

Міністерство освіти і науки України
Таврійський державний агротехнологічний університет

С.О. КВІТКА

ЕЛЕКТРОНІКА ТА МІКРОСХЕМОТЕХНІКА

ПІДРУЧНИК

Мелітополь, 2019

С.О. КВІТКА

ЕЛЕКТРОНІКА ТА МІКРОСХЕМОТЕХНІКА

**Міністерство освіти і науки України
Таврійський державний агротехнологічний університет**

С. О. КВІТКА

ЕЛЕКТРОНІКА ТА МІКРОСХЕМОТЕХНІКА

ПІДРУЧНИК

*Рекомендовано Вченою радою
Таврійського державного агротехнологічного університету
як підручник для підготовки здобувачів ступеня вищої освіти
«Бакалавр» зі спеціальності 141 «Електроенергетика,
електротехніка та електромеханіка»*

**Мелітополь
2019**

УДК 621.38 (075)
К 32

*Гриф надано Вченою радою
Таврійського державного агротехнологічного університету
(протокол №10 від «23» квітня 2019 р.)*

Укладач: Квітка С.О.

Рецензенти:

Островець М.Я., доктор технічних наук, професор, завідувач кафедри «Теоретична електротехніка», Національний технічний університет України «Київський політехнічний університет імені Ігоря Сікорського»

Тиховод С.М., доктор технічних наук, доцент, завідувач кафедри «Теоретична і загальна електротехніка», Запорізький національний технічний університет

Діордієв В.Т., доктор технічних наук, професор, завідувач кафедри «Електроенергетика і автоматизація», Таврійський державний агротехнологічний університет

Квітка С.О.

К32 Електроніка та мікросхемотехніка: підручник / Квітка С.О. – Мелітополь: Видавничо-поліграфічний центр «Люкс», 2019. – 223 с.

ISBN 978-617-7218-71-4

У підручнику розглянуто фізичні основи роботи і характеристики напівпровідникових приладів; принципи побудови та функціонування електронних пристроїв інформаційної електроніки: підсилювачів електричних сигналів змінного і постійного струмів, операційних підсилювачів, генераторів гармонійних коливань та імпульсних сигналів, імпульсних і цифрових пристроїв, виконаних на базі напівпровідникових приладів та інтегральних мікросхем; пристроїв енергетичної електроніки: випрямлячів, згладжувальних фільтрів, стабілізаторів напруги і стабілізаторів струму, керованих випрямлячів, автономних і ведених мережею інверторів, конверторів.

Підручник призначений для студентів вищих навчальних закладів, які навчаються за спеціальністю 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка». Може бути корисним для науково-педагогічних працівників навчальних закладів вищої освіти III-IV рівнів акредитації за відповідною спеціальністю.

© Квітка С.О.

© «Таврійський державний
агротехнологічний
університет», 2019

ЗМІСТ

ПЕРЕДМОВА	8
РОЗДІЛ 1. ФІЗИЧНІ ОСНОВИ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ПРИЛАДІВ	9
1.1 Напівпровідникові матеріали	9
1.2 Електронно-дірковий перехід (<i>p-n</i> -перехід)	13
<i>Контрольні запитання до розділу 1</i>	19
РОЗДІЛ 2. НАПІВПРОВІДНИКОВІ РЕЗИСТОРИ	20
2.1 Варистори	20
2.2 Терморезистори	22
2.3 Тензорезистори	24
2.4 Фоторезистори	25
<i>Контрольні запитання до розділу 2</i>	27
РОЗДІЛ 3. НАПІВПРОВІДНИКОВІ ДІОДИ	28
3.1 Випрямні діоди	30
3.2 Стабілітрони	34
3.3 Тунельні і зворотні діоди	35
3.4 Варикапи	37
3.5 Діоди Шоттки	38
3.6 Розрахунок електричних кіл з напівпровідниковими діодами	40
<i>Контрольні запитання до розділу 3</i>	44
РОЗДІЛ 4. ПЕРЕМИКАЮЧІ ПРИЛАДИ	45
4.1 Диністори	46
4.2 Триністори	47
4.3 Симістори	49
4.4 Повністю керовані тиристори (ГТО)	50
4.5 Одноперехідні транзистори	51
<i>Контрольні запитання до розділу 4</i>	54
РОЗДІЛ 5. БІПОЛЯРНІ ТРАНЗИСТОРИ	55
5.1 Конструкція і принцип дії	55
5.2 Схеми увімкнення біполярних транзисторів	59
5.3 Статичні характеристики біполярних транзисторів	59
5.4 Основні параметри біполярних транзисторів	62
5.5 Режими роботи біполярних транзисторів	63
5.6 Підсилювальний каскад на біполярному транзисторі	64
5.7 Розрахунок електричних кіл з біполярними транзисторами	65
<i>Контрольні запитання до розділу 5</i>	67
РОЗДІЛ 6. ПОЛЬОВІ ТРАНЗИСТОРИ	68
6.1 Польові транзистори з керуючим <i>p-n</i> -переходом	69
6.2 Польові транзистори з ізольованим затвором	72

6.3 Схеми увімкнення польових транзисторів	76
6.4 Підсилювальний каскад на польовому транзисторі	76
6.5 Розрахунок електричних кіл з польовими транзисторами	79
<i>Контрольні запитання до розділу 6</i>	80
РОЗДІЛ 7. СИЛОВІ НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПРИЛАДИ	81
7.1 Біполярні транзистори з ізольованим затвором (IGBT)	81
7.2 IGBT- модулі	85
7.3 Польові транзистори із статичною індукцією (SIT)	86
7.4 Порівняльна характеристика силових напівпровідникових приладів	88
<i>Контрольні запитання до розділу 7</i>	89
РОЗДІЛ 8. НАПІВПРОВІДНИКОВІ ДЖЕРЕЛА І ПРИЙМАЧІ ОПТИЧНОГО ВИПРОМІНЮВАННЯ	90
8.1 Світлодіоди	91
8.2 Фотодіоди	93
8.3 Фототранзистори	95
8.4 Фототиристри	97
8.4 Оптопари (оптрони)	98
<i>Контрольні запитання до розділу 8</i>	100
РОЗДІЛ 9. ІНТЕГРАЛЬНІ МІКРОСХЕМИ (ІМС)	101
9.1 Гібридні ІМС	102
9.2 Напівпровідникові ІМС	102
9.3 Цифрові та аналогові ІМС	102
<i>Контрольні запитання до розділу 9</i>	103
РОЗДІЛ 10. ПІДСИЛЮВАЧІ ЕЛЕКТРИЧНИХ СИГНАЛІВ	104
10.1 Загальні відомості про підсилювачі	104
10.2 Принцип побудови підсилювальних каскадів	107
10.3 Підсилювачі на біполярних транзисторах	108
10.3.1 Підсилювальний каскад на біполярному транзисторі за схемою із спільним емітером	109
10.3.2 Підсилювальний каскад на біполярному транзисторі за схемою із спільним колектором (емітерний повторювач)	113
10.3.3 Режими роботи підсилювачів на біполярних транзисторах	114
10.3.4 Способи забезпечення режиму спокою	114
10.4 Підсилювачі на польових транзисторах	116
10.4.1 Підсилювальний каскад на польовому транзисторі з керуючим <i>p-n</i> -переходом	117
10.4.2 Підсилювальний каскад на польовому МДН- транзисторі з індукованим каналом	119
10.4.3 Підсилювальний каскад на польовому МДН- транзисторі з вбудованим каналом	120
10.5 Багатокаскадні підсилювачі	121

10.6 Зворотні зв'язки в підсилювачах	122
10.6.1 Види зворотних зв'язків в підсилювачах	122
10.6.2 Вплив зворотного зв'язку на коефіцієнт підсилення та вхідний опір підсилювального каскаду	123
10.7 Підсилювачі потужності	124
10.7.1 Однотактний трансформаторний підсилювач потужності	125
10.7.2 Основні параметри підсилювачів потужності	127
10.8 Підсилювачі постійного струму	128
10.8.1 Підсилювачі постійного струму на транзисторах	129
10.8.2 Операційні підсилювачі	132
<i>Контрольні запитання до розділу 10</i>	138
РОЗДІЛ 11. ГЕНЕРАТОРИ СИНУСОЇДАЛЬНИХ КОЛИВАНЬ	140
11.1 Структурна схема генератора синусоїдальних коливань	140
11.2 LC- генератори	141
11.3 RC- генератори	142
<i>Контрольні запитання до розділу 11</i>	145
РОЗДІЛ 12. ІМПУЛЬСНІ ПРИСТРОЇ	147
12.1 Види і параметри імпульсних сигналів	147
12.2 Ключовий режим роботи біполярних транзисторів	148
12.3 Формування імпульсів RC- колами	151
12.3.1 Диференціюючі RC- кола	151
12.3.2 Інтегруючі RC- кола	152
12.4 Логічні елементи	153
12.4.1 Основні логічні перетворення імпульсних сигналів	153
12.4.2 Логічні елементи	154
12.4.3 Логічні елементи в інтегральному виконанні	157
12.5 Тригери	158
12.5.1 Класифікація тригерів	158
12.5.2 Асинхронні RS- тригери	159
12.5.3 D- тригери	160
12.5.4 T- тригери	161
12.5.5 Універсальні JK- тригери	162
12.6 Компаратори	163
12.6.1 Компаратор на операційному підсилювачі	163
12.6.2 Компаратор з додатним зворотним зв'язком (тригер Шмітта)	164
12.7 Автоколивальні мультивібратори	166
12.8 Одновібратори	169
12.9 Генератори лінійно змінюваної напруги (ГЛН)	171
<i>Контрольні запитання до розділу 12</i>	174

РОЗДІЛ 13. ПРИСТРОЇ ДЛЯ РЕГУЛЮВАННЯ І ПЕРЕТВОРЕННЯ ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇ	176
13.1 Однофазні випрямлячі змінного струму	176
13.1.1 Однофазний однопівперіодний випрямляч	177
13.1.2 Однофазний двопівперіодний випрямляч з нульовим виводом	178
13.1.3 Однофазний мостовий випрямляч	180
13.2 Згладжувальні фільтри	181
13.2.1 Класифікація згладжувальних фільтрів	181
13.2.2 Ємнісний фільтр	182
13.2.3 Індуктивний фільтр	183
13.2.4 <i>G</i> - подібні фільтри	183
13.2.5 <i>L</i> - подібні фільтри	184
13.2.6 Електронні згладжувальні фільтри на транзисторах	185
13.3 Випрямлячі з множенням напруги	186
13.4 Стабілізатори	187
13.4.1 Класифікація стабілізаторів	187
13.4.2 Параметричні стабілізатори	188
13.4.3 Компенсаційні стабілізатори	190
13.4.4 Інтегральні стабілізатори напруги	193
13.4.5 Імпульсні стабілізатори напруги	195
13.4.6 Стабілізатори струму	196
13.4.7 Основні параметри стабілізаторів	197
13.5 Трифазні випрямлячі	197
13.5.1 Трифазний однопівперіодний випрямляч з нульовим виводом	197
13.5.2 Трифазний двопівперіодний мостовий випрямляч	200
13.6 Керовані випрямлячі	202
13.6.1 Методи регулювання величини напруги постійного струму	202
13.6.2 Однофазний двопівперіодний керований випрямляч з нульовим виводом трансформатора	206
13.7 Системи імпульсно-фазового керування (СІФК)	208
13.7.1 Загальні положення	208
13.7.2 СІФК з горизонтальним керуванням	209
13.7.3 СІФК з вертикальним керуванням	210
13.7.4 СІФК з цифровим керуванням	212
<i>Контрольні запитання до розділу 13</i>	214
РОЗДІЛ 14. ІНВЕРТОРИ І КОНВЕРТОРИ	216
14.1 Автономні інвертори	216
14.1.1 Призначення і класифікація	216
14.2 Інвертори, ведені мережею	217
14.3 Конвертори	219
<i>Контрольні запитання до розділу 14</i>	221
СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ	222

ПЕРЕДМОВА

Електроніка – це галузь науки і техніки, що вивчає фізичні явища в напівпровідникових елементах, електричні характеристики та параметри напівпровідникових приладів, властивості пристроїв і систем, які побудовані на їх базі.

Електроніка має важливе значення у вирішенні сучасних завдань енергетики у виробництві. Вона посідає одне з перших місць при контролі технологічних параметрів, управлінні різноманітними технологічними процесами, керуванні технічними системами з електроприводами, прийнятті і передачі інформації.

Розвиток сучасної електроніки нерозривно пов'язаний з досягненнями мікроелектроніки, яка, в свою чергу, базується на інтегральній технології. Остання дозволила отримувати вузли електронних пристроїв, перш за все, електронно-обчислювальної та інформаційно-вимірювальної техніки, а також пристроїв автоматики, в мікровиконанні – у вигляді інтегральних мікросхем.

Питаннями побудови електронних пристроїв на інтегральних мікросхемах займається мікросхемотехніка.

Електронні елементи сучасних електронних пристроїв виготовляються промисловістю двох видів: 1) у вигляді окремих дискретних компонентів (діодів, транзисторів, тиристорів та ін.); 2) у вигляді мікросхем (інтегральних схем), в яких з одному корпусі в один функціональний вузол об'єднано ряд окремих елементів, виконаних, як правило, на одному кристалі напівпровідника.

Елементи першого виду використовуються переважно в силових ланках автоматики, які менш складні за схемотехнікою, а також у малострумних ланках для узгодження окремих мікросхем, коректування характеристик деяких пристроїв та ін.

Сфера використання елементів другого виду – складні функції логічного, арифметичного та аналітичного типу. До елементів цього виду належать прості логічні мікросхеми, тригери, регістри, шифратори і дешифратори, лічильники, цифроаналогові та аналоговоцифрові перетворювачі, мікропроцесори, мікроконтролери однокристалного типу та ін.

У підручнику розглянуто фізичні основи роботи і характеристики напівпровідникових приладів; принципи побудови та функціонування електронних пристроїв інформаційної електроніки: підсилювачів електричних сигналів змінного і постійного струмів, операційних підсилювачів, генераторів гармонійних коливань та імпульсних сигналів, імпульсних і цифрових пристроїв, виконаних на базі напівпровідникових приладів та інтегральних мікросхем; пристроїв енергетичної електроніки: випрямлячів, згладжувальних фільтрів, стабілізаторів напруги і стабілізаторів струму, керованих випрямлячів, автономних і ведених мережею інверторів, конверторів.

Підручник призначений для студентів вищих навчальних закладів, які навчаються за спеціальністю 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка». Автор сподівається, що наведений матеріал допоможе студентам

краще засвоїти курс дисципліни «Електроніка та мікросхемотехніка». Може бути корисним для науково-педагогічних працівників навчальних закладів вищої освіти за відповідною спеціальністю.

РОЗДІЛ 1

ФІЗИЧНІ ОСНОВИ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ПРИЛАДІВ

1.1 Напівпровідникові матеріали

Всі тверді речовини за своїми електричними властивостями розділяють на провідники, напівпровідники та діелектрики.

Напівпровідники займають за електропровідністю проміжне положення між металами (провідниками електричного струму) і діелектриками. Питомий електричний опір провідників складає $\rho = 10^{-4}$ Ом·см, напівпровідників – $\rho = 10^{-4} \dots 10^{10}$ Ом·см, діелектриків – $\rho = 10^{10}$ Ом·см і вище.

Для виготовлення напівпровідникових приладів в даний час використовують крім германію і кремнію деякі хімічні сполуки, наприклад арсенід галію, окисел титану, антимонід індію, фосфід індію та ін. Найчастіше застосовують кремній і германій.

Германій і кремній – елементи четвертої групи періодичної системи Д.І. Менделєєва, тобто є чотиривалентними елементами. У валентній зоні кожного атома германію і кремнію є по чотири валентні електрони. Германій і кремній мають атомні кристалічні решітки. Зв'язок між атомами в таких решітках парноелектронний або ковалентний. Кожен атом в них пов'язаний з сусіднім двома електронами – по одному від кожного атома.

Схематичне зображення кристала германію на площині показано на рисунку 1.1.

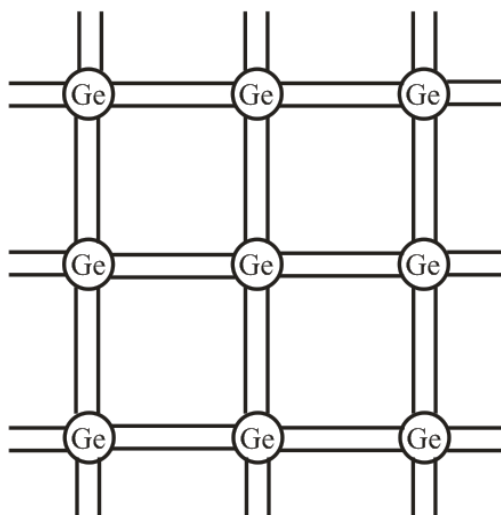


Рисунок 1.1 – Кристалічна решітка кристала германію

Кожен атом в монокристалі германію оточений чотирма сусідніми атомами, з якими він зв'язаний парноелектронними зв'язками. В результаті валентна оболонка кожного атома має вісім електронів, тобто виявляється повністю заповненою. У такому кристалі всі валентні електрони зв'язані між собою міцни-

ми парноелектронними зв'язками. Вільних електронів, які могли б брати участь в перенесенні зарядів, немає.

Чисті напівпровідники при нулі абсолютної температури ($T = 0 \text{ K}$) є ідеальними діелектриками. Проте в нормальних умовах, при кімнатній температурі, деякі валентні електрони кристалічної решітки отримують енергію, достатню для розриву ковалентного зв'язку, тобто для переходу електрона з валентної зони в зону провідності. Внаслідок розриву одного парноелектронного зв'язку утворюються два носії заряду: електрон і дірка. Незаповнений електронний зв'язок в кристалічній решітці напівпровідника називається діркою. Дірка має позитивний заряд, по абсолютній величині рівний заряду електрона, і, отже, є носієм позитивного заряду.

Дірка може бути заповнена електроном, що відірвався від сусіднього атома. Процес заповнення електронем дірки називається рекомбінацією. При цьому в сусідньому атомі на місці електрона, що відірвався, утворюється нова дірка.

В звичайних умовах, тобто при кімнатній температурі, процес виникнення пари електрон-дірка і рекомбінація відбуваються безперервно. В результаті встановлюється динамічна рівновага, при якій в чистому напівпровіднику концентрація електронів рівна концентрації дірок.

Наявність носіїв зарядів в напівпровіднику пояснює його провідність. Провідність чистого напівпровідника, яка обумовлена електронами і дірками, що виникають тільки в результаті розриву парноелектронних зв'язків, називається власною провідністю.

За відсутності зовнішнього електричного поля електрони і дірки переміщуються в об'ємі напівпровідника безладно. Якщо ж до напівпровідника прикласти напругу, то в ньому виникає впорядкований рух електронів в одному напрямку і дірок в іншому – протилежному напрямку. Через напівпровідник протікає струм, який рівний сумі струмів електронного I_n і дірчастого I_p , тобто

$$I = I_n + I_p. \quad (1.1)$$

Струм, що протікає в напівпровіднику при рівноважній концентрації носіїв зарядів (електронів і дірок), називається дрейфовим струмом або струмом провідності.

Щільність дрейфового струму визначає питому електропровідність напівпровідників σ . Так, для германію питома електропровідність

$$\sigma_{\text{Ge}} = 2 \cdot 10^{-2} \text{ Ом}^{-1} \cdot \text{см}^{-1},$$

а для кремнію

$$\sigma_{\text{Si}} = 4 \cdot 10^{-6} \text{ Ом}^{-1} \cdot \text{см}^{-1},$$

тобто $\sigma_{\text{Ge}} \gg \sigma_{\text{Si}}$.

З підвищенням температури питома електропровідність збільшується по експоненціальному закону.

Напівпровідник без домішок називають власним напівпровідником або напівпровідником *i*-типу. Він характеризується власною електропровідністю, яка, як було показано, складається з електронної і дірчастої електропровідності.

Якщо в напівпровіднику є домішки інших речовин, то додатково до власної електропровідності з'являється ще домішкова електропровідність, яка залежно від роду домішки може бути електронною або дірчастою.

Для отримання напівпровідника з електронною електропровідністю в чистий напівпровідник – германій або кремній – вводять невелику кількість елементу п'ятої групи періодичної системи елементів: сурми (Sb), миш'яку (As), фосфору (P). Їх атоми взаємодіють з атомами германію тільки чотирма своїми електронами (рисунок 1.2) утворюючи міцні парноелектронні зв'язки з чотирма сусідніми атомами германію. П'ятий валентний електрон, наприклад атома миш'яку, в утворенні парноелектронного зв'язку не бере участь. Тому він виявляється слабо зв'язаним зі своїм атомом і може бути легко відірваний від нього. В результаті він перетворюється на вільний електрон, який може вільно переміщатися в об'ємі напівпровідника, створюючи електронну провідність.

Атом миш'яку, що втратив один електрон, перетворюється на позитивний іон, який виявляється нерухомим, оскільки він міцно утримується у вузлі кристалічної решітки парноелектронними зв'язками.

Рухомі носії зарядів, концентрація яких в даному напівпровіднику переважає, називаються основними носіями зарядів.

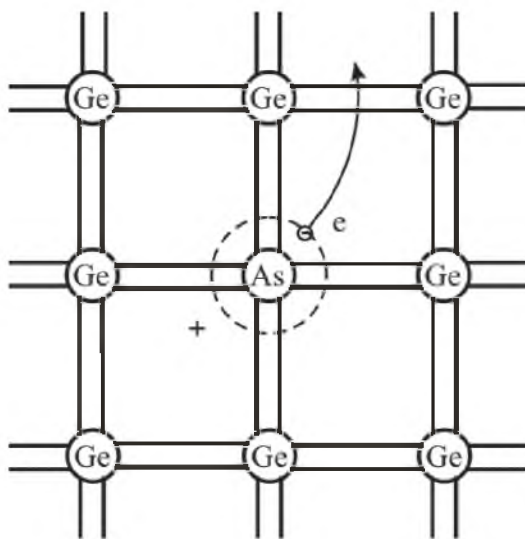


Рисунок 1.2 – Виникнення вільного електрона в кристалі напівпровідника *n*-типу

Хімічні елементи, атоми яких віддають свої електрони, створюючи в напівпровіднику надлишок вільних електронів, називають донорами.

Зазвичай донорами для германію є миш'як і сурма, а для кремнію – фосфор і сурма.

У напівпровіднику з донорними домішками електрони є основними носіями зарядів, а дірки – неосновними.

Провідність, яка обумовлена наявністю в напівпровіднику надмірних вільних електронів, називається електронною провідністю або провідністю *n*-типу.

Напівпровідник, в якому основними носіями зарядів є електрони, називається електронним напівпровідником або напівпровідником *n*-типу.

Для отримання напівпровідника з дірчастою електропровідністю в кристал чистого германію вводять домішки тривалентних елементів: індій (In) і галій (Ga) для германію; бір (B) і алюміній (Al) для кремнію. При цьому три валентні електрони, наприклад індію, утворюють три парноелектронні зв'язки з сусідніми атомами германію. В результаті теплового руху електрон одного з сусідніх атомів германію може перейти в незаповнений зв'язок атома індію. В атомі германію з'явиться один незаповнений зв'язок – дірка (рисунок 1.3). Захоплений атомом індію, четвертий електрон утворює парноелектронний зв'язок і міцно утримується атомом індію. Атом індію стає при цьому нерухомим негативним іоном.

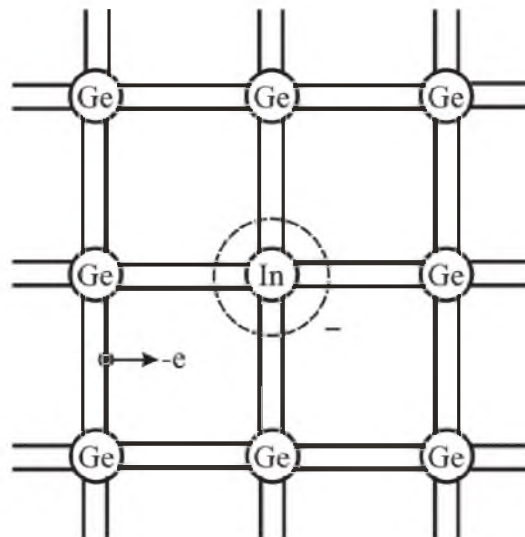


Рисунок 1.3 – Виникнення дірки в кристалі напівпровідника *p*-типу

Домішки, які створюють в напівпровіднику надлишок дірок називають акцепторними або акцепторами.

Провідність, яка обумовлена наявністю в напівпровіднику надлишку рухомих дірок, тобто перевищенням їх концентрації над концентрацією електронів, називається дірчастою провідністю або провідністю *p*-типу.

Основними носіями зарядів в напівпровіднику з акцепторною домішкою є дірки, а не основними – електрони.

Напівпровідники, в яких основними носіями зарядів є дірки, називаються дірчастими напівпровідниками або напівпровідниками *p*-типу.

Електричний струм в напівпровіднику може виникати під впливом двох причин:

- дією зовнішнього електричного поля;
- нерівномірним розподілом концентрації носіїв зарядів за об'ємом напівпровідника.

Направлений рух рухомих носіїв зарядів під впливом електричного поля називають дрейфом (дрейфовий рух), а під впливом різниці концентрацій носіїв зарядів – дифузією (дифузійний рух). Нерівномірність концентрації зарядів в якій-небудь частині напівпровідника може виникнути під дією світла, тепла електричного поля і ін.

Залежно від характеру руху носіїв зарядів розрізняють відповідно дрейфовий і дифузійний струми в напівпровідниках.

1.2 Електронно-дірковий перехід (*p-n*-перехід)

Область на межі розділу двох напівпровідників з різними типами електропровідності називається електронно-дірковим переходом або *p-n*-переходом.

Розглянемо випадок, якщо зовнішня напруга на переході відсутня. Оскільки носії зарядів в кожному напівпровіднику здійснюють безладний тепловий рух, то відбувається їх дифузія з одного напівпровідника в іншій. З напівпровідника *n*-типу в напівпровідник *p*-типу дифундують електрони, а у зворотному напрямку з напівпровідника *p*-типу в напівпровідник *n*-типу дифундують дірки (рисунок 1.4, б). В результаті дифузії носіїв зарядів по обидві сторони межі розділу двох напівпровідників з різним типом електропровідності створюються об'ємні заряди різних знаків. В області *n* виникає позитивний об'ємний заряд, який утворений позитивно зарядженими атомами донорної домішки. Подібно до цього в області *p* виникає негативний об'ємний заряд, який утворений негативно зарядженими атомами акцепторної домішки.

Між об'ємними зарядами, що утворилися, виникають контактна різниця потенціалів: $u_k = \Phi_n - \Phi_p$ і електричне поле, яке направлене від *n*-області до *p*-області.

Як видно, в *p-n*-переході виникає потенційний бар'єр, який перешкоджає дифузії основних носіїв зарядів.

Висота потенційного бар'єру рівна контактній різниці потенціалів і зазвичай складає десятки долі вольта. Висота потенційного бар'єру зростає при збільшенні концентрації домішок у відповідних областях, при цьому товщина *p-n*-переходу *d* зменшується. Для германію, наприклад, при середній концентрації домішок – $u_k = 0,3 \dots 0,4$ В і $d = 10^{-4} \dots 10^{-5}$ см, а при великих концентраціях – $u_k \approx 0,7$ В і $d = 10^{-6}$ см. Із збільшенням температури висота потенційного бар'єру зменшується.

Одночасно з дифузійним переміщенням основних носіїв через межу розділу відбувається і зворотне переміщення носіїв під дією електричного поля

контактної різниці потенціалів. Таке переміщення неосновних носіїв зарядів називається дрейфовим.

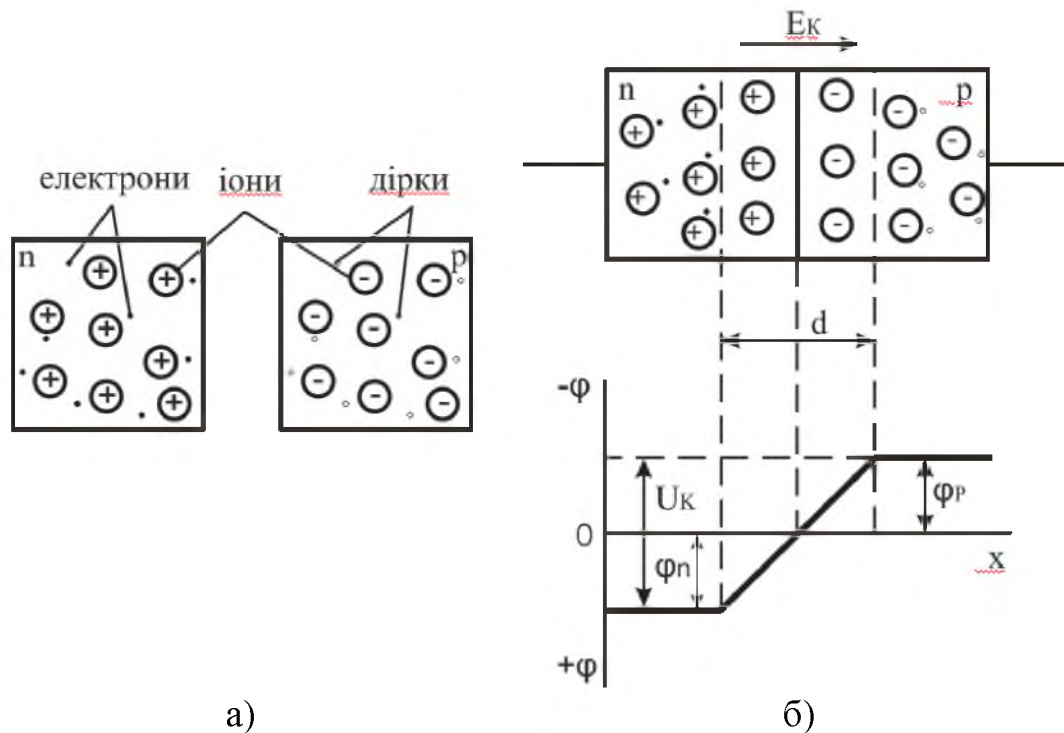


Рисунок 1.4 – Електронно-дірковий перехід при відсутності зовнішньої напруги

За відсутності зовнішнього електричного поля через p - n -перехід протікають два струми: струм дифузії і струм дрейфу.

Струм дифузії і струм дрейфу через p - n -перехід протікають назустріч один одному і взаємно компенсуються. Сумарний струм через p - n -перехід рівний нулю.

При утворенні контактної різниці потенціалів по обидві сторони межі розділу напівпровідників утворюється шар із зниженою концентрацією основних носіїв зарядів. Він має підвищений опір і називається запираючим шаром. Товщина його декілька мікрон.

Зовнішня напруга U , яка прикладена плюсом до p -області p - n -переходу, а мінусом до n -області, називається прямою напругою $U_{\text{пр}}$.

Якщо до p - n -переходу прикладена зовнішня пряма напруга $U_{\text{пр}}$ (зовнішня напруга, яка прикладена “плюсом” джерела живлення до p -області p - n -переходу, а “мінусом” до n -області), то утворюване їм зовнішнє електричне поле $E_{\text{пр}}$ виявляється направленим назустріч електричному полю p - n -переходу – E_k (рисунок 1.5). В результаті цього висота потенційного бар'єру знижується на величину зовнішньої напруги. Одночасно зменшується товщина запираючого шару ($d_{\text{пр}} < d$) і його опір в прямому напрямку стає малим. Оскільки висота потенційного бар'єру знижується, зростає дифузійний струм (оскільки більша кількість носіїв зарядів може подолати знижений бар'єр). Струм дрейфу при цьому майже не змінюється, оскільки він залежить головним чином від кількості

неосновних носіїв, що потрапляють за рахунок своїх теплових швидкостей на p - n -перехід з p - і n -областей.

При прямій напрузі $I_{\text{диф}} > I_{\text{др}}$ і тому повний струм через перехід, тобто прямий струм, вже не рівний нулю

$$I_{\text{пр}} = I_{\text{диф}} - I_{\text{др}} > 0. \quad (1.2)$$

Струм, що протікає через p - n -перехід під дією прикладеної до нього прямої зовнішньої напруги, називається прямим струмом $I_{\text{пр}}$ (направлений з p -області в n -область).

Введення носіїв зарядів через p - n -перехід при дії прямої зовнішньої напруги в область напівпровідника, де ці носії є неосновними, називається інжекцією.

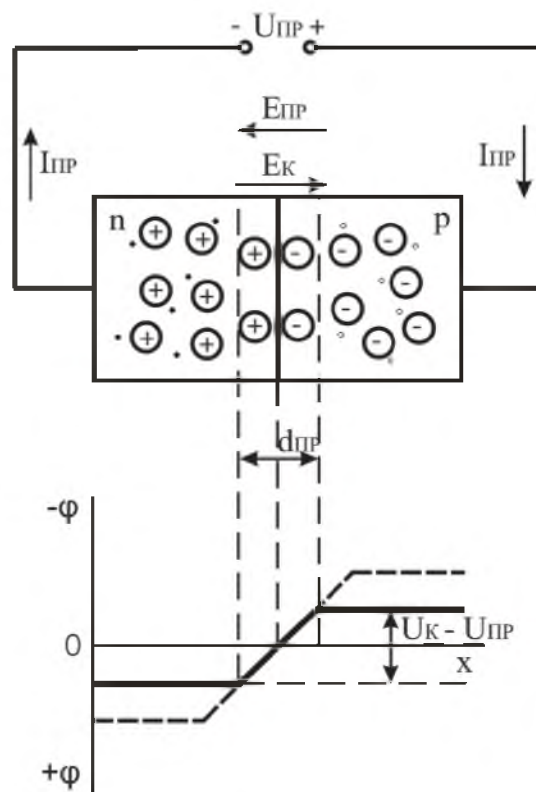


Рисунок 1.5 – Електронно-дірковий перехід при наявності зовнішньої прямої напруги

Під дією зворотної напруги $U_{\text{зв}}$ (зовнішня напруга, яка прикладена “плюсом” джерела живлення до n -області p - n -переходу, а “мінусом” до p -області) через p - n -перехід протікає дуже невеликий зворотний струм $I_{\text{зв}}$ (рисунок 1.6). Це пояснюється наступним: електричне поле, що створюється зворотною напругою $E_{\text{зв}}$, складається з полем контактної різниці потенціалів $E_{\text{к}}$. В результаті цього потенційний бар'єр підвищується, а товщина самого запираючого шару збільшується ($d_{\text{зв}} > d$). Цей шар ще сильніше обідняється носіями, і його опір значно зростає, тобто $R_{\text{зв}} \gg R_{\text{пр}}$.

Зовнішнє поле відтягує основні носії зарядів від p - n -переходу. Переміщення вільних носіїв зарядів через p - n -перехід зменшується, і при зворотній напрузі, рівній $U_{ЗВ} = 0,2$ В, струм дифузії через перехід припиняється, тобто $I_{\text{диф}} = 0$, оскільки власні швидкості носіїв недостатні для подолання потенційного бар'єру. Проте неосновні носії переміщатимуться через p - n -перехід, створюючи струм, що протікає з n -області в p -область (зворотний струм $I_{ЗВ}$). Він є дрейфовим струмом (струмом провідності) неосновних носіїв зарядів через p - n -перехід. Значне електричне поле, що створюється зворотною напругою, перекидає через p - n -перехід будь-який неосновний носій заряду, що з'явився в цьому полі.

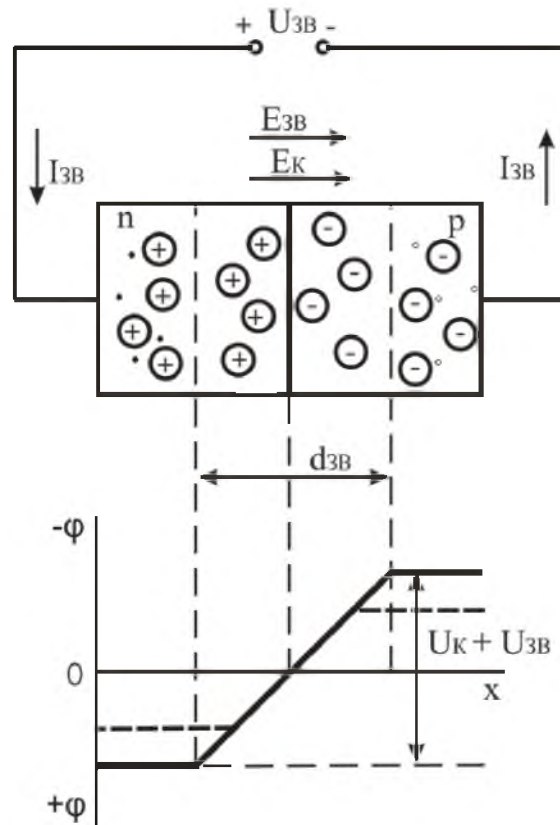


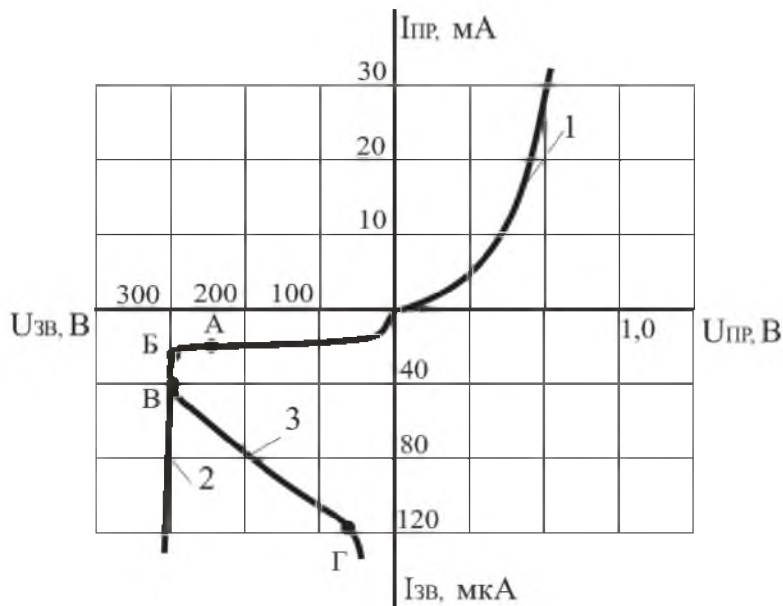
Рисунок 1.6 – Електронно-дірковий перехід при наявності зовнішньої зворотної напруги

Виведення неосновних носіїв через p - n -перехід електричним полем, яке створене зворотною напругою, називають екстракцією носіїв зарядів.

Таким чином, p - n -перехід пропускає струм в одному напрямку – прямому, і не пропускає струм в іншому напрямку – зворотному, що визначає вентильні властивості p - n -переходу.

Вольт-амперною характеристикою (ВАХ) p - n -переходу називається залежність струму, що протікає через p - n -перехід від прикладеної зовнішньої напруги $I = f(U)$ (рисунок 1.7).

Пряму 1 і зворотну 2 гілку ВАХ зображають в різному масштабі, оскільки в нормальному режимі роботи $p-n$ -переходу зворотний струм на декілька порядків менше прямого.



1 – пряма гілка; 2 – зворотна гілка при лавинному пробіі;
3 – зворотна гілка при тепловому пробіі

Рисунок 1.7 – Вольт-амперна характеристика $p-n$ -переходу

При досягненні зворотною напругою деякої критичної величини відбувається різке зменшення опору $p-n$ -переходу. Це явище називається пробієм $p-n$ -переходу, а відповідна йому напруга – напругою пробію $U_{проб}$. Розрізняють електричний і тепловий пробій. Електричний пробій (ділянка АБВ характеристики) є оборотним, тобто при цьому пробіі в переході не відбувається незворотних змін (руйнування структури речовини). Можуть існувати два види електричного пробію: лавинний і тунельний.

Лавинний пробій пояснюється лавинним розмноженням носіїв за рахунок ударної іонізації і за рахунок викидання електронів з атомів сильним електричним полем. Цей пробій характерний для $p-n$ -переходів великої товщини, які отримують при порівняно малій концентрації домішок в напівпровідниках. Пробивна напруга для лавинного пробію складає десятки або сотні вольт.

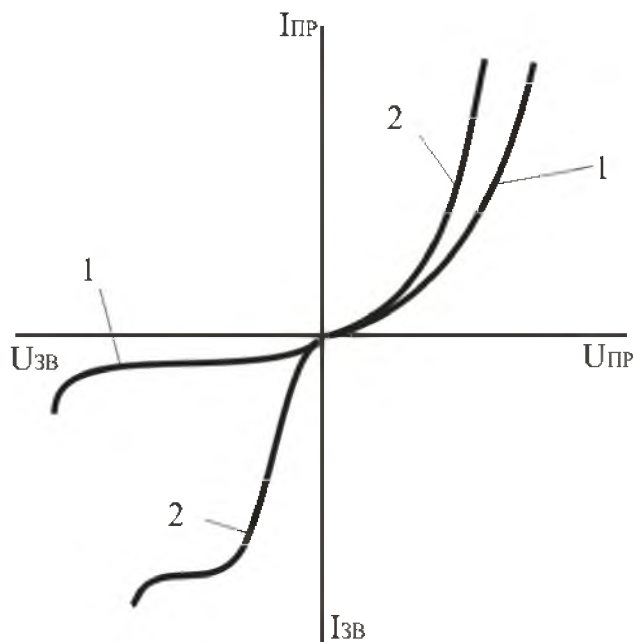
Явище ударної іонізації полягає в тому, що при більш великій зворотній напрузі електрони набувають великої швидкості і, ударяючи в атоми кристалічної решітки, вибивають з них нові електрони, які, в свою чергу, розганяються полем і також вибивають з атомів електрони. Такий процес посилюється з підвищенням напруги.

Тунельний пробій пояснюється явищем тунельного ефекту. Суть останнього полягає в тому, що при електричному полі з напруженістю більш 10^5 В/см, яке діє в $p-n$ -переході малої товщини, деякі електрони проникають через перехід без зміни своєї енергії. Тонкі переходи, в яких можливий тунельний

ефект, отримують при високій концентрації домішок. Напруга, що відповідає тунельному пробою, зазвичай не перевищує одиниць вольт.

Області теплового пробою відповідає на рисунку 1.7 ділянка ВГ. Тепловий пробій незворотний, оскільки він супроводжується руйнуванням структури речовини в місці *p-n*-переходу. Причиною теплового пробою є порушення стійкості теплового режиму *p-n*-переходу. Це означає, що кількість теплоти, що виділяється в переході від нагріву його зворотним струмом, перевищує кількість теплоти, що відводиться від переходу. В результаті температура переходу зростає, опір його зменшується і струм збільшується, що приводить до перегріву переходу і його теплового руйнування.

На електропровідність напівпровідників суттєво впливає температура (рисунок 1.8). При підвищенні температури посилюється генерація пар носіїв зарядів, тобто збільшується концентрація носіїв і провідність росте. При підвищенні температури прямий і зворотний струм зростають.



1 – при 20 °C; 2 – при 50 °C

Рисунок 1.8 – Вольт-амперна характеристика *p-n*-переходу

Для *p-n*-переходів на основі германію зворотний струм зростає приблизно в 2 рази при підвищенні температури на кожні 10 °C; на основі кремнію – при нагріві на кожні 10 °C зворотний струм збільшується приблизно в 2,5 рази. Прямий струм при нагріві *p-n*-переходу зростає не так суттєво, як зворотний. Це пояснюється тим, що прямий струм виникає головним чином за рахунок домішкової провідності, а концентрація домішок не залежить від температури.

Бар'єрна (зарядна) і дифузійна ємність *p-n*-переходу

Запираючий шар має високий опір і відіграє роль діелектрика, а по обидві його сторони розташовані два різнойменні об'ємні заряди $+Q_{зв}$ і $-Q_{зв}$, що ство-

рені іонізованими атомами донорної і акцепторної домішки. Тому p - n -перехід має ємність. Цю ємність називають бар'єрною.

При прямій напрузі окрім бар'єрної ємності існує дифузійна ємність. Дифузійна ємність характеризує накопичення рухомих носіїв зарядів в p - і n -областях при прямій напрузі на переході, коли носії зарядів у великій кількості дифундують (інжектують) через знижений потенційний бар'єр і, не встигнувши рекомбінувати, накопичуються в p - і n -областях.

Дифузійна ємність значно більше бар'єрної.

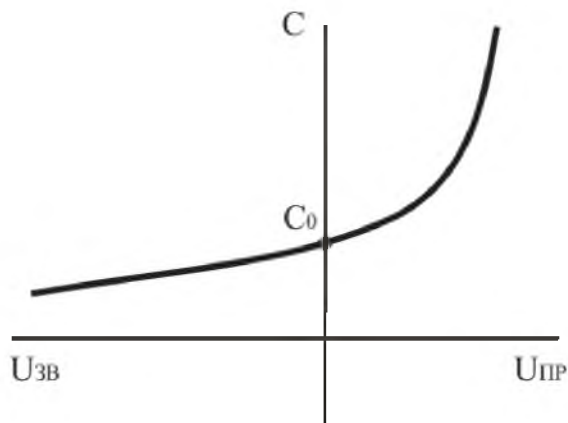


Рисунок 1.9 – Залежність ємності p - n -переходу від прикладеної напруги

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ ДО РОЗДІЛУ 1



1. Дайте пояснення напівпровідників (чистих і домішкових).
2. Дайте пояснення напівпровідника p -типу, n -типу.
3. Дайте визначення донорних та акцепторних домішок.
4. Поясніть поняття дрейфу і дифузії носіїв заряду.
5. Дайте визначення p - n -переходу і поясніть як він утворюється?
6. Поясніть поняття рекомбінації, інжекції та екстракції носіїв заряду.
7. Поясніть, що розуміють під прямим і зворотним вмиканням p - n -переходу?
Поясніть поведінку p - n -переходу при прямому і зворотному вмиканні.
8. Дайте визначення ВАХ і наведіть її зображення для p - n -переходу?
9. Поясніть поняття лавинного та тунельного пробоїв.
10. Вкажіть властивості p - n -переходу, які використовують при побудові напівпровідникових електронних приладів.

РОЗДІЛ 2

НАПІВПРОВІДНИКОВІ РЕЗИСТОРИ

Класифікація та умовне позначення напівпровідникових резисторів.

Таблиця 2.1 – Умовні позначення напівпровідникових резисторів

Тип резисторів	Умовне позначення
Лінійний резистор	
Варистор	
Терморезистори: термістор, позистор	
Тензорезистор	
Фоторезистор	

Перші дві групи напівпровідникових резисторів відповідно до цієї класифікації – лінійні резистори і варистори – мають електричні характеристики, слабо залежні від зовнішніх чинників: температури навколишнього середовища, вібрації, вологості, освітленості та ін. Для решти груп напівпровідникових резисторів, навпаки, характерна сильна залежність їх електричних характеристик від зовнішніх чинників. Так, характеристики терморезисторів істотно залежать від температури, характеристики тензорезисторів – від механічної напруги.

Розглянемо докладніше різновид напівпровідникових резисторів.

2.1 Варистори

Варистор – це напівпровідниковий резистор, опір якого залежить від прикладеної напруги i , який має нелінійну симетричну вольт-амперну характеристику (ВАХ).

Варистори виготовляють методом керамічної технології, тобто шляхом високотемпературного випалення заготовки з порошкоподібного карбиду кремнію SiC з пов'язуючою речовиною, у якості якої використовують глину.

Зовні варистори оформляються у вигляді стрижнів або дисків.

Нелінійність вольт-амперної характеристики варисторів (рисунок 2.1) обумовлена явищами на точкових контактах між кристалами карбїду кремнію: збільшення в сильних електричних полях провідності поверхневих потенційних бар'єрів (при малій напрузі) і збільшення провідності точкових контактів між кристалами із-за розігрівання у зв'язку з потужністю, що виділяється на контактах (при великій напрузі на варисторі).

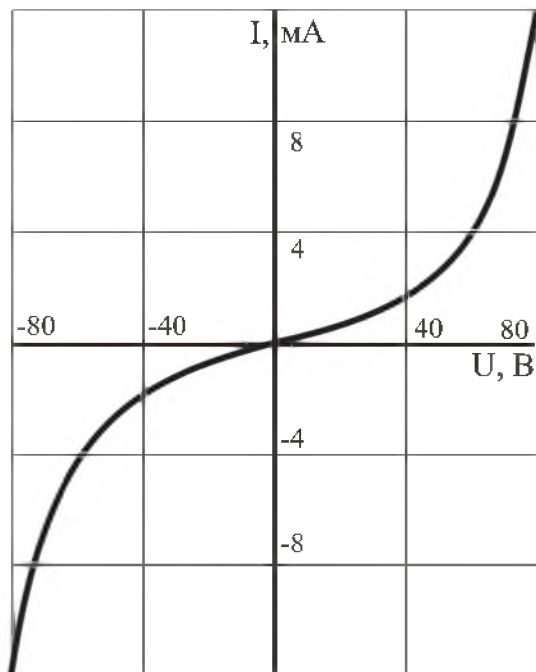


Рисунок 2.1 – Вольт-амперна характеристика варистора

Оскільки товщина поверхневих потенційних бар'єрів на кристалах карбїду кремнію маленька, там можуть виникати сильні електричні поля навіть при малій напрузі на варисторі, що приводить до тунелювання носіїв заряду крізь потенційні бар'єри. Таким чином, при малій напрузі на варисторі нелінійність ВАХ пов'язана із залежністю провідності поверхневих потенційних бар'єрів від величини напруги.

При великій напрузі на варисторі і відповідно, при великих струмах, що проходять через варистор, щільність струму в точкових контактах буде дуже великою. Вся напруга, яка прикладена до варистору, падає на точкових контактах. Тому питома потужність (потужність в одиниці об'єму), що виділяється в точкових контактах приводить до зменшення загального опору варистора і нелінійності ВАХ.

Основні параметри варисторів:

- коефіцієнт нелінійності λ , який визначається відношенням опору постійному струму (статичного) R до опору змінному струму (диференційному) r

$$\lambda = \frac{R}{r} = \frac{U/I}{dU/dI}, \quad (2.1)$$

де U і I – напруга і струм варистора.

Для різних типів варисторів $\lambda = 2 \dots 6$;

- максимальна допустима напруга $U_{\text{MAX доп}}$ (від десятків вольт до декількох кіловольт);
- номінальна потужність розсіювання $P_{\text{НОМ}}$ ($P_{\text{НОМ}} = 1 \dots 3$ Вт);
- температурний коефіцієнт опору ТКО (ТКО в середньому $5 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1}$);
- гранична максимальна робоча температура $t_{\text{P MAX}}$ ($t_{\text{P MAX}} = 60 \dots 70$ °С).

Величина ТКО характеризує відносну зміну опору резистора при зміні температури на 1К.

Область застосування варисторів: варистори можна використовувати на постійному і змінному струмі з частотою до декількох кілогерц. Вони використовуються для захисту від перенапруг, в стабілізаторах і обмежувачах напруги, в різних схемах автоматики.

2.2 Терморезистори

Терморезистори – це напівпровідникові резистори, в яких використовується залежність електричного опору напівпровідника від температури.

Розрізняють два типи терморезисторів: **термістор**, опір якого із зростанням температури падає (з негативним температурним коефіцієнтом опору ТКО), і **позистор**, у якого опір з підвищенням температури зростає (з позитивним ТКО).

У термісторах (прямого підігріву) опір змінюється або під впливом тепла, що виділяється в них при проходженні електричного струму, або в результаті зміни температури термістора при зміні теплового опромінювання термістора (наприклад, при зміні температури навколишнього середовища).

Зменшення опору напівпровідника із збільшенням температури може бути обумовлене наступними причинами – збільшенням концентрації носіїв заряду і збільшенням їх рухливості.

Основна частина термісторів, що випускаються промисловістю, виготовлена з полікристалічних окисних напівпровідників – з оксидів металів.

Конструктивно термістори оформляють у вигляді: циліндрів, стрижнів, дисків, пластин або намистин і отримують методами керамічної технології, тобто шляхом випалення заготовок при високій температурі.

Матеріалом для виготовлення позисторів служить титан-барієва кераміка з домішкою рідкоземельних елементів. Такий матеріал має аномальну температурну залежність: у вузькому діапазоні температур (діапазоні температур вище за точку Кюрі) його питомий опір збільшується на декілька порядків із збіль-

шенням температури. Конструктивно позистор оформляють аналогічно термісторам.

Температурна характеристика терморезистора $R = f(t)$ – це залежність його опору від температури (рисунок 2.2).

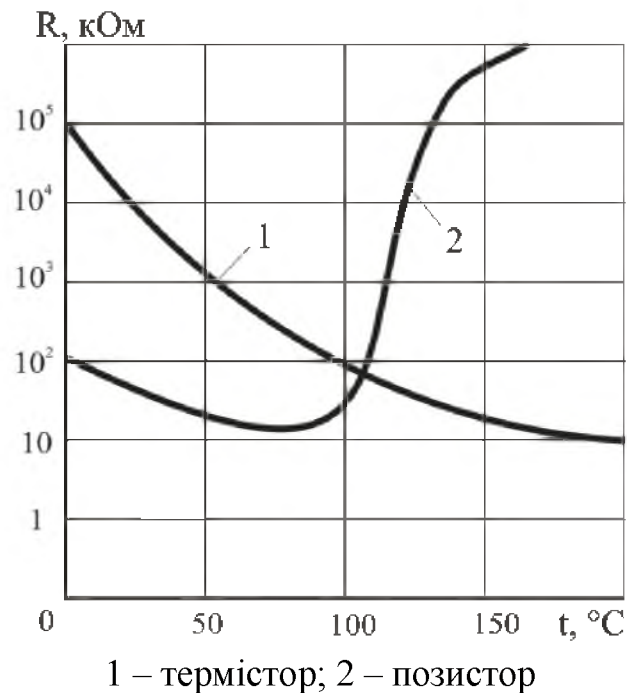


Рисунок 2.2 – Температурні характеристики терморезисторів

Основні параметри терморезисторів:

- номінальний опір – опір при певній температурі (зазвичай 20 °C) (від декількох Ом до декількох кОм з допустимим відхиленням від номінального опору ± 5 , ± 10 і ± 20 %);
- температурний коефіцієнт опору терморезистора ТКО – показує відносну зміну опору терморезистора при зміні температури на один градус

$$TKO|_T = \frac{1}{R} \cdot \frac{dR}{dT} \quad (2.2)$$

Температурний коефіцієнт опору залежить від температури, тому його записують з індексом, який вказує температуру, при якій має місце дане значення. Значення ТКО при кімнатній температурі різних термісторів знаходиться в межах $(0,8 \dots 6) \cdot 10^{-2} K^{-1}$;

- максимально допустима температура t_{MAX} – це температура, при якій ще не відбувається необоротних змін параметрів і характеристик терморезистора;
- допустима потужність розсіювання $P_{MAX \text{ доп}}$ – це потужність, при якій терморезистор, що знаходиться в спокійному повітрі при температурі

20 °С, розігрівається при проходженні струму до максимально допустимої температури;

- постійна часу терморезистора τ_T – це час, протягом якого температура терморезистора зменшується в e разів по відношенню до різниці температур терморезистора і навколишнього середовища (наприклад, при перенесенні терморезистора з повітряного середовища з $t = 120$ °С в повітряне середовище з $t = 20$ °С). Для різних типів термісторів постійна часу τ_T лежить в межах від 0,5 до 140 с.

Теплова інерційність терморезистора, що характеризується його постійною часу, визначається конструкцією і розмірами, і залежить від теплопровідності середовища, в якому знаходиться терморезистор.

Область застосування терморезисторів: терморезистори (термістори і позистори) застосовують для температурної стабілізації режиму транзисторних підсилювачів, а також в різних пристроях вимірювання, контролю і автоматики (вимірювання контролю і автоматичного регулювання температури, температурної і пожежної сигналізації і ін.).

2.3 Тензорезистори

Тензорезистор – це напівпровідниковий резистор, в якому використовується залежність електричного опору від механічної деформації.

Призначення тензорезисторів – вимірювання тиску і деформацій.

Принцип дії напівпровідникового тензорезистора заснований на тензорезистивному ефекті – на зміні електричного опору напівпровідника під дією механічних деформацій.

Для виготовлення тензорезисторів найчастіше використовують кремній з електропровідністю n - і p -типів. Заготовки такого кремнію ріжуть на дрібні пластинки, шліфують, наносять контакти і приєднують виводи.

Деформаційна характеристика тензорезистора (рисунок 2.3) – це залежність відносної зміни опору тензорезистора від відносної деформації.

Основні параметри тензорезисторів:

- номінальний опір тензорезистора – це опір без деформації при $t = 20$ °С (зазвичай має величину від декількох десятків до декількох тисяч Ом);
- коефіцієнт тензочутливості K – відношення відносної зміни опору до відносної зміни довжини тензорезистора

$$K = \frac{\Delta R/R}{\Delta l/l}. \quad (2.3)$$

Для різних тензорезисторів K лежить в межах від -100 до $+200$;

- гранична деформація тензорезистора.

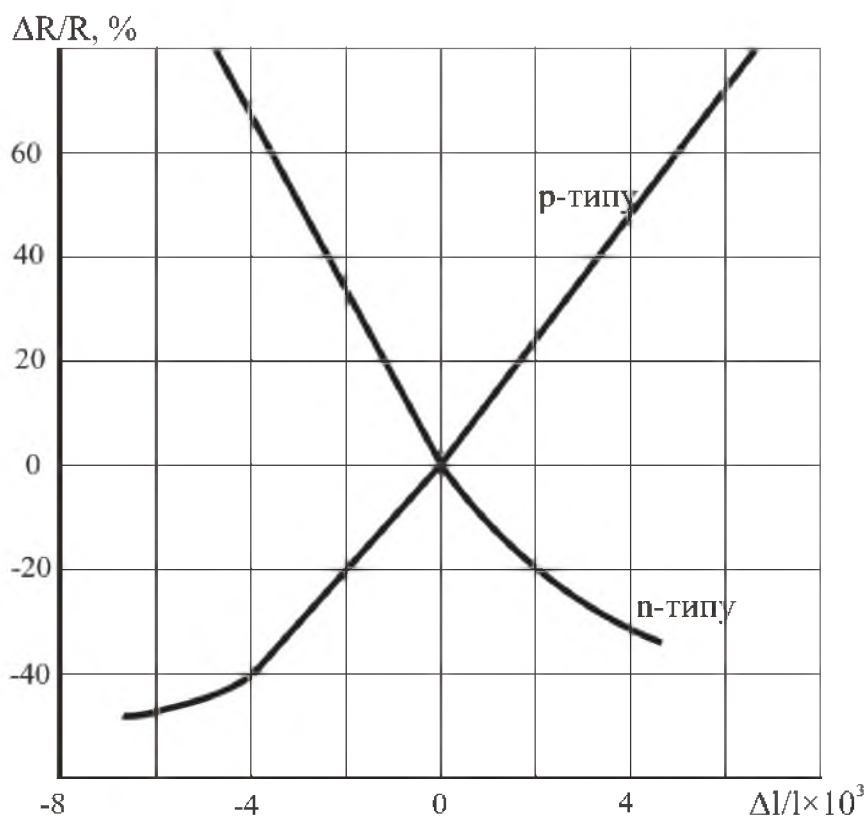


Рисунок 2.3 – Деформаційні характеристики тензорезисторів з кремнію з електропровідністю *p*- та *n*-типів

Область застосування тензорезисторів: тензорезистори широко застосовуються як перетворювальні елементи в засобах вимірювань деформацій, переміщень, сил, тиску, вібрацій.

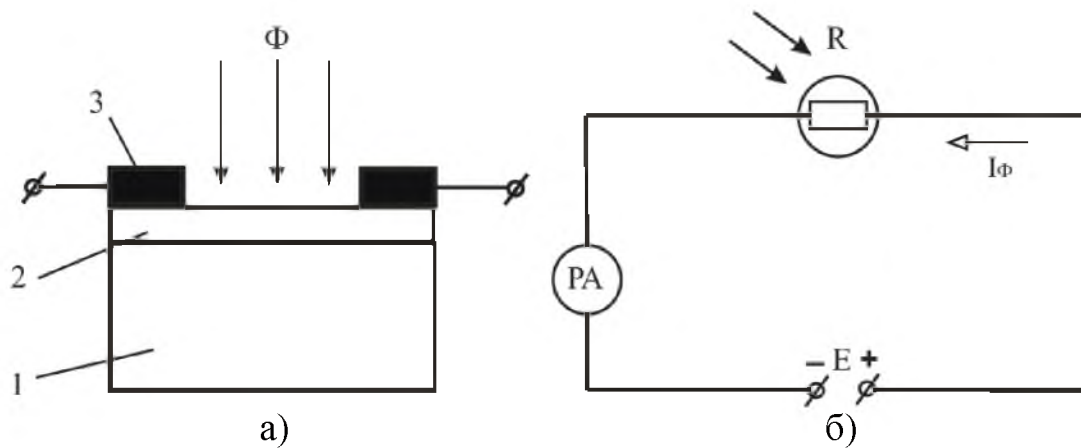
2.4 Фоторезистори

Фоторезистор – це напівпровідниковий резистор, опір якого залежить від освітленості.

Основною частиною конструкції фоторезистора є напівпровідниковий фоточутливий шар напівпровідника 2 (рисунок 2.4, а), у якості якого використовують сульфід кадмію, селенід кадмію або сульфід свинцю. Пластинка або плівка напівпровідникового матеріалу 2 нанесена на діелектричну підкладку 1 зі скла або кераміки. На поверхню фоточутливого шару наносять металеві електроди 3.

Схема увімкнення фоторезистора наведена на рисунку 2.4, б. Полярність джерела живлення не грає ролі.

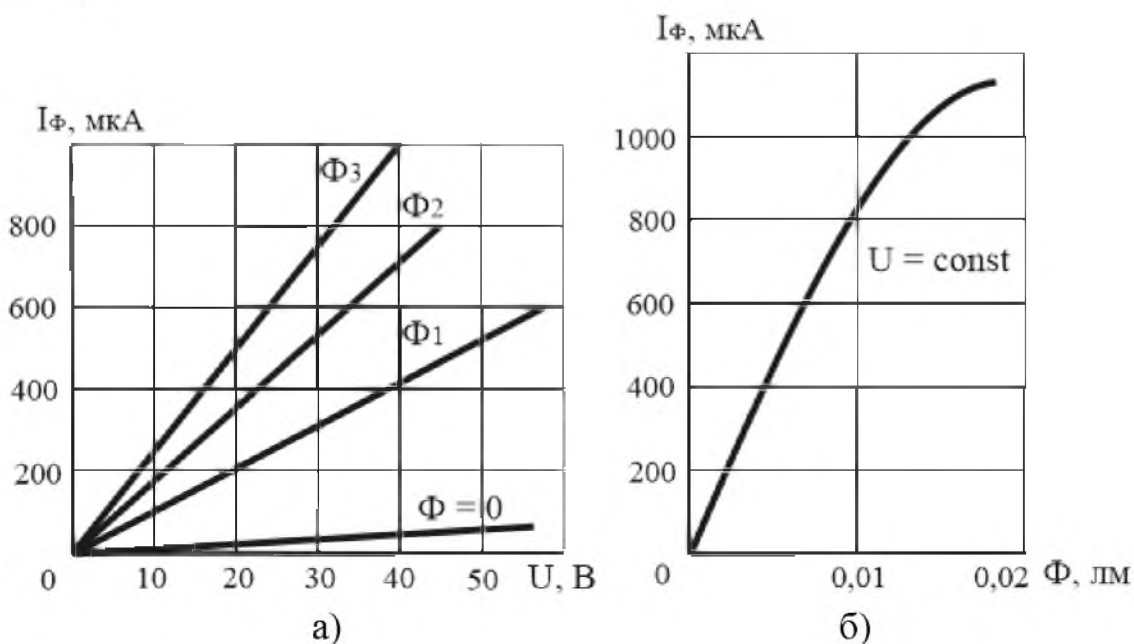
Якщо до неосвітленого фоторезистора підключити джерело живлення E (рисунок 2.4, б), то в електричному колі з'явиться невеликий струм, який називають темновим струмом I_{ϕ} . Цей струм обумовлений наявністю в неосвітленому напівпровіднику деякої кількості вільних носіїв заряду.



а – структура; б – схема увімкнення

Рисунок 2.4 – Фоторезистор

При освітленні фоторезистора в ньому відбувається збільшення концентрації вільних носіїв заряду і його опір зменшується; струм у колі зростає. Різниця струмів при наявності та відсутності освітлення називається фотострумом, величина якого залежить від інтенсивності освітлення, величини прикладеної напруги, а також виду та розмірів напівпровідника, що використовується у фоторезисторі.



а – вольт-амперна $I_\phi = f(U)$ при $\Phi = \text{const}$; б – світлова $I_\phi = f(\Phi)$ при $U = \text{const}$

Рисунок 2.5 – Характеристики фоторезисторів

Основні параметри фоторезисторів:

- темновий опір R_T – це опір фоторезистора при відсутності освітлення ($R_T = 10^4 \dots 10^{10} \text{ Ом}$);

- питома інтегральна чутливість K_0 – це відношення фотоструму до світлового потоку і до прикладеної напруги

$$K_0 = \frac{I_\Phi}{\Phi \cdot U}. \quad (2.4)$$

Для фоторезисторів вона досягає 5000 мкА/лм·В;

- максимальна допустима робоча напруга $U_{P\text{ MAX}}$ ($U_{P\text{ MAX}} \leq 600$ В).

Область застосування фоторезисторів: фоторезистори широко застосовуються в пристроях автоматики і вимірної техніки, системах керування і сигналізації, фотометрії, оптопарах та ін.

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ ДО РОЗДІЛУ 2

1. Як класифікують напівпровідникові резистори?
2. Поясніть основні властивості напівпровідникових резисторів. Наведіть їх умовні позначення.
3. Дайте визначення варистора. Поясніть принцип дії, наведіть вольт-амперну характеристику та основні параметри варисторів.
4. Дайте визначення терморезистора. Поясніть принцип дії, наведіть температурну характеристику та основні параметри терморезисторів.
5. Дайте визначення тензорезистора. Поясніть принцип дії, наведіть деформаційну характеристику та основні параметри тензорезисторів.
6. Дайте визначення фоторезистора. Поясніть їх будову і принцип дії, наведіть характеристики та основні параметри фоторезисторів.

РОЗДІЛ 3


НАПІВПРОВІДНИКОВІ ДІОДИ

Напівпровідниковий діод – це електроперетворювальний напівпровідниковий прилад з одним електричним переходом і двома виводами, в якому використовуються властивості *p-n*-переходу.

Напівпровідникові діоди класифікуються:

- 1) за призначенням: випрямні, височастотні і надвисочастотні (ВЧ- і НВЧ-діоди), імпульсні, напівпровідникові стабілітрони, тунельні, зворотні, варикапи та ін.;
- 2) за конструктивно - технологічними особливостями: площинні і точкові;
- 3) за типом вихідного матеріалу: германієві, кремнієві, арсеніде-галієві та ін.

Таблиця 3.1 – Умовні позначення напівпровідникових діодів

Тип	Умовне позначення
Випрямний	
Стабілітрон	
Тунельний	
Зворотний	
Варикап	
Діод Шотткі	
Фотодіод	
Світлодіод	

У точковому діоді використовується пластинка германію або кремнію з електропровідністю *n*-типу (рисунк 3.1) завтовшки 0,1...0,6 мм і площею 0,5...1,5 мм², з пластинкою стикається загострений дріт (голка) з нанесеною на нього домішкою. При цьому з голки в основний напівпровідник дифундують домішки, які створюють область з іншим типом електропровідності. Таким чином, біля голки утворюється мініатюрний *p-n*-перехід напівсферичної форми.

Для виготовлення германієвих точкових діодів до пластинки германію приварюють дріт з вольфраму, який покритий індієм. Індієм є для германію акцептором. Отримана область германію p -типу є емітерною.

Для виготовлення кремнієвих точкових діодів використовується кремній n -типу і дріт, що покритий алюмінієм, який служить для кремнію акцептором.

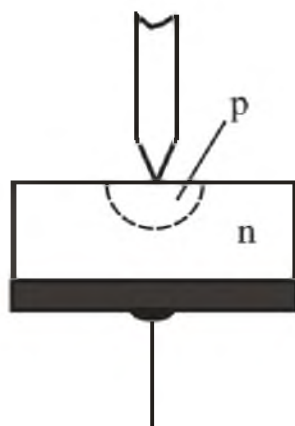
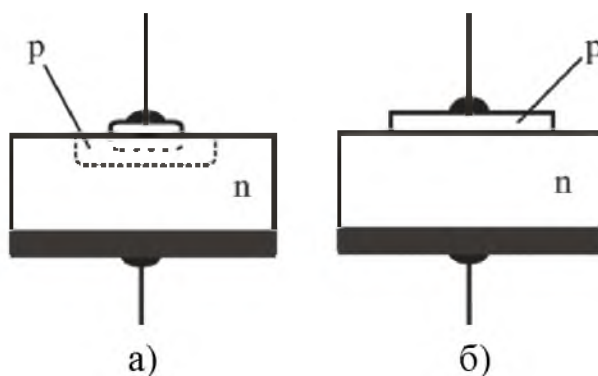


Рисунок 3.1 – Структура точкових діодів

У площинних діодах p - n -перехід утворюється двома напівпровідниками з різними типами електропровідності, причому площа переходу у різних типів діодів лежить в межах від сотих долей квадратного міліметра до декількох десятків квадратних сантиметрів (силові діоди).

Площинні діоди виготовляються методами сплаву (вплавлення) або дифузії (рисунок 3.2).



а – виготовлений сплавним методом; б – виготовлений дифузійним методом

Рисунок 3.2 – Структура площинних діодів

У пластинку германію n -типу вплавляють при температурі біля $500\text{ }^{\circ}\text{C}$ краплю індію (рисунок 3.2, а), яка (сплавляючись з германієм) утворює шар германію p -типу. Область з електропровідністю p -типу має вищу концентрацію домішок, ніж основна пластинка, і тому є емітером. До основної пластинки германію і до індію припаюють вивідні дроти, зазвичай з нікелю. Якщо вихідним матеріалом є германій p -типу, то в нього вплавляють сурму і тоді виходить емітерна область n -типу.

Дифузійний метод виготовлення *p-n*-переходу заснований на тому, що атоми домішок дифундують в основний напівпровідник (рисунок 3.2, б). Для створення *p*-шару використовують дифузію акцепторного елементу (бору або алюмінію для кремнію, індію для германію) через поверхню вихідного матеріалу.

3.1 Випрямні діоди

Випрямний діод – це напівпровідниковий діод, який призначений для перетворення змінного струму в постійний.

Випрямні діоди виконуються на основі *p-n*-переходу і мають дві області, одна з них є більш низькоомною (містить велику концентрацію домішок), і називається емітером. Інша область, база – більш високоомна (містить меншу концентрацію домішок).

У основі роботи випрямних діодів лежить властивість односторонньої провідності *p-n*-переходу, яка полягає в тому, що останній добре проводить струм (має малий опір) при прямому увімкненні і практично не проводить струм (має дуже високий опір) при зворотному увімкненні.

Як відомо, прямий струм діода створюється основними, а зворотний – неосновними носіями заряду. Концентрація основних носіїв заряду на декілька порядків перевищує концентрацію неосновних носіїв, чим і обумовлюються вентильні властивості діода.

Основні параметри випрямних напівпровідникових діодів:

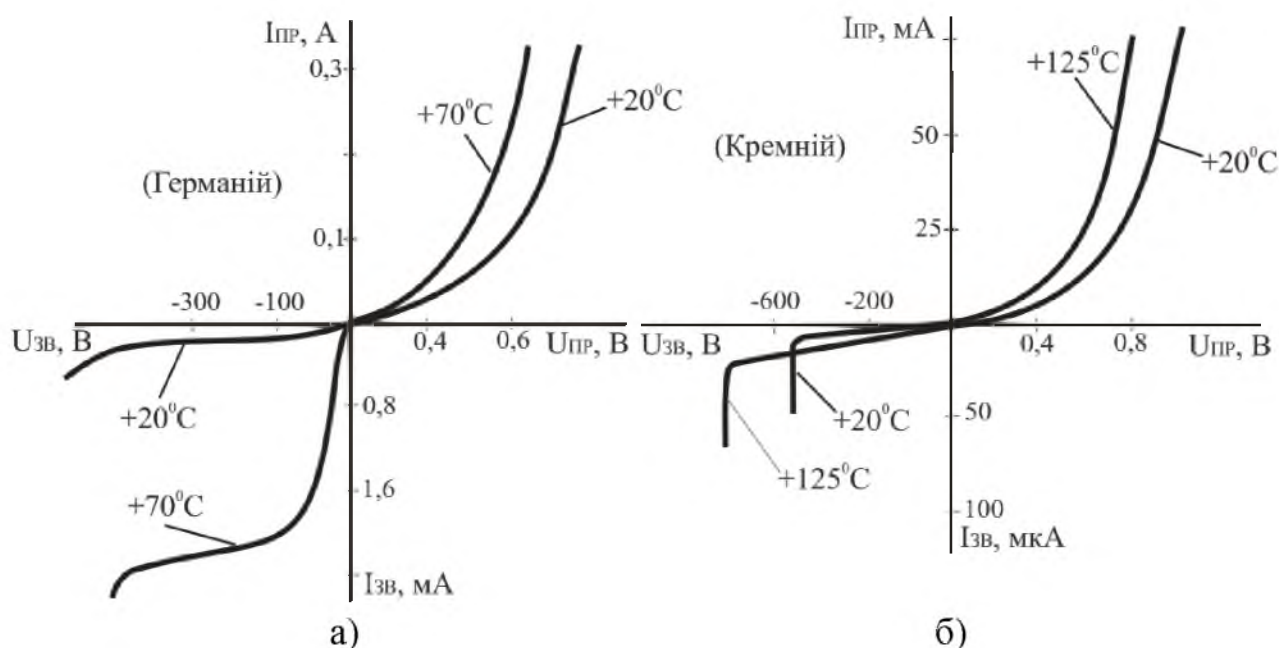
- прямий струм діода $I_{\text{пр}}$, який нормується при певній прямій напрузі (зазвичай $U_{\text{пр}} = 1 \dots 2 \text{ В}$);
- максимально допустимий прямий струм $I_{\text{пр max}}$ діода;
- максимально допустима зворотна напруга діода $U_{\text{зв max}}$, при якому діод ще може нормально працювати тривалий час;
- постійний зворотний струм $I_{\text{зв}}$, що протікає через діод при зворотній напрузі, рівній $U_{\text{зв max}}$;
- середній випрямлений струм $I_{\text{в,сеп}}$, який може тривало проходити через діод при допустимій температурі його нагріву;
- максимально допустима потужність P_{max} , що розсіюється діодом, при якій забезпечується задана надійність діода.

За максимально допустимим значенням середнього випрямленого струму діоди поділяються на малопотужні ($I_{\text{в,сеп}} \leq 0,3 \text{ А}$), середньої потужності ($0,3 \text{ А} < I_{\text{в,сеп}} \leq 10 \text{ А}$) і великої потужності ($I_{\text{в,сеп}} > 10 \text{ А}$).

Для збереження роботоздатності германієвого діода його температура не повинна перевищувати $+85 \text{ }^\circ\text{С}$. Кремнієві діоди можуть працювати при температурі до $+150 \text{ }^\circ\text{С}$.

Падіння напруги при пропусканні прямого струму у германієвих діодів складає $\Delta U_{\text{пр}} = 0,3 \dots 0,6 \text{ В}$, у кремнієвих діодів – $\Delta U_{\text{пр}} = 0,8 \dots 1,2 \text{ В}$. Більш велике падіння напруги при проходженні прямого струму через кремнієві діоди в

порівнянні з прямим падіння напруги на германієвих діодах пов'язано з більшою висотою потенційного бар'єру p - n -переходів, що сформовані в кремнії.



а – для германієвого діода; б – для кремнієвого діода

Рисунок 3.3 – Вольт-амперні характеристики напівпровідникових випрямних діодів при різній температурі

Із збільшенням температури пряме падіння напруги зменшується, що пов'язано із зменшенням висоти потенційного бар'єру.

При подачі на напівпровідниковий діод зворотної напруги в ньому виникає незначний зворотний струм, що обумовлений рухом неосновних носіїв заряду через p - n -перехід.

При підвищенні температури p - n -переходу число неосновних носіїв заряду збільшується за рахунок переходу частини електронів з валентної зони в зону провідності і утворення пар носіїв заряду електрон-дірка. Тому зворотний струм діода зростає.

У разі прикладення до діода зворотної напруги в декілька сотень вольт зовнішнє електричне поле в запираючому шарі стає настільки сильним, що здатне вирвати електрони з валентної зони в зону провідності (ефект Зенера). Зворотний струм при цьому різко збільшується, що викликає нагрів діода, подальше зростання струму і, нарешті, тепловий пробій (руйнування) p - n -переходу. Більшість діодів можуть надійно працювати при зворотних напругах $U_{зв}$, що не перевищують $(0,7 \dots 0,8) U_{проб}$.

Допустима зворотна напруга германієвих діодів досягає $100 \dots 400$ В, а кремнієвих діодів – $1000 \dots 1500$ В.

Випрямні діоди застосовуються в схемах для випрямлення змінного струму; використовуються в схемах керування для обмеження паразитних викидів напруги, як елементи електричної розв'язки електричних кіл і т.д.

В деякому потужному перетворювальному устаткуванні вимоги до середнього значення прямого струму і зворотної напруги перевищують номінальне значення параметрів існуючих діодів. У цих випадках задача вирішується паралельним або послідовним з'єднанням діодів.

Паралельне з'єднання діодів застосовують у тому випадку, коли потрібно отримати прямий струм, більший граничного струму одного діода. Але якщо діоди одного типу просто з'єднати паралельно, то внаслідок не співпадіння прямих гілок ВАХ (рисунок 3.4, а) вони виявляться по різному навантаженими і, в деяких прямий струм буде більше граничного.

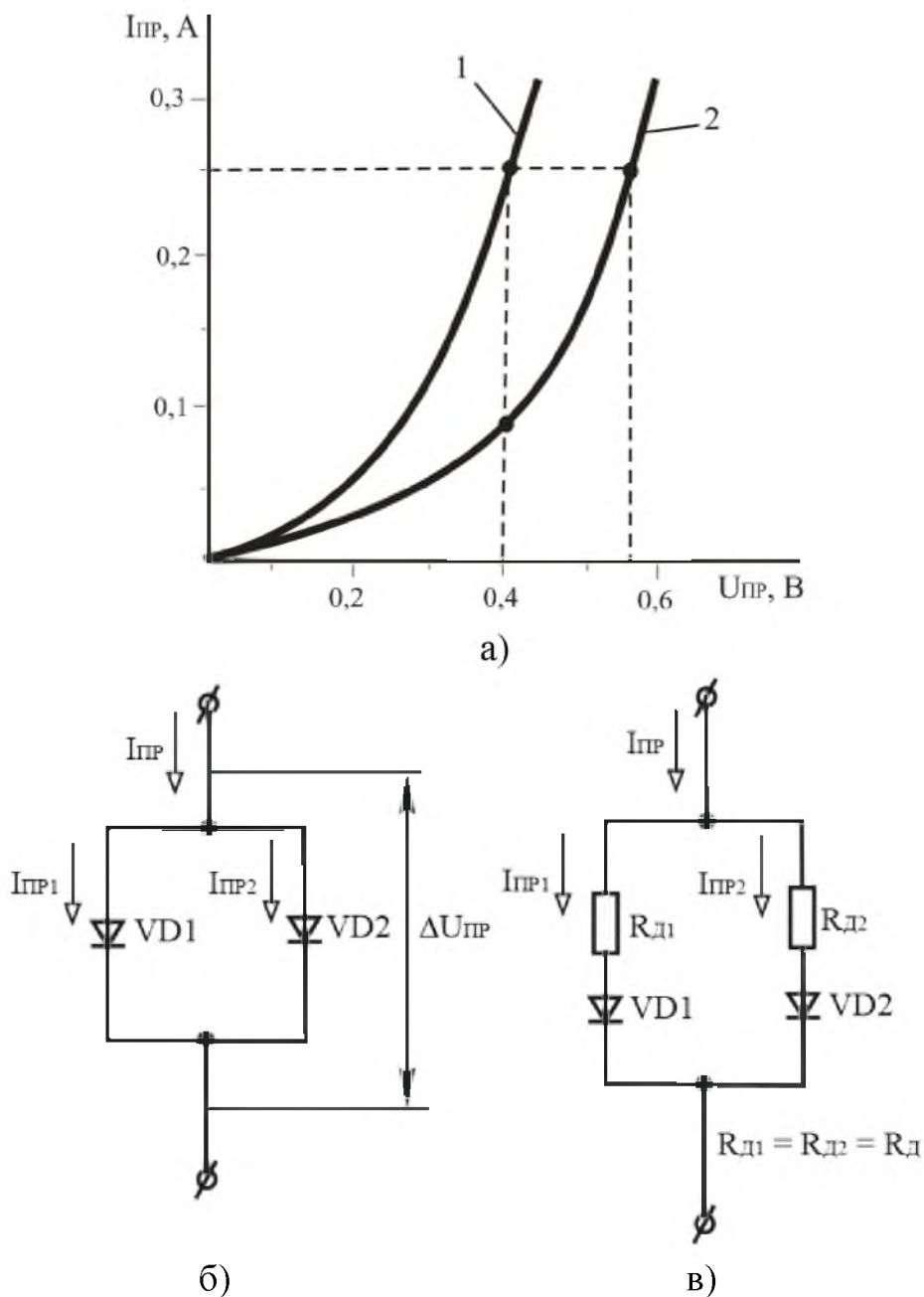


Рисунок 3.4 – Паралельне з'єднання випрямних діодів

Для вирівнювання струмів використовують діоди з малою відмінністю прямих гілок ВАХ (проводять їх підбір) або послідовно з діодами включають резистори з опором в одиниці Ом. Іноді включають додаткові резистори (рисунок 3.4, в) з опором, у декілька разів більшим, ніж прямий опір діодів, для того, щоб струм в кожному діоді визначався головним чином опором R_d , тобто $R_d \gg r_{пр}$. Величина R_d складає сотні Ом.

Послідовне з'єднання діодів (рисунок 3.5, а) застосовують для збільшення сумарної допустимої зворотної напруги. При дії зворотної напруги через діоди, які увімкнені послідовно, протікає однаковий зворотний струм $I_{зв}$, проте зважаючи на відмінність зворотних гілок ВАХ загальна напруга розподілятиметься по діодах нерівномірно. До діода, у якого зворотна гілка ВАХ знаходиться вище, буде прикладена більша напруга. Вона може опинитися вище граничної, що спричинить пробій діодів.

Для того, щоб зворотна напруга розподілялася рівномірно між діодами незалежно від їх зворотних опорів, застосовують шунтування діодів резисторами (рисунок 3.5, в). Опори $R_{ш}$ резисторів повинні бути однакові і значно менше найменшого із зворотних опорів діодів $R_{ш} \ll r_{зв}$, щоб струм, що протікає через резистор $R_{ш}$, був на порядок більше зворотного струму діодів.

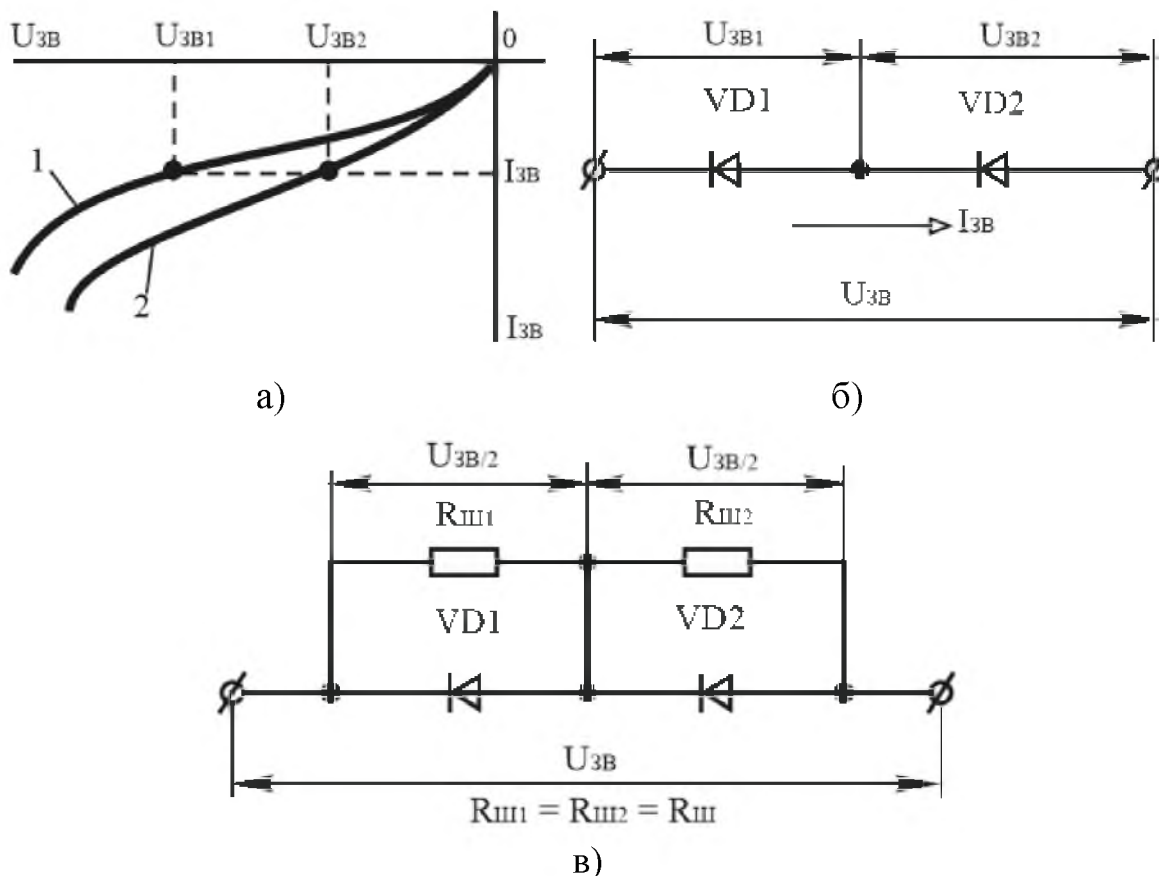


Рисунок 3.5 – Послідовне з'єднання випрямних діодів

3.2 Стабілітрони

Напівпровідниковий стабілітрон – це напівпровідниковий діод, напруга на якому в області електричного пробою слабо залежить від струму і який використовується для стабілізації напруги.

У напівпровідникових стабілітронах використовується властивість незначної зміни зворотної напруги на *p-n*-переході при електричному (лавинному або тунельному) пробі. Це пов'язано з тим, що невелике збільшення напруги на *p-n*-переході в режимі електричного пробою викликає інтенсивнішу генерацію носіїв заряду і значне збільшення зворотного струму.

Низьковольтні стабілітрони виготовляють на основі сильнолегованого (низькоомного) матеріалу. В цьому випадку утворюється вузький площинний перехід, в якому при порівняно низькій зворотній напрузі (менше 6 В) виникає тунельний електричний пробій. Високовольтні стабілітрони виготовляють на основі слаболегованого (високоомного) матеріалу. Тому їх принцип дії пов'язаний з лавинним електричним пробоем.

Основні параметри стабілітронів:

- напруга стабілізації U_{CT} ($U_{CT} = 1 \dots 1000$ В);
- мінімальний $I_{CT \text{ MIN}}$ і максимальний $I_{CT \text{ MAX}}$ струми стабілізації ($I_{CT \text{ MIN}} \approx 1 \dots 10$ мА, $I_{CT \text{ MAX}} \approx 0,05 \dots 2$ А);
- максимально допустима розсіювана потужність P_{MAX} ;
- диференційний опір на ділянці стабілізації $r_D = \Delta U_{CT} / I_{CT}$, ($r_D \approx 0,5 \dots 200$ Ом);
- температурний коефіцієнт напруги на ділянці стабілізації

$$TKU = \frac{\Delta U_{CT}}{\Delta T \cdot U_{CT}} \cdot 100\%. \quad (3.1)$$

TKU стабілітрона показує на скільки відсотків зміниться стабілізована напруга при зміні температури напівпровідника на 1 °С, ($TKU = -0,5 \dots +0,2$ %/°С).

Стабілітрони використовують для стабілізації напруги джерел живлення, а також для фіксації рівнів напруги в різних схемах.

Стабілізацію низьковольтної напруги в межах 0,3...1 В можна отримати при використанні прямої гілки ВАХ кремнієвих діодів. Діод, в якому для стабілізації напруги використовується пряма гілка ВАХ, називають стабістором. Існують також двосторонні (симетричні) стабілітрони, що мають симетричну ВАХ відносно початку координат.

Стабілітрони допускають послідовне увімкнення, при цьому результуюча стабілізуюча напруга дорівнює сумі напруги стабілітронів:

$$U_{CT} = U_{CT1} + U_{CT2} + \dots$$

Паралельне з'єднання стабілітронів недопустиме, оскільки через розкид характеристик і параметрів з усіх паралельно з'єднаних стабілітронів струм виникатиме тільки в одному, який має найменшу стабілізуючу напругу $U_{ст}$, що призведе до перегріву стабілітрона.

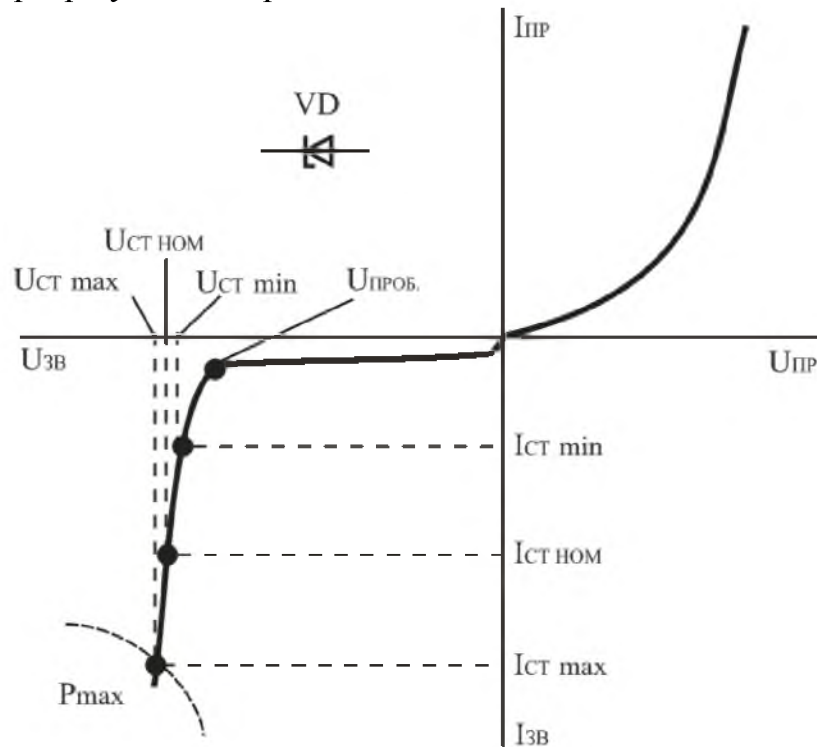


Рисунок 3.6 – Вольт-амперна характеристика стабілітрона та його умовне графічне позначення

3.3 Тунельні і зворотні діоди

Тунельний діод – це напівпровідниковий діод на основі виродженого напівпровідника, в якому тунельний ефект приводить до появи на вольт-амперній характеристиці при прямій напрузі ділянки з від'ємним диференціальним опором.

Тунельний діод виготовляється з германію або арсеніду галію з дуже великою концентрацією домішок, тобто з дуже малим питомим опором. Такі напівпровідники з малим опором називають виродженими. Це дозволяє отримати дуже вузький p - n -перехід. У таких переходах виникають умови для відносно вільного тунельного проходження електронів через потенційний бар'єр (тунельний ефект). Тунельний ефект приводить до появи на прямій гілці ВАХ діода ділянки з від'ємним диференціальним опором. Тунельний ефект полягає в тому, що при достатньо малій висоті потенційного бар'єру можливе проникнення електронів через бар'єр без зміни їх енергії.

Основні параметри тунельних діодів:

- піковий струм $I_{п}$ – прямий струм в точці максимуму ВАХ;
- струм впадини $I_{в}$ – прямий струм в точці мінімуму ВАХ;
- відношення струмів тунельного діода $I_{п}/I_{в}$;

- напруга піку U_{II} – пряма напруга, що відповідає піковому струму;
- напруга впадини U_B – пряма напруга, що відповідає струму впадини.

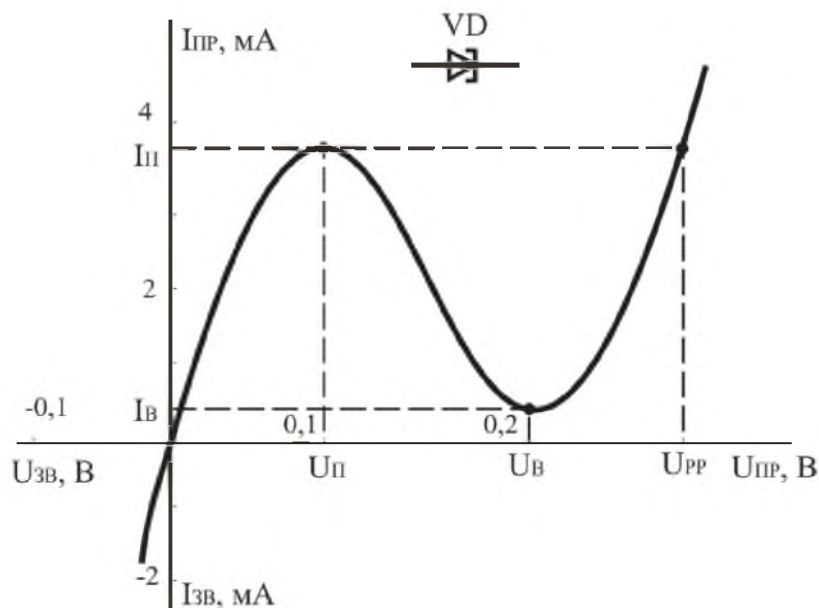


Рисунок 3.7 – Вольт-амперна характеристика тунельного діода та його умовне графічне позначення

Тунельні діоди використовують для генерації і посилення електромагнітних коливань, а також в швидкодіючих перемикаючих і імпульсних схемах.

Зворотний діод – це напівпровідниковий діод на основі напівпровідника з критичною концентрацією домішок, в якому провідність при зворотній напрузі внаслідок тунельного ефекту значно більше, чим при прямій напрузі.

Принцип дії зворотного діода заснований на використанні тунельного ефекту. Але в зворотних діодах концентрацію домішок роблять менше, ніж в звичайних тунельних. Тому контактна різниця потенціалів у зворотних діодів менша, а товщина p - n -переходу більша. Це призводить до того, що під дією прямої напруги прямий тунельний струм не створюється. Прямий струм в зворотних діодах створюється інжекцією неосновних носіїв зарядів через p - n -перехід, тобто прямий струм є дифузійним. При зворотній напрузі через перехід протікає значний тунельний струм, що створюється переміщенням електронів через потенційний бар'єр з p -області в n -область. Робочою ділянкою ВАХ зворотного діода є зворотна гілка.

Таким чином, зворотні діоди володіють випрямляючим ефектом, але провідний напрям у них відповідає зворотному увімкненню, а непровідний – прямому увімкненню.

Зворотні діоди застосовують в імпульсних пристроях, а також як перетворювачі сигналів (змішувачів і детекторів) в радіотехнічних пристроях.

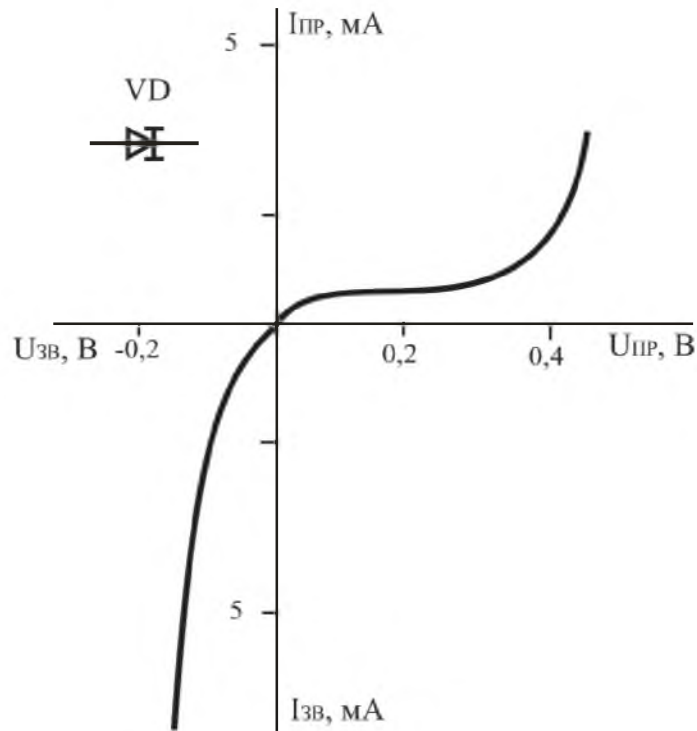


Рисунок 3.8 – Вольт-амперна характеристика зворотного діода та його умовне графічне позначення

3.4 Варикапи

Варикап – це напівпровідниковий діод, в якому використовується залежність ємності від величини зворотної напруги і який призначений для застосування як елемент з електрично керованою ємністю.

Напівпровідниковим матеріалом для виготовлення варикапів є кремній.

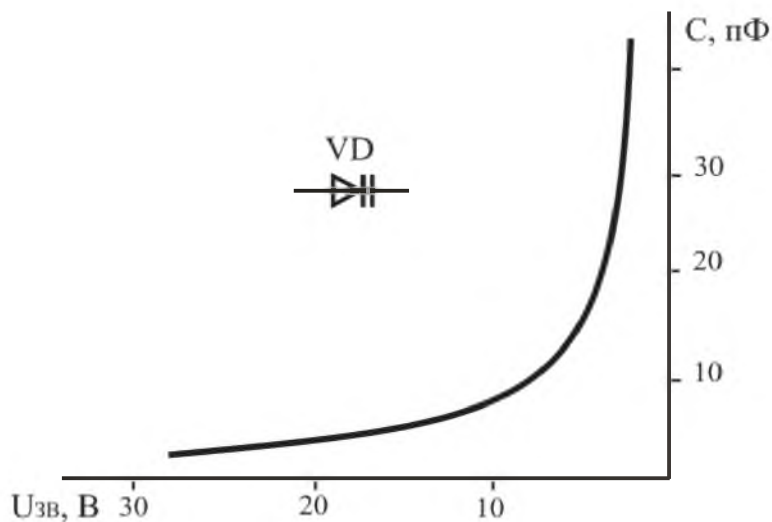


Рисунок 3.9 – Вольт-фарадна характеристика варикапа та його умовне графічне позначення

Основні параметри варикапів:

- номінальна ємність C_B – ємність при заданій зворотній напрузі ($C_B = 10 \dots 500$ пФ);
- коефіцієнт перекриття по ємності $K_C = \frac{C_{MAX}}{C_{MIN}}$ – відношення ємності варикапа при двох заданих значеннях зворотної напруги ($K_C = 5 \dots 20$).

Варикапи широко застосовуються в різних схемах для автоматичного підстроювання частоти, в параметричних підсилювачах.

3.5 Діоди Шотткі

Діод Шотткі – це напівпровідниковий діод, випрямні властивості якого засновані на взаємодії метала і збідненого шару напівпровідника.

Для створення діодів Шотткі використовується перехід метал-напівпровідник. Робота цих діодів основана на перенесенні основних носіїв заряду і характеризується високою швидкістю, оскільки в них відсутнє характерне для p - n -переходів накопичення неосновних носіїв заряду.

Розглянемо структуру метал-напівпровідник n -типу. Якщо робота виходу електронів у метала вище, ніж у напівпровідника, то переважаючим буде переміщення електронів з напівпровідника в метал. У результаті метал заряджається негативно, а іони донорної домішки, що залишилися в напівпровіднику, створюють в його прикордонному шарі позитивний потенціал (рис. 3.10). Такий розподіл зарядів створює контактну різницю потенціалів U_K (потенційний бар'єр), що перешкоджає подальшому переміщенню електронів. При цьому тонкий прикордонний шар напівпровідника збіднюється носіями зарядів. Таким чином, в місці контакту метала і напівпровідника виникає перехід, аналогічний p - n -переходу. Якщо до такого переходу прикласти зворотну напругу, що збігається з U_K , то ширина збідненої області збільшиться, а опір переходу зросте. Якщо прикласти пряму напругу, то вона буде протидіяти U_K , при цьому перехід звужується, потенційний бар'єр зменшується і через перехід починає протікати струм. Вольт-амперні характеристики такого переходу і p - n -переходу виявляються аналогічними.

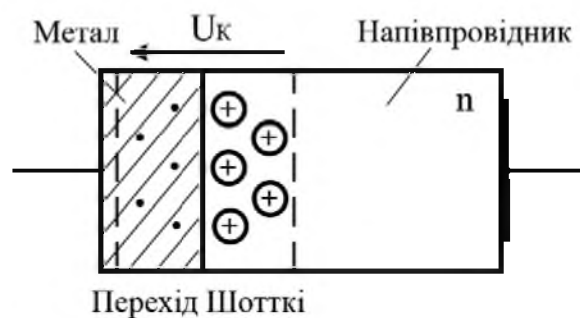


Рисунок 3.10 – Структура діода Шотткі

Основною відмінною особливістю характеристик діода Шотткі є значно менше пряме падіння напруги (0,2...0,4 В) в порівнянні з діодами на основі *p-n*-переходу (рисунок 3.11). Це пояснюється тим, що в діоді Шотткі одна з речовин переходу – метал, і отже, його електричний опір (і відповідне падіння напруги на ньому) значно менше, ніж у напівпровідника.

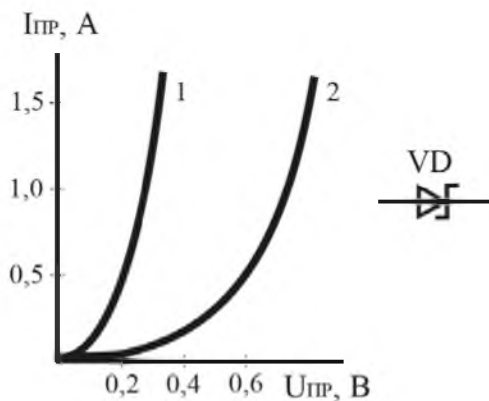


Рисунок 3.11 – Вольт-амперна характеристика діода Шотткі (1), *p-n*-переходу (2) та його умовне графічне позначення

Малопотужні діоди Шотткі виготовляються на основі кремнію і арсеніду галію *n*-типу і призначаються для перетворення сигналу НВЧ-діапазону (випрямлення, змішування частот, модуляції) та для імпульсних пристроїв. Силові (потужні) діоди Шотткі для силової напівпровідникової електроніки виготовляються на основі кремнію *n*-типу, дозволяють пропускати робочі струми в десятки-сотні ампер, винятково високу швидкодію (у порівнянні з діодами на основі *p-n*-переходів), але низькі робочі напруги, які не перевищують кількох десятків вольт.

Діоди Шотткі, у яких випрямляючий перехід являє собою тонку плівку метала нанесену на пластинку напівпровідника, мають меншу електричну ємність переходу (не перевищує 0,01 пФ). Це забезпечує надзвичайно малий час їх перемикання (наносекунди) і дозволяє помітно підвищити робочу частоту (десятки ГГц). Ця властивість використовується в інтегральних мікросхемах, де діодами Шотткі шунтуються переходи транзисторів логічних елементів. У силовій електроніці мала ємність переходу (тобто малий час відновлення) дозволяє будувати випрямлячі на частоті в сотні кГц і вище. Завдяки кращим часовим характеристикам і малим ємностям переходу випрямлячі на діодах Шотткі відрізняються від традиційних діодних випрямлячів зниженим рівнем перешкод, тому вони застосовуються в традиційних трансформаторних блоках живлення аналогової апаратури.

3.6 Розрахунок електричних кіл з напівпровідниковими діодами

У практичних схемах в коло діода вмикається яке-небудь навантаження, наприклад резистор (рисунок 3.12, а). Прямий струм проходить тоді, коли анод має позитивний потенціал відносно катода.

Режим діода з навантаженням називають робочим режимом. Якби діод мав лінійний опір, то розрахунок струму в подібній схемі не представляв би складності, оскільки загальний опір кола дорівнює сумі опору діода постійному струму R_0 та опору резистора навантаження R_H . Але діод має нелінійний опір, і значення R_0 у нього змінюється при зміні струму. Тому розрахунок струму роблять графічно. Завдання полягає в наступному: відомі значення E , R_H і характеристика діода; потрібно визначити струм в колі I і напругу на діоді U_D .

Характеристику діода слід розглядати як графік деякого рівняння, що зв'язує величини I і U . А для опору R_H подібним рівнянням є закон Ома

$$I = \frac{U_R}{R_H} = \frac{(E - U_D)}{R_H}. \quad (3.2)$$

Отже, є два рівняння з двома невідомими I і U , причому одне з рівнянь дане графічно. Для вирішення такої системи рівнянь необхідно побудувати графік другого рівняння і знайти координати точки перетину двох графіків.

Рівняння для опору R_H – це рівняння першого ступеня відносно I і U . Його графіком є пряма лінія – лінія навантаження. Вона будується по двох точках на осях координат. При $I = 0$ з рівняння (3.2) отримуємо: $E - U = 0$ або $U = E$, що відповідає точці А на рисунку 3.10, б. А якщо $U = 0$, то $I = E/R_H$, відкладаємо цей струм на осі ординат (точка Б). Через точки А і Б проводимо пряму, яка є лінією навантаження. Координати точки D дають рішення поставленої задачі.

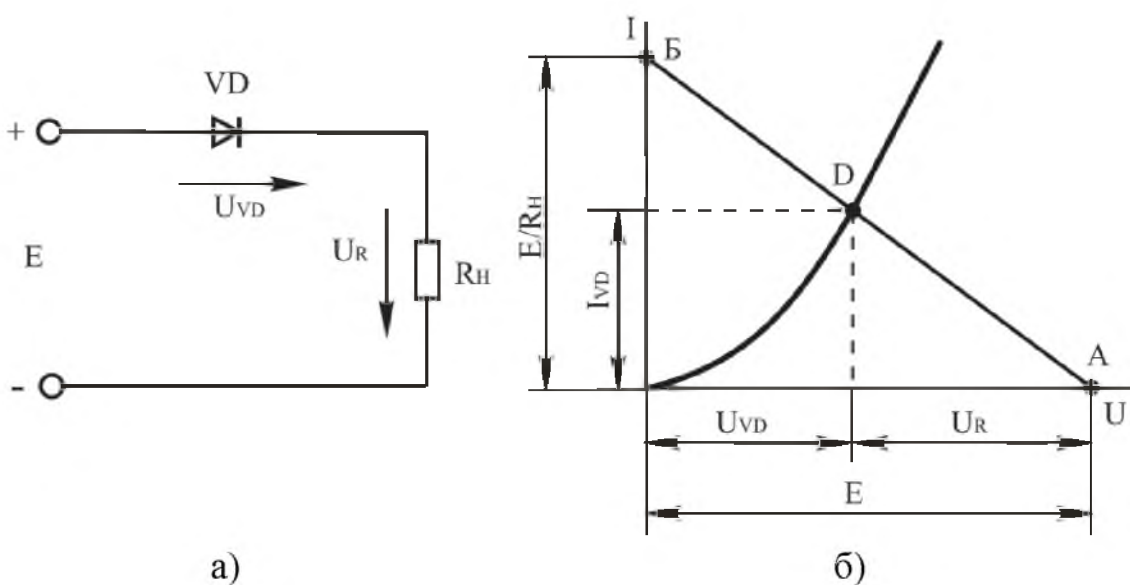


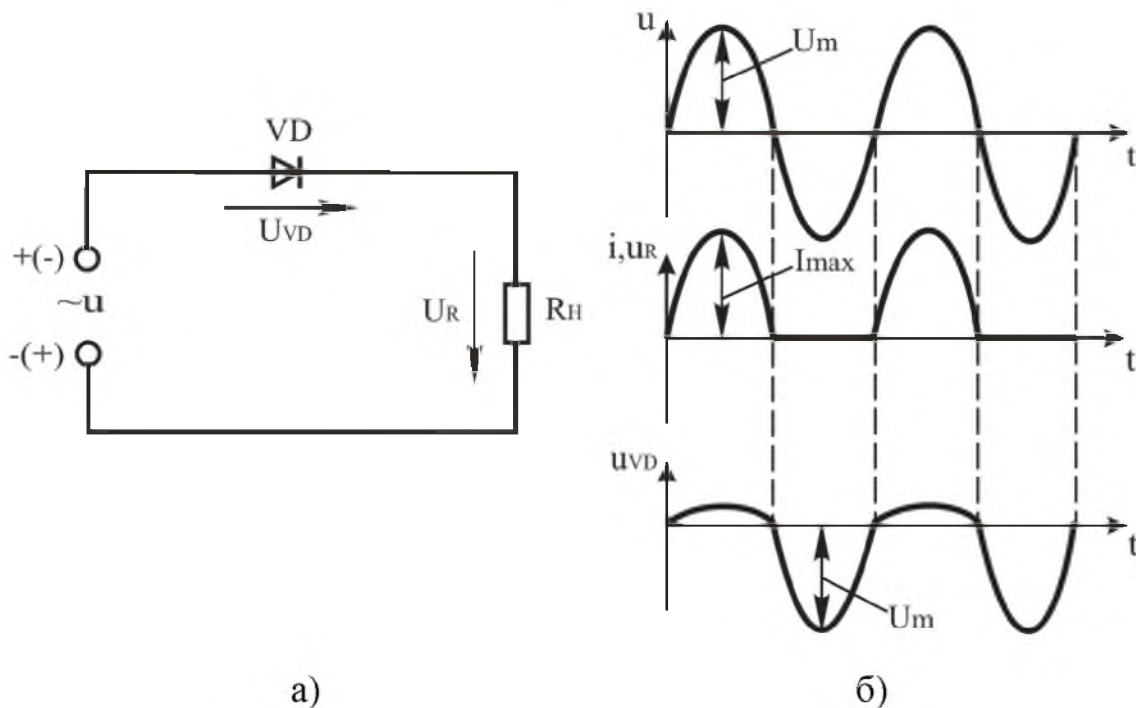
Рисунок 3.12 – Графічний розрахунок робочого режиму діода

Слід зазначити, що графічний розрахунок робочого режиму діода можна не робити, якщо $R_H \gg R_O$. В цьому випадку допустимо нехтувати опором діода і визначати струм приблизно: $I \approx E/R_H$. Розглянутий метод розрахунку постійної напруги можна застосувати для амплітудних або миттєвих значень, якщо джерело дає змінну напругу.

Оскільки напівпровідникові діоди добре проводять струм в прямому напрямку і погано в зворотному, то більшість напівпровідникових діодів застосовуються для випрямлення змінного струму.

Проста схема для випрямлення змінного струму показана на рисунку 3.13, а. У ній послідовно з'єднані джерело змінної ЕРС, діод VD і резистор навантаження R_H . Ця схема випрямлення називається однопівперіодною.

Робота випрямляча відбувається наступним чином. Протягом одного півперіоду напруга для діода є прямою і проходить струм, що створює на резисторі R_H падіння напруги U_R . Протягом наступного півперіоду напруга для діода є зворотною, струму практично немає і напруга на резисторі $U_R = 0$. Таким чином, через діод і резистор навантаження проходить пульсуючий струм у вигляді імпульсів, що тривають півперіоду. Цей струм називають випрямленим струмом. Він створює на резисторі R_H випрямлену напругу. Графіки на рисунку 3.13, б ілюструють процеси у випрямлячі.



а) схема; б) часові діаграми роботи

Рисунок 3.13 – Однофазний однопівперіодний випрямляч

Амплітуда позитивних півхвиль на діоді дуже мала. Це пояснюється тим, що коли проходить прямий струм, то велика частина напруги джерела падає на

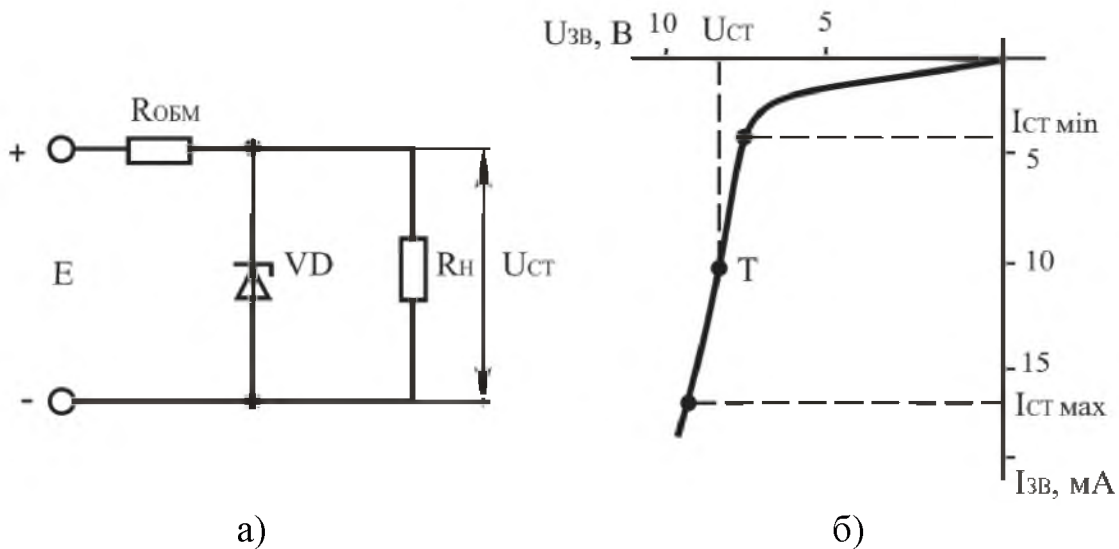
резисторі навантаження R_H , опір якого значно перевищує опір діода. В цьому випадку

$$U_{ПР\ MAX} = U_m - U_{R\ MAX} = U_m - I_{MAX}R_H \ll U_m. \quad (3.3)$$

Для звичайних напівпровідникових діодів пряма напруга не більше $U_{ПР} = 1 \dots 2$ В. Наприклад, джерело має діючу напругу $U = 200$ В і $U_m = \sqrt{2}U = 280$ В. Якщо $U_{ПР\ MAX} = 1$ В, то $U_{R\ MAX} = 279$ В.

При негативній півхвилі напруги струму практично немає і падіння напруги на резисторі $U_R = 0$. Вся напруга джерела прикладена до діода і є для нього зворотною напругою. Таким чином, максимальне значення зворотної напруги дорівнює амплітуді ЕРС джерела.

Найпростіша схема застосування стабілітрона приведена на рисунку 3.14, а. Навантаження (споживач) увімкнене паралельно стабілітрону. Тому, в режимі стабілізації, коли напруга на стабілітроні майже постійна, така ж напруга буде і на навантаженні. Зазвичай $R_{ОБМ}$ розраховують для середньої точки Т характеристики стабілітрона.



а – схема; б – вольт-амперна характеристика стабілітрона

Рисунок 3.14 – Параметричний стабілізатор напруги

Розглянемо випадок, коли $E = \text{const}$, а R_H змінюється в межах від $R_{H\ MIN}$ до $R_{H\ MAX}$.

Значення $R_{ОБМ}$ можна знайти за наступною формулою

$$R_{ОБМ} = \frac{E - U_{CT}}{I_{СЕР} + I_{H.СЕР}}, \quad (3.4)$$

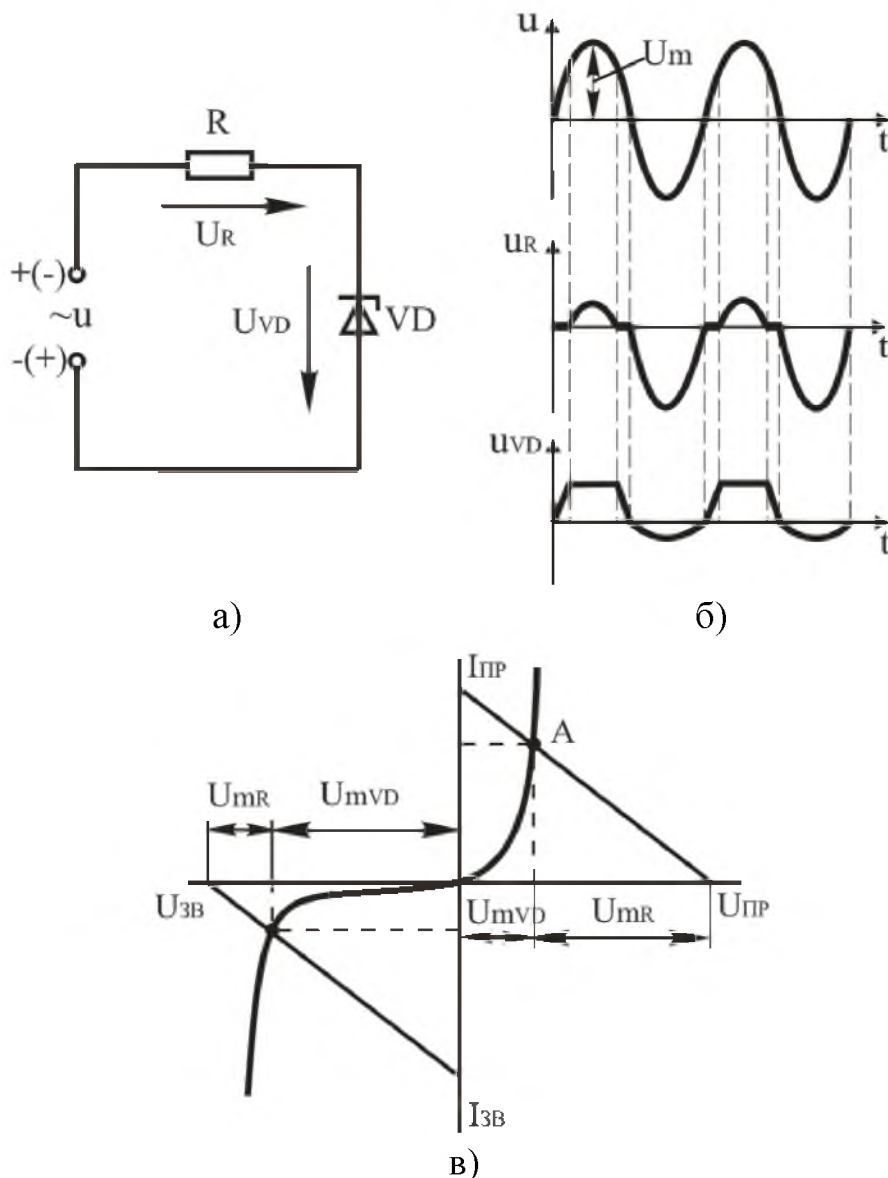
де $I_{СЕР} = 0,5(I_{CT\ MIN} + I_{CT\ MAX})$ – середній струм стабілітрона;

$I_H = U_{CT}/R_H$ – струм навантаження (при $R_H = \text{const}$);

$$I_{H.CEP} = 0,5(I_{H.MIN} + I_{H.MAX}) \text{ (при } R_H = \text{var}), \text{ причому } I_{H.MIN} = \frac{U_{CT}}{R_{HMAX}}; I_{H.MAX} = \frac{U_{CT}}{R_{HMIN}}.$$

Роботу схеми в даному режимі можна пояснити так. Оскільки R_{OEM} постійний і падіння напруги на ньому, що дорівнює $(E - U_{CT})$, також постійне, то і струм через R_{OEM} , що дорівнює $(I_{CT} + I_{H.CEP})$, повинен бути постійним. Але останнє можливо тільки в тому випадку, якщо струм стабілітрона I і струм навантаження I_H змінюються однаковою мірою, але в протилежні сторони. Наприклад, якщо I_H збільшується, то струм I на стільки ж зменшується, а їх сума залишається незмінною.

Принцип дії стабілітрона розглянемо на прикладі електричного кола, що складається з послідовно з'єднаних джерела змінної ЕРС, стабілітрона VD і резистора R (рисунок 3.15, а).



а – схема; б – часові діаграми роботи; в – графічне визначення напруг

Рисунок 3.15 – Електричне коло із стабілітронам

У позитивний півперіод на стабілітрон подається зворотна напруга, і до величини напруги пробою стабілітрона вся напруга прикладається до стабілітрона, оскільки струм в колі дорівнює нулю. Після електричного пробою стабілітрона напруга на стабілітроні VD залишається без змін і напруга джерела ЕРС, що залишилася, буде прикладена до резистора R. У негативний півперіод стабілітрон увімкнений у провідному напрямку. При цьому падіння напруги на ньому складає приблизно 1 В, а напруга джерела ЕРС, що залишилася, прикладена до резистора R.

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ ДО РОЗДІЛУ 3

1. Поясніть призначення та принцип дії напівпровідникових випрямних діодів.
2. Назвіть основні параметри, наведіть вольт-амперну характеристику та умовне графічне позначення випрямних діодів.
3. Поясніть, коли застосовується послідовне і паралельне з'єднання випрямних діодів.
4. Поясніть призначення і принцип дії напівпровідникових стабілітронів.
5. Назвіть основні параметри, наведіть вольт-амперну характеристику та умовне графічне позначення стабілітронів.
6. Поясніть, коли застосовується послідовне з'єднання стабілітронів. Чи можна вмикати паралельно два стабілітрони?
7. Поясніть призначення та принцип дії тунельних і зворотних діодів.
8. Назвіть основні параметри, наведіть вольт-амперну характеристику та умовне графічне позначення тунельних і зворотних діодів.
9. Поясніть призначення, назвіть основні параметри, наведіть вольт-амперну характеристику та умовне графічне позначення варикапів.
10. Поясніть призначення і принцип дії діодів Шоттки.

РОЗДІЛ 4

ПЕРЕМИКАЮЧІ ПРИЛАДИ

Перемикаючими називають напівпровідникові прилади, вольт-амперна характеристика яких має ділянку з від'ємним диференціальним опором і які використовують для перемикання.

До перемикаючих приладів відносять диністори, триністори, симістори, одноперехідні транзистори.

Таблиця 4.1 – Умовні позначення перемикаючих приладів

Тип	Умовне позначення
Диністор	VS 
Триністор з керуванням за катодом	VS 
Триністор з керуванням за анодом	VS 
Триністор двоопераційний з керуванням за катодом	VS 
Триністор двоопераційний з керуванням за анодом	VS 
Симістор некерований	VS 
Симістор керований	VS 
Одноперехідний транзистор з базою <i>n</i> -типу	VT 
Одноперехідний транзистор з базою <i>p</i> -типу	VT 

4.1 Диністори

Тиристор – це електроперетворювальний напівпровідниковий прилад з трьома або більше p - n -переходами, що має два стійки стани, і вольт-амперна характеристика якого має ділянку з від’ємним диференційним опором.

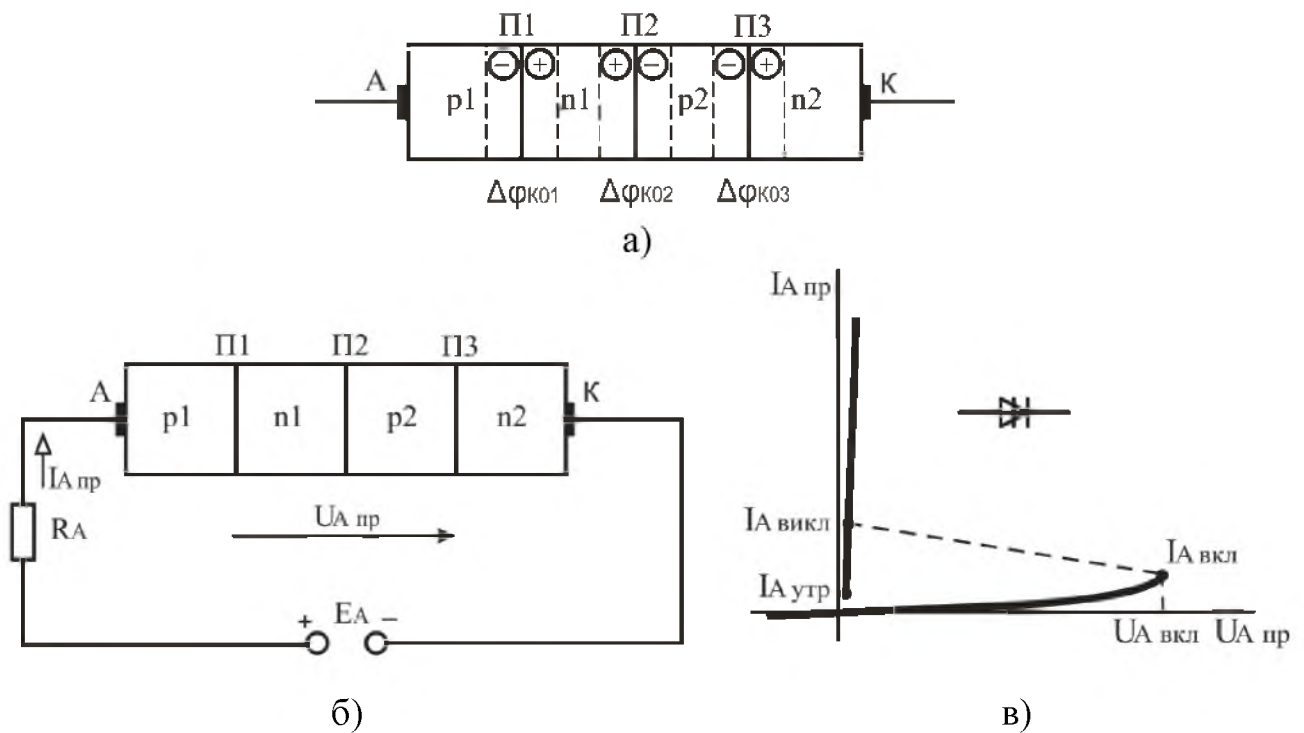
Двоелектродний тиристор (диністор) – це тиристор, що має два зовнішніх виводи (анод і катод). Диністор являє собою напівпровідниковий прилад, що складається з чотирьох областей з провідностями p - і n -типу, які послідовно чергуються (рисунок 4.1). Крайні області p_1 і n_2 називаються емітерами, а середні p_2 і n_1 – базами.

Як видно, він має три p - n -переходи, причому два з них П1 і П3 (називають емітерними) зміщені у прямому напрямку, а середній перехід П2 (колекторний) – у зворотному напрямку. Крайню область p_1 називають анодом, а крайню область n_2 – катодом.

Як правило, тиристори виготовляють з кремнію, причому емітерні переходи можуть бути сплавними, а колекторний перехід виготовляють методом дифузії. Концентрація домішок в базових (середніх) областях значно менше, ніж в емітерних (крайніх) областях.

При відсутності зовнішньої напруги ($E_A = 0$) в p - n -переходах диністора виникають потенційні бар'єри $\Delta\varphi_{к01}$, $\Delta\varphi_{к02}$, $\Delta\varphi_{к03}$ (рисунок 4.1, а). Якщо до диністора прикладена пряма напруга $U_{А ПР} < U_{А ВМІК}$ (рисунок 4.1, б), то переходи П1 і П3 зміщуються в прямому, а П2 – у зворотному напрямку. Висота потенційних бар'єрів П1 і П3 зменшується. Дірки інжектуються з емітера p_1 в базу n_1 , а електрони з емітера n_2 в базу p_2 . Електричним полем переходу П2, який зміщений у зворотному напрямку, дірки з бази n_1 виводяться в базу p_2 , а електрони – з бази p_2 в базу n_1 (явище екстракції). Наявність в базах n_1 і p_2 додаткових основних носіїв зарядів ще більше зменшує висоту потенційних бар'єрів переходів П1 і П3. Це викликає додаткову інжекцію дірок та електронів через переходи П1 і П3. Зі збільшенням прямої напруги $U_{А ПР}$ відбувається поступове насичення баз n_1 і p_2 основними носіями зарядів і зменшення їх опору. При певному значенні $U_{А ПР} \geq U_{А ВМІК}$, процес приймає лавиноподібний характер. Різко зменшуються опори областей n_1 і p_2 і перехід П2 відпирається. Струм $I_{А ПР}$ збільшується, а напруга $U_{А ПР}$ зменшується. На вольт-амперній характеристиці з'являється ділянка з від’ємним диференційним опором – ділянка 1-2 (рисунок 4.1, в). Диністор відкривається і переходить з закритого стану (ділянка 0-1) у відкритий (ділянка 2-3). При цьому опір диністора різко зменшується і падіння напруги на ньому становить $U_{А ПР} = 0,5 \dots 1$ В. Інша напруга джерела E_A падає на обмежувальному резисторі R_A (рисунок 4.1, б).

Таким чином, диністор може перебувати у двох станах: вимкненому, або закритому, яке характеризується значним падінням напруги на диністорі та протіканням малих струмів через нього, тобто великим опором, і ввімкненому, або відкритому, яке характеризується малим падінням напруги на диністорі та протіканням значних струмів через нього, тобто малим опором.



а – структура; б – схема увімкнення; в – вольт-амперна характеристика та умовне графічне позначення

Рисунок 4.1 – Диністор

Для вимикання диністора необхідно зменшити прямий струм до значення $I_{A пр} < I_{A утр}$, (де $I_{A утр}$ – струм утримання – мінімальний прямий струм, при якому диністор ще залишається у ввімкненому стані) або подати на прилад напругу зворотної полярності.

4.2 Триністори

Триелектродний тиристор (триністор) – це керований напівпровідниковий прилад, що має три зовнішні виводи (анод, катод та керуючий електрод).

На відміну від диністора триністор має додатковий електрод, який називають керуючим.

Від додаткового зовнішнього джерела E_K за рахунок струму керування $I_{кер}$ через керуючий електрод в базу p_2 вводиться додаткова кількість основних носіїв заряду – дірок (рисунок 4.2, а).

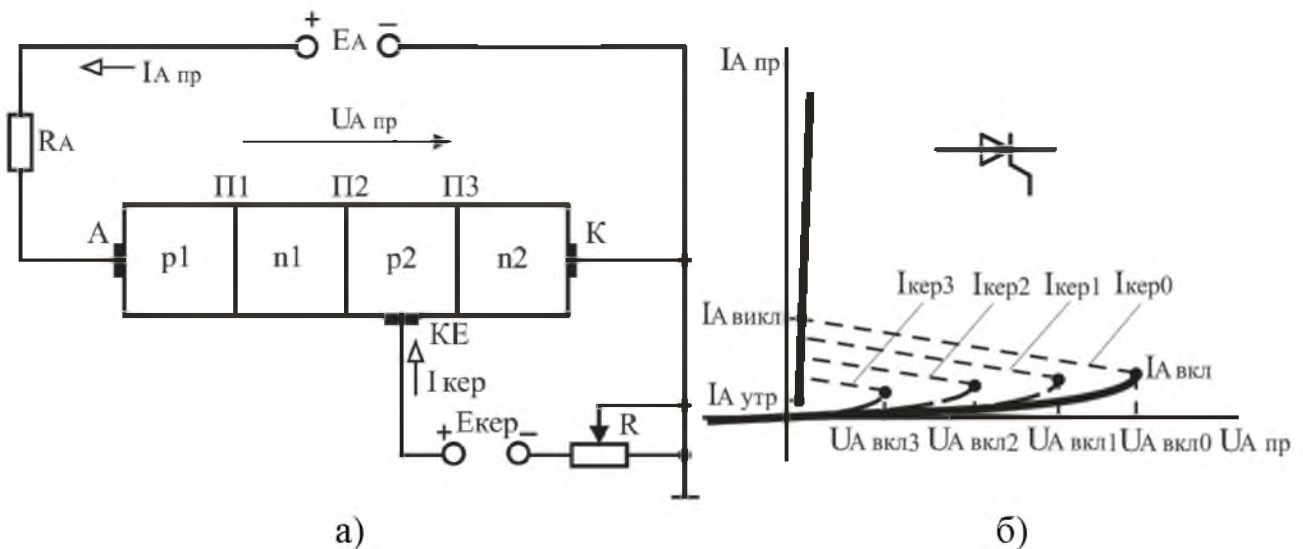
Це дозволяє вмикати триністор при меншому значенні $U_{A вмик}$, ніж диністор (рисунок 4.2, б). Подаючи через керуючий електрод пряму напругу на перехід ПЗ, що працює в прямому напрямку, можна регулювати значення напруги $U_{A вмик}$. Чим більше струм, що протікає через керуючий електрод $I_{кер}$, тим нижче напруга $U_{A вмик}$.

Ці основні властивості триністора відображаються вольт-амперними характеристиками (рисунок 4.2, б) для різних струмів керуючого електроду $I_{кер}$.

Чим більше цей струм, тим сильніше інжекція носіїв заряду від відповідного емітера до колекторного переходу П2 і тим потрібна менша напруга на тиристорі, для того, щоб почався процес відпирання приладу. Найбільш висока напруга $U_{A \text{ вмик}}$ має місце за відсутності струму керуючого електроду $I_{\text{кер}}$, коли тріодний тиристор (триністор) перетворюється на діодний (диністор). І навпаки, при значному струмі $I_{\text{кер}}$ характеристика тріодного тиристора наближається до характеристики прямого струму випрямного діода.

Умова вмикання тріодного тиристора $U_{A \text{ пр}} \geq U_{A \text{ вмик}}$ при $I_{\text{кер}} = \text{const}$, $I_{A \text{ пр}} \geq I_{A \text{ вим}}$, де $I_{A \text{ вим}}$ – струм вимикання – мінімальний прямий струм, що підтримує тиристор у ввімкненому стані безпосередньо після його вмикання і зняття струму керування.

Для вимикання триністора необхідно зменшити прямий струм до значення $I_{A \text{ пр}} < I_{A \text{ утр}}$ (де $I_{A \text{ утр}}$ – струм утримання – мінімальний прямий струм тиристора у провідному стані при розімкненому колі керування) або подати на прилад напругу зворотної полярності.



а – структура та схема увімкнення; б – вольт-амперна характеристика та умовне графічне позначення

Рисунок 4.2 – Триністор

Схема увімкнення триністора наведена на рисунку 4.3.

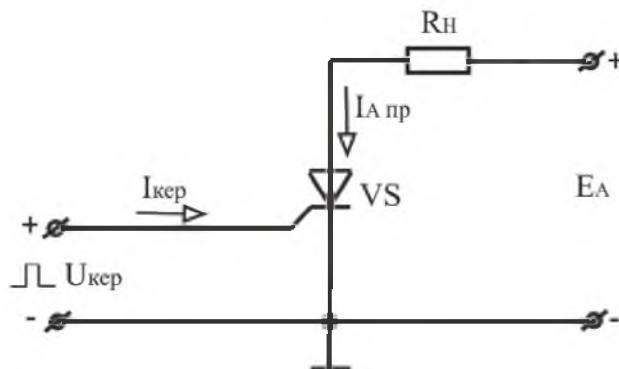
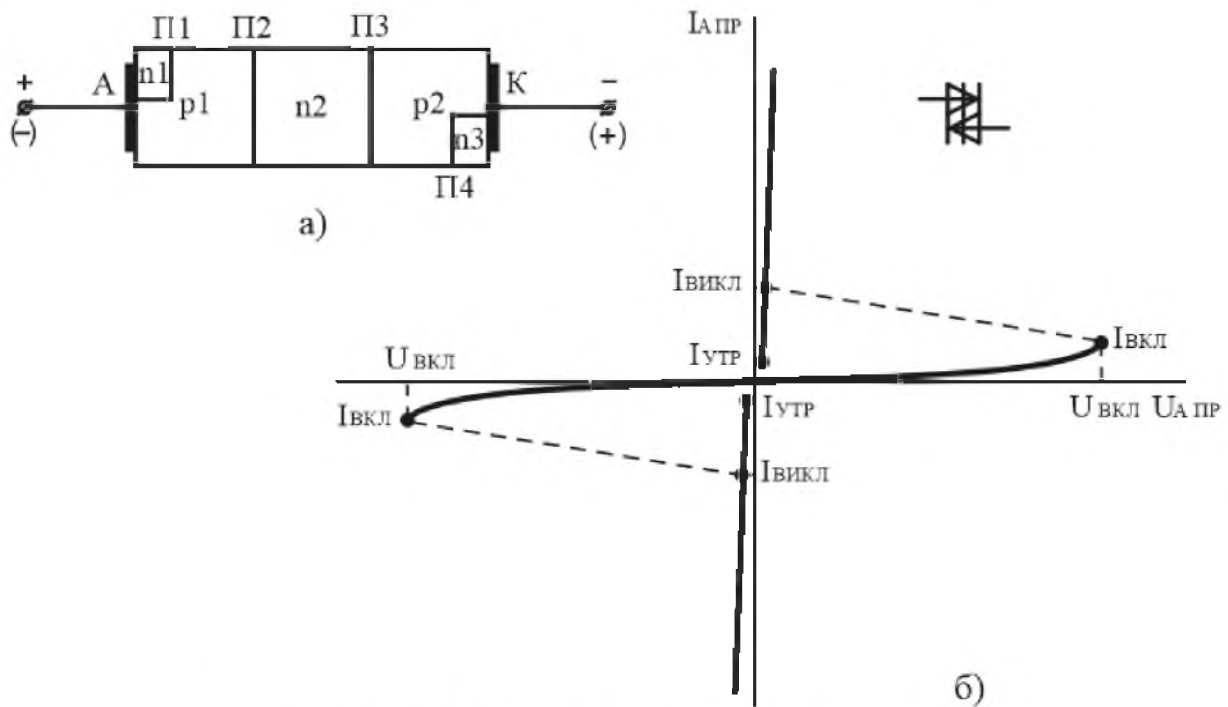


Рисунок 4.3 – Схема увімкнення триністора

4.3 Симістори

Симетричний тиристор (симістор) – це керований напівпровідниковий прилад, який має однакові ВАХ при різних полярностях прикладеної напруги і, який проводить струм в обох напрямках.

Основою симетричного тиристора є кремнієва монокристалічна структура, що складається з п'яти областей з електропровідностями p - і n -типу, які послідовно чергуються, і утворюють чотири p - n -переходи (рисунок 4.4, а).



а – структура; б – вольт-амперна характеристика та умовне графічне позначення

Рисунок 4.4 – Симістор

Основні параметри тиристорів:

- напруга вмикання $U_{вмик}$ – це пряма напруга, при якій тиристор переходить із закритого у відкритий стан при розімкненому колі керуючого електроду. Для різних типів тиристорів напруга $U_{вмик}$ становить від 10 до 2500 В;
- струм вмикання $I_{вмик}$ – це таке значення прямого струму через тиристор, вище за яке тиристор переходить у відкритий стан при розімкненому колі керуючого електроду;
- максимально допустимий струм у відкритому стані $I_{\Gamma P \text{ MAX}}$ – максимальне значення струму у відкритому стані, при якому забезпечується задана надійність тиристора. Для тиристорів різних типів $I_{\Gamma P \text{ MAX}}$ становить від 40 мА до 1000 А;

- залишкова напруга $U_{\text{ЛР}}$ – значення напруги на тиристорі, що знаходиться у відкритому стані при проходженні через нього максимально допустимого струму. Залишкова напруга зазвичай не перевищує 2 В;
- струм утримання $I_{\text{УТР}}$ – мінімальний прямий струм тиристора у провідному стані при розімкненому колі керування, нижче за який тиристор переходить у непровідний стан;
- час затримки t_z ;
- час вмикання $t_{\text{ВМІК}}$;
- час вимикання $t_{\text{ВІМ}}$.

4.4 Повністю керовані тиристори (GTO)

Повністю керований тиристор – напівпровідниковий прилад в основі якого лежить класична чотирьохшарова структура. Скорочена його назва – GTO (Gate Turn-Off Thyristor). Такий тиристор не тільки вмикається, але і вимикається керуючим сигналом: вмикається і вимикається подачею на керуючий електрод імпульсів струму відповідно позитивної і негативної полярності.

Розробникам силових запираємих тиристорів необхідно було вирішити дві задачі. Перша – забезпечити рівномірний розподіл струму за поперечним перерізом кристалу при відпиранні тиристора, що дозволило б збільшити значення допустимої швидкості наростання анодного струму di_A/dt . Друга – прискорити процес виведення неосновних носіїв заряду з базових областей p_2 і n_1 , що дозволило б зменшити час, необхідний для відновлення запираючих властивостей тиристора.

Для вирішення першої задачі катодний шар (рисунок 4.5) розбитий на декілька сотень елементарних комірок, рівномірно розподілених по площі і з'єднаних паралельно. Для вирішення другої задачі базовий шар p_2 з'єднується з керуючим електроном через велику кількість виводів (приблизно рівну числу катодних комірок), які також з'єднані паралельно і рівномірно розподілені по перерізу. Це забезпечує покращення умов виведення зарядів з базової області p_2 . В анодному шарі формуються шунти з напівпровідника n -типу, які покращують вилучення зарядів з бази n_1 , що також зменшує час вимикання тиристора.

На схематичному розрізі тиристорної структури (рисунок 4.5) верхній вивід – анодний. Анод контактує із шаром p_1 . Далі розташовані: базовий шар n_1 , базовий шар p_2 (містить вивід керуючого електрода) і шар n_2 , що безпосередньо контактує з катодним виводом. Чотири шари утворюють відповідно три p - n -переходи: П1, П2, П3.

Вольт-амперна характеристика GTO тиристора повторює характеристику звичайного тиристора.

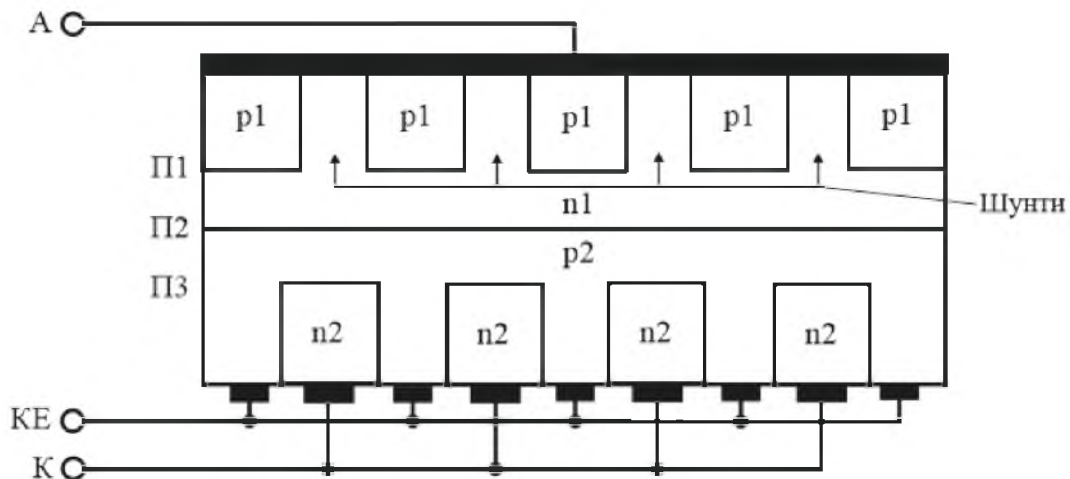


Рисунок 4.5 – Структура GTO тиристора

У циклі роботи GTO тиристора розрізняють чотири фази: вмикання, провідний стан, вимикання і блокуючий стан.

4.5 Одноперехідні транзистори

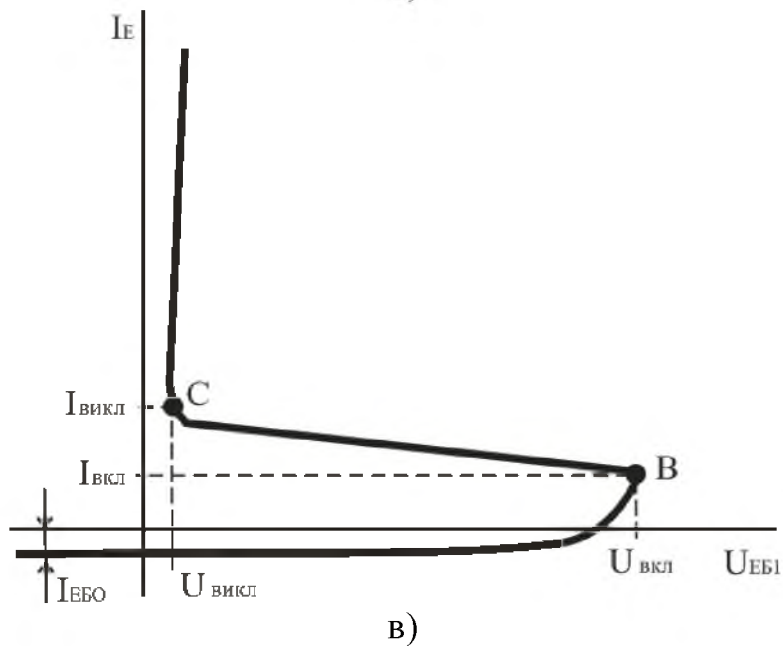
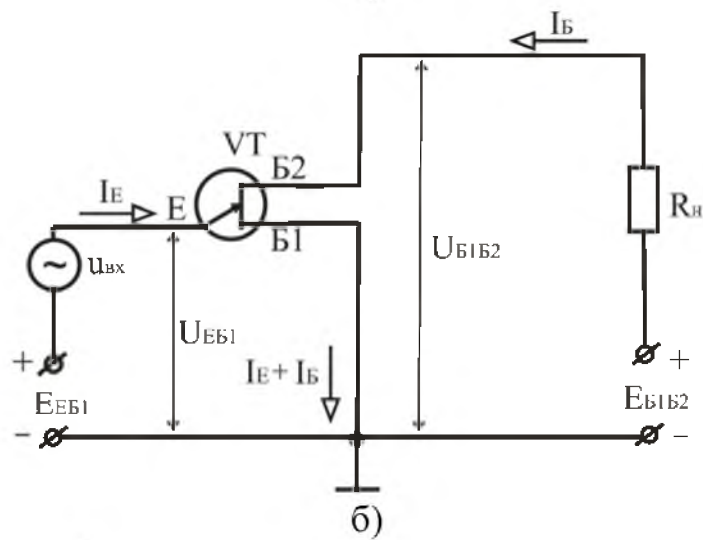
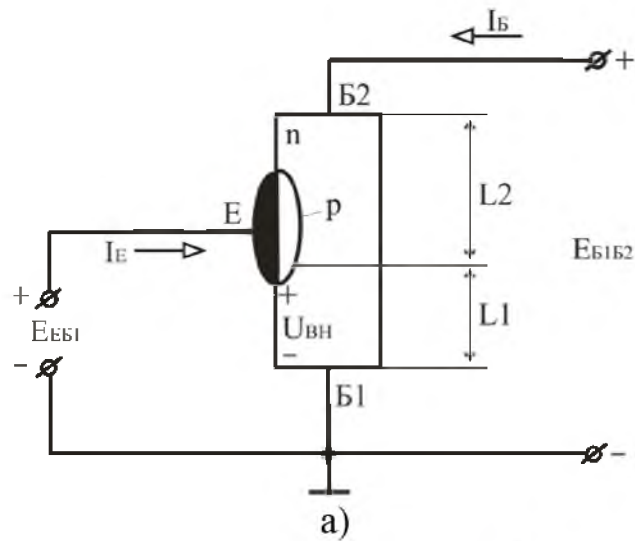
Одноперехідний транзистор (двобазовий діод) – це триелектродний напівпровідниковий прилад з одним $p-n$ -переходом, у якого в результаті інжекції через $p-n$ -перехід носіїв заряду відбувається модуляція опору бази і призначений для посилення і генерації електромагнітних коливань.

Структура одноперехідного транзистора (рисунок 4.6, а) є кристалом напівпровідника (частіше за все кремній) n -типу з великим опором, в якому шляхом введення акцепторної домішки створюється емітерна область p -типу (емітер). Ділянки початкового монокристала, які розташовані по обидві сторони від емітера, є верхньою Б2 і нижньою Б1 базами транзистора.

Якщо на базові виводи приладу подана напруга $E_{Б1Б2}$, то внаслідок проходження струму I_B уздовж бази на ділянці L1 від емітера до виводу Б1 існуватиме падіння напруги $U_{ВН}$. Це падіння напруги зміщує $p-n$ -перехід у зворотному напрямку і закриває його. Тому при напрузі на емітері $U_{ЕБ1} < U_{ВН}$ $p-n$ -перехід зміщений у зворотному напрямку і у вхідному колі протікає невеликий зворотний струм $I_{ЕЗВ}$ (рисунок 4.6, в).

Якщо ж вхідна напруга, яка подана на емітер відносно бази Б1, перевищить $U_{ВН}$, то $p-n$ -перехід відкривається і починається інжекція носіїв заряду (дірок) в базу. В результаті опір частини бази протяжністю L1 зменшується (електрична модуляція бази), що приводить до ще більшого зміщенню $p-n$ -переходу в прямому напрямку. Такий процес розвивається лавиноподібно.

При певному значенні напруги $U_{ЕБ1} \geq U_{ЕБ1 \text{ вмик}}$ відбувається різке зростання струму I_E і зниження напруги $U_{ЕБ1}$, що приводить до появи ділянки з від'ємним диференціальним опором (ділянка ВС, рисунок 4.6, в).



а – структура; б – схема увімкнення; в – вольт-амперна характеристика та умовне графічне позначення

Рисунок 4.6 – Одноперехідний транзистор

У відкритому стані одноперехідний транзистор знаходитиметься до тих пір, поки інжекція носіїв заряду через емітерний перехід підтримуватиме в базі надмірну концентрацію неосновних і основних носіїв заряду, тобто до тих пір, поки струм емітера I_E перевищуватиме значення струму вимикання $I_{ВИМ}$.

Область застосування перемикаючих приладів

Одноперехідний транзистор може застосовуватися для перемикавання, генерації і посилення. При цьому, він може забезпечувати посилення як за потужністю і напругою, так і за струмом.

Застосування тиристорів обумовлене в основному двома їх властивостями: 1 – наявністю ділянки від'ємного диференційного опору; 2 – наявністю двох стійких станів. Перша властивість дозволяє використовувати тиристори в підсилювальних і генераторних схемах, а друга – застосовувати їх в ключових і перемикаючих електронних пристроях різного призначення, в керованих випрямлячах.

Розглянемо роботу тиристора на прикладі однонапівперіодного керованого випрямляча (рисунок 4.7).

Управління у випрямлячі зводиться до керування моментом відмикання тиристора. Найбільш поширений спосіб керування тиристорами – імпульсно-фазовий; при цьому на керуючий електрод тиристора періодично подаються імпульси керуючого сигналу, які можуть зсуватися у часі (рисунок 4.8). В результаті змінюється момент відмикання тиристора, починаючи з якого і до кінця позитивної півхвилі напруги, тиристор знаходиться у відкритому стані. Цей зсув у часі імпульсів сигналу керування відносно переходу напруги мережі $U_{МЕР}$ через нуль називається кутом керування α , який може змінюватися від 0 до π . Змінюючи α можна регулювати напругу на навантаженні від нуля до максимуму.

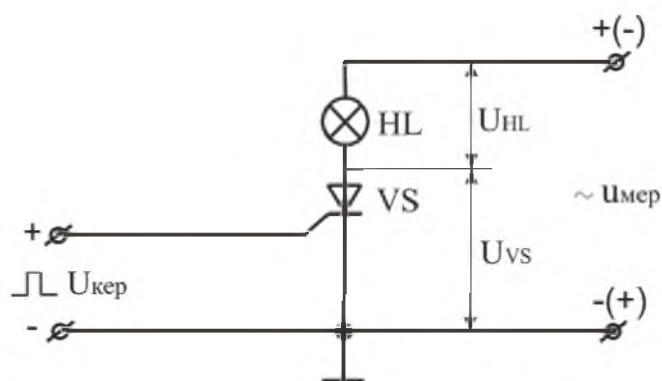


Рисунок 4.7 – Схема однонапівперіодного керованого випрямляча

У тому випадку, коли $\alpha = 0$, напруга на навантаженні буде максимальною. При збільшенні α напруга на навантаженні (середнє значення випрямленої напруги) зменшуватиметься.

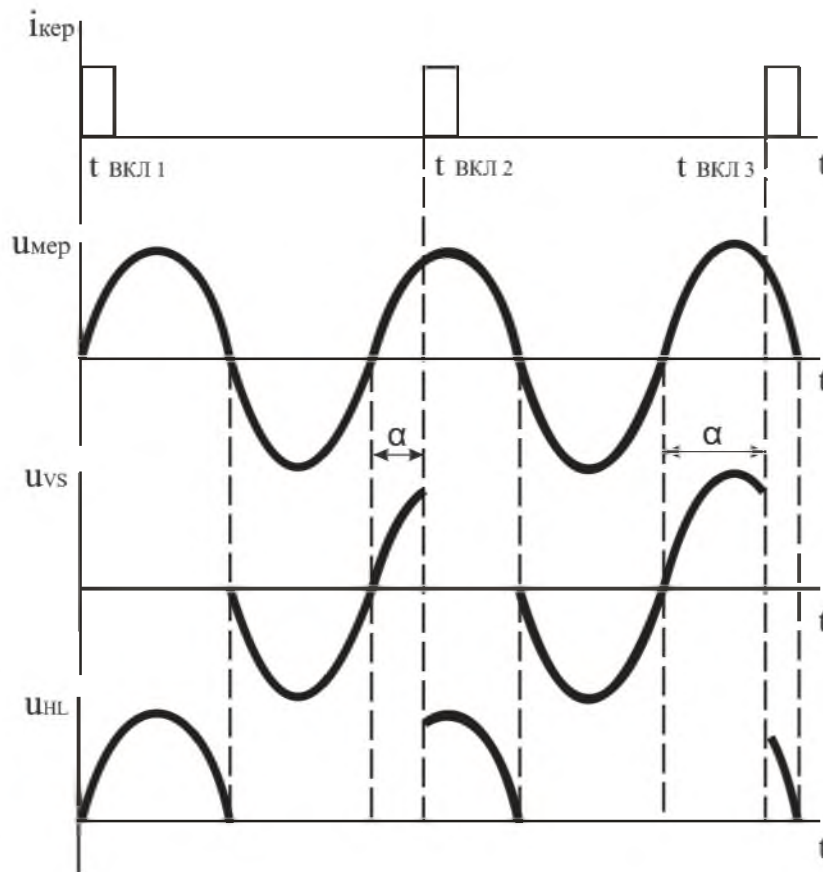


Рисунок 4.8 – Часові діаграми роботи однопівперіодного керованого випрямляча ($\alpha_1 = 0$, $\alpha_2 = 60^\circ$, $\alpha_3 = 120^\circ$)

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ ДО РОЗДІЛУ 4

1. Поясніть призначення та наведіть основні параметри тиристорів.
2. Наведіть структуру і поясніть принцип дії диністорів. Наведіть вольт-амперну характеристику та умовне графічне позначення диністорів.
3. Наведіть структуру і поясніть принцип дії триністорів. Наведіть вольт-амперну характеристику та умовне графічне позначення триністорів. Що таке зона від'ємного опору ВАХ?
4. Наведіть структуру і поясніть принцип дії симісторів. Наведіть вольт-амперну характеристику та умовне графічне позначення симісторів.
5. Поясніть, як ввімкнути і як вимкнути тиристор?
6. Наведіть структуру і поясніть принцип дії повністю керованих тиристорів. Наведіть вольт-амперну характеристику та умовне графічне позначення повністю керованих тиристорів.
7. Поясніть призначення і принцип дії одноперехідних транзисторів. Наведіть вольт-амперну характеристику та умовне графічне позначення одноперехідних транзисторів.
8. У чому полягає принцип регулювання напруги змінного струму тиристорним регулятором?

РОЗДІЛ 5

БІПОЛЯРНІ ТРАНЗИСТОРИ

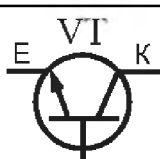
Біполярний транзистор – це напівпровідниковий прилад, що складається з трьох областей провідності, які утворюють два *p-n*-переходи і призначений для підсилення потужності електромагнітних коливань.

Біполярні транзистори, що випускаються в даний час, можна класифікувати за наступними ознаками:

- за матеріалом: германієві і кремнієві;
- за видом провідності областей: типу *p-n-p* і *n-p-n*;
- за потужністю: малої ($P_{MAX} \leq 0,3$ Вт), середньої ($0,3$ Вт $< P_{MAX} \leq 1,5$ Вт) і великої потужності ($P_{MAX} > 1,5$ Вт);
- за частотою: низькочастотні, середньочастотні, високочастотні і понадвисокочастотні.

У біполярних транзисторах струм визначається рухом носіїв заряду двох типів: електронів і дірок (або основними і неосновними носіями заряду). Звідси їх назва – біполярні.

Таблиця 5.1 – Умовні позначення біполярних транзисторів

Тип	Умовне позначення
Біполярний транзистор типу <i>p-n-p</i>	
Біполярний транзистор типу <i>n-p-n</i>	

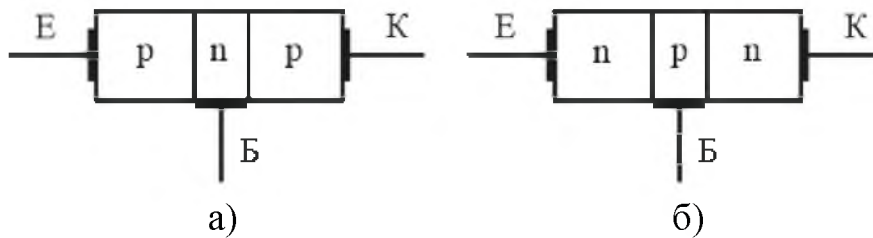
5.1 Конструкція і принцип дії

В даний час виготовляються і застосовуються виключно транзистори з площинними *p-n*-переходами.

Структура площинного біполярного транзистора показана схематично на рисунку 5.1.

Біполярний транзистор являє собою пластинку германію або кремнію, в якій створено три області з різною електропровідністю. У транзистора типу *n-p-n* середня область має дірчасту, а крайні області – електронну електропровідність. Транзистори типу *p-n-p* мають середню область з електронною, а крайні області з дірчастою електропровідністю.

Середня область транзистора називається базою, одна крайня область – емітером, інша – колектором. Таким чином в транзисторі є два $p-n$ -переходи: емітерний – між емітером і базою та колекторний – між базою і колектором. Площа емітерного переходу менше площі колекторного переходу.



а – типу $p-n-p$; б – типу $n-p-n$

Рисунок 5.1 – Структура біполярного транзистора

Емітером називається область транзистора призначенням якої є інжекція носіїв заряду в базу. Колектором називають область, призначенням якої є екстракція носіїв заряду з бази. Базою є область, в яку інжектуються емітером неосновні для цієї області носії заряду

Концентрація основних носіїв заряду в емітері на багато разів більше концентрації основних носіїв заряду в базі, а їх концентрація в колекторі декілька менше концентрації в емітері. Тому провідність емітера на декілька порядків вища за провідність бази, а провідність колектора декілька менше провідності емітера.

Від бази, емітера і колектора зроблені виводи. Залежно від того, який з виводів є спільним для вхідного і вихідного електричних кіл, розрізняють три схеми увімкнення біполярного транзистора: із спільною базою (СБ), спільним емітером (СЕ) і спільним колектором (СК).

Вхідне, або керуюче, коло служить для керування роботою транзистора. У вихідному, або керованому, колі отримують підсилені коливання. Джерело підсилюваних коливань вмикається у вхідне коло, а у вихідне вмикається навантаження.

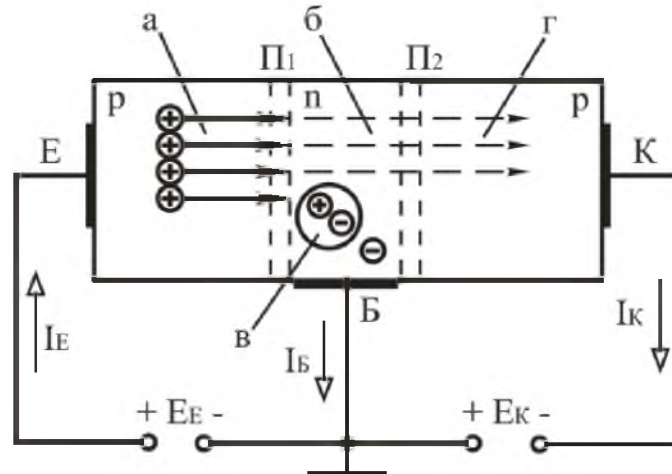
Розглянемо принцип дії транзистора на прикладі транзистора $p-n-p$ типу, увімкненого за схемою із спільною базою (рисунком 5.2).

Зовнішню напругу двох джерел живлення E_E і E_K підключають до транзистора так, щоб забезпечувалося зміщення емітерного переходу Π_1 в прямому напрямку (пряма напруга), а колекторного переходу Π_2 – у зворотному напрямку (зворотна напруга).

Якщо до колекторного переходу прикладена зворотна напруга, а коло емітера розімкнене, то в колі колектора протікає невеликий зворотний струм I_K зв (одиниці мікроампер). Цей струм виникає під дією зворотної напруги і створюється направленим переміщенням неосновних носіїв заряду дірок бази і електронів колектора через колекторний перехід транзистора. Зворотний струм

протікає по колу: $+E_K$, база-колектор, $-E_K$. Величина зворотного струму колектора не залежить від напруги на колекторі, але залежить від температури напівпровідника.

При подачі в коло емітера постійної напруги E_E в прямому напрямку потенційний бар'єр емітерного переходу знижується. Починається інжектування (вприскування) дірок в базу.



а – інжекція; б – дифузія; в – рекомбінація; г – екстракція

Рисунок 5.2 – Схема увімкнення біполярного транзистора (*p-n-p* типу) із спільною базою

Зовнішня напруга, що прикладена до транзистора, виявляється прикладеною в основному до переходів Π_1 і Π_2 , оскільки вони мають великий опір в порівнянні з опором базової, емітерної і колекторної областей. Тому інжектвані в базу дірки переміщуються в ній за допомогою дифузії. При цьому дірки рекомбінують з електронами бази. Оскільки концентрація носіїв в базі значно менша, ніж в емітері, то рекомбінують дуже небагато дірок. При малій товщині бази майже всі дірки доходять до колекторного переходу Π_2 . На місце рекомбінованих електронів в базу поступають електрони від джерела живлення E_K . Дірки, які рекомбінували з електронами в базі, створюють струм бази I_B .

Під дією зворотної напруги E_K потенційний бар'єр колекторного переходу підвищується, товщина переходу Π_2 збільшується. Але потенційний бар'єр колекторного переходу не створює перешкоди для проходження через нього дірок. Дірки, що увійшли до області колекторного переходу потрапляють в сильне прискорююче поле, створене на переході колекторною напругою, і екстрагуються (втягуються) колектором, створюючи колекторний струм I_K . Колекторний струм протікає по колу: $+E_K$, база-колектор, $-E_K$.

Таким чином, в транзисторі протікає три струми: струм емітера, колектора і бази.

У проводі, що є виводом бази, струми емітера і колектора направлені зустрічно. Отже, струм бази рівний різниці струмів емітера і колектора $I_B = I_E - I_K$.

Фізичні процеси в транзисторі типу *n-p-n* протікають аналогічно процесам в транзисторі типу *p-n-p*.

Повний струм емітера I_E визначається кількістю інжекттованих емітером основних носіїв заряду. Основна частина цих носіїв заряду досягаючи колектора, створює колекторний струм I_K . Незначна частина інжекттованих в базу носіїв заряду рекомбінують в базі, створюючи струм бази I_B . Отже, струм емітера розділяється на струми бази і колектора, тобто $I_E = I_B + I_K$.

Струм емітера є вхідним струмом, струм колектора – вихідним. Вихідний струм складає частину вхідного, тобто

$$\Delta I_K = \alpha \Delta I_E, \quad (5.1)$$

де α – коефіцієнт передачі струму для схеми із СБ.

Оскільки вихідний струм менше вхідного, то коефіцієнт $\alpha < 1$. Він показує, яка частина інжекттованих в базу носіїв заряду досягає колектора. Зазвичай величина α складає 0,95...0,995.

У схемі із спільним емітером вихідним струмом є струм колектора, а вхідним – струм бази. Коефіцієнт підсилення за струмом для схеми із СЕ

$$\beta = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_E}, \quad (5.2)$$

але $\Delta I_B = \Delta I_E - \Delta I_K = \Delta I_E - \alpha \Delta I_E = \Delta I_E (1 - \alpha)$,

тоді

$$\beta = \frac{\alpha \Delta I_E}{\Delta I_E (1 - \alpha)} = \frac{\alpha}{1 - \alpha}. \quad (5.3)$$

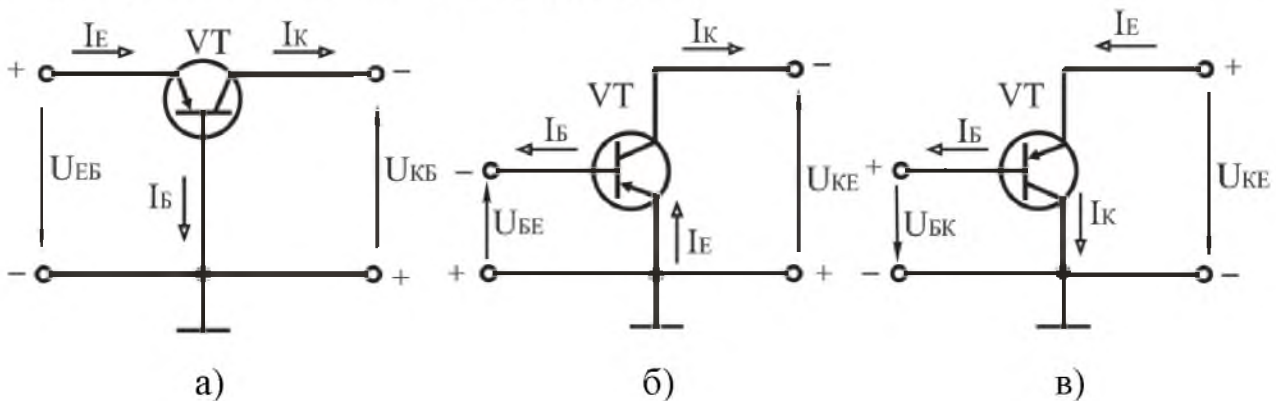
Отже, коефіцієнт підсилення за струмом для схеми із СЕ складає десятки одиниць.

Вихідний струм транзистора залежить від вхідного струму. Тому транзистор це напівпровідниковий прилад, який керується струмом.

Зміни струму емітера I_E , що викликані зміною напруги емітерного переходу, повністю передаються в колекторне коло, викликаючи зміну струму колектора I_K . А оскільки напруга джерела колекторного живлення E_K значно більше, чим емітерного E_E , то і потужність, споживана у колі колектора P_K , буде значно більше потужності в колі емітера P_E . Таким чином, забезпечується можливість керування великою потужністю в колекторному колі транзистора малою потужністю, що витрачається в емітерному колі, тобто має місце підсилення потужності.

5.2 Схеми увімкнення біполярних транзисторів

У електричне коло транзистор вмикають таким чином, що один з його виводів (електрод) є вхідним, другий – вихідним, а третій – спільним для вхідного і вихідного кіл. Залежно від того, який електрод є спільним, розрізняють три схеми увімкнення транзисторів: із спільною базою (СБ), спільним емітером (СЕ) і спільним колектором (СК). Ці схеми для транзистора типу $p-n-p$ наведені на рисунку 5.3. Для транзистора $n-p-n$ в схемах увімкнення змінюються лише полярності напруги і напрям струмів. При будь-якій схемі увімкнення транзистора (при роботі в активному режимі) полярність включення джерел живлення повинна бути вибрана такою, щоб емітерний перехід був зміщений у прямому напрямку, а колекторний – у зворотному.



а – із спільною базою; б – із спільним емітером;
в – із спільним колектором

Рисунок 5.3 – Схеми увімкнення біполярних транзисторів

5.3 Статичні характеристики біполярних транзисторів

Статичним режимом роботи транзистора називається режим за відсутності навантаження у вихідному колі.

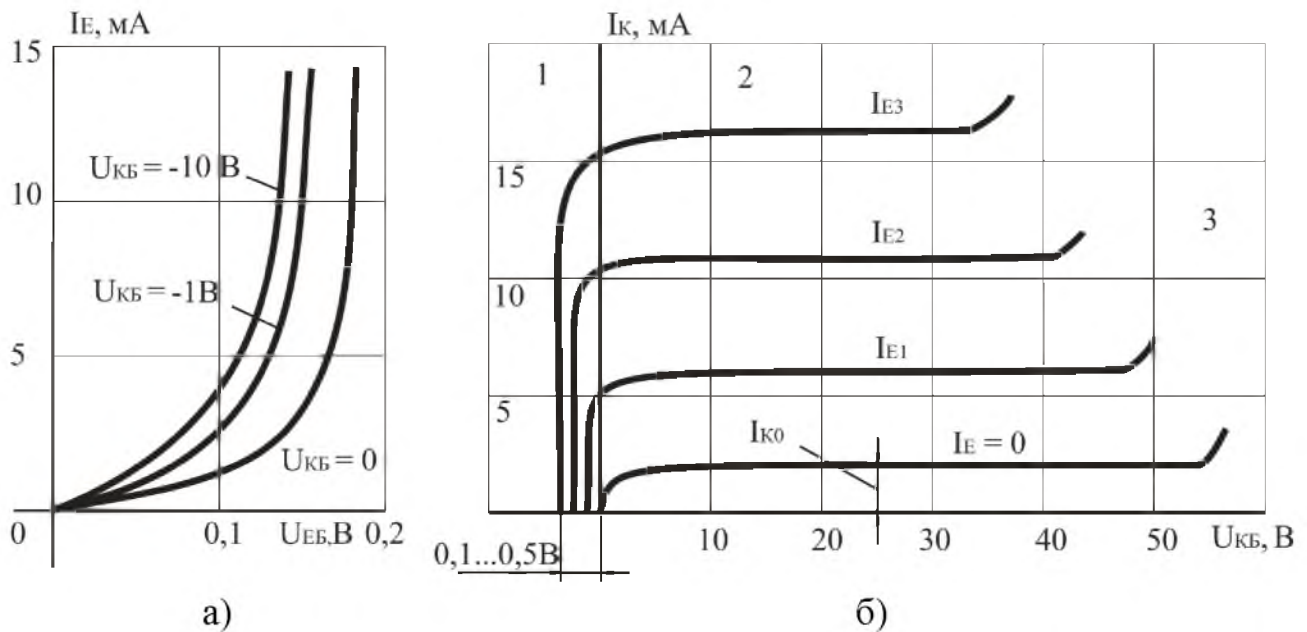
Статичними характеристиками транзисторів називають графічно виражені залежності напруги і струму вхідного кола (вхідні ВАХ) та вихідного кола (вихідні ВАХ). Вид характеристик залежить від способу увімкнення транзистора.

5.3.1 Характеристики транзистора, увімкненого за схемою із СБ

Вхідною характеристикою є залежність $I_E = f(U_{EB})$ при $U_{CB} = \text{const}$ (рисунок 5.4, а).

Вихідною характеристикою є залежність $I_C = f(U_{CB})$ при $I_E = \text{const}$ (рисунок 5.4, б).

Вихідні ВАХ мають три характерні області: 1 – сильна залежність I_C від U_{CB} (нелінійна початкова область); 2 – слабка залежність I_C від U_{CB} (лінійна область); 3 – пробій колекторного переходу.



а – вхідна; б – вихідна

Рисунок 5.4 – Статичні характеристики біполярного транзистора, увімкненого за схемою із СБ

Особливістю характеристик в області 2 є їх невеликий підйом при збільшенні напруги $U_{КБ}$.

5.3.2 Характеристики транзистора, увімкненого за схемою із СЕ

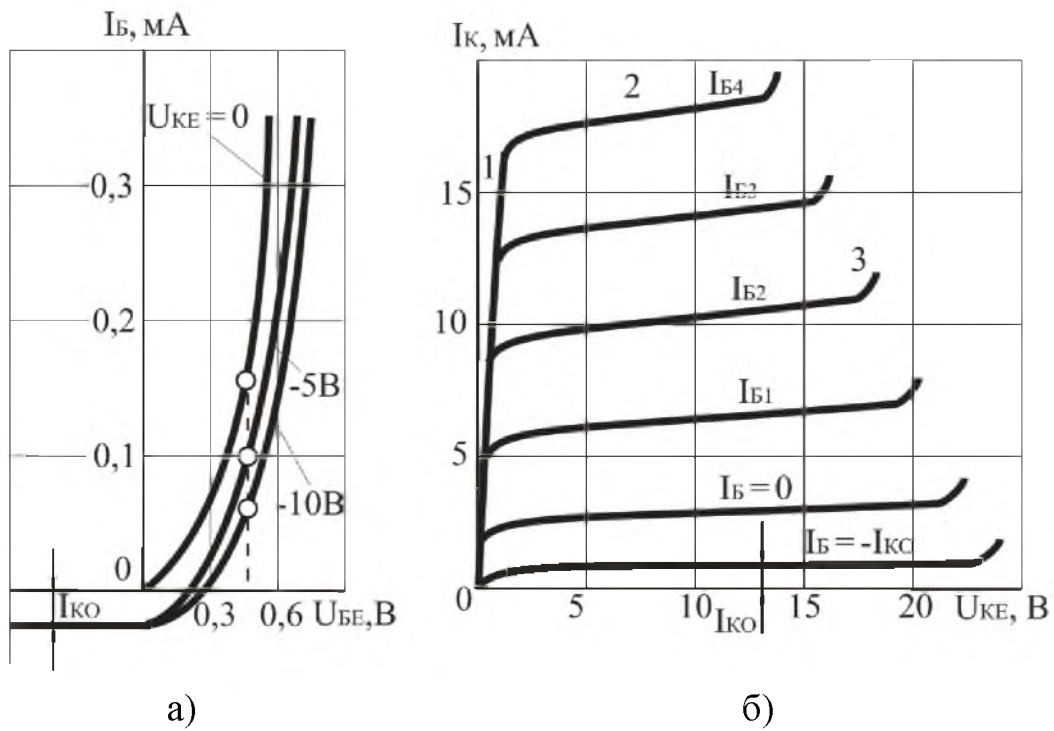
Вхідною характеристикою є залежність $I_B = f(U_{BE})$ при $U_{KE} = \text{const}$ (рисунок 5.5, а).

Вихідною характеристикою є залежність $I_K = f(U_{KE})$ при $I_B = \text{const}$ (рисунок 5.5, б).

Транзистор в схемі із СЕ дає підсилення струму. Коефіцієнт підсилення за струмом в схемі із СЕ

$$\beta = \frac{I_K}{I_B} = \frac{\alpha}{(1-\alpha)}. \quad (5.4)$$

Якщо коефіцієнт α для транзисторів $\alpha = 0,9 \dots 0,99$, то коефіцієнт $\beta = 9 \dots 99$. Це є найважливішою перевагою увімкнення транзистора за схемою із СЕ, чим, зокрема, визначається більш широке практичне застосування цієї схеми увімкнення у порівнянні зі схемою із СБ.



а – вхідна; б – вихідна

Рисунок 5.5 – Статичні характеристики біполярного транзистора, увімкненого за схемою із СЕ

З принципу дії транзистора відомо, що через вивід бази протікають у зворотному напрямку дві складові струму (рисунок 5.6): зворотний струм колекторного переходу $I_{КЗВ}$ і частина струму емітера $(1-\alpha)I_E$.

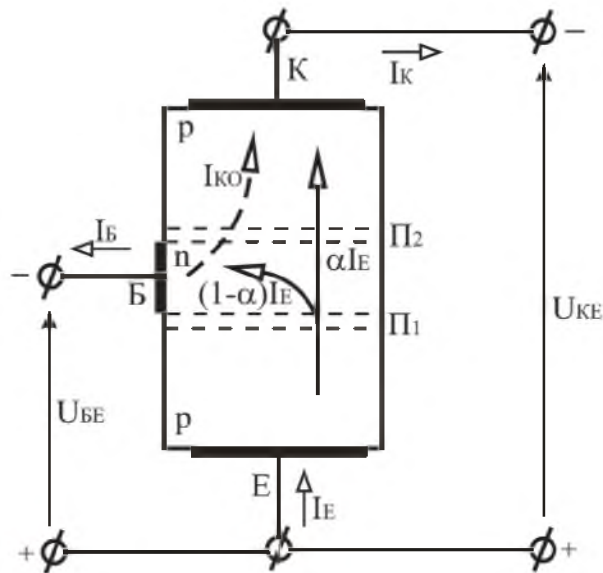


Рисунок 5.6 – Схема увімкнення біполярного транзистора із спільним емітером

У зв'язку з цим нульове значення струму бази ($I_B = 0$) визначається рівністю вказаних складових струмів, тобто $(1-\alpha)I_E = I_{K3B}$. Нульовому вхідному струму відповідають струм емітера $I_E = I_{K3B} / (1-\alpha) = (1+\beta)I_{K3B}$ і струм колектора $I_K = \alpha I_E + I_{K3B} = \frac{\alpha I_{K3B}}{(1-\alpha)} + I_{K3B} = (1-\beta)I_{K3B}$. Іншими словами, при нульовому струмі бази ($I_B = 0$) через транзистор в схемі із СЕ протікає струм, який називається початковим струмом I_{K3B} і рівним $(1+\beta)I_{K3B}$.

5.4 Основні параметри біполярних транзисторів

Для аналізу і розрахунку електричних кіл з біполярними транзисторами використовують так звані h – параметри транзистора, увімкненого за схемою із СЕ.

Електричний стан транзистора, увімкненого за схемою із СЕ, характеризується величинами I_B , I_{BE} , I_K , U_{KE} .

В систему h – параметрів входять наступні величини:

1. Вхідний опір

$$h_{11} = \Delta U_1 / \Delta I_1 \text{ при } U_2 = \text{const} \quad (5.5)$$

є опором транзистора змінному вхідному струму при короткому замиканні на виході, тобто за відсутності вихідної змінної напруги.

2. Коефіцієнт зворотного зв'язку за напругою

$$h_{12} = \Delta U_1 / \Delta U_2 \text{ при } I_1 = \text{const} \quad (5.6)$$

показує, яка частина вихідної змінної напруги передається на вхід транзистора внаслідок зворотного зв'язку в ньому.

3. Коефіцієнт посилення за струмом (коефіцієнт передачі струму)

$$h_{21} = \Delta I_2 / \Delta I_1 \text{ при } U_2 = \text{const} \quad (5.7)$$

показує посилення змінного струму транзистором в режимі роботи без навантаження.

4. Вихідна провідність

$$h_{22} = \Delta I_2 / \Delta U_2 \text{ при } I_1 = \text{const} \quad (5.8)$$

є провідністю для змінного струму між вихідними затискачами транзистора.

Вихідний опір $R_{ВИХ} = 1/h_{22}$.

Для схеми з спільним емітером справедливі наступні рівняння:

$$\begin{aligned}\Delta U_{BE} &= h_{11E} \Delta I_B + h_{12E} \Delta U_{KE}, \\ \Delta I_K &= h_{21E} \Delta I_B + h_{22E} \Delta U_{KE},\end{aligned}\tag{5.9}$$

де

$$\begin{aligned}h_{11E} &= \Delta U_{BE} / \Delta I_B \text{ при } U_{KE} = \text{const}; \\ h_{12E} &= \Delta U_{BE} / \Delta U_{KE} \text{ при } I_B = \text{const}; \\ h_{21E} &= \Delta I_K / \Delta I_B \text{ при } U_{KE} = \text{const}; \\ h_{22E} &= \Delta I_K / \Delta U_{KE} \text{ при } I_B = \text{const}.\end{aligned}$$

Для запобігання перегріву колекторного переходу необхідно, щоб потужність, що виділяється в ньому при проходженні колекторного струму, не перевищувала деякої максимальної величини

$$P_K = I_K U_{KE} \leq P_{KMAX}.\tag{5.10}$$

Крім того, існують обмеження за колекторною напругою

$$U_{KE} \leq U_{KEMAX},\tag{5.11}$$

і колекторним струмом

$$I_K \leq I_{KMAX}.\tag{5.12}$$

5.5 Режими роботи біполярних транзисторів

Біполярний транзистор може працювати в трьох основних режимах, що визначаються полярністю напруги на емітерному та колекторному переходах.

При роботі транзистора в **активному режимі** емітерний перехід зміщений у прямому напрямку, а колекторний – у зворотному.

У **режимі відтинання** (закритий стан транзистора), емітерний та колекторний переходи транзистора зміщені у зворотному напрямку (обидва *p-n*-переходи закриті).

У **режимі насичення** (відкритий стан транзистора), емітерний та колекторний переходи транзистора зміщені у прямому напрямку (обидва *p-n*-переходи відкриті).

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

У активному режимі транзистор працює як підсилювач сигналу, тобто виконує функції активного елемента електричної схеми (підсилення, генерування і т.п.).

Область застосування біполярних транзисторів

Біполярні транзистори є напівпровідниковими приладами універсального призначення і широко застосовуються в різних підсилювачах, генераторах, в імпульсних і ключових пристроях.

5.6 Підсилювальний каскад на біполярному транзисторі

Найбільше застосування знаходить схема увімкнення біполярного транзистора із спільним емітером (рисунок 5.7)

Основними елементами схеми є джерело живлення E_K , керуваний елемент – транзистор VT і резистор R_K . Ці елементи утворюють головне (вихідне) коло підсилювального каскаду, в якому за рахунок протікання керованого струму створюється посилена змінна напруга на виході схеми.

Решта елементів виконує допоміжну роль. Конденсатор C_P є розділяючим. За відсутності цього конденсатора в колі джерела вхідного сигналу створювався б постійний струм від джерела живлення E_K .

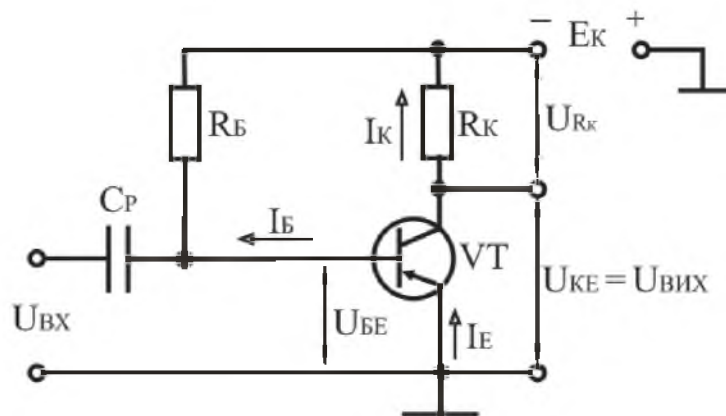


Рисунок 5.7 – Схема найпростішого підсилювального каскаду на біполярному транзисторі, увімкненого за схемою із спільним емітером

Резистор R_B , увімкнений в коло бази, забезпечує роботу транзистора в режимі спокою, тобто у відсутності вхідного сигналу. Режим спокою забезпечується струмом бази спокою $I_B \approx E_K / R_B$.

За допомогою резистора R_K створюється вихідна напруга, тобто резистор R_K виконує функцію створення напруги, що змінюється, у вихідному колі за рахунок протікання в ній струму, керованого по колу бази.

Для колекторного кола підсилювального каскаду можна записати наступне рівняння електричного стану

$$E_K = U_{KE} + I_K R_K, \quad (5.12)$$

тобто сума падіння напруги на резисторі R_K і напруги колектор-емітер U_{KE} транзистора завжди рівна постійній величині – ЕРС джерела живлення E_K .

Процес підсилення ґрунтується на перетворенні енергії джерела постійної напруги E_K в енергію змінної напруги у вихідному колі за рахунок зміни опору керованого елемента (транзистора) у відповідності із законом, що задається вхідним сигналом.

При подачі на вхід підсилювального каскаду змінної напруги u_{BX} в базовому колі транзистора створюється змінна складова струму I_B , а значить струм бази буде змінюватися. Зміна струму бази приводить до зміни значення струму колектора ($I_K = \beta I_B$), а значить, до зміни значень напруги на опорі R_K і U_{KE} . Підсилювальні властивості обумовлені тим, що зміна значень струму колектора в β раз більша, ніж струму бази.

5.7 Розрахунок електричних кіл з біполярними транзисторами

Для колекторного кола підсилювального каскаду (рисунок 5.7) у відповідності з другим законом Кірхгофа справедливе рівняння (5.12).

Вольт-амперна характеристика резистора R_K є лінійною, а вольт-амперні характеристики транзистора є нелінійними колекторними характеристиками транзистора (рисунок 5.5, б), увімкненого за схемою із СЕ.

Розрахунок такого нелінійного кола, тобто визначення I_K , U_{R_K} і U_{KE} для різних значень струмів бази I_B і опорів резистора R_K можна провести графічно. Для цього на колекторних характеристиках транзистора (рисунок 5.5, б) необхідно провести з точки E_K на осі абсцис вольт-амперну характеристику резистора R_K , що задовольняє рівнянню

$$U_{KE} = E_K - R_K I_K. \quad (5.13)$$

Цю характеристику будують по двох точках:

- 1) $U_{KE} = E_K$ при $I_K = 0$ на осі абсцис;
- 2) $I_K = E_K/R_K$ при $U_{KE} = 0$ на осі ординат.

Побудовану таким чином вольт-амперну характеристику резистора R_K називають лінією навантаження. Точки перетину її з колекторними характеристиками дають графічне рішення рівняння (5.13) для даного опору R_K і різних значень струму бази I_B . По цих точках можна визначити колекторний струм I_K , однаковий для транзистора і резистора R_K , а також напругу U_{KE} і U_{R_K} .

Точка перетину лінії навантаження з однією з статичних вольт-амперних характеристик називається робочою точкою транзистора. Змінюючи струм I_B , можна переміщати її по навантажувальній прямій. Початкове положення цієї точки за відсутності вхідного змінного сигналу називають точкою спокою – T_0 .

Точка спокою (робоча точка) T_0 визначає струм I_{K_0} і напругу U_{K_0} в режимі спокою. По цих значеннях можна знайти потужність P_{K_0} , що виділяється в

транзисторі у режимі спокою, яка не повинна перевищувати граничної потужності $P_{K\ MAX}$, що є одним з параметрів транзистора

$$P_{KC} = I_{KC} U_{KEC} \leq P_{K\ MAX} . \quad (5.14)$$

У довідниках зазвичай не наводять сімейство вхідних характеристик, а дають лише характеристики для $U_{KE} = 0$ і для деякого $U_{KE} > 0$.

Вхідні характеристики для різних U_{KE} , що перевищують 1 В, розташовуються дуже близько одна до одної. Тому розрахунок вхідних струмів і напруги можна приблизно робити по вхідній характеристиці при $U_{KE} > 0$, яка взята з довідника.

На цю криву переносять точки А, T_0 і Б вихідної робочої характеристики, і отримують точки A_1 , T_1 і B_1 (рисунок 5.8, а).

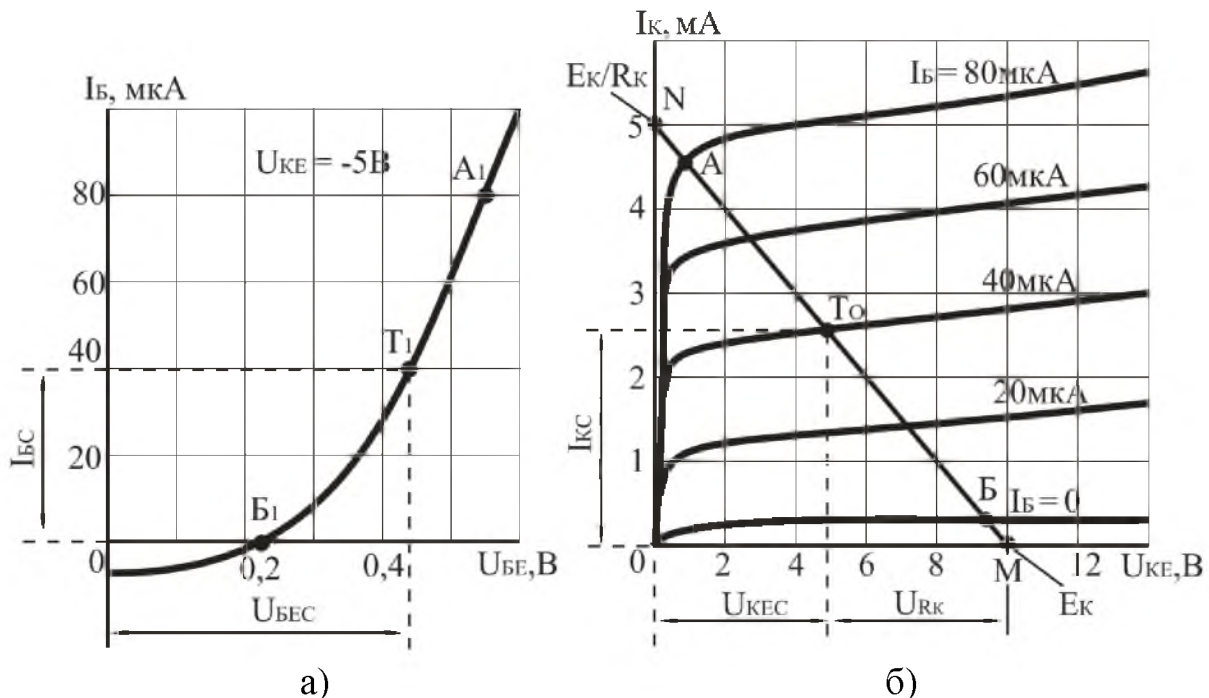


Рисунок 5.8 – Графоаналітичний розрахунок робочого режиму транзистора за допомогою вихідних і вхідної характеристик

Опір резистора R_B (забезпечує роботу транзистора в режимі спокою), через який від джерела E_K подається постійна напруга на базу

$$R_B = \frac{E_K - U_{BEC}}{I_{BC}} . \quad (5.15)$$

У активному (підсилювальному) режимі точка спокою транзистора T_0 знаходиться приблизно посередині ділянки АБ лінії навантаження, а робоча точка не виходить за межі ділянки АБ.

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ ДО РОЗДІЛУ 5

1. Поясніть призначення та принцип дії біполярних транзисторів.
2. Поясніть, за якими ознаками класифікують біполярні транзистори?
3. Назвіть основні типи біполярних транзисторів та наведіть їх умовне графічне позначення.
4. Назвіть та наведіть схеми вмикання біполярних транзисторів.
5. Наведіть вольт-амперні характеристики біполярного транзистора при вмиканні за схемою із спільною базою, із спільним емітером.
6. Назвіть h - параметри біполярного транзистора і поясніть як вони визначаються.
7. Назвіть режими роботи біполярних транзисторів.
8. Наведіть схему підсилювального каскаду на біполярному транзисторі. Поясніть призначення елементів схеми і принцип роботи підсилювального каскаду.
9. Поясніть методику побудови динамічної характеристика транзистора (лінії навантаження) за постійним струмом та визначення параметрів режиму спокою.

РОЗДІЛ 6

ПОЛЬОВІ ТРАНЗИСТОРИ

Польовий транзистор – це електроперетворювальний прилад, в якому струм, що протікає через канал, керується електричним полем, яке виникає при прикладенні напруги між затвором і витоком, і який призначений для підсилення потужності електромагнітних коливань.

До класу польових відносять транзистори, принцип дії яких заснований на використанні носіїв заряду тільки одного знаку (електронів або дірок). Керування струмом в польових транзисторах здійснюється зміною провідності каналу, через який протікає струм транзистора, під впливом електричного поля. Внаслідок цього транзистори називають польовими.

Таблиця 6.1 – Умовні позначення польових транзисторів

Тип	Умовне позначення
Польовий транзистор з керуючим <i>p-n</i> -переходом каналом <i>n</i> -типу	
Польовий транзистор з керуючим <i>p-n</i> -переходом каналом <i>p</i> -типу	
Польовий транзистор з ізольованим затвором вбудованим каналом <i>n</i> -типу	
Польовий транзистор з ізольованим затвором вбудованим каналом <i>p</i> -типу	
Польовий транзистор з ізольованим затвором індукованим каналом <i>n</i> -типу	
Польовий транзистор з ізольованим затвором індукованим каналом <i>p</i> -типу	

За способом створення каналу розрізняють польові транзистори із затвором у вигляді керуючого *p-n*-переходу і з ізольованим затвором (МДН- або МОН- транзистори) вбудованим каналом та індукованим каналом.

Залежно від провідності каналу польові транзистори поділяються на: польові транзистори з каналом p -типу і n -типу. Канал p -типу має діркову провідність, а канал n -типу – електронну.

6.1 Польові транзистори з керуючим p - n -переходом

6.1.1 Конструкція і принцип дії

Польовий транзистор з керуючим p - n -переходом – це польовий транзистор, затвор якого відокремлений в електричному відношенні від каналу p - n -переходом, який ввімкнений у зворотному напрямку.

Каналом польового транзистора називають область в напівпровіднику, в якій струм основних носіїв заряду регулюється зміною її поперечного перетину.

Електрод, через який в канал входять основні носії заряду, називають виток. Електрод, через який з каналу виходять основні носії заряду, називають стоком. Електрод, призначений для регулювання поперечного перетину каналу за рахунок керуючої напруги, називають затвором.

Як правило, випускаються кремнієві польові транзистори. Кремній застосовується тому, що струм затвора, тобто зворотний струм p - n -переходу, виходить в багато разів менше, ніж у германію.

Полярність зовнішніх напруг, що підводяться до транзистора, показана на рисунку 6.1.

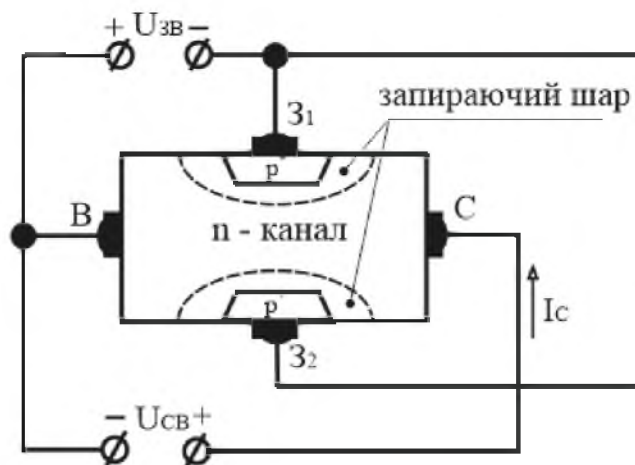


Рисунок 6.1 – Структура польового транзистора з керуючим p - n -переходом каналом n -типу

Керуюча (вхідна) напруга, подається між затвором і витком. Напруга $U_{зв}$ є зворотною для обох p - n -переходів. Ширина p - n -переходів, а, отже, ефективна площа поперечного перетину каналу, його опір і струм в каналі залежать від цієї напруги. З її зростанням розширюються p - n -переходи, зменшується площа перетину струмопровідного каналу, збільшується його опір, а, отже, зменшується струм в каналі. Отже, якщо між витком і стоком включити джерело напруги $U_{св}$, то силою струму стоку I_c , що протікає через канал, можна керувати

шляхом зміни опору (перетину) каналу за допомогою напруги, що подається на затвор. На цьому принципі і заснована робота польового транзистора з керуючим p - n -переходом.

При напрузі $U_{зв} = 0$ перетин каналу найбільший, його опір найменший і струм I_c виходить найбільшим.

Струм стоку $I_{c\text{ поч}}$ при $U_{зв} = 0$ називають початковим струмом стоку.

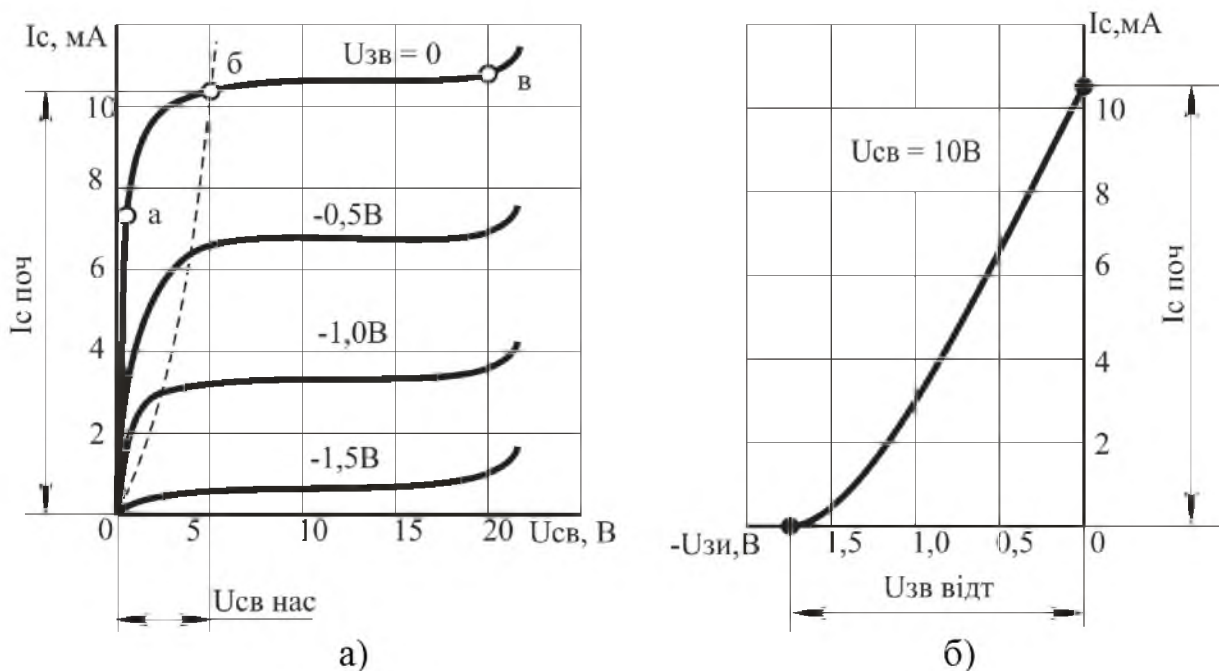
Напруга $U_{зв}$, при якій канал повністю перекривається, а струм стоку I_c стає дуже малим (десяті долі мікроампер), називають напругою відтинання $U_{зв\text{ відт}}$.

6.1.2 Статичні характеристики польового транзистора з керуючим p - n -переходом

Розглянемо вольт-амперні характеристики польових транзисторів з керуючим p - n -переходом: стокові та стік-затворну.

Стокові (вихідні) характеристики польового транзистора з p - n -переходом і каналом n -типу (рисунок 6.2, а) відображають залежність струму стоку від напруги $U_{св}$ при фіксованій напрузі $U_{зв}$: $I_c = f(U_{св})$ при $U_{зв} = \text{const}$.

Стік-затворна характеристика польового транзистора показує залежність струму I_c від напруги $U_{зв}$ при фіксованій напрузі $U_{св}$: $I_c = f(U_{зв})$ при $U_{св} = \text{const}$ (рисунок 6.2, б).



а – стокові (вихідні); б – стік-затворна

Рисунок 6.2 – Вольт-амперні характеристики польового транзистора з керуючим p - n -переходом і каналом n -типу

Особливістю польового транзистора є те, що на провідність каналу виявляє вплив як керуюча напруга $U_{зв}$, так і напруга $U_{св}$. При $U_{св} = 0$ вихідний

струм $I_C = 0$. При $U_{CB} > 0$ ($U_{ЗВ} = 0$) через канал протікає струм I_C , внаслідок чого створюється падіння напруги, що зростає у напрямі стоку. Сумарне падіння напруги ділянки витік-стік дорівнює U_{CB} . Підвищення напруги U_{CB} викликає збільшення падіння напруги в каналі і зменшення його перетину, а отже, зменшення провідності каналу. При деякій напрузі U_{CB} відбувається звуження каналу, при якому межі обох p - n -переходів змикаються і опір каналу стає високим. Таку напругу U_{CB} називають напругою перекриття або напругою насичення $U_{CB \text{ нас}}$. При подачі на затвор зворотної напруги $U_{ЗВ}$ відбувається додаткове звуження каналу, і його перекриття настає при меншому значенні напруги $U_{CB \text{ нас}}$. У робочому режимі використовуються пологі (лінійні) ділянки вихідних характеристик.

6.1.3 Основні параметри польових транзисторів з керуючим p - n -переходом

- максимальний струм стоку $I_{C \text{ MAX}}$ (при $U_{ЗВ} = 0$);
- максимальна напруга стік-витік $U_{CB \text{ MAX}}$;
- напруга відтинання $U_{ЗВ \text{ відт}}$;
- внутрішній (вихідний) опір r_i – являє собою опір транзистора між стоком і витоком (опір каналу) для змінного струму

$$r_i = \frac{\Delta U_{CB}}{\Delta I_C} \text{ при } U_{ЗВ} = \text{const};$$

- крутизна стік-затворної характеристики

$$S = \frac{\Delta I_C}{\Delta U_{ЗВ}} \text{ при } U_{CB} = \text{const},$$

відображає вплив напруги затвора на вихідний струм транзистора;

- вхідний опір транзистора визначається опором p - n -переходів, увімкнених у зворотному напрямку

$$r_{BX} = \frac{\Delta U_{ЗВ}}{\Delta I_3} \text{ при } U_{CB} = \text{const}.$$

Вхідний опір польових транзисторів з p - n -переходом досить великий (досягає одиниць і десятків мегом), що вигідно відрізняє їх від біполярних транзисторів.

6.2 Польові транзистори з ізолюваним затвором

6.2.1 Конструкція і принцип дії

Польовий транзистор з ізолюваним затвором (МДН- транзистор) – це польовий транзистор, затвор якого відокремлений в електричному відношенні від каналу шаром діелектрика.

Наявність діелектрика забезпечує високий вхідний опір даних транзисторів ($10^{12} \dots 10^{14}$ Ом).

МДН- транзистори (структура: метал-діелектрик-напівпровідник) виконують з кремнію. Як діелектрик, використовують оксид кремнію SiO_2 . Звідси інша назва цих транзисторів – МОН- транзистори (структура: метал-окисел-напівпровідник). В англоязычній літературі такі транзистори називаються MOSFET- транзисторами, що є аббревіатурою двох англійських словосполучень: Metal-Oxide-Semiconductor (метал-окисел-напівпровідник) і Field-Effect-Transistors (транзистор, керуємий електричним полем).

Принцип дії МДН- транзисторів заснований на ефекті зміни провідності приповерхневого шару напівпровідника на межі з діелектриком під впливом поперечного електричного поля. Приповерхневий шар напівпровідника є струмопровідним каналом цих транзисторів. МДН- транзистори виконують двох типів – з вбудованим та з індукованим каналом.

Розглянемо особливості МДН- транзисторів з вбудованим каналом. Структура такого транзистора з каналом n -типу показана на рисунку 6.3.

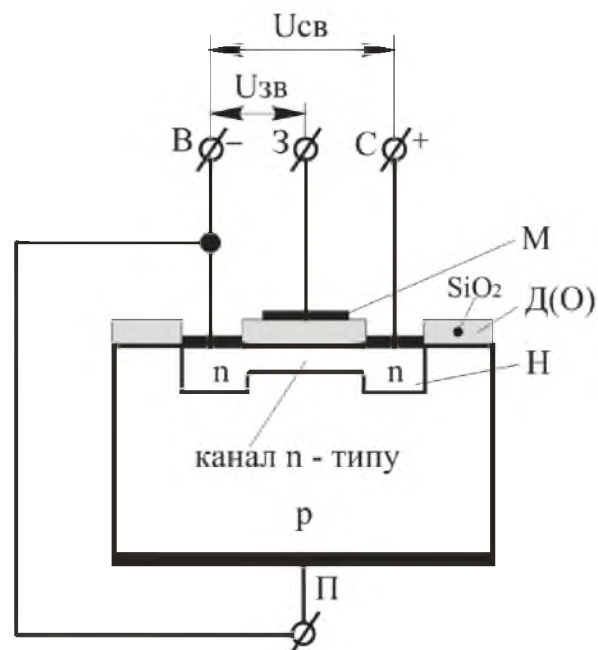


Рисунок 6.3 – Структура МДН- транзистора з вбудованим каналом n -типу

У пластинці кремнію p -типу (основі) з відносно високим питомим опором, яку називають підложкою, за допомогою дифузійної технології створені дві сильнолеговані області з протилежним типом електропровідності – n . На ці області нанесені металеві електроди – витік і стік. Між витіком і стоком є тонкий приповерхневий канал з електропровідністю n -типу. Поверхня кристалу напівпровідника між витіком і стоком покрита тонким шаром (близько $0,1$ мкм) діелектрика. На шар діелектрика нанесений металевий електрод – затвор. Наявність шару діелектрика дозволяє в такому польовому транзисторі подавати на затвор керуючу напругу обох полярностей.

При прикладенні до затвору позитивної напруги, електричним полем, яке при цьому створюється, дірки з каналу виштовхуються в підложку, а електрони витягуються з підложки в канал. Канал збагачується основними носіями заряду – електронами, його провідність збільшується і струм стоку зростає. Цей режим називають режимом збагачення.

При прикладенні до затвору від'ємної напруги відносно витіку, в каналі створюється електричне поле, під впливом якого електрони виштовхуються з каналу в підложку, а дірки втягуються з підложки в канал. Канал збіднюється основними носіями заряду, його провідність зменшується і струм стоку зменшується. Такий режим роботи транзистора називають режимом збіднення.

У таких транзисторах при $U_{зв} = 0$, якщо прикласти напругу між стоком і витіком ($U_{св} > 0$), протікає початковий струм стоку $I_{с поч}$, що являє собою потік електронів.

Розглянемо особливості МДН- транзисторів з індукованим каналом Структура МДН- транзистора з індукованим каналом n -типу показана на рисунку 6.4.

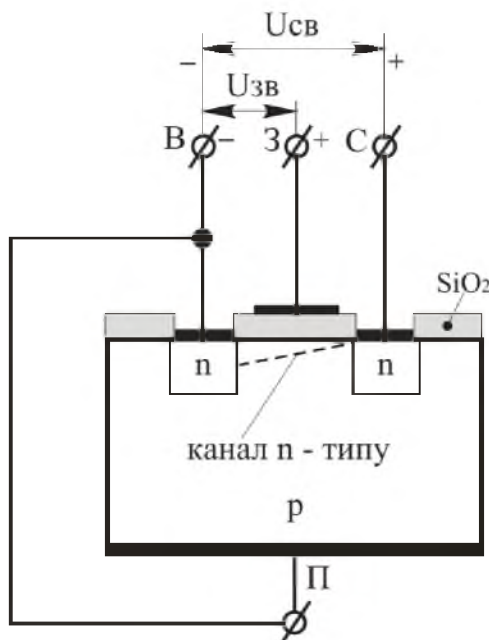


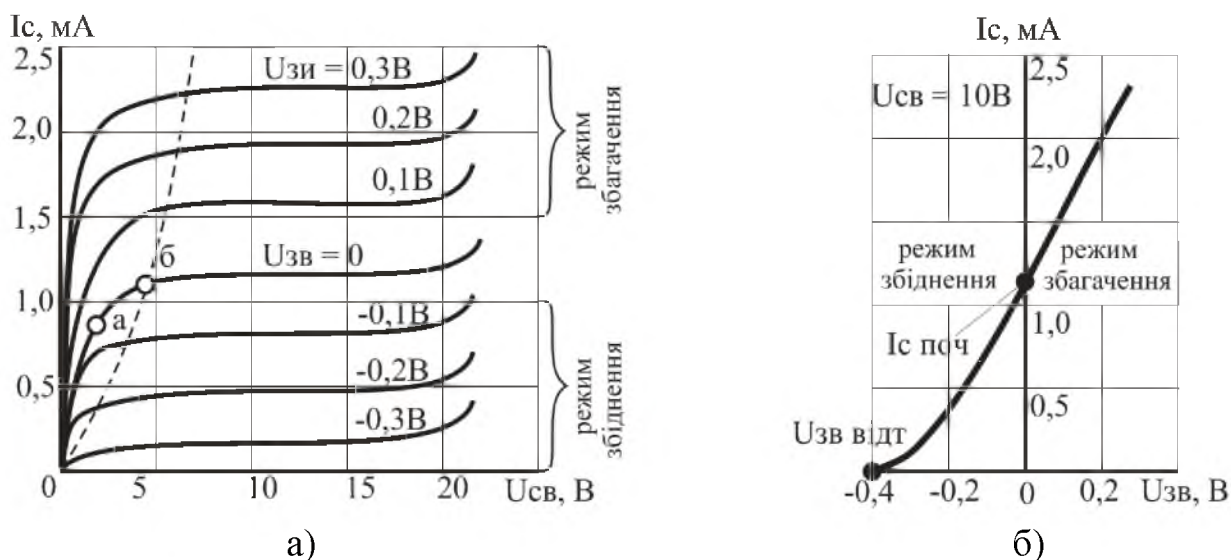
Рисунок 6.4 – Структура МДН- транзистора з індукованим каналом n -типу

При виготовленні таких напівпровідникових приладів спеціальний канал між областями, які зв'язані із стоком і витокком, не створюється і при напрузі $U_{ЗВ} = 0$ струм стоку відсутній $I_C = 0$. Прилад може працювати тільки в режимі збагачення. При прикладенні до затвору позитивної напруги $U_{ЗВ} > 0$ приповерхневий шар на межі напівпровідника із діелектриком збагачується електронами, що притягуються з підложки p -типу і n -областей до затвору: виникає явище інверсії напівпровідника у примежевій зоні, коли шар p -типу стає шаром n -типу. Таким чином, між областями n -типу наводиться (індукується) канал, по якому протікає струм стоку I_C .

Отже, при напрузі $U_{ЗВ} = 0$ МДН- транзистор з індукованим каналом закритий. А для його відкриття величина напруги $U_{ЗВ}$ повинна перевищувати деяке порогове значення $U_{ЗВ\text{ ПОР}}$, при якому виникає канал.

6.2.2 Статичні характеристики МДН- транзисторів

Стокові (вихідні) характеристики $I_C = f(U_{СВ})$ і стік-затворна характеристика $I_C = f(U_{ЗВ})$ польового транзистора з вбудованим каналом n -типу наведені на рисунку 6.5, а-б.



а – стокові; б – стік-затворна

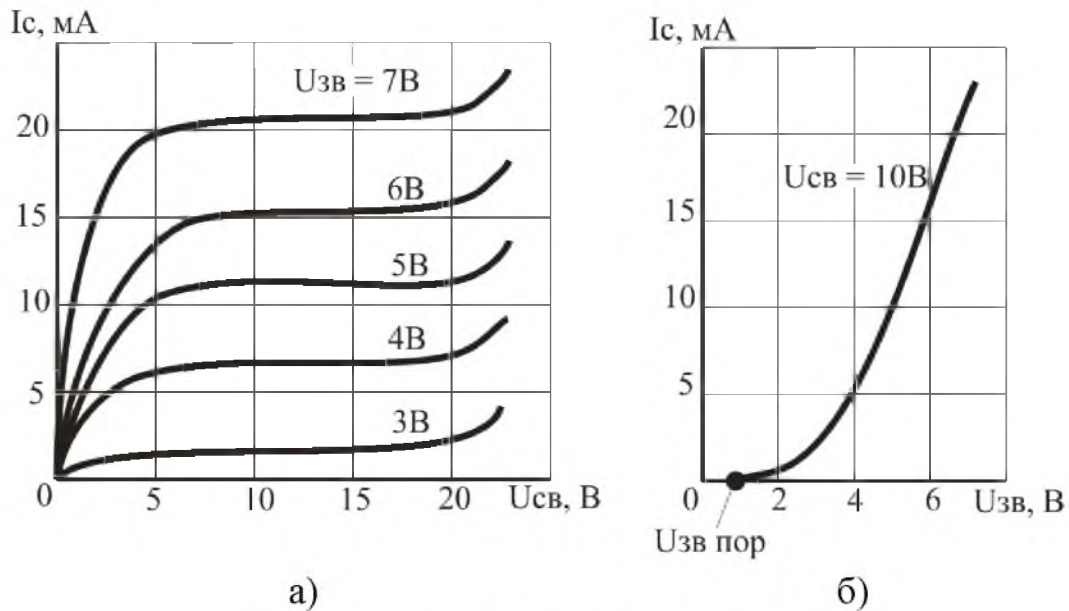
Рисунок 6.5 – Вольт-амперні характеристики МДН- транзистора з вбудованим каналом n -типу

При $U_{ЗВ} = 0$ через транзистор протікає струм, що визначається початковою провідністю каналу. У разі прикладення до затвору напруги $U_{ЗВ} < 0$ поле затвору надає відштовхуючу дію на електрони – носії заряду в каналі, що приводить до зменшення їх концентрації в каналі і провідності каналу. Внаслідок цього стокові характеристики при $U_{ЗВ} < 0$ розташовуються нижче за криву, що відповідає $U_{ЗВ} = 0$.

При прикладенні до затвору напруги $U_{ЗВ} > 0$ поле затвору притягає електрони в канал з напівпровідникової пластини (підложки) p -типу. Концентрація

носіїв заряду в каналі збільшується, провідність каналу зростає, струм стоку I_C збільшується. Стокові характеристики при $U_{ЗВ} > 0$ розташовуються вище за початкову криву при $U_{ЗВ} = 0$.

Стокові (вихідні) характеристики $I_C = f(U_{СВ})$ і стік-затворна характеристика $I_C = f(U_{ЗВ})$ польового транзистора з індукованим каналом n -типу наведені на рисунку 6.6, а-б.



а) – стокові; б) – стік-затворна
Рисунк 6.6 – Вольт-амперні характеристики МДН- транзистора з індукованим каналом n -типу

Відмінність стокових характеристик полягає в тому, що керування струмом транзистора здійснюється напругою однієї полярності, співпадаючої з полярністю напруги $U_{СВ}$. Струм $I_C = 0$ при $U_{ЗВ} = 0$, тоді як в транзисторі з вбудованим каналом для цього необхідно змінити полярність напруги на затворі відносно витоку.

6.2.3 Основні параметри МДН- транзисторів

Параметри МДН- транзисторів аналогічні параметрам польових транзисторів з керованим p - n -переходом.

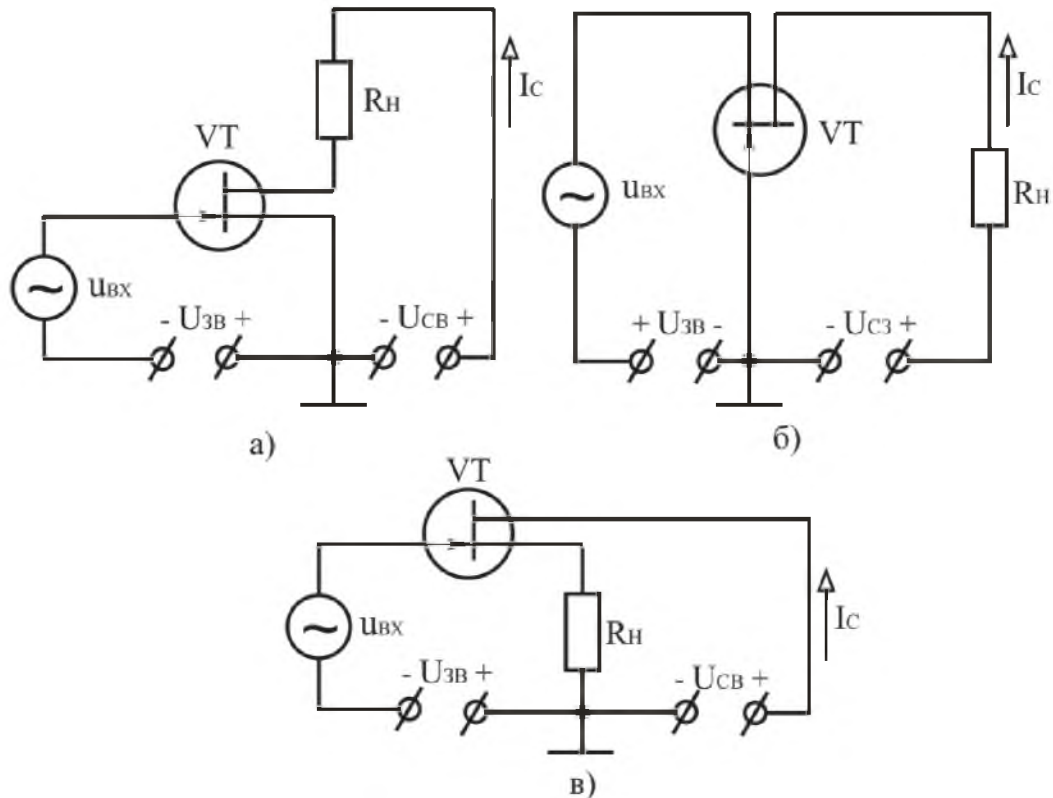
Що стосується вхідного опору то МДН- транзистори мають кращі показники, ніж транзистори з керованим p - n -переходом. Вхідний опір у них складає $r_{ВХ} = 10^{12} \dots 10^{14}$ Ом.

6.2.4 Область застосування

Польові транзистори застосовуються в підсилювальних каскадах з великим вхідним опором, ключових і логічних пристроях, при виготовленні інтегральних схем та ін.

6.3 Схеми увімкнення польових транзисторів

Польовий транзистор можна вмикати за однією з трьох основних схем: із спільним витоком (СВ), спільним стоком (СС) і спільним затвором (СЗ) (рисунок 6.7).



а – із спільним витоком; б – із спільним стоком; в – із спільним затвором

Рисунок 6.7 – Схеми увімкнення польового транзистора

На практиці найчастіше застосовується схема із СВ, аналогічна схемі на біполярному транзисторі із СЕ. Підсилювальний каскад на польовому транзисторі, увімкненого за схемою із загальним витоком дає дуже велике підсилення струму і потужності. Схема із СЗ аналогічна схемі із СВ. Вона не дає підсилення струму, і тому підсилення потужності в ній в багато разів менше, ніж в схемі із СВ. Каскад із СЗ має низький вхідний опір, у зв'язку з чим він має обмежене практичне застосування.

6.4 Підсилювальний каскад на польовому транзисторі

В даний час широко застосовуються підсилювачі, виконані на польових транзисторах. На рисунку 6.8 наведена схема підсилювального каскаду, який виконаний за схемою із спільним витоком.

Режим роботи польового транзистора в режимі спокою забезпечується постійним струмом стоку I_{CC} і відповідною йому напругою стік-витік U_{CVC} . Цей режим забезпечується напругою зміщення на затворі польового транзистора

$U_{звс}$. Ця напруга виникає на резисторі R_B при проходженні струму I_{CC} ($U_{R_B} = I_{CC} \cdot R_B$) і прикладається до затвору завдяки гальванічному зв'язку через резистор R_3 .

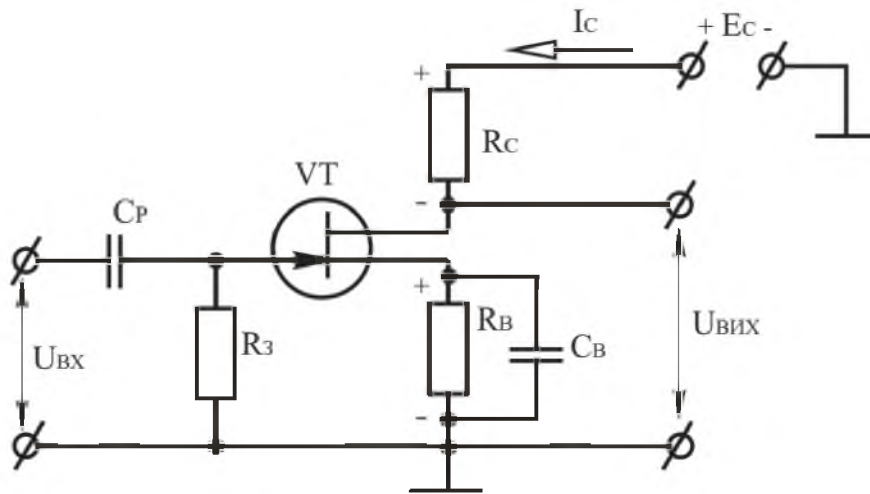


Рисунок 6.8 – Підсилювальний каскад на польовому транзисторі з p - n -переходом і каналом n -типу, увімкненого за схемою із спільним витоком

Резистор R_B , окрім забезпечення напруги зміщення затвору, використовується також для температурної стабілізації режиму роботи підсилювача за постійним струмом, стабілізуючи струм I_{CC} . Щоб на резисторі R_B не виділялася змінна складова напруги, його шунтують конденсатором C_B і таким чином забезпечують незмінність коефіцієнта підсилення каскаду. Опір конденсатора C_B на найменшій частоті сигналу повинен бути набагато більшим опору резистора R_B , який визначають за виразом

$$R_B = \frac{U_{звс}}{I_{CC}}, \quad (6.1)$$

де $U_{звс}$, I_{CC} – напруга затвор-виток і струм стоку за відсутності вхідного сигналу.

Ємність конденсатора вибирається з умови

$$C_B = \frac{10 \div 20}{2\pi f_{\min} R_B}, \quad (6.2)$$

де f_{\min} – найменша частота вхідного сигналу.

Конденсатор C_P називається розділяючим. Він використовується для розв'язки підсилювача за постійним струмом від джерела вхідного сигналу.

Ємність конденсатора

$$C_p = \frac{10 \div 20}{2\pi f_{\min} R_3}. \quad (6.3)$$

Резистор R_c виконує функцію створення напруги, що змінюється, у вихідному колі за рахунок протікання в ній струму, керованого напругою між затвором і витоком.

При подачі на вхід підсилювального каскаду змінної напруги $u_{вх}$ напруга між затвором і витоком змінюється в часі $\Delta U_{зв}(t) = u_{вх}$; струм стоку також змінюється в часі, тобто з'явиться змінна складова $I_c(t) = i_c$. Ця зміна струму приводить до зміни напруги між стоком і витоком; його змінна складова u_c дорівнює за величиною і протилежна за фазою падінню напруги на резисторі R_c , є вхідною напругою підсилювального каскаду $U_{св}(t) = u_c = u_{ввих} = R_c i_c$.

У підсилювачах на МДН- транзисторах з індукованим каналом (рисунок 6.9) необхідна напруга $U_{звс}$ забезпечується увімкненням в коло затвору дільника $R1R2$.

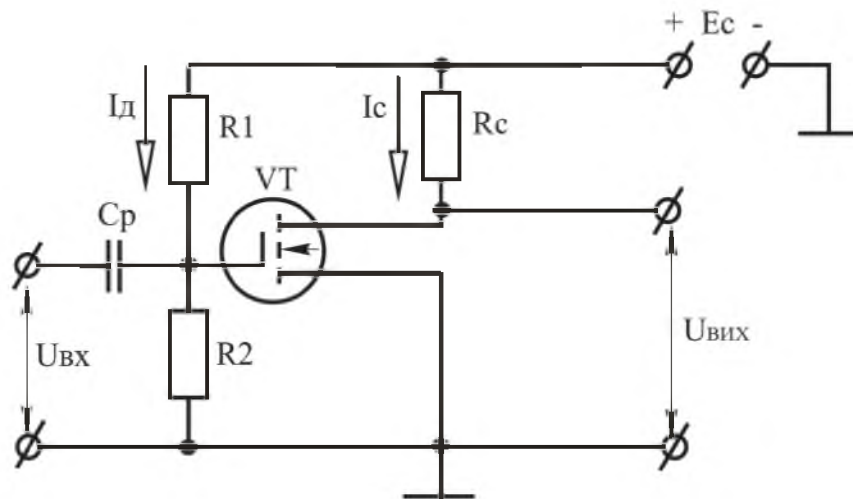


Рисунок 6.9 – Підсилювальний каскад на польовому МДН-транзисторі з індукованим каналом n -типу, увімкненого за схемою із спільним витоком

При цьому

$$U_{звс} = I_d R_2 = \frac{E_c}{R_1 + R_2} \cdot R_2. \quad (6.4)$$

Від вибраного значення струму дільника $I_d = E_c / (R_1 + R_2)$ залежать опори резисторів R_1 та R_2 . Тому струм дільника вибирають виходячи із забезпечення необхідного вхідного опору підсилювача.

6.5 Розрахунок електричних кіл з польовими транзисторами

У підсилювачі на польовому транзисторі, схема якого наведена на рисунку 6.8, струм стоку I_C і напруга U_{CB} зв'язані рівнянням

$$U_{CB} = E_C - I_C(R_C + R_B). \quad (6.5)$$

Відповідно до цього рівняння можна побудувати лінію навантаження

$$I_C = \frac{E_C - U_{CB}}{R_C + R_B}. \quad (6.6)$$

Для її побудови на сімействі статичних вихідних (стокових) характеристик польового транзистора визначають дві точки:

Перша точка М: $I_C = 0$, тоді $U_{CB} = E_C$;

Друга точка N: $U_{CB} = 0$, тоді $I_C = E_C/(R_C + R_B)$.

Графічним рішенням рівняння для вихідного кола даного каскаду є точки перетинання лінії навантаження зі стоковими характеристиками.

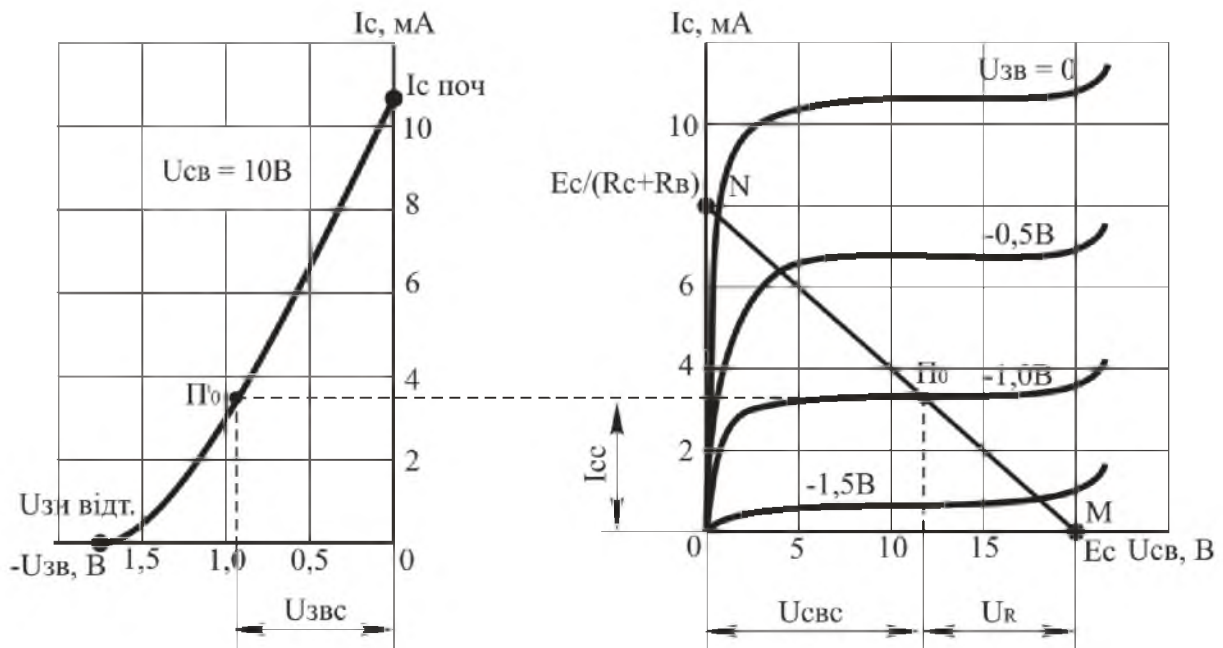


Рисунок 6.10 – Графічний розрахунок режиму спокою каскаду на польовому транзисторі за допомогою вихідних і вхідної характеристик

Значення струму стоку I_C і напруги U_{CB} залежать також від напруги затвору $U_{ЗВ}$. Три параметри I_{CC} , $U_{CBС}$ і $U_{ЗВС}$ визначають початковий режим, або режим спокою підсилювача. На вихідних характеристиках цей режим відображається точкою P_0 , яка знаходиться на перетині лінії навантаження з вихідною статичною характеристикою (при заданому значенні напруги затвора $U_{ЗВ}$).

Резистор R_3 призначений для подачі напруги $U_{звс}$ з резистора R_B між затвором і витком транзистора. Опір R_3 приймають рівним $1 \dots 2$ МОм.

Опір резистора R_B для забезпечення режиму спокою, що характеризується значеннями $I_C = I_{CC}$ і $U_{зв} = U_{звс}$ (точка Π_0 , рисунок 6.10), розраховують за виразом

$$R_B = \frac{U_{звс}}{I_{CC}}.$$

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ ДО РОЗДІЛУ 6

1. Наведіть визначення польового транзистора. Які є різновиди польових транзисторів? Поясніть їх будову і принцип дії, наведіть умовні графічні позначення.
2. У чому полягає відмінність між біполярними та польовими транзисторами?
3. У чому особливість МДН- (МОН-) транзисторів?
4. Назвіть та наведіть схеми увімкнення польових транзисторів.
5. Наведіть вольт-амперні характеристики польових транзисторів з керованим $p-n$ -переходом, МДН- транзисторів.
6. Поясніть особливості режимів роботи польового МДН - транзистора з вбудованим каналом.
7. Назвіть основні параметри польових транзисторів.
8. Наведіть схему підсилювального каскаду на польовому транзисторі з керованим $p-n$ -переходом. Поясніть призначення елементів схеми та принцип роботи підсилювального каскаду.
9. Наведіть схему підсилювального каскаду на польовому МДН -транзисторі з індукованим каналом. Поясніть призначення елементів схеми і принцип роботи підсилювального каскаду.
10. Поясніть методику побудови динамічної характеристика транзистора (лінії навантаження) за постійним струмом та визначення параметрів режиму спокою.

РОЗДІЛ 7

СИЛОВІ НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПРИЛАДИ

7.1 Біполярні транзистори з ізольованим затвором (IGBT)

Даний транзистор зазвичай називають, використовуючи саме аббревіатуру, IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor).

IGBT – це гібридний напівпровідниковий прилад. IGBT представляє собою біполярний транзистор, керуємий МДН- транзистором з індукованим каналом. Його вхідні характеристики подібні вхідним характеристикам польового транзистора, а вихідні – характеристикам біполярного транзистора. У IGBT поєднано два способи управління електричним струмом, один з яких характерний для польових транзисторів (управління електричним полем), а другий – для біполярних (управління інжекцією носіїв заряду).

IGBT поєднує переваги двох основних видів транзисторів:

- високий вхідний опір, низький рівень потужності керування, висока швидкість комутації – від польових транзисторів з ізольованим затвором;
- низьке значення залишкової напруги у включеному стані – від біполярних транзисторів.

За швидкодією вони значно переважають біполярні транзистори, але уступають МДН- транзисторам. У включеному стані при струмах у сотні ампер падіння напруги на IGBT транзисторах складає 1,5...3,5 В.

IGBT- транзистори використовують в якості потужних ключів. В даний час комутована напруга IGBT- транзисторів досягає 4500 В і струми до 1800 А, а частота комутації до 50 кГц.

Основою IGBT є силовий МДН- транзистор. Зазвичай в IGBT використовується структура МДН- транзистора з індукованим каналом *n*-типу.

Структура і еквівалентна схема силового ДМДН- транзистора з каналом *p*-типу наведена на рисунку 7.1.

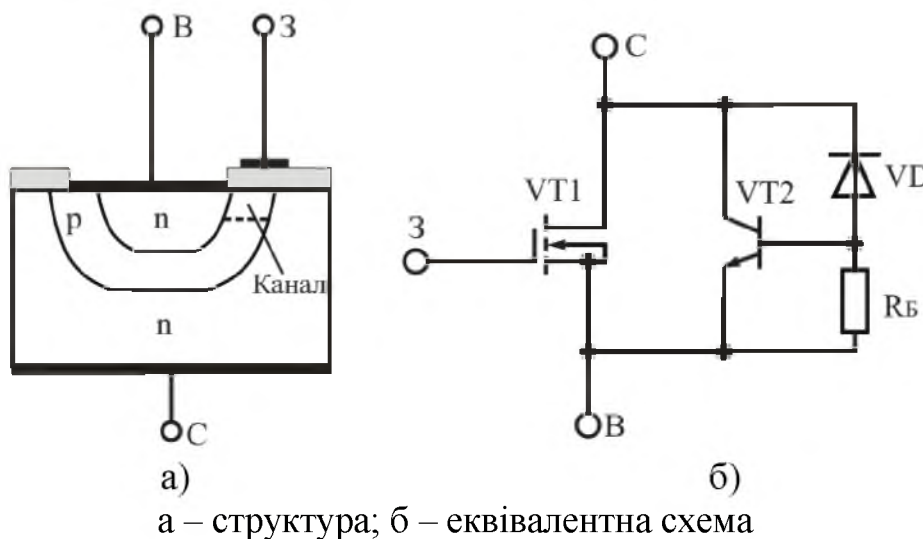


Рисунок 7.1 – Силовий ДМДН- транзистор з каналом *p*-типу

Структура IGBT (рисунок 7.2, а) відрізняється від структури ДМДН- транзистора додатковим шаром напівпровідника p -типу.

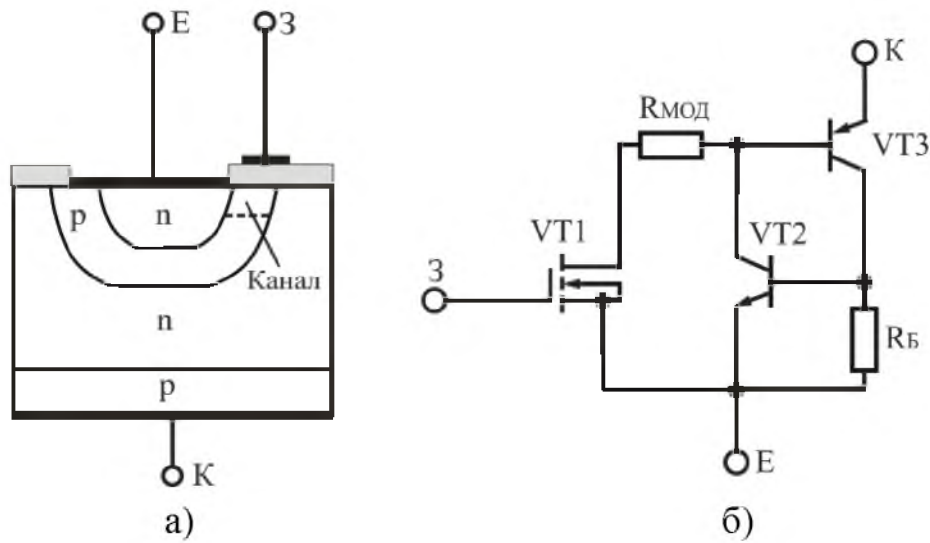


Рисунок 7.2 – IGBT- транзистор

Введення додаткового шару p -типу призводить до утворення другої структури біполярного транзистора (типу $p-n-p$). Таким чином, в IGBT є дві біполярні структури – типу $n-p-n$ і типу $p-n-p$. У IGBT- транзистора біполярний транзистор VT3 типу $p-n-p$ утворює силовий канал, а польовий МДН- транзистор VT1 утворює канал керування.

Еквівалентна схема IGBT наведена на рисунку 7.2, б. Через $R_{\text{мод}}$ позначений опір нижнього шару n -типу, який є шаром бази для транзистора типу $p-n-p$. При зміні струму, що проходить через цей шар, опір $R_{\text{мод}}$ змінюється (модулюється).

Умовне графічне позначення IGBT і його схема увімкнення із спільним емітером наведені на рисунку 7.3. IGBT- транзистор має три зовнішні виводи: емітер (Е), колектор (К) і затвор (З).

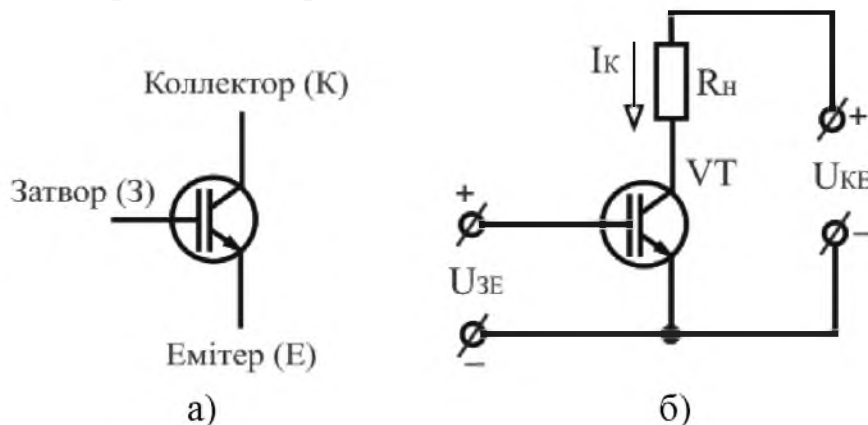


Рисунок 7.3 – IGBT- транзистор

В нормальних умовах роботи транзистор VT2 типу *n-p-n* запертий і практично не впливає на роботу IGBT. Взагалі транзистор VT2 розглядається як паразитний. Головну роль відіграють транзистори VT1 і VT3.

Основне призначення додаткового *p-n*-переходу (який є емітерним переходом для транзистора VT3) полягає в інжекції дірок в нижній шар *n*-типу. Інкєкція значно зменшує опір цього шару. В результаті напруга U_{KE} між колектором і емітером IGBT у відкритому стані значно зменшується в порівнянні з відповідним польовим транзистором.

Саме менша напруга у відкритому стані є основною перевагою IGBT в порівнянні з польовим транзистором.

Зменшення напруги призводить до пропорційного зниження потужності, що розсіюється транзистором.

Перевага IGBT особливо помітна при комутації великої напруги (близько тисячі вольт і більше), оскільки високовольтні польові транзистори мають підвищене значення опору кола стік-витік у відкритому стані.

Проте інжекція дірок призводить до виникнення об'ємного заряду нерівноважних носіїв заряду в базі транзистора типу *p-n-p* (тобто в нижньому шарі *n*-типу). Явище накопичення заряду призводить до зменшення швидкодії IGBT в порівнянні з польовим транзистором.

Біполярні транзистори VT2 і VT3 утворюють еквівалентну схему тиристора. Ця схема може знаходитися в двох стійких станах: у включеному і виключеному.

У аварійному для IGBT режимі роботи схема на транзисторах VT2 і VT3 може включитися і, після цього, IGBT стає некерованим і може вийти з ладу.

Ефект включення транзисторів VT2 і VT3 називають тригерним. Він зазвичай виявляється при вимиканні IGBT. Тому розробники IGBT- транзисторів докладають зусилля для боротьби з цим ефектом.

Сучасні IGBT настільки захищені від тригерного ефекту, що їх допустимо моделювати, використовуючи еквівалентну схему, що не містить паразитний транзистор типу *n-p-n* (рисунок 7.4).

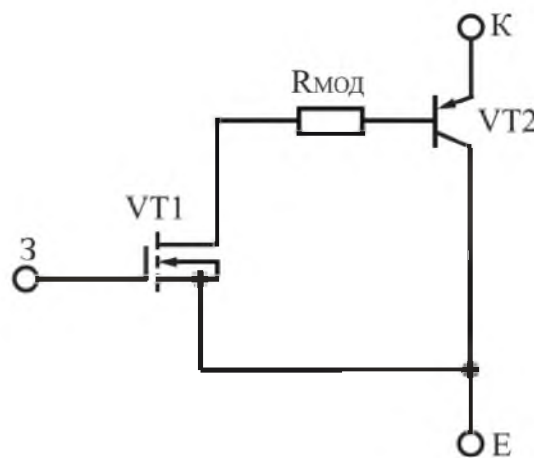


Рисунок 7.4 – Еквівалентна схема IGBT, що не містить паразитного транзистора типу *n-p-n*

Розглянемо вольт-амперні характеристики IGBT. Вихідною характеристикою IGBT для схеми із спільним емітером є залежність струму колектора I_K від напруги між колектором і емітером U_{KE} при заданій напрузі між затвором і емітером U_{ZE} , тобто залежність вигляду $I_K = f(U_{KE})$ при $U_{ZE} = \text{const}$.

На рисунку 7.5 наведений загальний типовий вигляд вихідних характеристик IGBT без урахування обмеження за максимально допустимією потужністю (тобто для імпульсів струму обмеженої тривалості).

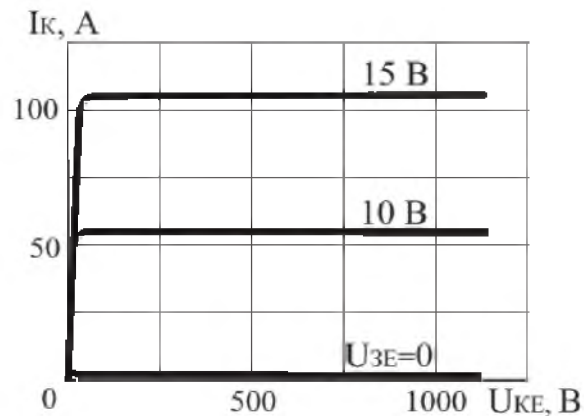


Рисунок 7.5 – Вихідні характеристики IGBT

Передавальною характеристикою IGBT є залежність струму стоку I_C від напруги між затвором і емітером U_{ZE} при заданій напрузі між колектором і емітером U_{KE} , тобто залежність вигляду $I_C = f(U_{ZE})$ при $U_{KE} = \text{const}$ (рисунок 7.6).

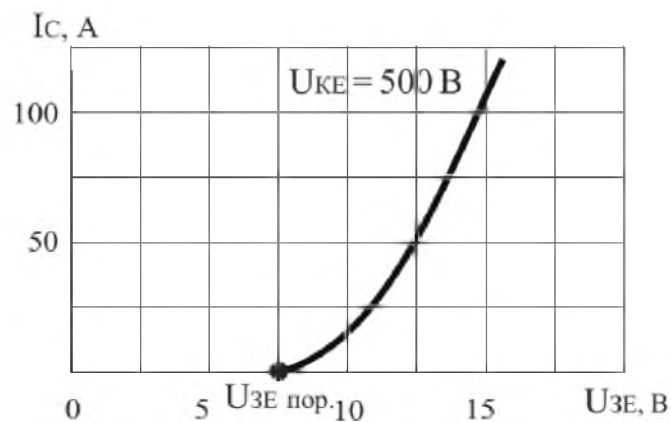


Рисунок 7.6 – Передавальна характеристика IGBT

IGBT характеризується крутизною передавальної характеристики S :

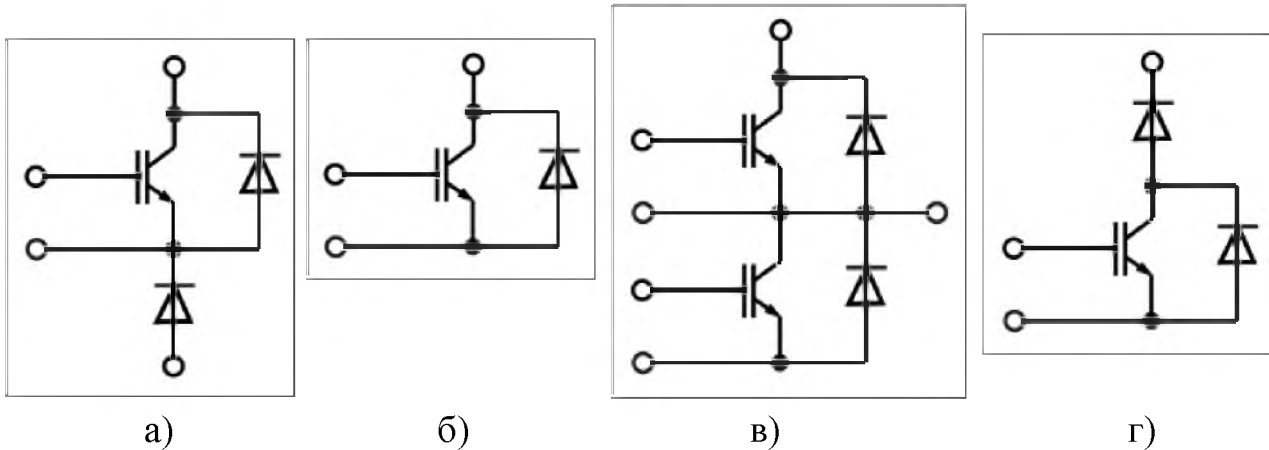
$$S = \frac{\Delta I_K}{\Delta U_{ZE}} \text{ при } U_{KE} = \text{const}.$$

Як і польовий транзистор, IGBT має високу теплову стійкість. IGBT – транзистор стійкий до короткого замикання у навантаженні. Якщо після виник-

нення режиму короткого замикання транзистор своєчасно вимкнути, він не втратить працездатність.

7.2 IGBT- модулі

Для зменшення кількості зовнішніх додаткових компонентів до складу IGBT- транзисторів включають діоди або випускають модулі, які складаються з декількох компонентів (рисунок 7.7, а-г).



а – МТКІД; б – МТКІ; в – М2ТКІ; г – МДТКІ

Рисунок 7.7 – Умовні зображення модулів на IGBT- транзисторах

IGBT- модуль за внутрішньою електричною схемою може бути одиничним IGBT; подвійний модуль, де обидва IGBT з'єднані послідовно (півміст); переривник, в якому одиничний IGBT послідовно з'єднаний з діодом; однофазний або трифазний міст. Позначення модулів на IGBT- транзисторах складаються з літер і цифр і розшифровуються наступним чином: літера М – модуль; 2 – кількість ключів; ТКІ – біполярний транзистор з ізольованим затвором; ДТКІ – діод/біполярний транзистор з ізольованим затвором; ТКІ/Д – біполярний транзистор з ізольованим затвором/діод; цифри: 25, 35, 50, 75, 80, 110, 150 – максимальний струм в А; цифри: 1, 2, 5, 10, 12, 15, 17 – максимальна напруга між колектором і емітером U_{KE} , В (помножена на 100). Наприклад, модуль МТКІД-50-15 має $I_K = 50$ А, $U_{KE} = 1500$ В.

Сучасні IGBT- модулі знаходять широке використання при створенні некероаних і кероаних випрямлячів, автономних інверторів для живлення двигунів постійного і змінного струму середньої потужності, перетворювачів індукційного нагріву, зварювальних апаратів, джерел безперебійного живлення. Вони також використовуються в пральних машинах, інверторних кондиціонерах, в якості високовольтих ключів для електронного піджигу в автомобілях, в імпульсних блоках живлення та ін.

7.3 Польові транзистори із статичною індукцією (SIT)

Абревіатура SIT відповідає англійській назві транзистора – Static Induction Transistor.

По суті SIT – польовий транзистор з керуючим p - n -переходом. Проте він має своєрідну будову і, внаслідок цього, своєрідні характеристики. Розрізняють SIT- транзистори як з каналом n -типу, так і з каналом p -типу.

Як і силовий МДН- транзистор, SIT є многоканальним і має вертикальну структуру: шари напівпровідника p -типу циліндричної форми (кожний циліндр приєднаний до електроду затвора) вводяться в шар напівпровідника n -типу вертикально. Таке виконання забезпечує роботу приладу при напругах до 2000 В і частотах до 500 кГц. А розміщення на одному кристалі великої кількості елементарних транзисторів із наступним паралельним з'єднанням кількох тисяч елементарних структур забезпечує робочі струми до 500 А. Схематичне зображення структури SIT з каналом n -типу наведено на рисунку 7.8.

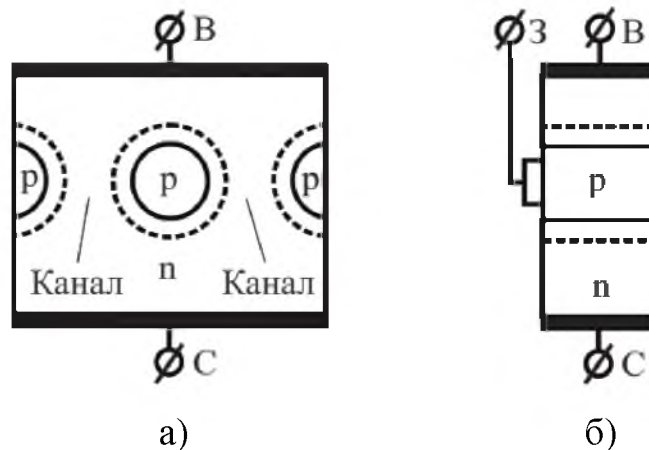


Рисунок 7.8 – Структура SIT- транзистора

Характерною особливістю SIT є дуже мала довжина каналів (яка порівняна з діаметром циліндрів).

Фізичні процеси в SIT досить складні. В окремих моментах вони подібні до фізичних процесів у польовому транзисторі з керованим p - n -переходом. При збільшенні запираючої напруги $U_{зв}$ області p - n -переходів розширюються. В цьому відношенні SIT має спільні риси із «звичайним» польовим транзистором.

Проте вплив напруги $U_{св}$ на струм I_c для SIT має інший характер в порівнянні із «звичайним» польовим транзистором.

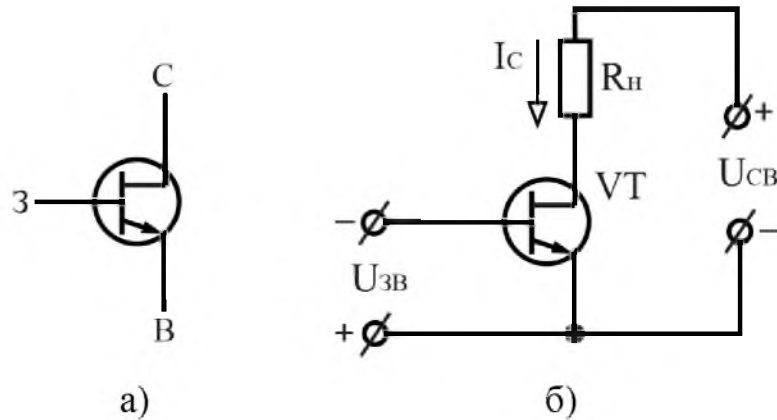
Для транзистора із «звичайним» каналом збільшення напруги $U_{св}$ призводить до того, що канал перекривається в області стоку. Після цього подальше збільшення напруги $U_{св}$ трохи змінює струм I_c . При цьому робоча точка, яка характеризує стан транзистора, виявляється в області насичення.

Падіння напруги в кожному каналі SIT, яке викликане протіканням струму стоку I_c , невелике завдяки дуже малій довжині каналів. Воно достатньо слабо впливає на розширення областей p - n -переходів. Тому збільшення напруги

U_{CB} не супроводжується зменшенням швидкості зростання струму I_C (тобто вихідна характеристика при збільшенні напруги U_{CB} не стає більш пологою).

Більш того, при збільшенні напруги U_{CB} зменшується напруженість електричного поля в області витоку і затвора, що загальмовує електрони при їх переміщенні від витоку до стоку. Це призводить до того, що збільшення напруги U_{CB} супроводжується збільшенням швидкості зростання струму стоку (тобто вихідна характеристика при збільшенні напруги U_{CB} стає більш крутою).

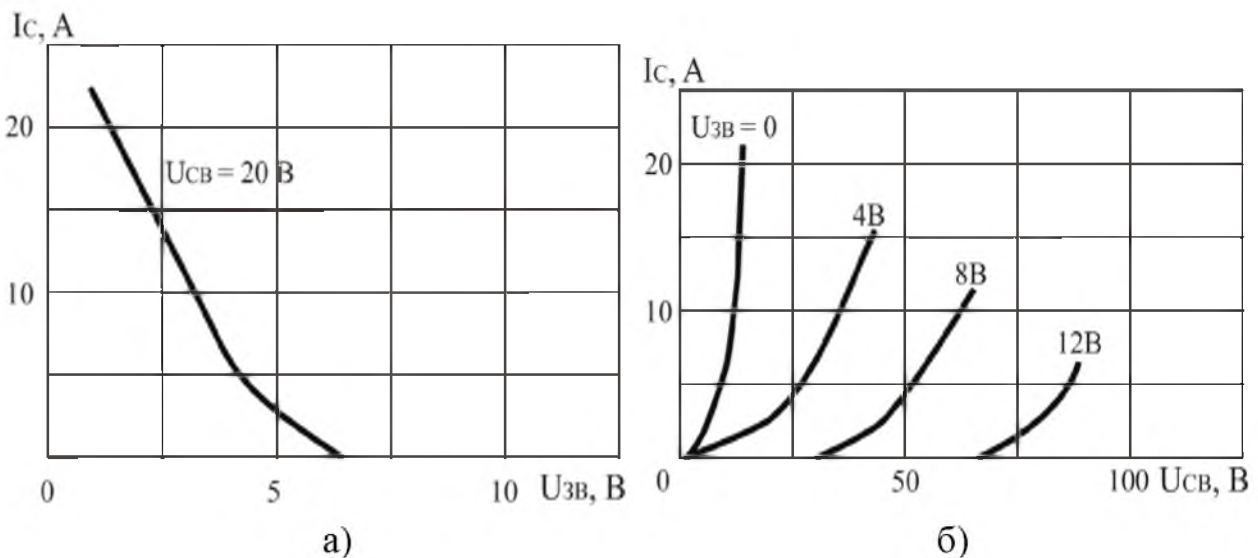
Умовне графічне позначення SIT- транзистора і його схема увімкнення із спільним витоком наведені на рисунку 7.9.



а – умовне графічне позначення; б – схема увімкнення із спільним витоком

Рисунок 7.9 – SIT- транзистор

На рисунку 7.10 наведені вольт-амперні характеристики SIT- транзистора.



а – стік-затворна; б – стокові

Рисунок 7.10 – Вольт-амперні характеристики SIT- транзистора

Стік-затворна характеристика SIT відрізняється протяжною лінійною ділянкою. Ця особливість характеристик і малий внутрішній опір добре відпові-

дають вимогам, що пред'являються до транзистора з боку підсилювачів потужності звукових частот високої якості (класу HiFi - High Fidelity). Тому SIT широко використовуються в цих підсилювачах. SIT широко застосовуються і в інших пристроях силової електроніки (при цьому вони зазвичай працюють в ключовому режимі).

Крім роботи у режимі польового транзистора, цей транзистор може працювати і у режимі біполярного транзистора, коли на затвор подається напруга $U_{зв} > 0$ позитивної полярності, керуючий *p-n*-перехід відкривається і SIT переходить у режим роботи, подібний до режиму роботи біполярного транзистора. У цьому режимі затвор відіграє роль бази. Перевагою біполярного режиму SIT-транзистора є мала напруга між стоком і витоком у відкритому стані. Але струм затвора при цьому значний. Крім того, швидкодія транзистора в цьому режимі істотно зменшується із-за явища накопичення і розсмоктування заряду нерівноважних носіїв заряду.

7.4 Порівняльна характеристика силових напівпровідникових приладів

Перерахуємо керовані силові напівпровідникові прилади (дискретні або такі, що використовуються в модулях і силових інтегральних схемах), які найбільш широко застосовуються в даний час: IGBT, МДН- транзистор, біполярний транзистор, SIT, тиристор, симістор, запираємий тиристор.

Окремі типи всіх перерахованих вище транзисторів і тиристорів, що випускаються промисловістю, мають високі значення максимально допустимої напруги (сотні вольт) і максимально допустимих струмів (сотні ампер).

Існують конкретні типи тиристорів, запираємих тиристорів і IGBT, для яких максимально допустима напруга істотно більше 1000 В, а максимально допустимий струм істотно більше 1000 А. Рекордні значення максимально допустимої напруги і максимально допустимого струму по кожному силовому напівпровідниковому приладу постійно зростають.

Вибір напівпровідникового приладу, як основи пристрою силової електроніки, є відповідальним етапом. Від цього вибору сильно залежать техніко-економічні показники пристрою, що розробляється.

При виборі приладу часто доводиться враховувати велике число чинників. З технічних чинників зазвичай найбільш важливими є значення:

- комутованих струмів;
- комутованої напруги;
- вихідної потужності пристрою;
- частоти комутації (перемикання).

Характерні особливості силових напівпровідникових приладів необхідно враховувати при виборі приладу.

МДН- транзистор має найкращі динамічні властивості. Він має незаперечні переваги при підвищеній (більше 100 кГц) частоті комутації (оскільки інші прилади

практично не можуть працювати на такій частоті). Іншими характерними перевагами МДН- транзистора є висока теплостійкість і простота формування сигналів керування.

IGBT відрізняється хорошими динамічними властивостями (частота комутації до 100 кГц). Високовольтний IGBT має меншу напругу у відкритому стані порівняно з відповідним МДН- транзистором. IGBT має високу теплостійкість. Для нього нескладно сформувати сигнали керування.

Біполярний транзистор характеризується малою напругою у відкритому стані. Проте його динамічні властивості невисокі (частота комутації до 10 кГц).

SIT в деяких випадках має меншу напругу у відкритому стані в порівнянні навіть з біполярним транзистором.

Тиристор здатний комутувати дуже великі струми і напругу, проте він може використовуватися при достатньо низькій частоті комутації (десятки, сотні та, іноді, тисячі герц).

В даний час найбільш перспективними силовими приладами є IGBT і МДН-транзистор.

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ ДО РОЗДІЛУ 7

1. Поясніть будову і принцип дії IGBT- транзисторів, наведіть їх умовне графічне позначення.
2. У чому полягає відмінність між МДН- та IGBT- транзисторами?
3. У чому особливість IGBT- транзисторів?
4. Наведіть схему вмикання IGBT- транзисторів.
5. Наведіть вольт-амперні характеристики IGBT- транзисторів.
6. Поясніть будову і принцип дії SIT- транзисторів, наведіть їх умовне графічне позначення.
7. У чому полягає відмінність між SIT- транзисторами та польовими транзисторами з керованим *p-n*-переходом?
8. У чому особливість SIT- транзисторів?
9. Наведіть схему вмикання SIT- транзисторів.
10. Наведіть вольт-амперні характеристики SIT- транзисторів.
11. Наведіть порівняльну характеристику силових напівпровідникових приладів.

РОЗДІЛ 8

НАПІВПРОВІДНИКОВІ ДЖЕРЕЛА І ПРИЙМАЧІ ОПТИЧНОГО ВИПРОМІНЮВАННЯ

Таблиця 8.1 – Умовні позначення напівпровідникових джерел і приймачів оптичного випромінювання

Тип	Умовне позначення
Світлодіод	
Фотодіод	
Фототранзистор біполярний	
Фототиристор діодний	
Оптрон фоторезисторний	
Оптрон фотодіодний	
Оптрон фототиристорний	
Оптрон фототранзисторний	

НАПІВПРОВІДНИКОВІ ДЖЕРЕЛА ОПТИЧНОГО ВИПРОМІНЮВАННЯ

8.1 Світлодіоди

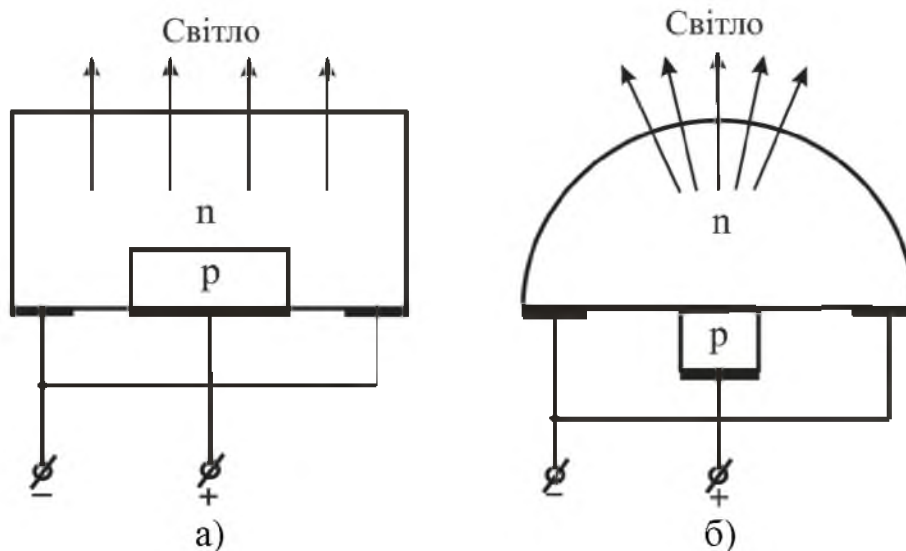
Напівпровідниковий світлодіод – це випромінюючий напівпровідниковий прилад з одним або декількома $p-n$ -переходами, призначений для безпосереднього перетворення електричної енергії в енергію світлового випромінювання.

Вихідними напівпровідниковими матеріалами для світлодіодів є арсенід галію GaAs, карбід кремнію SiC, фосфід галію GaP.

Електронно-дірковий перехід світлодіодів виконують несиметричним, з концентрацією дірок в p -шарі (емітері), багато більшим концентрації електронів в n -шарі (базі). Тим самим при прямій напрузі зміщення струм у світлодіоді створюється переважно дірками емітера, що переходять під дією інжекції у базу, де вони рекомбінують з електронами.

Світло у світлодіодах генерується поблизу $p-n$ -переходу, звідки він поширюється у всіх напрямках прямолінійно. Конструкцію світлодіода виконують такою, щоб одержати найбільшу поверхню світловіддачі при найменшій втраті світла за рахунок його поглинання в товщі напівпровідника. Цим обумовлюються малі габарити світлодіодів.

Світлодіоди можуть мати один $p-n$ -перехід (рисунок 8.1) або декілька $p-n$ -переходів (матричні світлодіоди), які розташовані на одному монокристалі. При відповідному увімкненні окремих $p-n$ -переходів матричного світлодіода можна одержати цифру, що світиться, букву або знак.

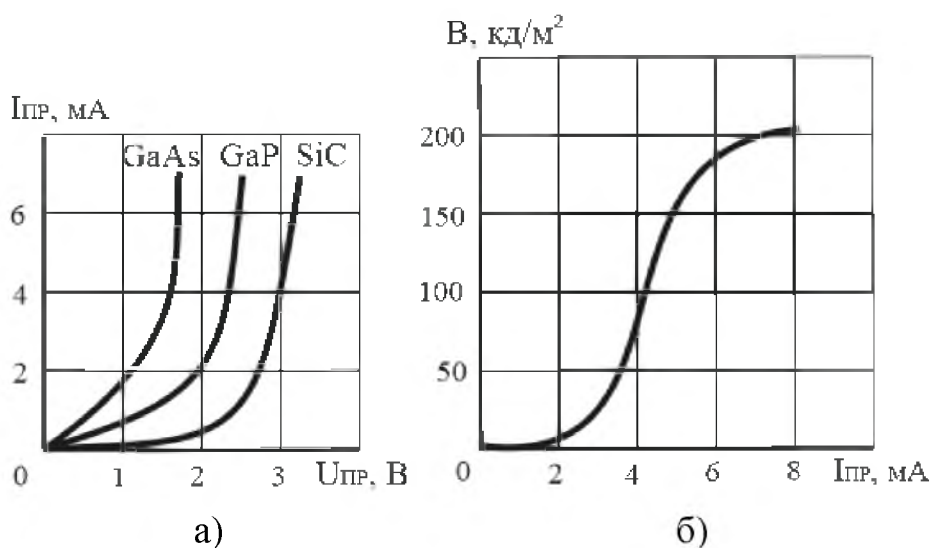


а – плоска планарна; б – напівсферична

Рисунок 8.1 – Структура світлодіодів

Принцип дії світлодіодів ґрунтується на випромінюванні квантів світла при рекомбінації носіїв заряду, що пройшли *p-n*-перехід, зміщений у прямому напрямку. При прямій напрузі у світлодіоді відбувається інжекція носіїв заряду з емітерної області в область бази. Інжектвані дірки рекомбінують з основними носіями (електронами) базової області. Рекомбінуючі електрони переходять із області високих енергетичних рівнів зони провідності на більш низькі рівні валентної зони. При цьому виділяється квант світлової енергії – фотон.

Вольт-амперна характеристика світлодіодів подібна до характеристик германієвих і кремнієвих діодів. Відмінність проявляється в більшому падінні напруги при протіканні прямого струму. Зі збільшенням прямого струму їх яскравість свічення зростає.



а – вольт-амперні характеристики; б – характеристика яскравості

Рисунок 8.2 – Характеристики світлодіодів

Основні параметри світлодіодів:

- яскравість випромінювання B , ($B = 10...150$ $кд/м^2$);
- постійна пряма напруга $U_{пр}$; ($U_{пр} = 2...4$ В);
- колір свічення і довжина хвилі;
- максимальний допустимий постійний прямий струм $I_{пр\ MAX}$; ($I_{пр\ MAX} = 5...20$ мА);
- максимальна допустима постійна зворотна напруга $U_{зв.\ MAX}$; (одиниці вольт);
- термін служби T ($T = 10...100$ тис. годин).

Світлодіоди знаходять широке застосування для індикації режиму роботи вузлів і блоків різних систем. Світлодіоди є основою більш складних приладів (лінійна світлодіодна шкала, цифро-літерний світлодіодний індикатор). Цифро-літерні індикатори широко використовуються у вимірній апаратурі, приладах автоматики і обчислювальної техніки.

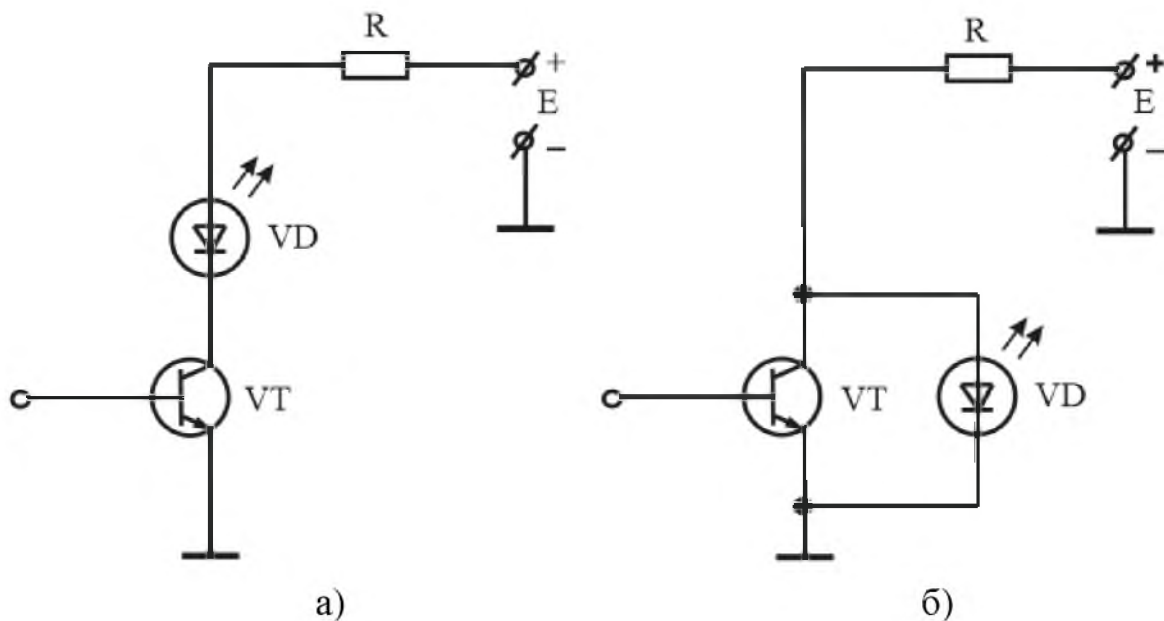


Рисунок 8.3 – Типові схеми керування світлодіодом за допомогою транзисторного ключа

НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПРИЙМАЧІ ОПТИЧНОГО ВИПРОМІНЮВАННЯ

Робота різних напівпровідникових приймачів випромінювання (фоторезистори, фотодіоди, фототранзистори, фототиристири) заснована на використанні внутрішнього фотоефекта, що полягає в тому, що під дією випромінювання в напівпровідниках відбувається генерація пар носіїв заряду – електронів і дірок, що призводить до зміни концентрації рухливих носіїв заряду а отже, до зміни електричних властивостей напівпровідника. Ці додаткові носії збільшують електричну провідність. Така додаткова провідність, обумовлена дією фотонів, має назву фотопровідності. У деяких приладах за рахунок фотогенерації електронів і дірок виникає ЕРС, яку прийнято називати фото-ЕРС і тоді ці прилади працюють як джерела струму.

8.2 Фотодіоди

Фотодіод – це напівпровідниковий діод, зворотний струм якого залежить від освітленості.

Фотодіоди, як і звичайні напівпровідникові діоди, складаються з двох домішкових напівпровідників з різними типами електропровідності, на границі між якими створюється *p-n*-перехід (рисунок 8.4). Фотодіоди виготовляють із германію, кремнію, арсеніду галію, сульфїду кадмію та інших напівпровідникових матеріалів.

Фотодіоди можуть працювати в одному з двох режимів: 1) режим фотоперетворювача (із зовнішнім джерелом живлення); 2) режим фотогенератора (без зовнішнього джерела живлення).

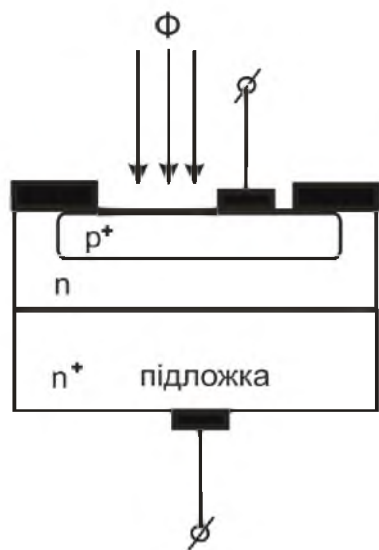
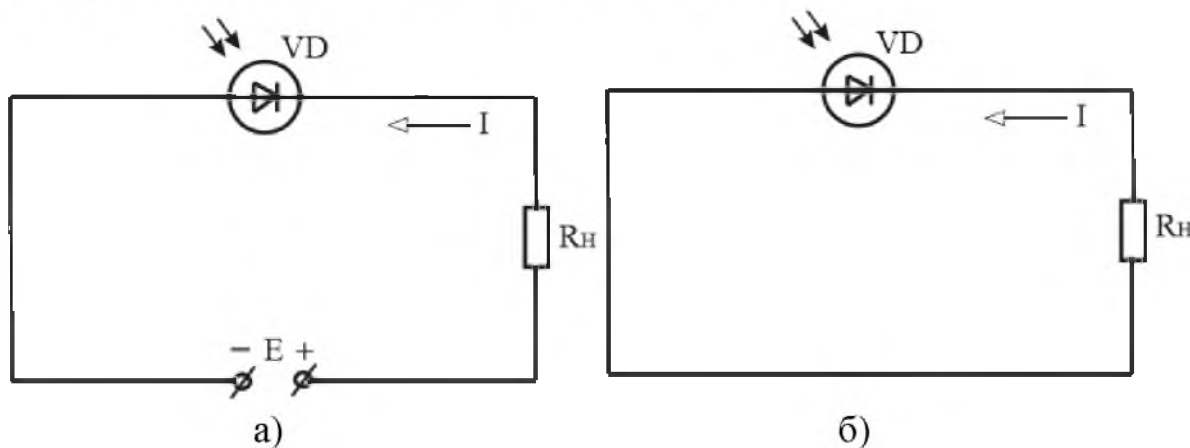


Рисунок 8.4 – Структура планарного фотодіода

Під впливом світлового потоку на електронно-дірковому переході відбувається генерація пар носіїв заряду електрон-дірка. Під дією контактної різниці потенціалів p - n -переходу дірки перекидаються в p -область, а електрони – в n -область, що призводить до збільшення потоку неосновних носіїв заряду через електронно-дірковий перехід. Якщо до діода підключене зовнішнє джерело напруги у зворотному напрямку, то це явище буде супроводжуватися збільшенням зворотного струму. Такий режим роботи фотодіода називають фотоперетворювальним. Якщо світлового потоку немає, тоді через фотодіод протікає звичайний початковий зворотний струм I_0 , що називають темновим струмом.

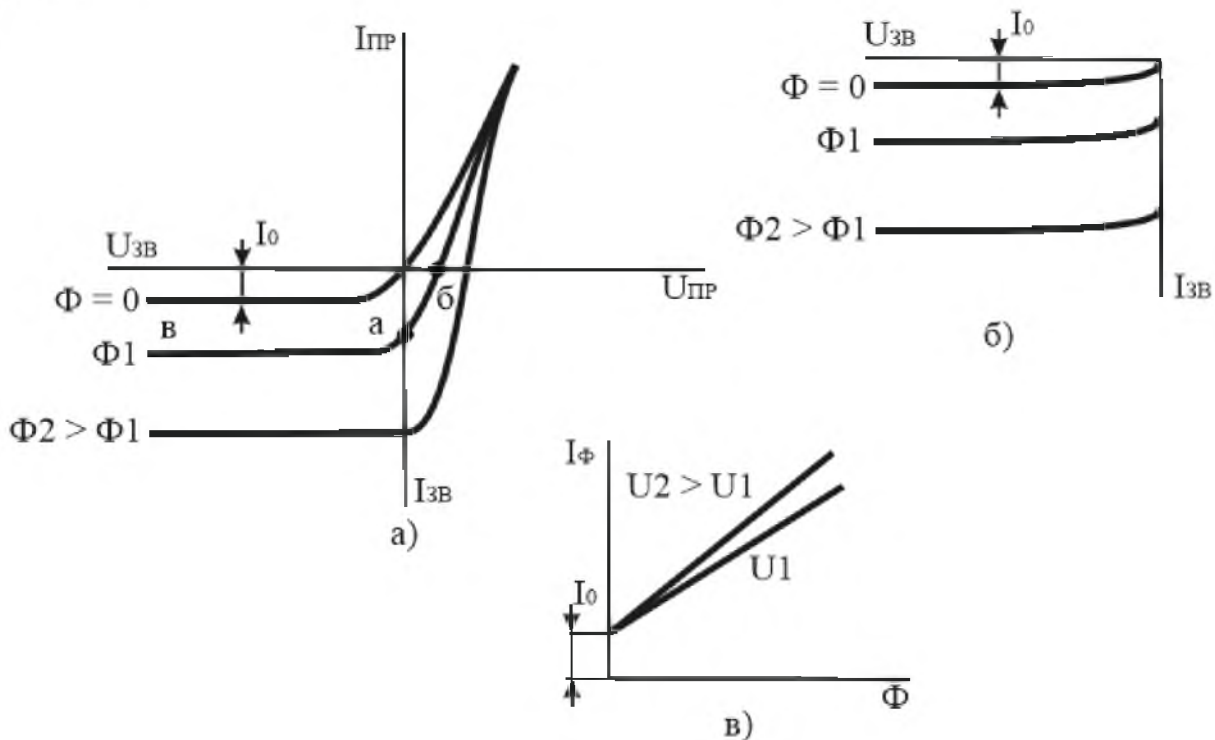
Перехід дірок, що утворилися в результаті освітлення фотодіода, у p -область, а електронів в n -область приводить до появи в n -області надлишкового числа електронів, а в p -області надлишкового числа дірок. Це приводить до появи на виводах фотодіода, при розімкненому зовнішньому колі, різниці потенціалів, яку називають фото-ЕРС. Гранично можливе значення фото-ЕРС дорівнює контактній різниці потенціалів: до 0,6 В у кремнієвих фотодіодах і до 0,85 В у фотодіодів з арсеніду галію. Якщо замкнути виводи освітленого фотодіода через резистор, то в електричному колі з'явиться струм, що обумовлений рухом неосновних носіїв заряду, величина якого залежить від фото-ЕРС і опору резистора. Такий режим роботи фотодіода називають фотогенераторним.



а – для режиму фотоперетворювача; б – для режиму фотогенератора

Рисунок 8.5 – Схеми увімкнення фотодіодів

Вольт-амперні і світлові характеристики фотодіодів наведені на рисунку 8.6.



а – вольт-амперна $I = f(U)$ при $\Phi = \text{const}$; б – вольт-амперна для режиму фотоперетворювача; в – світлова $I_{\Phi} = f(\Phi)$ при $U = \text{const}$

Рисунок 8.6 – Характеристики фотодіодів

Відрізок *Об* (рисунок 8.6, а) відповідає напрузі холостого ходу освітленого фотодіода, тобто фото-ЕРС, а відрізок *Оа* – струму короткого замикання фотодіода. Ділянка *аб* характеризує роботу фотодіода в режимі фотогенератора. Режим фотоперетворювача відповідає подачі напруги на фотодіод у запираючому напрямку (ділянка *ав*). Вольт-амперні характеристики фотодіода в режимі фотоперетворювача при різних значеннях світлових потоків наведені на рисунку 8.6, б.

Основні параметри фотодіодів:

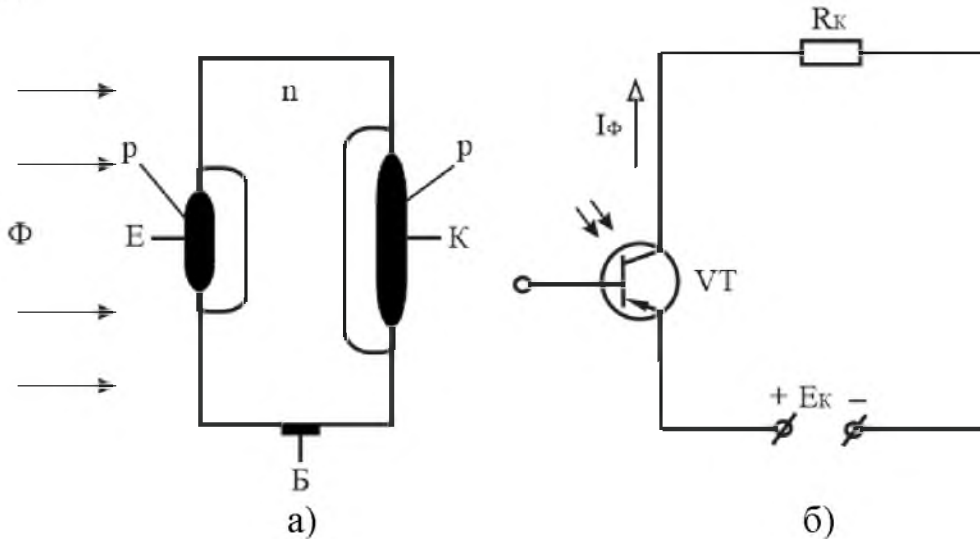
- робоча напруга U_p , ($U_p = 10 \dots 30 \text{ В}$);
- інтегральна чутливість K_{Φ} : $K_{\Phi} = I_{\Phi}/\Phi$. Для фотодіодів вона досягає 20 мА/лм;
- темновий струм I_T ($I_T \leq 30 \text{ мкА}$ для германієвих і $I_T \leq 3 \text{ мкА}$ для кремнієвих фотодіодів).

8.3 Фототранзистори

Фототранзистор – це напівпровідниковий прилад з двома електронно-дірковими переходами, що перетворює світловий потік в електричний струм і який володіє властивостями підсилення.

Фототранзистор за своєю будовою подібний до транзистора і являє собою напівпровідниковий кристал з германію або кремнію з трьома областями з електропровідністю різного типу, що утворюють структуру *p-n-p* або *n-p-n*. Кристал з виводами поміщають у металевий корпус з прозорим вікном (лінзою).

Звичайно фототранзистор вмикається за схемою із спільним емітером і через його колекторний перехід при відсутності освітлення протікає темновий струм I_{KE0} .



а – структура; б – схема увімкнення

Рисунок 8.7 – Фототранзистор біполярний

Під дією світлового потоку в базі утворюються нові пари носіїв заряду – електрони і дірки. Дірки, що є у *n*-базі неосновними носіями заряду, дифундують до колекторного переходу і втягуються його полем у колектор, утворюючи першу складову колекторного фотоструму $I_{\Phi 1}$. Для електронів бази електричне поле колекторного переходу являє потенційний бар'єр. Тому, якщо вивід бази залишити непідключеним, то нерівноважні електрони залишаться в базі, зменшуючи при цьому потенційний бар'єр емітерного переходу. Це викликає інжекцію дірок з *p*-емітера в *n*-базу, які дифундують до колекторного переходу і втягуються його полем у колектор, утворюючи другу складову колекторного фотоструму $I_{\Phi 2}$. Якщо базовий вивід підключити до джерела напруги, то можна одержати не тільки оптичне, але й електричне керування колекторним струмом фототранзистора.

Основні параметри фототранзисторів:

- робоча напруга U_p , ($U_p = 10 \dots 15 \text{ В}$);
- інтегральна чутливість K_Φ (K_Φ досягає $0,5 \dots 1,0 \text{ А/лм}$);
- темновий струм I_T (I_T досягає сотень мкА);
- робочий струм I_p (I_p досягає десятків мА);
- максимальна допустима потужність P_{MAX} (P_{MAX} досягає десятків мВт).

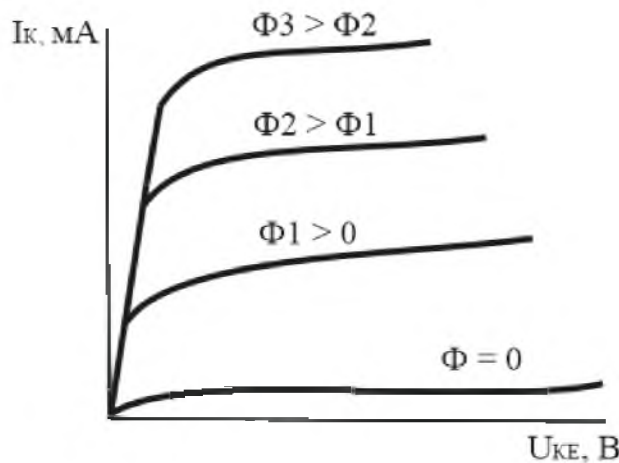
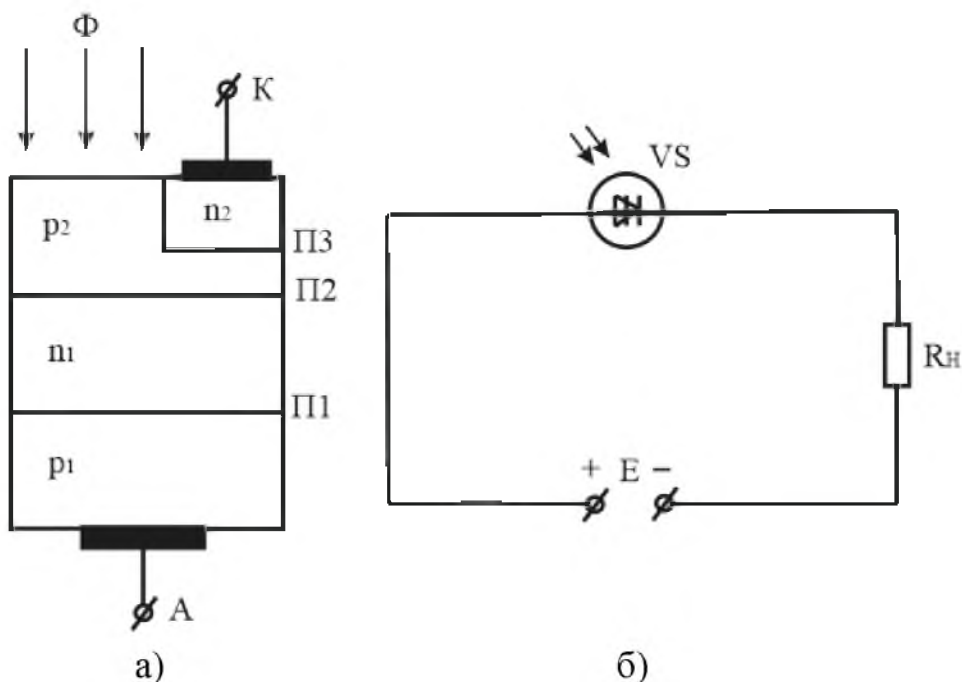


Рисунок 8.8 – Вольт-амперні характеристики фототранзистора

8.4 Фототиристиори

Фототиристор – це напівпровідниковий прилад з трьома *p-n*-переходами, напруга вмикання якого зменшується зі збільшенням освітленості.

Аналогічно звичайним тиристорам фототиристиори виготовляють звичайно з кремнію у вигляді структури *p-n-p-n*. Джерело напруги підмикають до фототиристора таким чином, щоб напруга на переходи П1 і П3 подавалася в прямому напрямку, а на перехід П2 – у зворотному (рисунок 8.9, а).



а – структура; б – схема увімкнення

Рисунок 8.9 – Фототиристор діодний

Неосвітлений фототиристор перебуває в закритому стані і через нього протікає тільки темновий струм.

Під дією світлового потоку в області освітленої бази p_2 відбувається генерація вільних носіїв заряду – електронів і дірок. Електрони області бази p_2 дифундують до переходу П2, переносяться електричним полем в область n_1 і знижують потенційний бар'єр переходу. Це приводить до різкого збільшення струму через тиристор. Зі збільшенням інтенсивності світлового потоку величина струму через тиристор зростає і при деякому його значенні тиристор переходить у провідний (включений) стан.

Таким чином, фототиристор є аналогом керованого тиристора, перевід якого у відкритий стан може бути здійснено під дією світлового потоку.

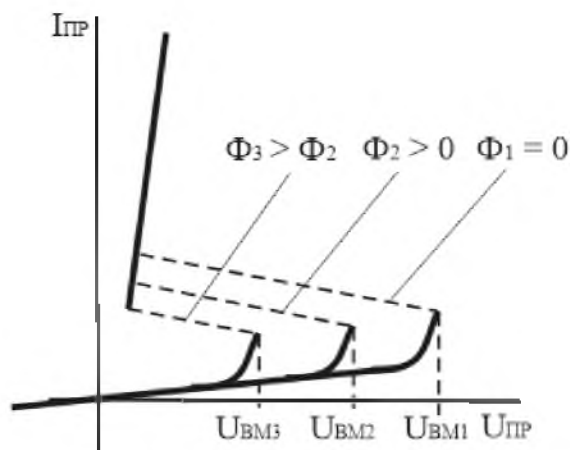


Рисунок 8.10 – Вольт-амперна характеристика фототиристора

Основні параметри фототиристорів:

- напруга вмикання $U_{ВМИК}$;
- струм вмикання $I_{ВМИК}$, що відповідає напрузі $U_{ВМИК}$;
- напруга вимикання $U_{ВИМ}$ і струм вимикання $I_{ВИМ}$;
- темновий струм I_T ;
- інтегральна чутливість K_Φ (K_Φ досягає декількох десятків А/лм);
- пусковий світловий потік $\Phi_{ПУСК}$;
- номінальний струм, що проходить через відкритий фототиристор $I_{НОМ}$;
- максимальна допустима зворотна напруга $U_{ЗВ МАХ}$.

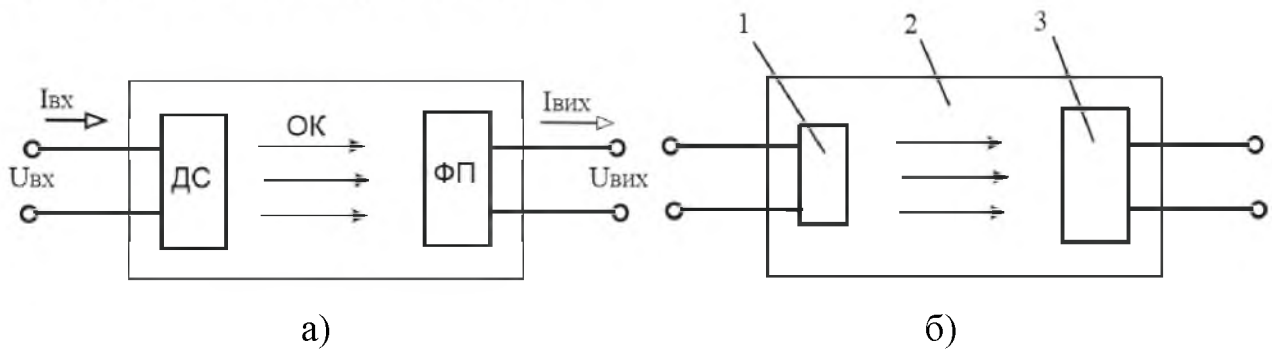
Фоторезистори, фотодіоди, фототранзистори і фототиристори широко застосовуються в пристроях автоматики і вимірювальної техніки, системах телекерування і сигналізації, фотометрії, імпульсних пристроях, оптопарах та ін.

8.5 Оптопари (оптрони)

Оптопара (оптрон) – це напівпровідниковий прилад, в якому конструктивно об'єднані джерело і приймач випромінювання, які мають між собою оптичний зв'язок.

В джерелі світлового випромінювання ДС (рисунок 8.11, а) енергія електричного сигналу перетворюється у світлове випромінювання. Світлове випро-

мінювання через оптичний канал ОК надходить на фотоприймач ФП, в якому перетворюється в електричну енергію.



а – структурна схема; б – будова оптопар:

1 – випромінювач; 2 – оптично прозорий клей; 3 – фотоприймач

Рисунок 8.11 – Оптопара (оптрон)

В залежності від виду приймача випромінювання оптопари бувають резисторні, діодні, транзисторні, тиристорні.

Резисторні оптопари мають як випромінювач надміліатюрну лампочку накалювання або світлодіод, що дає видиме або інфрачервоне випромінювання. Приймачем випромінювання є фоторезистор із селеніду кадмію або сульфід кадмію для видимого випромінювання, а для інфрачервоного – із селеніду або сульфід свинцю. Фоторезистор може працювати як на постійному, так і на змінному струмі.

Діодні оптопари мають звичайно кремнієвий фотодіод і інфрачервоний арсенідо-галієвий світлодіод. Фотодіод може працювати у фотогенераторному або фотодіодному режимі.

Транзисторні оптопари мають випромінювач – арсенідо-галієвий світлодіод, а приймач випромінювання – біполярний кремнієвий фототранзистор типу *n-p-n*.

Тиристорні оптопари мають як фотоприймач – кремнієвий фототиристор.

Основні параметри оптопар:

- максимально допустимий вхідний прямий струм $I_{ВХ\text{ MAX}}$;
- вхідна напруга $U_{ВХ}$;
- максимально допустима зворотна вихідна напруга $U_{ВІХ\text{ MAX}}$;
- максимально допустимий вихідний струм $I_{ВІХ\text{ MAX}}$;
- залишкова напруга $U_{ПР}$ – пряма напруга на виході оптрона у відкритому стані.

Резисторні оптопари застосовуються для автоматичного регулювання посилення, зв'язку між каскадами, керування безконтактними дільниками напруги, модуляції сигналів, формування різних сигналів і т.д.

Діодні оптопари використовуються в схемах, які швидко перемикаються, для узгодження високовольтних кіл, вимірів у колах високої напруги і т.д.

Транзисторні оптопари працюють головним чином у ключовому режимі і застосовуються в комутаторних схемах, пристроях зв'язку різних датчиків з вимірювальними блоками, у якості реле і т.д.

Тиристорні оптопари застосовуються у ключових режимах і використовуються для формування потужних імпульсів, керування потужними тиристорами, керування і комутації різних пристроїв з потужним навантаженням.

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ ДО РОЗДІЛУ 8

1. Дайте визначення світлодіода. Поясніть його будову і принцип дії, наведіть характеристики та умовне графічне позначення.
2. Дайте визначення фотодіода, фототранзистора, фототиристора. Поясніть їх будову і принцип дії, наведіть характеристики та умовні графічні позначення.
3. Поясніть, у чому полягає відмінність між фотодіодом і світлодіодом?
4. Наведіть можливі схеми увімкнення світлодіодів.
5. Назвіть, в яких режимах можуть працювати фотодіоди? Поясніть особливості кожного з режимів.
6. Що називають оптопарою (оптроном)? Поясніть його будову і принцип дії, наведіть умовне графічне позначення.
7. Назвіть області застосування напівпровідникових фотоприладів.

РОЗДІЛ 9

ІНТЕГРАЛЬНІ МІКРОСХЕМИ (ІМС)

Інтегральна мікросхема – це мікроелектронний виріб, що виконує певну функцію перетворення та обробки сигналу і має не менше п'яти елементів (транзисторів, діодів, резисторів, конденсаторів), які неподільно зв'язані і електрично з'єднані між собою так, що пристрій розглядається як єдине ціле.

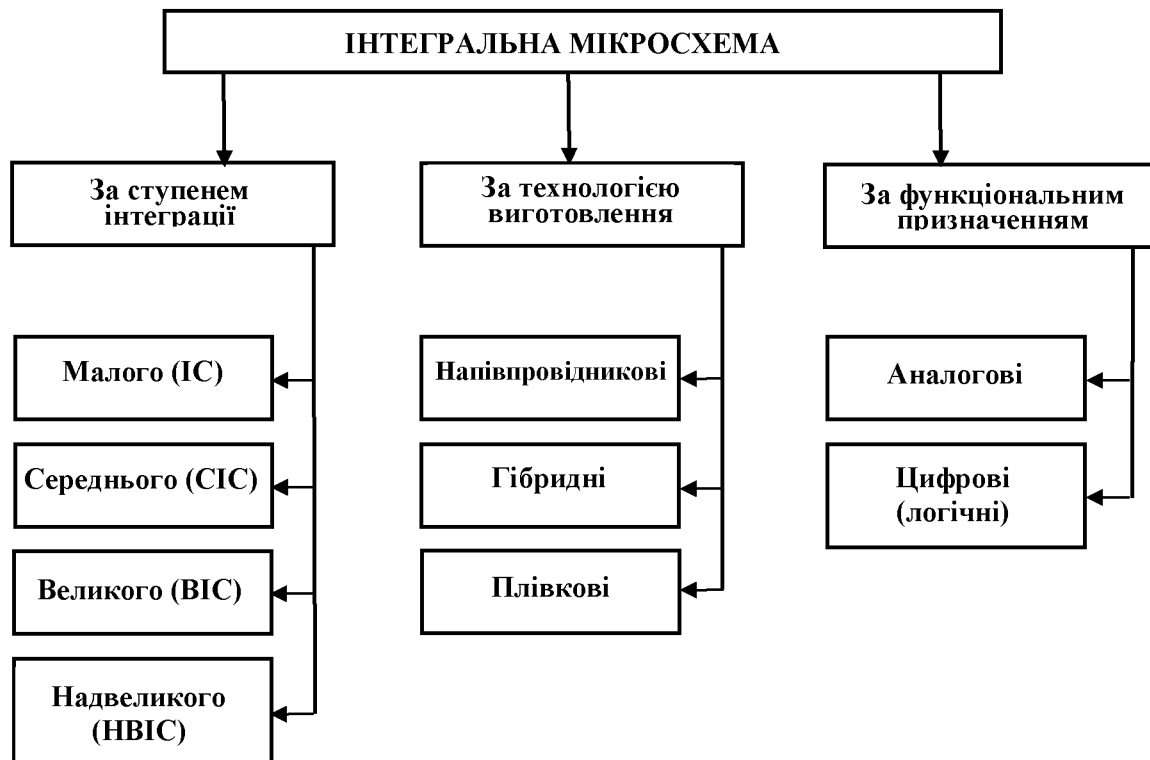


Рисунок 9.1 – Класифікація інтегральних мікросхем

З точки зору інтеграції, тобто об'єднання багатьох елементів електронної схеми в одному монокристалі напівпровідника, основними параметрами інтегральних мікросхем є щільність упакування і ступінь інтеграції.

Щільність упакування – це число елементів електронної схеми в одному кубічному сантиметрі об'єму інтегральної мікросхеми.

Ступінь інтеграції визначається кількістю елементів, що входять до складу інтегральної мікросхеми: якщо ІМС містить до 10 елементів, то її називають інтегральною мікросхемою малого ступеня інтеграції; від 10 до 100 - середнього ступеня; від 100 до 1000 - великого ступеня; більше 1000 - надвеликого ступеня інтеграції.

За конструктивно - технологічною ознакою ІМС розділяють на напівпровідникові, гібридні та плівкові.

9.1 Гібридні ІМС

Гібридна ІМС – це інтегральна мікросхема, пасивні елементи якої виконані за допомогою нанесення різних плівок на поверхні діелектричної підкладки зі скла, кераміки, а активні елементи – навісні напівпровідникові прилади без корпусів.

Щільність упакування гібридних інтегральних мікросхем до 150 ел./см^3 , а ступінь інтеграції звичайно середній і малий.

9.2 Напівпровідникові ІМС

Напівпровідникова ІМС – це інтегральна мікросхема, всі елементи і міжеlementні з'єднання якої виконані в об'ємі і на поверхні напівпровідника.

Щільність упакування напівпровідникових інтегральних мікросхем до 10^4 ел./см^3 , ступінь інтеграції – великий та надвеликий. Лінійні розміри окремих елементів напівпровідникових ІМС можуть бути дуже малі (близько 2 мкм), а відстань між окремими елементами близько 5 мкм.

В напівпровідникових інтегральних мікросхемах як активний елемент застосовують біполярний або польовий МДН - транзистор. Відповідно до цього напівпровідникові мікросхеми підрозділяють на біполярні і МДН - мікросхеми.

Основні переваги напівпровідникових ІМС – це мала потужність, що споживається (до 200 мВт, а для логічних ІМС – до 100 мкВт), а також висока тривалість роботи – до 10^8 годин.

9.3 Цифрові та аналогові ІМС

За функціональним призначенням ІМС підрозділяють на дві групи: логічні (цифрові) та аналогові (лінійно-імпульсні).

Цифрові ІМС призначені для перетворення або обробки дискретних сигналів, виражених у двійковому або іншому цифровому коді.

Аналогові ІМС призначені для перетворення або обробки безперервних (аналогових) сигналів.

До **основних параметрів** аналогових мікросхем відносяться:

- напруга живлення $U_{\text{ж}}$;
- коефіцієнт підсилення за напругою K_U ;
- вхідний опір $R_{\text{вх}}$;
- вихідний опір $R_{\text{вих}}$;
- максимальна вихідна напруга $U_{\text{вих max}}$;
- робочий частотний діапазон $f_{\text{н}}$ та $f_{\text{в}}$, де $f_{\text{н}}$ та $f_{\text{в}}$ – відповідно нижня і верхня робочі частоти;
- потужність, що споживається елементом від джерела живлення $P_{\text{спож}}$.

До **основних параметрів** цифрових мікросхем відносяться:

- напруга живлення $U_{\text{ж}}$;
- час переходу ІМС зі стану логічного нуля в стан логічної одиниці t^{01} ;
- напруга логічного нуля U^0 ;
- напруга логічної одиниці U^1 ;
- потужність, що споживається від джерела живлення $P_{\text{спож}}$;
- коефіцієнт об'єднання по входу $K_{\text{об}}$ – число входів ІМС, по яких реалізується логічна функція;
- завадостійкість $U_{\text{зав}}$ – найбільша напруга перешкоди на вході ІМС, що не викликає порушення правильності її роботи.

Цифрові та аналогові інтегральні мікросхеми використовують в засобах автоматики, в пристроях промислової електроніки і обчислювальній техніці, в радіоапаратурі та ін.

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ ДО РОЗДІЛУ 9

1. Поясніть поняття інтегральної схеми.
2. Як поділяються ІМС за кількістю елементів?
3. Як поділяються мікросхеми за технологією виготовлення?
4. Як поділяються мікросхеми за функціональним призначенням?
5. Наведіть основні параметри аналогових ІМС.
6. Наведіть основні параметри цифрових ІМС.
7. Що можна віднести до недоліків ІМС?
8. У чому полягають переваги інтегральних мікросхем перед електронними пристроями на дискретних елементах?

РОЗДІЛ 10

ПІДСИЛЮВАЧІ ЕЛЕКТРИЧНИХ СИГНАЛІВ

10.1 Загальні відомості про підсилювачі

Підсилювачем називають пристрій, який призначений для збільшення параметрів електричного сигналу (напруги, струму, потужності).

Підсилювач має вхідне коло, до якого підключається джерело вхідного сигналу (рисунок 10.1), і вихідне коло, з якого вихідний сигнал знімається і подається на навантаження.

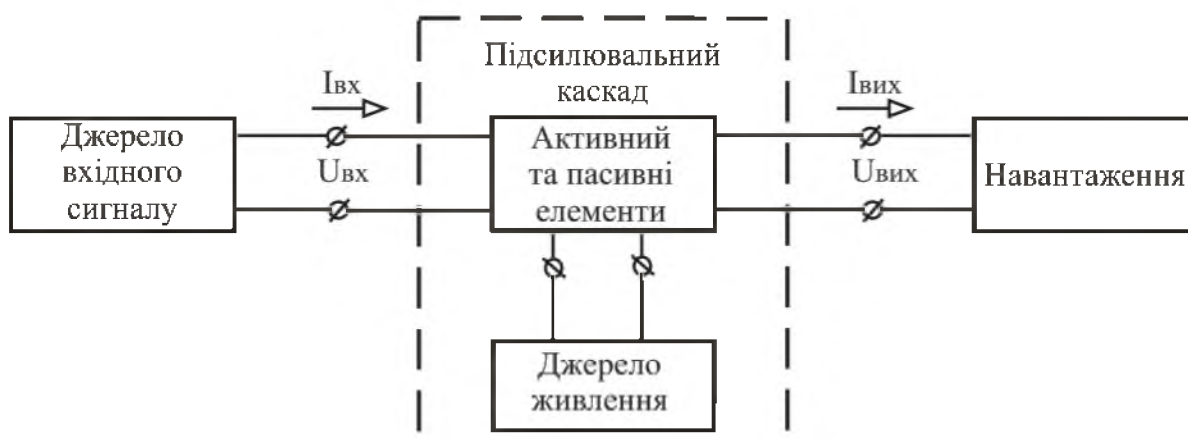


Рисунок 10.1 – Структурна схема підсилювального каскаду

Підсилювачі мають активні (польові і біполярні транзистори) і пасивні (резистори, конденсатори, індуктивності) елементи, а також джерело живлення постійної напруги.

Основні параметри і характеристики підсилювачів:

- коефіцієнт підсилення за напругою

$$K_U = \frac{U_{ВИХ}}{U_{ВХ}}; \quad (10.1)$$

- коефіцієнт підсилення за струмом

$$K_I = \frac{I_{ВИХ}}{I_{ВХ}}; \quad (10.2)$$

- коефіцієнт підсилення за потужністю

$$K_P = \frac{P_{ВИХ}}{P_{ВХ}} = K_U \cdot K_I; \quad (10.3)$$

- робочий діапазон частот Δf_p – діапазон частот від нижньої робочої частоти f_H до верхньої робочої частоти f_B в межах якої коефіцієнт підсилення не виходить за гранично допустимі значення;
- вхідний опір R_{BX} – опір між вхідними затискачами підсилювача для змінного вхідного струму

$$R_{BX} = \frac{\Delta U_{BX}}{\Delta I_{BX}}; \quad (10.4)$$

- вихідний опір $R_{ВИХ}$ – опір між вихідними затискачами підсилювача для змінного струму при відключеному опорі навантаження

$$R_{ВИХ} = \frac{\Delta U_{ВИХ}}{\Delta I_{ВИХ}}; \quad (10.5)$$

- коефіцієнт корисної дії підсилювача η – відношення потужності, що віддається підсилювачем в навантаження, до потужності, що споживається від джерела живлення

$$\eta = \frac{P_{ВИХ}}{P_0}; \quad (10.6)$$

- динамічний діапазон D – відношення максимальної вхідної напруги до мінімальної вхідної напруги, при яких нелінійні викривлення не перевищують встановлених норм

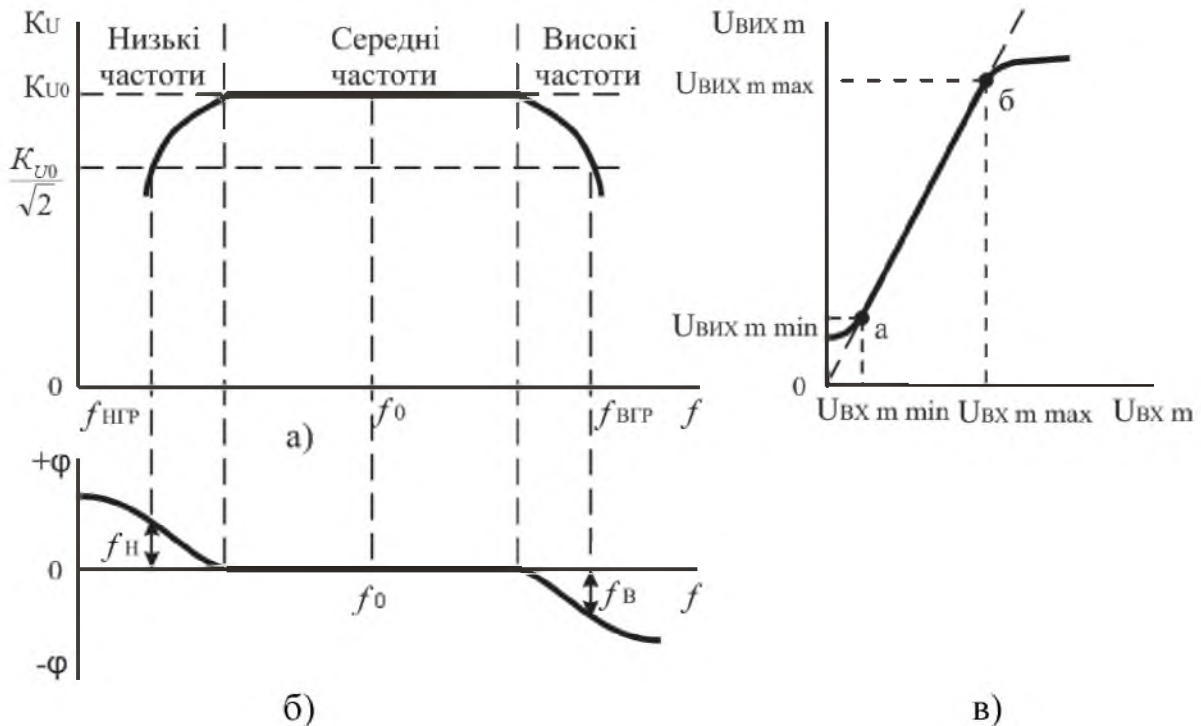
$$D = \frac{U_{BX \max}}{U_{BX \min}}; \quad (10.7)$$

- лінійні викривлення – це викривлення, які обумовлені залежністю параметрів підсилювача від частоти і незалежні від амплітуди вхідного сигналу. Вони підрозділяються на частотні, фазові і перехідні. Вони викликані наявністю в колах підсилювача реактивних елементів (індуктивності і ємності), опори яких залежать від частоти, а також залежністю від частоти фізичних параметрів напівпровідникових приладів;
- нелінійні викривлення – це викривлення, які обумовлені залежністю коефіцієнта підсилення підсилювача від амплітуди підсилюваного сигналу. Нелінійні викривлення викликані нелінійністю вольтамперних характеристик активних елементів підсилювача (транзистори та ін.)

До **основних характеристик** підсилювачів відносяться:

- амплітудно-частотна характеристика (АЧХ) – залежність модуля коефіцієнта підсилення від частоти $K_U = F(f)$ (рисунок 10.2, а);

- фазо-частотна характеристика (ФЧХ) – залежність кута зсуву фази між вихідною і вхідною напругами від частоти $\varphi = F(f)$ (рисунок 10.2, б).
- амплітудна характеристика підсилювача – залежність амплітуди вихідного сигналу $U_{\text{вих } m}$ від амплітуди вхідного сигналу $U_{\text{вх } m}$ на деякій постійній частоті $U_{\text{вих } m} = F(U_{\text{вх } m})$ (рисунок 10.2, в).



а – амплітудно-частотна (АЧХ); б – фазо-частотна (ФЧХ); в – амплітудна
Рисунок 10.2 – Характеристики підсилювачів електричних сигналів

Всі підсилювачі можна підрозділити на два класи – з лінійним і нелінійним режимом роботи.

У підсилювачах з лінійним режимом роботи вихідний сигнал повинен бути близьким за формою до вхідного. Викривлення форми сигналу, що вносяться підсилювачем, повинні бути мінімальними. Залежно від виду АЧХ підсилювачі з лінійним режимом роботи підрозділяють (рисунок 10.3) на:

- підсилювачі сигналу, що повільно змінюється (підсилювачі постійного струму – ППС);
- підсилювачі звукових частот (ПЗЧ);
- підсилювачі високої частоти (ПВЧ);
- широкопasmові підсилювачі (ШСП);
- вузькопasmові підсилювачі (ВСП).

У підсилювачах з нелінійним режимом роботи пропорційність в передачі вхідного сигналу відсутня. Після досягнення деякої величини напруги вхідного сигналу при його збільшенні сигнал на виході підсилювача залишається без зміни (обмежується на деякому рівні). Такі підсилювачі використовуються для

перетворення вхідного сигналу, наприклад синусоїдального, в імпульсний сигнал, а також для підсилення імпульсів.

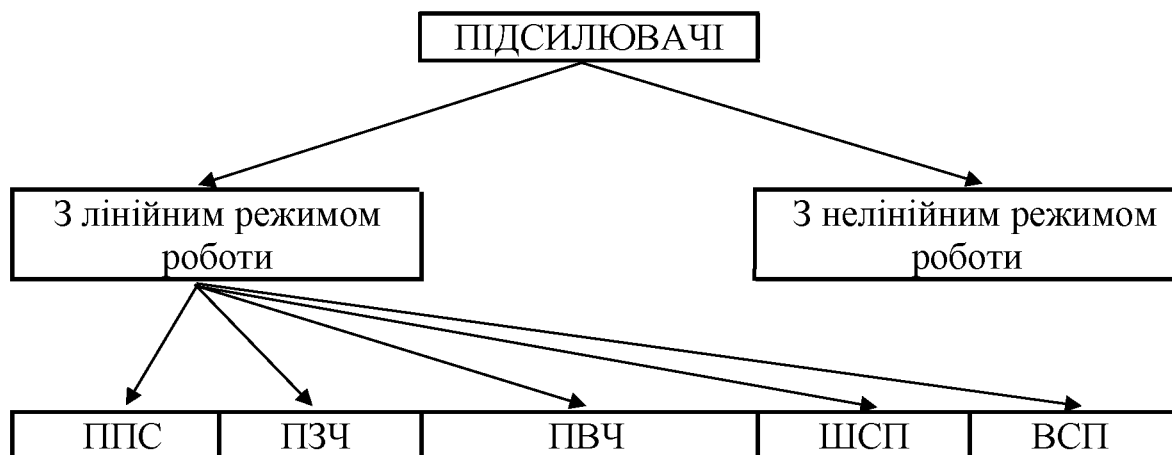


Рисунок 10.3 – Класифікація підсилювачів електричних сигналів

10.2 Принцип побудови підсилювальних каскадів

Багато підсилювачів складаються з декількох ступенів, що здійснюють послідовне підсилення сигналу і зазвичай названих каскадами. Число каскадів в таких багатокаскадних підсилювачах залежить від необхідних значень коефіцієнтів підсилення K_I , K_U , K_P . Залежно від виконуваних функцій підсилювальні каскади підрозділяють на каскади попереднього підсилення і вихідні каскади. Каскади попереднього підсилення призначені для підвищення рівня сигналу за напругою, а вихідні каскади – для отримання необхідних значень струму або потужності сигналу в навантаженні.

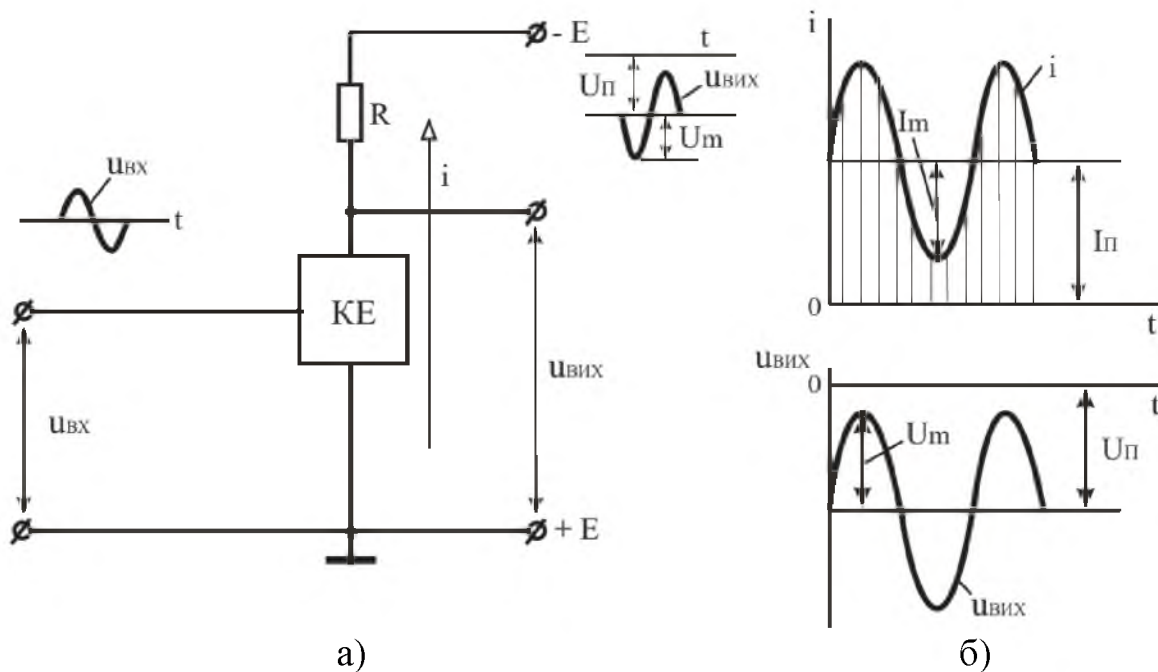
Принцип побудови і роботи різних каскадів зручно розглянути на прикладі структурної схеми (рисунок 10.4, а).

Основними елементами каскаду є керований елемент (КЕ), функцію якого виконує біполярний або польовий транзистор і резистор R . Спільно з напругою живлення E ці елементи утворюють вихідне коло каскаду.

Підсилюваний сигнал $u_{вх}$, прийнятий синусоїдальним, подається на вхід КЕ. Вихідний сигнал $u_{вих}$, знімається з виходу КЕ або з резистора R . Він створюється в результаті зміни опору КЕ і, отже, струму i у вихідному колі під впливом вхідної напруги. Процес підсилення ґрунтується на перетворенні енергії джерела постійної напруги E в енергію змінної напруги у вихідному колі за рахунок зміни опору КЕ згідно із законом, що задається вхідним сигналом.

Зважаючи на використання для живлення джерела постійної напруги E струм i у вихідному колі каскаду є однонаправленим (рисунок 10.4, а). При цьому змінний струм і напругу вихідного кола (пропорційні струму і напрузі вхідного сигналу) слід розглядати як змінні складові сумарних значень струму і напруги, що накладаються на їх постійні складові $I_{п}$ і $U_{п}$ (рисунок 10.4, б). Зв'язок між постійними і змінними складовими повинен бути такий, щоб амплітуд-

ні значення змінних складових не перевищували постійних складових, тобто $I_{\Pi} \geq I_m$ і $U_{\Pi} \geq U_m$. Невиконання цих умов призводить до викривлення форми вихідного сигналу.



а – принцип побудови; б – часові діаграми роботи

Рисунок 10.4 – Підсилювальний каскад

Таким чином, для забезпечення роботи підсилювального каскаду при змінному входному сигналі в його входному і вихідному колі повинні бути створені постійні складові струму і напруги.

Постійні складові струму і напруги визначають режим спокою підсилювального каскаду, і характеризують електричний стан схеми при відсутності входного сигналу.

Підсилювальні властивості каскадів підсилення ґрунтуються в наступному. Під час подачі на керований елемент напруги входного сигналу в струмі вихідного кола створюється змінна складова, внаслідок чого на керованому елементі утворюється аналогічна складова напруги, що перевищує змінну складову напруги на вході.

10.3 Підсилювачі на біполярних транзисторах

Показники підсилювальних каскадів залежать від способу увімкнення транзистора, що виконує роль керованого елемента. У зв'язку з цим аналіз підсилювальних каскадів на біполярних транзисторах проводиться для трьох способів увімкнення: із спільним емітером (СЕ), із спільним колектором (СК) і спільною базою (СБ).

Таблиця 10.1 – Параметри основних схем увімкнення транзисторів

Параметр	Схема увімкнення		
	СЕ	СБ	СК
Вхідний опір, R_{BX}	200...2000 Ом	50...100 Ом	10...500 кОм
Вихідний опір, $R_{ВИХ}$	30...70 кОм	0,1...1,0 МОм	50...1000 Ом
Коефіцієнт підсилення за напругою, K_U	30...1000	30...400	≈ 1
Коефіцієнт підсилення за струмом, K_I	10...200	≈ 1	10...200
Коефіцієнт підсилення за потужністю, K_P	3000...30000	30...400	10...200
Фазовий зсув між $U_{ВИХ}$ і U_{BX} , φ	180°	0	0

10.3.1 Підсилювальний каскад на біполярному транзисторі за схемою із спільним емітером

Основними елементами схеми (рисунок 10.5) є джерело живлення E_K , керований елемент – транзистор VT і резистор R_K . Ці елементи утворюють головне коло підсилювального каскаду, в якому за рахунок протікання керованого по колу бази колекторного струму створюється підсилена змінна напруга на виході схеми. Решта елементів виконує допоміжну роль. Конденсатори C_{P1} , C_{P2} є роздільними. Конденсатор C_{P1} виключає шунтування вхідного кола каскаду колом джерела вхідного сигналу за постійним струмом. Функція конденсатора C_{P2} зводиться до пропускання в коло навантаження змінної складової напруги і затримання постійної складової.

Резистори $R1$, $R2$ використовуються для задання режиму спокою каскаду. Оскільки біполярний транзистор керується струмом, то струм спокою (в даному випадку струм I_{KC}) створюється заданням відповідної величини струму бази спокою I_{BC} . Резистор $R1$ призначений для створення кола протікання струму I_{BC} . Спільно з $R2$ резистор $R1$ забезпечує початкову напругу на базі U_{BC} відносно затиску «+ E_K » джерела живлення.

При забезпеченні режиму роботи транзистора необхідно здійснити температурну стабілізацію положення робочої точки (зменшити вплив температури на початкове положення робочої точки). З цією метою в емітерне коло введений резистор R_E , на якому створюється напруга від'ємного зворотного зв'язку ВЗЗ за постійним струмом U_{RE} . Для усунення ВЗЗ за змінним струмом за наявності вхідного змінного сигналу резистор шунтують конденсатором C_E , опір якого на частоті підсилювального сигналу повинен бути незначним.

Принцип дії каскаду із СЕ полягає в наступному. При підключенні до входу підсилювача джерела синусоїдальної напруги e_T на базі транзистора з'являється синусоїдальна напруга u_{BX} , яка змінює початкову напругу U_{BC} . Під впливом напруги u_{BX} в колі бази з'являється змінна складова струму i_{B-} , яка ви-

кликає появу змінної складової струму в колі колектора $i_{K\sim} = \beta \cdot i_{B\sim}$. За рахунок падіння напруги на резисторі R_K створюється змінна складова напруги на колекторі, яка через конденсатор C_{P2} передається на вихід каскаду – в коло навантаження R_H . Для змінного струму резистори R_K і R_H увімкнені паралельно.

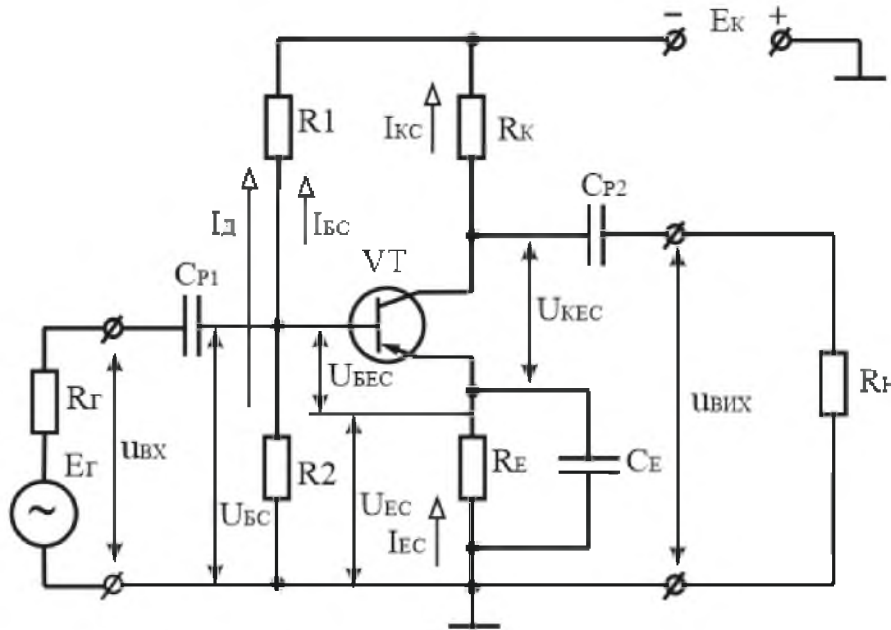


Рисунок 10.5 – Схема підсилювального каскаду на біполярному транзисторі із СЕ

Аналіз каскаду за постійним струмом проводять графоаналітичним методом. Графічні побудови проводяться за допомогою вихідних (колекторних) характеристик транзистора (рисунок 10.6). На вихідних характеристиках проводять лінію навантаження каскаду за постійним струмом (АВ). Аналітично залежність $U_{KEC} = f(I_{KC})$ знаходять з рівняння, що характеризує баланс напруги у вихідному колі каскаду

$$E_K = U_{KEC} + I_{KC}R_K + I_{EC}R_E \approx U_{KEC} + I_{KC}(R_K + R_E), \quad (10.8)$$

звідки

$$U_{KEC} = E_K - I_{KC}(R_K + R_E). \quad (10.9)$$

Вираз (10.9) є графічним рівнянням прямої. У зв'язку з цим побудову лінії навантаження каскаду за постійним струмом проводять по двох точках, що характеризують режим холостого ходу (точка *B*) і короткого замикання (точка *A*) вихідного кола каскаду. Для точки *B*: $I_{KC} = 0$, $U_{KEC} = E_K$; для точки *A*: $U_{KEC} = 0$, $I_{KC} = E_K / (R_K + R_E)$. Вибравши по вхідній (базовій) характеристиці $I_B = f(U_{BE})$ необхідне значення струму бази спокою I_{BC} , тим самим визначимо координати точки *П* перетину відповідної вихідної характеристики при $I_B = I_{BC}$ з лінією навантаження каскаду за постійним струмом (рисунок 10.6).

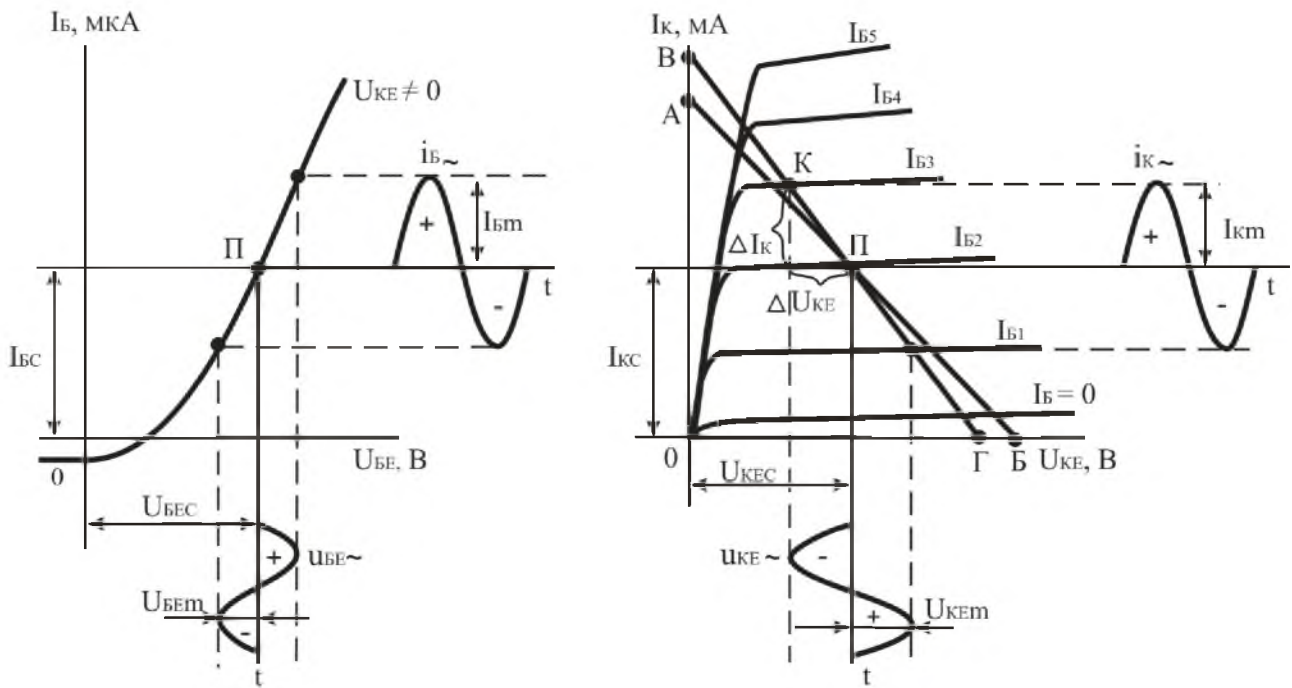


Рисунок 10.6 – Розрахунок підсилювального каскаду на біполярному транзисторі із СЕ графоаналітичним методом

Початкове положення робочої точки забезпечується ділянкою напруги, що складається з резисторів R_1 і R_2 , значення яких визначаються співвідношеннями:

$$R_1 = \frac{E_K - U_{BEC} - U_{EC}}{I_D + I_{BC}} = \frac{E_K - U_{BC}}{I_D + I_{BC}}; \quad (10.10)$$

$$R_2 = \frac{U_{BEC} + U_{EC}}{I_D} = \frac{U_{BC}}{I_D}, \quad (10.11)$$

де $I_D = (2 \dots 5)I_{BC}$ – струм в колі діляника;

$$U_{EC} = (0,1 \dots 0,25)E_K.$$

При визначенні змінних складових вихідної напруги каскаду і колекторного струму транзистора використовують лінію навантаження каскаду за змінним струмом. При цьому необхідно врахувати, що за змінним струмом опір в колі емітера транзистора дорівнює нулю, оскільки резистор R_E шунтується конденсатором C_E , а до колекторного кола підмикається навантаження, оскільки опір конденсатора C_{P2} за змінним струмом дуже малий. Опір каскаду за змінним струмом визначається опором резисторів R_K і R_H , які увімкнені паралельно, тобто

$$R_{H\approx} = R_K \parallel R_H = \frac{R_K \cdot R_H}{R_K + R_H}. \quad (10.12)$$

Опір навантаження каскаду за постійним струмом $R_{H-} = R_K + R_E$ більший, ніж за змінним струмом $R_{H\approx} = R_K \parallel R_H$.

Оскільки за наявності вхідного сигналу напруга і струм транзистора являють собою суми постійних і змінних складових, лінія навантаження за змінним струмом проходить через точку спокою Π (рисунок 10.6). Нахил лінії навантаження за змінним струмом (ВГ) буде більший, ніж за постійним струмом. Лінію навантаження за змінним струмом будують за відношенням прирощень напруг до струму

$$\frac{\Delta U_{KE}}{\Delta I_K} = R_{H\approx}, \quad (10.13)$$

або

$$\Delta I_K = \frac{\Delta U_{KE}}{R_{H\approx}}. \quad (10.14)$$

Задану величину ΔU_{KE} відкладають ліворуч від точки спокою Π (рисунок 10.6), визначене значення ΔI_K відкладають вгору від струму I_{KC} (точка K). З'єднавши точки K і Π прямою отримують лінію навантаження $B\Gamma$ за змінним струмом.

Під час подачі на вхід каскаду напруги $u_{вх}$ в базовому колі транзистора створюється змінна складова струму $i_{б-}$, яка пов'язана з напругою $u_{вх}$ вхідною характеристикою транзистора. Оскільки струм колектора через коефіцієнт β пропорційно залежить від струму бази, в колекторному колі транзистора створюється змінна складова струму $i_{к-}$ і змінна вихідна напруга $u_{вих}$, яка пов'язана із струмом $i_{к-}$ лінією навантаження за змінним струмом. При цьому лінія навантаження за змінним струмом характеризує зміну миттєвих значень струму колектора i_k і напруги u_{KE} або переміщення робочої точки.

Робоча точка переміщується вниз від точки спокою Π при позитивній півхвилі вхідної напруги і вгору – при негативній півхвилі.

Для виключення викривлень вихідного сигналу необхідно, щоб робоча точка при переміщенні вгору по лінії навантаження не заходила в область нелінійних початкових ділянок вихідних характеристик, а при переміщенні вниз – в область початкових струмів колектора I_K . Робота каскаду без викривлень вихідного сигналу досягається за рахунок забезпечення відповідної величини вхідного сигналу і правильного вибору режиму (точки) спокою.

10.3.2 Підсилювальний каскад на біполярному транзисторі за схемою із спільним колектором (емітерний повторювач)

Резистор R_E в схемі виконує таку ж функцію, що і резистор R_K в схемі із СЕ – створення напруги, що змінюється, у вихідному колі за рахунок протікання в ньому струму, керованого по колу бази. Функція конденсатора C_{P2} зводиться до передачі в навантаження змінної складової вихідного сигналу. Резистори R_1 , R_2 призначені для задання режиму спокою каскаду. Для підвищення вхідного опору резистор R_2 в схему часто не вводять. Високий вхідний опір потрібний у разі застосування каскаду як погоджувальної ланки при роботі від джерела вхідного сигналу, що має високий внутрішній опір.

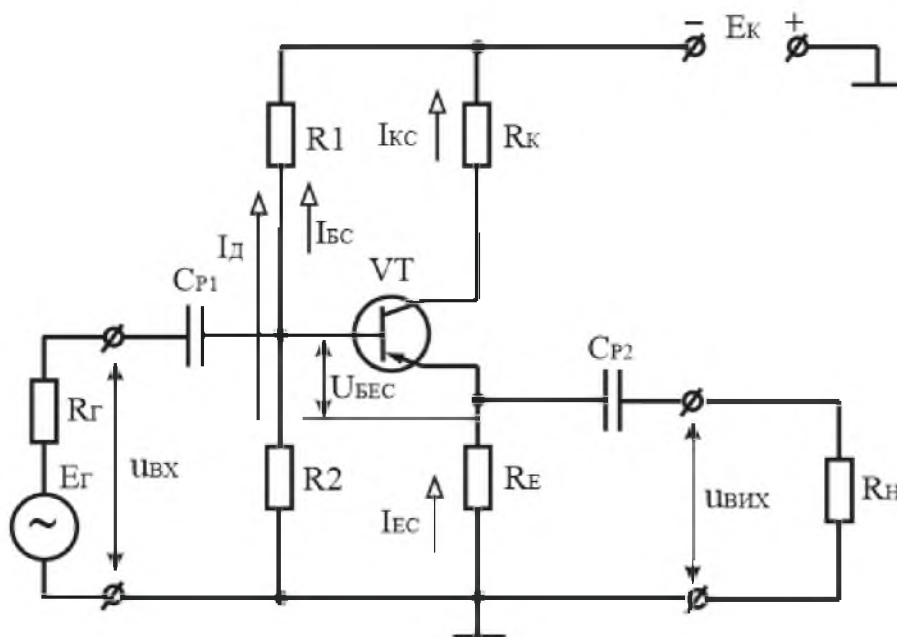


Рисунок 10.7 – Схема підсилювального каскаду на біполярному транзисторі із СК

Вихідний опір каскаду малий. Цю властивість використовують, коли необхідно вирішувати задачу узгодження вихідного кола підсилювача з низькоомним опором навантаження.

Основне призначення підсилювального каскаду із спільним колектором – узгодження високоомного джерела вхідного сигналу з низькоомним резистором навантаження.

Емітерним повторювачем схему називають внаслідок того, що її вихідна напруга, що знімається з емітера транзистора, близька за величиною до вхідної напруги ($u_{\text{вих}} = u_{\text{вх}} + u_{\text{BE}} \approx u_{\text{вх}}$) і співпадає з нею за фазою.

ЕДС $e_{\text{вх}}$ викликає появу у вхідному колі змінного струму $i_{\text{вх}} \approx i_{\text{б}}$, а в колі емітера – $i_{\text{е}}$ та $i_{\text{вих}}$. Оскільки $i_{\text{е}} \gg i_{\text{б}}$, то даний каскад є підсилювачем струму, тобто $K_I \gg 1$.

10.3.3 Режими роботи підсилювачів на біполярних транзисторах

Розрізняють три основні режими роботи підсилювальних каскадів: А, В, АВ, які визначаються початковим положенням робочої точки за відсутності вхідного змінного сигналу. Це положення визначається на характеристиках транзистора (рисунок 10.6) сукупністю постійних складових струмів і напруг у вихідному $I_{КС}$, $U_{КЕС}$ і вхідному $I_{БС}$, $U_{БЕС}$ колах.

При роботі транзистора в активному (підсилювальному) режимі (клас А) початкове положення робочої точки повинне бути таким, щоб струм через активний елемент (біполярний транзистор) протікав впродовж всього періоду зміни вхідного сигналу, а амплітудне значення вихідного струму $I_{Км}$ не перевищувало початкового струму $I_{КС}$. Тому в підсилювачах класу А положення робочої точки вибирають посередині лінії навантаження. Це забезпечує лінійне підсилення змінного вхідного сигналу. Такий режим використовують в каскадах попереднього підсилення або в малопотужних вихідних каскадах. Недоліком такого підсилювача є низький ККД ($\eta_{MAX} = 50\%$).

У підсилювачах класу В робоча точка вибрана при струмі колектора $I_{К} = I_{КЗВ}$. У такому режимі транзистор відкритий тільки впродовж половини періоду змінного вхідного сигналу. Особливістю цього режиму є високий ККД підсилювача ($\eta_{MAX} = 78,5\%$), тому його застосовують у вихідних двотактних каскадах підсилення потужності.

Режим класу АВ є проміжним між режимами А і В. При малих і середніх вхідних сигналах він має властивості режиму А, а при великому вхідному сигналі – режиму В. ККД в режимі класу АВ – $\eta_{MAX} = 50...78,5\%$.

10.3.4 Способи забезпечення режиму спокою

У каскадах з транзисторами застосовують зазвичай живлення від одного джерела – джерела вихідного кола. Для нормального режиму роботи транзистора необхідно, щоб між емітером і базою була постійна напруга в десяті долі вольта (напруга зміщення бази).

Залежно від способу зміщення емітерного переходу розрізняють підсилювачі з фіксованим струмом бази $I_{Б}$ і з фіксованою напругою база-емітер $U_{БЕ}$.

Схема підсилювального каскаду з фіксованим струмом бази показана на рисунку 10.8.

При заданих значеннях $E_{К}$ і $R_{К}$ режим спокою визначається значенням струму бази $I_{БС}$

$$I_{БС} = \frac{E_{К} - U_{БЕС}}{R_{Б}} \approx \frac{E_{К}}{R_{Б}}. \quad (10.15)$$

Опір резистора R_B

$$R_B = \frac{E_K - U_{БЕС}}{I_{БС}} \approx \frac{E_K}{I_{БС}}, \quad (10.16)$$

оскільки $U_{БЕС} \ll E_K$.

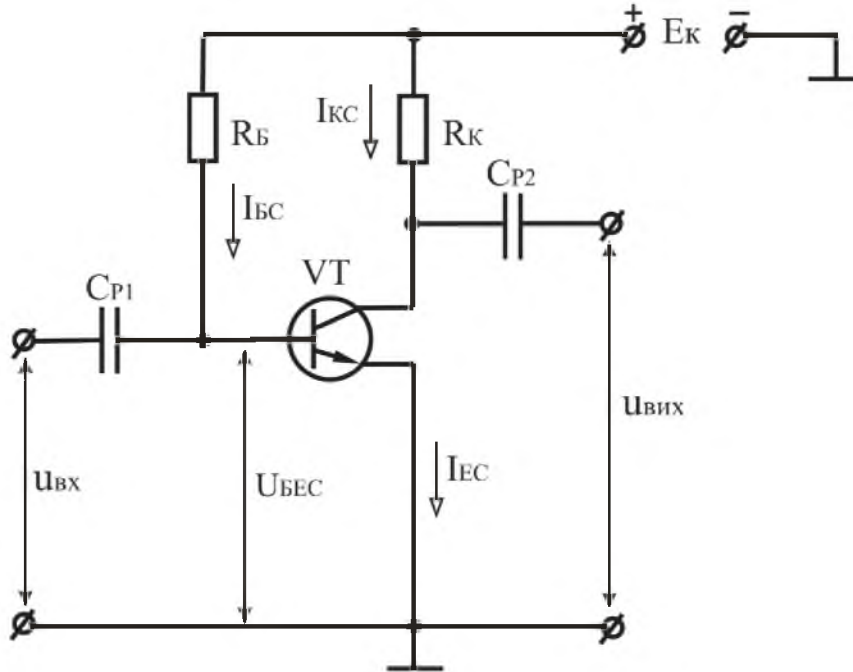


Рисунок 10.8 – Схема підсилювального каскаду на біполярному транзисторі з фіксованим струмом бази

Режим спокою можна забезпечити і іншим способом, задавши постійну напругу зміщення емітерного переходу за допомогою діляника $R1R2$, як показано на рисунку 10.9. Тут основна частина напруги E_K падає на резисторі $R1$, а невелика частина, що є напругою зміщення $U_{БЕС}$, падає на резисторі $R2$, який підключений паралельно входу транзистора.

Таким чином, повинна бути забезпечена наступна умова

$$U_{R2} = I_D \cdot R2 = U_{БЕС}, \quad (10.17)$$

де I_D – струм, що протікає через діляник $R1R2$.

Тоді

$$R2 = \frac{U_{БЕС}}{I_D}, \quad (10.18)$$

$$R1 = \frac{E_K - U_{БЕС}}{I_D + I_{БС}} \approx \frac{E_K}{I_D + I_{БС}}. \quad (10.19)$$

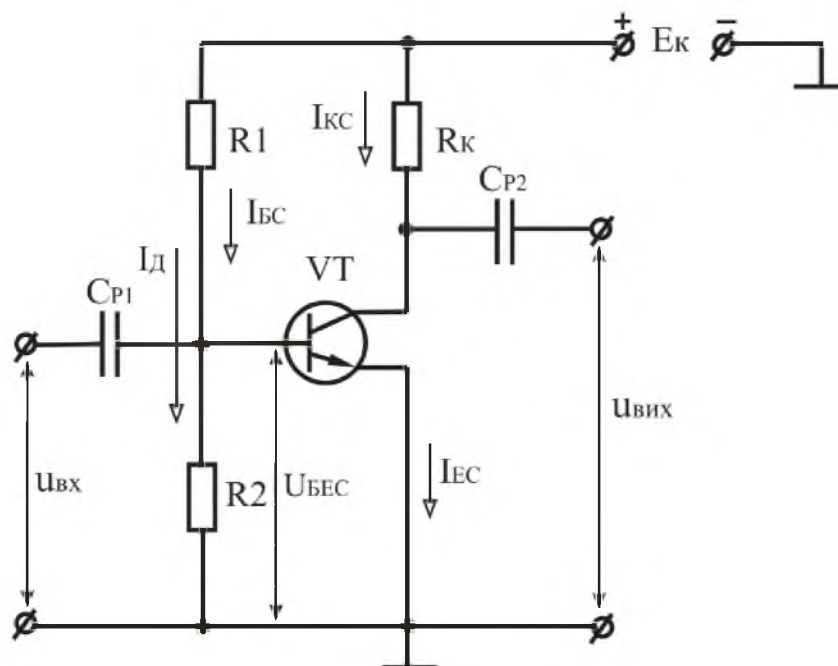


Рисунок 10.9 – Схема підсилювального каскаду на біполярному транзисторі з фіксованою напругою база-емітер

Недоліком підсилювачів з фіксованим струмом бази і з фіксованою напругою база-емітер є їх низька температурна стабільність. Зміна температури приводить до зміни струму бази (а також струмів колектора і емітера), що викликає зміну режиму спокою. Для стабілізації режиму спокою в підсилювач вводять елементи або кола, які створюють від'ємний зворотний зв'язок (ВЗЗ), що дозволяє забезпечити відносну постійність режиму при зміні температури. На рисунку 10.5 представлена схема підсилювача з фіксованою напругою база-емітер і послідовним ВЗЗ за струмом, який утворюється резистором R_E в колі емітера.

10.4 Підсилювачі на польових транзисторах

Принцип побудови підсилювальних каскадів на польових транзисторах такий самий, як і каскадів на біполярних транзисторах. Особливість полягає в тому, що польовий транзистор керується по входньому колу напругою, а не струмом. З цієї причини завдання режиму спокою в каскадах на польових транзисторах здійснюється подачею у вхідне коло каскаду постійної напруги відповідної величини і полярності.

10.4.1 Підсилювальний каскад на польовому транзисторі з керуючим *p-n*-переходом

Основними елементами каскаду є джерело живлення E_C , транзистор VT і резистор R_C . Навантаження підключене через розділяючий конденсатор C_{P2} до стоку транзистора. Решта елементів каскаду виконує допоміжну роль. Резистори R_3 , R_B призначені для задання напруги $U_{ЗВС}$ в режимі спокою. Резистор R_B виконує функцію формування автоматичного зміщення, що подається на затвор, а також створює в каскаді від'ємний зворотний зв'язок за постійним струмом, який призначений для стабілізації режиму спокою при зміні температури. Конденсатор C_B призначений для виключення ВЗЗ за змінним струмом. Розділяючий конденсатор C_{P1} забезпечує зв'язок каскаду з джерелом вхідного сигналу.

Аналіз роботи підсилювального каскаду на польовому транзисторі (рисунок 10.10) проведемо використовуючи графоаналітичний метод. Рівняння електричної рівноваги для кола стік-витік в режимі спокою має вигляд

$$E_C = U_{СВС} + I_{CC}(R_C + R_B), \quad (10.20)$$

звідки

$$U_{СВС} = E_C - I_{CC}(R_C + R_B). \quad (10.21)$$

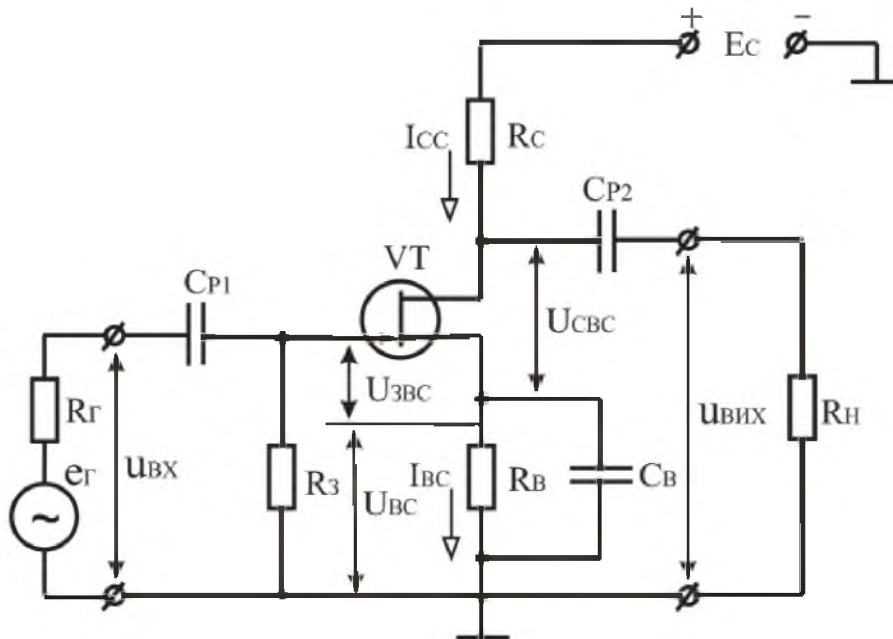


Рисунок 10.10 – Схема підсилювального каскаду на польовому транзисторі з керуючим *p-n*-переходом із спільним витоком

Принцип вибору режиму спокою зводиться до виконання співвідношень:

$$U_{СВС} > U_{ВІХ\ m} + \Delta U_{СВ}, \quad (10.22)$$

$$I_{CC} > I_{C\ m}. \quad (10.23)$$

Струм стоку спокою I_{CC} і напруга стік-витік спокою U_{CVC} визначаються напругою затвор-витік транзистора $U_{звс}$, що відповідає точці спокою.

Точка спокою Π розміщується на лінії навантаження за постійним струмом, яка проходить через точки A і B (рисунок 10.11). Для точки A : $I_C = 0$, $U_{CB} = E_C$; для точки B : $U_{CB} = 0$; $I_C = E_C / (R_C + R_B)$. Лінія навантаження за змінним струмом (пряма $B\Gamma$) визначається опором

$$R_{H\sim} = R_C \parallel R_H = \frac{R_C \cdot R_B}{R_C + R_B}. \quad (10.24)$$

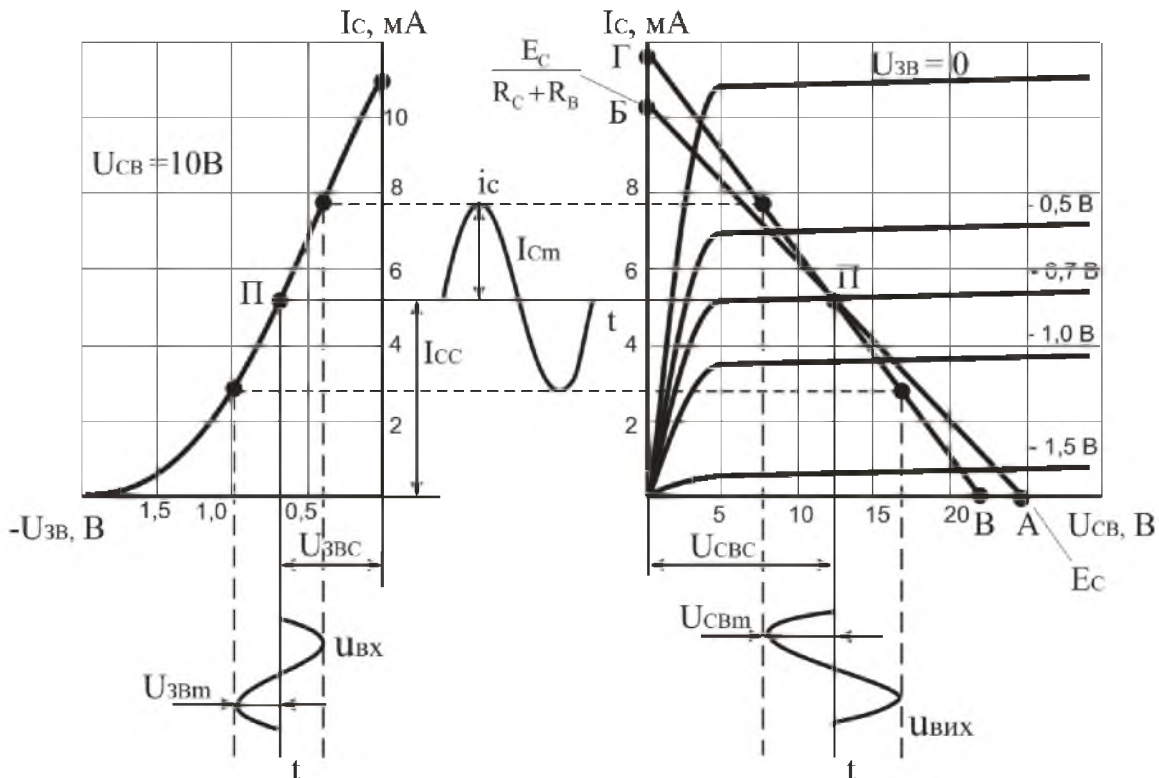


Рисунок 10.11 – Розрахунок підсилювального каскаду на польовому транзисторі із СВ графоаналітичним методом

Елементами, які призначені для створення напруги $U_{звс}$ в режимі спокою, є резистори R_B і R_3 . Необхідні величини і полярність напруги отримують на резисторі R_B в результаті протікання через нього струму $I_{BC} = I_{CC}$. У зв'язку з цим вибір резистора R_B проводять за співвідношенням

$$R_B = \frac{U_{звс}}{I_{CC}}. \quad (10.25)$$

Резистор R_3 призначений для забезпечення потенціалу затвора рівним потенціалу нижнього виводу резистора R_B , тобто для подачі напруги $U_{звс}$ з резис-

тора R_B між затвором і витком транзистора. Значення R_3 приймають 1...2 МОм.

Величину напруги U_{BC} визначають з урахуванням вибору напруги живлення

$$E_C = U_{CBC} + U_{BC} + I_{CC} R_C, \quad (10.26)$$

і вибирають близько $U_{BC} = (0,1 \dots 0,3) E_C$.

Тоді маємо

$$E_C = \frac{U_{CBC} + I_{CC} R_C}{(0,7 \dots 0,9)}. \quad (10.27)$$

Ємність конденсатора C_B

$$C_B = \frac{10 \div 20}{2\pi f_{\min} \cdot R_B}, \quad (10.28)$$

де f_{\min} – найбільш низька частота сигналу, що підсилюється.

Під час подачі на вхід підсилювального каскаду змінної напруги $u_{ВХ}$ з'явиться змінна складова струму стоку i_C (рисунок 10.11). Зміна цього струму призводить до зміни напруги U_{CB} між стоком та витком. Його змінна складова u_C яка дорівнює за величиною та протилежна за фазою падінню напруги на резисторі R_C , є вихідною напругою підсилювального каскаду

$$u_{ВИХ} = -R_C i_C. \quad (10.29)$$

10.4.2 Підсилювальний каскад на польовому МДН- транзисторі з індукованим каналом

Призначення елементів схеми (рисунок 10.12) аналогічно призначенню елементів схеми (рисунок 10.10). Резистори R_1 , R_2 призначені для задання необхідної напруги $U_{звс}$ в режимі спокою. Автоматичне зміщення на затвор в підсилювальних каскадах на польових МДН- транзисторах з індукованим каналом здійснити неможливо. Тому напруга зміщення на затвор $U_{звс}$ подається від джерела стокового живлення E_C через дільники на резисторах R_1 , R_2 .

При цьому

$$U_{звс} = I_{CC} R_B - I_D R_2, \quad (10.30)$$

де $I_D = \frac{E_C}{R_1 + R_2}$ – струм дільника.

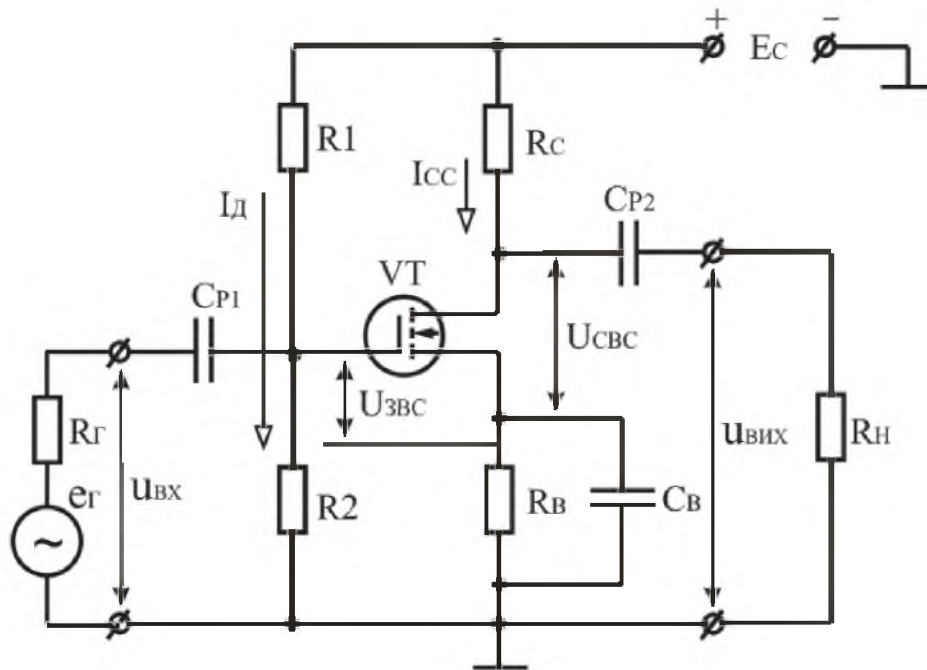


Рисунок 10.12 – Схема підсилювального каскаду на польовому транзисторі з індукованим каналом за схемою із СВ

При цьому дільник повинен бути достатньо високоомним, щоб суттєво не знижувати вхідний опір підсилювального каскаду.

Розрахунок елементів кола зміщення можна провести за наступними формулами:

$$R_B \leq \frac{(0,1 \dots 0,3)}{I_{CC}}, \quad (10.31)$$

$$R_C = \frac{(0,7 \dots 0,9)E_C - U_{CBC}}{I_{CC}}, \quad (10.32)$$

$$R_2 = \frac{U_{звс} + R_B I_{CC}}{I_D} \approx \frac{(0,1 \dots 0,3)E_C + U_{звс}}{I_D}, \quad (10.33)$$

$$R_1 = \frac{E_C + I_D R_2}{I_D} \approx \frac{(0,7 \dots 0,9)E_C + U_{звс}}{I_D}, \quad (10.34)$$

$$I_D = (0,01 \dots 0,1)I_{CC}. \quad (10.35)$$

10.4.3 Підсилювальний каскад на польовому МДН- транзисторі з вбудованим каналом

Як відомо, польовий транзистор з вбудованим каналом може працювати як в режимі збагачення каналу носіями заряду, так і в режимі збіднення. З вка-

заної причини в режимі спокою напруга на затворі може мати як позитивну так і негативну полярність щодо витоку і навіть бути рівною нулю.

Випадок, коли $U_{звс} < 0$ для каналу n -типу, є типовим для підсилювального каскаду із СВ на польовому транзисторі з керованим p - n -переходом (рисунок 10.10). Тому принцип завдання необхідного режиму спокою цілком переноситься і на каскад на польовому МДН- транзисторі з вбудованим каналом (при його роботі в режимі збіднення). Елементами, які призначені для створення напруги $U_{звс} < 0$ в режимі спокою, є тільки резистори R_B і R_3 (див. рисунок 10.10).

Режим $U_{звс} > 0$ є типовим для підсилювального каскаду на польовому МДН- транзисторі з індукованим каналом (рисунок 10.12). Тому принцип завдання необхідного режиму спокою переноситься і на каскад на польовому МДН- транзисторі з вбудованим каналом (при його роботі в режимі збагачення). Елементами, які призначені для створення напруги зміщення на затворі $U_{звс} > 0$ в режимі спокою, в цьому випадку є резистори $R1$ і $R2$ (див. рисунок 10.12). Увімкнення резистора $R1$ при напрузі $U_{звс} \geq 0$ обов'язкове.

10.5 Багатокаскадні підсилювачі

При підсиленні малих вхідних сигналів може статися, що одного підсилювального каскаду недостатньо для отримання потрібного коефіцієнта підсилення. В цьому випадку задачу вирішують за допомогою багатокаскадних підсилювачів, які отримують шляхом послідовного з'єднання окремих каскадів (рисунок 10.13). У багатокаскадних підсилювачах вихідний сигнал першого і будь-якого проміжного каскаду служить вхідним сигналом подальшого каскаду. Навантаженням вказаних каскадів є вхідний опір наступного каскаду. Вхідні і вихідні опори підсилювача визначаються відповідно вхідним і вихідним каскадами.

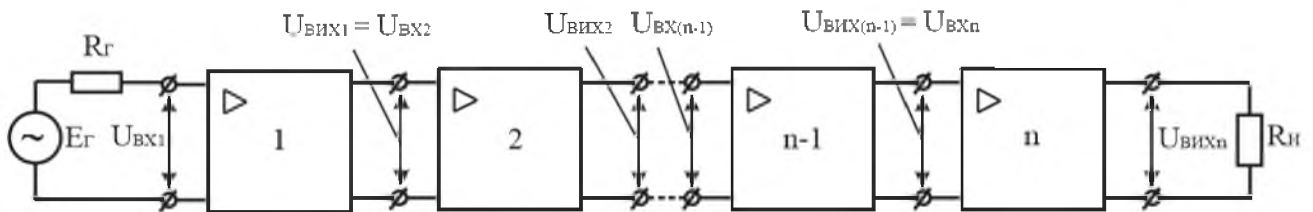


Рисунок 10.13 – Структурна схема багатокаскадного підсилювача

Коефіцієнт підсилення багатокаскадного підсилювача рівний добутку коефіцієнтів підсилення каскадів, які до нього входять

$$K_U = K_{U1} \cdot K_{U2} \cdot \dots \cdot K_{UN}. \quad (10.36)$$

Зв'язок каскадів в багатокаскадному підсилювачі може здійснюватися за допомогою конденсатора, трансформатора, оптрона або безпосередньо. Відпо-

відно до цього розрізняють підсилювачі з конденсаторним, трансформаторним, оптронним та безпосереднім зв'язками.

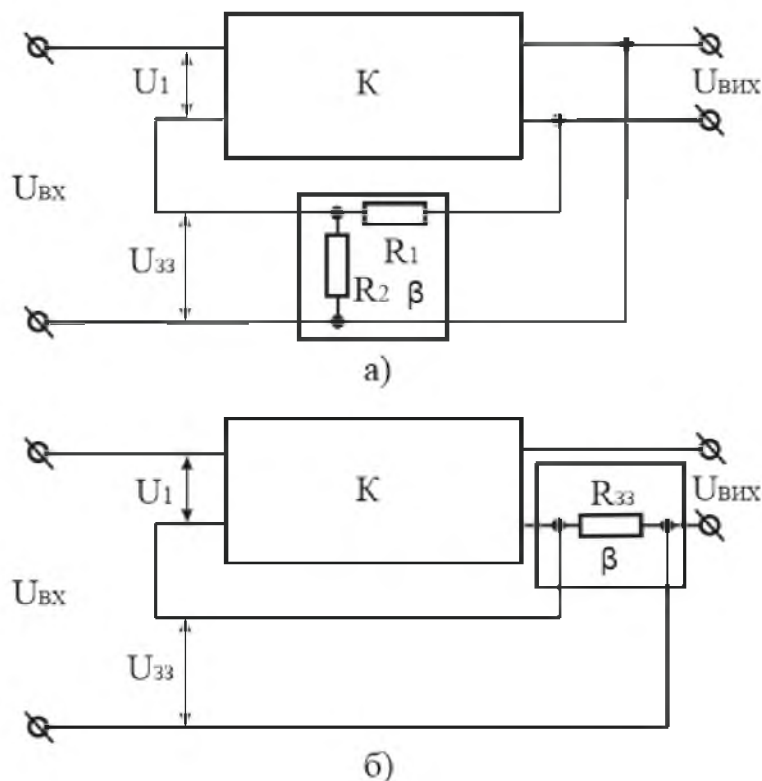
10.6 Зворотні зв'язки в підсилювачах

10.6.1 Види зворотних зв'язків в підсилювачах

Зворотним зв'язком (ЗЗ) називають таку дію вихідного кола схеми на її вхідне коло, при якому частина вихідного сигналу подається на вхід.

У підсилювачі із зворотним зв'язком вхідна напруга $U_{ВХ}$ і напруга зворотного зв'язку $U_{ЗЗ}$ можуть співпадати за фазою або знаходитися в протифазі. У першому випадку результуюча напруга: $U_1 = U_{ВХ} + U_{ЗЗ}$, а такий зворотний зв'язок називають додатним (ДЗЗ). У другому випадку: $U_1 = U_{ВХ} - U_{ЗЗ}$, і такий зворотний зв'язок називають від'ємним (ВЗЗ).

Зворотні зв'язки підрозділяють на зворотні зв'язки за напругою і за струмом. При ЗЗ за напругою $U_{ЗЗ} = \beta U_{ВИХ}$ (де β – коефіцієнт передачі кола ЗЗ), тобто напруга зворотного зв'язку виявляється пропорційною вихідній напрузі. При зворотному зв'язку за струмом $U_{ЗЗ} = \beta I_{ВИХ} R_{ЗЗ}$, тобто напруга ЗЗ виявляється пропорційною струму в колі навантаження.



- а – послідовний від'ємний зворотний зв'язок за напругою;
 б – послідовний від'ємний зворотний зв'язок за струмом

Рисунок 10.14 – Види зворотних зв'язків

Напруга ЗЗ може подаватися на вхід підсилювача або послідовно з напругою вхідного сигналу, або паралельно. У першому випадку зворотний зв'язок називається послідовним, а в другому – паралельним. Найбільшого поширення в підсилювачах набули наступні види ЗЗ: послідовний ЗЗ за струмом; послідовний ЗЗ за напругою; паралельний ЗЗ за напругою.

10.6.2 Вплив зворотного зв'язку на коефіцієнт підсилення та вхідний опір підсилювального каскаду

Розглянемо вплив ВЗЗ за напругою на коефіцієнт підсилення підсилювача. При ВЗЗ за напругою для вхідного кола підсилювача (рисунок 10.14, а) справедливе рівняння

$$U_1 = U_{BX} - U_{ЗЗ}, \quad (10.37)$$

яке з урахуванням рівняння $U_{ЗЗ} = \beta U_{ВИХ}$ можна записати у вигляді

$$U_{BX} = U_1 + U_{ЗЗ} = U_1 + \beta U_{ВИХ}. \quad (10.38)$$

Для підсилювача без зворотного зв'язку $U_{BX} = U_1$, тому коефіцієнт підсилення такого підсилювача

$$K = \frac{U_{ВИХ}}{U_1}. \quad (10.39)$$

Коефіцієнт підсилення підсилювача з ВЗЗ

$$K_{ЗЗ} = \frac{U_{ВИХ}}{U_{BX}}. \quad (10.40)$$

З урахуванням виразів (10.38) і (10.39) отримаємо

$$K_{ЗЗ} = \frac{K}{1 + \beta K}. \quad (10.41)$$

З цієї формули виходить, що ВЗЗ знижує коефіцієнт підсилення підсилювача в $(1 + \beta K)$ разів.

Коефіцієнт підсилення підсилювача з додатним зворотним зв'язком (ДЗЗ)

$$K_{ЗЗ} = \frac{K}{1 - \beta K}, \quad (10.42)$$

звідки витікає, що додатний зворотний зв'язок підвищує коефіцієнт підсилення підсилювача.

Додатний зворотний зв'язок в електронних підсилювачах практично не застосовують, оскільки при цьому стабільність коефіцієнта підсилення значно погіршується.

Від'ємний зворотний зв'язок широко використовують в підсилювачах. В результаті введення ВЗЗ за напругою:

- підвищується стабільність коефіцієнта підсилення підсилювача;
- знижується рівень нелінійних викривлень;
- збільшується вхідний і зменшується вихідний опір підсилювача.

Вхідний опір підсилювача за рахунок ВЗЗ збільшується в $(1 + \beta K)$ разів

$$R_{BX.33} = R_{BX} (1 + \beta K). \quad (10.43)$$

а вихідний опір підсилювача зменшується в $(1 + \beta K)$ разів

$$R_{ВИХ.33} = \frac{R_{ВИХ}}{1 + \beta K}, \quad (10.44)$$

де $R_{BX.33}, R_{ВИХ.33}$ – відповідно вхідний і вихідний опори підсилювача із зворотним зв'язком;

$R_{BX}, R_{ВИХ}$ – відповідно вхідний і вихідний опори підсилювача без зворотного зв'язку.

10.7 Підсилювачі потужності

Підсилювачами потужності називають вихідні підсилювальні каскади, які призначені для передачі в навантаження потрібної або максимально можливої потужності при заданому опорі навантаження.

Каскади підсилення потужності відрізняються великою різноманітністю. Вони можуть виконуватися на біполярних і польових транзисторах. За способом підключення навантаження підсилювальні каскади можуть бути трансформаторними і безтрансформаторними. У підсилювачах потужності знайшли застосування три класи підсилення: А, В, і АВ, які відрізняються положенням точки спокою на лінії навантаження за постійним струмом.

Режим класу А використовується в одноктактних каскадах підсилення потужності. Каскади підсилення потужності класу А забезпечують найменші нелінійні викривлення вихідного сигналу, але мають мінімальний ККД. Вони знайшли застосування при потужності в навантаженні не більше декількох десятків мВт.

У режимі класу В підсилювачі потужності виконують по двотактній схемі з використанням двох транзисторів. Кожен з транзисторів служить для підсилення відповідної півхвилі вхідного сигналу. Вихідний каскад при цьому має вище значення ККД і застосовується на більшій потужності, ніж одноктактний.

Режим класу АВ дозволяє істотно зменшити нелінійні викривлення вихідного сигналу, які сильно виявляються в режимі класу В внаслідок нелінійності початкової ділянки вхідної характеристики транзисторів. Режим класу АВ є проміжним між режимами класів А і В.

10.7.1 Одноктактний трансформаторний підсилювач потужності

Схема одноктного трансформаторного підсилювача потужності класу А наведена на рисунку 10.15.

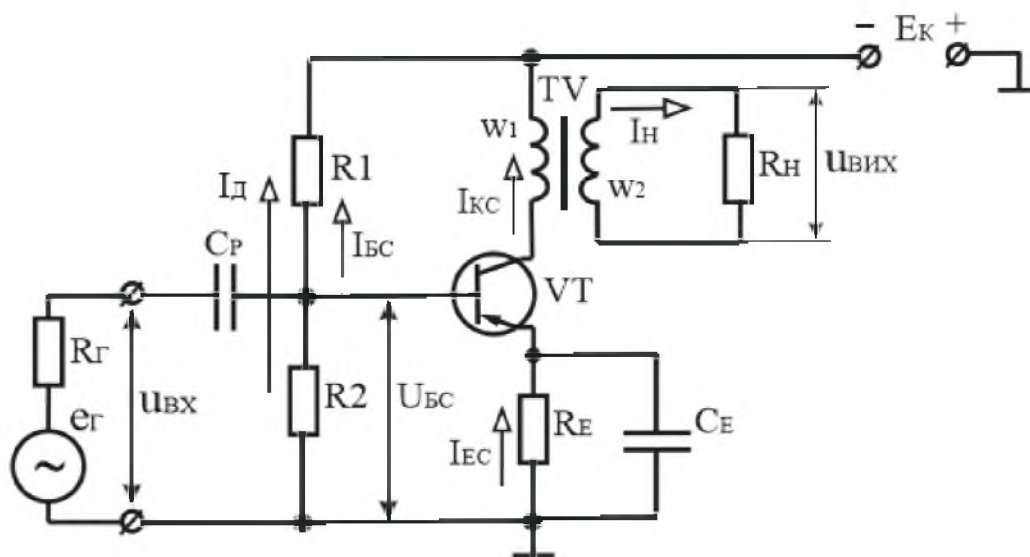


Рисунок 10.15 – Схема підсилювача потужності класу А з трансформаторним увімкненням навантаження

При низькоомних навантаженнях для збільшення ККД одноктні підсилювачі потужності виконуються за трансформаторною схемою. Трансформатор TV узгоджує опір резистора навантаження R_n з вихідним колом транзистора VT і формує посилені струм і напругу.

Резистори R_1 , R_2 і R_E забезпечують вибраний режим роботи за постійним струмом. Резистори R_1 і R_2 фіксують за постійним струмом потенціал бази. Резистор R_E забезпечує стабілізацію режиму роботи транзистора за постійним струмом, що необхідно для стабілізації режиму при зміні температури, а також при заміні транзистора або зміні параметрів джерела живлення. На резисторі R_E створюється напруга ВЗЗ за постійним струмом, що стабілізує режим роботи підсилювача.

Щоб уникнути появи ВЗЗ за змінним струмом, що знижує коефіцієнт підсилення за потужністю, паралельно резистору R_E вмикають конденсатор C_E , що має малий опір за змінним струмом для частоти сигналу.

Конденсатор C_p відокремлює за постійним струмом джерело вхідного сигналу і підсилювач потужності.

Розрахунок каскаду проводять графоаналітичним методом з використанням ліній навантаження за постійним і за змінним струмом. Початковими при розрахунку є вихідна потужність P_H і опір навантаження R_H .

Оскільки опори r_1, r_2 відповідно первинної і вторинної обмоток трансформатора малі, тоді опір навантаження каскаду за змінним струмом визначається приведеним до первинної обмотки опором R_H

$$R_{H\approx} = n^2 R_H, \quad (10.45)$$

де $n = W_1/W_2$ – коефіцієнт трансформації трансформатора.

Опір за постійним струмом у вихідному колі каскаду відносно малий. Він визначається активним опором первинної обмотки трансформатора, внаслідок чого лінія навантаження каскаду за постійним струмом проводиться з точки E_K майже вертикально (рисунок 10.16).

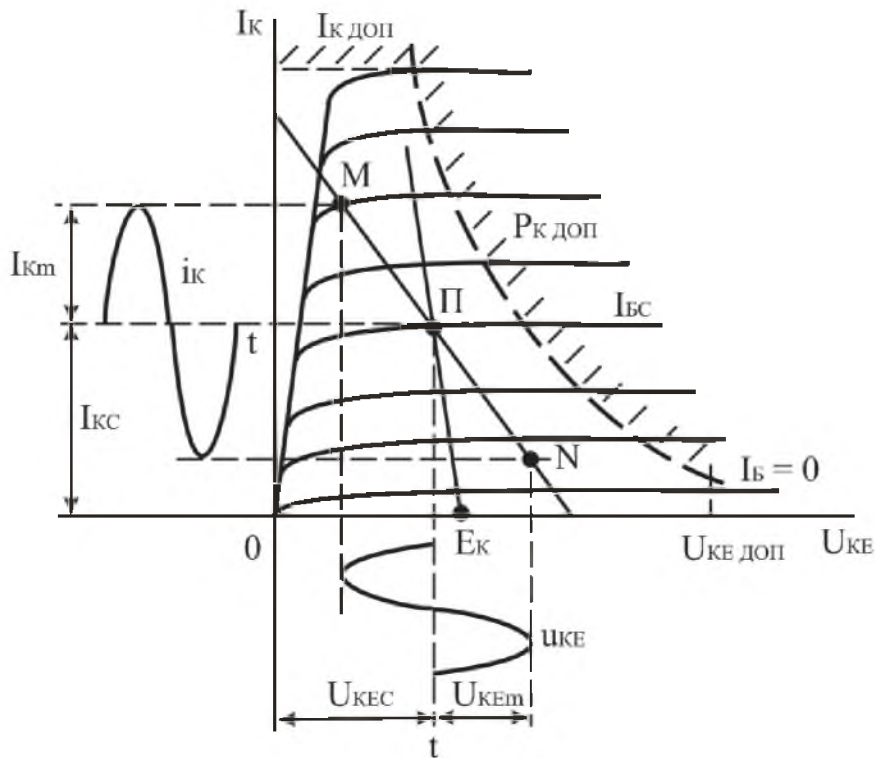


Рисунок 10.16 – Розрахунок одноконтурного підсилювального каскаду класу А графоаналітичним методом

Потужність змінного струму $P_{вих.к}$, що поступає від каскаду в первинну обмотку трансформатора (потужність в колекторному колі транзистора), і потужність, що віддається в навантаження (P_H), зв'язані співвідношенням

$$P_{ВИХ.К} = \frac{P_H}{\eta_{TP}}, \quad (10.46)$$

де η_{TP} – ККД трансформатора ($\eta_{TP} \approx 0,6 \dots 0,9$).

У разі синусоїдальної форми сигналу вихідна потужність каскаду

$$P_{ВИХ.К} = \frac{U_{км} I_{км}}{2} = \frac{U_{км}^2}{2R_{H \approx}} = \frac{U_{км}^2}{2n^2 R_H}. \quad (10.47)$$

Після знаходження точки спокою транзистора через неї проводиться лінія навантаження за змінним струмом (MN) під кутом, який визначається співвідношенням

$$\frac{\Delta U_{KE}}{\Delta I_K} = R_{H \approx}.$$

Вибір типу транзистора пов'язують з розрахунком, що проводиться, оскільки тип транзистора накладає обмеження на струм $I_{км}$, напругу $U_{кем}$ і потужність P_K , що розсіюється в колекторному переході

$$I_{кдоп} > I_{кc} + I_{км}, \quad (10.48)$$

$$U_{кедоп} > U_{кec} + U_{кем} \approx 2E_K, \quad (10.49)$$

$$P_{кдоп} > P_K = U_{кec} I_{кc}. \quad (10.50)$$

За знайденим значенням $I_{кc}$ визначають струм I_{bc} , а потім розраховують елементи вхідного дільника $R1, R2$:

$$R2 = \frac{U_{БЕС} + U_{ЕС}}{I_D}, \quad (10.51)$$

$$R1 = \frac{E_K - (U_{БЕС} + U_{ЕС})}{I_D + I_{bc}}. \quad (10.52)$$

10.7.2 Основні параметри підсилювачів потужності

Основними параметрами підсилювачів потужності є:

- вихідна потужність, що віддається підсилювачем в навантаження;
- коефіцієнт корисної дії;
- рівень нелінійних викривлень підсилювального сигналу.

Ці параметри істотно залежать від режиму роботи вхідного каскаду.

10.8 Підсилювачі постійного струму

Підсилювачі постійного струму (ППС) призначені для підсилення сигналів, що повільно змінюються. У них використовується безпосередній гальванічний зв'язок (за постійним струмом) між каскадами без застосування конденсаторів і трансформаторів. ППС повинні мати амплітудно-частотну характеристику, яка наведена на рисунку 10.17.

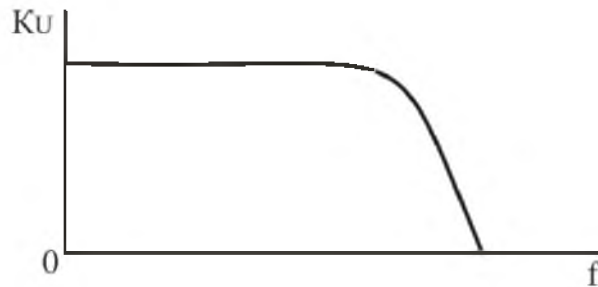


Рисунок 10.17 – Амплітудно-частотна характеристика підсилювача постійного струму

В більшості випадків при використанні ППС потрібно, щоб при зміні полярності постійної складової вхідного сигналу змінювалася і полярність постійної складової вихідного сигналу. Отже, амплітудна характеристика ППС повинна мати вигляд, представлений на рисунку 10.18.

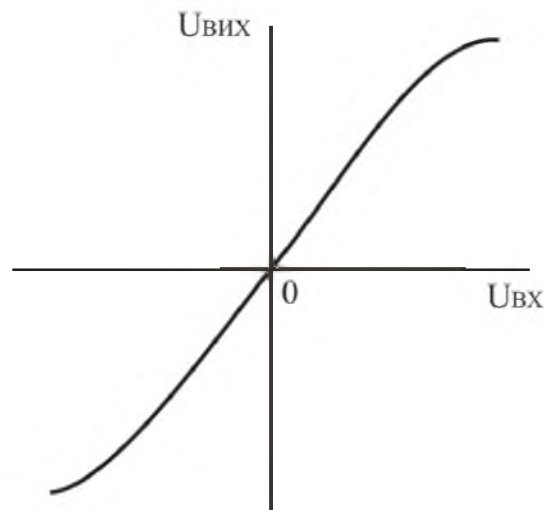


Рисунок 10.18 – Амплітудна характеристика ППС

Підсилювачі постійного струму знаходять застосування в стабілізаторах напруги і струму, вимірювальних приладах, пристроях автоматики, системах спостереження і т. д.

За принципом дії і схемним виконанням підсилювачі постійного струму діляться на два основні види: ППС прямого підсилення і ППС з перетворенням.

У підсилювачах постійного струму відсутні елементи, які призначені для розділення підсилювальних каскадів за постійним струмом. У зв'язку з цим вихідна напруга визначається тут не тільки підсиленням корисним сигналом, але і помилковим сигналом, що створюється за рахунок зміни в часі параметрів режимів каскадів за постійним струмом. Це явище призводить до так званого дрейфу нуля підсилювача.

Дрейф нуля в ППС – це зміна вихідної напруги за відсутності змін вхідної, що відбувається під впливом дестабілізуючих чинників, які впливають на підсилювач. Причинами дрейфу є нестабільність напруги живлення схеми, температурна і часова нестабільність параметрів транзисторів і резисторів.

Якість ППС оцінюють за напругою дрейфу, що приведена до входу підсилювача (приведеному дрейфу)

$$U_{др.вх} = U_{др.вих} / K_U. \quad (10.53)$$

Величина приведенного дрейфу обмежує мінімально помітний вхідний сигнал. Так, для одиночних каскадів із СЕ приведений до входу дрейф нуля за напругою приблизно дорівнює 2...8 мВ/град для кремнієвих біполярних транзисторів і 20...30 мВ/град – для германієвих біполярних транзисторів. Приведений дрейф за струмом в таких каскадах при струмі $I_E = 1\text{мА}$ може перевищувати 10 мкА/град.

Приведений дрейф нуля в одиночних каскадах на польових транзисторах менше, ніж в каскадах на біполярних транзисторах, і складає 3...4 мВ/град.

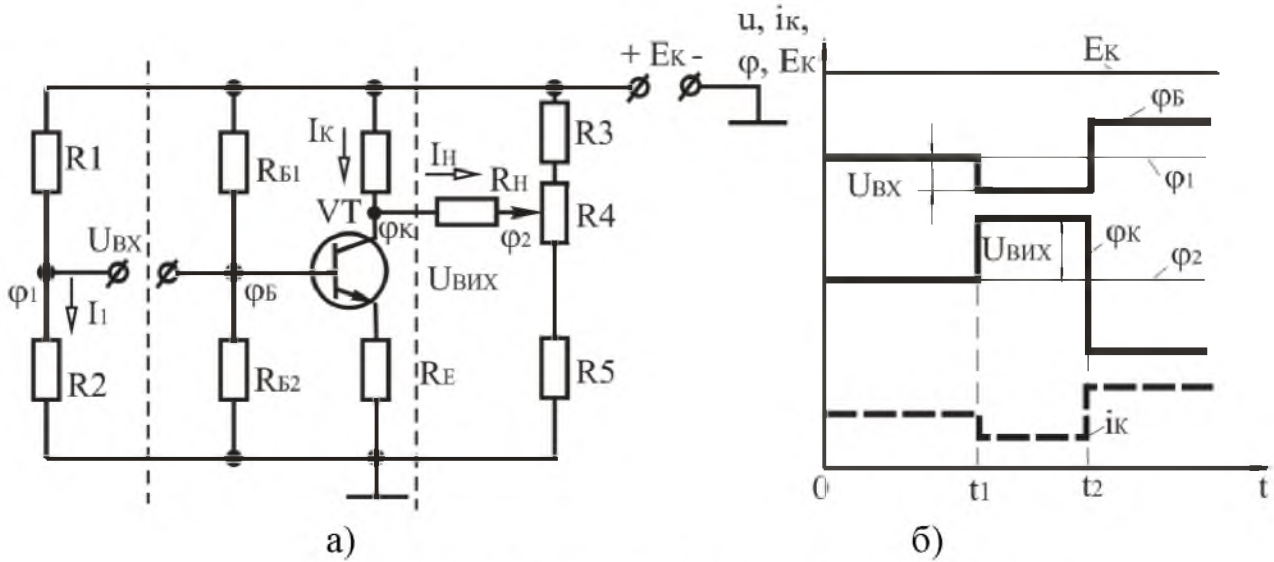
Зменшення дрейфу нуля в ППС досягається наступними заходами:

- стабілізацією напруги джерел живлення;
- стабілізацією температурного режиму;
- застосуванням термокомпенсуючих елементів;
- введенням у підсилювачі ВЗЗ за постійним струмом;
- використанням балансних (мостових) схем.

10.8.1 Підсилювачі постійного струму на транзисторах

Простий ППС (рисунок 10.19) складається із звичайного підсилювального каскаду на біполярному транзисторі, увімкненому за схемою із СЕ з температурною стабілізацією ($V_T, R_{B1}, R_{B2}, R_E, R_K$).

У даному підсилювальному каскаді відсутній конденсатор в колі емітера C_E , що призводить до зниження коефіцієнта підсилення внаслідок виникнення ВЗЗ за струмом на резисторі R_E , але забезпечує рівномірне підсилення на всіх частотах вхідного сигналу (забезпечує велику смугу пропускання).



а – схема; б – потенціальна діаграма

Рисунок 10.19 – Підсилювач постійного струму на біполярному транзисторі з одним джерелом живлення

На відміну від підсилювачів з резистивно-ємнісним зв'язком, в даному ППС резистор навантаження R_H увімкнений між колектором транзистора VT і середньою точкою дільника R_3, R_4, R_5 , а вхідна напруга прикладена між базою транзистора і середньою точкою дільника R_1, R_2 . Співвідношення опорів дільників такі, що у відсутності вхідного сигналу ($U_{BX} = 0$) потенціали $\phi_B = \phi_1$, $\phi_K = \phi_2$, струм у вхідному колі $I_{BX} = 0$ і струм в резисторі навантаження $I_H = 0$. Для точного підстроювання режиму дільник R_3, R_4, R_5 виконаний на двох постійних і одному змінному резисторі, що дозволяє плавно змінювати в деяких межах потенціал ϕ_2 .

При подачі вхідного сигналу з'являється струм у вхідному колі, змінюється базовий і колекторний струми транзистора, що приводить до зміни колекторної напруги транзистора і виникнення струму в резисторі навантаження. Потенціальна діаграма ППС (рисунок 10.19, б) показує, що при $u_{BX} = 0$ в інтервалі $0 \leq t \leq t_1$ вихідна напруга $u_{BВХ} = 0$; при $u_{BX} < 0$ в інтервалі $t_1 < t < t_2$ вихідна напруга $u_{BВХ} > 0$ і при $u_{BX} > 0$ в інтервалі $t > t_2$ вихідна напруга $u_{BВХ} < 0$.

Найбільш широке застосування знаходять балансні (диференційні) схеми ППС. Диференційний підсилювальний каскад виконують за принципом чотириплечового збалансованого моста (рисунок 10.20), два плечі якого утворено резисторами R_2, R_3 , а два інших – транзисторами VT_1 і VT_2 . Вихідна напруга знімається між колекторами транзисторів (тобто з діагоналі моста).

На стабільність електричних режимів істотно впливає опір резистора R_1 , що стабілізує загальний струм транзисторів. Живлення каскаду проводиться від джерел E_1 і E_2 з рівною напругою. Схема диференційного каскаду вимагає застосування близьких за параметрами транзисторів VT_1 і VT_2 і рівність опорів

R2 і R3. Завдяки цьому при нульових входних сигналах досягається баланс моста, напруги на колекторах обох транзисторів рівні і вихідна напруга, що знімається з діагоналі моста, $U_{\text{ВИХ}} = 0$.

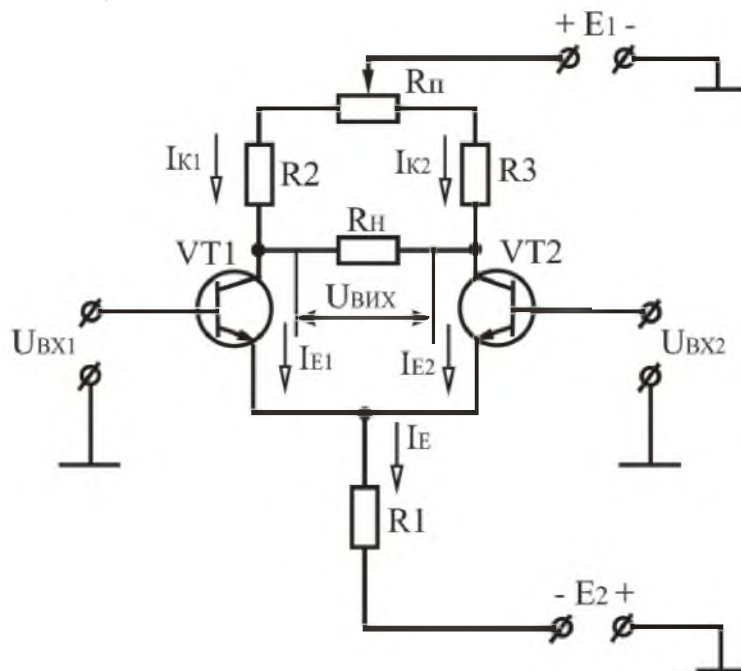


Рисунок 10.20 – Схема симетричного паралельно-балансного ППС

Змінний резистор $R_{\text{П}}$ служить для балансування каскаду (для встановлення нуля). Це необхідно у зв'язку з тим, що не вдається підібрати абсолютно ідеальних транзисторів VT1, VT2 і резисторів R2, R3. При зміні положення движка потенціометра $R_{\text{П}}$ змінюються опори резисторів, які увімкнені в колекторні кола транзисторів і, отже, потенціали колекторів. Переміщенням движка потенціометра $R_{\text{П}}$ домагаються нульового струму в резисторі навантаження у відсутності входного сигналу.

Під час подачі входного сигналу в базове коло транзистора VT1 змінюється його колекторний струм і напруга, що викликає появу напруги на резисторі навантаження.

При ретельному підборі транзисторів і резисторів, при стабілізації напруги джерел живлення з точністю $\pm 0,1\%$ напругу дрейфу вдається знизити до $1 \dots 20$ мкВ/°С, тобто при роботі в діапазоні температур $-50 \dots +50$ °С дрейф складе $0,1 \dots 2$ мВ, що в порівнянні з небалансною схемою в $20 \dots 100$ разів менше.

Вираз для коефіцієнта підсилення паралельного балансного каскаду

$$K_U = \frac{U_{\text{ВИХ}}}{U_{\text{ВХ}}}$$

Вихідна напруга $U_{\text{ВИХ}}$ ППС синфазна входній напрузі $U_{\text{ВХ1}}$ (неінвертуючий вхід) і протифазна входній напрузі $U_{\text{ВХ2}}$ (інвертуючий вхід).

Отже, можна записати

$$U_{ВИХ} = K_U \cdot (U_{ВХ1} - U_{ВХ2}). \quad (10.54)$$

10.8.2 Операційні підсилювачі

Операційний підсилювач – це підсилювач постійного струму з великим коефіцієнтом підсилення, який охоплений колом ВЗЗ, що визначає основні якісні показники і характер операцій, які виконує підсилювач.

Назва цих підсилювачів пов'язана з їх застосуванням головним чином для виконання різних операцій над аналоговими величинами (алгебраїчне додавання, віднімання, множення на постійний коефіцієнт, інтегрування, диференціювання, логарифмування і т. д.).

Вони застосовуються в підсилювальній техніці, пристроях генерації сигналів синусоїдальної і імпульсної форми, в стабілізаторах напруги, активних фільтрах і т. д.

Умовне позначення операційного підсилювача (ОП) наведено на рисунку 10.21.

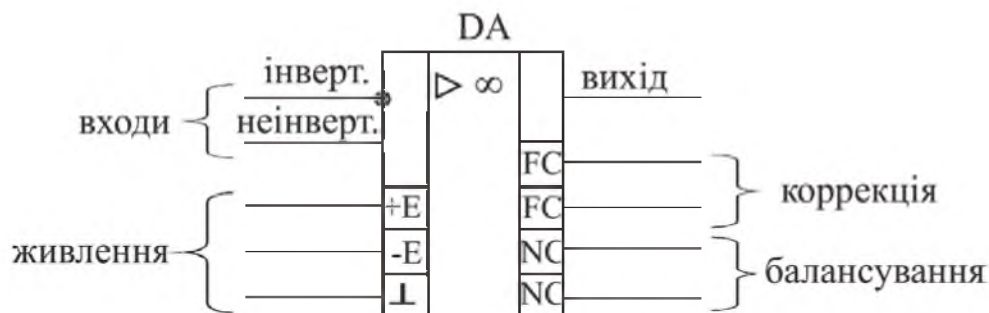


Рисунок 10.21 – Умовне позначення операційного підсилювача

Один з входів підсилювача називається інвертуючим, а другий – неінвертуючим. При подачі сигналу на неінвертуючий вхід прирощення вихідного сигналу співпадає за знаком (фазою) з прирощенням вхідного сигналу. Якщо ж сигнал поданий на інвертуючий вхід, то прирощення вихідного сигналу має зворотний знак (протилежний за фазою) в порівнянні з прирощенням вхідного сигналу. Інвертуючий вхід часто використовують для введення в ОП зовнішніх ВЗЗ.

Сучасний ОП виконується на базі інтегральної мікросхеми операційного підсилювача ІМС ОП, до виводів якої, окрім кола ВЗЗ, приєднуються джерела живлення, джерела вхідних сигналів, опір навантаження, кола корекції частотних характеристик ОП і інші кола.

Живлення схеми здійснюється від двох різнополярних джерел $+E_1$ і $-E_2$ з однаковою напругою. Джерела живлення мають спільну точку.

Оснoву ОП складає диференційний каскад, який використовується як вхідний каскад підсилювача. Вихідним каскадом ОП зазвичай є емітерний повторювач. Оскільки коефіцієнт підсилення за напругою емітерного повторювача близький до одиниці, необхідне значення $K_{U\text{ ОП}}$ операційного підсилювача досягається за допомогою додаткових підсилювальних каскадів, що включаються між диференційним каскадом і емітерним повторювачем. Залежно від кількості каскадів, які використовуються для отримання необхідного значення $K_{U\text{ ОП}}$, ОП підрозділяють на двох- і трьохкаскадні.

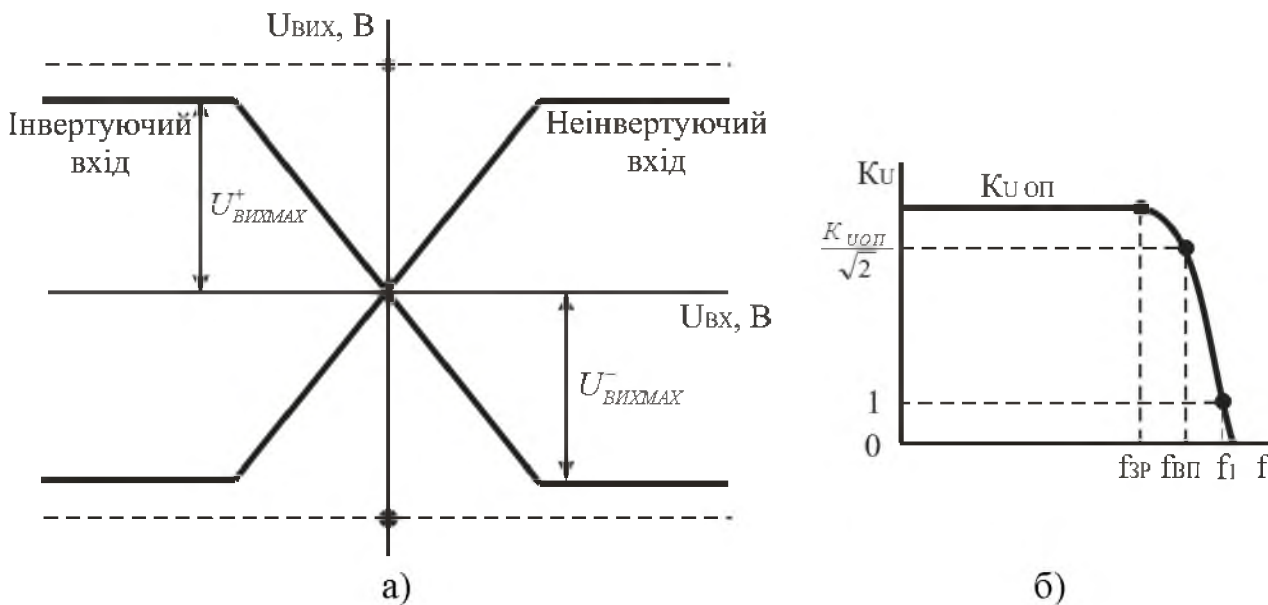
Основні параметри і характеристики операційних підсилювачів:

- коефіцієнт підсилення напруги $K_{U\text{ ОП}} = \frac{\Delta U_{\text{ВИХ}}}{\Delta U_{\text{ВХ}}}$ (від декількох сотень до сотень тисяч);
- вхідна напруга зміщення нуля – значення напруги на вході ОП, при якому $U_{\text{ВИХ}} = 0$;
- коефіцієнт ослаблення синфазного сигналу $K_{\text{ОС.СФ}}$;
- вхідні струми зміщення $I_{\text{ВХ.ЗМ}}$;
- вхідний опір $R_{\text{ВХ}}$;
- максимальна вхідна диференційна напруга $U_{\text{ВХДИФ}}$;
- вихідний опір $R_{\text{ВИХ}}$;
- максимальна вихідна напруга $U_{\text{ВИХmax}}$;
- максимальний вихідний струм $I_{\text{ВИХmax}}$;
- максимальний споживаний струм $I_{\text{СПОЖ.max}}$;
- напруга живлення $U_{\text{ЖИВ}}$ ($U_{\text{ЖИВ}} = \pm 3 \dots \pm 15\text{В}$);
- споживана потужність $P_{\text{СПОЖ}}$;
- частота зрізу $f_{\text{ЗР}}$;
- частота одиничного підсилення f_1 ;
- гранична частота $f_{\text{ВП}}$;
- смуга пропускання;
- швидкість нарощування вихідної напруги $\nu_{\text{УВИХ}}$ ($\nu_{\text{УВИХ}} = 0,1 \dots 100 \text{ В/мкс}$);
- час встановлення вихідної напруги $t_{\text{ВСТ}}$ – час протягом якого вихідна напруга змінюється від рівня 0,1 до рівня 0,9 сталого значення ($t_{\text{ВСТ}} = 0,05 \dots 2\text{мкс}$).

Основними характеристиками ОП є амплітудна (передавальна) і амплітудно-частотна характеристика.

Кожна з амплітудних характеристик (рисунок 10.22, а) складається з горизонтальних і похилих ділянок. Горизонтальні ділянки відповідають режиму насичення підсилювача. При зміні напруги вхідного сигналу на цих ділянках

вихідна напруга підсилювача залишається без зміни і визначається напругою $U_{\text{ВИХ MAX}}^+$, $U_{\text{ВИХ MAX}}^-$. Вказані значення максимальної вихідної напруги близькі до напруги E джерела живлення. Похилій (лінійній) ділянці відповідає пропорційна залежність вихідної напруги від вхідної. Кут нахилу ділянки визначається коефіцієнтом підсилення $K_{U \text{ ОП}}$ операційного підсилювача.



а – амплітудна $U_{\text{ВИХ}} = f(U_{\text{ВХ}})$; б – амплітудно-частотна $K_U = f(f)$

Рисунок 10.22 – Характеристики операційних підсилювачів

У загальному випадку на вхідні виводи операційного підсилювача подається напруга $U_{\text{ВХ1}}$ і $U_{\text{ВХ2}}$.

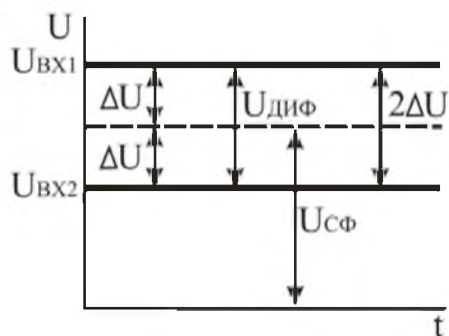


Рисунок 10.23 – Напруги на вході операційного підсилювача

З них виділяють синфазний

$$U_{\text{сф}} = \frac{U_{\text{ВХ1}} + U_{\text{ВХ2}}}{2}$$

і диференційний

$$U_{\text{диф}} = (U_{\text{ВХ1}} - U_{\text{ВХ2}})$$

сигнали. Диференційний (різницевий) сигнал $U_{\text{диф}} = 2\Delta U$. Операційний підсилювач призначений для підсилення невеликого різницевого (диференційного) сигналу. Синфазний сигнал схемою ОП повинен бути максимально ослаблений.

Схема інвертуючого підсилювача на основі ОП наведена на рисунку 10.24.

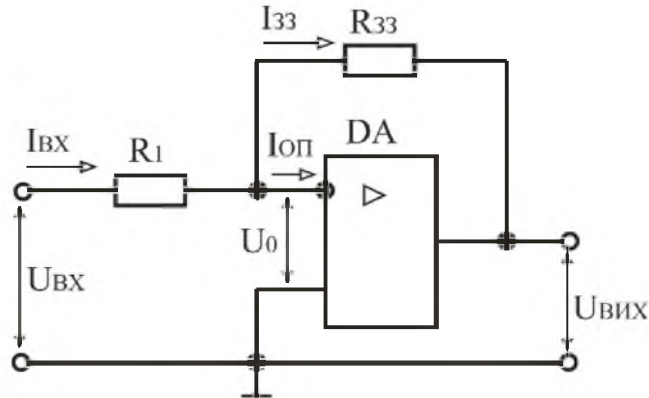


Рисунок 10.24 – Схема інвертуючого підсилювача на основі ОП

У цій схемі вхідний сигнал подається на інвертуючий вхід ОП, а його неінвертуючий вхід зв'язується із спільною точкою входу і виходу схеми (заземлюється). Підсилювач називається інвертуючим, оскільки вихідна напруга інвертована (знаходиться в протифазі) по відношенню до вхідної напруги $U_{\text{вх}}$. Від'ємний зворотний зв'язок (паралельний за напругою) створюється за допомогою резистора R_{33} . Наявність такого зв'язку приводить до того, що завжди напруга на вході операційного підсилювача $U_0 \rightarrow 0$.

Якщо прийняти, що $R_{\text{вх ОП}} = \infty$, тоді вхідний струм операційного підсилювача $I_{\text{оп}} = 0$ і відповідно $I_{\text{вх}} = -I_{33}$, тобто $\frac{U_{\text{вх}}}{R_1} = -\frac{U_{\text{вих}}}{R_{33}}$.

Отже, коефіцієнт підсилення за напругою інвертуючого підсилювача з паралельним зворотним зв'язком визначається параметрами тільки пасивної частини схеми

$$K_U = \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх}}} = -\frac{R_{33}}{R_1} = -\frac{1}{\beta}, \quad (10.55)$$

де $\beta = \frac{R_1}{R_{33}}$ – коефіцієнт передачі кола 33.

Якщо $R_{33} = R_1$, тоді $K_U = -1$ і операційний підсилювач стає інвертуючим повторювачем напруги, у якого $U_{\text{вих}} = U_{\text{вх}}$.

Вхідний опір інвертуючого операційного підсилювача: $R_{\text{вх ОП}} = R_1$.

Схема неінвертуючого підсилювача на основі ОП наведена на рисунку 10.25. У цій схемі вхідний сигнал подається на неінвертуючий вхід операційного підсилювача. Неінвертуючий ОП також містить послідовний ВЗЗ за напругою (резистор R_{33}).

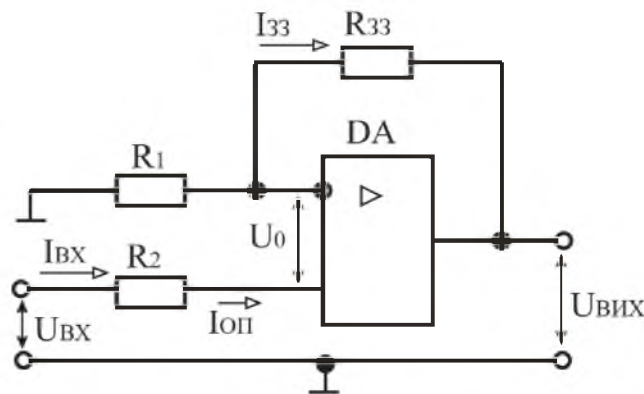


Рисунок 10.25 – Схема неінвертуючого підсилювача на основі ОП

Оскільки в цьому випадку $I_{BX} = I_{OP} = 0$, то за умови, якщо $U_0 = 0$, отримуємо $U_{BX} = U_{ВИХ} \frac{R_1}{R_1 + R_{33}}$, де $\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_{33}}$. Тоді коефіцієнт підсилення неінвертуючого підсилювача

$$K_U = \frac{U_{ВИХ}}{U_{BX}} = \frac{R_1 + R_{33}}{R_1} = 1 + \frac{R_{33}}{R_1}. \quad (10.56)$$

Відмінною властивістю неінвертуючого підсилювача є його високий вхідний опір

$$R_{BX} = R_{BX0} (1 + \beta K_U), \quad (10.57)$$

де R_{BX0} і K_U – відповідно вхідний опір і коефіцієнт підсилення підсилювача, який не охоплений ВЗЗ.

Схема інвертуючого суматора (рисунку 10.26) виконана за типом інвертуючого підсилювача з числом паралельних гілок на вході, яке дорівнює кількості сигналів, призначених для складання.

Напруга на виході такої схеми

$$U_{ВИХ} = -\left(\frac{R_{33}}{R_1} U_{BX1} + \frac{R_{33}}{R_2} U_{BX2} + \frac{R_{33}}{R_3} U_{BX3}\right), \quad (10.58)$$

Якщо $R_{33} = R_1 = R_2 = R_3$, тоді $U_{ВИХ} = -(U_1 + U_2 + U_3)$.

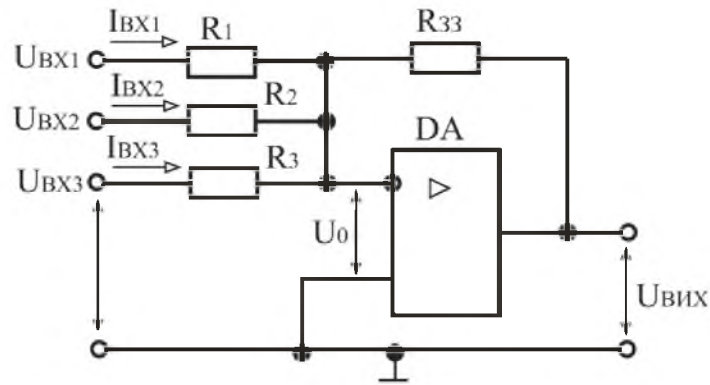


Рисунок 10.26 – Схема інвертуючого суматора на основі ОП

У диференціюючому підсилювачі (рисунок 10.27) ОП увімкнений за схемою інвертуючого підсилювача з ВЗЗ, який виконаний на резисторі R. Конденсатор C і резистор R для вхідного сигналу є диференціюючим колом.

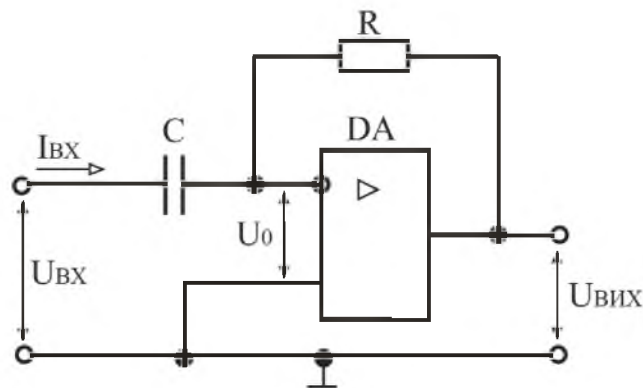


Рисунок 10.27 – Диференціюючий підсилювач на основі ОП

Вихідна напруга

$$U_{\text{ВИХ}} = RC \frac{dU_{\text{ВХ}}}{dt}, \quad (10.59)$$

де $RC = \tau_{\text{ДИФ}}$ – постійна часу диференціюючого кола.

Інтегруючий підсилювач (рисунок 10.28) також є інвертуючим ОП з ВЗЗ, виконаним на конденсаторі C. Резистор R і конденсатор C для вхідного сигналу є інтегруючим колом.

Вихідна напруга

$$U_{\text{ВИХ}} = -\frac{1}{RC} \int u_{\text{ВХ}} dt, \quad (10.60)$$

де $RC = \tau_{\text{ИТ}}$ – постійна часу інтегруючого кола.

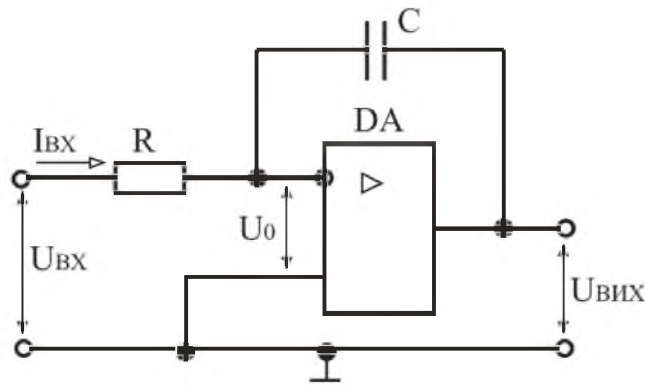


Рисунок 10.28 – Інтегруючий підсилювач на основі ОП

Якщо вхідна напруга – незмінна за величиною, то вхідна напруга буде пропорційна тривалості часу інтеграції t

$$U_{вих} = -\frac{1}{RC}Ut. \quad (10.61)$$

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ ДО РОЗДІЛУ 10

1. Наведіть визначення та класифікацію підсилювачів електричних сигналів.
2. Поясніть, коли виникає потреба в електронних підсилювачах і в чому полягає принцип підсилення?
3. Назвіть основні параметри і вкажіть характеристики підсилювачів електричних сигналів.
4. Назвіть режими роботи підсилювальних каскадів та поясніть чим вони забезпечуються.
5. Наведіть схеми завдання режиму спокою підсилюючого каскаду і поясніть принцип їх дії.
6. Поясніть, чому виникає потреба в температурній стабілізації підсилювального каскаду і як вона забезпечується?
7. Наведіть схему підсилювального каскаду на біполярному транзисторі, увімкненого за схемою із спільним емітером. Поясніть призначення елементів схеми та принцип роботи підсилювального каскаду.
8. Наведіть схему підсилювального каскаду на польовому транзисторі з керуючим $p-n$ -переходом, увімкненого за схемою із спільним витоком. Поясніть призначення елементів схеми та принцип роботи підсилювального каскаду.
9. Поясніть методику побудови лінії навантаження каскаду за постійним та за змінним струмом, визначення параметрів режиму спокою та коефіцієнтів підсилення каскаду за напругою, струмом і потужністю.
10. Наведіть визначення зворотних зв'язків і поясніть, як вони впливають на параметри підсилювачів?
11. Назвіть види зворотних зв'язків в підсилювачах і поясніть їх особливості.

12. Поясніть, яким чином в підсилювачах реалізується від'ємний зворотний зв'язок за напругою (за струмом)?
13. Поясніть, як впливає від'ємний (додатний) зворотний зв'язок на коефіцієнт підсилення, вхідний і вихідний опір підсилювального каскаду?
14. Поясніть, як будують багатокаскадні підсилювачі? Поясніть особливості їх роботи. Як забезпечується зв'язок між каскадами багатокаскадних підсилювачів?
15. У чому полягають особливості роботи вихідних каскадів підсилення? Наведіть схеми і поясніть принцип дії трансформаторних і безтрансформаторних вихідних каскадів.
16. Поясніть, коли виникає необхідність у підсиленні сигналів постійного струму?
17. Поясніть, які проблеми виникають при підсиленні сигналів постійного струму? Що таке дрейф нуля підсилювача постійного струму?
18. Поясніть, що таке диференційний підсилювач постійного струму? Наведіть його схему і поясніть принцип дії.
19. Поясніть, що таке операційний підсилювач, як він побудований і які його властивості?
20. Наведіть основні параметри і характеристики операційного підсилювача.
21. Наведіть схеми і поясніть принцип дії інвертуючого підсилювача на операційному підсилювачі, неінвертуючого підсилювача, інвертуючого і неінвертуючого суматорів, інтегратора, диференціатора.
22. Поясніть, яка роль зворотного зв'язку в операційному підсилювачі? Як впливає зворотний зв'язок операційного підсилювача на його передавальну характеристику?
23. Поясніть, як забезпечити підсилення сигналів змінної напруги за допомогою операційного підсилювача при однополярному живленні?
24. Поясніть, як можна збільшити потужність вихідного сигналу операційного підсилювача?

РОЗДІЛ 11

ГЕНЕРАТОРИ СИНУСОЇДАЛЬНИХ КОЛИВАНЬ

Генератор синусоїдальних (гармонійних) коливань – це електронний пристрій, який перетворює електричну енергію джерела постійного струму в енергію електричних синусоїдальних коливань заданої частоти.

Розрізняють генератори синусоїдальних коливань з незалежним збудженням і з самозбудженням (автогенератори). Залежно від частоти коливань, що генерується, генератори підрозділяються на низькочастотні (від 10 Гц до 100 кГц), високочастотні (від 100 кГц до 100 МГц) та надвисокочастотні (понад 100 МГц).

За типом частотно-вибіркової ланки, які задають частоту коливань, генератори гармонійних коливань поділяються на LC- і RC- генератори.

11.1 Структурна схема генератора синусоїдальних коливань

Будь-яким автогенератором електричних коливань є підсилювач, який охоплений колом додатного зворотного зв'язку (ДЗЗ) (рисунок 11.1).



Рисунок 11.1 – Структурна схема генератора синусоїдальних коливань

При ДЗЗ частина вихідної напруги $\dot{U}_{ЗЗ}$ через коло ДЗЗ поступає на вхід підсилювача у фазі з вхідною напругою, що забезпечує задане значення $\dot{U}_{ВИХ}$. Щоб амплітуда вихідної напруги не змінилася, повинна бути виконана умова $\dot{U}_{ЗЗ} = \dot{U}_{ВХ}$.

Оскільки

$$\dot{U}_{ВХ} = \dot{U}_{ВИХ} / \dot{K}_U, \dot{U}_{ЗЗ} = \beta \dot{U}_{ВИХ},$$

тоді з $\dot{U}_{ЗЗ} = \dot{U}_{ВХ}$ виходить $\beta \dot{U}_{ВИХ} = \dot{U}_{ВИХ} / \dot{K}_U$, або

$$K_U \cdot \beta = 1. \quad (11.1)$$

Рівняння (11.1) є умовою існування в генераторі незатухаючих електричних коливань. Ця умова підрозділяється на умову балансу амплітуд ($K_U \cdot \beta = 1$) і на умову балансу фаз ($\varphi_U + \varphi_\beta = 2\pi n$, де $n = 0, 1, 2, 3, \dots$).

11.2 LC- генератори

LC- генератори призначені для генерування сигналів високої частоти (понад декілька десятків кілогерц). LC- генератори містять в колі ДЗЗ резонансний контур LC, параметри якого визначають частоту коливань вихідної напруги

$$f_o = \frac{\omega_o}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}. \quad (11.2)$$

Схема LC- генератора з трансформаторним зворотним зв'язком наведена на рисунку 11.2.

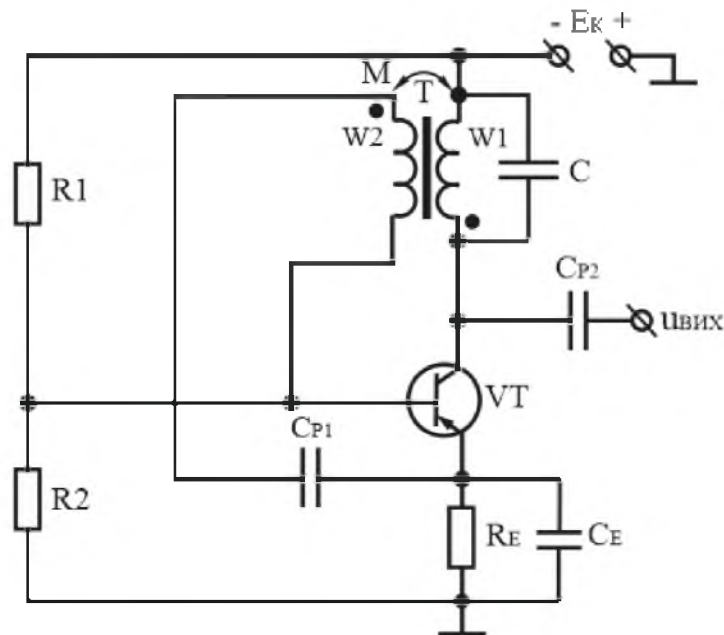


Рисунок 11.2 – Схема LC- генератора з трансформаторним зворотним зв'язком

Підсилювальний каскад виконаний на транзисторі (увімкнений за схемою із CE) з елементами R1, R2, RE, CE, які призначені для задання режиму спокою і температурної стабілізації. Вихідний сигнал знімається з колектора транзистора VT. У схемі однокаскадного підсилювача з чисто активним навантаженням вихідний сигнал знаходиться в протифазі з вхідним сигналом. У зв'язку з цим для забезпечення умови балансу фаз ланка ДЗЗ на резонансній частоті повинна здійснювати поворот на 180° фази сигналу, який передається на вхід підсилю-

вача. У схемі генератора параметрами коливального контуру є ємність конденсатора C та індуктивність L первинної обмотки W_1 трансформатора T . Сигнал зворотного зв'язку знімається з вторинної обмотки W_2 , яка індуктивно зв'язана з обмоткою W_1 , і через розділяючий конденсатор C_{P1} подається на вхід транзистора. Необхідне фазування напруги 33 досягається відповідним підмиканням виводів вторинної обмотки. Оскільки напруга 33 менше вихідної напруги, відношення чисел витків первинної і вторинної обмотки $W_1 / W_2 > 1$.

Якщо прийняти індуктивний зв'язок обмоток W_1 та W_2 ідеальним, то для забезпечення умови балансу амплітуд необхідно, щоб

$$\beta \geq \sqrt{L / L_B} = w_1 / w_2, \quad (11.3)$$

де β – коефіцієнт підсилення транзистора за струмом.

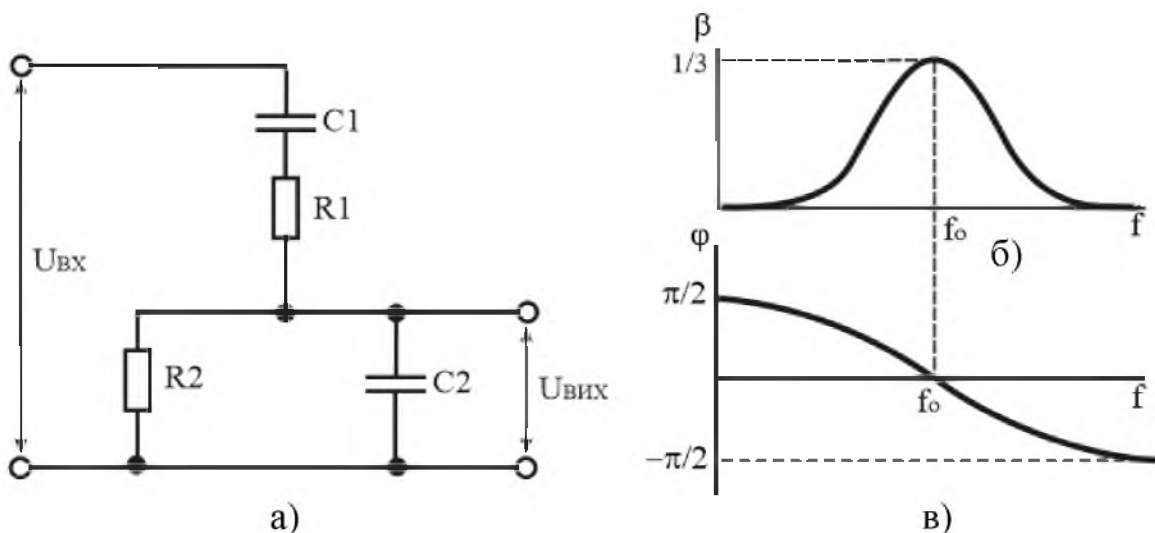
Сигнал зворотного зв'язку може бути знятий безпосередньо з коливального контуру. Це досягається завдяки секціонуванню індуктивної або ємнісної гілки коливального контуру. У схемах таких генераторів коливальний контур має три точки з'єднання з підсилювачем, в зв'язку з чим їх називають триточковими.

11.3 RC- генератори

Для отримання гармонійних коливань низької частоти (до одиниць герц) застосовують генератори, у яких в ланці 33 використовуються частотно-вибіркові кола, що складені з резисторів і конденсаторів.

Частотно-вибірковими ланками, які найчастіше використовуються в RC-генераторах, є Г- подібні RC- кола, міст Віна та подвійний Г- подібний міст.

Схема моста Віна і його характеристики приведені на рисунку 11.3.



а – схема моста; б – амплітудно-частотна характеристика $\beta = f(f)$;

в – фазо-частотна характеристика $\varphi = f(f)$

Рисунок 11.3 – Міст Віна та його характеристики

На деякій частоті f_0 , частоті квазірезонансу, коефіцієнт передачі β має максимальне значення $\beta_0 = 1/3$, а зсув фаз φ між вхідною і вихідною напругою рівний нулю $\varphi = 0$.

Частота генерації в схемі рівна квазірезонансній частоті частотно-вибіркової ланки, яка визначається із співвідношення

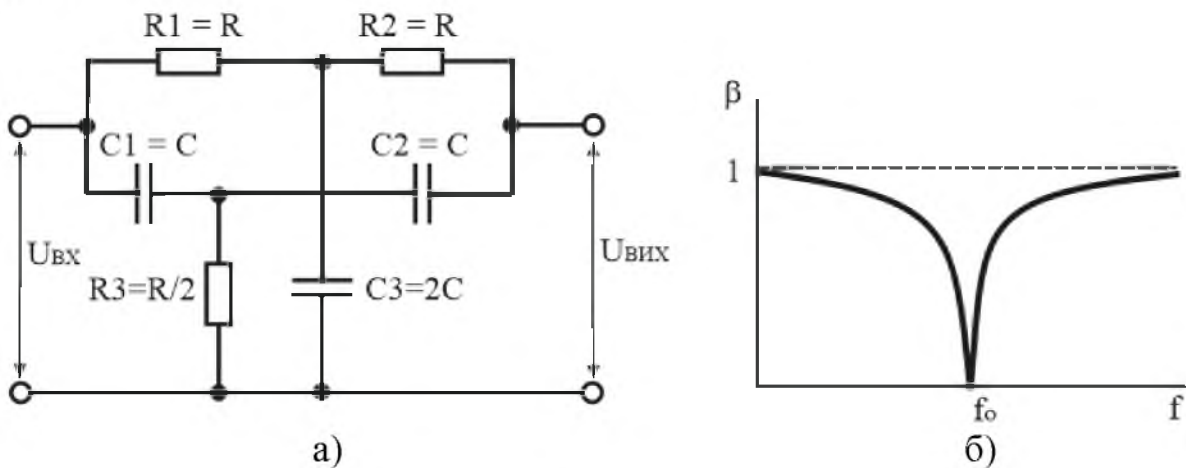
$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1R_2C_1C_2}} = \frac{1}{2\pi RC}, \quad (11.4)$$

де $R_1 = R_2 = R$ і $C_1 = C_2 = C$.

Передатний коефіцієнт кола

$$\beta = \frac{U_{\text{ВИХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{1}{1 + R_1/R_2 + C_1/C_2}. \quad (11.5)$$

Схема подвійного Т- подібного моста і його характеристики наведені на рисунку 11.4.



а – схема моста; б – амплітудно-частотна характеристика $\beta = f(f)$

Рисунок 11.4 – Подвійний Т- подібний міст та його характеристика

На квазірезонансній частоті $f_0 = f_p$ коефіцієнт передачі подвійного симетричного Т- подібного моста рівний нулю ($\beta = 0$). Отже, фазовий зсув на цій частоті також буде рівний нулю ($\varphi = 0$). Вказані властивості виявляються при певних співвідношеннях між параметрами схеми: $R_1 = R_2 = R$, $R_3 = R/2$; $C_1 = C_2 = C$, $C_3 = 2C$. Частоту квазірезонансу f_0 при цьому знаходять із співвідношення

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}. \quad (11.6)$$

При увімкненні такого моста в коло ВЗЗ підсилювача на частоті f_0 напруга ВЗЗ рівна нулю і збільшується з віддаленням частоти від квазірезонансної в одну або іншу сторону. Для побудови RC-генератора на операційному підсилювачі з подвійним Т-подібним мостом, міст необхідно вмикати в коло ВЗЗ (рис. 11.5). За допомогою ділянки R1R2 створюється необхідний ДЗЗ, при якому забезпечується генерація на частоті f_0 . Частота коливань, що генеруються, визначається з виразу (11.6).

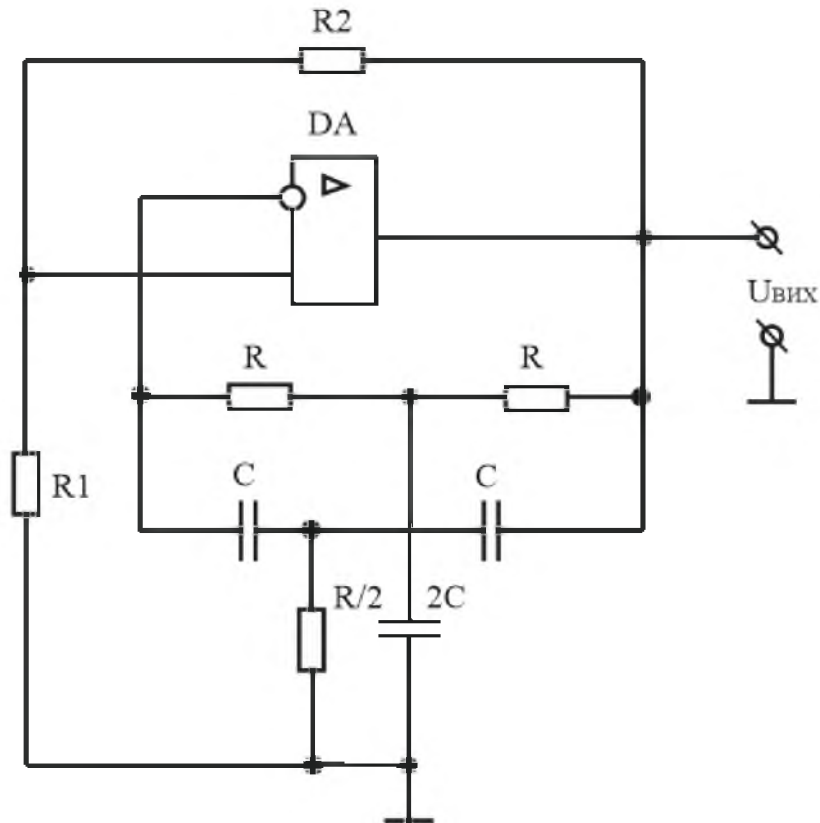


Рисунок 11.5 – Схема RC-генератора на операційному підсилювачі з подвійним Т-подібним мостом

RC-генератор з мостом Віна також можна виконати на операційному підсилювачі (рис. 11.6).

При цьому ланку частотно-вибіркового зворотного зв'язку необхідно увімкнути між виходом і неінвертуючим входом ОП. Резистори R3 і R4 призначені для отримання необхідного коефіцієнта підсилення. За допомогою змінного резистора R4 можна змінювати коефіцієнт підсилення підсилювача, добиваючись при цьому найменших нелінійних викривлень коливань, що генеруються.

Оскільки на частоті генерації f_0 коефіцієнт передачі моста Віна $\beta = 1/3$, самозбудження генератора можливе при $K_U > 3$.

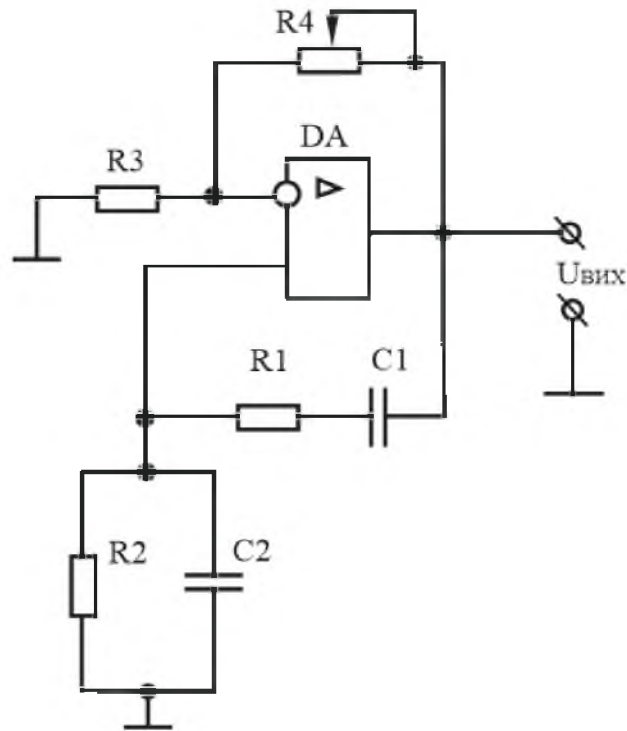


Рисунок 11.6 – Схема RC- генератора з мостом Віна

Основною характеристикою роботи автогенераторів є стабільність частоти коливань. Зміна частоти коливань обумовлена нестабільністю напруги живлення, а також зовнішніми чинниками (температурою, тиском і т. д.).

Нестабільність частоти коливань характеризується коефіцієнтом відносної нестабільності $\Delta f/f_p$ (де f_p – робоча частота автогенератора), який визначається через параметри схеми:

- для LC- генераторів $\frac{\Delta f}{f_p} = -\frac{1}{2} \left(\frac{\Delta L}{L} + \frac{\Delta C}{C} \right)$;
- для RC- генераторів $\frac{\Delta f}{f_p} = -\left(\frac{\Delta C}{C} + \frac{\Delta R}{R} \right)$.

Для зменшення нестабільності частоти застосовують параметричну і кварцеву стабілізацію. Параметрична стабілізація базується на підборі елементів схеми, які мало чутливі до змін дестабілізуючих чинників. Така стабілізація забезпечує нестабільність частоти 10^{-5} . Кварцева стабілізація заснована на використанні кварцевих резонаторів і забезпечує нестабільність частоти 10^{-8} .

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ ДО РОЗДІЛУ 11

1. Поясніть призначення та наведіть класифікацію генераторів синусоїдальних коливань.
2. Наведіть структурну схему генератора синусоїдальних коливань. Наведіть умови режиму генерації генераторів синусоїдальних коливань.

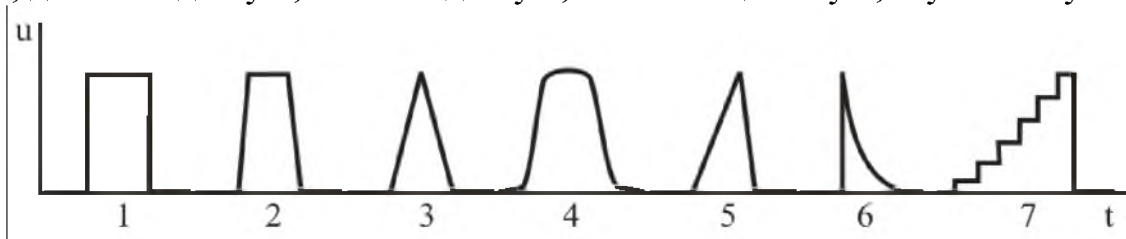
3. Наведіть основні параметри і характеристики генераторів синусоїдальних коливань.
4. Наведіть схему моста Віна, його амплітудно-частотну і фазо-частотну характеристики.
5. Наведіть схему подвійного Т- подібного моста, його амплітудно-частотну характеристику.
6. Наведіть схему RC- генератора з подвійним Т- подібним мостом на операційному підсилювачі. Поясніть призначення елементів і принцип роботи схеми.
7. Наведіть схему RC- генератора з мостом Віна на операційному підсилювачі. Поясніть призначення елементів і принцип роботи схеми.
8. Поясніть зміст умови самозбудження генератора коливань?
9. Поясніть, чим визначається тип автогенератора гармонійних коливань?
10. Поясніть роль частотно-вибіркової ланки в генераторах гармонійних коливань?
11. Які параметри схеми автогенератора впливають на частоту коливань?
12. Поясніть суть стабілізації частоти коливань? Назвіть методи стабілізації частоти?

РОЗДІЛ 12

ІМПУЛЬСНІ ПРИСТРОЇ

12.1 Види і параметри імпульсних сигналів

На відміну від аналогових пристроїв, в яких сигнали змінюються безперервно в часі, в імпульсних пристроях використовуються сигнали (напруга, струм) імпульсної форми. Короткочасні зміни струмів і напруги називають електричними імпульсами. Короткочасні відхилення напруги або струму від деякого постійного рівня можуть відбуватися за різними законами. Вони визначають форму імпульсів (рисунок 12.1): прямокутну 1, трапецеїдальну 2, трикутну 3, дзвоноподібну 4, пилкоподібну 5, експоненціальну 6, ступінчасту 7 та ін.



1 – прямокутний, 2 – трапецеїдальний, 3 – трикутний,
4 – дзвоноподібний, 5 – пилкоподібний, 6 – експоненціальний,
7 – ступінчастий

Рисунок 12.1 – Форма імпульсів

Прийнято розрізняти наступні ділянки імпульсу: фронт (передній фронт), вершина і зріз (задній фронт). Фронт відповідає швидкому зростанню сигналу до максимального значення; вершина – порівняно повільній зміні сигналу протягом деякого проміжку часу; зріз – швидкому спаду імпульсу.

Параметрами імпульсу (рисунок 12.2) є: амплітуда, тривалість, тривалість фронту, тривалість зрізу і спад вершини.

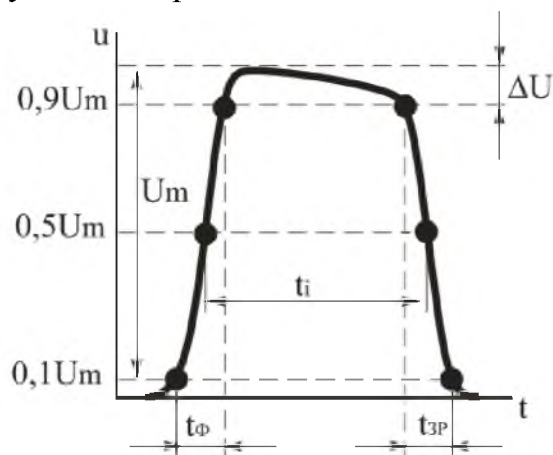


Рисунок 12.2 – Форма реального прямокутного імпульсу і його параметри

Амплітуда імпульсу U_m – визначає найбільшу напругу імпульсного сигналу.

Тривалість імпульсу t_i – характеризує тривалість імпульсу в часі. Її часто вимірюють на рівні, який відповідає половині амплітуди (активна тривалість імпульсу). При відносно малій тривалості двох крайніх ділянок імпульсу тривалість t_i визначають по його основі.

Тривалість фронту t_ϕ і тривалість зрізу імпульсу $t_{зр}$ – характеризує відповідно час наростання і спаду імпульсу.

Спад вершини імпульсу ΔU відображає зменшення напруги на плоскій частині імпульсу.

Параметри послідовності імпульсів (рисунок 12.3) є: період повторення (надходження), частота повторення, пауза, коефіцієнт заповнення і шпаруватість імпульсів.

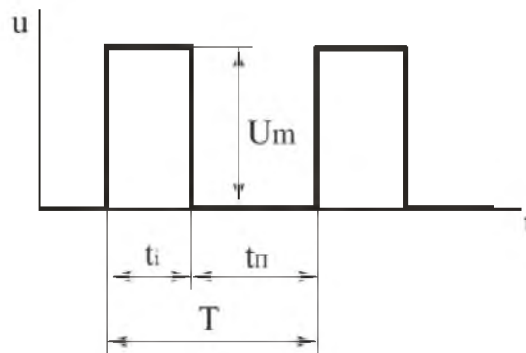


Рисунок 12.3 – Параметри послідовності імпульсів прямокутної форми

Період повторення імпульсів T – інтервал часу між відповідними точками (наприклад, між початками) двох сусідніх імпульсів.

Частота повторення імпульсів f – величина, зворотна періоду повторення $f = 1/T$.

Пауза $t_{п}$ – інтервал часу між закінченням одного і початком наступного імпульсів: $t_{п} = T - t_i$.

Коефіцієнт заповнення γ – відношення тривалості імпульсів до періоду їх надходження: $\gamma = t_i/T$.

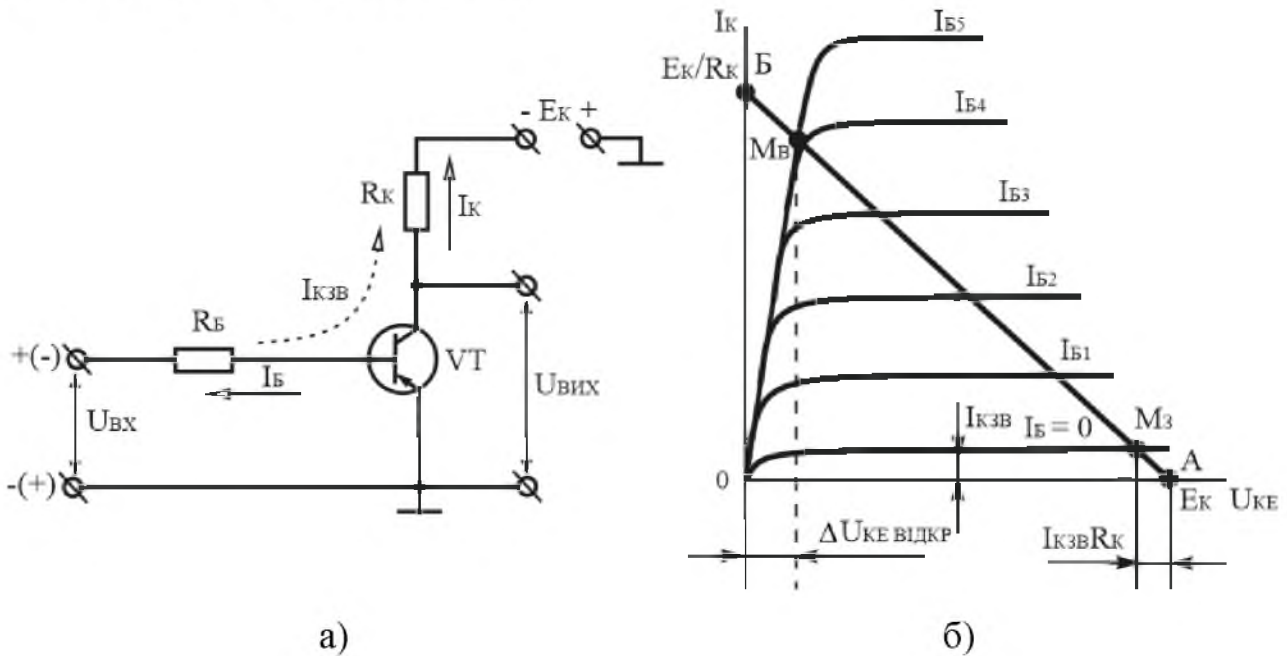
Шпаруватість імпульсів q – величина, зворотна коефіцієнту заповнення: $q = T/t_i = 1/\gamma$.

12.2 Ключовий режим роботи біполярних транзисторів

Транзисторна імпульсна і цифрова техніка базується на роботі транзистора в ключовому режимі. Головне призначення транзистора, що працює в ключовому режимі, замикання і розмикання кола навантаження. Основою всіх вузлів і схем імпульсної і цифрової техніки є так звана ключова схема – каскад на

транзисторі, що працює в ключовому режимі. Побудова ключової схеми подібна до побудови підсилювального каскаду.

Ключова схема на біполярному транзисторі наведена на рисунку 12.4, а. Транзистор VT виконує функцію ключа в послідовному колі з резистором R_K і джерелом живлення E_K . Для аналізу ключової схеми скористаємося графоаналітичним методом з використанням лінії навантаження (пряма AB) за постійним струмом (рисунок 12.4, б).



а – схема; б – графічне визначення режимів відкритого і закритого стану транзистора

Рисунок 12.4 – Ключова схема на біполярному транзисторі

Лінія навантаження описується співвідношенням $U_{KE} = E_K - I_K R_K$ і будуватиметься також, як для підсилювального каскаду. Точки перетину лінії навантаження з вольт-амперними характеристиками транзистора визначають напругу на елементах і струм в послідовному колі.

Режим закритого стану транзистора досягається подачею на вхід транзистора напруги позитивної полярності $U_{BX} > 0$ (вказана на рисунку 12.4, а без дужок). Під дією вхідної напруги емітерний перехід транзистора закривається ($U_{BE} > 0$) і його струм $I_E = 0$. Разом з тим через резистор R_B протікає зворотний струм колекторного переходу I_{K3B} . Режиму закритого стану транзистора відповідає точка M_3 (рисунок 12.4, б).

Протікання через навантаження струму I_{K3B} пов'язане з тим, що транзистор в закритому стані не забезпечує повного відключення резистора навантаження R_K від джерела живлення. Малі значення струму I_{K3B} є одним з критеріїв вибору транзистора для ключового режиму роботи.

Величину запираючої вхідної напруги $U_{ВХ.ЗАП}$ вибирають з умови, щоб при струмі $I_{КЗВ}$, що протікає через резистор R_B , було забезпечено виконання умови

$$U_{BE} = U_{ВХ.ЗАП} - I_{КЗВ} R_B > 0. \quad (12.1)$$

Режим відкритого стану транзистора досягається зміною полярності вхідної напруги ($U_{ВХ} < 0$) і завданням відповідного струму бази. Відкритий стан транзистора характеризує точка M_B на лінії навантаження.

До деякого граничного значення струму бази ($I_{БГР}$) зберігається пропорційна залежність між струмами I_K і I_B

$$I_K = \beta_{СТ} \cdot I_B, \quad (12.2)$$

де $\beta_{СТ}$ – статичний (усереднений) коефіцієнт передачі струму транзистора в схемі із СЕ.

Точка M_B при струмі бази $I_{БГР}$ характеризує «повне» відкриття транзистора. Через транзистор VT і резистор R_K протікає струм

$$I_K = (E_K - \Delta U_{КЕВІДКР}) / R_K, \quad (12.3)$$

де $\Delta U_{КЕВІДКР}$ – падіння напруги (залишкова напруга) на транзисторі у відкритому стані.

Залишкова напруга $\Delta U_{КЕВІДКР}$, яка є важливим параметром транзистора в імпульсному режимі роботи, повинна бути мінімальною. Залежно від типу транзистора напруга $\Delta U_{КЕВІДКР}$ лежить в межах (0,05...1) В. Зважаючи на відносно малу залишкову напругу в порівнянні з E_K розрахунок струму I_K відкритого транзистора проводиться за формулою

$$I_K = E_K / R_K. \quad (12.4)$$

З урахуванням формули (12.2) знаходять граничне значення струму бази $I_{БГР}$ відкритого транзистора, при якому спостерігається пропорційна залежність струму колектора від струму бази

$$I_{БГР} = I_K / \beta_{СТ} = E_K / (\beta_{СТ} R_K). \quad (12.5)$$

Таким чином, точка M_B (рисунок 12.4, б) є точкою перетину лінії навантаження з початковою ділянкою колекторної характеристики транзистора при

$I_B = I_{B \text{ ГР}}$. При подальшому збільшенні струму бази ($I_B > I_{B \text{ ГР}}$) залишкова напруга $\Delta U_{\text{КЕВІДКР}}$ залишається майже незмінною.

Режим роботи відкритого транзистора при $I_B > I_{B \text{ ГР}}$ називають насиченим, а відношення $S = I_B / I_{B \text{ ГР}}$ – коефіцієнтом насичення транзистора.

У режимі насичення струм бази транзистора

$$I_B = S \frac{I_K}{\beta_{CT}}. \quad (12.6)$$

Коефіцієнт S для надійного відкриття (насичення) транзистора може складати 1,5...3. Знайдений струм бази забезпечується параметрами вхідного кола ключової схеми

$$I_B = (U_{ВХ} - U_{BE}) / R_B. \quad (12.7)$$

12.3 Формування імпульсів RC- колами

RC- коло, увімкнене таким чином, що вихідна напруга знімається з конденсатора, називають інтегруючим. Якщо вихідна напруга знімається з резистора, то RC- коло називають диференціюючим.

12.3.1 Диференціюючі RC- кола

Диференціюючі кола служать для формування коротких різнополярних імпульсів напруги заданої форми. Просте диференціююче коло приведенне на рисунку 12.5.

Напруга на виході такого кола визначається рівнянням

$$u_{ВІХ}(t) = \tau \frac{du_{ВХ}}{dt}, \quad (12.8)$$

де $\tau = RC$ – постійна часу електричного кола.

При появі вхідного імпульсу напруга на конденсаторі дорівнює нулю, а напруга на резисторі дорівнює величині вхідної напруги. У колі починає протікати струм, який заряджає конденсатор до величини вхідної напруги, а напруга на виході зменшуватиметься до нуля. Після закінчення вхідного імпульсу конденсатор розряджається через резистор, при цьому полярність напруги на виході схеми протилежна полярності вхідного імпульсу.

Таким чином, при диференціюванні однополярного імпульсу на виході диференціюючого кола утворюється двополярний імпульс.

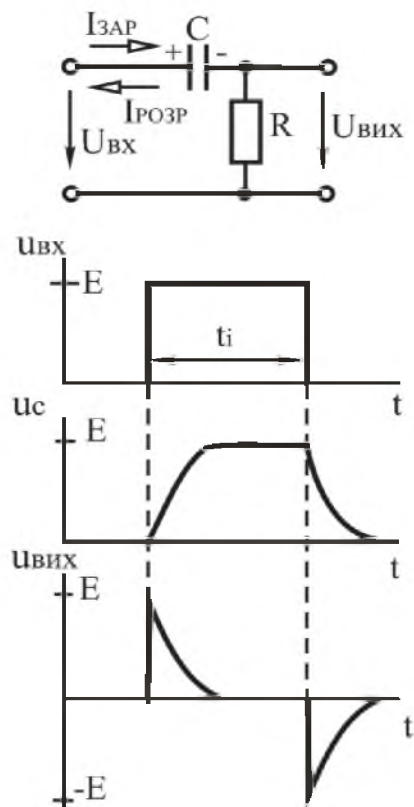


Рисунок 12.5 – Диференціююче RC- коло

12.3.2 Інтегруючі RC- кола

Інтегруючі кола призначені для інтеграції в часі електричних вхідних сигналів, збільшення тривалості імпульсів, для отримання імпульсів, що лінійно змінюються, і в загальному випадку описуються рівнянням

$$u_{\text{вих}}(t) = \frac{1}{\tau} \int_0^t u_{\text{вх}}(t) dt, \quad (12.9)$$

де τ – постійна часу електричного кола.

Просте інтегруюче RC- коло представлено на рисунку 12.6.

Вхідний сигнал є прямокутними імпульсами. З появою вхідного імпульсу напруга на конденсаторі рівна нулю. При протіканні зарядного струму через конденсатор напруга на ньому збільшується по експоненціальному закону і через $t = 3\tau$, $\tau = RC$ досягає значення E . Після зняття вхідного імпульсу починається розряд конденсатора, в результаті якого напруга на конденсаторі спадає до нуля.

Таким чином відбувається збільшення тривалості фронту, зрізу і самого імпульсу.

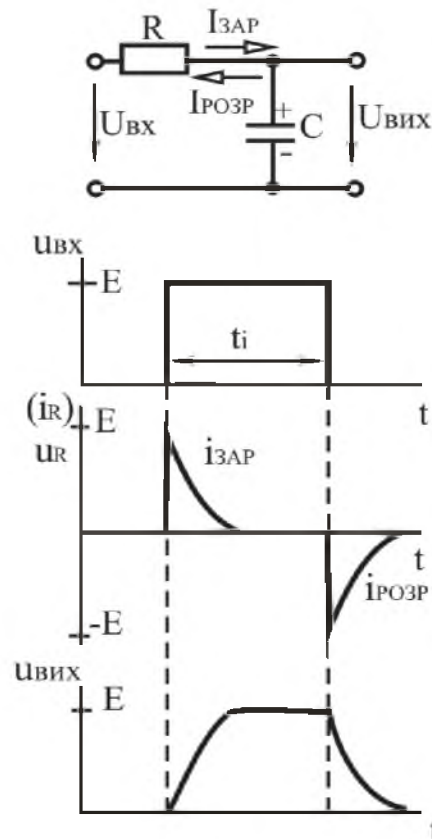


Рисунок 12.6 – Інтегруюче RC- коло

12.4 Логічні елементи

Логічні елементи – це електронні схеми, які відтворюють логічні функції і оперують логічними величинами, які приймають тільки два значення: логічну одиницю та логічний нуль.

Логічній одиниці "1" відповідає рівень високої напруги, а логічному "0" – рівень низької напруги.

Математичним апаратом для опису логічних операцій служить алгебра логіки (алгебра Буля), яка вивчає зв'язок між змінними (сигналами), що приймають тільки два значення ("0", "1").

12.4.1. Основні логічні перетворення імпульсних сигналів

Основними логічними операціями є:

- логічне заперечення НІ (інверсія);
- логічне додавання АБО (диз'юнкція);
- логічне множення І (кон'юнкція).

Операція логічного заперечення НІ описується виразом

$$y = \bar{x}. \quad (12.10)$$

Операція логічного додавання АБО

$$y = x_1 + x_2 + \dots \quad \text{або} \quad y = x_1 \vee x_2 \vee \dots \quad (12.11)$$

Операція логічного множення І

$$y = x_1 \cdot x_2 \cdot \dots \quad \text{або} \quad y = x_1 \wedge x_2 \wedge \dots \quad (12.12)$$

На основі цих простих логічних операцій можуть будуватися і складніші: операція заперечення логічного додавання АБО-НІ, операція заперечення логічного множення І-НІ та ін.

Операція заперечення логічного додавання АБО-НІ ("стрілка Пірса"), описується виразом

$$y = \overline{x_1 + x_2} \quad \text{або} \quad y = \overline{x_1 \vee x_2}. \quad (12.13)$$

Операція заперечення логічного множення І-НІ ("штрих Шеффера"), описується виразом

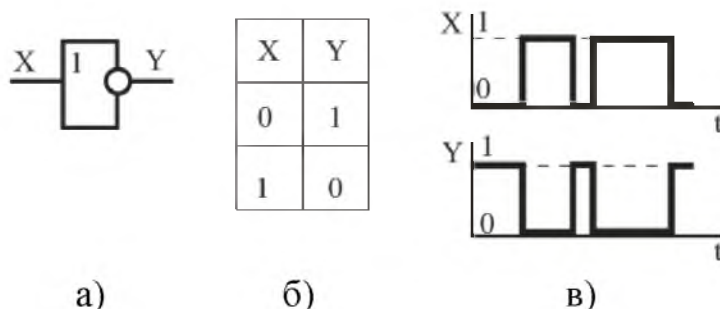
$$y = \overline{x_1 \cdot x_2} \quad \text{або} \quad y = \overline{x_1 \wedge x_2}. \quad (12.14)$$

Логічна операція ЗАБОРОНА

$$y = x_1 \cdot \overline{x_2} \quad \text{або} \quad y = x_1 \wedge \overline{x_2}. \quad (12.15)$$

12.4.2 Логічні елементи

Операція НІ реалізується логічним елементом НІ (логічним інвертором). Умовне позначення логічного елемента НІ, його таблиця істинності та часові діаграми наведені на рисунку 12.7.

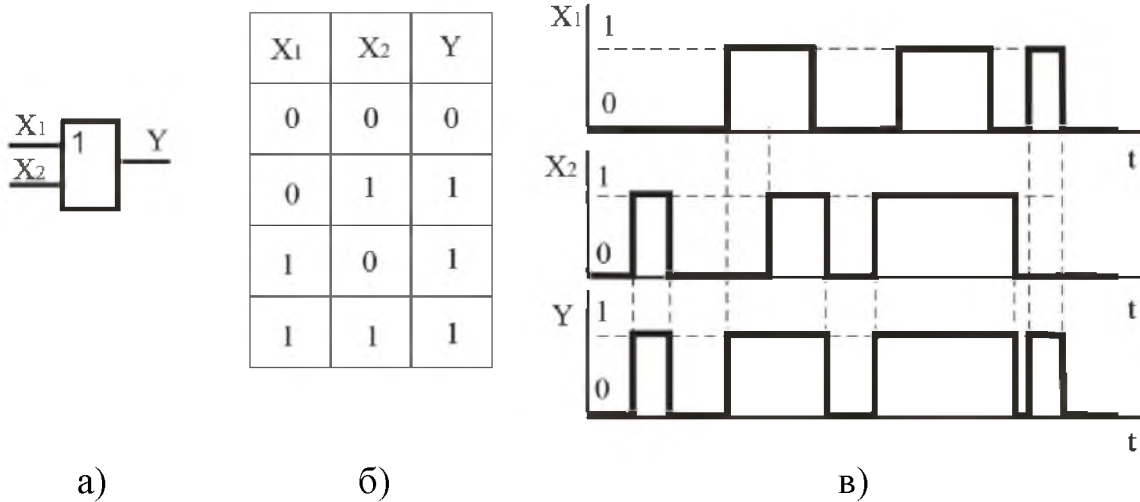


а – умовне графічне позначення; б – таблиця істинності;
в – часові діаграми роботи

Рисунок 12.7 – Логічний елемент НІ

Сигналу $X = 0$ на вході відповідає $Y = 1$ на виході і, навпаки, при $X = 1$, $Y = 0$.

Логічні елементи, що реалізують операцію АБО, називають елементами АБО. Умовне позначення логічного елемента АБО, його таблиця істинності та часові діаграми наведені на рисунку 12.8.

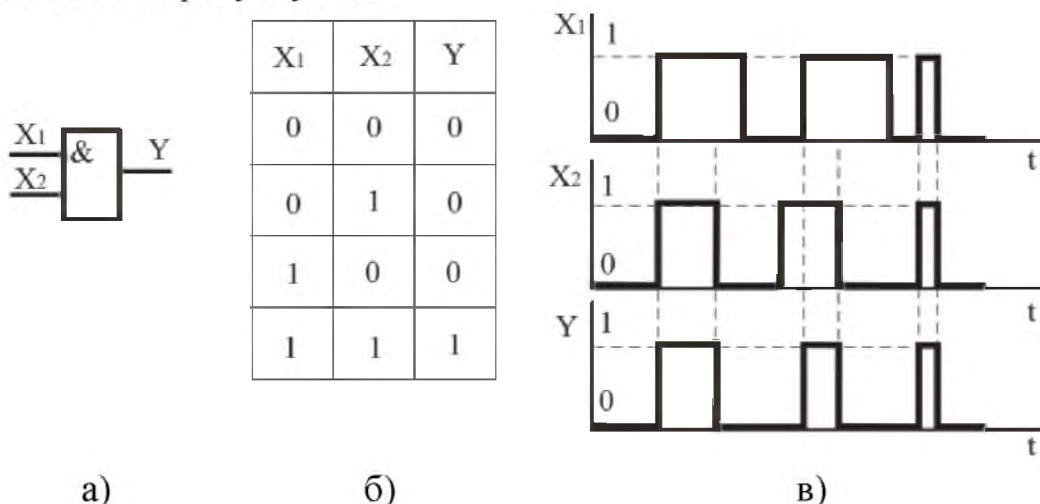


а – умовне графічне позначення; б – таблиця істинності;
в – часові діаграми роботи

Рисунок 12.8 – Логічний елемент АБО

Вихідний сигнал Y елемента АБО дорівнює одиниці $Y = 1$, якщо хоча б на один з входів поданий сигнал логічної "1".

Логічні елементи, що реалізують операцію І, називають елементами І. Умовне позначення логічного елемента І, його таблиця істинності та часові діаграми наведені на рисунку 12.9.

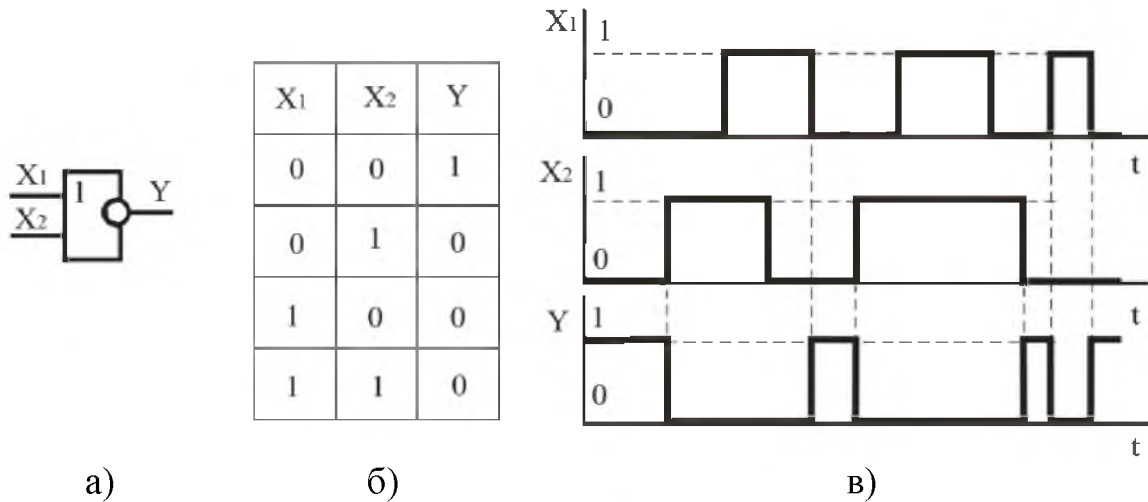


а) – умовне графічне позначення; б) – таблиця істинності;
в) – часові діаграми роботи

Рисунок 12.9 – Логічний елемент І

Вихідний сигнал Y елементу I дорівнює одиниці $Y = 1$, якщо одночасно на всі входи поданий сигнал логічної "1".

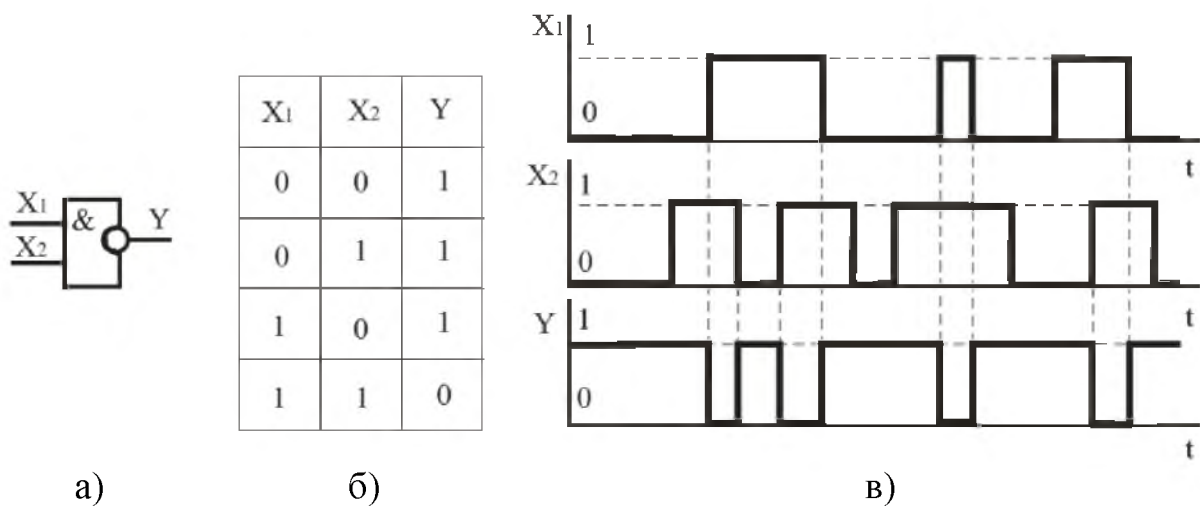
Логічний елемент АБО-НІ об'єднує елементи АБО і НІ. У зв'язку з цим вхідним сигналам, які дорівнюють логічній "1", відповідає логічний "0" на виході, а при сигналах логічного "0" на всіх входах вихідний $Y = 1$. Умовне позначення двовхідного елементу АБО-НІ, його таблиця істинності та часові діаграми наведені на рисунку 12.10.



а – умовне графічне позначення; б – таблиця істинності;
в – часові діаграми роботи

Рисунок 12.10 – Логічний елемент АБО-НІ

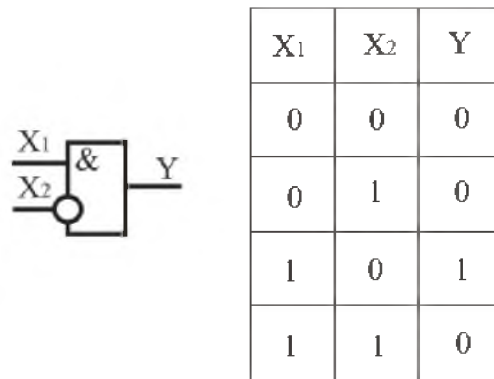
Логічний елемент І-НІ об'єднує елементи І і НІ. Логічній "1" на всіх входах відповідає логічний "0" на виході елементу. При логічному "0" на одному з входів створюється логічна "1" на виході. Умовне позначення двовхідного елемента І-НІ, його таблиця істинності та часові діаграми наведені на рисунку 12.11.



а – умовне графічне позначення; б – його таблиця істинності;
в – часові діаграми роботи

Рисунок 12.11 – Логічний елемент І-НІ

Умовне позначення логічного елементу ЗАБОРОНА, його таблиця істинності наведені на рисунку 12.12.



а)

б)

а – умовне графічне позначення; б – таблиця істинності

Рисунок 12.12 – Логічний елемент ЗАБОРОНА

Вихідний сигнал логічного елементу ЗАБОРОНА повторює сигнал на вході X₁, якщо X₂ = 0. При X₂ = 1 на виході логічного елементу виникає сигнал логічного "0" незалежно від значення X₁.

12.4.3 Логічні елементи в інтегральному виконанні

Останнім часом в цифровій апаратурі в основному використовуються логічні елементи (ЛЕ) в інтегральному виконанні. Залежно від компонентів, які використовуються при побудові ЛЕ, розрізняють наступні типи логічних елементів:

- діодно-транзисторні ЛЕ (ДТЛ);
- транзисторно-транзисторні ЛЕ (ТТЛ);
- логічні елементи на МДН- транзисторах (МДН ТЛ).

Логічні елементи застосовуються для побудови систем цифрової обробки і перетворення інформації – обчислювальних машин, цифрових вимірювальних приладів та пристроїв автоматики.

Основні параметри логічних елементів:

- напруга живлення;
- споживана потужність;
- час затримки розповсюдження – параметр, що характеризує швидкодію логічного елементу;
- коефіцієнт об'єднання по вході K_{об} – визначає число входів ЛЕ, за якими реалізується логічна функція;
- коефіцієнт розгалуження по виходу K_{розг} – визначає здатність навантаження ЛЕ і дорівнює числу одиничних навантажень, які можна одночасно підключити до виходу логічного елементу.

12.5 Тригери

12.5.1 Класифікація тригерів

Тригер – це пристрій, що має два стійких вихідних стани і здатний переходити з одного стану в інший під впливом зовнішнього керуючого сигналу.

Перехід тригера з одного стійкого стану в інший відбувається під дією керуючого сигналу і супроводжується стрибкоподібною зміною струмів та напруги. Причому, для переходу тригера з одного стійкого стану в інший необхідно, щоб вхідний сигнал перевищив деякий рівень – поріг спрацювання пристрою.

В інтегральній мікросхемотехніці тригери виконують або на основі логічних інтегральних елементів, або як завершений функціональний елемент у вигляді мікросхеми.

Інтегральні тригери характеризуються великою різноманітністю. Їх відрізняє функціональна ознака, що визначає поведінку тригера під дією керуючого сигналу, а також спосіб керування.

За функціональною ознакою розрізняють тригери типів *R-S*, *D*, *T*, *J-K* та інші.

Таблиця 12.1 – Функціональне призначення входів тригерів

Умовне позначення	Призначення
	<i>Інформаційні входи</i>
<i>S</i>	Вхід для роздільної установки тригера в стан 1
<i>R</i>	Вхід для роздільної установки тригера в стан 0
<i>J</i>	Вхід для установки в стан 1 <i>JK</i> - тригера
<i>K</i>	Вхід для установки в стан 0 <i>JK</i> - тригера
<i>T</i>	Лічильний вхід тригера
<i>D</i>	Вхід для установки тригера в стан 0 або 1
	<i>Керуючі входи</i>
<i>V</i>	Підготовчий вхід для дозволу прийому інформації
<i>C</i>	Підготовчий вхід для здійснення прийому інформації. Вхід синхронізації.

За способом керування тригери підрозділяють на асинхронні та тактовані.

В асинхронних тригерах перемикання з одного стану в інше здійснюється безпосередньо з надходженням сигналу на інформаційний вхід.

В тактованих тригерах крім інформаційних входів є вхід тактових імпульсів. Їх перемикання проводиться тільки за наявності дозволяючого, тактового імпульсу.

12.5.2 Асинхронні R-S- тригери

Залежно від способу керування розрізняють асинхронні та тактовані R-S- тригери.

Асинхронний R-S- тригер, як і тригер будь-якого іншого типу, характеризується двома станами: логічної "1" та логічного "0".

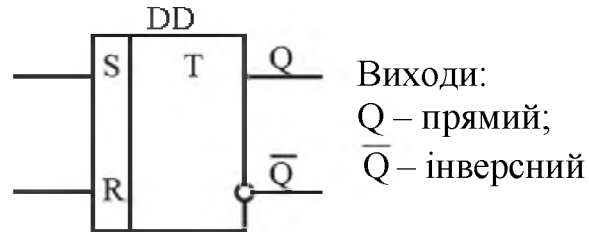


Рисунок 12.13 – Умовне позначення асинхронного R-S- тригера

Стану логічної "1" відповідає $Q = 1, \bar{Q} = 0$; стану логічного "0": $Q = 0, \bar{Q} = 1$.

По інформаційному входу S здійснюється встановлення тригера в стан логічної "1", а по інформаційному входу R – встановлення (перехід тригера в початковий стан) логічного "0". Цьому відповідають скорочені позначення входів і назва тригера: S (set) – встановлення, R (reset) – повернення в початковий стан.

Тригери легко реалізуються на логічних елементах: АБО-НІ – тригер з прямими входами (рисунок 12.14, а), І-НІ – тригер з інверсними входами (рисунок 12.14, б).

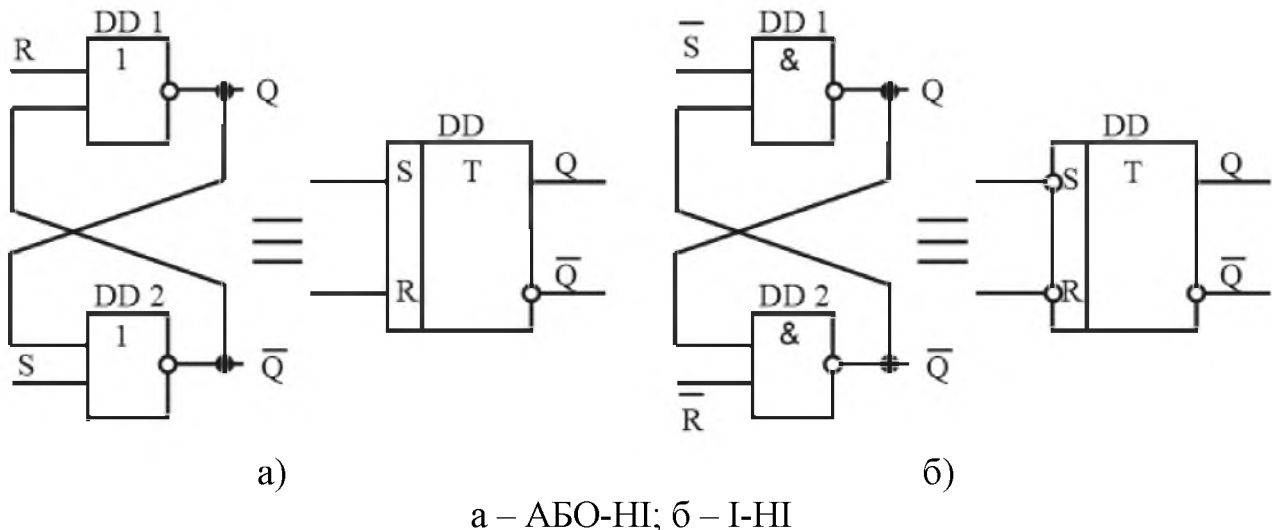


Рисунок 12.14 – R-S- тригер, реалізований на логічних елементах

Роботу схеми (рисунок 12.14, а) на елементах АБО-НІ ілюструє таблиця станів та часові діаграми, які наведені на рисунку 12.15.

Стан логічної “1” ($Q = 1$) тригер приймає при $S = 1, R = 0$. При зворотній комбінації вхідних сигналів ($S = 0, R = 1$) тригер встановлюється в стан логічного “0” ($Q = 0$). При комбінації $S = R = 0$ в тригері зберігається попередній стан (“0” або “1”). Комбінація $S = R = 1$ для схеми тригера на елементах АБО-НІ є забороненою зважаючи на невизначеність його стану.

t^n		t^{n+1}	
S	R	Q^{n+1}	\bar{Q}^{n+1}
1	0	1	0
0	1	0	1
0	0	Q^n	\bar{Q}^n
1	1	×	×

t^n – значення вхідних сигналів у деякий момент часу;
 t^{n+1} – стан тригера в наступний момент часу після приходу чергових імпульсів

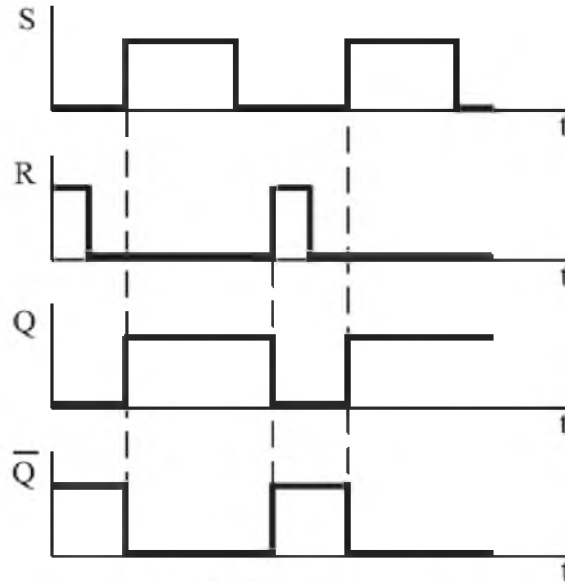


Рисунок 12.15 – Часові діаграми роботи R - S - тригера

Аналогічно працює R - S - тригер на елементах І-НІ (рисунок 12.14, б) з тією різницею, що він повинен мати інверсні входи.

Для тригера з інверсними входами режим запису логічної “1” реалізується при комбінації $S = 0, R = 1$; режим запису логічного “0” – при $S = 1, R = 0$; при комбінації $S = R = 1$ забезпечується зберігання інформації. Комбінація $S = R = 0$ є забороненою зважаючи на невизначеність його стану.

12.5.3 D - тригери

D - тригери мають один інформаційний вхід (D - вхід, на який подається інформація, призначена для занесення в тригер) та вхід синхронізації (C - вхід) або тактовий вхід.

Роботу тактованого D - тригера ілюструють таблиця станів та часові діаграми (рисунок 12.17).

Якщо рівень сигналу на вході $C = 0$, стан тригера стійкий і не залежить від рівня сигналу на інформаційному вході. Під час подачі на вхід синхронізації рівня $C = 1$ інформація на прямому виході повторюватиме інформацію, що подається на вхід D . Таким чином, перемикання тригера з одного стійкого стану в інше відбувається з появою синхронізуючого (тактового) імпульсу на вході C .

Припустимо, що до моменту приходу вхідного сигналу D - тригер знаходився в стані логічного “0” ($Q = 0, \bar{Q} = 1$). В інтервалі часу $t_1 - t_2$, коли діє вхід-

ний сигнал D , стан тригера не змінюється, оскільки при цьому $C = 0$. Дія сигналу $C = 1$ в момент часу t_2 призводить до перемикання тригера в стан логічної "1" ($Q = 1, \bar{Q} = 0$). Стан логічної "1" тригера не зміниться до моменту часу t_4 . Поява у момент часу t_4 сигналу $C = 1$ викликає перемикання тригера в стан логічного "0".

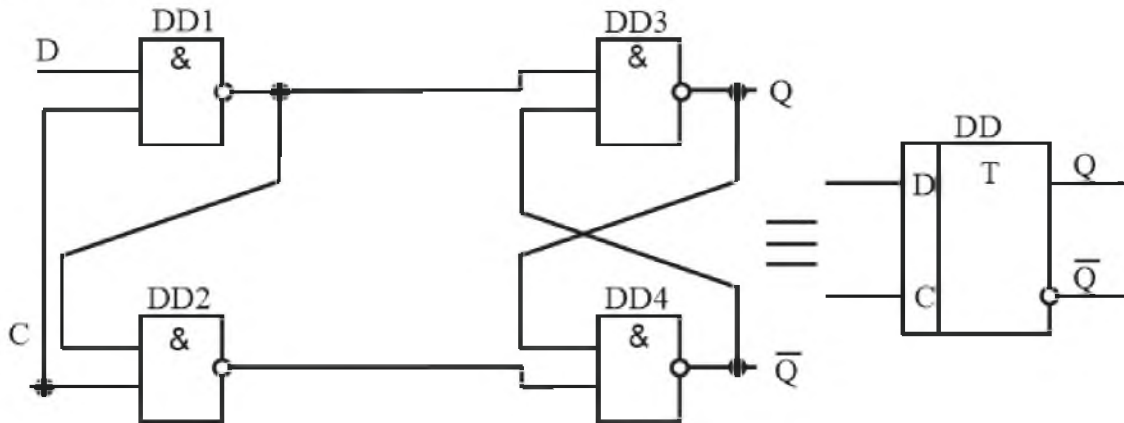
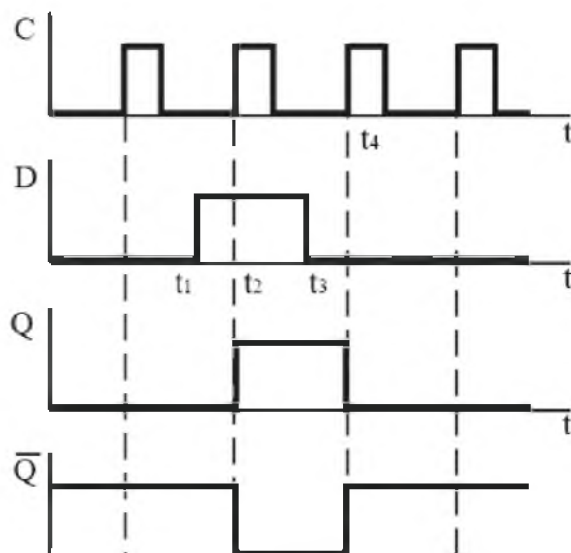


Рисунок 12.16 – Структурна схема D - тригера та його умовне позначення

t^n		t^{n+1}	
C	D	Q^{n+1}	\bar{Q}^{n+1}
0	0	1	0
1	0	0	1
1	1	1	0
0	1	1	0
0	0	1	0
1	0	0	1



Q^{n+1} – логічний рівень на даному виході після подачі імпульсу синхронізації

Рисунок 12.17 – Часові діаграми роботи тактованого D - тригера

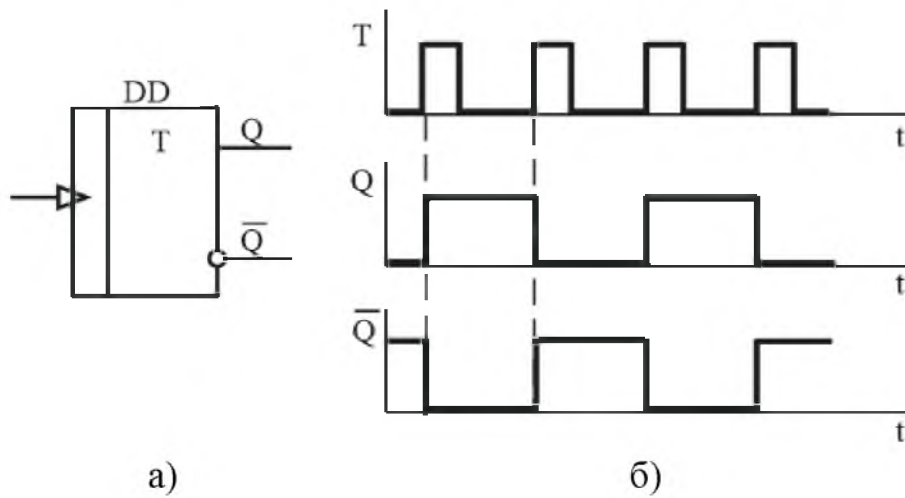
12.5.4 T - тригери

T - тригер має один керуючий вхід T і два виходи Q та \bar{Q} . Характерною властивістю T - тригера є його перемикання в протилежний стан з приходом кожного чергового вхідного імпульсу. Його називають також тригером з лічильним запуском.

Роботу T - тригера ілюструють часові діаграми (рисунок 12.18, б).

З приходом першого імпульсу на вхід T тригер встановлюється в стан логічної "1" ($Q = 1$). Другим імпульсом тригер перемикається в стан логічного "0"

і так далі. Як видно з часових діаграм (рисунок 12.18, б), частота сигналу на виході T - тригера в два рази нижче за частоту сигналу на вході, тому такий тригер можна використовувати як дільник частоти, а також в лічильниках числа імпульсів.



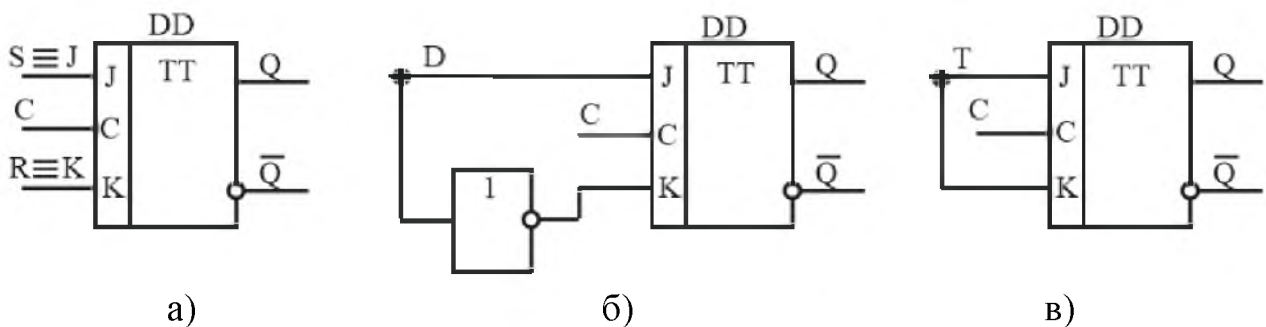
а – умовне позначення; б – часові діаграми роботи

Рисунок 12.18 – T - тригер

12.5.5 Універсальні J - K - тригери

Це пристрої з двома інформаційними входами J і K , які у разі вхідної комбінації $J = K = 1$ перемикають тригер в протилежний стан подібно T - тригеру, а при будь-яких інших комбінаціях вони функціонують як R - S - тригер, у якого роль входів S і R виконують відповідно входи J і K : $J \equiv S$, $K \equiv R$.

При відповідному підключенні входів J - K - тригер може виконувати функції R - S , D - і T - тригерів (рисунок 12.19).



а – R - S - тригера; б – D - тригера; в – T - тригера

Рисунок 12.19 – Реалізація тригерів за допомогою універсального J - K - тригера

R - S - тригер отримують подачею на вхід J сигналу S ; а на вхід K сигналу R . D - тригер утворюється введенням інвертора в коло входу K . R - S - і D - тригери є тактованими.

Якщо входи J і K об'єднати і подати на них лічильні імпульси T, отримаємо T- тригер з лічильним запуском.

У цьому полягає універсальність J-K- тригера.

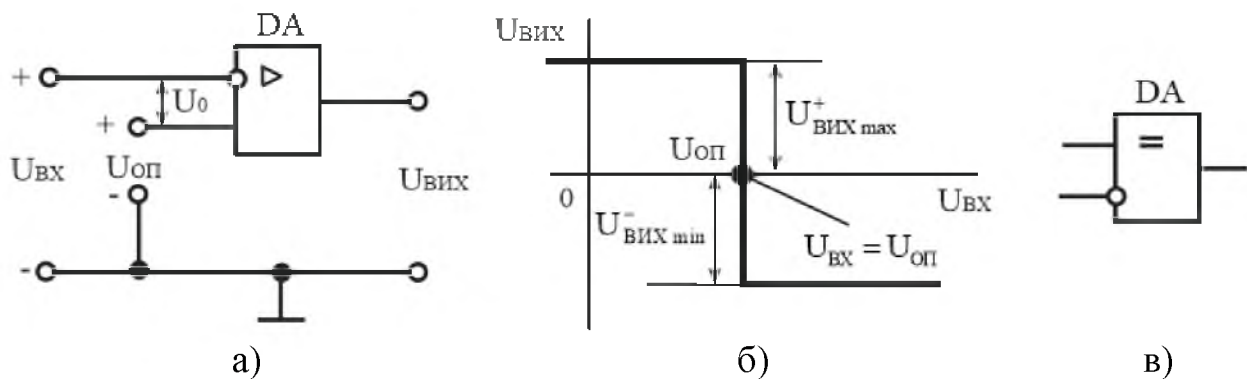
Інтегральні тригери застосовують при побудові складних функціональних пристроїв: лічильників імпульсів, регістрів, пристроїв, що запам'ятовують, дільників частоти і т.д.

12.6 Компаратори

12.6.1 Компаратор на операційному підсилювачі

Компаратор – це пристрій, який призначений для порівняння двох напруг, що поступають на його входи. Компаратор здійснює порівняння вимірюваної вхідної напруги ($U_{ВХ}$) з опорною напругою ($U_{ОП}$).

Схема компаратора на операційному підсилювачі, його передавальна характеристика і умовне позначення наведені на рисунку 12.20.



а – схема компаратора на операційному підсилювачі;
б – передавальна характеристика; в – умовне позначення

Рисунок 12.20 – Компаратор

Опорною напругою є незмінна за величиною напруга позитивної або негативної полярності, а вхідна напруга змінюється в часі. При досягненні вхідної напруги рівня опорної напруги відбувається зміна полярності напруги на виході операційного підсилювача (ОП), наприклад з $U_{ВІХ\ MAX}^+$ на $U_{ВІХ\ MIN}^-$.

Різниця напруг $U_{ВХ} - U_{ОП}$ є вхідною напругою U_0 операційного підсилювача, що і визначає передавальну характеристику компаратора (рисунок 12.20, б). При $U_{ВХ} < U_{ОП}$ напруга $U_0 < 0$, у зв'язку з чим $U_{ВІХ} = U_{ВІХ\ MAX}^+$. При $U_{ВХ} > U_{ОП}$ напруга $U_0 > 0$ та $U_{ВІХ} = U_{ВІХ\ MIN}^-$:

$$\begin{cases} U_{ВІХ} = U_{ВІХ\ MAX}^+ \text{ при } U_{ВХ} < U_{ОП}; \\ U_{ВІХ} = U_{ВІХ\ MIN}^- \text{ при } U_{ВХ} > U_{ОП}. \end{cases} \quad (12.16)$$

Зміна полярності вихідної напруги відбувається під час переходу вхідної вимірюваної напруги через значення $U_{оп}$.

Якщо джерела вхідної та опорної напруги в схемі (рисунок 12.20, а) поміняти місцями або змінити полярність їх підключення, то відбудеться інверсія передатної характеристики компаратора.

Умові $U_{вх} < U_{оп}$ відповідатиме: $U_{вих} = U_{вих\ min}^-$, а умові $U_{вх} > U_{оп}$: $U_{вих} = U_{вих\ max}^+$.

Схема (рисунок 12.20, а) застосовується тоді, коли вимірювана та опорна напруги не перевищують допустимих паспортних значень вхідної напруги ОП. Інакше вони підключаються до ОП за допомогою дільників напруги (рисунок 12.21).

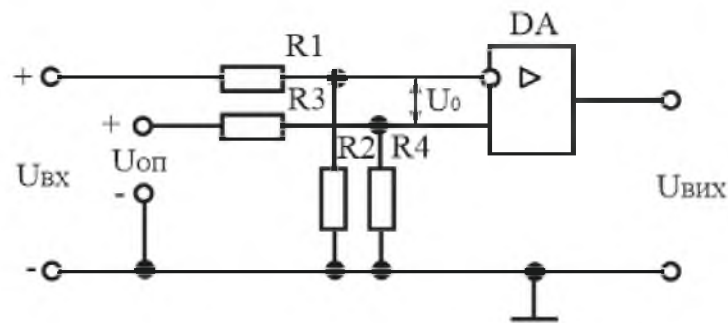


Рисунок 12.21 – Схема компаратора на операційному підсилювачі з використанням дільників напруги

12.6.2 Компаратор з додатним зворотним зв'язком (тригер Шмітта)

Широке застосування отримав також компаратор, в якому ОП охоплений додатним зворотним зв'язком, який здійснюється по неінвертуючому входу за допомогою резисторів $R1$ та $R2$ (рисунок 12.22, а). Такий компаратор має передатну характеристику з гістерезисом. Схема відома під назвою тригера Шмітта або порогового пристрою.

Тригер Шмітта – це пристрій, який призначений для формування напруги прямокутної форми з вхідної напруги довільної форми.

Тригер Шмітта є пороговим елементом, рівні вмикання і вимикання якого не співпадають. Різниця в рівнях називається гістерезисом перемикавання.

Перемикавання схеми в стан $U_{вих\ min}^-$ відбувається при досягненні вхідною напругою ($U_{вх}$) напруги (порогу) спрацювання ($U_{спр}$), а повернення в початковий стан $U_{вих} = U_{вих\ max}^+$ – при зниженні $U_{вх}$ до напруги порогу відпускання ($U_{відп}$).

Значення порогової напруги:

$$U_{спр} = [R1/(R1 + R2)] \times U_{вих\ max}^+; \quad (12.17)$$

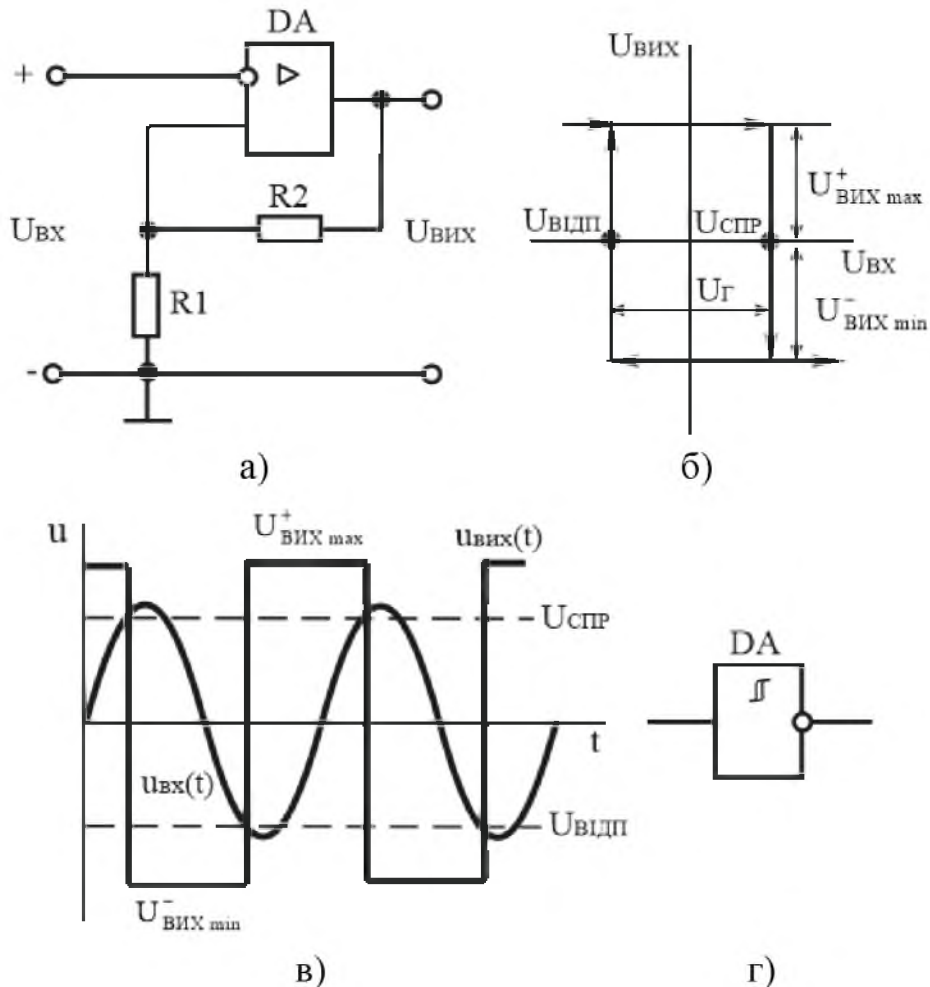
$$U_{відп} = - [R1/(R1 + R2)] \times U_{вих\ min}^-, \quad (12.18)$$

звідки ширина зони гістерезису

$$U_{\Gamma} = U_{СПР} - U_{ВДП} = [R1/(R1 + R2)] \times (U_{ВИХ\ MAX}^+ + U_{ВИХ\ MIN}^-). \quad (12.19)$$

Розглянемо схему інвертуючого тригера Шмітта на операційному підсилювачі при $U_{ОП} = 0$.

Схема (рисунок 12.22, а) є основою при побудові генераторів імпульсів на ОП. Тригер Шмітта використовують для отримання прямокутних імпульсів з імпульсів синусоїдальної напруги (рисунок 12.22, в).



а – схема; б – передавальна характеристика; в – часові діаграми, що пояснюють принцип формування напруги прямокутної форми з синусоїдальної; г – умовне позначення

Рисунок 12.22 – Інвертуючий тригер Шмітта на операційному підсилювачі

Компаратори знайшли застосування в системах автоматичного керування та у вимірювальній техніці, а також для побудови різних вузлів імпульсної та цифрової дії (зокрема, аналого-цифрових та цифро-аналогових перетворювачів).

12.7 Автоколивальні муьтивібратори

Муьтивібратор (релаксаційний генератор) – це пристрій, який призначений для генерування періодичної послідовності імпульсів напруги прямокутної форми з необхідними параметрами (амплітудою, тривалістю, частотою надходження та ін.).

Подібно до генераторів синусоїдальних коливань, муьтивібратори працюють в режимі самозбудження: для формування імпульсного сигналу в муьтивібраторах не потрібна зовнішня дія, наприклад подача вхідних сигналів. Процес отримання імпульсної напруги ґрунтується на перетворенні енергії джерела постійного струму.

Муьтивібратори, як і тригери, відносяться до класу спускових пристроїв і засновані на застосуванні підсилювачів з додатним зворотним зв'язком на біполярних або польових транзисторах, логічних елементах і операційних підсилювачах в інтегральному виконанні або електронних приладів з від'ємним диференційним опором, наприклад, тунельних діодах, одноперехідних транзисторах або тиристорах.

На відміну від тригерів, що мають два стійких стани рівноваги, муьтивібратори мають не більше одного стану. Крім того, вони мають стани квазірівноваги, що характеризуються порівняно повільними змінами струмів і напруги, що приводять до деякого критичного стану, при якому створюються умови для стрибкоподібного переходу муьтивібратора з одного стану в інший.

Муьтивібратори можуть працювати в одному з трьох режимів: 1) очікування; 2) автоколивань; 3) синхронізації.

У режимі очікування муьтивібратор має стан стійкої рівноваги і стан квазірівноваги. Перехід з першого стану до другого відбувається під впливом зовнішнього запускаючого імпульсу, а зворотний перехід – після закінчення деякого часу, що визначається параметрами пристрою. Таким чином, в режимі очікування муьтивібратор генерує один імпульс з певними параметрами при дії запускаючого імпульсу.

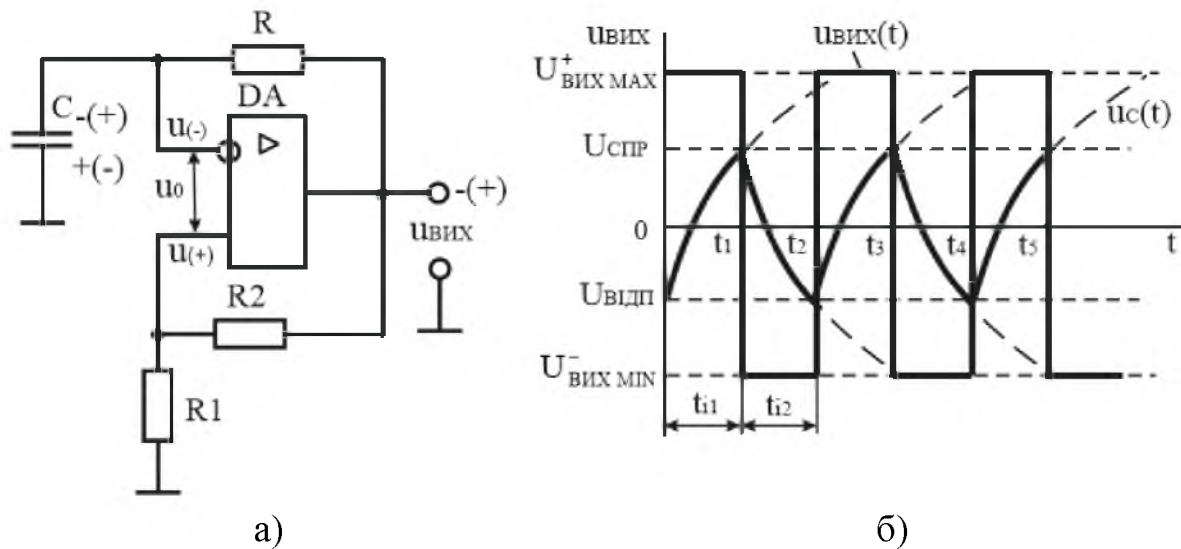
Муьтивібратор, що працює в режимі очікування, називають **одновібратором**.

У режимі автоколивань в муьтивібраторі немає стану стійкої рівноваги, є тільки два стани квазірівноваги. Муьтивібратор переходить з одного стану квазірівноваги в інший без зовнішніх дій, генеруючи імпульси, параметри яких залежать від параметрів муьтивібратора.

У режимі синхронізації частота повторення імпульсів муьтивібратора визначається частотою зовнішньої синхронізуючої напруги. Муьтивібратор має два стани квазірівноваги, що чергуються, а час перебування в цих станах залежить не тільки від параметрів муьтивібратора, але також від періоду синхронізуючої напруги. Якщо синхронізуючу напругу зняти, встановлюється режим автоколивань.

На рисунку 12.23 наведена схема і часові діаграми роботи симетричного мультивібратора на ОП. Мультивібратор виконаний на основі інвертуючого тригера Шмітта, в якому від'ємний зворотний зв'язок здійснюється через RC- коло, а додатний через дільник на резисторах R1 і R2. Автоколивальний режим роботи створюється завдяки підмиканню до інвертуючого входу ОП часозадавальної ланки з конденсатора С і резистора R.

Розглянемо роботу мультивібратора з моменту часу зміни вихідної напруги з $U_{\text{ВИХ MIN}}^-$ на $U_{\text{ВИХ MAX}}^+$ ($t = 0$).



а – схема; б – часові діаграми роботи

Рисунок 12.23 – Симетричний мультивібратор на операційному підсилювачі

У цей момент часу напруга на інвертуючому вході дорівнює напрузі на конденсаторі $u_c = -U_{\text{ВІДП}}$, а на неінвертуючому вході позитивна і дорівнює

$$u_{(+)} = [R1/(R1 + R2)]U_{\text{ВИХ MAX}}^+. \quad (12.20)$$

Починається перезарядка конденсатора С через резистор R. Напруга на конденсаторі прагне до $U_{\text{ВИХ MAX}}^+$. Коли напруга u_c досягне рівня $U_{\text{СПР}}$, напруга $u_{\text{ВИХ}}$ стрибком змінюється до $U_{\text{ВИХ MIN}}^-$. Оскільки $U_{\text{ВИХ MAX}}^+ = -U_{\text{ВИХ MIN}}^- = U_{\text{МАХ}}$, то конденсатор С починає перезаряджатися від $U_{\text{СПР}}$ до $-U_{\text{МАХ}}$, і зворотне перемицання відбувається при $u_c = U_{\text{ВІДП}}$. Потім процес періодично повторюється.

Частота надходження імпульсів симетричного мультивібратора

$$f = 1/T = 1/(t_{i1} + t_{i2}) = 1/2 t_i. \quad (12.21)$$

Тривалість імпульсу мультивібратора

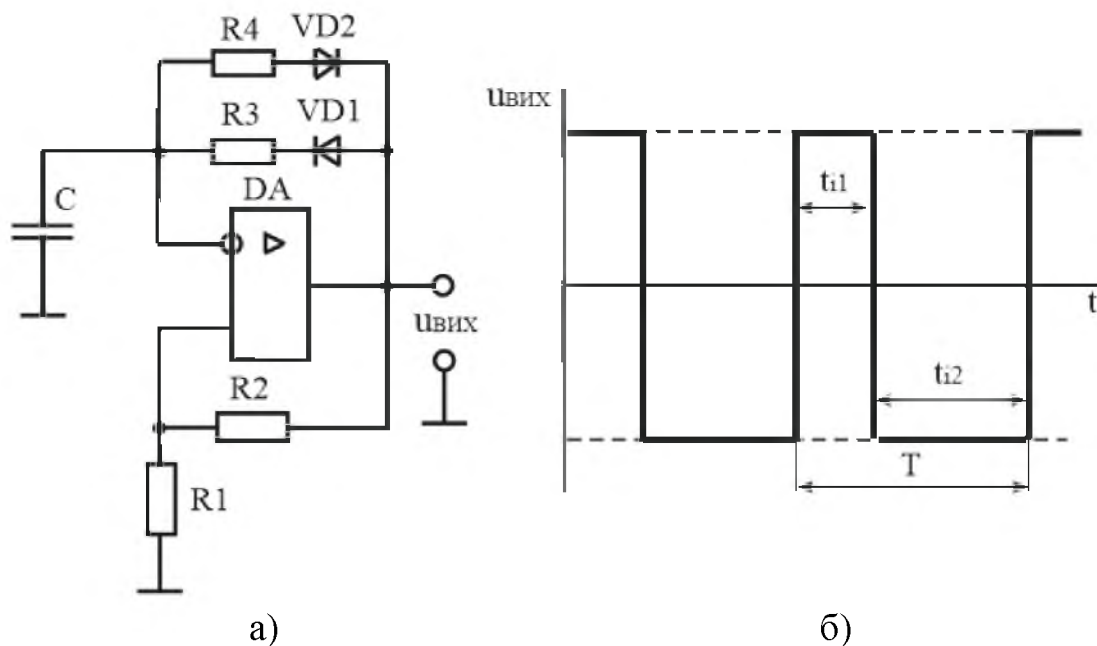
$$t_i = RC \ln[1+(2R1/R2)], \quad (12.22)$$

а період $T = 2t_i$.

На рисунку 12.24 наведена схема несиметричного мультивібратора на ОП, для якого $t_{i1} \neq t_{i2}$. Несиметричному режиму роботи відповідають неоднакові постійні часу часозадавальних ланок мультивібратора за півперіодами. У схемі (рисунок 12.24) це досягається увімкненням замість резистора R двох паралельних кіл, що складаються з резистора і діода. Діод VD1 відкритий при позитивній полярності вихідної напруги, а діод VD2 – при негативній.

У першому випадку $\tau_1 = CR3$, в другому – $\tau_2 = CR4$. Вид часової характеристики вихідної напруги при $R4 > R3$ наведений на рисунку 12.24, б. Тривалість імпульсів t_{i1} і t_{i2} несиметричного мультивібратора розраховують за (12.22) з підстановкою відповідного значення τ_1 , τ_2 , а його частоту за формулою

$$f = 1/T = 1/(t_{i1} + t_{i2}). \quad (12.23)$$



а – схема; б – часові діаграми роботи

Рисунок 12.24 – Несиметричний мультивібратор на операційному підсилювачі

На рисунку 12.25 наведена схема мультивібратора на логічних елементах «НІ» (можуть використовуватися елементи «АБО-НІ» або «І-НІ» з об'єднаними входами).

Входи елементів «НІ» з'єднані через відповідні резистори з джерелом ЕРС +E, що перевищує за рівнем логічну «1».

Конденсатори C1 і C2 увімкнені в коло зворотного зв'язку з виходу одного елементу на вхід іншого елементу. Для зменшення часу відновлення увімкнені діоди VD1 і VD2, які відкриваються і шунтують відповідно резистори R1 і R2 на час розрядки відповідного конденсатора C1 або C2.

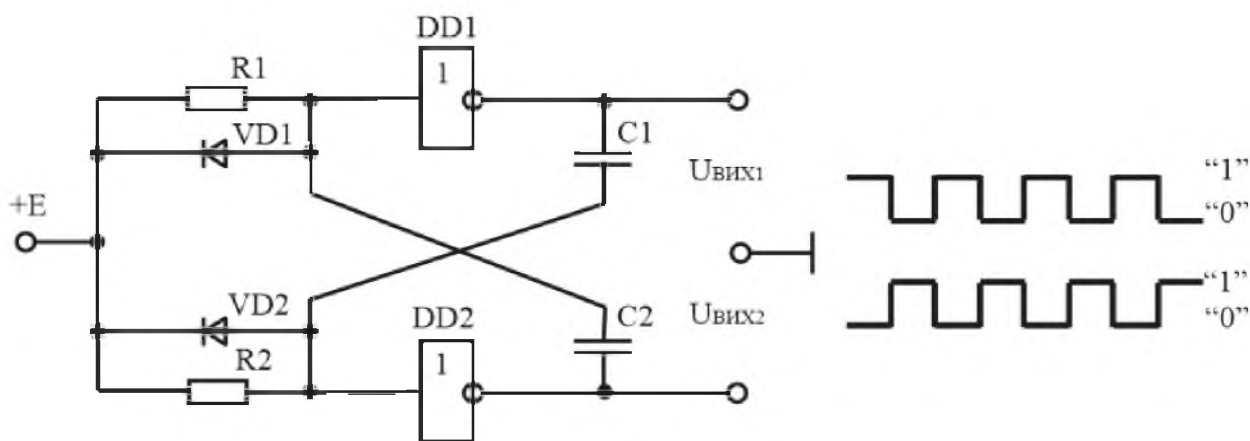


Рисунок 12.25 – Схема мультивібратора на логічних елементах «НІ»

Стан квазірівноваги («1» на виході одного елемента і «0» на виході іншого) утримується протягом часу, який потрібний для перезарядки конденсатора C1 або C2 до рівня відповідного порогу спрацювання елемента DD1 або DD2. Після цього стани логічних елементів змінюються на протилежні і процеси повторюються.

На виходах 1 і 2 мультивібратор генерує прямокутні імпульси протилежної полярності. Розглянемо роботу мультивібратора з моменту часу перемикання DD2 в «0». У початковий момент часу на вході DD1 також буде нульовий рівень сигналу, а на виході DD1 – «1». По колу: +E-R1-C2-DD2 починається зарядка конденсатора C2, що приводить до підвищення напруги на вході DD1. При досягненні порогового значення цієї напруги $U_{\text{ПОР}}$ відбудеться перемикання DD1 в стан «0», а елемента DD2 – в стан «1». З цього моменту часу починається зарядка конденсатора C1 по колу: C2-VD1-+E-DD2. Тривалість імпульсу визначається часом зарядки конденсатора

$$t_i = RC \ln[U_{\langle 1 \rangle} / (E - U_{\text{ПОР}})], \quad (12.24)$$

де $U_{\langle 1 \rangle}$ – рівень логічної одиниці;

$U_{\text{ПОР}}$ – пороговий рівень логічного елемента.

При $R1 = R2 = R$ і $C1 = C2 = C$, імпульси симетричні.

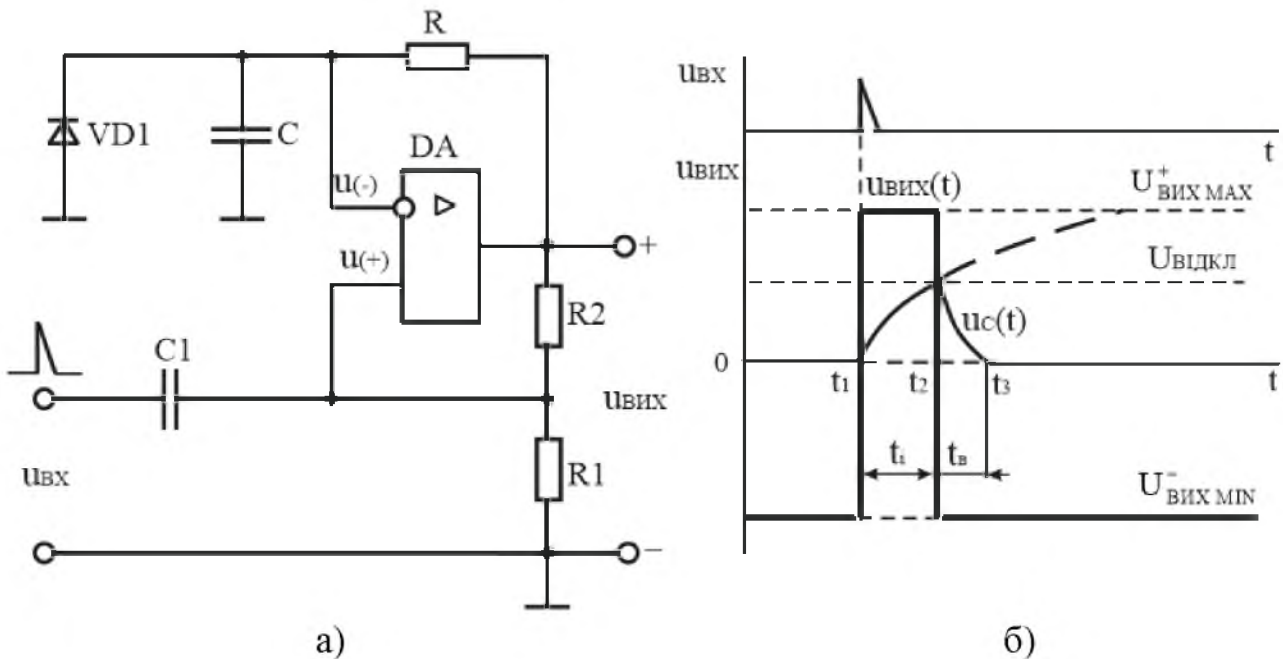
12.8 Одновібратори

Одновібратор (очікуючий мультивібратор) – це пристрій, який призначений для формування імпульсу напруги прямокутної форми з необхідною тривалістю і амплітудою при дії на вході короткого запускаячого імпульсу.

На відміну від мультивібраторів, в яких обидва стани є нестійкими, в одновібраторах один стан стійкий, а інший – нестійкий. Стійкий стан характеризує початковий режим роботи (режим очікування) одновібратора. Нестійкий стан настає з приходом вхідного запускаячого імпульсу. Він продовжується

якийсь час, що визначається часозадавальною ланкою схеми, після чого одновібратор повертається в початковий стійкий стан.

На рисунку 12.26 наведена схема одновібратора на ОП і часові діаграми його роботи. Її основою служить схема мультивібратора (рисунок 12.23), в якій для створення роботи в режимі очікування паралельно конденсатору С увімкнений діод VD1. При вказаному на рисунку 12.26 напрямку увімкнення діода VD1 схема запускається вхідним імпульсом напруги позитивної полярності.



а) – схема; б) – часові діаграми роботи

Рисунок 12.26 – Одновібратор на операційному підсилювачі

У початковому стані напруга на виході одновібратора дорівнює $U_{\text{ВИХ MIN}}^-$, що визначає напругу на неінвертуючому вході ОП

$$u_{(+)} = [R1/(R1 + R2)]U_{\text{ВИХ MIN}}^- \quad (12.25)$$

Напруга на інвертуючому вході ОП $u_{(-)}$ (на конденсаторі С), рівна падінню напруги на діоді VD1, близька до нуля.

Якщо на неінвертуючий вхід в момент часу t_1 подається вхідний імпульс напруги позитивної полярності, то ОП стрибком переходить в протилежний стан і $u_{\text{ВИХ}} = U_{\text{ВИХ MAX}}^+$. На неінвертуючий вхід ОП передається напруга

$$u_{(+)} = [R1/(R1 + R2)]U_{\text{ВИХ MAX}}^+ \quad (12.26)$$

Дія напруги позитивної полярності на виході ОП викликає процес зарядки конденсатора С через резистор R, при цьому конденсатор прагне зарядитися до напруги $U_{\text{ВИХ MAX}}^+$ за експонентою.

Проте, в процесі зарядки напруга на конденсаторі не досягає значення $U_{\text{вих MAX}}^+$, оскільки у момент часу t_2 при $u_{(-)} = u_C [R1/(R1 + R2)] U_{\text{вих MAX}}^+$ (тобто $u_{(-)} = U_{\text{вдкл}}$) відбувається повернення ОП в початковий стан.

Тривалість імпульсу, що формується одновібратором

$$t_i = RC \ln(1 + R1/R2). \quad (12.27)$$

Після моменту часу t_2 в схемі настає процес відновлення початкової напруги на конденсаторі $u_C = 0$, який обумовлюється полярністю напруги, що змінилася на виході ОП. Режим відновлення закінчується тим, що напруга на конденсаторі досягає напруги відмикання діода VD1, яку можна прийняти рівною нулю.

Час відновлення одновібратора

$$t_B = RC \ln[(2R1 + R2)/(R1 + R2)]. \quad (12.28)$$

Через час t_B одновібратор готовий до приймання наступного імпульсу.

12.9 Генератори лінійно змінюваної напруги (ГЛН)

Лінійно змінюваною (пилкоподібною) напругою називають імпульсну напругу, яка впродовж деякого часу змінюється практично за лінійним законом, а потім повертається до вихідного рівня (рисунок 12.27).

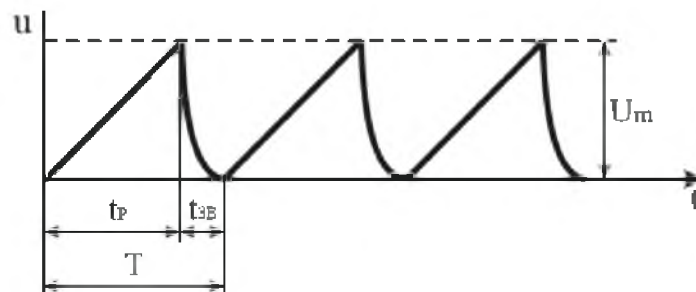


Рисунок 12.27 – Часові діаграми лінійно змінюваної напруги

Лінійно змінювана напруга характеризується наступними основними параметрами: періодом T , тривалістю робочого ходу t_p , тривалістю зворотного ходу $t_{зв}$, амплітудою U_m , коефіцієнтом нелінійності ε .

$$\varepsilon = \frac{u'(0) - u'(t_p)}{u'(0)}, \quad (12.29)$$

де $u'(0), u'(t_p)$ – швидкості зміни напруги в часі (похідні) відповідно на початку і в кінці робочого ходу.

Формування лінійно змінюваної напруги засновано на чергуванні в часі процесів зарядки і розрядки конденсатора.

Схема транзисторного ГЛН (генератора пилкоподібної напруги) наведена на рисунку 12.28.

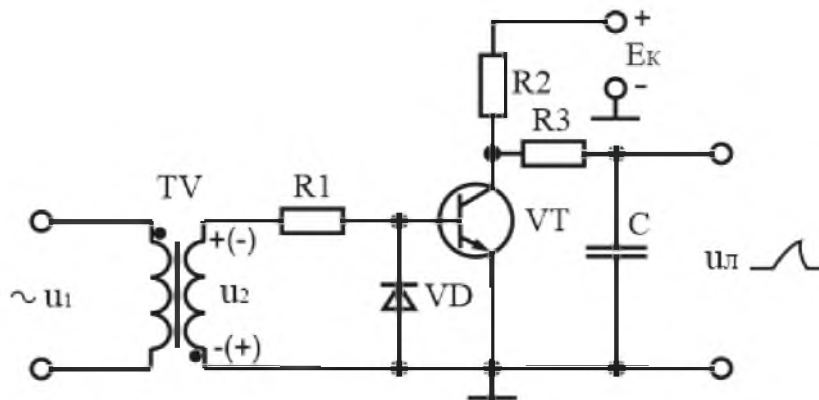


Рисунок 12.28 – Схема транзисторного генератора пилкоподібної напруги

Вона складається з таких елементів: трансформатора напруги TV, вторинна напруга u_2 якого знаходиться у протифазі з первинною напругою u_1 ; транзисторного ключа VT; зарядної RC-ланки R2, R3, C, стала часу якого

$$\tau_{зар} = (R2 + R3)C \gg T_M, \quad (12.30)$$

де T_M – період напруги мережі.

Необхідно також забезпечувати умову $R3 \ll R2$.

Схема працює наступним чином. 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 $(+E_k, R2, R3, C, -E_k)$.

За наступної позитивної півхвилі u_2 , транзистор VT знову відкривається і конденсатор C швидко розряджається до нуля через резистор R3, що обмежує струм через транзистор.

Оскільки $t_{зар} \gg T_M$, можна вважати, що напруга u_n змінюється лінійно (використовується лише початкова ділянка зарядної експоненти). Ці процеси ілюструють часові діаграми, наведені на рисунку 12.29.

Більшу лінійність напруги можна забезпечити, якщо замість резистора R2 використати джерело постійного струму, як це показано на рисунку 12.30.

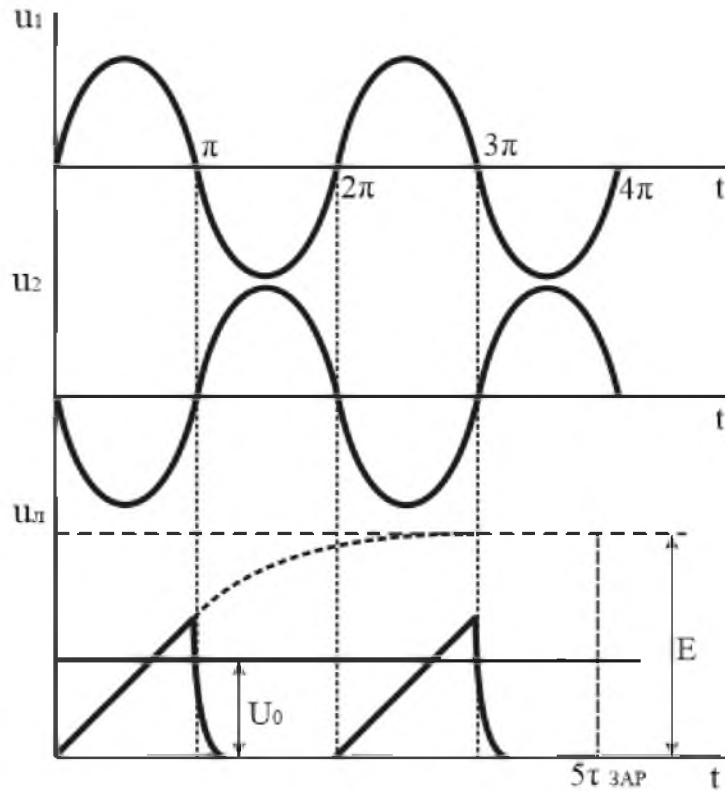


Рисунок 12.29 – Часові діаграми роботи генератора пилкоподібної напруги

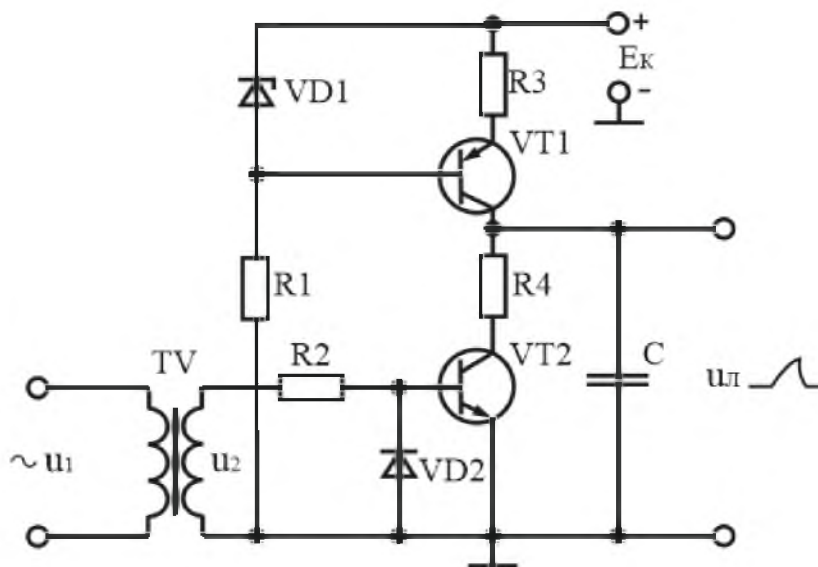


Рисунок 12.30 – Генератор пилкоподібної напруги з джерелом струму

У сучасних пристроях частіше застосовують генератори лінійно змінюваної напруги, які побудовані на основі інтегратора, виконаного на операційному підсилювачі і доповненого розрядним транзисторним ключем (рисунок 12.31). Інтегратор складається з елементів R2, C, DA2. Розрядний транзистор VT емітером пі-

дключений до інвертуючого входу операційного підсилювача DA2, що має нульовий потенціал. Синхронізує роботу генератора з напругою мережі нуль-орган на операційному підсилювачі DA1.

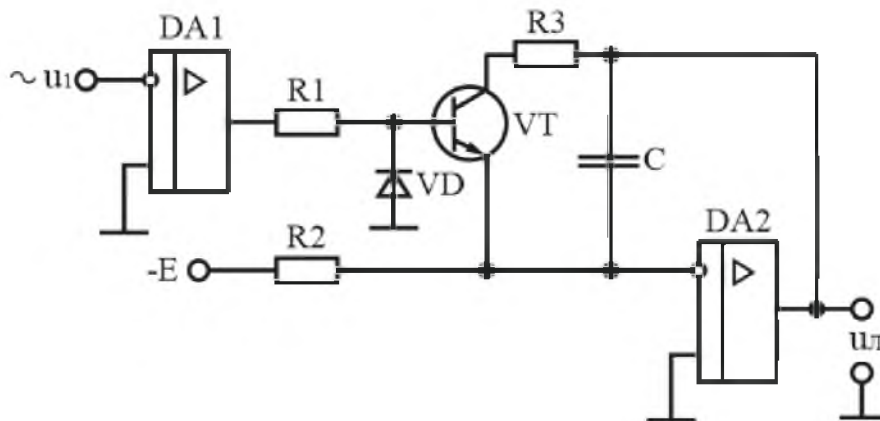


Рисунок 12.31 – Генератор пилкоподібної напруги на операційному підсилювачі

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ ДО РОЗДІЛУ 12

1. Поясніть, які пристрої називають імпульсними. Які переваги надає використання імпульсних режимів в електронних пристроях?
2. Поясніть, що таке імпульс? Наведіть форми імпульсних сигналів?
3. Наведіть параметри імпульсів та їх послідовностей.
4. Поясніть, що таке електронний ключ? Які електронні прилади використовують у якості ключів? Наведіть схеми їх вмикання.
5. Поясніть особливості роботи транзисторного ключа в стані відтинання та насичення.
6. Наведіть схему і поясніть роботу диференціюючого кола, інтегруючого кола.
7. Поясніть поняття логічних величин (логічний нуль та логічна одиниця).
8. Назвіть основні логічні функції та елементи, які їх реалізують.
9. Запишіть таблицю істинності логічної функції НІ, І, АБО, І-НІ, АБО-НІ, ЗАБОРОНА .
10. Наведіть умовне позначення та поясніть принцип роботи логічного елемента НІ, І, АБО, І-НІ, АБО-НІ, ЗАБОРОНА.
11. Поясніть, що таке тригер? Назвіть основні типи тригерів.
12. Поясніть, яка відмінність між асинхронними і синхронними тригерами?
13. Наведіть умовне позначення, таблиці переходів та поясніть принцип роботи RS-, D-, T-, JK- тригера.
14. Поясніть, чому JK- тригер вважають універсальним. Наведіть та поясніть приклади його використання для побудови тригерів інших типів.
15. Поясніть, що таке компаратор?
16. Наведіть схему компаратора і його передавальну характеристику, поясніть принцип роботи компаратора.

17. Поясніть, що таке тригер Шмітта? На чому базується робота тригера Шмітта?
18. Поясніть, чим визначається напруга перемикання в тригері Шмітта? Чи можна змінювати величину напруг спрацювання та відпускання в тригері Шмітта?
19. Наведіть схему тригера Шмітта і його передавальну характеристику, поясніть принцип роботи тригера Шмітта.
20. Поясніть, які електронні пристрої називають мультівібраторами, на основі яких електронних приладів вони виконуються, в яких режимах працюють.
21. Наведіть схему і поясніть принцип роботи симетричного (несиметричного) мультівібратора на операційному підсилювачі.
22. Поясніть, яка відмінність між симетричним і несиметричним мультівібраторами?
23. Поясніть, чим визначається тривалість імпульсу мультівібратора? Як визначити частоту імпульсів мультівібратора?
24. Поясніть, що таке одновібратор?
25. Наведіть схему і поясніть принцип роботи одновібратора на операційному підсилювачі.
26. Поясніть, що таке генератор лінійно змінюваної напруги?
27. Наведіть схему і поясніть принцип роботи транзисторного генератора лінійно змінюваної напруги.
28. Поясніть принцип роботи транзисторного генератора лінійно змінюваної напруги з джерелом струму.

РОЗДІЛ 13

ПРИСТРОЇ ДЛЯ РЕГУЛЮВАННЯ І ПЕРЕТВОРЕННЯ ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇ

Для отримання електричної енергії потрібного вигляду часто необхідно перетворювати енергію змінного струму в енергію постійного струму (випрямлення) або енергію постійного струму в енергію змінного струму (інвертування).

Випрямляч – це пристрій, який призначений для перетворення енергії джерела змінного струму в постійний струм. Необхідність в подібному перетворенні виникає, коли живлення споживача здійснюється постійним струмом, а джерелом електричної енергії є джерело змінного струму, наприклад промислова мережа частотою 50 Гц.

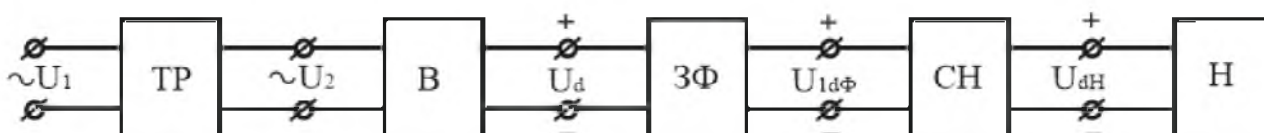
Випрямлячі підрозділяють на некеровані та керовані. За допомогою некерованих випрямлячів отримують випрямлену напругу незмінної величини. При необхідності змінювати (регулювати) величину випрямленої напруги або струму застосовують керовані випрямлячі.

За числом фаз випрямленої напруги змінного струму випрямлячі підрозділяють на однофазні, трифазні та багатофазні.

За величиною потужності випрямлячі підрозділяють на випрямлячі малої, середньої та великої потужності. Випрямлячі малої потужності є, зазвичай, однофазними; випрямлячі середньої та великої потужності – трифазними.

13.1 Однофазні випрямлячі змінного струму

При малій потужності навантаження задачу перетворення електричної енергії змінного струму в постійний струм вирішують за допомогою однофазних випрямлячів, які живляться від однофазної мережі змінного струму. Структурна схема малопотужного джерела живлення з однофазним випрямлячем показана на рисунку 13.1.



ТР – трансформатор; В – випрямляч; ЗФ – згладжувальний фільтр;
СН – стабілізатор напруги; Н – навантаження

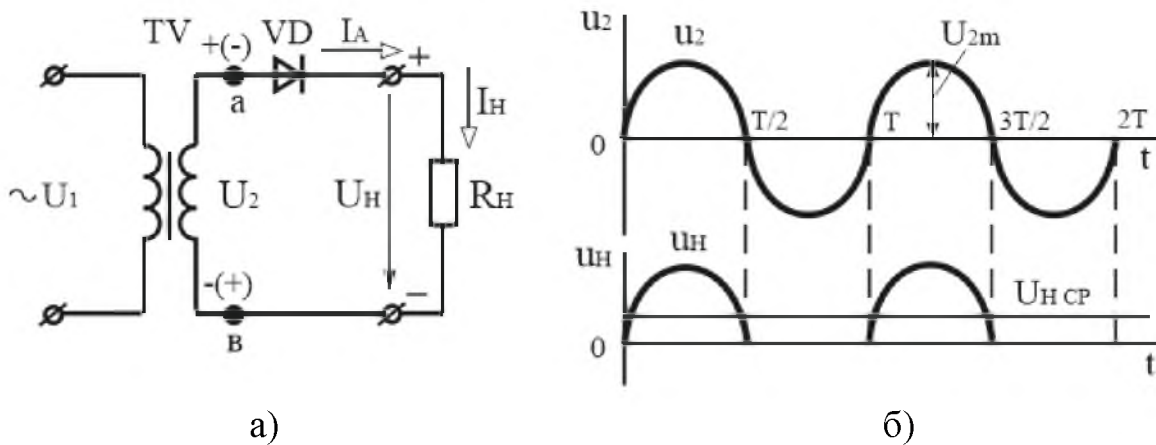
Рисунок 13.1 – Структурна схема малопотужного джерела живлення

Основою її є випрямляч (В) на одному або декількох діодах, які з'єднані за певною схемою. Функція трансформатора (ТР) зводиться до підвищення або зниження вторинної напруги U_2 при заданій первинній напрузі U_1 з метою

отримання необхідної величини постійної напруги на виході. Для зменшення пульсації випрямленої напруги до виходу випрямляча підключають згладжувальний фільтр (ЗФ). Між згладжувальним фільтром та навантаженням (Н) іноді приєднують стабілізатор напруги (СН), який забезпечує підтримання з заданою точністю необхідної величини постійної напруги на навантаженні в умовах зміни напруги мережі живлення і струму навантаження.

13.1.1 Однофазний однопівперіодний випрямляч

Однофазний однопівперіодний випрямляч (рисунок 13.2, а) складається з трансформатора TV, до вторинної обмотки якого послідовно приєднані випрямний діод VD та резистор навантаження R_H .



а – схема; б – часові діаграми напруги

Рисунок 13.2 – Однофазний однопівперіодний випрямляч

Принцип дії схеми розглянемо для випадку чисто активного навантаження R_H з використанням часових діаграм напруги (рисунок 13.2, б). При прикладенні півхвилі напруги u_1 позитивної полярності на вторинній обмотці трансформатора діє напруга u_2 з полярністю вказаною без дужок (інтервал $0-T/2$ на рисунку 13.2, б). До анода діода VD прикладається напруга позитивної полярності, відносно точки *в*. Отже, на інтервалі $0-T/2$ діод VD відкритий. Оскільки у відкритому стані падіння напруги на діоді мале, практично вся напруга u_2 прикладається до навантаження R_H , створюючи на ній напругу u_H . На даному інтервалі анодний струм діода рівний струму навантаження $I_A = I_H = U_2/R_H$. В кінці інтервалу $0-T/2$ напруга і струм в схемі досягають нульових значень.

При прикладенні напруги u_1 негативної полярності полярність напруги u_2 (показана в дужках) на вторинній обмотці трансформатора стає зворотною (інтервал $T/2-T$). При вказаній полярності напруги u_2 , для діода вона виявляється зворотною і діод VD на інтервалі $T/2-T$ закритий. Через нього протікає лише незначний зворотний струм. У закритому стані практично вся напруга u_2 прикладається до діода VD, а напруга на навантаженні $u_H = 0$.

Таким чином, напруга і струм на резисторі R_H мають пульсуючий характер, тобто з'являються тільки в один з півперіодів напруги u_2 . Тому випрямляч (рисунок 13.2, а) називають однопівперіодним.

Основні параметри схем випрямлення:

- середнє значення випрямлених напруги U_d (U_{HCEP}) та струму I_d (I_{HCEP});
- амплітуди першої гармоніки напруги U_{d1m} та струму I_{d1m} ;
- діючі значення напруги U_2 та струму I_2 у вторинній обмотці трансформатора;
- діючі значення напруги U_1 та струму I_1 в первинній обмотці трансформатора;
- максимальне значення зворотної напруги $U_{ЗВ\max}$;
- коефіцієнт пульсації $K_{\Pi} = U_{d1m}/U_d$.

Основні співвідношення для однопівперіодного випрямляча:

$$U_{HCEP} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_2 \approx 0,45 U_2 \quad (13.1)$$

або

$$U_2 = \frac{\pi U_{HCEP}}{\sqrt{2}} \approx 2,22 U_{HCEP}. \quad (13.2)$$

Струм

$$I_{HCEP} = 0,45 \frac{U_2}{R_H}; \quad (13.3)$$

$$I_2 \approx 1,57 I_{HCEP}. \quad (13.4)$$

Коефіцієнт пульсації

$$K_{\Pi} \approx 1,57. \quad (13.5)$$

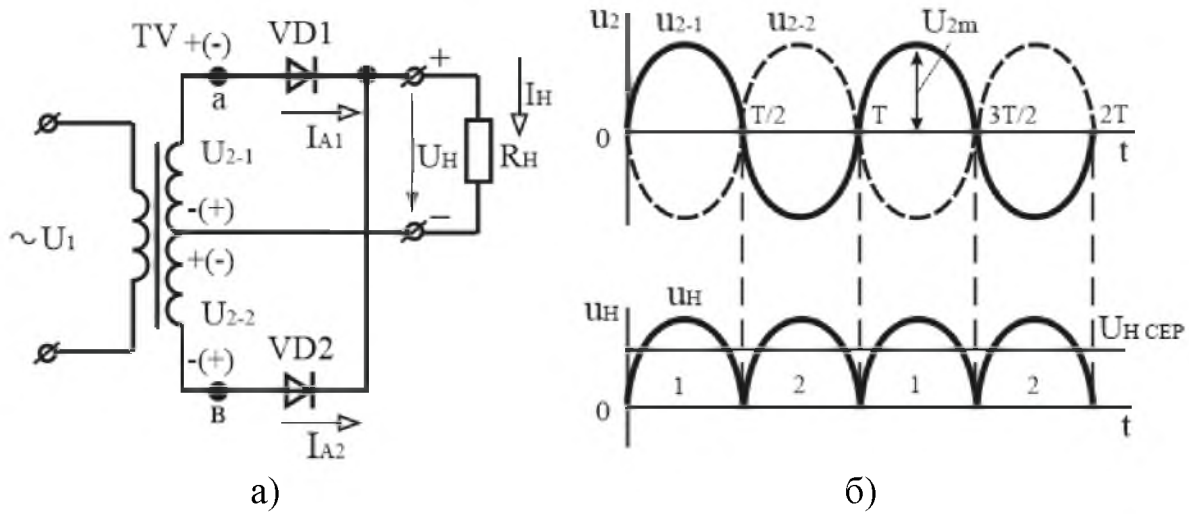
13.1.2 Однофазний двопівперіодний випрямляч з нульовим виводом

Однофазний двопівперіодний випрямляч з нульовим виводом (рисунок 13.3, а) складається з трансформатора ТV, діодів VD1, VD2 та резистора навантаження R_H .

При прикладенні півхвилі напруги u_1 позитивної полярності на вторинних обмотках трансформатора діють напруги u_{2-1} та u_{2-2} з полярністю відносно нульової точки вказаною без дужок (інтервал $0-T/2$ на рисунку 13.3, б). До анода діода VD1 відносно нульової точки прикладається напруга позитивної полярності, а до анода діода VD2 – негативної.

При вказаній полярності напруги на анодах діод VD1 на інтервалі $0-T/2$ відкритий, а діод VD2 закритий. Практично вся напруга u_{2-1} прикладається до навантаження R_H (оскільки падіння напруги на діоді у відкритому стані мале),

створюючи на ньому напругу u_H . На даному інтервалі анодний струм діода рівний струму навантаження $I_{A1} = I_H = U_{2-1}/R_H$.



а – схема; б – часові діаграми напруги

Рисунок 13.3 – Однофазний двопівперіодний випрямляч з нульовим виводом

При прикладенні напруги u_1 негативної полярності полярність напруги на вторинних обмотках стає зворотною (інтервал $T/2-T$). У відкритому стані знаходиться діод VD_2 , а діод VD_1 закритий. До навантаження R_H прикладається напруга u_{2-2} , що визначає напругу u_H тієї ж полярності, що і на попередньому інтервалі. Тепер струми в схемі визначаються півхвилею напруги позитивної полярності u_{2-2} : $I_{A2} = I_H = U_{2-2}/R_H$.

У подальшому процесі в схемі повторюються.

Основні співвідношення для однофазного двопівперіодного випрямляча з нульовим виводом:

$$U_{HCEP} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 \approx 0,9 U_2 \quad (13.6)$$

або

$$U_2 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_{HCEP} \approx 1,11 U_{HCEP} . \quad (13.7)$$

Коефіцієнт пульсацій

$$K_{II} = 0,67 . \quad (13.8)$$

Середній струм через діод

$$I_A = \frac{I_{HCEP}}{2} . \quad (13.9)$$

Зворотна напруга, що прикладається до закритого діода

$$U_{ЗВ \max} = 2\sqrt{2}U_2 \quad (13.10)$$

або

$$U_{ЗВ \max} = \pi U_{НСЕР} \quad (13.11)$$

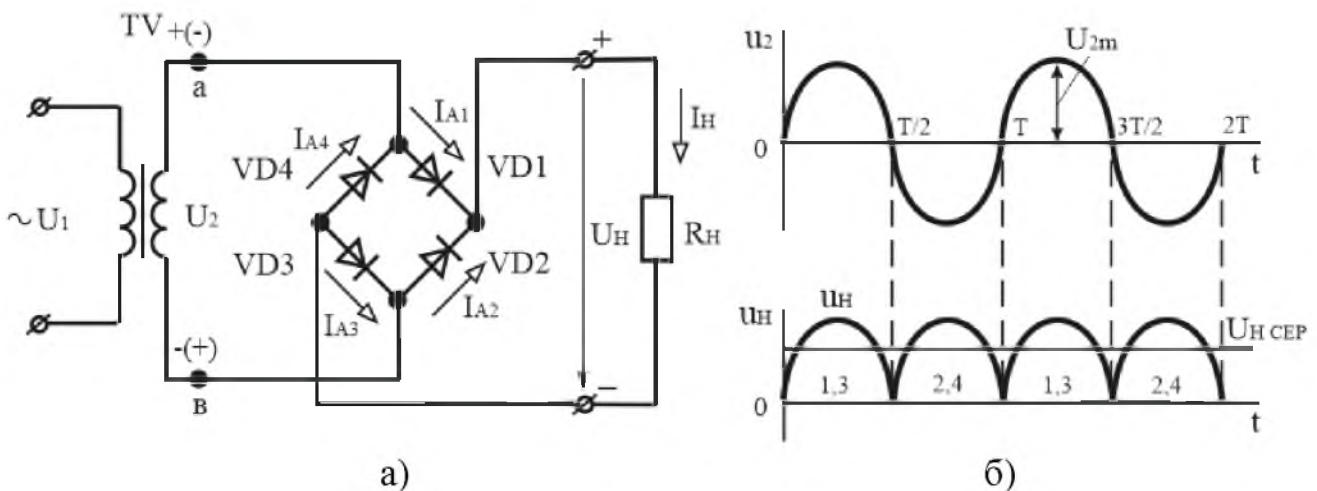
Струм

$$I_2 = \frac{\pi}{4} I_{НСЕР} \quad (13.12)$$

13.1.3 Однофазний мостовий випрямляч

До схеми однофазного мостового випрямляча (рисунок 13.4, а) входять трансформатор з однією вторинною обмоткою і випрямний міст з чотирьох діодів VD1-VD4.

Діоди VD1, VD3 відкриті на інтервалі $0-T/2$ при півхвилі напруги u_2 позитивної полярності (вказана без дужок), яка створюється під дією напруги u_1 . Відкриті діоди VD1, VD3 забезпечують зв'язок вторинної обмотки трансформатора з навантаженням, створюючи на ній напругу u_H тієї ж полярності, що і напруга u_2 .



а – схема; б – часові діаграми напруги

Рисунок 13.4 – Однофазний мостовий випрямляч

За наявності півхвилі напруги u_1 негативної полярності на інтервалі $T/2-T$ полярність напруги зворотна. Під її дією відкриті діоди VD2, VD4 підмикають напругу u_2 до навантаження з тією ж полярністю, що і на попередньому інтервалі.

Основні співвідношення для однофазного мостового випрямляча визначаються співвідношеннями (13.6 - 13.8).

Максимальна зворотна напруга визначається амплітудним значенням напруги u_2

$$U_{ЗВ\max} = \sqrt{2}U_2 = \frac{\pi}{2}U_{НСЕР}, \quad (13.13)$$

тобто вона вдвічі менше, ніж в схемі з виведенням нульової точки.

Струм I_2 знаходять за формулою

$$I_2 = \frac{U_2}{R_H} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}}I_{НСЕР}. \quad (13.14)$$

Перевагами мостової схеми випрямляча є більш простий трансформатор, що містить тільки одну вторинну обмотку, і меншу зворотну напругу, на яку слід вибрати діоди. Вказані переваги компенсують недолік схеми, що полягає в більшому числі діодів.

Випрямлячі призначені для живлення постійним струмом різних систем і пристроїв промислової електроніки, які вирішують завдання керування, регулювання, контролю, відображення інформації і т. д.

13.2 Згладжувальні фільтри

13.2.1 Класифікація згладжувальних фільтрів

Згладжувальчі фільтри призначені для зменшення пульсацій випрямленої напруги. Випрямлена напруга крім постійної складової має змінну, яка визиває пульсацію напруги.

Основним параметром згладжувальних фільтрів є коефіцієнт згладжування, який дорівнює відношенню коефіцієнта пульсацій на вході фільтру $K_{ПВХ}$ до коефіцієнта пульсацій на його виході $K_{ПВИХ}$, тобто

$$q = \frac{K_{ПВХ}}{K_{ПВИХ}}. \quad (13.15)$$

Згладжувальні фільтри виконують на основі реактивних елементів – дроселів та конденсаторів, які чинять відповідно великий і малий опори змінному струму і, навпаки – для постійного струму. Вказані властивості цих елементів використовують при побудові простих згладжувальних фільтрів: ємнісного та індуктивного.

За видом реактивних елементів розрізняють ємнісні, індуктивні та змішані фільтри. Змішані згладжувальні фільтри залежно від способу з'єднання елементів, що входять до його складу, підрозділяють на Γ - і Π - подібні. Ці фільтри можуть бути одноланковими, дволанковими і багатоланковими.

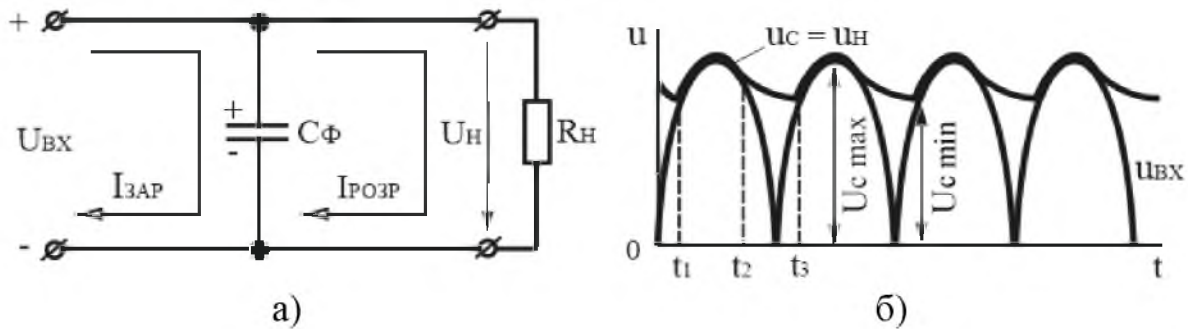
Окрім пасивних фільтрів на елементах C , L , R застосовують електронні (активні) згладжувальні фільтри на транзисторах. Використання транзисторів

засноване на тому, що їх опір постійному струму (статичний опір) на 2...3 порядки менше опору змінному струму (динамічний опір).

13.2.2 Ємнісний фільтр

Ємнісний фільтр C_Φ вмикають паралельно резистору навантаження R_H (рисунок 13.5, а).

Протягом інтервалу часу t_1 - t_2 конденсатор C_Φ заряджається через відкриті діоди до амплітудного значення напруги $u_{ВХ}$, оскільки в цьому інтервалі часу $u_{ВХ} > u_C$. В інтервалі часу t_2 - t_3 напруга $u_C > u_{ВХ}$ і конденсатор розряджається через резистор навантаження R_H з постійною часу $\tau = C_\Phi R_H$. При цьому напруга $u_C = u_H$ знижується до деякого найменшого значення $U_{C \min}$. Починаючи з моменту часу t_3 напруга u_C на конденсаторі стає менше напруги $u_{ВХ}$. Конденсатор C_Φ починає заряджатися через відкриті діоди і процеси повторюються. Як показують часові діаграми (рисунок 13.5, б), при вмиканні ємнісного фільтра напруга u_H не зменшується до нуля, а пульсує в деяких межах, збільшуючи середнє значення випрямленої напруги.



а – схема; б – часові діаграми напруги

Рисунок 13.5 – Схема ємнісного фільтра та часові діаграми напруги однофазного двопівперіодного випрямляча з ємнісним фільтром

Ємність конденсатора C_Φ вибирають такої величини, щоб для основної гармоніки випрямленої напруги опір конденсатора був набагато менший опору R_H , тобто

$$\frac{1}{2\pi f C_\Phi} \ll R_H \text{ або } C_\Phi \gg \frac{1}{2\pi f R_H}. \quad (13.16)$$

При такому виборі величини ємності конденсатора постійна часу розрядки $\tau_{розр}$ значно більше періоду зміни випрямленої напруги

$$\tau_{розр} = C_\Phi R_H \gg \frac{1}{2\pi f} = T, \quad (13.17)$$

і конденсатор C_{Φ} розряджається порівняно повільно, тобто напруга на ньому зменшується неістотно. Це приводить до збільшення середнього значення напруги $U_{H\text{ СЕР}}$ на резисторі навантаження в порівнянні з величиною $U_{H\text{ СЕР}}$ у відсутності фільтру і зменшенню змінної складової, а отже, до зниження коефіцієнта пульсацій $K_{\text{П}}$.

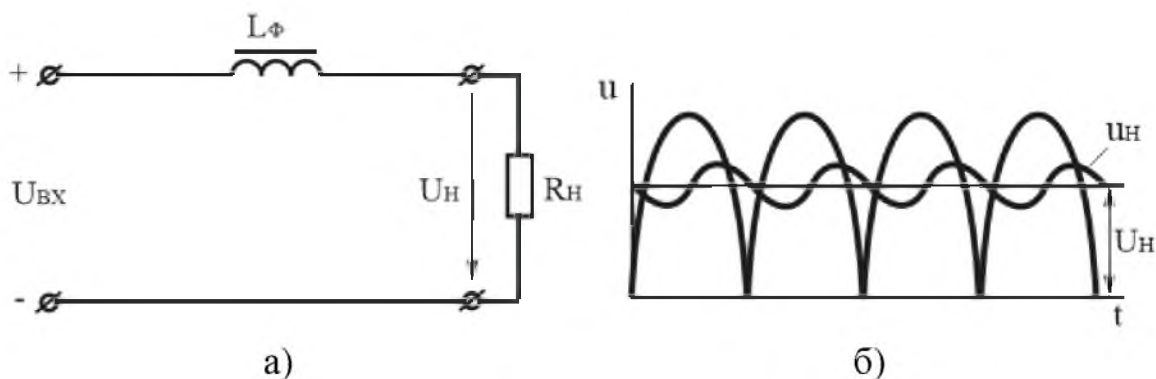
Ємнісний фільтр доцільно застосовувати при високоомному резисторі навантаження R_{H} при потужності P_{H} не більше декількох десятків ватт.

13.2.3 Індуктивний фільтр

Індуктивний фільтр вмикають послідовно з резистором R_{H} (рисунок 13.6, а). Необхідною умовою, що забезпечує згладжувальну дію індуктивного фільтру, є

$$2\pi fL_{\Phi} \gg R_{\text{H}}. \quad (13.18)$$

Індуктивні фільтри зазвичай застосовують при великих струмах навантаження і малих опорах резистора навантаження R_{H} .



а – схема; б – часові діаграми напруги

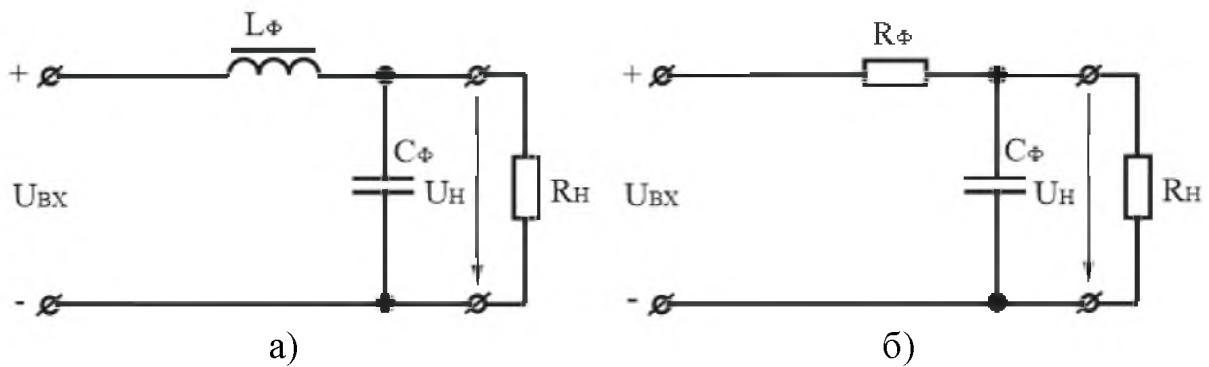
Рисунок 13.6 – Схема індуктивного фільтру та часові діаграми напруги однофазного двопівперіодного випрямляча з індуктивним фільтром

13.2.4 Г- подібні фільтри

Г- подібним згладжувальним фільтром є простий змішаний фільтр: LC-фільтр (рисунок 13.7, а) і RC- фільтр (рисунок 13.7, б).

Ці фільтри забезпечують більше зменшення пульсацій випрямленої напруги в порівнянні з ємнісним і індуктивним фільтрами.

Зменшення пульсацій LC- фільтром пояснюється шунтуючою дією конденсатора C_{Φ} для змінної складової випрямленої напруги і значним падінням цієї складової напруги на котушці L_{Φ} , внаслідок чого частка змінної складової у випрямленій напрузі різко знижується.



а – LC- фільтр; б – RC- фільтр

Рисунок 13.7 – Згладжувальні Г- подібні фільтри

Зменшення постійної складової напруги на резисторі навантаження R_H практично не відбувається, оскільки відсутнє значне падіння цієї складової напруги на дуже малому активному опорі котушки L_ϕ . Для змінної складової випрямленого струму опір послідовної ланки повинен бути значно більше, ніж паралельної, тобто повинні виконуватися співвідношення

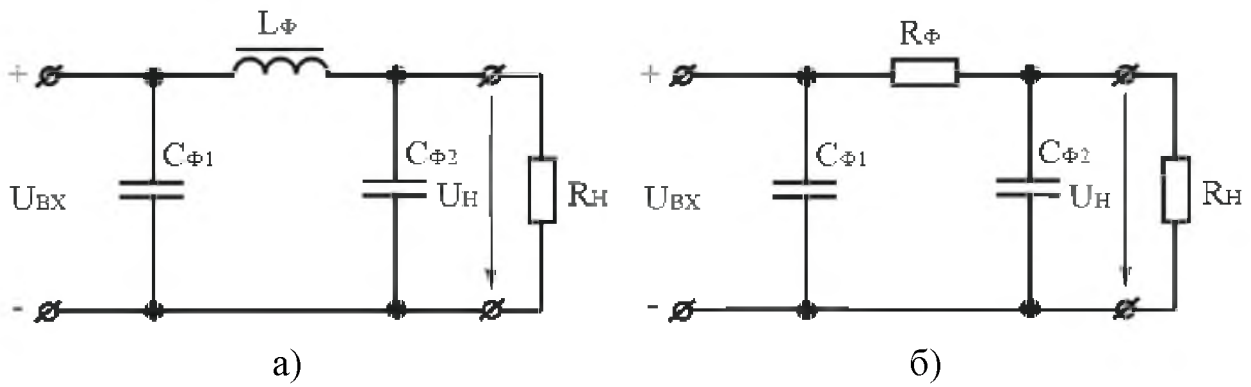
$$\frac{1}{2\pi f C_\phi} \ll R_H \text{ або } 2\pi f L_\phi \gg R_H. \quad (13.19)$$

У малопотужних випрямлячах замість котушки L_ϕ часто вмикають резистор R_ϕ . У такому згладжувальному фільтрі при $1/2\pi f C_\phi \ll R_\phi$ на резисторі R_ϕ створюється значно більше падіння напруги від змінної складової випрямленого струму, ніж від постійної. Опір резистора R_ϕ повинен бути порівняний з опором резистора навантаження R_H . Зазвичай опір резистора R_ϕ вибирають в межах $R_\phi = (0,15 \dots 0,5) R_H$.

13.2.5 П- подібні фільтри

П- подібні фільтри відносяться до багатоланкових фільтрів, оскільки складаються з ємнісного фільтру ($C_{\phi 1}$) і Г- подібного LC- фільтру ($L_\phi, C_{\phi 2}$) (рисунки 13.8, а) або ємнісного фільтру ($C_{\phi 1}$) і Г- подібного фільтру ($R_\phi, C_{\phi 2}$) (рисунки 13.8, б).

Коефіцієнт згладжування багатоланкових фільтрів визначається добутком коефіцієнтів згладжування ланок, з яких вони складаються.



а – LC- фільтр; б – RC- фільтр

Рисунок 13.8 – Згладжувальні П- подібні фільтри

13.2.6 Електронні згладжувальні фільтри на транзисторах

Більш високий коефіцієнт згладжування мають фільтри, що містять активні елементи, у якості яких найчастіше використовуються транзистори. Схема одного з таких фільтрів наведена на рисунку 13.9, а.

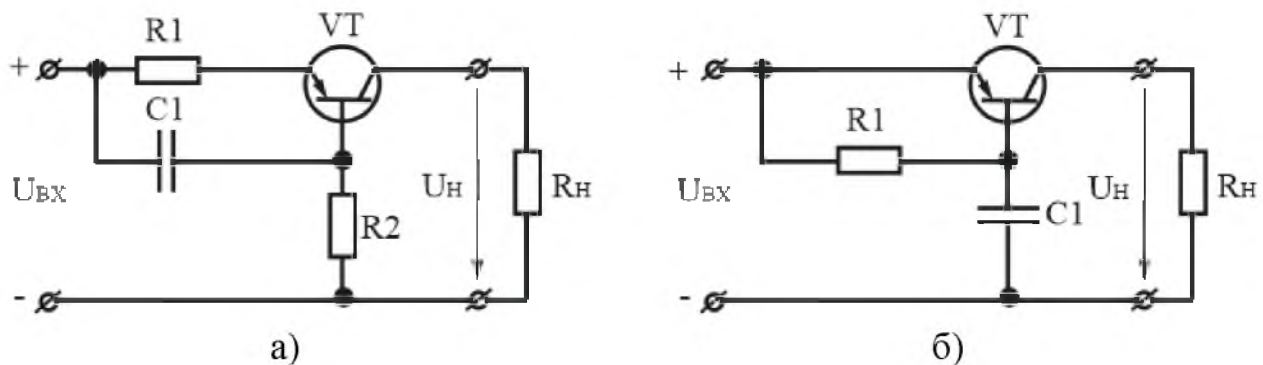


Рисунок 13.9 – Схеми транзисторних згладжувальних фільтрів

За наявності пульсацій у вхідній напрузі на резисторі R1 створюється також пульсуюча напруга. Змінна складова цієї напруги через конденсатор C1 прикладається до емітерного переходу транзистора VT. Фази напруг, що діють на вході між базою і емітером транзистора VT, співпадають, тому при збільшенні напруги $u_{вх}$ транзистор закривається і його опір $r_{ке}$ збільшується. Це приводить до зменшення зміни струму, що протікає через навантаження. При зменшенні $u_{вх}$, навпаки, опір транзистора зменшується, і зміни струму навантаження також виявляються менше. Таким чином, вихідна напруга фільтру змінюється значно менше, ніж напруга на його вході. Коефіцієнт згладжування такого фільтру

$$q = K_{II} \frac{h_{21B} R_H}{R1 + (1 - h_{21B}) R2}, \quad (13.20)$$

де K_{II} – коефіцієнт пульсацій фільтру.

Недоліком розглянутого фільтру є зменшення напруги на навантаженні за рахунок падіння напруги на резисторі R1. Тому часто застосовують транзисторний згладжувальний фільтр, схема якого наведена на рисунку 13.9, б. Згладжування пульсацій в такому фільтрі відбувається внаслідок відмінності опорів транзистора постійному і змінному струму, тому постійна складова напруги $U_{ВХ}$ передається на вихід фільтру із значно меншим (у 50...200 разів) ослабленням, ніж змінна.

13.3 Випрямлячі з множенням напруги

Випрямлячі з ємнісним фільтром дозволяють реалізувати схеми з множенням напруги. Такі випрямлячі використовуються для живлення малопотужних високовольтних пристроїв. Принцип роботи схем множення напруги ґрунтується на використанні кількох конденсаторів, кожен з яких заряджається від однієї і тієї ж обмотки трансформатора, але через різні діоди (кожний конденсатор заряджається через свій діод).

Випрямлячі з множенням напруги дозволяють отримати на виході пристрою напругу, в будь-яке число разів більше напруги на його вході.

Схема послідовного подвоювача напруги наведена на рисунку 13.10. Стабільність роботи цього подвоювача вище, а пульсації нижчі, ніж в схемі паралельного подвоювача напруги.

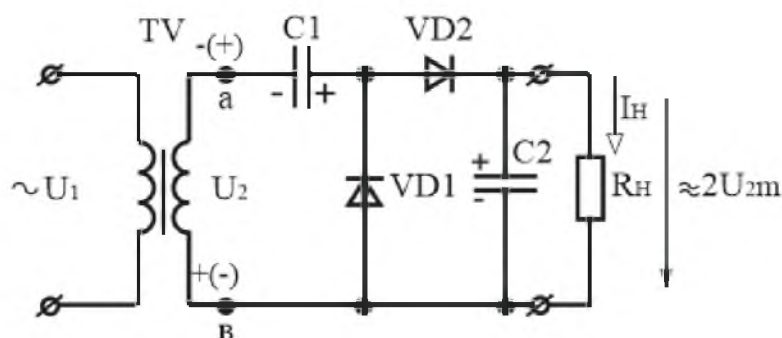


Рисунок 13.10 – Схема послідовного подвоювача напруги

Послідовний подвоювач напруги працює таким чином. У один з півперіодів вхідної напруги, коли потенціал точки *b* вище за потенціал точки *a*, конденсатор C1 заряджається через відкритий діод VD1 до амплітудного значення вхідної напруги U_{2m} . В цей час діод VD2 закритий. У другий півперіод потенціал точки *b* нижче за потенціал точки *a*, конденсатор C2 заряджається через відкритий діод VD2 до подвоєного амплітудного значення вхідної напруги $2U_{2m}$. Напруга на конденсаторі C2 складається з вхідної напруги і напруги на конденсаторі C1.

На рисунку 13.11 наведена схема випрямляча з множенням напруги другого роду, де додані ланки з діодів і конденсаторів.

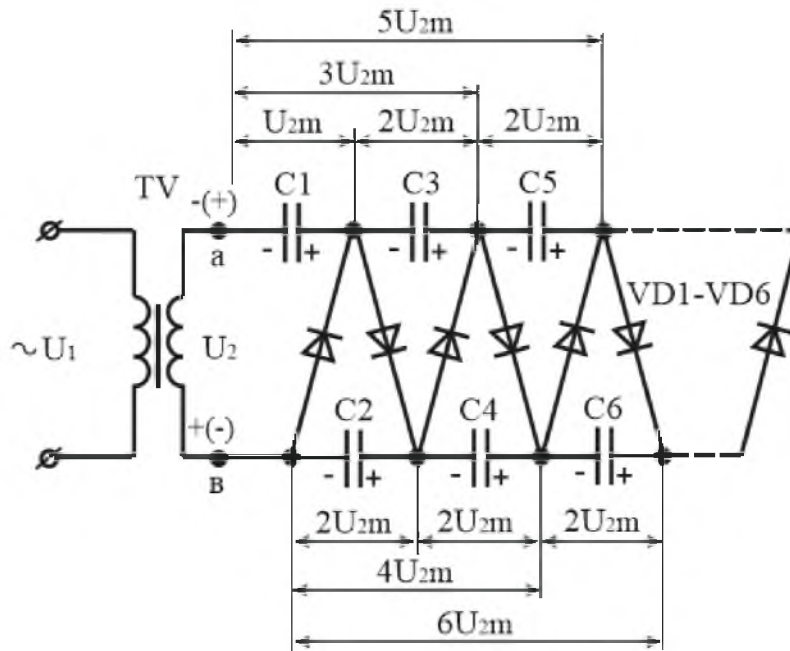


Рисунок 13.11 – Схема випрямляча з множенням напруги другого роду

13.4 Стабілізатори

Стабілізатори – це електронні пристрої, призначені для автоматичного підтримання незмінного (заданого) значення напруги (струму) на виході вторинного джерела живлення із заданим ступенем точності при дії різних дестабілізуючих чинників. Основними дестабілізуючими чинниками є: коливання напруги мережі живлення, зміна опору (струму) навантаження, зміна температури.

13.4.1 Класифікація стабілізаторів

Класифікація стабілізаторів:

- за способом стабілізації: параметричні та компенсаційні;
- за способом регулювання: неперервної дії та імпульсні стабілізатори;
- за родом стабілізованої величини: стабілізатори напруги і стабілізатори струму;
- за видом напруги: стабілізатори постійної напруги, стабілізатори змінної напруги.

Параметричний метод стабілізації базується на зміні параметрів нелінійного елемента стабілізатора в залежності від зміни дестабілізуючого чинника, а стабілізатор називають параметричним.

У компенсаційному методі стабілізації у вимірювальному елементі порівнюється величина, що стабілізується, і виробляється сигнал розузгодження.

Цей сигнал перетворюється, підсилюється і подається на регулюючий елемент. Такий стабілізатор називають компенсаційним.

13.4.2 Параметричні стабілізатори

Схема параметричного стабілізатора напруги наведена на рисунку 13.12. Вона складається з баластного резистора R_B і стабілітрона VD . Стабілізатор підмикається до виходу випрямляча з фільтром. Навантаження R_H увімкнене паралельно стабілітрону. Особливості роботи такого стабілізатора напруги засновані на тому, що напруга стабілітрона на зворотній гілці його вольт-амперної характеристики змінюється незначно в широкому діапазоні зміни зворотного струму стабілітрона. Зміна напруги на вході стабілізатора зумовлює значну зміну струму стабілітрона при незначній зміні напруги на ньому.

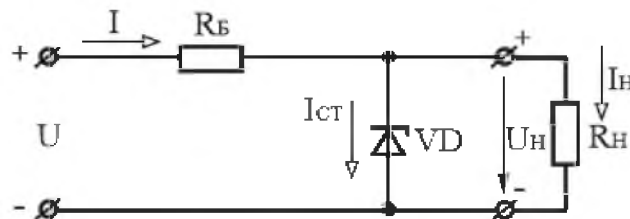


Рисунок 13.12 – Схема параметричного стабілізатора напруги

Стабілізатори характеризуються коефіцієнтом стабілізації напруги, який для параметричних стабілізаторів складає $K_{CT} = 20 \dots 50$.

Рівняння електричної рівноваги для такого стабілізатора має вигляд

$$U = U_H + IR_B, \quad (13.21)$$

де R_B – баластний резистор, необхідний для зменшення впливу дестабілізуючих чинників на напругу на навантаженні.

Опір баластного резистора R_B вибирають таким, щоб при номінальному значенні напруги джерела U , напруга і струм стабілітрона також відповідали номінальним значенням $I_{CT.H}$. Величину $I_{CT.H}$ визначають за паспортними даними стабілітрона за виразом

$$I_{CT.H} = \frac{I_{CT.min} + I_{CT.max}}{2}. \quad (13.22)$$

Тоді з рівняння (13.21), визначаємо опір баластного резистора

$$R_B = \frac{U - U_{CT.H}}{I_{CT.H} + I_H}, \quad (13.23)$$

де $I_H = P_H / U_H$; $U \approx U_d$; $I = I_{CT.H} + I_H$.

Роботу параметричного стабілізатора розглянемо за допомогою вольт-амперної характеристики стабілітрона і прямої навантаження (рисунок 13.13).

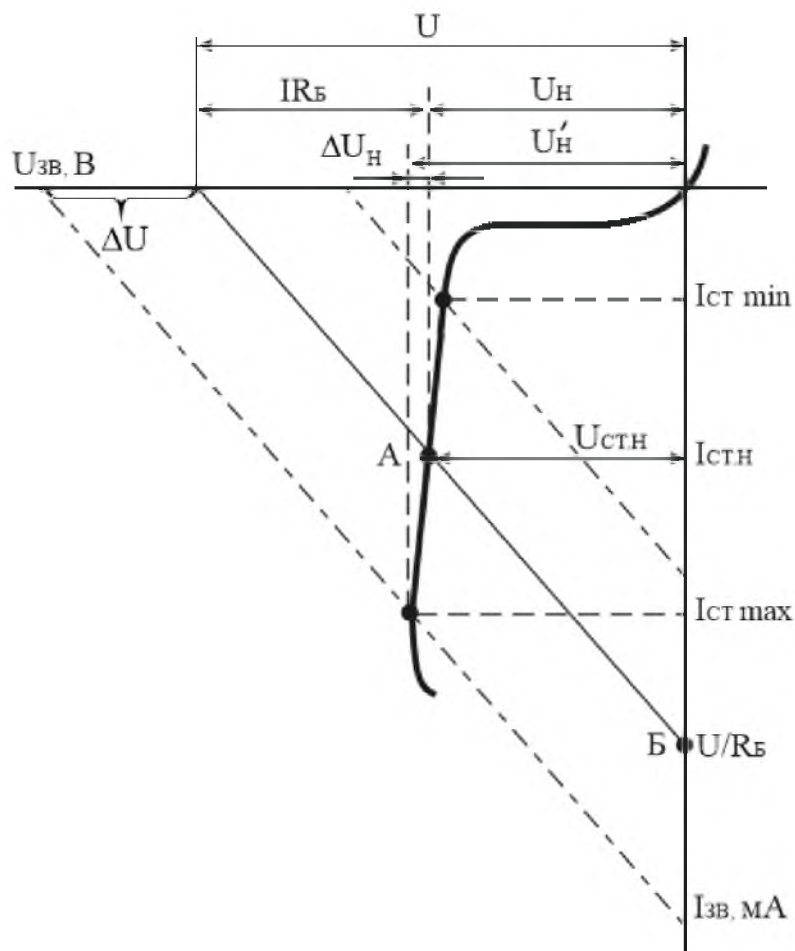


Рисунок 13.13 – Графічна інтерпретація принципу роботи параметричного стабілізатора напруги

Характеристика навантаження будується (при номінальній напрузі джерела) по двох точках, а саме: точка А з координатами $U_{стн}$, і точка Б на осі ординат, яка визначається за виразом $I = U/R_b$. Через ці точки будують пряму навантаження. Якщо напруга U , що подається на вхід стабілізатора, збільшиться на ΔU із-за підвищення, наприклад, напруги мережі, тоді характеристика навантаження баластного резистора R_b переміститься паралельно самій собі і займе положення, що відповідає струму $I_{ст.маx}$ і напрузі $U'_н$. Напруга $U_{ст} = U_n$ залишиться практично незмінною. Напруга на стабілітроні залишиться незмінною також при зниженні вхідної напруги стабілізатора та при змінах струму навантаження.

Переваги параметричних стабілізаторів – простота конструкції і надійність роботи, недолік – низькі коефіцієнт стабілізації та ккд, а також вузький і нерегульований діапазон напруги, що стабілізується.

13.4.3 Компенсаційні стабілізатори

Компенсаційні стабілізатори напруги мають вищий коефіцієнт стабілізації ($K_{CT} \geq 50$) і менший вихідний опір в порівнянні з параметричними. Їх принцип роботи заснований на тому, що зміна напруги на навантаженні (під дією зміни U_{BX} або I_H) передається на регулюючий елемент, що спеціально вводиться в схему і перешкоджає зміні напруги U_H .

Регулюючий елемент (транзистор) може бути увімкнений або паралельно навантаженню, або послідовно з ним. Залежно від цього розрізняють два типи компенсаційних стабілізаторів напруги: паралельні (рисунок 13.14, а) і послідовні (рисунок 13.14, б).

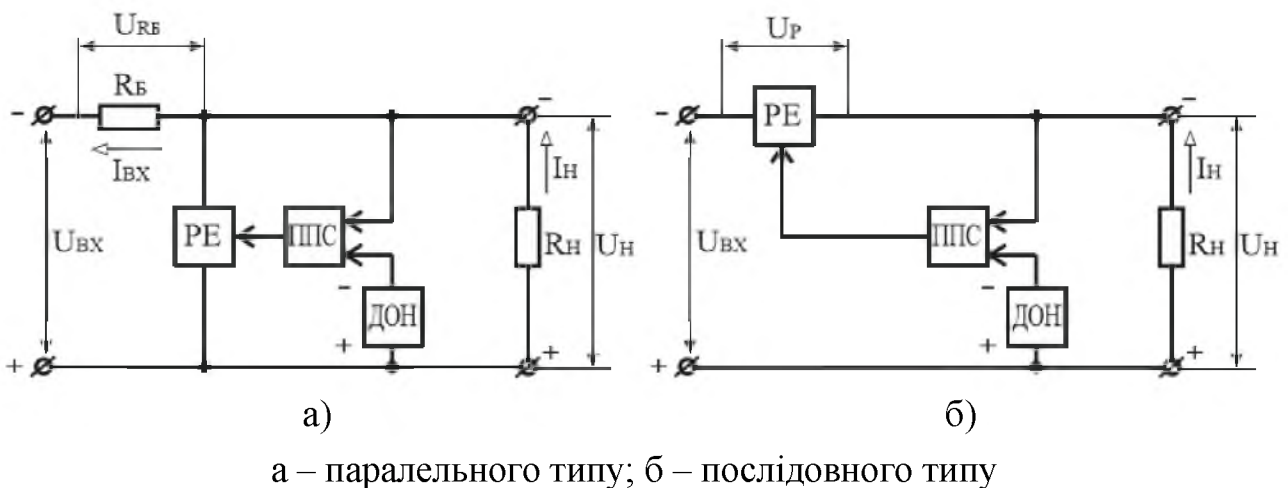


Рисунок 13.14 – Структурні схеми компенсаційних стабілізаторів напруги

Дія на регулюючий елемент (РЕ) в обох типах стабілізаторів здійснюється керуючою схемою в яку входять підсилювач постійного струму (ППС) і джерело опорної напруги (ДОН). За допомогою ДОН проводять порівняння напруги на навантаженні з опорною напругою. Функція ППС зводиться до підсилення різниці порівнюваної напруги і подачі підсиленого сигналу безпосередньо на регулюючий елемент.

У схемі (рисунок 13.14, а) стабілізація напруги на навантаженні досягається, як і в параметричному стабілізаторі, зміною напруги на баластному резисторі R_B шляхом зміни струму регулюючого елемента.

У схемі (рисунок 13.14, б) регулюючий елемент увімкнений послідовно з навантаженням. Стабілізація напруги на навантаженні здійснюється шляхом зміни напруги на регулюючому елементі. Струм регулюючого елемента тут рівний струму навантаження.

Відповідно до розглянутого, принцип дії компенсаційних стабілізаторів напруги заснований на зміні опору регулюючого елемента.

Енергетичні показники (зокрема ккд) послідовних стабілізаторів напруги вищі, ніж паралельних. Це є головною причиною того, що послідовні стабілізатори знайшли найбільше застосування на практиці. З переваг паралельних ста-

білізаторів слід зазначити їх некритичність до перевантажень за струмом, зокрема коротким замиканням вихідного кола. Послідовні стабілізатори вимагають пристроїв захисту регулюючого елементу при перевантаженнях за струмом.

Принципова схема компенсаційного стабілізатора напруги послідовного типу наведена на рисунку 13.15.

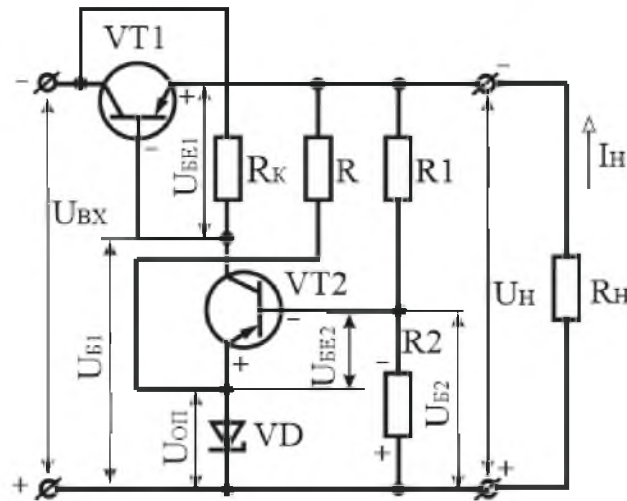


Рисунок 13.15 – Схема компенсаційного стабілізатора напруги послідовного типу

Транзистор VT1 служить регулюючим елементом, а ППС виконаний на транзисторі VT2. Джерелом опорної напруги є стабілітрон VD, який увімкнений в коло емітера транзистора VT2. Резистори R1, R2 є елементами вхідного дільника напруги. Напруга між базою і емітером транзистора VT2

$$U_{BE2} = \frac{R2}{R1 + R2} U_H - U_{оп}. \quad (13.24)$$

Резистор R використовують для виведення стабілітрона VD на робочу ділянку характеристики, якщо струм I_{E2} транзистора VT2 малий.

Припустимо, що під дією зменшення вхідної напруги U_{BX} напруга U_H стала менше номінальної. Зниження напруги U_H викликає зменшення напруги на базі U_{B2} та напруги U_{BE2} транзистора VT2, а отже і його струмів I_{B2} та I_{K2} . Зменшення струму I_{K2} приводить до меншого падіння напруги на резисторі R_K та збільшенню напруг U_{B1} та U_{BE1} транзистора VT1. Внаслідок збільшення напруги U_{BE1} напруга U_{KE1} транзистора VT1 зменшується та підвищується тим самим майже до попередньої величини напруга U_H . Подібно до розглянутого, здійснюється компенсація зміни напруги U_H при збільшенні U_{BX} , а також при змінах струму навантаження.

Іншими словами, опорна напруга (задається за допомогою стабілітрона VD) порівнюється з напругою на резисторі R2, яка пропорційна вихідній напрузі стабілізатора, оскільки цей резистор є плечем дільника напруги R1, R2. Різ-

ниця цієї напруги підсилюється транзистором VT2 і виділяється на резисторі R_K . Напруга на цьому резисторі є вхідною напругою регулюючого елементу VT1 і, тому, обумовлює зміну напруги колектор-емітер U_{KE1} транзистора VT1, завдяки чому забезпечується стабілізація вихідної напруги.

На рисунку 13.16 наведено схему компенсаційного стабілізатора напруги на операційному підсилювачі з параметричним стабілізатором на вході.

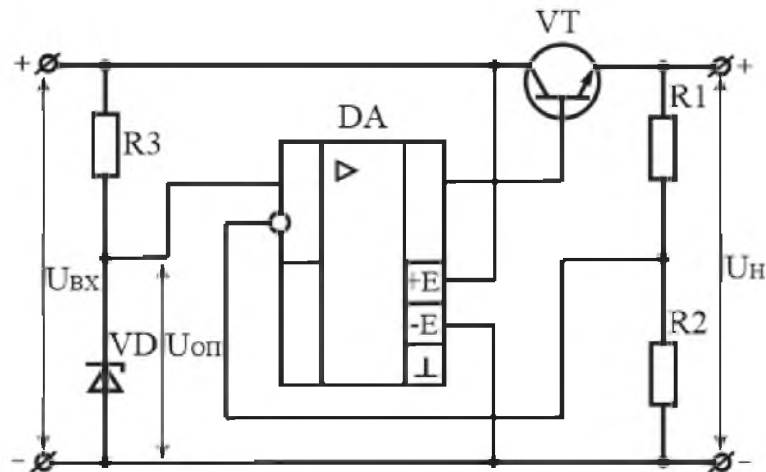


Рисунок 13.16 – Схема компенсаційного стабілізатора напруги на операційному підсилювачі з параметричним стабілізатором на вході

Операційний підсилювач увімкнений за схемою неінвертуючого підсилювача, на вхід якого подається опорна напруга $U_{оп}$ від стабілітрона VD. Для збільшення вихідного струму стабілізатора використовується повторювач напруги на транзисторі VT. Вихідна напруга визначається за формулою

$$U_H = U_{оп} \cdot (R1/R2 + 1). \quad (13.25)$$

Для збільшення стабільності опорної напруги можна ввімкнути параметричний стабілізатор напруги ($R3$, VD) на вихід компенсаційного стабілізатора напруги (рисунок 13.17).

Струм через стабілітрон VD можна розрахувати за формулою

$$I_{CT} = U_{оп} \cdot R1/(R2 \cdot R3), \quad (13.26)$$

і він не залежить від зміни вхідної напруги. Для даної схеми операційний підсилювач має два зворотні зв'язки: додатний і від'ємний. Наявність додатного зворотного зв'язку приводить до того, що на виході операційного підсилювача при вмиканні живлення може встановитись як позитивний, так і негативний потенціал напруги. Для того щоб встановилась напруга потрібного знака, необхідна деяка початкова несиметрія. Ця несиметрія створюється за рахунок вихідного транзисторного повторювача напруги.

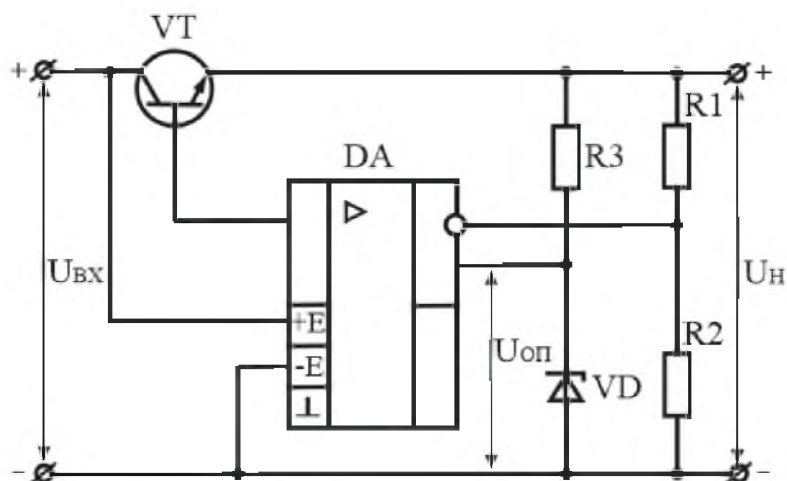


Рисунок 13.17 – Схема компенсаційного стабілізатора напруги на операційному підсилювачі з параметричним стабілізатором на виході

Важливо забезпечити захист стабілізаторів напруги від перевантажень. Захист необхідний як від перевантажень за струмом, так і за напругою. Захист від перевантажень за напругою можна забезпечити увімкненням стабілітрона в коло колектор-емітер транзистора. Використовують при цьому стабілітрони середньої потужності і, в разі необхідності, шунтують їх резистором. Можна також використовувати малопотужні стабілітрони, вмикаючи їх у коло бази транзистора регульованого елемента.

13.4.4 Інтегральні стабілізатори напруги

Значна потреба у стабілізаторах постійної напруги, які б були прості у використанні, зумовила розробку і впровадження у виробництво інтегральних мікросхем стабілізаторів напруги з безперервним регулюванням (серія К142ЕН). У цю серію увійшли стабілізатори наступних типів: з регулюванням вихідної напруги (К142ЕН1-К142ЕН4); з фіксованою вихідною напругою (К142ЕН5; К142ЕН8; К142ЕН9; КРЕН5; КРЕН8; КРЕН9); з двополярними вхідними і вихідними напругами (К142ЕН6), що використовується для живлення операційних підсилювачів.

Інтегральні стабілізатори серії К142 розраховані на струми 0,15...3 А і напругу 3...30 В при потужності до 30 Вт (з зовнішнім радіатором, який дозволяє розсіяти потужність до 10 Вт). Вихідний опір перебуває в межах $R_{\text{вих}} = 0,1...0,2$ Ом. Основні параметри інтегральних стабілізаторів напруги: $U_{\text{н}}$ – номінальна вихідна напруга; $I_{\text{н max}}$ – максимальний струм навантаження; $K_{\text{н u}}$ – коефіцієнт нестабільності за напругою; $K_{\text{н i}}$ – коефіцієнт нестабільності за струмом; $(U_{\text{вх}} - U_{\text{н}})_{\text{min}}$ – допустима мінімальна різниця між вхідною і вихідною напругою.

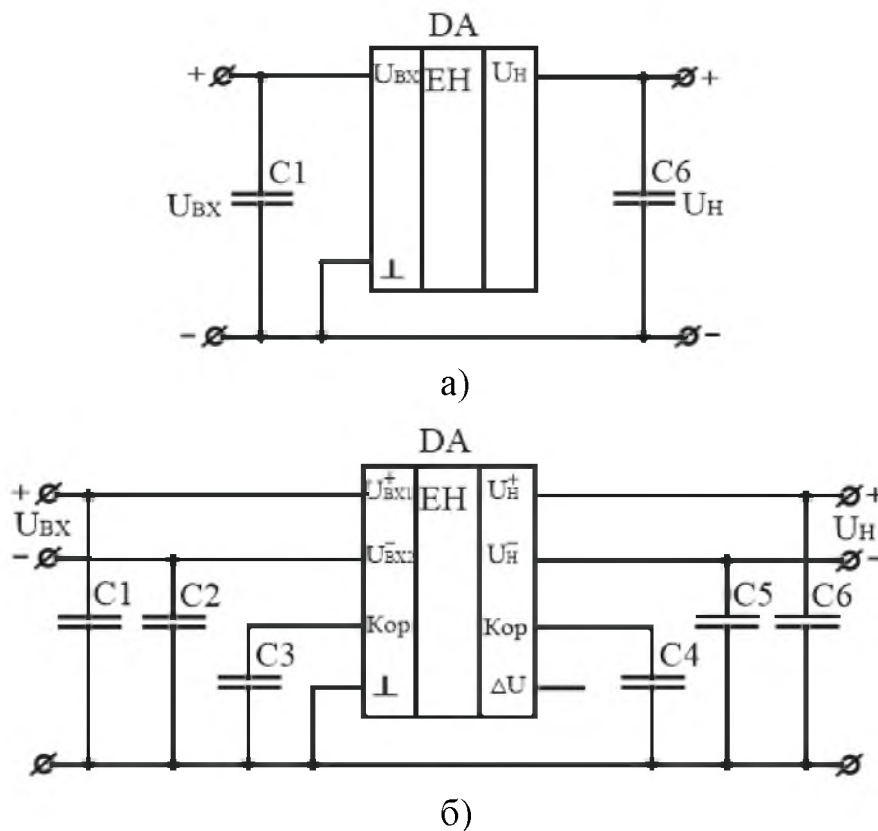
Крім основного призначення – стабілізації напруги, інтегральні стабілізатори напруги можуть виконувати функцію згладжувального фільтра, захисту

від електричних і теплових перевантажень, стабілізації струму, порогових пристроїв тощо.

Інтегральні стабілізатори напруги з фіксованою вихідною напругою можуть використовуватись без зовнішніх елементів. Вони мають вмонтований захист від перевантаження за струмом і тепловий захист від максимально допустимої температури кристала (175 °С), що значно підвищує їх надійність.

Типова схема вмикання інтегрального стабілізатора напруги з фіксованою вихідною напругою наведена на рисунку 13.18, а. Вихідний конденсатор С6 вибирають електролітичного типу ємністю близько 10 мкФ. Вхідний конденсатор С1 ($\approx 0,1$ мкФ) усуває генерації при стрибкоподібній зміні вхідної напруги.

Двополярні інтегральні стабілізатори напруги типу К142ЕН6 (рисунок 13.18, б) в основному використовуються для живлення операційних підсилювачів. Вхідні конденсатори С1 і С2 вибирають ємністю близько 0,1 мкФ, вихідні конденсатори С5 і С6 вибирають електролітичного типу, ємністю близько 10 мкФ. Також до входів корекції підмикають конденсатори корекції С3 і С4 ($\approx 0,1$ мкФ), які забезпечують стійку роботу мікросхеми.



а – К142ЕН5 (КРЕН5), К142ЕН8 (КРЕН8), К142ЕН9 (КРЕН9);
б – К142ЕН6

Рисунок 13.18 – Схеми вмикання інтегральних стабілізаторів напруги

13.4.5 Імпульсні стабілізатори напруги

При роботі регулюючого транзистора компенсаційного стабілізатора в безперервному режимі на ньому виділяється значна потужність, що приводить до необхідності застосовувати громіздкі радіатори. ККД таких стабілізаторів виходить низьким.

Потужність, яка виділяється на регулюючому транзисторі, зменшується, якщо він працює в ключовому режимі. Стабілізатори такого типу одержали назву імпульсних. Регулюючі транзистори в імпульсних стабілізаторах працюють як перемикаючі елементи.

Найбільш поширеними є імпульсні стабілізатори із широтно-імпульсною модуляцією. Структурна схема такого стабілізатора наведена на рисунку 13.19.

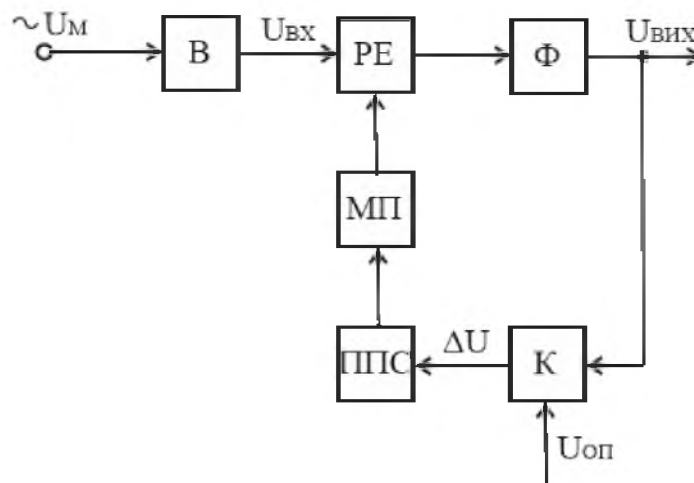


Рисунок 13.19 – Структурна схема імпульсного стабілізатора напруги

Принцип роботи схеми полягає в наступному. Випрямлена напруга через фільтр або безпосередньо з випрямляча подається на регулюючий елемент PE, а потім через фільтр Ф на вихід стабілізатора. Вихідна напруга стабілізатора $U_{ВИХ}$ порівнюється компаратором К з опорною напругою $U_{оп}$, а потім сигнал різниці ΔU подається на вхід підсилювача постійного струму ППС. Підсилений сигнал надходить до модулюючого пристрою МП, який перетворює сигнал постійного струму в імпульси визначеної тривалості. Тривалість імпульсів змінюється пропорційно сигналу різниці між опорною і вимірюваною напругою. З модулюючого пристрою імпульси надходять до регулюючого елементу PE, який періодично переключається. Середнє значення напруги на виході PE залежить від співвідношення між часом t_i , коли він знаходиться у відкритому стані, і тривалістю періоду T : $U_{ВИХ} = \gamma U_{ВХ}$, де $\gamma = t_i/T$ – коефіцієнт заповнення імпульсів.

При зміні напруги на виході стабілізатора змінюється сигнал постійного струму, а отже, і співвідношення між тривалістю паузи та імпульсу. У результаті середнє значення вихідної напруги повертається до первісного значення.

13.4.6 Стабілізатори струму

На відміну від стабілізаторів напруги стабілізатори струму призначені для автоматичного підтримання величини струму на виході незалежно від величини вхідної напруги або опору навантаження.

Схема стабілізатора струму на біполярному транзисторі наведена на рисунку 13.20.

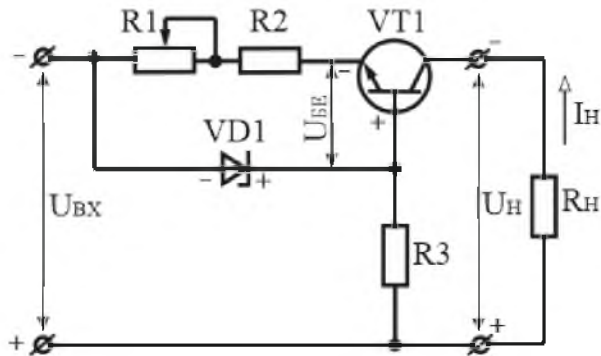


Рисунок 13.20 – Схема стабілізатора струму на біполярному транзисторі

Розглянемо роботу стабілізатора струму для двох випадків: 1) $R_N = \text{const}$, $U_{ВХ} = \text{var}$; 2) $R_N = \text{var}$, $U_{ВХ} = \text{const}$.

Припустимо, що опір навантаження R_N залишається незмінним, а збільшується вхідна напруга $U_{ВХ}$. Якби ніяких змін не відбувалося з транзистором, то струм через R_N також збільшився б. Внаслідок чого збільшиться струм, що протікає через резистори R_1 , R_2 , а, відповідно, і напруга на цих резисторах. Напруга на стабілітроні VD_1 дорівнює сумі напруг на резисторах R_1 , R_2 і на переході база-емітер транзистора VT_1 (перехід база-емітер транзистора ввімкнений в прямому напрямі). Напруга на стабілітроні VD_1 при зміні вхідної напруги залишається практично незмінною. Таким чином, напруга U_{BE} на переході база-емітер транзистора VT_1 зменшиться і збільшиться опір між виводами емітер-колектор транзистора. Струм, що протікає через колектор-емітер транзистора VT_1 і резистор навантаження R_N буде зменшуватись, змінюючись до свого початкового значення. Таким чином, буде забезпечуватись стабілізація струму.

Нехай тепер вхідна напруга $U_{ВХ}$ залишиться незмінною, а збільшиться опір навантаження R_N . Якби в цьому випадку з транзистором не відбулось ніяких змін, то струм навантаження I_N зменшився б. При зменшенні струму навантаження I_N зменшиться струм через резистори R_1 , R_2 і падіння напруги на них також зменшиться. В результаті збільшиться напруга між базою та емітером транзистора U_{BE} , що приведе до зростання його колекторного струму I_K , а також струму навантаження I_N . Таким чином, струм навантаження I_N буде змінюватись до свого початкового значення. Для збільшення стабільності струму в якості транзистора VT_1 використовують складений транзистор.

13.4.7 Основні параметри стабілізаторів

- номінальна напруга джерела живлення U_{BX} ;
- номінальна вихідна напруга, яка дорівнює напрузі на навантаженні $U_{ВИХ} = U_H$;
- номінальний вихідний струм I_H ;
- коефіцієнт стабілізації напруги, який характеризує стабільність вихідної напруги $K_{CT} = \frac{\Delta U_{BX} / U_{BX}}{\Delta U_{ВИХ} / U_{ВИХ}}$;
- коефіцієнт стабілізації струму, який характеризує стабільність вихідного струму $K_{CT} = \frac{\Delta U_{BX} / U_{BX}}{\Delta I_{ВИХ} / I_{ВИХ}}$;
- вихідний опір $R_{ВИХ} = \Delta U_H / \Delta I_H$;
- коефіцієнт корисної дії $\eta = \frac{P_H}{P_{BX}} = \frac{U_H I_H}{U_{BX} I_{BX}}$.

13.5 Трифазні випрямлячі

Для живлення навантажень середньої і великої потужності використовують трифазні випрямні схеми, які мають порівняно з однофазними багато переваг:

- краще використовуються випрямні діоди за струмом;
- суттєво нижчий коефіцієнт пульсацій;
- ефективне використання габаритної потужності трансформатора;
- більш ефективне використання згладжуючих фільтрів.

До мережі трифазні випрямлячі підключаються через трифазні трансформатори, обмотки яких з'єднуються «зіркою» або «трикутником». Найрозповсюдженішими є такі два типи схем трифазних випрямлячів:

- 1) однопівперіодна з нульовим виводом (схема Міткевича);
- 2) двопівперіодна мостова (схема Ларіонова).

13.5.1 Трифазний однопівперіодний випрямляч з нульовим виводом

Однопівперіодна схема з нульовим виводом (схема Міткевича) наведена на рисунку 13.21.

Ця схема складається із трифазного трансформатора TV, випрямних діодів VD1-VD3 та резистора навантаження R_H , який увімкнений між спільним виводом вторинних обмоток трансформатора (нульовим виводом) та спільною точкою з'єднання випрямних діодів. Фактично ця схема являє собою три однофазних однопівперіодних випрямляча, ввімкнених паралельно. Тому первинні обмотки трансформатора можуть з'єднуватися як «зіркою», так і «трикутником» (забезпечуючи, наприклад, підключення до мережі з фазною напругою 220 В або 127 В), 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 на даний момент прикладена найбільш позитивна фазна напруга.

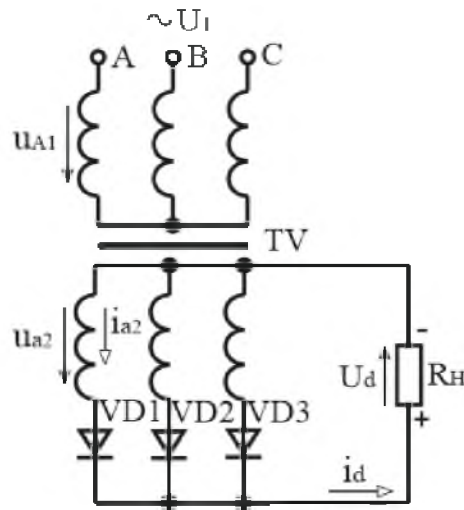


Рисунок 13.21 – Схема трифазного однопівперіодного випрямляча з нульовим виводом трансформатора

Роботу схеми трифазного однопівперіодного випрямляча з нульовим виводом трансформатора ілюструють часові діаграми, які наведені на рисунку 13.22.

Як слідує із діаграм, наприклад, на інтервалі t_1-t_2 найбільш позитивна напруга є на вторинній обмотці трансформатора фази А, тому у провідному стані знаходиться діод VD1. Але на інтервалі t_2-t_3 він закритий лінійною напругою u_{ab} або u_{ac} : анод має потенціал фази u_{a2} , а катод – потенціал фази u_{b2} або u_{c2} .

Виведемо основні розрахункові співвідношення для схеми Міткевича, для чого розглянемо діаграму напруги на навантаженні u_d на інтервалі $(-\pi/3)-0-(\pi/3)$.

Середнє значення напруги на навантаженні

$$U_d = \frac{3\sqrt{2}}{2\pi} U_2 \sqrt{3} = 1,17 U_{2\phi} . \quad (13.27)$$

Тоді

$$U_{2\phi} = 0,85 U_d \quad (13.28)$$

Максимальна напруга на діоді

$$U_{3B \max} = \sqrt{2} \sqrt{3} U_{2\phi} = 2,09 U_d . \quad (13.29)$$

Середнє значення струму через діод

$$I_a = \frac{I_d}{3}. \quad (13.30)$$

Коефіцієнт пульсації випрямленої напруги (при $m = 3$)

$$k_{\Pi} = \frac{2}{m^2 - 1} = 0,25. \quad (13.31)$$

Частота пульсації випрямленої напруги в три рази перевищує частоту мережі.

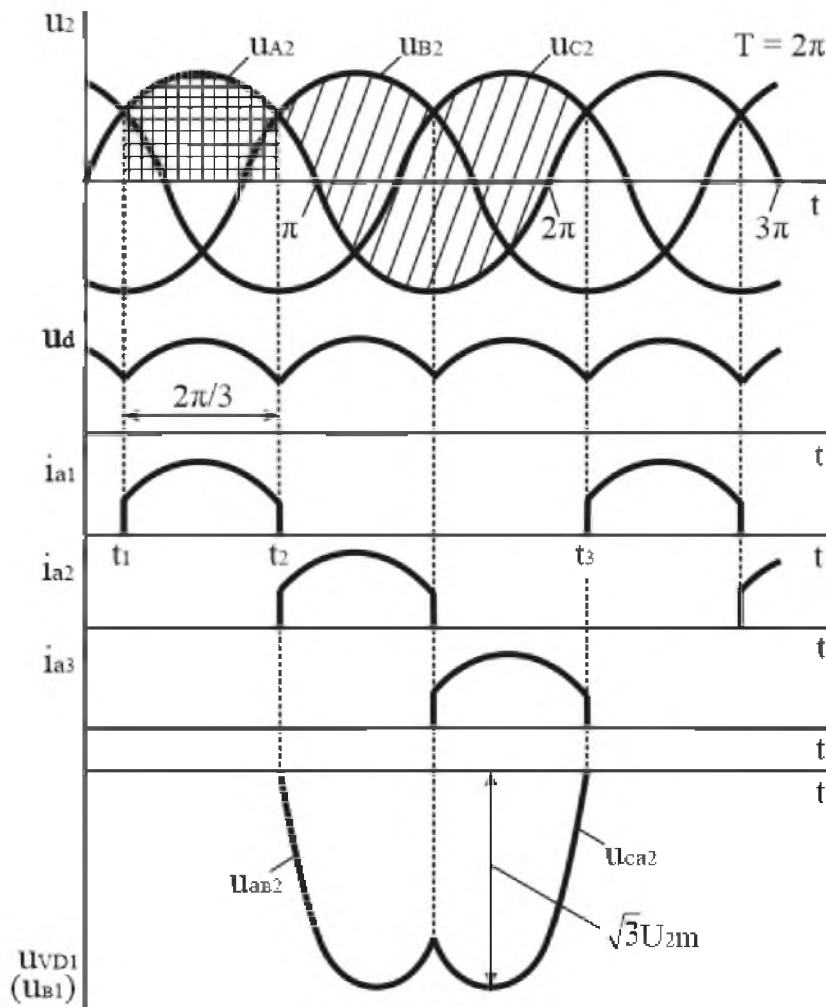


Рисунок 13.22 – Часові діаграми роботи трифазного однопівперіодного випрямляча з нульовим виводом

Недоліком даної схеми є наявність постійного підмагнічування магнітопроводу трансформатора, зумовленого тим, що, як і у будь-якій однотактній схемі, вторинною обмоткою трансформатора струм за період проходить лише один раз і в одному напрямку, тобто цей струм має постійну складову. Це ви-

магає використання трансформатора із підвищеним перерізом магнітопроводу (підвищеної встановленої потужності)

$$S_T = 1,35P_d. \quad (13.32)$$

13.5.2 Трифазний двопівперіодний мостовий випрямляч

Трифазна мостова схема (схема Ларіонова) наведена на рисунку 13.23. У цій схемі і первинна, і вторинна обмотки трансформатора можуть з'єднуватися як «зіркою», так і «трикутником». Можливість з'єднання вторинної обмотки двома способами забезпечує можливість отримання двох різних вихідних напруг випрямляча, значення яких відрізняються у $\sqrt{3}$ раз.

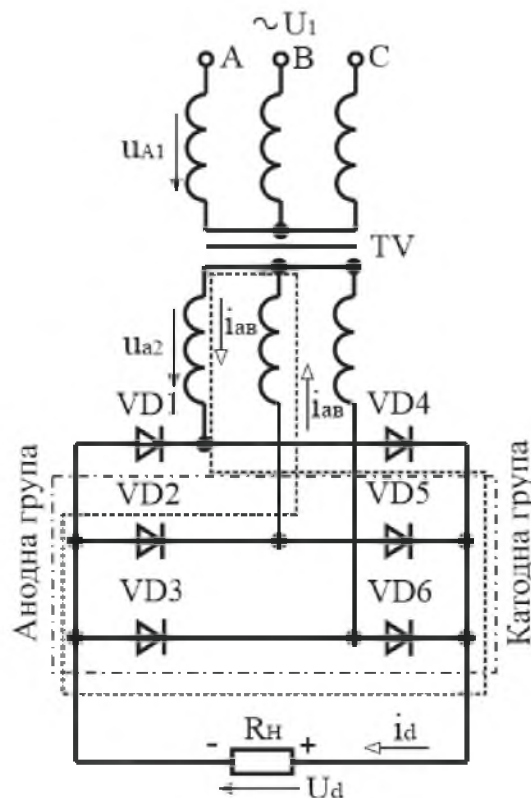


Рисунок 13.23 – Схема трифазного мостового випрямляча

Надалі будемо розглядати схему при з'єднуванні вторинних обмоток у «зірку».

Шість випрямних діодів увімкнені у трифазну мостову схему і утворюють дві групи: анодну – VD1, VD2, VD3 та катодну – VD4, VD5, VD6.

Навантаження підмикається між спільними точками анодної і катодної груп діодів. Можна виділити три однофазних мости, що підключені до лінійних (у даному разі) вторинних напруг і паралельно до навантаження. Один з таких мостів на схемі обведено штрихпунктирною лінією.

У провідному стані завжди знаходяться два діоди: один з анодної групи і один з катодної. Причому струм у схемі протікає від фази з найбільш позитив-

ною на даний момент напругою до фази з найбільш негативною напругою, як, наприклад, струм i_{ab} у момент часу, що відповідає t_1 , показаний на часових діаграмах, які ілюструють роботу схеми і наведені на рисунку 13.24. На діаграмі $U_d = f(t)$ також вказані проміжки часу, на яких у провідному стані знаходяться відповідні діоди.

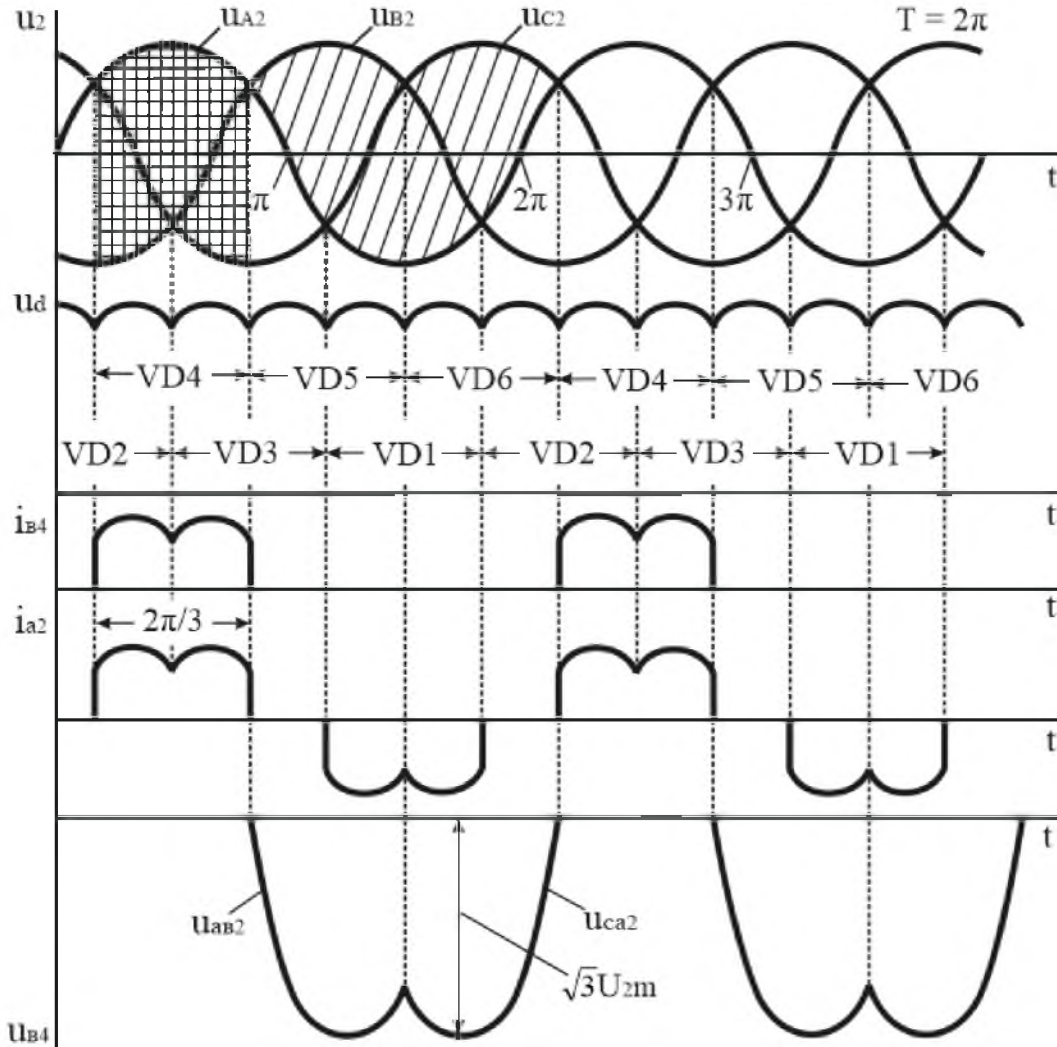


Рисунок 13.24 – Часові діаграми роботи трифазного мостового випрямляча

Час протікання струму через кожен з діодів відповідає $2\pi/3$. Основні розрахункові співвідношення випрямленої напруги:

$$U_d = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U_2 \sqrt{3} = 2,34 U_{2\phi}, \quad (13.33)$$

$$U_{2\phi} = 0,425 U_d. \quad (13.34)$$

Максимальна напруга на діоді

$$U_{3B \max} = \sqrt{2}\sqrt{3}U_{2\phi} = 1,045U_d . \quad (13.35)$$

Середнє значення струму через діод

$$I_a = \frac{I_d}{3} . \quad (13.36)$$

Коефіцієнт пульсації випрямленої напруги (при $m = 6$)

$$k_{II} = \frac{2}{m^2 - 1} = 0,057 . \quad (13.37)$$

Частота пульсації випрямленої напруги перевищує частоту мережі у шість разів.

Встановлена потужність трансформатора

$$S_T = 1,05P_d . \quad (13.38)$$

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_{a2} на рисунку 13.24).

Схема Ларіонова у порівнянні зі схемою Міткевича має такі переваги:

1) при рівних фазних напругах середнє значення випрямленої напруги у два рази вище (потрібно задавати меншу кількість витків вторинних обмоток трансформатора);

2) більш низький коефіцієнт пульсацій (менш ніж шість відсотків), що часто дозволяє використовувати схему Ларіонова без згладжувального фільтра;

3) краще використання трансформатора за потужністю за рахунок відсутності підмагнічування осердя.

Щоправда, кількість діодів у схемі Ларіонова в два рази більша, але на даний час це несуттєво (за винятком випрямлення малих за значенням напруг), оскільки вартість діодів невелика порівняно з вартістю трансформатора, який в схемі Міткевича повинен бути приблизно на тридцять відсотків потужнішим.

13.6 Керовані випрямлячі

13.6.1 Методи регулювання величини напруги постійного струму

Можливість зміни величини постійної напруги на навантаженні за необхідним законом у заданих межах може бути реалізована за допомогою керованих випрямлячів, які 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:

- змінювати величину змінної напруги, що подається на вентиляну схему, перемиканням під навантаженням відводів вторинної обмотки трансформатора, змінюючи тим самим коефіцієнт трансформації останнього;
- застосовувати регулятори змінного струму з рухомих струмознімачем (автотрансформатори) або з рухомою магнітною системою (індукційні регулятори).

З боку постійного струму можливе регулювання безперервними та імпульсними методами.

При безперервних методах застосовують:

- реостати і дільники напруги;
- компенсаційні регулятори.

Через великі втрати енергії в елементах регулятора (надлишок напруги тут гаситься на увімкнених послідовно з навантаженням елементах регулятора, що принципово обумовлює низьке значення к.к.д.), такі методи застосовують в мало-потужних регуляторах.

У наш час найуживанішими є імпульсні методи регулювання, що зумовлено отриманням на основі стрімкого розвитку напівпровідникових технологій силових електронних напівпровідникових приладів, які 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 ккд перетворюючих пристроїв.

Середнє значення постійної напруги на навантаженні U_d регулюється за цими методами за рахунок зміни співвідношення між тривалістю станів замкненого і розімкненого ключа, коли постійна напруга (наприклад, з виходу фільтра некерованого випрямляча) підключається 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.

1. Метод широтно-імпульсного регулювання (ШІР) полягає у тому, що при сталому періоді надходження імпульсів змінюють їх тривалість-ширину. У результаті маємо

$$U_d = E \frac{t_i}{T} = E\gamma, \quad (13.39)$$

де E – е.р.с. джерела постійного струму;

t_i – тривалість імпульсу;

T – період надходження імпульсів;

γ – коефіцієнт заповнення, $\gamma = \frac{t_i}{T} = (0 \dots 1)$.

Змінюючи γ , можна змінювати U_d від нуля (при $\gamma = 0$) до E (при $\gamma = 1$).

2. При частотно-імпульсному регулюванні (ЧІР) змінюють частоту (період) надходження імпульсів при їх фіксованій тривалості.

Середнє значення напруги при цьому становить

$$U_d = E \frac{t_i}{T} = E t_i f, \quad (13.40)$$

де f – частота імпульсів.

Мінімальне значення U_d , що наближається до нуля, отримують при частоті $f \rightarrow 0$, а максимальне, що наближається до величини E , при $f \rightarrow t_i^{-1}$.

3. При комбінованому регулюванні змінюють період і тривалість імпульсів. Останній метод найпростіший в реалізації, але при регулюванні постійної напруги отримання її постійного значення у часі на навантаженні, що забезпечується за допомогою фільтрів, вимагає використання елементів фільтра з масогабаритними параметрами, далекими від мінімально можливих. Це ж стосується і методу ЧІР.

Мінімальні параметри елементів фільтра забезпечує метод ШПР, оскільки регулятор працює на фіксованій частоті.

Крім того, 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 ШПР забезпечує також кращі умови узгодження регулятора з мережею живлення (полегшене подолання радіоперешкод, що передаються з регулятора в мережу). Виходячи з наведеного, метод ШПР застосовують найчастіше.

Схема простого імпульсного регулятора наведена на рисунку 13.25. 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 в конденсаторі та дроселі. Для забезпечення подачі енергії, накопиченої в дроселі, у навантаження (струм I_{d2}), в схему введено діод VD , який називають зворотним.

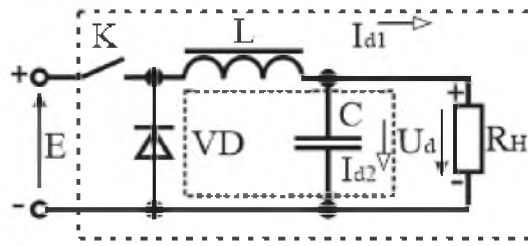


Рисунок 13.25– Імпульсний регулятор постійної напруги

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, тиристори. Принцип дії регулятора полягає у тому, що за допомогою спеціальної схеми керування забезпечується регульована затримка на вмикання тиристорів відносно переходу через нуль змінної синусоїдальної напруги (кут керування α). Тобто фаза послідовності імпульсів керування змінюється щодо фази синусоїдальної напруги.

Зазначимо, що цей метод регулювання можна розглядати як різновид методу ШПР, коли імпульси напруги мають не прямокутну, а синусоїдальну форму з обмеженням.

Перевагою імпульсних методів регулювання є те, що, перш за все, надлишок енергії тут не береться від джерела живлення (і не гаситься на баластному елементі, як, наприклад, у компенсаційному стабілізаторі).

В імпульсних регуляторах більш ефективно використовуються силові елементи. Вони мають (особливо при методі ШПР при високих частотах 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 вентильної схеми, що вимагає збільшення габаритів і маси фільтра, особливо при великому діапазоні регулювання. Також викривляється форма струму, що споживається з мережі, а це вимагає застосування 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 $\cos \varphi$).

Таким чином, в останній час намагаються якнайширше застосовувати регулятори, побудовані за методом ШПР, використовуючи при цьому сучасні високочастотні потужні напівпровідникові прилади.

Хоча такі регулятори вимагають введення в схему додаткових силових вузлів, що веде до зниження перш за все ккд, проте масо-габаритні показники, показники якості вихідної напруги і умови узгодження з мережею живлення у них значно кращі.

13.6.2 Однофазний двопівперіодний керований випрямляч з нульовим виводом трансформатора

Роботу фазо-імпульсного регулятора постійної напруги розглянемо на прикладі однофазного двопівперіодного керованого випрямляча з нульовим виводом, схема якого наведена на рисунку 13.26 (на схемі позначено: СК – схема керування, яка забезпечує подачу на тиристри керуючих імпульсів з регульованою затримкою).

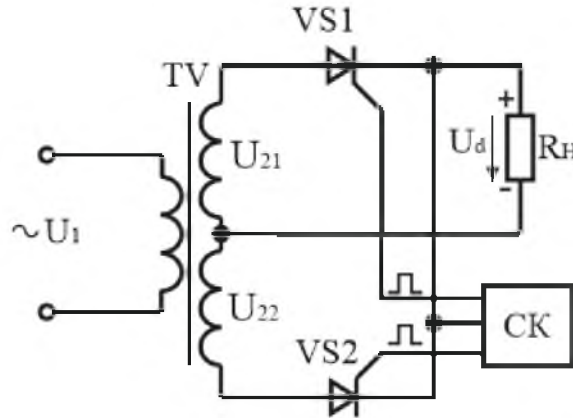


Рисунок 13.26 – Однофазний двопівперіодний керований випрямляч з нульовим виводом трансформатора

На рисунку 13.27 наведені часові діаграми, що ілюструють роботу керованого випрямляча.

Розглянемо принцип роботи керованого випрямляча. Тиристор VS1 на відрізку часу, що відповідає куту керування α , 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 VS2 знаходиться у відкритому стані, даний закритий тиристор VS1 виявляється підключеним до обох півобмоток трансформатора.

Подібні керовані випрямлячі будують також і на основі трифазних вентильних схем. Закони зміни пульсуючої напруги на виході, а також специфіка роботи вентилів при цьому складніші.

Величина випрямленої напруги при куті керування, що змінюється в межах $0 < \alpha < \pi$, становить

$$U_{da} = \frac{U_2 \sqrt{2}}{\pi} (1 + \cos \alpha). \quad (13.41)$$

Якщо $\alpha = 0$ (некерований режим), то

$$U_{d\alpha} = U_{d0} = \frac{2\sqrt{2}U_2}{\pi}, \text{ звідки } U_2 = \frac{U_{d0}\pi}{2\sqrt{2}}. \quad (13.42)$$

Підстановка цього виразу до формули (13.41) дасть

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \frac{1 + \cos\alpha}{2}. \quad (13.43)$$

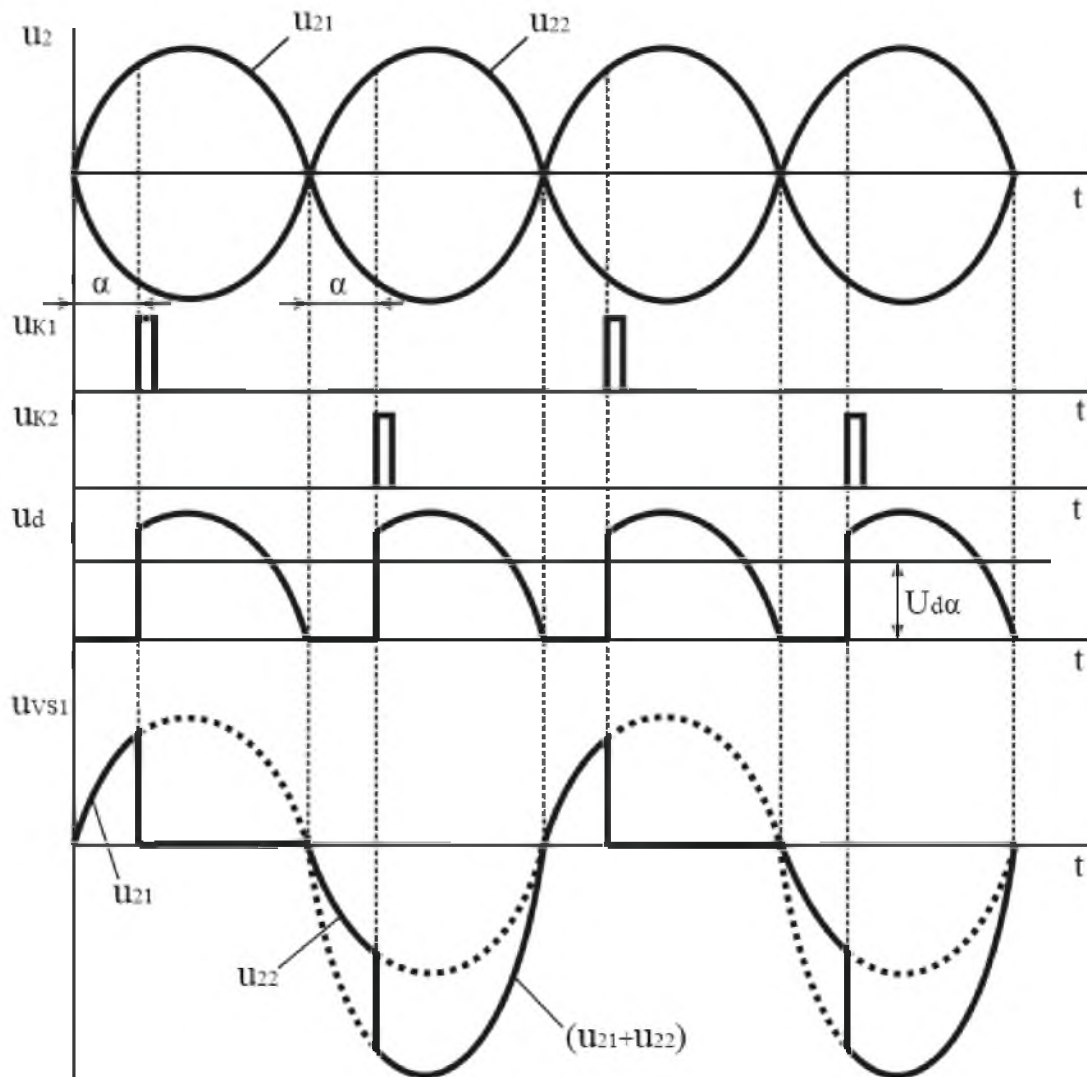


Рисунок 13.27 – Часові діаграми роботи однофазного двопівперіодного керованого випрямляча з нульовим виводом трансформатора

Залежність середньої випрямленої напруги на навантаженні U_d від кута α називається регулювальною характеристикою, яка має вигляд косинусоїди, зміщеної на величину $U_{d0}/2$. Регулювальна характеристика керованого випрямляча наведена на рисунку 13.28.

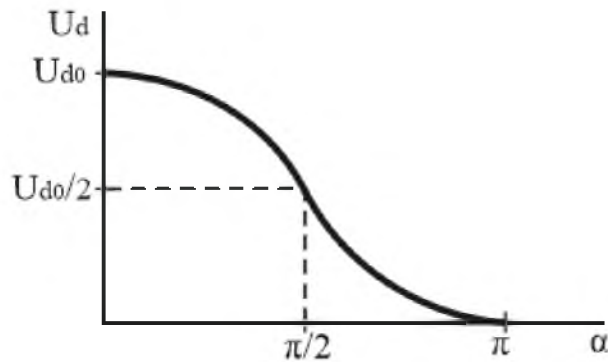


Рисунок 13.28 – Регульовальна характеристика керуваного випрямляча

Керовані випрямлячі широко використовуються для створення регульованих джерел напруги при регулюванні нагрівачів, освітлювальних приладів, швидкості обертання електродвигунів і т.п.

13.7 Системи імпульсно-фазового керування (СІФК)

13.7.1 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 наступним 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/ел. градус;
- 3) забезпечувати регулювання величини 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 величину струму утримання;
- 6) мати високу завадостійкість.

Залежно від кількості каналів, для яких формуються імпульси керування, СІФК поділяються на одно- та багатоканальні.

За способом керування 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).

Асинхронні СІФК можуть використовуватися лише у замкнених системах автоматичного регулювання (САР). Тому більше розповсюдження знайшли синхронні СІФК, які використовуються як у замкнених, так і у розімкнених САР.

13.7.2 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 рисунку 13.29.

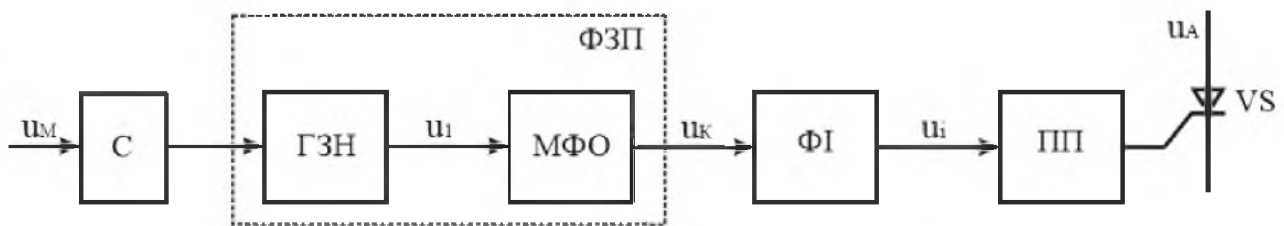


Рисунок 13.29 – Структурна схема каналу багатоканальної СІФК з горизонтальним керуванням

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 нуль); ПП – підсилювач потужності (підсилює потужність керуючого імпульсу u_i до рівня, необхідного для надійного вмикання тиристора).

На рисунку 13.30 наведені часові діаграми роботи СІФК з горизонтальним керуванням.

Схема мостового фазообертача та діаграма напруг на ньому зображена на рисунку 13.30. Вона складається із трансформатора TV з двома півобмотками, змінного резистора R та конденсатора С.

При зміні опору резистора R від 0 до ∞ 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 величини опору R).

Це обмежує використання горизонтального способу керування.

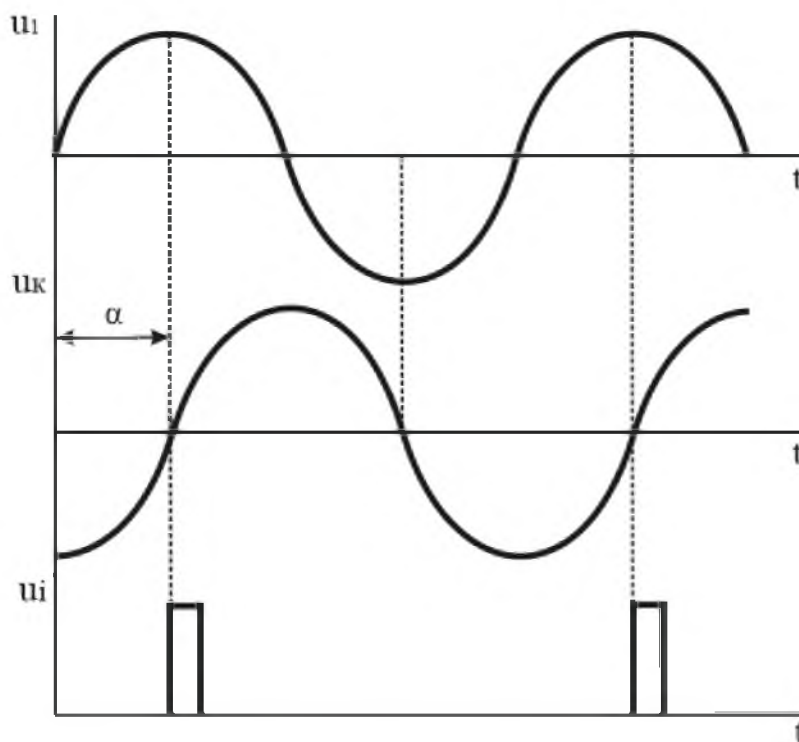
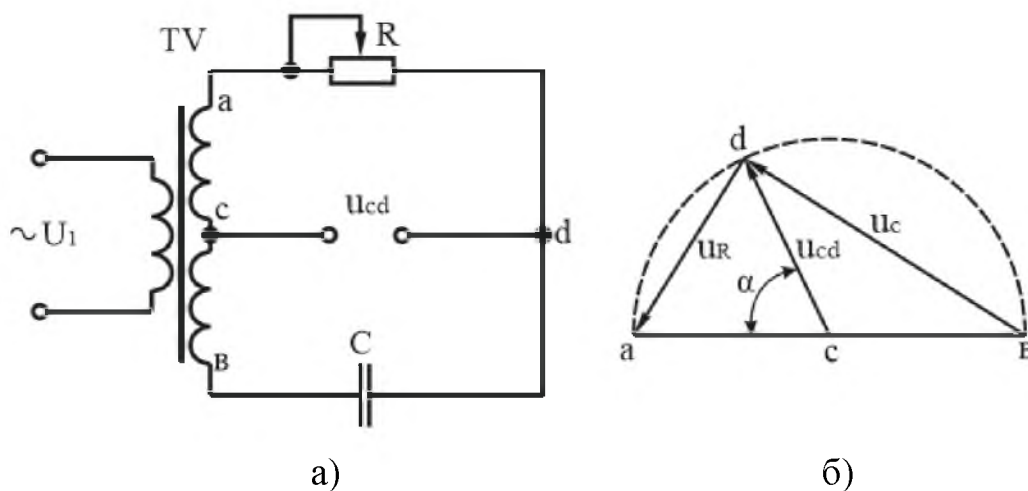


Рисунок 13.30 – Часові діаграми роботи СІФК з горизонтальним керуванням

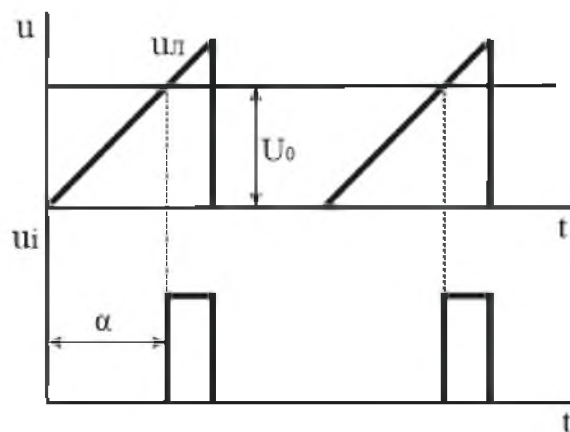


а – схема; б – діаграма напруг; u_{cd} – керуюча напруга (u_k)

Рисунок 13.31 – Мостовий фазообертач

13.7.3 СІФК з вертикальним керуванням

Більш широко застосовуються СІФК, що реалізують вертикальний спосіб керування, при якому керуючий імпульс генерується в момент зрівняння лінійно змінюваної напруги та постійної опорної напруги керування. Цей процес ілюструють часові діаграми, наведені на рисунку 13.32. Кут керування α змінюється зі зміною U_0 ніби по вертикалі.



u_L – лінійно змінювана напруга; U_0 – опорна напруга

Рисунок 13.32 – Часові діаграми методу вертикального керування

СІФК з вертикальним керуванням можуть бути одноканальними та багатоканальними. Останні набули широке розповсюдження.

На рисунку 13.33 наведена структурна схема двоканальної СІФК з вертикальним керуванням однофазного двопівперіодного керованого випрямляча з нульовим виводом трансформатора.

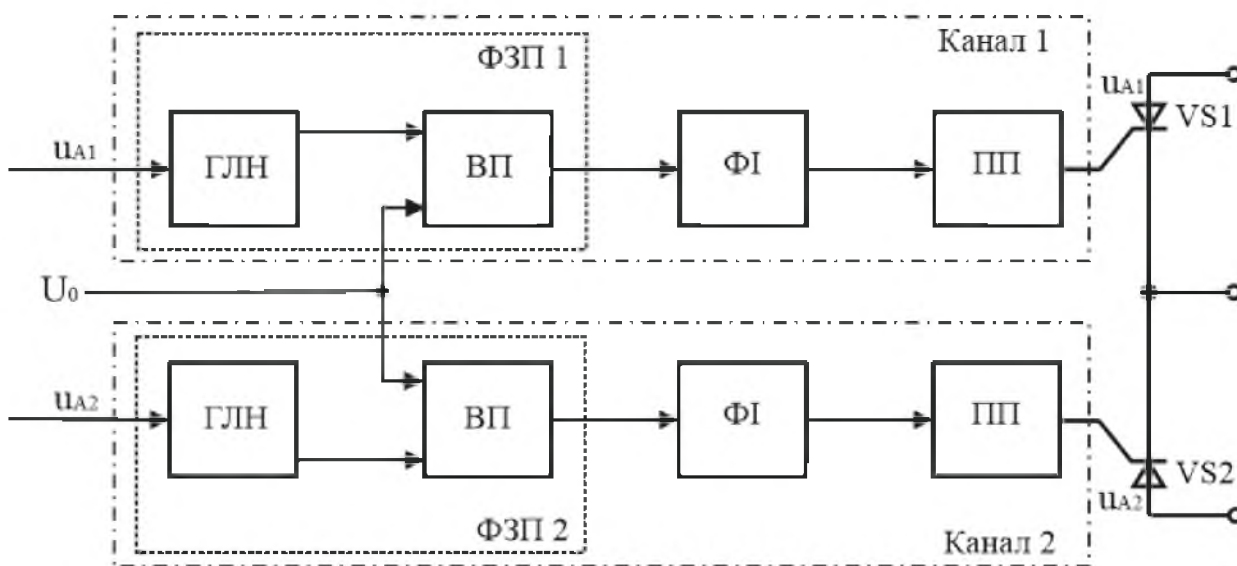


Рисунок 13.33 – Структурна схема двоканальної СІФК з вертикальним керуванням однофазного двопівперіодного випрямляча з нульовим виводом

На схемі позначено: ГЛН – генератор лінійно змінюваної напруги; ВП – вузол порівняння напруг; ФЗП – фазозсувний пристрій; ФІ – формувач імпульсів; ПП – підсилювач потужності.

Часові діаграми роботи каналу СІФК з вертикальним керуванням наведені на рисунку 13.34.

Пристрій, де порівнюються u_L та U_0 , називається вузлом порівняння (ВП). Він генерує сигнал у момент зміни знаку різниці напруг ($u_L - U_0$).

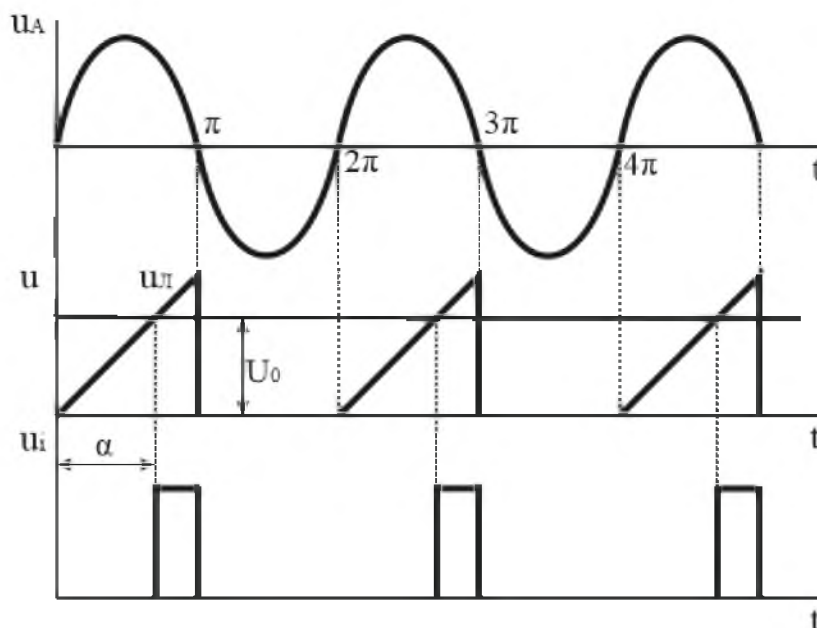


Рисунок 13.34 – Часові діаграми роботи каналу СІФК з вертикальним керуванням

Під час дії на тиристор позитивної півхвилі анодної напруги u_A ГЛН генерує лінійно змінювану напругу u_l , яка надходить на один з входів вузла порівняння ВП. На другий вхід ВП подається постійна опорна напруга U_0 .

У момент зрівняння цих напруг, коли $u_l = U_0$, на виході ВП формується сигнал, фаза якого регулюється зміною величини напруги U_0 .

Вузли ГЛН та ВП виконують роль фазозсувного пристрою ФЗП.

Вузли ФІ 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.

13.7.4 СІФК з цифровим керуванням

У цифрових системах керування тиристорами поточне значення кута керування α 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 .

За своєю суттю така СІФК є цифровим аналогом розглянутої у розділі 13.7.3 СІФК з вертикальним керуванням аналогової дії. Структурна схема СІФК з цифровим керуванням наведена на рисунку 13.35.

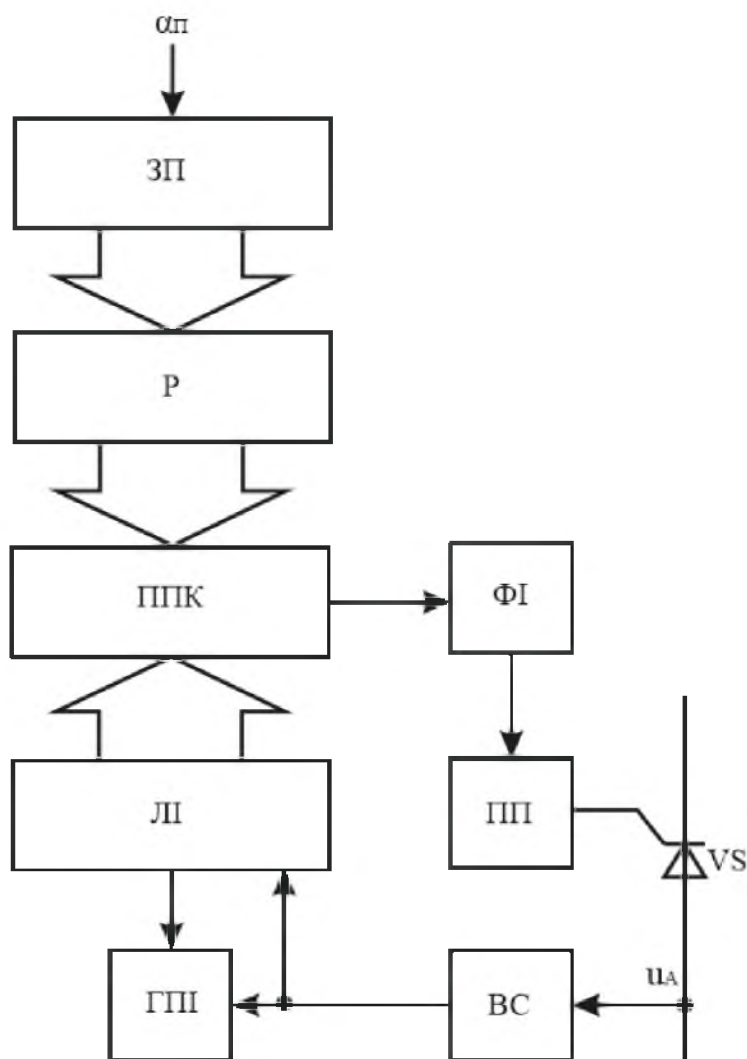


Рисунок 13.35 – Структурна схема СІФК з цифровим керуванням

На схемі позначено: ЗП – задаючий пристрій, за допомогою якого значення α задається у вигляді цифрового коду; Р – регістр, в якому зберігається код поточного значення α , 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.

На початку кожного циклу роботи в регістр Р заноситься, наприклад, від керуючої ЕОМ код α (який 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, який починає рахувати імпульси. Лінійно зростаючий код (аналог напруги $u_{ЛІ}$) з виходу ЛІ подається на цифровий пристрій порівняння кодів ППК, куди також подається і код з виходу регістра Р. Після досягнення кодом лічильника значення коду, що зберігається в регістрі Р, ППК виробляє сигнал, який використовується для запуску

формувача імпульсів ФІ. Вихідний імпульс ФІ після підсилення в ГПП подається на керуючий електрод тиристора VS.

Після закінчення позитивної півхвилі u_A ВС вимикає генератор ГПП і встановлює лічильник імпульсів ЛІ в 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 величиною дискретності). Це досягається за рахунок вибору необхідного числа розрядів Р і ЛІ, а також частоти ГПП.

Не дивлячись на більші апаратні витрати (більшу кількість корпусів ІМС середнього ступеня інтеграції), цифрові СІФК порівняно з аналоговими забезпечують:

- більшу точність роботи;
- високу завадостійкість;
- абсолютну ідентичність каналів багатоканальних СІФК;
- ідеальне узгодження з цифровими керуючими пристроями.

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ ДО РОЗДІЛУ 13

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. Назвіть основні параметри, які характеризують роботу випрямлячів?
5. Наведіть схему і поясніть принцип дії однофазного двонапівперіодного випрямляча з нульовим виводом.
6. Наведіть схему і поясніть принцип дії однофазного мостового випрямляча.
7. Наведіть основні розрахункові співвідношення для однофазних випрямлячів.
8. Наведіть схему і поясніть роботу подвоювача напруги.
9. Поясніть, у яких випадках застосовують трифазні випрямлячі.
10. Наведіть схему Міткевича і поясніть принцип її роботи.
11. Наведіть схему Ларіонова і поясніть принцип її роботи.
12. Порівняйте схему Міткевича зі схемою Ларіонова. В яких випадках яка з них більш придатна і чому?
13. Поясніть, що таке згладжуючий фільтр? Для чого використовуються згладжуючі фільтри і на чому ґрунтується їх дія?
14. Назвіть різновиди згладжуючих фільтрів.
15. Поясніть, в яких випадках застосовують переважно ємнісні або індуктивні фільтри.
16. Поясніть, що таке багатоланковий фільтр?

17. Поясніть, що таке стабілізатор напруги (струму). Для чого призначені і в яких випадках застосовуються стабілізатори?
18. Назвіть дестабілізуючі чинники, що впливають на величину випрямленої напруги.
19. Наведіть признаки по яких класифікують стабілізатори.
20. Наведіть схему, поясніть принцип дії і порядок розрахунку параметричного стабілізатора.
21. Назвіть види компенсаційних стабілізаторів напруги. Поясніть специфіку їх роботи.
22. Наведіть схему компенсаційного стабілізатора, поясніть призначення елементів і принцип дії.
23. Наведіть схему і поясніть принцип дії стабілізатора струму.
24. Вкажіть методи регулювання напруги постійного струму, поясніть їх особливості.
25. Поясніть специфіку побудови і роботи імпульсних регуляторів напруги постійного струму, а також їх переваги перед регуляторами безперервної дії.
26. Наведіть схему імпульсного регулятора напруги постійного струму, поясніть принцип її дії.
27. Поясніть, на чому ґрунтується принцип дії тиристорних керованих випрямлячів?
28. Поясніть роботу керованого однофазного двонапівперіодного тиристорного випрямляча з нульовим виводом.
29. Наведіть регулювальну характеристику тиристорного керованого випрямляча і поясніть характер її залежності при лінійних змінах кута керування.
30. Поясніть, що таке система імпульсно-фазного керування (СІФК)? Для чого застосовують такі системи? Назвіть види СІФК.
31. Наведіть структурну схему і поясніть принцип роботи СІФК з горизонтальним керуванням.
32. Поясніть, у чому полягає принцип дії СІФК з вертикальним керуванням. Наведіть структурну схему такої СІФК і поясніть призначення її вузлів.
33. На основі яких типових електронних пристроїв може бути побудована СІФК з вертикальним керуванням?
34. Поясніть специфіку побудови і принцип дії СІФК з цифровим керуванням.
35. Вкажіть переваги цифрової СІФК перед СІФК аналогової дії.

РОЗДІЛ 14

ІНВЕРТОРИ І КОНВЕРТОРИ

14.1 Автономні інвертори

14.1.1 Призначення і класифікація

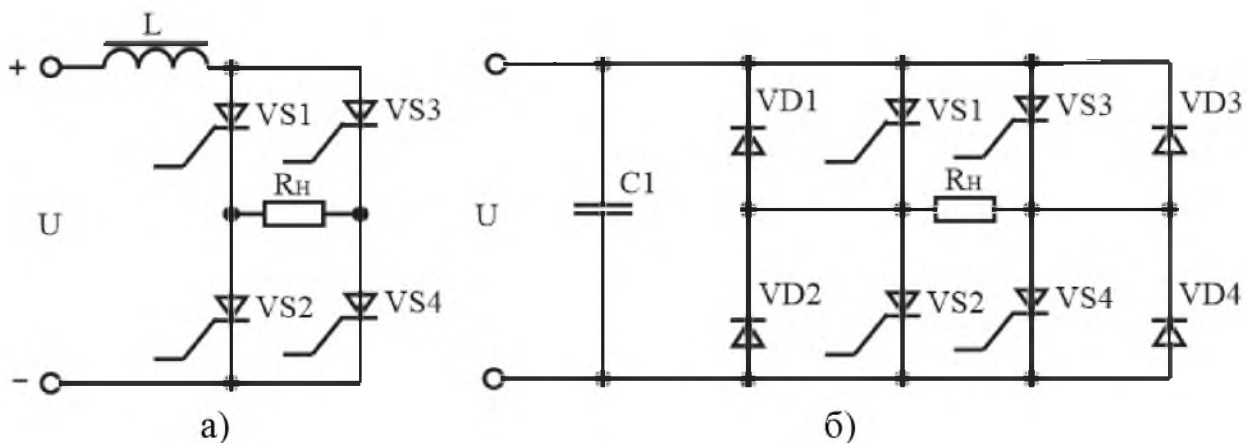
Автономні інвертори – це пристрої, що працюють на автономне навантаження і призначені для перетворення напруги постійного струму в напругу змінного струму заданої або регульованої частоти.

Застосовують автономні інвертори:

- у системах електропостачання споживачів змінного струму, коли єдиним джерелом живлення є джерело напруги постійного струму (наприклад, акумуляторна або сонячна батареї);
- у системах гарантованого електропостачання при зникненні напруги мережі живлення (наприклад, для особистих потреб електростанцій – для живлення пристроїв контролю, вимірювання, захисту, ЕОМ);
- для живлення технологічного устаткування, частота напруги якого відрізняється від промислової частоти 50 Гц;
- для частотного регулювання швидкості асинхронних двигунів;
- для живлення споживачів змінного струму від ліній електропостачання постійного струму;
- 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 рисунку 14.1 зображені приклади їх схем.



а – інвертор струму; б – інвертор напруги

Рисунок 14.1 – Автономні інвертори

В інверторах струму силове коло схеми підмикається до джерела постійної напруги через дросель L з великим індуктивним опором (як відомо, джерело струму повинно мати великий опір).

В інверторах напруги паралельно джерелу живлення вмикається конденсатор C 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 почергово вмикає пари тиристорів VS_1, VS_4 або VS_2, VS_3 , завдяки чому на навантаженні R_H виникає змінна напруга (за допомогою ключової схеми навантаження підключається 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 (VD_1 - VD_4 на рисунку 14.1, 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.

Вентильна схема в наведених інверторах є мостовою, як і у випрямлячі (що є перетворювачем напруги змінного струму в напругу постійного струму). Звідси можна зробити висновок, що керовані вентильні схеми є зворотними. Вони можуть передавати енергію як в одному, так і в іншому напрямку, залежно від місця вмикання джерела і навантаження і від алгоритму керування.

14.2 Інвертори, ведені мережею

Інвертори, ведені мережею – це перетворювальні пристрої, які забезпечують передачу енергії від джерела постійної напруги у мережу змінної напруги, напруга та частота якої обумовлюються стороннім потужним джерелом напруги.

Ці пристрої виконуються на основі керованих випрямлячів.

На рисунку 14.2 наведена схема однофазного інвертора, на якій зображено керований випрямляч, до вихідного кола якого підключено 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, веденого мережею, якщо кут керування задавати у межах

$$\pi/2 < \alpha < \pi.$$

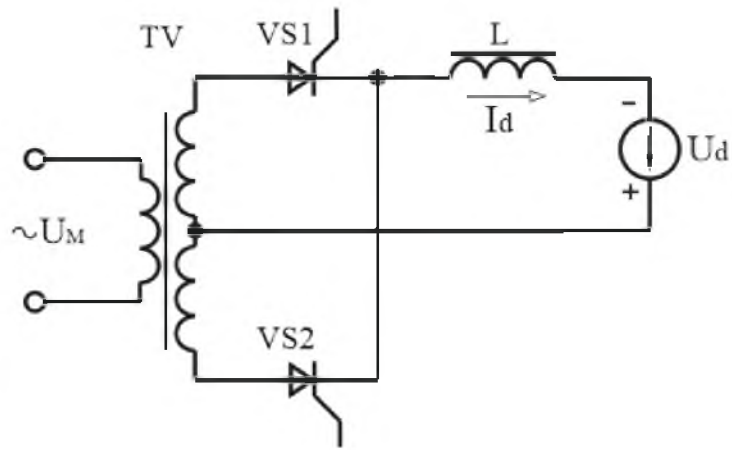


Рисунок 14.2 – Однофазний інвертор, ведений мережею

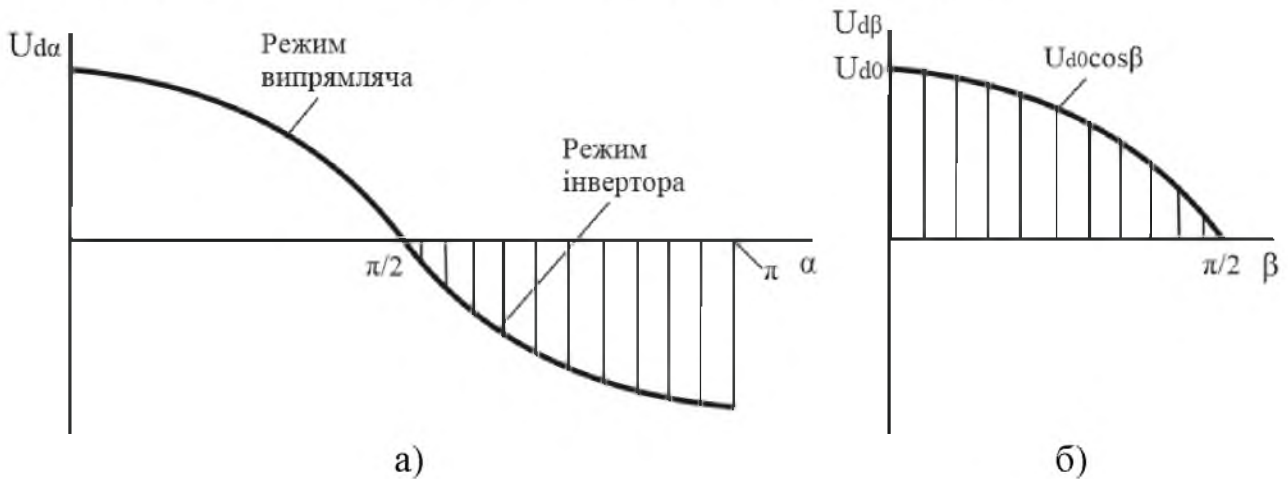
На рисунку 14.3 зображені залежності напруги U_d від кута керування α та кута випередження: $\beta = \pi - \alpha$.

Характеристика $U_{d\beta} = f(\beta)$ свідчить, що при різних β напруга $U_{d\beta}$ повинна бути меншою або дорівнювати за величиною U_{d0}

$$U_{d\beta} \leq U_{d0}. \quad (14.1)$$

Інвертори, ведені мережею, використовуються у таких випадках:

- для плавного регулювання швидкості обертання двигунів (режим випрямляча);
- для регульованого гальмування двигунів (режим інвертора).



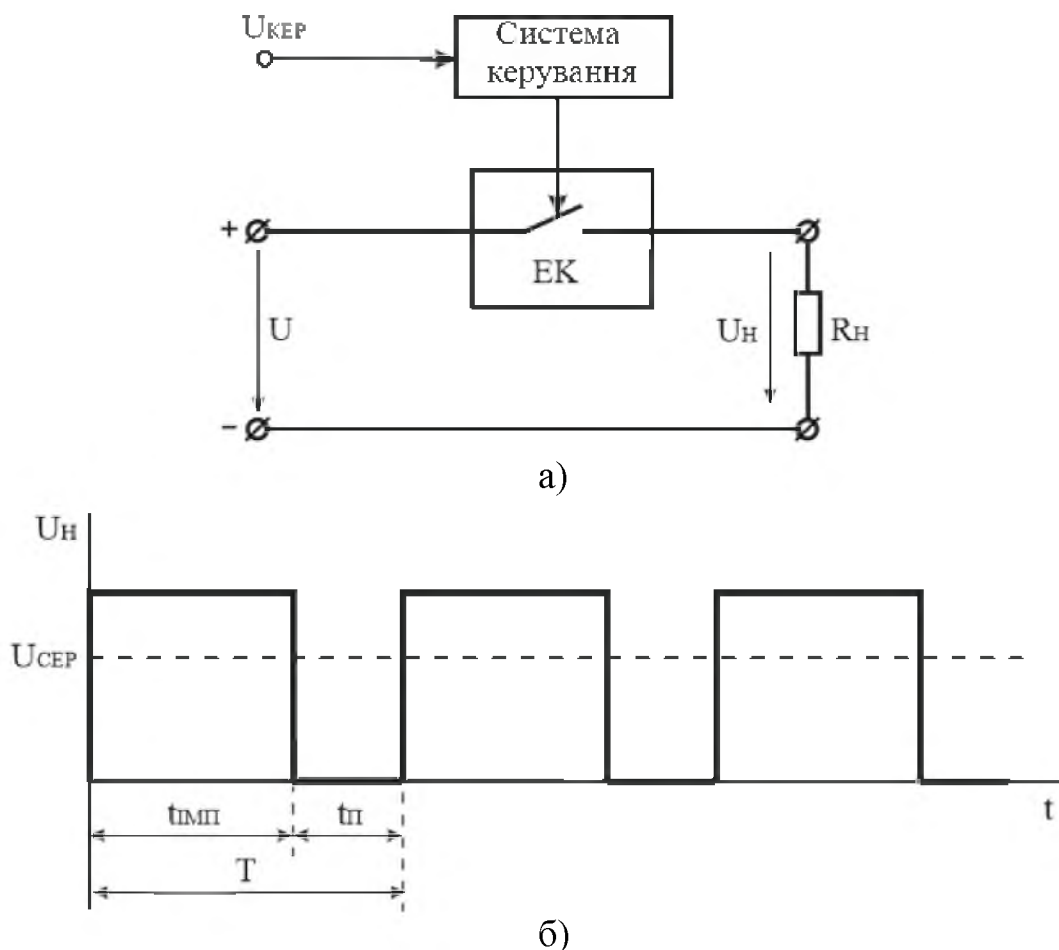
а – для режиму керованого випрямляча; б – для режиму інвертора

Рисунок 14.3 – Регульовальні характеристики інвертора, веденого мережею

14.3 Конвертори

Конвертори – це пристрої, які призначені для перетворення постійної напруги однієї величини в постійну напругу іншої величини.

За схемною реалізацією конвертори поділяються на перетворювачі постійної напруги із самозбудженням та імпульсні перетворювачі постійної напруги. Перевага останніх полягає в тому, що вони можуть використовувати тиристори і тим самим забезпечують створення конверторів великої потужності. Імпульсні перетворювачі постійної напруги (конвертори) використовуються для перетворення постійної напруги в постійну. Зміну величини напруги регулюють за допомогою параметрів імпульсів керування (рисунок 14.4, а). Для зміни параметрів імпульсів використовують широтно-імпульсний або частотно-імпульсний способи регулювання. При широтно-імпульсному способі вихідну напругу регулюють зміною тривалості вихідних імпульсів $t_{\text{ИП}}$ при незмінному періоді їх надходження. При частотно-імпульсному способі вихідну напругу регулюють зміною частоти надходження вихідних імпульсів при незмінній тривалості імпульсу $t_{\text{ИП}}$, тобто змінюється період надходження імпульсів T .



$t_{\text{ИП}}$ – тривалість імпульсу; $t_{\text{П}}$ – тривалість паузи;
 $T = (t_{\text{ИП}} + t_{\text{П}})$ – період імпульсів

Рисунок 14.4 – Принцип регулювання напруги навантаження

Принцип роботи базується на ключовому режимі роботи транзистора або тиристора, внаслідок чого періодично переривається подання напруги на навантаження. Середнє значення напруги навантаження (рисунок 14.4, б) визначається за виразом

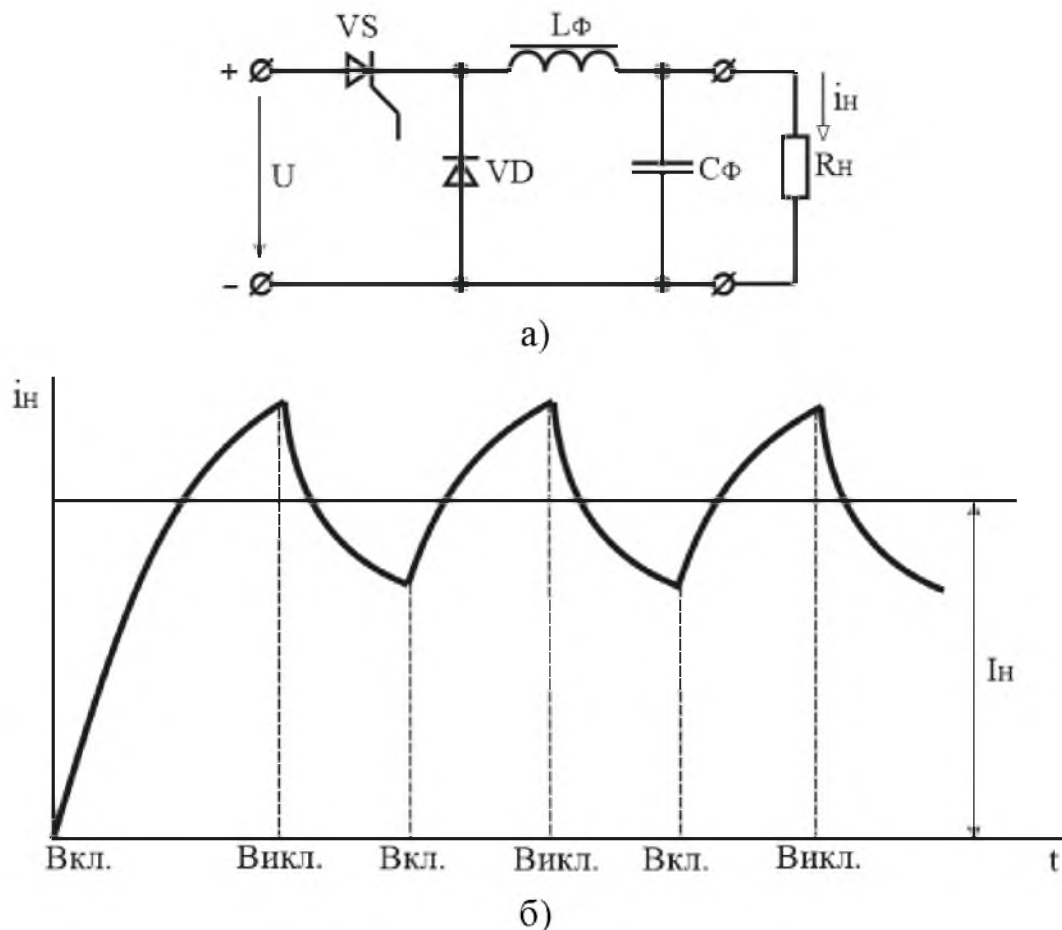
$$U_{CEP} = \delta U, \quad (14.2)$$

де U – напруга джерела живлення;

$\delta = t_{IMP}/T$ – коефіцієнт заповнення імпульсів.

Таким чином, напругу на навантаженні можна регулювати від 0 до U .

Якщо потужність навантаження не перевершує 100 кВт, то використовують однокатні перетворювачі, коли між джерелом живлення та навантаженням вмикається транзисторний або тиристорний ключ, робота якого керується системою формування імпульсів. В практичних схемах між ключем і навантаженням вмикають згладжувальний LC- фільтр. На рисунку 14.5 наведена схема однокатного імпульсного перетворювача напруги з тиристорним ключем і згладжувальним фільтром.



а – схема; б – часова залежність струму навантаження

Рисунок 14.5 – Однокатний імпульсний конвертор

Робоча частота перетворювача $f_{\text{РОБ}}$ визначається за формулою

$$f_{\text{РОБ}} = \frac{1}{T} \leq \frac{1}{3\Delta(t_{\text{ВМ}} + t_{\text{ВИМ}})}, \quad (14.3)$$

де $\Delta = U_{\text{Н МАКС}}/U_{\text{Н МИН}}$ – задана глибина регулювання напруги на навантаженні;
 $t_{\text{ВМ}}$ – час вмикання електронного ключа,
 $t_{\text{ВИМ}}$ – час вимикання електронного ключа.

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ ДО РОЗДІЛУ 14

1. Поясніть, що таке автономний інвертор. Коли застосовують автономні інвертори?
2. Поясніть різницю між інверторами струму і інверторами напруги.
3. Що таке інвертор, ведений мережею? Коли використовують такі інвертори?
4. Поясніть особливості перетворення постійної напруги в постійну.
5. Вкажіть методи регулювання напруги постійного струму, поясніть їх особливості.
6. Поясніть принцип роботи імпульсного конвертора.
7. Поясніть, в чому перевага імпульсних конверторів?
8. Вкажіть, чим визначається робоча частота конвертора?

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Квітка С.О. Електроніка та мікросхемотехніка: навчальний посібник / С.О. Квітка С.О., В.Ф. Яковлев, О.В. Нікітіна; За ред. проф. В.Ф. Яковлева. – К.: Аграрна освіта, 2010. – 329 с.
2. Квітка С.О. Електроніка та мікросхемотехніка: навчальний посібник / С.О. Квітка С.О., В.Ф. Яковлев, О.В. Нікітіна; За ред. проф. В.Ф. Яковлева. – Суми: «Сумський національний аграрний університет», 2012. – 285 с.
3. Жеребцов И.П. Основы электроники / И.П. Жеребцов. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1989. – 352 с.
4. Пасынков В.В. Полупроводниковые приборы: Учебник для вузов. – 3-е изд., перераб. и доп. / В.В. Пасынков. – М.: Высш. школа, 1981. – 431 с.
5. Забродин Ю.С. Промышленная электроника: Учебник для вузов / Ю.С. Забродин. – М.: Высш. школа, 1982. – 496 с.
6. Колонтаєвський Ю.П. Промислова електроніка та мікросхемотехніка: теорія і практикум / Ю.П. Колонтаєвський, А.Г. Сосков; За ред. А.Г. Соскова. – К.: Каравела, 2003. – 368 с.
7. Колонтаєвський Ю.П. Електроніка і мікросхемотехніка: підручник / Ю.П. Колонтаєвський, А.Г. Сосков ; За ред. А.Г. Соскова. – К.: Каравела, 2009. – 416 с.
8. Силові напівпровідникові прилади і перетворювачі електричної енергії: навч. посіб. / К.К. Победаш, В.А. Святненко. – Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2017. – 244 с.
9. Руденко В.С. Промислова електроніка / В.С. Руденко, В.Я. Ромашко, В.В. Трифонюк. – К.: Либідь, 1993. – 432 с.
10. Гуржій А.М. Імпульсна та цифрова техніка. Підручник / А.М Гуржій, В.В. Самсонов, Н.І Поваротнюк. – Х: Компанія «Сміт», 2005. – 424 с.
11. Стахів П.Г. Основы электроники: функциональные элементы та їх застосування. Підручник для студентів неелектротехнічних спеціальностей вищих навчальних закладів / П.Г. Стахів, В.І. Коруд, О.Є. Гамола. – Львів: «Новий Світ – 2000»; «Магнолія плюс», 2003. – 208 с.
12. Гершунский Б.С. Основы электроники и микроэлектроники: Учебник / Б.С. Гершунский. – К.: Вища школа, 1987. – 422 с.
13. Галкин В.И. Промышленная электроника: Учеб. пособие / В.И. Галкин. – Мн.: Выш. шк., 1989. – 336 с.
14. Дмитрів В.Т. Електроніка і мікросхемотехніка: Навч. посібник / В.Т. Дмитрів, В.М. Шиманський. – Львів: Афіша, 2006. – 175 с.
15. Електроніка та мікросхемотехніка: посібник для виконання лабораторних і практичних занять / С.О. Квітка, Ю.М. Федюшко, Н.Г. Косуліна, С.О. Мороз. – Х.: ФОП Мезіна В.В., 2017. – 244 с.