронних двигунів;

5) для живлення споживачів змінного струму від ліній електропостачання постійного струму;

6) для перетворення постійної напруги одного рівня у постійну напругу іншого рівня (конвертування напруг).

Комутаційними елементами в інверторах є тиристори або силові транзистори.

Залежно від специфіки електромагнітних процесів розрізняють інвертори струму та інвертори напруги. На рис. 11.1 зображені приклади їхніх схем.

В інверторах струму силове коло схеми підмикається до джерела постійної напруги через дросель L із великим індуктивним опором (як відомо, джерело струму повинно мати великий опір).

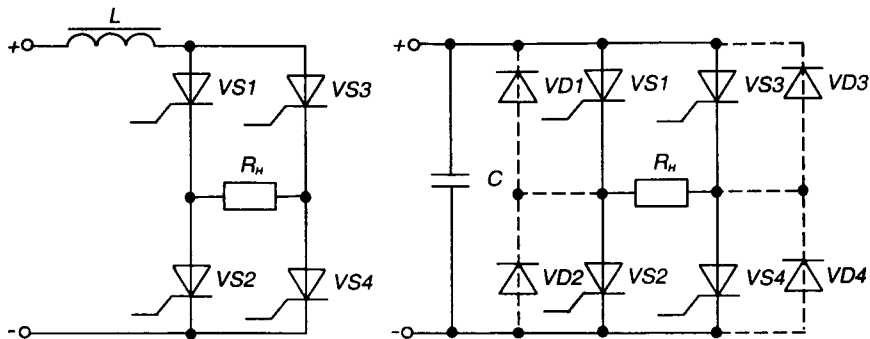


Рис. 11.1 – Автономні інвертори струму (а) та напруги (б)

В інверторах напруги паралельно джерелу живлення вмикається конденсатор великої ємності, чим виключається вплив на роботу пристрою внутрішнього опору джерела (отримуємо джерело напруги за змінним струмом).

Таким чином, комутація тиристорів в інверторах струму проводиться за сталого струму, а в інверторах напруги – за сталої напруги.

При роботі інвертора схема керування по чергово вмикає пари тиристорів $VS1, VS4$ або $VS2, VS3$, завдяки чому на навантаженні R_n виникає змінна напруга – за допомогою ключової схеми навантаження підмикається таким чином, щоб в ньому протікав струм різних напрямків.

Якщо навантаження інвертора напруги має індуктивний або активно-індуктивний характер, то паралельно тиристорам вмикають зворотні діоди ($VD1-VD4$ на рис. 11.1,б). Цим забезпечується передача накопичуваної в індуктивності енергії назад у джерело живлення.

Основною проблемою при проектуванні інверторів є забезпечення надійного вимикання тиристорів, що знаходяться у провідному стані, перед вмиканням тиристорів, що не проводили струм. Це реалізується використанням схем примусової комутації, що забезпечують запирання тиристорів у колах постійного струму (див. пп. 2.6.2).

Зверніть увагу на те, що вентильна схема в наведених інверторах є мостовою, як і у випрямлячі (що є перетворювачем напруги змінного струму у напругу постійного струму). Звідси висновок – керовані вентильні схеми є зворотними. Вони можуть передавати енергію як у одному, так і в іншому напрямку, залежно від місця вмикання джерела і навантаження та від алгоритму керування вентилями.

11.1.2. Однофазний інвертор струму

Схема однофазного інвертора струму з трансформаторним виходом зображена на рис. 11.2 (порівняйте її зі схемою керованого випрямляча – див. рис. 9.37). Почергове вмикання тиристорів $VS1$ або $VS2$ забезпечує виникнення на навантаженні R_n змінної напруги.

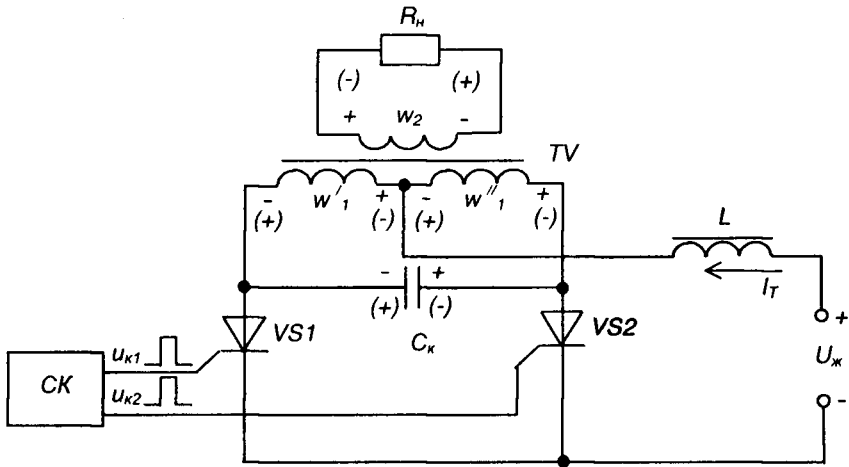


Рис. 11.2 – Однофазний інвертор струму з трансформаторним виходом
Дросель L забезпечує незмінність величини струму у силовому колі.
 C_x – комутуючий конденсатор, що забезпечує примусове вмикання тиристорів.

Первинні півобмотки трансформатора TV $w'_1 = w''_1 = w_1$ підімкнені до тиристорів $VS1$ і $VS2$ відповідно, а його вторинна обмотка w_2 – до навантаження R_n ;

Схема керування тиристорами $СК$ забезпечує подачу керуючих імпульсів на тиристори (у найпростішому випадку це може бути симетричний мультивібратор, що працює у автоколивальному режимі).

Працює інвертор таким чином.

При надходженні від $СК$ керуючого імпульсу до $VS1$ він вмикається і напруга джерела живлення подається на півобмотку w'_1 . Потік у магнітопроводі трансформатора змінюється і наводить у обмотках w_2 і w''_1 , е.р.с. із полярністю, що на схемі вказана без дужок. При цьому комутуючий

конденсатор C_k , підімкнений паралельно до первинної обмотки трансформатора, заряджається до напруги $2U_{жк}$, а на навантаженні R_n з'являється позитивний сплеск напруги.

Після закінчення проміжку часу, що відповідає позитивній півхвилі змінної напруги навантаження, $СК$ вмикає тиристор $VS2$ і напруга джерела живлення подається на півобмотку w'_r . Конденсатор C_k через $VS2$ підмикається паралельно до $VS1$, причому полярність напруги на ньому є такою, що вимикає останній.

Полярність е.р.с., наведеної в обмотках трансформатора після вмикання $VS2$, на схемі показана у дужках. Конденсатор C_k починає перезаряджатись до напруги $2U_{жк}$ із зворотною полярністю (вказана на схемі також у дужках). На навантаженні виникає негативний сплеск напруги.

По закінченні проміжку часу, що відповідає негативній півхвилі змінної напруги, $СК$ знову вмикає тиристор $VS1$ і процеси повторюються.

Роботу однофазного інвертора струму ілюструють часові діаграми, наведені на рис. 11.3.

Час, протягом якого напруга між анодом та катодом тиристора, наприклад, $VS1$, негативна, називається часом запирання:

$$t_{зан} \geq \tau_{вим},$$

де $\tau_{вим}$ – час вимикання тиристора).

Якщо навантаження активне, то

$$t_{зан} = 0,7R'_n C_k, \quad (11.1)$$

де $R'_n = R_n n^2$ – опір навантаження, зведений до первинного кола трансформатора ($n=2w_1/w_2$).

Якщо навантаження індуктивне, то

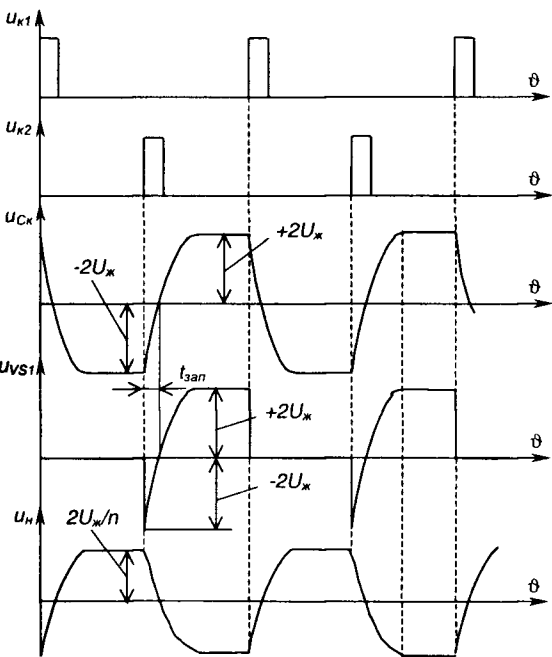


Рис. 11.3 – Часові діаграми роботи однофазного інвертора струму

$$t_{зар} = \frac{4U_{жс} C_k}{I_T}; \quad (11.2)$$

$$Q = UC = it, \text{ звідки } t = \frac{UC}{i}. \quad (11.3)$$

Таким чином, інвертор формує на навантаженні змінну напругу, форма якої визначається формою напруги на конденсаторі C_x і залежить від величини опору навантаження. Зі збільшенням останнього стала часу заряду конденсатора $\tau_{зар} = C_x R_n n^2$ (де n – коефіцієнт трансформації трансформатора) збільшується і форма напруги на ньому наближається до трикутної. Її амплітуда при цьому збільшується (при збереженні середнього за півперіода значення напруги). У результаті, при холостому ході за відсутності втрат в елементах пристрою напруга на навантаженні і конденсаторі безмежно зростає (реально виникають значні перенапруги) – джерело струму намагається підтримувати величину струму незмінною. Це може призвести до виходу інвертора з ладу.

11.1.3. Півмостовий однофазний інвертор напруги

Схема півмостового однофазного інвертора напруги зображена на рис. 11.4. Силлові ланцюги виділені на ній більш товстими лініями (порівняйте цю частину схеми з подвоювачем напруги – див. рис. 9.9).

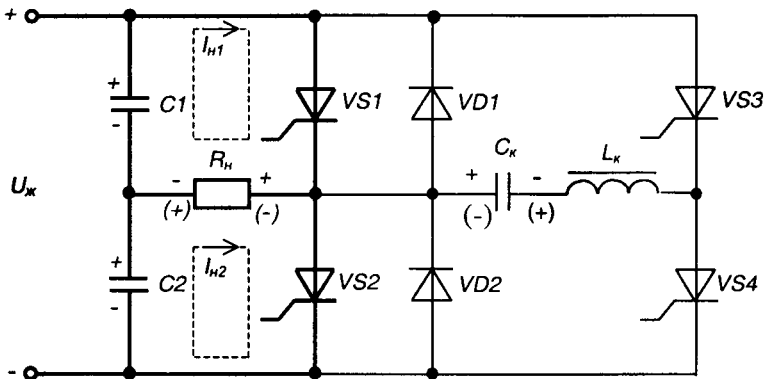


Рис. 11.4 – Півмостовий однофазний інвертор напруги

Такого типу схеми називають півмостовими, бо половину мосту в них складають вентиля (тут – тиристри $VS1$ і $VS2$), а другу – інші елементи (тут – конденсатори C_1 і C_2).

Решта елементів є елементами схеми примусової комутації. Так, тиристор $VS3$, діод $VD1$ разом із комутуючими конденсатором C_k і дроселем L_k утворюють контур примусового вимикання тиристора $VS1$, а $VS4$ і $VD2$ разом із C_k і L_k – контур примусового вимикання тиристора $VS2$.

Почергове вмикання тиристорів $VS1$ і $VS2$ призводить до підмикання до навантаження напруги конденсатора C_1 : $U_{C1} = U_{жк}/2$ (протікає струм I_{n1}) або конденсатора C_2 з такою ж напругою $U_{C2} = U_{жк}/2$ (протікає струм I_{n2}).

Робота схеми полягає у такому.

Після підмикання джерела живлення і заряду конденсаторів C_1 і C_2 схема керування (на рисунку не показана) вмикає спочатку, наприклад, тиристор $VS4$.

Конденсатор C_k заряджається до напруги $U_{жк}/2$ з полярністю, вказаною на рисунку без дужок по контуру ($+C_2, R_n, C_k, L_k, VS4, -C_2$). Після закінчення заряду C_k $VS4$ сам вимикається, бо струм через нього знижується до нуля.

Це є підготовчим етапом роботи пристрою.

Далі схема керування вмикає тиристор $VS1$ і на навантаженні з'являється додатна напруга (полярність вказана без дужок).

По закінченні тривалості півперіоду схема керування вмикає тиристор $VS3$.

Відкритий тиристор $VS3$ і зустрічно-паралельно увімкнені тиристор $VS1$ та діод $VD1$ утворюють контур коливального перезаряду конденсатора C_k . Струм розряду C_k змінюється за синусоїдним законом, бо L_k із C_k являють собою послідовний резонансний коливальний контур:

$$i_k = I_{km} \sin \omega_0 t, \quad (11.4)$$

де

$$I_{km} = \frac{U_{жк}}{2 \sqrt{\frac{L_k}{C_k}}} \quad (11.5)$$

амплітуда струму контуру.

Хвильовий опір контуру:

$$\rho = \sqrt{\frac{L_k}{C_k}}. \quad (11.6)$$

Резонансна (власна) частота контуру:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_k C_k}}. \quad (11.7)$$

Доки $i_k < I_{н1}$, розрядний струм i_k тече через тиристор $VS1$ назустріч струмові $I_{н1}$:

$$i_{VS1} = I_{н1} - i_k. \quad (11.8)$$

Як тільки виявиться, що $i_k > I_{н1}$, струм тиристора $VS1$ потече через $VD1$. До тиристора $VS1$ тепер прикладається зворотна напруга, що дорівнює падінню напруги на $VD1$ (до одного вольту) і $VS1$ закривається. Час протікання струму через $VD1$ називається часом запирання $t_{зан}$ тиристора $VS1$. Він повинен перевищувати час вимикання тиристора:

$$t_{зан} > \tau_{вим}. \quad (11.9)$$

По закінченні коливального перезаряду конденсатора C_k струм $i_k = 0$, а C_k виявляється зарядженим до напруги $U_{жк}/2$ зі зворотною полярністю (на схемі у дужках), а $VS3$ сам вимикається.

Тепер схема готова до наступного циклу роботи, коли на навантаженні буде формуватись від'ємна півхвиля напруги (полярність вказана у дужках), для чого схема керування спочатку вмикає тиристор $VS2$, а по закінченні тривалості півхвилі – тиристор $VS4$ і т. д.

Тиристри $VS3$ і $VS4$, зрозуміло, мають потужність значно меншу за $VS1$ і $VS2$, бо працюють короткочасно (тільки на час запирання силових тиристорів).

Інвертор напруги формує на навантаженні напругу, а форма струму визначається характером навантаження.

Часові діаграми роботи контуру примусового запирання тиристорів наведені на рис. 11.5.

Із діаграм видно, що

$$t_{зан} = \frac{T_0}{2} - 2t_1, \quad (11.10)$$

де T_0 – період власних коливань контуру;

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{L_k C_k}}; \quad (11.11)$$

$$T_0 = \frac{1}{f_0}; \quad (11.12)$$

$$\frac{T_0}{2} = \pi \sqrt{L_k C_k}; \quad (11.13)$$

$$i_k = I_{km} \sin \omega_0 t. \quad (11.14)$$

У момент, коли $t = t_1$, $i_k = I_{n1}$,
а значить

$$I_{n1} = I_{km} \sin \omega_0 t_1; \quad (11.15)$$

$$t_1 = \frac{1}{\omega_0} \arcsin \frac{I_{n1}}{I_{km}} =$$

$$= \sqrt{L_k C_k} \arcsin \frac{I_{n1}}{I_{km}}; \quad (11.16)$$

$$t_{зан} = \sqrt{L_k C_k} \left(\pi - 2 \arcsin \frac{I_{n1}}{I_{km}} \right). \quad (11.17)$$

Якщо $I_{km} = 2I_{n1}$, то

$$t_{зан} = \sqrt{L_k C_k} \cdot \frac{2}{3} \pi; \quad t_{зан} > \tau_{вим}.$$

Розрахунок параметрів кола комутації проводиться із двох останніх виразів. Значення L_k та C_k знаходяться із виразів:

$$\frac{U_{жс}}{2 \sqrt{\frac{L_k}{C_k}}} = 2I_{n1}; \quad (11.18)$$

$$t_{зан} = \sqrt{L_k C_k} \cdot \frac{2}{3} \pi > \tau_{вим}. \quad (11.19)$$

11.1.4. Інвертори напруги на повністю керованих напівпровідникових приладах

Із розглянутого вище випливає, що однією з основних проблем, яку необхідно вирішувати при створенні автономних інверторів на традиційних одноопераційних тиристорах (сигналом керування їх можна тільки вмикати) є забезпечення надійного вимикання тиристорів. Введення в схему інвертора

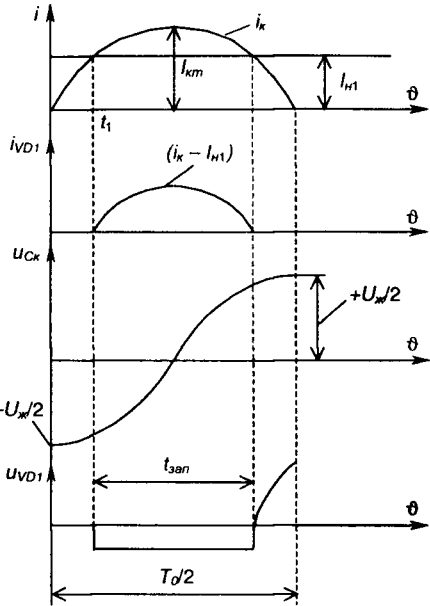


Рис. 11.5 – Часові діаграми роботи контуру примусового запирання тиристора

вузлів примусової комутації істотно ускладнює алгоритм роботи пристрою, підвищує його вартість та габарити, і, що особливо важливо, знижує надійність.

Тому створені у останні десятиліття повністю керовані напівпровідникові прилади на великі струми – біполярні транзистори з ізольованим затвором (IGBT- транзистори), двоопераційні тиристри та ін. – витісняють у пристроях перетворювальної техніки одноопераційні тиристри. Особливо це показано у галузі створення інверторів напруги регульованої частоти, де IGBT-транзистори (що можуть працювати на частотах до 200 кГц) майже витіснили тиристри з їх громіздкими вузлами примусової комутації і необхідністю використання низькочастотних силових трансформаторів.

На рис. 11.6,а,б наведено найрозповсюдженіші схеми мостових однофазних інверторів напруги, виконані на основі вищевказаних новітніх приладів. При цьому у якості повністю керованих силових ключів у схемі рис. 11.6,а використано біполярні транзистори з ізольованим затвором $VT1-VT4$, а в схемі рис. 11.6,б – двоопераційні тиристри $VS1-VS4$. Оскільки схеми працюють ідентично, розглянемо принцип їх дії на прикладі схеми з рис.11.6,а.

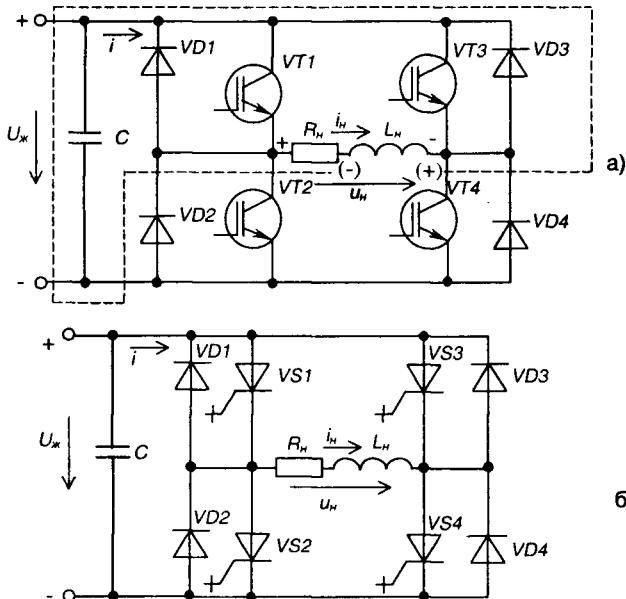


Рис. 11.6 – Однофазні мостові інвертори напруги на IGBT-транзисторах (а) і на двоопераційних тиристорах (б)

При увімкнених транзисторах $VT1$ і $VT4$ та вимкнених $VT2$ і $VT3$ навантаження (R_n, L_n) підмикається лівим кінцем до позитивного полюса напруги джерела живлення $U_{ж}$, а правим – до негативного, і струм i_n протікає у напрямку, вказаному на рисунку. Якщо $VT1$ і $VT4$ вимкнути, а $VT2$ і $VT3$ увімкнути, то напруга на навантаженні змінить свою полярність, а струм напрямком. При активному навантаженні (за $L_n = 0$) струм навантаження i_n повторює за формою напругу на навантаженні u_n . На рис. 11.7 штриховою лінією показано криві струму навантаження i_n та вхідного струму інвертора i при $L_n = 0$ (зрозуміло, що струм i_n і напруга u_n мають при цьому прямокутну форму).

При активно-індуктивному навантаженні ($L_n > 0$), що реально завжди має місце, струм навантаження i_n' змінюється за експоненціальним законом зі сталою часу $\tau_n = L_n / R_n$. При запиранні $VT1$ і $VT4$ у момент t_2 , незважаючи на надходження на затвори $VT2$ і $VT3$ вмикаючої

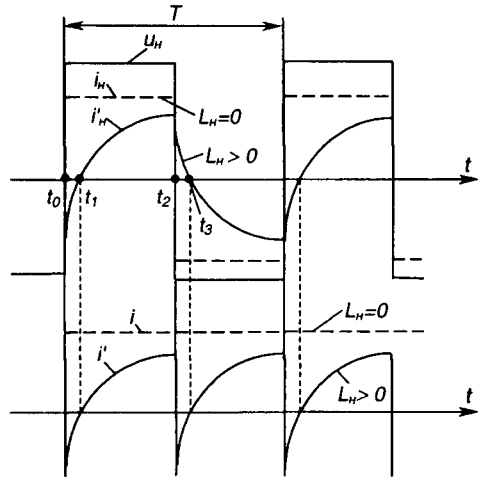


Рис. 11.7 – Часові діаграми роботи мостового інвертора

напруги керування, через зміну полярності е.р.с. самоіндукції індуктивності L_n (вказана у дужках) струм навантаження i_n' буде прагнути зберегти свої величину і напрямку. Для того, щоб забезпечити його протікання, виключаючи при цьому виникнення перенапруг, транзистори шунтують діодами $VD1$ - $VD4$. Тоді струм навантаження i_n' на інтервалі часу $t_2 < t < t_3$ протікає через діоди $VD2$ і $VD3$ і повертає частину енергії, накопиченої в індуктивності навантаження, назад у джерело живлення.

У момент часу $t = t_3$ струм навантаження i_n' знижується до нуля, а при $t > t_3$ починає протікати у протилежному напрямку – через транзистори $VT2$ і $VT3$, на затворах яких продовжує утримуватись вмикаюча напруга керування. Аналогічно на інтервалі часу $t_0 < t < t_1$, тобто після

запирання транзисторів $VT2$ і $VT3$, струм навантаження протікає через діоди $VD1$ і $VD4$.

Вихідна напруга інвертора через малу тривалість процесів комутації (наприклад, тривалість процесу запирання транзисторів складає менш як 1 мкс, а двоопераційних тиристорів – десятки мікросекунд) за формою близька до прямокутної і не залежить від струму навантаження. У зв'язку з цим зовнішня (навантажувальна) характеристика інвертора напруги $U_n = f(I_n)$ є прямою лінією з дуже малим нахилом.

Вхідний струм інвертора i' , як показано на рис.11.7, при $L_n > 0$ стає знакозмінним через періодичний енергообмін між ланцюгом навантаження і джерелом живлення: на інтервалі роботи транзисторів енергія із джерела надходить у навантаження, а на інтервалі роботи зворотних діодів енергія, накопичена в індуктивності навантаження, повертається у джерело. Наявність конденсатора великої ємності C_n , що шунтує джерело живлення, забезпечує комутацію силових ключів при незмінній величині напруги на вході інвертора, а також зворотню провідність у джерелі, якщо у якості останнього застосовано випрямляч.

Знайдемо математичний вираз для струму навантаження. Контур струму i_n містить у собі $U_{жк}$, R_n та L_n . Оскільки струм навантаження складається з вимушеної і вільної складових, маємо:

$$i_n = i_{n,np} + i_{n,cv} = I_0 + Ae^{-t/\tau_n}, \quad (11.20)$$

де $I_0 = \frac{U_{жк}}{R_n}$ – струм навантаження при $t = \infty$ (у режимі, що встановився) або при $L_n = 0$.

Через те, що напруга на навантаженні періодично повторюється, маємо:

$$i_n(0) = -i_n\left(\frac{T}{2}\right),$$

що дозволяє визначити сталу інтегрування A .

Після підстановки (11.20) у (11.21) та перетворень одержимо

$$i_n = \frac{U_{ж}}{R_n} \left[1 - \frac{2e^{-t/\tau_n}}{1 + e^{-T/2\tau_n}} \right]. \quad (11.22)$$

Максимальне значення струму навантаження знаходимо з (11.22)

$$\text{при } t = \frac{T}{2}:$$

$$I_{нм} = \frac{U_{ж}(1 - e^{-T/2\tau_n})}{R_n(1 + e^{-T/2\tau_n})}. \quad (11.23)$$

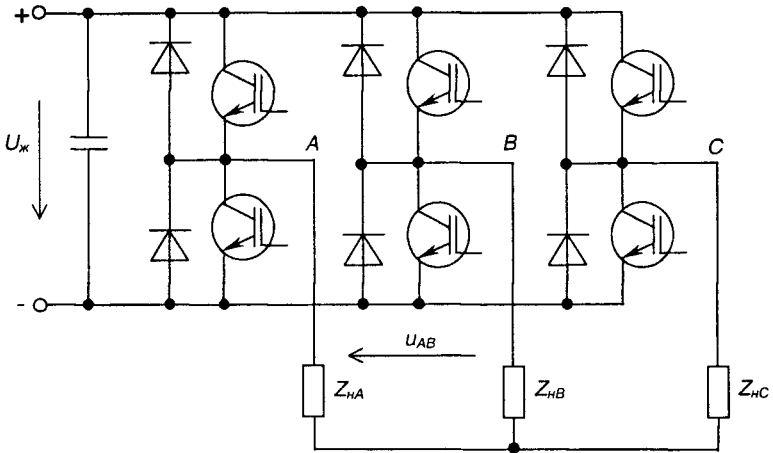
Для забезпечення регулювання величини вихідної напруги в інверторах напруги або змінюють величину напруги джерела живлення $U_{ж}$, або, як правило, змінюють форму вихідної напруги за рахунок зміщення імпульсів керування транзисторів $VT3$ і $VT4$ відносно імпульсів керування транзисторів $VT1$ і $VT2$ на кут керування α . В результаті у кривій $u_n(t)$ з'являються регульовані паузи між різнополярними імпульсами. Порядок подачі імпульсів керування на ключі інвертора називається алгоритмом керування. Алгоритм керування і характер навантаження інвертора напруги визначають характер і тривалість роботи ключів – алгоритм перемикання.

У наш час широке застосування мікропроцесорних пристроїв у системах керування інверторами напруги дозволяє реалізувати практично будь-які алгоритми перемикання, наприклад, забезпечуючи протікання в навантаженні струму практично синусоїдної форми за можливості регулювання його частоти у широкому діапазоні.

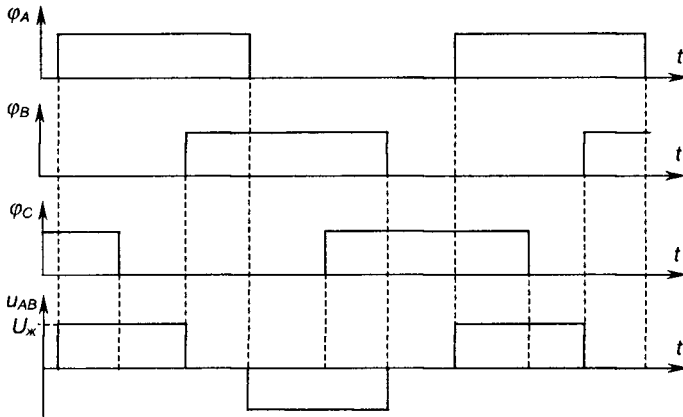
На рис. 11.8,а наведено схему трифазного інвертора напруги. Розглянемо найпростіший режим, коли кожні два транзистори однієї фази відкриваються поперемінно. Якщо вважати потенціал негативного полюса джерела живлення $U_{ж}$ рівним нулю, то потенціали точок схеми A , B і C будуть приймати значення або $U_{ж}$, або 0. На рис. 11.8,б показані криві зміни потенціалів φ_A , φ_B і φ_C . Зазвичай у трифазних системах вони зміщені одна відносно одної на 120 електричних градусів. До навантаження прикладена лінійна напруга –

$$u_{AB} = \varphi_A - \varphi_B,$$

форма якої також наведена на рис. 11.8,б.



а)



б)

Рис. 11.8 – Трифазний інвертор напруги (а)
та часові діаграми його напруг (б)

Вихідна напруга трифазного інвертора (лінійна) являє собою у розглянутому режимі знакозмінні прямокутні імпульси тривалістю 120 електричних градусів. Для зміни форми вихідної напруги, а також її величини застосовують методи, розглянуті вище.

З огляду на важливе місце, що зараз займають автономні інвертори напруги у силовій електроніці, особливо в галузі створення електроприводів із регулюванням швидкості обертання асинхронних двигунів з короткозамкненим ротором, вважаємо, що надані у даному розділі короткі відомості будуть корисні читачеві і стануть основою для більш глибокого вивчення цих перспективних пристроїв, теорія і схемотехніка яких невинно розвиваються.

11.1.5. Випрямлячі з багатократним перетворенням

Для живлення сучасних електронних пристроїв широко застосовують так звані **безтрансформаторні випрямлячі** або **випрямлячі з багатократним перетворенням**. Узагальнена структурна схема такого випрямляча наведена на рис. 11.9 (для порівняння див. схему на рис. 9.1):

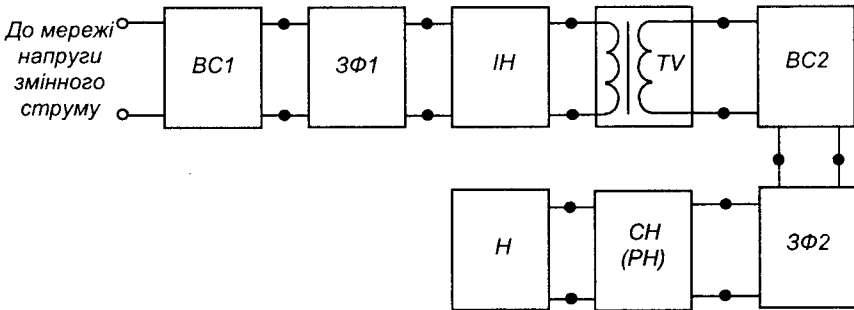


Рис. 11.9 – Структурна схема випрямляча з багатократним перетворенням:

- BC1* – перша вентильна схема;
- 3Ф1* – перший згладжуючий фільтр;
- IH* – інвертор напруги;
- TV* – трансформатор напруги;
- BC2* – друга вентильна схема;
- 3Ф2* – другий згладжуючий фільтр;
- CH(PH)* – стабілізатор напруги (регулятор напруги);
- H* – навантаження

Напруга мережі випрямляється вентильною схемою *BC1* і згладжується фільтром *3Ф1*. Потім інвертор *IH* перетворює постійну напругу в змінну прямокутну з високою частотою (десятки кілогерц). Далі трансформатор *TV* забезпечує отримання необхідної величини напруги,

а також електричне розділення кіл (вторинних обмоток у нього може бути декілька: відповідно наступних вузлів випрямляча також). В подальшому отримана змінна напруга випрямляється вентильною схемою *BC2* і згладжується фільтром *3Ф2*. Отримана постійна напруга подається на стабілізатор (регулятор) *СН(РН)* і далі – на навантаження *Н*.

Такий випрямляч, звісно, має нижчий к.к.д. і більш дорогий. Але масо-габаритні показники трансформатора і елементів фільтра *3Ф2* невеликі за рахунок роботи на підвищеній частоті. Якість отриманої напруги також значно вища, бо легше забезпечити високий ступінь фільтрації випрямленої прямокутної напруги високої частоти.

Назва “безтрансформаторний” підкреслює відсутність у складі випрямляча мережного трансформатора, який у звичайному випрямлячі визначає масо-габаритні показники.

Крім того, робота потужного випрямляча з багатократним перетворенням не супроводжується характерним шумом (відсутнє гудіння трансформатора з частотою 50 Гц, а частота інвертора задається вищою за чутну людиною).

11.2. Інвертори, ведені мережею

Інвертори, ведені мережею – це перетворювальні пристрої, що забезпечують передачу енергії від джерела постійної напруги у мережу змінної напруги, напруга та частота якої обумовлюються стороннім потужним джерелом напруги.

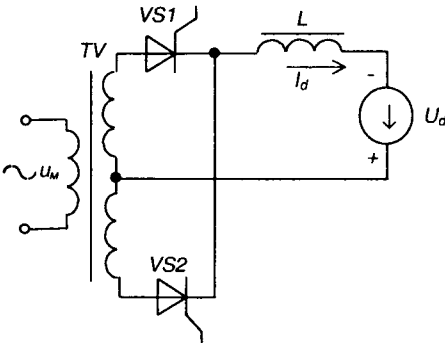


Рис. 11.10 – Однофазний ведений мережею інвертор

Ці пристрої виконуються на основі керованих випрямлячів (до речі, останні також відносять до перетворювачів, ведених мережею).

На рис. 11.10 наведена схема однофазного інвертора, на якій зображено керований випрямляч, до вихідного кола якого підімкнено джерело U_d із вказаною полярністю.

При цьому пристрій може виконувати дві функції:

- 1) керованого випрямляча, якщо кут керування задавати у межах $0 < \alpha < \pi/2$;
- 2) інвертора, введеного мережею, якщо кут керування задавати у межах $\pi/2 < \alpha < \pi$;

На рис. 11.11 зображені залежності напруги U_d від кута керування α та кута випередження:

$$\beta = \pi - \alpha.$$

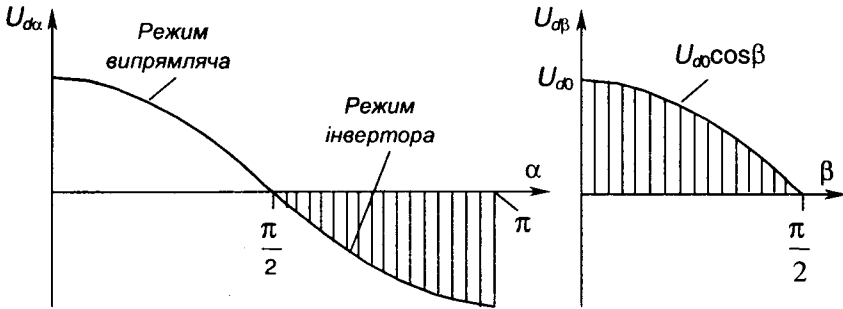


Рис. 11.11 – Регулювальні характеристики інвертора, введеного мережею, для режимів керованого випрямляча й інвертора

Характеристика $U_{d\beta} = f(\beta)$ свідчить, що при різних β напруга $U_{d\beta}$ повинна бути меншою або дорівнювати за величиною U_{d0} :

$$U_{d\beta} \leq U_{d0}. \quad (11.20)$$

Інвертори, введені мережею, використовують:

- 1) для плавного регулювання швидкості обертання двигунів (режим випрямляча);
- 2) для регульованого гальмування двигунів (режим інвертора).

На рис. 11.12 зображена схема реверсивного перетворювача напруги, призначеного для регулювання швидкості обертання і реверсу (зміни напрямку обертання) двигуна постійного струму.

Коли ліва частина (1) схеми працює у режимі керованого випрямляча, а права (2) у режимі інвертора, введеного мережею, двигун обертається в одному напрямку і можливе регулювання швидкості його обертання й прискорене гальмування.

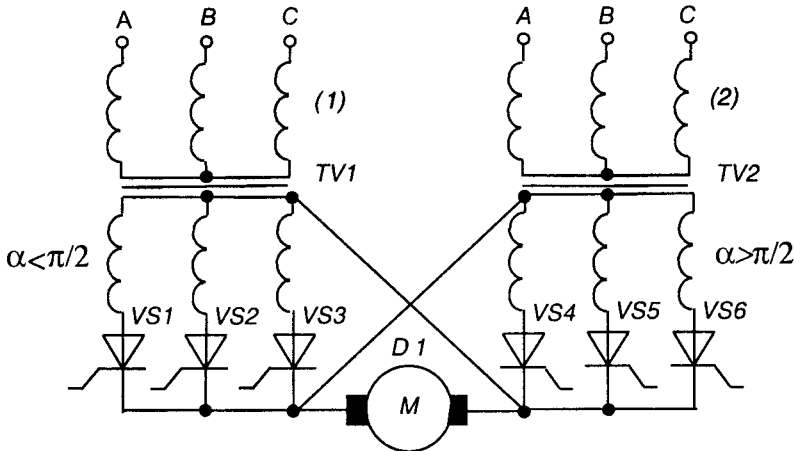


Рис. 11.12 – Реверсивний перетворювач напруги

Коли ліва частина (1) працює у режимі інвертора, а права (2) у режимі керованого випрямляча, напрямок обертання двигуна протилежний і також можливе регулювання швидкості обертання і прискорене гальмування.

Реверсивний перетворювач працює таким чином, що схема керування надсилає керуючі сигнали, наприклад, у частину (2), лише після припинення їх подачі у частину (1). Кут керування α задається так, щоб виконувати умову $U_{d\beta} = U_{d0}$.

При використанні такого пристрою, енергія двигуна у режимі гальмування не гаситься, як звичайно, в спеціальних потужних резисторах, а віддається у мережу живлення – рекуперується.

Отже, коли пристрій працює у режимі інвертора, джерелом енергії є двигун, а споживачем (навантаженням) – мережа змінного струму.

11.3. Вплив перетворювальних пристроїв на мережу

Раніше ми вже звертали увагу на проблеми електромагнітної сумісності споживачів із мережею живлення (див., наприклад, пп. 9.6.4). Тепер більш докладніше розглянемо, як перетворювальні пристрої впливають на мережу, до якої вони підмикаються, а значить, і на інших споживачів енергії мережі.

Перетворювальні пристрої являють собою нелінійні елементи і тому вони у процесі роботи впливають на форму напруги живлячої мережі. Цей вплив тим більший, чим ближче потужність перетворювального пристрою до потужності живлячої мережі. Зазначене ілюструє рис. 11.13.

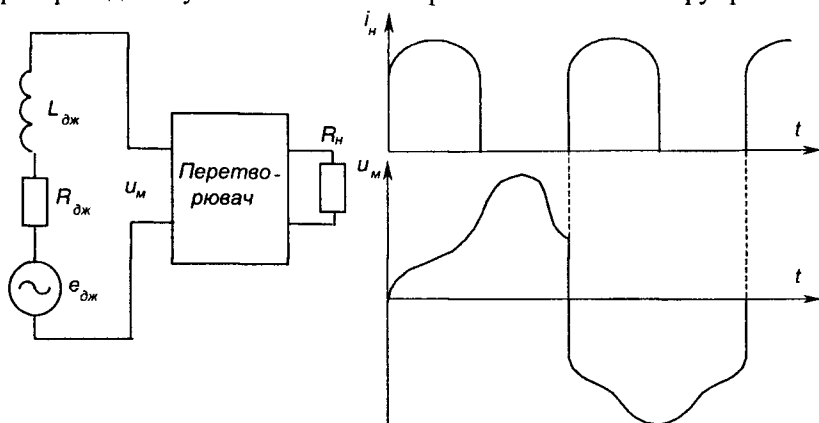


Рис. 11.13 – Ілюстрація впливу перетворювальних пристроїв на мережу живлення

Джерело змінної напруги U_m тут подане у вигляді е.р.с. джерела e_{dj} із власними індуктивністю L_{dj} та опором R_{dj} . Спотворення форми U_m призводить до зростання втрат, зниження моменту двигунів та к.к.д. навантаження.

Відповідно до стандартів на якість електричної енергії контролюється форма u_m , що характеризується **коефіцієнтом нелінійних викривлень** K_n , допустимими значеннями якого є:

$$K_n < 3\% \text{ – тривалий час,}$$

$$K_n < 5\% \text{ – короткочасно.}$$

Цей коефіцієнт розраховують за формулою (порівняйте з (3.40)):

$$K_n = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}{U_1}, \quad (11.21)$$

де $U_1, U_2, U_3, \dots, U_n$ – діючі значення напруги вищих гармонік.

Для поліпшення форми u_m використовують фільтри (Г-подібні і резонансні – у даному випадку “фільтри-дірки” – див. пп. 9.6.1), як показано на рис. 11.14.

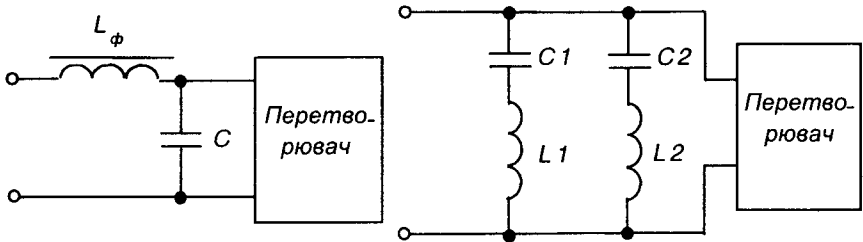


Рис. 11.14 – Використання фільтрів для поліпшення форми напруги мережі, спотвореної впливом перетворювача

Крім того, зменшенню впливу на мережу сприяє вибір раціональної схеми перетворювача: так, двотактні схеми кращі за одноктні, багатозафазні кращі за однофазні і т.п.

Для зменшення взаємних завад навантаження і мережі малопотужні споживачі (радіоелектронні пристрої, ЕОМ, освітлювальні прилади з електронним баластом і т.п.) також рекомендується підмикати до мережі через **завадоподавляючий фільтр**.

У найпростішому випадку фільтр являє собою тороїдальний магнітопровід з фериту (кільце), на яке декілька разів навито шнур живлення пристрою.

Більш досконала схема наведена на рис. 11.15.

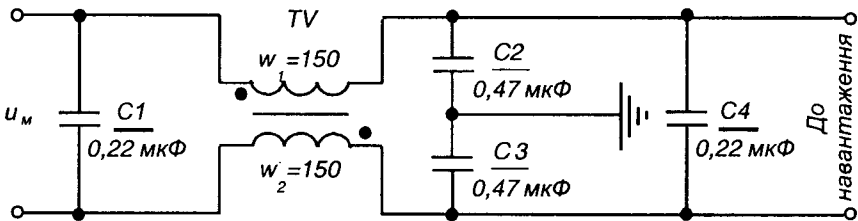


Рис. 11.15 – Мережний завадопоглинаючий фільтр

Зверніть увагу на орієнтацію обмоток трансформатора *TV*, яка забезпечує взаємне віднімання струмів завад у провідниках (обмотках).

Конденсатори необхідно застосовувати з малою власною індуктивністю і призначені для роботи на синусоїдній напрузі відповідної величини.

11.4. Приклади застосування інверторів із використанням мікроелектронних пристроїв

Починаючи з кінця минулого століття і у наш час провідні світові фірми-виробники силових напівпровідникових приладів не обмежуються розробкою лише широкої номенклатури власне новітніх приладів. Одночасно, для забезпечення якнайшвидшого і широкого впровадження своєї продукції, вони продукують також і мікроелектронні пристрої керування, що забезпечують узгодження схеми керування з силовими приладами у типових електронних пристроях – драйвери. Силові прилади можуть бути придбані розробниками і виробниками електронної апаратури як у вигляді одиночних дискретних компонентів, так і у вигляді модулів.

Модуль може містити у собі окрім власне силового приладу (наприклад, тиристора або БТІЗ) захисний зворотний діод. Або являти собою півмостову схему з керованим силовим приладом і діодом, чи півмостову схему з двома керованими приладами (можливо також і з захисними діодами), навіть повністю керовану мостову одно- чи трифазну схему і т.п.

Так на рис. 11.16 наведено схему силового модуля CPV364MM (фірма International Rectifier, США), що являє собою трифазний повністю керований міст на силових БТІЗ *VT1-VT6* із захисними зворотними діодами *VD1-VD6*. Габаритні розміри модуля складають 66,43 x 21,97 x 7,87 мм. Він має односторонні виводи довжиною 6,99 мм.

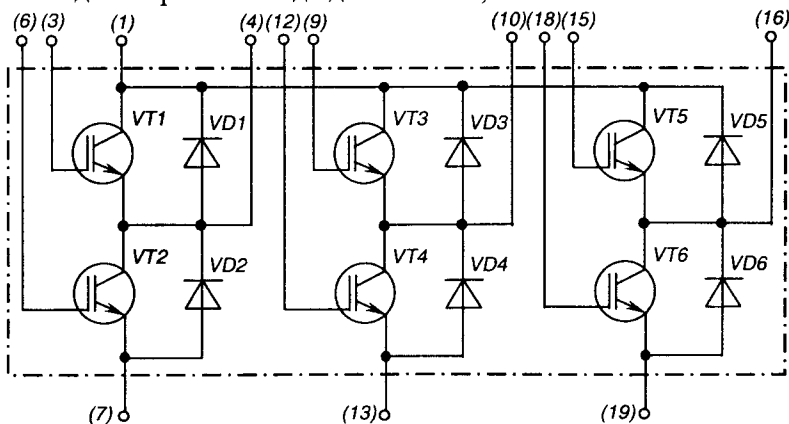


Рис. 11.16 – Мостовий трифазний модуль CPV364MM

Модуль CPV364MM забезпечує комутацію напруги до 600 В при струмі до 22 А (встановлюється на тепловідводі) і частоті до 10 кГц.

Типову схему пристрою керування трифазним електродвигуном від однофазної мережі (фірма International Rectifier, США), виконаного на основі модуля CPV364MM, наведено на рис. 11.17. Основу її складає трифазний інвертор напруги (див. рис. 11.8).

Пристрій живиться від однофазної мережі з напругою 115 В змінного струму частотою 60 Гц (стандартна частота мережі у США). Випрямлена випрямлячем, побудованим на $VD1$ - $VD4$ та C_1 , напруга подається на повністю керований трифазний міст – модуль $D6$, до виводів якого – A , B , C підмикають трифазний двигун.

Керування вентилями моста здійснює драйвер $D3$ типу IR2130. Для задання необхідного алгоритму вмикання вентилів (транзисторів модуля $D6$), на входи драйвера надходять сигнали з кільцевого лічильника, що має шість станів і побудований на ІМС $D2$ типу 74175N (містить у собі чотири D -тригери зі спільними ланцюгами синхронізації і установлення нуля). Для забезпечення частоти напруги живлення двигуна у 60 Гц, на вхід синхронізації лічильника подаються тактові імпульси з частотою 360 Гц з виходу мультивібратора, виконаного на таймері $D1$ типу 555 (див. пп. 8.9).

Живлення усіх ІМС системи керування забезпечує випрямляч, побудований на $TV1$, $VD5$, $VD6$, C_2 з інтегральними трививідними стабілізаторами напруги $D4$ типу 7815 (+15 В) та $D5$ типу 7806 (+5 В).

Керування величиною струму двигуна відбувається зі зміною положення регулятора резистора R_0 або сигналом від зовнішнього пристрою, що подається на вхід “Зовн. кер.”

Резистор R_0 забезпечує зворотний зв’язок за вихідним струмом пристрою, за рахунок чого при перевантаженні чи появі наскрізного струму через транзистори модуля (наприклад, через $VT1$ і $VT2$) вихідні сигнали драйвера $D3$ вимикаються.

У випадку збою у роботі схеми керування драйвера також блокується видача сигналів керування вентилями моста і подається сигнал індикації збою, що вмикає світлодіод HI “*FAULT LED*” (цей сигнал може подаватись також у зовнішній пристрій керування). Повернення драйвера після збою до нормального режиму роботи здійснюється натисканням на кнопку SBI “*RESET*”.

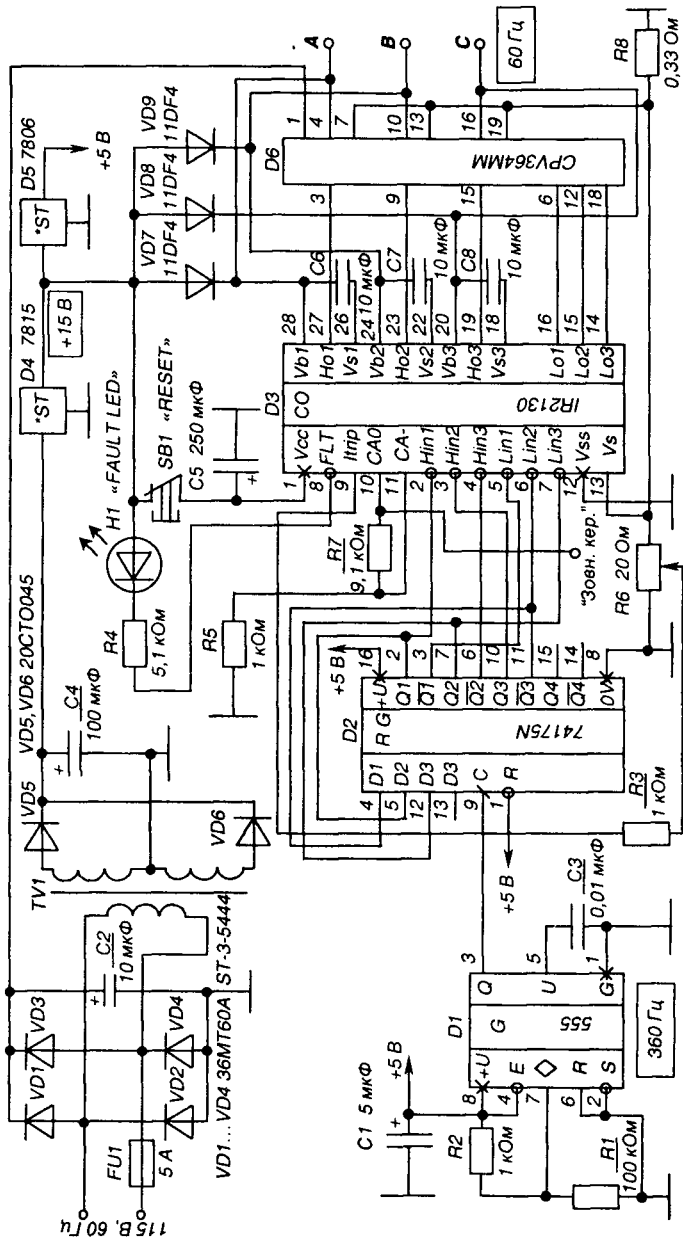


Рис. 11.17 – Типовий пристрій керування трифазним електродвигуном. Схема електрична принципова

Схема надмініатюрного електронного баласту для газорозрядних люмінесцентних ламп (фірма International Rectifier, США) наведена на рис. 11.18. Ця схема є типовою для малопотужних (від 13 до 26 Вт) ламп. Її основу складає гібридна ІМС драйвера типу IR51H420. У залежності від потужності лампи EL елементи C_1 , C_6 , L_1 , R_3 мають різні номінальні значення (на рисунку наведено варіант для 13 Вт). Габаритні розміри друкованої плати, на якій розміщуються усі елементи баласту, складають $1\frac{3}{8}$ на $1\frac{3}{8}$ дюймаи.

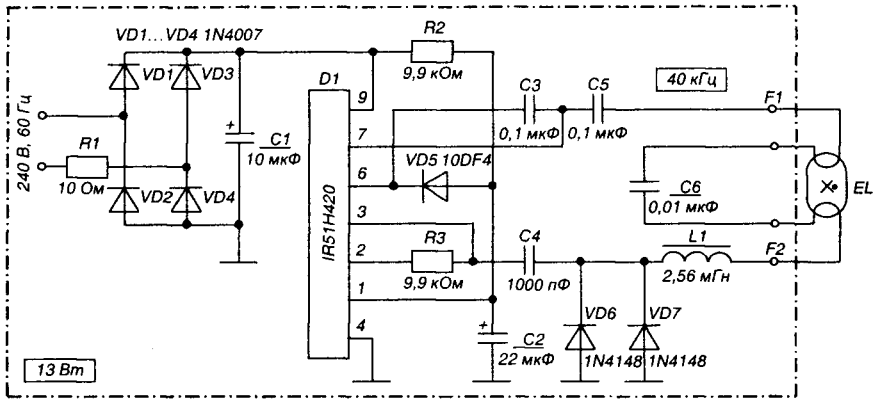


Рис. 11.18 – Надмініатюрний електронний баласт для газорозрядних люмінесцентних ламп. Схема електрична принципова

Пристрій являє собою перетворювач змінної напруги 240 В частотою 60 Гц у змінну напругу з підвищеною частотою – від 28,5 до 44 кГц у залежності від потужності лампи.

Змінна напруга низької частоти спочатку перетворюється у постійну випрямлячем, побудованим на $VD1$ - $VD4$, C_1 , а потім за допомогою інвертора, виконаного на ІМС $D1$, у змінну напругу підвищеної частоти. Робота на підвищеній частоті і забезпечує малі габарити пристрою (перш за все дроселя $L1$).

Сигнал, що знімається з діодів $VD6$, $VD7$, синхронізує роботу перетворювача із процесами у лампі. Вмикання лампи (пробій і наступна іонізація газового стовпа) забезпечується після подачі напруги мережі за рахунок резонансу послідовного контуру C_6 , $L1$, коли напруга на конденсаторі C_6 , підімкненому паралельно до лампи EL , різко зростає.

Для ламп потужністю до 40 Вт можна застосувати ІМС драйвера типу IR2151 з двотактним вихідним підсилювачем на потужних польових транзисторах типу IRF720. Габаритні розміри друкованої плати такого баласту складають $1\frac{1}{2}$ на $4\frac{1}{4}$ дюйми.

Отже, з наведених прикладів бачимо, що застосування пристроїв керування у мікровиконанні забезпечує мінімальну кількість елементів, мінімальні габаритні розміри і масу пристрою у цілому. А значить – невелику його вартість за високої надійності.

? Контрольні запитання до одинадцятого розділу

1. Поясніть, що таке автономний інвертор. Коли застосовують автономні інвертори?
2. Яка різниця між інверторами струму та інверторами напруги?
3. Наведіть схему трансформаторного інвертора струму і поясніть її роботу. Як у ньому забезпечується вимкнення тиристорів, що працюють на постійному струмі?
4. Наведіть схему півмостового інвертора напруги і поясніть її роботу. Як в ньому забезпечується вимкнення тиристорів, що працюють на постійному струмі?
5. Вкажіть переваги застосування у перетворювачах новітніх вентильних напівпровідникових приладів у порівнянні з одноопераційними тиристорами.
6. Наведіть схему однофазного інвертора напруги на IGBT-транзисторах і поясніть специфіку її роботи при активно-індуктивному навантаженні.
7. Наведіть схему трифазного інвертора напруги і поясніть принцип його роботи.
8. Поясніть будову і переваги випрямлячів із багатократним перетворенням.
9. Що таке інвертор, ведений мережею? Коли використовують такі інвертори?
10. Поясніть призначення і роботу реверсивного перетворювача напруги.
11. Для чого і як забезпечують електромагнітну сумісність перетворювачів із мережею живлення?

РОЗДІЛ 12

ПРАКТИКУМ

12.1. ЗАГАЛЬНІ ВІДОМОСТІ

Даний розділ є практичним продовженням теоретичного курсу, викладеного у попередніх одинадцяти розділах. Він містить інженерні методи розрахунку типових електронних пристроїв та аналіз їх роботи за конкретного застосування.

Метою практикуму є набуття навиків розрахунку і аналізу побудови та роботи електронних пристроїв, визначення режимів роботи їх елементів з використанням при цьому довідкових даних і науково-технічної інформації.

Практикум орієнтований на формування уявлень зі схемотехніки електронних пристроїв на основі зіставлення пристроїв, побудованих на дискретних елементах і на ІМС.

Практикум складається з восьми розрахунково-графічних робіт (РГР), результатом виконання кожної з яких повинен бути технічний документ, що містить у собі мету роботи, завдання на її виконання, власне розрахунок та його графічну частину (зазвичай – схему електричну принципову електронного пристрою, графіки отриманих залежностей).

Кожна РГР має сто варіантів завдань для виконання.

На основі РГР можуть бути сформовані завдання для курсової роботи (пропонується виконати декілька РГР за період навчання послідовно з освоєнням теоретичного матеріалу, що викладається).

Завдання РГР можуть бути основою для проведення практичних занять із курсу при послідовному виконанні робіт або окремих їх частин. Також їх можна використовувати при формуванні завдань для проведення контрольних робіт.

Отримані у ході виконання РГР практичні навички повинні стати основою набуття умінь обґрунтовано складати технічні завдання на розробку нескладних електронних пристроїв та систем, при цьому грамотно користуватися науково-технічною та довідковою інформацією, раціонально вибирати схеми електронних пристроїв та їх елементів при вирішенні практичних завдань за фахом.

12.2. ПОПЕРЕДНІЙ (ЕСКІЗНИЙ) РОЗРАХУНОК ПІДСИЛЮВАЧА НИЗЬКОЇ ЧАСТОТИ

12.2.1. Мета розрахунку

Метою даної роботи є набуття навиків розрахунку підсилювачів змінного струму, на разі підсилювача низької частоти (ПНЧ), на етапі ескізного проектування.

12.2.2. Теоретичні відомості, необхідні для виконання розрахунку

Для виконання розрахунку необхідно знати основні характеристики підсилювачів змінного струму, принципи їх побудови та дії (див. розділ 3), методи розрахунку.

12.2.3. Вихідні дані

Вихідними даними для розрахунку є:

- 1) $P_{вих}$, Вт – потужність на виході підсилювача;
 - 2) R_n , Ом – опір навантаження;
 - 3) U_{ex} , мВ – напруга джерела вхідного сигналу;
 - 4) $R_{дж}$, Ом – внутрішній опір джерела сигналу;
 - 5) $(f_n - f_e)$, Гц – нижня та верхня межі частот, що підсилюються.
- Варіанти вихідних даних наведені у табл. 12.2.1.

Таблиця 12.2.1 – Вихідні дані для ескізного розрахунку ПНЧ

| Цифри номера залікової книжки | | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 |
|-------------------------------|--------------------|------------|-----|-----|-----|-----|-----|-----|------|------|------|
| десятки | одиниці | | | | | | | | | | |
| $P_{вих}$, Вт | | 0,5 | 1 | 2 | 3 | 4 | 0,5 | 1 | 2 | 3 | 4 |
| R_n , Ом | | 15 | 8 | 4 | 4 | 4 | 15 | 8 | 4 | 4 | 4 |
| | U_{ex} , мВ | 10 | 20 | 30 | 40 | 50 | 60 | 70 | 80 | 90 | 100 |
| | $R_{дж}$, Ом | 100 | 220 | 330 | 470 | 510 | 630 | 750 | 1000 | 1200 | 2000 |
| | $(f_n - f_e)$, Гц | 50 – 20000 | | | | | | | | | |

Приклад вибору варіанта для номера залікової книжки 77732:

з колонки 3 маємо – $P_{\text{вих}} = 3$ Вт, $R_n = 4$ Ом;

з колонки 2 – $U_{\text{ax}} = 30$ мВ, $R_{\text{дж}} = 330$ Ом, $(f_n - f_g) = (50-20000)$ Гц.

12.2.4. Зміст пояснювальної записки (наведено у Додатку А)

12.2.5. Теоретичні пояснення

ПНЧ призначені для підсилення безперервних періодичних сигналів, частотний спектр яких знаходиться у межах від десятків герц до десятків кілогерц. Сучасні ПНЧ будуються переважно на біполярних та польових транзисторах у дискретному або інтегральному виконанні.

Функція ПНЧ полягає в отриманні на заданій величині опору навантажувального пристрою сигналу потрібної потужності від джерела, у якості якого може бути мікрофон, звукознімач, фотоелемент, індукційний датчик та ін. Навантаженням може бути гучномовець, вимірювальний прилад (вольтметр, осцилограф), наступний каскад підсилення та ін.

При побудові сучасних ПНЧ використовується велика кількість схем та схемотехнічних прийомів. Серед них можна виділити найтиповіші.

Схема одного з найрозповсюдженіших каскадів попереднього підсилення – каскаду підсилення з СЕ – наведена на рис. 3.13. Такий каскад, порівняно з каскадами з СБ та СК (відповідно рис. 3.16 та рис. 3.18), має найбільший коефіцієнт підсилення за потужністю.

Вихідні каскади ПНЧ будуються за одно- або двотактною схемами, з трансформаторним зв'язком або безтрансформаторні (див. пп. 3.9.2 та 3.9.3).

У трансформаторних каскадах навантаження підмикається через трансформатор, що забезпечує узгодження вихідного опору каскаду з опором навантаження ($TV2$ на рис. 3.34). Також трансформатором забезпечується узгодження передкінцевого каскаду, що зазвичай працює у режимі класу А, з вихідним каскадом, який працює у режимі класу В або АВ ($TV1$ на рис. 3.34).

Останнім часом, в основному (особливо у інтегральному виконанні), застосовують безтрансформаторні підсилювачі.

Завданнями попереднього розрахунку ПНЧ є наступне.

1) Розробка технічного завдання (ТЗ), тобто визначення основних показників, які повинен мати ПНЧ, що проектується.

У ТЗ наводиться напруга джерела вхідного сигналу $U_{\text{вх}}$; діапазон частот сигналу, що підсилюється ($f_n - f_o$); напруга $U_{\text{вих}}$ та потужність $P_{\text{вих}}$ на виході підсилювача; коефіцієнти частотних викривлень на нижній частоті діапазону M_n та нелінійних викривлень K_n ; система живлення.

Ці основні вихідні дані можуть бути доповнені спеціальними вимогами, обумовленими призначенням та умовами роботи ПНЧ.

2) Розробка структурної схеми ПНЧ із наведенням технічних вимог до окремих її вузлів: орієнтовно вибирають типи транзисторів окремих каскадів, розподіляють по каскадам загальний коефіцієнт підсилення, частотні та нелінійні викривлення, визначають параметри, що регулюються – підсилення, тембр та ін.

12.2.6. Приклад попереднього (ескізного) розрахунку ПНЧ

12.2.6.1. Вихідні дані:

- 1) необхідна потужність на виході ПНЧ $P_{\text{вих}} = 2,5$ Вт;
- 1) опір навантаження $R_n = 5$ Ом;
- 2) напруга джерела вхідного сигналу $U_{\text{вх}} = 60$ мВ;
- 3) внутрішній опір джерела сигналу $R_{\text{джер}} = 250$ Ом;
- 4) діапазон частот $f_n = 50$ Гц, $f_o = 20000$ Гц.

Вважаємо, що ПНЧ працює у стаціонарних умовах. Температура оточуючого середовища: $T_{\text{min}} = +15$ °С ; $T_{\text{max}} = +25$ °С.

12.2.6.2. Необхідно визначити:

- 1) коефіцієнт підсилення ПНЧ за потужністю K_p ;
- 2) тип схеми вихідного (кінцевого) каскаду;
- 3) типи транзисторів каскадів підсилення;
- 4) кількість каскадів підсилення (структурну схему ПНЧ);
- 5) орієнтовну електричну принципову схему ПНЧ.

12.2.6.3. Порядок розрахунку

12.2.6.3.1. Знаходимо потужність вхідного сигналу.

Зауважимо, що найбільша потужність віддається у навантаження, коли його опір дорівнює внутрішньому опорі джерела. Тоді

$$P_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}^2}{4R_{\text{джер}}}, \quad (12.2.1)$$

де $R_{\text{вх}}$ – вхідний опір першого каскаду ПНЧ ($R_{\text{вх}} = R_{\text{джер}}$).

Маємо:

$$P_{\text{вх}} = \frac{(60 \cdot 10^{-3})^2}{4 \cdot 250} = 3,6 \cdot 10^{-6} \text{ Вт.}$$

12.2.6.3.2. Знаходимо потрібний коефіцієнт підсилення за потужністю.

У загальному випадку рівність $R_{\text{вх}} = R_{\text{дж}}$ не виконується, а величина опору навантаження ПНЧ не дорівнює опору кінцевого каскаду. Тому на вході та виході ПНЧ можуть бути застосовані узгоджувальні трансформатори, на яких буде губитися частина потужності корисного сигналу. Крім того, в ПНЧ зазвичай застосовують регулятори рівня вихідного сигналу (для звукових ПНЧ – регулятори гучності), що також викликає деяке зниження потужності вихідного сигналу.

Виходячи з цього, коефіцієнт підсилення за потужністю розраховують за такою формулою:

$$K_P = \frac{P_{\text{вих}}}{P_{\text{вх}} \eta_{T_{\text{вх}}} \eta_{T_{\text{вих}}} K_{\text{рег}}}, \quad (12.2.2)$$

де $\eta_{T_{\text{вх}}}$ – к.к.д. вхідного трансформатора, задається у межах (0,7...0,8);
 $\eta_{T_{\text{вих}}}$ – к.к.д. вихідного трансформатора, задається у межах (0,75...0,85);
 $K_{\text{рег}}$ – коефіцієнт передачі регулятора рівня сигналу, задається у межах (0,3...0,5).

$$K_P = \frac{2,5}{3,6 \cdot 10^{-6} \cdot 0,7 \cdot 0,8 \cdot 0,4} = 3,1 \cdot 10^6.$$

Виразимо коефіцієнт підсилення за потужністю у децибелах:

$$K_P[\text{дБ}] = 10 \lg K_P; \quad (12.2.3)$$

$$K_P[\text{дБ}] = 10 \lg(3,1 \cdot 10^6) = 65 \text{ дБ.}$$

12.2.6.3.3. Попередньо вибираємо схему, тип підсилюючих приладів та орієнтовну величину коефіцієнта підсилення за потужністю вихідного каскаду. При цьому зважаємо на такі рекомендації:

1) при розрахунковій потужності вихідного каскаду до 50 мВт доцільно використовувати одноктактну схему з малопотужним транзистором у режимі класу А (див., наприклад, рис. 3.33);

2) за потужності, що перевищує 50 мВт, треба застосовувати двотактну схему, режим якої (клас АВ або В), потужність транзисторів (мала, середня чи велика) визначаються, виходячи з певного значення $P_{\text{вих}}$.

Тип транзистора вихідного каскаду вибираємо за величиною максимально допустимої потужності, що розсіюється на його колекторі. Для цього знаходимо потужність, яку транзистор повинен віддати у навантаження:

$$P_T = \frac{P_{\text{вих}}}{\eta_{T_{\text{вих}}}}, \quad (12.2.4)$$

де $\eta_{T_{\text{вих}}}$ – коефіцієнт завантаження транзистора (приймається рівним 0,8), а потім знаходимо потужність, що споживається колекторним ланцюгом від джерела живлення:

1) для однокласного каскаду у режимі класу А:

$$P_K = \frac{P_T}{\eta_{\text{вих.каскад}}}. \quad (12.2.5)$$

де $\eta_{\text{вих.каскад}}$ – к.к.д. вихідного каскаду (для однокласного каскаду приймається приблизно 0,4, а для двокласних – від 0,6 до 0,7).

2) для двокласного каскаду у режимі класу АВ або В:

$$P_K = \frac{P_T(1 - \eta_{\text{вих.каскад}})}{2\eta_{\text{вих.каскад}}}, \quad (12.2.6)$$

У нашому випадку $P_{\text{вих}} = 2,5 \text{ Вт} > 50 \text{ мВт}$, тому у якості вихідного каскаду можна вибрати двокласну трансформаторну схему підсилення (рис. 3.34), для якої

$$P_T = \frac{2,5}{0,8} = 3,125 \text{ Вт};$$

$$P_K = \frac{3,125(1 - 0,7)}{2 \cdot 0,7} \approx 0,67 \text{ Вт}.$$

За знайденим значенням P_K вибираємо тип транзистора вихідного каскаду з табл. 12.2.2. При цьому необхідно виконувати умови:

$$P_{K_{\text{макс}}} > P_K; f_{h21E} \gg f_a, \quad (12.2.7)$$

де $P_{K_{\text{макс}}}$ – максимально допустима потужність, що розсіюється на колекторі вибраного транзистора;

f_{h21E} – гранична частота коефіцієнта передачі струму для вибраного типу транзистора у схемі з СЕ.

Таблиця 12.2.2 – Основні параметри деяких транзисторів

| Тип транзистора | Структура | $P_{K, макс}$, мВт | h_{21E} (β) | f_{h21E} , МГц | Граничний режим | | Клас за потужністю |
|-----------------|--------------|---------------------|-----------------------|------------------|-------------------|--------------------|----------------------|
| | | | | | $U_{K, макс}$, В | $I_{K, макс}$, мА | |
| КТ 361 Г | <i>p-n-p</i> | 150 | 50-350 | 250 | 35 | 50 | Малої потужності |
| КТ 3107 Е | <i>p-n-p</i> | 300 | 120-220 | 200 | 20 | 100 | |
| КТ 315 Г | <i>n-p-n</i> | 150 | 50-350 | 250 | 35 | 100 | |
| КТ 502 В | <i>p-n-p</i> | 500 | 40-120 | 5 | 60 | 300 | Середньої потужності |
| КТ 503 В | <i>n-p-n</i> | 500 | 40-120 | 5 | 60 | 300 | |
| КТ 814 А | <i>p-n-p</i> | 1000 (10000) | >40 | 3 | 40 | 1500 | Великої потужності |
| КТ 816 А | <i>p-n-p</i> | 1000 (25000) | >20 | 3 | 40 | 3000 | |
| КТ 815 А | <i>n-p-n</i> | 1000 (10000) | >40 | 3 | 40 | 1500 | |
| КТ 817 А | <i>n-p-n</i> | 1000 (25000) | >20 | 3 | 40 | 3000 | |

*) У дужках наведено потужність із додатковим тепловідводом

Вибираємо транзистор типу КТ815А з параметрами:

$$P_{K, макс} = 1 \text{ Вт} > 0,67 \text{ Вт}; \quad f_{h21E} = 3 \text{ МГц} \gg 20 \text{ кГц}.$$

У нашому випадку транзистор можна використовувати без додаткового охолодження (тепловідводу).

12.2.6.3.4. Вибираємо схему каскадів попереднього підсилення.

Виходячи з того, що для попереднього підсилення, як правило, використовують підсилювачі з СЕ, вибираємо схему, наведену на рис. 3.13.

У якості активного елемента застосуємо малопотужний транзистор КТ315 *n-p-n* типу, бо для вихідного каскаду також було обрано транзистор *n-p-n* типу.

12.2.6.3.5. Знаходимо орієнтовну кількість каскадів m та складаємо структурну схему ПНЧ.

За певних умов можна вважати, що кожний каскад підсилювача за схемою з СЕ забезпечує підсилення потужності приблизно на 20 дБ. Тоді

$$m = \frac{K_P[\text{дБ}]}{20} = \frac{65}{20} = 3,25. \quad (12.2.8)$$

Отримане значення m округляємо до найближчого більшого цілого, тобто $m=4$. Структурна схема ПНЧ наведена на рис. 12.2.1, де цифрами 1–3 позначено каскади попереднього підсилення, а цифрою 4 – вихідний (кінцевий) каскад.

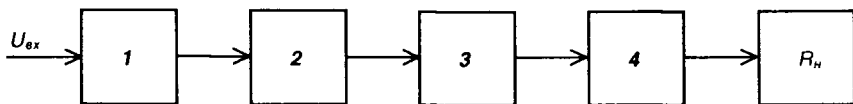


Рис. 12.2.1 – ПНЧ. Схема структурна

12.2.6.3.6. На основі структурної схеми, з урахуванням вищенаведених міркувань, складаємо орієнтовну принципову схему ПНЧ, наведену на рис. 12.2.2.

У цій схемі каскади попереднього підсилення виконано на транзисторах $VT1-VT3$, а кінцевий – на транзисторах $VT4, VT5$. Резистор R_p є регулятором рівня вихідного сигналу. Конденсатор C_{10} – фільтр напруги живлення ПНЧ, а RC -фільтр R_{14}, C_7 забезпечує додаткову фільтрацію напруги живлення каскадів попереднього підсилення (забезпечує виконання умов електромагнітної сумісності). Величина опору резистора R_{14} зазвичай становить декілька десятків ом.

12.2.6.3.7. Якщо для вихідного каскаду обрати безтрансформаторну схему (рис. 3.38), то з формули (12.2.2) треба вилучити величини $h_{\text{Твх}}$ і $h_{\text{Твих}}$. Тоді матимемо:

$$K_P = \frac{2,5}{3,6 \cdot 10^{-6} \cdot 0,4} = 1,7 \cdot 10^6,$$

$$K_P[\text{дБ}] = 10 \lg(1,7 \cdot 10^6) = 62 \text{ дБ},$$

$$m = \frac{62}{20} = 3,1. \text{ Отже, } m = 4.$$

Оскільки безтрансформаторні кінцеві каскади найчастіше будуються на основі каскадів з СК, що не мають підсилення за напругою, то можна вважати величину їхнього підсилення за потужністю, рівною 10 дБ. У такому разі підсилення чотирьохкаскадної схеми складе:

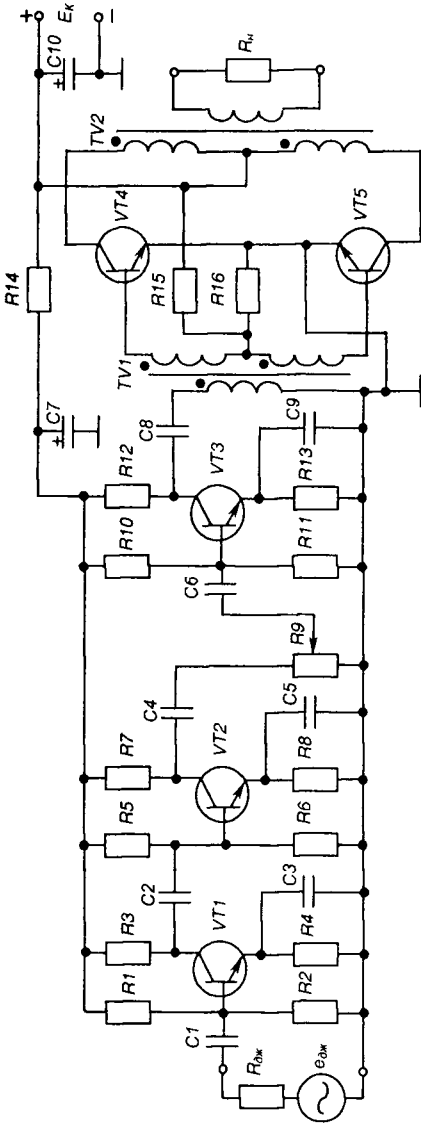


Рис. 12.2.2 – Трансформаторний ПНЧ. Схема електрична принципова

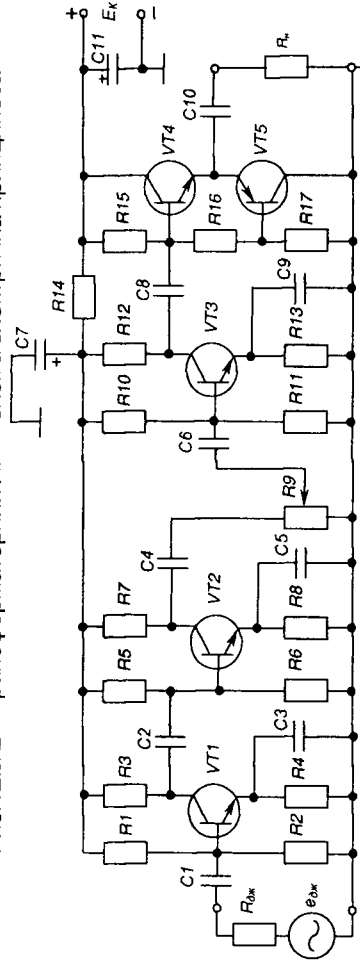


Рис. 12.2.3 – Безтрансформаторний ПНЧ. Схема електрична принципова

$$K_{P[\text{дБ}]} = 3 \cdot 20 + 1 \cdot 10 = 70 > 62 \text{ дБ},$$

що відповідає завданню.

Орієнтовну електричну принципову схему безтрансформаторного ПНЧ наведено на рис. 12.2.3. Тут для забезпечення живлення кінцевого каскаду від однополярного джерела, його підмикання до передкінцевого каскаду і до навантаження здійснюється через конденсатори C_8 та C_{10} (ємність C_{10} за великої потужності навантаження складає тисячі мікрофарад).

Транзистор $VT5$ повинен мати такі ж параметри, що і $VT4$, але бути протилежного типу провідності: вибираємо транзистор КТ814А p - n - p типу, комплементарний до КТ815А.

Кінцевий каскад працює у режимі класу АВ, що визначається подачею у режимі спокою на базу транзистора $VT4$ напруги зміщення ($+U_{R_{16}}/2$), а на базу транзистора $VT5$ – напруги зміщення ($-U_{R_{16}}/2$). Опір резистора R_{16} набагато менший за опір резисторів R_{15} і R_{17} (падіння напруги на ньому становить близько 1,5 В), тому напруга зміщення $\pm U_{R_{16}}/2$ визначається струмом дільника $I \approx E_K / (R_{15} + R_{17})$ та її можна вважати рівною $IR_{16}/2$. Невелике значення напруги зміщення визначає незначний (десятки міліампер) наскрізний струм транзисторів $VT4$ і $VT5$. Струм у навантаженні при цьому відсутній. Оскільки величина опору R_{16} незначна, можна вважати, що за змінним струмом бази транзисторів $VT4$ і $VT5$ з'єднані.

Для забезпечення кращої температурної стабільності кінцевого каскаду замість резистора R_{16} застосовують 2-3 діоди, до того ж розміщують їх (приклеюють) на тому ж тепловідводі, що й транзистори $VT4$ і $VT5$. Тоді зі змінами температури транзисторів (що викликає зміну контактної різниці потенціалів база-емітер) будуть пропорційно змінюватись і напруги зміщення транзисторів.

12.2.6.3.8. Отримані у результаті попереднього розрахунку дані є основою для остаточного розрахунку ПНЧ.



12.2.7. Контрольні запитання

1. Поясніть призначення ПНЧ.
2. Вкажіть, що може бути джерелом вхідних сигналів ПНЧ.
3. Розкажіть, які схеми підсилювачів використовуються при побудові каскадів попереднього та кінцевого підсилення.
4. У чому полягає завдання попереднього (ескізного) розрахунку ПНЧ?

12.3. ОСТАТОЧНИЙ РОЗРАХУНОК КАСКАДУ ПОПЕРЕДНЬОГО ПІДСИЛЕННЯ ПНЧ, ВИКОНАНОГО ЗА СХЕМОЮ З СЕ

12.3.1. Мета розрахунку

Метою даної роботи є набуття навиків розрахунку транзисторних каскадів попереднього підсилення низькочастотних сигналів змінного струму, у даному разі – звукових частот (ПНЧ).

12.3.2. Теоретичні відомості, необхідні для виконання розрахунку

Для виконання розрахунку необхідно знати основні характеристики підсилювачів змінного струму, принцип дії та методи розрахунку транзисторних каскадів попереднього підсилення ПНЧ, що працюють у класі А (див. розділ 3).

12.3.3. Вихідні дані

Для остаточного розрахунку каскаду попереднього підсилення транзисторного ПНЧ, що працює у класі А та виконаний за схемою з СЕ, вихідними даними є:

- 1) $U_{вих.т}$, В – амплітудне значення напруги на виході (на навантаженні) каскаду;
- 2) R_n , Ом – опір навантаження (вхідний опір наступного каскаду);
- 3) E_K , В – напруга джерела живлення;
- 4) f_n , Гц – нижня межа діапазону частот сигналу, що підсилюється;
- 5) M_n – допустиме значення коефіцієнта частотних викривлень у зоні нижніх частот.

Варіанти вихідних даних наведені у табл. 12.3.1.

Приклад вибору варіанта для номера залікової книжки 77732:

з колонки 3 маємо $-f_n = 125$ Гц, $M_n = 1,9$;

з колонки 2 – $U_{вих.т} = 3,5$ В, $R_n = 240$ Ом, $E_K = 14$ В.

Таблиця 12.3.1 – Вихідні дані для остаточного розрахунку каскаду попереднього підсилення

| Цифри номера залікової книжки | | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 |
|-------------------------------|----------------|-----|-----|-----|-----|-----|-----|------|-----|------|------|
| десятки | одиниці | | | | | | | | | | |
| | $U_{вих.т}, В$ | 2,5 | 3 | 3,5 | 4 | 4,5 | 5 | 5,75 | 6,5 | 7,25 | 8 |
| | $R_n, Ом$ | 130 | 180 | 240 | 330 | 430 | 510 | 620 | 820 | 1000 | 1300 |
| | $E_K, В$ | 10 | 12 | 14 | 16 | 18 | 20 | 23 | 26 | 29 | 32 |
| | $f_n, Гц$ | 50 | 75 | 100 | 125 | 150 | 175 | 200 | 225 | 250 | 275 |
| | M_n | 2,2 | 2,1 | 2 | 1,9 | 1,8 | 1,7 | 1,6 | 1,5 | 1,4 | 1,3 |

12.3.4. Зміст пояснювальної записки (наведено у Додатку А)

12.3.5. Теоретичні пояснення

Остаточний розрахунок є основною частиною роботи при проектуванні ПНЧ. При його виконанні розраховують параметри елементів кожного каскаду, ланцюгів міжкаскадних зв'язків, режими роботи транзисторів. Розрахунок зазвичай виконують у послідовності, зворотній послідовності проходження сигналу в ПНЧ: спочатку розраховують елементи кінцевого каскаду, потім – передкінцевого, а далі – каскадів попереднього підсилення. Така послідовність обумовлена орієнтацією розрахунку на забезпечення навантаженні ПНЧ заданої вихідної потужності за допустимих значень нелінійних та частотних викривлень сигналу.

Елементи схеми вибирають з урахуванням вимог стандартів до певних типів компонент. Так, резистори вибирають за номінальним значенням опору, найближчим до розрахункової величини, та за величиною потужності, що розсіюється в резисторі у робочому режимі. Конденсатори вибирають за номінальним значенням ємності, найближчим до розрахункової величини, та за величиною робочої напруги.

Номінальні значення опорів резисторів та ємностей конденсаторів (між іншим, як і номінальні значення параметрів будь-яких стандартних елементів) відповідають стандартним рядам, що, як правило, є десятковими рядами геометричної прогресії зі знаменником $q_N = \sqrt[10]{10}$,

де N – кількість значень ряду. Номінальне значення параметру, що відповідає конкретній позиції ряду (від 1 до N) обчислюється як $a_i = a_0 q_N^{i-1}$. Деякі ряди номінальних значень наведені у табл. 12.3.2. Так, для ряду E24: $N = 24$; $q_{24} = \sqrt[24]{10}$; $a_0 = 1$.

Таблиця 12.3.2 – Ряди номінальних значень

| Індекс ряду | Позиції ряду | Допустиме відхилення від номінальної величини, % |
|-------------|--|--|
| E 6 | 1,0; 1,5; 2,2; 3,3; 4,7; 6,8 | ± 20 |
| E 12 | 1,0; 1,2; 1,5; 1,8; 2,2; 2,7; 3,3; 3,9; 4,7; 5,6; 6,8; 8,2 | ± 10 |
| E 24 | 1,0; 1,1; 1,2; 1,3; 1,5; 1,6; 1,8; 2,0; 2,2; 2,4; 2,7; 3,0; 3,3; 3,6; 3,9; 4,3; 4,7; 5,1; 5,6; 6,2; 6,8; 7,5; 8,2; 9,1 | ± 5 |

Числу в індексі знаменника ряду відповідає кількість позицій ряду: так ряд E24 має 24 номінальних значення у проміжку від 1 до 10 (більша кількість при допустимому відхиленні ±5% не потрібна).

Будь-яке номінальне значення ряду може бути помножене на множник 10^m . Множники та їх позначення наведені в табл. 12.3.3 (може бути, наприклад, 6,8 Ом; 680 Ом; 6,8 кОм; 68 кОм; 6,8 мкФ; 0,68 нФ; 6800 пФ та ін.).

Таблиця 12.3.3 – Множники для утворення десяткових часткових та кратних одиниць

| Множник 10^m | Приставка | Параметр елемента | | | |
|----------------|-----------|-------------------|------------|-------------|------------|
| | | Опір | | Ємність | |
| | | Назва | Позначення | Назва | Позначення |
| 10^9 | гіга | гігаом | ГОм | фарада | Ф |
| 10^6 | мега | мегаом | МОм | | |
| 10^3 | кіло | кілоом | КОм | | |
| 1 | | ом | Ом | | |
| 10^{-3} | мілі | міліом | МОм | мікрофарада | мкФ |
| 10^{-6} | мікро | | | | |
| 10^{-9} | нано | | | | |
| 10^{-12} | піко | | | | |
| | | | | пікофарада | пФ |

Номинальні значення деяких елементів, особливо застарілої розробки, можуть відповідати іншим рядам.

Деякі найрозповсюдженіші типи резисторів, що виробляються для електронних пристроїв, наведено у табл. 12.3.4, а конденсаторів – у табл. 12.3.5.

Примітки до табл. 12.3.5:

1) якщо розрахункова величина ємності більша за максимальне номінальне значення конденсаторів даного типу, то необхідне значення ємності забезпечують за рахунок паралельного вмикання потрібної кількості конденсаторів;

2) якщо розрахункова величина робочої напруги більша за номінальне значення напруги конденсатора, то використовують послідовне вмикання конденсаторів.

Таблиця 12.3.4 – Постійні резистори

| Тип резистора | Діапазон опорів | Номинальна потужність, Вт |
|---------------|------------------|---------------------------|
| МЛТ | 1 Ом – 3,01 МОм | 0,125 |
| | 1 Ом – 5,1 МОм | 0,25; 0,5 |
| | 1 Ом – 10 МОм | 1; 2 |
| С2 – 33 | 1 Ом – 3 МОм | 0,125 |
| | 1 Ом – 5,1 МОм | 0,25 |
| | 0,1 Ом – 5,1 МОм | 0,5 |
| | 1 Ом – 10 МОм | 1 |
| | 1 Ом – 22 МОм | 2 |

Таблиця 12.3.5 – Конденсатори постійної ємності

| Номинальна напруга, В | Номинальна ємність, мкФ | | | | |
|-----------------------|-------------------------|--|--------------------------|--------|--------|
| | К 50-7 | К 50-35 | К 50-18 | К10-17 | К73-17 |
| 6,3 | | 20; 30; 50; 100; 200; 500 | 220000 | | |
| 10 | | 10; 20; 30; 50; 100; 200; 500; 1000; 2000; 5000 | 100000 | | |
| 16 | | 5; 10; 20; 30; 50; 100; 200; 300; 1000; 2000; 5000 | 22000 68000 100000 | | |

Таблиця 12.3.5 – Конденсатори постійної ємності (продовження)

| Номинальна напруга, В | Номинальна ємність, мкФ | | | | |
|--------------------------|-------------------------------|---|---------------------------------|------------------------------------|--|
| | К 50-7 | К 50-35 | К 50-18 | К10-17 | К73-17 |
| 25 | | 2; 5; 10; 20; 30; 50; 100; 200; 500; 1000; 2000; 5000 | 15000 33000 100000 | | |
| 50 | | 2; 5; 10; 20; 30; 50; 100; 200; 500; 1000; 2000 | 4700 10000 15000 22000 | 0,001; 0,01; 0,022; 0,056 | |
| 63 | | | | | 0,22; 0,33; 0,47; 0,68; 1; 1,5; 2,2; 3,3; 4,7 |
| 100 | | 0,5; 1; 2,5; 10; 20; 30; 50 | 2200 4700 10000 | | |
| 160 | 2; 50; 100; 200; 500 | 1,2; 5; 10; 20 | | | 1,5; 2,2 |
| 250 | 10; 20; 50; 100; 200 | | 1000 4700 | | 0,047; 0,068; 0,1; 0,15; 0,22; 0,33; 0,47; 0,68; 1 |
| 300 | 5; 10; 20; 50; 100; 200 | | | | |
| 350 | 10; 20; 50; 100 | | | | |
| 450 | 10; 20; 50; 100 | | | | |

12.3.6. Приклад остаточного розрахунку каскаду попереднього підсилення з СЕ

12.3.6.1. Вихідні дані

У результаті попереднього розрахунку (пп. 12.2) було складено схему ПНЧ, у яку входять кілька однотипних каскадів попереднього підсилення з СЕ.

Виконаємо розрахунок каскаду, схема електрична принципова якого наведена на рис. 3.13, за такими вихідними даними (загалом отримують у результаті попереднього розрахунку):

- 1) амплітудне значення напруги на виході каскаду $U_{вих.м} = 7,5$ В;
- 2) опір навантаження $R_n = 1200$ Ом;
- 3) напруга джерела живлення $E_K = 30$ В;
- 4) нижня межа частот $f_n = 75$ Гц;
- 5) допустиме значення коефіцієнта викривлень у зоні нижніх частот $M_n = 2,15$.

Як і для попереднього розрахунку, вважаємо, що ПНЧ працює у стаціонарних умовах.

12.3.6.2. Необхідно визначити:

- 1) тип транзистора (уточнити правильність попереднього вибору);
- 2) режими роботи транзистора;
- 3) опори резисторів дільника R_1, R_2 ;
- 4) опір резистора колекторного навантаження R_3 ;
- 5) опір резистора в ланцюгу емітера R_4 ;
- 6) ємність розділяючих конденсаторів C_1, C_2 ;
- 7) ємність конденсатора в ланцюгу емітера C_3 ;
- 8) гарантовані значення коефіцієнтів підсилення каскаду за струмом K_p , напругою K_U та потужністю K_P .

При побудові схеми каскаду будемо використовувати елементи з допустимим відхиленням від номінальної величини $\pm 5\%$ (виходячи з цього, у результатах розрахунку можна залишати не більше трьох значущих цифр).

12.3.6.3. Порядок розрахунку

12.3.6.3.1. Перевіримо правильність попереднього вибору транзистора:

1) допустима напруга між колектором та емітером повинна перевищувати напругу джерела живлення

$$U_{K \max} > E_K; \quad (12.3.1)$$

2) величина допустимого струму колектора повинна перевищувати максимальне значення струму у колекторному колі транзистора

$$I_{K \max} > I_{0K} + I_{Km}, \quad (12.3.2)$$

де I_{0K} – струм спокою у колі колектора;

I_{Km} – амплітуда змінної складової струму у колі колектора;

$$I_{Km} = U_{\text{вих.м}} / R_{H\approx}, \quad (12.3.3)$$

де $R_{H\approx} = \frac{R_3 R_H}{R_3 + R_H}$ – еквівалентний опір навантаження каскаду за змінним струмом. При цьому R_3 є навантаженням за постійним струмом.

Виходячи з того, що даний каскад є підсилювачем потужності, для забезпечення максимальної передачі потужності задаємо:

$$R_3 = R_H, \quad (12.3.4)$$

тобто

$$R_3 = 1200 \text{ Ом},$$

(до речі, за умови підсилення напруги задають $R_3 \ll R_H$, а при підсиленні струму $R_3 \gg R_H$ – див. пп. 3.1), тоді:

$$R_{H\approx} = \frac{1200 \cdot 1200}{1200 + 1200} = 600 \text{ Ом};$$

$$I_{Km} = \frac{7,5}{600} = 12,5 \text{ мА}.$$

Для забезпечення економічності каскаду за мінімальних нелінійних викривлень обирають

$$I_{0K} = (1,05 \dots 1,1) I_{Km} = 1,1 \cdot 12,5 = 13,8 \text{ мА}.$$

На підставі (12.3.1) та (12.3.2) необхідно вибрати транзистор, який би забезпечував:

$$U_{K \max} > 30 \text{ В};$$

$$I_{K \max} > 13,8 + 12,5 = 26,3 \text{ мА}.$$

За результатами попереднього розрахунку було обрано у якості підсилюючого елемента транзистор типу КТ315. За даними табл. 12.2.2 знаходимо, що заданим вимогам відповідає транзистор КТ315Г, у якого $U_{K\max} = 35$ В, $I_{K\max} = 100$ мА, $h_{21E} = 50 \dots 350$, $P_{K\max} = 150$ мВт.

12.3.6.3.2. Знаходимо напругу між колектором та емітером транзистора у режимі спокою:

$$U_{0K} = U_{\text{вих.м}} + U_{\text{осм}}, \quad (12.3.5)$$

де $U_{\text{осм}}$ – напруга між колектором та емітером, нижче якої при роботі каскаду виникають значні нелінійні викривлення через те, що у робочу зону потрапляють ділянки характеристик транзистора зі значною кривизною.

Для малопотужних транзисторів, як правило, задають $U_{\text{осм}} = 1$ В. Тоді

$$U_{0K} = 7,5 + 1 = 8,5 \text{ В.}$$

12.3.6.3.3. Знаходимо потужність, що виділяється на колекторі транзистора:

$$P_K = I_{0K} U_{0K}. \quad (12.3.6)$$

При цьому необхідно забезпечувати виконання умови:

$$P_K < P_{K\max};$$

$$P_K = 13,8 \cdot 8,5 = 117 < 150 \text{ мВт.}$$

Таким чином, вибраний тип транзистора відповідає вимогам за потужністю.

12.3.6.3.4. Знаходимо опір навантаження у колі колектора. Виходячи із (12.3.4), маємо:

$$R_3 = 1200 \text{ Ом.}$$

Потужність, що розсіюється в резисторі:

$$P = I^2 R. \quad (12.3.8)$$

Отже

$$P_{R3} = I_{0K}^2 R_3 = (13,8 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 1200 = 0,227 \text{ Вт.}$$

За табл. 12.3.2 – 12.3.4 вибираємо резистор типу С2-33 потужністю 0,25 Вт з опором 1200 Ом.

12.3.6.3.5. Знаходимо опір резистора R_4 у ланцюгу термостабілізації:

$$R_4 = \frac{E_K - U_{0K}}{I_{0K}} - R_3. \quad (12.3.9)$$

При цьому необхідно виконувати співвідношення:

$$\frac{R_4}{R_3} = (0,1 \dots 0,4), \quad (12.3.10)$$

що забезпечує незначне зниження динамічного діапазону каскаду і падіння напруги на R_4 , яке перевищує значення контактного потенціалу p - n переходу транзистора (для забезпечення умов температурної стабілізації режиму спокою каскаду). Отже:

$$R_4 = \frac{30 - 8,5}{13,8 \cdot 10^{-3}} - 1200 = 358 \text{ Ом};$$

$$\frac{R_4}{R_3} = \frac{358}{1200} = 0,3.$$

Останнє відповідає умові (12.3.10).

Потужність, що розсіюється в R_4 :

$$P_{R4} = I_{0K}^2 R_4 = (13,8 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 358 = 0,068 \text{ Вт}.$$

За табл. 12.3.2 – 12.3.4 вибираємо резистор типу С2-33 потужністю 0,25 Вт з опором 360 Ом.

12.3.6.3.6. Знаходимо ємність конденсатора C_3 , що шунтує R_4 за умови, що його опір на частоті f_n повинен бути у 10 разів меншим за опір резистора R_4 :

$$C_3 \geq \frac{10^6}{2\pi f_n \cdot 0,1 R_n}, \quad (12.3.11)$$

де множник 10^6 дозволяє отримувати значення ємності у мікрофарадах.

$$C_3 \geq \frac{10^6}{2\pi \cdot 75 \cdot 0,1 \cdot 360} = 58,9 \text{ мкФ}.$$

Робоча напруга на C_3 :

$$U_{C3} = I_{0K} R_4 = 13,8 \cdot 10^{-3} \cdot 360 = 4,97 \text{ В}.$$

За табл. 12.3.2, 12.3.3, та 12.3.5 вибираємо конденсатор типу К50-35 ємністю 100 мкФ на напругу 6,3 В.

12.3.6.3.7. Знаходимо величину струму спокою бази транзистора:

$$I_{0Б} = I_{0К} / h_{21E \min}, \quad (12.3.12)$$

$$I_{0Б} = 13,8 / 50 = 0,276 \text{ мА.}$$

12.3.6.3.8. Оскільки у відкритому стані транзистора напруга між його базою та емітером становить близько 0,6 В, то напруга спокою бази –

$$U_{0Б} \approx 0,6 \text{ В} \quad (12.3.13)$$

і можна знайти орієнтовне значення вхідного опору транзистора:

$$R_{\text{вх}} = U_{0Б} / I_{0Б}, \quad (12.3.14)$$

$$R_{\text{вх}} = \frac{0,6}{0,276 \cdot 10^{-3}} = 2170 \text{ Ом.}$$

12.3.6.3.9. Знаходимо величини опорів резисторів дільника R_1, R_2 .

Дільник підімкнено до напруги.

$$U_{\text{д}} = E_{\text{к}} = 30 \text{ В.} \quad (12.3.15)$$

Величина струму в дільнику вибирається у межах:

$$I_{\text{д}} = (2 \dots 5) I_{0Б}, \quad (12.3.16)$$

що забезпечує незалежність задання режиму спокою транзистора при зміні його параметрів під впливом температури, при заміні на інший і т.п.

$$I_{\text{д}} = 5 \cdot 0,276 = 1,38 \text{ мА.}$$

Падіння напруги на резисторі R_4 складає:

$$U_{R4} = (I_{0К} + I_{0Б}) R_4, \quad (12.3.17)$$

$$U_{R4} = (13,8 + 0,276) \cdot 360 = 5,07 \text{ В.}$$

Тоді

$$R_1 = \frac{U_{\text{д}} - U_{R4} - U_{0Б}}{I_{0Б} + I_{\text{д}}}; \quad (12.3.18)$$

$$R_2 = \frac{U_{R4} + U_{0Б}}{I_{\text{д}}}. \quad (12.3.19)$$

Отже

$$R_1 = \frac{30 - 5,07 - 0,6}{(0,276 + 1,38) \cdot 10^{-3}} = 14700 \text{ Ом};$$

$$R_2 = \frac{5,07 + 0,6}{1,38 \cdot 10^{-3}} = 4110 \text{ Ом}.$$

За табл. 12.3.2 – 12.3.4 вибираємо $R_1 = 15 \text{ кОм}$; $R_2 = 4,3 \text{ кОм}$.

Знаходимо потужність, що виділяється в резисторах R_1 і R_2 :

$$P_{R1} = (I_{0Б} + I_D)^2 R_1; \quad (12.3.20)$$

$$P_{R2} = I_D^2 R_2; \quad (12.3.21)$$

$$P_{R1} = [(0,276 + 1,38) \cdot 10^{-3}]^2 \cdot 15 \cdot 10^3 = 0,041 \text{ Вт};$$

$$P_{R2} = (1,38 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 4,3 \cdot 10^3 = 0,008 \text{ Вт}.$$

Із табл. 12.3.2 – 12.3.4 вибираємо резистори типу С2-33 потужністю 0,125 Вт.

12.3.6.3.10. Знаходимо ємність конденсатора C_2 за умови забезпечення допустимого значення коефіцієнта частотних викривлень M_n :

$$C_2 \geq \frac{10^6}{2\pi f_n (R_{н\approx} + R_n) \sqrt{M_n^2 - 1}},$$

значення якої отримуємо в мікрофарадах.

Робочу напругу C_2 приймаємо рівною

$$U_{C2} = 1,5 E_K. \quad (12.3.23)$$

Тоді

$$C_2 \geq \frac{10^6}{2\pi \cdot 75 \cdot (600 + 1200) \cdot \sqrt{2,15^2 - 1}} = 0,62 \text{ мкФ},$$

$$U_{C2} = 1,5 \cdot 30 = 45 \text{ В}.$$

За табл. 12.3.2, 12.3.3, та 12.3.5 вибираємо конденсатор типу К73-17 ємністю 0,68 мкФ на напругу 250 В.

12.3.6.3.12. Знаходимо амплітудні значення струму й напруги на вході каскаду:

$$I_{\text{вх.м}} = \frac{I_{K\text{м}}}{h_{21E\text{мін}}}, \quad (12.3.24)$$

де $h_{21E\text{мін}}$ – мінімальне значення коефіцієнта передачі струму в схемі з СЕ для обраного транзистора.

$$I_{\text{вх.м}} = \frac{12,5}{50} = 0,25 \text{ мА.}$$

$$U_{\text{вх.м}} = I_{\text{вх.м}} R_{\text{вх.}}. \quad (12.3.25)$$

$$U_{\text{вх.м}} = 0,25 \cdot 10^{-3} \cdot 2182 = 0,5455 \text{ В.}$$

Необхідна потужність вхідного сигналу

$$P_{\text{вх}} = \frac{I_{\text{вх.м}} U_{\text{вх.м}}}{2}, \quad (12.3.26)$$

$$P_{\text{вх}} = \frac{0,25 \cdot 10^{-3} \cdot 0,5455}{2} = 6,819 \cdot 10^{-5} \text{ Вт.}$$

12.3.6.3.12. Знаходимо розрахункові коефіцієнти підсилення каскаду за струмом, напругою та потужністю:

$$K_I = h_{21E\text{мін}} \frac{R_{\text{нз}}}{R_{\text{н}}} = 50 \cdot \frac{600}{1200} = 25, \quad (12.3.27)$$

$$K_U = h_{21E\text{мін}} \frac{R_{\text{нз}}}{R_{\text{вх}}} = 50 \cdot \frac{600}{2170} = 13,8, \quad (12.3.28)$$

$$K_P = K_I K_U = 25 \cdot 13,8 = 345, \quad (12.3.29)$$

$$[K_P]_{\text{дБ}} = 10 \lg K_P = 10 \lg 345 = 23,9 \text{ дБ.}$$

Раніше було прийнято значення коефіцієнта підсилення за потужністю 20 дБ, отже каскад розраховано вірно.

Більше того, навіть за мінімального значення коефіцієнта підсилення транзистора $h_{21E\text{мін}} = 50$, маємо запас за підсиленням. Діапазон можливих значень коефіцієнта підсилення у транзисторів досить широкий:

для КТ315Г він складає $h_{21E} = 50 \dots 350$. Отже основний параметр може перевищувати своє мінімальне значення у сім разів!

На перший погляд це може здатися суттєвим недоліком, бо результати розрахунків, що ми отримали, виявилися досить приблизними. Але із пп. 3.8.3 Ви знаєте про застосування у підсилювачах негативного зворотного зв'язку, введення якого у цьому випадку зможе стабілізувати значення коефіцієнта підсилення, а також покращити інші параметри пристрою.

12.3.6.3.13. Електричну принципову схему розрахованого каскаду підсилення з СЕ наведено на рис. 12.3.1.

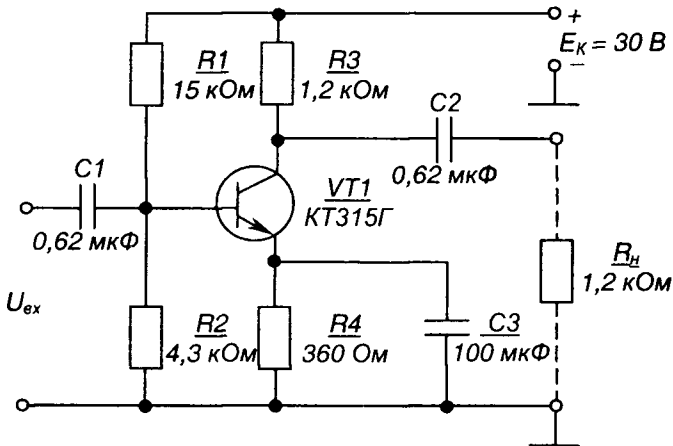


Рис. 12.3.1 – Каскад підсилення з СЕ. Схема електрична принципова

12.3.7. Приклад застосування ПНЧ в інтегральному виконанні

У наш час існує велика кількість ПНЧ в інтегральному виконанні – у вигляді ІМС. Їх параметри забезпечують вирішення проблем підсилення сигналів змінного струму з високими показниками якості.

У багатьох випадках достатньо використати ІМС підсилювачів потужності, що мають чутливість за вхідним сигналом у десятки мілівольт і вихідну потужність від одиниць до десятків ватт. При низьких рівнях вхідних сигналів їх можна доповнювати ІМС ПНЧ попереднього підсилення, що забезпечують підсилення за напругою у сотні разів, або

використовувати попередні підсилювачі на операційних підсилювачах із дво- чи однополярним живленням (див. пп. 4.6).

Окрім виконання основної функції підсилення, ІМС ПНЧ мають також додаткові функції.

Так підсилювачі потужності зазвичай оснащені вбудованими вузлами захисту транзисторів вихідного каскаду від короткого замикання у навантаженні та від тривалого перевантаження, у разі якого обмежується значення вихідного струму або каскад вимикається при перевищенні допустимого значення температури корпусу ІМС.

ІМС ПНЧ попереднього підсилення мають також зовнішні ланцюги задання коефіцієнта підсилення за напругою та коригування АЧХ.

Застосування інтегральних ПНЧ звільняє проектувальника від необхідності розрахунку параметрів елементів принципової електричної схеми підсилювача: ІМС вмикаються за типовими схемами, що наводяться у довідниках. Залишається лише вибрати ІМС необхідного типу, що забезпечувала б потрібні параметри підсилення і, за необхідності, доповнити її, наприклад, емітерним або стоковим повторювачем для узгодження з джерелом сигналу, елементами регулювання діапазону підсилення, задання робочого діапазону частот та ін.

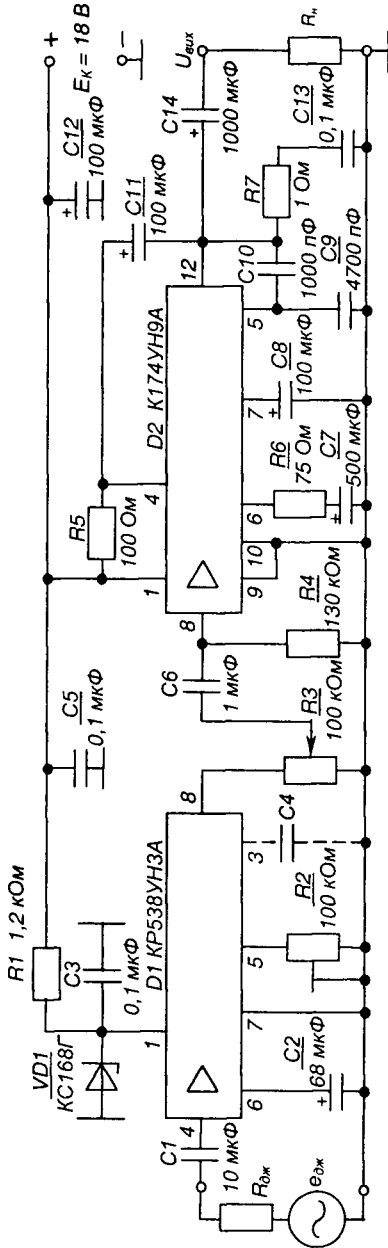
Як приклад розглянемо схему ПНЧ, побудованого на ІМС, зображену на рис. 12.3.2.

Тут підсилювач попереднього підсилення виконано на ІМС $D1$ типу КР538УН3А, а підсилювач потужності – на ІМС $D2$ типу К174УН9А, основні параметри яких вказано відповідно у табл. 12.3.6 та табл. 12.3.7.

Резистором R_2 задається величина коефіцієнта підсилення ПНЧ за напругою, а резистор R_3 є регулятором рівня вихідного сигналу. Встановлюючи конденсатор C_4 , можна знизити верхню межу частот, що підсилюються.

Параметричний стабілізатор, виконаний на стабілітроні $VD1$, забезпечує необхідне значення напруги живлення ІМС $D1$.

У результаті маємо ПНЧ, що забезпечує підсилення сигналів із напругою, не меншою за 0,6 мВ за вихідної потужності 5 Вт на опорі навантаження у 4 Ом. Зі збільшенням останнього вихідна потужність відповідно зменшується.



Ω 4 8

Рис. 12.3.2 – ПНЧ на ІМС. Схема електрична принципова

Таблиця 12.3.6 – Основні параметри ІМС КР538УНЗА

| Електричні параметри | |
|--|-----------|
| Коефіцієнт підсилення за напругою | 200...300 |
| Струм, споживаний за відсутності вхідного сигналу, мА, не більш як | 5 |
| Максимальна вихідна напруга, В, не менш як | 0,5 |
| Номінальна напруга живлення, В | 6 |
| Максимальна частота вхідного сигналу, МГц | 10 |
| Гранично допустимі режими експлуатації | |
| Діапазон напруг джерела живлення, В | 5,0...7,5 |
| Вхідна напруга, В, не більш як | 0,2 |
| Струм навантаження, мА, не більш як | 2 |

Таблиця 12.3.7 – Основні параметри ІМС К174УН9А

| Електричні параметри | |
|--|------------|
| Струм, споживаний за відсутності вхідного сигналу, мА, не більш як | 30 |
| Чутливість за вихідної потужності 5 Вт, мВ | 50...120 |
| Діапазон робочих частот, Гц | 40...20000 |
| Вхідний опір, кОм, не менш як | 100 |
| Номінальна напруга живлення, В | 18 |
| Номінальний опір навантаження, Ом | 4 |
| Гранично допустимі режими експлуатації | |
| Діапазон напруг джерела живлення, В | 5,4...19,8 |
| Опір навантаження, Ом, не менш як | 4 |
| Статичний потенціал на входах ІМС, В, не більш як | 30 |

За вихідної потужності, більшої за 300 мВт ІМС необхідно встановлювати на тепловідводі площею не менш як 30 см².

2.3.8. Контрольні запитання

1. Вкажіть, у чому полягає завдання остаточного розрахунку ПНЧ.
2. Поясніть, як за розрахунковими даними обираються параметри резисторів та конденсаторів із довідників.
3. Вкажіть переваги застосування ПНЧ у інтегральному виконанні.

12.4. РОЗРАХУНОК ТА АНАЛІЗ РОБОТИ ПІДСИЛЮЮЧИХ КАСКАДІВ НА ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧАХ (ОП)

12.4.1. Мета розрахунку

Метою даної роботи є набуття навиків розрахунку та аналізу підсилюючих каскадів на ОП.

12.4.2. Теоретичні відомості, необхідні для виконання розрахунку

Для виконання розрахунку необхідно знати основні параметри і характеристики ОП, принципи побудови та дії підсилювачів на ОП, методи їх розрахунку (див. пп. 4.6).

12.4.3. Вихідні дані

Вихідними даними для розрахунку є:

1) тип та схема підсилюючого каскаду – у даному разі це інвертуючий підсилювач чи двовходовий суматор, розрахункова схема якого наведена на рис. 12.4.1, або неінвертуючий підсилювач за схемою з рис. 12.4.2;

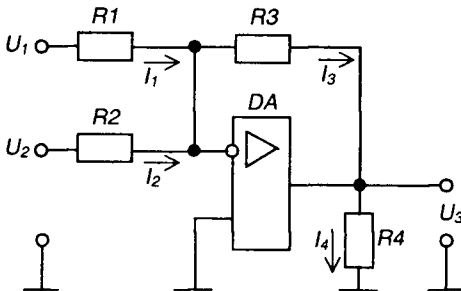


Рис. 12.4.1 – Розрахункова схема двовходового інвертуючого суматора на ОП

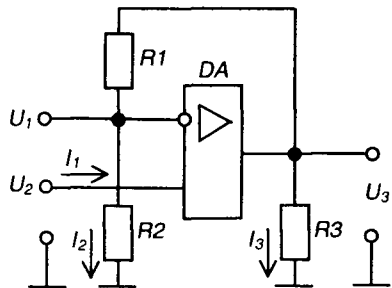


Рис. 12.4.2 - Розрахункова схема неінвертуючого підсилювача на ОП

- 2) величини опорів деяких резисторів схеми каскаду;
- 3) напрямки протікання струмів у гілках каскаду та величини деяких із них;
- 4) величини деяких напруг на входах і виході каскаду або його коефіцієнт підсилення за напругою K_{U33} ;
- 5) тип ОП та типова схема його вмикання – пропонується будувати каскади на ІМС ОП типу 140УД7, вважаючи його за ідеальний, із напругою живлення ± 12 В, за схемою вмикання, наведеною на рис. 4.12.

Варіанти вихідних даних наведені у табл. 12.4.1 та табл. 12.4.2.

Таблиця 12.4.1 – Вихідні дані для розрахунку інвертуючого суматора або підсилювача на ОП

| Десятки номера залікової книжки | | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 |
|---------------------------------|----------------|------|-------|-----|-----|------|------|-------|------|-------|-----|
| Пара-метр | Одиниця виміру | | | | | | | | | | |
| R_1 | $кОм$ | 1 | x | x | 1,1 | - | - | x | - | 2 | 1,1 |
| R_2 | | 1,5 | 3 | - | - | 1,2 | x | - | 1 | - | 1,5 |
| R_3 | | x | 30 | 75 | 33 | x | x | 240 | x | x | 33 |
| R_4 | | 2 | 1 | 6,2 | 2,2 | x | 2,4 | x | x | x | 2,2 |
| U_1 | $В$ | 1,5 | 0,15 | x | x | - | - | x | - | -0,05 | x |
| U_2 | | -2,5 | -0,25 | - | - | x | 0,01 | - | x | - | 0 |
| U_3 | | 2,5 | x | x | x | -5 | x | 1,2 | -2,2 | x | x |
| I_1 | $мА$ | x | x | x | 0,2 | - | - | 0,005 | - | x | 0,2 |
| I_2 | | x | x | - | - | x | x | - | x | - | - |
| I_3 | | x | x | x | x | x | 0,05 | x | 0,02 | x | x |
| I_4 | | x | 0,25 | 1 | x | 2,5 | x | 1 | 0,01 | 0,55 | x |
| K_{U33} | | - | - | -50 | x | -100 | -120 | x | x | -110 | x |

Знаком “-” у таблиці позначено відсутні для даного варіанту параметри.

Таблиця 12.4.2 – Вихідні дані для розрахунку неінвертуючого підсилювача на ОП

| Одиниці номера залікової книжки | | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 |
|---------------------------------|----------------|------|------|-------|-----|------|-------|------|------|-----|------|
| Пара-метр | Одиниця виміру | | | | | | | | | | |
| R_1 | кОм | 18 | x | 220 | x | 75 | x | 24 | 15 | x | 36 |
| R_2 | | x | 1,2 | x | 3 | x | 1 | x | x | 2,4 | x |
| R_3 | | 10 | 6,2 | 3,9 | x | 2 | 2 | x | x | 10 | x |
| U_1 | В | -0,3 | x | 0,044 | x | 0,15 | x | 0,3 | x | x | x |
| U_2 | | x | 0,6 | x | 0,1 | x | x | x | x | 0,2 | 0,25 |
| U_3 | | -4,8 | -9,6 | x | 5,1 | x | -1,25 | x | 9 | 3,2 | x |
| I_1 | мА | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x |
| I_2 | | x | x | 0,002 | x | 0,15 | x | 0,3 | 0,5 | x | x |
| I_3 | | x | x | x | 1 | x | x | 3,75 | 3,75 | x | 2 |
| K_{U33} | | x | x | x | x | 51 | 25 | x | 6 | x | 16 |

Приклад вибору варіанта для номера залікової книжки 77732: з колонки 3 табл. 12.4.1 маємо $-R_1 = 1,1$ кОм, R_2 – відсутнє, $R_3 = 33$ кОм, $R_4 = 2,2$ кОм; U_2 – відсутня; $I_1 = 0,2$ мА, I_2 – відсутній; з колонки 2 табл. 12.4.2 – $R_1 = 220$ кОм, $R_3 = 3,9$ кОм, $U_1 = 0,044$ В; $I_2 = 0,022$ мА.

12.4.4. Необхідно визначити:

- 1) величини параметрів, позначених у табл. 12.4.1 – 12.4.2 знаком “x”;
- 2) вказати, чи правильно позначені на рис. 12.4.1 та рис. 12.4.2 напрямки протікання струмів;
- 3) тип та потужність резисторів пристрою.

Також необхідно навести електричну принципову схему каскаду із поданням заданих та отриманих за результатами розрахунку номінальних значень опорів, величин напруг і струмів, напрямків протікання останніх.

12.4.5. Зміст пояснювальної записки (наведено у Додатку А)**12.4.6. Теоретичні пояснення (наведено у пп. 4.6)****12.4.7. Приклад попереднього розрахунку інвертуючого підсилювача на ОП****12.4.7.1. Вихідні дані:**

- 1) $R_1 = 1 \text{ кОм}$;
- 2) R_3 – відсутнє;
- 3) $R_4 = 2 \text{ кОм}$;
- 4) $U_1 = 0,15 \text{ В}$;
- 5) $U_3 = -3 \text{ В}$.

З аналізу вихідних даних видно, що ми маємо справу з інвертуючим підсилювачем, розрахункова схема якого наведена на рис. 12.4.3.

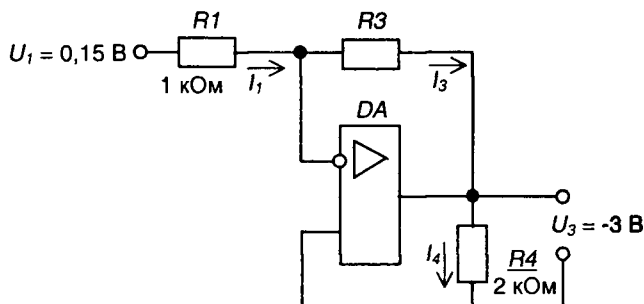


Рис. 12.4.3 – Розрахункова схема інвертуючого підсилювача на ОП

12.4.7.2. Необхідно визначити:

- 1) опір резистора R_3 ;
- 2) величини струмів I_1 , I_3 , I_4 ;
- 3) коефіцієнт підсилення K_{U33} ;
- 4) правильність позначення на рис. 12.4.3 напрямків протікання струмів;
- 5) тип та потужність резисторів каскаду.

12.4.7.3. Порядок розрахунку

12.4.7.3.1. За формулою (4.11) маємо:

$$K_{U33} = \frac{U_3}{U_1} = -\frac{R_3}{R_1}. \quad (12.4.1)$$

Тобто
$$K_{U33} = \frac{-3}{0,15} = -20.$$

Тоді
$$R_3 = -K_{U33}R_1, \quad (12.4.2)$$

$$R_3 = -(-20) \cdot 1 = 20 \text{ кОм}$$

(що є стандартним значенням за табл. 12.3.2).

12.4.7.3.2. Оскільки потенціал інвертуючого входу ОП для схеми інвертуючого підсилювача дорівнює нулю, маємо:

$$I_1 = \frac{U_1}{R_1}, \quad (12.4.3)$$

$$I_1 = \frac{0,15}{1 \cdot 10^3} = 0,15 \text{ мА}$$

і напрямок його протікання на рис. 12.4.3 вказано вірно.

За першим законом Кірхгофа

$$I_3 = I_1 = 0,15 \text{ мА}$$

і напрямок його протікання також вказано вірно.

12.4.7.3.3. Очевидно, що

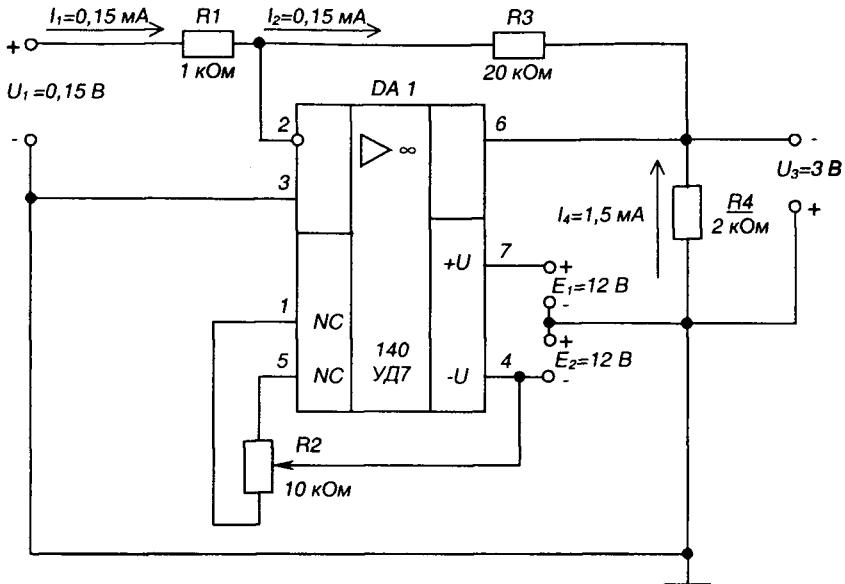
$$I_4 = \frac{U_3}{R_4}, \quad (12.4.4)$$

$$I_4 = \frac{-3}{2} = -1,5 \text{ мА}$$

і напрямок його протікання є зворотним до вказаного.

12.4.7.3.4. Електрична принципова схема інвертуючого підсилювача з параметрами, отриманими за даними розрахунку і побудованого на ОП 140УД7, наведена на рис. 12.4.4.

Зауважимо: оскільки підсилювач призначений для підсилення сигналу напруги постійного струму, то коригуючий конденсатор (C_1 на рис. 4.11) не встановлюємо.



$$K_{U33} = -20$$

Рис. 12.4.4 – Інвертуючий підсилювач на ОП. Схема електрична принципова

12.4.7.3.5. Потужність, що виділяється в резисторах підсилювача, становить:

$$P_R = RI^2. \quad (12.4.5)$$

Отже

$$P_{R1} = 1 \cdot 10^3 (0,15 \cdot 10^{-3})^2 = 2,25 \cdot 10^{-5} \text{ Вт};$$

$$P_{R3} = 20 \cdot 10^3 (0,15 \cdot 10^{-3})^2 = 4,5 \cdot 10^{-4} \text{ Вт};$$

$$P_{R4} = 2 \cdot 10^3 (1,5 \cdot 10^{-3})^2 = 4,5 \cdot 10^{-3} \text{ Вт}.$$

За табл. 12.3.4 вибираємо резистори типу С2-33 з номінальною потужністю 0,125 Вт. Бачимо – у схемах на ОП потужність резисторів дещо менша, ніж у схемах на транзисторах (див., наприклад, пп. 12.3).

**2.4.8. Контрольні запитання**

1. Поясніть, чим інвертуючий суматор відрізняється від інвертуючого підсилювача.
2. Поясніть, чим визначається принцип дії інвертуючого суматора.
3. Порівняйте величини вхідних струмів інвертуючого та неінвертуючого підсилювачів.
4. Вкажіть, чи можна застосувати ОП для підсилення сигналів напруги змінного струму за дво- та однополярного джерела живлення.
5. Порівняйте складність розрахунку підсилюючого каскаду на ІМС ОП і на транзисторі з СЕ.

12.5. ПОБУДОВА ТА АНАЛІЗ РОБОТИ КОМБІНАЦІЙНИХ ЛОГІЧНИХ ПРИСТРОЇВ

12.5.1. Мета роботи

Метою даної роботи є набуття навиків реалізації логічних функцій та аналізу роботи логічних комбінаційних пристроїв.

12.5.2. Теоретичні відомості, необхідні для виконання роботи

Для виконання роботи необхідно знати основні елементарні логічні функції та елементи, що їх реалізують, а також принципи реалізації та аналізу роботи складних комбінаційних пристроїв (див. розділ 6 та пп. 8.2).

12.5.3. Вихідні дані

Вихідними даними при реалізації комбінаційного пристрою є логічна функція, що її повинен реалізувати пристрій та набір логічних елементів, на яких він повинен бути побудований.

У даній роботі необхідно побудувати комбінаційний логічний пристрій, що реалізує логічну функцію, яка має такий загальний вигляд:

$$y = f_1[f_2(a_1, a_2), (f_3(a_3, a_4))], \quad (12.5.1)$$

де f_1, f_2, f_3 – елементарні логічні функції (вважаємо заданими і елементи, що їх реалізують);

a_1, a_2, a_3, a_4 – логічні змінні.

Варіанти вихідних даних наведені у табл. 12.5.1.

Приклад вибору варіанта для номера залікової книжки 77732:

з колонки 3 маємо: $a_1 = x_1, a_2 = x_2, a_3 = 0, a_4 = \overline{x_3}$;

з колонки 2 – $f_1 = I-NI, f_2 = I-NI, f_3 = ABO-NI$.

Отже функція, яку необхідно реалізувати, має вигляд:

$$y = \overline{x_1 \cdot x_2 \cdot (0 + x_3)}. \quad (12.5.2)$$

Таблиця 12.5.1 – Вихідні дані для побудови комбінаційного пристрою

| Цифри номера залікової книжки | | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 |
|-------------------------------|---------|------------------|------------------|------------------|------------------|------------------|------------------|------------------|------------------|------------------|------------------|
| десятки | одиниці | | | | | | | | | | |
| a_1 | | $\overline{x_1}$ | x_1 | 1 | x_1 | x_1 | x_1 | $\overline{x_1}$ | $\overline{x_1}$ | 1 | x_1 |
| a_2 | | $\overline{x_2}$ | 1 | $\overline{x_1}$ | x_2 | 1 | $\overline{x_2}$ | 1 | $\overline{x_2}$ | $\overline{x_1}$ | $\overline{x_2}$ |
| a_3 | | $\overline{x_3}$ | $\overline{x_2}$ | x_2 | 0 | $\overline{x_2}$ | 0 | x_2 | x_3 | $\overline{x_2}$ | 0 |
| a_4 | | 0 | $\overline{x_3}$ | $\overline{x_3}$ | $\overline{x_3}$ | x_3 | x_3 | x_3 | 0 | $\overline{x_3}$ | $\overline{x_3}$ |
| | f_1 | 1 | <i>АБО</i> | <i>I-НІ</i> | <i>АБО-НІ</i> | 1 | <i>АБО</i> | <i>I-НІ</i> | <i>АБО-НІ</i> | 1 | <i>АБО-НІ</i> |
| | f_2 | <i>I-НІ</i> | | | | | | | | | |
| | f_3 | <i>АБО-НІ</i> | | | | | | | | | |

12.5.4. Зміст пояснювальної записки (наведено у Додатку А)

12.5.5. Теоретичні пояснення (наведено у розділі 6 та пп. 8.2)

12.5.6. Приклад побудови та аналізу роботи комбінаційного пристрою

12.5.6.1. Вихідні дані:

1) нехай $a_1 = \overline{x_1}$, $a_2 = x_2$, $a_3 = 0$, $a_4 = x_4$;

$$f_1 = I\text{-НІ}, f_2 = I\text{-НІ}, f_3 = \text{АБО-НІ}$$

(зверніть увагу на те, що змінна $a_3 = 0$ – є константою нуля), тоді логічна функція, яку необхідно реалізувати, має вигляд:

$$y = \overline{\overline{x_1 \cdot x_2 \cdot (0 + x_3)}}; \quad (12.5.3)$$

2) при побудові пристрою можна застосовувати двовходові логічні елементи 2І, 2АБО, 2І-НІ, 2АБО-НІ та інвертор НІ;

3) вважаємо, що на входи пристрою надходять лише прямі сигнали вхідних змінних, тобто x_1, x_2, x_3 (наприклад, тільки з прямих виходів

тригерів (див. пп. 7.3), з яких складається регістр пам'яті (див. пп. 8.6), у якому зберігаються змінні.

12.5.6.2. Необхідно:

- 1) побудувати схему комбінаційного пристрою, що реалізує задану логічну функцію;
- 2) скласти таблицю істинності заданої функції;
- 3) побудувати часові діаграми роботи комбінаційного пристрою.

12.5.6.3. Порядок виконання роботи

12.5.6.3.1. Спочатку спростимо (мінімізуємо) запропоновану до реалізації функцію.

Оскільки змінна $a_3 = 0$, то

$$f_3 = \overline{0 + x_3} = \overline{x_3} \tag{12.5.4}$$

У результаті маємо:

$$y = \overline{\overline{\overline{x_1 \cdot x_2 \cdot x_3}}} \tag{12.5.5}$$

Зрозуміло, що комбінаційний пристрій, що реалізує цю функцію, буде більш простим, ніж той, що реалізує функцію (12.5.3).

12.5.6.3.2. Із аналізу виразу (12.5.5) видно, що для реалізації отриманої мінімізованої логічної функції необхідні такі логічні елементи:

- 1) два інвертори для інверсії змінних $\overline{x_1}$ та $\overline{x_3}$;
- 2) два елементи 2І-НІ (двовходові елементи І-НІ) для реалізації функцій:

$$f_2 = \overline{x_1 \cdot x_2} \text{ та } f_1 = \overline{f_2 \cdot f_3} \tag{12.5.6}$$

12.5.6.3.3. Логічна схема комбінаційного пристрою, що реалізує функцію (12.5.5), наведена на рис. 12.5.1.

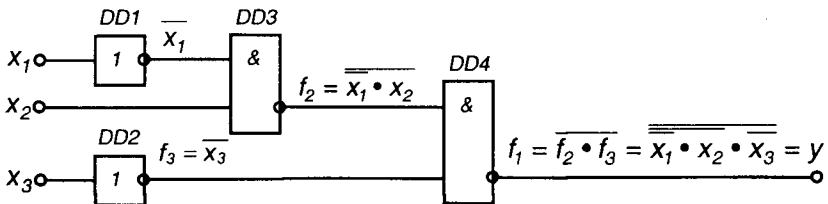


Рис. 12.5.1 – Комбінаційний пристрій. Схема логічна

12.5.6.3.4. Таблицю істинності логічної функції (12.5.5) наведено у табл. 12.5.2.

Таблиця 12.5.2 – Таблиця істинності логічної функції $y = \overline{\overline{\overline{x_1 \cdot x_2 \cdot x_3}}}$

| Комбінація вхідних змінних | x_3 | x_2 | x_1 | $f_3 = \overline{x_3}$ | $\overline{x_1}$ | $f_2 = \overline{\overline{x_1 \cdot x_2}}$ | $f_1 = \overline{\overline{\overline{f_2 \cdot f_3}}}$ = y |
|----------------------------------|-------|-------|-------|------------------------|------------------|---|--|
| 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 |
| 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 |
| 2 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 |
| 3 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 |
| 4 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 |
| 5 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 |
| 6 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 |
| 7 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 |

12.5.6.3.5. Наведеній у табл. 12.5.2 таблиці істинності відповідають часові діаграми, зображені на рис. 12.5.2.

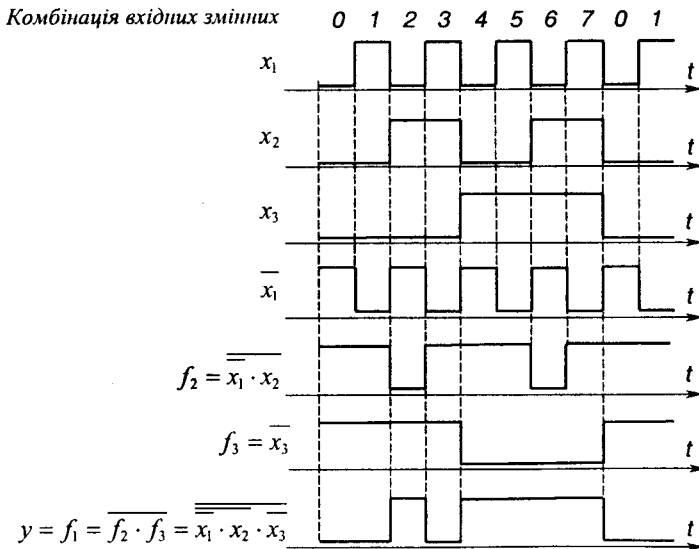


Рис. 12.5.2 – Часові діаграми роботи комбінаційного пристрою

12.5.6.3.6. З аналізу таблиці істинності та часових діаграм видно, що логічна функція $y = \overline{x_1} \cdot \overline{x_2} \cdot \overline{x_3}$, а значить і $y = \overline{x_1 \cdot x_2 \cdot (0 + x_3)}$ істинна (тобто $y = 1$) при комбінаціях вхідних змінних 2 та 4–7.



12.5.7. Комбінаційні пристрої

1. Поясніть, у чому полягає необхідність в мінімізації логічних функцій, що повинні бути реалізовані комбінаційними пристроями.
2. Порівняйте наочність застосованих у даній роботі способів задання логічних функцій: у вигляді математичного виразу; у вигляді логічної схеми; у вигляді таблиці істинності; у вигляді часових діаграм.
3. Вкажіть, за допомогою якого цифрового пристрою може бути сформована послідовність вхідних сигналів x_1, x_2, x_3 , наведена на часових діаграмах, зображених на рис. 12.5.2.
4. Зробіть висновок, чи спроститься схема комбінаційного пристрою, якщо на його вхід будуть надходити також й інверсні значення вхідних змінних.

12.6. РОЗРАХУНОК ІМПУЛЬСНИХ ПРИСТРОЇВ ТА ПОБУДОВА ЛІЧИЛЬНИКІВ ІМПУЛЬСІВ

12.6.1. Мета роботи

Метою даної роботи є набуття навиків розрахунку параметрів елементів мультівібраторів (МВ) на ІМС операційних підсилювачів (ОП), цифрових ІМС та ІМС таймера К1006ВИ1 (555), а також отримання лічильника імпульсів (ЛІ) із потрібним значенням коефіцієнта перерахунку зі стандартного послідовного двійкового.

12.6.2. Теоретичні відомості, необхідні для виконання роботи

Для виконання роботи необхідно знати призначення, основні параметри і характеристики, а також принципи побудови:

- 1) МВ (див. пп. 5.3.1), побудованих на ОП (див. пп. 5.3.3), на логічних елементах і тригерах (див. пп. 8.8), на ІМС таймера К1006ВИ1 (див. пп. 8.9);
- 2) ЛІ (див. пп. 8.5).

12.6.3. Вихідні дані

Вихідними даними для розрахунку МВ є:

- 1) f , кГц – частота надходження генерованих імпульсів;
- 2) тип ІМС – пропонується один із таких:
А – 140УД7; Б – К561ЛА7; В – К561ТМ2; Г – К1006ВИ1;
- 3) обмеження на значення параметрів елементів (залежать, у тому числі, і від заданого чи обраного типу ІМС).

Вихідними даними для побудови ЛІ є:

- 1) K – необхідне значення коефіцієнта перерахунку (відповідає числу можливих станів ЛІ);
- 2) тип ІМС послідовного двійкового ЛІ – пропонується чотирирозрядний лічильник К561ІЕ10;
- 3) типи допоміжних логічних елементів – пропонується на вибір:

K561ЛА7, K561ЛА8, K561ЛА9.

Варіанти вихідних даних наведені у табл. 12.6.1.

Таблиця 12.6.1 – Вихідні дані для розрахунку МВ і побудови ЛІ

| | | | | | | | | | | | |
|-------------------------------|-----------|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|
| Цифри номера залікової книжки | | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 |
| десятки | одиниці | | | | | | | | | | |
| Тип ІМС МВ | | А | Б | В | Г | А | Б | В | Г | Б | В |
| | f , кГц | 1,0 | 1,4 | 2,6 | 3,6 | 4,4 | 5,4 | 6,4 | 7,0 | 7,8 | 9,0 |
| | K | 15 | 14 | 13 | 12 | 11 | 9 | 8 | 7 | 6 | 5 |

Приклад вибору варіанта для номера залікової книжки 77732: з колонки 3 маємо – Г (тип ІМС для побудови МВ – К1006ВИ1); з колонки 2 – $f = 2,6$ кГц, $K = 13$.

Додаткові дані:

1) умовне позначення і схему вмикання ІМС ОП 140УД7 наведено на рис. 4.11 (мінімальне значення опору навантаження становить 2 кОм, напруга живлення задається рівною $U_{ж} = \pm 12$ В), а схему МВ на ОП – на рис. 5.12;

2) напруга живлення ІМС К561 та К1006ВИ1 задається рівною $U_{ж} = +12$ В;

3) ІМС К561ТМ2, позначення якої наведено на рис. 12.6.1, містить у собі два синхронних RSD -тригери (для виконання завдання достатньо одного тригера), а схема МВ на RSD -тригері – на рис. 8.18 (він тут, власне, використовується як RS -тригер);

4) позначення ІМС К561ЛА7 (чотири елементи 2І-НІ), К561ЛА8 (два елементи 4І-НІ), К561ЛА9 (три елементи 3І-НІ) наведено відповідно на рис. 12.6.2, а-в, а схему МВ на логічних елементах – на рис. 8.16;

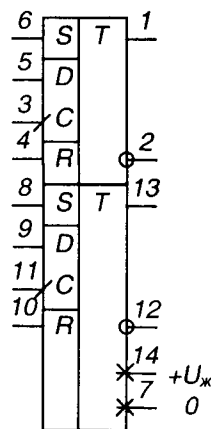
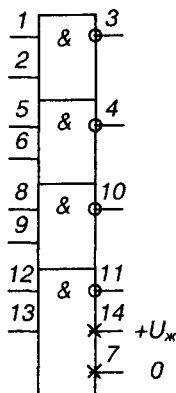
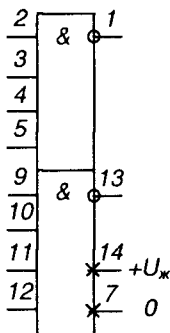


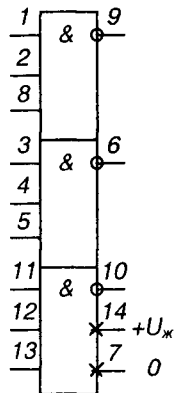
Рис. 12.6.1 – ІМС К561ТМ2



а) K561ЛА7



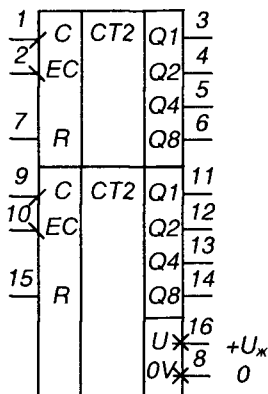
б) K561ЛА8



в) K561ЛА9

Рис. 12.6.2 – Деякі ІМС логічних елементів серії K561

5) ІМС K561IE10, позначення якої наведено на рис. 12.6.3,а, містить у собі два чотирирозрядних послідовних двійкових ЛІ (для виконання завдання достатньо одного з них), а їх таблиця переходів наведена на рис. 12.6.3, б;



а)

| C | EC | R | Режим роботи |
|---------------------------------|---------------------------------|------------------|-------------------------------|
| \lceil 0 | 1 \lfloor | 0 0 | Лічильник працює |
| \lfloor x \lceil 1 | x \lceil 0 \lfloor | 0 0 0 0 | Стан лічильника не змінюється |
| x | x | 1 | Встановлення нуля |

Знаками \lceil та \lfloor відповідно позначені зміни сигналу з 0 на 1 і з 1 на 0

б)

Рис. 12.6.3 – ІМС K561IE10

б) величина опорів RC-ланцюжків у схемах на ІМС серії K561 не повинна бути меншою за 10 кОм;

7) схему МВ на ІМС K1006ВІ1 наведено на рис. 8.22.

12.6.4. Зміст пояснювальної записки (наведено у Додатку А)

12.6.5. Теоретичні пояснення

При виконанні роботи зверніть увагу на простоту побудови генератора імпульсів прямокутної форми, яким є МВ, на ІМС різного типу порівняно з МВ на дискретних елементах (див. пп. 5.3.2).

Обмеження на величину параметрів елементів часозадаючих RC -ланцюжків у реальних імпульсних пристроях (не тільки в МВ) виникають із таких причин.

Так, величини ємностей конденсаторів не повинні бути дуже малими (десь меншими за 100 пФ), щоб не виявлявся вплив на роботу пристрою паразитних ємностей (наприклад, ємності монтажу – ємності між провідниками, що з'єднують елементи пристрою).

Важливим є вибір типу конденсаторів: слід брати до уваги величину допустимих відхилень ємності від номінального значення як технологічних (для електролітичних конденсаторів вони можуть складати, наприклад, мінус 20 ... +50%), так і температурних.

Величина опору резисторів, з одного боку, повинна забезпечувати неперевищення навантажувальної здатності ІМС (для ІМС ОП, це, як правило, одиниці міліампер, а для цифрових К-МОН типу, якими є ІМС серії К561, – десяті долі міліампера). При цьому забезпечується також виключення впливу опору внутрішніх ланцюгів ІМС (становить до сотень ом у ІМС К-МОН) на часові параметри генерованих імпульсів.

З іншого боку, вибрані значення опорів резисторів повинні зводити до мінімуму вплив опору діелектричної основи, на якій змонтовано пристрій, а також вплив оточуючого середовища (наприклад, вологості повітря).

З огляду на це, опір резисторів часозадаючих RC -ланцюжків не повинен бути меншим за 1 ... 2 кілооми і бажано, щоб він не перевищував значень у сотні кілоом.

При побудові МВ і ЛІ з заданим коефіцієнтом перерахунку на ІМС серії К561, слід брати до уваги положення пп. 8.1 щодо отримання з багатомовного логічного елемента типу І-НІ інвертора – формула (8.4), та щодо подачі на незадіяні входи ІМС сигналів $const 1$ або $const 0$.

12.6.6. Приклад попереднього розрахунку МВ та побудови ЛІ

12.6.6.1. Вихідні дані:

1) нехай треба розрахувати МВ із частотою надходження імпульсів $f = 5$ кГц на ОП типу 140УД7 та ЛІ з коефіцієнтом перерахунку $K = 10$ на основі ІМС К561ІЕ10;

2) при побудові пристроїв можна застосовувати логічні елементи, наведені на рис. 12.6.2;

3) напруга живлення ІМС ОП 140УД7 $U_{\text{жс}} = \pm 12$ В, а ІМС серії К561 $U_{\text{жс}} = +12$ В;

4) величина опорів у колах ІМС 140УД7 не повинна бути меншою за 2 кОм, а у колах ІМС серії К561 – 10 кОм і не перевищувати 100 кОм.

12.6.6.2. Необхідно:

- 1) розрахувати елементи схеми МВ;
- 2) виконати побудову ЛІ;
- 3) навести таблицю переходів ЛІ;
- 4) навести часові діаграми роботи ЛІ;
- 5) навести електричну принципову схему пристрою, що складається із МВ і підімкненого до його виходу ЛІ.

12.6.6.3. Порядок виконання роботи

12.6.6.3.1. Частота надходження імпульсів, генерованих МВ на ОП, (див. рис. 5.12), згідно з (5.19), становить:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{2RC \ln\left(1 + 2\frac{R_2}{R_1}\right)}. \quad (12.6.1)$$

Приймемо співвідношення

$$R_2 / R_1 = 0,63. \quad (12.6.2)$$

При цьому напруга на конденсаторі змінюється ще достатньо лінійно, що забезпечує чітке спрацьовування ОП як компаратора, а значить і стабільність частоти генерованих імпульсів.

Задамо величину опору резистора:

$$R_1 = 100 \text{ кОм.}$$

Тоді $R_2 = 100 \cdot 0,63 = 63 \text{ кОм}$.

У якості резисторів виберемо резистори відповідної величини типу С2-33 з номінальною потужністю 0,125 Вт (оскільки очевидно, що за напруги живлення у 12 В, струм, що через них протікає, незначний).

$$\text{Тоді} \quad f = \frac{1}{2RC \ln(1 + 2 \cdot 0,63)} = \frac{1}{1,631RC}. \quad (12.6.3)$$

$$\text{Звідки} \quad R = \frac{1}{1,631fC}. \quad (12.6.4)$$

Якщо прийняти $C = 0,01 \text{ мкФ}$, то для частоти $f = 5 \text{ кГц}$ отримаємо:

$$R = \frac{1}{1,631 \cdot 5000 \cdot 0,01 \cdot 10^{-6}} = 12264 \text{ Ом}. \quad (12.6.5)$$

Якщо результат розрахунку не відповідає заданим обмеженням, слід прийняти інше значення ємності конденсатора.

За табл. 12.3.2 – 12.3.4 обираємо резистор типу С2-33 потужністю 0,125 Вт з опором 12 кОм.

За табл. 12.3.5 обираємо конденсатор типу К10-17 ємністю 0,01 мкФ.

12.6.6.3.2. Як зазначалось у пп. 8.5, щоб отримати ЛІ з коефіцієнтом перерахунку 10 із чотирирозрядного послідовного двійкового, яким є лічильник К561ІЕ10, необхідно обмежити число станів останнього – залишити від нульового до дев'ятого. Для цього треба за допомогою логічного елемента І здешифрувати його одинадцятий стан, якому за таблицею переходів чотирирозрядного двійкового послідовного лічильника (стан 10 у табл. 8.1) відповідає на виходах Q_3, Q_4, Q_2, Q_1 комбінація сигналів 1010, і забезпечити встановлення лічильника за цієї комбінації в нуль. При цьому знадобиться двохходовий логічний елемент І.

Оскільки у якості логічних елементів ми можемо використовувати лише елементи І-НІ, то необхідний ще й інвертор. Його ми отримаємо з двохходового елемента, якщо подамо на один із його входів сигнал *const 1*.

12.6.6.3.3. Таблиця переходів отриманого ЛІ наведена у табл. 8.2, а часові діаграми його роботи – на рис. 8.12.

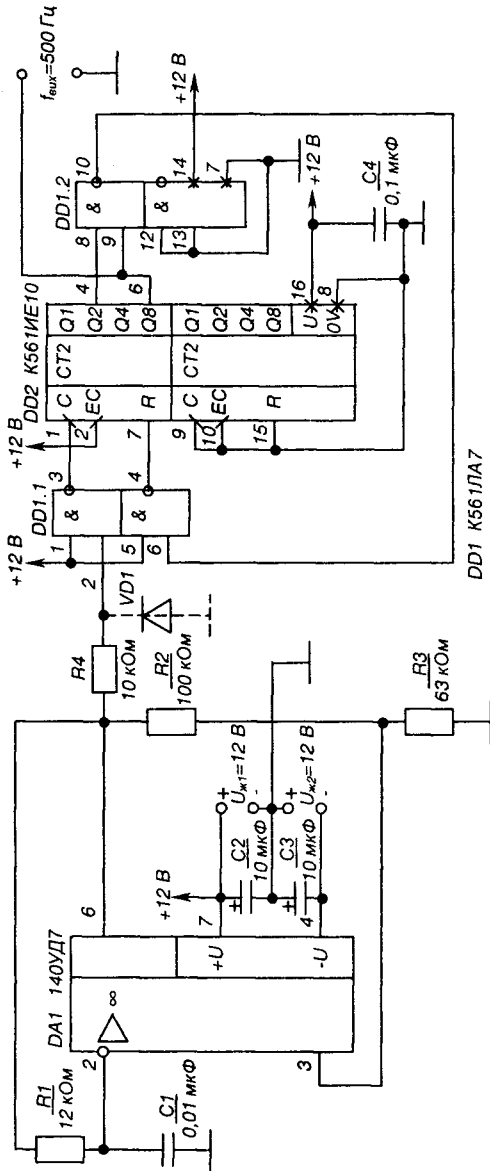


Рис.12.6.4 – Мультивібратор з лічильником-дільником. Схема електрична принципова

12.6.6.3.4. Електрична принципова схема пристрою, а це є МВ з лічильником-дільником його частоти, наведена на рис. 12.6.4.

Відносно цієї схеми зробімо декілька зауважень.

ОП корекції нуля і частоти тут не потребує.

Резистор R_4 (для варіантів завдань без ОП він не потрібен) введено у схему тому, що для захисту від подачі на вхід напруги від'ємної полярності ІМС серії К561 мають вбудовані діоди (підмикання показано штриховими лініями – $VD1$). Отже R_4 обмежує величину струму у вихідному колі ОП за негативної напруги (захищає від короткого замикання).

Інвертор $DD1.1$ встановлено для того, щоб підвищити крутизну фронтів вхідних імпульсів лічильника $DD2$, оскільки у МВ на ОП вона досить низька, порівняно з необхідною: інвертор тут є формувачем вхідних імпульсів лічильника. Такий самий формувач потрібен також при побудові МВ на логічних елементах.

Незадіяні (вільні) входи ІМС К-МОН необхідно обов'язково з'єднувати з точками схеми +12 В або з 0, забезпечуючи тим самим подачу логічних сигналів *const 1* або *const 0* (залежно від виду логічної функції – І чи АБО). Якщо цього не зробити, на вільних входах можуть наводитись хибні сигнали, а це призведе до тривалого протікання наскрізного струму у вихідних каскадах (див. рис. 6.8), що, у свою чергу, викличе перегрів і вихід із ладу ІМС.

Конденсатори $C_2 - C_4$ забезпечують додаткову фільтрацію напруги живлення і захищають вузли пристрою від взаємних завад.

Доповнення МВ лічильником-дільником дозволяє знизити частоту вихідного сигналу пристрою – отримати послідовність імпульсів із частотою:

$$f_{\text{вих}} = \frac{f}{K} = \frac{5000}{10} = 500 \text{ Гц.} \quad (12.6.6)$$

Такий прийом використовують досить часто, оскільки побудувати генератор із високою стабільністю генерованих імпульсів за низької частоти їх надходження досить важко. Наприклад тому, що у наш час технологічно легше (а значить і за меншої вартості) отримати конденсатори з високими показниками стабільності з малою ємністю (меншою за 0,1 мкФ).

Крім того, за високих вимог до стабільності частоти, у генераторі замість конденсаторів застосовують кварцеві резонатори (як в електронних годинниках). А вони мають частоти у десятки і сотні кілогерц.

Доповнення генератора дільником дозволяє отримати необхідне значення частоти.

У нашому випадку, якщо використати і другу половину ІМС К561ІЕ10 (для цього треба вихід Q_8 першого лічильника з'єднати з входом *ЕС* другого, а на вхід *С* другого подати сигнал *const 0*), то можна ще більше знизити вихідну частоту або значно зменшити значення параметрів елементів часозадаючого ланцюжка.

Крім того, можна зробити у пристрої виводи від кожного з виходів лічильника і, вивівши їх на перемикач, отримати генератор із дискретно змінюваною вихідною частотою.

А взагалі, лічильники-дільники з довільними коефіцієнтами перерахунку у цифровій техніці застосовуються досить часто. Тому випускаються ІМС ЛІ з програмованим коефіцієнтом перерахунку. Але у багатьох випадках є доцільним використання стандартних ІМС за наведеною методикою.



2.6.7. Контрольні запитання

- 1. Оцініть ступінь складності розрахунку імпульсних пристроїв (мультивібраторів) на ІМС.*
- 2. Поясніть, чим зумовлені обмеження величин опорів резисторів часозадаючих ланцюгів імпульсних пристроїв.*
- 3. Поясніть, чим зумовлені обмеження величин ємностей конденсаторів часозадаючих ланцюгів імпульсних пристроїв.*
- 4. Поясніть, чому не можна залишати непідімкненими незадіяні входи ІМС К-МОН.*
- 5. Вкажіть, які переваги може надати використання мультивібратора з лічильником-дільником.*

12.7. РОЗРАХУНОК ОДНОФАЗНОГО ВИПРЯМЛЯЧА МАЛОЇ ПОТУЖНОСТІ

12.7.1. Мета розрахунку

Метою даної роботи є набуття навиків розрахунку однофазних випрямлячів малої потужності.

12.7.2. Теоретичні відомості, необхідні для виконання розрахунку

Для виконання розрахунку необхідно знати основні параметри випрямлячів, їх схеми та принцип дії, методи розрахунку (див. пп. 9.1-9.4, 9.6.1, 9.6.2, 9.7).

12.7.3. Вихідні дані

Вихідними даними для розрахунку є:

- 1) U_d , В – середнє значення випрямленої напруги за номінального навантаження;
- 2) I_d , А – середнє значення випрямленого струму (струму навантаження);
- 3) K_n , % – коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги;
- 4) U_n , В – напруга мережі живлення;
- 5) f_n , Гц – частота мережі живлення.

Варіанти вихідних даних наведені у табл. 12.7.1.

Таблиця 12.7.1 – Вихідні дані для розрахунку випрямляча

| Цифри номера залікової книжки | | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 |
|-------------------------------|------------|-----|-----|-----|-----|------|-----|------|------|-----|------|
| десятки | одиниці | | | | | | | | | | |
| | U_d , В | 10 | 15 | 20 | 24 | 48 | 100 | 150 | 250 | 300 | 400 |
| | I_d , А | 1,2 | 1 | 0,6 | 0,5 | 0,35 | 0,2 | 0,15 | 0,12 | 0,1 | 0,08 |
| | K_n , % | 0,5 | 1,0 | 1,5 | 2,0 | 0,8 | 1,2 | 1,7 | 2,2 | 2,5 | 1,6 |
| | U_n , В | 127 | 220 | 127 | 220 | 127 | 220 | 127 | 220 | 127 | 220 |
| | f_n , Гц | 400 | 50 | 50 | 400 | 400 | 50 | 50 | 400 | 50 | 50 |

Приклад вибору варіанта для номера залікової книжки 77732:

з колонки 3 маємо – $K_n = 2,0\%$, $U_n = 220$ В, $f_n = 400$ Гц;

з колонки 2 – $U_d = 20$ В, $I_d = 0,6$ А.

12.7.4. Зміст пояснювальної записки (наведено у Додатку А)

12.7.5. Теоретичні пояснення

Для живлення сучасних електронних пристроїв малої потужності найчастіше застосовують однофазні випрямлячі змінного струму, зазвичай двопівперіодні.

Величину пульсацій вихідної напруги знижують до необхідної величини за допомогою ємнісних фільтрів. Це обумовлює ємнісний характер навантаження випрямляча.

У якості вентилів найчастіше застосовують напівпровідникові, головним чином кремнієві, випрямні діоди.

Схема мостового випрямляча з ємнісним фільтром наведена на рис. 12.7.1.

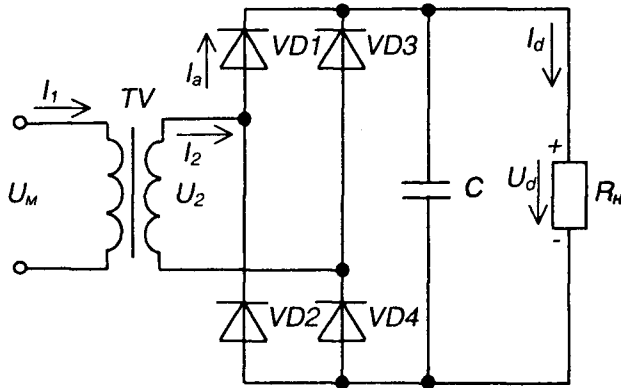


Рис. 12.7.1 – Однофазний мостовий випрямляч з ємнісним фільтром

Такий випрямляч забезпечує двопівперіодне випрямлення і, порівняно зі схемою з нульовим виводом, наведеною на рис. 9.19, має менші габарити, масу і відповідно вартість трансформатора.

12.7.6. Приклад розрахунку однофазного мостового випрямляча з ємнісним фільтром

12.7.6.1. Вихідні дані:

- 1) середнє значення випрямленої напруги за номінального опору навантаження $U_d = 48$ В;
- 2) струм навантаження $I_d = 0,3$ А;
- 3) коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги $K_n = 2,5$ %;
- 4) напруга мережі живлення $U_n = 127$ В;
- 5) частота мережі живлення $f_n = 400$ Гц.

12.7.6.2. Необхідно визначити:

- 1) тип і параметри вентилів;
- 2) режими роботи схеми (значення струмів в елементах та напруг на них);
- 3) к.к.д. випрямляча;
- 4) ємність та тип конденсатора фільтра.

12.7.6.3. Порядок розрахунку

12.7.6.3.1. Визначимо орієнтовні значення параметрів вентилів та габаритну потужність трансформатора.

Для цього необхідно задати значення допоміжних коефіцієнтів B, D і F (див. пп. 9.6.2). Для мостової схеми їх вибирають у інтервалах: $B = 0,95 \dots 1,1$; $D = 2,1 \dots 2,2$; $F = 6,8 \dots 7,2$.

Нехай $B = 1,06$; $D = 2,15$; $F = 7,0$. (12.7.1)

Тоді амплітуда зворотної напруги на вентилі становитиме:

$$U_{sm} = 1,5U_d = 1,5 \cdot 48 = 72 \text{ В.} \quad (12.7.2)$$

Середнє та амплітудне значення струму через вентиль відповідно:

$$I_a = \frac{I_d}{2}; \quad (12.7.3)$$

$$I_{am} = I_d \cdot 0,5F. \quad (12.7.4)$$

Отже $I_a = \frac{0,3}{2} = 0,15$ А;

$$I_{am} = 0,3 \cdot 0,5 \cdot 7 = 1,05 \text{ А.}$$

12.7.6.3.2. Габаритну потужність трансформатора визначимо як:

$$S_T = U_d I_d \cdot 0,707 \text{ ВД}; \quad (12.7.5)$$

$$S_T = 48 \cdot 0,3 \cdot 0,707 \cdot 1,06 \cdot 2,15 = 23,2 \text{ ВА.}$$

За визначеним значенням габаритної потужності з табл. 12.7.2 знаходимо максимальне значення індукції B_m для сталі марки Э360, забезпечуючи виконання умови $S_T > 23,2 \text{ ВА}$:

$$B_m = 1,47 \text{ Тл для } S_T = 40 \text{ ВА.}$$

Таблиця 12.7.2 – Рекомендовані значення максимальної індукції та к.к.д. трансформатора для марок сталей Э340, Э350, Э360

| Габаритна потужність S_T , ВА | Індукція B_m , Тл | | к.к.д. η_T | |
|---------------------------------|-----------------------|------------------------|-----------------------|------------------------|
| | $f_M = 50 \text{ Гц}$ | $f_M = 400 \text{ Гц}$ | $f_M = 50 \text{ Гц}$ | $f_M = 400 \text{ Гц}$ |
| 10 | 1,2 | 1,15 | 0,85 | 0,78 |
| 20 | 1,4 | 1,33 | 0,89 | 0,83 |
| 40 | 1,55 | 1,47 | 0,92 | 0,86 |
| 70 | 1,6 | 1,51 | 0,94 | 0,88 |
| 100 | 1,6 | 1,5 | 0,95 | 0,9 |
| 200 | 1,43 | 1,4 | 0,96 | 0,92 |
| 400 | 1,43 | 1,3 | 0,97 | 0,94 |

12.7.6.3.3. Вибираємо тип вентилів за табл. 12.7.3. При цьому необхідно забезпечити виконання умов:

$$U_{38 \text{ max}} > U_{em}; \quad (12.7.6)$$

$$I_{a \text{ max}} > I_a; \quad (12.7.7)$$

$$I_{am \text{ max}} = \pi I_a > I_{am}. \quad (12.7.8)$$

Таблиця 12.7.3 – Основні параметри деяких випрямних діодів

| Тип діода | Граничні електричні параметри при температурі оточуючого середовища $25 \pm 5^\circ\text{C}$ | | |
|-----------|--|---|---|
| | Допустима зворотна напруга $U_{зв\ max}$, В | Середнє значення випрямленого струму $I_{a\ max}$, А | Пряме падіння напруги U_{np} (при $I_{a\ max}$), В |
| КД105Б | 400 | 0,3 | 1 |
| КД105В | 600 | | |
| КД105Г | 800 | | |
| КД205А | 500 | 0,5 | |
| КД205Б | 400 | | |
| КД205В | 300 | | |
| КД205Г | 200 | | |
| КД205Д | 100 | 0,7 | |
| КД205К | | | |
| КД205Л | 200 | 1,0 | |
| КД208 | 100 | 0,7 | |
| КД209А | 400 | 3,5 | |
| КД209Б | 600 | 1,0 | |
| КД202А | 50 | 3,5 | |
| КД202Б | | 1,0 | |
| КД202В | 100 | 3,5 | |
| КД202Г | | 1,0 | |
| КД202Д | | 3,5 | |
| КД202Е | 200 | 1,0 | |

У якості вентилів вибираємо кремнієві діоди типу КД205Д, що мають такі параметри:

$$U_{зв\ max} = 100\text{ В} > 72\text{ В};$$

$$I_{a\ max} = 0,5\text{ А} > 0,15\text{ А};$$

$$I_{ам\ max} = \pi I_{ам} = \pi \cdot 0,5 = 1,57\text{ А} > 1,05\text{ А};$$

$$U_{np} = 1\text{ В}.$$

12.7.6.3.4. Знаходимо опір діода у провідному стані:

$$r_{np} = \frac{U_{np}}{I_{a \max}}; \quad (12.7.9)$$

$$r_{np} = \frac{1}{0,5} = 2 \text{ Ом.}$$

12.7.6.3.5. Знайдемо величину активного опору обмоток трансформатора:

$$r_T = \frac{k_r U_d}{I_d f_m B_m} \sqrt[4]{\frac{S f_m B_m}{U_d I_d}}, \quad (12.7.10)$$

де k_r – коефіцієнт, що залежить від схеми випрямлення: для мостової схеми $k_r = 3,5$;

B_m – амплітуда магнітної індукції у магнітопроводі трансформатора, Тл;

S – число стержнів трансформатора, на яких розміщено обмотки: для броньового трансформатора із Ш-подібними пластинами магнітопроводу $S = 1$.

$$r_T = \frac{3,5 \cdot 48}{0,3 \cdot 400 \cdot 1,47} \sqrt[4]{\frac{1 \cdot 400 \cdot 1,47}{48 \cdot 0,3}} = 2,41 \text{ Ом.}$$

12.7.6.3.6. Знаходимо індуктивність розсіювання обмоток трансформатора:

$$L_S = k_L S \frac{U_d}{I_d f_m B_m} \cdot \frac{1}{\sqrt[4]{\frac{S f_m B_m}{U_d I_d}}}, \quad (12.7.11)$$

де k_L – коефіцієнт, що залежить від схеми випрямлення: для мостової схеми $k_L = 5 \cdot 10^{-3}$.

$$L_S = 5 \cdot 10^{-3} \cdot 1 \cdot \frac{48}{0,3 \cdot 400 \cdot 1,47} \cdot \frac{1}{\sqrt[4]{\frac{1 \cdot 400 \cdot 1,47}{48 \cdot 0,3}}} = 0,54 \cdot 10^{-3} \text{ Гн.}$$

12.7.6.3.7. Визначаємо кут φ , що характеризує співвідношення між індуктивним і активним опором випрямляча:

$$\varphi = \arctg \frac{2\pi f_m L_S}{r}, \quad (12.7.12)$$

де r – активний опір випрямляча.

У загальному випадку:

$$r = r_T + n_q r_{np}, \quad (12.7.13)$$

де n_q – кількість послідовно увімкнених і одночасно працюючих вентилів, для мостової схеми $n_q = 2$.

$$r = 2,41 + 2 \cdot 2 = 6,61 \text{ Ом};$$

$$\varphi = \arctg \frac{2 \cdot 3,14 \cdot 400 \cdot 0,54 \cdot 10^{-3}}{6,41} = 12^\circ.$$

12.7.6.3.8. Знаходимо величину основного розрахункового коефіцієнта:

$$A_0 = \frac{I_d r}{m U_d}, \quad (12.7.14)$$

де m – число фаз випрямляча (для мостової схеми $m = 2$).

$$A_0 = \frac{0,3 \cdot 6,41}{2 \cdot 48} = 0,02.$$

12.7.6.3.9. За знайденими значеннями A_0 і кута φ за графіками, наведеними на рис. 12.7.2–12.7.5, знаходимо величини допоміжних коефіцієнтів:

$$B = 0,825; D = 2,57; F = 7,25; H = 5,5 \cdot 10^3.$$

Знаючи величини коефіцієнтів B , D , F і H , можна знайти уточнені параметри трансформатора і вентиля, за якими перевіримо правильність їх вибору.

12.7.6.3.10. Діюче значення напруги вторинної обмотки трансформатора становить:

$$U_2 = B U_d; \quad (12.7.15)$$

$$U_2 = 0,825 \cdot 48 = 39,6 \text{ В}.$$

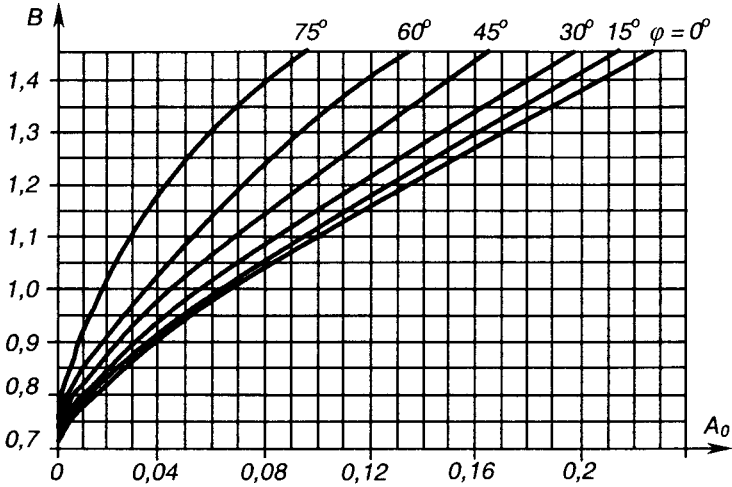


Рис. 12.7.2 – Залежності коефіцієнта B від основного розрахункового коефіцієнта A_0 для різних значень кута φ

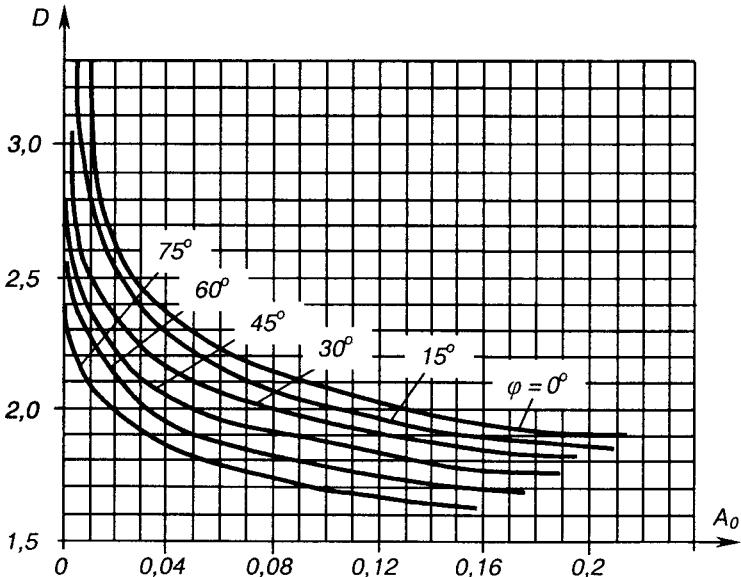


Рис. 12.7.3 – Залежності коефіцієнта D від основного розрахункового коефіцієнта A_0 для різних значень кута φ

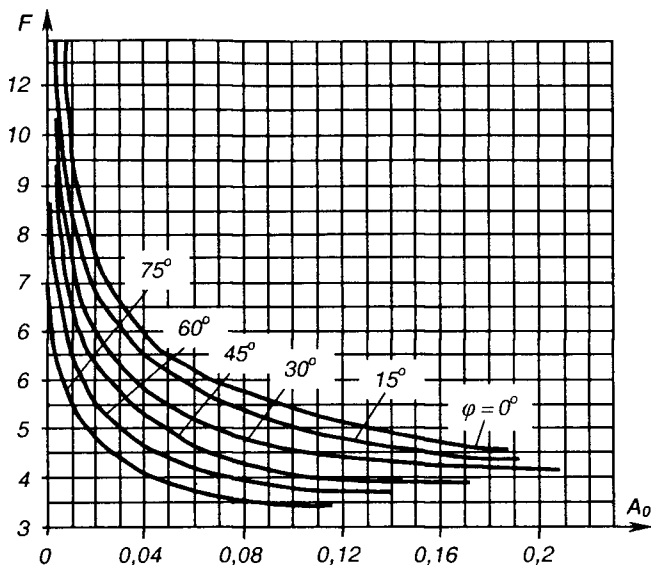


Рис. 12.7.4 – Залежності коефіцієнта F від основного розрахункового коефіцієнта A_0 для різних значень кута φ

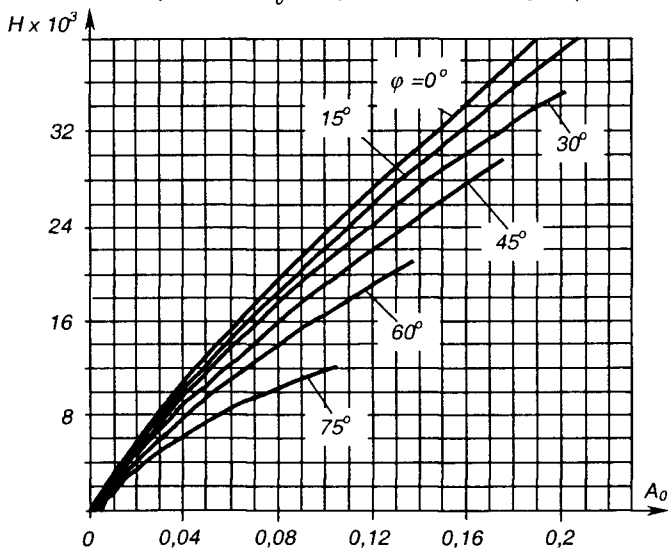


Рис. 12.7.5 – Залежності коефіцієнта H від основного розрахункового коефіцієнта A_0 для різних значень кута φ

12.7.6.3.11. Діюче значення струму вторинної обмотки трансформатора:

$$I_2 = 0,707DI_d; \quad (12.7.16)$$

$$I_2 = 0,707 \cdot 2,57 \cdot 0,3 = 0,55 \text{ А.}$$

12.7.6.3.12. Повна потужність вторинної обмотки трансформатора:

$$S_2 = 0,707BDI_dU_d; \quad (12.7.17)$$

$$S_2 = 0,707 \cdot 0,825 \cdot 2,57 \cdot 0,3 \cdot 48 = 21,6 \text{ ВА.}$$

12.7.6.3.13. Діюче значення струму первинної обмотки трансформатора:

$$I_1 = I_2 n, \quad (12.7.18)$$

де $n = U_2 / U_1$ – коефіцієнт трансформації трансформатора ($U_1 = U_m$).

$$n = \frac{U_2}{U_1} = \frac{39,6}{127} = 0,31;$$

$$I_1 = 0,55 \cdot 0,31 = 0,17 \text{ А.}$$

12.7.6.3.14. Повна потужність первинної обмотки трансформатора:

$$S_1 = 0,707BDI_dU_d = U_1 I_1, \quad (12.7.19)$$

$$S_1 = 127 \cdot 0,17 = 21,6 \text{ ВА.}$$

12.7.6.3.15. Уточнимо повну (габаритну) потужність трансформатора:

$$S_T = \frac{S_1 + S_2}{2}; \quad (12.7.20)$$

$$S_T = \frac{21,6 + 21,6}{2} = 21,6 \text{ Вт} < 40 \text{ Вт} \quad (\text{див. пп. 12.7.6.3.2}).$$

12.7.6.3.16. Уточнимо значення параметрів діода:

$$U_{sm} = 1,41BU_d; \quad (12.7.21)$$

$$U_{sm} = 1,41 \cdot 0,825 \cdot 48 = 55,8 \text{ В} < 100 \text{ В};$$

$$I_a = I_d / 2; \quad (12.7.22)$$

$$I_a = 0,3 / 2 = 0,15 \text{ А} < 0,5 \text{ А};$$

$$I_{am} = 0,5FI_d; \quad (12.7.23)$$

$$I_{am} = 0,5 \cdot 7,25 \cdot 0,3 = 1,09 \text{ A} < 1,57 \text{ A}.$$

Отже, тип діода вибрано правильно.

12.7.6.3.17. Знаходимо величину ємності конденсатора фільтра:

$$C > \frac{100H}{rK_n f_m}; \quad (12.7.24)$$

$$C = \frac{100 \cdot 5,5 \cdot 10^3}{6,41 \cdot 2,5 \cdot 400} = 85,8 \text{ мкФ}.$$

Із табл. 12.3.5 вибираємо конденсатор типу К50-7 ємністю 100 мкФ на напругу $U = 160 \text{ В} > \sqrt{2}U_2 = 1,41 \cdot 39,6 = 55,8 \text{ В}$.

12.7.6.3.18. Будуємо зовнішню (навантажувальну) характеристику випрямляча $U_d = f(I_d)$. За допомогою цієї характеристики можна визначити відхилення випрямленої напруги U_d від заданого значення при різних величинах струму навантаження I_d , у тому числі напругу холостого ходу $U_{dX.X}$, струм короткого замикання I_{K3} та величину внутрішнього опору випрямляча r_o .

Для розрахунку зовнішньої характеристики будемо задавати значення I_d від 0 до номінального значення та знаходити відповідні їм значення допоміжного коефіцієнта:

$$\gamma_o = \frac{I_d r}{mU_2}; \quad (12.7.25)$$

$$\gamma_o = I_d \cdot \frac{6,41}{2 \cdot 39,6} = 0,08I_d.$$

За графіком (рис. 12.7.6) знаходимо відповідні значення величини $\sqrt{2} \cos \theta$ (4-5 значень) залежно від γ_o та ϕ , де θ – кут відтинання. Тоді відповідні їм значення вихідної напруги випрямляча можна розрахувати за формулою:

$$U_d = U_2 \sqrt{2} \cos \theta; \quad (12.7.26)$$

$$U_d = 39,6 \cdot \sqrt{2} \cos \theta.$$

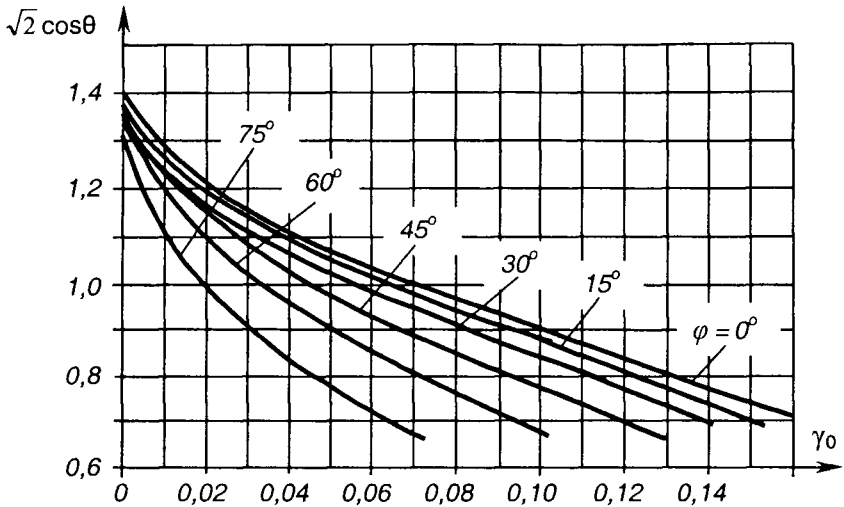


Рис. 12.7.6 – Залежність величини $\sqrt{2} \cos \theta$ від коефіцієнта γ_0 для різних значень кута φ

Результати розрахунку зведені у табл. 12.7.4 та відображені у вигляді графіка на рис. 12.7.7.

Таблиця 12.7.4 – Результати розрахунку навантажувальної характеристики випрямляча за $U_d = 48$ В та $I_d = 0,3$ А

| I_d А | γ_0 для $\varphi = 12^\circ$ | $\sqrt{2} \cos \theta$ | U_d В |
|---------|-------------------------------------|------------------------|---------|
| 0 | 0 | 1,41 | 55,8 |
| 0,1 | 0,008 | 1,3 | 51,5 |
| 0,2 | 0,016 | 1,22 | 48,3 |
| 0,3 | 0,024 | 1,18 | 46,7 |

Із них можна зробити висновок, що параметри розрахованого випрямляча відповідають завданню, бо при $I_d = 0,3$ А маємо $U_d = 46,75$ В, що відрізняється від заданого значення $U_d = 48$ В на 2,7%. Це відповідає допустимій точності при інженерних розрахунках (5%).

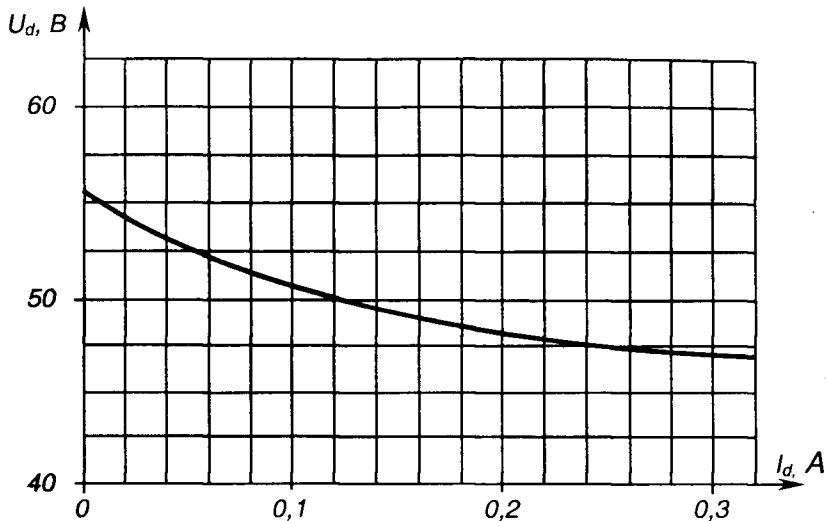


Рис. 12.7.7 – Навантажувальна характеристика випрямляча за $U_d = 48$ В та $I_d = 0,3$ А

12.7.6.3.19. Знаходимо значення напруги холостого ходу випрямляча:

$$U_{dX.X.} = U_{2m} = U_2 \sqrt{2}; \quad (12.7.27)$$

$$U_{dX.X.} = 1,41 \cdot 39,6 = 55,8 \text{ В.}$$

12.7.6.3.20. Величина струму короткого замикання становить:

$$I_{dK.З.} = \frac{\sqrt{2}U_2}{r}; \quad (12.7.28)$$

$$I_{dK.З.} = \frac{1,41 \cdot 39,9}{6,41} = 8,7 \text{ А.}$$

12.7.6.3.21. Величина внутрішнього опору випрямляча становить:

$$r_0 = \frac{U_{dX.X.} - U_d}{I_d}; \quad (12.7.29)$$

$$r_0 = \frac{55,8 - 48}{0,3} = 26 \text{ Ом.}$$

12.7.6.3.22. Знайдемо величину к.к.д. випрямляча:

$$\eta = \frac{U_d I_d}{U_d I_d + P_T + P_B}, \quad (12.7.30)$$

де P_T – втрати потужності у трансформаторі з к.к.д. $\eta_T = 0,86$;

P_B – втрати потужності у одночасно працюючих діодах: $n_q = 2$ – див. формулу (12.7.13).

Втрати потужності у трансформаторі:

$$P_T = S_T(1 - \eta_T); \quad (12.7.31)$$

$$P_T = 21,6(1 - 0,86) = 3,02 \text{ ВА.}$$

Втрати потужності у діодах:

$$P_B = I_a U_{np} n_q; \quad (12.7.32)$$

$$P_B = 0,15 \cdot 1 \cdot 2 = 0,3 \text{ ВА.}$$

Тоді

$$\eta = \frac{48 \cdot 0,3}{48 \cdot 0,3 + 3,02 + 0,3} = 0,81.$$

12.7.6.3.23. Електричну принципову схему розрахованого випрямляча наведено на рис 12.7.8.

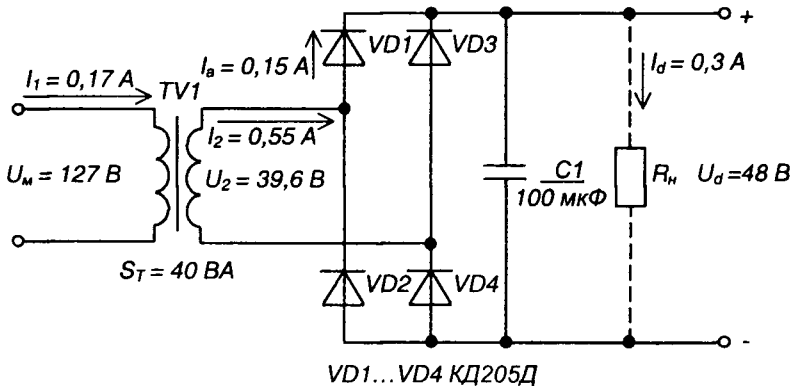


Рис. 12.7.8 – Однофазний мостовий випрямляч з ємнісним фільтром.
Схема електрична принципова



12.7. Контрольні запитання

1. Поясніть переваги мостового випрямляча з ємнісним фільтром порівняно з іншими однофазними випрямлячами при живленні навантажень малої потужності.
2. Вкажіть, які параметри випрямляча є вихідними, а які одержують у результаті розрахунку.
3. Чому, на Вашу думку, при інженерному розрахунку випрямляча використовують графічні подання допоміжних коефіцієнтів?

12.8. ЗАСТОСУВАННЯ ІНТЕГРАЛЬНИХ СТАБІЛІЗАТОРІВ НАПРУГИ

12.8.1. Мета роботи

Метою даної роботи є набуття навиків вибору і застосування інтегральних стабілізаторів напруги для живлення електронних пристроїв.

12.8.2. Теоретичні відомості, необхідні для виконання роботи

Для виконання роботи необхідно знати принципи побудови і дії компенсаційних стабілізаторів напруги (див. пп. 9.8.2) та їх використання у випрямлячах (див. пп. 9.1).

12.8.3. Вихідні дані

Вихідними даними для вибору інтегрального стабілізатора є:

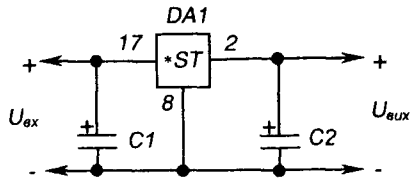
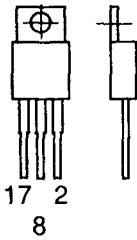
- 1) $U_{вих}$, В – напруга на виході стабілізатора (напруга живлення електронного або іншого пристрою, для якого будується стабілізатор);
- 2) $U_{вх\ min}$, В – мінімальна вхідна напруга стабілізатора (надходить із фільтра випрямляча);
- 3) $U_{вх\ max}$, В – максимальна вхідна напруга стабілізатора;
- 4) P_n , Вт – потужність навантаження;
- 5) тип ІМС стабілізаторів напруги – пропонуються ІМС серії 142, параметри яких наведено у табл. 12.8.1, а типові схеми вмикання – на рис. 12.8.1.

Варіанти вихідних даних наведені у табл. 12.8.2.

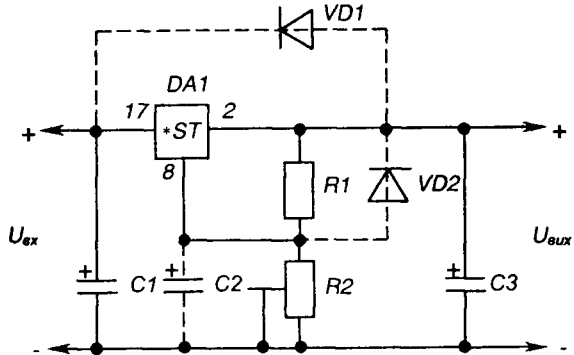
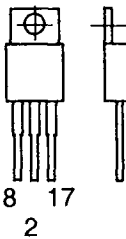
Приклад вибору варіанта для номера залікової книжки 77732:
з колонки 3 для стабілізатора з фіксованою напругою маємо –
 $U_{вих} = 12$ В, $U_{вх\ min} = 17$ В, $U_{вх\ max} = 24$ В, $P_n = 1,8$ Вт;
з колонки 2 для універсального регульованого стабілізатора –
 $U_{вих} = 4,5$ В, $U_{вх\ min} = 9$ В, $U_{вх\ max} = 12$ В, $P_n = 0,9$ Вт.

Таблиця 12.8.1 – Параметри деяких ІМС стабілізаторів напруги серії 142

| Електричні параметри | КР142 | КР142 | КР142 | КР142 | КР142 | КР142 | КР142 | КР142 | КР142 | КР142 | КР142 | КР142 |
|---|---------------|-----------------|-----------------|-------------------|-------------------|------------------|-------------------|-------------------|-------------|-------------|-------------|--------------|
| | ЕН5А | ЕН5Б | ЕН8А | ЕН8Б | ЕН8В | ЕН9А | ЕН9Б | ЕН9В | ЕН9В | ЕН9В | ЕН9В | ЕН12А |
| Вихідна напруга, В | 4,9... 5,1 | 5,88... 6,12 | 8,73... 9,27 | 11,64... 12,36 | 14,55... 15,45 | 19,6... 24,48 | 23,52... 24,48 | 26,46... 27,54 | 26,46 | 26,46 | 26,46 | 1,3... 37 |
| Номінальна вихідна напруга, В | 5 | 6 | 9 | 12 | 15 | 20 | 24 | 27 | 27 | 27 | 27 | - |
| Мінімальне падіння напруги, В, не більш як | 2,5 | | | | | | | | | | | |
| Нестабільність вихідної напруги від змін вхідної напруги, %/В, не більш як | 0,05 | | | | | | | | | | | |
| Нестабільність вихідної напруги від змін вихідного струму, %/А, не більш як | 2 | | | | | | | | | | | |
| Параметри граничного режиму | 1 | | | | | | | | | | | |
| Вхідна напруга, В | 7,5... 15 | 8,5... 15 | 11,5... 35 | 14,5... 35 | 17,5... 35 | 23... 45 | 27... 45 | 30... 45 | 30... 45 | 30... 45 | 30... 45 | 5... 45 |
| Вихідний струм, А | 3 | | | | | | | | | | | |
| Потужність, розсіювана без тепловідводу, Вт | 1 | | | | | | | | | | | |
| Потужність, розсіювана з тепловідводом, Вт | 10 | | | | | | | | | | | |
| Робочий інтервал температур, °С | -10...+70 | | | | | | | | | | | |



а) ІМС стабілізаторів серії 142 з фіксованою напругою стабілізації



б) ІМС універсального стабілізатора напруги КР142ЕН12А

Рис. 12.8.1 – ІМС серії 142 у пластмасовому корпусі та типові схеми їх вмикання

Таблиця 12.8.2 – Вихідні дані для вибору інтегрального стабілізатора напруги

| Цифри номера залікової книжки | | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 |
|-------------------------------|-------------------|-----|-----|-----|------|----|-----|-----|-----|-----|-----|
| десятки | одиниці | | | | | | | | | | |
| $U_{вих}$, В | | 5 | 6,3 | 9 | 12 | 15 | 20 | 24 | 27 | 12 | 15 |
| $U_{вх\ min}$, В | | 9 | 10 | 14 | 17 | 20 | 24 | 28 | 34 | 16 | 19 |
| $U_{вх\ max}$, В | | 14 | 15 | 20 | 24 | 28 | 34 | 40 | 44 | 22 | 27 |
| P_H , Вт | | 1 | 0,9 | 1,8 | 1,8 | 3 | 3 | 3,6 | 5,4 | 2,4 | 1,5 |
| | $U_{вих}$, В | 1,5 | 3 | 4,5 | 7 | 10 | 14 | 16 | 17 | 18 | 25 |
| | $U_{вх\ min}$, В | 6 | 7 | 9 | 12 | 14 | 19 | 20 | 22 | 24 | 30 |
| | $U_{вх\ max}$, В | 9 | 10 | 12 | 15 | 20 | 27 | 28 | 32 | 35 | 42 |
| | P_H , Вт | 0,3 | 0,6 | 0,9 | 0,63 | 5 | 2,8 | 2,4 | 3,4 | 2,7 | 5 |

Приклад вибору варіанта для номера залікової книжки 77732:

з колонки 3 табл. 12.8.2 маємо – $U_{вих} = 12\text{ В}$, $U_{вх\ min} = 17\text{ В}$, $U_{вх\ max} = 24\text{ В}$,

$P_H = 1,8\text{ Вт}$;

з колонки 2 табл. 12.8.2 – $U_{\text{вист}} = 4,5 \text{ В}$, $U_{\text{вх min}} = 9 \text{ В}$, $U_{\text{вх max}} = 12 \text{ В}$, $P_n = 0,9 \text{ Вт}$.
У якості ІМС стабілізаторів використовувати:

- 1) для варіантів завдань, що відповідають десяткам номера залікової книжки – стабілізатори з фіксованою напругою стабілізації;
- 2) для варіантів завдань, що відповідають одиницям номера залікової книжки – універсальний регульований стабілізатор КР142ЕН12А.

12.8.4. Зміст пояснювальної записки (наведено у Додатку А)

12.8.5. Теоретичні пояснення

Сучасні електронні пристрої для забезпечення високої точності своєї роботи висувають високі вимоги до стабільності напруги живлення. Задовільнити їх при високих інших показниках (габарити, маса, вартість та ін.) дозволяє широке застосування стабілізаторів у інтегральному виконанні, як із фіксованою вихідною напругою, так і універсальних (з регульованою вихідною напругою).

Стабілізатори з фіксованою вихідною напругою мають внутрішній дільник, що забезпечує задання необхідного значення вихідної напруги. Налаштовуються вони на величини стандартного ряду напруг живлення у процесі виробництва.

Задання необхідного значення вихідної напруги в універсальних стабілізаторах забезпечується зовнішнім резистивним дільником.

Такі стабілізатори часто називають трививідними, бо монтується у стандартному корпусі потужних транзисторів з трьома виводами (див. рис. 12.8.1).

Окрім якісного виконання основної функції – стабілізації вихідної напруги, вони за рахунок додатково введених внутрішніх вузлів (ІМС КР142ЕН12А побудована на 26 транзисторах) забезпечують також захист від перевищення допустимого значення вихідного струму і розсіюваної корпусом ІМС потужності. При короткому замиканні у навантаженні величина вихідного струму обмежується на рівні, приблизно удвічі більшому за номінальне значення для критичного режиму, а при досягненні температурою корпусу заданої допустимої величини величина вихідного струму обмежується до такого значення, за якого температура більше не підвищується. Оскільки у зазначених випадках стабілізатор працює у режимі обмеження

(стабілізації) струму (див. пп. 9.9) або обмеження потужності, напруга на його виході при цьому відповідно зменшується.

ІМС розраховані на роботу з тепловідводом, до якого вони кріпляться за фланець гвинтом із гайкою (при конструюванні пристроїв слід мати на увазі, що у таких ІМС фланець має електричний зв'язок із середнім виводом).

Величини ємностей електролітичних конденсаторів у схемах вмикання ІМС стабілізаторів повинні бути не меншими за 10 мкФ.

Універсальний трьохвивідний стабілізатор КР142ЕН12А, хоча й вимагає застосування зовнішнього дільника із двох резисторів, має кращі параметри вихідної напруги.

Крім того, при його застосуванні отримуємо додаткові можливості.

Зрозуміло, якщо у якості резистора R_2 застосувати резистор змінного опору, отримаємо стабілізатор із регульованою вихідною напругою.

Забезпечивши за допомогою транзисторних ключів підмикання резисторів R_2 різної величини, отримаємо стабілізатор із значенням вихідної напруги, програмованим зовнішнім пристроєм керування.

За великих значень вихідної напруги цей стабілізатор можна виконати з електронним вимиканням, якщо паралельно до резистора R_2 підімкнути транзисторний ключ. Коли ключ знаходиться у розімкненому стані (транзистор, підімкнений паралельно до резистора – у режимі відтинання), на виході стабілізатора буде напруга заданої дільником величини. Якщо перевести ключ у замкнений стан (перевести транзистор сигналом від зовнішнього пристрою у режим насичення), на виході отримаємо мінімальне значення напруги (див. табл. 12.8.1):

$$U_{\text{вих min}} = 1,3 \text{ В.} \quad (12.8.1)$$

При вмиканні навантаження між виводом керування ІМС (8) і від'ємним полюсом джерела $U_{\text{вх}}$ (на місце R_2), отримаємо стабілізатор струму (порівняйте з рис. 9.33). Величина струму навантаження буде визначатися величиною опору резистора R_1 :

$$I_n = U_{\text{вих min}} / R_1. \quad (12.8.2)$$

Величини опорів резисторів дільника R_1 , R_2 зв'язані формулою:

$$U_{\text{вих}} = U_{\text{вих min}} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + R_2 I_p, \quad (12.8.3)$$

де I_p – струм виводу регулювання ІМС, який необхідно задавати не меншим за 55 мкА.

Конденсатор C_2 встановлюється за вихідних напруг, близьких до мінімальної.

За вихідної напруги, що перевищує 25 В, необхідно встановлювати захисні діоди $VD1$ і $VD2$ (рекомендується тип КД521А). Вони забезпечують розряд конденсаторів C_2 ($VD1$, $VD2$) та C_3 ($VD1$) при замиканні у вхідному колі випрямляча (до стабілізатора), а також конденсатора C_2 ($VD2$) при замиканні у вихідному колі (у навантаженні).

Якщо довжина провідників, що з'єднують ІМС із фільтром випрямляча, не перевищує 70 мм, конденсатор C_1 можна не встановлювати.

Для забезпечення максимальної якості роботи стабілізатора елементи C_3 , R_1 , R_2 та навантаження слід підмикати якомога ближче до виводів ІМС.

Необхідно також у процесі роботи забезпечувати неперевикнення допустимої розсіюваної потужності ІМС.

Щоб за наших вихідних даних отримати величину розсіюваної потужності, необхідно визначити величину струму навантаження:

$$I_n = P_n / U_{\text{вих}}. \quad (12.8.4)$$

Тоді, знаючи максимальне падіння напруги на ІМС

$$\Delta U = U_{\text{ex max}} - U_{\text{вих}}, \quad (12.8.5)$$

можна знайти величину розсіюваної ІМС потужності:

$$P_{\text{ІМС}} = \Delta U I_n < P_{\text{ІМС доп}}, \quad (12.8.6)$$

де $P_{\text{ІМС доп}}$ – допустима потужність, розсіювана ІМС (без тепловідводу або з ним).

Зазначимо, що величини $U_{\text{ex max}}$ та $U_{\text{ex min}}$ обумовлюються, з одного боку зниженням напруги на виході випрямляча під навантаженням (див. пп. 9.7 та 12.7), а з іншого – допустимими значеннями відхилення напруги мережі від номінальної величини. При цьому напруга $U_{\text{ex min}}$ обов'язково повинна перевищувати значення

$$U_{\text{ex min}} = U_{\text{вих}} + U_{\text{ІМС min}}, \quad (12.8.7)$$

де $U_{\text{ІМС min}}$ – мінімально допустиме падіння напруги на ІМС (див. табл. 12.8.1).

12.8.6. Приклад розрахунку застосування інтегральних стабілізаторів напруги

12.8.6.1. Вихідні дані при застосуванні стабілізатора з фіксованою напругою стабілізації:

- 1) напруга на виході $U_{вих} = 9 \text{ В}$;
- 2) мінімальна вхідна напруга $U_{вх min} = 14 \text{ В}$;
- 3) максимальна вхідна напруга $U_{вх max} = 20 \text{ В}$;
- 4) потужність навантаження $P_{н} = 0,5 \text{ Вт}$.

12.8.6.2. Вихідні дані при застосуванні універсального стабілізатора КР142ЕН12А:

- 2) напруга на виході $U_{вих} = 8 \text{ В}$;
- 3) мінімальна вхідна напруга $U_{вх min} = 13 \text{ В}$;
- 4) максимальна вхідна напруга $U_{вх max} = 19 \text{ В}$;
- 5) потужність навантаження $P_{н} = 2 \text{ Вт}$.

12.8.6.3. Порядок розрахунку

12.8.6.3.1. При побудові стабілізатора напруги на основі ІМС стабілізатора з фіксованим значенням вихідної напруги, необхідно вибрати відповідну ІМС (для даного варіанту завдання – за табл. 12.8.1 – це КР142ЕН8А з $U_{вих} = 9 \text{ В}$) і перевірити її на можливість застосування за напругою та на неперевикнення допустимого значення розсіюваної потужності у заданих умовах.

За напругою необхідно забезпечувати виконання умов:

$$U_{вх max} < U_{вх max доп}, \quad (12.8.8)$$

де $U_{вх max доп}$ – максимально допустима вхідна напруга ІМС;

$$U_{вх min} - U_{вих} > U_{ІМС min}. \quad (12.8.9)$$

Оскільки:

$$U_{вх max} = 20 \text{ В} < 35 \text{ В} = U_{вх max доп}, \quad (12.8.10)$$

$$14 - 8 = 6 \text{ В} > 2,5 \text{ В} = U_{ІМС min}, \quad (12.8.11)$$

то за напругою дана ІМС відповідає умовам завдання.

Перевіримо можливість застосування ІМС КР142ЕН8А за потужністю, якщо її струм навантаження за (12.8.4) становить:

$$I_{н} = 0,5 / 9 = 0,056 \text{ А}, \quad (12.8.12)$$

а максимальне падіння напруги на ній за (12.8.5) дорівнює:

$$\Delta U = 20 - 9 = 11 \text{ В}. \quad (12.8.13)$$

Тоді $P_{IMC} = 11 \cdot 0,056 = 0,616 \text{ Вт.}$ (12.8.14)

Оскільки $P_{IMC} = 0,616 \text{ Вт} < 1 \text{ Вт,}$ (12.8.15)

то ІМС у даному разі можна використовувати без тепловідводу.

12.8.6.3.2. Електричну принципову схему отриманого стабілізатора з фіксованою вихідною напругою наведено на рис. 12.8.2.

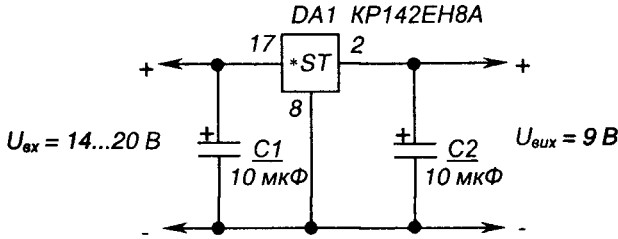


Рис. 12.8.2 – Стабілізатор напруги на ІМС KP142EH8A.
Схема електрична принципова

12.8.6.3.3. Перевіримо можливість застосування ІМС KP142EH12A за напругою та потужністю (за методикою пп. 12.8.6.3.1).

Оскільки

$$U_{\text{вх max}} = 19 \text{ В} < 45 \text{ В} = U_{\text{вх max доп}}, \quad (12.8.16)$$

$$13 - 8 = 5 \text{ В} > 3,5 \text{ В} = U_{\text{IMC min}}, \quad (12.8.17)$$

то за напругою дана ІМС відповідає умовам завдання.

$$I_n = 2 / 8 = 0,25 \text{ А,} \quad (12.8.18)$$

$$\Delta U = 19 - 8 = 11 \text{ В.} \quad (12.8.19)$$

$$P_{IMC} = 11 \cdot 0,25 = 2,75 \text{ Вт.} \quad (12.8.20)$$

Через те, що $1 \text{ Вт} < P_{IMC} = 2,75 \text{ Вт} < 10 \text{ Вт,}$ (12.8.21)

то за потужністю ІМС також відповідає умовам завдання. Використовувати її при цьому необхідно з тепловідводом.

12.8.6.3.4. Визначимо величини опорів резисторів дільника R_1, R_2 , що ним задається значення вихідної напруги стабілізатора.

Задамо значення струму виводу регулювання ІМС:

$$I_p = 0,1 \text{ мА.} \quad (12.8.22)$$

При роботі ІМС KP142EH12A у режимі стабілізатора напруги зазвичай задають

$$R_1 = 240 \text{ Ом.} \quad (12.8.23)$$

Із (12.8.3) знаходимо:

$$R_2 = \frac{(U_{\text{вих}} - U_{\text{вихmin}})R_1}{U_{\text{вихmin}} + I_p R_1}, \quad (12.8.24)$$

$$R_2 = \frac{(8 - 1,3) \cdot 240}{1,3 + 0,1 \cdot 10^{-3} \cdot 240} = 1215 \text{ Ом.}$$

За табл. 12.3.2–12.3.4 вибираємо резистори С2-33 з опором 240 Ом та 1,2 кОм відповідно та потужністю 0,125 Вт.

12.8.6.3.5. Оскільки вихідна напруга стабілізатора значно перевищує за величиною мінімальне значення напруги стабілізації, а $U_{\text{вихmax}} < 25 \text{ В}$, то ІМС можна використовувати без елементів C_2 , $VD1$ та $VD2$.

За табл. 12.3.5 обираємо тип конденсаторів К50-35 на напругу 25 В (C_1) і 10 В (C_3).

12.8.6.3.6. Електричну принципову схему отриманого стабілізатора наведено на рис. 12.8.3.

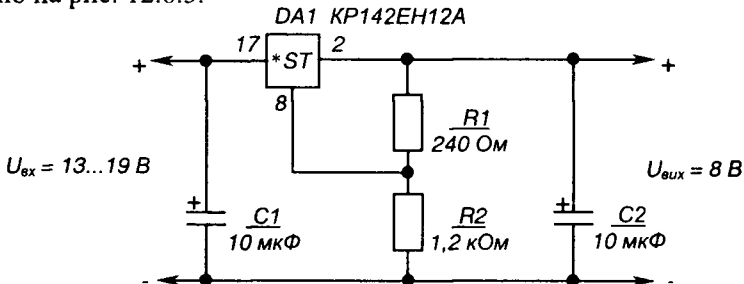


Рис. 12.8.3 – Стабілізатор напруги на ІМС KP142EH12A.
Схема електрична принципова



12.8.7. Контрольні запитання

1. Зробіть висновок відносно складності розрахунків при побудові стабілізаторів напруги на ІМС.
2. Поясніть, які додаткові можливості надає використання ІМС універсального стабілізатора KP142EH12A.
3. Поясніть, для чого у типову схему вмикання ІМС KP142EH12A введено діоди.
4. Поясніть, чим визначається діапазон напруг на вході стабілізатора.

12.9. РОЗРАХУНОК ОДНОФАЗНОГО РЕГУЛЯТОРА ЗМІННОЇ НАПРУГИ

12.9.1. Мета розрахунку

Метою даної роботи є набуття навиків розрахунку тиристорних регуляторів змінної напруги.

12.9.2. Теоретичні відомості, необхідні для виконання розрахунку

Для виконання розрахунку необхідно знати принцип дії та основні параметри тиристорів, а також принцип дії та методика розрахунку регуляторів напруги змінного струму на тиристорах (див. пп. 2.6 та розділ 10).

12.9.3. Вихідні дані

Вихідними даними для розрахунку є:

- 1) U_M , В – діюче значення напруги мережі живлення;
 - 2) f_M , Гц – частота мережі живлення;
 - 3) R_n , Ом – опір навантаження;
 - 4) α , в градусах електричних – кут керування тиристорів;
 - 5) $U_{ж}$, В – напруга джерела живлення системи керування тиристорами.
- Варіанти вихідних даних наведені у табл. 12.9.1.

Таблиця 12.9.1 – Вихідні дані для розрахунку регулятора

| Цифри номера залікової книжки | | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 |
|-------------------------------|---------------------|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|
| десятки | одиниці | | | | | | | | | | |
| | U_M , В | 127 | 220 | 380 | 660 | 127 | 220 | 380 | 660 | 220 | 380 |
| | f_M , Гц | 50 | | | | | | | | | |
| | R_n , Ом | 6,3 | 10 | 18 | 30 | 3,1 | 5,1 | 9,1 | 15 | 4,7 | 8,2 |
| | α , ел. град | 10 | 20 | 35 | 40 | 50 | 65 | 70 | 80 | 95 | 100 |
| | $U_{ж}$, В | 9 | 12 | 15 | 17 | 9 | 10 | 12 | 17 | 9 | 12 |

Приклад вибору варіанта для номера залікової книжки 77732:

з колонки 3 маємо – $f_M = 50$ Гц, $\alpha = 40$ ел. град., $U_{ж} = 17$ В;

з колонки 2 – $U_M = 380$ В, $R_n = 18$ Ом.

12.9.4. Зміст пояснювальної записки (наведено у Додатку А)**12.9.5. Теоретичні пояснення** (наведено у пп. 10.2)**12.9.6. Приклад розрахунку однофазного регулятора напруги****12.9.6.1. Вихідні дані:**

Виконаємо розрахунок регулятора, схема якого наведена на рис. 2.38,а (розрахунок системи керування СК у завдання даної роботи не входить).

Вихідними даними є:

- 1) діюче значення напруги мережі живлення $U_{\text{н}} = 380 \text{ В}$;
- 2) опір навантаження $R_{\text{н}} = 7,5 \text{ Ом}$;
- 3) фіксоване значення кута керування тиристора $\alpha = 45^\circ$;
- 4) частота мережі живлення $f_{\text{н}} = 50 \text{ Гц}$;
- 5) напруга живлення системи керування тиристора $U_{\text{жк}} = 12 \text{ В}$;
- 6) охолодження тиристорів повітряне природне;
- 7) температура оточуючого середовища 25°C ;
- 8) рекомендується застосувати тиристори типу Т10.

12.9.6.2. Необхідно визначити:

- 1) параметри тиристора;
- 2) режими роботи силової схеми регулятора (струм, напруги, коефіцієнт форми струму навантаження);
- 3) залежності діючої напруги на навантаженні, середнього струму тиристора та коефіцієнта форми струму тиристора від величини кута керування (представити у вигляді графіків);
- 4) втрати потужності в тиристорах та ступінь їх перегріву.

12.9.6.3. Порядок розрахунку

12.9.6.3.1. Знайдемо необхідні значення параметрів тиристорів.

Амплітуда зворотної напруги на тиристорі

$$U_{\text{ам}} = \sqrt{2} U_{\text{н}} K_3 = \sqrt{2} \cdot 380 \cdot 1,25 = 669,75 \text{ В}, \quad (12.9.1)$$

де K_3 – коефіцієнт запасу, що враховує можливі перенапруги (зазвичай приймають $K_3 = 1,25$).

Знайдемо значення середнього та амплітудного струмів, що протікають через тиристор.

Для будь-якої величини кута керування величину середнього струму можна знайти за формулою (10.1). При цьому максимальне значення струму, на яке повинен бути розрахований тиристор $I_{\text{Тн}}$, відповідає $\alpha = 0$. Тоді

$$I_{Ta} = \frac{\sqrt{2}U_m}{R_n \pi} = \frac{\sqrt{2} \cdot 380}{7,5\pi} = 22,75 \text{ А.} \quad (12.9.2)$$

Амплітудне значення:

$$I_{Tm} = \frac{\sqrt{2}U_m}{R_n} = \frac{\sqrt{2} \cdot 380}{7,5} = 71,44 \text{ А.} \quad (12.9.3)$$

12.9.6.3.2. Вибираємо тиристор, що відповідає вимогам

$$U_n > U_{am}; \quad (12.9.4)$$

$$I_{zp} > I_{Ta}, \quad (12.9.5)$$

де U_n – допустима напруга на тиристорі, що повторюється (амплітудне значення);

I_{zp} – середнє значення допустимого граничного струму тиристора із типовим охолоджувачем в умовах природного повітряного охолодження.

Із табл. 12.9.2, у якій наведено параметри тиристорів типу Т10, вибираємо тиристор Т10-80, що має такі параметри:

$$- U_n = 700 \text{ В} > 669,75 \text{ В};$$

$$- I_{z0} = 25 \text{ А} > 22,75 \text{ А};$$

$$- \text{вмикаючий струм керування } I_{кер} = 0,15 \text{ А};$$

$$- \text{вмикаюча напруга керування } U_{кер} = 4 \text{ В};$$

$$- \text{порогова напруга } U_o = 1,02 \text{ В};$$

$$- \text{динамічний опір у відкритому стані } R_o = 1,7 \cdot 10^{-3} \text{ Ом};$$

$$- \text{встановлений тепловий опір } R_T = 3,4 \text{ } ^\circ\text{C/Вт}.$$

12.9.6.3.3. Знаходимо середнє значення струму через тиристор при заданому значенні кута керування з формули (10.1):

$$I_{Ta} = \frac{\sqrt{2} \cdot 380}{2\pi 7,5} (1 + \cos 45^\circ) = 19,42 \text{ А.}$$

Користуючись формулою (10.1), можна побудувати залежність середнього струму тиристора від кута керування. Результати розрахунків подані у табл. 12.9.3, а графік залежності – на рис. 10.1.

12.9.6.3.4. Знайдемо значення діючого струму тиристора для $\alpha = 45^\circ$ за формулою (10.2):

$$I_T = \frac{380}{7,5} \sqrt{\frac{1}{2} \left(1 - \frac{0,785}{\pi} + \frac{\sin 1,57}{2\pi} \right)} = 34,15 \text{ А.}$$

Примітка. Оскільки формули наведено для кута α , поданого у радіанах, то при використанні для розрахунків калькулятора, не забудьте перевести значення кута у радіани і встановити режим обчислень калькулятора у радіанах.

Таблиця 12.9.2 – Основні параметри тиристорів типу T10

| Параметр | Позначення | Тиристор | | | | | | Умови режиму |
|---|------------|---|--------|--------|--------|--------|--------|--|
| | | T10-10 | T10-16 | T10-25 | T10-40 | T10-63 | T10-80 | |
| Повторювана напруга, В (для всіх тиристорів) | U_n | 50; 100; 200; 300; 400; 500; 600; 700; 800; 900; 1000; 1100; 1200 | | | | | | |
| Граничний струм (середнє значення), А | I_{rp} | 10 | 16 | 25 | 40 | 63 | 80 | Штучне охолодження; температура корпусу 85°C |
| Граничний струм з типовим охолоджувачем (середнє значення), А | I_{rpo} | 8 | 10 | 12 | 14 | 20 | 25 | Охолодження природне повітряне; температура оточуючого середовища 25°C |
| Ударний струм, А | I_{yo} | 240 | 240 | 600 | 960 | 1300 | 1500 | Тривалість імпульсу струму 10 мс |
| Порогова напруга, В | U_o | 1,64 | 1,44 | 1,26 | 1,16 | 1,094 | 1,02 | |
| Динамічний опір у відкритому стані, МОм | R_o | 10 | 7 | 6,4 | 4,4 | 1,8 | 1,7 | |
| Вмикаючий струм керування, не більше, А | $I_{кр}$ | 0,15 | 0,15 | 0,15 | 0,15 | 0,15 | 0,15 | При прямій напрузі на тиристорі |
| Вмикаюча напруга керування, не більше, В | $U_{кр}$ | 3 | 3 | 3 | 4 | 4 | 4 | |
| Загальний встановлений тепловий опір, °C/Вт | R_T | 5,9 | 5,3 | 4,9 | 3,69 | 3,5 | 3,4 | З типовим охолоджувачем при природному повітряному охолодженні |

Таблиця 12.9.3 – Середній струм тиристора для різних значень кута керування

| Кут керування, ел. градусів | α | 0 | 30 | 60 | 90 | 120 | 150 | 180 |
|------------------------------------|--------------|-------|-------|-------|-------|------|------|-----|
| Середній струм тиристора, А | I_a | 22,75 | 21,22 | 17,06 | 11,38 | 5,69 | 1,54 | 0 |
| Відносне значення струму тиристора | I_a/I_{a0} | | | | | | | |

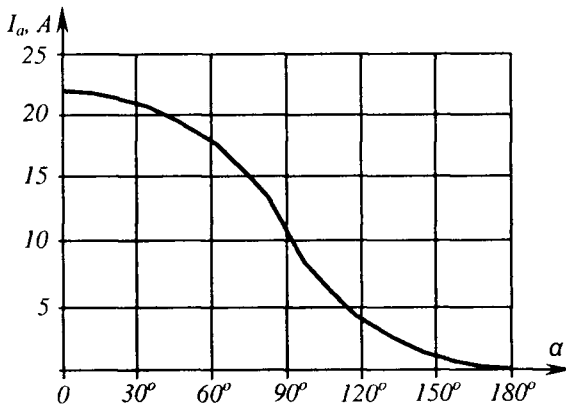


Рис. 12.9.1 – Залежність середнього струму тиристора від величини кута керування

12.9.6.3.5. Використовуючи формули (10.1) та (10.2), знаходимо вираз для коефіцієнта форми струму тиристора

$$F_i(\alpha) = \frac{I_T}{I_{Ta}} = \frac{\pi \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}}}{1 + \cos \alpha}. \quad (12.9.6)$$

Звідси для $\alpha = 45^\circ$ маємо:

$$F_i(\alpha) = \frac{\pi \sqrt{1 - \frac{0,785}{\pi} + \frac{\sin 1,57}{2\pi}}}{1 + \cos 0,785} = 1,76.$$

Знайдемо залежність коефіцієнта форми струму тиристора від кута керування, для чого заповнимо табл. 12.9.4 та за її значеннями побудуємо графік – рис. 12.9.2.

Таблиця 12.9.4 – Коефіцієнт форми струму тиристора для різних значень кута керування

| | | | | | | | | |
|-----------------------------|---------------|---|----|----|----|-----|-----|-----|
| Кут керування, ел. градусів | α | 0 | 30 | 60 | 90 | 120 | 150 | 180 |
| Коефіцієнт форми | $F_i(\alpha)$ | | | | | | | |

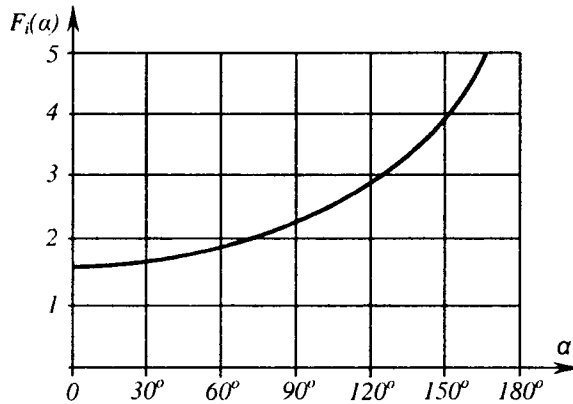


Рис. 12.9.2 – Залежність коефіцієнта форми струму тиристора від величини кута керування

12.9.6.3.6. Знаходимо діюче значення струму навантаження для кута керування $\alpha = 45^\circ$, використовуючи результат розрахунку за пп. 12.9.6.3.4:

$$I_n = \sqrt{2} \cdot 34,15 = 48,15 \text{ А.}$$

12.9.6.3.7. Знайдемо вираз для розрахунку значень діючої напруги на навантаженні залежно від кута керування. Використовуючи формулу (10.2), маємо:

$$U_n(\alpha) = I_n R_n = U_{..} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\alpha}}. \quad (12.9.7)$$

Для $\alpha = 45^\circ$, з урахуванням результату за пп. 12.9.6.3.6, маємо:

$$U_n = 48,15 \cdot 7,5 = 361,13 \text{ В.}$$

За формулою (12.9.7) знайдемо залежність діючої напруги на навантаженні регулятора від кута регулювання, для чого заповнимо табл. 12.9.5 та побудуємо графік – рис. 12.9.3.

Таблиця 12.9.5 – Діючі значення напруги на навантаженні за різних кутів керування

| | | | | | | | | |
|---|-------------------|---|----|----|----|-----|-----|-----|
| Кут керування, електричних градусів | α | 0 | 30 | 60 | 90 | 120 | 150 | 180 |
| Діюче значення напруги на навантаженні, В | $U_n(\alpha)$ | | | | | | | |
| Відносне значення | $U_n/U_n(\alpha)$ | | | | | | | |

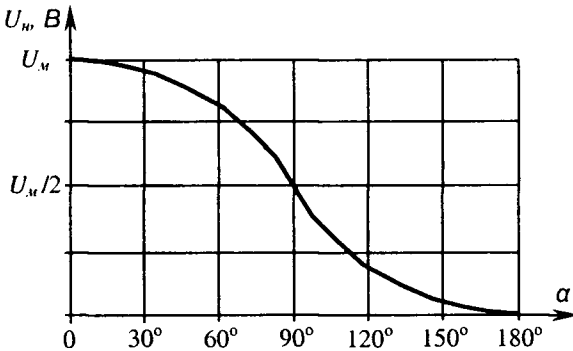


Рис. 12.9.3 – Залежність діючої напруги на навантаженні від кута керування

Аналізуючи графік на рис. 12.9.3, можна дійти висновку, що найефективніше регулювання величини напруги на навантаженні тиристорного регулятора має місце при значеннях кута керування від 30° до 150°.

12.9.6.3.8. Знайдемо потужність, що віддається у навантаження при заданому значенні кута керування $\alpha = 45^\circ$:

$$P_n = I_n U_n = 48,15 \cdot 361,13 = 17388 \text{ Вт} \approx 17,4 \text{ кВт.} \quad (12.9.8)$$

12.9.6.3.9. Знаходимо втрати потужності в тиристорі при заданому куті керування (45°).

Математичний вираз для лінійної апроксимації робочої ділянки вольт-амперної характеристики тиристора має вигляд:

$$u_T = U_0 + i_T R_\theta, \quad (12.9.9)$$

де u_T – миттєві значення напруги на тиристорі,

$$i_T = \frac{\sqrt{2}U}{R_u} (\sin \alpha + \vartheta) \text{ для } 0 < \vartheta < \pi; \quad (12.9.10)$$

$$i_T = 0 \text{ для } \pi < \vartheta < 2\pi. \quad (12.9.11)$$

Тоді втрати потужності в одному тиристорі становитимуть:

$$\Delta P = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} u_T i_T d\vartheta = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_0 i_T d\vartheta + \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} R_{\partial} i_T^2 d\vartheta. \quad (12.9.12)$$

Звідки
$$\Delta P = U_0 I_a + R_{\partial} I_T^2. \quad (12.9.13)$$

Отже для $\alpha = 45^\circ$

$$\Delta P = 1,02 \cdot 19,42 + 1,7 \cdot 10^{-3} \cdot 34,12^2 = 21,78 \text{ Вт}. \quad (12.9.14)$$

При цьому втратами потужності у ланцюгах керування нехтуємо.

12.9.6.3.10. Знаходимо перегрів тиристора при заданому $\alpha = 45^\circ$:

$$\Delta T = R_T \Delta P = 3,4 \cdot 21,78 = 74,05 \text{ }^\circ\text{C}. \quad (12.9.15)$$

Тоді найбільша температура напівпровідникової структури тиристора складе:

$$T_{\text{max}} = T_c + \Delta T = 25 + 74,05 = 99,05 \text{ }^\circ\text{C} < T_{\text{max доп}} = 140^\circ\text{C}, \quad (12.9.16)$$

де T_c – температура оточуючого середовища;

$T_{\text{max доп}}$ – максимально допустима температура нагріву кремнієвої напівпровідникової структури.

12.9.6.3.11. Знаходимо величину опору додаткового резистора у ланцюгу керування тиристора:

$$R_{\text{доб}} = \frac{U_{ж} - U_{\text{кер}}}{I_{\text{кер}}} = \frac{12 - 4}{0,15} = 53,33 \text{ Ом}. \quad (12.9.17)$$

За табл. 12.3.2 вибираємо найближче стандартне значення – 51 Ом.

Потужність, що розсіюється у цьому резисторі:

$$P_{\text{доб}} = R_{\text{доб}} I_{\text{кер}}^2 = 51 \cdot 0,15^2 = 1,15 \text{ Вт}.$$

Із табл. 12.3.4 вибираємо резистор типу С2-33 потужністю 2 Вт.

12.9.6.3.12. Електричну принципову схему розрахованого регулятора наведено на рис. 12.9.4. Елементи, позначені курсивом, забезпечують заводстійкість кіл керування тиристорів (R' , C') та знижують швидкість

зростання напруги на них до безпечного значення (R'' , C''), наприклад, при підмиканні пристрою до мережі.

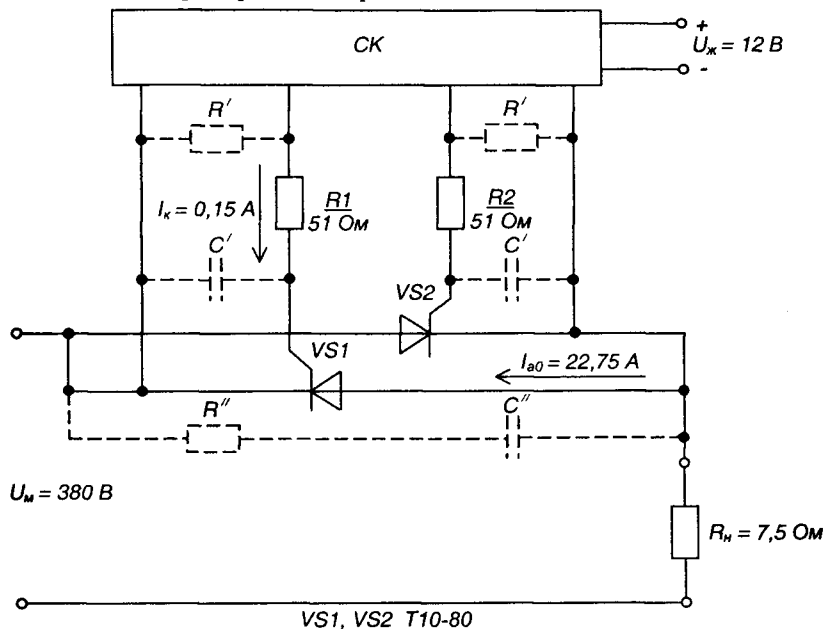


Рис. 12.9.4 – Однофазний регулятор змінної напруги.
Схема електрична принципова



9.7. Контроль запитання

1. Поясніть, для чого призначені тиристорні регулятори напруги змінного струму та як їх класифікують.
2. Поясніть, за якими параметрами вибирають тиристори для регуляторів змінної напруги.
3. Поясніть подібність форми кривих графіків залежностей струму тиристора та напруги на навантаженні від величини кута керування.
4. Поясніть, чим визначаються втрати потужності у відкритому тиристорі.
5. Поясніть, для чого у коло керування тиристора вводиться додатковий резистор.

ДОДАТОК А. ЗМІСТ ПОЯСНЮВАЛЬНОЇ ЗАПИСКИ ДО РОЗРАХУНКУ ЕЛЕКТРОННОГО ПРИСТРОЮ

Пояснювальна записка – це документ, що вміщує опис будови та принципу дії електронного пристрою, який розробляється, а також обґрунтування прийнятих при його розробці технічних та техніко-економічних рішень.

Пояснювальна записка містить:

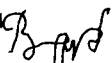
- 1) титульний лист, на якому необхідно вказати (див. рис. А1):
 - а) адміністративну підпорядкованість навчального закладу;
 - б) назву навчального закладу (повну та скорочену);
 - в) назву кафедри, що проводить заняття;
 - г) номер варіанту завдання;
 - д) слово “РОЗРАХУНОК”, після якого повинна йти назва електронного пристрою;
 - е) вид документу – “пояснювальна записка”;
 - ж) номер курсу і групи, прізвище та ініціали виконавця;
 - з) підпис виконавця та дата здачі розрахунку;
 - и) вчене звання (посада), вчена ступінь, прізвище та ініціали викладача;
 - к) назва міста та рік складання документа (приклад виконання титульного листа наведено на рис. А1);
- 2) вступ, у якому наводяться короткі (до 1200 друкованих знаків) загальні відомості про пристрій;
- 3) власне розрахунок, у якому наводяться розрахункові формули з поясненнями змінних, що до них входять, результати обчислень, положення щодо вибору параметрів елементів і режимів роботи та інші, необхідні для розуміння отриманих результатів, дані;
- 4) графічну частину, до якої входить схема електрична принципова електронного пристрою та, за необхідності, його вузлів, графіки залежностей, які були використані при обчисленнях або є результатами обчислень (схеми необхідно виконувати згідно з вимогами державних стандартів і з застосуванням креслярського знаряддя (рекомендується використання радіотехнічного трафарету).

Міністерство освіти і науки України
ХАРКІВСЬКА НАЦІОНАЛЬНА АКАДЕМІЯ МІСЬКОГО ГОСПОДАРСТВА
(ХНАМГ)

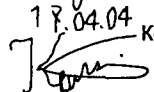
Кафедра електротехніки

Варіант № 21

РОЗРАХУНОК
та аналіз роботи підсилюючих каскадів на операційних підсилювачах (ОП)
(пояснювальна записка)

Виконала: студентка 3 курсу групи ЕТ-17  Вакуленко К. Є.

Прийняв: доцент, канд. техн. наук

 Колонтаєвський Ю. П.
18.04.04
18.04.04

Харків 2004

Рис. А1 – Приклад виконання титульного листа

ПІСЛЯМОВА

Отже Ви, шановний читачу, закінчили ознайомлення з нашим навчальним посібником.

А у ньому було розглянуто:

1) принцип дії, характеристики, параметри та області застосування основних електронних напівпровідникових приладів сучасної промислової електроніки;

2) пристрої інформаційної електроніки, що є основою систем контролю, вимірювання і керування виробничим і технологічним устаткуванням, транспортними засобами та іншими об'єктами: будову і принцип роботи, а також методи розрахунку підсилювачів електричних сигналів змінного та постійного струмів, імпульсних і цифрових пристроїв, виконаних як на дискретних елементах, так і на інтегральних мікросхемах;

3) пристрої енергетичної електроніки (перетворювальної техніки), призначені для живлення електронного обладнання, технологічних і освітлювальних установок та електричного транспорту: будову і принцип роботи, методи розрахунку основних вузлів і параметрів перетворювачів електричного струму, ведених мережею, і автономних – некерованих та керованих випрямлячів, регуляторів безперервної та імпульсної дії, інверторів.

Наведені теоретичні положення було підкріплено вирішенням практичних завдань.

При цьому автори намагалися забезпечити доступність матеріалу і дружність тексту до читача.

Звісно, видання не претендує на вичерпність у висвітленні основ сучасних промислової електроніки і мікросхемотехніки, які до того ж динамічно розвиваються – створюються нові електронні прилади, розробляються схемотехнічні рішення і прийоми, методи розрахунку. Але ми сподіваємося, воно сповна відповідає поставленій меті: забезпечити набуття знань у цій галузі техніки студентами і просто зацікавленими особами, для яких вона не є основою спеціальністю.

Матеріал посібника максимально адаптовано до умов викладання відповідних дисциплін на кафедрі електротехніки Харківської національної академії міського господарства для студентів, які навчаються за напрямками «Електромеханіка» та «Електротехніка».

У другому виданні посібника виправлено виявлені помилки і неточності, допущені у першому, покращено стилістику викладу матеріалу. Воно доповнене відомостями про складені транзистори, вибіркові підсилювачі, мікропроцесорні пристрої, регулятори (переривачі) змінного струму, приклади застосування інверторів із використанням мікроелектронних пристроїв. Для полегшення роботи з посібником до нього додано списки прийнятих скорочень та основних літерних позначень, а також предметний покажчик.

Маємо надію, що отримані Вами знання і навички з побудови схем електронних пристроїв та аналізу процесів, що в них протікають, будуть добрими підвалинами при вирішенні конкретних технічних завдань у Вашій практичній діяльності за основною спеціальністю.

Ваші зауваження та побажання просимо надсилати авторам та видавцям відповідно на адреси:

Харківська національна академія міського господарства,
кафедра електротехніки,
вул. Революції, 12,
м. Харків, Україна, 61002.

Видавництво «Каравела»,
а/с «В 474»,
м. Київ-1, Україна, 01001.

Бажаємо Вам успішно скласти іспити!

Автори та видавці.

РЕКОМЕНДОВАНА ЛІТЕРАТУРА

1. *Електроніка і мікросхемотехніка*: Підручник для студентів вищих навчальних закладів, що навчаються за напрямками «Електромеханіка» та «Електротехніка»: У 4-х т. / В. І. Сенько, М. В. Панасенко, Е. В. Сенько та ін. / За ред. В. І. Сенька. – К.: Обереги, 2000.
2. *Руденко В. С., Ромашко В. Я., Трифонюк В. В.* Промислова електроніка – К: Либідь, 1993. – 432 с.
3. *Забродин Ю. С.* Промышленная электроника. – М.: Высшая школа, 1982. – 384 с.
4. *Горбачев Г. М., Чаплыгин Е. В.* Промышленная электроника. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 320 с.
5. *Красько А. С., Скачко К. Г.* Промышленная электроника. – Минск: Высшая школа, 1984. – 208 с.
6. *Основы промышленной электроники* / Руденко В. С., Сенько В. И., Трифонюк В. В. – К.: Высшая школа, 1985. – 400 с.
7. *Хоровиц П., Хилл У.* Искусство схемотехники: В 3-х т. Пер. с англ. – 4-е изд., перераб. и доп. – М.: Мир, 1993.
8. *Титце У., Шенк К.* Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство / Пер. с нем. – М.: Мир, 1982. – 512 с.
9. *Силовые полупроводниковые приборы*: Справочник / О. Г. Чебовский, Л. Г. Моисеев и др. 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 400 с.
10. *Зельдин Е. А.* Цифровые интегральные микросхемы в информационно-измерительной аппаратуре. – Л.: Энергоатомиздат, 1986. – 280 с.
12. *Гутников В. С.* Интегральная электроника в измерительных устройствах. – Л.: Энергоатомиздат, 1988. – 304 с.
12. *Гершунский Б. С.* Справочник по расчету электронных схем. – К.: Вища школа, 1983. – 240 с.
13. *Резисторы*: Справочник / В. В. Дубровский, Д. М. Иванов, Н. Я. Пратусевич и др. / Под. ред. И. И. Четверикова и В. М. Терехова. 2-е изд., перераб. и доп. – М: Радио и связь, 1991. – 528 с.

14. *Электрические конденсаторы и конденсаторные установки:* Справочник / В. П. Берзан, Б. Ю. Геликман, М. Н. Гравский и др. / Под ред. Г. С. Кучинского. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 656 с.
15. *Полупроводниковые приборы. Транзисторы малой мощности:* Справочник / А. А. Зайцев, А. И. Миркин, В. В. Мокряков и др. / Под ред. А. В. Голомедова. – М.: Радио и связь, 1989. – 384 с.
16. *Полупроводниковые приборы. Транзисторы средней и большой мощности:* Справочник / А. А. Зайцев, А. И. Миркин, В. В. Мокряков и др. / Под ред. А. В. Голомедова. – М.: Радио и связь, 1989. – 384 с.
17. *Цифровые и аналоговые интегральные микросхемы:* Справочник / С. В. Якубовский, Л. И. Ниссельсон, В. И. Кулешова и др. / Под ред. С. В. Якубовского. – М.: Радио и связь, 1989. – 496 с.
18. *Паначевний Б. І., Свергун Ю. Ф. Загальна електротехніка: теорія і практикум.* – К.: Каравела, 2004. – 440 с.

ПРИЙНЯТІ СКОРОЧЕННЯ

| | |
|--------|--|
| АЛП | арифметико-логічний пристрій |
| АОМ | аналогова обчислювальна машина |
| АЧХ | амплітудно-частотна характеристика |
| БТІЗ | біполярний транзистор з ізолюваним затвором |
| ВАХ | вольт-амперна характеристика |
| ВІМС | велика інтегральна мікросхема |
| е.р.с. | електрорушійна сила |
| ЕК | електронний ключ |
| ЕОМ | електронна обчислювальна машина |
| ЗП | запам'ятовуючий пристрій |
| ЗС | засоби сполучення |
| ІМС | інтегральна мікросхема |
| К.З. | режим короткого замикання |
| к.к.д. | коефіцієнт корисної дії |
| К-МОН | логічна схема на комплементарних МОН-транзисторах |
| ЛІ | лічильник імпульсів |
| МВ | мультивібратор |
| МДН | метал-діелектрик-напівпровідник (конструкція польового транзистора) |
| МОН | метал-оксид-напівпровідник (конструкція польового транзистора) |
| МП | мікропроцесор |
| МПП | мікропроцесорний пристрій |
| НЗЗ | негативний зворотний зв'язок |
| НП | напівпровідник |
| ОЗП | оперативний запам'ятовуючий пристрій |
| ОП | операційний підсилювач |
| ПВВ | пристрій вводу-виводу |
| ПЕ | підсилюючий елемент |
| ПЗ | пристрій запам'ятовуючий |
| ПЗЗ | позитивний зворотний зв'язок |
| ПЗП | постійний запам'ятовуючий пристрій |

ПРИЙНЯТІ СКОРОЧЕННЯ

| | |
|------|---|
| ПК | пристрій керування |
| ПЛК | програмований логічний контроллер |
| ПНЧ | підсилювач низької частоти |
| ППС | підсилювач постійного струму |
| ПТ | польовий транзистор |
| Р | робоча точка транзистора (точка спокою) |
| РГР | розрахунково-графічна робота |
| СБ | спільна база |
| СВ | спільний витік |
| СЕ | спільний емітер |
| СЗ | спільний затвор; схема запуску |
| СІТ | транзистор зі статичною індукцією |
| СІФК | система імпульсно-фазового керування |
| СК | спільний колектор |
| СС | спільний стік |
| Х.Х. | режим холостого ходу |
| ЧІР | частотно-імпульсне регулювання |
| ША | шина адреси |
| ШД | шина даних |
| ШІР | широтно-імпульсне регулювання |
| ШК | шина керування |

ОСНОВНІ ЛІТЕРНІ ПОЗНАЧЕННЯ

| | |
|----------------|---|
| $A(\theta)$ | коефіцієнт, залежний від кута відтинання (розрахункова величина випрямлячів з активно-ємнісним навантаженням) |
| $B(\theta)$ | коефіцієнт фазної е.р.с. |
| C | конденсатор |
| C_{κ} | комутуючий конденсатор |
| C_{ϕ} | ємність конденсатора фільтра |
| D | динамічний діапазон підсилювача |
| $D(\theta)$ | коефіцієнт форми струму |
| E | е.р.с. (електрорушійна сила) |
| $E_{\sigma n}$ | напруженість внутрішнього електричного поля p - n переходу |
| E_E | е.р.с. джерела живлення емітерного кола |
| E_{zn} | напруженість зовнішнього електричного поля p - n переходу |
| E_K | е.р.с. джерела живлення колекторного кола |
| $E_{рез}$ | напруженість результуючого електричного поля p - n переходу |
| $e_{вих}$ | додаткова е.р.с. у вихідному колі підсилювача |
| $e_{дж}$ | змінна е.р.с. джерела вхідного сигналу |
| $F(\theta)$ | коефіцієнт максимального струму |
| F_a | активна ширина частотного спектру імпульсу |
| F_i | коефіцієнт струму |
| f | частота |
| f_{θ} | верхня межа частотного діапазону |
| $f_{зр}$ | частота зрізу |
| $f_{н}$ | частота мережі живлення напруги змінного струму |
| f_n | нижня межа частотного діапазону |
| h_{11} | вхідний опір у системі h -параметрів |
| h_{12} | коефіцієнт зворотного зв'язку за напругою у системі h -параметрів |
| h_{21} | коефіцієнт передачі за струмом у системі h -параметрів |
| h_{22} | вхідна провідність у системі h -параметрів |
| I | струм зміщення у вихідному колі підсилювача |
| I_C | струм заряду конденсатора |
| I_{dmax} | максимальне значення струму навантаження фільтра |

| | |
|----------------|--|
| $I_{d\min}$ | мінімальне значення струму навантаження фільтра |
| $I_{dн}$ | номінальне значення струму навантаження фільтра |
| I_d | середнє значення вихідного струму випрямляча |
| $I_{dм}$ | амплітудне значення струму випрямляча |
| I_m | амплітудне значення струму |
| I_a | середнє значення струму через вентиль випрямляча |
| $I_{aм}$ | амплітудне значення струму через вентиль випрямляча |
| $I_{вих}$ | вихідний струм |
| $I_{в.м}$ | струм вмикання |
| $I_{вх}$ | вхідний струм |
| $I_{вх м}$ | амплітуда струму вхідного сигналу |
| $I_{вх п}$ | постійний струм у вхідному колі підсилювача |
| $I_{гр}$ | гранично допустимий струм |
| $I_{д}$ | постійний струм дільника напруги |
| $I_{ст\max}$ | максимальне значення струму стабілізації стабілітрона |
| $I_{ст\min}$ | мінімальне значення струму стабілізації стабілітрона |
| $I_{ст ном}$ | номінальне значення струму стабілізації стабілітрона |
| I_B | струм бази |
| I_{BH} | струм насичення бази |
| I_E | струм емітера |
| I_{E0} | емітерний струм перемикання одноперехідного транзистора |
| I_z | струм западини тунельного діода |
| $I_{зв}$ | середнє значення зворотного струму діода |
| $I_{K\max}$ | максимально допустимий струм колектора |
| I_K | струм колектора |
| $I_{К.з.макс}$ | максимальний струм короткого замикання |
| I_{K0} | початковий (тепловий) зворотний струм колектора у схемі з СБ |
| $I_{кер}$ | струм керування |
| $I_{кер\max}$ | максимально допустимий струм керування |
| I_{KH} | струм насичення колектора |
| I_n | струм піку тунельного діода |
| $I_{ПЕ}$ | струм підсилюючого елемента |
| $I_{пр\max}$ | максимально допустиме середнє значення прямого струму |
| $I_{пр}$ | середнє значення прямого струму |
| $I_{ст\max}$ | максимальний струм стоку |

| | |
|---------------|---|
| I_C | струм стоку |
| $I_{cm\ max}$ | максимальний струм стабілізації |
| $I_{cm\ min}$ | мінімальний струм стабілізації |
| I_{cm} | стале значення струму; струм стабілізації |
| I_{mp} | струм у силовому колі транзистора |
| $I_{y\delta}$ | ударний струм перевантаження |
| I_{ym} | струм утримання |
| I_T | діюче значення струму тиристора |
| I_{T0} | діюче значення струму тиристора, що відповідає куту керування $\alpha = 0$ |
| I_{Ta} | середнє значення струму тиристора |
| I_{Ta0} | середнє значення струму тиристора, що відповідає куту керування $\alpha = 0$ |
| I_{KO}^* | початковий (тепловий) зворотний струм колектора у схемі з СЕ |
| I_{0B} | струм спокою бази |
| I_{0K} | струм спокою колектора |
| I_1 | діючий струм первинної обмотки трансформатора |
| I_2 | діючий струм вторинної обмотки трансформатора |
| i | напівпровідник із власною провідністю (бездомішковий) |
| i_C | миттєві значення струму конденсатора |
| i_a | миттєві значення струму вторинної обмотки трифазного трансформатора фази a |
| i_{ab} | миттєві значення лінійного струму вторинної обмотки трифазного трансформатора фаз ab |
| $i_{вих}$ | змінний вихідний струм |
| $i_{вх}$ | змінний вхідний струм |
| $i_{диф}$ | дифузійний струм $p-n$ переходу |
| $i_{др}$ | дрейфовий струм $p-n$ переходу |
| i_n | миттєві значення струму навантаження |
| i_{np} | прямий струм $p-n$ переходу |
| K_I | коефіцієнт підсилення за струмом |
| K_P | коефіцієнт підсилення за потужністю |
| K_{Uf} | коефіцієнт підсилення за напругою при частоті зрізу |
| K_U | коефіцієнт підсилення за напругою |

| | |
|----------------------|---|
| K_{U0} | найбільший коефіцієнт підсилення за напругою |
| K_{U0II} | коефіцієнт підсилення за напругою операційного підсилювача |
| $K_{зв}$ | коефіцієнт взаємного зв'язку магнітнотзв'язаних дроселів |
| $K_{зг}$ | коефіцієнт згладжування фільтра |
| $K_{зп}$ | коефіцієнт підсилення підсилювача, охопленого зворотним зв'язком |
| K_n | коефіцієнт нелінійних викривлень |
| $K_{n\text{ вих}}$ | коефіцієнт пульсацій на виході фільтра |
| $K_{n\text{ вх}}$ | коефіцієнт пульсацій на вході фільтра |
| K_{II} | коефіцієнт перенапруг |
| K_n | коефіцієнт пульсацій |
| $K_{ст}$ | коефіцієнт стабілізації |
| K_{ϕ} | коефіцієнт фільтрації |
| L | індуктивність; дросель; ширина p - n переходу |
| L_{κ} | комутуючий дросель |
| L_n | індуктивність навантаження |
| L_{ϕ} | індуктивність конденсатора фільтра |
| m | кратність пульсацій випрямленої напруги |
| n | напівпровідник з електронною провідністю; коефіцієнт трансформації |
| P_{1max}, P_{2max} | граничні значення імпульсної потужності |
| P_{max} | максимальна допустима потужність |
| $P_{кермакс}$ | максимальна потужність керування |
| P_d | потужність навантаження випрямляча |
| $P_{заг}$ | загальна потужність, що відбирається від джерела живлення |
| P_i | потужність імпульсу |
| P_K | допустима потужність на колекторі |
| $P_{сер}$ | середня потужність послідовності імпульсів |
| p | напівпровідник із дірковою провідністю |
| Q | цілісність імпульсів |
| R | резистор |
| R' | сумарний опір діодів випрямляча у провідному стані |
| R_L | активний опір дроселя |

| | |
|--------------|---|
| R_y | внутрішній опір випрямляча |
| R_a | приведений до вторинного кола активний опір обмоток трансформатора |
| R_b | опір баластного резистора |
| $R_{вих ОП}$ | вихідний опір операційного підсилювача |
| $R_{вих}$ | вихідний опір |
| $R_{вх ОП}$ | вхідний опір операційного підсилювача |
| r_B | об'ємний опір бази |
| r_{ax} | вхідний опір польового транзистора |
| R_δ | динамічний опір |
| $R_{дж}$ | опір джерела |
| R_{EB} | опір емітерного переходу |
| $R_{зв}$ | зворотний опір діода (у закритому стані) |
| $R_{зз}$ | резистор (опір резистора) зворотного зв'язку |
| R_n | опір навантаження |
| $R_{обм}$ | обмежуючий резистор |
| R_{np} | активний опір з'єднуючих провідників; прямий опір діода (у відкритому стані) |
| R_{PE} | опір регулюючого елемента |
| $R_{ст}$ | статичний опір |
| R_m | опір терморезистора |
| R_ϕ | внутрішній опір фільтра |
| r_i | внутрішній опір польового транзистора |
| r_K | нелінійний опір колекторного переходу у схемі з СБ |
| $r_{K(E)}$ | зворотний опір колекторного переходу |
| r_K^* | нелінійний опір колекторного переходу у схемі з СЕ |
| r_{np} | прямий опір емітерного переходу |
| S | коефіцієнт насичення біполярного транзистора; крутизна стік-затворної характеристики польового транзистора; площа перетину магнітопровода |
| S_1 | потужність первинної обмотки трансформатора |
| S_2 | потужність вторинної обмотки трансформатора |
| S_T | габаритна потужність трансформатора |
| T | абсолютна температура; період |

| | |
|---------------|---|
| T_m | період напруги мережі живлення |
| TV | трансформатор |
| $t_{зан}$ | тривалість запускаючого імпульсу; час запирання тиристора |
| $t_{зр}$ | тривалість зрізу (заднього фронту) імпульсу |
| t_i | тривалість імпульсу |
| t_n | тривалість паузи |
| t_ϕ | тривалість переднього фронту імпульсу |
| U_A | анодна напруга |
| $U_{ББ}$ | міжбазова напруга одноперехідного транзистора |
| $U_{БЕ}$ | напруга між базою та емітером |
| U_a | амплітуда викиду імпульсу |
| $U_{ам}$ | амплітудне значення напруги, прикладеної до вентиля випрямляча |
| $U_{вих max}$ | максимальна вихідна напруга |
| $U_{вих}$ | вихідна напруга; діюче значення вихідної напруги |
| $U_{в.м}$ | напруга вмикання |
| $U_{вх m}$ | амплітуда напруги вхідного сигналу |
| $U_{вх max}$ | максимальна вхідна напруга; верхня межа діапазону вхідних напруг підсилювача |
| $U_{вх min}$ | мінімальна вхідна напруга; нижня межа діапазону вхідних напруг підсилювача |
| $U_{вх n}$ | номінальна вхідна напруга |
| $U_{вх n}$ | постійна напруга у вхідному колі підсилювача |
| $U_{вх}$ | вхідна напруга; діюче значення вхідної напруги |
| $U_{зр}$ | гранична напруга |
| U_E | напруга на емітері відносно нульової точки |
| $U_{еф}$ | ефективне (діюче) значення напруги послідовності імпульсів |
| $U_{ж}$ | напруга живлення |
| $U_{зв max}$ | максимально допустима зворотна напруга |
| $U_{зв}$ | зворотна напруга |
| $U_{зв}$ | напруга між затвором і витоком |
| $U_{зв max}$ | максимальна зворотна і пряма напруга на тиристорі |

| | |
|----------------|---|
| $U_{зз}$ | напруга зворотного зв'язку |
| $U_{з,м0}$ | напруга зміщення нуля операційного підсилювача |
| $U_{зн}$ | зовнішня напруга, прикладена до <i>p-n</i> переходу |
| U_i | амплітуда імпульсу; |
| U_I | напруга на інвертуючому вході операційного підсилювача; |
| U_K | напруга на колекторі відносно нульової точки |
| $U_{X.X.макс}$ | максимальна напруга холостого ходу |
| U_{KB} | напруга між колектором і базою |
| U_{KEmax} | максимально допустима напруга між колектором і емітером |
| U_{KE} | напруга між колектором і емітером |
| $U_{кер}$ | напруга керування |
| $U_{кермакс}$ | максимально допустима напруга керування |
| $U_{.л}$ | діюче значення напруги мережі живлення |
| U_n | діюче значення напруги на навантаженні; |
| U_H | напруга на неінвертуючому вході операційного підсилювача |
| $U_{на}$ | середнє значення напруги на навантаженні |
| $U_{оп}$ | опорна напруга |
| U_n | напруга постійного сигналу зміщення у вихідному колі підсилювача; |
| $U_{IIЕ}$ | напруга на підсилюючому елементі |
| $U_{нор}$ | напруга порогу перемикавання логічного елемента |
| $U_{нр}$ | пряма напруга; напруга пробою <i>p-n</i> переходу |
| U_{CBmax} | максимально допустима напруга між стоком і виток |
| U_{CB} | напруга між стоком і виток |
| U_{cp} | середнє значення напруги послідовності імпульсів |
| $U_{ст}$ | напруга стабілізації |
| $U_{-вих т}$ | напруга негативного насичення операційного підсилювача |
| $U_{+вих т}$ | напруга позитивного насичення операційного підсилювача |
| U_0 | гранична напруга (параметр прямої гілки вольт-амперної характеристики тиристора); порогова напруга; різниця потенціалів між входами операційного підсилювача |
| U_{0K} | напруга спокою колектора |
| U_1 | діюча напруга первинної обмотки трансформатора |

| | |
|---------------|---|
| U_{1m} | амплітудне значення напруги первинної обмотки трансформатора |
| $U_{1\phi}$ | діюча напруга первинної фазної обмотки трифазного трансформатора |
| U_2 | діюча напруга вторинної обмотки трансформатора |
| U_{2m} | амплітудне значення напруги вторинної обмотки трансформатора |
| $U_{2\phi}$ | діюча напруга вторинної фазної обмотки трифазного трансформатора |
| U_{dmax} | максимальна напруга на виході фільтра |
| U_{dmin} | мінімальна напруга на виході фільтра |
| $U_{d\alpha}$ | напруга на виході керованого випрямляча |
| U_{dH} | номінальна напруга на виході фільтра |
| U_d | середня напруга на виході (навантаженні) випрямляча |
| U_{d0} | середня напруга на виході випрямляча без навантаження (при холостому ході) |
| U_{dm} | амплітуда напруги на виході (навантаженні) випрямляча |
| U_m | амплітудне значення напруги |
| $U_{m(1)}$ | амплітуда основної (першої) гармоніки випрямленої напруги |
| u_a | миттєві значення напруги вторинної обмотки трифазного трансформатора фази <i>a</i> |
| u_A | миттєві значення напруги первинної обмотки трифазного трансформатора фази <i>a</i> |
| u_{ab} | миттєві значення лінійної напруги вторинної обмотки трифазного трансформатора фаз <i>ав</i> |
| u_b | миттєві значення напруги вторинної обмотки трифазного трансформатора фази <i>b</i> |
| u_B | миттєві значення напруги первинної обмотки трифазного трансформатора фази <i>b</i> |
| u_c | миттєві значення напруги вторинної обмотки трифазного трансформатора фази <i>c</i> |
| u_C | миттєві значення напруги первинної обмотки трифазного трансформатора фази <i>c</i> |
| $u_{C\phi}$ | миттєві значення напруги на конденсаторі фільтра |
| u_{ca} | миттєві значення лінійної напруги вторинної обмотки трифазного трансформатора фаз <i>ca</i> |

| | |
|------------------|--|
| u_d | миттєві значення напруги на навантаженні випрямляча |
| u_i | напруга імпульсів керування |
| u_{VS} | миттєві значення напруги на тиристорі |
| $u_{кер}$ | миттєві значення напруги керуючого сигналу |
| u_{λ} | лінійно змінювана напруга |
| u_{μ} | миттєві значення напруги мережі живлення |
| u_n | миттєві значення напруги на навантаженні |
| VD | діод |
| VS | тиристор |
| VT | транзистор |
| W_L | енергія, накопичена дроселем |
| W_C | енергія, накопичена конденсатором |
| w_1 | кількість витків первинної обмотки трансформатора |
| w_2 | кількість витків вторинної обмотки трансформатора |
| X_C | опір конденсатора |
| X_L | опір дроселя |
| $X_{екв}$ | еквівалентний опір фільтра |
| $Z_{опт}$ | оптимальне значення комплексного опору |
| α | статичний коефіцієнт передачі струму біполярного транзистора у схемі з СБ; кут керування |
| $\alpha_{в.л.л}$ | кут вимикання |
| $\alpha_{дин}$ | динамічний коефіцієнт передачі струму біполярного транзистора у схемі з СБ |
| $\alpha_{кр}$ | критичний кут керування |
| $\alpha_{п}$ | поточне значення кута керування |
| β | статичний коефіцієнт передачі струму біполярного транзистора у схемі з СЕ |
| $\beta_{дин}$ | динамічний коефіцієнт передачі струму біполярного транзистора у схемі з СЕ |
| γ | коефіцієнт заповнення |
| δ | кут, на який збільшується провідність тиристора при активно-індуктивному навантаженні |
| ΔU | нерівномірність вершини імпульсу; напруга розузгодження |

| | |
|-------------------|---|
| $\Delta U_{вих}$ | зміни напруги на виході стабілізатора |
| $\Delta U_{вх}$ | зміни напруги на вході стабілізатора |
| ΔU_{PE} | падіння напруги на регулюючому елементі |
| η | к.к.д. (коефіцієнт корисної дії) |
| θ | кут відтинання |
| λ | коефіцієнт нелінійних викривлень; кут провідності |
| ρ | хвильовий опір контуру |
| τ | стала часу |
| $\tau_{вим}$ | час вимикання тиристора |
| $\tau_{вм}$ | час вмикання тиристора |
| $\tau_{зар}$ | стала часу заряду |
| Φ | фазовий зсув |
| $\Phi_{вих}$ | фаза вихідного сигналу |
| $\Phi_{вх}$ | фаза вхідного сигналу |
| Φ_k | потенціальний бар'єр (контактна різниця потенціалів) <i>p-n</i> переходу |
| $\Phi_{рез}$ | результуюча різниця потенціалів <i>p-n</i> переходу |
| χ | коефіцієнт зворотного зв'язку |
| ω | кругова частота |
| ω_{σ} | верхня межа частотного діапазону (кругова частота) |
| ω_n | нижня межа частотного діапазону (кругова частота) |
| ϑ | кутова величина, що дорівнює $\omega t = 2\pi f t$ |
| $(di/dt)_{крит}$ | допустима (критична) швидкість зростання прямого струму тиристора |
| $(du/dt)_{крит}$ | допустима (критична) швидкість зростання напруги на закритому тиристорі |

ПРЕДМЕТНИЙ ПОКАЖЧИК

- Алгебра Буля 155
- Алгоритм 190
- Арифметико-логічний пристрій 191
- Асемблер 199
- АЦП 183
- База 30
- Баланс ОП 119
- Безтрансформаторний
- випрямляч 313
 - вихідний каскад 103
- Блокінг-генератор 149
- двотактний 151
 - чекаючий 151
- БТІЗ 50
- Варикап 28
- Варистор 23
- Вентильні властивості 21
- Випрямляч 206
- безтрансформаторний 313
 - двопівперіодний 208
 - двополярний 216
 - двотактний 208
 - з багатократним перетворенням 313
 - керований 244
 - однопівперіодний 210
 - одноктний 208
 - однофазний
 - – з нульовим виводом 209, 211
 - – мостовий 209, 215
- прецизійний 129
 - трифазний 217
 - – з нульовим виводом (схема Міткевича) 209, 217
 - – мостовий (схема Ларіонова) 209, 220
- Витік 45
- Вмикання
- *p-n* переходу
 - – зворотне 20
 - – пряме 20
 - транзистора 32
 - – зі спільною базою (з СБ) 32
 - – зі спільним емітером (з СЕ) 32
 - – зі спільним колектором (з СК) 32
- Вузол порівняння 258
- Генератор
- пилкоподібної напруги 256
 - Ройєра 151
- Генерація пар носіїв 17
- Геркон 294
- Дарлінгтона схема 42
- Дешифратор 156
- двійковий 156
 - двійково-десятковий 156
 - двійково-семисегментний 157
- Динамічний діапазон підсилувача 98, 70

- Диністор 52
Диференціатор на ОП 126
Діод
– випрямний 25
– напівпровідниковий 25
– світло- 27
– тунельний 27
– фото- 27
Дірка 17
Драйвер 297, 319
Дрейф нуля 108

Електромагнітна сумісність 232, 316
Електрон 17
Електроніка 9
– енергетична 10
– інформаційна 10
– промислова 9
Емітер 30

Заповнення частотне 288
Засоби сполучення 195
Затвор 45
Зв'язок зворотний 92
– негативний 95
– позитивний 96
Змінна двійкова (логічна) 155
Зміщення
– коло 74
– напруга 74
Зсув фаз 277

Імпульс 133
Інвертор
– автономний 300
– ведений мережею 314
– напруги 301
– – однофазний півмостовий 304
– на повністю керованих
НП приладах 307
– струму 300
– – однофазний із транс-
форматорним виходом 302
Інтегратор на ОП 126
Інтерфейс 194

Каскад
– підсилюючий 69
– попереднього підсилення 78
– – з СБ 86
– – з СВ 88
– – з СЕ 78
– – з СК 84
– – з СС 90
– – на польових
МДН-транзисторах 92
Ключ 135
– діодний 135
– електромеханічний 135
– електронний 272
– керований 270
– регульований 271
– типу контактора 270
– типу “тиристор-діод” 274
– типу “тиристор-тиристор” 273
– транзисторний 136
Коефіцієнт
– насичення 41
– нелінійних викривлень 98, 317
– передачі струму 31

- Кола формування імпульсів 136
- Колектор 30
- Компаратор
- на ОП 127
 - цифровий 265
- Контроллер
- багатоплатний 201
 - одноплатний 202
 - логічний програмований 201
- Корекція
- АЧХ ОП 118
 - нуля ОП 118
- Кратність пульсацій 208
- Кут
- відтинання 74
 - вимикання 274
 - керування 57, 247, 273
 - критичний 278
 - провідності 273
- Ланцюжок
- диференціюючий 136
 - інтегруючий 137
- Лінія навантаження 40
- Лічильник імпульсів 178
- віднімаючий 178
 - двійково-десятковий 180
 - паралельний 180
 - підсумовуючий 178
 - послідовний 179
 - простий 178
 - реверсивний 178
- Логіка
- жорстка 190
 - програмна 193
- Магістраль системна 195
- Масштаб часу реальний 200
- Математична логіка 155
- Метод регулювання 244
- імпульсний 245
 - комбінований 246
 - фазо-імпульсний 247
 - частотно-імпульсний 245
 - широтно-імпульсний 245
- Мікроелектроніка 10
- Мікрокоманда 199
- Мікрооперація 199
- Мікропроцесор 190
- Мікропроцесора
- потужність 201
- Мікросхема інтегральна 62
- аналогова 64
 - велика 12
 - гібридна 62
 - логічна 64
 - напівпровідникова 64
 - цифрова 64
- Мікросхемотехніка 10
- Мінімізація функцій 174
- Мнемоніка 199
- Мнемонік список 200
- Мультивібратор 138
- з відтинаючими діодами 143
 - з колекторно-базовими зв'язками 139
 - на ОП 144
 - на таймері 188
 - на цифрових елементах 184
 - чекаючий 145
- Мультиплексор 177

- Навантаження динамічне 117
- Напівпровідники 16
- з дірковою провідністю (*p*-типу) 18
 - з електронною провідністю (*n*-типу) 18
- Напруга
- зміщення нуля ОП 120
 - порогу перемикання 185
- Носії заряду 18
- дірка 17
 - електрон 17
 - неосновні 18
 - основні 18
- Нульовий вивід 211
- Нуль-орган 128
- Одновібратор
- на ОП 147
 - на таймері 188
 - на транзисторах 145
 - на цифрових елементах 186
- Опір від’ємний 54
- Переривач змінного струму 270
- Перетворювач
- електромагнітний індуктивно-ємнісний (схема Бушера) 242
 - струму у напругу 124
- Перехід
- *p-n* 19
 - електронно-дірковий 20
- Підсилювач електричних сигналів електронний 67
- багатокаскадний 96
 - балансний 111
 - вибірковий 68, 105
 - диференційний 113
 - з подвійним перетворенням 114
 - змінного струму
 - – з резистивно-ємнісними зв’язками 96
 - – з трансформаторними зв’язками 100
 - інвертуючий на ОП 121
 - напруги 68
 - неінвертуючий на ОП 123
 - низької частоти 68
 - операційний (ОП) 114
 - постійного струму 108
 - потужності 68
 - потужності імпульсний 259
 - прямого підсилення з безпосередніми зв’язками 109
 - резонансний 106
 - струму 68
- Підсилювач-формувавч 286
- Повністю керовані напівпровідникові прилади 308
- Повторювач
- смітерний 84
 - інвертуючий на ОП 122
 - неінвертуючий на ОП 123
- Подвоювач напруги 216
- Подія 155
- істинна 155
 - хибна 155
- Позистор 24
- Потенціальний бар’єр 19
- Правила де Морганна 173

Пристрій

- арифметико-логічний 191
- запам'ятовуючий 191
- - оперативний 195
- - постійний 195
- вводу-виводу 191
- імпульсний 132
- керування 191
- цифровий
- мікроелектронний 172
- мікропроцесорний 194

Пристрої

- комбінаційні 155
- послідовнісні 155
- цифрові 155

Пробій p - n переходу

- електричний 22
- тепловий 22

Програма

- вихідна 200
- машинна 198
- об'єктна 200
- ретранслятор 199

Пропуск вмикання 278

Процесор 191

Процесора структура 191

Регістри 182

Регулятор

- змінного струму 270
- - однофазний 272
- напруги 207
- - однофазний 57, 248
- - трифазний симетричний 279
- статичний 248
- фазоімпульсний 248

Режим роботи

- мультивібратора 139
- - автоколивальний 139
- - синхронізації 139
- - чекаючий 139
- підсилювача 73
- - класу АВ 74
- - класу А 73
- - класу В 73
- - класу С 74
- - спокою 72, 73
- насичення 41
- транзистора
- - активний
- (підсилювальний) 40, 41
- - відтинання 40
- - насичення 39
- - ключовий 40

Резистори

- напівпровідникові 23
- - лінійні 23
- - нелінійні 23

Робоча точка 41

Розбаланс ОП 119

Сигнал синфазний 113

Симістор 58

Система

- числення
- - двійкова 155, 193
- - десяткова 193
- - шістнадцяткова 198
- команд 200
- мікропроцесорна 194

СІТ-транзистор 48

СІФК 250

- резистивно-ємнісна 261
- Спосіб керування
 - вертикальний 253
 - горизонтальний 251
 - цифровий 265
- Стабілізатор
 - компенсацийний 238
 - – паралельного типу 238
 - – послідовного типу 238
 - напруги 207
 - параметричний 235
 - струму 241
- Стабілізація температурна 76
- Стабілітрон 26
- Стік 45
- Струмове дзеркало 116
- Суматор на ОП
 - інвертуючий 124
 - неінвертуючий 125
- Схема
 - Бушера 242
 - вентиля 206
 - вмикання
 - – з виведеною нейтраллю 279
 - – з ізольованою нейтраллю 279
 - – ОП типова 118
 - запуску 285
 - магістральна 195
- Таблиця
 - істинності 156
 - переходів 166
- Таймер 187
- Термістор 24
- Терморезистор 24
- Тиристор 52, 55
 - двоопераційний 59
 - електростатичний 60
 - запірний 60
 - з МОН-керуванням 60
 - оптронний 59
 - фото- 59
- Тетрада 199
- Тиристора комутація
 - невимушена 56
 - примусова 56
- T-подібна фізична модель 39
- Транзистор 28
 - *n-p-n* типу 30
 - *p-n-p* типу 30
 - біполярний 29
 - – з ізольованим затвором (БТІЗ) 50
 - МДН 49
 - МОН 49
 - одноперехідний 43
 - польовий 44
 - – з ізольованим затвором 49
 - – з керуючим *p-n* переходом 45
 - СІТ 49
 - складений 42
 - уніполярний 44
 - IGBT 50
- Транзистора характеристики
 - вихідні 33
 - входні 33
 - динамічна (лінія навантаження) 40
 - керування 33
 - перехідні 33
 - статичні 33

- Трансформатор 206
- Тригер 162
- D 168
 - JK 170
 - RS 167
 - T 164, 169
 - асинхронний 166
 - симетричний 162
 - синхронний 166
 - у інтегральному виконанні 165
 - Шмітта 145
- Тригера
- вхід
 - – імпульсний 168
 - – інверсний 167
 - – інформаційний 166
 - – прямиий 167
 - – потенціальний 167
 - – синхронізації (тактовий) 166
 - вихід
 - – інверсний 166
 - – прямиий 166
 - стан 166
 - – невизначений 166
 - – нульовий 166
 - – одиничний 166
- Триністор 55
- Фільтр
- “дірка” 225
 - ємнісний 224
 - завадоподавляючий 318
 - згладжуючий 206
 - індуктивний 223
 - “пробка” 225
 - резонансний 225
- Фоторезистор 24
- Функціонально повна система логічних елементів 172
- Функція
- двійкова (логічна, перемикальна) 155
 - заперечення (НІ) 156
 - АБО 156, 157
 - І 156, 157
 - АБО-НІ 157, 158
 - І-НІ 157, 158
 - стрілка Пірса 157, 172
 - штрих Шеффера 157, 172
- Характеристика
- вольт-амперна (ВАХ) 21
 - вихідна 33
 - вхідна 33
 - – керуючого переходу тиристора 289
 - амплітудна 70
 - амплітудно-частотна (АЧХ) 71
 - випрямляча зовнішня 210, 234
 - керування 275
 - регульовальна 210, 276
- ЦАП 183
- Шиклаї схема 43
- Шина
- адреси 195
 - даних 195
 - керування 196
- Шуми підсилювача 99
- h - параметрів система 38

**Серія «Вища освіта в Україні»
Заснована в 1999 р.**

Навчальне видання

**КОЛОНТАЄВСЬКИЙ Юрій Павлович,
СОСКОВ Анатолій Георгійович**

ПРОМИСЛОВА ЕЛЕКТРОНІКА ТА МІКРОСХЕМОТЕХНІКА: теорія і практикум

Керівник видавничих проектів Ю. В. Піча
Літературний редактор А. І. Гедзь
Редактор-коректор Н. М. Денисенко
Комп'ютерна верстка В. С. Гарвона

Здано на складання 20.12.2003 р. Підписано до друку 17.01.2004 р.
Формат 60x84/16. Папір офсетний №1. Гарнітура Times. Друк офсетний.
Ум. друк. арк. 27,0. Обл.-вид.арк 28,3. Наклад 12000 прим. (1-й завод 1-3000).
Зам. № 4-26.

Видавництво «Каравела»
а/с № «В 474», м. Київ-1, 01001, Україна.
Свідоцтво про внесення до Державного реєстру суб'єктів видавничої справи:
ДК, №56, від 19.05.2000 р.

Віддруковано з готових діапозитивів
на ВАТ «Білоцерківська книжкова фабрика»,
вул. Леся Курбаса, 4, м. Біла Церква, 09117, Україна.
Свідоцтво про внесення до Державного реєстру суб'єктів видавничої справи:
ДК, № 567, від 14.08.2001 р.