

С.О. Квітка, В.Ф. Яковлєв, О.В. Нікітіна

ЕЛЕКТРОНІКА ТА МІКРОСХЕМОТЕХНІКА

За загальною редакцією професора В.Ф. Яковлєва

*Рекомендовано Міністерством освіти і науки України
як навчальний посібник для підготовки студентів аграрних вищих
навчальних закладів III – IV рівнів акредитації зі спеціальності
6.100101 «Енергетика та електротехнічні системи
в агропромисловому комплексі»*

**Суми
2012**

УДК 621.38 (075.8)

Гриф надано Міністерством освіти і науки України (лист № 1/11-2460 від 25.03.11)

- Укладачі:** **Квітка С.О.**, доцент, **Яковлєв В.Ф.**, професор Таврійського державного агротехнологічного університету
Нікітіна О.В., викладач ВСП «Мелітопольський коледж ТДАТУ»
- Рецензенти:** **Захарчук О.С.**, доктор технічних наук, професор, завідувач кафедри електротехнічних систем електроспоживання Східноукраїнського національного університету імені В. Даля;
Черенков О.Д., доктор технічних наук, професор Харківського національного технічного університету ім. П. Василенка;
Труфанов І.Д., доктор технічних наук, професор Запорізького національного технічного університету

Квітка С.О., Яковлєв В.Ф., Нікітіна О.В.

Електроніка та мікросхемотехніка / За заг. ред. проф. Яковлева В.Ф.
– Суми : 2012. – 350 с.

ISBN №

Розглянуто будову, принцип дії, параметри і характеристики напівпровідникових приладів та інтегральних мікросхем; будову та роботу електронних пристроїв інформаційної електроніки: підсилювачів електричних сигналів змінного та постійного струмів, генераторів гармонійних коливань та імпульсних сигналів, імпульсних і цифрових пристроїв, виконаних на базі напівпровідникових приладів та інтегральних мікросхем; пристроїв енергетичної електроніки: випрямлячів, згладжуючи фільтрів, стабілізаторів напруги, керованих випрямлячів, автономних і ведених мережею інверторів, конверторів; наведено методику та приклади розрахунку основних вузлів електронних пристроїв, що використовуються в системах енергетики і автоматизованих системах управління технологічними процесами сільськогосподарського виробництва.

Для студентів аграрних вищих навчальних закладів III – IV рівнів акредитації зі спеціальності 6.100101 «Енергетика та електротехнічні системи в агропромисловому комплексі». Може бути корисним фахівцям, які працюють у галузі експлуатації та ремонту електронних систем.

ЗМІСТ

Передмова	9
РОЗДІЛ 1. ФІЗИЧНІ ОСНОВИ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ПРИЛАДІВ	11
1.1 Напівпровідникові матеріали	11
1.2 Електронно-дірковий перехід (<i>p-n</i> -перехід)	16
<i>Контрольні запитання до розділу</i>	23
<i>Задачі на самостійне опрацювання</i>	23
РОЗДІЛ 2. НАПІВПРОВІДНИКОВІ РЕЗИСТОРИ	25
2.1 Варистори	25
2.2 Терморезистори	27
2.3 Тензорезистори	30
<i>Контрольні запитання до розділу</i>	31
<i>Задачі на самостійне опрацювання</i>	31
РОЗДІЛ 3. НАПІВПРОВІДНИКОВІ ДІОДИ	32
3.1 Випрямні діоди	33
3.2 Стабілітрони	38
3.3 Тунельні й обернені діоди	40
3.4 Варикапи	42
3.5 Розрахунок електричних кіл з напівпровідниковими діодами	43
<i>Приклади до розділу</i>	48
<i>Контрольні запитання до розділу</i>	48
<i>Задачі на самостійне опрацювання</i>	49
РОЗДІЛ 4. ПЕРЕМІКАЮЧІ ПРИЛАДИ	51
4.1 Диністори	51
4.2 Триністори	53
4.3 Симістори	55
4.4 Одноперехідні транзистори	56
<i>Приклади до розділу</i>	60
<i>Контрольні запитання до розділу</i>	60
<i>Задачі на самостійне опрацювання</i>	60
РОЗДІЛ 5. БІПОЛЯРНІ ТРАНЗИСТОРИ	62
5.1 Будова та принцип дії	62
5.2 Схеми вмикання біполярних транзисторів	66
5.3 Статичні характеристики біполярних транзисторів	67
5.4 Основні параметри біполярних транзисторів	69

5.5	Режими роботи біполярних транзисторів	71
5.6	Підсилювальний каскад на біполярному транзисторі	72
5.7	Розрахунок електричних кіл з біполярними транзисторами	73
	<i>Приклади до розділу</i>	75
	<i>Контрольні запитання до розділу</i>	76
	<i>Задачі на самостійне опрацювання</i>	76
РОЗДІЛ 6. ПОЛЬОВІ ТРАНЗИСТОРИ		79
6.1	Польові транзистори з керуючим <i>p-n</i> -переходом	79
6.2	Польові транзистори з ізольованим затвором	83
6.3	Схеми вмикання польових транзисторів	87
6.4	Підсилювальний каскад на польовому транзисторі	88
6.5	Розрахунок електричних кіл з польовими транзисторами	90
	<i>Приклади до розділу</i>	92
	<i>Контрольні запитання до розділу</i>	92
	<i>Задачі на самостійне опрацювання</i>	93
РОЗДІЛ 7. СИЛОВІ НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПРИЛАДИ		95
7.1	IGBT - біполярний транзистор з ізольованим затвором	95
7.2	SIT - транзистор із статичною індукцією	100
7.3	Порівняльна характеристика силових напівпровідникових приладів	102
	<i>Контрольні запитання до розділу</i>	104
РОЗДІЛ 8. НАПІВПРОВІДНИКОВІ ДЖЕРЕЛА ТА ПРИЙМАЧІ ОПТИЧНОГО ВИПРОМІНЮВАННЯ		105
8.1	Світлодіоди	105
8.2	Фоторезистори	108
8.3	Фотодіоди	109
8.4	Фототранзистори і фототиристри	112
8.5	Оптопари (оптрони)	115
	<i>Контрольні запитання до розділу</i>	117
	<i>Задачі на самостійне опрацювання</i>	118
РОЗДІЛ 9. ІНТЕГРАЛЬНІ МІКРОСХЕМИ (ІМС)		119
9.1	Гібридні ІМС	120
9.2	Напівпровідникові ІМС	120
9.3	Цифрові та аналогові ІМС	120
	<i>Контрольні запитання до розділу</i>	121

РОЗДІЛ 10. ПІДСИЛЮВАЧІ ЕЛЕКТРИЧНИХ СИГНАЛІВ	122
10.1 Загальні відомості про підсилювачі	122
10.2 Принцип побудови підсилювальних каскадів	125
10.3 Підсилювачі на біполярних транзисторах	127
10.3.1 Підсилювальний каскад на біполярному транзисторі за схемою із спільним емітером	127
10.3.2 Підсилювальний каскад на біполярному транзисторі за схемою із спільним колектором (емітерний повторювач)	132
10.3.3 Режими роботи підсилювачів на біполярних транзисторах	133
10.3.4 Способи забезпечення режиму спокою	133
10.4 Підсилювачі на польових транзисторах	136
10.4.1 Підсилювальний каскад на польовому транзисторі з керуючим <i>p-n</i> -переходом	136
10.4.2 Підсилювальний каскад на польовому МДН - транзисторі з індукованим каналом	139
10.4.3 Підсилювальний каскад на польовому МДН - транзисторі з вбудованим каналом	141
10.5 Багатокаскадні підсилювачі	141
10.6 Зворотні зв'язки (ЗЗ) у підсилювачах	142
10.6.1 Види зворотних зв'язків у підсилювачах	142
10.6.2 Вплив зворотного зв'язку на коефіцієнт підсилення та вхідний опір підсилювального каскаду	143
10.7 Підсилювачі потужності	145
10.7.1 Підсилювальний каскад з трансформаторним увімкненням навантаження	145
10.7.2 Основні параметри підсилювачів потужності	148
10.8 Підсилювачі постійного струму (ППС)	149
10.8.1 Підсилювачі постійного струму на транзисторах	151
10.8.2 Операційні підсилювачі (ОП)	153
<i>Приклади до розділу</i>	160
<i>Контрольні запитання до розділу</i>	163
<i>Задачі на самостійне опрацювання</i>	165
РОЗДІЛ 11. ГЕНЕРАТОРИ СИНУСОЇДАЛЬНИХ КОЛИВАНЬ	169
11.1 Структурна схема генератора синусоїдальних коливань	169
11.2 <i>LC</i> - генератори	170
11.3 <i>RC</i> - генератори	171
<i>Приклади до розділу</i>	175
<i>Контрольні запитання до розділу</i>	177

<i>Задачі на самостійне опрацювання</i>	177
РОЗДІЛ 12. ІМПУЛЬСНІ ПРИСТРОЇ	179
12.1 Види і параметри імпульсних сигналів	179
12.2 Ключовий режим роботи біполярних транзисторів	181
12.3 Формування імпульсів RC - колами	183
12.3.1 Диференціюючі RC - кола	184
12.3.2 Інтегруючі RC - кола	184
12.4 Логічні елементи	185
12.4.1 Основні логічні перетворення імпульсних сигналів	186
12.4.2 Логічні елементи	186
12.4.3 Логічні елементи в інтегральному виконанні	190
12.4.4 Основні параметри логічних елементів	190
12.5 Тригери	190
12.5.1 Класифікація тригерів	190
12.5.2 Асинхронні RS - тригери	191
12.5.3 D - тригери	193
12.5.4 T - тригери	195
12.5.5 Універсальні JK - тригери	195
12.6 Компаратори	196
12.6.1 Компаратор на операційному підсилювачі	196
12.6.2 Компаратор з додатним зворотним зв'язком (тригер Шмітта)	198
12.7 Автоколивальні мультивібратори	199
12.8 Одновібратори	204
<i>Приклади до розділу</i>	205
<i>Контрольні запитання до розділу</i>	209
<i>Задачі на самостійне опрацювання</i>	210
РОЗДІЛ 13. ПРИСТРОЇ ДЛЯ РЕГУЛЮВАННЯ ТА ПЕРЕТВОРЕННЯ ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇ	214
13.1 Однофазні випрямлячі змінного струму	214
13.1.1 Однофазний однонапівперіодний випрямляч	215
13.1.2 Однофазний двонапівперіодний випрямляч з нульовим виводом	217
13.1.3 Однофазний мостовий випрямляч	218
13.2 Згладжувальні фільтри	220
13.2.1 Класифікація згладжувальних фільтрів	220
13.2.2 Ємнісний фільтр	220
13.2.3 Індуктивний фільтр	222

13.2.4 Г - подібні фільтри	222
13.2.5 П - подібні фільтри	223
13.2.6 Електронні згладжувальні фільтри на транзисторах	224
13.3 Випрямлячі з множенням напруги	225
13.4 Стабілізатори напруги	226
13.4.1 Класифікація стабілізаторів напруги	226
13.4.2 Параметричні стабілізатори напруги	227
13.4.3 Компенсаційні стабілізатори напруги (КСН)	229
13.4.4 Інтегральні стабілізатори напруги (ІСН)	233
13.4.5 Основні параметри стабілізаторів напруги	234
13.5 Трифазні випрямлячі	235
13.5.1 Трифазний однонапівперіодний випрямляч з нульовим виводом	235
13.5.2 Трифазний двонапівперіодний мостовий випрямляч	238
13.6 Керовані випрямлячі	241
13.6.1 Методи регулювання величини напруги постійного струму	241
13.6.2 Однофазний двонапівперіодний керований випрямляч з нульовим виводом трансформатора	245
13.7 Системи імпульсно-фазового керування (СІФК)	247
13.7.1 Загальні положення	247
13.7.2 СІФК з горизонтальним керуванням	248
13.7.3 СІФК з вертикальним керуванням	250
13.8 Побудова типових вузлів СІФК з вертикальним керуванням	252
13.8.1 Генератор лінійно змінюваної напруги (ГЛН)	252
13.8.2 Вузол порівняння	256
13.8.3 Імпульсний підсилювач потужності	257
13.8.4 Приклади реалізації СІФК	258
13.9 СІФК з цифровим керуванням	261
<i>Приклади до розділу</i>	263
<i>Контрольні запитання до розділу</i>	267
<i>Задачі на самостійне опрацювання</i>	269
РОЗДІЛ 14. ІНВЕРТОРИ ТА КОНВЕРТОРИ	272
14.1 Автономні інвертори	272
14.1.1 Призначення та класифікація	272
14.2 Інвертори, ведені мережею	273
14.3 Конвертори	276
<i>Приклади до розділу</i>	278

<i>Контрольні запитання до розділу</i>	280
<i>Задачі на самостійне опрацювання</i>	280
РОЗДІЛ 15. ПРИКЛАДИ РОЗРАХУНКІВ ЕЛЕКТРОННИХ ПРИБОРІВ	281
15.1 Розрахунок підсилювального каскаду на біполярному транзисторі	281
15.2 Розрахунок підсилювального каскаду на польовому транзисторі	292
15.3 Розрахунок балансного каскаду підсилювача постійного струму (ППС)	302
15.4 Розрахунок однофазного мостового випрямляча, що працює на ємнісне навантаження	319
15.5 Розрахунок згладжувальних фільтрів	326
15.6 Розрахунок компенсаційного стабілізатора напруги на транзисторах	331
Додатки	339
Список літератури	347

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 в сільськогосподарському виробництві. Вона посідає одне з перших місць при контролі технологічних параметрів, управлінні різноманітними технологічними процесами, управлінні 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-виміральної техніки, а також пристроїв автоматики, в мікрівиконанні – 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 малострумівих 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 однокристально-го типу та ін.

У даному підручнику розглянуто: фізичні основи, будова, принцип дії, характеристики, параметри та область застосування напівпровідникових приладів; побудова, принцип дії, параметри, характерис-

тики та область застосування електронних пристроїв на базі напівпровідникових приладів та інтегральних мікросхем: підсилювачів електричних сигналів, підсилювачів постійного струму, генераторів гармонійних коливань, імпульсних пристроїв, перетворювальних пристроїв. Крім того, викладено матеріал з можливістю безпосереднього практичного використання основних теоретичних положень при розрахунку вузлів електронних пристроїв.

З метою кращого засвоєння навчального матеріалу посібник містить приклади задач практичного скерування. Кожний його розділ доповнено задачами для самостійного опрацювання, що важливо для самостійної роботи студента.

Автори сподіваються, що наведений матеріал допоможе студентам краще засвоїти курс дисципліни «Електроніка та мікросхемотехніка», набути практичних навичок з розрахунку основних вузлів електронних пристроїв, зрозуміти особливості застосування основних теоретичних положень та успішно їх використовувати.

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.

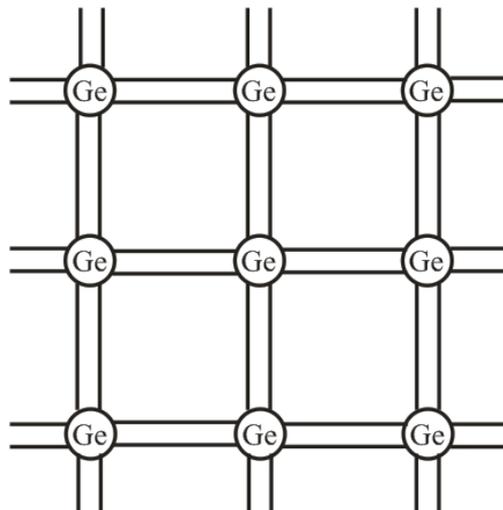


Рисунок 1.1 – Кристалічна решітка кристала германію

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 міцними 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 електроном 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 переміщаються 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.

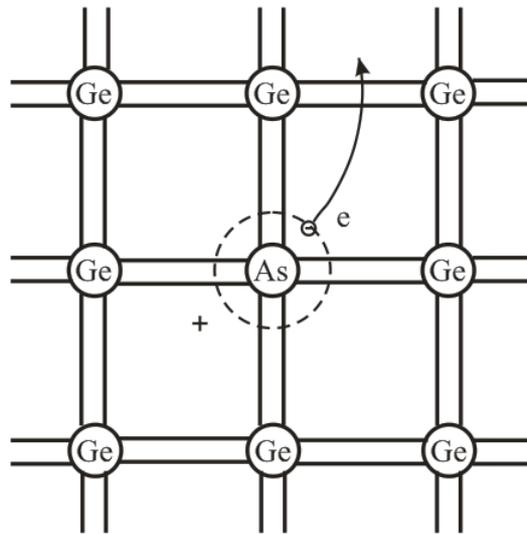


Рисунок 1.2 – Виникнення вільного електрона в кристалі напівпровідника *n*-типу

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 – не основними.

Провідність, яка обумовлена наявністю в напівпровіднику надмірних вільних електронів, називається електронною провідністю.

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 нерухо- мим негативним іоном.

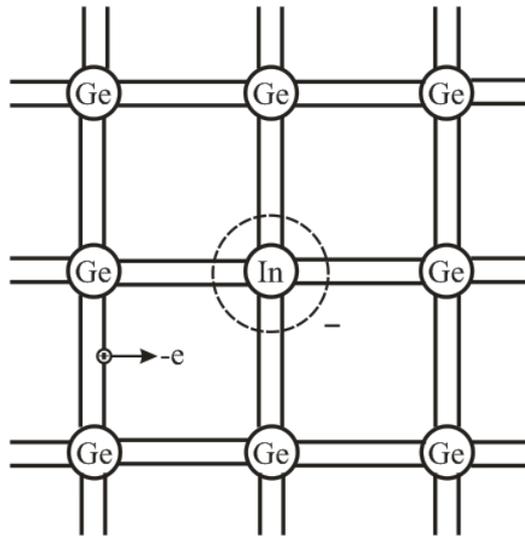


Рисунок 1.3 – Виникнення дірки в кристалі напівпровідника *p*-типу

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 бути викликаний двома причинами:

- 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 інший. 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.

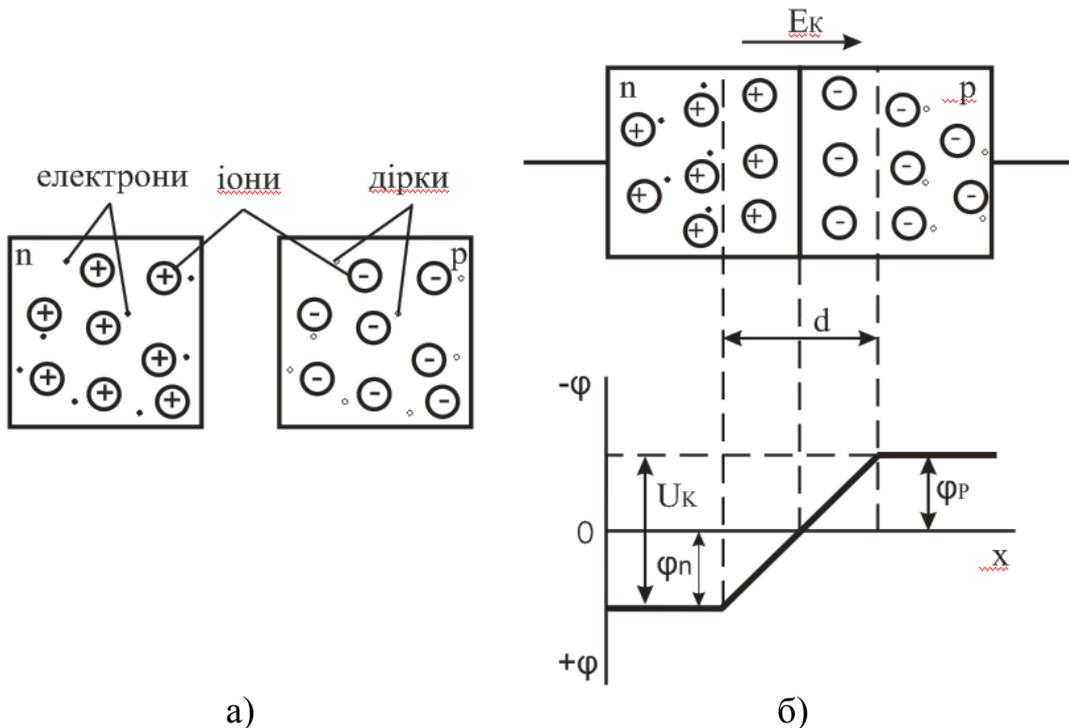


Рисунок 1.4 – Електронно-дірковий перехід при відсутності зовнішньої напруги

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 десяті 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.

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 $U_{пр}$.

Якщо до p - n -переходу прикладена зовнішня пряма напруга $U_{пр}$ (зовнішня напруга, яка прикладена “плюсом“ джерела живлення до p -області p - n -переходу, а “мінусом“ до n -області), то утворюване їм зовнішнє електричне поле $E_{пр}$ 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 ($d_{пр} < d$) 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 дрей-

фу 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 (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.

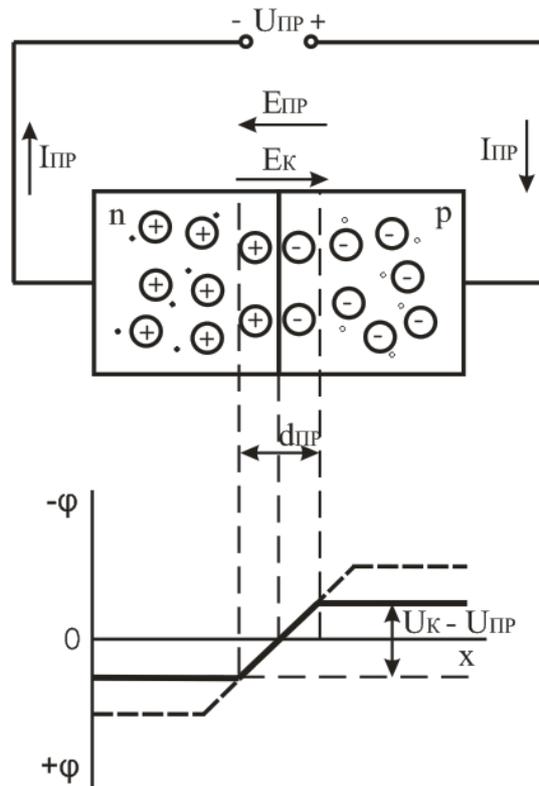


Рисунок 1.5 – Електронно-дірковий перехід при наявності зовнішньої прямої напруги

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 зворот-

ний струм $I_{ЗВ}$ (рисунок 1.6). Це пояснюється наступним: поле, що створюється зворотною напругою $E_{ЗВ}$, складається з полем контактної різниці потенціалів E_K . В результаті цього потенційний бар'єр підвищується, а товщина самого запираючого шару збільшується ($d_{ЗВ} > d$). Цей шар ще сильніше обідняється носіями, і його опір значно зростає, тобто $R_{ЗВ} \gg R_{ПР}$.

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 $I_{Диф} = 0$, 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.

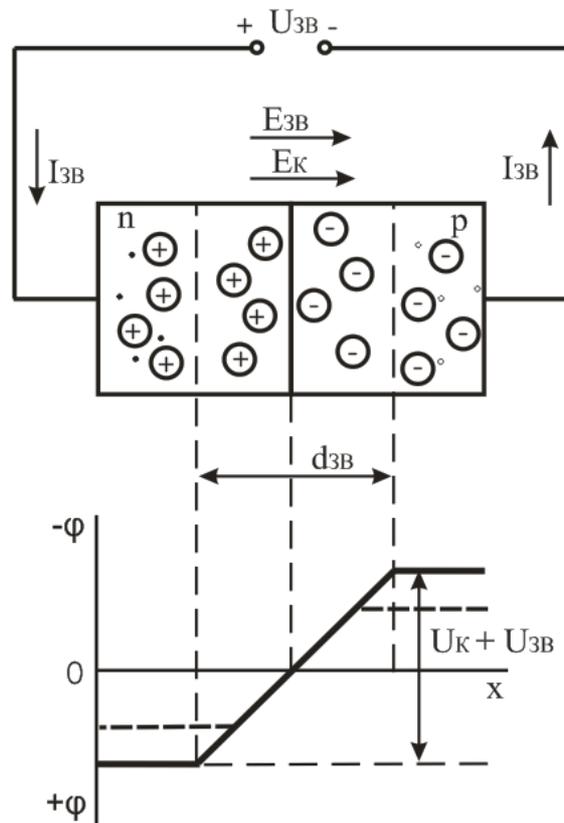


Рисунок 1.6 – Електронно-дірковий перехід при наявності зовнішньої зворотної напруги

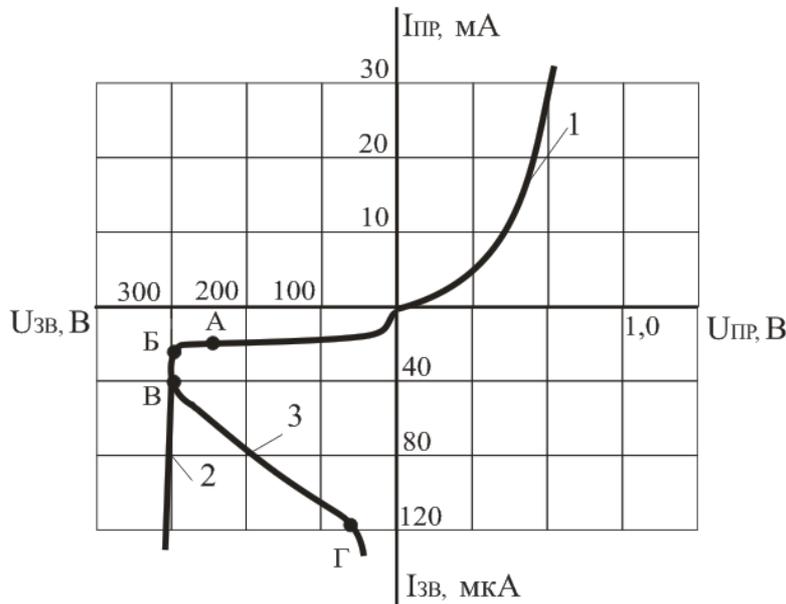
Виведення неосновних носіїв через $p-n$ -перехід електричним полем, яке створене зворотною напругою, називають екстракцією носіїв зарядів.

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.

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



- 1 – пряма гілка; 2 – зворотна гілка при лавинному пробоеї;
- 3 – зворотна гілка при тепловому пробоеї

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

Лавинний пробій пояснюється лавинним розмноженням носіїв за рахунок ударної іонізації і за рахунок виривання 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.

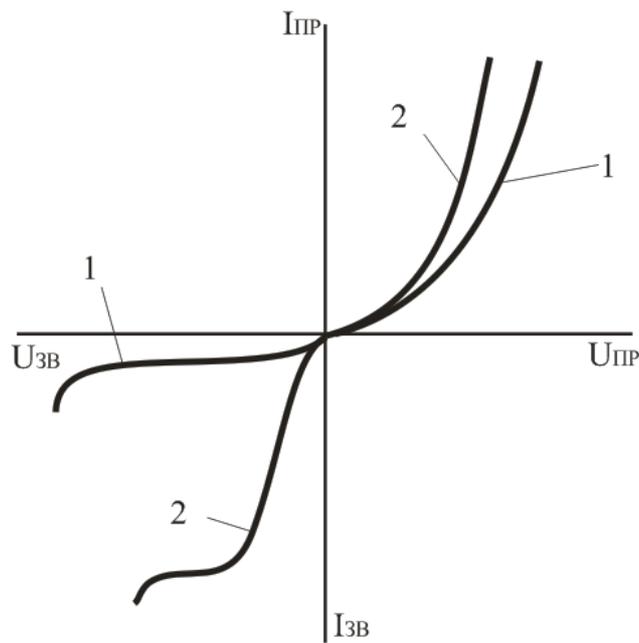
Явище ударної іонізації полягає в тому, що при більш великій зворотній напрузі електрони набувають великої швидкості і, ударяючи в атоми кристалічної решітки, вибивають з них нові електрони, які, в свою чергу, розганяються полем і також вибивають з атомів електрони. Такий процес посилюється з підвищенням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

Області теплового пробію відповідає на рисунку 1.7 ділянка ВГ. Тепловий пробій необоротний, оскільки він супроводжується руйнуванням структури речовини в місці *p-n*-переходу. Причиною теплового пробію 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.

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.



1 – при 20 °С; 2 – при 50 °С

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

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 $+Q_{\text{ЗВ}}$ і $-Q_{\text{ЗВ}}$, що створені іонізованими атомами донорної і акцепторної домішки. Тому *p-n*-перехід має ємність. Цю ємність називають бар'єрною.

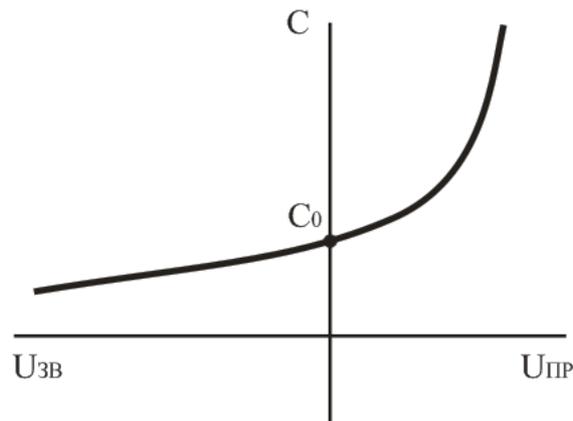


Рисунок 1.9 – Залежність ємності *p-n*-переходу від прикладеної напруги

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.

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ ДО РОЗДІЛУ

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.

ЗАВДАННЯ НА САМОСТІЙНЕ ОПРАЦЮВАННЯ

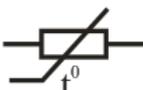
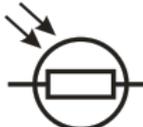
- 1.1с. Поясніть, чим визначається провідність напівпровідників з домішками?
- 1.2с. Поясніть, за рахунок чого утворюються дифузія і дрейф носіїв зарядів у напівпровідниках?
- 1.3с. Поясніть, чи зміниться опір напівпровідника з домішками при зміні температури?
- 1.4с. Поясніть, в якому напрямку переміщуються електрони і дірки через p - n - перехід за рахунок дифузії і дрейфу?
- 1.5с. Поясніть, чи залежить товщина p - n -переходу від його способу увімкнення (пряме і зворотне)?
- 1.6с. Поясніть, як і чому змінюється висота потенційного бар'єру p - n -переходу зі зміною температури та зі зміною концентрації домішок у областях, що прилягають до переходу?

- 1.7с. Поясніть, від чого залежить і чим визначається концентрація основних носіїв заряду на границях p - n -переходу?
- 1.8с. Поясніть, чому при контакті двох напівпровідників з одним типом електропровідності зникає випрямляюча властивість p - n -переходу?

2 НАПІВПРОВІДНИКОВІ РЕЗИСТОРИ

Класифікація та умовне позначення напівпровідникових резисторів.

Таблиця 2.1 – Умовні позначення напівпровідникових резисторів

Тип резисторів	Умовне позначення
Лінійні резистори	
Варистори	
Терморезистори: Термістори, позистори	
Тензорезистори	
Фоторезистори	

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 і, який має нелінійну симетричну вольт-амперну характеристику (ВАХ).

Варистори виготовляють методом керамічної технології, тобто шляхом високотемпературного випалення заготовки з порошкоподіб-

ного карбїду кремнїю SiC з пов'язуючою речовиною, у якості якої використовують глину.

Зовні варистори оформляються у вигляді стрижнів або дисків.

Нелїнійність вольт-амперної характеристики варисторів (рисунок 2.1) обумовлена явищами на точкових контактах між кристалами карбїду кремнїю: 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).

Оскільки товщина поверхневих потенційних бар'єрів на кристалах карбїду кремнїю 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 нелїнійність 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 нелїнійності ВАХ.

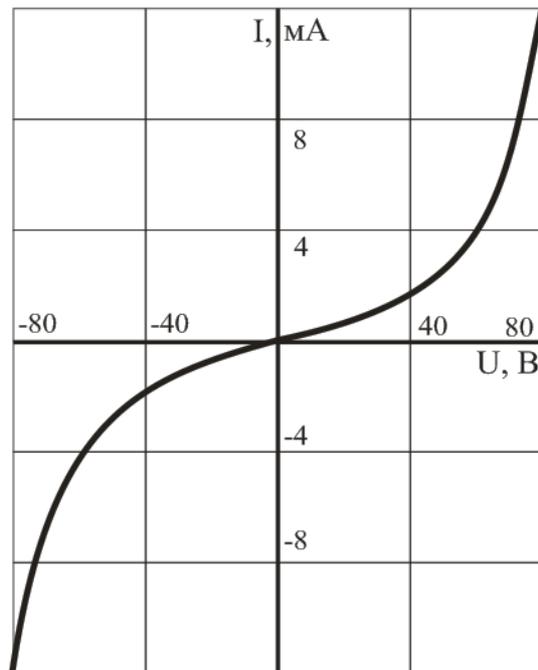


Рисунок 2.1 – Вольт-амперна характеристика варистора

Основні параметри варисторів:

- коефіцієнт нелінійності λ , який визначається відношенням опору постійному струму (статичного) R до опору змінному струму (диференціальному) 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 $\lambda = 2 - 6$;

- максимальна допустима напруга $U_{\text{МАХ ДОП}}$ (від десятків вольт до декількох кіловольт);
- номінальна потужність розсіювання $P_{\text{НОМ}}$ ($P_{\text{НОМ}} = 1 - 3$ Вт);
- температурний коефіцієнт опору ТКО (ТКО в середньому $5 \cdot 10^{-3} \text{ К}^{-1}$);
- гранична максимальна робоча температура $t_{\text{Р МАХ}}$ ($t_{\text{Р МАХ}} = 60 - 70$ °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 збільшенням температури.

Конструктивно позистор оформляють аналогічно термісторам.

Основні параметри терморезисторів:

- номінальний опір – опір при певній температурі (зазвичай 20 °С) (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:

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

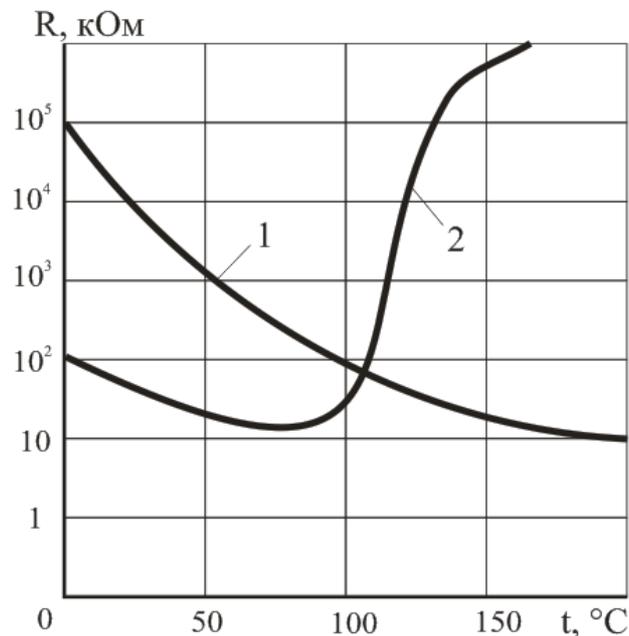
Температурний коефіцієнт опору залежить від температури, тому його записують з індексом, який вказує температуру, при якій має місце дане значення. Значення ТКО при кімнатній температурі різних термісторів знаходиться в межах $(0,8 - 6) \cdot 10^{-2} \text{ K}^{-1}$;

- максимально допустима температура t_{MAX} – це температура, при якій ще не відбувається необоротних змін параметрів і характеристик терморезистора;
- допустима потужність розсіювання $P_{\text{MAX доп}}$ – 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 $t = 120\text{ }^\circ\text{C}$ в повітряне середовище з $t = 20\text{ }^\circ\text{C}$). 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.

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



1 – термістор; 2 – позистор

Рисунок 2.2 – Температурні характеристики 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.

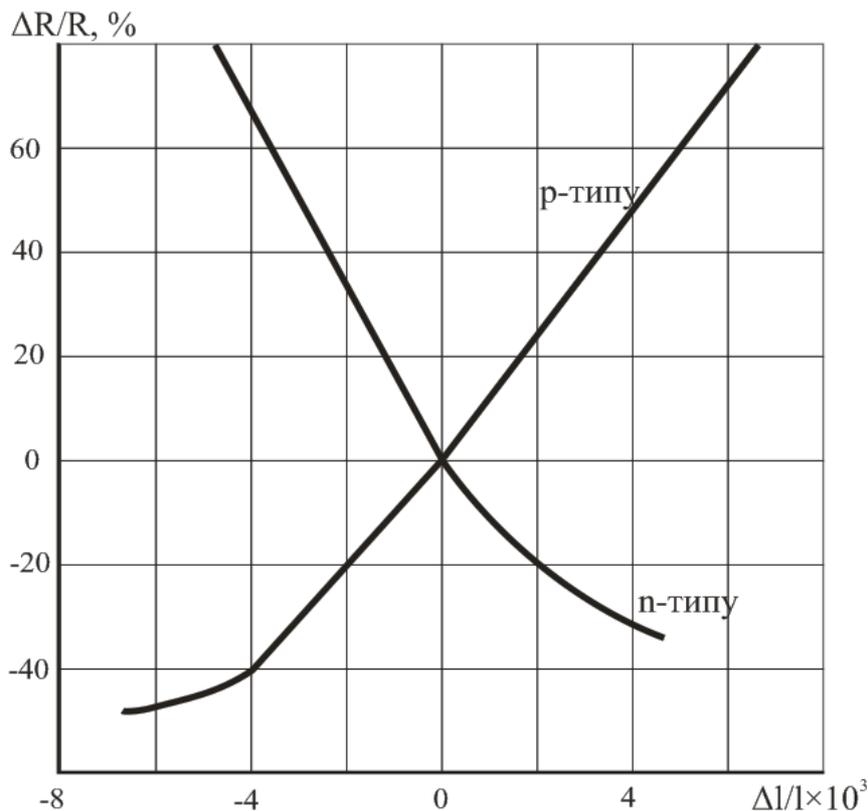


Рисунок 2.3 – Деформаційні характеристики тензорезисторів з кремнію з електропровідністю *p*- та *n*-типів

Основні параметри тензорезисторів:

- номінальний опір тензорезистора – це опір без деформації при $t = 20\text{ }^{\circ}\text{C}$ (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.

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ ДО РОЗДІЛУ

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 тензорезистор. Поясніть принцип дії, наведіть деформаційну характеристику та основні параметри тензорезисторів.

ЗАВДАННЯ НА САМОСТІЙНЕ ОПРАЦЮВАННЯ

- 2.1с. Поясніть, чим обумовлена нелінійність вольт-амперної характеристики варистора?
- 2.2с. Поясніть, чи зміниться опір варистора при зміні температури?
- 2.3с. На яких фізичних явищах заснований принцип дії термістора, позистора?
- 2.4с. Поясніть, що характеризує постійна часу термістора?
- 2.5с. Поясніть, що таке тензочутливість і коефіцієнт тензочутливості? Чим ці параметри відрізняються один від іншого?

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, високочастотні і надвисокочастотні (ВЧ- і НВЧ-діоди), імпульсні, напівпровідникові стабілітрони, тунельні, обернені, варикапи та ін.;
- 2) за конструктивно – технологічними особливостями: площинні і точкові;
- 3) за типом вихідного матеріалу: германієві, кремнієві, арсенідегалієві та ін.

У точковому діоді використовується пластинка германію або кремнію з електропровідністю n -типу (рисунок 3.1), завтовшки 0,1...0,6 мм і площею 0,5...1,5 мм²; з пластинкою стикається загострена проволочка (голка) з нанесеною на неї 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.

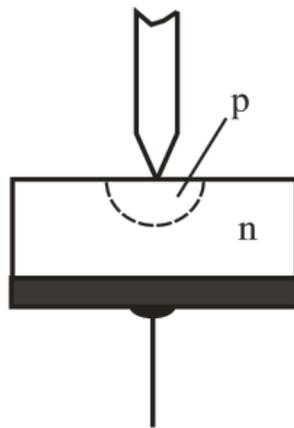


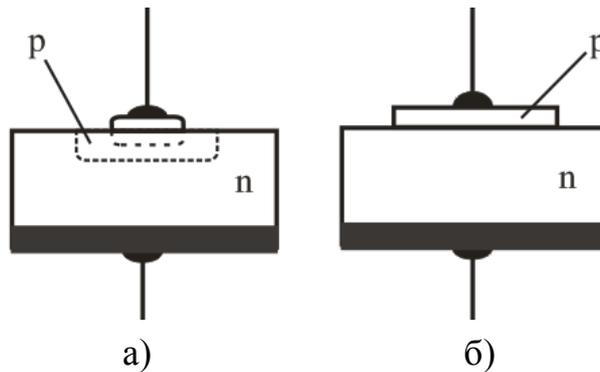
Рисунок 3.1 – Будова точкових діодів

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

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

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 долів 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 – Будова 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 проволочки, 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 напівпровідниковий 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, яке полягає в тому, що останній добре проводить струм (має малий опір) при прямому включенні і практично не проводить струм (має дуже високий опір) при зворотному включенні.

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.

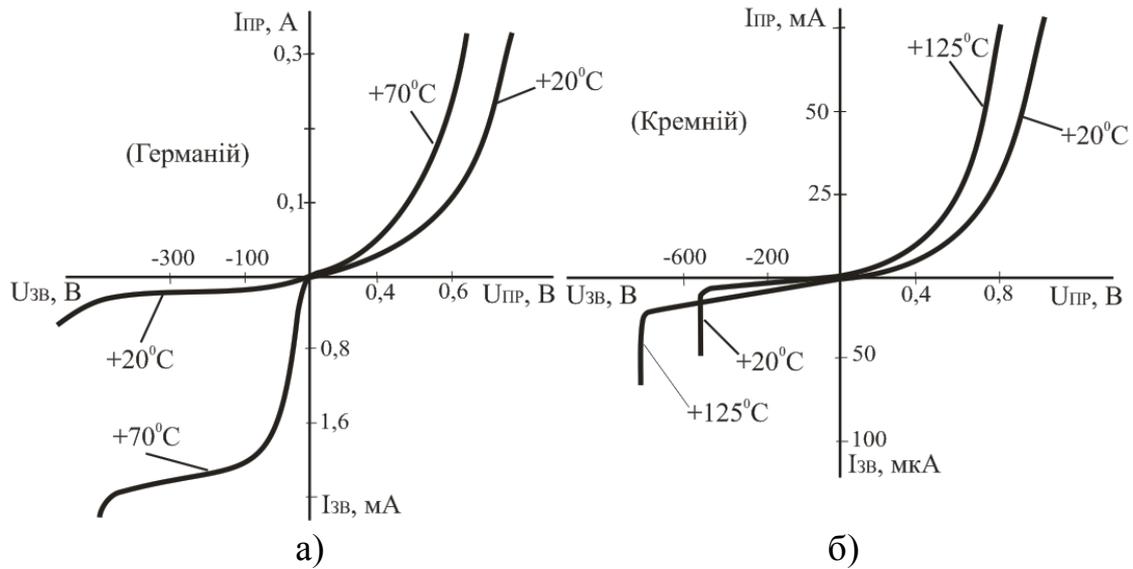
Основні параметри випрямних напівпровідникових діодів:

- прямий струм діода $I_{\text{пр}}$, який нормується при певній прямій напрузі (зазвичай $U_{\text{пр}} = 1 - 2 \text{ В}$);
- 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 діляться 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 працездатності германієвого діода його температура не повинна перевищувати $+85 \text{ }^\circ\text{C}$. Кремнієві діоди можуть працювати при температурі до $+150 \text{ }^\circ\text{C}$.

Падіння напруги при пропусканні прямого струму у германієвих діодів складає $\Delta U_{\text{пр}} = 0,3 - 0,6 \text{ В}$, у кремнієвих діодів – $\Delta U_{\text{пр}} = 0,8 - 1,2 \text{ В}$. Більш велике падіння напруги при проходженні прямого струму через кремнієві діоди в порівнянні з прямим падінням 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 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 $(0,7 - 0,8) U_{проб}$.

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

Випрямні діоди застосовуються для випрямлення змінного струму (перетворення змінного струму в постійний); використовуються в

схемах управління і комутації 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 та 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.

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.

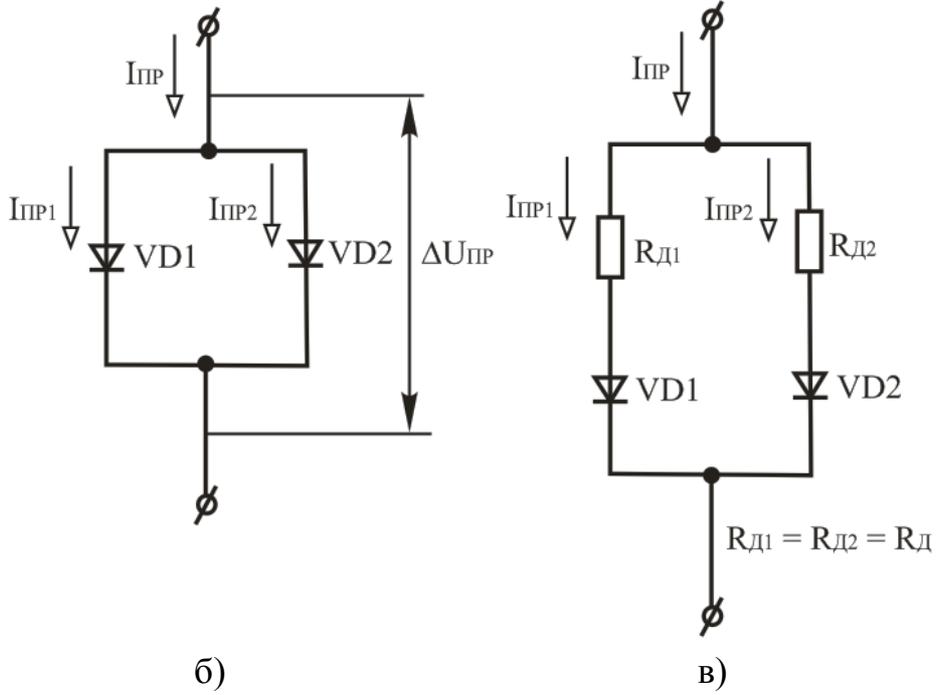
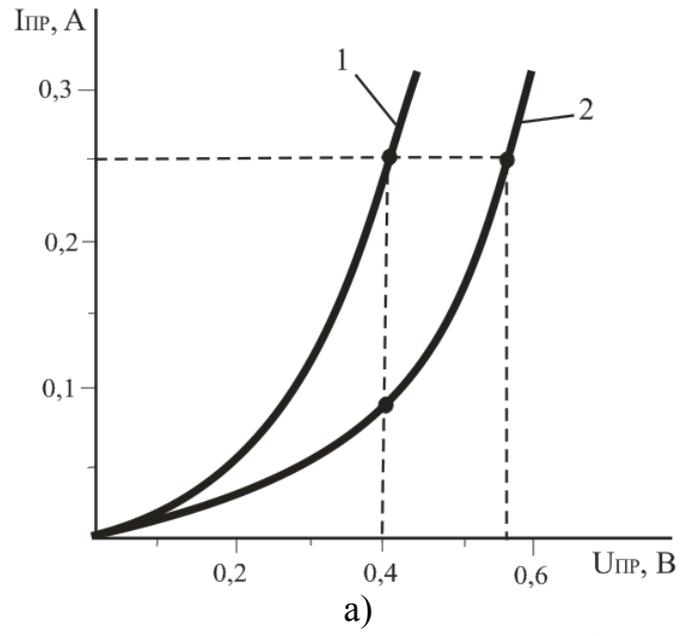


Рисунок 3.4 – Паралельне з'єднання випрямних діодів

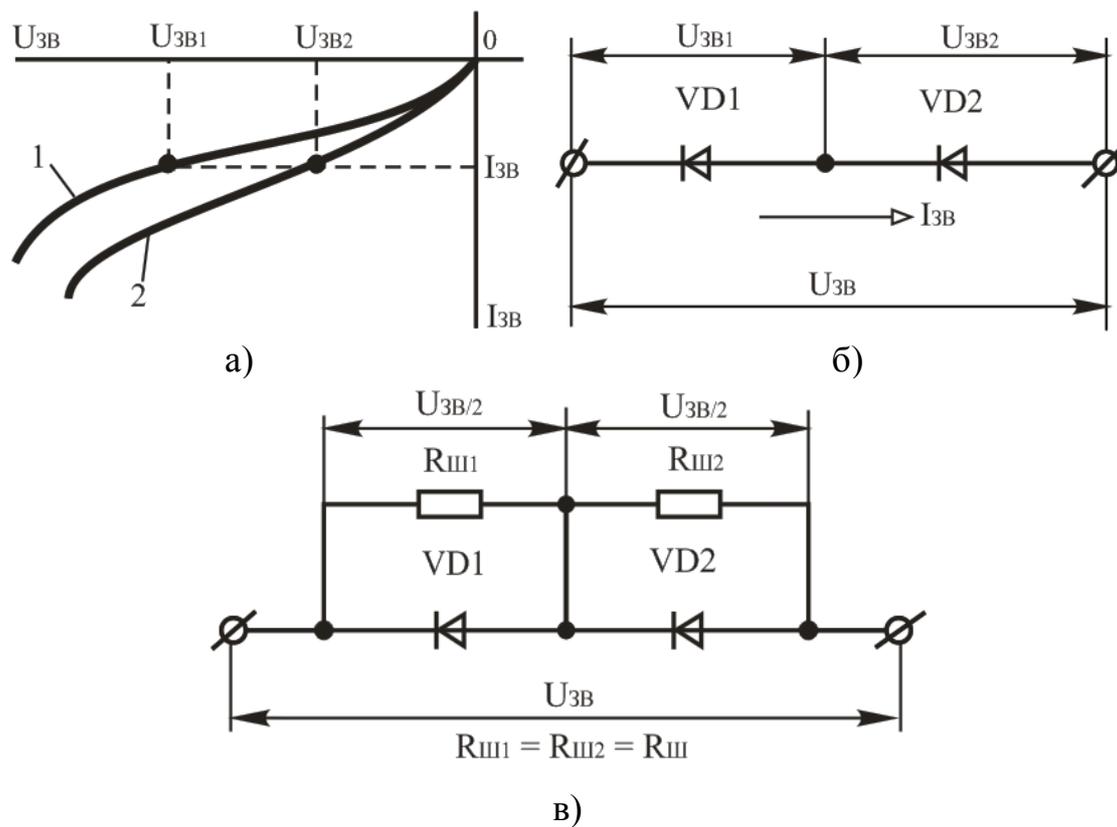


Рисунок 3.5 – Послідовне з'єднання випрямних діодів

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) пробіі. 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 пробієм.

Основні параметри стабілітронів:

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

$$TKU = \frac{\Delta U_{CT}}{\Delta T \cdot U_{CT}} \cdot 100\%$$

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

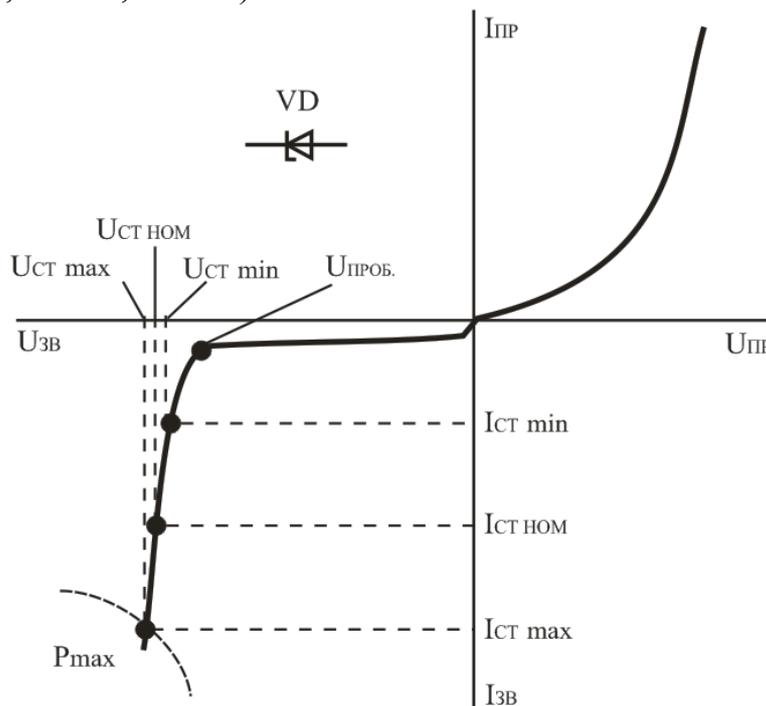


Рисунок 3.6 – Вольт-амперна характеристика стабілітрона та його умовне графічне позначення

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

Стабілізацію низьковольтної напруги в межах $0,3 \dots 1$ 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_{CT} , що викличе перегрів стабілітрона.

3.3 Тунельні і обернені 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 $U_{П}$ – пряма напруга, що відповідає піковому струму;
- напруга впадини $U_{В}$ – пряма напруга, що відповідає струму впадини.

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

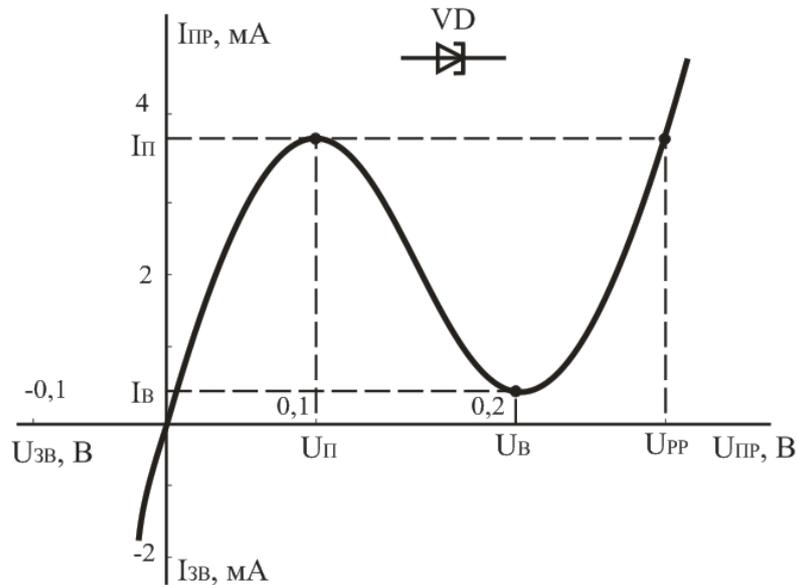


Рисунок 3.7 – Вольт-амперна характеристика тунельного діода та його умовне графічне позначення

Обернений 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 оберненого діода заснований на використанні тунельного ефекту. Але в обернених діодах концентрацію домішок роблять менше, ніж в звичайних тунельних. Тому контактна різниця потенціалів у обернених діодах менша, а товщина $p-n$ -переходу більша. Це призводить до того, що під дією прямої напруги прямий тунельний струм не створюється. Прямий струм в обернених 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 оберненого діода є зворотна гілка.

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

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

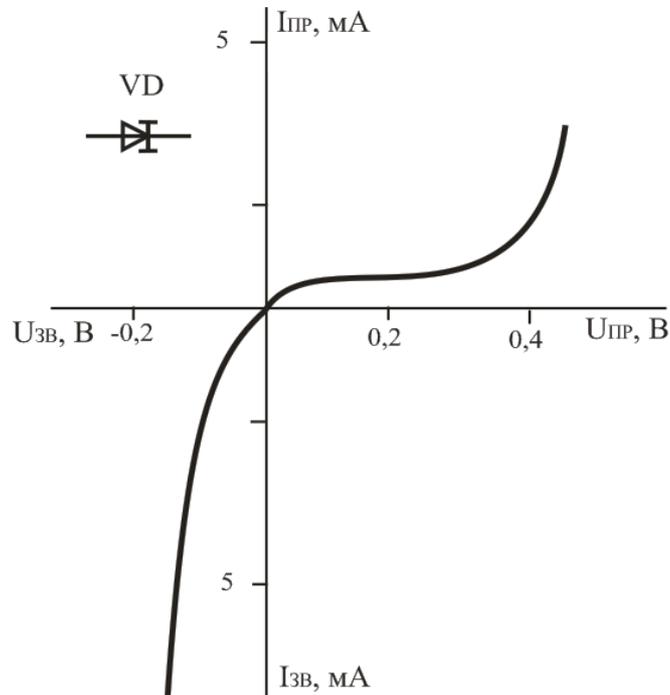


Рисунок 3.8 – Вольт-амперна характеристика оберненого діода та його умовне графічне позначення

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.

Основні параметри варикапів:

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

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

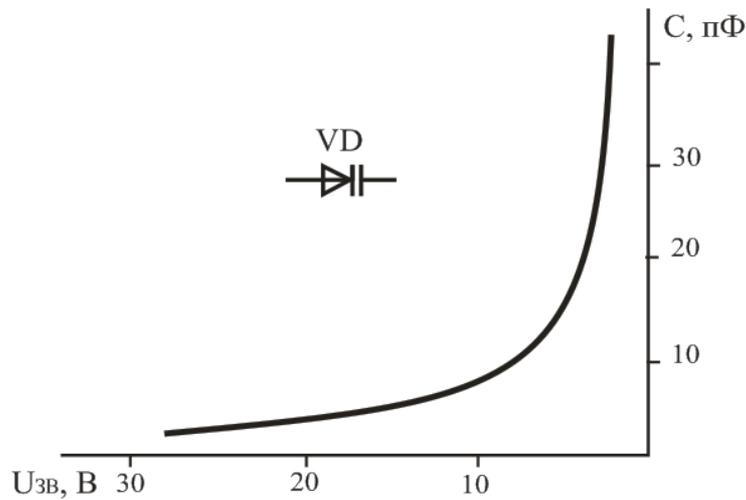


Рисунок 3.9 – Вольт-фарадна характеристика варикапа та його умовне графічне позначення

3.5 Розрахунок електричних кіл з напівпровідниковими діодами

У практичних схемах в коло діода вмикається яке-небудь навантаження, наприклад резистор (рисунок 3.10, 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:

$$I = \frac{U_R}{R_H} = \frac{(E - U_D)}{R_H}. \quad (3.1)$$

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.

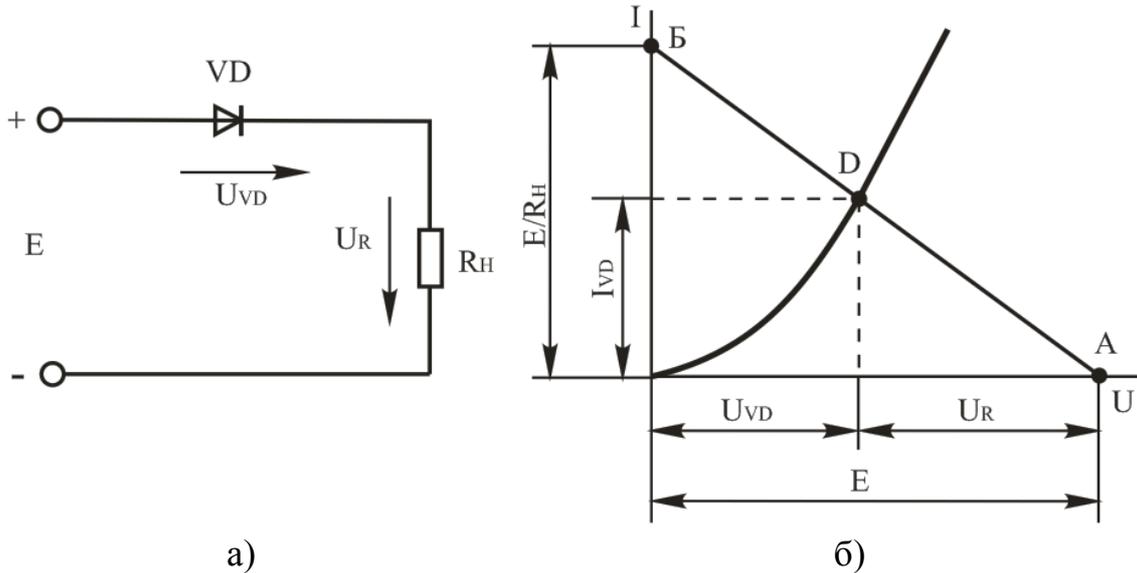


Рисунок 3.10 – Графічний розрахунок робочого режиму діода

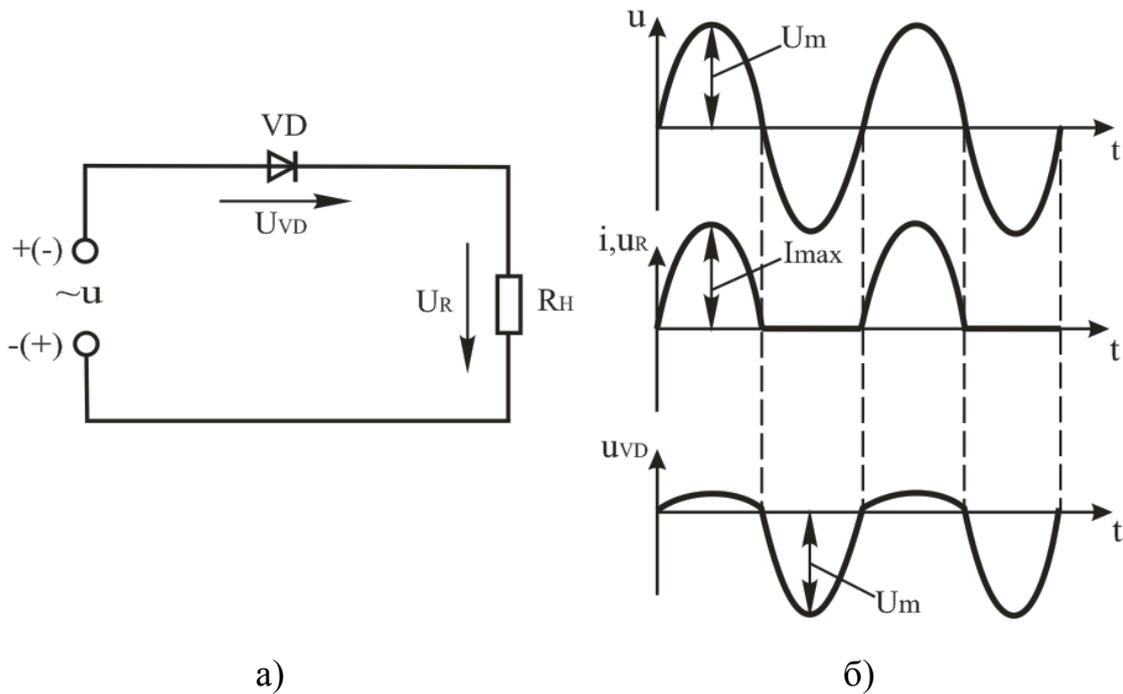
Рівняння для опору R_H – це рівняння першого ступеня відносно I і U . Його графіком є пряма лінія – лінія навантаження. Вона будується по двох точках на осях координат. При $I = 0$ з рівняння (3.1) отримуємо: $E - U = 0$ або $U = E$, що відповідає точці A на рисунку 3.10, б. А якщо $U = 0$, то $I = E/R_H$, відкладаємо цей струм на осі ординат (точка B). Через точки A і B проводимо пряму, яка є лінією навантаження. Координати точки D дають рішення поставленої задачі.

Слід зазначити, що графічний розрахунок робочого режиму діода можна не робити, якщо $R_H \gg R_0$. 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 3.11, а. У ній послідовно з'єднані джерело змінної ЕРС, діод VD і резистор навантаження R_H . Ця схема випрямлення називається однонапівперіодною.

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 напівперіоду напруга для діода є зворотною, струму практично немає і напруга на резисторі $U_R = 0$. Таким чином, через діод, 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 3.11, б ілюструють процеси у випрямлячі.



а) б)
а – схема; б – часові діаграми роботи

Рисунок 3.11 – Однофазний однонапівперіодний випрямляч

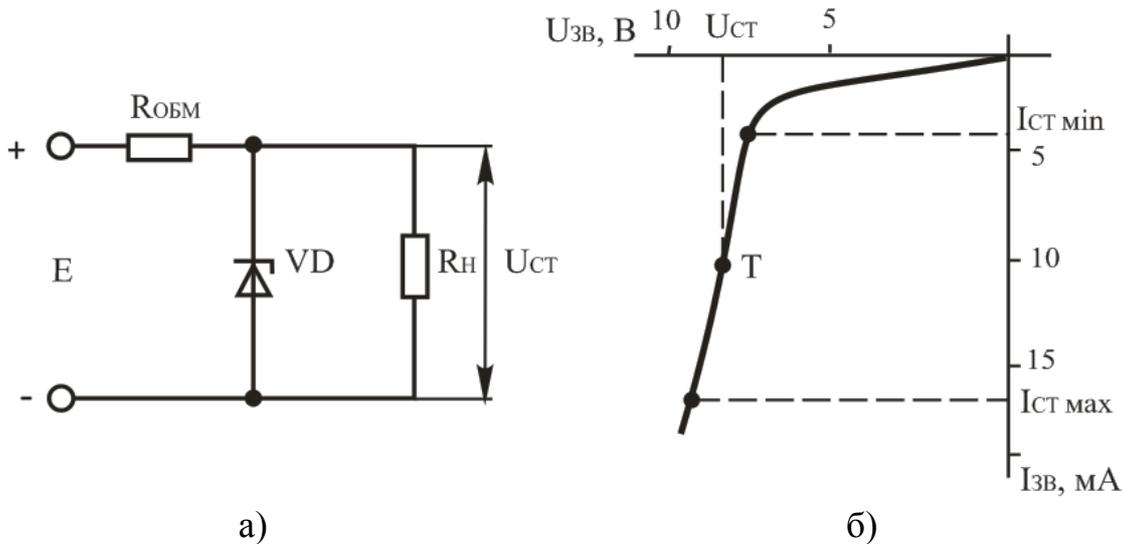
Амплітуда позитивних напівхвиль на діоді дуже мала. Це пояснюється тим, що коли проходить прямий струм, то велика частина напруги джерела падає на резисторі навантаження R_H , опір якого значно перевищує опір діода. В цьому випадку:

$$U_{ПР\ MAX} = U_m - U_{R\ MAX} = U_m - I_{MAX} R_H \ll U_m. \quad (3.2)$$

Для звичайних напівпровідникових діодів пряма напруга не більше $U_{ПР} = 1 - 2$ В. Наприклад, джерело має діючу напругу $U = 200$ В і $U_m = \sqrt{2}U = 280$ В. Якщо $U_{ПР\ MAX} = 2$ В, то $U_{R\ MAX} = 278$ В.

При негативній напівхвилі 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 3.12, 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 3.12 – Параметричний стабілізатор напруги

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

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

$$R_{ОБМ} = \frac{E - U_{СТ}}{I_{СЕР} + I_{H.СЕР}}, \quad (3.3)$$

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

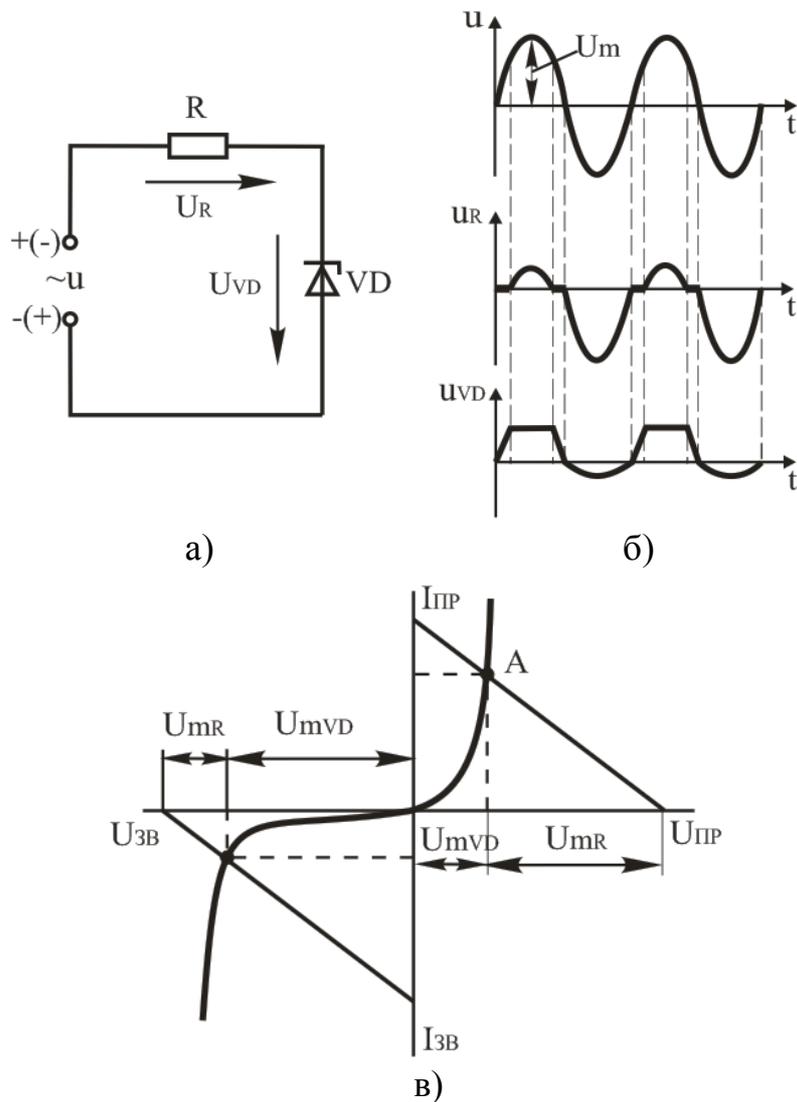
$I_H = U_{СТ}/R_H$ – струм навантаження (при $R_H = \text{const}$);

$I_{H.СЕР} = 0,5(I_{H \text{ MIN}} + I_{H \text{ MAX}})$ (при $R_H = \text{var}$),

причому $I_{H. \text{ MIN}} = \frac{U_{СТ}}{R_{H \text{ MAX}}}$; $I_{H. \text{ MAX}} = \frac{U_{СТ}}{R_{H \text{ MIN}}}$.

Роботу схеми в даному режимі можна пояснити так. Оскільки $R_{\text{ОБМ}}$ постійний і падіння напруги на ньому, що дорівнює $(E - U_{\text{СТ}})$, також постійне, то і струм через $R_{\text{ОБМ}}$, що дорівнює $(I_{\text{СТ}} + I_{\text{Н СЕР}})$, повинен бути постійним. Але останнє можливо тільки в тому випадку, якщо струм стабілітрона I і струм навантаження $I_{\text{Н}}$ змінюються однаковою мірою, але в протилежні сторони. Наприклад, якщо $I_{\text{Н}}$ 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 (рисунк 3.13, а).



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

Рисунок 3.13 – Електричне коло із стабілітроном

У позитивний напівперіод 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 напівперіод стабілітрон увімкнений в провідному напрямку. При цьому падіння напруги на ньому складає приблизно 1В, а напруга джерела ЕРС, що залишилася, прикладена до резистора R.

ПРИКЛАДИ ДО РОЗДІЛУ

Задача 3.1. Вибрати тип діода для електротехнічного пристрою, щоб забезпечити струм у навантаженні $I = 0,27$ А. Напруга, що прикладається до діода у закритому стані $U = 40$ В.

Розв'язок: Основними параметрами, за якими вибирають діод є $I_{\text{пр.доп.}}$ та $U_{\text{зв.доп.}}$, тому для вибору типу діода (див. додатки) необхідно, щоб допустимий прямий струм діода був більший за струм навантаження $I_{\text{пр.доп.}} \geq I$, а допустима зворотна напруга перевищувала напругу, прикладену до діода у закритому стані $U_{\text{зв.доп.}} \geq U$. Як видно, таким умовам задовольняє діод типу Д7А, $I_{\text{пр.доп.}} = 0,3$ А; $U_{\text{зв.доп.}} = 50$ В.

Задача 3.2. Вибрати стабілітрон для електротехнічного пристрою (рисунок 3.12, а), якщо навантаження має такі параметри: $P_{\text{н}} = 75$ мВт; напруга $U_{\text{н}} = 6,8$ В.

Розв'язок: Оскільки стабілітрон вибирається за напругою навантаження, то $U_{\text{ст.н}} = U_{\text{н}} = 6,8$ В. Такій умові задовольняє стабілітрон типу КС168А.

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ ДО РОЗДІЛУ

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 та паралельне з'єднання випрямних діодів.
4. Поясніть призначення та 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 та обернених діодів.
8. Назвіть основні параметри, наведіть вольт-амперну характеристику та умовне графічне позначення тунельних та обернених діодів.
9. Поясніть призначення, назвіть основні параметри, наведіть вольт-амперну характеристику та умовне графічне позначення варикапів.

ЗАДАЧІ НА САМОСТІЙНЕ ОПРАЦЮВАННЯ

- 3.1с. Для забезпечення надійної роботи електротехнічного пристрою необхідно вибрати випрямний діод, умови роботи якого: прямий струм $I_{\text{пр}} = 5 \text{ А}$, а зворотна напруга, що прикладається до діода $U_{\text{зв}} = 80 \text{ В}$.
- 3.2с. Послідовно до навантаження увімкнено два діоди КД106А. Визначити допустимий струм навантаження. Як зміниться цей струм, якщо діоди ввімкнуті паралельно?
- 3.3с. Як необхідно увімкнути в електричне коло два однотипних випрямних діоди, розрахованих на максимальний допустимий струм 100 мА кожний, якщо в колі протікає струм $I = 150 \text{ мА}$?
- 3.4с. Для випрямних діода типу КД103А найбільша зворотна напруга становить $U_{\text{зв макс}} = 50 \text{ В}$. Як необхідно включити такі діоди в електричне коло, до якого підведена напруга $U = 80 \text{ В}$?
- 3.5с. Яку напругу можна стабілізувати на навантаженні при послідовному увімкненні двох стабілітронів типу Д814Г, кожний з яких має напругу стабілізації $U_{\text{ст}} = 10 - 12 \text{ В}$?
- 3.6с. Електричне коло, що складається з послідовно увімкненого випрямного діода і резистора, підключене до мережі змінної напруги $U = 220 \text{ В}$. Споживана потужність $P = 440 \text{ Вт}$. Визначити: величину опору резистора; величину струму в електричному колі; вибрати тип діода; привести графіки зміни напруги в часі для діода і резистора.
- 3.7с. Електричне коло, що складається з послідовно увімкнених обмежувального резистора $R_{\text{обм}}$ і стабілітрона VD , паралельно з яким з'єднаний навантажувальний резистор $R_{\text{н}}$, підключене до джерела постійного струму напругою $U = 15 \text{ В}$. Задано: напруга стабілізації стабілітрона $U_{\text{ст}} = 10 \text{ В}$; струм навантаження змінюється від

$I_{H \text{ MIN}} = 0,1 \text{ A}$ до $I_{H \text{ MAX}} = 0,5 \text{ A}$; мінімальний струм стабілітрона $I_{CT \text{ MIN}} = 0,1 \text{ A}$. Визначити: максимальний струм стабілітрона; опір обмежувального резистора; потужність на стабілітроні; потужність на навантаженні; потужність на обмежувальному резисторі; вибрати тип стабілітрона.

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 та одноперехідні транзистори.

4.1 Диністори

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

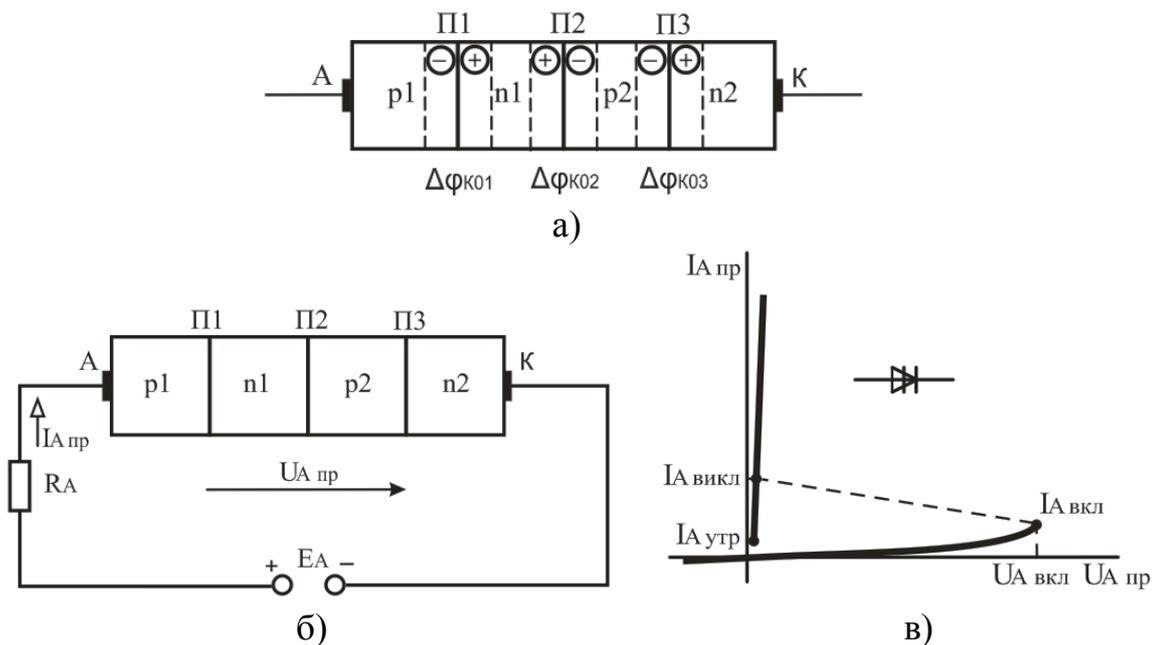
Двоелектродний тиристор (диністор) – це тиристор, що має два зовнішні виводи (анод і катод). Диністор являє собою напівпровідниковий прилад, що складається з чотирьох областей з провідностями p - і n -типу, які послідовно чергуються (рисунок 4.1). Крайні області p_1 і n_2 називаються емітерами, а середні 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 $\Delta\phi_{k01}$, $\Delta\phi_{k02}$, $\Delta\phi_{k03}$ (рисунок 4.1, а). Якщо до диністора прикладена пряма напруга $U_{A\text{ пр}} < U_{A\text{ вмик}}$ (рисунок 4.1, б), то переходи П1 і П3 зміщаються 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

$U_{А\text{ пр}}$ відбувається поступове насичення баз n_1 і p_2 основними носіями зарядів і зменшення їх опору. При певному значенні $U_{А\text{ пр}} \geq U_{А\text{ вимк}}$, процес приймає лавиноподібний характер. Різко зменшуються опори областей n_1 і p_2 і перехід П2 відмикається. Струм $I_{А\text{ пр}}$ збільшується, а напруга $U_{А\text{ пр}}$ зменшується. На вольт-амперній характеристиці з'являється ділянка з від'ємним диференціальним опором – ділянка 1–2 (рис. 4.1, в). Диністор відкривається – переходить з закритого стану (ділянка 0–1) у відкритий (ділянка 2–3). При цьому опір диністора різко зменшується і падіння напруги на ньому становить $U_{А\text{ пр}} = 0,5 - 1$ В. Інша напруга джерела E_A падає на обмежувальному резисторі R_A (рис. 4.1, б).



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

Рисунок 4.1 – Диністор

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 увімкненому, або відкритому, яке характеризується малим падінням напруги на диністорі та протіканням значних струмів через нього, тобто малим опором.

Для вимкнення диністора необхідно зменшити прямий струм до значення $I_{А\text{ пр}} < I_{А\text{ утр}}$, (де $I_{А\text{ утр}}$ – струм утримання – мінімальний пря-

мий струм, при якому диністор ще залишається в увімкненому 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 – КЕ, який називають керуючим.

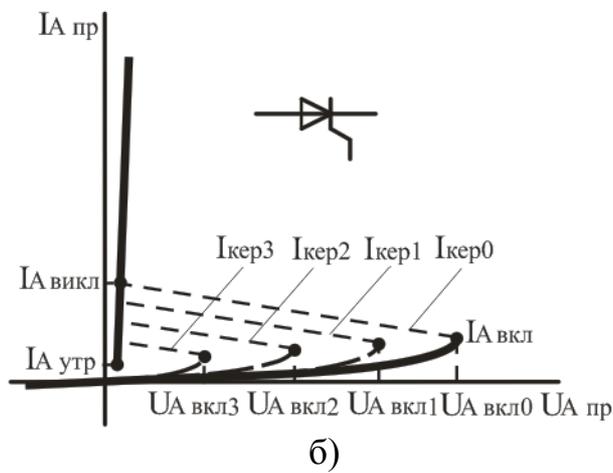
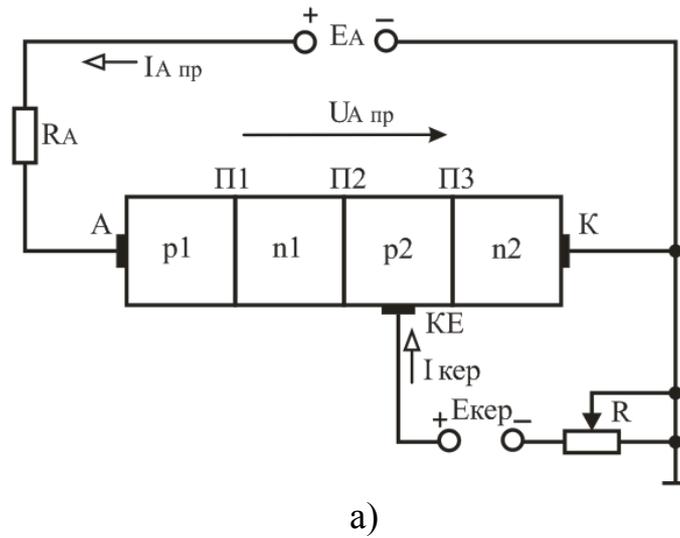
Від додаткового зовнішнього джерела E_K за рахунок струму керування $I_{КЕР}$ через керуючий електрод в базу p_2 вводиться додаткова кількість основних носіїв заряду – дірок (рисунок 4.2, а).

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

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 відмикання приладу. Найбільш висока напруга $U_{А\text{ вмик}}$ має місце за відсутності струму керуючого електроду $I_{КЕР}$, коли тріодний тиристор (триністор) перетворюється на діодний (диністор). І навпаки, при значному струмі $I_{КЕР}$ характеристика тріодного тиристора наближається до характеристики прямого струму випрямного діода.

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

Для вимикання триністора необхідно зменшити прямий струм до значення $I_{А\text{ пр}} < I_{А\text{ утр}}$ (де $I_{А\text{ утр}}$ – струм утримання – мінімальний прямий струм увімкненого тиристора 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 вмикання триністора наведена на рисунку 4.3.

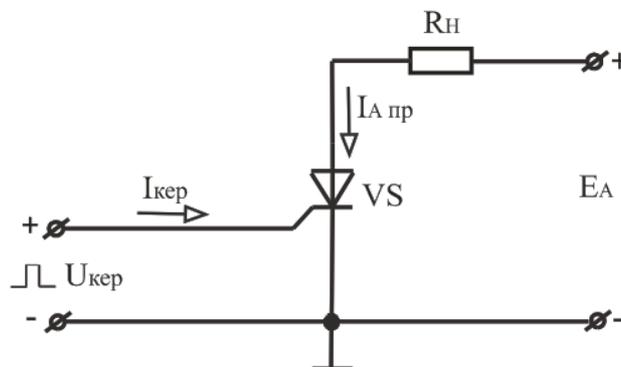
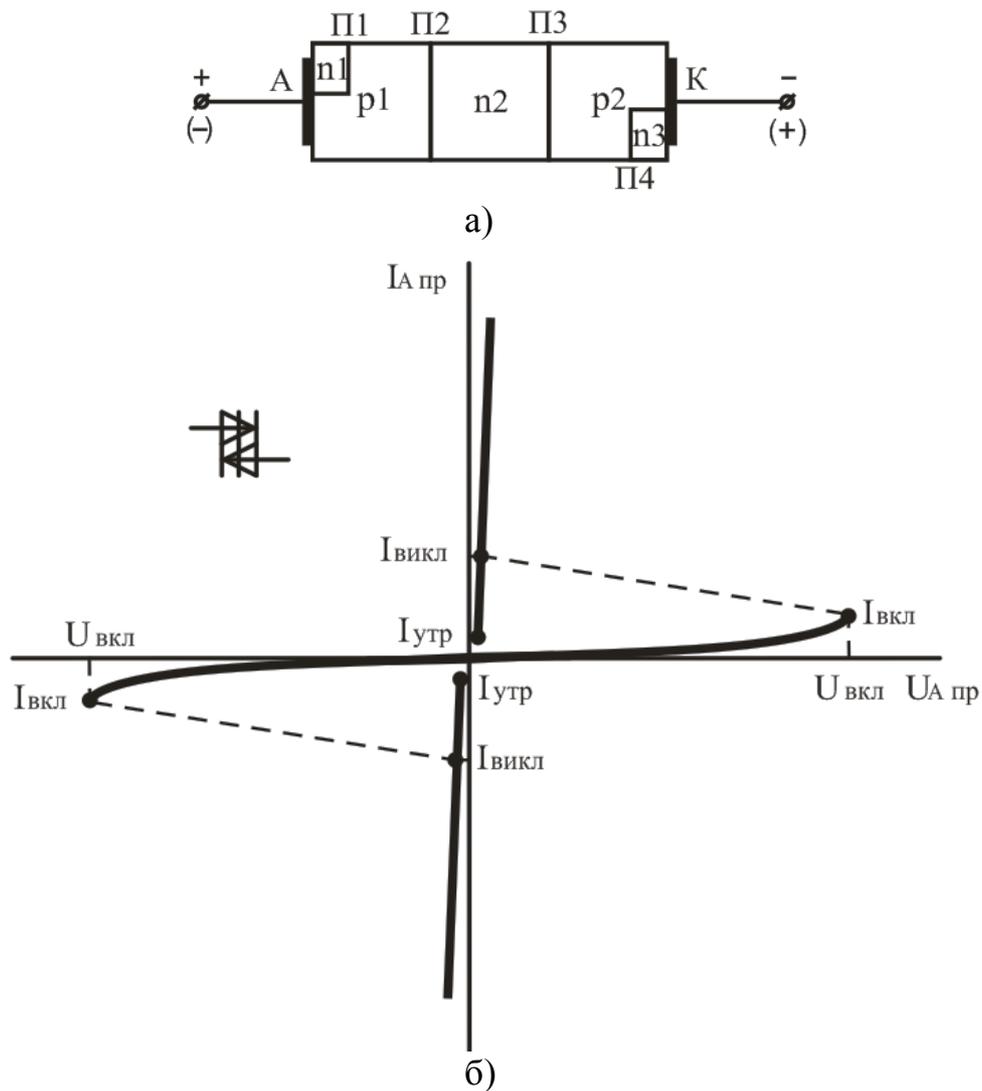


Рисунок 4.3 – Схема увімкнення триністора

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

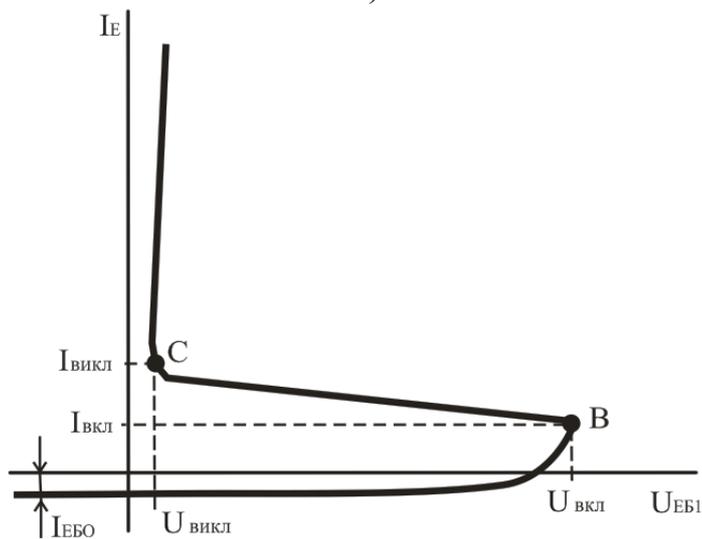
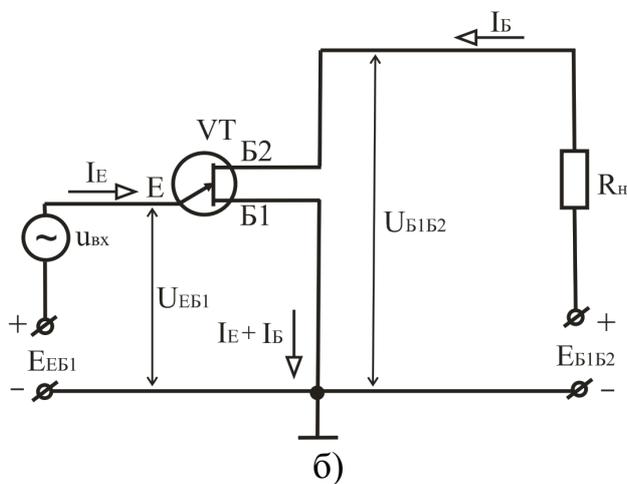
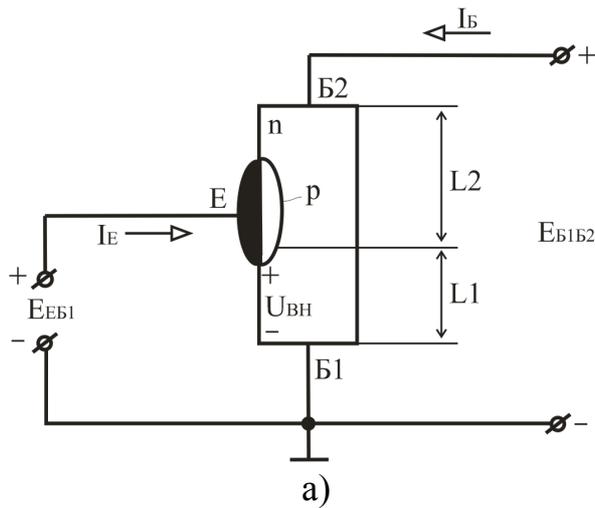
Основні параметри тиристорів:

- напруга вмикання $U_{\text{вмик}}$ – це пряма напруга, при якій тиристор переходить із закритого у відкритий стан при розімкненому колі керуючого електроду. Для різних типів тиристорів напруга $U_{\text{вмик}}$ становить від 10 до 2500 В;
- струм вмикання $I_{\text{вмик}}$ – 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 $I_{\text{пр max}}$ – максимальне значення струму у відкритому стані, при якому забезпечується задана надійність тиристора. Для тиристорів різних типів $I_{\text{пр max}}$ становить від 40 мА до 1000 А;
- залишкова напруга $U_{\text{пр}}$ – 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 увімкненого тиристора при розімкненому колі керування, нижче за який тиристор переходить у непровідний стан;
- час затримки t_3 ;
- час вмикання $t_{\text{вмик}}$;
- час вимикання $t_{\text{вим}}$.

4.4 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 4.5, 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.



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

Рисунок 4.5 – Одноперехідний транзистор

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 нарузі на емітері $U_{ЕБ1} < U_{ВН}$ *p-n*-перехід зміщений у зворотному напрямку і у вхідному колі протікає невеликий зворотний струм $I_{ЕЗВ}$ (рисунок 4.5, 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 4.5, в).

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

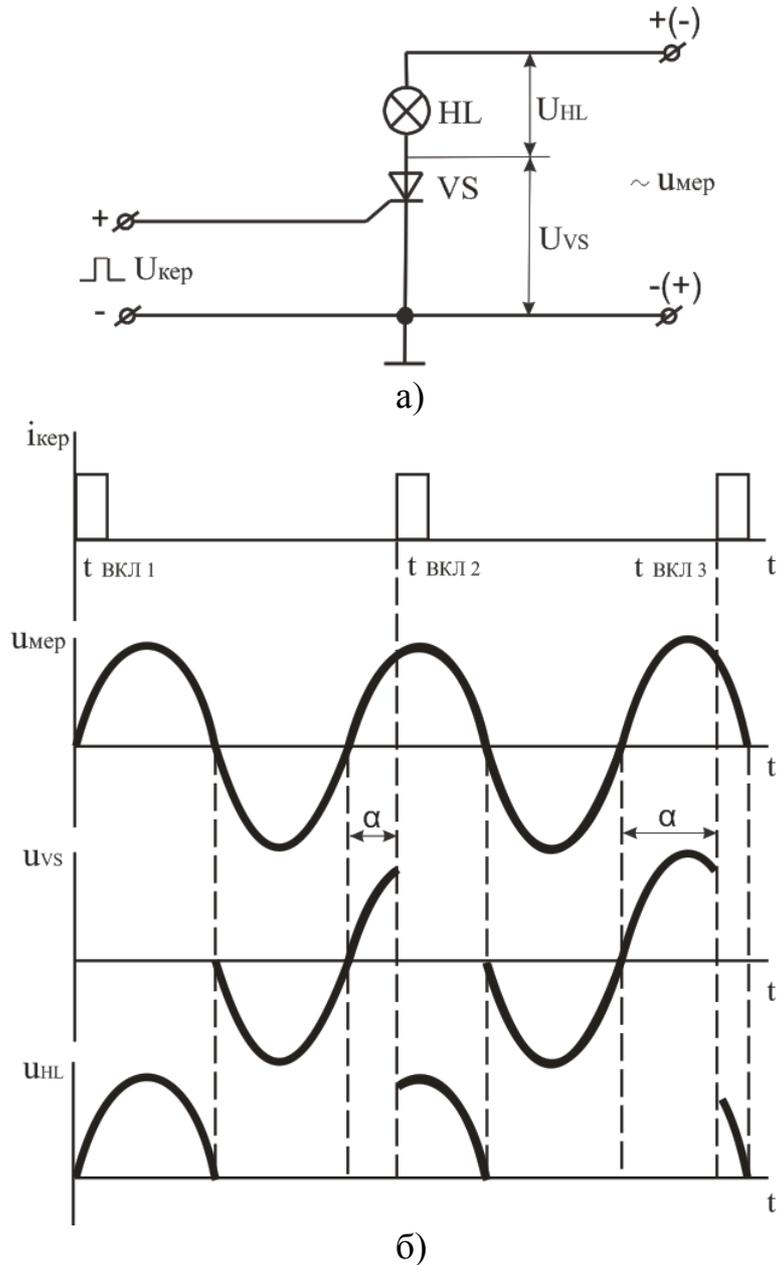
Одноперехідний транзистор може застосовуватися для перемикавання, генерації і посилення. При цьому, він може забезпечувати посилення як за потужністю і напругою, так і за струмом.

Застосування тиристорів обумовлене в основному двома їх властивостями: 1 – наявністю ділянки від'ємного диференційного опору; 2 – наявністю двох стійких станів. Перша властивість дозволяє використовувати тиристиори 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 4.6).

Управління у випрямлячі зводиться до керування моментом відмикання тиристора. Найбільш поширений спосіб управління тиристорами – імпульсно-фазовий; при цьому на керуючий електрод тиристора періодично подаються імпульси керуючого сигналу, які можуть зсуватися у часі. В результаті змінюється момент відмикання тири-

тора, починаючи з якого і до кінця додатної півхвилі напруги, тиристор знаходиться у відкритому стані. Цей зсув у часі імпульсів сигналу керування відносно переходу напруги мережі $U_{\text{мер}}$ через нуль називається кутом керування α , який може змінюватися від 0 до π . Змінюючи α можна регулювати напругу на навантаженні від нуля до максимуму.



а – схема; б – часові діаграми роботи ($\alpha = 0$, $\alpha = 60^\circ$, $\alpha = 120^\circ$)

Рисунок 4.6 – Однонапівперіодний керований випрямляч

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

ПРИКЛАДИ ДО РОЗДІЛУ

Задача 4.1. Вибрати тип тиристора для електротехнічного пристрою, щоб забезпечити струм у навантаженні $I = 17$ А. Напруга, що прикладається до тиристора у закритому стані $U = 160$ В.

Розв'язок: Основними параметрами, за якими вибирають тиристор є $I_{\text{МАКС. ДОП.}}$ ($I_{\text{ПР МАКС.}}$) та $U_{\text{МАКС. ЗВ.}}$. Щоб вибрати тиристор (див. додатки) необхідно забезпечити виконання умов: $I_{\text{МАКС. ДОП.}} \geq I$ та $U_{\text{МАКС. ДОП.}} \geq U$. Таким умовам задовольняє тиристор Т122-20, $I_{\text{МАКС. ДОП.}} = 20$ А; $U_{\text{ЗВ. ДОП.}} = 200$ В.

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ ДО РОЗДІЛУ

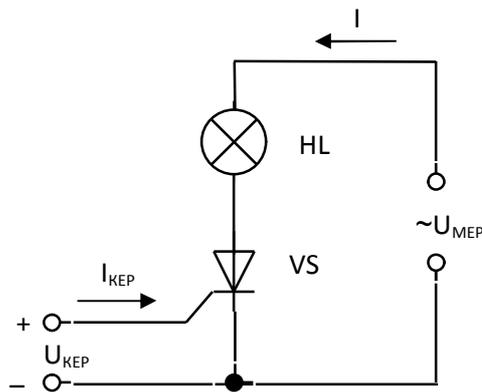
1. Поясніть призначення та наведіть основні параметри тиристорів.
2. Наведіть структуру і поясніть принцип дії диністорів. Наведіть вольт-ампер-ну характеристику та умовне графічне позначення диністорів.
3. Наведіть структуру і поясніть принцип дії триністорів. Наведіть вольт-ампер-ну характеристику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

ЗАДАЧІ НА САМОСТІЙНЕ ОПРАЦЮВАННЯ

- 4.1с. Вибрати тип тиристора для електротехнічного пристрою, якщо у відкритому стані через нього проходить струм $I_{\text{ПР}} = 22$ А, а зворотна напруга, що прикладається до тиристора $U_{\text{ЗВ}} = 220$ В.

4.2с. Вибрати тип тиристора для електротехнічного пристрою, щоб забезпечити струм у навантаженні $I = 18 \text{ А}$. Напруга, що прикладається до тиристора у закритому стані $U_{ЗВ} = 160 \text{ В}$.

4.3с. Електричне коло, що складається з послідовно з'єднаної лампи HL і тиристора VS, підключене до мережі змінного струму. Задано: напруга мережі $U_{МЕР} = 200 \text{ В}$; потужність лампи $P = 200 \text{ Вт}$; кут регулювання тиристора α .



Виконати:

- 1) Привести графіки зміни напруги в часі $U = f(t)$ на лампі U_{HL} і тиристорі U_{VS} при куті регулювання тиристора $\alpha = 90^\circ$.
- 2) Теж при куті регулювання $\alpha = 45^\circ$.
- 3) Теж при куті регулювання $\alpha = 135^\circ$.
- 4) Визначити максимальне значення струму I_m .

5 БІПОЛЯРНІ ТРАНЗИСТОРИ

5.1 Будова та принцип дії

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

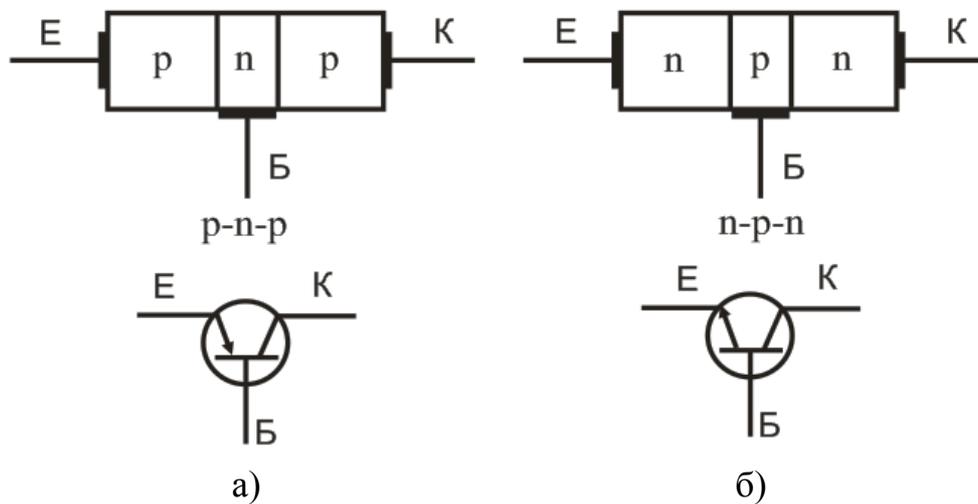
Біполярні транзистори, що випускаються в даний час, можна класифікувати за наступними ознаками:

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

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

Будова площинного біполярного транзистора показана схематично на рисунку 5.1.



а – типу *p-n-p*; б – типу *n-p-n*

Рисунок 5.1 – Структура та умовне позначення біполярного транзистора

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.

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 в багато раз 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 вмикання біполярного транзистора: з спільною базою (СБ), з спільним емітером (СЕ), з спільним колектором (СК).

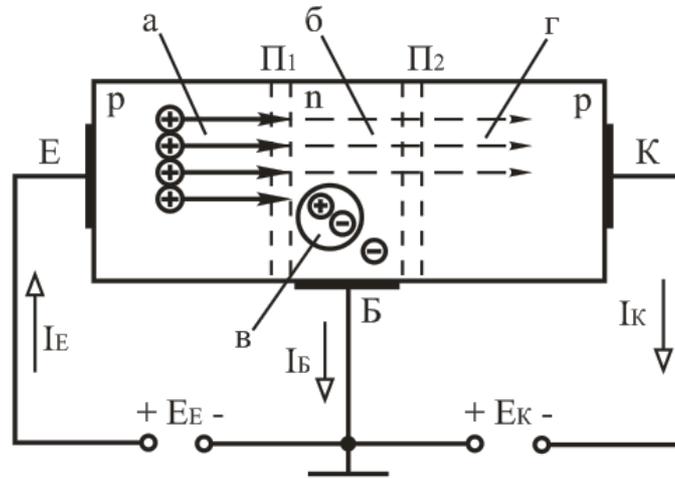
Вхідне, або керуюче, коло служить для управління роботою транзистора. У вихідному, або керованому, колі отримують посилені коливання. Джерело посилюваних коливань вмикається у вхідне коло, а у вихідне вмикається навантаження.

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

Зовнішня напруга 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 $I_{KЗВ}$ (одиниці мікроампер). Цей струм виникає під дією зворотної напруги і створюється направленим переміщенням неосновних носіїв заряду дірок бази і електронів колектора через колектор-

ний 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.



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

Рисунок 5.2 – Схема вмикання біполярного транзистора (*p-n-p* типу) з спільною базою

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

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) ко-

лектором, 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 з 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 з спільним емітером вихідним струмом є струм колектора, а вхідним – струм бази. Коефіцієнт підсилення за струмом для схеми з СЕ:

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

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

тоді

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

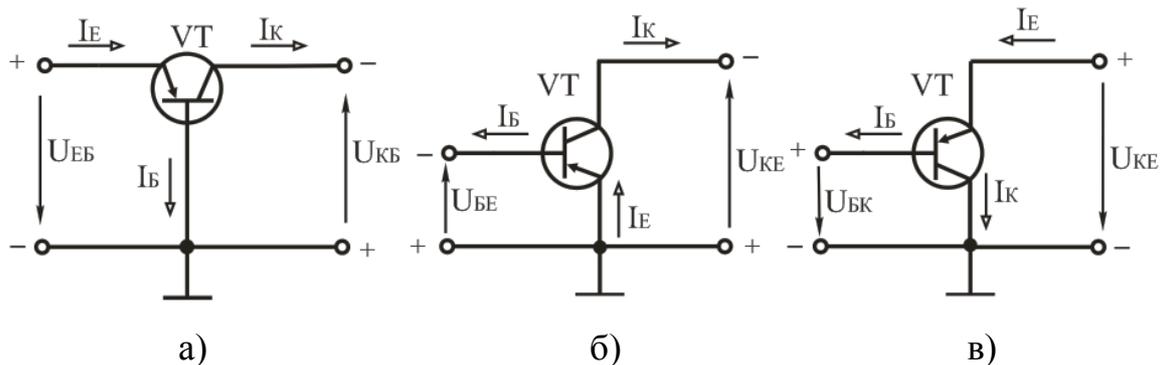
Отже, коефіцієнт підсилення за струмом для схеми з СЕ складає десятки одиниць.

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 управління великою потужністю в колекторному колі транзистора малою потужністю, що витрачається в емітерному колі, тобто має місце посилення потужності.

5.2 Схеми вмикання 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 вмикання транзисторів: з 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 вмикання змінюються лише полярності напруги і напрям струмів. При будь-якій схемі вмикання транзистора (при роботі в активному режимі) полярність включення джерел живлення повинна бути вибрана такою, щоб емітерний перехід був зміщений в прямому напрямку, а колекторний – в зворотному.



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

Рисунок 5.3 – Схеми вмикання 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) і вихідного кола (вихідні ВАХ). Вид характеристик залежить від способу вмикання транзистора.

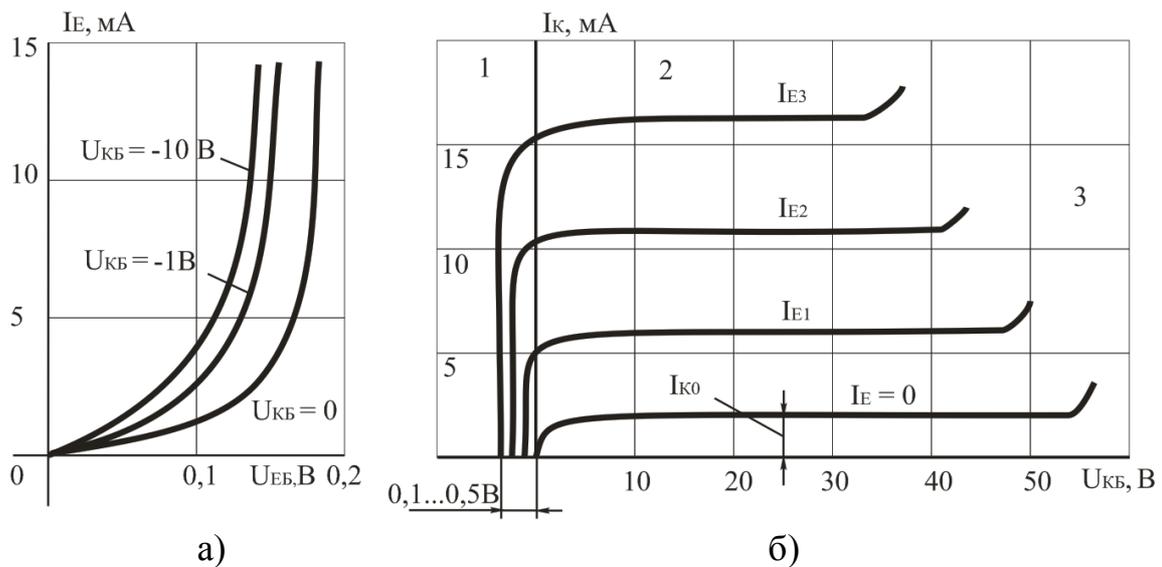
5.3.1 Характеристики транзистора, увімкненого за схемою з СБ

Вхідною характеристикою є залежність (рисунок 5.4, а):

$$I_E = f(U_{EB}) \text{ при } U_{KB} = \text{const.}$$

Вихідною характеристикою є залежність (рисунок 5.4, б):

$$I_K = f(U_{KB}) \text{ при } I_E = \text{const.}$$



а – вхідна; б – вихідна

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

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

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

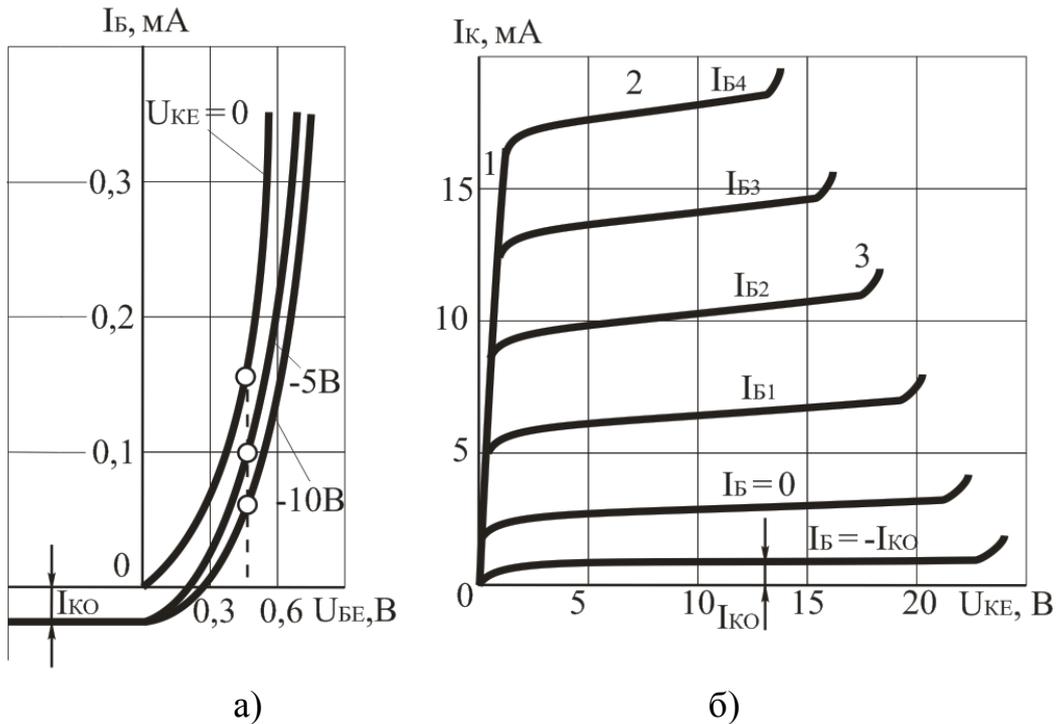
5.3.2 Характеристики транзистора, увімкненого за схемою з СЕ

Вхідною характеристикою є залежність (рисунок 5.5, а):

$$I_B = f(U_{BE}) \text{ при } U_{KE} = \text{const.}$$

Вихідною характеристикою є залежність (рисунок 5.5, б):

$$I_K = f(U_{KE}) \text{ при } I_B = \text{const.}$$



а – вхідна; б – вихідна

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

Транзистор в схемі з СЕ дає підсилення струму. Коефіцієнт підсилення за струмом в схемі з СЕ: $\beta = \frac{I_K}{I_B} = \frac{\alpha}{(1-\alpha)}$.

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

З принципу дії транзистора відомо, що через вивід бази протікають у зустрічному напрямку дві складові струму (рисунок 5.6): зворотний струм колекторного переходу I_K зв і частина струму емітера

$(1 - \alpha)I_E$. У зв'язку з цим нульове значення струму бази ($I_B = 0$) визначається рівністю вказаних складових струмів, тобто $(1 - \alpha)I_E = I_{KЗВ}$. Нульовому вхідному струму відповідають струм емітера:

$$I_E = I_{KЗВ} / (1 - \alpha) = (1 + \beta)I_{KЗВ}$$

і струм колектора

$$I_K = \alpha I_E + I_{KЗВ} = \frac{\alpha I_{KЗВ}}{(1 - \alpha)} + I_{KЗВ} = (1 - \beta)I_{KЗВ}.$$

Іншими словами, при нульовому струмі бази ($I_B = 0$) через транзистор в схемі з СЕ протікає струм, який називається початковим струмом $I_{KЗВ}$ і рівним $(1 + \beta)I_{KЗВ}$.

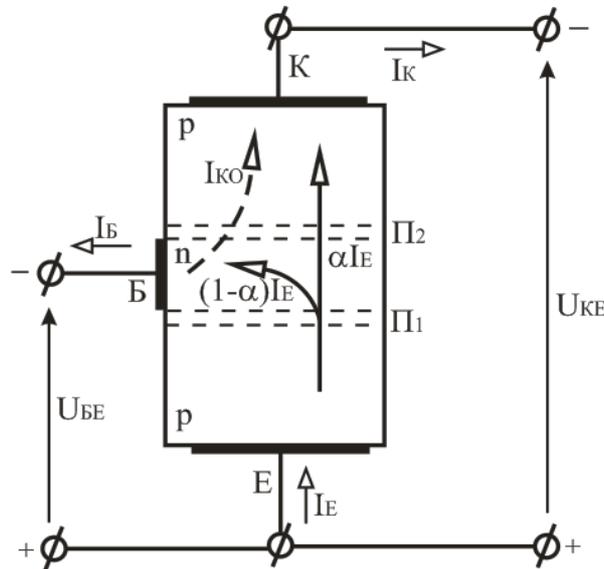


Рисунок 5.6 – Схема вмикання біполярного транзистора з спільним емітером

5.4 Основні параметри біполярних транзисторів

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

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

В систему h – параметрів входять наступні величини:

1. Вхідний опір

$$h_{11} = \Delta U_1 / \Delta I_1 \text{ при } U_2 = \text{const} \quad (5.4)$$

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

2. Коефіцієнт зворотного зв'язку за напругою:

$$h_{12} = \Delta U_1 / \Delta U_2 \text{ при } I_1 = \text{const} \quad (5.5)$$

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

3. Коефіцієнт посилення за струмом (коефіцієнт передачі струму):

$$h_{21} = \Delta I_2 / \Delta I_1 \text{ при } U_2 = \text{const} \quad (5.6)$$

показує посилення змінного струму транзистором в режимі роботи без навантаження.

4. Вихідна провідність:

$$h_{22} = \Delta I_2 / \Delta U_2 \text{ при } I_1 = \text{const} \quad (5.7)$$

є провідністю для змінного струму між вихідними затискачами транзистора.

Вихідний опір $R_{\text{вих}} = 1/h_{22}$.

Для схеми з спільним емітером справедливі наступні рівняння:

$$\begin{aligned} \Delta U_{BE} &= h_{11E} \Delta I_B + h_{12E} \Delta U_{KE}, \\ \Delta I_K &= h_{21E} \Delta I_B + h_{22E} \Delta U_{KE}, \end{aligned} \quad (5.8)$$

де

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

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

$$P_K = I_K U_{KE} \leq P_{K MAX} . \quad (5.9)$$

Крім того, існують обмеження за колекторною напругою:

$$U_{KE} \leq U_{KE MAX} , \quad (5.10)$$

і колекторним струмом:

$$I_K \leq I_{K MAX} . \quad (5.11)$$

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 (посилення, 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 вмикання біполярного транзистора з 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 .

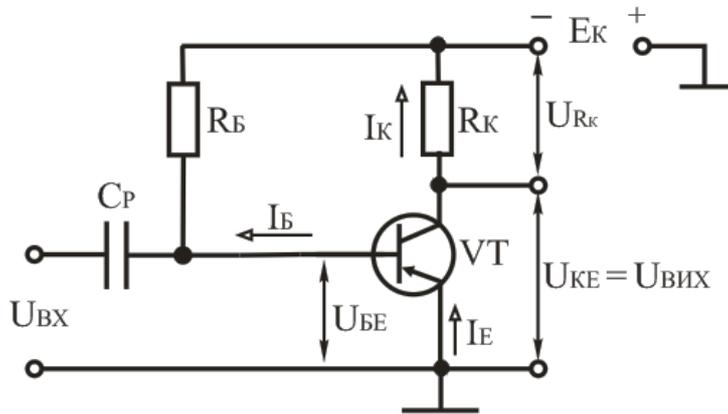


Рисунок 5.7 – Схема найпростішого підсилювального каскаду на біполярному транзисторі, увімкненого за схемою з спільним емітером

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 колекторного резистора R_K є лінійною, а вольт-амперні характеристики транзистора є нелінійними колекторними характеристиками транзистора (рисунок 5.5, б), увімкненого за схемою з 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 колекторного 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_{KC} і напругу U_{KEC} в режимі спокою. По цих значеннях можна знайти потужність P_{KC} , що виділяється в транзисторі в 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).

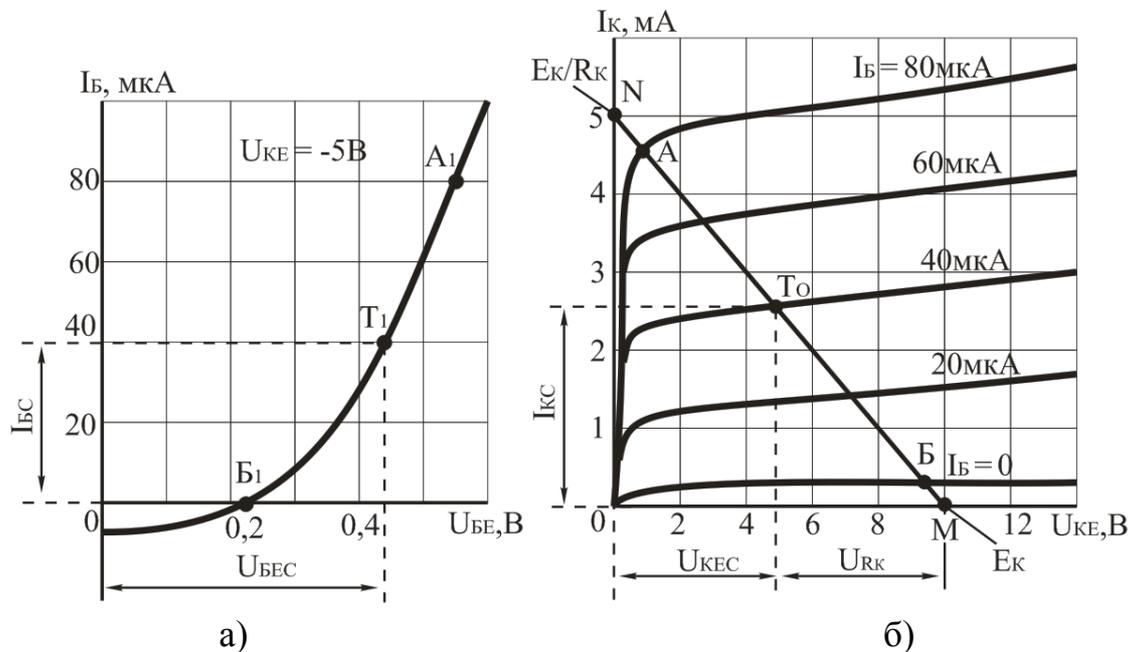


Рисунок 5.8 – Графоаналітичний розрахунок робочого режиму транзистора за допомогою вихідних і вхідної характеристик

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

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

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.

ПРИКЛАДИ ДО РОЗДІЛУ

Задача 5.1. Визначити струм бази біполярного транзистора КТ501Г, увімкненого за схемою із спільним емітером, якщо у відкритому стані струм колектора 240 мА.

Розв'язок: В паспортних даних транзистора КТ501Г (див. додатки) задано статичний передатний коефіцієнт за струмом транзистора, увімкненого за схемою із спільним емітером $h_{21E} = 20 \div 60$ (приймаємо $h_{21E} = 40$). На підставі залежності струмів бази та колектора обчислюємо струм бази за виразом:

$$I_B = \frac{I_K}{h_{21E}} = \frac{240}{40} = 6 \text{ мА}.$$

Задача 5.2. За вихідними характеристиками біполярного транзистора, увімкненого за схемою із спільним емітером, визначити коефіцієнт підсилення за струмом для $U_{KE} = 5,5$ В, $I_B = 0,7$ мА.

Розв'язок: На вихідній характеристиці проводимо вертикальну лінію, що відповідає напрузі $U_{KE} = 5,5$ В і знаходимо точки перетину К і N з вихідними характеристиками для $I_{B1} = 0,6$ мА, $I_{B2} = 0,8$ мА. Далі знаходимо значення струму колектора в цих точках: $I_K(K) = 28$ мА, $I_K(N) = 22$ мА і визначаємо зміну струму колектора $\Delta I_K = I_K(K) - I_K(N) = 6$ мА. Оскільки вихідні характеристики транзистора побудовані для струмів бази з кроком 0,2 мА, то зміна струму бази $\Delta I_B = 0,2$ мА.

Визначаємо коефіцієнт підсилення транзистора за струмом

$$K_i = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_B} = \frac{6}{0,2} = 30.$$

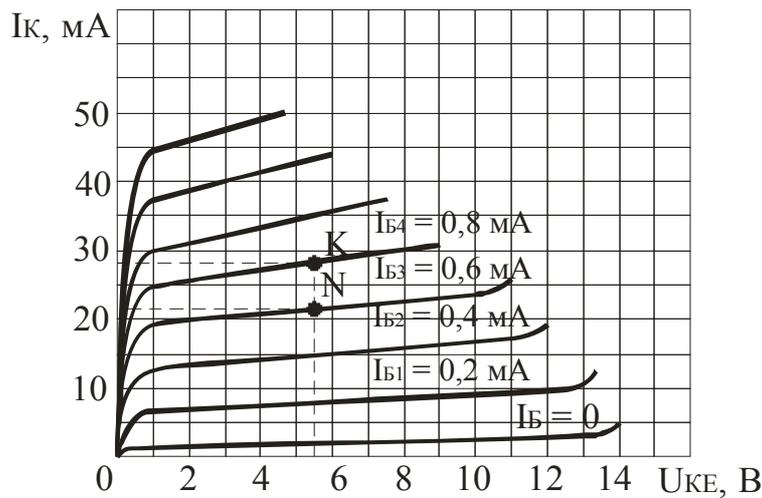


Рисунок до задачі 5.2 – Вихідні характеристики біполярного транзистора

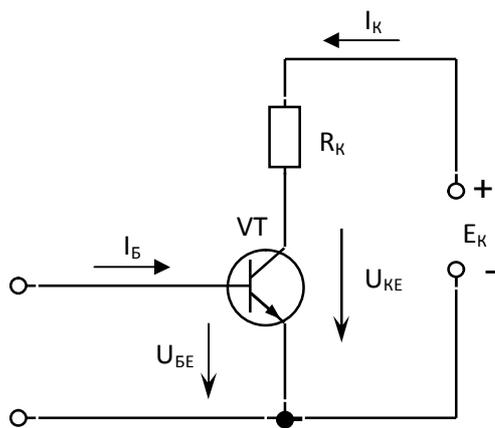
КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ ДО РОЗДІЛУ

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 та принцип роботи підсилювального каскаду.
9. Поясніть методику побудови динамічної характеристика транзистора (лінії навантаження) за постійним струмом та визначення параметрів режиму спокою.

ЗАДАЧІ НА САМОСТІЙНЕ ОПРАЦЮВАННЯ

- 5.1с. Для транзистора КТ312А зворотний струм колектора $I_{КЗВ} = 10$ мкА при напрузі $U_K = 15$ В. Визначити зворотний опір колекторного переходу постійному струму.

- 5.2с. В схемі транзистор КТ807А увімкнено за схемою із спільним емітером. Струм бази транзистора дорівнює $I_B = 10$ мА. Визначити вихідний струм транзистора, якщо $h_{21E} = 30$.
- 5.3с. Для транзистора КТ339А, увімкненого за схемою із спільною базою, при зміні струму емітера I_E на 10 мА струм колектора I_K змінюється на 9,7 мА. Визначити коефіцієнт підсилення струму для транзистора в схемі із спільним емітером.
- 5.4с. Визначити струм бази I_B біполярного транзистора КТ815А, увімкненого за схемою зі спільним емітером, якщо у відкритому стані струм колектора $I_K = 1,2$ А, передатний коефіцієнт за струмом $h_{21E} = 50$.
- 5.5с. Вхідний сигнал біполярного транзистора змінюється в межах 10 мВ, а вихідний – 1,2 В. Обчислити коефіцієнт підсилення транзистора за напругою.
- 5.6с. Поясніть залежність зворотного струму колектора від температури.
- 5.7с. Покажіть, як змінюється вхідна характеристика біполярного транзистора при увімкненні його за схемою із спільною базою при збільшенні температури.
- 5.8с. Покажіть, як змінюється вихідна характеристика біполярного транзистора при увімкненні його за схемою із спільною базою при зменшенні температури.
- 5.9с. Електричне коло, що складається з послідовно з'єднаних резистора R_K і біполярного транзистора VT, підключене до джерела постійного струму з напругою $E_K = 20$ В. Задано: струм бази транзистора $I_B = 0,1$ мА; коефіцієнт підсилення транзистора за струмом $\beta = 100$; величина опору резистора $R_K = 1$ кОм.



Виконати:

1. Визначити величину струму в колі колектора I_K .
2. Визначити величину струму в колі емітера I_E .
3. Визначити величину напруги колектор-емітер U_{KE} .
4. Визначити потужність на колекторі транзистора P_K .

- 5.10с. Проведіть аналіз до завдання 5.9с:

1. Як зміниться величина струму колектора I_K і напруга колектор-емітер U_{KE} при збільшенні струму бази I_B до 0,15 мА?
2. Як зміниться величина струму колектора I_K і напруга колектор-емітер U_{KE} при зменшенні коефіцієнта підсилення транзистора β в 2 рази?
3. Як зміниться величина струму колектора I_K і напруга колектор-емітер U_{KE} при збільшенні напруги живлення E_K до 30 В?
4. Як зміниться величина струму колектора I_K і напруга колектор-емітер U_{KE} при зменшенні величини опору резистора R_K в 2 рази?

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 витокком, 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.

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 індуктованим 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 Будова 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 увімкнений у зворотному напрямі.

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

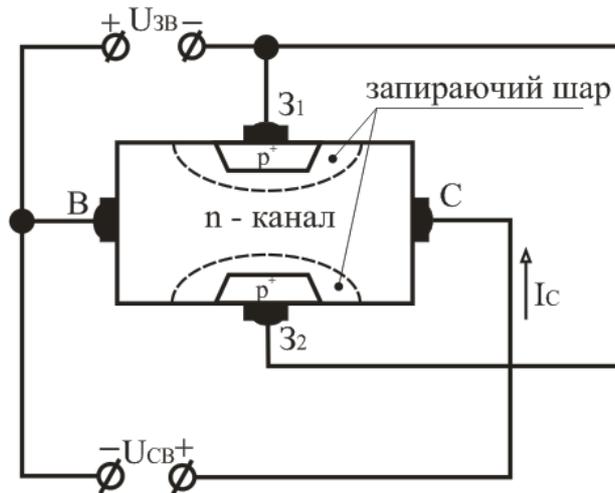
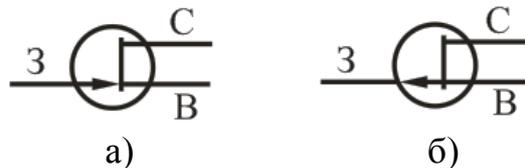


Рисунок 6.1 – Будова польового транзистора з керуючим p - n -переходом (каналом n -типу)

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.

Умовні позначення польових транзисторів з каналом n - і p -типів приведені на рисунку 6.2.



а – канал n -типу; б – канал p -типу

Рисунок 6.2 – Умовне позначення польового транзистора з керуючим p - n -переходом

Полярність зовнішніх напруг, що підводяться до транзистора, показана на рисунку 6.1. Керуюча (вхідна) напруга, подається між затвором і виток. 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 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 $U_{зв\ відг}$.

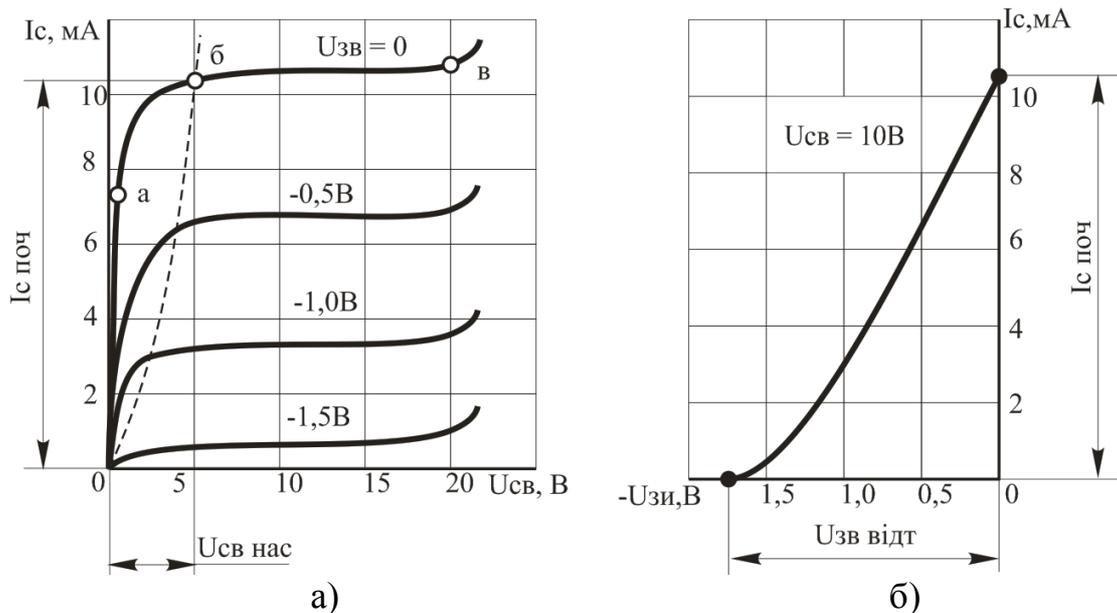
6.1.2 Статичні характеристики польового транзистора з керуючим p - n -переходом

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

Стокові (вихідні) характеристики польового транзистора з p - n -переходом і каналом n -типу (рисунок 6.3, а) відображають залежність струму стоку від напруги $U_{св}$ при фіксованій напрузі $U_{зв}$: $I_C = f(U_{св})$ при $U_{зв} = \text{const}$.

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

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 6.3, б).



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

Рисунок 6.3 – Вольт-амперні характеристики польового транзистора з $p-n$ -переходом і каналом n -типу

6.1.3 Основні параметри

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

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

- крутизна стік-затворної характеристики:

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

відображає вплив напруги затвора на вихідний струм транзистора;

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

$$r_{ВХ} = \frac{\Delta U_{ЗВ}}{\Delta I_3} \text{ при } U_{СВ} = \text{const}.$$

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 ізольованим затвором

6.2.1 Будова і принцип дії

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

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

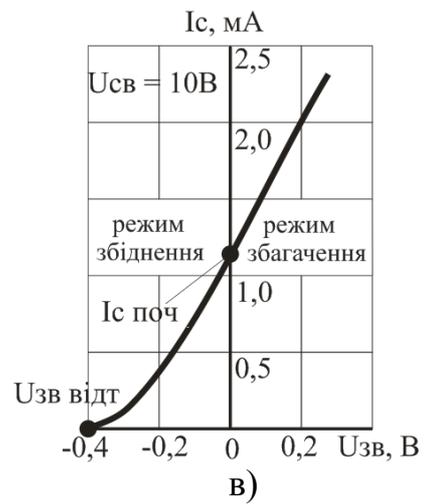
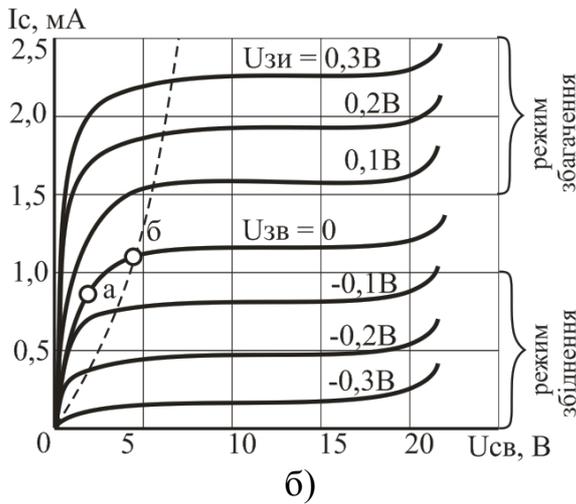
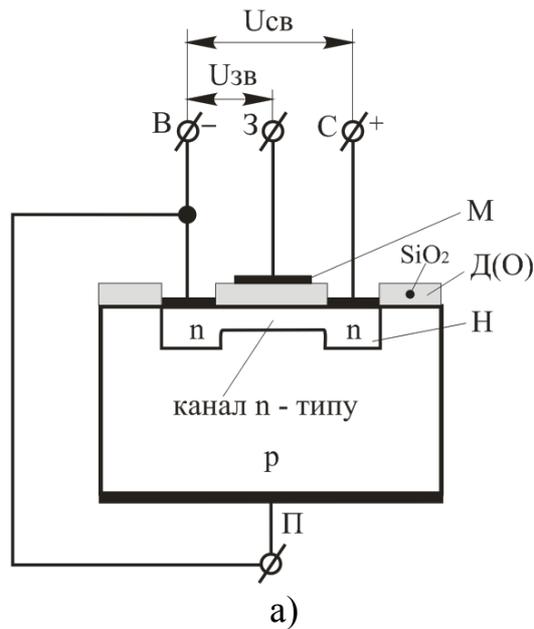
Принцип дії МДН - транзисторів заснований на ефекті зміни провідності приповерхневого шару напівпровідника на межі з діелектриком під впливом поперечного електричного поля. Приповерхневий шар напівпровідника є струмопровідним каналом цих транзисторів. МДН - транзистори виконують двох типів – з вбудованим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

Розглянемо особливості МДН - транзисторів з вбудованим каналом. Конструкція такого транзистора з каналом *n*-типу показана на рисунку 6.4, а. 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 виток і стік є тонкий приповерхневий канал з електропровідністю *n*-типу. Поверхня кристалу напівпровідника між виток і стік 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 витоків, 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.

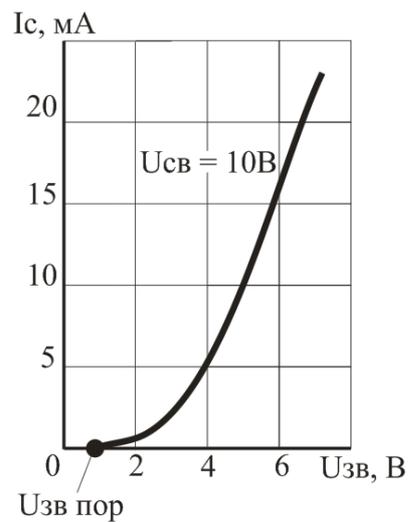
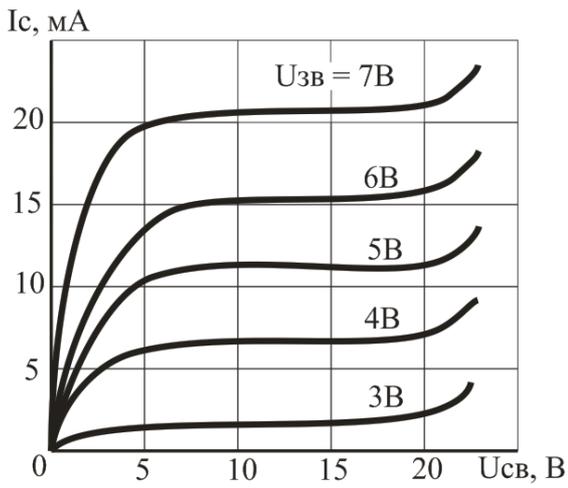
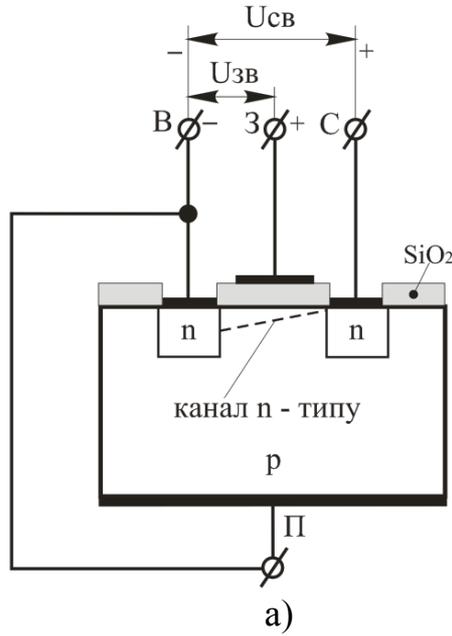
У таких транзисторах при $U_{ЗВ} = 0$, якщо прикласти напругу між стоком і витком ($U_{СВ} > 0$), протікає початковий струм стоку $I_{С\text{ поч}}$, що являє собою потік електронів.



а – конструкція; б – стокові характеристики; в – стік-затворна характеристика

Рисунок 6.4 – МДН - транзистор з вбудованим каналом *n*-типу

Конструкція МДН - транзистора з індукованим каналом *n*-типу показана на рисунку 6.5, а.



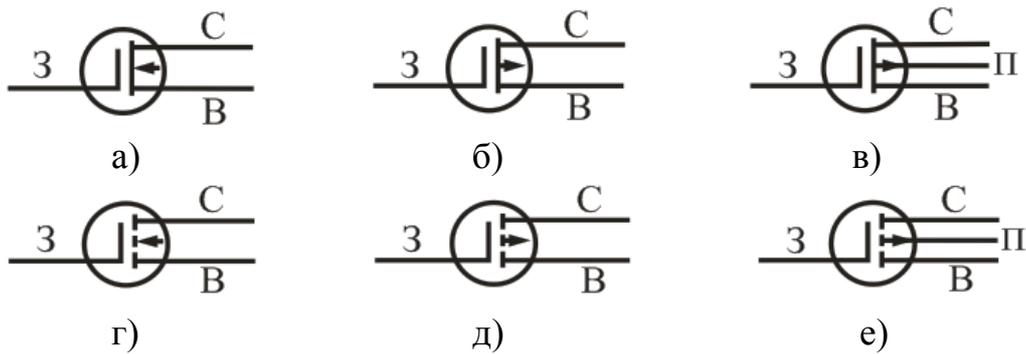
б)

в)

а – конструкція; б – стокові характеристики; в – стік-затворна характеристика

Рисунок 6.5 – МДН - транзистор з індукованим каналом *n*-типу

Умовні позначення МДН - транзисторів наведені на рисунку 6.6.



- а) з вбудованим каналом n -типу; б) з вбудованим каналом p -типу;
 в) з вбудованим каналом p -типу і виводом від підложки;
 г) з індукованим каналом n -типу; д) з індукованим каналом p -типу;
 е) з індукованим каналом p -типу і виводом від підложки

Рисунок 6.6 – Умовне позначення МДН - транзисторів

6.2.2 Статичні характеристики МДН - транзисторів

Стокові (вихідні) характеристики польового транзистора з вбудованим каналом n -типу $I_C = f(U_{CB})$ показані на рисунку 6.4, б.

При $U_{3B} = 0$ через транзистор протікає струм, що визначається початковою провідністю каналу. У разі прикладення до затвора напруги $U_{3B} < 0$ поле затвора 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 $U_{3B} < 0$ розташовуються нижче за криву, що відповідає $U_{3B} = 0$.

При прикладенні до затвора напруги $U_{3B} > 0$ поле затвора 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 $U_{3B} > 0$ розташовуються вище за початкову криву при $U_{3B} = 0$.

Стік-затворна характеристика транзистора з вбудованим каналом n -типу $I_C = f(U_{3B})$ приведена на рисунку 6.4, в.

Стокові (вихідні) характеристики $I_C = f(U_{CB})$ і стік-затворна характеристика $I_C = f(U_{3B})$ польового транзистора з індукованим каналом n -типу наведені на рисунку 6.5, б, в.

Відмінність стокових характеристик полягає в тому, що управління струмом транзистора здійснюється напругою однієї полярності, співпадаючої з полярністю напруги U_{CB} . Струм $I_C = 0$ при $U_{3B} = 0$, 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.

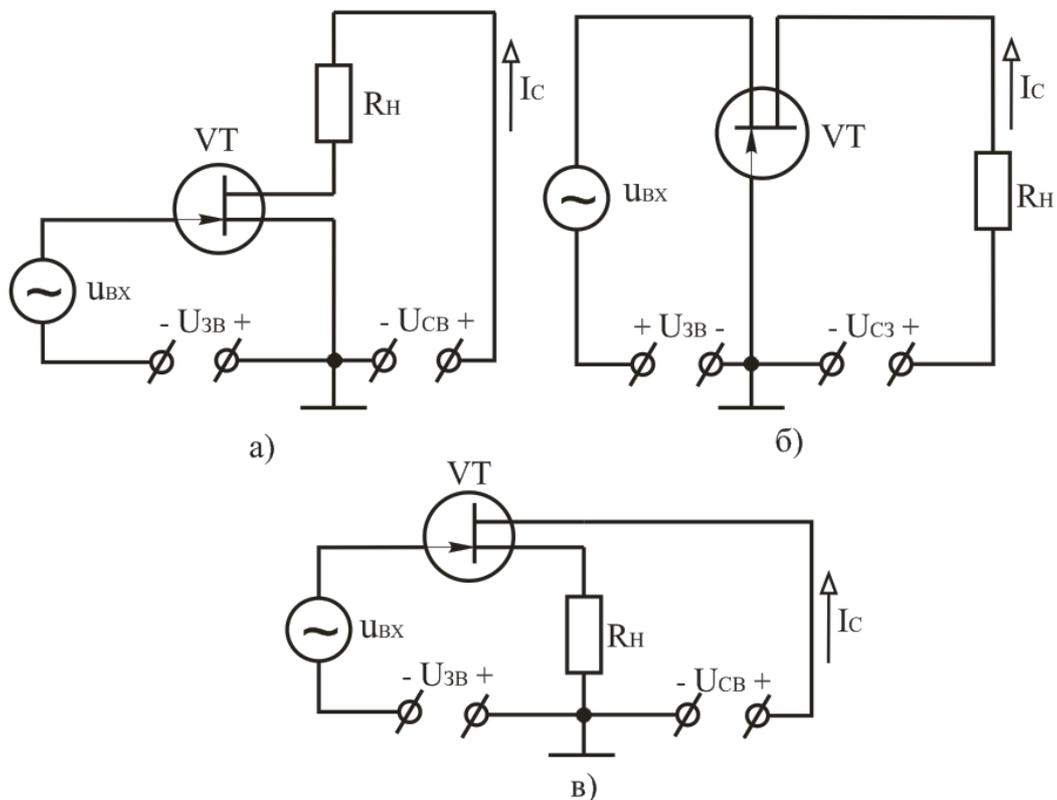
Що стосується вхідного опору то МДН - транзистори мають кращі показники, ніж транзистори з керованим $p-n$ -переходом. Вхідний опір у них складає $r_{вх} = 10^{12} - 10^{14}$ Ом.

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 вмикання польових транзисторів

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



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

Рисунок 6.7 – Схеми вмикання польового транзистора

На практиці найчастіше застосовується схема з СВ, аналогічна схемі на біполярному транзисторі з СЕ. Підсилювальний каскад на польовому транзисторі, увімкненого за схемою з загальним витоком дає дуже велике посилення струму і потужності. Схема з СЗ аналогічна схемі з СБ. Вона не дає посилення струму, і тому посилення потужності в ній в багато разів менше, ніж в схемі з СВ. Каскад з 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 підсилювача, який виконаний за схемою з СВ і одним джерелом живлення.

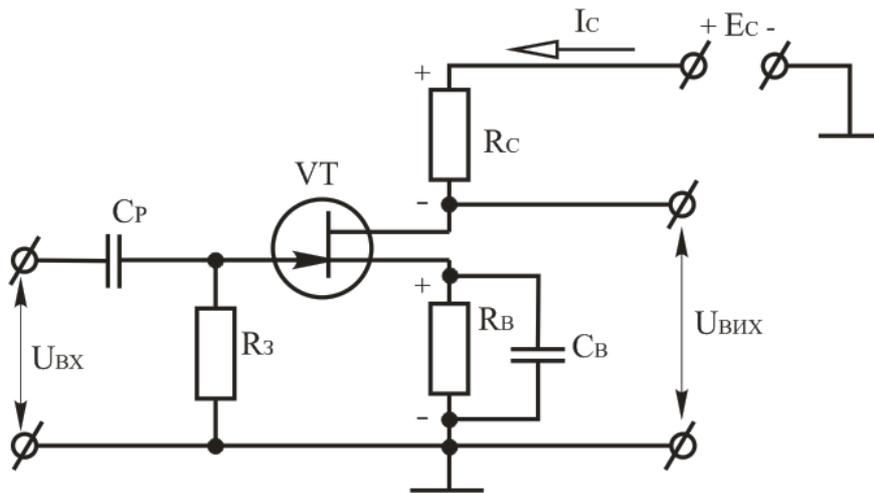


Рисунок 6.8 – Підсилювальний каскад на польовому транзисторі з $p-n$ -переходом і каналом n -типу, увімкненого за схемою з спільним витоком

Режим роботи польового транзистора в режимі спокою забезпечується постійним струмом стоку I_{CC} і відповідною йому напругою стік-витік $U_{СВС}$. 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 . 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 посилення каскаду. Опір конденсатора C_B на найменшій частоті сигналу повинен бути набагато більшим опору резистора R_B , який визначають за виразом:

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

де $U_{звс}$, $I_{сс}$ – напруга затвор-витік 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 витокком.

При подачі на вхід підсилювального каскаду змінної напруги $u_{вх}$ напруга між затвором і витокком 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 витокком; його змінна складова u_c дорівнює за величиною і протилежна за фазою падінню напруги на резисторі R_C , є вхідною напругою підсилювального каскаду $U_{св}(t) = u_c = u_{вих} = R_C i_c$.

У підсилювачах на МДН - транзисторах з індукованим каналом необхідна напруга $U_{звс}$ забезпечується включенням в коло затвору діляника R_1R_2 (рисунок 6.9).

При цьому

$$U_{звс} = I_{д} R2 = \frac{E_c}{R1 + R2} \cdot R2. \quad (6.4)$$

Від вибраного значення струму дільника $I_{д} = E_c / (R1 + R2)$ залежать опори резисторів R1 та R2. Тому струм дільника вибирають виходячи із забезпечення необхідного входного опору підсилювача.

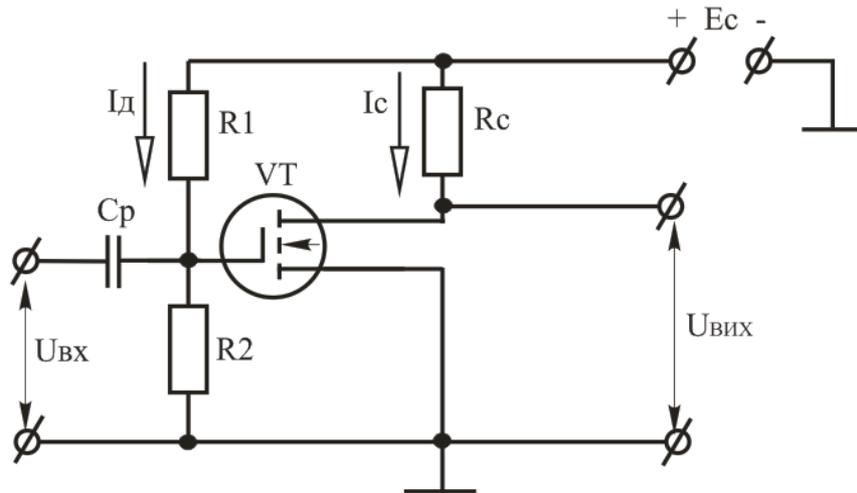


Рисунок 6.9 – Підсилювальний каскад на польовому МДН - транзисторі з індукованим каналом *n*-типу, увімкненого за схемою з спільним витокком

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 $U_{св}$ зв'язані рівнянням:

$$U_{св} = E_c - I_c (R_c + R_b). \quad (6.5)$$

Відповідно до цього рівняння можна побудувати лінію навантаження:

$$I_c = \frac{E_c - U_{св}}{R_c + R_b}. \quad (6.6)$$

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.

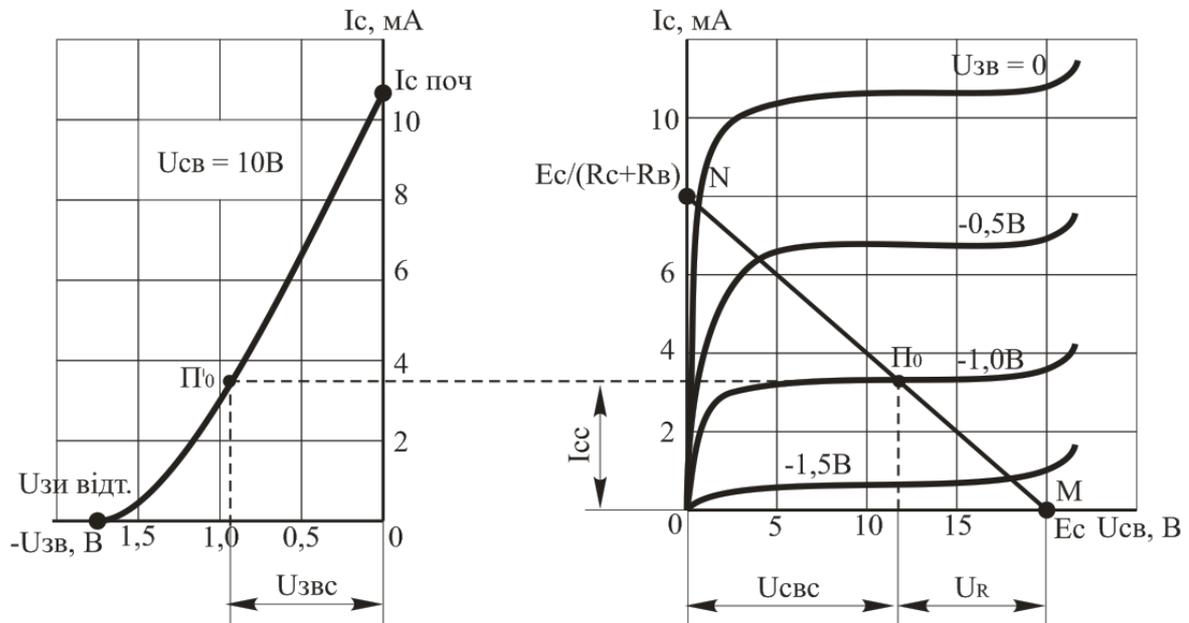


Рисунок 6.10 – Графічний розрахунок режиму спокою каскаду на польовому транзисторі за допомогою вихідних і вхідної характеристик

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 Π_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 – 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 формулою:

$$R_B = \frac{U_{ЗВС}}{I_{CC}}.$$

ПРИКЛАДИ ДО РОЗДІЛУ

Задача 6.1. Визначити опір резистора R_B підсилювального каскаду на польовому транзисторі з $p-n$ -переходом (рисунок 6.8), якщо напруга затвор-витік $U_{зв} = 2$ В, а струм стоку $I_C = 10$ мА.

Розв'язок: На підставі виразу (6.1) обчислюємо опір резистора

$$R_B = \frac{U_{зв}}{I_C} = \frac{2}{0,01} = 200 \text{ Ом.}$$

Задача 6.2. Визначити опір резистора R_C підсилювального каскаду на польовому транзисторі з $p-n$ -переходом, якщо $E_C = 30$ В; $U_{CB} = 20$ В; $I_C = 12$ мА; $U_{зв} = 4$ В.

Розв'язок: Для вихідного кола підсилювального каскаду на польовому транзисторі з $p-n$ -переходом (рисунок 6.8) справедливе рівняння:

$$E_C = U_{CB} + I_C(R_C + R_B).$$

Так як

$$U_{зв} = I_C \cdot R_B,$$

то опір резистора R_C обчислюємо за виразом:

$$R_C = \frac{E_C - U_{CB} - U_{зв}}{I_C} = \frac{30 - 20 - 4}{0,012} = 500 \text{ Ом.}$$

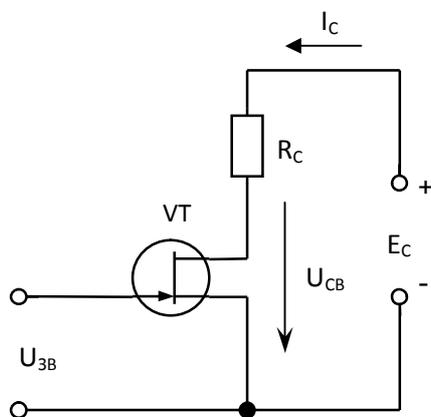
КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ ДО РОЗДІЛУ

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 вмикання 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 та принцип роботи підсилювального каскаду.
10. Поясніть методику побудови динамічної характеристика транзистора (лінії навантаження) за постійним струмом та визначення параметрів режиму спокою.

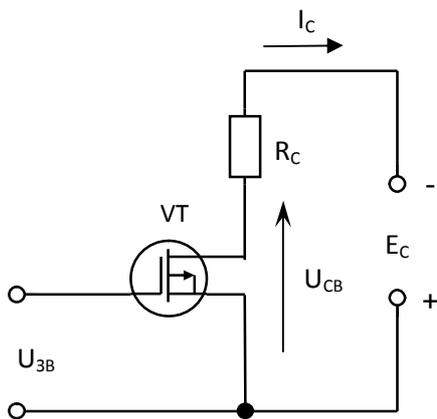
ЗАДАЧІ НА САМОСТІЙНЕ ОПРАЦЮВАННЯ

- 6.1с. Для електричного кола, що складається з послідовно з'єднаних джерела живлення E_C , резистора R_C і польового транзистора VT з керованим $p-n$ -переходом задано: $E_C = 20$ В, $R_C = 1$ кОм, крутизна стік-затворної характеристики $S = 5$ мА/В, початковий струм стоку $I_{CO} = 20$ мА, напруга затвор-витік $U_{ЗВ} = 2$ В.



Виконати:

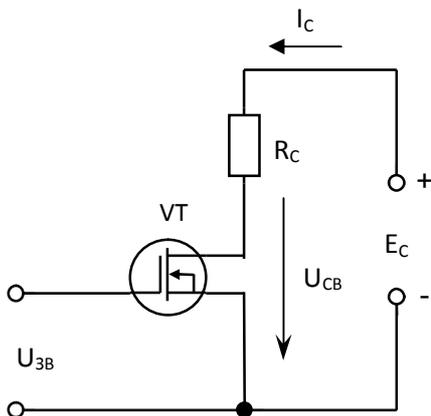
1. Побудувати вольт-амперні характеристики і лінію навантаження.
 2. Визначити параметри режиму спокою для режиму підсилення класу А.
 3. Визначити величину струму стоку I_C .
 4. Визначити величину напруги стік-витік $U_{СВ}$.
- 6.2с. Для електричного кола, що складається з послідовно з'єднаних джерела живлення E_C , резистора R_C і польового транзистора VT з ізолюваним затвором вбудованим каналом задано: $E_C = 30$ В, $R_C = 1$ кОм, крутизна стік-затворної характеристики $S = 5$ мА/В, початковий струм стоку $I_{CO} = 15$ мА, напруга затвор-витік $U_{ЗВ} = -1$ В.



Виконати:

1. Побудувати вольт-амперні характеристики і лінію навантаження.
2. Визначити параметри режиму спокою.
3. Визначити величину струму стоку I_C .
4. Визначити величину напруги стік-витік U_{CB} .

6.3с. Для електричного кола, що складається з послідовно з'єднаних джерела живлення E_C , резистора R_C і польового транзистора VT з ізольованим затвором індукованим каналом задано: $E_C = 30$ В, $R_C = 1$ кОм, крутизна стік-затворної характеристики $S = 10$ мА/В, початкова напруга затвор-витік $U_{зв0} = 1$ В, напруга затвор-витік $U_{зв} = 3$ В.



Виконати:

1. Побудувати вольт-амперні характеристики і лінію навантаження.
2. Визначити параметри режиму спокою.
3. Визначити величину струму стоку I_C .
4. Визначити величину напруги стік-витік U_{CB} .

6.4с. Проведіть аналіз до завдань 6.1с – 6.3с:

Як зміниться величина струму стоку I_C і напруга стік-витік U_{CB} при:

- збільшенні (зменшенні) величини E_C ?
- збільшенні (зменшенні) величини опору резистора R_C ?
- збільшенні (зменшенні) напруги $U_{зв}$?
- збільшенні (зменшенні) крутизни S стік-затворної характеристики?

7 СИЛОВІ НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПРИЛАДИ

7.1 IGBT – біполярний транзистор з ізольованим затвором

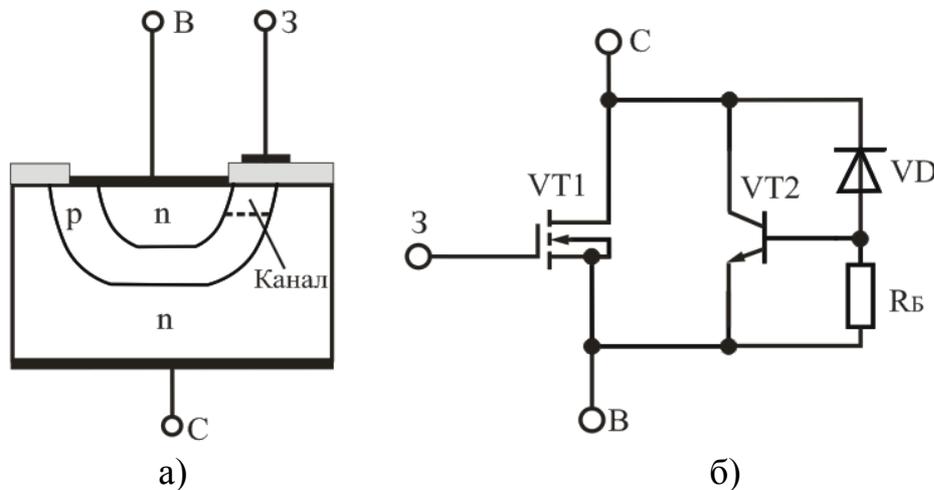
Даний транзистор зазвичай називають, використовуючи саме аббревіатуру, IGBT – від англійського Insulated Gate Bipolar Transistor.

IGBT - гібридний напівпровідниковий прилад. 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).

Раніше робилися спроби механічного об'єднання структур польового і біполярного транзистора в одній напівпровідниковій пластині. В результаті були створені так звані комбіновані транзистори. Але лише органічне об'єднання цих структур, яке реалізоване в IGBT, дало дійсно значний ефект.

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

Наведемо схематичне зображення структури та еквівалентну схему силового ДМДН- транзистора з каналом p -типу (рисунок 7.1).



а – структура; б – еквівалентна схема

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

Структура IGBT - транзистора (рисунок 7.2) відрізняється від структури ДМДН - транзистора додатковим шаром напівпровідника p -типу. Для позначення електродів IGBT прийнято використовувати терміни «емітер», «колектор» і «затвор».

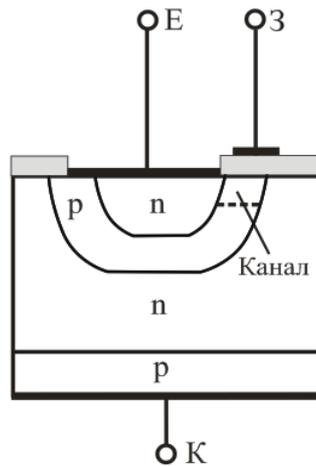


Рисунок 7.2 – Структура IGBT - транзистора

Введення 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 $p-n-p$.

Еквівалентна схема IGBT наведена на рисунку 7.3. 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).

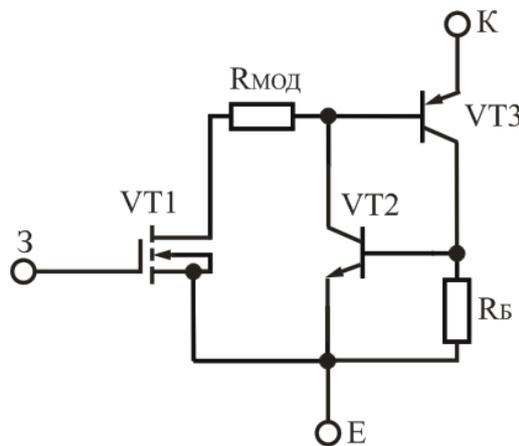
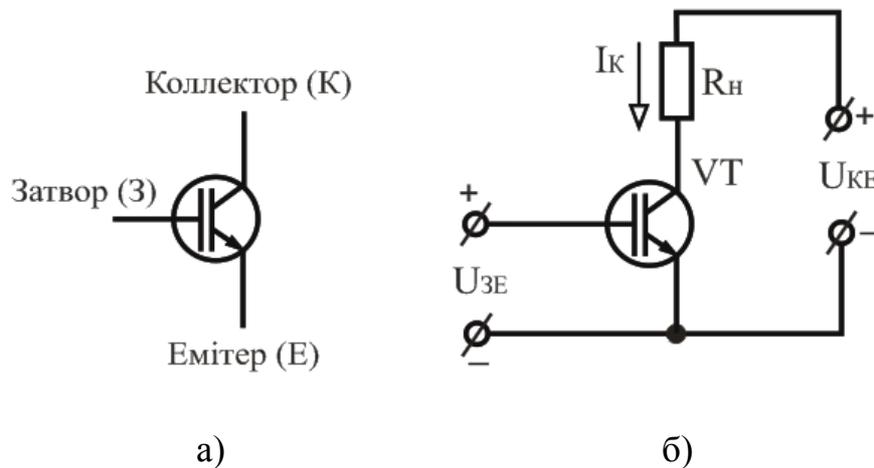


Рисунок 7.3 – Еквівалентна схема IGBT - транзистора

Умовне графічне позначення IGBT наведено на рисунку 7.4, а, його схема увімкнення з спільним емітером на рисунку 7.4, б.

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 $VT3$.



а – умовне графічне позначення; б – схема увімкнення з спільним емітером

Рисунок 7.4 – IGBT - транзистор

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 вимкненому.

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 докладають всі зусилля для боротьби з цим ефектом.

Сучасні IGBT настільки захищені від тригерного ефекту, що їх допустимо моделювати, використовуюючи еквівалентну схему, що не містить паразитний транзистор типу *n-p-n* (рисунок 7.5).

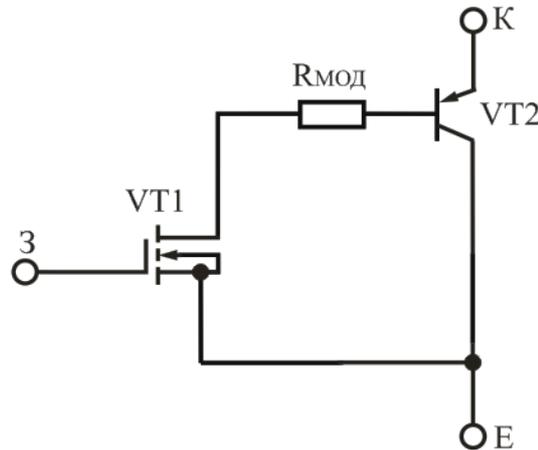


Рисунок 7.5 – Еквівалентна схема IGBT, що не містить паразитного транзистора типу *n-p-n*

Звернемося до вихідних характеристик IGBT для схеми із спільним емітером. Вихідною характеристикою називають залежність струму колектора I_K від напруги між колектором і емітером U_{KE} при заданій нарузі між затвором і емітером U_{ZE} , тобто залежність вигляду $I_K = f(U_{KE})$ при $U_{ZE} = \text{const}$.

На рисунку 7.6 наведений загальний типовий вигляд вихідних характеристик IGBT без урахування обмеження за максимально допустимою потужністю (тобто для імпульсів струму обмеженої тривалості).

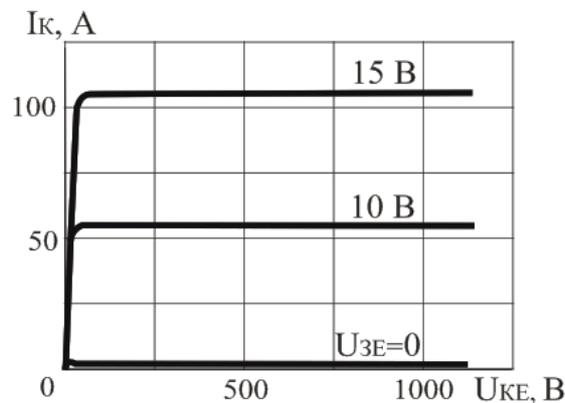


Рисунок 7.6 – Вихідні характеристики IGBT

На рисунку 7.7 наведемо вихідні характеристики IGBT в області малої напруги U_{KE} .

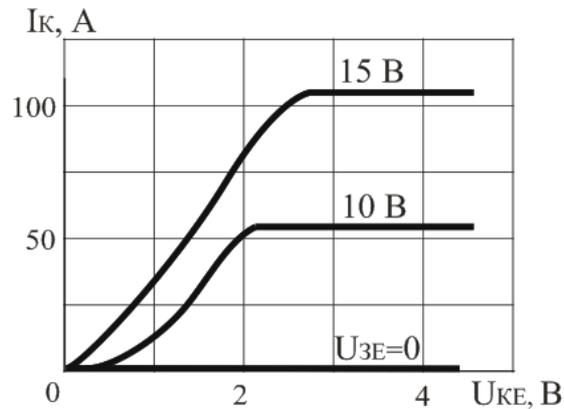


Рисунок 7.7 – Вихідні характеристики IGBT в області малої напруги U_{KE}

З рисунка видно, що струм колектора починає істотно зростати після деякого (у долі вольта) порогового значення напруги U_{KE} . Це пояснюється наявністю $p-n$ -переходу в області колектора IGBT.

Передавальною характеристикою IGBT називають залежність вигляду $I_C = f(U_{ZE})$ при $U_{KE} = \text{const}$ (рисунок 7.8).

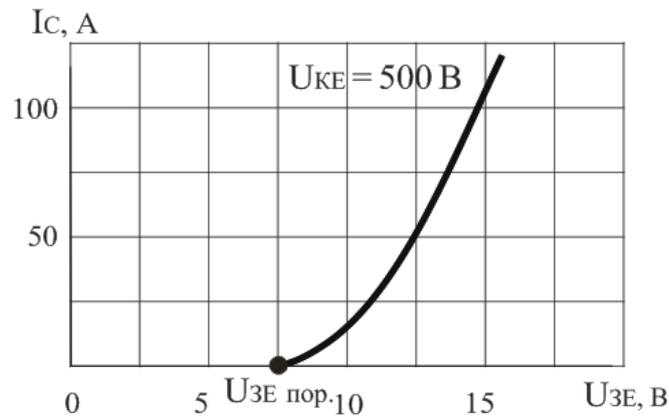


Рисунок 7.8 – Передавальна характеристика IGBT

IGBT характеризується також 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 виникнення режиму короткого замикання транзистор своєчасно вимкнути, він не втратить працездатність.

7.2 SIT - транзистор із статичною індукцією

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.

Для SIT використовуються вже розглянуті умовні графічні позначення польових транзисторів з керуючим $p-n$ -переходом.

Як і силовий МДН - транзистор, SIT є многоканальним і має вертикальну структуру. Схематичне зображення структури SIT з каналом n -типу наведено на рисунку 7.9.

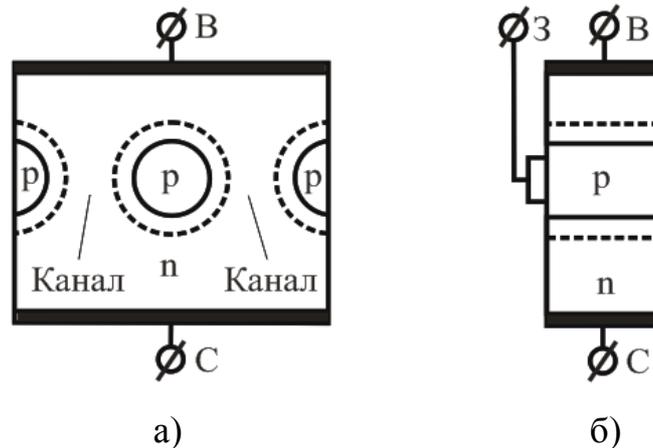


Рисунок 7.9 – Структура SIT - транзистора

Області напівпровідника p -типу мають форму циліндрів, діаметр яких складає одиниці мікрометрів і більше. Ця система циліндрів грає роль затвора. Кожний циліндр приєднаний до електроду затвора (на рисунку 7.9, а електрод затвора умовно не показаний). Пунктиром позначені області $p-n$ -переходів. Реальне число каналів може складати тисячі.

Зазвичай SIT використовується в схемі із спільним витоком (рисунку 7.10).

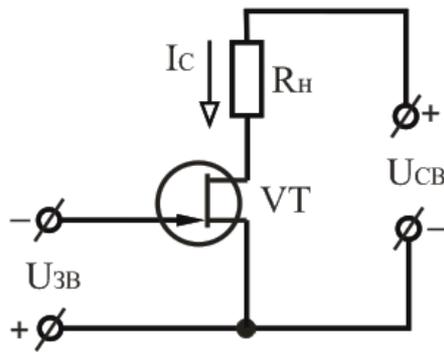


Рисунок 7.10 – Схема увімкнення SIT - транзистора з спільним витоком

Характерною особливістю SIT є дуже мала довжина каналів (яка порівнянна 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.

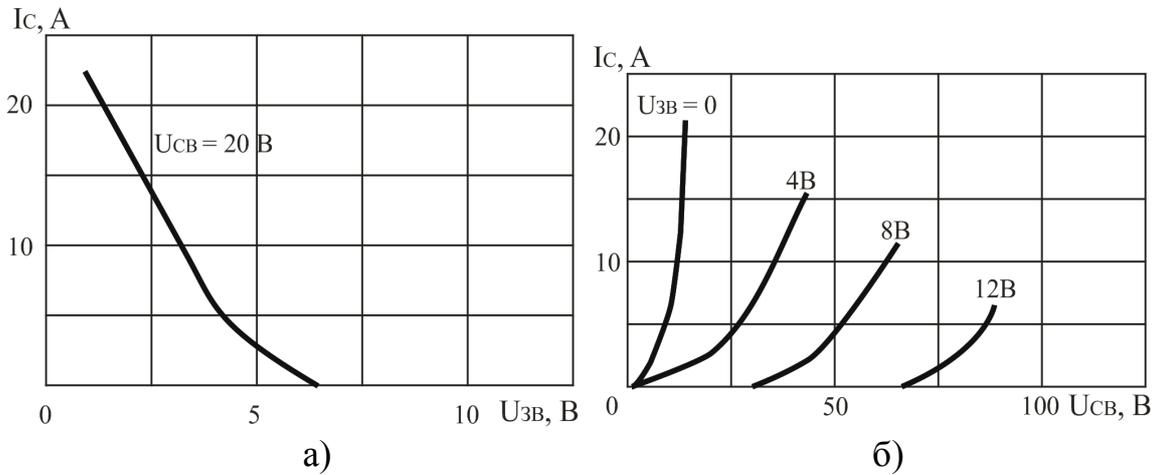
Проте вплив напруги $U_{СВ}$ на струм I_C для SIT має інший характер в порівнянні із «звичайним» польовим транзистором.

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

Більш того, при збільшенні напруги $U_{СВ}$ 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 $U_{СВ}$ супроводжується збільшенням швидкості зростання струму стоку (тобто вихідна характеристика при збільшенні напруги $U_{СВ}$ стає більш крутою).

На рисунку 7.11 наведені стік-затворна та стокові характеристики SIT.



а – стік-затворна характеристика; б – стокові характеристики

Рисунок 7.11 – SIT - транзистор

Стік-затворна характеристика SIT відрізняється протяжною лінійною ділянкою. Ця особливість характеристик і малий внутрішній опір добре відповідають вимогам, що пред'являються до транзистору з боку підсилювачів потужності звукових частот високої якості (класу HiFi - High Fidelity). Тому SIT широко використовується в цих підсилювачах. SIT широко застосовується і в інших пристроях силової електроніки. При цьому він зазвичай працює в ключовому режимі.

Біполярний режим SIT. Якщо напруга U_{zv} становиться негативною, керуючий p - n -перехід відкривається і SIT переходить в 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 витокм 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.

7.3 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 управління.

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 управління.

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 і, іноді, тисячі герц).

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

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ ДО РОЗДІЛУ

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.

8 НАПІВПРОВІДНИКОВІ ДЖЕРЕЛА ТА ПРИЙМАЧІ ОПТИЧНОГО ВИПРОМІНЮВАННЯ

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.

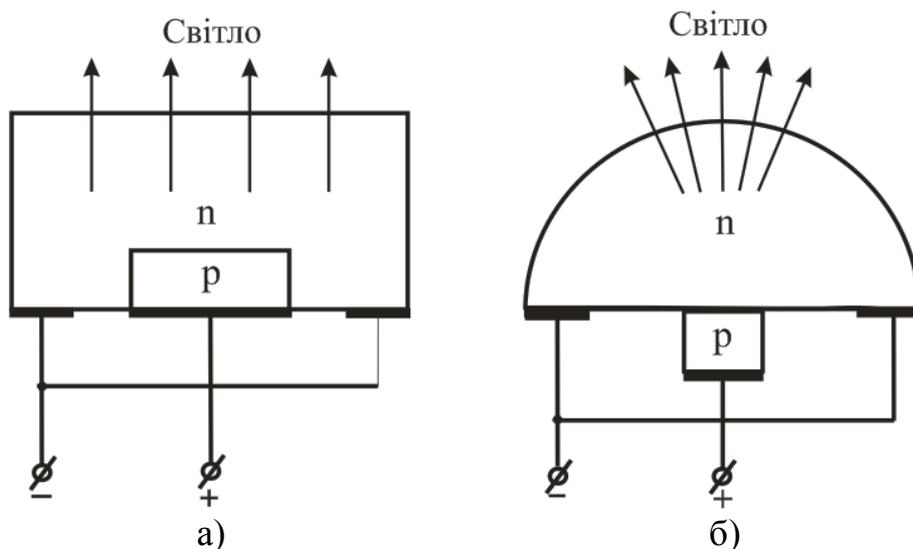
Вихідними напівпровідниковими матеріалами для світлодіодів є арсенід галію GaAs, карбід кремнію SiC, фосфід галію GaP.

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.

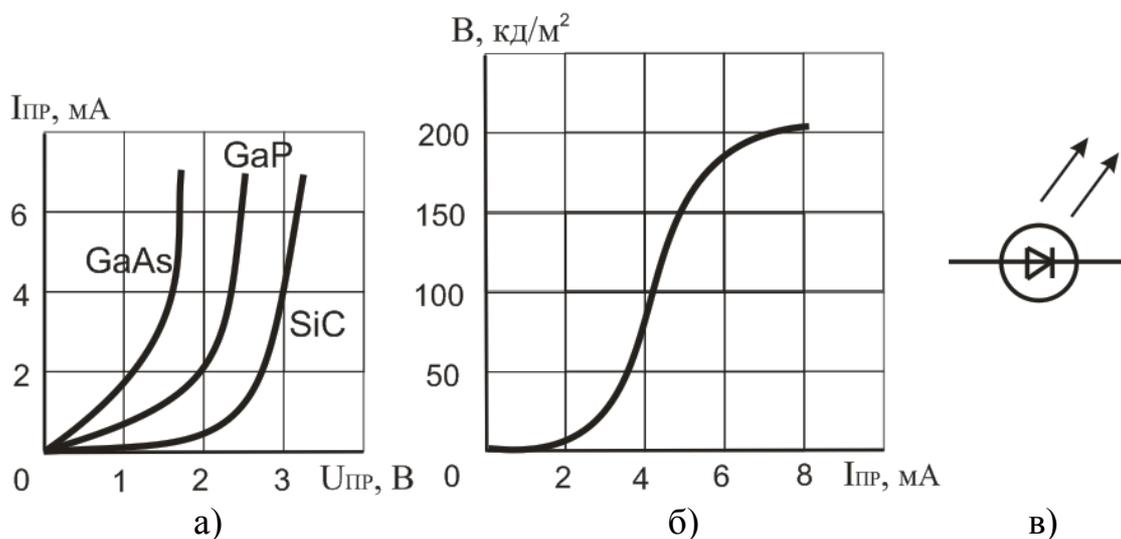
Принцип дії світлодіодів ґрунтується на випромінюванні квантів світла при рекомбінації носіїв заряду, що пройшли $p-n$ -перехід, зміщений у прямому напрямку. При прямій напрузі у світлодіоді відбувається інжекція носіїв заряду з емітерної області в область бази. Інжектвані дірки рекомбінують з основними 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.



а – плоска планарна; б – напівсферична

Рисунок 8.1 – Структура світлодіодів

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;
в – умовне графічне позначення

Рисунок 8.2 – Характеристики світлодіодів

Основні параметри світлодіодів:

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

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 вимірювальній апаратурі, приладах автоматики і обчислювальної техніки.

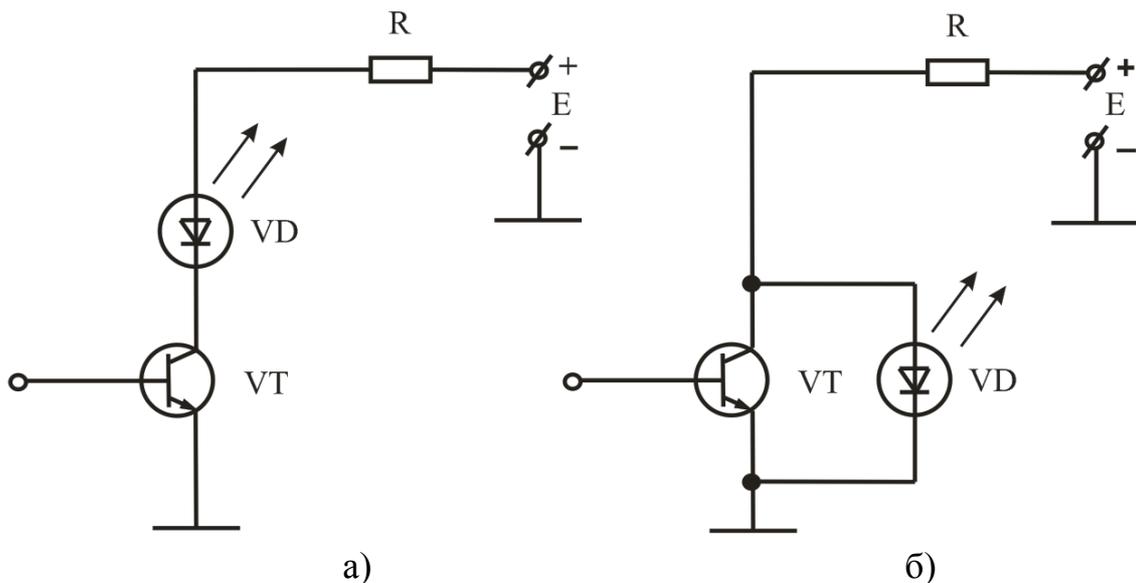


Рисунок 8.3 – Типові схеми керування світлодіодом за допомогою транзисторного ключа

НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПРИЙМАЧІ ОПТИЧНОГО ВИПРОМІНЮВАННЯ

Робота різних напівпровідникових приймачів випромінювання (фоторезистори, фотодіоди, фототранзистори, фототиристри) засно-

вана 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.

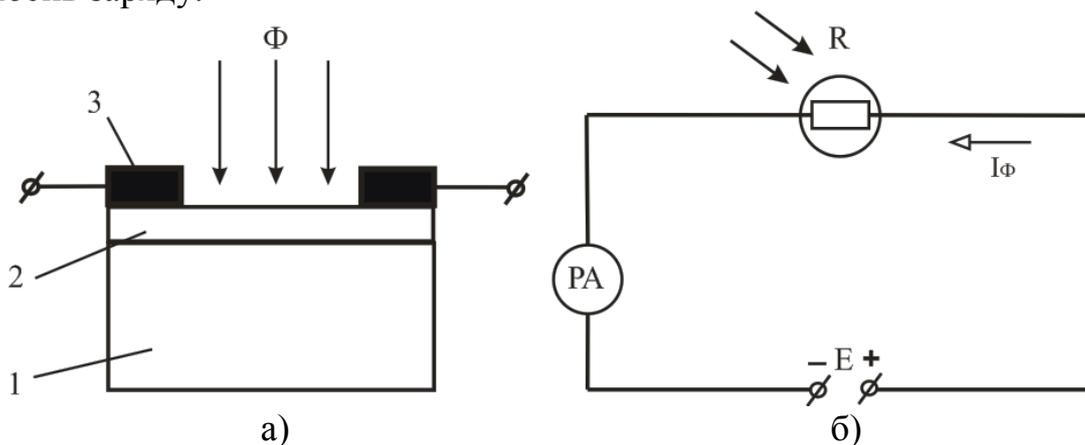
8.2 Фоторезистори

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

Основною частиною конструкції фоторезистора є напівпровідниковий фоточутливий шар напівпровідника 2 (рисунок 8.4, а), у якості якого використовують сульфід кадмію, селенід кадмію або сульфід свинцю. Пластика 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 8.4, б. Полярність джерела живлення не грає ролі.

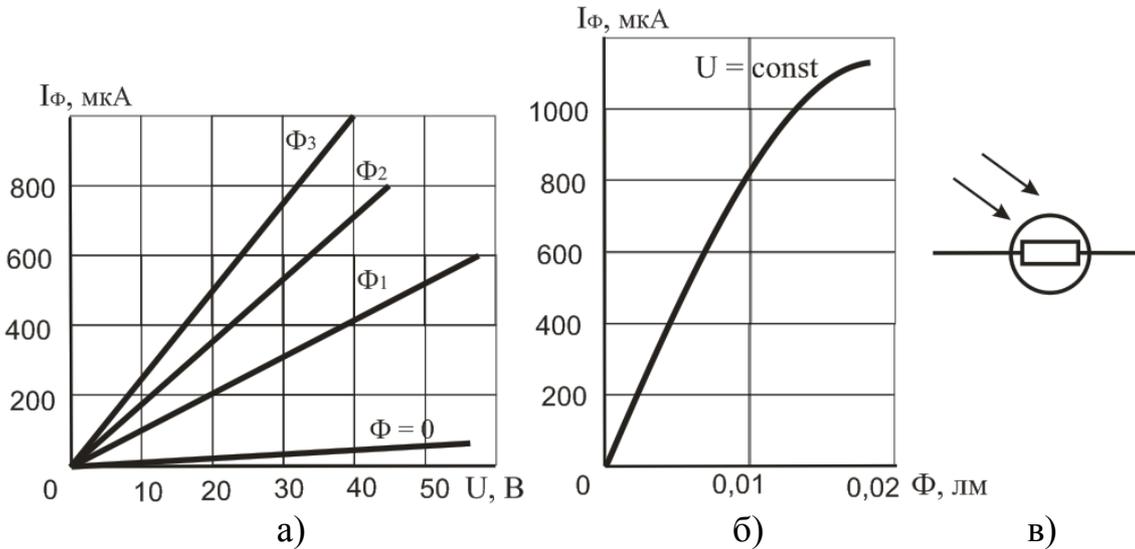
Якщо до неосвітленого фоторезистора підключити джерело живлення E (рисунок 8.4, б), то в електричному колі з'явиться невеликий струм, який називають темновим струмом. Цей струм обумовлений наявністю в неосвітленому напівпровіднику деякої кількості вільних носіїв заряду.



а – будова; б – схема увімкнення

Рисунок 8.4 – 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 $U = \text{const}$; в – умовне позначення

Рисунок 8.5 – Характеристики фоторезисторів

Основні параметри фоторезисторів:

- темновий опір R_T – це опір фоторезистора при відсутності освітлення; ($R_T = 10^4 - 10^{10} \text{ Ом}$);
- питома інтегральна чутливість K_0 – це відношення фотоструму до світлового потоку і до прикладеної напруги: $K_0 = I_{\Phi}/(\Phi \cdot U)$. Для фоторезисторів вона досягає $5000 \text{ мкА/лм} \cdot \text{В}$;
- максимальна допустима робоча напруга $U_{P \text{ MAX}}$; ($U_{P \text{ MAX}} \leq 600 \text{ В}$).

7.3. Фотодіоди

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

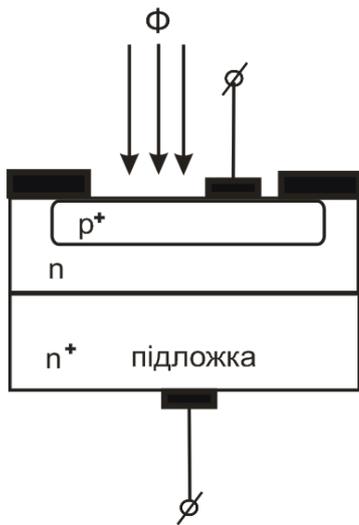


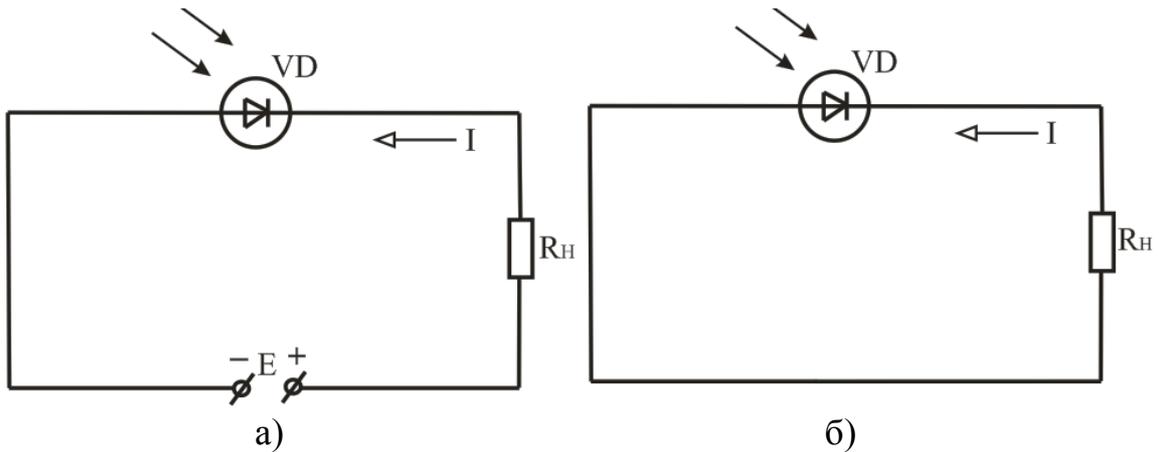
Рисунок 8.6 – Будова планарного фотодіода

Фотодіоди, як і звичайні напівпровідникові діоди, складаються з двох домішкових напівпровідників з різними типами електропровідності, на границі між якими створюється *p-n*-перехід (рисунок 8.6). Фотодіоди виготовляють із германію, кремнію, арсеніду галію, сульфід 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).

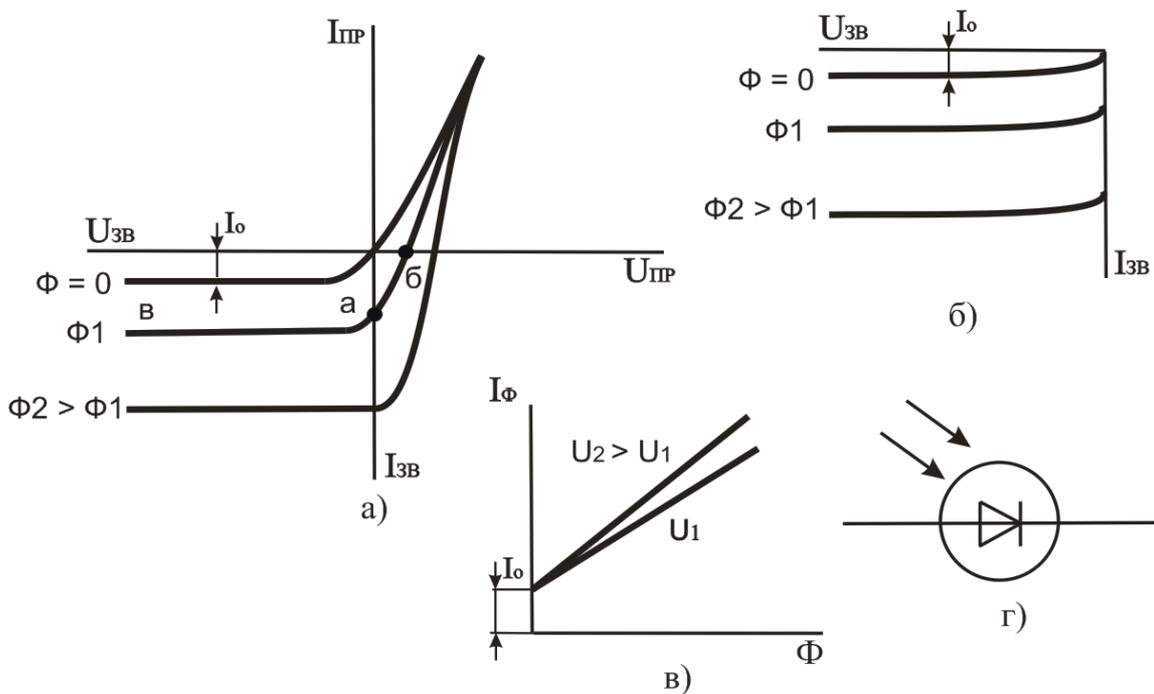
Під впливом світлового потоку на електронно-дірковому переході відбувається генерація пар носіїв заряду електрон-дірка. Під дією контактної різниці потенціалів (потенційного бар'єру) *p-n*-переходу дірки перекидаються в *p*-область, а електрони – в *n*-область, що призводить до збільшення потоку неосновних 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 призводить до появи в *n*-області надлишкового числа електронів, а в *p*-області надлишкового числа дірок. Це призводить 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 0,87 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 8.7 – Схеми увімкнення фотодіодів



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

Рисунок 8.8 – Характеристики фотодіодів

Відрізок *Об* (рисунок 8.8, 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 пода-

чі напруги на фотодіод у запираючому напрямку (ділянка *ав* на рисунку 8.8, а). Вольт-амперні характеристики фотодіода в режимі фотоперетворювача при різних значеннях світлових потоків наведені на рисунку 8.8, б.

Основні параметри фотодіодів:

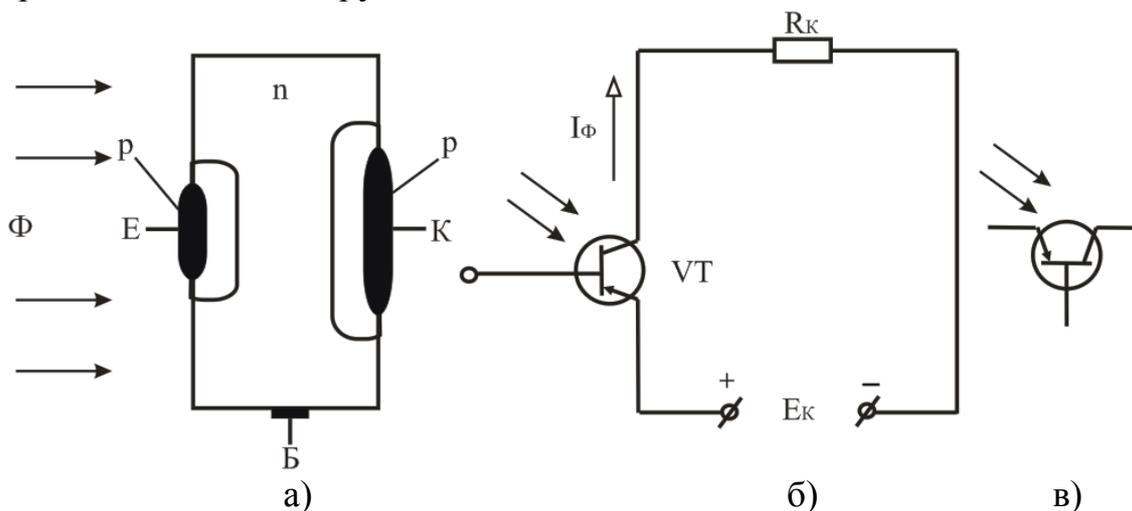
- робоча напруга U_p , ($U_p = 10 - 30 \text{ В}$);
- інтегральна чутливість K_Φ : $K_\Phi = I_\Phi/\Phi$. Для фотодіодів вона досягає 20 мА/лм ;
- темновий струм I_T ($I_T \leq 30 \text{ мкА}$ для германієвих і $I_T \leq 3 \text{ мкА}$ для кремнієвих фотодіодів).

7.4 Фототранзистори і фототиристри

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

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 з спільним емітером і через його колекторний перехід при відсутності освітлення протікає темновий струм I_{KE0} .



а – будова; б – схема увімкнення; в – умовне графічне позначення

Рисунок 8.9 – Біполярний фототранзистор

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 , ($U_p = 10 - 15$ В);
- інтегральна чутливість K_Φ (K_Φ досягає $0,5 - 1,0$ 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).

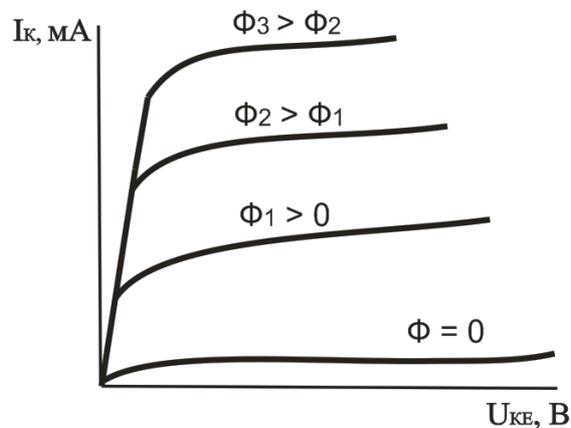
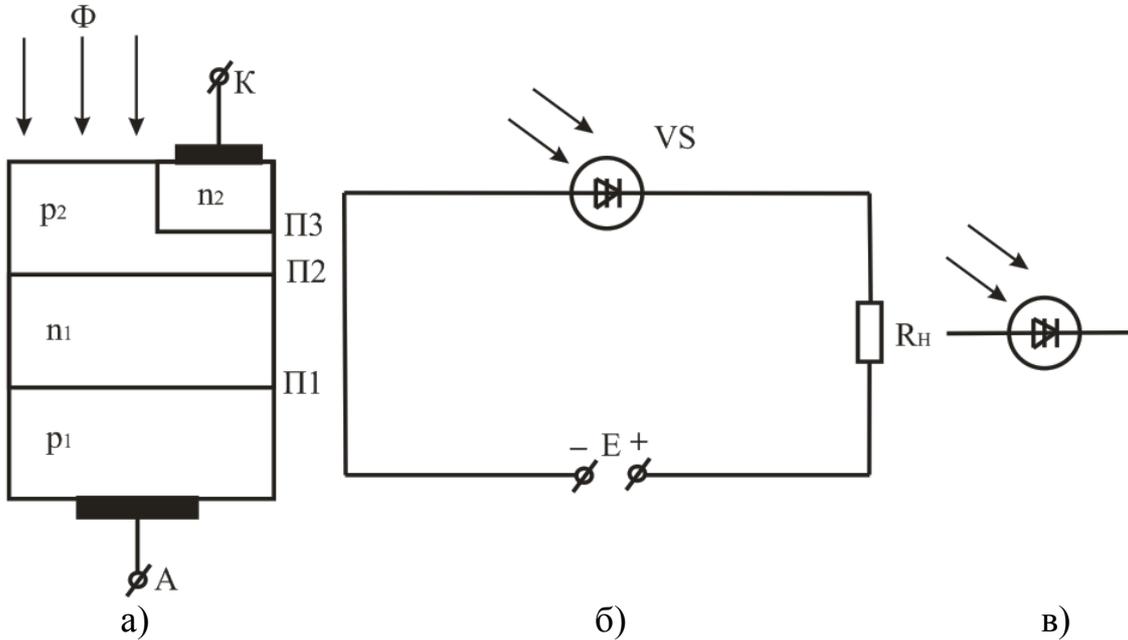


Рисунок 8.10 – Вольт-амперні характеристики фототранзистора

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

Аналогічно звичайним тиристорам фототиристори 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 8.11, а).



а – будова; б – схема увімкнення; в – умовне графічне позначення

Рисунок 8.11 – Діодний фототиристор

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 П1 і знижують потенційний бар'єр переходу. Це призводить 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 (увімкнений) стан.

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

Основні параметри фототиристорів:

- напруга вмикання $U_{\text{вмик}}$;
- струм вмикання $I_{\text{вмик}}$, що відповідає напрузі $U_{\text{вмик}}$;
- напруга вимикання $U_{\text{вим}}$ і струм вимикання $I_{\text{вим}}$;
- темновий струм $I_{\text{Т}}$;

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

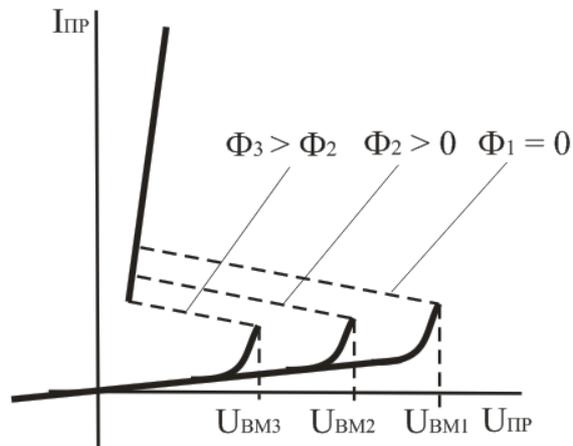


Рисунок 8.12 – Вольт-амперна характеристика фототиристора

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

7.5 Оптопари (оптрони)

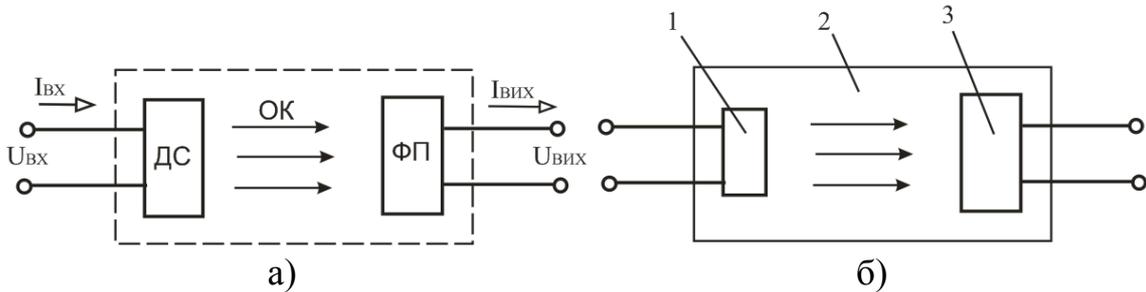
Оптопара (оптрон) – це напівпровідниковий прилад, в якому конструктивно об'єднані джерело і приймач випромінювання, які мають між собою оптичний зв'язок.

В джерелі світлового випромінювання ДС (рисунок 8.13, а) енергія електричного сигналу перетворюється у світлове випромінювання. Світлове випромінювання через оптичний канал ОК надходить на фотоприймач ФП, в якому перетворюється в електричну енергію.

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

Резисторні оптопари мають як випромінювач надмініатюрну 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 сульфїду свинцю. Фоторезистор може працювати як на постійному, так і на змінному струмі.



а – структурна схема; б – будова оптопар:

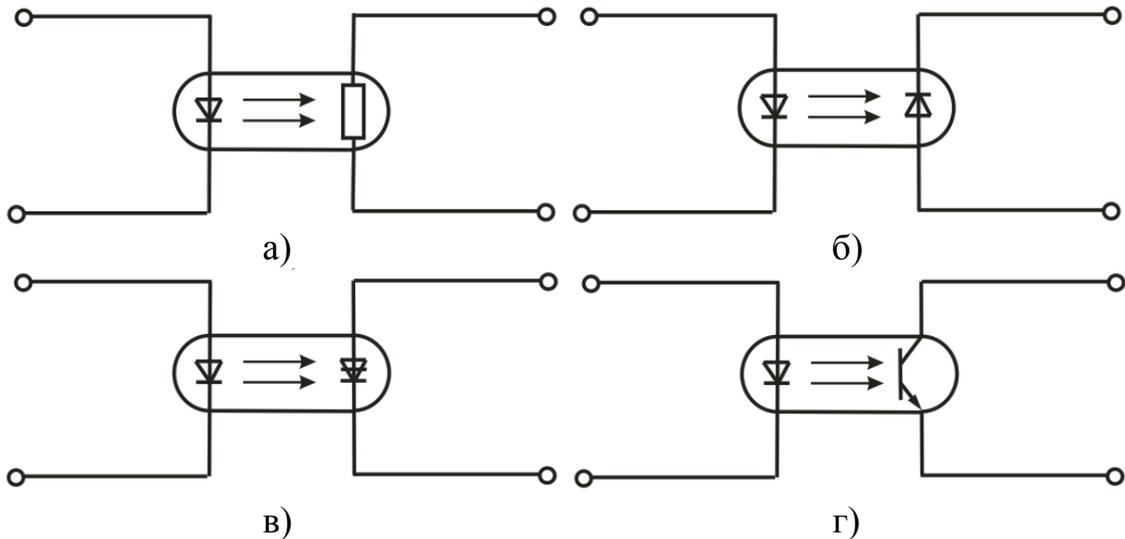
1 – випромінювач; 2 – оптично прозорий клей; 3 – фотоприймач

Рисунок 8.13 – Оптопара (оптрон)

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.



а – фоторезисторний; б – фотодіодний; в – фототиристорний;
г – фототранзисторний

Рисунок 8.14 – Умовні позначення оптронів

Основні параметри оптопар:

- максимально допустимий вхідний прямий струм $I_{ВХ\ МАХ}$;
- вхідна напруга $U_{ВХ}$;
- максимально допустима зворотна вихідна напруга $U_{ВИХ\ МАХ}$;
- максимально допустимий вихідний струм $I_{ВИХ\ МАХ}$;
- 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 в ключових режимах і використовуються для формування потужних імпульсів, керування потужними тиристорами, керування і комутації різних пристроїв з потужним навантаженням.

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ ДО РОЗДІЛУ

1. Наведіть визначення світлодіода. Поясніть його будову і принцип дії, наведіть характеристики і умовне графічне позначення.
2. Наведіть визначення фоторезистора, фотодіода, фототранзистора, фототиристора. Поясніть їх будову і принцип дії, наведіть характеристики і 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.

ЗАДАЧІ НА САМОСТІЙНЕ ОПРАЦЮВАННЯ

- 8.1с. Питома чутливість фоторезистора $K_0 = 300$ мкА/мВ при напрузі $U = 15$ В. Визначити його інтегральну чутливість.
- 8.2с. Визначити фотострум діода, якщо на нього падає світловий потік $\Phi = 0,02$ лм, а інтегральна чутливість $K_\Phi = 15000$ мкА/лм.
- 8.3с. Поясніть, як змінюється струм, що протікає через фотодіод зі зміною температури?
- 8.4с. Поясніть, за рахунок чого збільшується чутливість фототранзистора в порівнянні з фотодіодом?

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.

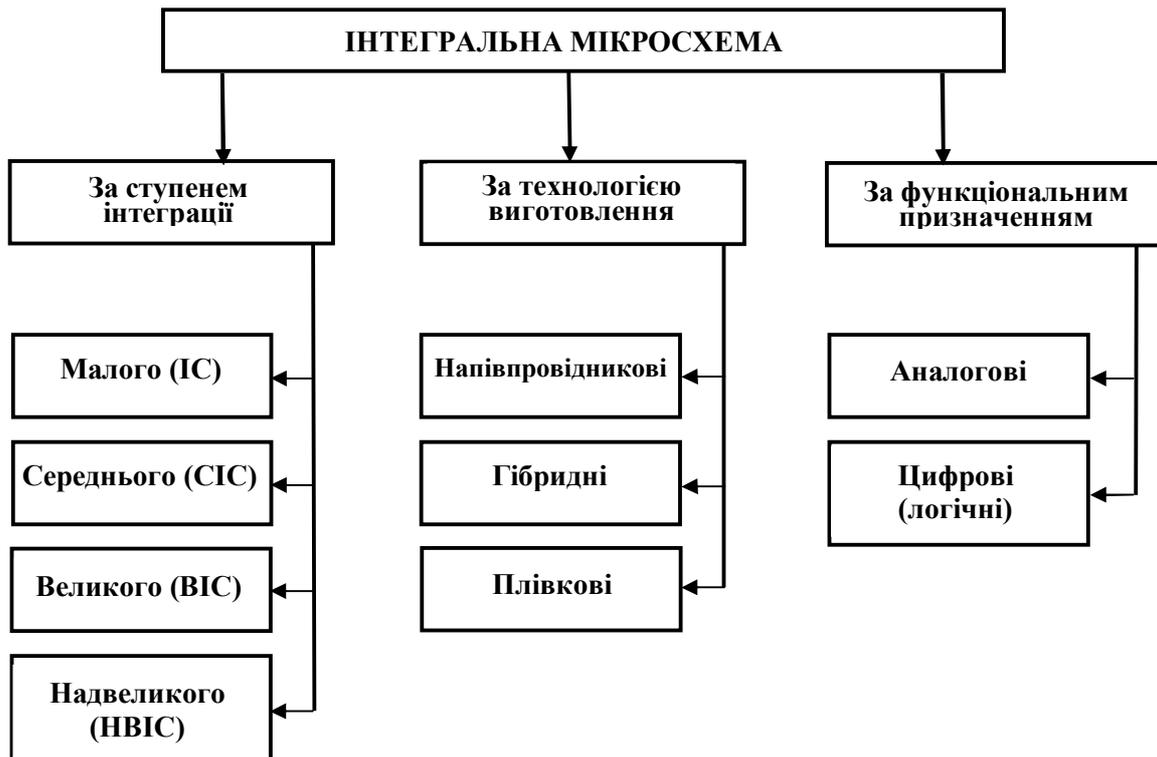


Рисунок 9.1 – Класифікація інтегральних мікросхем

З погляду 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 міжелементні 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 $U_{\text{вих макс}}$;
- 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

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?

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.

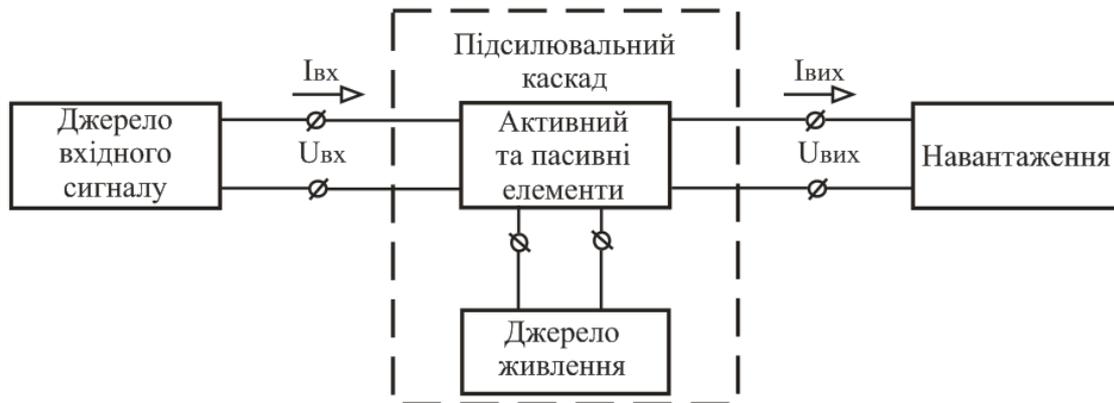


Рисунок 10.1 – Структурна схема підсилювального каскаду

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:

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

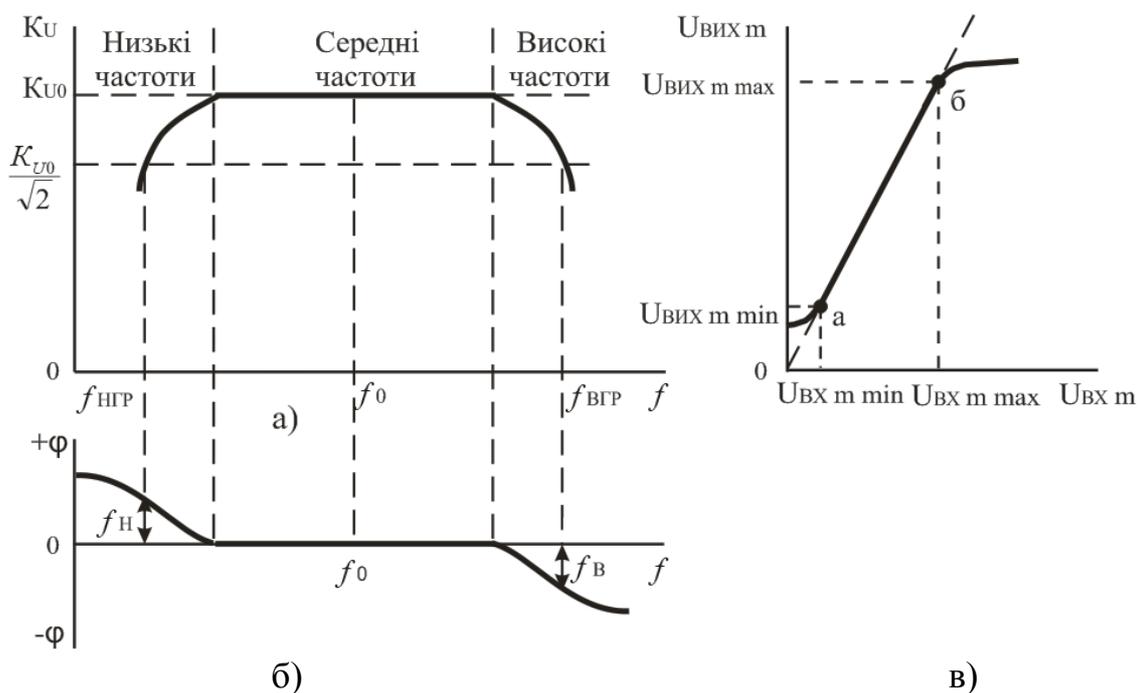
- динамічний діапазон D – відношення максимальної вхідної напруги до мінімальної вхідної напруги, при яких нелінійні викривлення не перевищують встановлених норм:

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

- 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 $U_{\text{вих м}}$ від амплітуди вхідного сигналу $U_{\text{вх м}}$ на деякій постійній частоті $U_{\text{вих м}} = F(U_{\text{вх м}})$ (рисунок 10.2, в).



а – амплітудно-частотна (АЧХ); б – фазо-частотна (ФЧХ);
в – амплітудна

Рисунок 10.2 – Характеристики підсилювачів

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);
- широкосмугові підсилювачі (ШСП);
- вузькосмугові підсилювачі (ВСП).

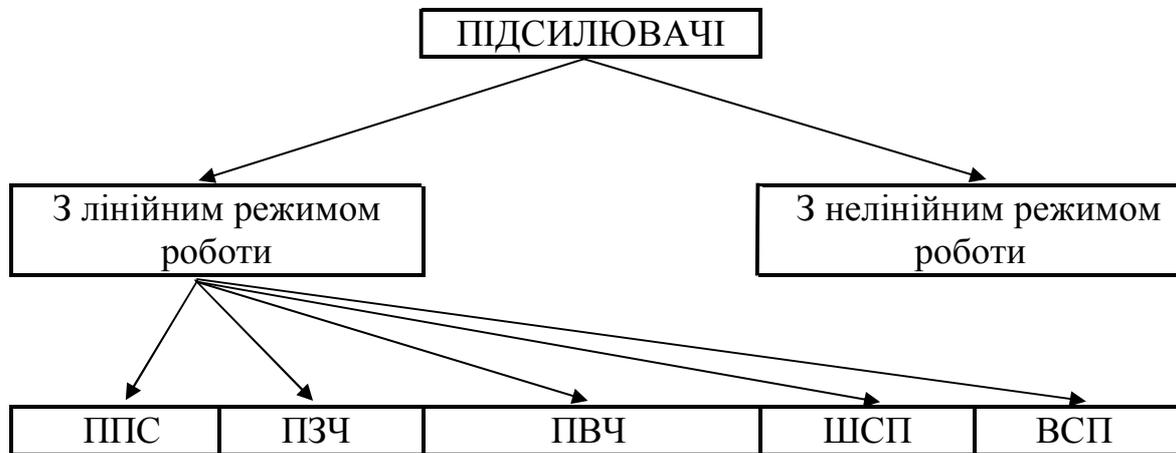


Рисунок 10.3 – Класифікація підсилювачів

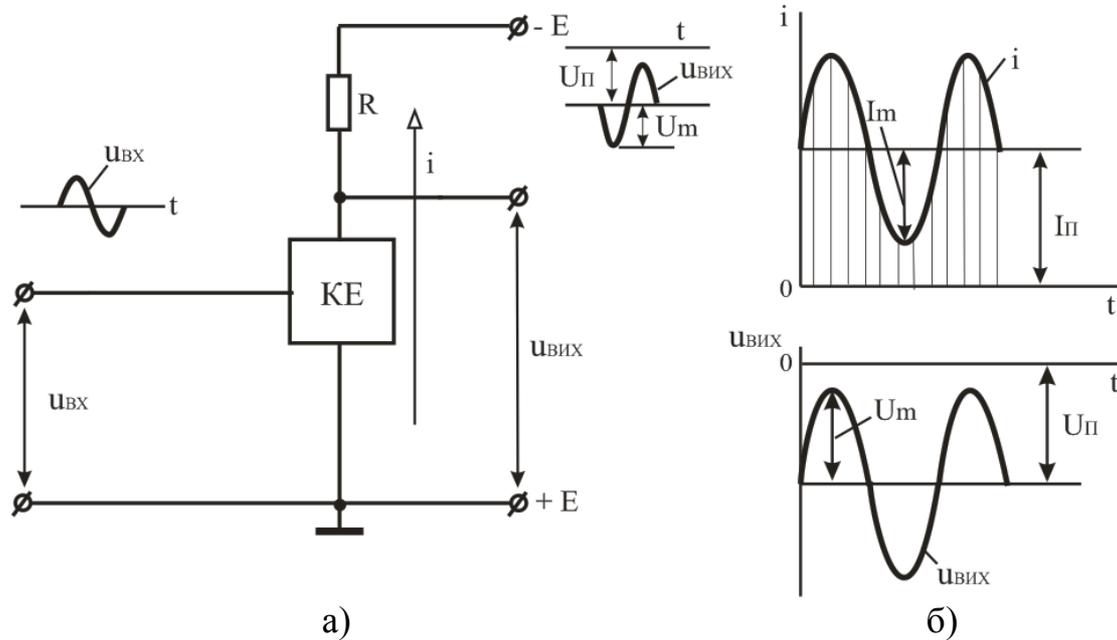
У підсилювачах з нелінійним режимом роботи пропорційність в передачі вхідного сигналу відсутня. Після досягнення деякої величини напруги вхідного сигналу при його збільшенні сигнал на виході підсилювача залишається без зміни (обмежується на деякому рівні). Такі підсилювачі використовуються для перетворення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

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.



а – принцип побудови; б – часові діаграми роботи

Рисунок 10.4 – Підсилювальний каскад

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 i , 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 i напругу вихідного кола (пропорційні струму i напрузі вхідного сигналу) слід розглядати як змінні складові сумарних значень струму i 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 амплітудні значення змінних складових не перевищували постійних складових, тобто $I_{п} \geq I_m$ і $U_{п} \geq U_m$. Невиконання цих умов призводить до викривлення форми вихідного сигналу.

Таким чином, для забезпечення роботи підсилювального каскаду при змінному вхідному сигналі в його вхідному 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 вхідного сигналу.

Підсилювальні властивості каскадів підсилення ґрунтуються в наступному. Під час подачі на керований елемент напруги вхідного 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 включення: з спільним емітером (СЕ), з спільним колектором (СК) і спільною базою (СБ).

Таблиця 10.1 – Параметри основних схем увімкнення транзисторів

Параметр	Схема увімкнення		
	СЕ	СБ	СК
Вхідний опір, $R_{ВХ}$	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 $U_{ВХ}$, φ	180^0	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 , керуючий елемент – транзистор VT і резистор R_K . Ці елеме-

нти 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.

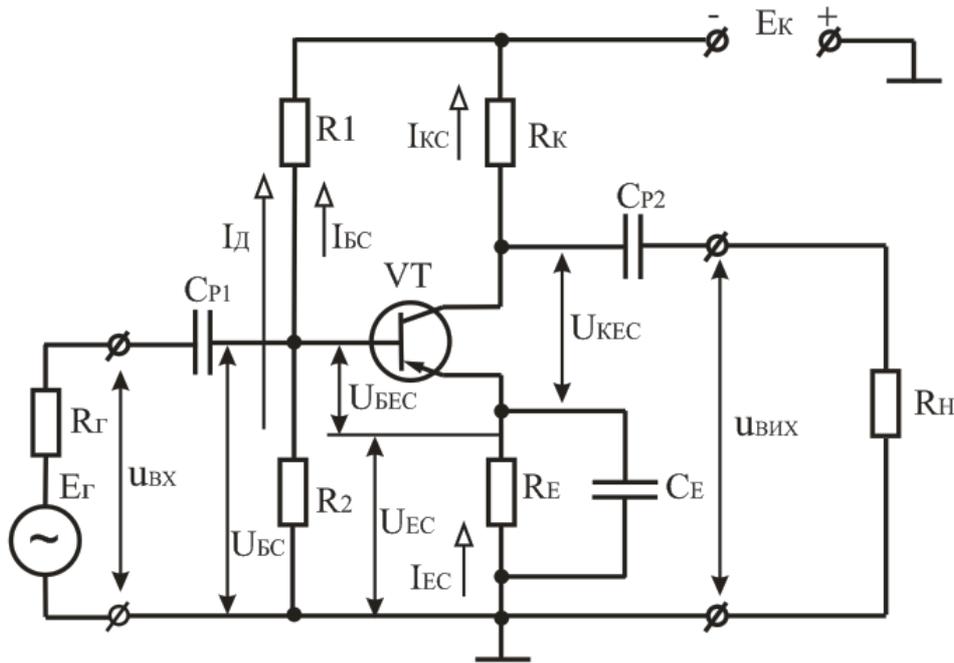


Рисунок 10.5 – Схема підсилювального каскаду з СЕ

Резистори $R1$, $R2$ використовуються для задання режиму спокою каскаду. Оскільки біполярний транзистор керується струмом, то струм спокою (в даному випадку струм $I_{КС}$) створюється заданням відповідної величини струму бази спокою $I_{БС}$. Резистор $R1$ призначений для створення кола протікання струму $I_{БС}$. Спільно з $R2$ резистор $R1$ забезпечує початкову напругу на базі $U_{БС}$ 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 з CE полягає в наступному. При підключенні до входу підсилувача джерела синусоїдальної напруги e_T на базі транзистора з'являється синусоїдальна напруга u_{BX} , яка змінює початкову напругу U_{BEC} . Під впливом напруги u_{BX} в колі бази з'являється змінна складова струму $i_{B\sim}$, яка викликає 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.

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 (АБ). 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 Π перетину відповідної вихідної характеристики при $I_B = I_{BC}$ з лінією навантаження каскаду за постійним струмом (рисунок 10.6).

Початкове положення робочої точки забезпечується дільником 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 дільника;

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

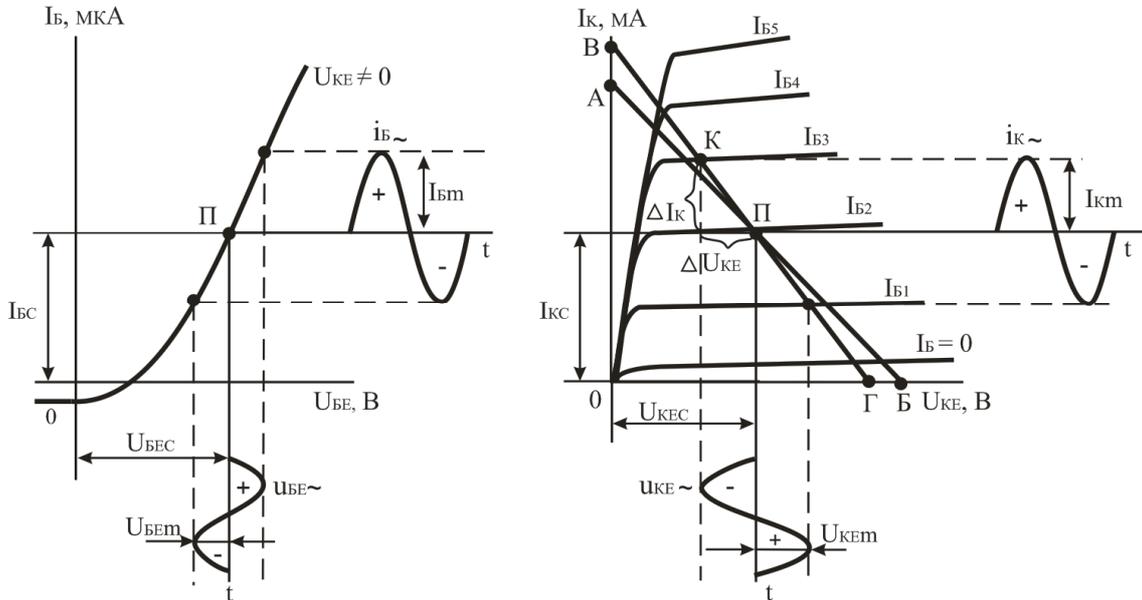


Рисунок 10.6 – Розрахунок підсилювального каскаду на біполярному транзисторі з СЕ графоаналітичним методом

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 підключається навантаження, оскільки опір конденсатора C_{P2} за змінним струмом дуже малий. Опір каскаду за змінним струмом визначається опорами 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 більший, $R_{H-} = R_K + R_E$ 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 P (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 P (рисунок 10.6), визначене значення ΔI_K відкладають вгору від струму I_{KC} (точка K). З'єднавши точки K і P прямою отримують лінію навантаження VG за змінним струмом.

Під час подачі на вхід каскаду напруги u_{BX} в базовому колі транзистора створюється змінна складова струму $i_{B\sim}$, яка пов'язана з напругою u_{BX} вхідною характеристикою транзистора. Оскільки струм колектора через коефіцієнт β пропорційно залежить від струму бази, в колекторному колі транзистора створюється змінна складова струму $i_{K\sim}$ і змінна вихідна напруга $u_{ВИХ}$, яка пов'язана із струмом $i_{K\sim}$ 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 P 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 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.

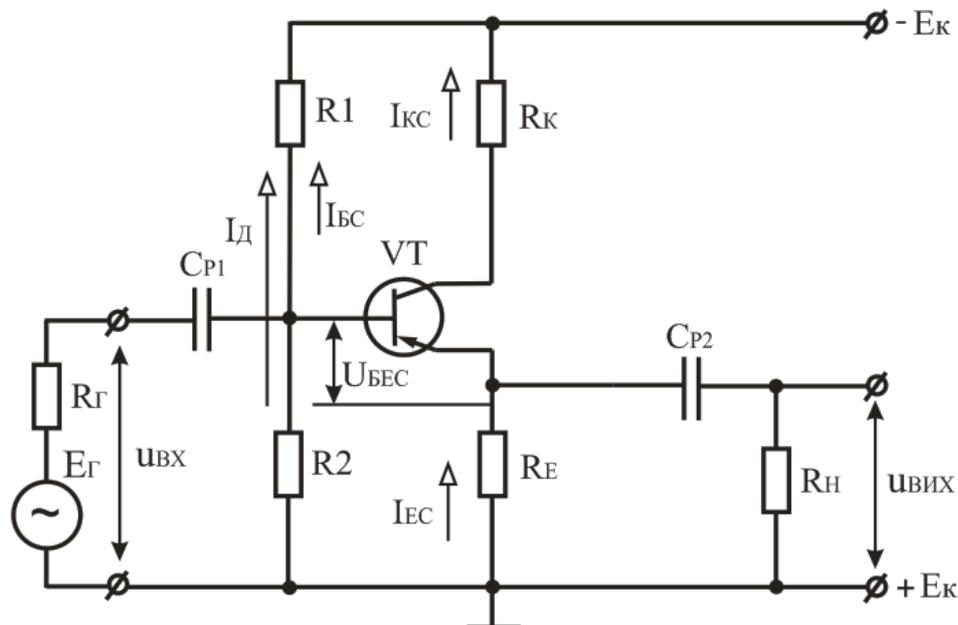


Рисунок 10.7 – Схема підсилювального каскаду на біполярному транзисторі з СК

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 ве-

личною до вхідної напруги ($u_{\text{вих}} = u_{\text{ВХ}} + u_{\text{БЕ}} \approx u_{\text{ВХ}}$) 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 $I_{\text{КС}}$, $U_{\text{КЕС}}$ і вхідному $I_{\text{БС}}$, $U_{\text{БЕС}}$ 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 $I_{\text{км}}$ не перевищувало початкового струму $I_{\text{КС}}$. 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 ($\eta_{\text{МАХ}} = 50\%$).

У підсилювачах класу В робоча точка вибрана при струмі колектора $I_{\text{К}} = I_{\text{КЗВ}}$. У такому режимі транзистор відкритий тільки впродовж половини періоду змінного вхідного сигналу. Особливістю цього режиму є високий ККД підсилювача ($\eta_{\text{МАХ}} = 78,5\%$), 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 – $\eta_{\text{МАХ}} = 50 - 78,5\%$.

10.3.4 Способи забезпечення режиму спокою

У каскадах з транзисторами застосовують зазвичай живлення від одного джерела – джерела вихідного кола. Для нормального ре-

жиму 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 і з фіксованою напругою база-емітер.

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

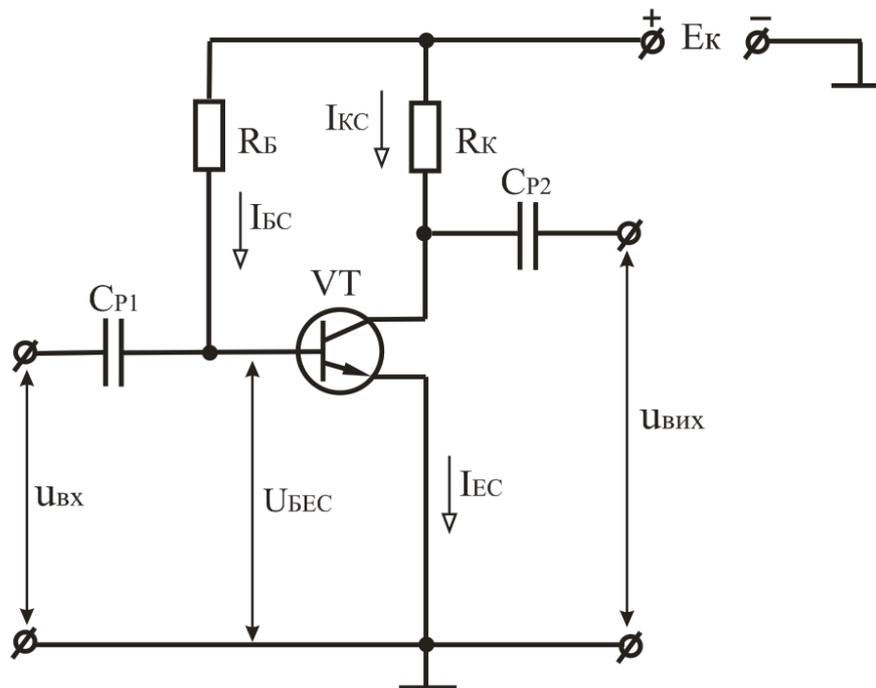


Рисунок 10.8 – Схема підсилювального каскаду з фіксованим струмом бази

При заданих значеннях E_K і R_K режим спокою визначається значенням струму бази I_{BC} , рівним

$$I_{BC} = \frac{E_K - U_{BEC}}{R_B} \approx \frac{E_K}{R_B}. \quad (10.15)$$

Опір резистора R_B :

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

оскільки $U_{BEC} \ll E_K$.

Режим спокою можна забезпечити і іншим способом, задавши постійну напругу зміщення емітерного переходу за допомогою діль-

ника 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.

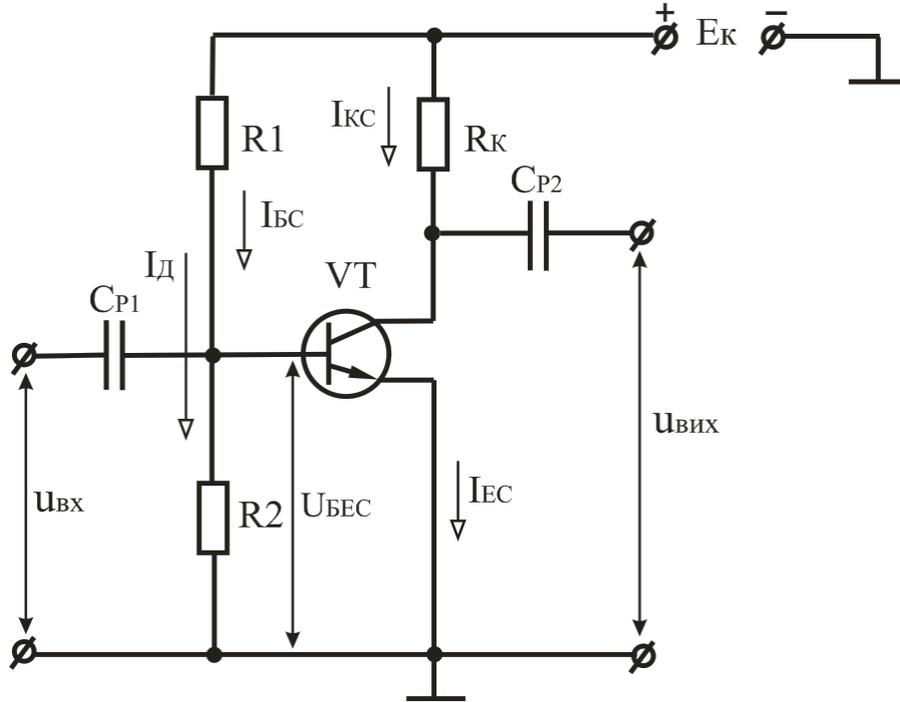


Рисунок 10.9 – Схема підсилювального каскаду з фіксованою напругою база-емітер

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 ділянку R1R2.

Тоді

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

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

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 ко-

лектора 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 управляється 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 (рисунки 10.10) проведемо використовуючи графоаналітичний метод. Рівняння електричної рівноваги для кола стік-витік в режимі спокою має вигляд:

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

звідки

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

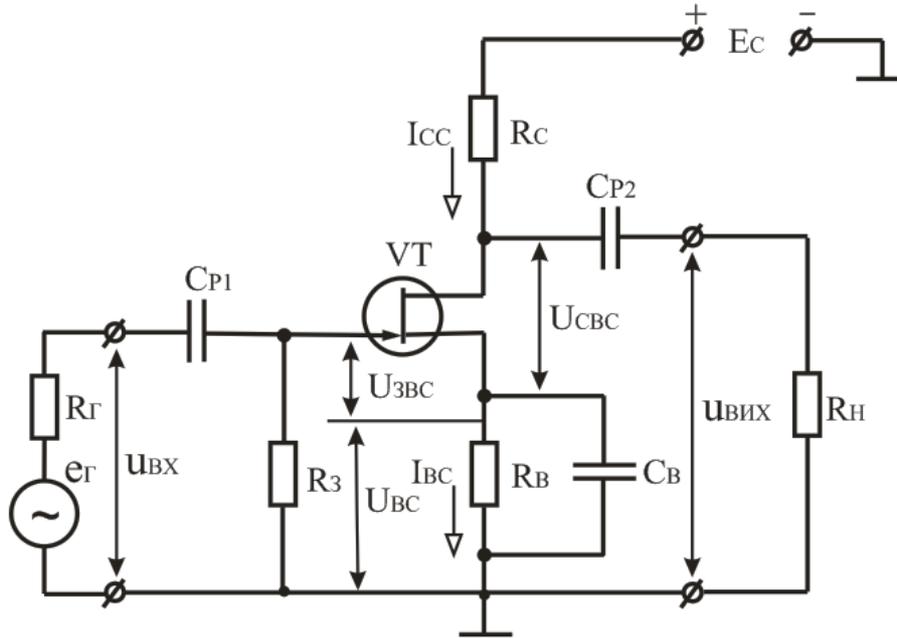


Рисунок 10.10 – Схема підсилювального каскаду на польовому транзисторі з керуючим *p-n*-переходом із спільним витоком

Принцип вибору режиму спокою зводиться до виконання співвідношень:

$$U_{CVC} > U_{ВІХ m} + \Delta U_{CB}, \quad (10.22)$$

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

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 $ВГ$) визначається опором:

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

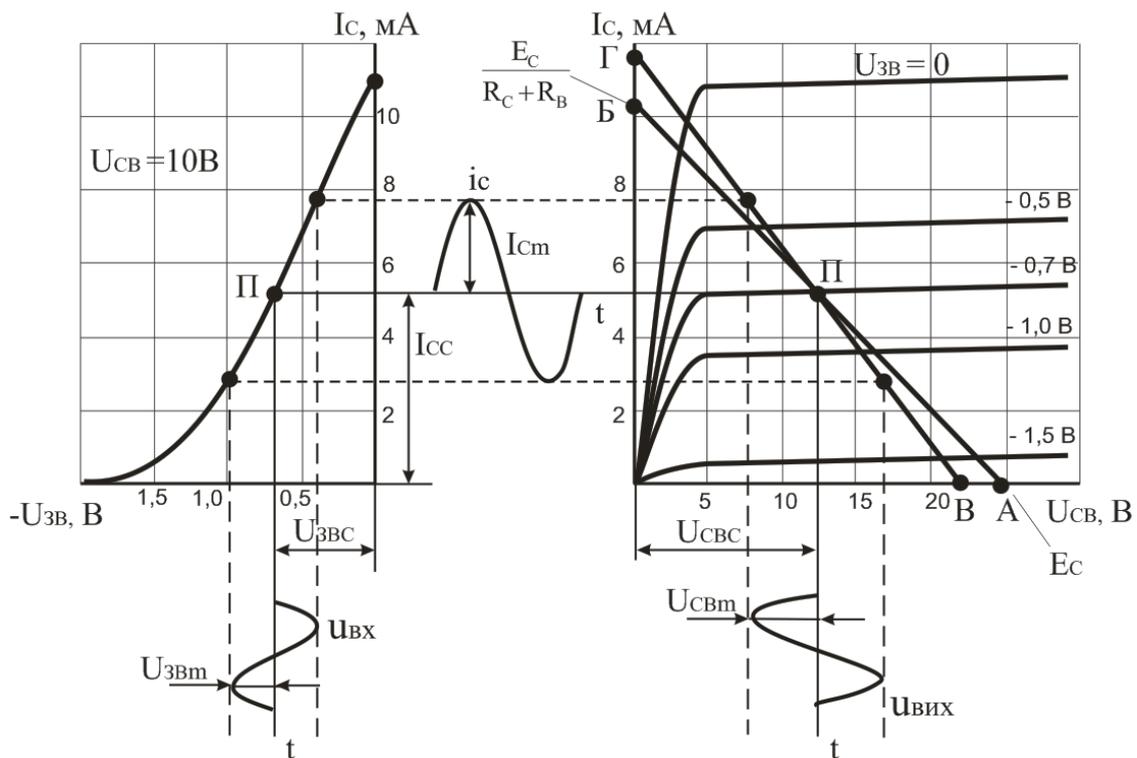


Рисунок 10.11 – Графоаналітичний розрахунок режиму підсилення каскаду на польовому транзисторі з СВ за допомогою статичних характеристик

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 резистора R_B між затвором і витоком транзистора. Значення R_3 приймають 1...2 МОм.

Величину напруги $U_{ВС}$ визначають з урахуванням вибору напруги живлення:

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

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:

$$u_{ВІХ} = -R_C i_C. \quad (10.29)$$

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 завдання 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 ділянки 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 ділянки.

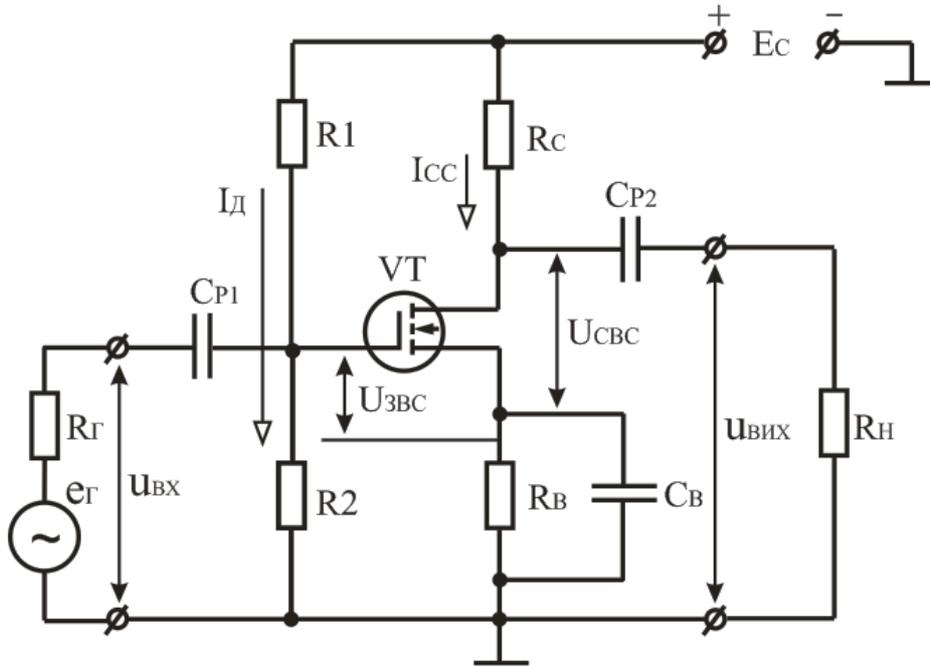


Рисунок 10.12 – Схема підсилювального каскаду на польовому транзисторі з індукованим каналом за схемою із СВ

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

Розрахунок елементів кола зміщення можна провести за наступними формулами:

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

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

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

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

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

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 вказаної 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 каскаду 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 каскаду на польових транзисторах 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 затвор $U_{звс} > 0$ 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 подальшого каскаду. Вхідні і вихідні опори підсилювача визначаються відповідно вхідним і вихідним каскадами.

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

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

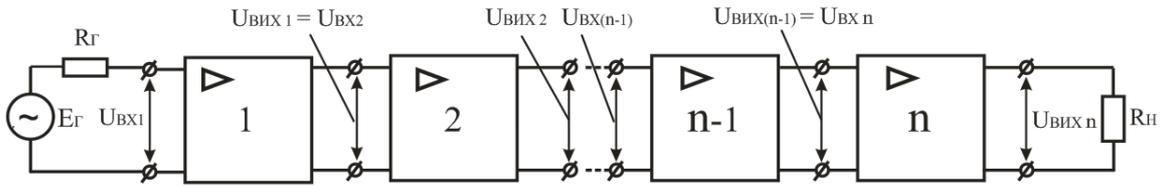


Рисунок 10.13 – Структурна схема багатокаскадного підсилювача

Зв'язок каскадів в багатокаскадному підсилювачі може здійснюватися за допомогою конденсатора, трансформатора, оптрона або безпосередньо. Відповідно до цього розрізняють підсилювачі з конденсаторним, трансформаторним, оптронним та безпосереднім зв'язками.

10.6 Зворотні зв'язки (ЗЗ) в підсилювачах

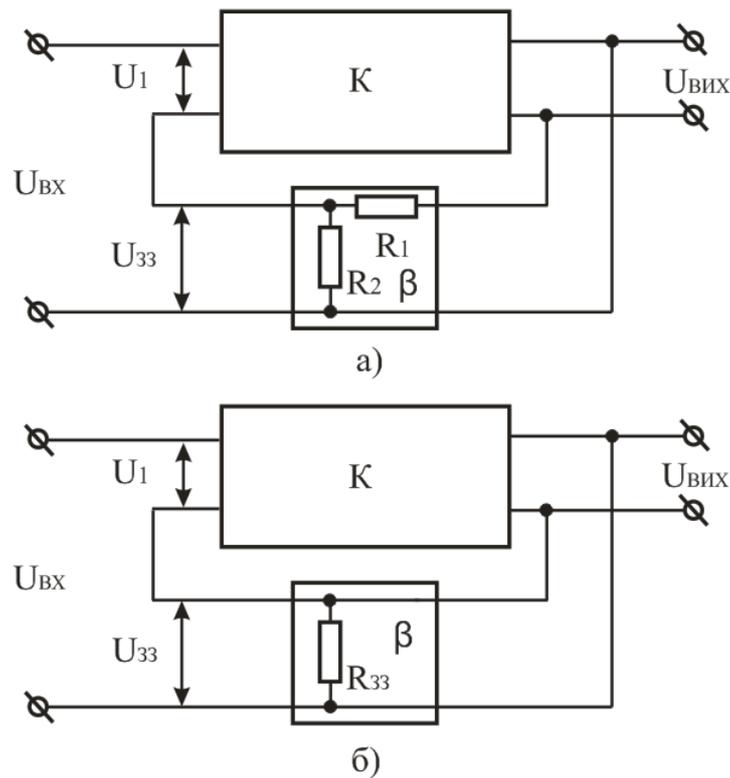
10.6.1 Види зворотних зв'язків у підсилювачах

Зворотним зв'язком 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. У другому випадку: $U_1 = U_{вх} - U_{зз}$, і такий зворотний зв'язок називають від'ємним.

Зворотні зв'язки (ЗЗ) 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.

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.



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

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 (рисунки 10.14, а) справедливе рівняння:

$$U_1 = U_{ВХ} - U_{33}, \quad (10.37)$$

яке з урахуванням рівняння $U_{33} = \beta U_{ВІХ}$ можна записати у вигляді:

$$U_{ВХ} = U_1 + U_{33} = U_1 + \beta U_{ВІХ}. \quad (10.38)$$

Для підсилювача без зворотного зв’язку $U_{ВХ} = U_1$, тому коефіцієнт підсилення такого підсилювача:

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

Коефіцієнт підсилення підсилювача з ВЗЗ:

$$K_{33} = \frac{U_{ВИХ}}{U_{ВХ}}. \quad (10.40)$$

З урахуванням виразів (10.38) і (10.39) отримаємо:

$$K_{33} = \frac{K}{1 + \beta K}. \quad (10.41)$$

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

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

$$K_{33} = \frac{K}{1 - \beta K}, \quad (10.42)$$

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:

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

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 одноканальних 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 міліват.

У режимі класу В підсилювачі потужності виконують по двоканальній 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 одноканальний.

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 Підсилювальний каскад з трансформаторним увімкненням навантаження

Схема одноканального підсилювача потужності класу А наведена на рисунку 10.15.

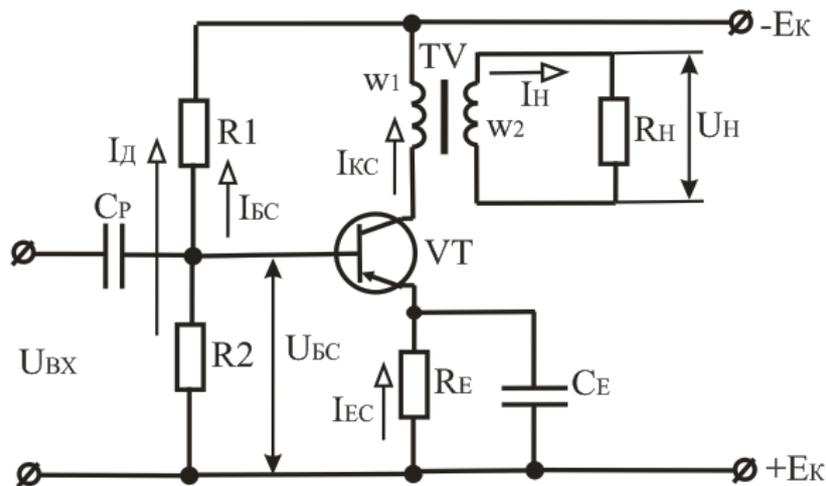


Рисунок 10.15 – Схема підсилювача потужності класу А з трансформаторним увімкненням навантаження

При низькоомних навантаженнях для збільшення ККД одноканальні підсилювачі потужності виконуються за трансформаторною схемою. Трансформатор TV узгоджує опір резистора навантаження R_H 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 $R_{H\approx}$:

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

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).

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

$$P_{\text{вих.к}} = \frac{P_H}{\eta_{mp}}, \quad (10.46)$$

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

У разі синусоїдальної форми сигналу вихідна потужність каскаду:

$$P_{\text{вих.к}} = \frac{U_{km} I_{km}}{2} = \frac{U_{km}^2}{2R_{H\approx}} = \frac{U_{km}^2}{2n^2 R_H}. \quad (10.47)$$

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_{km} , напругу $U_{кем}$ і потужність P_K , що розсіюється в колекторному переході:

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

$$U_{КЕДОП} > U_{КЕС} + U_{КЕМ} \approx 2E_K, \quad (10.49)$$

$$P_{КДОП} > P_K = U_{КЕС} I_{КС}. \quad (10.50)$$

За знайденим значенням $I_{КС}$ визначають струм $I_{БС}$, а потім за співвідношеннями:

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

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

розраховують елементи вхідного дільника $R1, R2$.

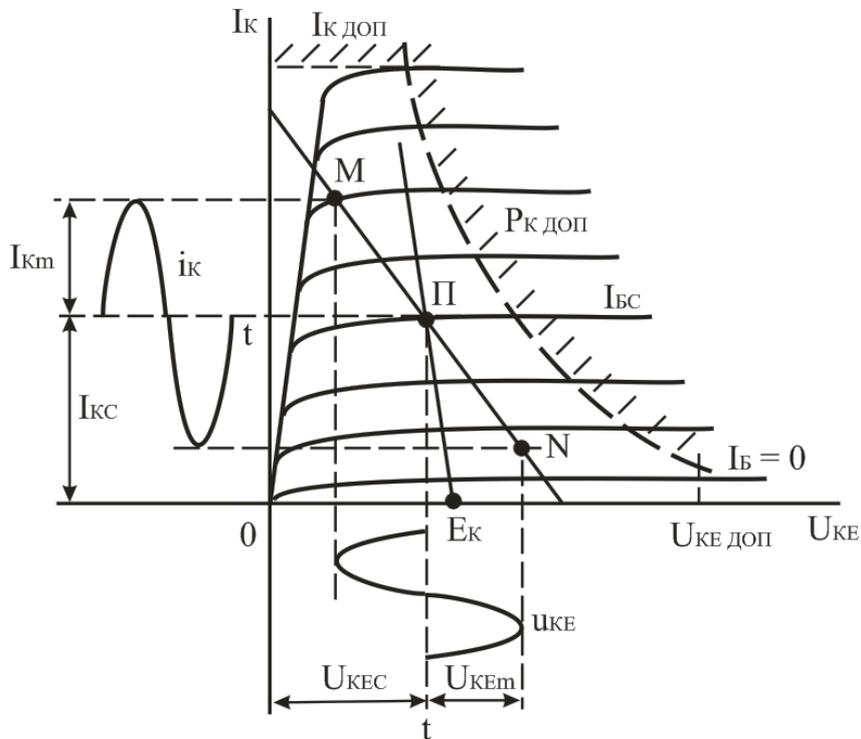


Рисунок 10.16 – Графічні побудови для розрахунку підсилювального каскаду класу А з трансформаторним увімкненням навантаження

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 вихідного каскаду.

10.8 Підсилювачі постійного струму (ППС)

Підсилювачі постійного струму 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, представлену на рисунку 10.17.

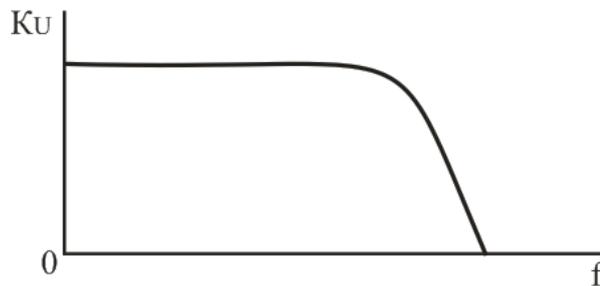


Рисунок 10.17 – Амплітудно-частотна характеристика підсилювача постійного струму

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.

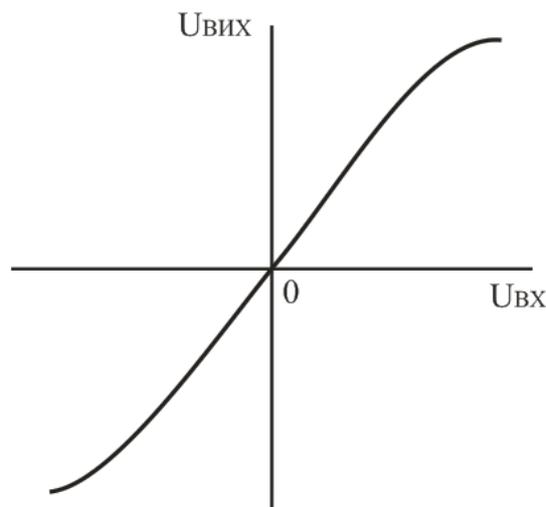


Рисунок 10.18 – Амплітудна характеристика ППС

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

За принципом дії і схемним виконанням ППС діляться на два основні види:

- ППС прямого підсилення;
- 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 посиленням 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 з 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.

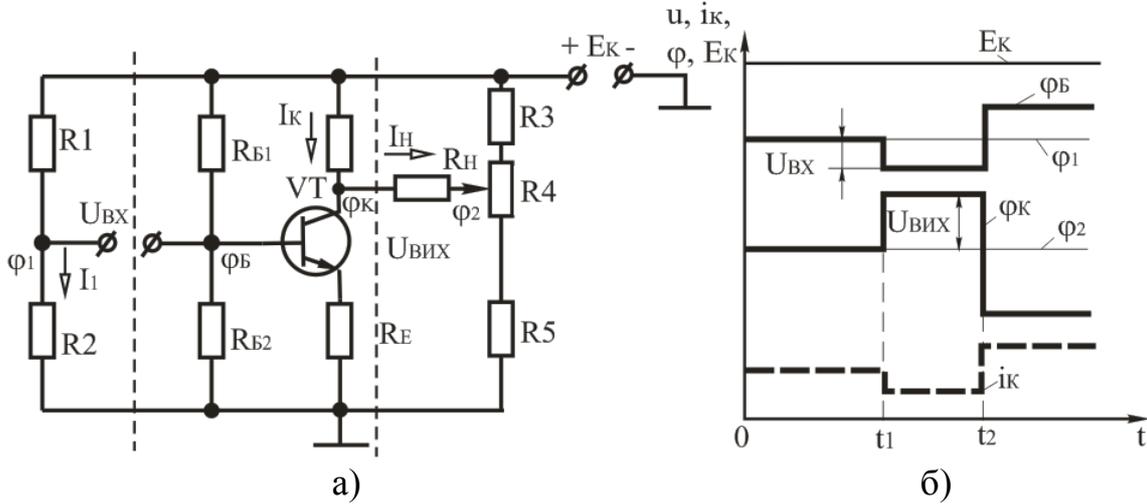
Приведений дрейф нуля в одиночних каскадах на польових транзисторах менше, ніж в каскадах на біполярних транзисторах, і складає 3 – 4 мВ/град.

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 СЕ з температурною стабілізацією ($VT, R_{B1}, R_{B2}, R_E, R_K$).



а – схема; б – потенціальна діаграма

Рисунок 10.19 – ППС з одним джерелом живлення на біполярному транзисторі

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).

На відміну від підсилювачів з резистивно-ємнісним зв'язком, в даному ППС резистор навантаження R_N 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 відсутність 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 $I_N = 0$. 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 призводить до зміни колекторної напруги транзистора і виникнення струму в ре-

зисторі навантаження. Потенційна діаграма ППС (рисунок 10.19, б) показує, що при $u_{ВХ} = 0$ в інтервалі $0 \leq t \leq t_1$ вихідна напруга $u_{ВІХ} = 0$; при $u_{ВХ} < 0$ в інтервалі $t_1 < t < t_2$ вихідна напруга $u_{ВІХ} > 0$ і при $u_{ВХ} > 0$ в інтервалі $t > t_2$ вихідна напруга $u_{ВІХ} < 0$.

Найбільш широке застосування знаходять балансні (диференціальні) схеми ППС. Диференціальний підсилювальний каскад виконують за принципом чотириплечого збалансованого моста (рисунок 10.20), два плеча 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).

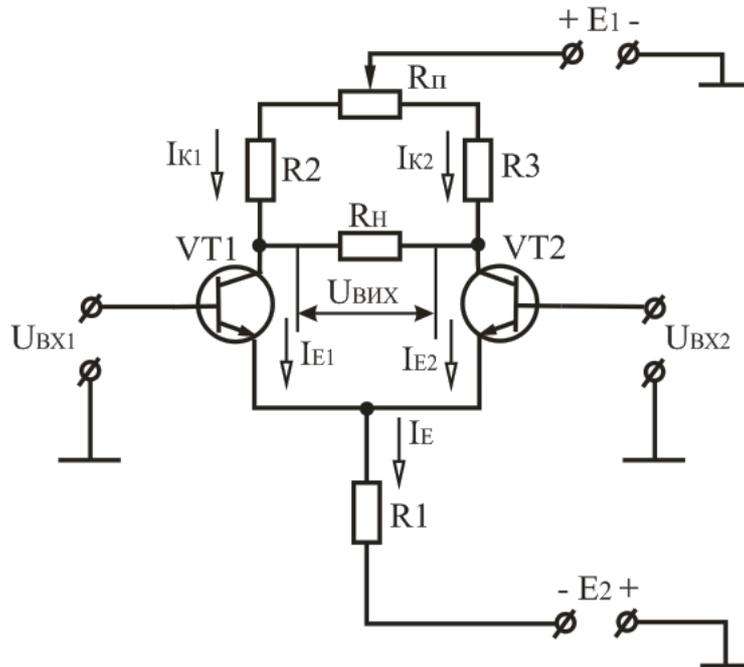


Рисунок 10.20 – Схема симетричного паралельно-балансного ППС

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 диференціального каскаду вимагає застосування близьких за параметрами транзисторів VT_1 і VT_2 і рівність опорів R_2 і R_3 . Завдяки цьому при нульових вхідних сигналах досягається баланс моста, напруги на колекторах обох транзисторів рівні і вихідна напруга, що знімається з діагоналі моста, $U_{ВІХ} = 0$.

Змінний резистор R_p служить для балансування каскаду (для установки нуля). Це необхідно у зв'язку з тим, що не вдається підібрати абсолютно ідеальних транзисторів VT_1, VT_2 і резисторів R_2, R_3 .

При зміні положення движка потенціометра R_{Π} змінюються опори резисторів, які увімкнені в колекторні кола транзисторів і, отже, потенціали колекторів. Переміщенням движка потенціометра R_{Π} добиваються нульового струму в резисторі навантаження у відсутності вхідного сигналу.

Під час подачі вхідного сигналу в базове коло транзистора VT1 змінюється його колекторний струм і напруга, що викличе 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 $1 - 20$ мкВ/°С, тобто при роботі в діапазоні температур $-50 \dots +50$ °С дрейф складе $0,1 - 2$ мВ, що в порівнянні з небалансною схемою в $20 - 100$ разів менше.

Вираз для коефіцієнта підсилення паралельного балансного каскаду:

$$K_U = \frac{U_{ВИХ}}{U_{ВХ}}$$

Вихідна напруга $U_{ВИХ}$ ППС синфазна вхідній напрузі $U_{ВХ1}$ (неінвертуючий вхід) і протифазна вхідній напрузі $U_{ВХ2}$ (інвертуючий вхід). Отже, можна записати:

$$U_{ВИХ} = K_U \cdot (U_{ВХ1} - U_{ВХ2}). \quad (10.54)$$

10.8.2 Операційні підсилювачі (ОП)

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 ОП показано на рисунку 10.21.

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.

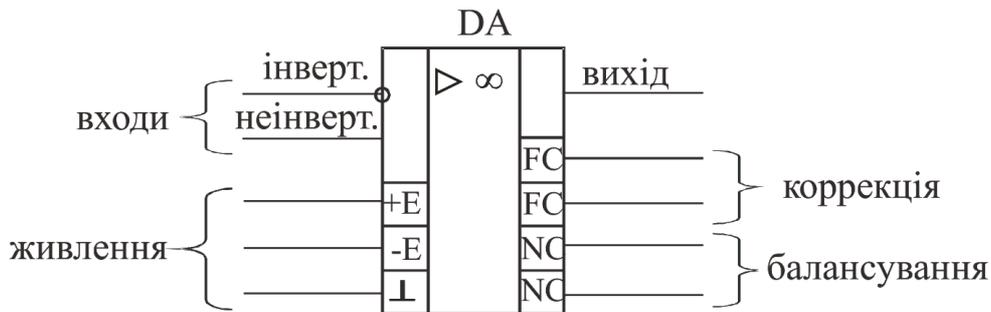


Рисунок 10.21 – Умовне позначення операційного підсилювача

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.

Основу ОП складає диференціальний 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 диференціальним каскадом і емітерним повторювачем. Залежно від кількості каскадів, які використовуються для набуття необхідного значення $K_{U\text{ ОП}}$, ОП підрозділяють на двох- і трьохкаскадні.

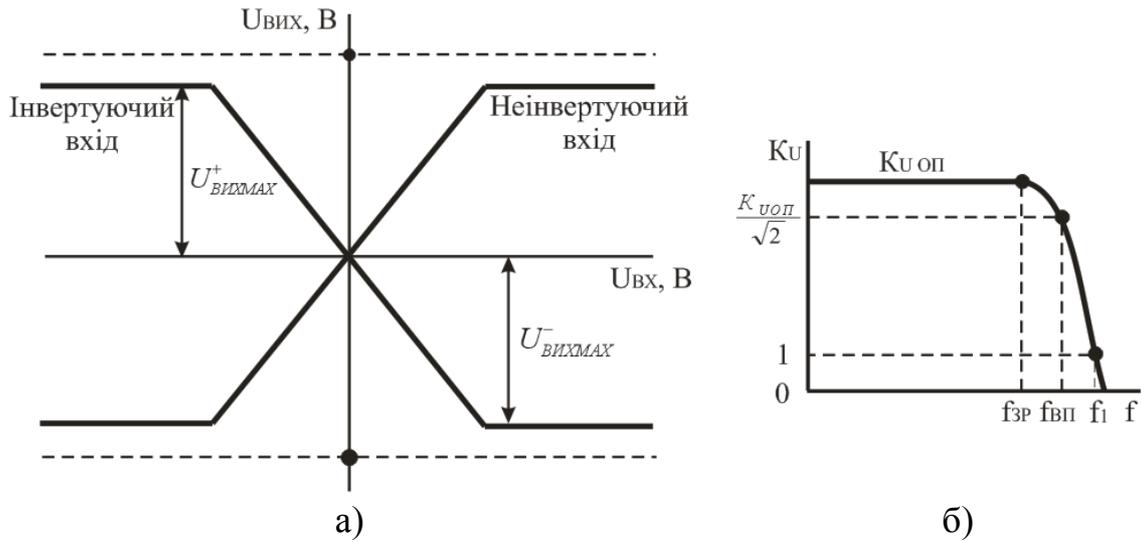
Основні параметри і характеристики ОП:

- 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 диференціальна напруга $U_{\text{ВХДИФ}}$;
- вихідний опір $R_{\text{ВИХ}}$;
- максимальна вихідна напруга $U_{\text{ВИХmax}}$;
- максимальний вихідний струм $I_{\text{ВИХmax}}$;
- максимальний споживаний струм $I_{\text{СПОЖmax}}$;
- 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 $v_{\text{УВИХ}} (v_{\text{УВИХ}} = 0,1 - 100 \text{ В/мкс})$;
- час встановлення вихідної напруги $t_{\text{ВСТ}}$ – час протягом якого вихідна напруга змінюється від рівня 0,1 до рівня 0,9 сталого значення ($t_{\text{ВСТ}} = 0,05 - 2\text{мкс}$).

Основними характеристиками ОП є амплітудна (передавальна) і амплітудно-частотна характеристика.

Кожна з 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 $U_{\text{ВИХMAX}}^+$, $U_{\text{ВИХMAX}}^-$. 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 посилення $K_{\text{УОП}}$ операційного підсилювача.



а – амплітудна $U_{вих} = f(U_{вх})$; б – амплітудно-частотна $K_U = f(f)$

Рисунок 10.22 – Характеристики операційних підсилювачів

У загальному випадку на вхідні виводи ОП поступає напруга $U_{вх1}$ і $U_{вх2}$.

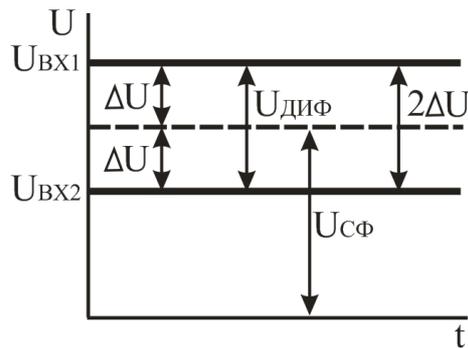


Рисунок 10.23 – Напруги на вході ОП

З них виділяють синфазний:

$$U_{сф} = \frac{U_{вх1} + U_{вх2}}{2}$$

і диференціальний

$$U_{диф} = (U_{вх1} - U_{вх2})$$

сигнали. Диференціальний (різницевий) сигнал $U_{диф} = 2\Delta U$. ОП призначений для підсилення невеликого різницевого (диференціаль-

ного) сигналу. Синфазний сигнал схемою ОП повинен бути максимально ослаблений.

Схема інвертуючого підсилювача на основі ОП приведена на рисунку 10.24.

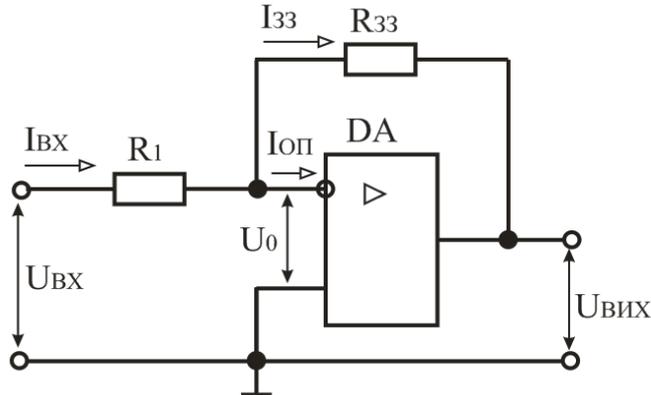


Рисунок 10.24 – Схема інвертуючого підсилювача на основі ОП

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 $U_{вх}$. 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 ОП $U_0 \rightarrow 0$.

Якщо прийняти, що $R_{вхОП} = \infty$, тоді вхідний струм ОП $I_{оп} = 0$ і відповідно $I_{вх} = -I_{33}$, тобто $\frac{U_{вх}}{R_1} = -\frac{U_{вих}}{R_{33}}$.

Отже, коефіцієнт підсилення за напругою інвертуючого підсилювача з паралельним зворотним зв'язком визначається параметрами тільки пасивної частини схеми:

$$K_U = \frac{U_{вих}}{U_{вх}} = -\frac{R_{33}}{R_1} = -\frac{1}{\beta}, \quad (10.55)$$

де $\beta = \frac{R_1}{R_{33}}$ – коефіцієнт передачі кола 33.

Якщо $R_{33} = R_1$, тоді $K_U = -1$ і ОП стає інвертуючим повторювачем напруги, у якого $U_{вих} = U_{вх}$.

Вхідний опір інвертуючого ОП: $R_{BXOП} = R_1$.

Неінвертуючий підсилювач (рисунок 10.25) містить послідовний ВЗЗ за напругою (резистор R_{33}), який поданий за інвертуючим входом; вхідний сигнал подається на неінвертуючий вхід ОП.

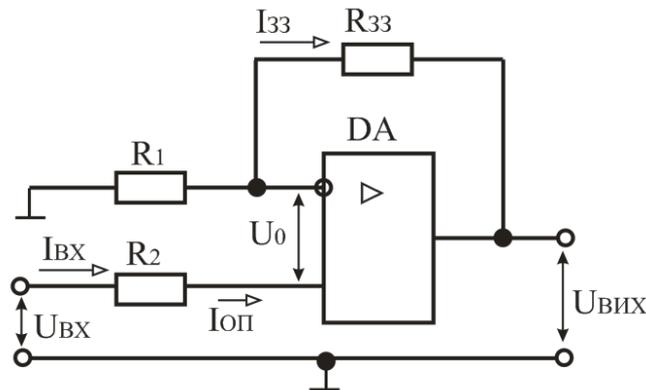


Рисунок 10.25 – Схема неінвертуючого підсилювача на основі ОП

Оскільки в цьому випадку $I_{BX} = I_{OП} = 0$, 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 (рисунок 10.26) виконана за типом інвертуючого підсилювача з числом паралельних гілок на вході, рівним 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 $U_{ВИХ} = -(U_1 + U_2 + U_3)$.

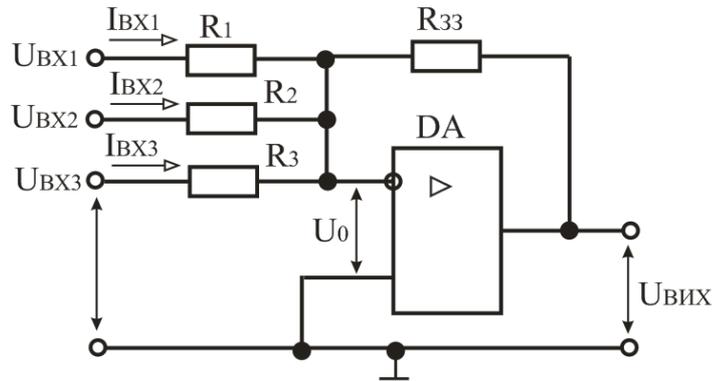


Рисунок 10.26 – Схема інвертуючого суматора на основі ОП

У диференціюючому підсилювачі (рисунок 10.27) ОП включений за схемою інвертуючого підсилювача з ВЗЗ, який виконаний на резисторі R . Конденсатор C і резистор R для вхідного сигналу є диференціюючим колом.

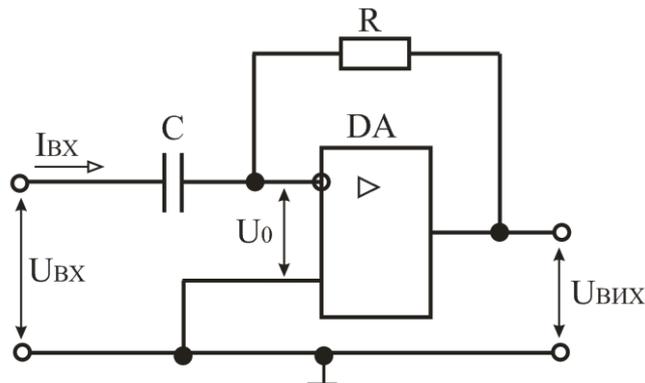


Рисунок 10.27 – Диференціюючий підсилювач на основі ОП

Вихідна напруга:

$$U_{ВИХ} = RC \frac{dU_{ВХ}}{dt}, \quad (10.59)$$

де $RC = \tau_{диф}$ – 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:

$$U_{ВИХ} = -\frac{1}{RC} \int u_{ВХ} dt, \quad (10.60)$$

де $RC = \tau_{ИТ}$ – постійна часу інтегруючого кола.

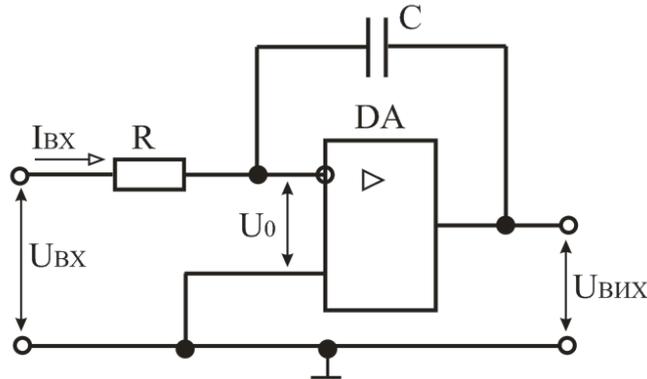


Рисунок 10.28 – Інтегруючий підсилювач на основі ОП

Якщо вхідна напруга – незмінна за величиною, то вхідна напруга буде пропорційна тривалості часу інтеграції t :

$$U_{ВИХ} = -\frac{1}{RC} Ut. \quad (10.61)$$

ПРИКЛАДИ ДО РОЗДІЛУ

Задача 10.1. Визначити параметри робочої точки транзисторного каскаду із спільним емітером на базі транзистора КТ208Д, що забезпечує на резисторі $R_K = 6,8$ кОм максимальну амплітуду вихідної напруги. Напруга живлення каскаду $U_K = 20$ В.

Розв'язок: Напругу колектор-емітер в режимі спокою каскаду для забезпечення максимальної вихідної напруги визначаємо за виразом:

$$U_{КЕС} = \frac{U_{КЕ.МАКС} + U_{КЕ.МИН}}{2} = 10,2 \text{ В},$$

де $U_{КЕ.МАКС} = U_K$ – максимальне значення напруги колектор-емітер;

$U_{КЕ.МИН} = U = 0,4$ В – мінімальне значення напруги колектор-емітер;

$U_{КЕ.НАС.}$ – напруга насичення колектор-емітер (за паспортними даними транзистора).

Струм колектора спокою дорівнює:

$$I_{KC} = \frac{U - U_{KEC}}{R_K} \approx 1,44 \text{ мА.}$$

Струм бази спокою визначаємо за виразом:

$$I_{BC} = \frac{I_{KC}}{h_{21E}} = 0,018 \text{ мА,}$$

де $h_{21E} = 40 - 120$ (приймаємо $h_{21E} = 80$) – статичний передатний коефіцієнт за струмом транзистора.

Задача 10.2. В транзисторному каскаді із спільним емітером на базі транзистора МП40 струм бази спокою $I_{BC} = 0,75$ мА. Визначити параметри елементів підсилювача, якщо напруга живлення каскаду $U_K = 10$ В, опір резистора в колі колектора $R_K = 2,6$ кОм.

Розв'язок: Оскільки опір резистора R_K найчастіше вибирають таким, щоб

$$U_{KEC} = U_K/2 = 5 \text{ В,}$$

то на підставі цього струм колектора в режимі спокою

$$I_{KC} = (U_K - U_{KEC})/R_K = 1,92 \text{ мА.}$$

Значення струму емітера в робочій точці дорівнює

$$I_{EC} = I_{KC} = 1,92 \text{ мА.}$$

Величину опору R_E переважно приймають

$$R_E = 0,1 \cdot R_K = 260 \text{ Ом,}$$

а струм в колі дільника напруги

$$I_D = (2 \dots 5) I_{BC} = 4 \cdot 0,75 = 3,0 \text{ мА.}$$

За вхідною характеристикою $I_B = f(U_{BE})$ транзистора визначаємо напругу $U_{BEC} = 0,33$ В для $U_{KEC} = 5$ В.

Значення опорів R_1, R_2 дільника розраховуємо за виразами

$$R_1 = \frac{U_K - (U_{BEC} + R_E I_E)}{I_D + I_{BC}} = 2,44 \text{ кОм, } R_2 = \frac{U_{BEC} + R_E I_E}{I_D} = 276 \text{ кОм.}$$

Вибираємо $R_1 = 2,4$ кОм, $R_2 = 270$ кОм.

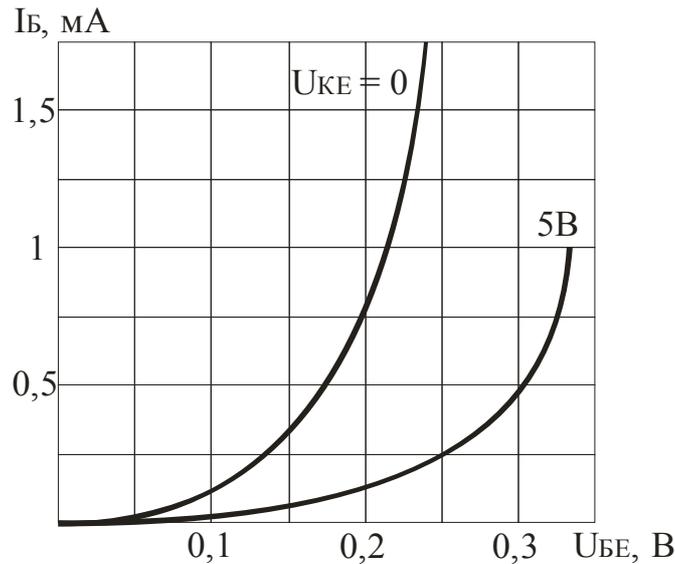


Рисунок до задачі 10.2 – Вхідна характеристика біполярного транзистора

Задача 10.3. Визначити коефіцієнт підсилення інвертуючого підсилювача на базі операційного підсилювача (ОП), якщо опір резистора в колі зворотного зв'язку 910 кОм, а опір резистора на інвертуючому вході ОП 17,5 кОм.

Розв'язок: Коефіцієнт підсилення інвертуючого підсилювача на базі ОП дорівнює

$$K_U = -\frac{R_{зз}}{R_1} = -52,$$

де R_1 – резистор на інвертуючому вході ОП;

$R_{зз}$ – резистор в колі зворотного зв'язку.

Задача 10.4. Визначити коефіцієнт підсилення неінвертуючого підсилювача на базі операційного підсилювача (ОП), якщо напруга на вході підсилювача $u_{ВХ} = 80$ мВ, а на виході ОП – $u_{ВНХ} = 8,0$ В.

Розв'язок: Коефіцієнт підсилення неінвертуючого підсилювача на базі ОП обчислюємо за виразом:

$$K_U = \frac{u_{ВНХ}}{u_{ВХ}} = 100.$$

Задача 10.5. На вхід інвертуючого підсилювача на базі операційного підсилювача (ОП) подано вхідну напругу $u_{ВХ} = 100$ мВ. Обчислити опір резистора в колі зворотного зв'язку ОП, якщо $u_{ВНХ} = -9,2$ В, опір резистора на інвертуючому вході ОП 15 кОм.

Розв'язок: Коефіцієнт підсилення інвертуючого підсилювача на ОП дорівнює:

$$K_U = \frac{u_{ВИХ}}{u_{ВХ}} = -92.$$

Коефіцієнт підсилення ОП також може бути виражено як:

$$K_U = -\frac{R_{33}}{R1}.$$

Звідси обчислюємо опір резистора в колі зворотного зв'язку:

$$R_{33} = -K_U \cdot R1 = 1,38 \text{ МОм}.$$

Задача 10.6. На вхід неінвертуючого підсилювача на базі ОП подано вхідну напругу $u_{ВХ} = 120$ мВ. Обчислити напругу на виході підсилювача, якщо резистор в колі зворотного зв'язку ОП 1,0 МОм, а опір резистора на інвертуючому вході ОП 20 кОм.

Розв'язок: Коефіцієнт підсилення неінвертуючого підсилювача на ОП:

$$K_U = 1 + R_{33}/R1 = 51,$$

де R1 – резистор на інвертуючому вході ОП;

R2 – резистор в колі зворотного зв'язку ОП.

Отже, напруга на виході ОП дорівнює:

$$u_{ВИХ} = K_U \cdot u_{ВХ} = 6,12 \text{ В}.$$

Задача 10.7. На входи неінвертуючого суматора подано напруги $u_{ВХ1} = 50$ мВ і $u_{ВХ2} = 100$ мВ. Визначити напругу на виході суматора, якщо $K_U = 80$.

Розв'язок: Напруга на виході суматора:

$$u_{ВИХ} = \frac{K_U}{2} (u_{ВХ1} + u_{ВХ2}) = 6 \text{ В}.$$

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ ДО РОЗДІЛУ

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 керованим $p-n$ -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 передатну 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?

ЗАДАЧІ НА САМОСТІЙНЕ ОПРАЦЮВАННЯ

- 10.1с. Визначити опір резистора в колі колектора R_K , якщо напруга живлення транзисторного каскаду $E_K = 30$ В, а струм колектора спокою $I_{KC} = 2$ мА.
- 10.2с. В транзисторному каскаді з спільним емітером на транзисторі МП40 струм спокою бази $I_{BC} = 0,5$ мА, напруга $U_{BEC} = 0,31$ В. Визначити опори резисторів дільника R_1, R_2 , якщо через резистор R_1 проходить струм $I_1 = 2$ мА, напруга живлення каскаду $E_K = 10$ В, опір резистора $R_K = 2,4$ кОм.
- 10.3с. Визначити опір резистора в колі колектора R_K , якщо напруга живлення транзисторного каскаду $E_K = 10$ В, струм бази спокою $I_B = 0,5$ мА, передатний коефіцієнт транзистора за струмом $h_{21E} = 30$.
- 10.4с. У схемі (рисунок 10.8) зміщення задається фіксованим струмом бази. Визначити опір резистора R_B , якщо відомо, що струм бази $I_{BC} = 250$ мкА, а напруга $E_K = 10$ В.
- 10.5с. Визначити опір резисторів R_B і R_K у схемі (рисунок 10.8), якщо підсилювач зібраний на транзисторі з коефіцієнтом підсилення $\beta = 50$; вибрана робоча точка має координати $U_{KEC} = 5$ В; $I_{KC} = 2$ мА; напруга джерела живлення $E_K = 9$ В.

10.6с. Для підсилювального каскаду (рисунок 10.8) побудуйте динамічну характеристику (лінію навантаження) за постійним і змінним струмом при наступних даних: $R_K = 1 \text{ кОм}$; $E_K = 16 \text{ В}$; $I_{BC} = 0,5 \text{ мА}$; $R_H = 10 \text{ кОм}$.

10.7с. Проведіть аналіз до завдання 10.6.

Покажіть на вольт-амперних характеристиках і лінії навантаження зміну режиму роботи підсилювача на біполярному транзисторі (рисунок 10.8):

- при обриві резистора R_B у колі бази;
- при короткому замиканні резистора R_B у колі бази;
- при обриві резистора R_K у колі колектора;
- при короткому замиканні резистора R_K у колі колектора;
- при збільшенні напруги джерела живлення E_K ;
- при зменшенні коефіцієнта підсилення транзистора β .

10.8с. Визначити опір резисторів R_C і R_3 схеми (рисунок 10.10), якщо $E_C = 30 \text{ В}$; $U_{CVC} = 20 \text{ В}$; $I_{CC} = 120 \text{ мА}$; $U_{3VC} = -4 \text{ В}$.

10.9с. Визначити опір резистора R_B транзисторного каскаду із спільним витоком (рисунок 10.10), якщо напруга затвор - витік спокою $U_{3VC} = -0,9 \text{ В}$, а струм стоку спокою $I_{CC} = 2,75 \text{ мА}$.

10.10с. Визначити опір резистора R_C транзисторного каскаду із спільним витоком (рисунок 10.10), якщо напруга живлення каскаду $E_C = 15 \text{ В}$, струм стоку спокою $I_{CC} = 2,5 \text{ мА}$, напруга стік - витік спокою $U_{CVC} = 8,25 \text{ В}$.

10.11с. Для підсилювального каскаду (рисунок 10.10) побудуйте динамічну характеристику (лінію навантаження) за постійним і змінним струмом при наступних даних: $R_C = 3 \text{ кОм}$; $R_B = 0,33 \text{ кОм}$; $E_C = 20 \text{ В}$; $R_H = 10 \text{ кОм}$.

10.12с. Проведіть аналіз до завдання 10.11с.

Покажіть на вольт-амперних характеристиках і лінії навантаження зміну режиму роботи підсилювача на польовому транзисторі з керуючим *p-n*-переходом (рисунок 10.10):

- при обриві резистора R_B в колі витоку;
- при короткому замиканні резистора R_B в колі витоку;
- при обриві резистора R_3 у колі затвор - спільна шина;
- при короткому замиканні резистора R_3 у колі затвор - спільна шина;
- при короткому замиканні резистора R_C у колі стоку;
- при збільшенні напруги джерела живлення E_C .

- 10.13с. Коефіцієнти підсилення окремих каскадів підсилювача становлять 20, 30 і 10. Визначити загальний коефіцієнт підсилення підсилювача.
- 10.14с. На вході підсилювача є сигнал з напругою $U = 5$ мВ. Визначити напругу на виході підсилювача, якщо його коефіцієнт підсилення $K_U = 60$.
- 10.15с. Коефіцієнт підсилення за потужністю підсилювача $K_P = 250$. Визначити коефіцієнт підсилення за напругою K_U , якщо коефіцієнт підсилення за струмом $K_I = 25$.
- 10.16с. Напруга на вході підсилювача $U_{ВХ} = 20$ мВ. Визначити потужність на виході підсилювача, якщо його опір навантаження $R_H = 25$ Ом, а коефіцієнт підсилення за напругою $K_U = 25$.
- 10.17с. Коефіцієнт підсилення каскаду $K = 50$. Як зміниться коефіцієнт підсилення при введенні від'ємного зворотного зв'язку з коефіцієнтом передачі $\beta = 0,02$?
- 10.18с. Після введення від'ємного зворотного зв'язку коефіцієнт підсилення підсилювача зменшився з 150 до 100. Визначити коефіцієнт передачі кола ЗЗ.
- 10.19с. Визначити потужність у навантаженні підсилювача із трансформаторним включенням навантаження, якщо ККД підсилювача $\eta = 0,4$; потужність, що споживається від джерела живлення $P_0 = 1$ Вт, а ККД вихідного трансформатора $\eta_{ТР} = 0,75$.
- 10.20с. Визначити потужність, що споживається від джерела живлення P_0 у підсилювачі потужності із трансформаторним включенням навантаження, якщо ККД підсилювача $\eta = 0,45$; потужність у навантаженні $P_H = 2$ Вт, а ККД вихідного трансформатора $\eta_{ТР} = 0,8$.
- 10.21с. Визначити коефіцієнт підсилення неінвертуючого підсилювача на базі ОП, якщо опір резистора в колі зворотного зв'язку 820 кОм, а опір резистора на інвертуючому вході ОП 20 кОм.
- 10.22с. Визначити коефіцієнт підсилення інвертуючого підсилювача на базі ОП, якщо напруга на вході ОП $u_{ВХ} = 60$ мВ, а на виході ОП $u_{ВИХ} = -9,0$ В.
- 10.23с. Визначити опір резистора в колі зворотного зв'язку інвертуючого підсилювача на базі ОП, у якого опір резистора на інвертуючому вході ОП 18 кОм. Вхідна напруга підсилювача $u_{ВХ} = 50$ мВ, а напруга на виході $u_{ВИХ} = -8,0$ В.
- 10.24с. Вхідна напруга інвертуючого підсилювача на базі ОП $u_{ВХ} = 120$ мВ. Визначити напругу на виході підсилювача, якщо рези-

стор у колі зворотного зв'язку ОП 910 кОм, а опір резистора на інвертуючому вході ОП 20 кОм.

10.25с. На входи інвертуючого суматора подано $u_{ВХ1} = 75$ мВ і $u_{ВХ2} = 60$ мВ. Визначити напругу на виході суматора, якщо опори вхідних резисторів однакові, а коефіцієнт підсилення $K_U = 60$.

10.26с. Визначити величину вихідної напруги інтегратора на базі ОП через $t = 5$ с після початку інтегрування, якщо на вхід інтегратора подана постійна напруга $u_{ВХ} = 100$ мВ, а опір резистора на інвертуючому вході ОП 20 кОм і ємність конденсатора в колі зворотного зв'язку ОП 10 мкФ.

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). При ДЗЗ частина вихідної напруги $\dot{U}_{ЗЗ}$ через коло ДЗЗ поступає на вхід підсилювача у фазі з вхідною напругою, що забезпечує задане значення $\dot{U}_{ВІХ}$. Щоб амплітуда вихідної напруги не змінилася, повинна бути виконана умова $\dot{U}_{ЗЗ} = \dot{U}_{ВІХ}$.

Оскільки

$$\dot{U}_{ВІХ} = \dot{U}_{ВІХ} / \dot{K}_U \text{ і } \dot{U}_{ЗЗ} = \beta \dot{U}_{ВІХ}, \text{ тоді з}$$
$$\dot{U}_{ЗЗ} = \dot{U}_{ВІХ} \text{ виходить } \beta \dot{U}_{ВІХ} = \dot{U}_{ВІХ} / \dot{K}_U,$$

або

$$\dot{K}_U \cdot \beta = 1. \quad (11.1)$$

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 $n = 0, 1, 2, 3, \dots$).



Рисунок 11.1 – Структурна схема генератора синусоїдальних коливань

11.2 LC- генератори

LC- генератори призначені для генерування сигналів високої частоти (понад декілька десятків кілогерц). LC- генератори містять в ланцюзі 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.

Підсилювальний каскад виконаний на транзисторі (увімкнений за схемою СЕ) з елементами R1, R2, R_Е, С_Е, 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 підсилювача. У схемі генератора параметрами коливального контуру є ємність конденсатора С та індуктивність L первинної обмотки W₁ трансформатора Т. Сигнал зворотного зв'язку знімається з вторинної обмотки W₂, яка індуктивно зв'язана з обмоткою W₁, і через розділюючий конденсатор С_{р1} подається на вхід транзистора. Необхідне фазування напруги ЗЗ досягається відповідним підключенням виводів вторинної обмо-

тки. Оскільки напруга ЗЗ менше вихідної напруги, відношення чисел витків первинної і вторинної обмотки $W_1 / W_2 > 1$.

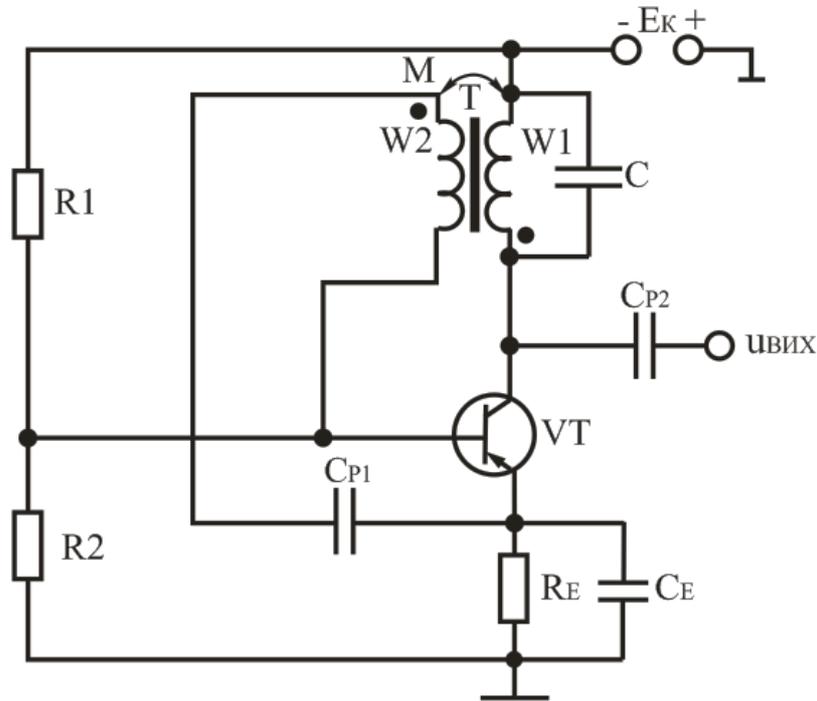


Рисунок 11.2 – Схема LC- генератора з трансформаторним зворотним зв'язком

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.

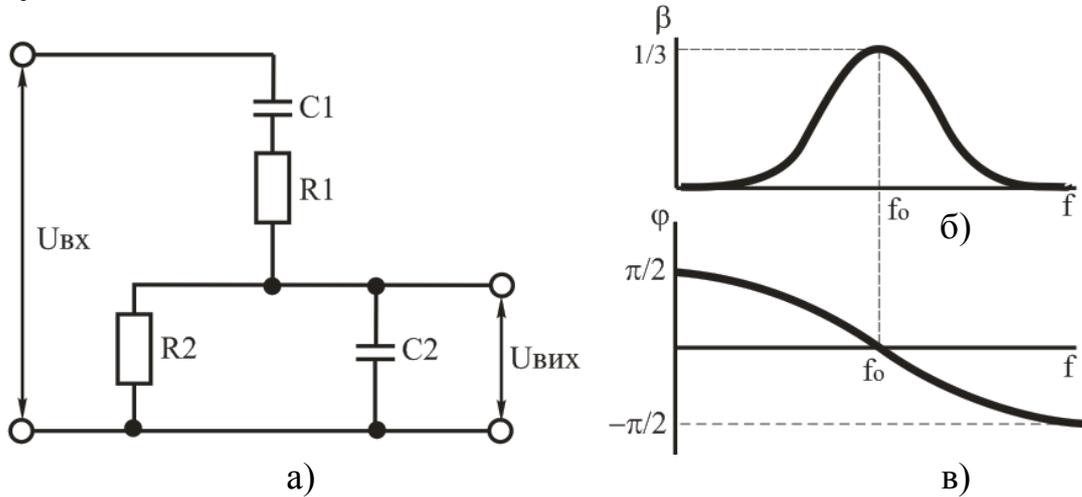
Сигнал зворотного зв'язку може бути знятий безпосередньо з коливального контуру. Це досягається завдяки секціонуванню індуктивної або ємнісної гілки коливального контуру. У схемах таких генераторів коливальний контур має три точки з'єднання з підсилювачем, в зв'язку з чим їх називають триточковими.

11.3 RC- генератори

Для отримання гармонійних коливань низької частоти (до одиниць герц) застосовують генератори, у яких в ланці ЗЗ 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 Т- подібний міст.

Схема моста Віна і його характеристики приведені на рисунку 11.3.



а – схема; 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:

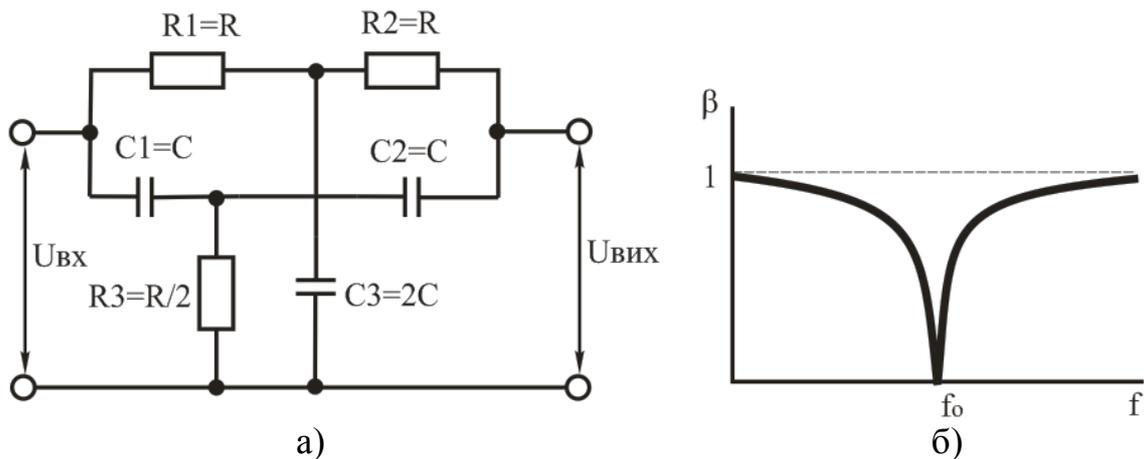
$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1R_2C_1C_2}} = \frac{1}{2\pi RC}, \quad (11.4)$$

де $R_1 = R_2 = R$ і $C_1 = C_2 = C$.

Передатний коефіцієнт кола:

$$\beta = \frac{U_{ВИХ}}{U_{ВХ}} = \frac{1}{1 + R_1/R_2 + C_1/C_2}. \quad (11.5)$$

Схема подвійного Т- подібного моста і його характеристики наведені на рисунку 11.4.



а – схема; 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: $R1 = R2 = R$, $R3 = R/2$; $C1 = C2 = C$, $C3 = 2C$. 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 (ОП) з подвійним Т- подібним мостом, міст необхідно вмикати в коло ВЗЗ (рисунок 11.5). За допомогою дільника $R1R2$ створюється необхідний ДЗЗ, при якому забезпечується генерація на частоті f_0 . Частота коливань, що генеруються, визначається з виразу (11.6).

RC- генератор з мостом Віна також можна виконати на операційному підсилювачі (рисунок 11.6).

При цьому ланку частотно-вибіркового зворотного зв'язку необхідно включити 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 $K_U > 3$.

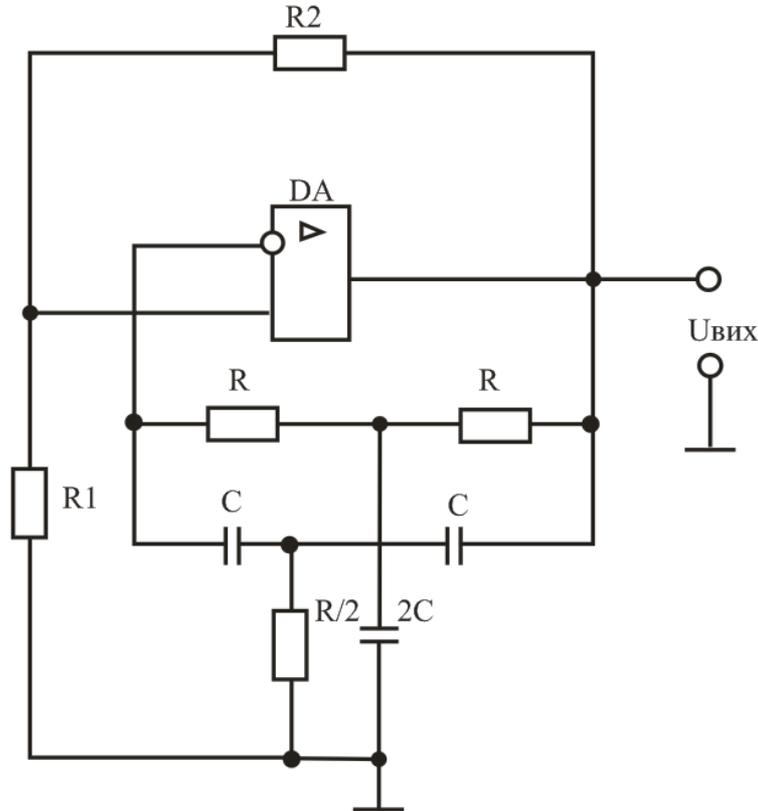


Рисунок 11.5 – Схема RC- генератора на операційному підсилювачі з подвійним Т- подібним мостом

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 $\frac{\Delta f}{f_p} = -\left(\frac{\Delta C}{C} + \frac{\Delta R}{R} \right)$.

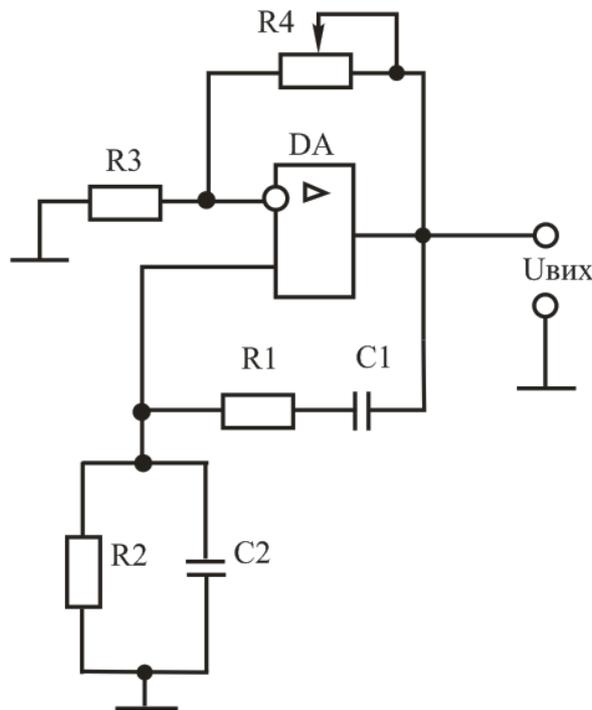


Рисунок 11.6 – Схема RC- генератора з мостом Віна

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} .

ПРИКЛАДИ ДО РОЗДІЛУ

Задача 11.1. Визначити частоту гармонійних коливань LC- автогенератора, якщо індуктивність і ємність LC- ланки $L = 2$ мГн, $C = 10$ пФ.

Розв'язок: Частота гармонійних коливань дорівнює:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = 1125,97 \text{ кГц}.$$

Задача 11.2. Визначити опір резистора RC- ланки автогенератора гармонійних коливань з частотою 50 кГц, якщо ємність конденсатора в цій ланці $C = 2$ нФ.

Розв'язок: Частота гармонійних коливань автогенератора дорівнює:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}.$$

Звідси визначаємо опір резистора RC- ланки автогенератора.

$$R = \frac{1}{2\pi f_0 C} = 1592,4 \text{ Ом.}$$

Задача 11.3. RC- автогенератор генерує сигнал частотою $f_0 = 2$ МГц і має частотно-вибіркову ланку (мост Віна) з параметрами $R1 = 5$ кОм, $C1 = 5$ нФ, $C2 = 5$ пФ. Визначити опір резистора $R2$ цієї ланки.

Розв'язок: Частота коливань на виході такого автогенератора визначається за виразом:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R1R2C1C2}}.$$

Звідки опір резистора цієї ланки дорівнює:

$$R2 = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 R1 C1 C2} = 50,7 \text{ Ом.}$$

Задача 11.4. RC- автогенератор генерує сигнал частотою $f_1 = 1$ МГц. Визначити опір резистора частотно-вибіркової ланки генератора для забезпечення коливань частотою $f_2 = 500$ кГц. Опір резистора цієї ланки до зміни частоти дорівнював 2 кОм, ємність конденсатора не змінювалася.

Розв'язок: Оскільки частота коливань RC- автогенератора визначається за виразом:

$$f = \frac{1}{2\pi RC},$$

то відношення частот генератора при незмінній ємності частотно-вибіркової ланки дорівнює:

$$\frac{f_1}{f_2} = \frac{R2}{R1} = 2.$$

Звідси обчислюємо опір резистора для забезпечення частоти коливань 500 кГц:

$$R2 = 2R1 = 4 \text{ кОм.}$$

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ ДО РОЗДІЛУ

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?

ЗАДАЧІ НА САМОСТІЙНЕ ОПРАЦЮВАННЯ

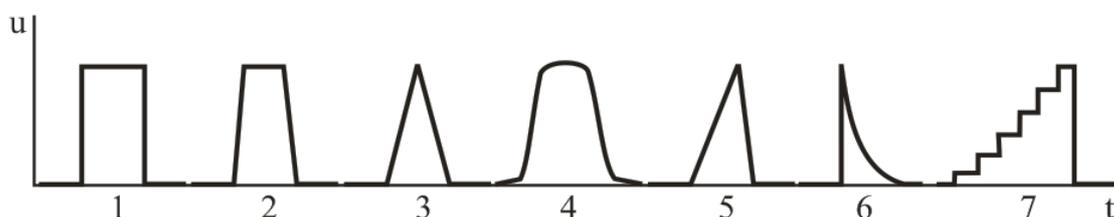
- 11.1с. Визначити частоту гармонійних коливань LC - автогенератора, якщо індуктивність і ємність LC - ланки: $L = 2$ мГн, $C = 10$ пФ.
- 11.2с. Визначити опір резистора RC - ланки автогенератора гармонійних коливань із частотою $f = 50$ кГц, якщо ємність конденсатора в цій ланці $C = 2$ нФ.
- 11.3с. Визначити період гармонійних коливань LC - автогенератора, якщо LC- контур має наступні параметри: $L = 5$ мГн, $C = 8$ пФ.

- 11.4с. Визначити опір резистора RC - ланки автогенератора гармонійних коливань із періодом $T = 10$ мкс, якщо ємність конденсатора в цій ланці $C = 10$ нФ.
- 11.5с. Як необхідно змінити ємність конденсатора LC- автогенератора, щоб частота його генеруємих коливань зросла в 2 рази? Індуктивність LC - контуру постійна.
- 11.6с. Як необхідно змінити ємність конденсатора RC - генератора, щоб період генеруємих їм коливань зменшився в 3 рази? Опір резистора RC - ланки постійний.
- 11.7с. Визначити діапазон зміни частоти RC- автогенератора, якщо в його RC - ланці встановлений конденсатор змінної ємності $C_{\text{MIN}} = 470$ пФ, $C_{\text{MAX}} = 1500$ пФ. Опір резистора цієї ланки $R = 1,2$ кОм.
- 11.8с. Частотно-вибіркова ланка RC- автогенератора гармонійних коливань має параметри $R1 = 1,0$ кОм, $C1 = 2$ нФ, $C2 = 10$ пФ. Визначити опір резистора цієї ланки, якщо частота сигналу автогенератора $1,2$ МГц.
- 11.9с. Визначити коефіцієнт β ланки додатного зворотного зв'язку RC - автогенератора, якщо параметри цієї ланки відповідно дорівнюють $R1 = 680$ Ом, $R2 = 120$ Ом, $C1 = 120$ пФ, $C2 = 12$ нФ.
- 11.10с. RC - автогенератор генерує сигнал частотою $f_1 = 1,2$ МГц. Визначити опір резистора частотно-вибіркової ланки генератора для забезпечення коливань з періодом $f_2 = 400$ кГц. Опір резистора цієї ланки до зміни частоти дорівнював $2,4$ кОм, ємність конденсатора не змінювалася.

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. Короточасні зміни струмів і напруги називають електричними імпульсами. Короточасні 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 імпульсних сигналів

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.

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.

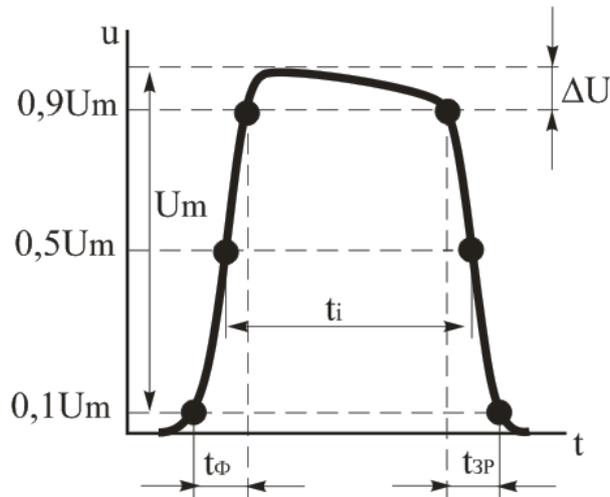


Рисунок 12.2 – Форма реального прямокутного імпульсу і його параметри

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.

Параметрами послідовності імпульсів (рисунок 12.3) є: період повторення (надходження), частота повторення, пауза, коефіцієнт заповнення і шпаруватість імпульсів.

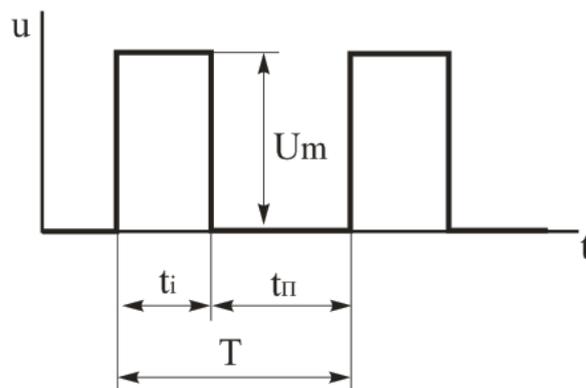


Рисунок 12.3 – Періодична послідовність імпульсів прямокутної форми

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_{Π} – інтервал часу між закінченням одного і початком наступного імпульсів: $t_{\Pi} = T - t_i$.

Коефіцієнт заповнення γ – відношення тривалості імпульсів до періоду їх проходження: $\gamma = t_i / T$.

Шпаруватість імпульсів q – величина, зворотна коефіцієнту заповнення:

$$q = T/t_i = 1/\gamma.$$

12.2 Ключовий режим роботи біполярних транзисторів

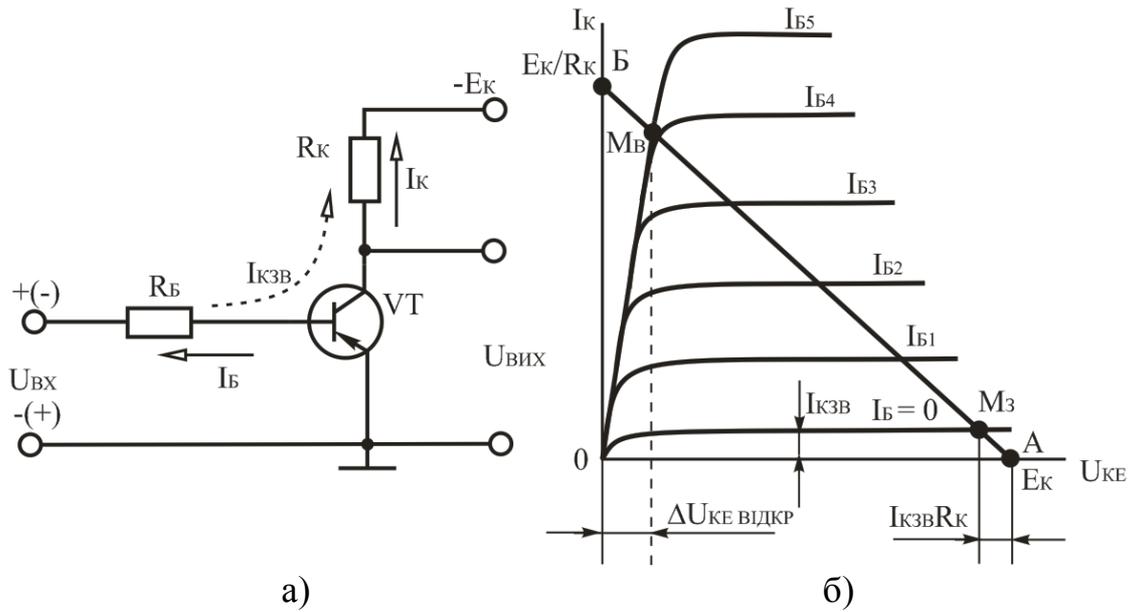
Транзисторна імпульсна і цифрова техніка базується на роботі транзистора в ключовому режимі. Головне призначення транзистора, що працює в ключовому режимі, замикання і розмикання кола навантаження.

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 графо-аналітичним методом з використанням лінії навантаження (пряма AB) за постійним струмом (рисунок 12.4, б). Лінія навантаження описується співвідношенням $U_{KE} = E_K - I_K R_K$ і будується також, як для підсилювального каскаду. Точки перетину лінії навантаження з вольт-амперними характеристиками транзистора визначають напругу на елементах і струм в послідовному колі.

Режим замикання (режим відсічки) здійснюється 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 $I_{КЗВ}$. Режиму закритого стану транзистора відповідає точка M_3 (рисунок 12.4, б).

Протікання через навантаження струму $I_{КЗВ}$ пов'язане з тим, що транзистор в закритому стані не забезпечує повного відключення резистора навантаження R_K від джерела живлення. Мале значення струму $I_{КЗВ}$ є одним з критеріїв вибору транзистора для ключового режиму роботи.



а – схема; б – графічне визначення режимів відкритого і закритого стану транзистора

Рисунок 12.4 – Ключова схема на біполярному транзисторі

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 ($I_{B\text{ ГР}}$) 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 з СЕ.

Точка M_B при струмі бази $I_{B\text{ ГР}}$ характеризує "повне" відкриття транзистора. Через транзистор VT і резистор R_K протікає струм:

$$I_K = (E_K - \Delta U_{KE\text{ ВІДКР}}) / R_K, \quad (12.3)$$

де $\Delta U_{\text{КЕВІДКР}}$ – падіння напруги (залишкова напруга) на транзисторі у відкритому стані.

Залишкова напруга $\Delta U_{\text{КЕВІДКР}}$, яка є важливим параметром транзистора в імпульсному режимі роботи, повинна бути мінімальною. Залежно від типу транзистора напруга $\Delta U_{\text{КЕВІДКР}}$ 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 $I_{Б\text{ ГР}}$ відкритого транзистора, при якому спостерігається пропорційна залежність струму колектора від струму бази:

$$I_{Б\text{ ГР}} = I_K / \beta_{СТ} = E_K / (\beta_{СТ} R_K). \quad (12.5)$$

Таким чином, точка M_B (рисунок 12.4, б) є точкою перетину лінії навантаження з початковою ділянкою колекторної характеристики транзистора при $I_B = I_{Б\text{ ГР}}$. При подальшому збільшенні струму бази ($I_B > I_{Б\text{ ГР}}$) залишкова напруга $\Delta U_{\text{КЕВІДКР}}$ залишається майже незмінною.

Режим роботи відкритого транзистора при $I_B > I_{Б\text{ ГР}}$ називають насиченим, а відношення $S = I_B / I_{Б\text{ ГР}}$ – коефіцієнтом насичення транзистора.

У режимі насичення струм бази транзистора:

$$I_B = S \frac{I_K}{\beta_{СТ}}. \quad (12.6)$$

Коефіцієнт S для надійного відкриття (насичення) транзистора може складати 1,5 – 3. Знайдений струм бази забезпечується параметрами вхідного кола ключової схеми:

$$I_B = (U_{ВХ} - U_{БЕ}) / R_B. \quad (12.7)$$

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.

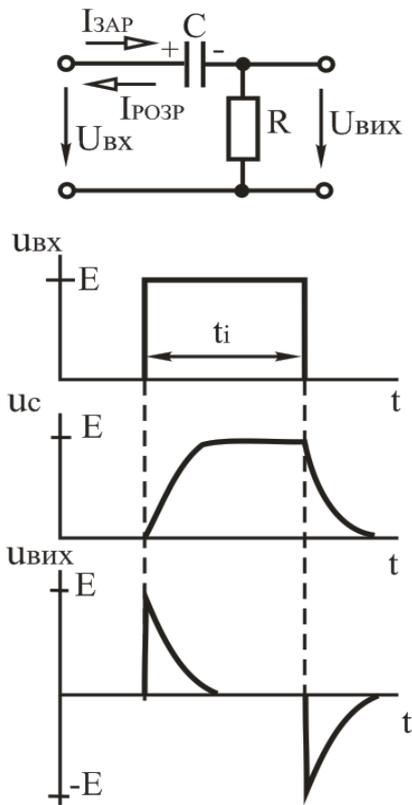
12.3.1 Диференціюючі RC- кола

Диференціюючі кола служать для формування коротких різнополярних імпульсів напруги заданої форми. Просте диференціююче коло приведене на рисунку 12.5.

Напруга на виході такого кола визначається рівнянням:

$$u_{\text{ВИХ}}(t) = \tau \frac{du_{\text{ВХ}}}{dt}, \quad (12.8)$$

де $\tau = RC$ – постійна часу електричного кола.



При появі вхідного імпульсу напруга на конденсаторі дорівнює нулю, а напруга на резисторі рівна 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 R, 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:

$$u_{ВИХ}(t) = \frac{1}{\tau} \int_0^t u_{ВХ}(t) dt, \quad (12.9)$$

де τ – постійна часу електричного кола.

Просте інтегруюче RC - коло представлене на рисунку 12.6.

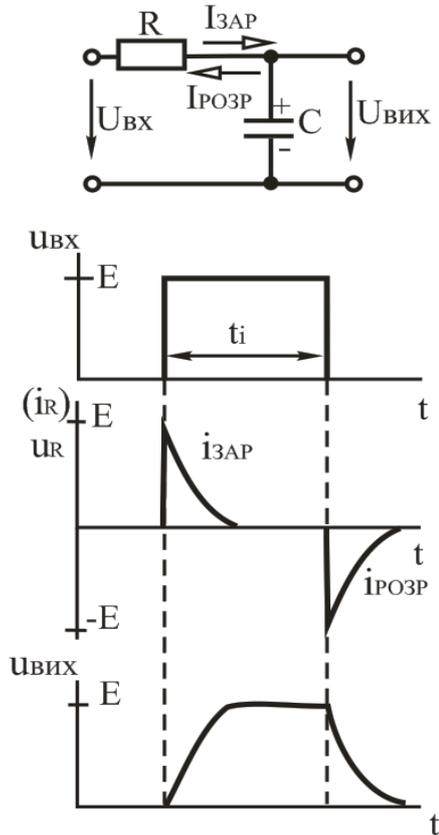


Рисунок 12.6 – Інтегруюче RC - коло

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.

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:

$$y = \overline{x_1 \cdot x_2} \quad \text{або} \quad y = \overline{x_1 \wedge x_2}. \quad (12.14)$$

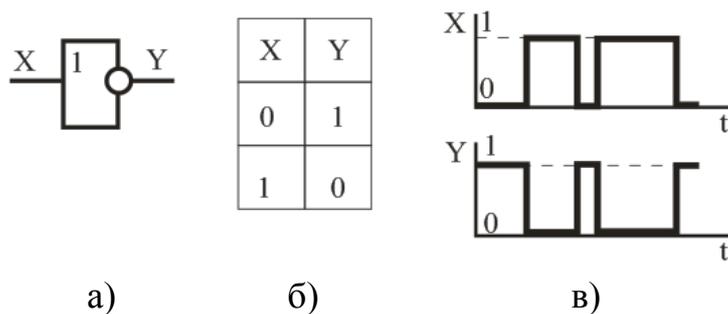
Логічна операція ЗАБОРОНА:

$$y = x_1 \cdot \overline{x_2} \quad \text{або} \quad y = x_1 \wedge \overline{x_2}. \quad (12.15)$$

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.

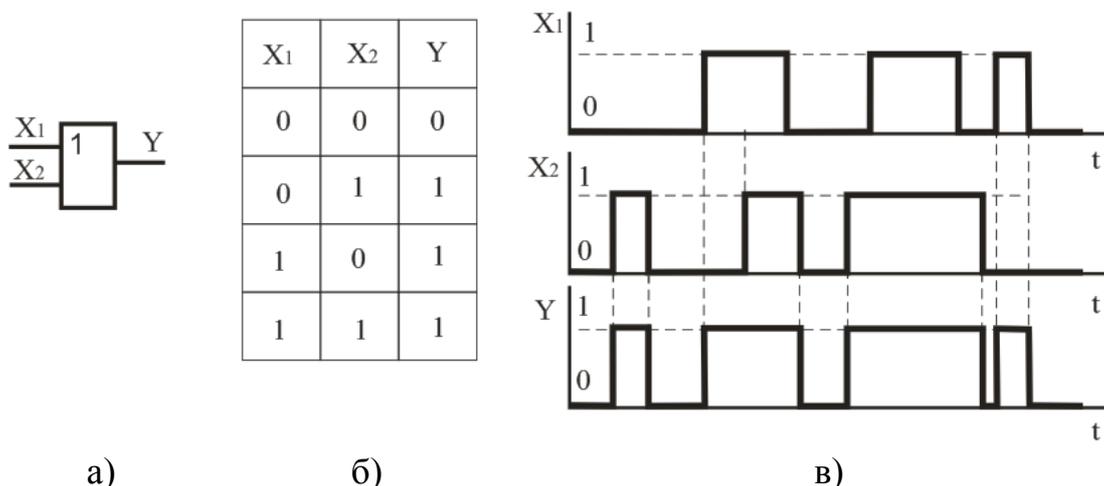
Сигналу $X = 0$ на вході відповідає $Y = 1$ на виході і, навпаки, при $X = 1$, $Y = 0$.



а – умовне графічне позначення; б – таблиця істинності;
в – часові діаграми роботи

Рисунок 12.7 – Логічний елемент НІ

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.

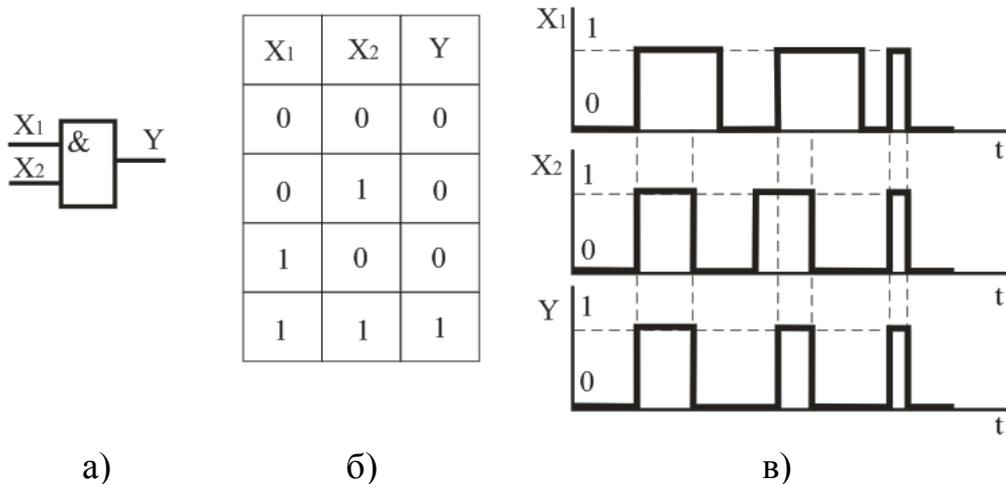


а) б) в)
а – умовне графічне позначення; б – таблиця істинності;
в – часові діаграми роботи

Рисунок 12.8 – Логічний елемент АБО

Вихідний сигнал Y елемента АБО дорівнює одиниці $Y = 1$, якщо хоч би 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.

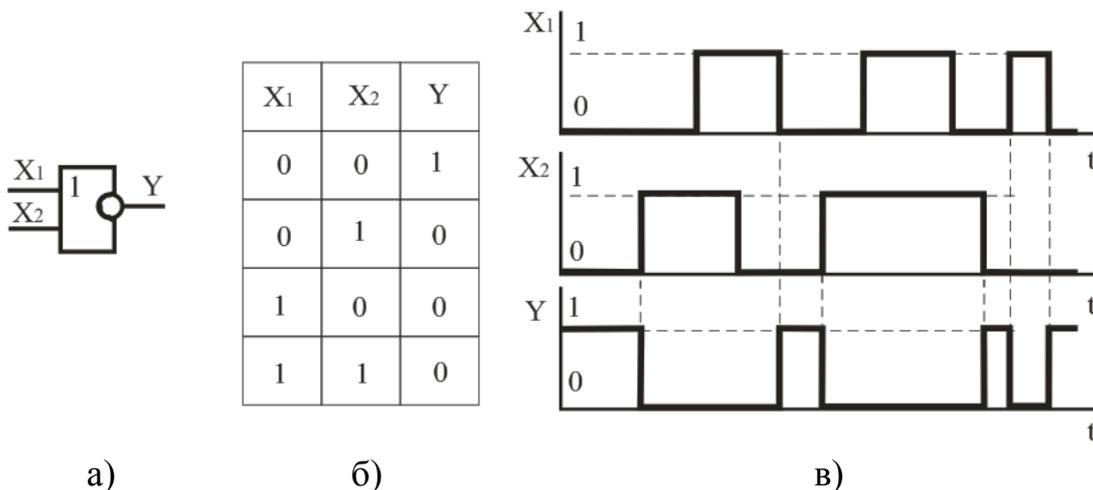


а – умовне графічне позначення; б – таблиця істинності;
в – часові діаграми роботи

Рисунок 12.9 – Логічний елемент І

Вихідний сигнал Y елементу І дорівнює одиниці $Y = 1$, якщо одночасно на всі входи поданий сигнал логічної "1".

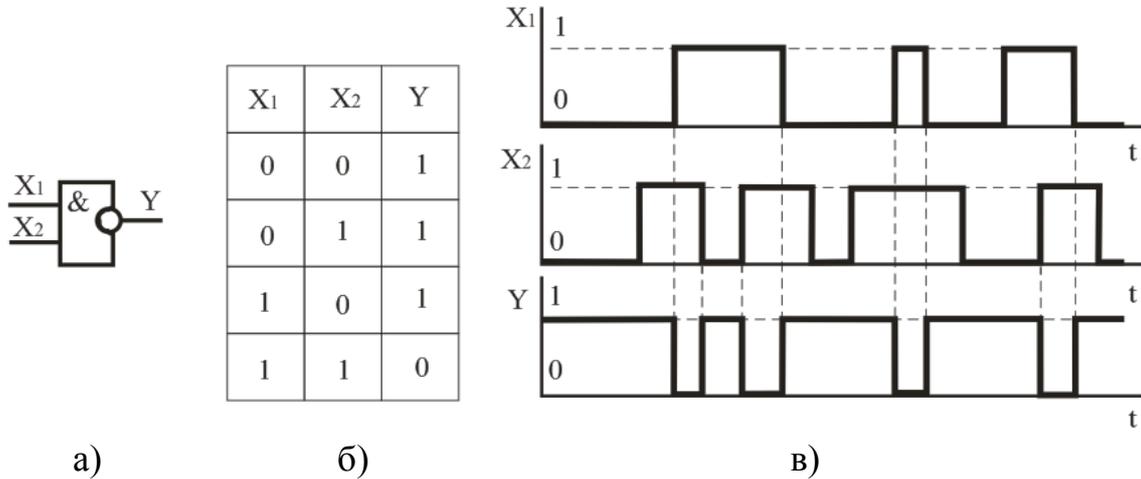
Логічний елемент АБО - НІ об'єднує елементи АБО і НІ. У зв'язку з цим вхідним сигналам, які дорівнюють логічній "1", відповідає логічний "0" на виході, а при сигналах логічного "0" на всіх входах вихідний $Y = 1$. Умовне позначення двовхідного елементу АБО - НІ, його таблиця істинності та часові діаграми наведені на рисунку 12.10.



а – умовне графічне позначення; б – таблиця істинності;
в – часові діаграми роботи

Рисунок 12.10 – Логічний елемент АБО - НІ

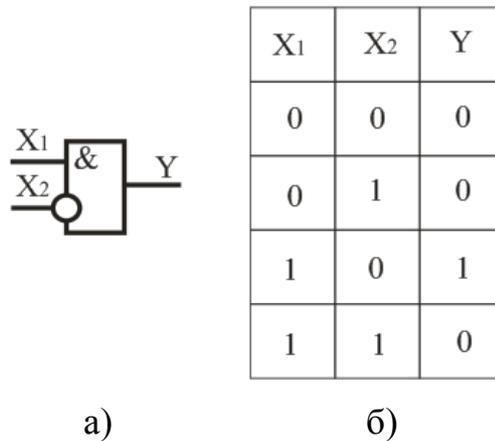
Логічний елемент І - НІ об'єднує елементи І і НІ. Логічний "1" на всіх входах відповідає логічний "0" на виході елементу. При логічному "0" на одному з входів створюється логічна "1" на виході. Умовне позначення двовхідного елементу "І - НІ", його таблиця істинності та часові діаграми наведені на рисунку 12.11.



а) – умовне графічне позначення; б) – його таблиця істинності;
в) – часові діаграми роботи

Рисунок 12.11 – Логічний елемент І - НІ

Умовне позначення логічного елемента ЗАБОРОНА, його таблиця істинності наведені на рисунку 12.12.



а) – умовне графічне позначення; б) – таблиця істинності

Рисунок 12.12 – Логічний елемент ЗАБОРОНА

Вихідний сигнал логічного елемента ЗАБОРОНА повторює сигнал на вході X1, якщо X2 = 0. При X2 = 1 на виході логічного елемента 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.

12.4.4 Основні параметри логічних елементів

До основних параметрів логічних елементів відносяться:

- напруга живлення, В;
- споживана потужність, мВт;
- час затримки розповсюдження, нс – параметр, що характеризує швидкодію логічного елемента;
- коефіцієнт об'єднання по входу $K_{об}$ – 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 елемента.

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 управляючого сигналу.

Перехід тригера з одного стійкого стану в інший відбувається під дією управляючого 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 спрацьовування 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.

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.

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.

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”.

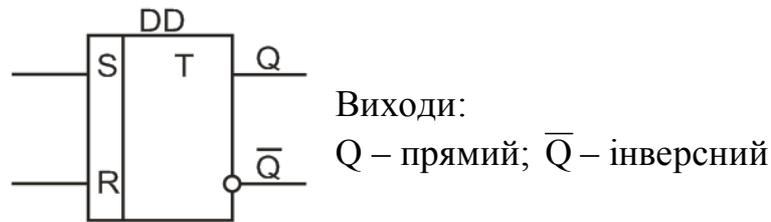
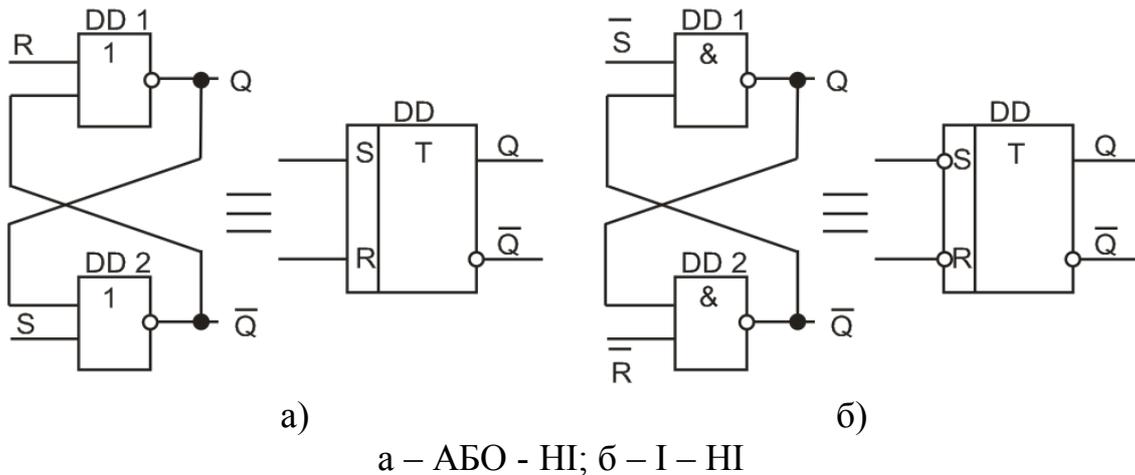


Рисунок 12.13 – Умовне позначення асинхронного *R-S*- тригера

Стану логічної “1” відповідає $Q = 1, \bar{Q} = 0$; стану логічного “0”: $Q = 0, \bar{Q} = 1$.

По інформаційному входу *S* проводиться установка тригера в стан логічної “1”, а по інформаційному входу *R* – установка (перехід тригера в початковий стан) логічного “0”. Цьому відповідають скорочені позначення входів і назва тригера: *S* (set) – установка, *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).



а – АБО - НІ; б – І - НІ

Рисунок 12.14 – *R-S*- тригер, реалізований на логічних елементах

Роботу схеми (рисунок 12.14, а) на елементах АБО - НІ ілюструє таблиця переходів та часові діаграми, які приведені 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.

Аналогічно працює R - S - тригер на елементах І - НІ (рисунок 12.14, б) з тією різницею, що він повинен мати інверсні входи.

t^n		t^{n+1}	
S	R	Q^{n+1}	\overline{Q}^{n+1}
1	0	1	0
0	1	0	1
0	0	Q^n	\overline{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

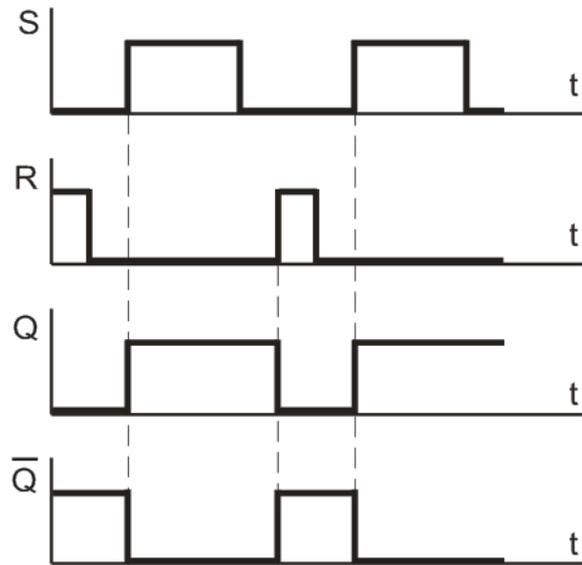


Рисунок 12.15 – Часові діаграми роботи R - S - тригера

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, пе-

ремикання тригера з одного стійкого стану в інше відбувається з появою синхронізуючого (тактового) імпульсу на вході С.

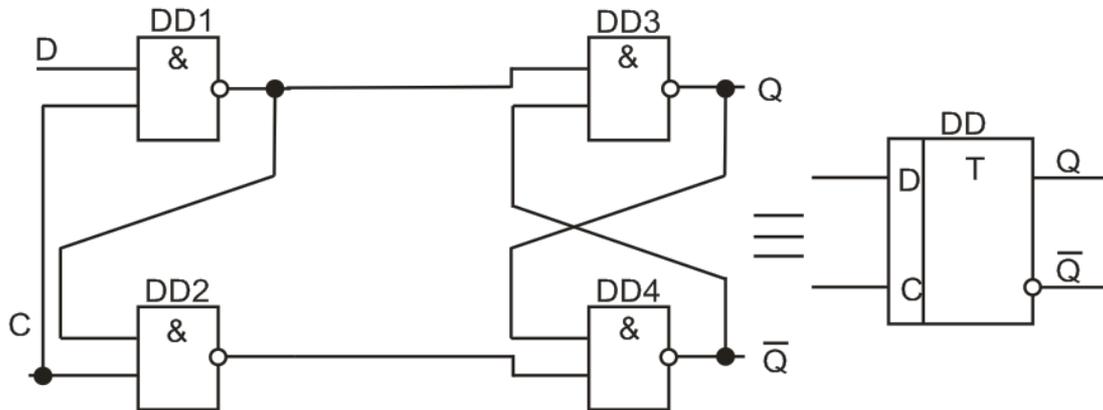


Рисунок 12.16 – Структурна схема D - тригера та його умовне позначення

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

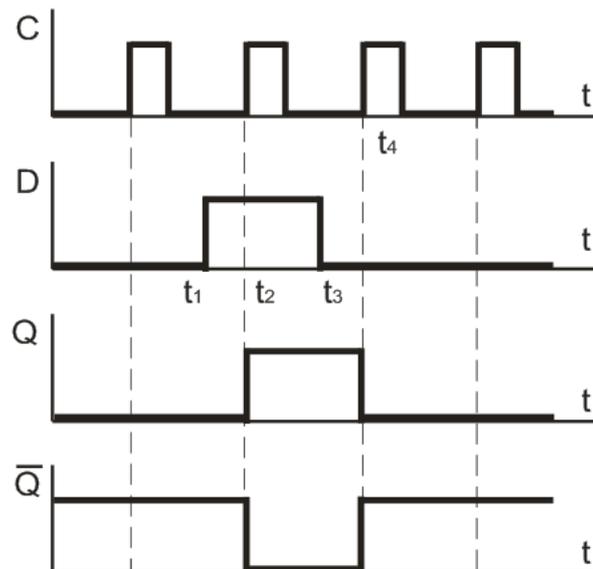


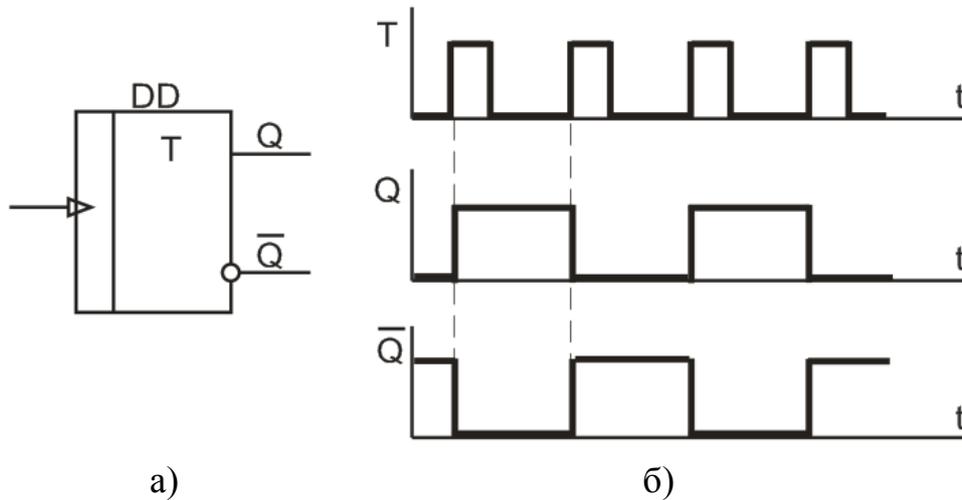
Рисунок 12.17 – Часові діаграми роботи тактованого D - тригера

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 вхідний сигнал D , стан тригера не змінюється, оскільки при цьому $C = 0$. Дія сигналу $C = 1$ в момент часу t_2 призводить до перемикавання 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 перемикавання тригера в стан логічного “0”.

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.

На рисунку 12.18 приведені умовне позначення та часові діаграми, що пояснюють принцип дії *T* - тригера.



а – умовне позначення; б – часові діаграми роботи

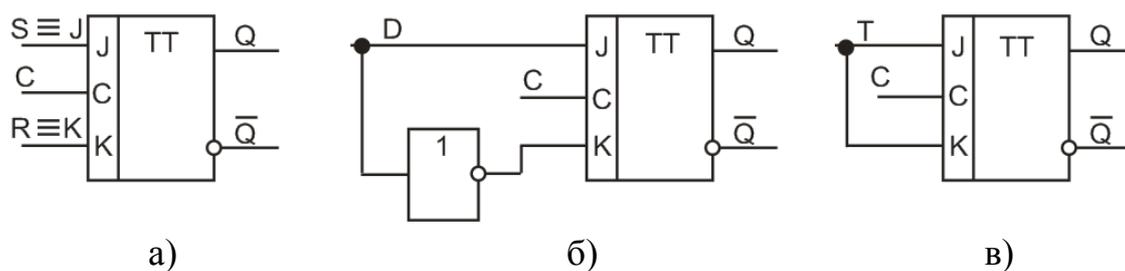
Рисунок 12.18 – *T* - тригер

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 діаграми (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.

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

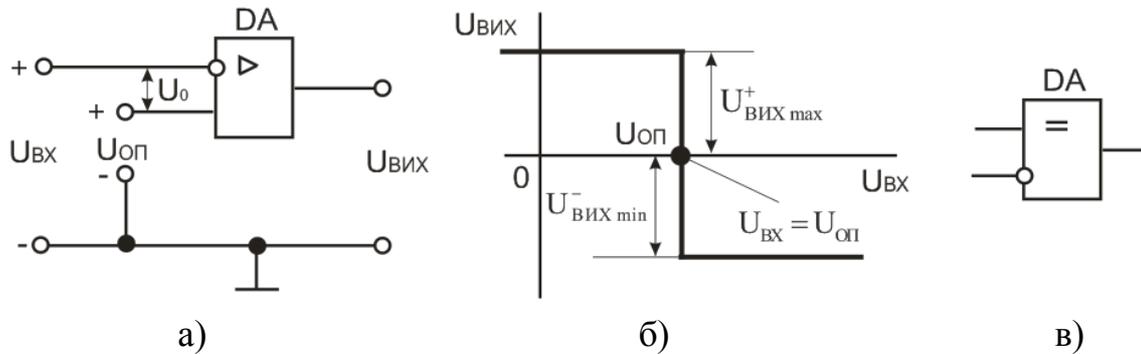
Компаратор – це пристрій, який призначений для порівняння двох напруг, що поступають на його входи. Компаратор здійснює порівняння вимірюваної вхідної напруги ($U_{ВХ}$) з опорною напругою ($U_{ОП}$).

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 ОП, наприклад з $U_{ВІХ\ МАХ}^+$ на $U_{ВІХ\ МІН}^-$.

Різниця напруг $U_{ВХ} - U_{ОП}$ є вхідною напругою U_0 ОП, що і визначає передатну характеристику компаратора (рисунок 12.20, б). При $U_{ВХ} < U_{ОП}$ напруга $U_0 < 0$, у зв'язку з чим $U_{ВІХ} = U_{ВІХ\ МАХ}^+$. При $U_{ВХ} > U_{ОП}$ напруга $U_0 > 0$ та $U_{ВІХ} = U_{ВІХ\ МІН}^-$:

$$\begin{cases} U_{\text{ВИХ}} = U_{\text{ВИХ МАХ}}^+ \text{ при } U_{\text{ВХ}} < U_{\text{ОП}}; \\ U_{\text{ВИХ}} = U_{\text{ВИХ МИН}}^- \text{ при } U_{\text{ВХ}} > U_{\text{ОП}}. \end{cases} \quad (12.16)$$

Зміна полярності вихідної напруги відбувається під час переходу вхідної вимірюваної напруги через значення $U_{\text{ОП}}$.



а – схема компаратора на операційному підсилювачі;
б – передатна характеристика; в – умовне позначення

Рисунок 12.20 – Компаратор

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 $U_{\text{ВХ}} < U_{\text{ОП}}$ відповідатиме: $U_{\text{ВИХ}} = U_{\text{ВИХ МИН}}^-$, а умові $U_{\text{ВХ}} > U_{\text{ОП}}$: $U_{\text{ВИХ}} = U_{\text{ВИХ МАХ}}^+$.

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).

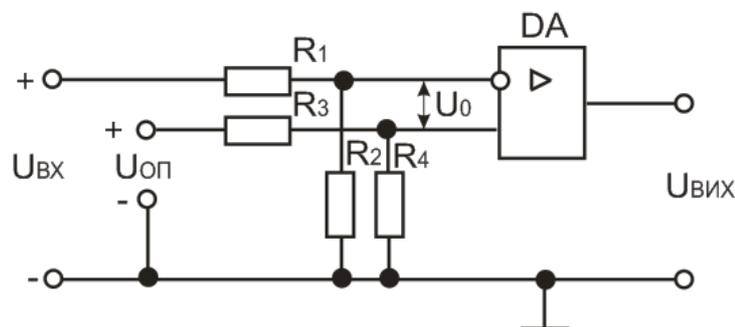


Рисунок 12.21 – Схема компаратора на операційному підсилювачі з використанням дільників напруги

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 R_1 та R_2 (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 $U_{\text{ВИХ MIN}}^-$ відбувається при досягненні вхідною напругою ($U_{\text{ВХ}}$) напруги (порогу) спрацювання ($U_{\text{СПР}}$), а повернення в початковий стан $U_{\text{ВИХ}} = U_{\text{ВИХ MAX}}^+$ – при зниженні $U_{\text{ВХ}}$ до напруги порогу відпускання ($U_{\text{ВІДП}}$).

Значення порогової напруги:

$$U_{\text{СПР}} = [R_1/(R_1 + R_2)] \times U_{\text{ВИХ MAX}}^+; \quad (12.17)$$

$$U_{\text{ВІДП}} = - [R_1/(R_1 + R_2)] \times U_{\text{ВИХ MIN}}^-, \quad (12.18)$$

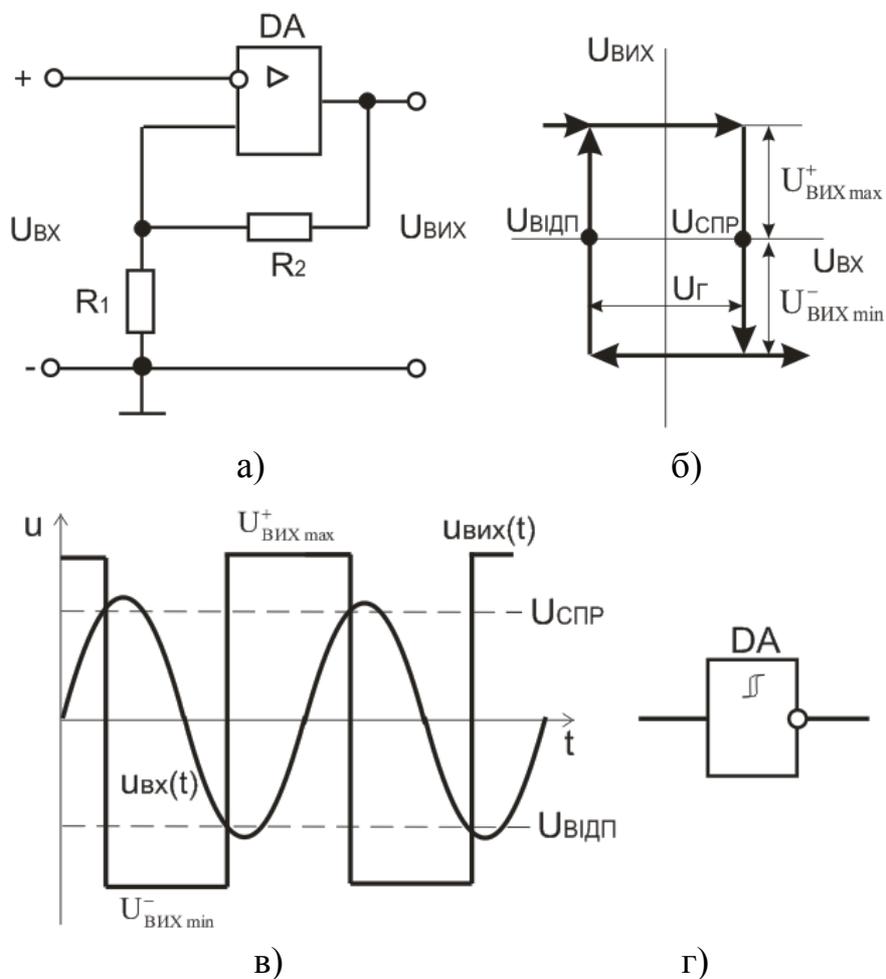
звідки ширина зони гістерезису:

$$U_{\text{Г}} = U_{\text{СПР}} - U_{\text{ВІДП}} = [R_1/(R_1 + R_2)] \times (U_{\text{ВИХ MAX}}^+ + U_{\text{ВИХ MIN}}^-). \quad (12.19)$$

Розглянемо схему інвертуючого тригера Шмітта на ОП при $U_{\text{ОП}} = 0$.

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).

Компаратори знайшли застосування в системах автоматичного управління та у вимірювальній техніці, а також для побудови різних вузлів імпульсної та цифрової дії (зокрема, аналого-цифрових та цифро-аналогових перетворювачів).



а – схема; б – передатна 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

12.7 Автоколивальні мультивібратори

Мультивібратор (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, мультивібратори працюють в режимі самозбудження: для формування імпульсного сигналу в мультивібраторах не потрібна зовнішня дія, наприклад

подача вхідних сигналів. Процес отримання імпульсної напруги ґрунтується на перетворенні енергії джерела постійного струму.

Мультивібратори, 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 негативним диференціальним опором, наприклад, тунельних діодах, одноперехідних транзисторах або тиристорах.

На відміну від тригерів, що мають два стійких стани рівноваги, мультивібратори 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 мультивібратора з одного стану в інший.

Мультивібратори можуть працювати в одному з трьох режимів: 1) очікування; 2) автоколивань; 3) синхронізації.

У режимі очікування мультивібратор 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 мультивібратор генерує один імпульс з певними параметрами при дії запускаючого імпульсу.

Мультивібратор, що працює в режимі очікування, називають **одновібратором**.

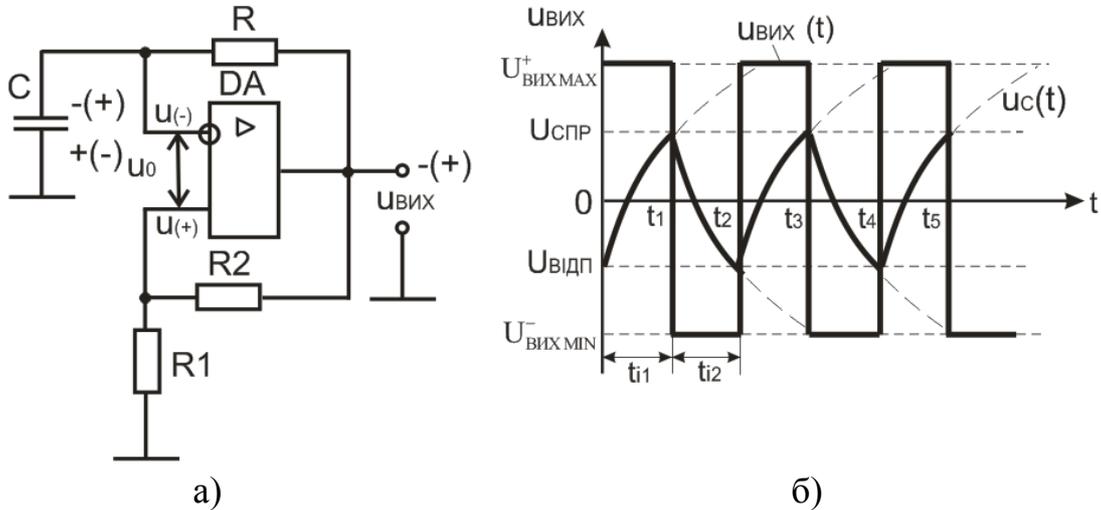
У режимі автоколивань в мультивібраторі немає стану стійкої рівноваги, є тільки два стани квазірівноваги. Мультивібратор переходить з одного стану квазірівноваги в інший без зовнішніх дій, генеруючи імпульси, параметри яких залежать від параметрів мультивібратора.

У режимі синхронізації частота повторення імпульсів мультивібратора визначається частотою зовнішньої синхронізуючої напруги. Мультивібратор має два стани квазірівноваги, що чергуються, а час перебування в цих станах залежить не тільки від параметрів мультивібратора, 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 діляк на резис-

торах R1 і R2. Автоколивальний режим роботи створюється завдяки підключенню до інвертуючого входу ОП часозадавальної ланки з конденсатора С і резистора R.

Розглянемо роботу мультивібратора з моменту часу зміни вихідної напруги з $U_{\text{ВИХ МИН}}^-$ на $U_{\text{ВИХ МАХ}}^+$ ($t = 0$).



а – схема; б – часові діаграми роботи

Рисунок 12.23 – Симетричний мультивібратор на операційному підсилювачі

У цей момент часу напруга на інвертуючому вході рівна напрузі на конденсаторі $u_C = -U_{\text{ВИДП}}^-$, а на неінвертуючому вході позитивна і дорівнює:

$$u_{(+)} = [R_1 / (R_1 + R_2)] \times U_{\text{ВИХ МАХ}}^+ \quad (12.20)$$

Починається перезаряд конденсатора С через резистор R. Напруга на конденсаторі прагне до $U_{\text{ВИХ МАХ}}^+$. Коли напруга u_C досягне рівня $U_{\text{СПР}}$, напруга $u_{\text{ВИХ}}$ стрибком змінюється до $U_{\text{ВИХ МИН}}^-$. Оскільки $U_{\text{ВИХ МАХ}}^+ = -U_{\text{ВИХ МИН}}^- = U_{\text{МАХ}}$, то конденсатор С починає перезаряджатися від $U_{\text{СПР}}$ до $-U_{\text{МАХ}}$, і зворотне перемикання відбувається при $u_C = U_{\text{ВИДП}}^+$. 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:

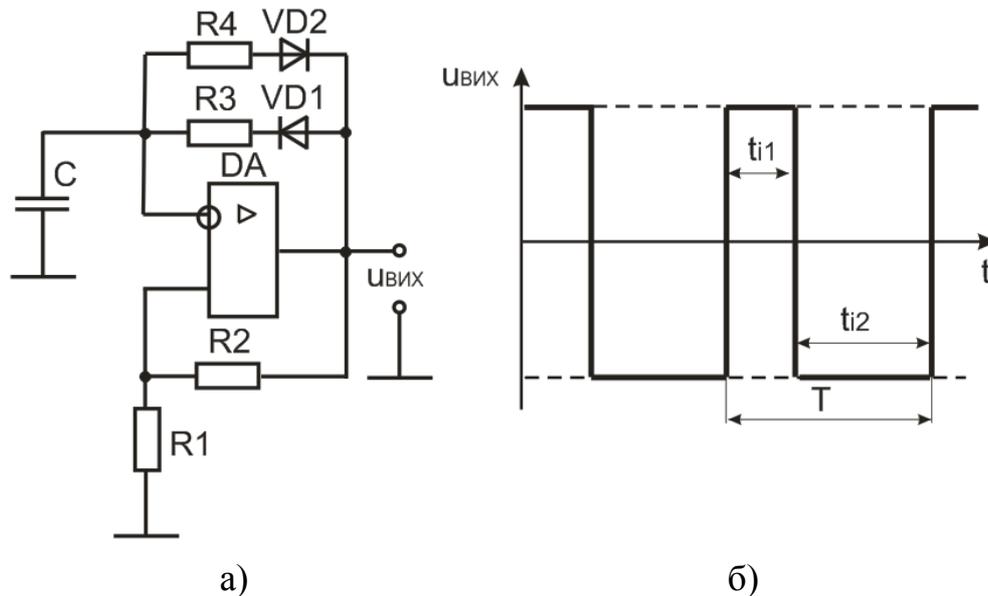
$$t_i = RC \ln [1 + (2R_1/R_2)], \quad (12.22)$$

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 напівперіодами. У схемі (рисунк 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).

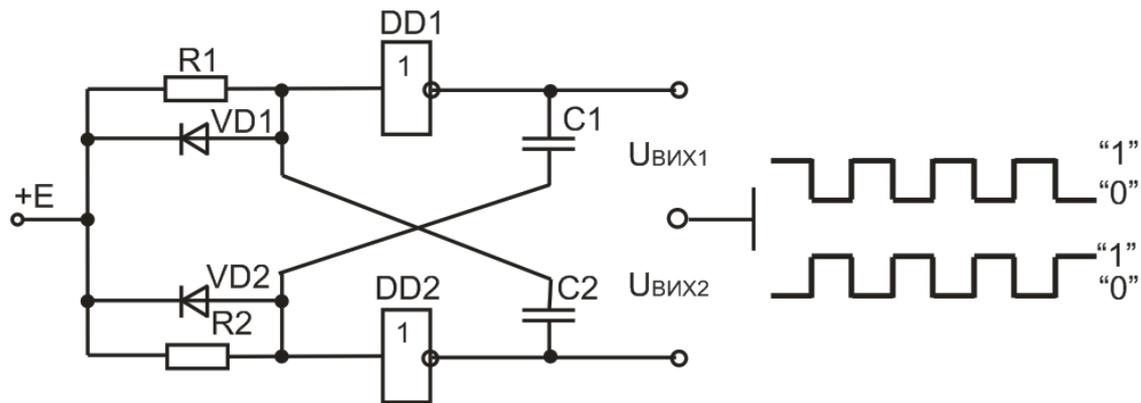


Рисунок 12.25 – Схема мультивібратора на логічних елементах «НІ»

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 $C2$.

Стан квазірівноваги («1» на виході одного елементу і «0» на виході іншого) утримується протягом часу, який потрібний для перезарядки конденсатора $C1$ або $C2$ до рівня відповідного порогу спрацювання елементу $DD1$ 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 і на вході $DD1$ буде нульовий рівень сигналу, а на виході $DD1$ – «1». По колу: $+E - R1 - C2 - DD2$ починається заряд 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 елементу $DD2$ – в стан «1». З цього моменту часу починається заряд конденсатора $C1$ по колу: $C2 - VD1 - +E - DD2$. Тривалість імпульсу визначається часом заряду 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 елементу.

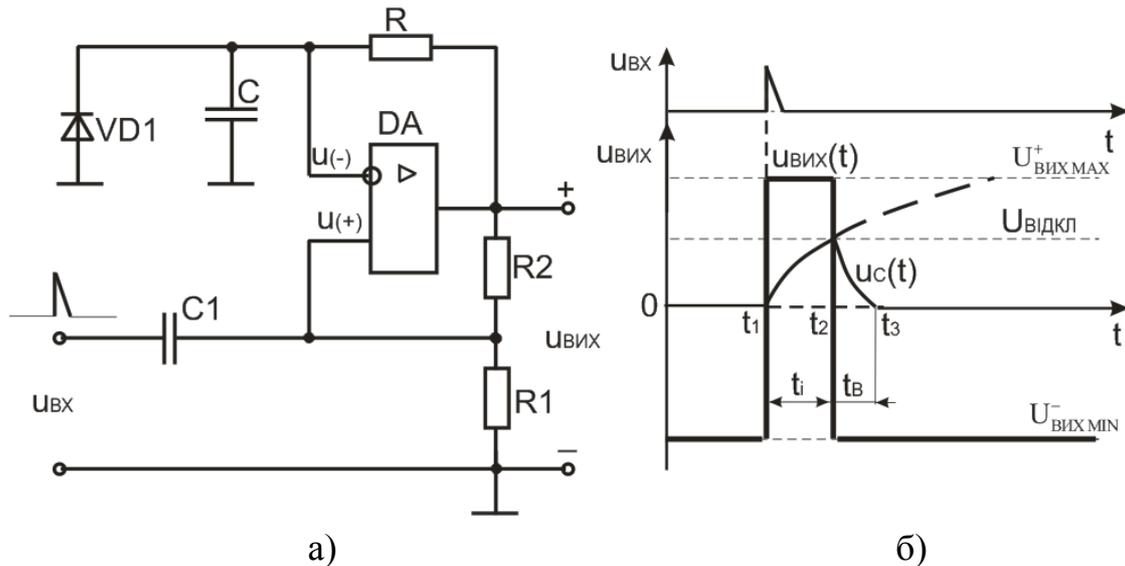
При $R1 = R2 = R$ і $C1 = C2 = C$, імпульси симетричні.

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 запускаючого 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 запускаючого 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 рисунку 12.23, в якій для створення роботи в режимі очікування паралельно конденсатору C увімкнений діод $VD1$. При показаному на рисунку 12.26 напрямі увімкнення діода $VD1$ схема запускається вхідним імпульсом напруги позитивної полярності.



а – схема; б – часові діаграми роботи

Рисунку 12.26 – Одновібратор на операційному підсилювачі

У початковому стані напруга на виході одновібратора дорівнює $U_{вих\ MIN}^-$, що визначає напругу на неінвертуючому вході ОП:

$$u_{(+)} = [R_1/(R_1 + R_2)] \times U_{\text{ВИХ MIN}}. \quad (12.25)$$

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 поступає вхідний позитивний імпульс напруги, то ОП стрибком переходить в протилежний стан і $u_{\text{ВИХ}} = U_{\text{ВИХ MAX}}^+$. На неінвертуючий вхід ОП передається напруга:

$$u_{(+)} = [R_1/(R_1 + R_2)] \times U_{\text{ВИХ MAX}}^+. \quad (12.26)$$

Дія напруги позитивної полярності на виході ОП викликає процес заряду конденсатора С через резистор R, при цьому конденсатор прагне зарядитися до напруги $U_{\text{ВИХ MAX}}^+$ за експонентою.

Проте, в процесі заряду напруга на конденсаторі не досягає значення $U_{\text{ВИХ MAX}}^+$, оскільки у момент часу t_2 при $u_{(-)} = u_c [R_1/(R_1 + R_2)] \times U_{\text{ВИХ MAX}}^+$ (тобто $u_{(-)} = U_{\text{ВІДКЛ.}}$) відбувається повернення ОП в початковий стан.

Тривалість імпульсу, що формується однобратором:

$$t_i = RC \ln(1 + R_1/R_2). \quad (12.27)$$

Після моменту часу t_2 в схемі наступає 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 однобратора:

$$t_b = RC \ln [(2R_1 + R_2)/(R_1 + R_2)]. \quad (12.28)$$

Через час t_b однобратор готовий до прийому наступного імпульсу.

ПРИКЛАДИ ДО РОЗДІЛУ

Задача 12.1. Розрахувати параметри транзисторного ключа (рисунки 12.4, а), якщо напруга джерела живлення $E_K = 40$ В, потужність $P_H = 40$ кВт та напруга навантаження $U_H = 30$ В. Період сигналу керування ключем $T = 1$ мкс.

Розв'язок: Визначаємо струм навантаження:

$$I_H = \frac{P_H}{U_H} = 1,33 \text{ А.}$$

За струмом навантаження та напругою джерела живлення вибираємо (див. додатки) транзистор за умовами $I_{К\text{ доп}} \geq I_H$. Таким умовам задовольняє транзистор КТ814Б: $I_{К\text{ доп}} = 1,5\text{ А}$; $U_{КЕ\text{ доп}} = 50\text{ В}$; $P_{К\text{ доп}} = 10\text{ Вт}$; $h_{21E} = 40$; $f_{ГР} = 3\text{ МГц}$; $U_{КЕ\text{ НАС}} = 0,6\text{ В}$.

Визначаємо струм насичення бази транзистора за виразом:

$$I_{Б.\text{НАС.}} = \frac{k_H \cdot P_H}{U_H \cdot h_{21E}} = \frac{1,2 \cdot 40}{30 \cdot 40} = 0,04\text{ А},$$

де $k_H = 1,2$ – коефіцієнт насичення струму бази.

Визначаємо час увімкнення та час вимкнення транзистора:

$$t_{УВ} = t_{ВИМ} \cdot \frac{1}{4 f_{ГР}} = 83,3\text{ нс}.$$

Перевіряємо транзистор на можливість розсіювання колектором виділеної потужності за виразом:

$$\begin{aligned} T \cdot P_{К\text{ доп}} &> U_{КЕ.\text{НАС}} \cdot I_K (T - t_{УВ} - t_{ВИМ}) + 0,5U \cdot I_K (t_{УВ} + t_{ВИМ}); \\ 10 \cdot 10^{-6} &> 0,6 \cdot 1,33(1 - 2 \cdot 0,0833) \cdot 10^{-6} + 0,5 \cdot 40 \cdot 1,33 \cdot 2 \cdot 0,0833 \cdot 10^{-6}; \\ 10 \cdot 10^{-6} &> 5,1 \cdot 10^{-6}. \end{aligned}$$

Отже, вибраний транзистор задовольняє цій умові.

Задача 12.2. Визначити значення логічної функції на виході логічного елемента І - НІ з двома входами, якщо на ці входи подано логічні величини $x_1 = 0$, $x_2 = 0$.

Розв'язок: Відповідно до таблиці істинності логічного елемента І, якщо на його входах сигнали, які відповідають логічному нулю, то на виході теж буде логічний нуль. А згідно з таблицею істинності логічного елемента НІ, якщо на його вході сигнал логічного нуля, то на вході отримуємо сигнал логічної одиниці. Отже, для заданих вхідних сигналів на виході логічного елемента І - НІ буде логічна одиниця.

Задача 12.3. Визначити значення логічної функції на виході логічного елемента І - НІ з двома входами, якщо на цих входах $x_1 = 1$, $x_2 = 1$.

Розв'язок: Відповідно до таблиці істинності логічного елемента І, якщо на його входах сигнали, які відповідають логічній одиниці, то на виході теж буде логічна одиниця. А згідно з таблицею істинності логічного елемента НІ, якщо на його вході сигнал логічної одиниці, то на виході отримуємо сигнал логічного нуля. Отже, для заданих вхідних сигналів на виході логічного елемента І - НІ буде логічний нуль.

Задача 12.4. Визначити значення логічної функції на виході логічного елемента АБО - НІ з двома входами, якщо на цих входах $x_1 = 0$, $x_2 = 0$.

Розв'язок: Відповідно до таблиці істинності логічного елемента АБО, якщо на його входах сигнали, які відповідають логічному нулю, то на виході теж буде логічний нуль. А згідно з таблицею істинності логічного елемента НІ, якщо на його вході сигнал логічного нуля, то на виході отримуємо сигнал логічної одиниці. Отже, для заданих вхідних сигналів на виході логічного елемента АБО - НІ буде логічна одиниця.

Задача 12.5. Визначити значення логічної величини на виході логічного елемента АБО - НІ з двома входами, якщо на входи подані логічні величини $x_1 = 1$, $x_2 = 0$.

Розв'язок: Відповідно до таблиці істинності логічного елемента АБО, якщо на його входах сигнали $x_1 = 1$, $x_2 = 0$, то на виході буде логічна одиниця. А згідно з таблицею істинності логічного елемента НІ, якщо на його вході сигнал логічної одиниці, то на виході отримуємо сигнал логічного нуля. Отже, для заданих вхідних сигналів на виході логічного елемента АБО - НІ буде логічний нуль.

Задача 12.6. Визначити стан прямого виходу Q асинхронного RS- тригера на елементах АБО - НІ, якщо на вхід S подано сигнал логічного нуля, а на вхід R – сигнал логічної одиниці.

Розв'язок: Оскільки на вхід R асинхронного RS- тригера на елементах АБО - НІ подано сигнал логічної одиниці, то на прямому виході Q матимемо сигнал логічного нуля. Як видно з схеми асинхронного RS- тригера на елементах АБО - НІ, вхід R є входом елемента АБО - НІ, виходом якого є прямий вихід Q тригера. Тому, у випадку сигналу логічної одиниці на одному з входів елемента АБО - НІ на виході цього елемента, завжди буде логічний нуль. Отже стан прямого виходу асинхронного RS- тригера відповідає логічному нулю.

Задача 12.7. Визначити стан прямого виходу синхронного D- тригера, якщо на вхід D подано сигнал логічного нуля, а на вхід C – сигнал логічної одиниці.

Розв'язок: У випадку заданої комбінації сигналів на прямому виході цього елемента отримаємо сигнал логічного нуля.

Задача 12.8. Визначте напруги спрацювання та відпускання для тригера Шмітта, якщо його схема має такі параметри: $R1 = 10 \text{ кОм}$; $R2 = 20 \text{ кОм}$; $U_{ВИХ.МАХ}^+ = 11,55 \text{ В}$; $U_{ВИХ.МИН}^- = -11,5 \text{ В}$; $U_{ОП} = 5 \text{ В}$.

Розв'язок: Напругу спрацювання тригера визначаємо за виразом:

$$U_{СПР} = U_{ОП} + \frac{U_{ВИХ.МАХ}^+ - U_{ОП}}{R1 + R2} R1 = 7,17 \text{ В.}$$

Напруга відпускання дорівнює:

$$U_{ВИДП} = U_{ОП} - \frac{(U_{ВИХ.МИН}^- + U_{ОП})}{R1 + R2} R1 = 2,83 \text{ В.}$$

Задача 12.9. Генератор імпульсів генерує сигнали, період яких $T = 5 \text{ мкс}$, а тривалість імпульсу $t_i = 2 \text{ мкс}$. Визначити щільність імпульсів генератора.

Розв'язок: Щільність імпульсів визначається за виразом:

$$q = \frac{T}{t_i} = 2,5,$$

де t_i – тривалість імпульсу;

T – період імпульсів.

Задача 12.10. Опір резистора часозадавальної ланки симетричного мультівібратора 12 кОм , ємність конденсатора – 2 нФ . Опори резисторів в ланці додатного зворотного зв'язку та на неінвертуючому вході мультівібратора 20 кОм і 10 кОм відповідно. Визначити період коливань мультівібратора.

Розв'язок: Період коливань симетричного мультівібратора визначаємо за виразом:

$$T = 2RC \ln\left(1 + \frac{2R1}{R2}\right) = 33,27 \text{ мкс.}$$

Задача 12.11. Визначити частоту коливань мультівібратора, в якого параметри часозадавальної ланки $R3 = 10 \text{ кОм}$, $R4 = 15 \text{ кОм}$, $C = 8 \text{ нФ}$, а в ланці зворотного зв'язку $R1 = 10 \text{ кОм}$, $R2 = 20 \text{ кОм}$.

Розв'язок: Частота коливань мультівібратора обернено пропорційна до періоду і визначається за виразом:

$$f = \frac{1}{(R3 + R4)C \ln(1 + 2R1/R2)} = 7213,5 \text{ Гц.}$$

Задача 12.12. Опори резисторів у ланці додатного зворотного зв'язку та на неінвертуючому вході одинвібратора 20 кОм і 10 кОм відповідно. Параметри часозадавальної ланки $C = 5$ нФ, $R = 10$ кОм. Визначити тривалість імпульсу одинвібратора.

Розв'язок: Тривалість імпульсу одинвібратора дорівнює:

$$T = RC \ln\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) = 10 \cdot 10^3 \cdot 5 \cdot 10^{-9} \ln\left(1 + \frac{10 \cdot 10^3}{10 \cdot 10^3}\right) = 20,27 \text{ мкс.}$$

Задача 12.13. Визначити час відновлення одинвібратора, у якого параметри часозадавальної ланки $R = 20$ кОм, $C = 1,5$ нФ, а в ланці зворотного зв'язку $R_1 = 10$ кОм, $R_2 = 30$ кОм.

Розв'язок: Час відновлення одинвібратора визначається за виразом:

$$t_B = RC \ln\left(\frac{2R_1 + R_2}{R_1 + R_2}\right) = 6,7 \text{ мкс.}$$

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ ДО РОЗДІЛУ

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 відсічки 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 передатну характеристику, поясніть принцип роботи компаратора.
17. Поясніть, що таке тригер Шмітта? На чому базується робота тригера Шмітта?
18. Поясніть, чим визначається напруга перемикавання в тригері Шмітта? Чи можна змінювати величину напруг спрацювання та відпускання в тригері Шмітта?
19. Наведіть схему тригера Шмітта і його передатну 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.

ЗАДАЧІ НА САМОСТІЙНЕ ОПРАЦЮВАННЯ

- 12.1с. Транзисторний ключ перебуває в режимі насичення. Визначити його базовий струм при струмі насичення колектора $I_{K \text{ НАС}} = 25 \text{ мА}$, коефіцієнті підсилення транзистора $\beta = 25$ і ступені насичення $S = 2$.
- 12.2с. Транзисторний ключ має наступні параметри: $R_K = 2 \text{ кОм}$, $\beta = 40$, $E_K = 10 \text{ В}$, $I_B = 1 \text{ мА}$. Визначити режим роботи транзистора і його ступінь насичення.
- 12.3с. Визначити значення опору R_K у схемі транзисторного ключа при $E_K = 20 \text{ В}$, $\beta = 40$, $S = 3$, $I_B = 3 \text{ мА}$.

- 12.4с. Визначити в якому режимі працює транзистор у ключовій схемі при $I_{K \text{ НАС}} = 80 \text{ мА}$, $I_B = 1 \text{ мА}$, $\beta = 50$.
- 12.5с. Визначити коефіцієнт підсилення β транзистора в ключовій схемі, якщо $R_K = 2 \text{ кОм}$, $R_H = \infty$, $E_K = 12 \text{ В}$, $I_B = 2 \text{ мА}$, $S = 3$.
- 12.6с. Визначити значення логічної функції на виході логічного елемента І - НІ з трьома входами, якщо на ці входи подано логічні величини: 1) $x_1 = 0$, $x_2 = 0$, $x_3 = 1$; 2) $x_1 = 1$, $x_2 = 1$, $x_3 = 0$.
- 12.7с. Визначити значення логічної функції на виході логічного елемента АБО - НІ з трьома входами, якщо на ці входи подано логічні величини: 1) $x_1 = 0$, $x_2 = 0$, $x_3 = 1$; 2) $x_1 = 1$, $x_2 = 1$, $x_3 = 1$.
- 12.8с. Визначити значення логічної функції, яку задано виразом $\overline{x_1 \vee x_2 \vee x_3}$, якщо $x_1 = 1$, $x_2 = 0$, $x_3 = 1$.
- 12.9с. Визначити значення логічної функції, яку задано виразом, $x_1 \vee x_2$, якщо $x_1 = 1$, $x_2 = 0$.
- 12.10с. Логічну функцію задано виразом $\overline{x_1 \wedge x_2}$. Визначити її значення, якщо $x_1 = 0$, $x_2 = 1$.
- 12.11с. Визначити стан інверсного виходу \overline{Q} асинхронного RS - тригера на елементах АБО - НІ, якщо на вхід S подано сигнал логічної одиниці, а на вхід R – сигнал логічної нуля.
- 12.12с. Визначити стан прямого виходу синхронного D - тригера, якщо на інформаційний вхід D і на синхронізуючий вхід C подано сигнали логічної одиниці.
- 12.13с. На синхронізуючому вході C синхронного D - тригера сигнал логічного нуля. Визначити стан інверсного виходу \overline{Q} тригера, якщо на його інформаційному вході S сигнал логічної одиниці.
- 12.14с. Визначити стан прямого виходу Q асинхронного RS - тригера на логічних елементах І - НІ, якщо на вхід \overline{S} подано сигнал логічної нуля, а на вхід \overline{R} – сигнал логічної одиниці.
- 12.15с. Стан прямого виходу $Q = 1$ асинхронного RS - тригера на логічних елементах АБО - НІ. Як змінити стан прямого виходу тригера на протилежний? Відповідь обґрунтувати.
- 12.16с. Як змінити стан інверсного виходу $\overline{Q} = 0$ асинхронного RS - тригера на логічних елементах І - НІ на протилежний? Відповідь обґрунтувати.
- 12.17с. Стан прямого виходу JK - тригера $Q = 1$. Визначити стан цього виходу, якщо на входах $J = K$ сигнал логічної одиниці, і на вхід C подано сигнал логічної одиниці.

- 12.18с. Визначити частоту вихідного сигналу T - тригера, якщо частота вхідного сигналу 100 кГц. Відповідь обґрунтувати.
- 12.19с. Чи зміниться стан прямого виходу JK - тригера, якщо на його входах $J = K$ сигнал логічного нуля, а на вхід C подано сигнал логічної одиниці. Відповідь обґрунтувати.
- 12.20с. Визначити напруги спрацювання і відпускання для тригера Шмітта, якщо його схема має такі параметри: $R_1 = 20$ кОм; $R_2 = 36$ кОм; $U_{ВИХ.МАХ}^+ = 12$ В; $U_{ВИХ.МИН}^- = -12$ В; $U_{ОП} = 4$ В.
- 12.21с. Визначити напруги спрацьовування $U_{СПР}$, відпускання $U_{ВИДП}$ і ширину петлі гістерезису ΔU для схеми тригера Шмітта на ОП, якщо: $R_1 = 100$ Ом; $R_2 = 20$ кОм; $K_{ОП} = 10^4$; $U_{ВИХ.МАХ}^+ = 15$ В; $U_{ВИХ.МИН}^- = -15$ В.
- 12.22с. Частота сигналу генератора імпульсів $f = 200$ кГц, а тривалість імпульсу $t_i = 2$ мкс. Визначити щільність імпульсів генератора.
- 12.23с. У симетричного мультівібратора опір резистора часозадавальної ланки 15 кОм, ємність конденсатора – 2,4 нФ. Опори резисторів в ланці додатного зворотного зв'язку та на неінвертуючому вході мультівібратора 24 кОм і 12 кОм відповідно. Визначити частоту коливань мультівібратора.
- 12.24с. Визначити період сигналу симетричного мультівібратора, якщо параметри його часозадавальної ланки відповідно дорівнюють $R = 10$ кОм, $C = 10$ нФ. Передатний коефіцієнт додатного зворотного зв'язку $\beta_{П} = 2$.
- 12.25с. Мультівібратор має параметри часозадавальної ланки $R_3 = 12$ кОм, $R_4 = 18$ кОм, $C = 6,8$ нФ. Визначити період коливань мультівібратора, якщо передатний коефіцієнт додатного зворотного зв'язку $\beta_{П} = 2$.
- 12.26с. Визначити тривалість паузи $t_{П}$ сигналу мультівібратора, якщо параметри його часозадавальної ланки відповідно дорівнюють $R_3 = 18$ кОм, $R_4 = 24$ кОм, $C = 8,2$ нФ. Передатний коефіцієнт додатного зворотного зв'язку $\beta_{П} = 2$.
- 12.27с. Одновібратор має параметри часозадавальної ланки $C = 6,2$ нФ, $R = 20$ кОм. Визначити тривалість імпульса одновібратора, якщо передатний коефіцієнт додатного зворотного зв'язку $\beta_{П} = 2$.
- 12.28с. Визначити ємність часозадавальної ланки одновібратора на базі ОП, якщо тривалість імпульсу $t_i = 50$ мкс, а опір резистора цієї ланки $R = 15$ кОм. Опори резисторів на неінвертуючому вході та в

ланці додатного зворотного зв'язку ОП відповідно дорівнюють $R_1 = 18 \text{ кОм}$ і $R_2 = 36 \text{ кОм}$.

12.29с. Визначити час відновлення однобратора, в якого параметри часозадавальної ланки $R = 12 \text{ кОм}$, $C = 4,7 \text{ нФ}$, а в ланці зворотного зв'язку $R_1 = 15 \text{ кОм}$, $R_2 = 30 \text{ кОм}$.

13 ПРИСТРОЇ ДЛЯ РЕГУЛЮВАННЯ ТА 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.

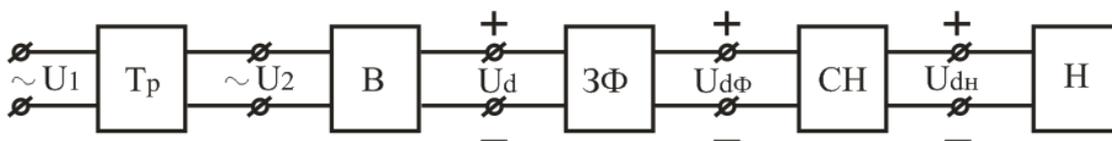
Випрямлячі підрозділяють на некеровані та керовані. За допомогою некерованих випрямлячів отримують випрямлену напругу незмінної величини. При необхідності змінювати (регулювати) величину випрямленої напруги або струму застосовують керовані випрямлячі.

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 системи перетворення електричної енергії з однофазним випрямлячем показана на рисунку 13.1.



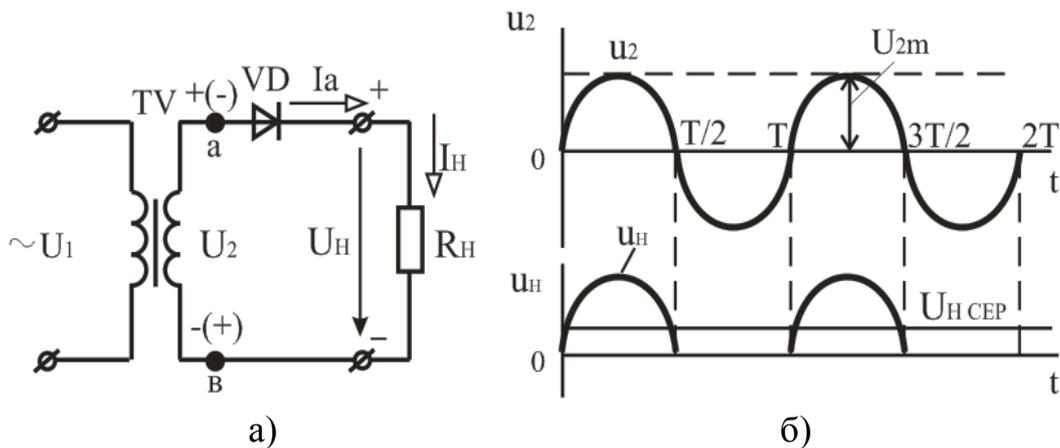
ТР – трансформатор; В – випрямляч; ЗФ – згладжуючий фільтр;
СН – стабілізатор напруги; Н – навантаження

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 згладжуючий фільтр (ЗФ). Між згладжуючим фільтром та навантаженням (Н) іноді під'єднують стабілізатор напруги (СН), що забезпечує підтримання з необхідною точністю необхідної величини постійної напруги на навантаженні в умовах зміни напруги мережі живлення і струму навантаження.

13.1.1 Однофазний однонапівперіодний випрямляч

Випрямляч складається з трансформатора, до вторинної обмотки якого послідовно приєднані діод VD та резистор навантаження R_H .



а – схема; б – часові діаграми напруги

Рисунок 13.2 – Однофазний однонапівперіодний 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 показаною на рисунку 13.2, а 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 дорівнює струму

навантаження $I_a = I_H = U_2 / R_H$. В кінці інтервалу $0 - T/2$ напруги і струми 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 напівперіодів напруги u_2 . Тому випрямляч, зібраний за схемою рисунок 13.2, а, називають однонапівперіодним.

Основні параметри схем випрямлення:

- середнє значення випрямлених напруги U_d ($U_{H\text{СЕР}}$) та струму I_d ($I_{H\text{СЕР}}$);
- 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 $U_{зв\text{ max}}$;
- коефіцієнт пульсації $K_{II} = U_{d1m} / U_d$.

Для однонапівперіодного випрямляча:

$$U_{H\text{СЕР}} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_2 \approx 0,45 U_2 \quad (13.1)$$

або

$$U_2 = \frac{\pi U_{H\text{СЕР}}}{\sqrt{2}} \approx 2,22 U_{H\text{СЕР}} . \quad (13.2)$$

Струм

$$I_{H\text{СЕР}} = 0,45 \frac{U_2}{R_H} ; \quad (13.3)$$

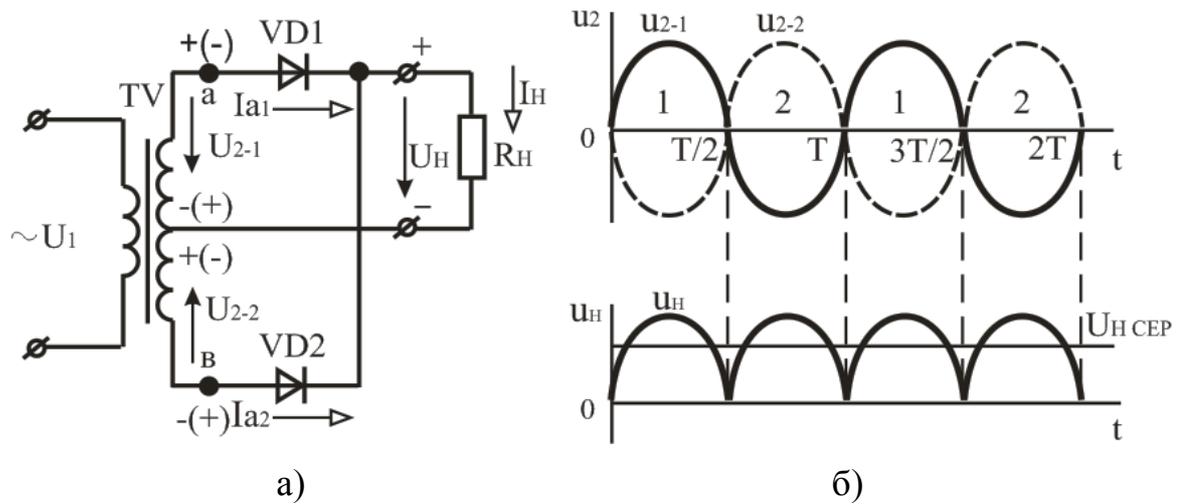
$$I_2 \approx 1,57 I_{H\text{СЕР}} . \quad (13.4)$$

Коефіцієнт пульсації:

$$K_{\Pi} \approx 1,57. \quad (13.5)$$

13.1.2 Однофазний двонапівперіодний випрямляч з нульовим виводом

Двонапівперіодний випрямляч з нульовим виводом складається з трансформатора TV, діодів VD1, VD2 та резистора навантаження R_H .



а – схема; б – часові діаграми напруги

Рисунок 13.3 – Однофазний двонапівперіодний випрямляч з нульовим виводом

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, показаної на рисунку 13.3, а 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 дорівнює струму навантаження $I_{a1} = I_H = U_{2-1} / R_H$.

При прикладенні напруги u_1 негативної полярності полярність напруги на вторинних обмотках стає зворотною (інтервал $T/2 - T$). У

провідному стані знаходиться діод VD2, а діод VD1 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 процеси в схемі повторюються.

Основні співвідношення для однофазного двонапівперіодного випрямляча з нульовим виводом:

$$U_{HCEP} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 \approx 0,9U_2 \quad (13.6)$$

звідси

$$U_2 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_{HCEP} \approx 1,11U_{HCEP}. \quad (13.7)$$

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

$$U_{зв\max} = \pi U_{HCEP}. \quad (13.11)$$

Струм

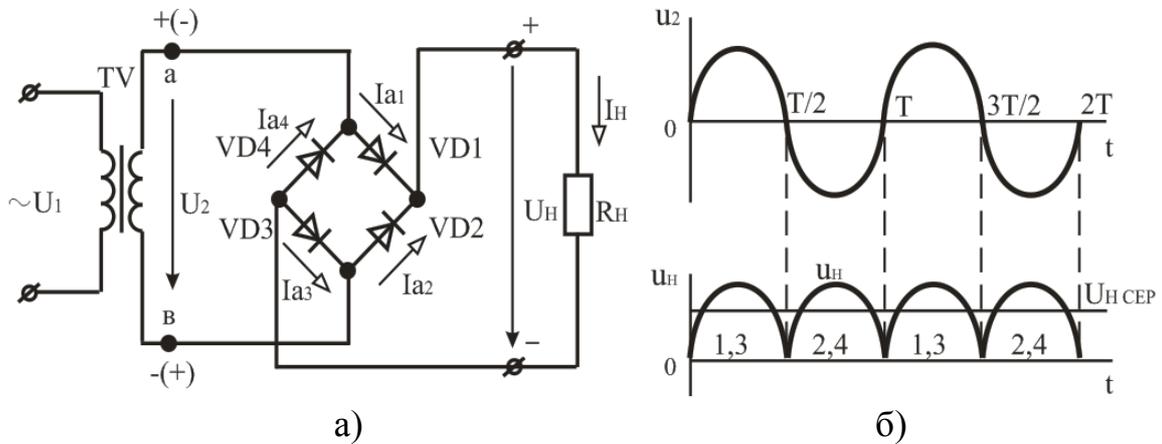
$$I_2 = \frac{\pi}{4} I_{HCEP}. \quad (13.12)$$

13.1.3 Однофазний мостовий випрямляч

У схему випрямляча 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 (показана 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 підключають 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 :

$$U_{зб\max} = \sqrt{2}U_2 = \frac{\pi}{2}U_{HCEP}, \quad (13.13)$$

тобто вона вдвічі менше, ніж в схемі з виведенням нульової точки.

Струм I_2 знаходять за формулою:

$$I_2 = \frac{U_2}{R_H} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}}I_{HCEP}. \quad (13.14)$$

Перевагами мостової схеми випрямляча є більш простий трансформатор, що містить тільки одну вторинну обмотку, і меншу зворотну напругу, на яку слід вибирати 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 управління, 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.

Основним параметром згладжувальних фільтрів є коефіцієнт згладжування, який дорівнює відношенню коефіцієнта пульсацій на вході фільтру $K_{ПВХ}$ до коефіцієнта пульсацій на його виході, 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 згладжуючих фільтрів: ємнісного та індуктивного.

За видом реактивних елементів розрізняють ємнісні, індуктивні та змішані фільтри. Змішані згладжуючі 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.

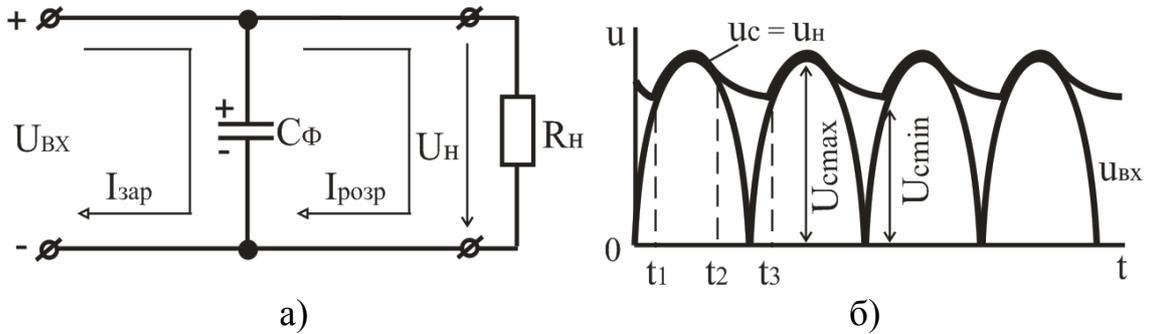
Окрім пасивних фільтрів на елементах C , L , R застосовують електронні (активні) згладжувальні фільтри на транзисторах. Використання транзисторів засноване на тому, що їх опір постійному струму (статичний опір) на 2 – 3 порядки менше опору змінному струму (динамічний опір).

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_{Cmin} . Починаючи з моменту часу t_3 напруга u_C на конденсаторі стає менше напруги $u_{ВХ}$. Конденсатор C_{Φ} починає за-

ряджатися через відкриті діоди і процеси повторюються. Як показують часові діаграми (рисунок 13.5, б), при увімкненні ємнісного фільтру 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 фільтру та часові діаграми напруги однофазного двонапівперіодного випрямляча з ємнісним фільтром

Ємність конденсатора C_ϕ вибирають такої величини, щоб для основної гармоніки випрямленої напруги опір конденсатора був на багато менший 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 розряду $\tau_{розр}$ 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 на резисторі навантаження $U_{H\text{сеп}}$ в порівнянні з величиною $U_{H\text{сеп}}$ у відсутності фільтру і зменшенню змінної складової, а отже, до зниження коефіцієнта пульсацій K_P .

Ємнісний фільтр доцільно застосовувати при високоомному резисторі навантаження R_H при потужності P_H не більше декількох десятків ватт.

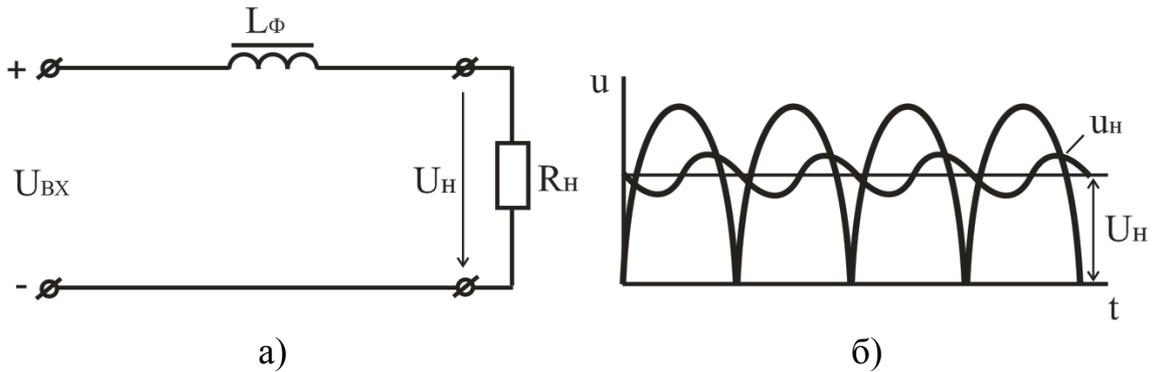
13.2.3 Індуктивний фільтр

Індуктивний фільтр вмикають послідовно з резистором R_H (рис. 13.6, а).

Необхідною умовою, що забезпечує згладжуючу дію індуктивного фільтру, є:

$$2\pi fL_\Phi \gg R_H. \quad (13.18)$$

Індуктивні фільтри зазвичай застосовують при великих струмах навантаження і малих опорах резистора навантаження R_H .

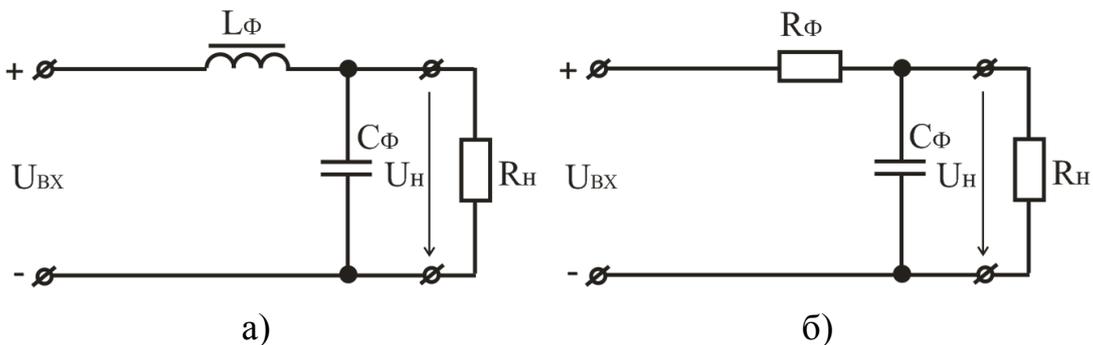


а) – схема; б) – часові діаграми напруги
а – схема; б – часові діаграми напруги

Рисунок 13.6 – Схема індуктивного фільтру та часові діаграми напруги однофазного двонапівперіодного випрямляча з індуктивним фільтром

13.2.4 Г - подібні фільтри

Г - подібним згладжуючим фільтром є простий змішаний фільтр: LC - фільтр (рис. 13.7, а) і RC - фільтр (рис. 13.7, б).



а – LC - фільтр; б – RC - фільтр

Рисунок 13.7 – Згладжувальні Г - подібні фільтри

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.

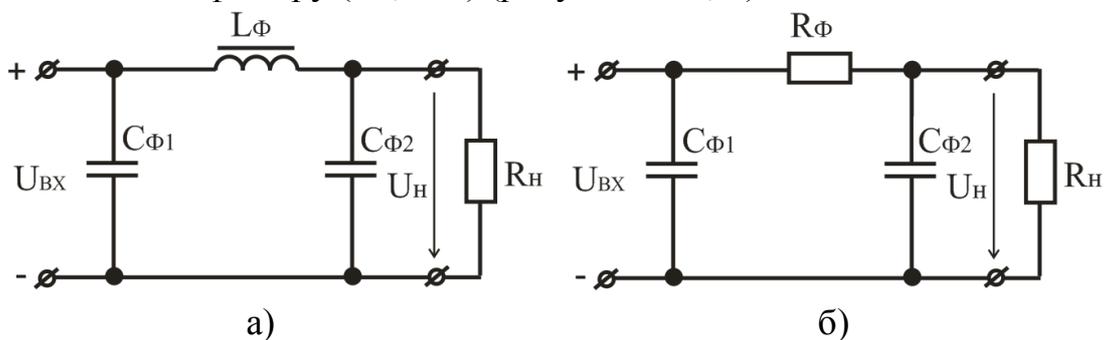
Зменшення постійної складової напруги на резисторі навантаження R_H практично не відбувається, оскільки відсутнє значне падіння цієї складової напруги на дуже малому активному опорі котушки L_{Φ} . Для змінної складової випрямленого струму опір послідовної ланки повинен бути значно більше, ніж паралельної, 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 згладжуючому 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 порівнянний 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 Π - подібні фільтри

Π - подібні фільтри відносяться до багатоланкових фільтрів, оскільки складаються з ємнісного фільтру ($C_{\Phi 1}$) і Γ - подібного LC - фільтру (L_{Φ} , $C_{\Phi 2}$) (рисунок 13.8, а) або ємнісного фільтру ($C_{\Phi 1}$) і Γ - подібного фільтру (R_{Φ} , $C_{\Phi 2}$) (рисунок 13.8, б).



а – LC - фільтр; б – RC - фільтр

Рисунок 13.8 – Π - подібні згладжуючі фільтри

Коефіцієнт згладжування багатоланкових фільтрів визначається добутком коефіцієнтів згладжування ланок, з яких вони складаються.

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.

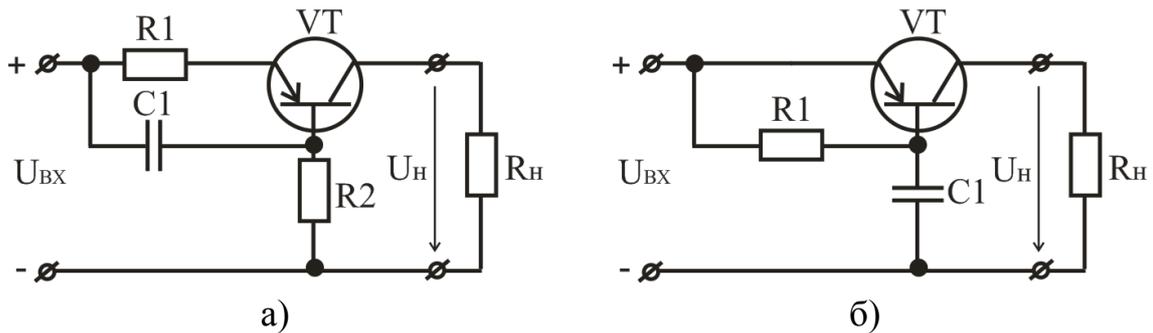


Рисунок 13.9 – Схеми транзисторних згладжуючих фільтрів

За наявності пульсацій у вхідній напрузі на резисторі R_1 створюється також пульсуюча напруга. Змінна складова цієї напруги через конденсатор C_1 прикладається до емітерного переходу транзистора VT . Фази напруг, що діють на вході між базою і емітером транзистора VT , співпадають, тому при збільшенні напруги u_{BX} транзистор закривається і його опір r_{KE} збільшується. Це приводить до зменшення зміни струму, що протікає через навантаження. При зменшенні u_{BX} , 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:

$$q = K_{II} \frac{h_{21B} R_H}{R_1 + (1 - h_{21B}) R_2}, \quad (13.20)$$

де K_{II} – коефіцієнт пульсацій фільтру.

Недоліком розглянутого фільтру є зменшення напруги на навантаженні за рахунок падіння напруги на резисторі R_1 . Тому часто застосовують транзисторний фільтр, схема якого наведена на рисунку 13.9, б. Згладжування пульсацій в такому фільтрі відбувається внаслідок відмінності опорів транзистора постійному і змінному струму, то-

му постійна складова напруги u_{BX} 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, для кожного конденсатора 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.

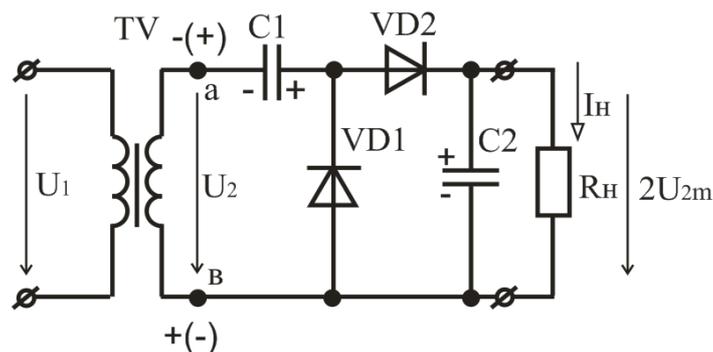


Рисунок 13.10 – Схема послідовного подвоювача напруги

Послідовний подвоювач працює таким чином. У один з напівперіодів 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 напівперіод потенціал точки *b* нижче за потенціал точки *a*, і напруга на конденсаторі $C1$ підсумовується з вхідною напругою, внаслідок чого конденсатор $C2$ заряджається через відкритий діод $VD2$ до подвоєного амплітудного значення вхідної напруги $2U_{2m}$.

На рисунку 13.11 наведена схема випрямляча з множенням напруги другого роду, де добавлені ланки з діодів і конденсаторів.

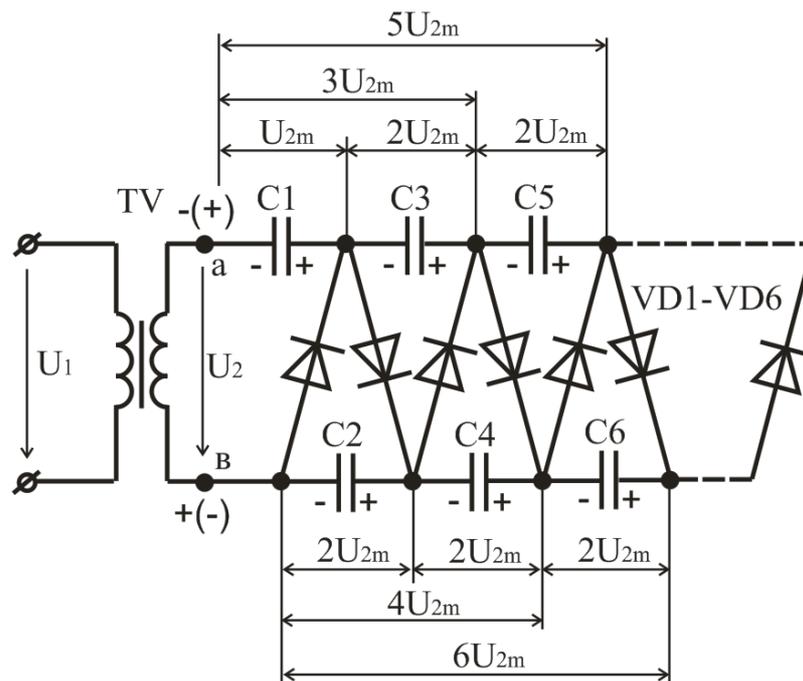


Рисунок 13.11 – Схема випрямляча з множенням напруги другого роду

13.4 Стабілізатори напруги

Стабілізатори напруги – це електронні пристрої, призначені для автоматичної підтримки незмінного значення напруги з необхідною точністю в заданому діапазоні зміни напруги джерела або опору (струму) навантаження.

13.4.1 Класифікація стабілізаторів напруги

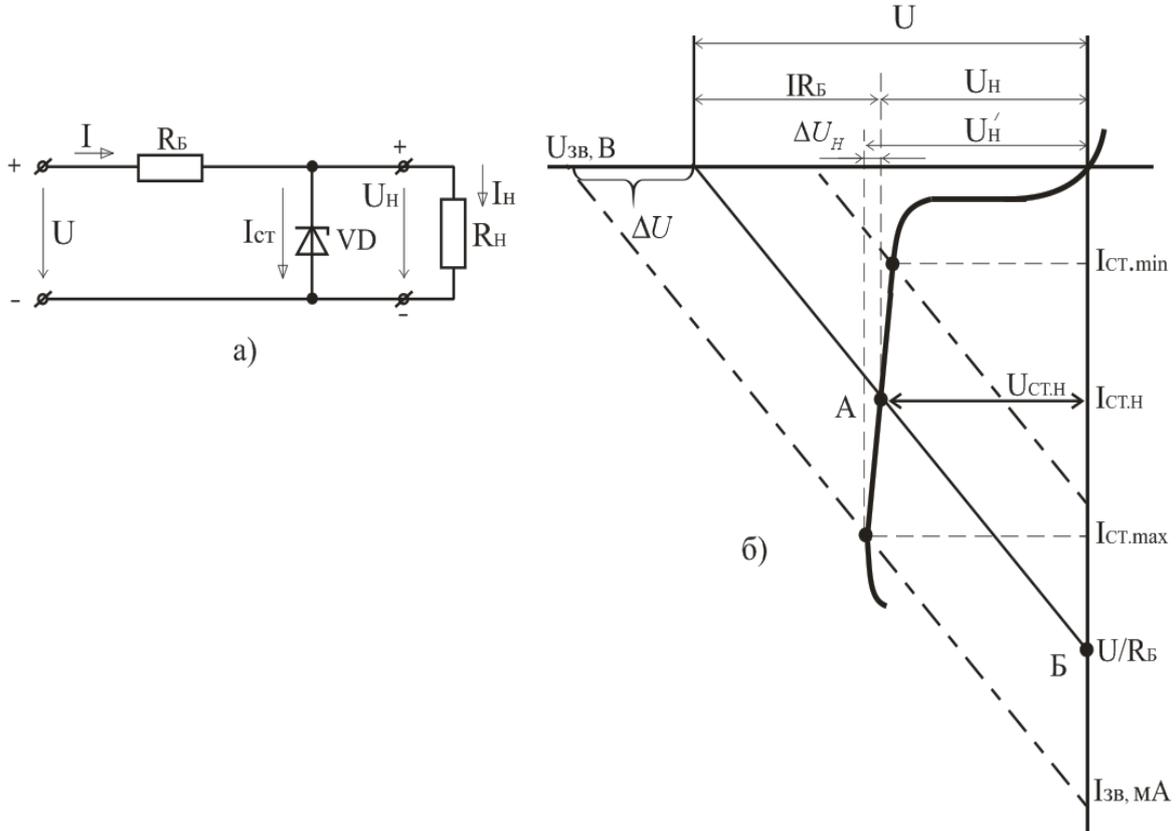
За принципом роботи стабілізатори напруги підрозділяються на параметричні та компенсаційні.

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 напруги

Схема параметричного стабілізатора напруги наведена на рисунку 13.12, а. Вона складається з баластного резистора R_B і стабілітрона VD. Стабілізатор підключається до виходу випрямляча з фільтром. Навантаження увімкнене паралельно стабілітрону.



а – схема; б – графічна інтерпретація принципу роботи

Рисунок 13.12 – Параметричний стабілізатор напруги

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.

Стабілізатори характеризуються коефіцієнтом стабілізації:

$$K_{CT} = \frac{\Delta U_{BX} / U_{BX}}{\Delta U_{ВІХ} / U_{ВІХ}}, \quad (13.21)$$

який для параметричних стабілізаторів складає $K_{CT} = 20 \div 50$.

Рівняння електричної рівноваги для такого стабілізатора має вигляд:

$$U = U_H + IR_B, \quad (13.22)$$

де R_B – баластний резистор, необхідний для зменшення впливу дестабілізуючих чинників на напругу навантаження.

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:

$$I_{CT.H} = \frac{I_{CT.min} + I_{CT.max}}{2}. \quad (13.23)$$

Тоді з рівняння (13.22), визначаємо опір баластного резистора:

$$R_B = \frac{U - U_{CT.H}}{I_{CT.H} + I_H}, \quad (13.24)$$

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 13.12, б). Характеристика навантаження будується (при номінальній напрузі джерела) по двох точках, а саме: точка А з координатами $U_{CT.H}$, 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 $I_{CT.max}$ і напрузі U'_H . Напруга $U_{CT} = U_H$ залишиться практично незмінною. Напруга на стабілітроні

залишитися 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 к.к.д., а також вузький і нерегульований діапазон напруги, що стабілізується.

13.4.3 Компенсаційні стабілізатори напруги (КСН)

Компенсаційні стабілізатори напруги мають вищий коефіцієнт стабілізації ($K_{ст} \geq 50$) 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 13.13, а) і послідовні (рисунок 13.13, б).

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 посиленого сигналу безпосередньо на регулюючий елемент.

У схемі (рисунок 13.13, 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 13.13, б) регулюючий елемент увімкнений послідовно з навантаженням. Стабілізація напруги навантаження здійснюється шляхом зміни напруги на регулюючому елементі. Струм регулюючого елемента тут дорівнює струму навантаження.

Відповідно до розглянутого, принцип дії компенсаційних стабілізаторів постійної напруги заснований на зміні опору регулюючого елемента.

Енергетичні показники (зокрема к.к.д.) послідовних стабілізаторів напруги вищі, ніж паралельних. Це є головною причиною того, що послідовні стабілізатори знайшли найбільше застосування на практиці. З переваг паралельних стабілізаторів слід зазначити їх некрити-

чність до перевантажень за струмом, зокрема коротким замиканням вихідного кола. Послідовні стабілізатори вимагають пристроїв захисту регулюючого елемента при перевантаженнях за струмом.

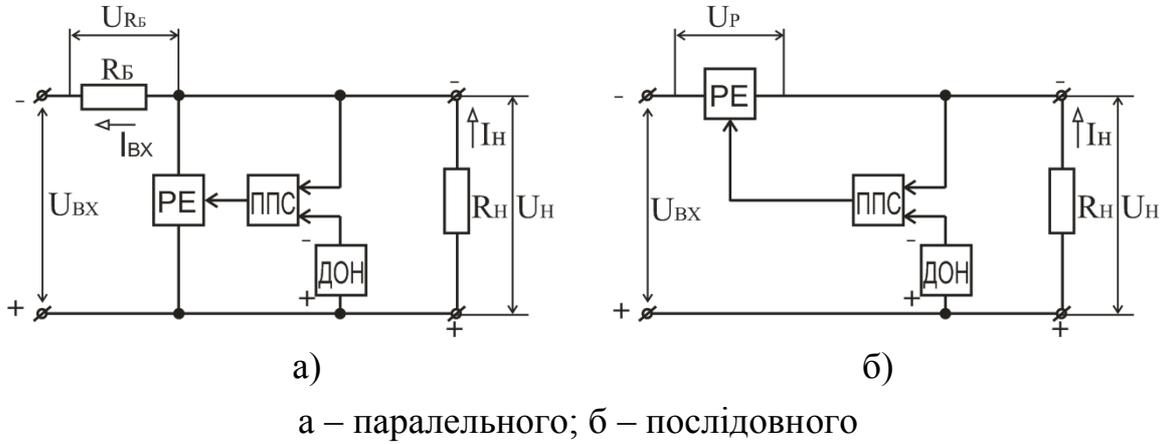


Рисунок 13.13 – Структурні схеми компенсаційних стабілізаторів напруги

Принципова схема компенсаційного стабілізатора напруги послідовного типу наведена на рисунку 13.14.

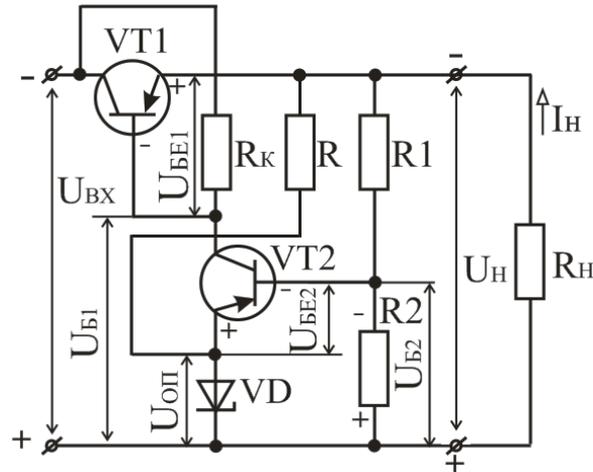


Рисунок 13.14 – Схема компенсаційного стабілізатора напруги послідовного типу

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 R_1 , R_2 є елементами вхідного дільника напруги. Напруга між базою і емітером транзистора $VT2$:

$$U_{BE2} = \frac{R2}{R1 + R2} U_H - U_{оп}. \quad (13.25)$$

Резистор R використовують для виведення стабілітрона на робочу ділянку характеристики, якщо струм I_{E2} транзистора VT2 малий.

Припустимо, що під дією зменшення 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} призводить 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. Різниця 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 транзистора VT1, завдяки чому забезпечується стабілізація вихідної напруги.

На рисунку 13.15 наведено схему компенсаційного стабілізатора напруги на операційному підсилювачі з параметричним стабілізатором на вході КСН. Операційний підсилювач ввімкнений 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:

$$U_H = U_{оп} \cdot (R1/R2 + 1). \quad (13.26)$$

Для збільшення стабільності опорної напруги можна ввімкнути параметричний стабілізатор напруги (R3, VD) на вихід компенсаційного стабілізатора напруги (рисунок 13.16). Струм через стабілітрон VD можна розрахувати за формулою:

$$I_{CT} = U_{оп} \cdot R1 / (R2 \cdot R3), \quad (13.27)$$

і він не залежить від зміни вхідної напруги. Для даної схеми операційний підсилювач (ОП) має два зворотні зв'язки (ЗЗ): додатний і від'ємний. Наявність додатного ЗЗ призводить до того, що на виході ОП при вмиканні живлення може встановитись як позитивний, так і негативний потенціал напруги. Для того щоб встановились напруга потрібного знака, необхідна деяка початкова несиметрія. Ця несиметрія створюється за рахунок вихідного транзисторного повторювача напруги.

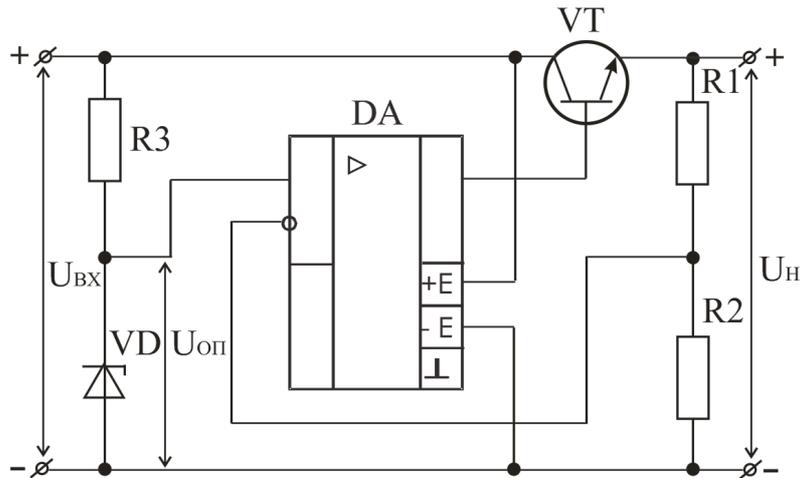


Рисунок 13.15 – Схема компенсаційного стабілізатора напруги на операційному підсилювачі з параметричним стабілізатором на вході

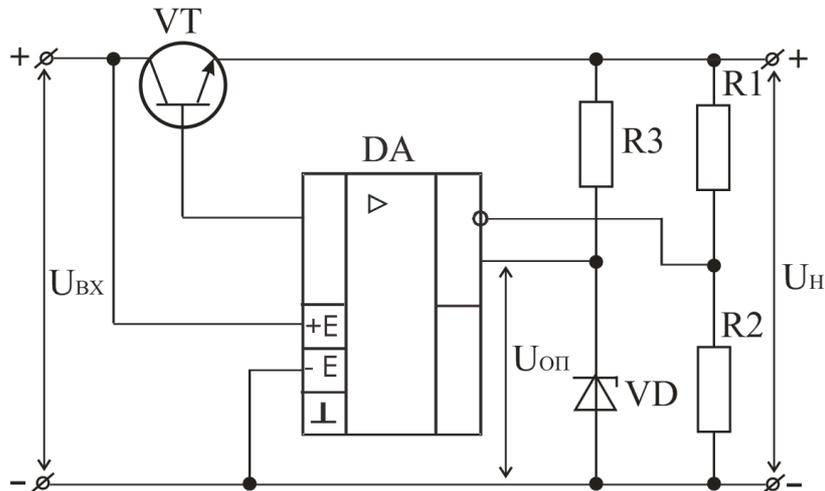


Рисунок 13.16 – Схема компенсаційного стабілізатора напруги на операційному підсилювачі з параметричним стабілізатором на виході

Важливо забезпечити захист стабілізаторів напруги від перевантажень. Захист необхідний як від перевантажень за струмом, так і за напругою. Захист перевантажень за напругою можна забезпечити ввімкненням стабілітрона в коло емітер-колектор, використовують при цьому стабілітрони середньої потужності і в разі необхідності шунтують їх резистором. Можна також, використовуючи малопотужні стабілітрони, вмикати їх у коло бази регульованого елемента.

13.4.4 Інтегральні стабілізатори напруги (ІСН)

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. Технічні характеристики інтегральних стабілізаторів напруги (див. додатки): $U_{\text{н}}$ – номінальна вихідна напруга; $I_{\text{н макс}}$ – максимальний струм навантаження; $K_{\text{н у}}$ – коефіцієнт нестабільності за напругою; $K_{\text{н і}}$ – коефіцієнт нестабільності за струмом; $(U_{\text{вх}} - U_{\text{н}})_{\text{мін}}$ – допустима мінімальна різниця між вхідною і вихідною напругою.

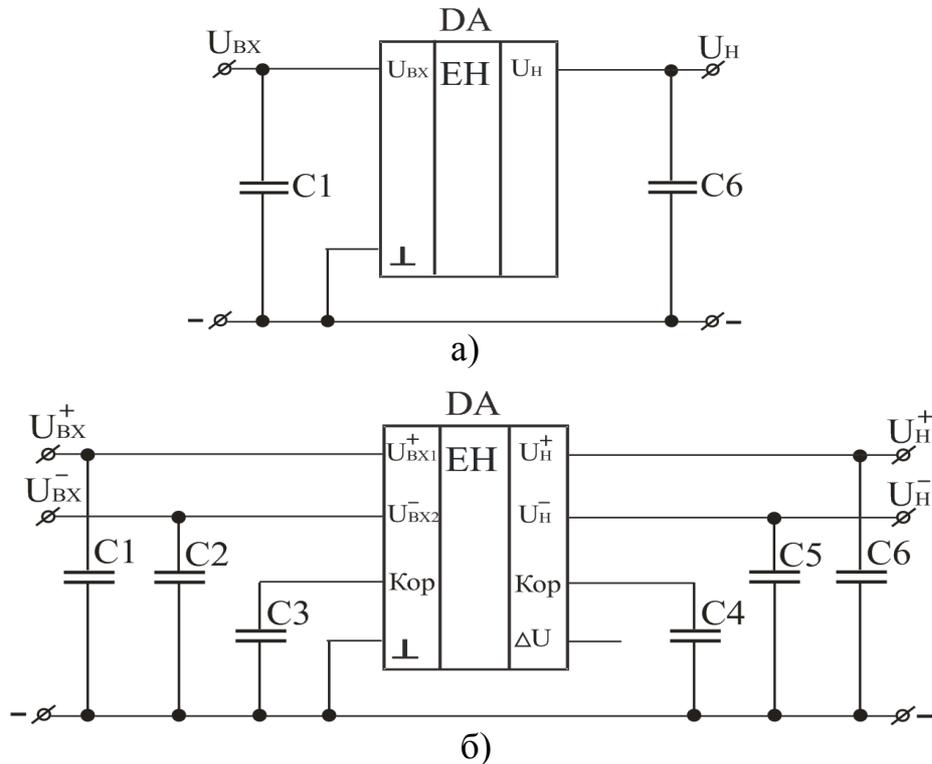
Крім основного призначення – стабілізації напруги, - інтегральні стабілізатори напруги можуть виконувати функцію згладжуючого фільтра, захисту від електричних і теплових перевантажень, стабілізації струму, порогових пристроїв тощо.

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 увімкнення ІСН з фіксованою вихідною напругою наведена на рисунку 13.17, а. Вихідний конденсатор С6 вибирають

електролітичного типу ємністю близько 10 мкФ. Вхідний конденсатор $C1$ ($\approx 0,1$ мкФ) усуває генерації при стрибкоподібному ввімкненні вхідної напруги, забезпечує аперіодичний вихід стабілізатора на режим при його ввімкненні.

Двополярні ІСН типу К142ЕН6 (рисунок 13.17, б) в основному використовуються для живлення операційних підсилювачів. Вхідні конденсатори $C1$ і $C2$ вибирають ємністю близько 0,1 мкФ, вихідні конденсатори $C5$ і $C6$ вибирають електролітичного типу, ємністю близько 10 мкФ. Також на входи корекції ІСН вмикають конденсатори корекції $C3$ і $C4$ ($\approx 0,1$ мкФ), які забезпечують стійку роботу мікросхеми.



а – К142ЕН5 (КРЕН5), К142ЕН8 (КРЕН8), К142ЕН9 (КРЕН9);
 б – К142ЕН6

Рисунок 13.17 – Схеми увімкнення інтегральних стабілізаторів напруги

13.4.5 Основні параметри стабілізаторів напруги

- 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, який характеризує стабільність вихідної напруги;
- 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 вмикаються «зіркою» або «трикутником». Найрозповсюдженішими є такі два типи схем трифазних випрямлячів:

- 1) однонапівперіодна з нульовим виводом (схема Міткевича);
- 2) двонапівперіодна мостова (схема Ларіонова).

13.5.1 Трифазний однонапівперіодний випрямляч з нульовим виводом

Однонапівперіодна схема з нульовим виводом (схема Міткевича) зображена на рисунку 13.18.

Ця схема складається із трифазного трансформатора TV, випрямних діодів VD1–VD3 та резистора навантаження R_H , який вмикається між спільним виводом вторинних обмоток трансформатора (нульовим виводом) та спільною точкою з'єднання випрямних діодів. Фактично ця схема являє собою три однофазних однонапівперіодних випрямляча, увімкнених 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 додатна фазна напруга.

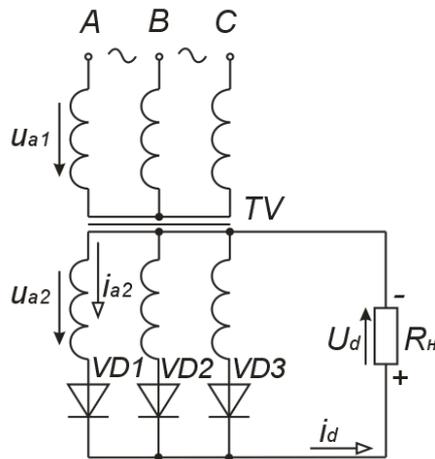


Рисунок 13.18 – Схема трифазного однонапівперіодного випрямляча з нульовим виводом трансформатора

Роботу схеми трифазного однонапівперіодного випрямляча з нульовим виводом трансформатора ілюструють часові діаграми, які наведені на рисунку 13.19.

Як слідує із діаграм, наприклад, на інтервалі $t_1 - t_2$ найбільш додатна 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} (даний інтервал відповідає заштрихованій скісними лініями ділянці діаграми u_2): анод має потенціал фази u_{a2} , а катод – потенціал фази, яка знаходиться у провідному стані – u_{b2} або u_{c2} .

Виведемо основні розрахункові співвідношення для схеми Міткевича, для чого розглянемо діаграму напруги на навантаженні u_d на інтервалі $(-\pi/3) \div 0 \div (\pi/3)$.

Середнє значення напруги на навантаженні:

$$U_d = \frac{3\sqrt{2}}{2\pi} U_2 \sqrt{3} = 1,17 U_{2\phi} \quad (13.28)$$

Тоді

$$U_{2\phi} = 0,85 U_d. \quad (13.29)$$

Максимальна напруга на діоді:

$$U_{bmax} = \sqrt{2} \sqrt{3} U_{2\phi} = 2,09 U_d. \quad (13.30)$$

Середнє значення струму через діод:

$$I_a = \frac{I_d}{3}. \quad (13.31)$$

Коефіцієнт пульсації випрямленої напруги (при $m = 3$):

$$k_{\Pi} = \frac{2}{m^2 - 1} = 0,25. \quad (13.32)$$

Частота пульсації випрямленої напруги в три рази перевищує частоту мережі.

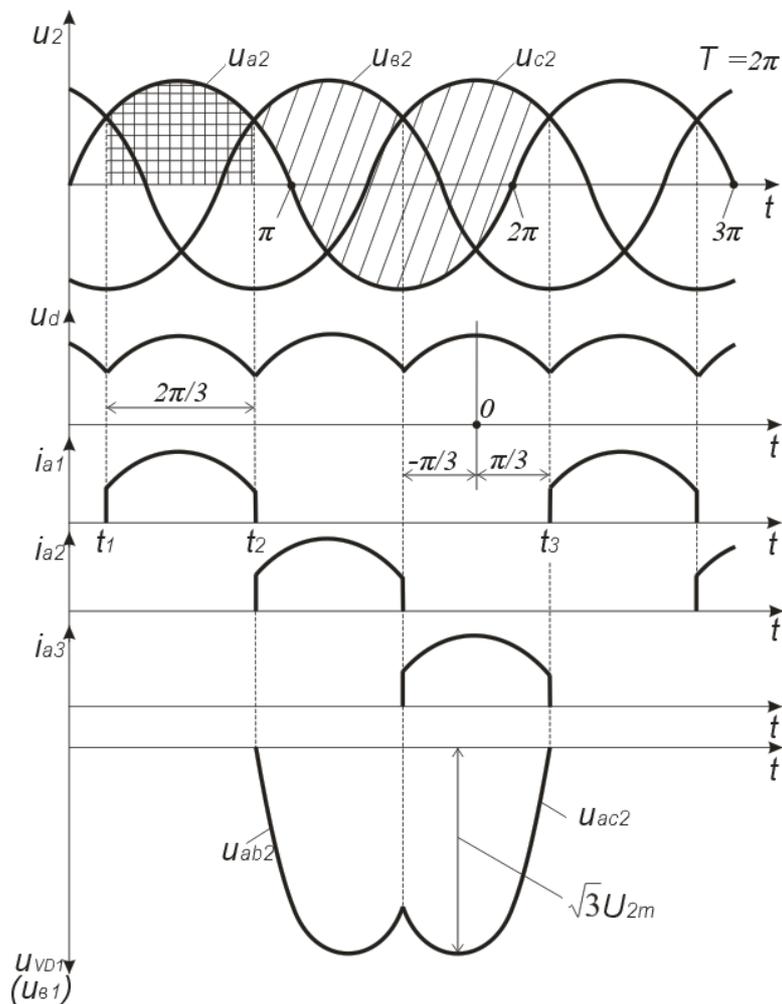


Рисунок 13.19 – Часові діаграми роботи трифазного однонапівперіодного випрямляча з нульовим виводом

Недоліком даної схеми є наявність постійного підмагнічування магнітопроводу трансформатора, зумовленого тим, що, як і у будь-

якої однотактної схеми, вторинною обмоткою трансформатора струм за період проходить лише один раз і в одному напрямку, тобто цей струм має постійну складову. Це вимагає використання трансформатора із підвищеним перерізом магнітопроводу (підвищеної встановленої потужності):

$$S_T = 1,35P_d . \quad (13.33)$$

13.5.2 Трифазний двонапівперіодний мостовий випрямляч

Трифазна мостова (двотактна) схема (схема Ларіонова) зображена на рисунку 13.20. У цій схемі і первинна, і вторинна обмотки трансформатора можуть вмикатися як «зіркою», так і «трикутником». Можливість вмикання вторинної обмотки двома способами забезпечує можливість отримання двох різних вихідних напруг випрямляча, значення яких відрізняються у $\sqrt{3}$ раз.

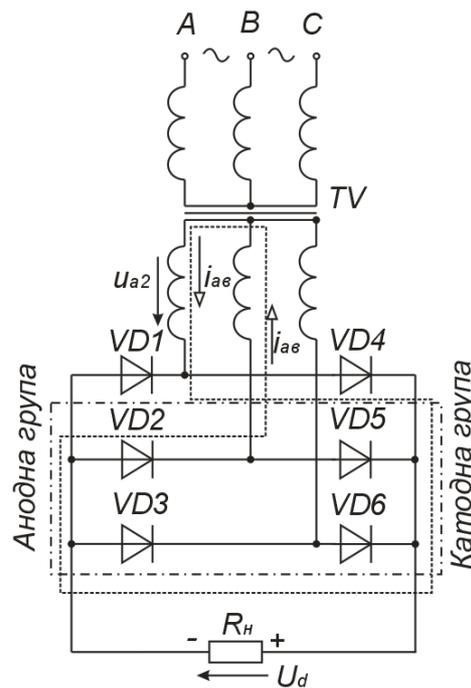


Рисунок 13.20 – Схема трифазного мостового випрямляча

Надалі будемо розглядати схему при вмиканні 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 вмикається 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 додатною на даний момент напругою до фази з найбільш від'ємною 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 13.21. На діаграмі $u_d = f(t)$ також вказано проміжки, на яких у провідному стані знаходяться відповідні діоди.

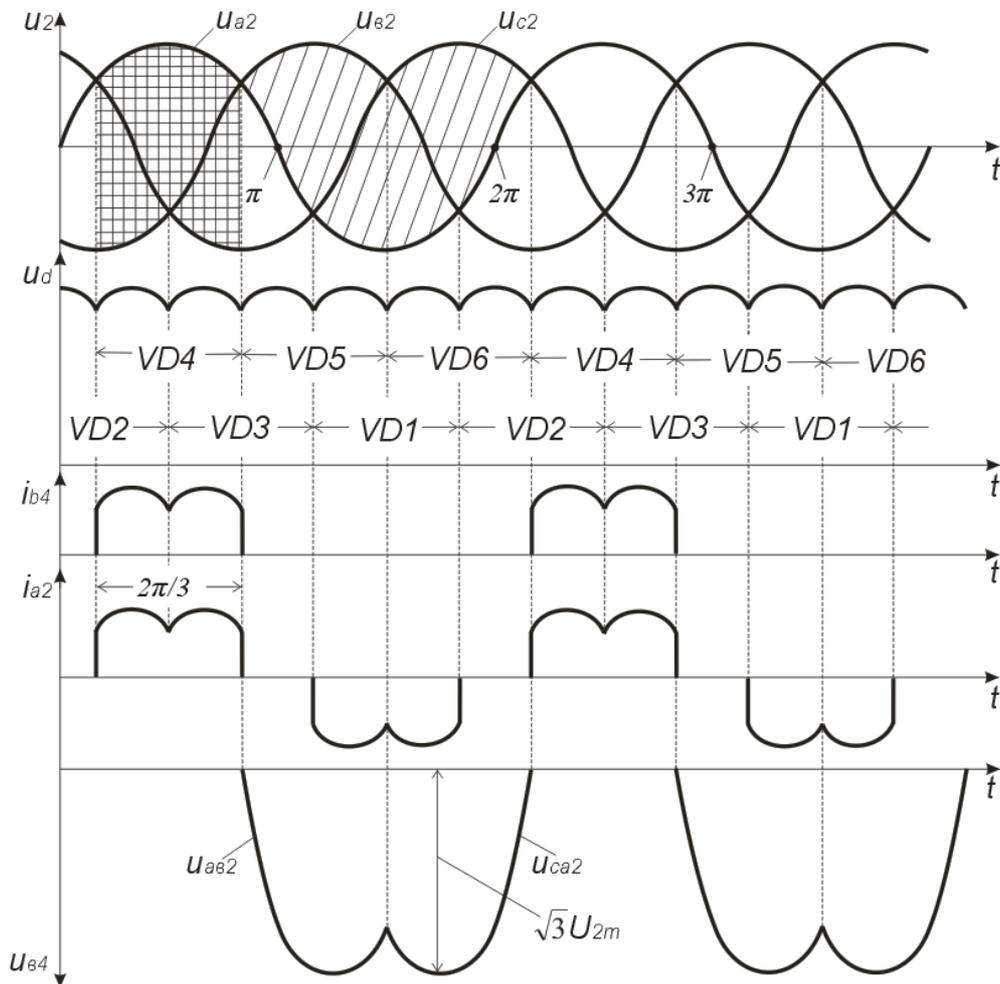


Рисунок 13.21 – Часові діаграми роботи трифазного мостового випрямляча

Час протікання струму через кожен з діодів відповідає $2\pi/3$. Основні розрахункові співвідношення випрямленої напруги:

$$U_d = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U_2 \sqrt{3} = 2,34 U_{2\phi}, \quad (13.34)$$

$$U_{2\phi} = 0,425 U_d. \quad (13.35)$$

Максимальна напруга на діоді:

$$U_{bmax} = \sqrt{2} \sqrt{3} U_{2\phi} = 1,045 U_d. \quad (13.36)$$

Середнє значення струму через діод:

$$I_a = \frac{I_d}{3}. \quad (13.37)$$

Коефіцієнт пульсації випрямленої напруги (при $m = 6$):

$$k_{\pi} = \frac{2}{m^2 - 1} = 0,057. \quad (13.38)$$

Частота пульсації випрямленої напруги перевищує частоту мережі у шість разів.

Встановлена потужність трансформатора:

$$S_T = 1,05 P_d. \quad (13.39)$$

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 13.21).

Схема Ларіонова у порівнянні зі схемою Міткевича має такі переваги:

- 1) за рівних фазних напруг середнє значення випрямленої напруги у два рази вище (потрібно задавати меншу кількість витків вторинних обмоток трансформатора);
- 2) більш низький коефіцієнт пульсацій (менш ніж шість відсотків), що часто дозволяє використовувати схему Ларіонова без фільтра;
- 3) краще використання трансформатора за потужністю за рахунок відсутності підмагнічування осердя.

Щоправда, кількість діодів у схемі Ларіонова 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:

1) змінювати величину змінної напруги, що подається на вентиляну схему, перемиканням під навантаженням відводів вторинної обмотки трансформатора, змінюючи тим самим коефіцієнт трансформації останнього;

2) застосовувати регулятори змінного струму з рухомим струмомознімачем (автотрансформатори) або з рухомою магнітною системою (індукційні регулятори).

З боку постійного струму можливе регулювання безперервними методами й імпульсними.

При безперервних методах застосовують:

- 1) реостати і дільники напруги;
- 2) 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 малопотужних 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 к.к.д. 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

$$U_d = E \frac{t_i}{T} = E\gamma, \quad (13.40)$$

де E – е.р.с. джерела постійного струму;

t_i – тривалість імпульсу;

T – період надходження імпульсів;

$\gamma = \frac{t_i}{T} = (0 - 1)$ – коефіцієнт заповнення.

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

$$U_d = E \frac{t_i}{T} = Et_i f, \quad (13.41)$$

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. За комбінованого регулювання 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 масо-габаритними параметрами, далекими від мінімально можливих. Це ж стосується і методу ЧІР.

Мінімальні параметри елементів фільтра забезпечує метод ШІР, оскільки регулятор працює на фіксованій частоті.

До речі, ця частота, як правило, у багато разів перевищує частоту мережі змінного струму, що тим більше забезпечує мінімальні параметри елементів фільтра.

У порівнянні з іншими методами, метод ШІР забезпечує також кращі умови узгодження регулятора з мережею живлення (полегшене подолання радіоперешкод, що передаються з регулятора в мережу). Виходячи з наведеного, метод ШІР застосовують найчастіше.

Схема простого імпульсного регулятора наведена на рисунку 13.22. 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.

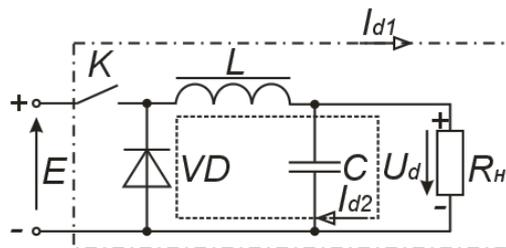


Рисунок 13.22 – Імпульсний регулятор постійної напруги

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,

тиристорі. Принцип дії регулятора полягає у тому, що за допомогою спеціальної схеми керування забезпечується регульована затримка на вмикання тиристорів відносно переходу через нуль змінної синусоїдної напруги (кут регулювання α). Тобто фаза послідовності імпульсів керування змінюється щодо фази синусоїдної напруги.

Зазначимо, що цей метод регулювання можна розглядати як різновид методу ШПР, коли імпульси напруги мають не прямокутну, а синусоїдну форму з обмеженням.

Перевагою імпульсних методів регулювання є те, що, перш за все, надлишок енергії тут просто не береться від джерела живлення (а не гаситься на баластному елементі, як, наприклад, у компенсаційному стабілізаторі).

В імпульсних регуляторах більш ефективно використовуються силові елементи. Вони мають (особливо при методі ШПР за високих частот комутації ключа) менші масо-габаритні показники.

Тиристорні фазо-імпульсні регулятори до недавнього часу мали домінуюче застосування при побудові потужних регуляторів. До їх недоліків слід віднести те, що вони вносять значні викривлення форми пульсуючої напруги на виході вентильної схеми, що вимагає збільшення габаритів і маси фільтра, особливо за великого діапазону регулювання. Також викривляється форма струму, що споживається з мережі, а це вимагає установки вхідних фільтрів для забезпечення умов електромагнітної сумісності з іншими споживачами мережі. Крім того, затримка на вмикання вентилів веде до того, що основна гармоніка споживаного з мережі струму має зсув фази відносно напруги мережі. В результаті, навіть за активного навантаження, останнє мережею сприймається як активно-індуктивне – погіршується $\cos \varphi$.

Тепер зрозуміло, чому 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, зрозуміло, веде до зниження перш за все к.к.д., проте масо-габаритні показники, показники якості вихідної напруги і умови узгодження з мережею живлення у них значно кращі.

13.6.2 Однофазний двонапівперіодний керований випрямляч з нульовим виводом трансформатора

Роботу фазо-імпульсного регулятора постійної напруги розглянемо на прикладі однофазного двонапівперіодного керованого випрямляча з нульовим виводом, схема якого зображена на рисунку 13.23, де позначено СК – схема керування, яка забезпечує подачу на тиристори керуючих імпульсів з регульованою затримкою.

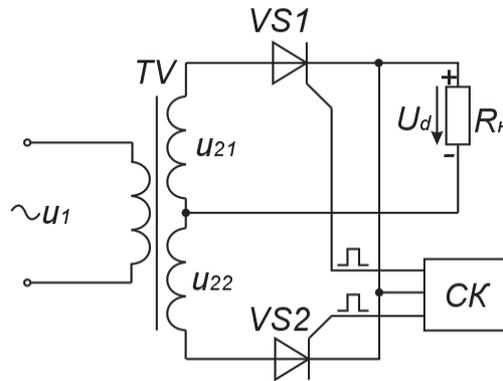


Рисунок 13.23 – Однофазний двонапівперіодний керований випрямляч з нульовим виводом трансформатора

На рисунку 13.24 наведені часові діаграми, що ілюструють роботу випрямляча.

Величина випрямленої напруги при куті регулювання, що змінюється в межах $0 < \alpha < \pi$, становить

$$U_{d\alpha} = \frac{U_2 \sqrt{2}}{\pi} (1 + \cos \alpha). \quad (13.42)$$

Якщо $\alpha = 0$ (некерований режим), то

$$U_{d\alpha} = U_{d0} = \frac{2\sqrt{2}U_2}{\pi}, \text{ звідки } U_2 = \frac{U_{d0}\pi}{2\sqrt{2}}. \quad (13.43)$$

Підстановка цього виразу до формули (13.42) дасть

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}. \quad (13.44)$$

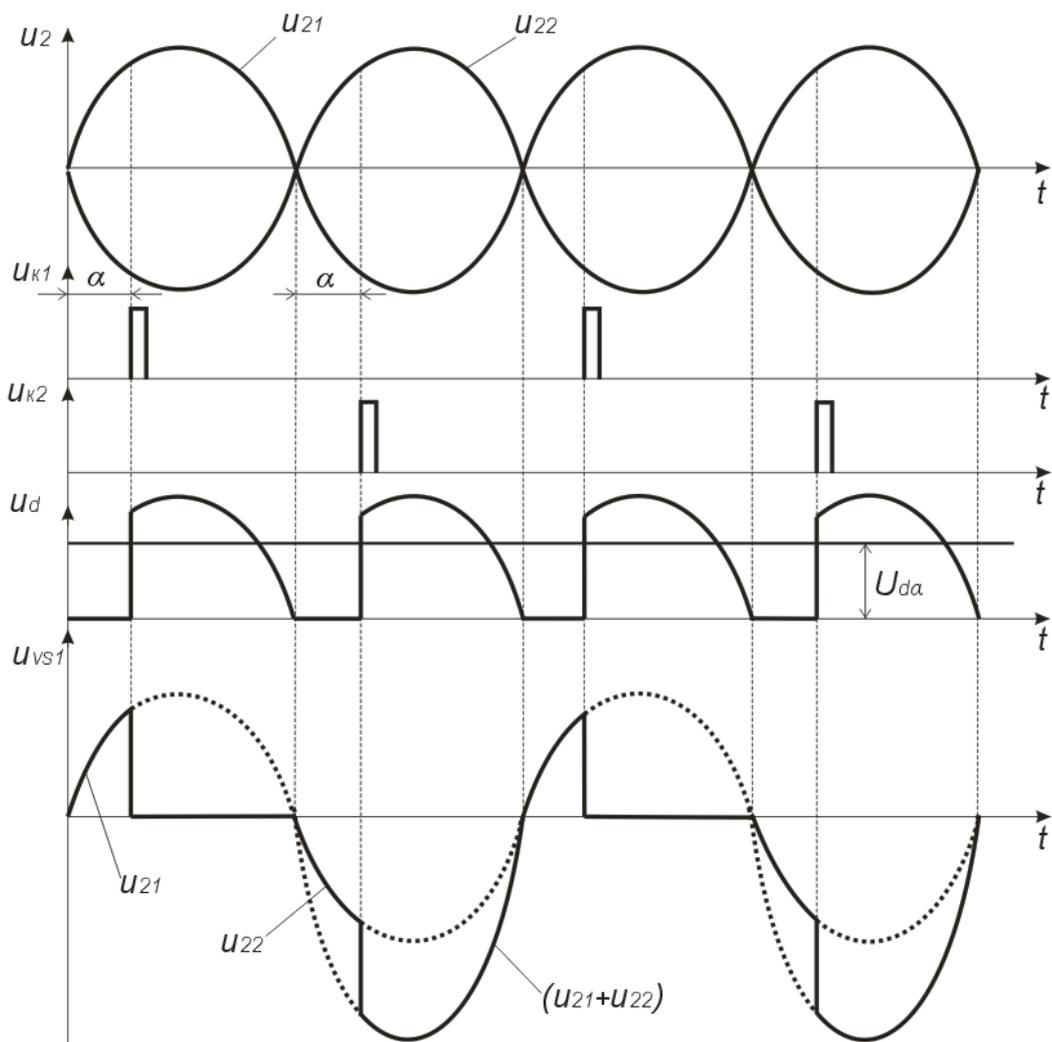


Рисунок 13.24 – Часові діаграми роботи однофазного двонапівперіодного керованого випрямляча з нульовим виводом трансформатора

Розглянемо принцип роботи керованого випрямляча. Тиристор VS1 на відрізку часу, що відповідає куту регулювання α , закритий і до нього прикладена напруга u_{21} за додатної півхвилі, або u_{22} за від'ємної. Після закінчення відліку α і видачі відповідного керуючого імпульсу, напруга на тиристорі за додатної півхвилі відсутня, бо він тут працює як замкнений ключ, а за від'ємної півхвилі дорівнює $(u_{21} + u_{22})$, бо за рахунок того, що другий тиристор VS2 знаходиться у відкритому стані, даний закритий VS1 виявляється підключеним до обох напівобмоток 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.

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 наведена на рисунку 13.25.

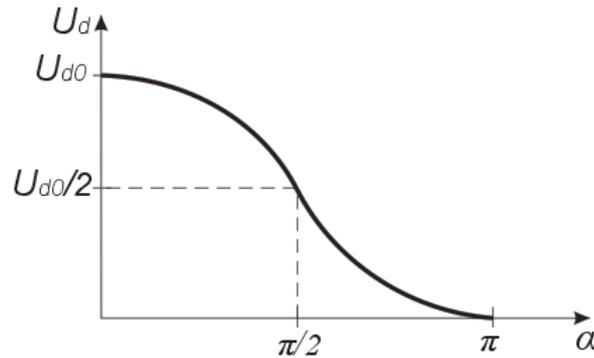


Рисунок 13.25 – Регулювальна характеристика керованого випрямляча

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;

б) 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 13.26.

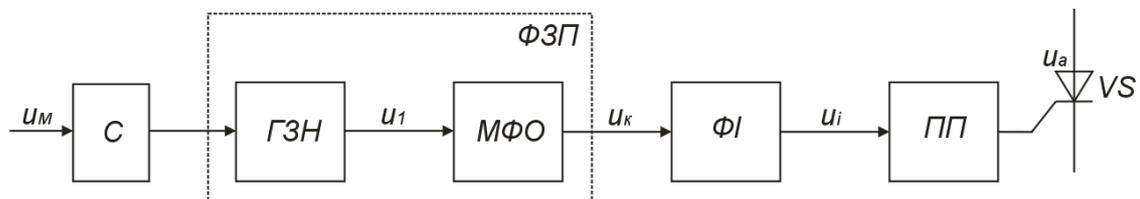


Рисунок 13.26 – Структурна схема каналу багатоканальної СІФК з горизонтальним керуванням

На схемі позначено:

C – синхронізатор; $ГЗН$ – генератор змінної напруги; $МФО$ – мостовий фазообертач (забезпечує регулювання фази напруги u_1 від 0 до π); $ФЗП$ – фазозсувний пристрій; $ФІ$ – формувач імпульсів (виробляє прямокутні імпульси напруги при проходженні u_k через 0); $ПП$ – підсилювач потужності (підсилює потужність керуючого імпульсу u_i до рівня, необхідного для надійного вмикання тиристора).

На рисунку 13.27 наведені часові діаграми роботи такої СІФК.

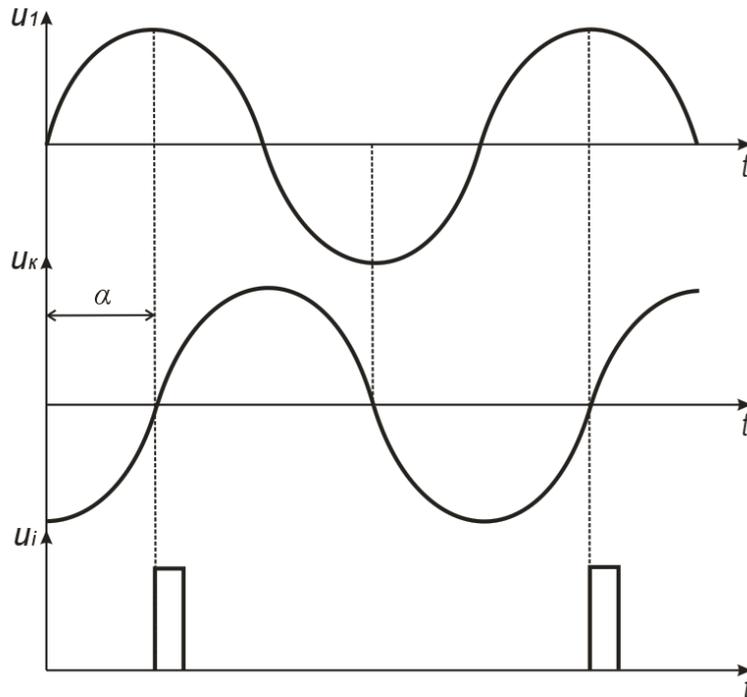


Рисунок 13.27 – Часові діаграми роботи СІФК з горизонтальним керуванням

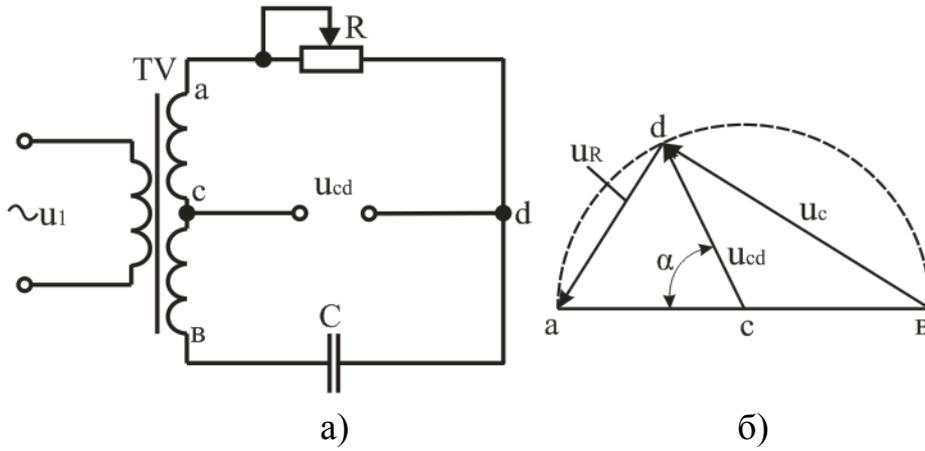
Схема мостового фазообертача та діаграма напруг на ньому зображена на рисунку 13.28. Вона складається із трансформатора TV з двома напівобмотками, змінного резистора R та конденсатора C .

При зміні опорного 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 (ре-

гулювання величини опору R).

Це обмежує використання горизонтального способу керування.

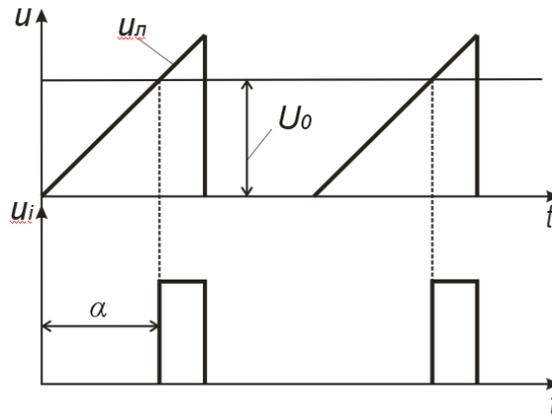


а – схема; б – діаграма напруг
 u_{cd} – керуюча напруга (u_K)

Рисунок 13.28 – Мостовий фазообертач

13.7.3 СІФК з вертикальним керуванням

Більш широко застосовуються СІФК, що реалізують вертикальний спосіб керування, за якого керуючий імпульс генерується в момент зрівняння напруги, що змінюється лінійно, та постійної опорної напруги керування. Цей процес ілюструють часові діаграми, наведені на рисунку 13.29. Кут керування α змінюється зі зміною U_0 ніби по вертикалі.



u_n – лінійно змінювана напруга; U_0 – опорна напруга

Рисунок 13.29 – Часові діаграми методу вертикального керування

Пристрій, де порівнюються $u_{л}$ та U_0 , називається вузлом порівняння (*ВП*). Він генерує сигнал у момент зміни знаку різниці напруг ($u_{л} - U_0$).

СІФК з вертикальним керуванням можуть бути одноканальними та багатоканальними. Останні набули широке розповсюдження.

На рисунку 13.30 зображена структурна схема двоканальної СІФК з вертикальним керуванням однофазного двонапівперіодного випрямляча з нульовим виводом трансформатора.

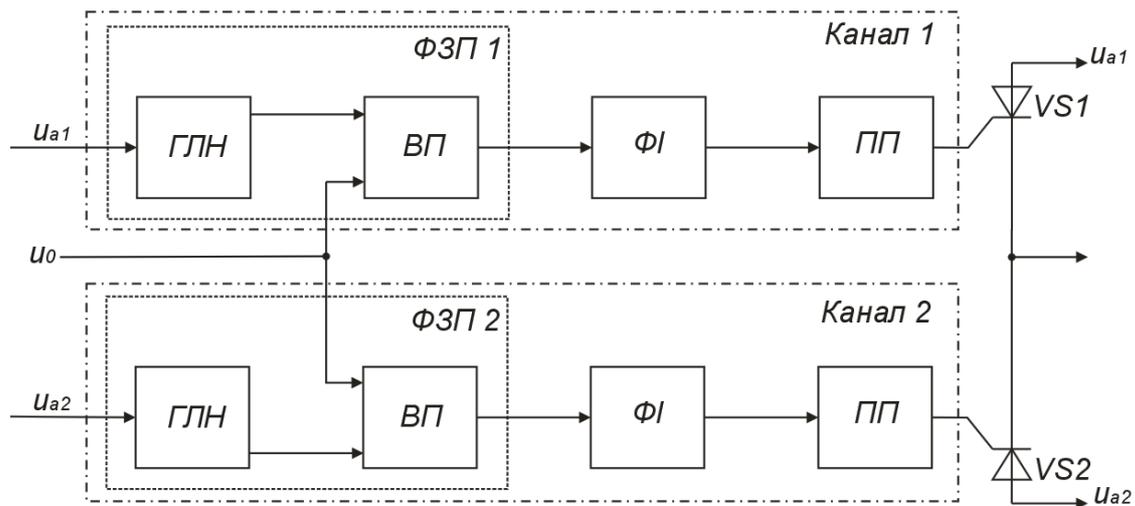


Рисунок 13.30 – Структурна схема двоканальної СІФК з вертикальним керуванням однофазного двонапівперіодного випрямляча з нульовим виводом

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 13.31.

Під час дії на тиристор позитивної півхвилі анодної напруги u_a *ГЛН* генерує лінійно змінювану напругу $u_{л}$, 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 $u_{л} = U_0$, на виході *ВП* формується сигнал, фаза якого регулюється зміною величини напруги U_0 .

Вузли *ГЛН* та *ВП* виконують роль фазозсувного пристрою *ФЗП*.

Вузли ΦI та ΠII призначені для формування та підсилення імпульсів керування u_i необхідної тривалості.

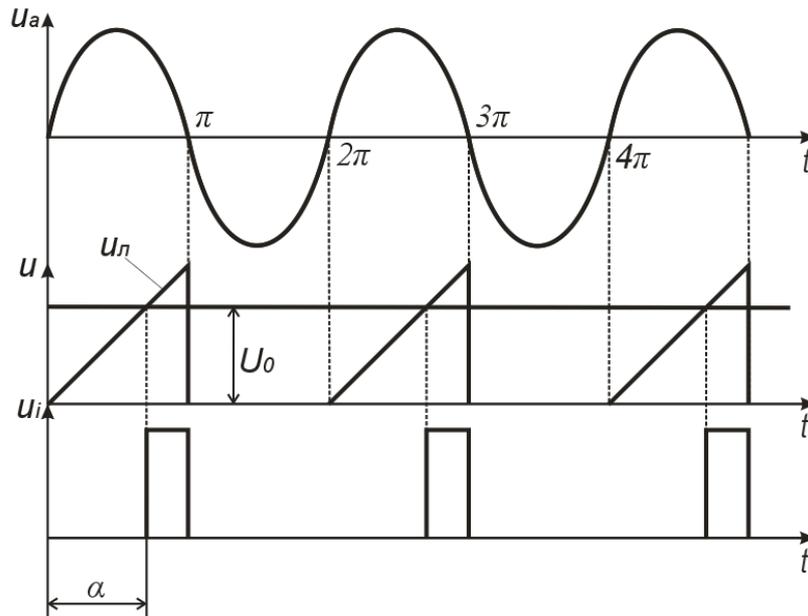


Рисунок 13.31 – Часові діаграми роботи каналу СІФК з вертикальним керуванням

Кількість каналів СІФК відповідає кількості тиристорів керуваного 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.

13.8 Побудова типових вузлів СІФК з вертикальним керуванням

13.8.1 Генератор лінійно змінюваної напруги (ГЛН)

Лінійно змінюваною (пилкоподібною) напругою (ЛЗН) називають імпульсну напругу, яка впродовж деякого часу змінюється практично за лінійним законом, а потім повертається до вихідного рівня (рисунок 13.32).

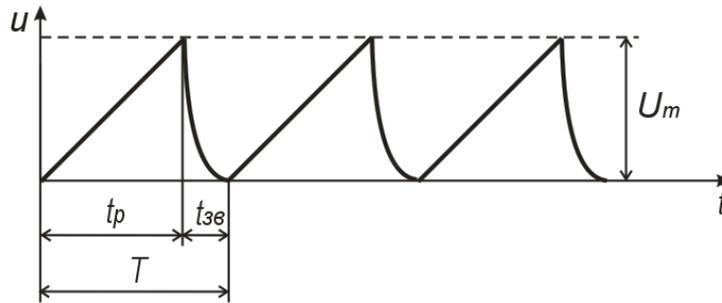


Рисунок 13.32 – Часові діаграми лінійно змінюваної напруги

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 .

$$\varepsilon = \frac{u'(0) - u'(t_p)}{u'(0)}, \quad (13.45)$$

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 зарядження і розрядження конденсатора.

Схема транзисторного *ГЛН* (генератора пилкоподібної напруги) зображена на рисунку 13.33.

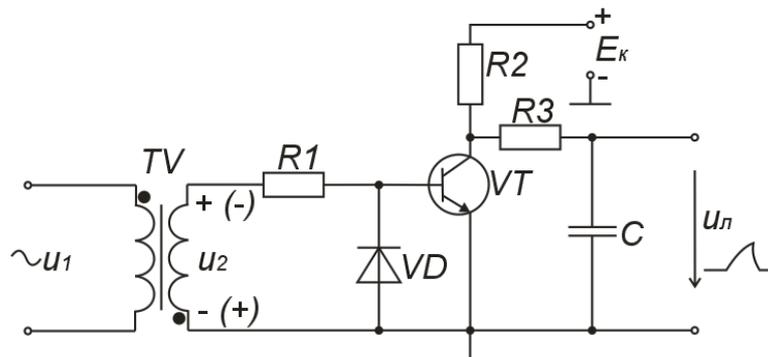


Рисунок 13.33 – Транзисторний генератор пилкоподібної напруги

Вона складається з таких елементів:

TV – трансформатор напруги, вторинна напруга u_2 якого знаходиться у протифазі з первинною напругою u_1 ;

VT – транзисторний ключ;

R2, R3, C – зарядна RC- ланка, стала часу якого

$$\tau_{зар} = (R2 + R3)C \gg T_M, \quad (13.46)$$

де T_M – період напруги мережі.

Необхідно також забезпечувати умову $R3 \ll R2$.

Схема працює наступним чином.

За позитивної напівхвилі u_2 транзистор VT відкритий, конденсатор C розряджений, вихідна напруга $u_{л} = 0$.

За негативної напівхвилі u_2 транзистор закривається, а конденсатор заряджається по колу $(+E_K, R2, R3, C, -E_K)$.

За наступної позитивної напівхвилі u_2 , транзистор знову відкривається і конденсатор швидко розряджається до нуля через резистор R3, що обмежує струм через транзистор.

Оскільки $t_{зар} \gg T_M$, можна вважати, що напруга $u_{л}$ змінюється лінійно (використовується лише початкова ділянка зарядної експоненти). Ці процеси ілюструють часові діаграми, наведені на рисунку 13.34.

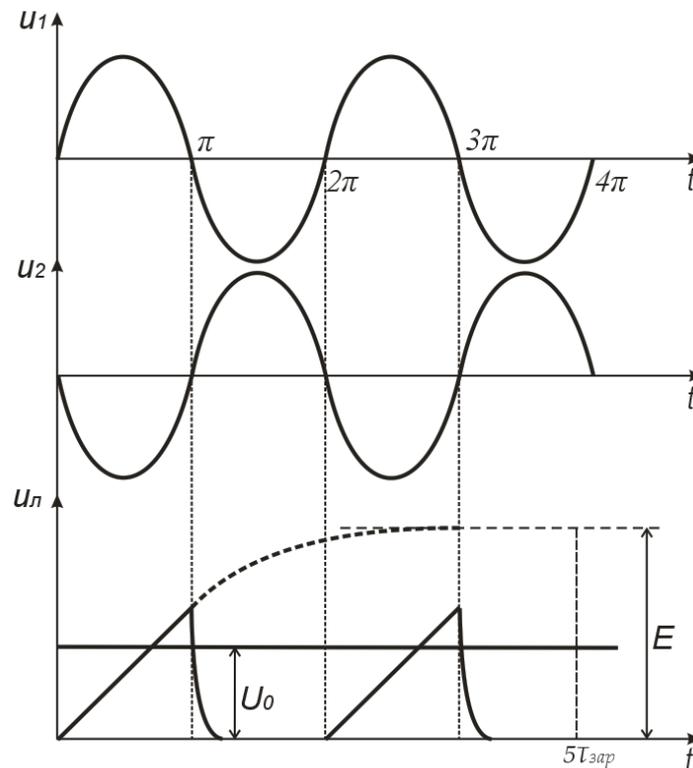


Рисунок 13.34 – Часові діаграми роботи генератора пилкоподібної напруги

Більшу лінійність напруги можна забезпечити, якщо замість резистора R2 використати джерело постійного струму, як це показано на рисунку 13.35.

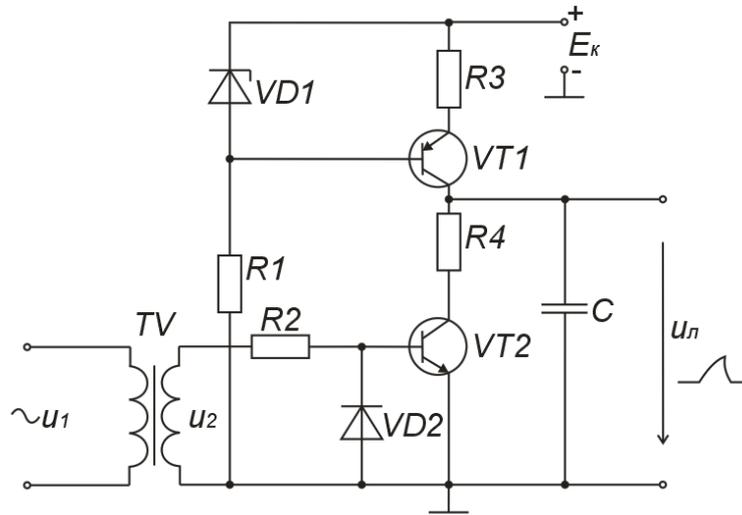


Рисунок 13.35 – Генератор пилкоподібної напруги з джерелом струму

У сучасних пристроях частіше застосовують генератори лінійно змінюваної напруги, які побудовані на основі інтегратора, виконаного на операційному підсилювачі і доповненого розрядним транзисторним ключем (рисунок 13.36). Інтегратор складається з елементів R2, C, DA2. Розрядний транзистор VT емітером підключений до інвертуючого входу операційного підсилювача DA2, що має нульовий потенціал. Синхронізує роботу генератора з напругою мережі нуль-орган на операційному підсилювачі DA1.

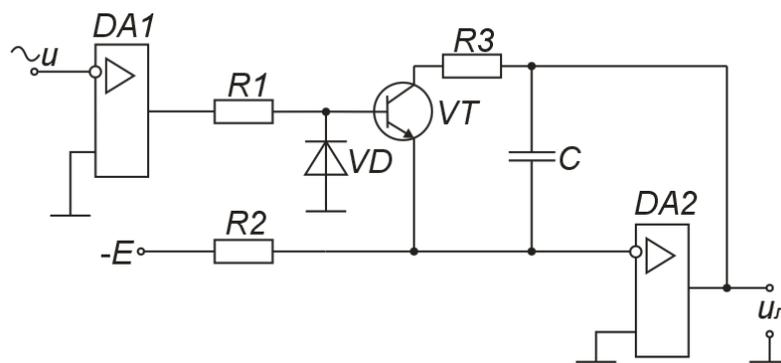


Рисунок 13.36 – Генератор пилкоподібної напруги на операційному підсилювачі

13.8.2 Вузол порівняння

Вузол порівняння, схема якого наведена на рисунку 13.37, виконано на основі операційного підсилювача DA , що працює в режимі компаратора.

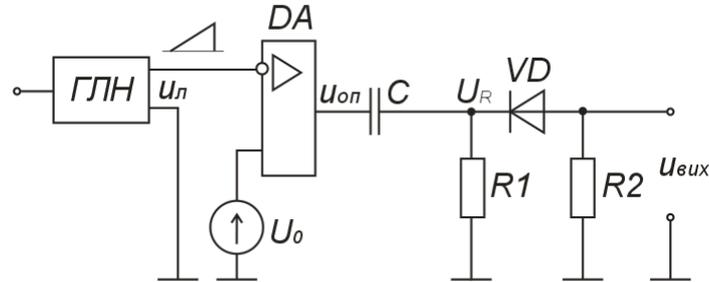


Рисунок 13.37 – Вузол порівняння

На його інвертуючий вхід надходить пилкоподібна напруга u_n , а на неінвертуючий – опорна напруга U_0 . Вихід компаратора з'єднано з формуючим колом: із диференціюючим колом C , R_1 і обмежуючим діодним ключем VD , R_2 , який пропускає на вихід пристрою імпульси тільки від'ємної полярності.

Роботу вузла порівняння ілюструють часові діаграми, наведені на рисунку 13.38.

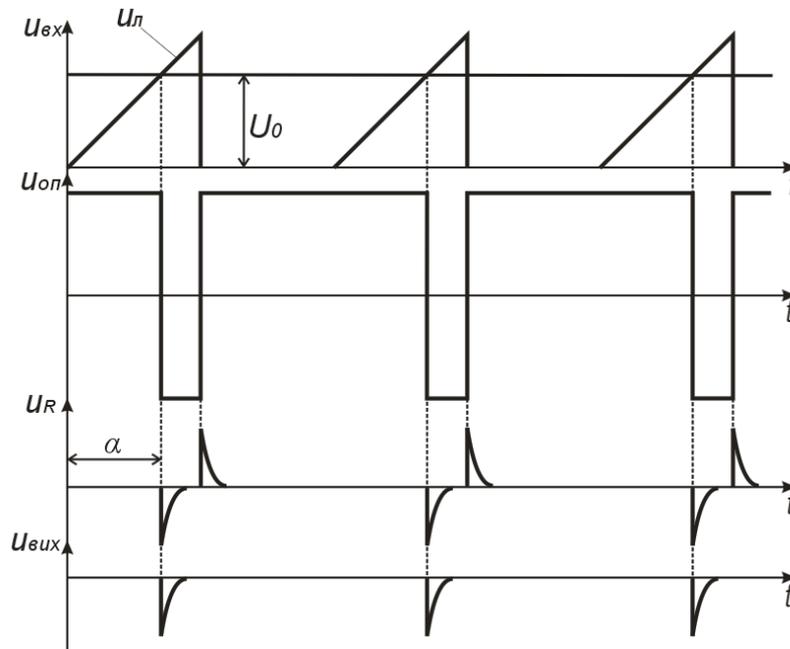


Рисунок 13.38 – Часові діаграми роботи вузла порівняння

Вихідний імпульс вузла порівняння подається на одинвібратор, який генерує керуючий імпульс прямокутної форми з необхідною тривалістю.

13.8.3 Імпульсний підсилювач потужності

Підсилювач потужності призначений для підсилення прямокутних керуючих імпульсів до рівня, що забезпечує надійне вмикання тиристора. Схема такого підсилювача зображена на рисунку 13.39.

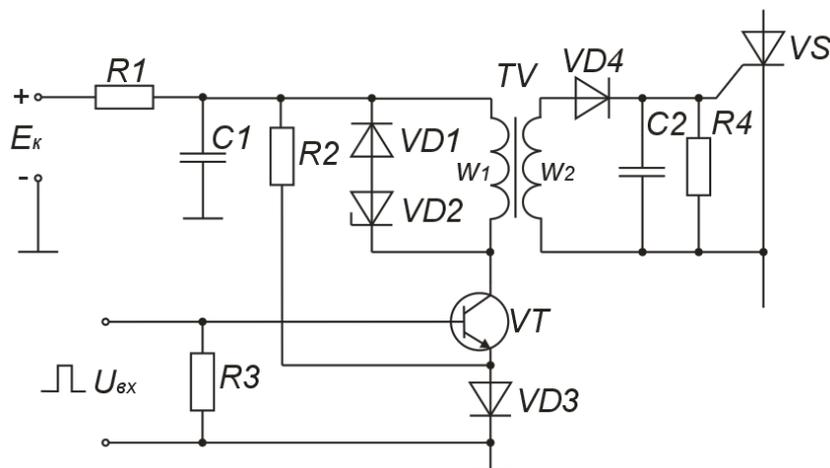


Рисунок 13.39 – Імпульсний підсилювач потужності

Він виконаний на транзисторі VT, який увімкнено за схемою з спільним емітером і працює в ключовому режимі. У колекторне коло транзистора увімкнена первинна обмотка w_1 трансформатора TV, напруга з вторинної обмотки w_2 якого подається у коло керування тиристора VS.

За відсутності вхідного імпульсу $U_{вх}$ транзистор VT закритий (для надійного забезпечення закритого стану в коло його емітера подана напруга зміщення з діода VD3). Напруга на вихідній обмотці w_2 відсутня.

За надходження прямокутного вхідного імпульсу транзистор переходить у стан насичення і вся напруга E_K прикладається до первинної обмотки трансформатора w_1 .

Під впливом цієї напруги магнітопровід трансформатора починає перемагнічуватися і на вторинній обмотці з'являється прямокутний позитивний імпульс $U_{вих} = E w_1 / w_2 = E/n$, який існує протягом дії вхідного імпульсу.

Коефіцієнт трансформації $n = w_1/w_2$ вибирається із умов забезпечення максимальної передачі потужності від підсилювача до кола керування тиристора – для надійного вмикання останнього. Трансформатор, крім узгодження вихідного кола транзистора з навантаженням (колом керування), забезпечує ще й гальванічне (електричне) розділення силового кола та кола керування.

Після закривання транзистора діоди VD1 і VD2 забезпечують розсіювання енергії, що накопичується у магнітопроводі трансформатора по закінченні вхідного імпульсу.

Фільтр R1, C1 знижує вплив роботи підсилювача на інші пристрої, що живляться також від джерела E_k , оскільки імпульсне споживання енергії призводить до появи у колах живлення завад.

13.8.4 Приклади реалізації СІФК

Проста схема резистивно-ємнісної СІФК наведена на рисунку 13.40. Вона складається з часозадавальної ланки R3, R4, C2 і порогового приладу – диністора VS2. Змінюючи величину R4 від нуля до нескінченності (в ідеалі), можна змінювати кут керування α від нуля до 90 ел. градусів. Реально таку схему застосовують при діапазонах регулювання α в декілька десятків ел. градусів у невідповідальних регуляторах (наприклад, у регуляторі температури нагріву паяльника).

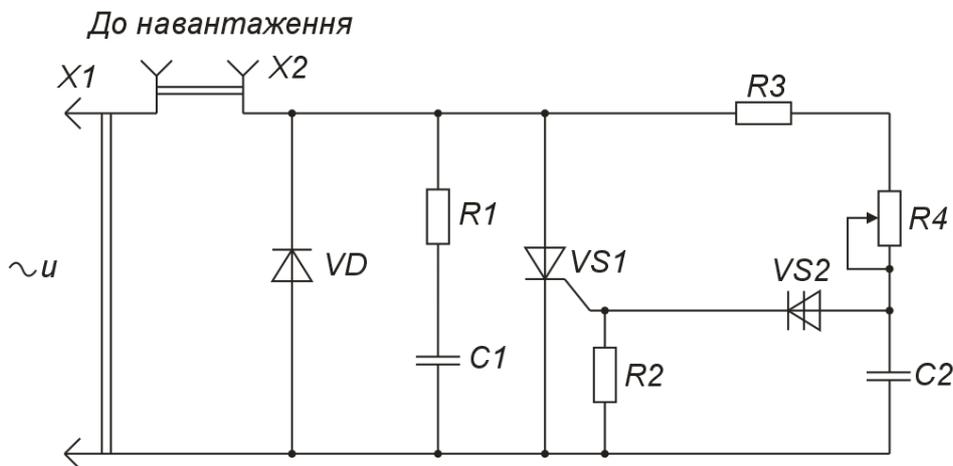


Рисунок 13.40 – Резистивно-ємнісна СІФК

У кожному додатному напівперіоді анодної напруги тиристора напруга на конденсаторі C зростає до тих пір, доки не досягне значення напруги вмикання диністора VS2, після чого конденсатор C2 швидко розряджається через коло керування тиристора, вмикаючи останній.

Диністор VS2 забезпечує більш чітку роботу схеми при змінах значення керуючої напруги вмикання тиристора зі змінами температури.

Коло R1, C1 захищає тиристор від самочинного вмикання – знижує швидкість зростання напруги на тиристорі до прийнятних значень, наприклад, при підключенні пристрою до мережі.

Більш складна схема одного каналу СІФК з вертикальним керуванням наведена на рисунку 13.41.

В даній схемі синхронізуюча напруга з вторинної обмотки трансформатора TV, після заводозахищаючого фільтра на елементах R1, C2, надходить на нуль-орган DA1.1, який керує розрядним ключем на транзисторі VT1 генератора лінійно змінюваної напруги, виконаного на операційному підсилювачі DA1.3.

За допомогою резистора R7 регулюють нахил пилкоподібної напруги для забезпечення ідентичності каналів багатоканальної СІФК. Їх неідентичність виникає за рахунок технологічного розкиду параметрів елементів часозадаючого кола R7, R9, C4 в різних екземплярах пристрою.

Вихідна напруга генератора компаратором DA1.4 порівнюється із заданою напругою, що надходить з дільника R11 – R13 і визначає величину вихідної напруги керованого випрямляча.

Диференціююче коло C3, R3 забезпечує подачу імпульсу запуску на одновібратор, побудований на операційному підсилювачі DA1.2.

Підсилює генерований одновібратором керуючий імпульс підсилювач потужності на транзисторах VT2 і VT3. Фільтрує коло C7, R17 знижує вплив імпульсного підсилювача на кола живлення (поглинає імпульсні завади).

Використання в якості виконавчого елемента оптронного тиристора V виключає, в даному випадку, застосування дорогого і нетехнологічного імпульсного трансформатора.

Оптронні тиристори в наш час дозволяють комутувати струм в сотні ампер. За необхідності в більш потужному силовому ключі використовують потужний тиристор, яким керує оптронний тиристор, як це показано на рисунку 13.42.

Тут кола R1, C1 і R3, C3 знижують швидкість зростання напруги до допустимого значення на тиристорах V і VS відповідно.

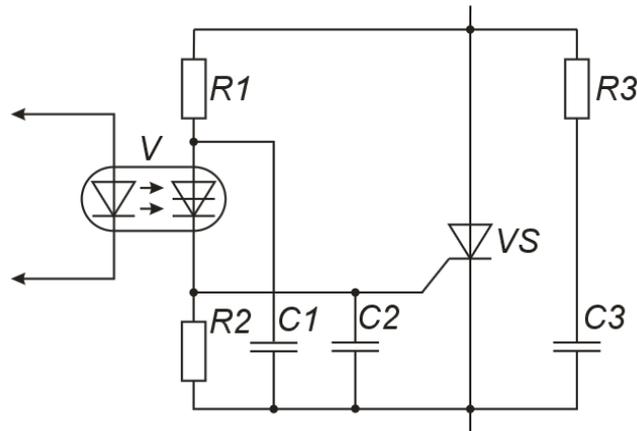


Рисунок 13.42 – Вмикання силового тиристора за допомогою малопотужного оптронного тиристора

Елементи R2 і C2 забезпечують завадостійкість кола керування тиристора VS, а резистор R1 обмежує його струм керування (розраховується за максимально допустимим значенням струму для амплітудного значення напруги мережі).

Живиться СІФК від двополярного джерела напруги E1, E2, до якого підключаються через фільтруючі конденсатори – електролітичні C8, C9 і керамічні C5, C6 (останні забезпечують поглинання високочастотних завад у колах живлення).

13.9 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 зображена на рисунку 13.43.

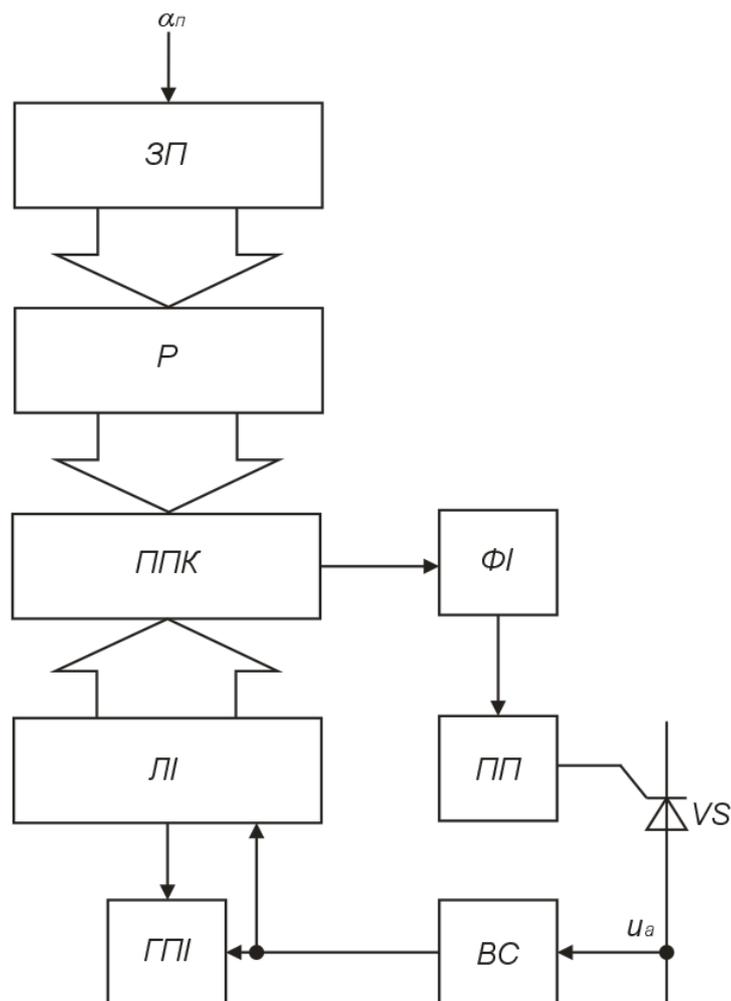


Рисунок 13.43 – Структурна схема СІФК з цифровим керуванням

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; *VS* – тиристор.

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_n) з виходу $ЛІ$ подається на цифровий пристрій порівняння кодів $ППК$, куди також подається і код з виходу регістра P . Після досягнення кодом лічильника значення коду, що зберігається в регістрі P , $ППК$ виробляє сигнал, який використовується для запуску формувача імпульсів $ФІ$. Вихідний імпульс $ФІ$ після підсилення в $ПП$ подається на керуючий електрод тиристора VS .

Після закінчення додатної півхвилі u_a BC вимикає генератор $ГПІ$ 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 P і $ЛІ$, а також частоти $ГПІ$.

Не дивлячись на більші апаратні витрати (більшу кількість корпусів ІМС середнього ступеня інтеграції), цифрові СІФК порівняно з аналоговими забезпечують:

- 1) більшу точність роботи;
- 2) високу завадостійкість;
- 3) абсолютну ідентичність каналів багатоканальних СІФК;
- 4) ідеальне узгодження з цифровими керуючими пристроями.

ПРИКЛАДИ ДО РОЗДІЛУ

Задача 13.1. Визначити струм діода двонапівперіодного випрямляча з нульовим виводом, якщо потужність та напруга навантаження $P_H = 1000$ Вт, $U_H = 100$ В.

Розв'язок: Для схеми двонапівперіодного випрямляча з нульовим виводом струм, який проходить через кожний діод дорівнює $I_a = 0,5I_d$. За даними навантаження визначаємо значення випрямленого струму:

$$I_d = I_H = P_H / U_H = 10 \text{ А.}$$

Отже, струм, який проходить через кожний діод дорівнює $I_a = 5$ А.

Задача 13.2. Визначити зворотну максимальну напругу, що прикладається до діода в схемі трифазного мостового випрямляча, якщо напруга на навантаженні $U_H = 160$ В.

Розв'язок: Для трифазного мостового випрямляча зворотна максимальна напруга, яка може бути прикладена до діода дорівнює:

$$U_{ЗВ.МАХ} = 1,045 \cdot U_d = 1,045 \cdot 160 = 167,2 \text{ В.}$$

Задача 13.3. Розрахувати ємність LC - фільтра, якщо відомо коефіцієнт пульсацій на вході випрямляча $K_{П\text{ ВХ}} = 0,057$, частоту струму джерела живлення $f = 50$ Гц; індуктивність фільтра $L_\Phi = 75$ мГн; коефіцієнт пульсацій на навантаженні $K_{П\text{ ВИХ}} = 0,002$. Випрямляч зібрано за трифазною мостовою схемою.

Розв'язок:

Обчислюємо коефіцієнт згладжування фільтра:

$$q = \frac{K_{П.ВХ}}{K_{П.ВИХ}} = \frac{0,057}{0,002} = 28,5.$$

Ємність фільтра C_Φ визначаємо з рівняння:

$$q = (4\pi f)^2 L_\Phi C_\Phi - 1.$$

Звідки,

$$C_\Phi = \frac{q+1}{(4\pi f)^2 L_\Phi} = \frac{28,5+1}{(4 \cdot 3,14 \cdot 50)^2 \cdot 0,075} = 1000 \text{ мкФ}.$$

Вибираємо два конденсатори ємністю 500 мкФ кожний, увімкнені паралельно.

Задача 13.4. На виході однофазного мостового випрямляча встановлено L - фільтр, який забезпечує коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги $K_{П\text{ ВИХ}} = 0,01$. Потужність споживача $P_H = 900$ Вт, а напруга на навантаженні $U_H = 36$ В. Визначити індуктивність фільтра.

Розв'язок: Визначаємо опір навантаження:

$$R_H = \frac{U_H^2}{P_H} = 1,44 \text{ Ом.}$$

Коефіцієнт згладжування фільтра дорівнює:

$$q = \frac{K_{П.ВХ}}{K_{П.ВИХ}} = 67,$$

де $K_{П\text{ ВХ}} = 0,67$ – коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги на виході однофазного мостового випрямляча.

Індуктивність фільтра визначаємо за виразом:

$$L_{\phi} = \frac{qR_H}{2\pi f} = \frac{67,1,44}{2 \cdot 3,14 \cdot 50} \approx 0,3 \text{ Гн.}$$

Задача 13.5. Визначити ємність C - фільтра для забезпечення коефіцієнта пульсацій на навантаженні $K_{\text{П ВИХ}} = 0,1$. Потужність та напруга навантаження $P_H = 2,4 \text{ Вт}$; $U_H = 16 \text{ В}$.

Розв'язок: Визначаємо опір навантаження:

$$R_H = \frac{U_H^2}{P_H} = \frac{16^2}{2,4} = 106,7 \text{ Ом.}$$

Ємність C - фільтра визначаємо за виразом:

$$C_{\phi} = \frac{1}{2\pi f R_H K_{\text{П.ВИХ}}} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot 106,7 \cdot 0,1} \approx 298,5 \text{ мкФ.}$$

Задача 13.6. На виході однофазного мостового випрямляча встановлено RC - фільтр. Визначити ємність цього фільтра, якщо на навантаженні необхідно забезпечити коефіцієнт пульсацій $K_{\text{П ВИХ}} = 0,2$, а опір навантаження $R_H = 36 \text{ Ом}$.

Розв'язок: Опір RC - фільтра вибираємо за умовою:

$$\frac{R_H}{R_H + R_{\phi}} = (0,5 \div 0,9) = 0,8. \text{ Звідки } R_{\phi} = 0,25R_H = 9 \text{ Ом.}$$

Визначаємо ємність фільтра з рівняння:

$$q = (0,5 \div 0,9)2\pi f R_{\phi} C_{\phi},$$

де $q = \frac{K_{\text{П.ВХ}}}{K_{\text{П.ВИХ}}} = \frac{0,67}{0,2} = 3,35$ – коефіцієнт згладжування фільтра;

$K_{\text{П ВХ}} = 0,67$ – коефіцієнт пульсацій на виході однофазного мостового випрямляча.

Отже, ємність фільтра дорівнює:

$$C_{\phi} = \frac{q}{1,6\pi f R_{\phi}} = \frac{3,35}{0,8 \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot 9} = 1475 \text{ мкФ.}$$

Задача 13.7. Вибрати стабілітрон для параметричного стабілізатора напруги, якщо навантаження має такі параметри: $P_H = 75 \text{ мВт}$; $U_H = 6,8 \text{ В}$.

Розв'язок: Оскільки стабілітрон вибирається за напругою навантаження, то $U_{\text{СТ.Н}} = U_H = 6,8 \text{ В}$. Такій умові задовольняє стабілітрон типу КС168А.

Задача 13.8. Визначити опір баластного резистора R_B в схемі параметричного стабілізатора, якщо потужність навантаження $P_H = 50$ мВт; напруга $U_H = 5,6$ В; напруга на вході стабілізатора $U = 7,5$ В.

Розв'язок: Вибираємо стабілітрон за умовою $U_{CT.H} = U_H$. Цій умові задовольняє стабілітрон КС156А. Паспортні дані стабілітрона:

$$U_{CT.H} = 5,6 \text{ В}; I_{CT.MIN} = 3 \text{ мА}; I_{CT.MAKC} = 30 \text{ мА}.$$

Визначаємо номінальне значення струму стабілізації стабілітрона:

$$I_{CT.H} = \frac{I_{CT.MIN} + I_{CT.MAKC}}{2} = 16,5 \text{ мА};$$

Обчислюємо номінальне значення струму навантаження:

$$I_H = \frac{P_H}{U_H} = 8,93 \text{ мА}.$$

Тоді опір баластного резистора дорівнює:

$$R_B = \frac{U - U_{CT.H}}{I_H + I_{CT.H}} = 74,7 \text{ Ом}.$$

Вибираємо резистор 75 Ом.

Задача 13.9. Перевірити умови стабілізації параметричного стабілізатора, якщо коливання вхідної напруги становлять $\pm 10\%$ U . Стабілізатор виконано на базі стабілітрона КС156А, опір баластного резистора $R_B = 75$ Ом, потужність та напруга навантаження $P_H = 50$ мВт, $U_H = 5,6$ В, номінальне значення вхідної напруги стабілізатора $U = 7,5$ В.

Розв'язок: З рівняння електричної рівноваги такого стабілізатора:

$$U = U_H + R_B(I_H + I_{CT})$$

виражаємо струм стабілітрона:

$$I_{CT} = \frac{U - U_H(R_B / R_H + 1)}{R_B},$$

де $R_H = U_H^2 / P_H = 627,2$ Ом – опір навантаження.

На підставі цього виразу знаходимо мінімальне значення струму через стабілітрон, яке відповідає понижень на 10% вхідній напрузі:

$$(U_{\text{МІН}} = 0,9U = 6,75 \text{ В}): I_{\text{СТ}}(0,9U) \approx 7 \text{ мА.}$$

Визначаємо максимальне значення струму через стабілітрон, що відповідає підвищеній на 10% вхідній напрузі ($U_{\text{МІН}} = 0,9U = 6,75 \text{ В}$) за тим же виразом: $I_{\text{СТ}}(1,1U) \approx 27 \text{ мА}$.

Перевіряємо, чи забезпечує умови стабілізації цей стабілізатор шляхом порівняння мінімального $I_{\text{СТ МІН}} = 3 \text{ мА}$ та максимального $I_{\text{СТ МАКС}} = 30 \text{ мА}$ значень струмів стабілітрона з струмами, визначеними для пониженої $I_{\text{СТ}}(0,9U) \approx 7 \text{ мА}$ та підвищеної $I_{\text{СТ}}(1,1U) \approx 27 \text{ мА}$ вхідної напруги стабілізатора на 10%:

$$I_{\text{СТ МІН}} < I_{\text{СТ}}(0,9U), I_{\text{СТ МАКС}} > I_{\text{СТ}}(1,1U).$$

Отже, цей стабілізатор забезпечує умови стабілізації для коливань вхідної напруги $\pm 10\%U$, тому що струм через стабілітрон не виходить за межі граничних значень струму стабілітрона.

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ ДО РОЗДІЛУ

1. Поясніть, що таке випрямляч. Для чого призначені випрямлячі?
2. Наведіть структурну схему випрямляча і поясніть призначення його функціональних вузлів.
3. Назвіть ознаки, за якими класифікують випрямлячі.
4. 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 постійного струму. Для чого призначені і в яких випадках застосовуються стабілізатори?
18. Наведіть схему, поясніть принцип дії і порядок розрахунку параметричного стабілізатора.
19. Назвіть види компенсаційних стабілізаторів напруги. Поясніть специфіку їх роботи.
20. Наведіть схему компенсаційного стабілізатора, поясніть призначення елементів і принцип дії.
21. Вкажіть методи регулювання напруги постійного струму, поясніть їх особливості.
22. Поясніть специфіку побудови і роботи імпульсних регуляторів напруги постійного струму, а також їх переваги перед регуляторами безперервної дії.
23. Наведіть схему імпульсного регулятора напруги постійного струму, поясніть принцип її дії.
24. Поясніть, на чому ґрунтується принцип дії тиристорних керованих випрямлячів?
25. Поясніть роботу керованого однофазного двонапівперіодного тиристорного випрямляча з нульовим виводом.
26. Наведіть регульовальну характеристику тиристорного керованого випрямляча і поясніть характер її залежності при лінійних змінах кута керування.
27. Поясніть, що таке система імпульсно-фазного керування (СІФК)? Для чого застосовують такі системи? Назвіть види СІФК.
28. Наведіть структурну схему і поясніть принцип роботи СІФК з горизонтальним керуванням.
29. Поясніть, у чому полягає принцип дії СІФК з вертикальним керуванням. Наведіть структурну схему такої СІФК і поясніть призначення її вузлів.
30. На основі яких типових електронних пристроїв може бути побудована СІФК з вертикальним керуванням?
31. Поясніть специфіку побудови і принцип дії СІФК з цифровим керуванням.
32. Вкажіть переваги цифрової СІФК перед СІФК аналогової дії.

ЗАДАЧІ НА САМОСТІЙНЕ ОПРАЦЮВАННЯ

- 13.1с. Визначити струм діода однофазного двонапівперіодного випрямляча з нульовим виводом, якщо напруга і потужність навантаження $U_H = 200$ В; $P_H = 800$ Вт.
- 13.2с. Визначити зворотну максимальну напругу, що прикладається до діода в схемі однофазного мостового випрямляча, якщо напруга на навантаженні $U_H = 160$ В.
- 13.3с. Виберіть діод для реалізації однофазного мостового випрямляча з випрямленою напругою $U_{H\text{ СЕР}} = 16$ В, опором навантаження $R_H = 2$ Ом.
- 13.4с. Визначити напругу на вході однофазного мостового випрямляча, що працює на навантаження з параметрами $P_H = 40$ Вт; $I_H = 2$ А.
- 13.5с. Визначити амплітуду основної змінної складової напруги випрямляча, якщо напруга на навантаженні $U_H = 36$ В, коефіцієнт пульсації випрямляча $K_{\Pi} = 0,67$.
- 13.6с. Для згладжування пульсацій випрямленої напруги однофазного мостового випрямляча, на який подається змінна напруга частотою $f = 50$ Гц, використовується ємнісний фільтр. Визначити ємність конденсатора цього фільтра для забезпечення коефіцієнта пульсацій $K_{\Pi\text{ ВИХ}} = 0,1$, якщо опір навантажувального резистора $R_H = 250$ Ом.
- 13.7с. Визначити ємність С- фільтра для забезпечення коефіцієнта пульсацій на навантаженні $K_{\Pi\text{ ВИХ}} = 0,12$. Напруга і потужність навантаження $U_H = 120$ В; $P_H = 12$ Вт.
- 13.8с. На виході однофазного мостового випрямляча встановлено L- фільтр, який забезпечує коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги $K_{\Pi\text{ ВИХ}} = 0,05$. Потужність споживача $P_H = 500$ Вт, а напруга на навантаженні $U_H = 24$ В. Визначити індуктивність фільтра.
- 13.9с. На виході трифазного мостового випрямляча, навантаженого опором $R_H = 24$ Ом увімкнено L- фільтр з індуктивністю $L_{\Phi} = 68$ мГн. Визначити коефіцієнт згладжування фільтра. На вхід випрямляча подається змінна напруга частотою $f = 100$ Гц.
- 13.10с. Вибрати стабілітрон для параметричного стабілізатора напруги, від якого живиться споживач постійного струму потужністю $P_H = 1,5$ Вт, напругою $U_H = 22$ В.
- 13.11с. Для стабілізації напруги споживача постійного струму потужністю $P_H = 800$ мВт, напругою $U_H = 11$ В використовується параметричний стабілізатор із стабілітроном Д814Г. Визначити опір баластного резистора, якщо напруга на вході стабілізатора $U = 14$ В.

- 13.12с. Визначити струм навантаження в схемі параметричного стабілізатора напруги з параметрами $U_{\text{СТ.Н}} = 10 \text{ В}$; $I_{\text{СТ.Н}} = 22 \text{ мА}$, якщо вхідний струм стабілізатора дорівнює $I = 124 \text{ мА}$.
- 13.13с. Визначити струм стабілітрона в колі параметричного стабілізатора напруги з $U_{\text{СТ.Н}} = 24 \text{ В}$, якщо вхідний струм $I = 15,4 \text{ мА}$, опір навантаження $R_{\text{Н}} = 10 \text{ кОм}$.
- 13.14с. Для схеми параметричного стабілізатора напруги визначити:
- 1) опір баластного резистора $R_{\text{Б}}$, якщо потужність навантаження $P_{\text{Н}} = 50 \text{ мВт}$; напруга $U_{\text{Н}} = 5,6 \text{ В}$; напруга на вході стабілізатора $U = 7,5 \text{ В}$. Паспортні дані стабілітрона: $U_{\text{СТ.Н}} = 5,6 \text{ В}$; $I_{\text{СТ.МІН}} = 3 \text{ мА}$; $I_{\text{СТ.МАКС}} = 30 \text{ мА}$;
 - 2) напруга на вході параметричного стабілізатора напруги з параметрами $U_{\text{СТ.Н}} = 9 \text{ В}$; $I_{\text{СТ.Н}} = 18,5 \text{ мА}$, якщо опір баластного резистора і навантаження відповідно $R_{\text{Б}} = 230 \text{ Ом}$ і $R_{\text{Н}} = 1,2 \text{ кОм}$.
- 13.15с. Визначити зворотну максимальну напругу, що прикладається до діода в схемі трифазного мостового випрямляча, якщо напруга на навантаженні $U_{\text{д}} = 180 \text{ В}$.
- 13.16с. Виберіть діод для реалізації трифазного випрямляча з нульовим виводом з випрямленою напругою $U_{\text{д}} = 80 \text{ В}$, опором навантаження $R_{\text{Н}} = 4 \text{ Ом}$.
- 13.17с. Для схеми трифазного мостового випрямляча визначити параметри випрямленої напруги: середнє значення випрямленої напруги $U_{\text{д}}$, середнє значення випрямленого струму $I_{\text{д}}$, коефіцієнт пульсацій q і максимальну зворотну напругу на випрямному діоді $U_{\text{ЗВ МАКС}}$ при заданих значеннях напруги на вторинній обмотці трансформатора $U_{2\text{Ф}} = 150 \text{ В}$ і опору навантаження $R_{\text{Н}} = 0,5 \text{ кОм}$.
- 13.18с. Для схеми трифазного випрямляча з нульовим виводом визначити параметри випрямленої напруги: середнє значення випрямленої напруги $U_{\text{д}}$, середнє значення випрямленого струму $I_{\text{д}}$, коефіцієнт пульсацій q і максимальну зворотну напругу на випрямному діоді $U_{\text{ЗВ МАКС}}$ при заданих значеннях напруги на вторинній обмотці трансформатора $U_{2\text{Ф}} = 200 \text{ В}$ і опору навантаження $R_{\text{Н}} = 1,0 \text{ кОм}$.
- 13.19с. Для однофазного однонапівперіодного керованого випрямляча побудувати графіки зміни в часі (часові діаграми) струму керування $I_{\text{КЕР}}$, напруги на тиристорі U_{VS} і навантаженні U_{R} при заданих значеннях напруги мережі $U_{\text{МЕР}} = 200 \text{ В}$ і кута керування тиристором $\alpha = 105 \text{ град}$.
- 13.20с. Поясніть за допомогою часових діаграм принцип регулювання величини напруги постійного струму наступними методами:

- широтно-імпульсним;
- частотно-імпульсним;
- комбінованим.

14 ІНВЕРТОРИ ТА КОНВЕРТОРИ

14.1 Автономні інвертори

14.1.1 Призначення та 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:

- 1) у системах електропостачання споживачів змінного струму, коли єдиним джерелом живлення є джерело напруги постійного струму (наприклад, акумуляторна або сонячна батареї);
- 2) у системах гарантованого електропостачання при зникненні напруги мережі живлення (наприклад, для особистих потреб електростанцій – для живлення пристроїв контролю, вимірювання, захисту, ЕОМ);
- 3) для живлення технологічного устаткування, частота напруги якого відрізняється від промислової частоти 50 Гц;
- 4) для частотного регулювання швидкості асинхронних двигунів;
- 5) для живлення споживачів змінного струму від ліній електропостачання постійного струму;
- 6) для перетворення постійної напруги одного рівня у постійну напругу іншого рівня (конвертування напруг).

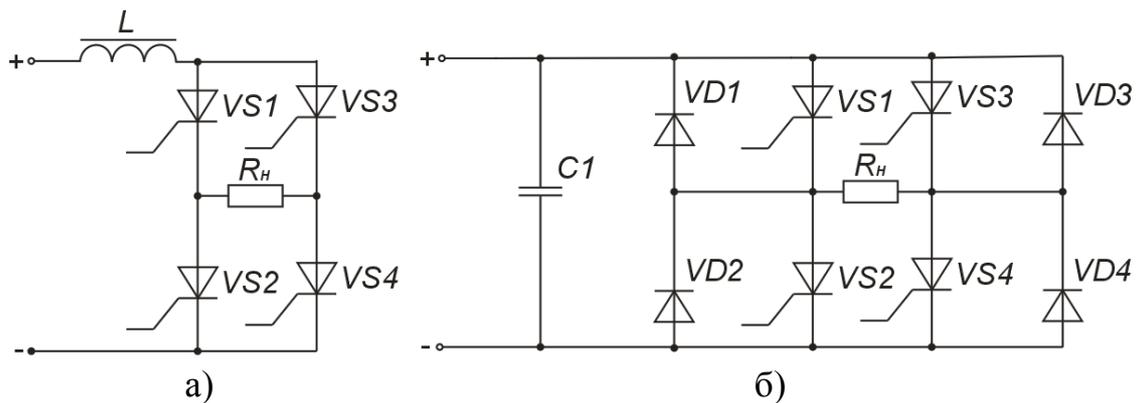
Комутаційними елементами в інверторах є тиристори або силові транзистори.

Залежно від специфіки електромагнітних процесів розрізняють інвертори струму та інвертори напруги. На рисунку 14.1 зображені приклади їх схем.

В інверторах струму силове коло схеми підключається 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 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.



а – інвертор струму; б – інвертор напруги

Рисунок 14.1 – Автономні інвертори

При роботі інвертора схема керування по черговому вмикає пари тиристорів VS1, VS4 або VS2, VS3, 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 (VD1 – VD4 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.

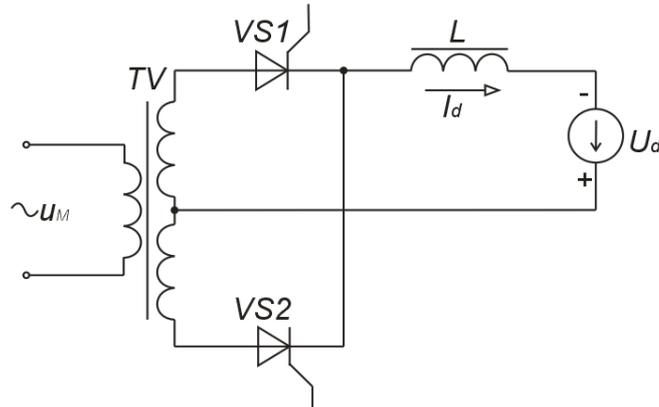


Рисунок 14.2 – Однофазний інвертор, ведений мережею

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

$$\pi/2 < \alpha < \pi.$$

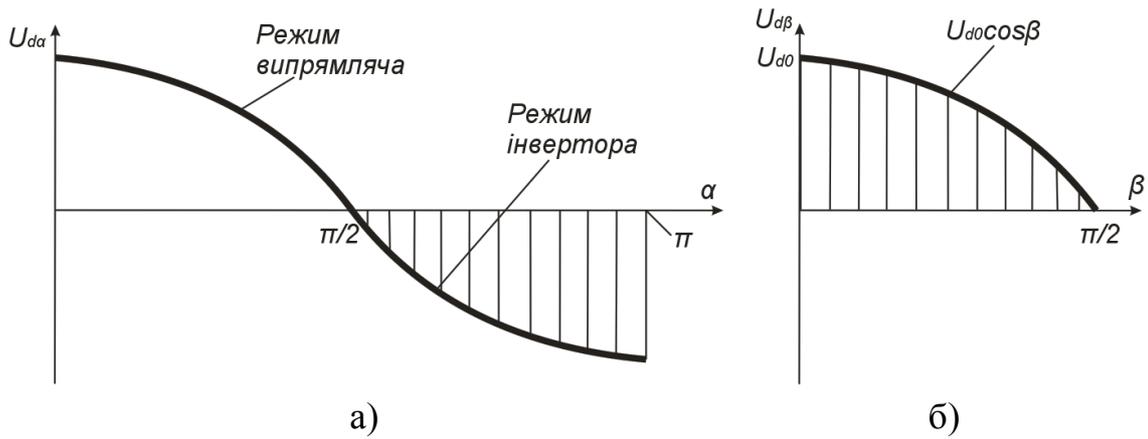
На рисунку 14.3 зображені залежності напруги U_d від кута керування α та кута випередження: $\beta = \pi - \alpha$.

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:

- 1) для плавного регулювання швидкості обертання двигунів (режим випрямляча);
- 2) для регульованого гальмування двигунів (режим інвертора).



а – для режиму керованого випрямляча; б – для режиму інвертора

Рисунок 14.3 – Регульовальні характеристики інвертора, веденого мережею

На рисунку 14.4 зображена схема реверсивного перетворювача напруги, призначеного для регулювання швидкості обертання і реверсу (змін напрямку обертання) двигуна постійного струму.

Коли ліва частина (1) схеми працює у режимі керованого випрямляча, а права (2) у режимі інвертора, веденого мережею, двигун обертається в одному напрямку і можливе регулювання швидкості його обертання і прискорене його гальмування

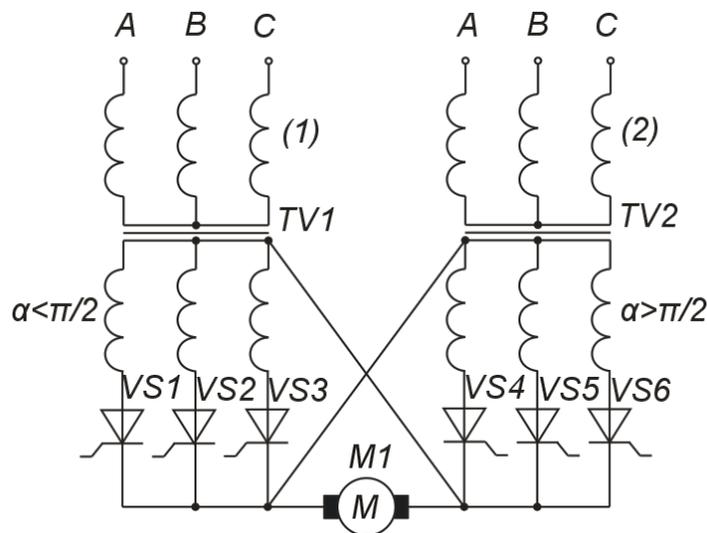


Рисунок 14.4 – Реверсивний перетворювач напруги

Коли ліва частина (1) працює у режимі інвертора, а права (2) у режимі керованого випрямляча, напрямок обертання двигуна протиле-

жний і також можливе регулювання швидкості обертання і прискорене гальмування.

Реверсивний перетворювач працює таким чином, що схема керування надсилає керуючі сигнали, наприклад, у частину (2), лише після припинення їх подачі у частину (1). Кут керування α задається так, щоб виконувати умову $U_{d\beta} = U_{d0}$.

При використанні такого пристрою, енергія двигуна в режимі гальмування не гаситься, як зазвичай, у спеціальних потужних резисторах, а віддається у мережу живлення – рекуперується.

Отже, коли пристрій працює в режимі інвертора, джерелом енергії є двигун, а споживачем (навантаженням) – мережа змінного струму.

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 й 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 14.5, 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 .

Принцип роботи базується на ключовому режимі роботи транзистора або тиристора, внаслідок чого періодично переривається подання напруги на навантаження. Середнє значення напруги навантаження (рисунок 14.5, б) визначається за виразом:

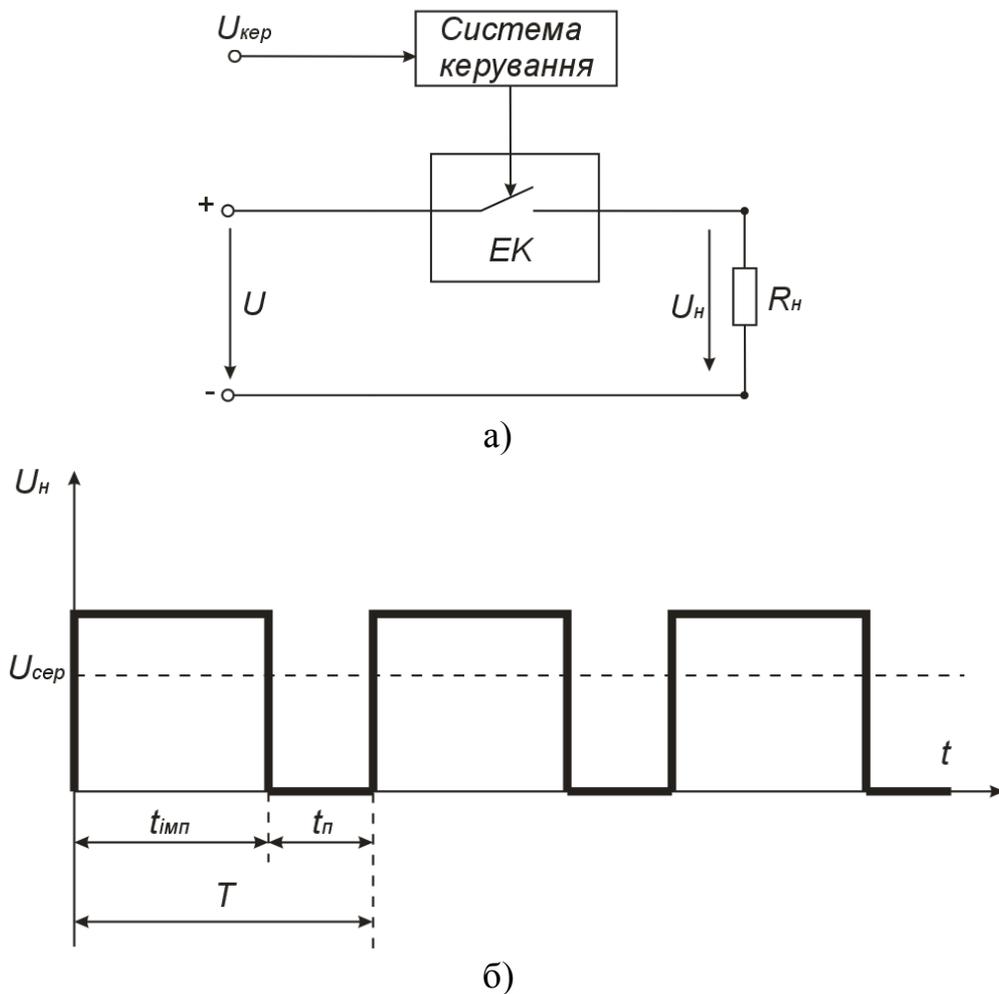
$$U_{\text{СЕР}} = \delta U, \quad (14.2)$$

де U – напруга джерела живлення;

$\delta = t_{\text{имп}}/T$ – коефіцієнт заповнення імпульсів.

Таким чином, напругу на навантаженні можна регулювати від 0 до U .

Якщо потужність навантаження не перевершує 100 кВт, то використовують однотактні 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 згладжуючий фільтр типу LC. На рисунку 14.6 зображено схему однотактного імпульсного перетворювача напруги з тиристорним ключем і згладжуючим фільтром.



$t_{\text{имп}}$ – тривалість імпульсу; $t_{\text{п}}$ – тривалість паузи;
 $T = (t_{\text{имп}} + t_{\text{п}})$ – період імпульсів

Рисунок 14.5 – Принцип регулювання напруги навантаження

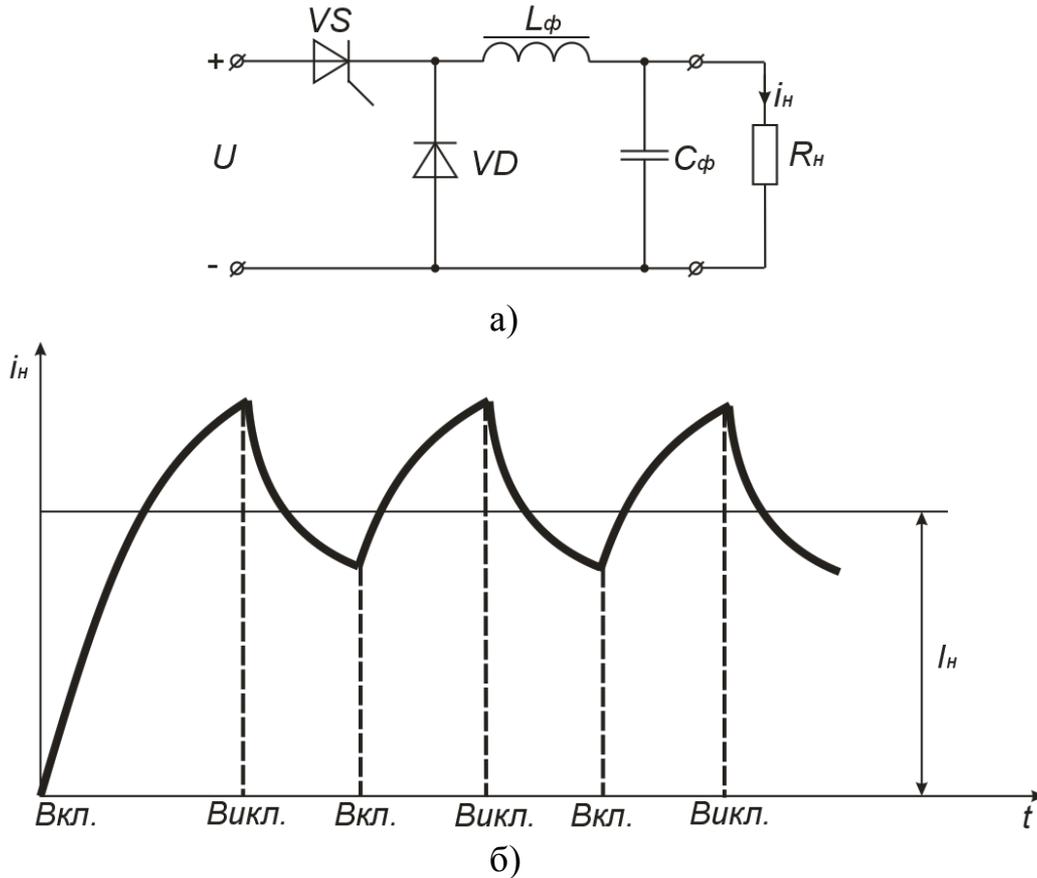
Робоча частота перетворювача $f_{\text{РОБ}}$ визначається за формулою:

$$f_{\text{РОБ}} = \frac{1}{T} \leq \frac{1}{3\Delta(t_{\text{ВМ}} + t_{\text{ВИМ}})}, \quad (14.3)$$

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.



а – схема; б – часова залежність струму навантаження

Рисунок 14.6 – Однотактний імпульсний конвертор

ПРИКЛАДИ ДО РОЗДІЛУ

Задача 14.1. Для тиристорного електронного ключа вибрати тиристор та комутуючий конденсатор, якщо напруга джерела живлення $U = 90$ В, потужність та напруга навантаження $P_{\text{Н}} = 1000$ Вт, $U_{\text{Н}} = 80$ В.

Розв'язок: Визначаємо струм навантаження:

$$I_H = \frac{P_H}{U_H} = 12,5 \text{ А.}$$

За значенням напруги живлення та струму навантаження вибираємо тиристор, який би забезпечував умовам $I_{\text{МАХ ДОП}} > I_H$; $U_{\text{МАХ ЗВ}} > U$. Відповідно з паспортними даними (див. додатки), таким умовам задовольняє тиристор Т112-16. Паспортні дані тиристора: $I_{\text{МАХ ДОП}} = 16 \text{ А}$; $U_{\text{МАХ ЗВ}} = 100 \text{ В}$; $t_{\text{ВМ}} = 2 \text{ мкс}$; $t_{\text{ВИМ}} = 100 \text{ мкс}$.

Для забезпечення надійної комутації час вимикання ключа приймають більшим від часу вимикання тиристора на величину $\Delta t = (20 - 40) \text{ мкс}$. Приймаємо $\Delta t = 25 \text{ мкс}$.

Тоді $t_{\text{ВИМ КЛ}} = t_{\text{ВИМ}} + \Delta t = 100 + 25 = 125 \text{ мкс}$.

Обчислюємо ємність комутуючого конденсатора:

$$C = \frac{I_H t_{\text{ВИМ.КЛ}}}{U_H} = 19,5 \text{ мкФ.}$$

Вибираємо конденсатор ємністю 20 мкФ.

Задача 14.2. Визначити середнє значення напруги навантаження, якщо напруга джерела живлення конвертора $U = 36 \text{ В}$, а коефіцієнт заповнення імпульсів $\delta = 0,4$.

Розв'язок: Середнє значення напруги навантаження визначаємо за виразом:

$$U_{\text{СЕР.}} = \delta U = 14,4 \text{ В.}$$

Задача 14.3. Визначити робочу частоту конвертора, якщо глибина регулювання напруги навантаження $\Delta = 2,5$. В перетворювачі застосовується транзисторний ключ на базі біполярного транзистора КТ807А.

Розв'язок: Робоча частота конвертора:

$$f_{\text{РОБ.}} \leq \frac{1}{3\Delta(t_{\text{ВМ.}} + t_{\text{ВИМ.}})},$$

де $t_{\text{ВМ.}}$, $t_{\text{ВИМ.}}$ – час вмикання та час вимикання транзисторного ключа, які приймають однаковими та визначають за виразом:

$$t_{\text{ВМ}} = t_{\text{ВИМ}} = \frac{1}{4 f_{\text{ГР}}} = 0,05 \text{ мкс,}$$

де $f_{\text{ГР}}$ – гранична частота транзистора (для КТ807А $f_{\text{ГР}} = 5 \text{ МГц}$).

Тоді робоча частота конвертора $f_{\text{РОБ}} \leq 1,33 \text{ МГц}$. Вибираємо $f_{\text{РОБ}} = 1,3 \text{ МГц}$.

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ ДО РОЗДІЛУ

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 призначення і роботу реверсивного перетворювача напруги.
5. Поясніть особливості перетворення постійної напруги в постійну.
6. Вкажіть методи регулювання напруги постійного струму, поясніть їх особливості.
7. Поясніть принцип роботи імпульсного конвертора.
8. Поясніть, в чому перевага імпульсних конверторів?
9. Вкажіть, чим визначається робоча частота конвертора?

ЗАДАЧІ НА САМОСТІЙНЕ ОПРАЦЮВАННЯ

- 14.1с. Для тиристорного електронного ключа вибрати тиристор та комутуючий конденсатор, якщо напруга джерела живлення $U = 120$ В, потужність та напруга навантаження $P_H = 2000$ Вт, $U_H = 110$ В.
- 14.2с. Визначити середнє значення напруги навантаження, якщо напруга джерела живлення конвертора $U = 24$ В, а коефіцієнт заповнення імпульсів $\delta = 0,6$.
- 14.3с. Визначити робочу частоту конвертора, якщо глибина регулювання напруги навантаження $\Delta = 2$. В перетворювачі застосовується транзисторний ключ на базі транзистора КТ815А.
- 14.4с. Імпульсний перетворювач характеризується коефіцієнтом заповнення імпульсів $\delta = 0,6$. Визначити середнє значення напруги навантаження, якщо напруга джерела живлення перетворювача $U = 120$ В.
- 14.5с. Імпульсний перетворювач на базі транзисторного ключа КТ840А забезпечує глибину регулювання напруги навантаження $\Delta = 3,0$. Визначити період сигналу перетворювача.
- 14.6с. Для роботи конвертора на транзисторі КТ807А необхідно забезпечити робочу частоту $f_{\text{роб}} = 2$ МГц. Визначити, якою буде глибина регулювання напруги на навантаженні.

15 ПРИКЛАДИ РОЗРАХУНКІВ ЕЛЕКТРОННИХ ПРИБОРІВ

15.1 РОЗРАХУНОК ПІДСИЛЮВАЛЬНОГО КАСКАДУ НА БІПОЛЯРНОМУ ТРАНЗИСТОРІ

Мета розрахунку: Придбання практичних навиків розрахунку підсилювальних каскадів попереднього підсилення низькочастотних сигналів на біполярних транзисторах.

15.1.1 Визначити

- 1 Привести схему підсилювального каскаду, увімкненого за схемою із спільним емітером і пояснити призначення елементів каскаду.
- 2 Привести вхідні і вихідні вольт-амперні характеристики біполярного транзистора.
- 3 На сімействі вихідних характеристик побудувати лінію максимально допустимої потужності.
- 4 Визначити значення резистора R_K .
- 5 Визначити значення опору резистора R_E .
- 6 Визначити величини ємностей конденсаторів C_{P1} , C_{P2} , C_E .
- 7 Побудувати лінію навантаження за постійним струмом.
- 8 Визначити параметри режиму спокою (I_{BC} , U_{BEC} , I_{KC} , U_{KEC}).
- 9 Визначити величини опорів резисторів R_{B1} і R_{B2} .
- 10 Побудувати лінію навантаження за змінним струмом.
- 11 Побудувати графіки зміни в часі струмів і напруги підсилювача при синусоїдальному вхідному сигналі.
- 12 Визначити коефіцієнти підсилення каскаду за напругою K_U , струмом K_I і потужністю K_P без урахування вхідного струму, що протікає через опори R_{B1} і R_{B2} діляника напруги і урахування падіння напруги на опорі джерела сигналу R_G .
- 13 Визначити коефіцієнти підсилення каскаду за напругою K_{UK} , струмом K_{IK} і потужністю K_{PK} з урахуванням вхідного струму, що протікає через опори R_{B1} і R_{B2} і падіння напруги на опорі джерела сигналу R_G .
- 14 Визначити коефіцієнт підсилення за напругою K_{U33} при введенні від'ємного зворотного зв'язку (ВЗЗ) за струмом.
- 15 Визначити вхідний опір підсилювача R_{BX33} при введенні ВЗЗ.

15.1.2 Загальні відомості і рекомендації

Основними елементами схеми (рисунок 15.1) 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 в колі бази керованого колекторного струму утворюється підсилена змінна напруга на виході схеми. Решта елементів виконує допоміжну роль. Конденсатори C_{P1} , C_{P2} є розділяючими. Конденсатор C_{P1} виключає шунтування вхідного кола каскаду колом джерела вхідного сигналу за постійним струмом. Функція конденсатора C_{P2} зводиться до пропускання у коло навантаження змінної складової напруги і затримання постійної складової. Резистори R_{B1} , R_{B2} використовуються для задання режиму спокою каскаду. Оскільки біполярний транзистор керується струмом, то струм спокою (в даному випадку струм I_{KC}) утворюється завданням відповідної величини струму бази спокою I_{BC} . Резистор R_{B1} призначений для утворення кола протікання струму I_{BC} . Спільно з R_{B2} резистор R_{B1} 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 утворюється напруга від'ємного зворотного зв'язку ВЗЗ за постійним струмом U_{RE} . Для усунення ВЗЗ за змінним струмом за наявності вхідного змінного сигналу резистор R_E шунтують конденсатором C_E , опір якого на частоті підсилювального сигналу повинен бути незначним.

Одним з основних етапів розрахунку підсилювального каскаду є вибір початкового режиму роботи транзистора і його стабілізація. У режимі спокою підсилювального каскаду, коли немає вхідного сигналу, потрібно вірно вибрати робочу точку транзистора, тобто значення струму спокою I_{KC} і напругу спокою U_{KES} . Стабілізація положення робочої точки є основною умовою забезпечення нормальної роботи каскаду і його високих якісних показників. Режим роботи транзистора вибирається за сімействами вхідних і вихідних характеристик. Він визначається призначенням каскаду, вимогою до його $KKД$, нелінійним спотворенням і т.д. Робоча точка вибирається з урахуванням того, щоб значення напруги і струмів транзистора не перевищували максимально допустимої напруги на колекторі $U_{KE\ MAX}$, струму колектора $I_{K\ MAX}$, а також потужності розсіювання на колекторі транзистора $P_{K\ MAX}$.

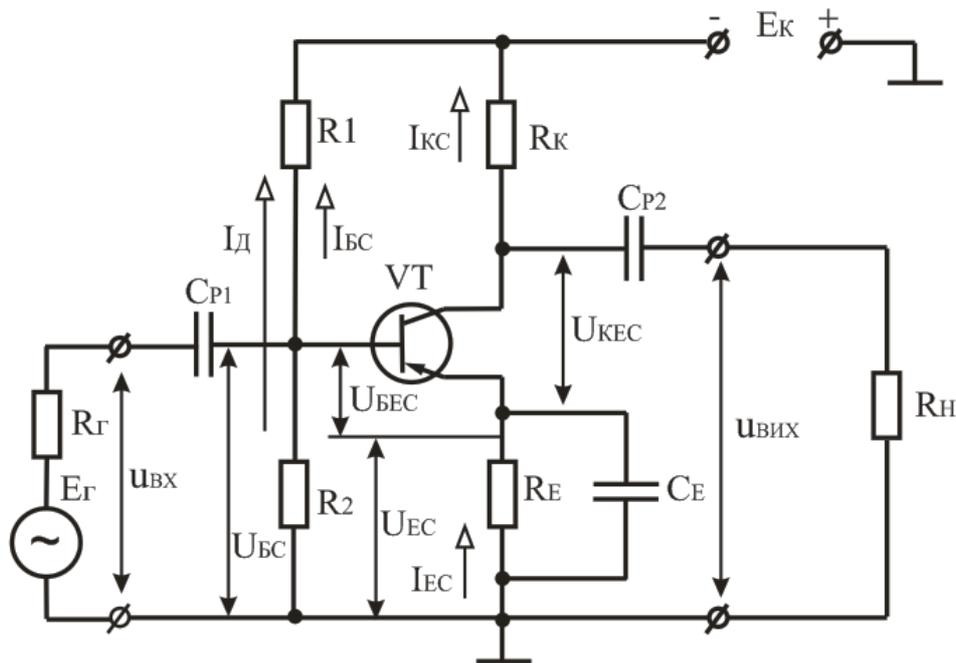


Рисунок 15.1 – Схема підсилювального каскаду на біполярному транзисторі, увімкненого за схемою із спільним емітером

У режимі підсилення класу *A* вибір робочої точки визначається величиною максимальної вихідної напруги каскаду.

У каскадах попереднього підсилення, де амплітуди сигналу невеликі, робочу точку можна вибирати так, щоб отримати необхідні величини параметрів транзистора. Після того, як робоча точка вибрана, потрібно забезпечити її параметри в реальній схемі за допомогою джерела живлення E_K , напруги зміщення і резисторів R_{B1} і R_{B2} , які забезпечують необхідний режим.

З методичної точки зору і з погляду отримання правильних результатів, розрахунок підсилювального каскаду слід проводити за допомогою аналітичних формул у поєднанні з графічними побудовами на вхідних і вихідних характеристиках транзистора. Розрахунок проводиться у декілька етапів:

1 – розрахунок підсилювального каскаду за постійним струмом;

2 – розрахунок підсилювального каскаду за змінним струмом.

14.1.3 Розрахунок підсилювального каскаду за постійним струмом

Вихідні дані для розрахунку підсилювального каскаду:

- напруга живлення – E_K ;
- опір резистора – R_K ;
- опір навантаження – R_H ;
- опір джерела вхідного сигналу – R_G ;
- тип транзистора.

1 Побудувати вхідні і вихідні вольт-амперні характеристики.

2 На сімействі вихідних характеристик будуюмо лінію максимально допустимої потужності, використовуючи рівняння:

$$I_{K \text{ МАКС}} = P_{K \text{ МАКС}} / U_{KE \text{ МАКС}}. \quad (5.1.1)$$

3 Визначаємо величину резистора R_K . Зазвичай величину резистора R_K знаходять з умови:

$$K_R \geq 1 + R_H / R_K, \quad (15.1.2)$$

де K_R – коефіцієнт, що враховує співвідношення опорів резисторів R_K і R_H ;

$K_R = (1,2 - 1,5)$ – для низькоомного навантаження ($R_H \leq 1$ кОм);

$K_R = (1,5 - 5,0)$ – для високоомного навантаження ($R_H > 1$ кОм).

4 Визначаємо значення опору резистора R_E з умови:

$$R_E = (0,1 \dots 0,5) R_K. \quad (15.1.3)$$

Чим більше значення R_E тим глибше від'ємний зворотний зв'язок за постійним струмом і, отже, термостабільність схеми буде краще.

5 Величини ємностей конденсаторів вибираємо з умов:

$$1/\omega C_{P1} \ll R_G, \quad 1/\omega C_{P2} \ll R_H, \quad 1/\omega C_E \ll R_E. \quad (15.1.4)$$

6 На вихідних характеристиках по двох точках будуюмо лінію навантаження за постійним струмом:

перша точка B : $I_K = 0$; $U_{KE} = E_K$;

друга точка A : $I_K = E_K / (R_K + R_E)$; $U_{KE} = 0$.

Для режиму класу A робочу точку необхідно вибрати так, щоб відхилення робочої точки не заходили в область відтинання або в область нелінійної частини вольт-амперної характеристики. Тому вибира-

емо положення робочої точки Π посередині прямої навантаження (рисунки 15.2). Для точки спокою Π визначаємо параметри режиму спокою: струм колектора спокою I_{KC} , напругу колектор-емітер спокою U_{KEC} і потужність розсіювання на колекторі транзистора P_{KC} :

$$P_{KC} = U_{KEC} \cdot I_{KC}. \quad (15.1.5)$$

За потужністю розсіювання на колекторі транзистора режим допустимий, якщо $P_{KC} < P_{K\text{ МАКС}}$.

7 По вихідній вольт-амперній характеристиці, що проходить через точку спокою Π , визначаємо струм бази спокою I_{BC} . Значення струму бази спокою можна визначити і за формулою:

$$I_{BC} = I_{KC} / \beta. \quad (15.1.6)$$

8 По вхідній вольт-амперній характеристиці визначаємо напругу база-емітер спокою U_{BEC} , яка відповідає струму бази спокою I_{BC} .

9 Визначаємо опори резисторів дільника напруги R_{B1} і R_{B2} , що забезпечують визначені параметри режиму спокою:

$$R_{B1} = (E_K - U_{BEC} - U_{EC}) / (I_{BC} + I_D) = (E_K - U_{BC}) / (I_{B\Pi} + I_D), \quad (15.1.7)$$

$$R_{B2} = (U_{BEC} + U_{EC}) / I_D = U_{B\Pi} / I_D, \quad (15.1.8)$$

де $I_D = (2 \dots 5) I_{BC}$ – струм дільника напруги;

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

15.1.4 Розрахунок підсилювального каскаду за змінним струмом

1 Будуємо лінію навантаження за змінним струмом. Для змінного струму резистор R_K виявляється увімкненим паралельно резистору навантаження R_H . Загальний опір в колекторному колі транзистора зменшується і дорівнює:

$$R_{H\sim} = R_K \parallel R_H = (R_K \cdot R_H) / (R_K + R_H). \quad (15.1.9)$$

Лінія навантаження за змінним струмом проходить через точку спокою Π . Другу точку Γ визначаємо на перетині лінії навантаження з віссю колекторного струму:

$$I_{K\sim} = U_{KEC} / R_{H\sim}; \quad (15.1.10)$$

$$U_{KE} = 0; I_K = I_{KC} + I_{K\sim}.$$

2 На вхідній вольт-амперній характеристиці в межах її лінійної ділянки відкладаємо розмах синусоїдальної напруги U_{BXm} відносно точки спокою.

За граничними змінами U_{BXm} на вхідній характеристиці визначаємо амплітудне значення вхідного струму транзистора I_{BXm} .

3 Визначаємо амплітудне значення колекторного струму транзистора:

$$I_{Km} = \beta \cdot I_{BXm}. \quad (15.1.11)$$

4 По вихідних вольт-амперних характеристиках і лінії навантаження за змінним струмом визначаємо амплітуду вихідної напруги:

$$U_{ВИХm} = U_{KEm}. \quad (15.1.12)$$

5 Будуємо графіки зміни в часі струмів і напруги підсилювача при синусоїдальній вхідній напрузі на базі транзистора (рисунок 15.2).

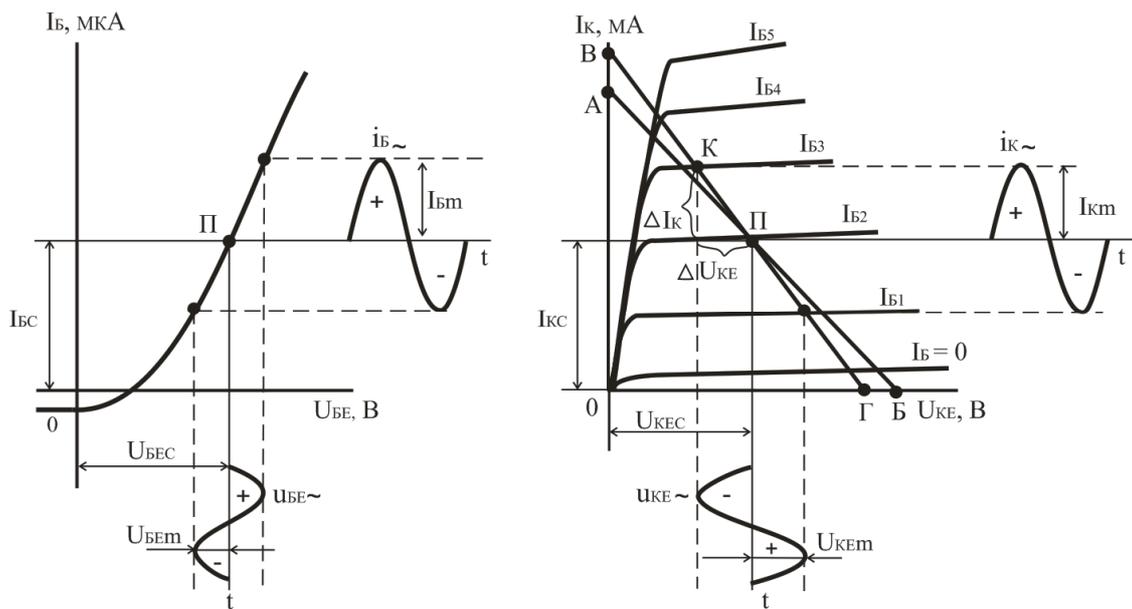


Рисунок 15.2

6 Визначаємо коефіцієнти підсилення каскаду за напругою K_U , струмом K_I і потужністю K_P без урахування вхідного струму, що протікає через опори R_{B1} і R_{B2} діляника напруги і урахування падіння напруги на опорі R_G джерела вхідного сигналу:

$$K_U = U_{ВИХm} / U_{BXm}; \quad K_I = I_{Hm} / I_{BXm}; \quad K_P = K_U \cdot K_I, \quad (15.1.13)$$

де $I_{Hm} = U_{ВИХm} / R_H$.

7 Визначаємо коефіцієнти підсилення каскаду за напругою K_{UK} , струмом K_{IK} і потужністю K_{PK} з урахуванням вхідного струму, що протікає через опори R_{B1} і R_{B2} і падіння напруги на опорі R_{Γ} джерела вхідного сигналу.

Вхідний струм каскаду:

$$I_{BKK} = E_{\Gamma} / (R_{\Gamma} + R_{BKK}), \quad (15.1.14)$$

де $R_{BKK} = R_{B1} \parallel R_{B2} \parallel R_{BKT}$ – вхідний опір каскаду;

$R_{BKT} = \Delta U_{BE} / \Delta I_B$ – вхідний опір транзистора;

ΔU_{BE} і ΔI_B – приріст напруги і струму на робочій ділянці вхідної вольт-амперної характеристики.

Якщо режим роботи транзистора не міняти, то

$$I_{BKKm} = I_{Bxm} + U_{Bxm} / (R_{B1} \parallel R_{B2}), \quad (15.1.15)$$

$$E_{\Gamma m} = U_{Bxm} + I_{BKKm} \cdot R_{\Gamma}; \quad (15.1.16)$$

$$K_{UK} = U_{Bxm} / E_{\Gamma m}; \quad K_{IK} = I_{Hm} / I_{BKKm}; \quad K_{PK} = K_{UK} \cdot K_{IK}. \quad (15.1.17)$$

8 Визначаємо вплив від'ємного зворотного зв'язку (ВЗЗ) на коефіцієнт підсилення і вхідний опір підсилювального каскаду.

Зворотний зв'язок вводять для того, щоб поліпшити показники підсилювача. Застосування ВЗЗ підвищує стабільність коефіцієнта підсилення, тобто коефіцієнт підсилення стає менш чутливим до зміни параметрів. Для ВЗЗ можна записати:

$$K_{U33} = K_U / (1 + \gamma K_U), \quad (15.1.18)$$

де K_U – коефіцієнт підсилення без зворотного зв'язку;

γ – коефіцієнт передачі ланки зворотного зв'язку.

У схемі підсилювача (рисунок 15.1), резистором R_E здійснюється послідовна ВЗЗ за постійним струмом. При розмиканні кола конденсатора C_E з'являється ВЗЗ за змінним струмом, що приводить до зменшення коефіцієнта підсилення і збільшення вхідного опору:

$$R_{B33} = R_{BKK} (1 + \gamma K_U). \quad (15.1.19)$$

Для заданої схеми підсилювача коефіцієнт зворотного зв'язку:

$$\gamma = R_E / R_{H\sim}. \quad (15.1.20)$$

15.1.5 Приклад розрахунку

Вихідні дані для розрахунку підсилювального каскаду:

- напруга джерела живлення $E_K = 16$ В;
- опір резистора $R_K = 0,56$ кОм;
- опір навантаження $R_H = 0,51$ кОм;
- опір джерела вхідного сигналу $R_G = 220$ Ом;
- тип транзистора КТ312А.

1 Схема підсилювального каскаду на біполярному транзисторі (див. рисунок 15.1).

2 На сімействі вихідних характеристик будуюмо лінію максимально допустимої потужності, використовуючи рівняння:

$$I_{K_{\text{МАКС}}} = \frac{P_{K_{\text{МАКС}}}}{U_{KE_{\text{МАКС}}}},$$

де $P_{K_{\text{МАКС}}} = 225$ мВт; $U_{KE_{\text{МАКС}}} = 15$ В.

$$I_{K_{\text{МАКС}}} = \frac{225}{15} = 15 \text{ мА}.$$

3 Визначаємо значення резистора R_E :

$$R_E = (0,1 \dots 0,5) \cdot R_K,$$

$$R_E = 0,1 \cdot 0,56 = 0,056 \text{ кОм}.$$

4 Будуюмо лінію навантаження за постійним струмом:

перша точка B : $I_K = 0$; $U_{KE} = E_K = 16$ В;

друга точка A : $U_{KE} = 0$; $I_K = \frac{E_K}{R_K + R_E} = \frac{16}{0,56 + 0,056} = 26$ мА.

Для режиму класу A робочу точку вибираємо посередині лінії навантаження.

5 Визначаємо параметри режиму спокою:

$$I_{KC} = 13 \text{ мА}; U_{KEC} = 8 \text{ В};$$

потужність розсіювання:

$$P_{KC} = U_{KEC} \cdot I_{KC} = 13 \cdot 8 = 104 \text{ мВт};$$

$$I_{BC} = I_{KП} / \beta = 13/32 = 0,4 \text{ мА.}$$

По вхідній характеристиці визначаємо $U_{BEC} = 0,32 \text{ В.}$

6 Визначаємо опори резисторів дільника напруги:

$$I_D = (2 \dots 5) \cdot I_{BC} = 3 \cdot 0,4 = 1,2 \text{ мА;}$$

$$U_{EC} = R_E \cdot I_{EC} = R_E (I_{KC} + I_{BC}) = 0,056 \cdot (13 + 0,4) = 0,75 \text{ В;}$$

$$R_{B1} = \frac{E_K - U_{BEC} - U_{EC}}{I_{BC} + I_D} = \frac{16 - 0,32 - 0,75}{0,4 + 1,2} = 9,33 \text{ кОм;}$$

$$R_{B2} = \frac{U_{BEC} + U_{EC}}{I_D} = \frac{0,32 + 0,75}{1,2} = 0,89 \text{ кОм.}$$

7 Будуємо лінію навантаження за змінним струмом.

Для змінного струму резистор R_K увімкнений паралельно резистору R_H , загальний опір колекторного кола при цьому зменшується і дорівнює:

$$R_{H \sim} = \frac{R_K \cdot R_H}{R_K + R_H} = \frac{0,51 \cdot 0,56}{0,51 + 0,56} = 0,26 \text{ кОм.}$$

Лінія навантаження за змінним струмом проходить через точку спокою $П$ і точку $К$ (рисунок 15.3), положення якої визначається прирощеннями ΔU_{KE} і ΔI_K .

Приймаємо $\Delta U_{KE} = 3 \text{ В}$, тоді

$$\Delta I_K = \frac{\Delta U_{KE}}{R_{H \sim}} = \frac{3}{0,26} = 11,5 \text{ мА.}$$

8 На вхідній вольт-амперній характеристиці в межах лінійної ділянки відкладаємо розмах синусоїдальної напруги $U_{BXm} = 0,02 \text{ В}$ відносно точки спокою.

За граничними змінами U_{BXm} визначаємо амплітудне значення вхідного струму $I_{Bm} = 0,25 \text{ мА.}$

Визначаємо значення колекторного струму:

$$I_{Km} = I_{Bm} \cdot \beta = 0,25 \cdot 32 = 8 \text{ мА}$$

9 Будуємо графіки зміни в часі струмів і напруги підсилювача при синусоїдальній напрузі на базі транзистора.

По вихідних вольт-амперних характеристиках і лінії навантаження за змінним струмом визначаємо амплітуду вихідної напруги: $U_{ВИХm} = 2,5$ В.

10 Визначаємо коефіцієнти підсилення каскаду за струмом, напругою і потужністю без урахування вхідного струму, що протікає через опори $R_{Б1}$, $R_{Б2}$ і урахування падіння напруги на опорі $R_{Г}$ джерела вхідного сигналу:

$$K_U = \frac{U_{ВИХm}}{U_{ВХm}} = \frac{2,5}{0,02} = 125;$$

$$K_I = \frac{I_{ВИХm}}{I_{ВХm}} = \frac{8}{0,25} = 32;$$

$$K_P = K_I \cdot K_U = 32 \cdot 125 = 4000.$$

11 Визначаємо коефіцієнти підсилення каскаду за напругою, струмом і потужністю з урахуванням вхідного струму, що протікає через опори $R_{Б1}$ і $R_{Б2}$ і падіння напруги на опорі $R_{Г}$ джерела вхідного сигналу:

$$R_{БХТ} = \frac{\Delta U_{БЕ}}{\Delta I_{Б}} = \frac{0,02}{0,25} = 80 \text{ Ом};$$

$$R_{БХ} = \frac{R_{Б1} \cdot R_{Б2} \cdot R_{БХТ}}{R_{Б1} \cdot R_{Б2} + R_{Б1} \cdot R_{БХТ} + R_{Б2} \cdot R_{БХТ}} = \frac{9,33 \cdot 0,89 \cdot 0,08}{9,33 \cdot 0,89 + 9,33 \cdot 0,08 + 0,89 \cdot 0,08} = 0,073 \text{ кОм}$$

$$I_{БХК} = E_{Г} / (R_{Г} + R_{БХК}) = 16 / (220 + 73) = 0,056 \text{ А};$$

$$I_{БХКм} = I_{БХm} + U_{БХm} / (R_{Б1} \parallel R_{Б2}) = 0,25 + 0,02 / [9,33 \cdot 0,89 / (9,33 + 0,89)] = 0,27 \text{ мА};$$

$$E_{Гm} = U_{БХm} + I_{БХКм} \cdot R_{Г} = 0,02 + 0,056 \cdot 220 = 12,34 \text{ В};$$

$$K_{UK} = U_{ВИХm} / E_{Гm} = 2,5 / 0,39 = 7;$$

$$K_{IK} = I_{ВИХКм} / I_{БХКм} = 8 / 0,27 = 30;$$

$$K_{PK} = K_{UK} \cdot K_{IK} = 7 \cdot 30 = 210.$$

12 Визначаємо вхідний опір підсилювача $R_{БХ}$ з3 при введенні від'ємного зворотного зв'язку.

Коефіцієнт зворотного зв'язку

$$K_{U33} = \frac{K_U}{1 + \gamma \cdot K_U},$$

де γ – коефіцієнт передачі.

$$\gamma = \frac{R_E}{R_{H\sim}} = \frac{0,056}{0,26} = 0,21;$$

$$K_{U33} = \frac{125}{1 + 0,21 \cdot 125} = 4,6;$$

$$R_{BX33} = R_{BX} \cdot (1 + \gamma \cdot K_U) = 73 \cdot (1 + 0,21 \cdot 125) = 1989 \text{ Ом.}$$

У схемі підсилювача за допомогою R_E здійснюється послідовний від'ємний зворотний зв'язок за постійним струмом. При розмиканні кола конденсатора C_E з'являється від'ємний зворотний зв'язок за змінним струмом, що приводить до зменшення вхідного опору.

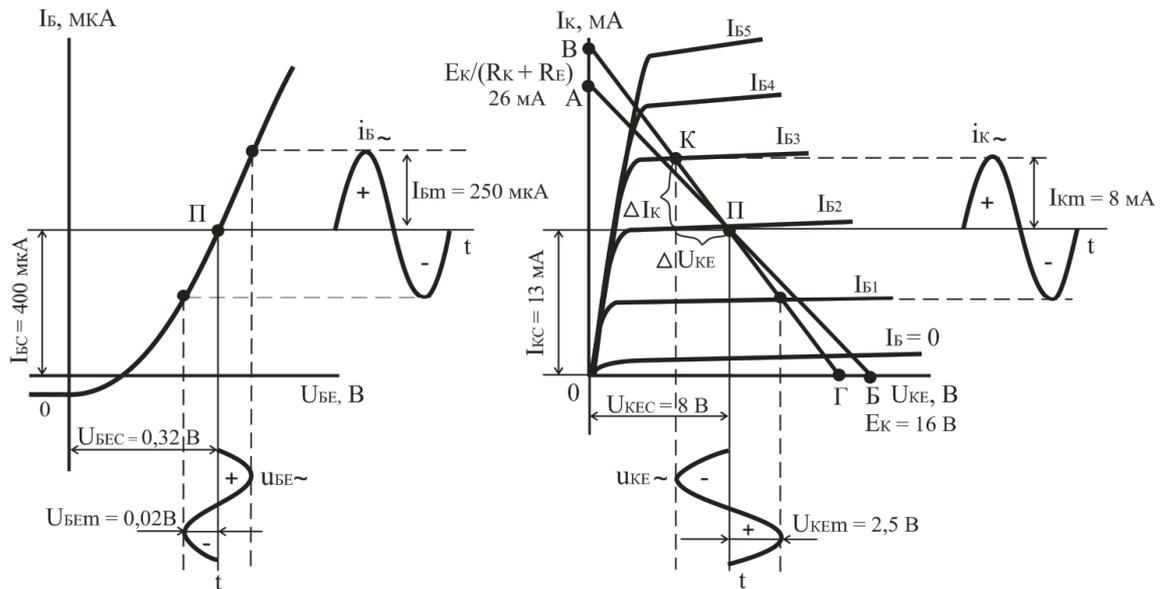


Рисунок 15.3

15.2 РОЗРАХУНОК ПІДСИЛЮВАЛЬНОГО КАСКАДУ НА ПОЛЬОВОМУ ТРАНЗИСТОРІ

Мета розрахунку: придбання студентами практичних навиків розрахунку підсилювальних каскадів попереднього підсилення низькочастотних сигналів на польових транзисторах.

15.2.1 Визначити

1 Привести схему підсилювального каскаду на польовому транзисторі з керованим $p-n$ -переходом і пояснити призначення елементів каскаду.

2 Привести схему підсилювального каскаду на польовому транзисторі з ізольованим затвором індукованим каналом і пояснити призначення елементів каскаду.

3 Привести стік-затворну і стокові характеристики польового транзистора з керованим $p-n$ -переходом.

4 Вибрати тип польового транзистора, керуючись заданими значеннями коефіцієнта підсилення каскаду K_U і напруги джерела живлення E_C .

5 Визначити еквівалентний опір навантаження підсилювального каскаду.

6 Визначити опір навантаження в колі стоку R_2 .

7 Вибрати опір R_{3B2} в колі затвора подальшого каскаду.

8 Визначити ємність розділового конденсатора C_1 .

9 Побудувати лінію навантаження за постійним струмом.

10 Визначити величину опору резистора R_3 .

11 Визначити ємність конденсатора C_2 .

12 Визначити коефіцієнт підсилення каскаду за напругою на середній частоті $K_{Ucч}$.

15.2.2 Загальні відомості і рекомендації

Польові транзистори мають ряд переваг в порівнянні з біполярними. Вони мають високий вхідний опір, що досягає в транзисторах з $p-n$ -переходами величини ($10^6 - 10^9$) Ом, а в транзисторах з ізольованим затвором ($10^{13} - 10^{15}$) Ом. Таке високе значення вхідного опору пояснюється тим, що в транзисторах з $p-n$ -переходами електронно-дірковий перехід між затвором і витокм увімкнений у зворотному

напрямі, а в транзисторах з ізольованим затвором вхідний опір визначається дуже великим опором струму витоку діелектричного шару. Польові транзистори мають малий рівень власних шумів, оскільки в них на відміну від біполярних в перенесенні струму беруть участь заряди тільки одного знаку, що виключає появу рекомбінаційного шуму. В широкому діапазоні частот коефіцієнт шуму польових транзисторів не перевищує (0,5 – 3) дБ.

До переваг польових транзисторів слід віднести також високу стійкість проти температурних і радіоактивних дій, а також високу щільність розташування елементів при використанні приладів в інтегральних мікросхемах. Найширше вони використовуються в попередніх каскадах малошумних підсилювачів з високим вхідним опором.

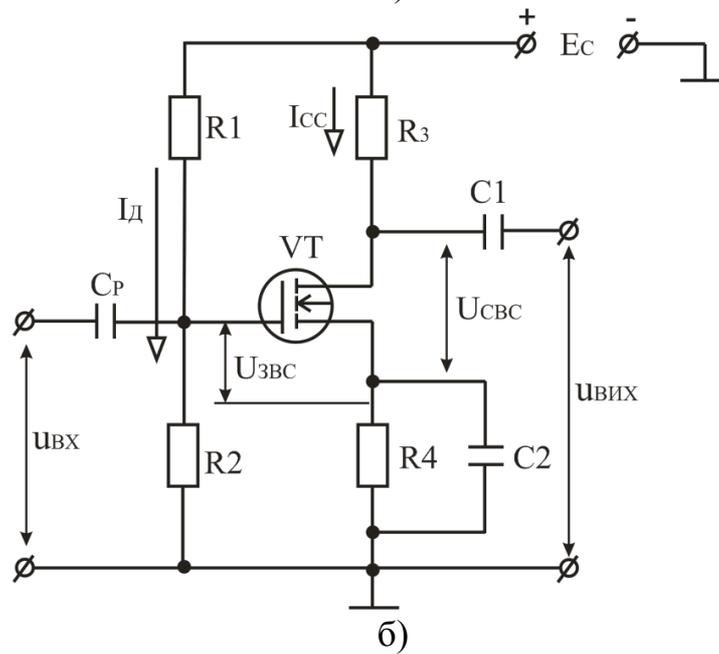
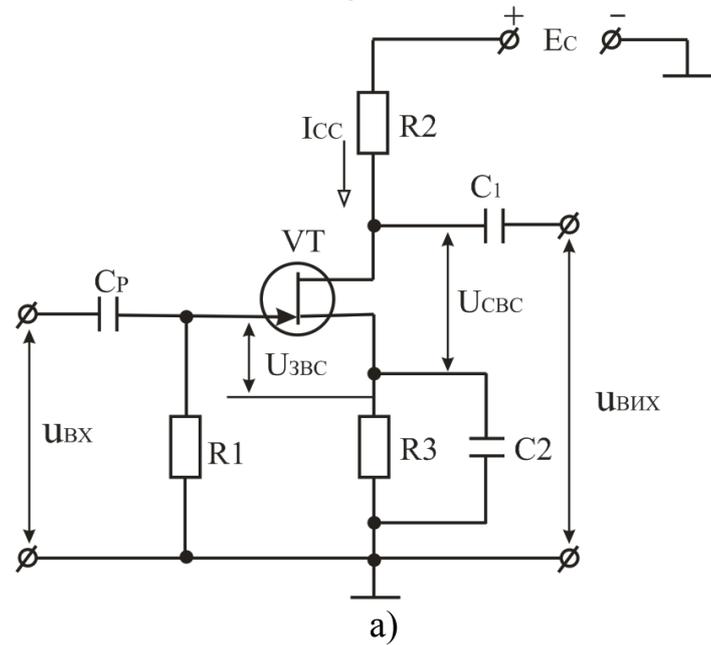
Польові транзистори в підсилювальних каскадах можуть бути увімкнені трьома способами: за схемами із спільним витоком (СВ), із спільним затвором (СЗ) або із спільним стоком (СС). Найчастіше використовується схема із спільним витоком, оскільки вона дозволяє отримати найбільше підсилення за потужністю. На рисунку 15.4 наведені типові схеми підсилювальних каскадів на польових транзисторах при увімкненні із спільним витоком.

Основними елементами каскаду на польовому транзисторі з керованим *p-n*-переходом (рисунок 15.4, а) є джерело живлення E_C , транзистор VT і резистор R_2 . Навантаження підключене через розділяючий конденсатор C_1 до стоку транзистора. Решта елементів каскаду виконує допоміжну роль. Резистори R_1 , R_3 призначені для завдання необхідної напруги $U_{звс}$ в режимі спокою.

Резистор R_3 виконує функцію формування автоматичного зміщення, що подається на затвор, а також створює в каскаді від'ємний зворотний зв'язок за постійним струмом, призначенням якого є стабілізація режиму спокою при зміні температури. Конденсатор C_2 призначений для виключення ВЗЗ за змінним струмом. Розділяючий конденсатор C_p забезпечує зв'язок каскаду з джерелом вхідного сигналу.

Призначення елементів каскаду на польовому транзисторі з ізольованим затвором індукованим каналом (рисунок 15.4, б) аналогічно призначенню елементів схеми (рисунок 15.4, а). Резистори R_1 , R_2 призначені для завдання 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 стоково-го живлення E_C через резисторний дільник R_1 , R_2 . При цьому дільник

повинен бути достатньо високоомним, щоб істотно не знижувати вхідний опір підсилювального каскаду.



а – з керованим *p-n*-переходом; б – з ізольованим затвором індукованим каналом

Рисунок 15.4 – Схеми підсилювальних каскадів на польових транзисторах

15.2.3 Розрахунок підсилювального каскаду

Вихідні дані для розрахунку підсилювального каскаду:

- необхідна величина коефіцієнта підсилення каскаду за напругою K_U ;
- діапазон частот підсилювача $f_H \dots f_B$;
- допустимі частотні спотворення M_H і M_B на межах частотного діапазону;
- напруга джерела живлення E_C .

Розглянемо послідовність розрахунку схеми підсилювального каскаду, яка наведена на рисунку 15.4, а.

1 Вибираємо тип польового транзистора, керуючись заданими значеннями коефіцієнта підсилення каскаду K_U і напруги джерела живлення E_C . Чим більше величина K_U , тим більше значення крутизни характеристики S повинен мати транзистор. Між вказаними величинами існує приблизна залежність:

$$K_U \approx (0,1-0,3)S_{MIN} / g_{22B}, \quad (15.2.1)$$

де S_{MIN} – мінімальне значення крутизни стік-затворної характеристики вибраного транзистора;

g_{22B} – активна складова вихідної провідності польового транзистора у закритому стані в схемі із спільним витоком.

Під час вибору транзистора необхідно, щоб величина $U_{CB MAX}$ вибраного транзистора перевищувала задане значення напруги джерела живлення E_C :

$$U_{CB MAX} > E_C. \quad (15.2.2)$$

2 Знаходимо еквівалентний опір навантаження підсилювального каскаду на польовому транзисторі за формулою:

$$R_{EKB} = \sqrt{M_B^2 - 1 / 2\pi f_B C_0}, \quad (15.2.3)$$

де C_0 – еквівалентна вихідна ємність каскаду, що розраховується за формулою:

$$C_0 = C_{22B1} + C_{11B2} + C_M, \quad (15.2.4)$$

де C_{22B1} – вихідна ємність польового транзистора каскаду, що розраховується;

C_{11B2} – вхідна ємність транзистора подальшого каскаду;

C_M – ємність монтажу.

Звичайно значення C_0 не перевищує $C_0 \leq (30 - 50)$ пФ.

3 Визначаємо опір навантаження в колі стоку (рисунок 15.4, а):

$$R_2 = R_{EKB} / (1 - g_{22B} R_{EKB}). \quad (15.2.5)$$

Якщо величина R_2 , що обчислена за формулою (15.2.5), виявиться негативною, то це означає, що при будь-якому опорі навантаження кола стоку коефіцієнт частотних спотворень в області верхніх частот не перевищуватиме заданого значення.

4 Вибираємо опір R_{3B2} в колі затвора подальшого каскаду:

$$R_{3B2} = (300 - 500) \text{ кОм.}$$

Резистор, який відповідає R_{3B2} , вмикається на вході наступного каскаду аналогічно резистору R_1 в каскаді, що розраховується (див. рисунок 15.4, а).

5 Знаходимо ємність розділяючого конденсатора C_1 :

$$C_1 > 1 / 2\pi f_H R_{3B2} \sqrt{M_H^2 - 1}. \quad (15.2.6)$$

6 В сімействі стокових характеристик вибраного транзистора будуємо лінію навантаження (рисунок 15.5). Для цього відкладаємо по осі абсцис значення E_C (точка B), а по осі ординат величину струму стоку $I_C = E_C / (R_2 + R_3)$ (точка A). З'єднуємо точки A і B лінією. Робоча точка Π повинна знаходитися приблизно посередині прямої навантаження. В цьому випадку нелінійні спотворення сигналу будуть мінімальними. Вибраному положенню робочої точки відповідають струм спокою в колі стоку I_{CC} , напруга стік-витік спокою U_{CBC} , а також напруга затвор-витік спокою U_{3BC} (напруга U_{3BC} відповідає тій стоковій характеристиці, на якій розташована робоча точка Π).

Вказані струм і напруга визначають початковий режим роботи підсилювального каскаду і дозволяють розрахувати елементи кола автоматичного зміщення $R3$ і $C2$.

7 Величину опору резистора $R3$ знаходимо за формулою:

$$R3 = U_{3BC} / I_{CC}. \quad (15.2.7)$$

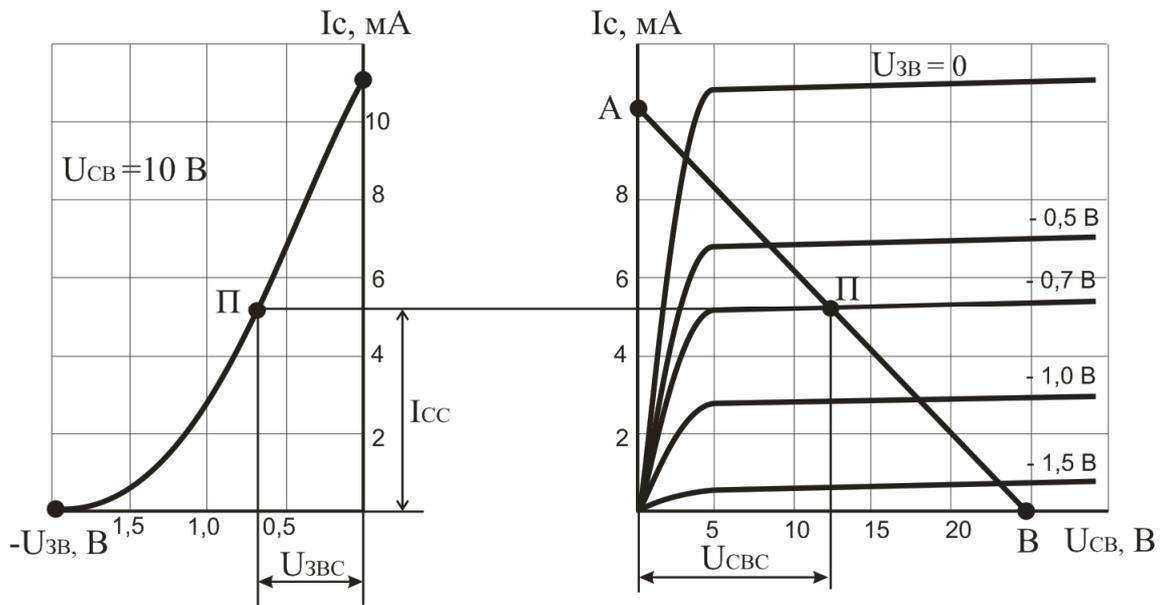


Рисунок 15.5 – Побудова лінії навантаження в сімействі стокових характеристик польового транзистора

8 Ємність конденсатора $C2$ знаходимо із співвідношення:

$$C2 \geq 100 / 2\pi f_H R3. \quad (15.2.8)$$

9 Знаходимо коефіцієнт підсилення каскаду за напругою на середній частоті:

$$K_{UCЧ} = S_P / (g_{22B} + 1/R2 + 1/R1), \quad (15.2.9)$$

де S_P – значення крутизни характеристики польового транзистора в робочій точці.

Для визначення величини S_P можна скористатися сімейством вихідних характеристик транзистора (рисунок 15.5). Задавшись прирощенням струму стоку – I_C (між сусідніми стоковими характеристиками) і визначивши відповідне прирощення напруги між затвором і витоком – U_{ZB} , отримаємо:

$$S_P = \Delta I_C / \Delta U_{ZB}. \quad (15.2.10)$$

Коефіцієнт підсилення за напругою резистивного підсилювача на польовому транзисторі зазвичай лежить в межах $K_{UCЧ} \approx 5 - 10$.

15.2.4 Приклад розрахунку

Вихідні дані для розрахунку підсилювального каскаду:

- коефіцієнт підсилення каскаду за напругою $K_U = 15$;
- діапазон частот підсилювача $f_H \dots f_B = 100 - 10000$ Гц;
- допустимі частотні спотворення $M_H = 1,5$; $M_B = 2,5$;
- напруга джерела живлення $E_C = 25$ В;
- активна складова вихідної провідності польового транзистора в закритому стані в схемі із спільним витоком $g_{22B} = 150 - 200$ мкСм.

1 Схема підсилювального каскаду на польовому транзисторі з керованим $p-n$ -переходом (див. рисунок 15.4).

2 Вибираємо польовий транзистор з умови:

$$U_{CB\ MAX} > E_C.$$

Вибираємо транзистор типа КП303А з параметрами:

$$U_{CB\ MAX} = 25 \text{ В}; I_{C\ MAX} = 20 \text{ мА}; S = 1,0 - 4,0 \text{ мА/В}; I_{C\ ПОЧ} = 0,5 - 2,5 \text{ мА}; U_{ЗВ\ ВЦС} = 0,5 - 3,0 \text{ В}.$$

3 Знаходимо еквівалентний опір навантаження підсилювального каскаду на польовому транзисторі за формулою:

$$R_{EKB} = \sqrt{M_B^2 - 1 / 2\pi f_B C_0},$$

Ємність каскаду приймаємо рівною $C_0 = 30$ пФ.

$$R_{EKB} = \sqrt{2,5^2 - \frac{1}{2} \cdot 3,14 \cdot 10000 \cdot 30 \cdot 10^{-12}} = 2,49 \text{ Ом}.$$

4 Визначаємо опір навантаження в колі стоку:

$$R_2 = R_{EKB} / (1 - g_{22B} R_{EKB}),$$

$$R_2 = 2,49 \cdot 10^3 / (1 - 150 \cdot 10^{-6} \cdot 2,49) = 2,5 \cdot 10^3 \text{ Ом}.$$

5 Вибираємо опір резистора R_{3B2} в колі затвора подальшого каскаду:

$$R_{3B2} = 300 \text{ кОм}.$$

6 Знаходимо ємність розділяючого конденсатора $C1$ за формулою:

$$C1 > 1 / 2\pi f_H R_{3B2} \sqrt{M_H^2 - 1},$$
$$C1 > 1 / (2 \cdot 3,14 \cdot 100 \cdot 300000 \sqrt{1,5^2 - 1}) = 4 \cdot 10^{-9} \text{ Ф},$$
$$C1 = 4 \text{ нФ}.$$

7 На стокових характеристиках вибраного транзистора будемо лінію навантаження каскаду за постійним струмом (рисунок 15.6):

точка A : $U_{CB} = 0$; $I_C = E_C / R2 = 25 / 2,5 = 10 \text{ мА}$;

точка B : $I_C = 0$; $U_{CB} = E_C = 25 \text{ В}$.

Визначаємо параметри режиму спокою: $U_{CBC} = 18 \text{ В}$; $I_{CC} = 2 \text{ мА}$;
 $U_{3BC} = 0,5 \text{ В}$.

8 Величину опору резистора $R3$ визначаємо за формулою:

$$R3 = U_{3BC} / I_{CC},$$

$$R3 = 0,5 / 2 = 0,25 \text{ кОм}.$$

9 Ємність конденсатора $C2$ знаходимо із співвідношення:

$$C2 \geq 100 / 2\pi f_H R3,$$

$$C2 \geq 100 / 2 \cdot 3,14 \cdot 100 \cdot 250 = 0,00064 \text{ Ф},$$

$$C2 = 640 \text{ мкФ}.$$

10 Визначаємо коефіцієнт підсилення каскаду за напругою на середній частоті:

$$K_{UCЧ} = S_P / (g_{22B} + 1 / R2 + 1 / R1).$$

Для визначення величини S_P скористаємося сімейством вихідних характеристик транзистора (рисунок 15.6). Задавшись прирощенням струму стоку $\Delta I_C = 1 \text{ мА}$ і визначивши відповідне прирощення напруги між затвором і витокм – $U_{3B} = 1,0 \text{ В}$, отримаємо:

$$S_P = \Delta I_C / \Delta U_{3B},$$

$$S_P = 1 / 1,0 = 1 \text{ мА/В}.$$

Тоді

$$K_{\text{уч}} = 1/(150 \cdot 10^{-6} + 1/2,5 \cdot 10^3 + 1/1 \cdot 10^6) = 1815 .$$

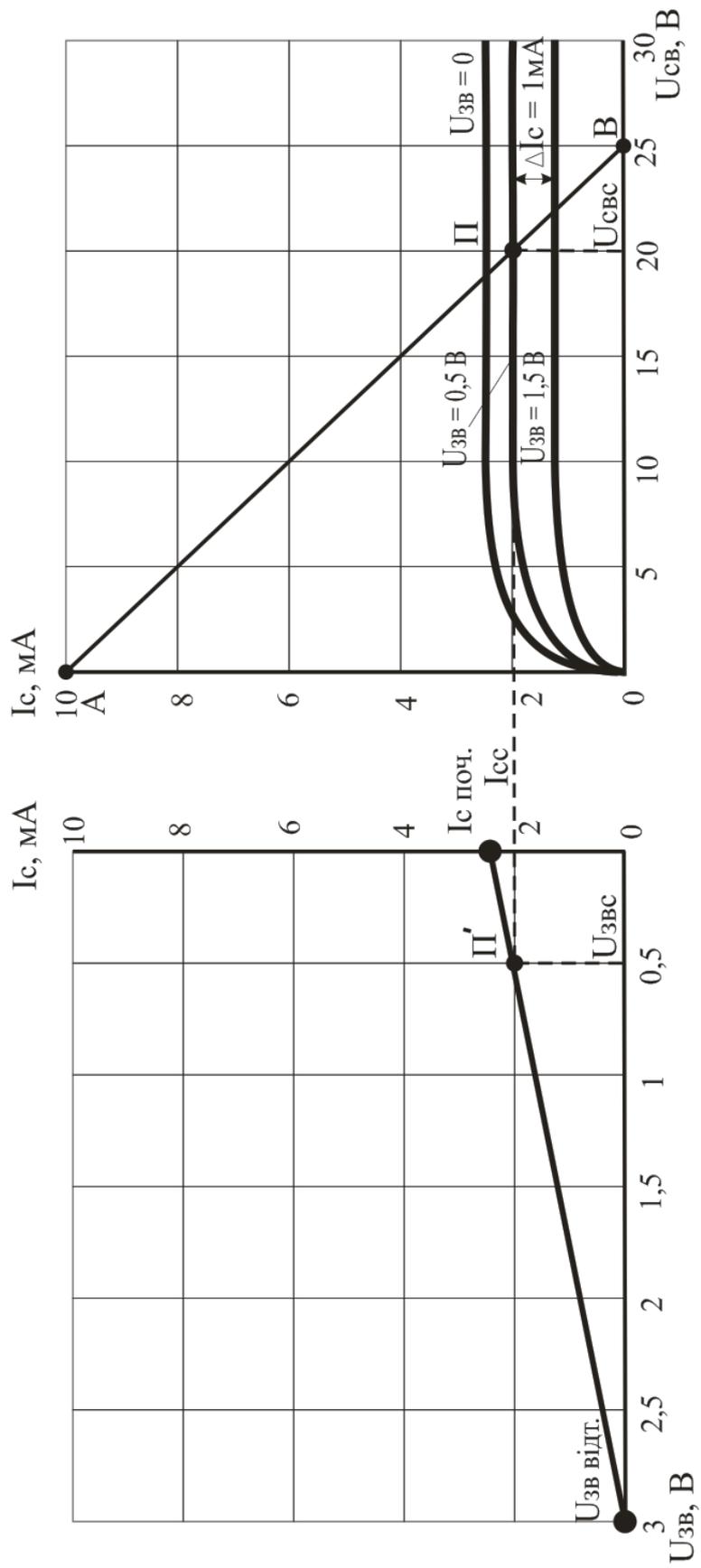


Рисунок 15.6

15.3 РОЗРАХУНОК БАЛАНСНОГО КАСКАДУ ПІДСИЛЮВАЧА ПОСТІЙНОГО СТРУМУ (ППС)

Мета розрахунку: придбання студентами практичних навиків розрахунку балансного каскаду підсилювача постійного струму.

15.3.1 Визначити

- 1 Привести схему балансного каскаду ППС і пояснити призначення елементів каскаду.
- 2 Визначити коефіцієнт посилення каскаду за напругою.
- 3 На вихідних характеристиках транзистора вибрати робочу точку і перевірити правильність її вибору.
- 4 Визначити Y - параметри транзистора.
- 5 Перевірити правильність вибору транзистора.
- 6 Визначити величину опорів резисторів $R3 = R7$, які увімкнені в колекторні кола транзисторів. Вибрати тип резисторів.
- 7 Визначити струм через резистор $R6$.
- 8 Визначити величину опору резистора $R6$. Вибрати тип резистора.
- 9 Визначити величину опору резистора $R5$. Вибрати тип резистора.
- 10 Визначити величини опорів резисторів дільників напруги $R_{Д1}$ і $R_{Д2}$. Вибрати тип резисторів.
- 11 Знайти вхідний опір каскаду $R'_{ВХ}$ без урахування впливу опорів дільника.
- 12 Знайти результуючий вхідний опір каскаду $R_{ВХ}$.

15.3.2 Загальні відомості і рекомендації

Підсилювачами постійного струму (ППС) називають пристрої, призначені для посилення за напругою і за потужністю сигналів постійного або змінного за величиною струму. Вони широко використовуються в електронних обчислювальних пристроях, вимірній техніці, управляючих системах та ін.

Посилення сигналів постійного струму можна здійснити двома принципово різними методами:

- безпосередньо за постійним струмом;
- з попереднім перетворенням постійного струму в змінний.

Недоліком ППС з перетворенням є відносна складність схеми, що містить, окрім підсилювача, ряд інших елементів. Тому найчастіше в електронній апаратурі використовуються ППС з безпосереднім (прямим) посиленням сигналу.

Існують різноманітні схеми ППС прямого посилення. Основною особливістю їх є гальванічний зв'язок між каскадами підсилювача, при якій вихід одного каскаду з'єднують з входом подальшого або безпосередньо провідником, або через омичні опори.

Використання гальванічного зв'язку обумовлює дві особливості підсилювачів постійного струму, непостійність "нульового" рівня вихідної напруги або струму, який схильний до самовільної зміни (дрейф нуля), і своєрідність схем каскадів та підсилювачів в цілому.

Дрейф нуля може бути викликаний нестабільністю напруги джерел живлення, зміною параметрів підсилювальних елементів і деталей схеми внаслідок їх старіння, коливань навколишньої температури (особливо при використанні транзисторів) та ін. Особливо небезпечний дрейф в перших каскадах ППС, оскільки при малій вхідній напрузі (U_{BX}) напруга дрейфу стає такою, яку можна порівняти з підсилюваним сигналом або навіть перевищує його.

Якщо не прийняти заходів до ослаблення дрейфу, вихідна напруга $U_{ВИХ}$ буде неприпустимо викривлена.

Основним завданням розробки підсилювачів постійного струму є раціональна побудова схеми, що забезпечує (при виконанні інших вимог) як можливо меншу величину дрейфу.

Для зниження дрейфу застосовують стабілізовані джерела живлення, охоплюють каскади підсилювача від'ємним зворотним зв'язком. Проте найбільш дієвим і економічно вигідним методом зменшення дрейфу є використання балансних підсилювальних каскадів. Типові схеми балансних каскадів на транзисторах приведені на рисунку 15.7.

Схема балансного каскаду ППС (рисунок 15.7, а) є мостом, плечима якого є резистори $R3 - R7$ (опори навантажень у колі колектора транзисторів $VT1$ і $VT2$) і внутрішні опори транзисторів (разом з відповідною частиною резистора $R5$ і резистором $R6$). До однієї з діагоналей моста підведена напруга джерела живлення $E_{ЖИВ}$, а в іншу увімкнений резистор навантаження $R4$, з якого знімається вихідна напруга. Резистори $R1 = R8$ і $R2 = R9$ входять до дільників напруги джерела живлення і служать для вибору початкового режиму роботи каскадів. В емітерне коло кожного з транзисторів увімкнені резистор $R6$ і від-

повідна частина резистора $R5$. Для нормальної роботи схеми вона повинна бути чітко симетричною. В цьому випадку в початковому стані (до надходження вхідного сигналу) міст виявиться збалансованим, а напруга на його виході буде рівна нулю $U_{ВИХ} = 0$.

При повній симетрії плечей струми спокою обох транзисторів, а також їх відхилення у разі зміни режиму (наприклад, при зміні напруги $E_{ЖИВ}$ або температури) мають рівну величину. Потенціали колекторів при цьому також рівні або отримують однакові прирощення напруги. Тому, при однаковій дії дестабілізуючих чинників на обидва транзистори одночасно, баланс моста не порушується і вихідна напруга не з'являється, тобто напруга дрейфу рівна нулю. Дія вхідної напруги будь-якої полярності приводить до розбалансування моста, оскільки на бази транзисторів подається напруга різних знаків. При цьому потенціали колекторів отримують однакові по абсолютній величині, але протилежні по знаку прирощення, через опір навантаження проходить струм, що створює на резисторі $R4$ напругу $U_{ВИХ}$, величина і полярність якої залежать тільки від величини і полярності вхідної напруги.

У реальних балансних схемах завжди є деяка асиметрія. Тому напруга дрейфу на виході повністю не зникає. Проте дрейф нуля в балансних схемах визначається різницею струмів обох транзисторів і тому значно менше, ніж в звичайних схемах.

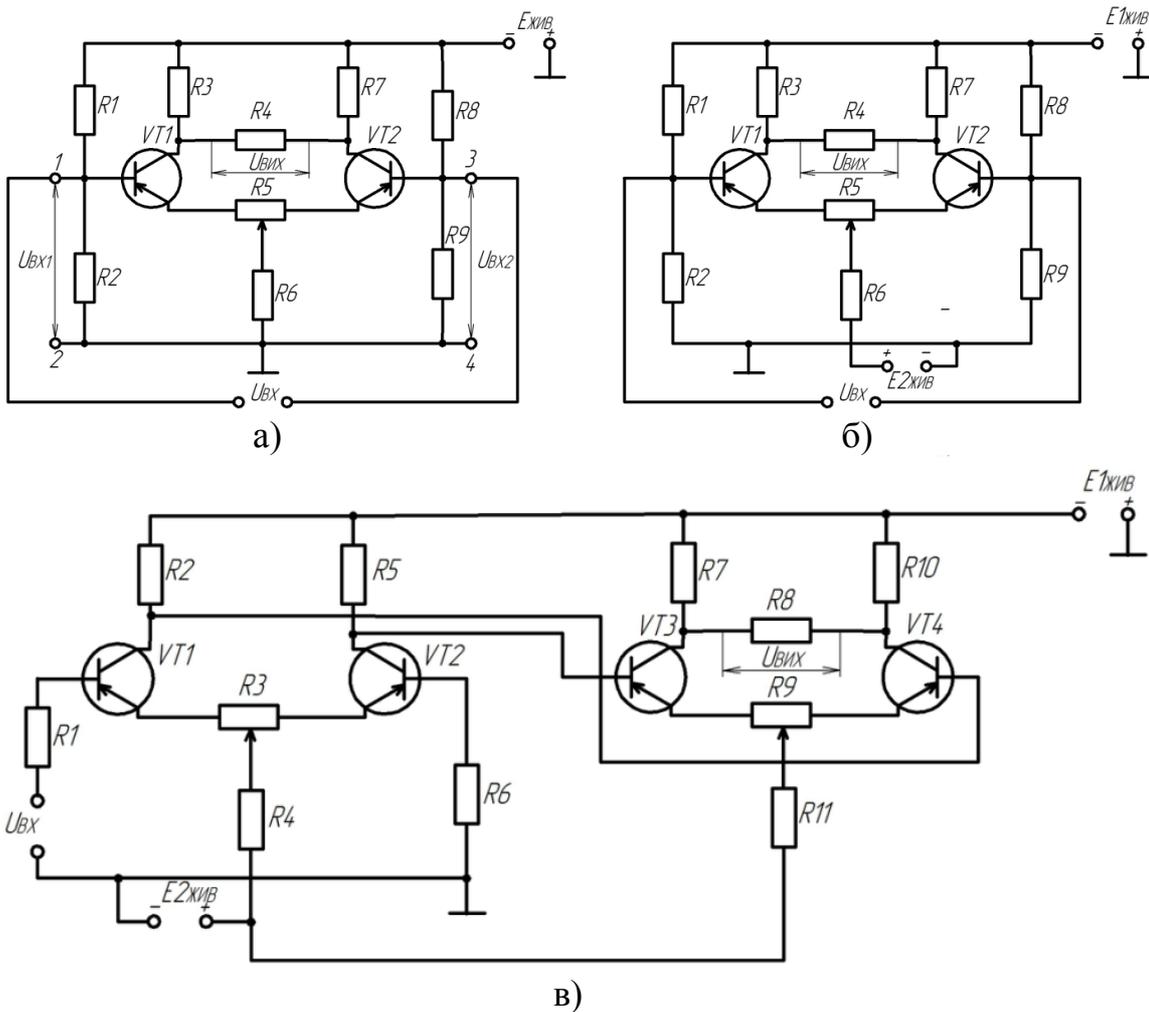
Для забезпечення додаткової симетрії схеми і регулювання струмів транзисторів в режимі спокою використовується змінний резистор $R5$, величина опору якого невелика. Зазвичай $R5 \approx (0,01 \dots 0,05)R6$. На резисторі $R6$ створюється падіння напруги за рахунок струмів емітера обох транзисторів $U_E = (I_{E1} + I_{E2})R6$, яке використовується як напруга від'ємного зворотного зв'язку в режимі спокою. Будь-які одночасно виникаючі нестабільності струмів транзисторів ослаблятимуться за рахунок глибокого від'ємного зворотного зв'язку. Разом з тим, на резисторі $R6$ не створюється напруга зворотного зв'язку для складових струмів ΔI_{E1} і ΔI_{E2} , які виникають під дією корисного сигналу. Це пояснюється тим, що струми емітерів обох транзисторів під впливом сигналу отримують рівні, але протилежні прирощення $\Delta I_{E1} = -\Delta I_{E2}$ оскільки потенціали баз завжди протилежні один одному (коли на базу $VT1$ від джерела сигналу подається плюс, на базу $VT2$ – мінус і навпаки). Отже, коефіцієнт підсилення схеми не зменшується.

На рисунку 15.7, б зображена схема балансного підсилювача, яка відрізняється від розглянутої вище тим, що при нульовому вхід-

ному сигналі вихідні клеми також мають нульовий потенціал по відношенню до загальної точки схеми (корпусу). Це досягається вибором напруги додаткового джерела живлення:

$$E2_{ЖИВ} = |U_{КЕ}| + (\Delta I_{E1} + \Delta I_{E2})R6.$$

В іншому робота схеми, яка наведена на рисунку 15.7, б, не відрізняється від роботи схеми на рисунку 15.7, а. Відповідно ідентичний і розрахунок цих схем (тільки для схеми на рисунку 15.7, б необхідно прийняти $E_{ЖИВ} = E1_{ЖИВ} + E2_{ЖИВ}$).



а – балансний каскад ППС; б – балансний каскад ППС з додатковим джерелом живлення; в – двокаскадний балансний ППС

Рисунок 15.7 – Схеми балансних каскадів ППС

Балансні каскади ППС можуть працювати з несиметричним входом або виходом. В цьому випадку вони використовуються як промі-

жні каскади для переходу від несиметричних схем до симетричних і навпаки. На рисунку 15.7, в наведена схема, в якій перший каскад (на транзисторах $VT1$ і $VT2$) має несиметричний вхід і симетричний вихід, а другий каскад (на транзисторах $VT3$ і $VT4$) – симетричний вхід і симетричний вихід. Для з'єднання балансних каскадів використовується безпосередній зв'язок, при якому колектори транзисторів попереднього каскаду безпосередньо з'єднані з базами транзисторів подальшого (рисунок 15.7, в). Напруга зміщення на бази транзисторів подається за допомогою резисторів $R4$ і $R11$, опори яких практично не впливають на підсилення каскадів.

Проектування балансної схеми транзисторного ППС зводиться до розрахунку двох однакових каскадів, кожен з яких є однотактним підсилювачем. Розглянемо порядок розрахунку ППС стосовно схеми на рисунку 15.7, а.

15.3.3 Розрахунок балансного каскаду ППС

Вихідні дані для розрахунку балансного каскаду ППС:

- напруга на вході в режимі спокою U_{BX} (зазвичай $U_{BX} = 0$);
- максимальні зміни напруги вхідного сигналу $\pm \Delta U_{BX}$;
- внутрішній опір джерела вхідного сигналу R_B ;
- вихідна потужність $P_{ВИХ}$;
- опір навантаження R_H ;
- напруга джерела живлення $E_{ЖИВ}$.

В результаті, розрахунку потрібно визначити режим роботи каскаду і параметри елементів схеми.

Розрахунок проводимо в наступному порядку:

1 Вибираємо тип транзисторів. Критерієм вибору транзисторів для роботи в схемах ППС є мінімальне значення зворотного струму колектора $I_{КБО}$, а також виконання умови:

$$U_{KE\ MAX} \geq E_{ЖИВ}. \quad (15.3.1)$$

2 Знаходимо коефіцієнт підсилення каскаду за напругою:

$$K_U = \frac{\Delta U_{ВИХ}}{\Delta U_{BX}}, \quad (15.3.2)$$

$$\Delta U_{ВИХ} = \sqrt{P_{ВИХ} \cdot R_H}. \quad (15.3.3)$$

3 На вихідних характеристиках вибраного транзистора (рисунок 15.8, а) вибираємо робочу точку C . Для цього приймаємо в режимі спокою:

$$U_{KEC} = (0,2 \dots 0,3) E_{ЖИВ}; \quad I_{KC} = 0,5 I_{K MAX}, \quad (15.3.4)$$

де $I_{K MAX}$ – довідкове значення максимально допустимого постійного струму колектора для вибраного транзистора.

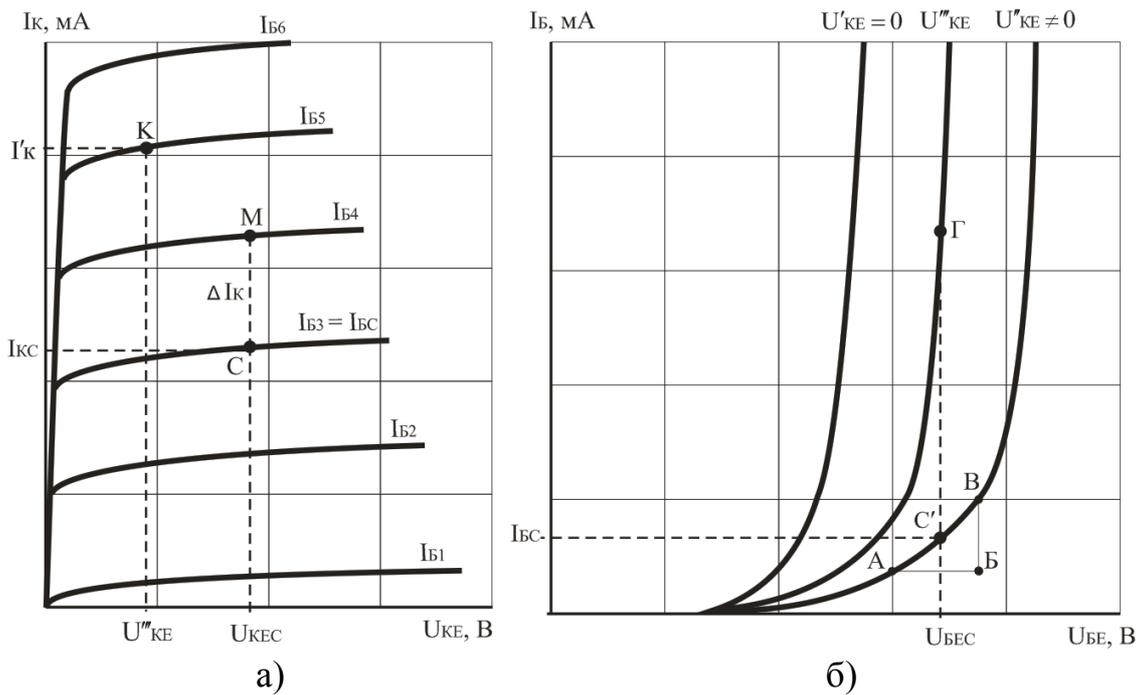
4 Перевіряємо правильність вибору робочої точки. Потужність, що розсіюється на колекторі транзистора в режимі спокою P_{KC} , не повинна перевищувати максимально допустимої постійної розсіюваної потужності P_{MAX} вибраного транзистора:

$$P_{KC} = U_{KEC} \cdot I_{KC} \leq P_{MAX}. \quad (15.3.5)$$

5 В сімействі вихідних характеристик відзначаємо струм бази I_{BC} , відповідної тій характеристиці, на якій розташована робоча точка C (рисунок 15.8, а). Далі переносимо робочу точку в сімейство вхідних характеристик транзистора (точка C' на рисунку 15.8, б). Ця точка повинна бути розташована на кривій, яка відповідає колекторній напрузі U_{KEC} (а за відсутності такої кривої в сімействі характеристик – на тій з них, яка знята при $U_{KE} \neq 0$) і струму I_{BC} . Робочій точці C' відповідає напруга U_{BEC} .

Одним з можливих методів розрахунку транзисторних ППС є розрахунок за допомогою Y - параметрів транзисторів Y_{11} , Y_{12} , Y_{21} і Y_{22} , кожен з яких має розмірність провідності. В довідниках Y - параметри транзисторів приводяться рідко. Тому їх слід визначити графічним шляхом в сімействах вхідних і вихідних характеристик транзистора. При цьому треба враховувати наступні співвідношення (для схеми із спільним емітером):

$$\left\{ \begin{array}{l} Y_{11E} = \frac{\Delta I_B}{\Delta U_{BE}} \quad \text{нпу } U_{KE} = const; \\ Y_{12E} = \frac{\Delta I_B}{\Delta U_{KE}} \quad \text{нпу } U_{BE} = const; \\ Y_{12E} = \frac{\Delta I_K}{\Delta U_{BE}} \quad \text{нпу } U_{KE} = const; \\ Y_{22E} = \frac{\Delta I_K}{\Delta U_{KE}} \quad \text{нпу } U_{BE} = const. \end{array} \right. \quad (15.3.6)$$



а – вихідні характеристики; б – вхідні характеристики

Рисунок 15.8 – Визначення Y - параметрів біполярних транзисторів

Для визначення Y_{11E} скористаємося характеристичним трикутником ABB (рисунок 15.8, б), який побудований поблизу робочої точки C' . З цього трикутника виходить:

$$Y_{11E} = \frac{\Delta I_B}{\Delta U_{BE}} = \frac{BB}{AB} \quad \text{при } U_{KE} \neq 0 = \text{const}. \quad (15.3.7)$$

Параметр Y_{12E} визначається також по вхідних характеристиках. Для цього при постійній напрузі $U_{BEC} = \text{const}$, яка відповідає робочій точці C' , визначаємо прирощення струму бази ΔI_B при зміні напруги на колекторі U_{KE} . Зазвичай в довідниках приводяться лише дві вхідні характеристики, які зняті при $U'_{KE} = 0$ і $U''_{KE} \neq 0$. Якщо цих двох характеристик для визначення Y_{12E} недостатньо, слід провести допоміжну характеристику (на рисунку 15.8, б – характеристика при U'''_{KE}), а напругу U'''_{KE} визначити як середнє значення між $U'_{KE} = 0$ і вказаною в довіднику величиною $U''_{KE} \neq 0$.

Таким чином

$$Y_{12E} = \frac{\Delta I_B}{\Delta U_{KE}} = \frac{C\Gamma}{|U''_{KE} - U'''_{KE}|} \quad \text{при } U_{BEC} = const. \quad (15.3.8)$$

Для визначення параметра Y_{21E} скористаємося спочатку вихідними характеристиками (рисунок 15.8, а), на яких поблизу вибраної робочої точки C знаходимо прирощення струму бази ΔI_B і відповідне йому прирощення струму ΔI_K при постійній величині напруги U_{KEC} .

З рисунку 15.8, а видно, що при зміні струму бази від I_{B3} до I_{B4} струм колектора зміниться на ΔI_K (точка M). Для визначення відповідного прирощення напруги на базі звертаємося до вхідних характеристик (рисунок 15.8, б), і в області точки C' для характеристики, яка знята при $U_{KE} \neq 0$, визначаємо, яке прирощення напруги U_{BE} відповідає прирощенню струму $I_B = I_{B4} - I_{B3}$ (заздалегідь знайденому в сімействі вихідних характеристик).

Тоді

$$Y_{21E} = \frac{\Delta I_K}{\Delta U_{BE}} \quad \text{при } U''_{KEC} \neq 0 = const. \quad (15.3.9)$$

Параметр Y_{22E} знаходимо аналогічно. Для цього по вхідній характеристиці визначаються взаємозв'язані прирощення U_{KE} і ΔI_B (при $U_{BEC} = const$), а потім на вихідних характеристиках знаходять відповідне напрузі U_{KE} прирощення струму ΔI_K . Так, наприклад, для рисунку 15.8, б зміні напруги $\Delta U_{KE} = |U''_{KE} - U'''_{KE}|$ відповідає зміна струму бази, яка визначається відрізком $C'\Gamma$.

В сімействі вихідних характеристик (рисунок 15.8, а) відзначаємо точку K , яка відповідає U'''_{KE} і I_{B5} , і деяку точку, що відповідає напрузі U''_{KE} і струму I_{BC} (в даному випадку точку C). При переході від точки C до точки K , ($\Delta U_{KE} = U_{KEC} - U'''_{KE}$) струм колектора змінюється від I_{KC} до I'_K ($\Delta I_K = I'_K - I_{KC}$).

Отже

$$Y_{22E} = \frac{\Delta I_K}{\Delta U_{KE}} = \frac{I'_K - I_{KC}}{U_{KEC} - U'''_{KE}} \quad \text{при } U_{BE} = U_{BEC} = const. \quad (15.3.10)$$

6 Після визначення Y - параметрів транзистора перевіряємо правильність вибору транзистора з умови:

$$K_U < \frac{Y_{21E}}{Y_{22E} + \frac{2}{R_H}}, \quad (15.3.11)$$

де $R_H = R4$ (рисунок 15.7).

Якщо умова (15.3.11) не виконується, то необхідно вибрати інший транзистор і повторити всі попередні пункти розрахунку або зменшити задане значення коефіцієнта підсилення K_U .

7 Знаходимо величину опорів резисторів $R3 = R7$, які увімкнені в колекторні кола транзисторів (рисунок 15.7, а) за формулою:

$$R_K = R3 = R7 = \frac{K_U R_H}{Y_{21E} R_H - K_U (Y_{22E} R_H + 2)}, \quad (15.3.12)$$

де $R_H = R4$ (рисунок 15.7, а).

Потужність, що розсіюється на резисторах $R3 = R7$, дорівнює

$$P_{R_K} = I_{KC}^2 R_K. \quad (15.3.13)$$

Вибираємо стандартне значення опорів резисторів $R3 = R7$ та їх тип.

8 Визначаємо струм, що проходить через резистор $R6$:

$$I_{R6} = 2(I_{KC} + I_{BC}). \quad (15.3.14)$$

9 Знаходимо величину опору резистора $R6$ за формулою:

$$R6 = \frac{E_{ЖИВ} - U_{КЕС} - I_{KC} R_K}{I_{R6}}. \quad (15.3.15)$$

Потужність, що розсіюється на резисторі $R6$, дорівнює

$$P_{R6} = I_{R6}^2 R6. \quad (15.3.16)$$

Вибираємо стандартне значення опору резистора $R6$ та його тип.

При розрахунку $R6$ за формулою (15.3.15) результат може виявитися негативним. В цьому випадку слід при виборі робочої точки зменшити значення $U_{КЕС}$ і I_{KC} і повторити попередні пункти розрахунку.

10 Визначаємо опір змінного резистора $R5$ за формулою:

$$R5 = 0,05 R6. \quad (15.3.17)$$

11 Знаходимо величини опорів резисторів дільників напруги $R_{Д1} = R1 = R8$ і $R_{Д2} = R2 = R9$. Дільник напруги, який складений з цих резисторів, забезпечує стійкість робочих точок транзисторів по базових колах. Тому струми дільників повинні бути більше струмів баз приблизно в 5 разів. Тоді

$$I_{R_{Д2}} = 5I_{BC}; \quad (15.3.18)$$

$$I_{R_{Д1}} = 5I_{BC} + I_{BC} = 6I_{BC}. \quad (15.3.19)$$

Величину опору $R_{Д1} = R1 = R8$ знаходимо за формулою:

$$R_{Д1} = R1 = R8 = \frac{E_{ЖИВ} - U_{БЕС} - I_{R6}R6}{I_{R_{Д1}}}. \quad (15.3.20)$$

Потужність, що розсіюється на резисторах $R_{Д1}$, дорівнює

$$P_{R_{Д1}} = I_{R_{Д1}}^2 R_{Д1}. \quad (15.3.21)$$

Знаходимо $R_{Д2} = R2 = R9$:

$$R_{Д2} = R2 = R9 = \frac{U_{БЕС} + I_{R6}R6}{I_{R_{Д2}}}. \quad (15.3.22)$$

Потужність, що розсіюється на резисторах $R_{Д2}$, дорівнює

$$P_{R_{Д2}} = I_{R_{Д2}}^2 R_{Д2}. \quad (15.3.23)$$

Вибираємо стандартні резистори $R1$, $R2$, $R8$ і $R9$.

12 Знаходимо вхідний опір каскаду $R'_{ВХ}$ без урахування впливу опорів дільника:

$$R'_{ВХ} = \frac{2(Y_{22E}R_K R_H + 2R_K + R_H)}{(Y_{21E}Y_{22E} - Y_{12E}Y_{21E})R_K R_H + Y_{11E}(2R_K - R_H)}, \quad (15.3.24)$$

де $R_K = R3 = R7$; $R_H = R4$ (рисунок 15.7, а).

13 Визначаємо загальний опір $R_{Д.ЗАГ}$ дільників між базами транзисторів:

$$R_{Д.ЗАГ} = \frac{2R_{Д1}R_{Д2}}{R_{Д1} + R_{Д2}}, \quad (15.3.25)$$

де $R_{Д1} = R1 = R8$; $R_{Д2} = R2 = R9$.

14 Знаходимо результуючий вхідний опір каскаду R_{BX} . Опори R'_{BX} і $R_{Д.ЗАГ}$ увімкнені паралельно. Тому

$$R_{BX} = \frac{R'_{BX} R_{Д.ЗАГ}}{R'_{BX} + R_{Д.ЗАГ}}. \quad (15.3.26)$$

Знайдене значення R_{BX} повинне бути більше або одного порядку із заданим внутрішнім опором R_B джерела вхідного сигналу. В цьому випадку можна обійтися без додаткового узгодження джерела вхідного сигналу з вхідним опором підсилювача.

При практичному виконанні ППС на транзисторах слід пам'ятати, що на величину дрейфу колекторного струму транзисторів сильно впливають технологічний розкид параметрів, що доходить у окремих екземплярів транзисторів до $\pm 100\%$, а також зміну параметрів з часом в результаті старіння транзисторів в процесі експлуатації або зберігання. Тому перед монтажем схеми транзистори обов'язково слід перевіряти на відповідність необхідним параметрам схеми. Транзистори в балансних каскадах повинні мати параметри, що розрізняються не більше ніж на $2 \dots 3\%$.

15.3.4 Приклад розрахунку

Вихідні дані для розрахунку балансного каскаду ППС:

- напруга на вході в режимі спокою $U_{BX} = 0$;
- максимальні зміни напруги вхідного сигналу $\pm \Delta U_{BX} = 60$ мВ;
- внутрішній опір джерела вхідного сигналу $R_B = 600$ Ом;
- вихідна потужність $P_{ВИХ} = 0,12$ Вт;
- опір навантаження $R_H = 1500$ Ом;
- напруга джерела живлення $E_{ЖИВ} = 10$ В;
- тип транзистора КТ315Ж.

1 Приймаємо тип транзистора КТ315Ж.

2 Знаходимо коефіцієнт підсилення каскаду за напругою:

$$K_U = \frac{\Delta U_{ВИХ}}{\Delta U_{BX}},$$

$$\Delta U_{ВИХ} = \sqrt{P_{ВИХ} \cdot R_H};$$

$$\Delta U_{ВИХ} = \sqrt{0,12 \cdot 1500} = 13,42 \text{ В},$$

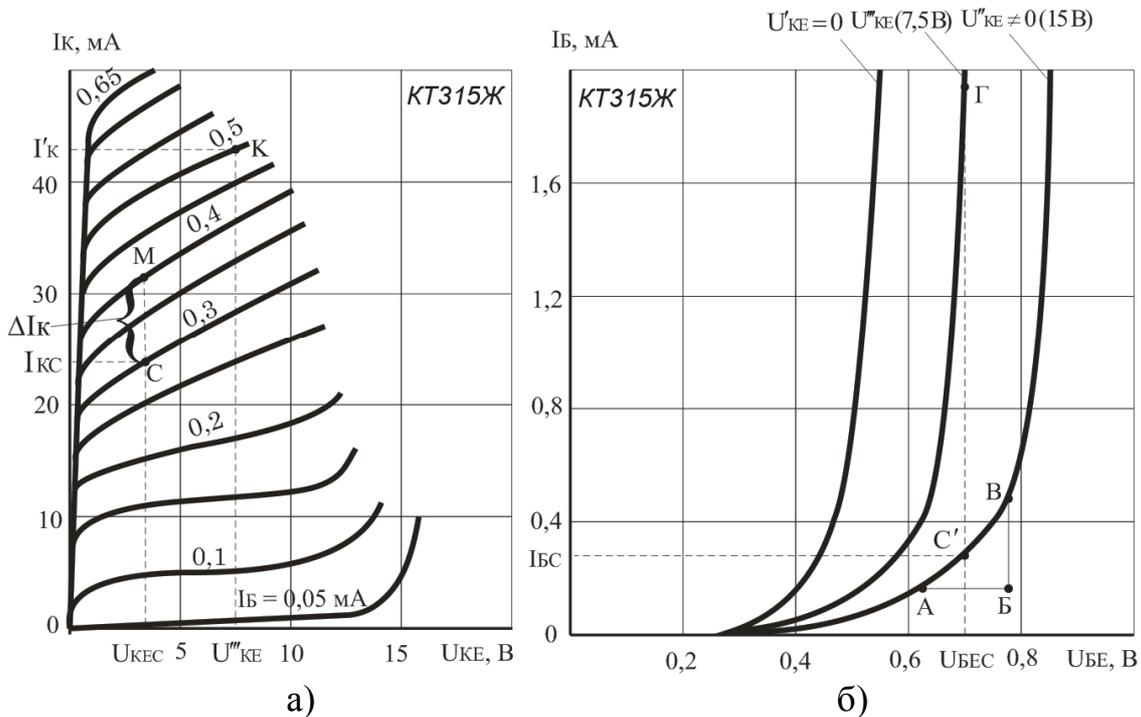
$$K_U = \frac{13,42}{0,06} = 224.$$

3 В сімействі вихідних характеристик вибраного транзистора (рисунок 15.9, а) вибираємо робочу точку С. Для цього приймаємо в режимі спокою:

$$U_{КЕС} = (0,2 \dots 0,3) E_{ЖИВ}; \quad I_{КС} = 0,5 I_{К\text{ MAX}},$$

де $I_{К\text{ MAX}} = 50 \text{ мА}$ (для транзистора КТ315Ж).

$$U_{КЕС} = 0,3 \cdot 10 = 3 \text{ В}; \quad I_{КС} = 0,5 \cdot 50 = 25 \text{ мА}.$$



а – вихідні характеристики; б – вхідні характеристики

Рисунок 15.9 – Визначення Y - параметрів транзисторів

4 Перевіряємо правильність вибору робочої точки. Потужність, що розсіюється на колекторі транзистора в режимі спокою $P_{КС}$, не повинна перевищувати максимально допустимої постійної розсіюваної потужності $P_{MAX} = 0,1 \text{ Вт}$ вибраного транзистора:

$$P_{KC} = U_{KEC} \cdot I_{KC} \leq P_{MAX},$$

$$P_{KC} = 3 \cdot 0,025 = 0,075 \text{ Вт} \leq P_{MAX}.$$

Таким чином, умова виконується.

5 В сімействі вихідних характеристик відзначаємо струм бази I_{BC} , який відповідає тій характеристиці, на якій розташована робоча точка C (рисунок 15.9, а). Далі переносимо робочу точку в сімейство вхідних характеристик транзистора (точка C' на рисунку 15.9, б). Ця точка розташована на кривій, яка знята при напрузі $U_{KE} \neq 0$. Робочій точці C' відповідає струм $I_{BC} = 0,03$ мА і напруга $U_{BEC} = 0,72$ В.

Визначаємо Y - параметри вибраного транзистора.

Для визначення Y_{11E} скористаємося характеристичним трикутником ABB (рисунок 15.9, б), який побудований поблизу робочої точки C' . З цього трикутника виходить:

$$Y_{11E} = \frac{\Delta I_B}{\Delta U_{BE}} = \frac{BB}{AB} \quad \text{при } U_{KE} \neq 0 = const;$$

$$Y_{11E} = \frac{0,28}{0,1} = 2,8.$$

Параметр Y_{12E} визначається також по вхідних характеристиках. Для цього при постійній напрузі $U_{BEC} = const$, яка відповідає робочій точці C' , визначаємо прирощення струму бази ΔI_B при зміні напруги на колекторі U_{KE} . Проводимо допоміжну характеристику (на рисунку 15.9, б при $U'''_{KE} = 7,5$ В), а напругу U'''_{KE} визначаємо як середнє значення між $U'_{KE} = 0$ та вказаною в довіднику величиною $U''_{KE} \neq 0$ (15 В). Таким чином

$$Y_{12E} = \frac{\Delta I_B}{\Delta U_{KE}} = \frac{C\Gamma}{|U''_{KE} - U'''_{KE}|} \quad \text{при } U_{BEC} = const;$$

$$Y_{12E} = \frac{1,55}{|15 - 7,5|} = 0,21.$$

Для визначення параметра Y_{21E} скористаємося спочатку вихідними характеристиками (рисунок 15.9, а), на яких поблизу вибраної робочої точки C знаходимо прирощення струму бази ΔI_B та відповідне йому прирощення струму ΔI_K при постійній величині напруги U_{KEC} .

З рисунку 15.9, а видно, що при зміні струму бази від $I_B = 0,3$ мА

до $I_B = 0,4$ мА струм колектора зміниться на ΔI_K (точка M). Для визначення відповідного прирощення напруги на базі повернемося до вхідних характеристик (рисунок 15.9, б), і в області точки C' для характеристики, що знята при $U_{KE} \neq 0$, визначаємо, яке прирощення напруги U_{BE} відповідає прирощенню струму $I_B = 0,4 - 0,3 = 0,1$ мА (заздалегідь знайденому в сімействі вихідних характеристик).

Тоді

$$Y_{21E} = \frac{\Delta I_K}{\Delta U_{BE}} \quad \text{при } U_{KE}'' \neq 0 = const;$$

$$Y_{21E} = \frac{4,58}{0,04} = 114,5.$$

Параметр Y_{22E} знаходимо аналогічно. Для цього по вхідній характеристиці визначаються взаємозв'язані прирощення U_{KE} та ΔI_B (при $U_{BEC} = const$), а потім на вихідних характеристиках знаходимо відповідне напрузі U_{KE} прирощення струму ΔI_K . Так, наприклад, для рисунку 15.9, б зміні напруги $\Delta U_{KE} = |U_{KE}'' - U_{KE}'''|$ відповідає зміна струму бази, яка визначається відрізком $C'G$.

В сімействі вихідних характеристик (рисунок 15.9, а) відзначаємо точку K , яка відповідає $U_{KE}''' = 7,5$ В та $I_B = 0,5$ мА, і деяку точку, що відповідає напрузі U_{KE}'' і струму I_{BC} (в даному випадку точку C). При переході від точки C до точки K , ($\Delta U_{KE} = U_{KEC} - U_{KE}'''$) струм колектора змінюється від I_{KC} до I'_K ($\Delta I_K = I'_K - I_{KC}$).

Отже

$$Y_{22E} = \frac{\Delta I_K}{\Delta U_{KE}} = \frac{I'_K - I_{KC}}{U_{KEC} - U_{KE}''} \quad \text{при } U_{BE} = U_{BEC} = const;$$

$$Y_{22E} = \frac{42 - 25}{|3 - 7,5|} = 3,78.$$

6 Після визначення Y - параметрів транзистора перевіряємо правильність вибору транзистора з умови:

$$K_U < \frac{Y_{21E}}{Y_{22E} + \frac{2}{R_H}};$$

$$K_U < \frac{114,5}{3,78 + \frac{2}{1500}} = 30,28.$$

Умова виконується, транзистор вибраний правильно.

7 Знаходимо величину опорів резисторів, які увімкнені в колекторні кола транзисторів $R3 = R7$ на рисунку 15.7, а за формулою:

$$R_K = R3 = R7 = \frac{K_U R_H}{Y_{21E} R_H - K_U (Y_{22E} R_H + 2)};$$

$$R_K = R3 = R7 = \frac{224 \cdot 1500 \cdot 10^3}{|114,5 \cdot 1500 - 224(3,78 \cdot 1500 + 2)|} = 205 \text{ Ом.}$$

Потужність, що розсіюється на резисторах $R3 = R7$, дорівнює

$$P_{R_K} = I_{KC}^2 R_K;$$

$$P_{R_K} = 0,025^2 \cdot 205 = 0,13 \text{ Вт.}$$

Вибираємо стандартне значення опорів резисторів $R3 = R7 = 220 \text{ Ом}$ і тип МЛТ- 0,25.

8 Визначаємо струм, що проходить через резистор $R6$:

$$I_{R6} = 2(I_{KC} + I_{BC});$$

$$I_{R6} = 2(25 + 0,03) = 50,06 \text{ мА.}$$

9 Знаходимо величину опору резистора $R6$ за формулою:

$$R6 = \frac{E_{ЖИВ} - U_{КЕС} - I_{KC} R_K}{I_{R6}};$$

$$R6 = \frac{10 - 3 - 0,025 \cdot 205}{0,05006} = 37,46 \text{ Ом.}$$

Потужність, що розсіюється на резисторі $R6$, дорівнює

$$P_{R6} = I_{R6}^2 R6;$$

$$P_{R6} = 0,05006^2 \cdot 37,46 = 0,094.$$

Вибираємо стандартне значення опору резистора $R_6 = 39 \text{ Ом}$ і тип МЛТ-0,125.

10 Визначаємо опір змінного резистора R_5 за формулою:

$$R_5 = 0,05R_6;$$

$$R_5 = 0,05 \cdot 37,46 = 1,87 \text{ Ом.}$$

11 Знаходимо величини опорів резисторів дільників напруги $R_{Д1} = R_1 = R_8$ та $R_{Д2} = R_2 = R_9$. Дільник напруги, складений з цих резисторів, забезпечує стійкість робочих точок транзисторів по базових колах. Тому струми дільників повинні бути більше струмів баз приблизно в 5 разів.

Тоді

$$I_{R_{Д2}} = 5I_{BC};$$

$$I_{R_{Д2}} = 5 \cdot 0,03 = 0,15 \text{ мА};$$

$$I_{R_{Д1}} = 5I_{BC} + I_{BC} = 6I_{BC};$$

$$I_{R_{Д1}} = 6 \cdot 0,03 = 0,18 \text{ мА.}$$

Величину опору $R_{Д1} = R_1 = R_8$ знаходимо за формулою:

$$R_{Д1} = R_1 = R_8 = \frac{E_{ЖИВ} - U_{БЕС} - I_{R_6} R_6}{I_{R_{Д1}}};$$

$$R_{Д1} = R_1 = R_8 = \frac{10 - 0,72 - 0,05006 \cdot 37,46}{0,00018} = 41138 \text{ Ом.}$$

Потужність, що розсіюється на резисторах дільника $R_{Д1}$, дорівнює

$$P_{R_{Д1}} = I_{R_{Д1}}^2 R_{Д1};$$

$$P_{R_{Д1}} = 0,00018^2 \cdot 41138 = 0,001 \text{ Вт.}$$

Знаходимо $R_{Д2} = R_2 = R_9$:

$$R_{Д2} = R_2 = R_9 = \frac{U_{БЕС} + I_{R_6} R_6}{I_{R_{Д2}}};$$

$$R_{D2} = R2 = R9 = \frac{0,72 + 0,05006 \cdot 37,46}{0,00015} = 17302 \text{ Ом.}$$

Потужність, що розсіюється на резисторах дільника R_{D2} , дорівнює

$$P_{R_{D2}} = I_{R_{D2}}^2 R_{D2};$$

$$P_{R_{D2}} = 0,00015^2 \cdot 17302 = 0,0004 \text{ Вт.}$$

Вибираємо стандартні резистори $R1$ і $R8$ – МЛТ- 0,125- 47 кОм; $R2$ і $R9$ – МЛТ- 0,125- 22 кОм.

12 Знаходимо вхідний опір каскаду R'_{BX} без урахування впливу опорів дільника:

$$R'_{BX} = \frac{2(Y_{22E} R_K R_H + 2R_K + R_H)}{(Y_{21E} Y_{22E} - Y_{12E} Y_{21E}) R_K R_H + Y_{11E} (2R_K - R_H)},$$

де $R_K = R3 = R7$, $R_H = R4$ (рисунок 15.7, а).

$$R'_{BX} = \frac{2(3,78 \cdot 205 \cdot 1500 + 2 \cdot 205 + 1500) \cdot 10^5}{(114,5 \cdot 3,78 - 0,21 \cdot 114,5) \cdot 205 \cdot 1500 + 2,8 \cdot (2 \cdot 205 - 1500)} = 1852 \text{ Ом.}$$

13 Визначаємо загальний опір $R_{D.3AG}$ дільників між базами транзисторів:

$$R_{D.3AG} = \frac{2R_{D1} R_{D2}}{R_{D1} + R_{D2}},$$

де $R_{D1} = R1 = R8$; $R_{D2} = R2 = R9$.

$$R_{D.3AG} = \frac{2 \cdot 41138 \cdot 17302}{41138 + 17302} = 24359 \text{ Ом.}$$

14 Знаходимо результуючий вхідний опір каскаду R_{BX} . Опори R'_{BX} і $R_{D.3AG}$ увімкнені паралельно.

Тому

$$R_{BX} = \frac{R'_{BX} R_{D.3AG}}{R'_{BX} + R_{D.3AG}};$$

$$R_{BX} = \frac{1852 \cdot 24359}{1852 + 24359} = 1721 \text{ Ом.}$$

15.4 РОЗРАХУНОК ОДНОФАЗНОГО МОСТОВОГО ВИПРЯМЛЯЧА, ЩО ПРАЦЮЄ НА ЄМНІСНЕ НАВАНТАЖЕННЯ

Мета розрахунку: придбання студентами практичних навиків розрахунку однофазних випрямлячів малої потужності.

15.4.1 Визначити

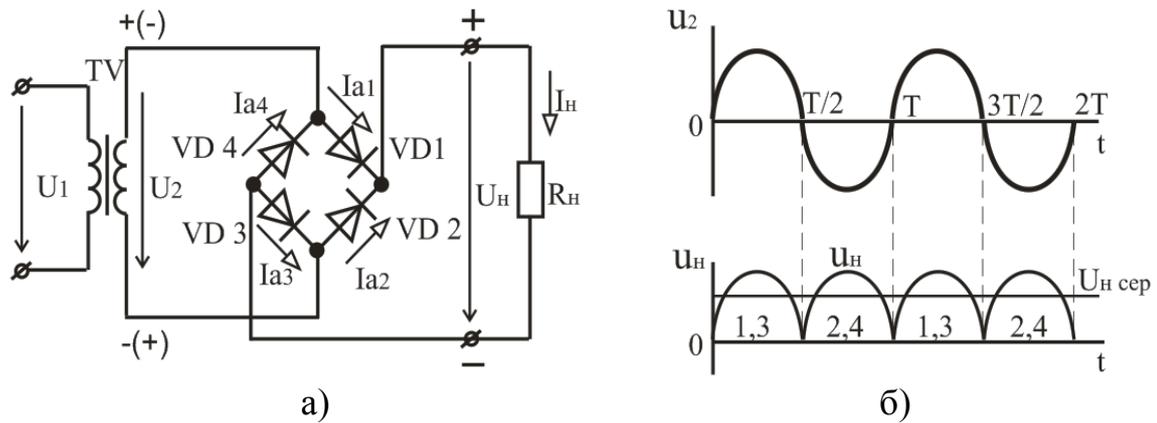
- 1 Привести схему однофазного мостового випрямляча і пояснити принцип роботи за допомогою часових діаграм.
- 2 Визначити зворотну напругу на діодах, середній випрямлений струм, амплітуду струму через діоди.
- 3 Вибрати тип випрямних діодів.
- 4 Визначити опір навантаження випрямляча.
- 5 Визначити активний опір фази випрямляча, для чого розрахувати опір обмоток трансформатора і прямиї опір діода.
- 6 Визначити допоміжні коефіцієнти A, B, D, F, H .
- 7 Здійснити перевірку правильності вибору випрямних діодів.
- 8 Визначити діюче значення струму вторинної обмотки трансформатора.
- 9 Визначити ємність конденсатора на виході випрямляча.

15.4.2 Загальні відомості і рекомендації

В схему однофазного мостового випрямляча (рисунок 15.10) входять трансформатор з однією вторинною обмоткою і випрямний міст з чотирьох діодів $VD1 - VD4$.

Діоди $VD1, VD3$ відкриті на інтервалі $0 - T/2$ при напівхвилі напруги u_2 позитивної полярності (показана без дужок), створюваної 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 .

За наявності напівхвилі напруги u_1 негативної полярності на інтервалі $T/2 - T$ полярність напруги зворотна. Під її дією відкриті діоди $VD2, VD4$, що підключають напругу u_2 до навантаження з тією ж полярністю, що і на попередньому інтервалі.



а – схема; б – часові діаграми напруг

Рисунок 15.10 – Однофазний мостовий випрямляч

Розглянемо послідовність розрахунку мостового випрямляча, що працює на ємнісне навантаження (рисунок 15.11).

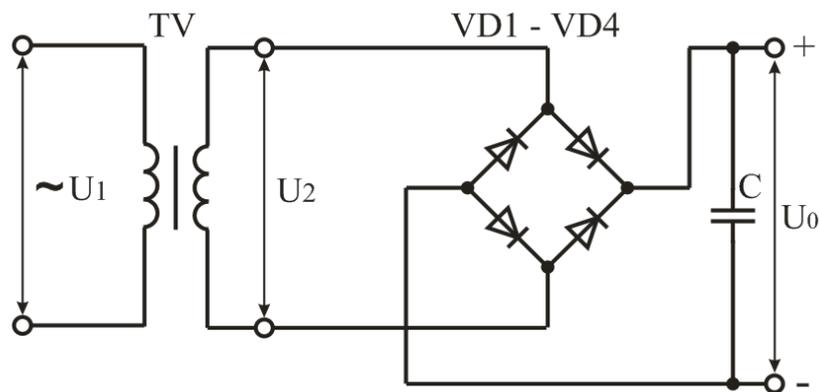


Рисунок 15.11 – Схема однофазного мостового випрямляча, що працює на ємнісне навантаження

15.4.3 Розрахунок однофазного мостового випрямляча

Вихідні дані для розрахунку однофазного мостового випрямляча:

- випрямлена напруга U_H ;
- випрямлений струм I_H ;
- коефіцієнт пульсацій напруги на вході фільтру $K_{\text{ПО}}$.

1 Вибір випрямних діодів.
Зворотна напруга на діодах:

$$U_{3B} = 1,4U_{2H} \approx 1,5U_H. \quad (15.4.1)$$

Середній випрямлений струм:

$$I_{CEP} = \frac{I_H}{2}. \quad (15.4.2)$$

Амплітуда струму через діоди:

$$I_m = 0,5FI_H \approx 3,5I_H. \quad (15.4.3)$$

За отриманими даними U_{3B} , I_{CEP} , I_m вибираємо тип діодів.

2 Визначаємо опір навантаження випрямляча:

$$R_H = \frac{U_H}{I_H}. \quad (15.4.4)$$

3 Опір обмоток трансформатора r_{TP} приймають в межах $(0,07...0,1)R_H$ для випрямлячів потужністю до 10 Вт і в межах $(0,05...0,08)R_H$ для випрямлячів потужністю 10...100 Вт.

Приймаємо опір обмоток трансформатора для випрямляча потужністю 10 – 100 Вт:

$$r_{TP} = (0,05...0,08)R_H. \quad (15.4.5)$$

4 Визначаємо прямий опір діода:

$$r_{IP} \approx \frac{U_{IP}}{3I_{CEP}}, \quad (15.4.6)$$

де U_{IP} – постійна пряма напруга на діоді, В.

5 Визначаємо активний опір фази випрямляча:

$$r = r_{TP} + 2r_{IP}. \quad (15.4.7)$$

6 Визначаємо коефіцієнт A [15]:

$$A = 1,6 \frac{r}{R_H}. \quad (15.4.8)$$

Залежно від знайденого значення A знаходимо допоміжні коефіцієнти B , D , F , H за графіками, які наведені в [15].

7 Перевірка правильності вибору діодів.

Напруга на вторинній обмотці трансформатора (в режимі холостого ходу):

$$U_{2H} = B \cdot U_H. \quad (15.4.9)$$

Зворотна напруга на діодах:

$$U_{3B} = 1,4 \cdot U_{2H}. \quad (15.4.10)$$

Амплітуда струму через діоди:

$$I_m = 0,5 \cdot FI_H. \quad (15.4.11)$$

Якщо розрахункові дані не перевищують допустимих значень для вибраних діодів, то діоди вибрані правильно. У протилежному випадку необхідно вибрати інші діоди і виконати розрахунок спочатку.

8 Діюче значення струму вторинної обмотки трансформатора:

$$I_2 = \frac{DI_H}{\sqrt{2}}. \quad (15.4.12)$$

9 Визначаємо ємність конденсатора на виході випрямляча:

$$C = \frac{H}{r \cdot K_{\text{по}}}. \quad (15.4.13)$$

Вибираємо тип і приймаємо номінальне значення ємності конденсатора C .

15.4.4 Приклад розрахунку

Вихідні дані для розрахунку мостового випрямляча, що працює на ємнісне навантаження:

- випрямлена напруга $U_H = 20$ В;
- випрямлений струм $I_H = 0,3$ А;
- коефіцієнт пульсацій напруги на вході фільтру $K_{\text{по}} = 0,1$.

1 Схема однофазного мостового випрямляча (див. рисунок 15.11).

2 Вибираємо випрямні діоди.

Зворотна напруга на діодах:

$$U_{3B} = 1,4U_{2H} \approx 1,5U_H,$$

$$U_{3B} = 1,4 \cdot 20 \approx 30\text{В.}$$

Середній випрямлений струм:

$$I_{CEP} = \frac{I_H}{2},$$

$$I_{CEP} = \frac{0,3}{2} = 0,15\text{А.}$$

Амплітуда струму через діоди:

$$I_m = 0,5FI_H \approx 3,5I_H,$$

$$I_m = 3,5 \cdot 0,3 = 1,05\text{А.}$$

За отриманими даними U_{3B} , I_{CEP} (I_m) вибираємо тип діодів КД208А з параметрами: $I_{ПП\text{MAX}} = 1,5\text{ А}$, $U_{3B\text{MAX}} = 100\text{ В}$, $U_{ПП} = 1\text{ В}$.

3 Визначаємо опір навантаження випрямляча:

$$R_H = \frac{U_H}{I_H},$$

$$R_H = \frac{20}{0,3} = 66,7\text{Ом.}$$

4 Приймаємо опір обмоток трансформатора для випрямляча потужністю 10 – 100 Вт:

$$r_{TP} = (0,05 \dots 0,08)R_H,$$

$$r_{TP} = 0,08 \cdot 66,7 = 5,33\text{Ом.}$$

5 Знаходимо прямиий опір діода:

$$r_{ПП} \approx \frac{U_{ПП}}{3I_{CEP}},$$

$$r_{ПП} \approx \frac{1}{3 \cdot 0,15} = 2,22\text{Ом,}$$

де $U_{ПП}$ – постійна пряма напруга на діоді, В.

6 Визначаємо активний опір фази випрямляча:

$$r = r_{TP} + 2r_{ПП},$$

$$r = 5,33 + 2 \cdot 2,22 = 9,77\text{Ом.}$$

7 Визначаємо коефіцієнт A [15]:

$$A = 1,6 \frac{r}{R_H},$$
$$A = 1,6 \frac{9,77}{66,7} = 0,23.$$

Залежно від знайденого значення $A = 0,23$ знаходимо допоміжні коефіцієнти B, D, F, H за графіками, які наведені в [15]:

$$B = 1,0; D = 2,25; F = 6; H = 400 \text{ Ом} \cdot \text{мкФ}.$$

8 Перевіряємо правильність вибору діодів.

Напруга на вторинній обмотці трансформатора (в режимі холостого ходу):

$$U_{2H} = B \cdot U_H,$$
$$U_{2H} = 1,0 \cdot 20 = 20\text{В}.$$

Зворотна напруга на діодах:

$$U_{3B} = 1,4 \cdot U_{2H},$$
$$U_{3B} = 1,4 \cdot 20 = 28\text{В}.$$

Амплітуда струму через діоди:

$$I_m = 0,5 \cdot F I_H,$$
$$I_m = 0,5 \cdot 6 \cdot 0,3 = 0,9\text{А}.$$

Оскільки розрахункові дані не перевищують допустимих значень для вибраних діодів, то діоди вибрані правильно.

9 Знаходимо діюче значення струму вторинної обмотки трансформатора:

$$I_2 = \frac{D I_H}{\sqrt{2}},$$
$$I_2 = \frac{2,25 \cdot 0,3}{\sqrt{2}} = 0,48\text{А}.$$

10 Визначаємо ємність конденсатора на виході випрямляча:

$$C = \frac{H}{r \cdot K_{по}},$$
$$C = \frac{400}{9,77 \cdot 0,1} = 409 \text{ мкФ}.$$

Вибираємо тип і приймаємо номінальне значення ємності конденсатора $C = 470 \text{ мкФ}$.

15.5 РОЗРАХУНОК ЗГЛАДЖУВАЛЬНИХ ФІЛЬТРІВ

Мета розрахунку: придбання студентами практичних навиків розрахунку згладжувальних фільтрів.

15.5.1 Визначити

- 1 Привести схему LC - фільтру і пояснити принцип дії.
- 2 Визначити параметри LC - фільтру.
- 3 Привести схему RC - фільтру і пояснити принцип дії.
- 4 Визначити параметри RC - фільтру.

15.5.2 Загальні відомості і рекомендації

Згладжувальні фільтри включаються між випрямлячем і навантаженням для зменшення пульсацій (змінної складової) випрямленої напруги.

Найчастіше застосовуються фільтри, що складаються з дроселя і конденсатора (LC - типу) або з резистора і конденсатора (RC - типу). Ці фільтри можуть бути одноланковими, дволанковим і багатоланковими.

Якість фільтру оцінюють коефіцієнтом згладжування:

$$q = \frac{K_{ПО}}{K_{ПВИХ}}, \quad (15.5.1)$$

де $K_{ПО}$ – коефіцієнт пульсацій на вході фільтру;

$K_{ПВИХ}$ – коефіцієнт пульсацій на виході фільтру.

Коефіцієнт згладжування приймається:

- для одноланкових фільтрів $q = 3 \dots 25$;
- для дволанкових або багатоланкових фільтрів $q > 25$.

Особливістю LC - фільтрів (рисунок 15.12) є незначне падіння постійної складової випрямленої напруги на дроселі, що дає можливість застосовувати такі фільтри в пристроях з відносно великим струмом навантаження. Їх істотним недоліком є велика маса дроселя, а також виникнення навколо нього магнітних полів, що впливають на роботу різних високочутливих вузлів електронної апаратури.

Згладжувальні RC - фільтри (рисунок 15.13) мають малі габаритні розміри, масу і вартість. Застосовуються в малопотужних випрямлячах при невеликих випрямлених струмах (10...15 мА).

15.5.3 Розрахунок згладжувальних фільтрів

Вихідні дані для розрахунку згладжувальних фільтрів:

- випрямлена напруга U_H ;
- випрямлений струм I_H ;
- коефіцієнт пульсацій напруги на вході фільтру $K_{ПО}$.

15.5.3.1 Розрахунок індуктивно-ємнісних фільтрів

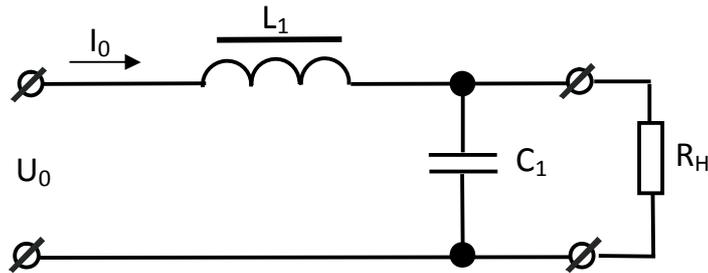


Рисунок 15.12 – Схема Г- подібного згладжувального LC- фільтру

Необхідними умовами, що забезпечують згладжувальну дію фільтру, є співвідношення:

$$1/m\omega C \ll R_H \text{ и } m\omega L \gg R_H, \quad (15.5.2)$$

де m – число фаз випрямляча. Для однофазних з нульовим виводом і однофазних мостових схем випрямлення $m = 2$;

$\omega = 2\pi f$, (f – частота мережі живлення, Гц);

R_H – опір навантаження ($R_H = U_H / I_H$).

Добуток $L1C1$:

$$L1C1 = 2,5 \cdot 10^4 (q + 1) / m^2 f^2, \quad (15.5.3)$$

де $L1$ – індуктивність дроселя, Гн;

$C1$ – ємність конденсатора, мкФ.

Примітка: для LC- фільтрів слід вибрати $q \geq 3$, щоб уникнути резонансних явищ.

Для однофазної мостової схеми випрямляча при частоті мережі живлення $f = 50$ Гц:

$$L1C1 = 10(q + 1) / m^2 \cdot 10^{-6}, \quad (15.5.4)$$

звідки

$$C1 = \frac{10(q + 1)}{L1m^2} \cdot 10^{-6}. \quad (15.5.5)$$

Індуктивність фільтру:

$$L1 = \frac{\sqrt{q+1}\alpha}{m2\pi f}, \quad (15.5.6)$$

де α – хвильовий опір фільтру, Ом; приймається $\alpha = (0,15 \dots 0,25)R_H$.

За розрахунковим значенням $C1$ вибирають тип і стандартне значення ємності конденсатора; по відомому значенню $L1$ і I_H можна провести конструктивний розрахунок дроселя фільтру або вибрати стандартний дросель. Зазвичай, як конденсатори фільтру використовуються електролітичні і оксидно-напівпровідникові конденсатори.

15.5.3.2 Розрахунок резистивно-ємнісних фільтрів

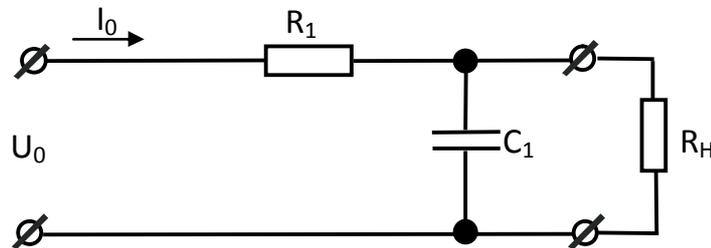


Рисунок 15.13 – Схема Г- подібного згладжувального RC- фільтру

Опір резистора $R1$ зазвичай вибирають в межах:

$$R1 = (0,15 \dots 0,5)R_H, \quad (15.5.7)$$

де R_H – опір навантаження, Ом.

Коефіцієнт корисної дії резистивно-ємнісного фільтру порівняно малий і зазвичай складає $\eta_\Phi = 0,6 \dots 0,8$. Причому, при $\eta_\Phi = 0,8$: $R1 = 0,25R_H$.

Знаючи коефіцієнт згладжування фільтру q , визначають добуток $R1C1$ і з нього знаходять $C1$:

$$R1C1 = \frac{1,5 \cdot q}{mf}, \quad (15.5.8)$$

де m – число фаз випрямляча;

f – частота мережі живлення, Гц.

Звідки

$$C1 = \frac{1,5 \cdot q}{mfR1}, \quad (15.5.9)$$

де $C1$ – ємність конденсатора, мкФ;

$R1$ – опір резистора, Ом.

За розрахунковим значенням $C1$ вибирають тип і стандартне значення ємності конденсатора. Для визначення типу резистора необхідно знайти потужність, що розсіюється на ньому:

$$P_{R1} = I_H^2 R1. \quad (15.5.10)$$

Далі вибирають тип і стандартне значення опору резистора $R1$.

15.5.4 Приклад розрахунку

Вихідні дані для розрахунку згладжувальних фільтрів:

- випрямлена напруга $U_H = 20$ В;
- випрямлений струм $I_H = 0,3$ А;
- коефіцієнт пульсацій напруги на вході фільтру $K_{ПО} = 0,1$.

15.5.4.1 Розрахунок індуктивно-ємнісного фільтру

1 Схема Г- подібного згладжуючого LC- фільтру (див. рисунок 15.12).

2 Визначаємо індуктивність фільтру:

$$L1 = \frac{\sqrt{q+1}\alpha}{m2\pi f},$$

де q – коефіцієнт згладжування фільтру; приймаємо $q = 3$;

α – хвильовий опір фільтру, Ом; приймається $\alpha = 0,15R_H$.

Опір навантаження випрямляча:

$$R_H = \frac{U_H}{I_H},$$

$$R_H = \frac{20}{0,3} = 66,7 \text{ Ом},$$

$$\alpha = 0,15 \cdot 66,7 = 10 \text{ Ом},$$

$$L1 = \frac{\sqrt{3+1} \cdot 10}{2 \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 50} = 0,0318 \text{ Гн}.$$

3 Вибираємо тип дроселя Д224 з $L_H = 0,04$ Гн [10].

4 Визначаємо ємність фільтру:

$$C1 = \frac{10(q+1)}{L_1 m^2} \cdot 10^{-6},$$

$$C1 = \frac{10(3+1)}{0,0318 \cdot 2^2} \cdot 10^{-6} = 314 \cdot 10^{-6} \text{ Ф} = 314 \text{ мкФ}.$$

5 Вибраємо тип конденсатора К50-16 з $C_H = 330 \text{ мкФ}$.

15.5.4.2 Розрахунок резистивно-ємнісного фільтру

1 Схема Г- подібного згладжуючого RC- фільтру (див. рисунок 15.13).

2 Визначаємо опір резистора $R1$:

$$R1 = (0,15 \dots 0,5) R_H,$$

$$R1 = 0,15 \cdot 66,7 = 10 \text{ Ом}.$$

3 Для визначення типу резистора знаходимо потужність, що розсіюється на ньому:

$$P_{R1} = I_H^2 R1,$$

$$P_{R1} = 0,3^2 \cdot 10 = 0,9 \text{ Вт}.$$

Вибраємо резистор типу МЛТ-1 з $R_H = 10 \text{ Ом}$; $P_H = 1 \text{ Вт}$.

4 Визначаємо ємність фільтру:

$$C1 = \frac{1,5 \cdot q}{mfR_1},$$

$$C1 = \frac{1,5 \cdot 3}{2 \cdot 50 \cdot 10} = 0,00045 \text{ Ф} = 450 \text{ мкФ}.$$

5 Вибраємо тип конденсатора К50-16 з $C_H = 470 \text{ мкФ}$.

15.6 РОЗРАХУНОК КОМПЕНСАЦІЙНОГО СТАБІЛІЗАТОРА НАПРУГИ НА ТРАНЗИСТОРАХ

Мета розрахунку: придбання студентами практичних навиків розрахунку компенсаційних стабілізаторів напруги для живлення електронних пристроїв.

15.6.1 Визначити

- 1 Привести схему компенсаційного стабілізатора напруги і пояснити призначення елементів стабілізатора.
- 2 Пояснити принцип роботи компенсаційного стабілізатора.
- 3 Визначити вхідну напругу (мінімальну $U_{BX\ MIN}$, номінальну U_{BX} і максимальну $U_{BX\ MAX}$).
- 4 Залежно від струму навантаження визначити число транзисторів, що входять в регулюючий елемент.
- 5 Визначити параметри транзисторів і вибрати їх тип.
- 6 Визначити параметри і вибрати тип стабілітрона VD .
- 7 Визначити опори резисторів $R1 - R7$ і потужності, що розсіюються на них.

15.6.2 Загальні відомості і рекомендації

На відміну від параметричних, компенсаційні стабілізатори напруги забезпечують необхідну стабільність напруги на навантаженні за допомогою від'ємного зворотного зв'язку, що впливає на регулюючий елемент (РЕ). Залежно від схеми вмикання регулюючого елемента компенсаційні стабілізатори розділяють на послідовні і паралельні. На рисунку 15.14 наведена схема одного з найбільш поширених (до появи інтегральних стабілізаторів) транзисторних стабілізаторів напруги послідовного типу. Стабілізатор складається з регулюючого елемента (транзистори $VT1, VT2, VT3$), підсилювача постійного струму ($VT4, R1$), джерела опорної напруги ($VD, R2$), дільника напруги на резисторах $R3 - R5$, резисторів $R6, R7$, які використовуються для вибору режиму за постійним струмом транзисторів $VT1, VT2$, і конденсатора C . В стабілізаторі передбачено регулювання вихідної напруги, для чого до складу дільника увімкнений потенціометр $R4$.

Число транзисторів, що входять в регулюючий елемент, залежить від струму навантаження. При $I_H < (0,02...0,03)A$ можна викорис-

товувати тільки один транзистор $VT1$; при $(0,02...0,03)A < I_H < (0,5...0,6)A$ – два транзистори $VT1, VT2$; при $(0,5...0,6)A < I_H < (4...5)A$ – всі три транзистори. Стабілізатор може бути виконаний на транзисторах типу $p-n-p$ або $n-p-n$. При використанні транзисторів типу $p-n-p$ полярності напруги на вході і виході змінюються на протилежні (в порівнянні з схемою на рисунку 15.14). При цьому необхідно увімкнути стабілітрон VD таким чином, щоб напруга на його аноді була позитивною щодо катода.

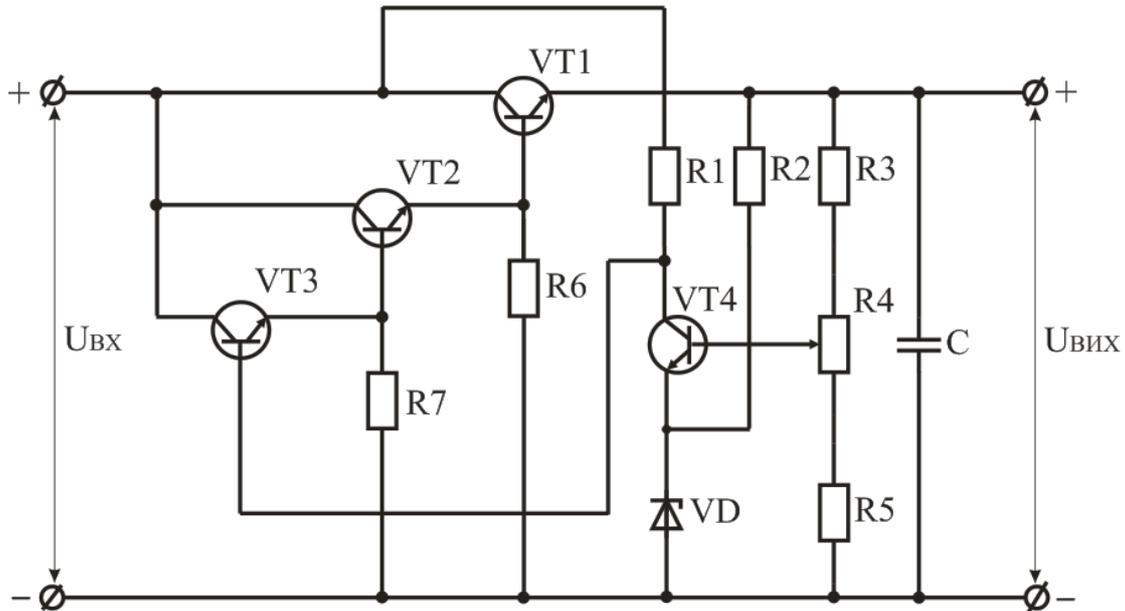


Рисунок 15.14 – Схема компенсаційного стабілізатора напруги

Стабілізатор працює таким чином. При збільшенні вхідної напруги U_{BX} збільшується і вихідна напруга U_{BIX} , що викликає збільшення напруги на вході транзистора $VT4$ і його колекторного струму, внаслідок чого напруга на колекторі зменшується, а це викликає зменшення струму через транзистори регулюючого елементу і, отже, приводить до пропорційного зменшення U_{BIX} . Аналогічні процеси відбуваються і при зменшенні струму навантаження, що приводить до збільшення U_{BIX} . При зменшенні U_{BX} або U_{BIX} (при збільшенні струму навантаження) транзистор $VT4$ закривається, напруга на його колекторі і на базі транзистора регулюючого елементу збільшується, внаслідок чого U_{BIX} збільшується майже до номінального значення.

15.6.3 Розрахунок компенсаційного стабілізатора напруги

Вихідні дані для розрахунку компенсаційного стабілізатора напруги:

- номінальна вихідна напруга $U_{ВИХ} (U_H)$, В;
- межі регулювання вихідної напруги у бік збільшення і зменшення $\Delta U_{ВИХ MAX}$, $\Delta U_{ВИХ MIN}$, В;
- струм навантаження $I_{H MAX}$, А;
- відносні відхилення напруги мережі у бік підвищення a_{MAX} і пониження a_{MIN} ; $a_{MAX} = a_{MIN} = a = \Delta U_C / 100$.

Розглянемо послідовність розрахунку стабілізатора.

1 За таблицею 15.1 визначаємо вхідну напругу (мінімальну $U_{BX MIN}$, номінальну U_{BX} і максимальну $U_{BX MAX}$); струм, що споживається стабілізатором від джерела живлення $I_{BX} = I_H$. Знаючи ці величини можна розрахувати випрямляч і згладжуючий фільтр.

Таблиця 15.1 – Вхідна напруга і струми

$U_{BX MIN}$	U_{BX}	$U_{BX MAX}$	$I_{BX} = I_H$
$U_{ВИХ} + \Delta U_{ВИХ MAX} + (4...5)В$	$U_{BX MIN}(1 + a)$	$U_{BX}(1 + a)$	$(1,1...1,2) I_{H MAX}$

Примітка: добавка (4...5) В потрібна для забезпечення нормальної роботи транзисторів регулюючого елемента.

Приймаємо $\Delta U_{ВИХ MAX} = 0$.

2 Залежно від струму навантаження визначаємо число транзисторів, що входять в регулюючий елемент (див. вищенаведену рекомендацію).

3 За таблицею 15.2 визначаємо параметри транзисторів і вибираємо їх тип.

Таблиця 15.2 – Параметри транзисторів

Параметри	Транзистори			
	$VT1$	$VT2$	$VT3$	$VT4$
$I_{K MAX}$	$(1,1...1,2)I_{H MAX}$	$I_{K MAX 1}/h_{21Э1}$	$I_{K MAX 2}/h_{21Э2}$	$(3...5) \cdot 10^{-3} А$
$U_{KE MAX}$	$U_{BX MAX} - U_{ВИХ} - \Delta U_{ВИХ MIN}$			$U_{ВИХ} + \Delta U_{ВИХ MAX} - U_{СТ}$
$P_{K MAX}$	$U_{KE MAX} \cdot I_{K MAX}$			

4 За таблицею 15.3 визначаємо параметри і вибираємо тип стабілітрона VD за напругою стабілізації U_{CT} .

Таблиця 15.3 – Параметри стабілітрона

Параметри	Стабілітрон
	VD
U_{CT}	$U_{ВІХ} - \Delta U_{ВІХ\text{MIN}} - (2...3)\text{В}$
I_{CT}	$5 \cdot 10^{-3} + [(U_{ВІХ} + \Delta U_{ВІХ\text{MAX}})/R2]$
P_{CT}	$U_{CT} \cdot I_{CT\text{MAX}}$

Примітка: при розрахунку значення $U_{KE\text{ MAX}}$, приймаємо $\Delta U_{ВІХ\text{MIN}} = 2\text{ В}$.

5 Визначаємо опори резисторів $R1 - R7$ (таблиця 15.4) і розсіювані на них потужності $P_R = U_R^2/R = I_R^2 \cdot R$.

Таблиця 15.4 – Розрахунок опорів резисторів

$R1$		$R2$	
$(U_{ВХ\text{MIN}} - U_{ВІХ} - \Delta U_{ВІХ\text{MAX}}) / (3...5) \cdot 10^{-3}$		$(U_{ВХ} - \Delta U_{ВІХ\text{MIN}} - U_{CT}) / (3...5) \cdot 10^{-3}$	
$R3$	$R4$	$R5$	
$R3 + R4 + R5 = R_{ДЛЛ} = U_{ВІХ} / (5...10) \cdot 10^{-3}$			
$R_{ДЛЛ} - R4 - R5$	$R_{ДЛЛ} [1 - (U_{CT} / (U_{ВІХ} - \Delta U_{ВІХ\text{MIN}}))]$	$R_{ДЛЛ} U_{CT} / (U_{ВІХ} + \Delta U_{ВІХ\text{MAX}})$	
$R6$		$R7$	
$U_{ВІХ} / I_{КБ01}$		$U_{ВІХ} / I_{КБ02}$	

15.6.4 Приклад розрахунку

Вихідні дані для розрахунку компенсаційного стабілізатора напруги:

- номінальна вихідна напруга $U_{ВІХ} (U_H) = 20\text{ В}$;
- межі регулювання вихідної напруги у бік збільшення і зменшення $\Delta U_{ВІХ\text{MAX}} = 0$; $\Delta U_{ВІХ\text{MIN}} = 2\text{ В}$;
- струм навантаження $I_{H\text{MAX}} = 0,3\text{ А}$;
- відносні відхилення напруги мережі у бік підвищення a_{MAX} і пониження a_{MIN} ; $a_{\text{MAX}} = a_{\text{MIN}} = a = \Delta U_M / 100 = 5/100 = 0,05$.

1 Схема компенсаційного стабілізатора (див. рисунок 15.14).

2 Визначаємо вхідну мінімальну напругу:

$$U_{BX \text{ MIN}} = U_{BIX} + \Delta U_{BIX \text{ MAX}} + (4 \dots 5) \text{ В},$$

$$U_{BX \text{ MIN}} = 20 + 0 + 4 = 24 \text{ В}.$$

Визначаємо номінальну вхідну напругу:

$$U_{BX} = U_{BX \text{ MIN}} (1 + a),$$

$$U_{BX} = 24 (1 + 0,05) = 25,2 \text{ В}.$$

Визначаємо максимальну вхідну напругу:

$$U_{BX \text{ MAX}} = U_{BX} (1 + a),$$

$$U_{BX \text{ MAX}} = 25,2 (1 + 0,05) = 26,46 \text{ В}.$$

Визначаємо струм, що споживається стабілізатором від джерела живлення:

$$I_{BX} = I_H = (1,1 \dots 1,2) I_{H \text{ MAX}},$$

$$I_{BX} = I_H = 1,1 \cdot 0,3 = 0,33 \text{ А}.$$

3 Залежно від струму навантаження визначаємо кількість транзисторів, які входять в регулюючий елемент. Оскільки $I_H = 0,3 \text{ А}$, то в регулюючий елемент входять два транзистори $VT1$, $VT2$.

4 Визначаємо параметри транзистора $VT1$:

$$I_{K \text{ MAX}} = (1,1 \dots 1,2) I_{H \text{ MAX}},$$

$$I_{K \text{ MAX}} = 1,1 \cdot 0,3 = 0,33 \text{ А},$$

$$U_{KE \text{ MAX}} = U_{BX \text{ MAX}} - U_{BIX} - \Delta U_{BIX \text{ MIN}},$$

$$U_{KE \text{ MAX}} = 26,46 - 20 - 2 = 4,46 \text{ В},$$

$$P_{K \text{ MAX}} = U_{KE \text{ MAX}} \cdot I_{K \text{ MAX}},$$

$$P_{K \text{ MAX}} = 4,46 \cdot 0,33 = 1,47 \text{ Вт}.$$

Вибираємо транзистор П701 з параметрами:

$$I_{K \text{ MAX}} = 0,5 \text{ А}; U_{KE \text{ MAX}} = 40 \text{ В}; P_{K \text{ MAX}} = 10 \text{ Вт}; h_{21 \text{ Э1}} = 10 \dots 40;$$

$$I_{КБ0} = 100 \text{ мкА}.$$

Визначаємо параметри транзистора $VT2$:

$$I_{K \text{ MAX}} = I_{K \text{ MAX1}} / h_{21 \text{ Э1}},$$

$$I_{K \text{ MAX}} = 0,33 / 10 = 0,033 \text{ А},$$

$$U_{KE\ MAX} = U_{BX\ MAX} - U_{BIX} - \Delta U_{BIX\ MIN},$$

$$U_{KE\ MAX} = 26,46 - 20 - 2 = 4,46\ В,$$

$$P_{K\ MAX} = U_{KE\ MAX} \cdot I_{K\ MAX},$$

$$P_{K\ MAX} = 4,46 \cdot 0,033 = 0,147\ Вт.$$

Вибираємо транзистор ГТ404А з параметрами: $I_{K\ MAX} = 0,5\ А$;
 $U_{KE\ MAX} = 25\ В$; $P_{K\ MAX} = 0,3\ Вт$; $h_{21\ \Omega} = 30...80$; $I_{КБ0} = 25\ мкА$.

Визначаємо параметри транзистора VT4:

$$I_{K\ MAX} = (3...5) \cdot 10^{-3}\ А,$$

$$U_{KE\ MAX} = U_{BIX} + \Delta U_{BIX\ MAX} - U_{CT},$$

$$U_{KE\ MAX} = 20 + 0 - 16 = 4\ В,$$

$$P_{K\ MAX} = U_{KE\ MAX} \cdot I_{K\ MAX},$$

$$P_{K\ MAX} = 3 \cdot 10^{-3} \cdot 4 = 0,012\ Вт.$$

Вибираємо транзистор ГТ122Б з параметрами: $I_{K\ MAX} = 20\ мА$;
 $U_{KE\ MAX} = 20\ В$; $P_{K\ MAX} = 150\ мВт$; $h_{21\ \Omega} = 15...45$; $I_{КБ0} = 15\ мкА$.

5 Визначаємо параметри стабілітрона:

$$U_{CT} = U_{BIX} - \Delta U_{BIX\ MIN} - (2...3)\ В,$$

$$U_{CT} = 20 - 2 - 2 = 16\ В,$$

$$I_{CT} = 5 \cdot 10^{-3} + [(U_{BIX} + \Delta U_{BIX\ MAX})/R2],$$

$$I_{CT} = 5 \cdot 10^{-3} + [(20 + 0)/667] = 0,035\ А,$$

$$P_{CT} = U_{CT} \cdot I_{CT\ MAX}$$

$$P_{CT} = 16 \cdot 35 \cdot 10^{-3} = 0,56\ Вт.$$

Вибираємо стабілітрон Д816А з параметрами: $U_{CT} = 22\ В$;

$I_{CT\ MIN} = 10\ мА$; $I_{CT\ MAX} = 230\ мА$.

6 Визначаємо опори резисторів R1 - R7:

$$R1 = (U_{BX\ MIN} - U_{BIX} - \Delta U_{BIX\ MAX})/(3...5) \cdot 10^{-3},$$

$$R1 = (24 - 20 - 0)/3 \cdot 10^{-3} = 1333\ Ом,$$

$$R2 = (U_{BIX} - \Delta U_{BIX\ MIN} - U_{CT})/(3...5) \cdot 10^{-3},$$

$$R2 = (20 - 2 - 16)/3 \cdot 10^{-3} = 667 \text{ Ом},$$

$$R_{ДЛЛ} = U_{ВИХ}/(5 \dots 10) \cdot 10^{-3},$$

$$R_{ДЛЛ} = 20/5 \cdot 10^{-3} = 4000 \text{ Ом},$$

$$R4 = R_{ДЛЛ} [1 - (U_{СТ}/(U_{ВИХ} - \Delta U_{ВИХ\text{MIN}}))],$$

$$R4 = 4000 \cdot [1 - (16/(20 - 2))] = 444 \text{ Ом},$$

$$R5 = R_{ДЛЛ} \cdot U_{СТ}/(U_{ВИХ} + \Delta U_{ВИХ\text{MAX}}),$$

$$R5 = 4000 \cdot 16/(20 + 0) = 3200 \text{ Ом},$$

$$R3 = R_{ДЛЛ} - R4 - R5,$$

$$R3 = 4000 - 444 - 3200 = 356 \text{ Ом},$$

$$R6 = U_{ВИХ}/I_{КБО1},$$

$$R6 = 20/100 \cdot 10^{-6} = 200000 \text{ Ом} = 200 \text{ кОм}.$$

Визначаємо потужності, що розсіюються на резисторах:

$$P_{R1} = I_{R1}^2 \cdot R1,$$

$$P_{R1} = (3 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 1333 = 0,012 \text{ Вт},$$

$$P_{R2} = I_{R2}^2 \cdot R2,$$

$$P_{R2} = (3 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 667 = 0,006 \text{ Вт},$$

$$P_{R3} = I_{R3}^2 \cdot R3,$$

$$P_{R3} = (5 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 356 = 0,009 \text{ Вт},$$

$$P_{R4} = I_{R4}^2 \cdot R4,$$

$$P_{R4} = (5 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 444 = 0,01 \text{ Вт},$$

$$P_{R5} = I_{R5}^2 \cdot R5,$$

$$P_{R5} = (5 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 3200 = 0,08 \text{ Вт},$$

$$P_{R6} = I_{R6}^2 \cdot R6,$$

$$P_{R6} = (100 \cdot 10^{-6})^2 \cdot 200000 = 0,002 \text{ Вт}.$$

Вибираємо типи резисторів:

$R1$ - МЛТ- 0,125: $R_H = 1,5 \text{ кОм}$; $P_H = 0,125 \text{ Вт}$;

$R2$ - МЛТ- 0,125: $R_H = 1 \text{ кОм}$; $P_H = 0,125 \text{ Вт}$;

$R3$ - МЛТ- 0,125: $R_H = 470 \text{ Ом}$; $P_H = 0,125 \text{ Вт}$;

$R4$ - МЛТ- 0,125: $R_H = 470 \text{ Ом}$; $P_H = 0,125 \text{ Вт}$;

$R5$ - МЛТ- 0,125: $R_H = 3,3 \text{ кОм}$; $P_H = 0,125 \text{ Вт}$;

$R6$ - МЛТ- 0,125: $R_H = 220 \text{ кОм}$; $P_H = 0,125 \text{ Вт}$.

ДОДАТОК А

Таблиця А1 – Основні параметри випрямних діодів

Тип діода	Допустимий випрямлений струм $I_{пр.доп.}$, мА	Допустима зворотна напруга $U_{зв.доп.}$, В
КД103А	10	50
КД104А	10	300
КД105А	30	200
2Д106А	30	100
КД202А	$5 \cdot 10^3$	50
КД202 Д	$5 \cdot 10^3$	200
КД202К	$5 \cdot 10^3$	400
Д226 Б	300	400
Д229В	400	100
КД205 А	500	500
КД205 К	700	100
2Д212 А	$1 \cdot 10^3$	200
2Д212 Б	$1 \cdot 10^3$	100
КД206А	$10 \cdot 10^3$	400
КД208А	$1,5 \cdot 10^3$	100
Д242	$10 \cdot 10^3$	100
Д243	$10 \cdot 10^3$	200

Таблиця А2 – Основні параметри стабілітронів

Тип стабілітрона	Напруга стабілізації $U_{\text{СТ.Н}}, \text{В}$	Допустимий струм		Динамічний опір $R_{\text{Д}}, \text{Ом}$
		Мінімальний $I_{\text{СТ.МІН.}}, \text{мА}$	Максимальний $I_{\text{СТ.МАКС.}}, \text{мА}$	
КС133А	3	3	10	14
КС139А	3,9	3	10	16
КС147А	4,7	3	10	15
КС156А	5,6	3	10	28
КС168А	6,8	3	10	46
Д814 А	8	3	40	6
Д814 Б	9	3	36	10
Д814 В	10	3	32	12
Д 814 Г	11	3	29	15
Д814 Д	13	3	24	18
Д815 Г	10	25	800	1,8
Д815 Е	15	25	550	2,5
КС520 В	20	3	22	20
Д816 А	22	10	230	7
2С524 А	24	1	33	30
2С530 А	30	1	27	45
Д816 В	33	10	150	10
Д816 Д	40	10	110	300
Д817 А	56	5	35	400
Д817 Г	100	5	25	800
2С920 А	120	5	42	100
КС630А	130	5	50	180
КС650А	150	2,5	25	255
КС680А	180	2,5	25	255

Таблиця А3 – Основні параметри біполярних транзисторів

Тип	$I_{КДОП},$ мА	$U_{КЕДОП},$ В	$P_{КМАКС},$ мВт	$U_{БЕ},$ В	$f_{Г},$ МГц	h_{21E}	$U_{КЕНАС},$ В
1. Транзистори середньої потужності							
<i>n-p-n</i>							
КТ503А	150	40	350	5	5	40÷120	0,6
ГТ404А	500	25	600	5	1	30÷80	0,3
ГТ400Г	500	40	600	5	1	60÷150	0,3
<i>p-n-p</i>							
КТ104А	50	30	150	2	5	9÷36	1
КТ208Д	150	30	200	2	5	40÷120	0,4
КТ502Г	150	60	350	5	5	80÷240	0,6
КТ501Г	300	30	350	2	5	20÷60	0,4
1Т405Г	500	40	600	5	1	60÷150	0,35
2. Транзистори потужні							
<i>n-p-n</i>							
КТ807А	500	100	10^4	4	5	15÷45	1
КТ815А	$1,5 \cdot 10^3$	40	10^4	5	3	40÷70	2
КТ840А	$6 \cdot 10^3$	400	$6 \cdot 10^4$	5	1	10÷100	3
КТ819Б	10^4	50	$6 \cdot 10^4$	5	12	20÷30	5
КТ819Г	10^4	100	$6 \cdot 10^4$	5	10	12÷30	5
КТ827А	$2 \cdot 10^4$	100	$125 \cdot 10$	5	14	750÷18	2
<i>p-n-p</i>							
КТ626Б	$0,5 \cdot 10^3$	60	$6,5 \cdot 10^3$	5	45	30÷100	1
КТ814Б	$1,5 \cdot 10^3$	50	10^4	5	3	40	0,6
КТ837А	$7,5 \cdot 10^3$	70	$3 \cdot 10^4$	15	0,01	10÷40	2,5
КТ818А	10^4	40	$5 \cdot 10^4$	5	7	15	1,5
КТ825	$2 \cdot 10^4$	90	$125 \cdot 10$	5	10	750	2

Таблиця А4 – Основні параметри польових транзисторів

Тип	S , мА/В	I_C поч., мА	$U_{ЗВ}$ відс., В	$U_{ЗВ}$ макс., В	$U_{СВ}$ макс., В	$P_{МАКС}$, Вт	$g_{22В}$, мкСм
2П103А	0,7÷2,	0,55÷1	0,5÷2,	10	10	0,12	–
2П103Б	0,8÷2,	1÷2,1	0,8÷3	10	10	0,12	–
2П103В	1,4÷3,	1,7÷3,	1,4÷4	10	10	0,12	–
2П103Г	1,8÷3,	3÷6,6	2÷6	10	10	0,12	–
2П103Д	2,0÷4,	5,4÷12	2,8÷7	10	10	0,12	–
2П303А	1÷4	0,5÷2,	0,5÷3	30	25	0,2	150
2П303Б	1÷4	0,5÷2,	0,5÷3	30	25	0,2	150
2П303В	2÷5	1,5÷5	1÷4	30	25	0,2	150
КП307А	4÷9	3÷9	0,5÷3	30	27	0,25	200
КП307Б	5÷10	5÷15	1÷5	30	27	0,25	200
КП307Г	6÷12	8÷24	1,5÷6	30	27	0,25	200
КП307А	1÷4	0,4÷1	0,2÷1,	30	25	0,06	10
КП307Б	1÷4	0,8÷1,	0,3÷1,	30	25	0,06	20
КП307В	2÷5	1,4÷3	0,4 ÷ 2,4	30	25	0,06	20
КП903А	85	700	12	20	20	6	–
КП903Б	50	–	6,5	15	20	6	–

Таблиця А5 – Основні параметри тиристорів

Тип	Максимально допустимий струм $I_{\text{МАКС.ДОП. А}}$	Максимально допустима зворотна напруга $U_{\text{МАКС.ЗВ. В}}$	Струм утримання $I_{\text{УТР. А}}$	Струм керування $I_{\text{КЕР. МА}}$	Напруга керування $U_{\text{КЕР. В}}$	Час вмикання $t_{\text{ВМ. МКС}}$	Час вимикання $t_{\text{ВИМ. МКС}}$	Максимально допустима частота $f_{\text{МАКС. КГц}}$
T106-10	10	100÷800	0,5	600	7	2	60	2,5
T112-16	16	100÷1200	0,5	40	3	2	100	1,5
T122-20	20	100÷1200	0,5	60	3	2	63	1,5
T132-25	25	100÷1200	0,7	60	3	2	100	1,5
T142-32	32	100÷1200	0,7	120	4	2	100	1,5
T131-40	40	100÷1000	0,8	110	3,5	2	63	1,5
T141-40	40	1300÷200	0,8	150	3,5	2	100	1,5
T132-50	50	100÷1200	0,8	110	3,5	2	100	1,5
TБ151-50	50	500÷800	1,0	120	2,5	2	32	10
ТЧ-40	62	100÷900	1,0	20	2,5	2	20	25
ТЧ-50	78	100÷900	1,5	30	2,5	2	30	25
ТЧ-63	99	100÷900	1,5	30	2,5	2	20	25

Таблиця А6 – Параметри цифрових інтегральних мікросхем

Параметр	Тип мікросхеми				
	К155ЛА9	К155ЛА3	К155АГ3	К155АГ1	К531ЛА9
Логічна операція	4 елементи 2 І-НІ	4 елементи 2 І-НІ	2 одно- вібратори	одновібратор	4 елементи 2 І-НІ
Напруга логічн. «1» $U_1, В$	$\geq 2,7$	$\geq 2,7$	$\geq 2,4$	$\geq 2,4$	$\geq 2,4$
Напруга логічн. «0» $U_0, В$	$\leq 0,5$	$\leq 0,5$	$\leq 0,4$	$\leq 0,3$	$\leq 0,3$
Вихідний струм логічн. «0» $I_{вих}, мА$	0,1	–	–	–	0,4
Напруга живлення $U_{ж}, В$	+5	+5	+5	+5	+5
Тип вихідного каскаду	відкритий колекторний вихід транзистора	–	–	–	відкритий колекторний вихід транзистора

Таблиця А7 – Основні параметри операційних підсилювачів

Параметр	140УД7	140УД10	140УД17	153УД1	153УД5	154УД1	154УД3	544УД1
Коефіцієнт підсилення $K \cdot 10^3$	2	50	200	25	500	200	10	25
Максимальний рівень вихідної напруги $U_{\text{МАКС}}, \text{В}$	$\pm 6,5$	± 12	± 12	± 12	± 12	$\pm 13,5$	$\pm 13,5$	± 10
Напруга живлення $U_{\text{Ж}}, \text{В}$	$\pm 12,6$	± 15	± 15	± 15				
Вхідний струм $I_{\text{ВХ}}, \text{нА}$	220	350	2,5	600	100	–	–	–

Таблиця А7 – Основні параметри інтегральних стабілізаторів напруги

Серія інтегральн. стабілізатора	Параметр					
	U_{BX}, B	U_H, B	$(U_{BX}-U_H)_{MIN}, B$	$K_{HU}, \%$	$K_{HI}, \%$	I_{HMAX}, A
K142EH1	9...25	3...12	4	0,1	0,2	0,15
K142EH2	15...40	12...30	4	0,1	0,2	0,15
K142EH3	19...45	16...30	3	0,05	0,5	1,0
K142EH4	19...40	15...30	4	0,05	0,5	1,0
K142EH5A K142EH5Б	10	4,9...5,6 5,9...6,13	3	0,05	3	3,0
K142EH5B K142EH5Г	10	4,8...5,2 5,3...6,23	3	0,05	2	3,0
K142EH61	± 30	14,7...15,3	2,2	0,001	0,2	0,2
K142EH8A K142EH8Б	12...35	8,7...9,3 1,6...12,3	2,5	0,001	1	1,5
K142EH8B	12...35	14,5...15,4	2,5	0,05	1	1,5
K142EH9A K142EH9Б	23...40	19,6...20,4 23,5...24,5	2,5	0,05	1	1,5
K142EH9B	23...40	26,4...27,5	2,5	0,05	1	1,5

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

- 1 Жеребцов И.П. Основы электроники. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1989. – 352 с.
- 2 Пасынков В.В. и др. Полупроводниковые приборы: Учебник для вузов. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Высш. школа, 1981. – 431 с.
- 3 Забродин Ю.С. Промышленная электроника: Учебник для вузов. – М.: Высш. школа, 1982. – 496 с.
- 4 Колонтаєвський Ю.П., Сосков А.Г. Промислова електроніка та мікросхемотехніка: теорія і практикум. За ред. А.Г. Соскова. – К.: Каравела, 2003. – 368 с.
- 5 Руденко В.С., Ромашко В.Я., Трифонюк В.В. Промислова електроніка. – К.: Либідь, 1993. – 432 с.
- 6 Основы промышленной электроники: Учебник для вузов/ В.Г. Герасимов, О.М. Князьков, А.Е. Краснопольский, В.В. Сухорук; Под ред. В.Г. Герасимова. – М.: Высш. школа, 1978. – 336 с.
- 7 Гуржій А.М. Імпульсна та цифрова техніка. Підручник/ А.М Гуржій; В.В. Самсонов, Н.І Поваротнюк. – Х: компанія «Сміт», 2005. – 424 с.
- 8 Стахів П.Г., Коруд В.І., Гамола О.Є. Основи електроніки: функціональні елементи та їх застосування. Підручник для студентів неелектротехнічних спеціальностей вищих навчальних закладів. – Львів: «Новий Світ – 2000»; «Магнолія плюс», 2003. – 208 с.
- 9 Гершунский Б.С. Основы электроники и микроэлектроники: Учебник. – К.: Вища школа, 1987. – 422 с.
- 10 Гершунский Б.С. Справочник по расчету электронных схем. – К.: Ви-ща школа. Изд-во при Киев. ун-те, 1983. – 240 с.
- 11 Галкин В.И. Промышленная электроника: Учеб. пособие. – Мн.: Выш. шк., 1989. – 336 с.
- 12 Скаржепа В.А. и др. Электроника и микросхемотехника: Лабораторный практикум / В.А.Скаржепа, А.А. Новацкий, В.И. Сенько; Под общ. ред. А.А Краснопрошиной. – Выща.шк. – Головное изд-во, 1989. – 279 с.
- 13 Скаржепа В.А., Сенько В.И. Электроника и микросхемотехника: Сб. задач / Под общ. ред. А.А. Краснопрошиной. – К.: Выща шк. Головное изд-во, 1989. – 232 с.
- 14 Дмитрів В.Т., Шиманський В.М. Електроніка і мікросхемотехніка: Навч. посібник. – Львів: Афіша, 2006. – 175 с.

15 Терещук Р.М. и др. Полупроводниковые приемно-усилительные устройства: Справочник радиолюбителя / Р.М. Терещук, К.М. Терещук, С.А. Седов. – Киев: Наук. думка, 1988. – 800 с.

16 Усатенко С.Т. и др. Выполнение эл. схем по ЕСКД: Справочник: М: Из-во стандартов, 1989. – 325 с.

17 Резисторы: Справочник / В.В. Дубровский, Д.М. Иванов, Н.Я. Пратусевич и др.; Под ред. И.И. Четверикова и В.М. Терехова, 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1991. – 528 с.

18. Электрические конденсаторы и конденсаторные установки: Справочник / В.П. Берзан, Б.Ю. Геликман, М.Н. Граевский и др.; Под ред. Г.С. Кучинского, – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 656 с.

19 Аксенов А.И., Нефедов А.В. Отечественные полупроводниковые приборы / 5-е изд., доп. и испр. – М.: СОЛОН-Пресс, 2005. – 584 с.

20 Нефедов А.В., Аксенов А.И. Транзисторы для бытовой, промышленной и специальной аппаратуры. Справочное пособие. – М.: СОЛОН-Пресс, 2006. – 600 с.

21 Цифровые и аналоговые интегральные микросхемы: Справочник / С.В. Якубовский, Л.И. Ниссельсон, В.И. Кулешова и др.; Под ред. С.В. Якубовского. – М.: Радио и связь, 1989. – 496 с.