

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

ЕЛЕКТРОНІКА ТА МІКРОСХЕМОТЕХНІКА

НАВЧАЛЬНИЙ ПОСІБНИК

**Рекомендовано Міністерством аграрної політики України як
навчальний посібник для студентів аграрних вищих навчальних
закладів I–IV рівнів акредитації зі спеціальності 5.10010102
“Монтаж, обслуговування та ремонт електротехнічного
устаткування в агропромисловому комплексі” та напряму
6.100101 “Енергетика та електротехнічні системи в АПК”**

**Київ
"Аграрна освіта"
2010**

УДК 621.38

*Гриф надано Міністерством аграрної політики
України (лист № 18-2-28/939 від 30.07. 2010 р.)*

Укладачі: **Квітка С.О.**, доцент, **Яковлєв В.Ф.**, професор
Таврійського ДАТУ
Нікітіна О.В., викладач ВСП “Мелітопольський
коледж Таврійського ДАТУ”

Рецензенти: **Діордієв В.Т.**, професор, завідувач кафедри
Таврійського ДАТУ;
Самойленко П.Г., викладач ВП НУБіП України
“Немішаєвський агротехнічний коледж”;
Захарчук О.С., викладач Східноукраїнського
національного університету ім. В.Даля;
Черенков О.Д., професор, доктор технічних наук
Харківського НТУСГ ім. П. Василенка;
Труфанов І.Д., професор, доктор технічних наук
Запорізького національного технічного університету

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

Електроніка та мікросхемотехніка: Навчальний посібник / За ред.
проф. В.Ф. Яковлева. – К.: Аграрна освіта, 2010. – 329 с.

ISBN 978-966-7906-71-9

Розглянуто будову, принцип дії, параметри, характеристики і застосування 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, згладжувальних фільтрів, стабілізаторів напруги, керованих випрямлячів, автономних і ведених мережею інверторів, конверторів.

ISBN 978-966-7906-71-9

**© С.О. Квітка, В.Ф. Яковлєв,
О.В. Нікітіна, 2010**

ЗМІСТ

Передмова.....	8
1. Фізичні основи напівпровідникових приладів.....	9
1.1. Напівпровідникові матеріали	9
1.2. Електронно-дірковий перехід (<i>p-n</i> -перехід).....	14
2. Напівпровідникові резистори	22
2.1. Варистори.....	23
2.2. Терморезистори	24
2.3. Тензорезистори.....	27
3. Напівпровідникові діоди	29
3.1. Випрямні діоди	31
3.2. Стабілітрони.....	35
3.3. Тунельні й обернені діоди	37
3.4. Варикапи	39
3.5. Розрахунок електричних кіл з напівпровідниковими діодами	40
4. Перемикальні прилади	46
4.1. Двоелектродні тиристори (диністори)	46
4.2. Триелектродні тиристори (триністори)	48
4.3. Симетричні тиристори (симістори)	50
4.4. Одноперехідні транзистори	52
4.5. Застосування перемикальних приладів.....	53
5. Біполярні транзистори	58
5.1. Будова і принцип дії	58
5.2. Схеми вмикання біполярних транзисторів.....	62
5.3. Статичні характеристики біполярних транзисторів.....	63
5.4. Основні параметри біполярних транзисторів	65
5.5. Режим роботи біполярних транзисторів	67
5.6. Підсилювальний каскад на біполярному транзисторі	67
5.7. Розрахунок електричних кіл з біполярними транзисторами	69
6. Польові транзистори	74
6.1. Польові транзистори з керуючим <i>p-n</i> -переходом	74
6.2. Польові транзистори з ізольованим затвором	78
6.3. Схеми вмикання польових транзисторів	82
6.4. Підсилювальний каскад на польових транзисторах	83
6.5. Розрахунок електричних кіл з польовими транзисторами	85
7. Силові напівпровідникові прилади	90
7.1. IGBT-біполярний транзистор з ізольованим затвором	90
7.2. SIT-транзистор із статичною індукцією	95

7.3. Порівняльна характеристика силових напівпровідникових приладів	98
8. Напівпровідникові джерела та приймачі оптичного випромінювання	100
8.1. Світлодіоди	100
8.2. Фоторезистори	103
8.3. Фотодіоди.....	104
8.4. Фототранзистори і фототиристори	107
8.5. Оптопари (оптрони)	110
9. Інтегральні мікросхеми (ІМС)	113
9.1. Гібридні ІМС	114
9.2. Напівпровідникові ІМС	114
9.3. Цифрові та аналогові (лінійні) ІМС	115
10. Підсилювачі електричних сигналів	116
10.1. Загальні відомості про підсилювачі	116
10.2. Принцип побудови підсилювальних каскадів	119
10.3. Підсилювачі на біполярних транзисторах	121
10.3.1. Підсилювальний каскад на біполярному транзисторі за схемою зі спільним емітером (СЕ)	122
10.3.2. Підсилювальний каскад на біполярному транзисторі за схемою зі спільним колектором (СК) (емітерний повторювач)	125
10.3.3. Режим роботи підсилювачів на біполярних транзисторах	126
10.3.4. Способи забезпечення режиму спокою	127
10.4. Підсилювачі на польових транзисторах	129
10.4.1. Підсилювальний каскад на польовому транзисторі з керованим p - n -переходом	129
10.4.2. Підсилювальний каскад на польовому МДН-транзисторі з індукованим каналом	132
10.4.3. Підсилювальний каскад на польовому МДН-транзисторі з вбудованим каналом	134
10.5. Багатокаскадні підсилювачі	134
10.6. Зворотні зв'язки (ЗЗ) у підсилювачах	135
10.6.1. Види зворотних зв'язків у підсилювачах	135
10.6.2. Вплив зворотного зв'язку на коефіцієнт підсилення і вхідний опір підсилювального каскаду.....	136
10.7. Підсилювачі потужності	138
10.7.1. Підсилювальний каскад з трансформаторним увімкненням навантаження.....	139
10.7.2. Основні параметри підсилювачів потужності	141

10.8. Підсилювачі постійного струму (ППС).....	142
10.8.1. Підсилювачі постійного струму на транзисторах.....	144
10.8.2. Операційні підсилювачі (ОП).....	146
11. Генератори синусоїдальних коливань.....	160
11.1. Структурна схема генератора синусоїдальних коливань.....	161
11.2. LC-генератори	161
11.3. RC-генератори	163
12. Імпульсні пристрої	170
12.1. Види та параметри імпульсних сигналів	170
12.2. Ключовий режим роботи біполярних транзисторів.....	172
12.3. Формування імпульсів RC-колами.....	174
12.3.1. Диференціальні RC-кола	174
12.3.2. Інтегровальні кола.....	175
12.4. Логічні елементи.....	176
12.4.1. Основні логічні перетворення імпульсних сигналів.....	177
12.4.2. Логічні елементи.....	177
12.4.3. Логічні елементи в інтегральному виконанні.....	181
12.4.4. Основні параметри логічних елементів.....	181
12.5. Тригери.....	181
12.5.1. Класифікація тригерів.....	181
12.5.2. Асинхронні R-S-тригери	182
12.5.3. D-тригери	184
12.5.4. T-тригери	186
12.5.5. Універсальні JK-тригери	187
12.6. Компаратори	188
12.6.1. Компаратор на операційному підсилювачі	188
12.6.2. Компаратор з додатним зворотним зв'язком (тригер Шмітта)	189
12.7. Автоколивальні мультивібратори.....	191
12.8. Одновібратори	195
13. Пристрої для регулювання та перетворення електричної енергії	204
13.1. Однофазні випрямлячі змінного струму	204
13.1.1. Однофазний однонапівперіодний випрямляч	205
13.1.2. Однофазний двонапівперіодний випрямляч з нульовим виводом	207
13.1.3. Однофазний мостовий випрямляч	208
13.2. Згладжувальні фільтри	209
13.2.1. Класифікація згладжувальних фільтрів	209
13.2.2. Ємнісний фільтр	210

13.2.3. Індуктивний фільтр	212
13.2.4. G -подібні фільтри	212
13.2.5. I -подібні фільтри.....	213
13.2.6. Електронні згладжувальні фільтри на транзисторах	213
13.3. Випрямлячі з множенням напруги	214
13.4. Стабілізатори напруги.....	216
13.4.1. Класифікація стабілізаторів напруги.....	216
13.4.2. Параметричні стабілізатори напруги.....	216
13.4.3. Компенсаційні стабілізатори напруги (КСН).....	218
13.4.4. Інтегральні стабілізатори напруги (ІСН).....	222
13.4.5. Основні параметри стабілізаторів напруги.....	224
13.5. Трифазні випрямлячі.....	224
13.5.1. Трифазний однонапівперіодний випрямляч з нульовим виводом	225
13.5.2. Трифазний двонапівперіодний мостовий випрямляч	227
13.6. Керовані випрямлячі	230
13.6.1. Методи регулювання величини напруги постійного струму	230
13.6.2. Однофазний двонапівперіодний керований випрямляч з нульовим виводом трансформатора	234
13.7. Системи імпульсно-фазового керування (СІФК)	236
13.7.1. Загальні положення	236
13.7.2. СІФК з горизонтальним керуванням	237
13.7.3. СІФК з вертикальним керуванням.....	239
13.8. Побудова типових вузлів СІФК з вертикальним керуванням.	242
13.8.1. Генератор лінійно змінюваної напруги (ГЛН)	242
13.8.2. Вузол порівняння	245
13.8.3. Імпульсний підсилювач потужності	246
13.8.4. Приклади реалізації СІФК	247
13.9. СІФК з цифровим керуванням	250
14. Інвертори та конвертори	259
14.1. Автономні інвертори.....	259
14.1.1. Призначення та класифікація.....	259
14.2. Інвертори, ведені мережею	261
14.3. Конвертори.....	263
15. Приклади розрахунку електронних пристроїв.....	268
15.1. Розрахунок підсилювального каскаду на біполярному транзисторі	268

15.2. Розрахунок підсилювального каскаду на польовому транзисторі	278
15.3. Розрахунок балансного каскаду підсилювача постійного струму (ППС)	287
15.4. Розрахунок однофазного мостового випрямляча, що працює на ємнісне навантаження	303
15.5. Розрахунок згладжувальних фільтрів.....	309
15.6. Розрахунок компенсаційного стабілізатора напруги на транзисторах	314
Додатки	321
Список використаних джерел	327

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 основі.

Електроніка має важливе значення у вирішенні сучасних завдань енергетики в сільськогосподарському виробництві. Вона посідає одне з перших місць під час контролю технологічних параметрів, управління різноманітними технологічними процесами, технічними системами з електроприводами, прийняття і передачі інформації.

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

Питаннями побудови електронних пристроїв на інтегральних мікросхемах займається мікросхемотехніка.

Електронні елементи сучасних електронних пристроїв є двох видів: 1) у вигляді окремих дискретних компонентів (діодів, транзисторів, тиристорів та ін.); 2) у вигляді мікросхем (інтегральних схем), в яких в одному корпусі в один функціональний вузол об'єднано низку 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 малострумових ланках для узгодження окремих мікросхем, корегування характеристик деяких пристроїв та ін.

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

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

1. ФІЗИЧНІ ОСНОВИ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ПРИБЛАДІВ

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 – $\rho=10^{-4}$ – 10^{10} Ом·см, діелектриків – $\rho=10^{10}$ Ом·см і вище.

Для виготовлення напівпровідникових приладів нині 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. 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 у них пов'язаний з сусідніми двома електронами – по одному від кожного атома.

Схематичне зображення кристала германію на площині показано на рис. 1.1.

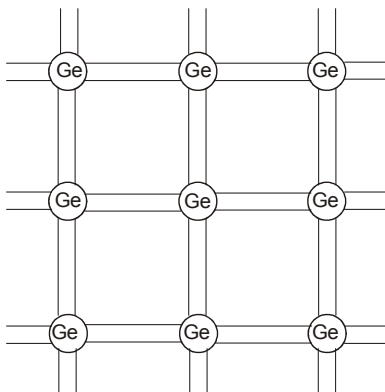


Рис. 1.1. Кристалічна решітка кристала германію

Кожен атом у монокристалі германію оточений чотирма сусідніми атомами, з якими він зв'язаний парноелектронними зв'язками. У 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 у перенесенні зарядів, немає.

Чисті напівпровідники при нулі абсолютної температури ($T=0$ 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 у кристалічній решітці напівпровідника називається діркою. Дірка має позитивний заряд, за абсолютною величиною рівний заряду електрона, отже, є носієм позитивного заряду.

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

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

Наявність носіїв зарядів у 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 за рівноважної 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

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

а для кремнію

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

тобто $\sigma_{Ge} \gg \sigma_{Si}$.

З підвищенням температури питома електропровідність збільшується за експоненціальним законом.

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, 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 (рис. 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 участі. Тому він виявляється слабо зв'язаним зі своїм атомом і може бути легко відірваний від нього. У результаті він перетворюється на вільний електрон, який може вільно переміщатися в об'ємі напівпровідника, створюючи електронну провідність.

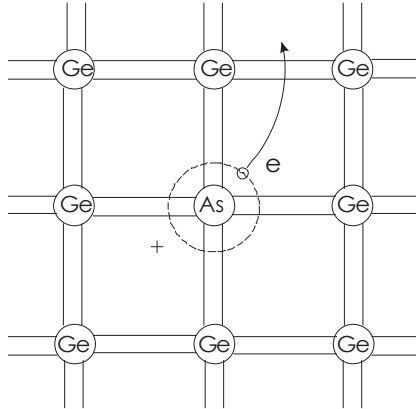


Рис. 1.2. Виникнення вільного електрона в кристалі напівпровідника *n*-типу

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 у цьому напівпровіднику переважає, називаються *основними носіями зарядів*.

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 тривалентні електрони, наприклад індію, утворюють три парноелектронні зв'язки з сусідніми атомами германію. У 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 (рис. 1.3). Захоплений атомом індію, четвертий електрон утворює парно-електронний зв'язок і міцно утримується атомом індію. Атом індію стає при цьому нерухомим негативним іоном.

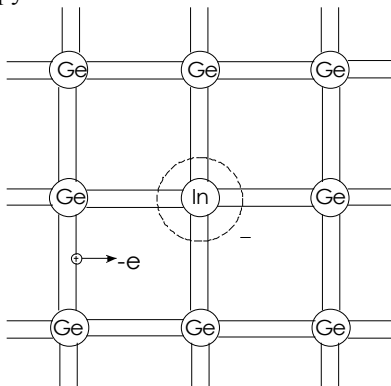


Рис. 1.3. Виникнення дірки в кристалі напівпровідника *p*-типу

Домішки, які створюють у 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 у 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 у 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 у якій-небудь частині напівпро-

відника може виникнути під дією світла, тепла, електричного поля та 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 у кожному напівпровіднику здійснюють хаотичний тепловий рух, то відбувається їх дифузія з одного напівпровідника в іншій. З напівпровідника *n*-типу в напівпровідник *p*-типу дифундують електрони, а у зворотному напрямку з напівпровідника *p*-типу в напівпровідник *n*-типу дифундують дірки (рис. 1.4, б). У результаті дифузії носіїв зарядів по обидва боки 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.

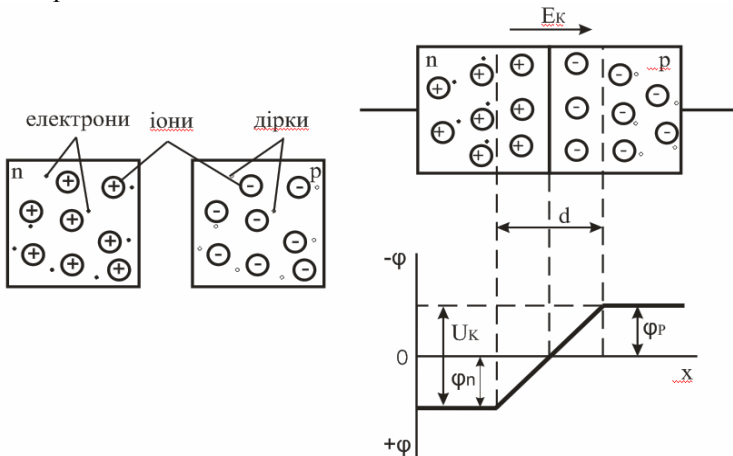


Рис. 1.4. Електронно-дірковий перехід за відсутності зовнішньої напруги

Між об'ємними зарядами, що утворилися, виникають контактна різниця потенціалів: $u_K = \varphi_n - \varphi_p$ 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'єра рівна контактній різниці потенціалів і складає десятки частки вольт. Висота потенційного бар'єра зростає при збільшенні концентрації домішок у відповідних областях, при цьому товщина p - n -переходу d зменшується. Для германію, наприклад, за середньої концентрації домішок $u_K = 0,3-0,4$ В і $d = 10^{-4} - 10^{-5}$ см, а при великих концентраціях – $u_K \approx 0,7$ В і $d = 10^{-6}$ см. Із збільшенням температури висота потенційного бар'єра 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: дифузії і 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.

Під час утворення контактної різниці потенціалів по обидва боки межі розділу напівпровідників утворюється шар із зниженою концентрацією основних носіїв зарядів. Він має підвищений опір і називається запірним 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 зовнішнє електричне поле $E_{пр}$ виявляється направленим назустріч електричному полю p - n -переходу – E_K (рис. 1.5). У результаті цього висота потенційного бар'єра знижується на величину зовнішньої напруги. Одночасно зменшується товщина запірного шару ($d_{пр} < d$) і його опір у прямому напрямку стає малим. Оскільки висота потенційного бар'єра знижується, зростає дифузійний струм (оскільки більша кількість носіїв зарядів може подолати знижений бар'єр). Струм дрейфу при цьому майже не змінюється, оскільки він залежить головним чином від кількості неосновних носіїв, що потрапляють за рахунок теплових швидкостей на p - n -перехід з p - і n -областей.

За прямої напруги $I_{\text{диф}} > I_{\text{др}}$ 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*.

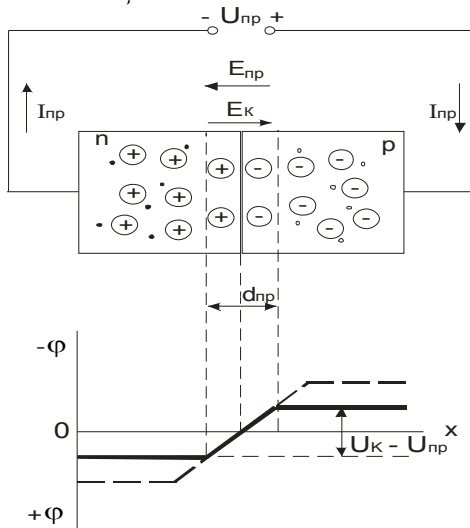


Рис. 1.5. Електронно-дірковий перехід за наявності зовнішньої прямої напруги

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

Зовнішнє поле відтягує основні носії зарядів від p - n -переходу. Переміщення вільних носіїв зарядів через p - n -перехід зменшується, і за зворотної напруги, рівній $U_{3B} = 0,2$ В, струм дифузії через перехід припиняється, тобто $I_{диф} = 0$, оскільки власні швидкості носіїв недостатні для подолання потенційного бар'єра. Проте неосновні носії переміщатимуться через p - n -перехід, створюючи струм, що протікає з n -області в p -область (зворотний струм I_{3B}). 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.

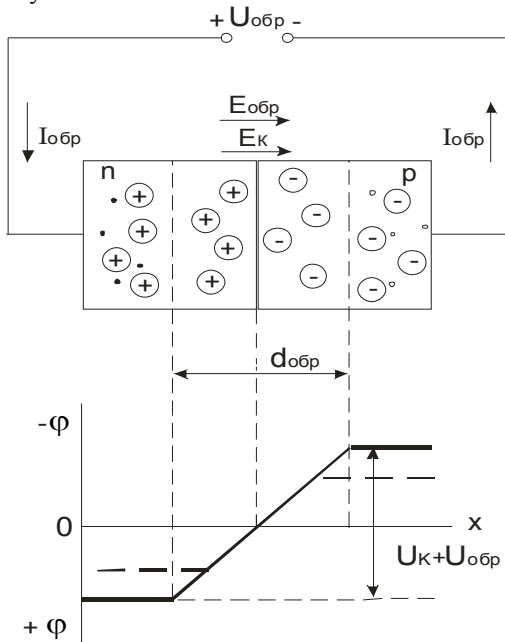


Рис.1.6. Електронно-дірковий перехід за наявності зовнішньої зворотної напруги

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 $I = f(U)$ (рис. 1.7).

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

Під час досягнення 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 пробою. Розрізняють електричний і тепловий пробій. Електричний пробій (ділянка АВ характеристики) є оборотним, тобто при цьому пробіі в переході не відбувається необоротних змін (руйнування структури речовини). Можуть існувати два види електричного пробою: лавинний і тунельний.

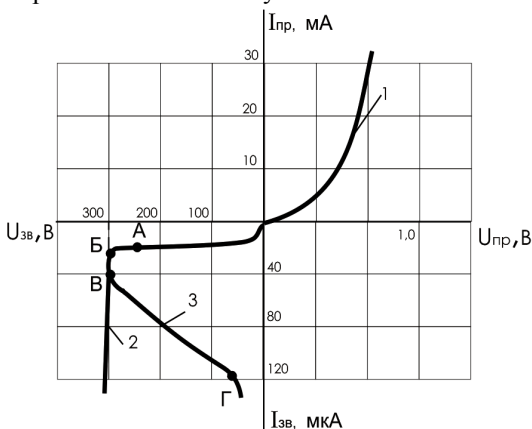


Рис. 1.7. Вольт-амперна характеристика p - n -переходу:

- 1 – пряма гілка; 2 – зворотна гілка за лавинного пробою;
- 3 – зворотна гілка за теплового пробою

Лавинний пробій пояснюється лавинним розмноженням носіїв за рахунок ударної іонізації і за рахунок відривання електронів з атомів сильним електричним полем. Цей пробій характерний для p - n -переходів великої товщини, які отримують за порівняно малої

концентрації домішок у напівпровідниках. Пробивна напруга для лавинного пробою складає десятки або сотні вольт.

Явище ударної іонізації полягає в тому, що за рахунок збільшення вищої зворотної напруги 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 за високої концентрації домішок. Напруга, що відповідає тунельному пробою, зазвичай не перевищує одиниць вольт.

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

На електропровідність напівпровідників суттєво впливає температура (рис. 1.8.).

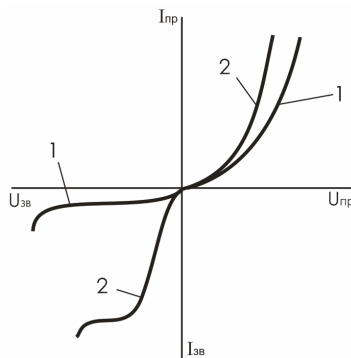


Рис. 1.8. Вольт-амперна характеристика p - n -переходу:
1 – при 20°C; 2 – при 50°C

При підвищенні температури посилюється генерація пар носіїв зарядів, тобто збільшується концентрація носіїв і провідність зростає. 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 разу. Прямий струм при нагріві p - n -переходу зростає не так суттєво, як зворотний. Це пояснюється тим, що прямий струм виникає головним чином за рахунок домішкової провідності, а концентрація домішок не залежить від температури.

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

Запірний шар має високий опір і відіграє роль діелектрика, а по обидва його боки розташовані два різнойменні об'ємні заряди $+Q_{зв}$ і $-Q_{зв}$, що створені іонізованими атомами донорної і акцепторної домішки. Тому p - n -перехід має ємність, яку називають *бар'єрною*.

За прямої напруги, окрім бар'єрної ємності, існує дифузійна. Вона характеризує накопичення рухомих носіїв зарядів в p - і n -областях за прямої напруги 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 більша бар'єрної.

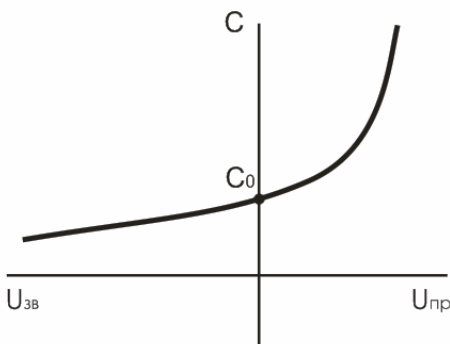


Рис. 1.9. Залежність ємності p - n -переходу від прикладеної напруги

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

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 за прямого і зворотного вмикання.
8. Дайте визначення ВАХ і наведіть її зображення для p - n -переходу?
9. Поясніть поняття лавинного та тунельного пробіїв.
10. Вкажіть властивості p - n -переходу, які використовують під час побудови напівпровідникових електронних приладів.

ЗАВДАННЯ НА САМОСТІЙНЕ ОПРАЦЮВАННЯ

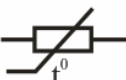
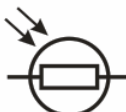
- 1.1с. Поясніть, чим визначається провідність напівпровідників з домішками?
- 1.2с. Поясніть, за рахунок чого утворюються дифузія і дрейф носіїв зарядів у напівпровідниках?
- 1.3с. Поясніть, чи зміниться опір напівпровідника з домішками при зміні температури?
- 1.4с. Поясніть, в якому напрямку переміщуються 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'єра p - n -переходу зі зміною температури та концентрації домішок у областях, що прилягають до переходу?
- 1.7с. Поясніть, від чого залежить і чим визначається концентрація неосновних носіїв заряду на границях p - n -переходу?
- 1.8с. Поясніть, чому під час контакту 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.

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 порошкоподібного карбіду кремнію SiC зі зв'язувальною речовиною, у якості якої використовують глину.

Зовні варистори оформляються у вигляді стрижнів або дисків.

Нелінійність вольт-амперної характеристики варисторів (рис. 2.1) обумовлена явищами на точкових контактах між кристалами карбіду кремнію: збільшення в сильних електричних полях провідності поверхневих потенційних бар'єрів (за малої напруги) і збільшення провідності точкових контактів між кристалами через розігрівання у зв'язку з потужністю, що виділяється на контактах (за великої напруги на варисторі).

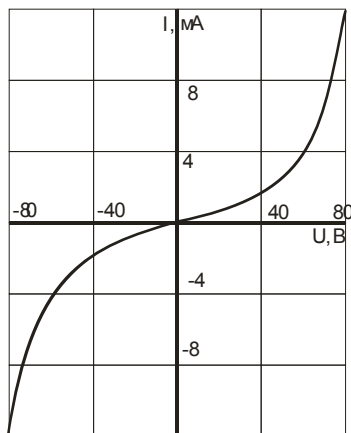


Рис. 2.1. Вольт-амперна характеристика варистора

Оскільки товщина поверхневих потенційних бар'єрів на кристалах карбіду кремнію маленька, там можуть виникати сильні електричні поля навіть за малої напруги на варисторі, що призводить до тунелювання носіїв заряду крізь потенційні бар'єри. Таким чином, за малої напруги на варисторі нелінійність ВАХ пов'язана із

залежністю провідності поверхневих потенційних бар'єрів від величини напруги.

За великої напруги на варисторі і, відповідно, великих струмів, що проходять через варистор, щільність струму в точкових контактах буде дуже великою. Вся напруга, яка прикладена до варистора, падає на точкових контактах. Тому питома потужність (потужність в одиниці об'єму), що виділяється в точкових контактах, призводить до зменшення загального опору варистора і нелінійності ВАХ.

Основні параметри варисторів:

- коефіцієнт нелінійності λ , який визначається відношенням опору постійному струму (статичного) R до опору змінному струму (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 $U_{MAX. доп}$ (від десятків вольт до декількох кіловольт);
- номінальна потужність розсіювання $P_{НОМ}$ ($P_{НОМ} = 1-3$ Вт);
- температурний коефіцієнт опору ТКО (ТКО в середньому $5 \cdot 10^{-3} K^{-1}$);
- гранична максимальна робоча температура $t_{р MAX}$ ($t_{р MAX} = 60^\circ-70^\circ C$).

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

Варистори можна використовувати на постійному і змінному струмі з частотою до декількох кілогерц для захисту від перенапруг в стабілізаторах і обмежувачах напруги у 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 під час проходження електричного струму, або в результаті зміни температури термістора при зміні його теплового опромінювання (наприклад, при зміні температури навколишнього середовища).

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

Основна частина термісторів, що випускає промисловість, 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, за якої має місце це значення. Значення ТКО при кімнатній температурі різних термісторів знаходиться в межах $(0,8-6,0) \cdot 10^{-2} \text{ K}^{-1}$:

- максимально допустима температура t_{MAX} – це температура, за якої ще не відбувається необоротних змін параметрів і характеристик терморезистора;

• допустима потужність розсіювання $P_{\text{МАХ ДОП}}$ – це потужність, за якої терморезистор, що знаходиться в спокійному повітрі при температурі $20\text{ }^{\circ}\text{C}$, 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, під час перенесення 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 у 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 (рис. 2.2).

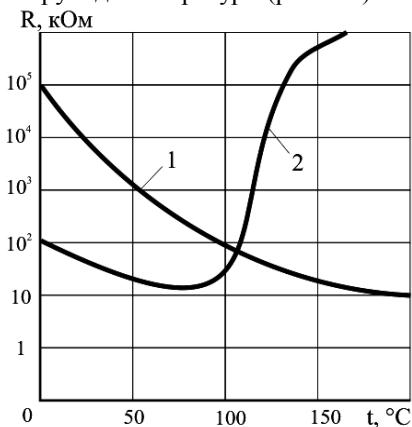


Рис. 2.2. Температурні характеристики терморезисторів:

1 – термістор; 2 – позистор

Терморезистори (термістори і позистори) застосовують для температурної стабілізації режиму транзисторних підсилювачів, а також у різних пристроях вимірювання, контролю і автоматики (вимірювання контролю і автоматичного регулювання температури, температурної і пожежної сигналізації та 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 (рис. 2.3.) – це залежність відносної зміни опору тензорезистора від відносної деформації.

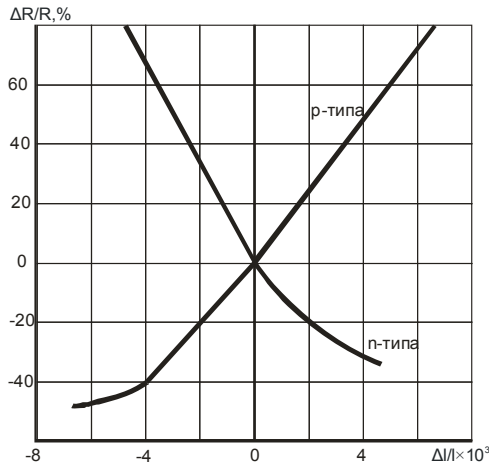


Рис. 2.3. Деформаційні характеристики тензорезисторів з кремнію з електропровідністю p - та n -типів

Основні параметри тензорезисторів:

- номінальний опір тензорезистора – це опір без деформації при $t = 20^\circ\text{C}$ (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 у межах від -100 до $+200$;

- гранична деформація тензорезистора.

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

1. Як класифікують напівпровідникові резистори?

2. Поясніть основні властивості напівпровідникових резисторів.

Наведіть їх умовні позначення.

3. Дайте визначення варистора. Поясніть принцип дії, наведіть вольт-амперну характеристику та основні параметри варисторів.

4. Дайте визначення терморезистора. Поясніть принцип дії, наведіть температурну характеристику та основні параметри терморезисторів.

5. Дайте визначення тензорезистора. Поясніть принцип дії, наведіть деформаційну характеристику та основні параметри тензорезисторів.

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 одного?

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 класифікують:

1. За призначенням: випрямні, високочастотні й надвисокочастотні (ВЧ- і НВЧ-діоди), імпульсні, напівпровідникові стабілітрони, тунельні, обернені, варикапи та ін.;

2. За конструктивно-технологічними особливостями: площинні й точкові;

3. За типом вихідного матеріалу: германієві, кремнієві, арсенідегалієві та ін.

У точковому діоді використовується пластинка германію або кремнію з електропровідністю *n*-типу (рис. 3.1.), завтовшки 0,1–0,6 мм і площею 0,5–1,5 мм²; з пластинкою стикається загострений дріт (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 півсферичної форми.

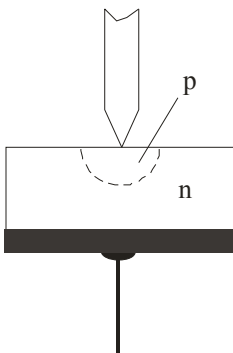


Рис. 3.1. Будова точкових діодів

Для виготовлення германієвих точкових діодів до пластинки германію приварюють дріт 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 дріт, що покритий алюмінієм, який служить акцептором.

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

Площинні діоди виготовляють методами сплаву (вплавлення) або дифузії (рис. 3.2).

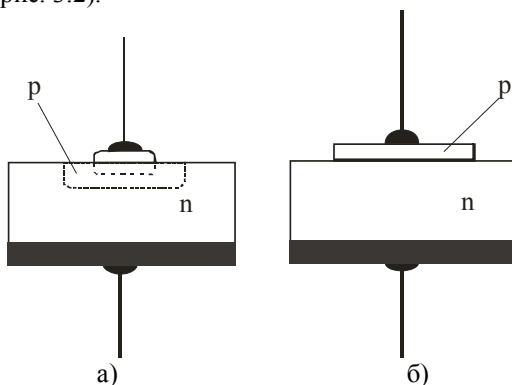


Рис. 3.2. Будова площинних діодів:

а – виготовлений методом сплаву; б – виготовлений методом дифузії

У пластинку германію n -типу вплавляють при температурі близько 500 °С краплю індію (рис. 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 та індію припаюють вивідні дроти, зазвичай з нікелю. Якщо вихідним матеріалом є германій p -типу, то в нього вплавляють сурму і тоді виходить емітерна область n -типу.

Дифузійний метод виготовлення p - n -переходу заснований на тому, що атоми домішок дифундують в основний напівпровідник (рис. 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 виконують 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).

В основі роботи випрямних діодів лежить властивість одnobічної провідності p - n -переходу, яка полягає в тому, що останній добре проводить струм (має малий опір) за прямого увімкнення і практично не проводить струм (має дуже високий опір) за зворотного.

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

Основні параметри випрямних напівпровідникових діодів:

- прямий струм діода $I_{\text{пр}}$, який нормується за певної прямої напруги (зазвичай $U_{\text{пр}} = 1\text{--}2 \text{ В}$);
- максимально допустимий прямий струм $I_{\text{пр макс}}$ діода;
- максимально допустима зворотна напруга діода $U_{\text{зв макс}}$, за якої діод ще може нормально працювати тривалий час;
- постійний зворотний струм $I_{\text{зв}}$, що протікає через діод за зворотної напруги, рівної $U_{\text{зв макс}}$;
- середній випрямлений струм $I_{\text{в.сеп}}$, який може тривало проходити через діод за допустимої температури його нагріву;
- максимально допустима потужність $P_{\text{мах}}$, що розсіюється діодом, за якої забезпечується задана надійність діода.

За максимально допустимим значенням середнього випрямленого струму діоди поділяють 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 $+150 \text{ }^{\circ}\text{C}$.

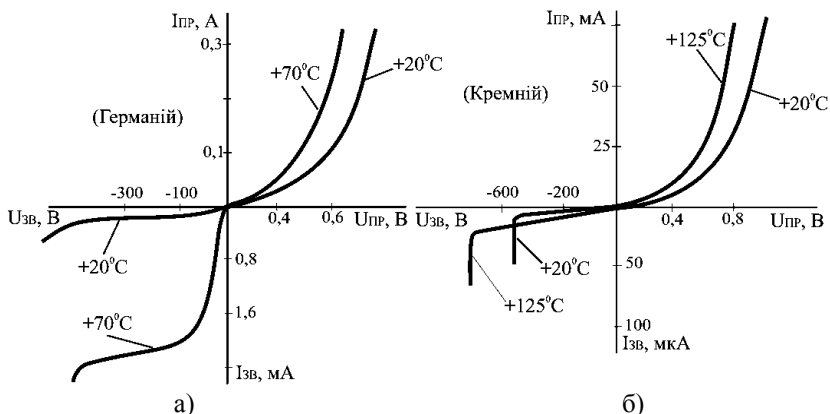


Рис. 3.3. Вольт-амперні характеристики напівпровідникових діодів при різній температурі:

а – для германієвого діода; б – для кремнієвого діода

Падіння напруги під час пропускання прямого струму у германієвих діодів складає $\Delta U_{пр} = 0,3\text{--}0,6$ В, у кремнієвих діодів – $\Delta U_{пр} = 0,8\text{--}1,2$ В. Більше падіння напруги під час проходження прямого струму через кремнієві діоди в порівнянні з прямим падінням напруги на германієвих діодах пов'язано з більшою висотою потенційного бар'єра *p-n*-переходів, що сформовані в кремнії.

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

Під час 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 запірному 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 $(0,7\text{--}0,8) U_{проб}$.

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

Випрямні діоди застосовують для випрямлення змінного струму (перетворення змінного струму в постійний); використовують у схемах управління і комутації для обмеження паразитних викидів напруги, як елементів електричної розв'язки електричних кіл і т.д.

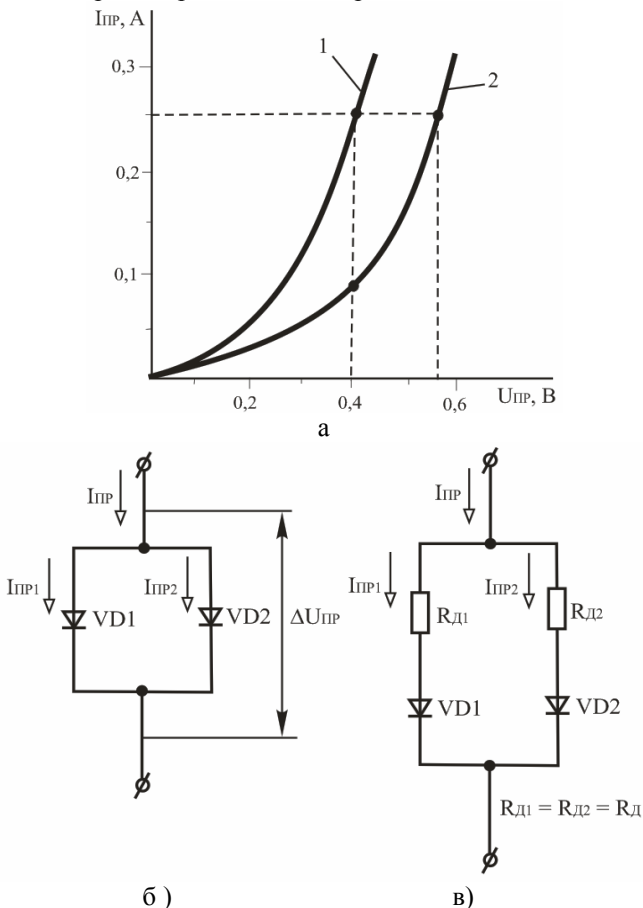


Рис. 3.4. Паралельне з'єднання випрямних діодів

У деякому потужному перетворювальному устаткуванні вимоги до середнього значення прямого струму та зворотної напруги перевищують номінальне значення параметрів існуючих діодів. У цих

випадках завдання 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. Якщо діоди одного типу просто з'єднати паралельно, то внаслідок не співпадіння прямих гілок ВАХ (рис. 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 вмикають резистори з опором в одиниці Ом. Іноді вмикають додаткові резистори (рис. 3.4, в) з опором, у декілька разів більшим, ніж прямий опір діодів, для того, щоб струм у кожному діоді визначався головним чином опором R_d , тобто $R_d \gg r_{пр}$. Величина R_d складає сотні Ом.

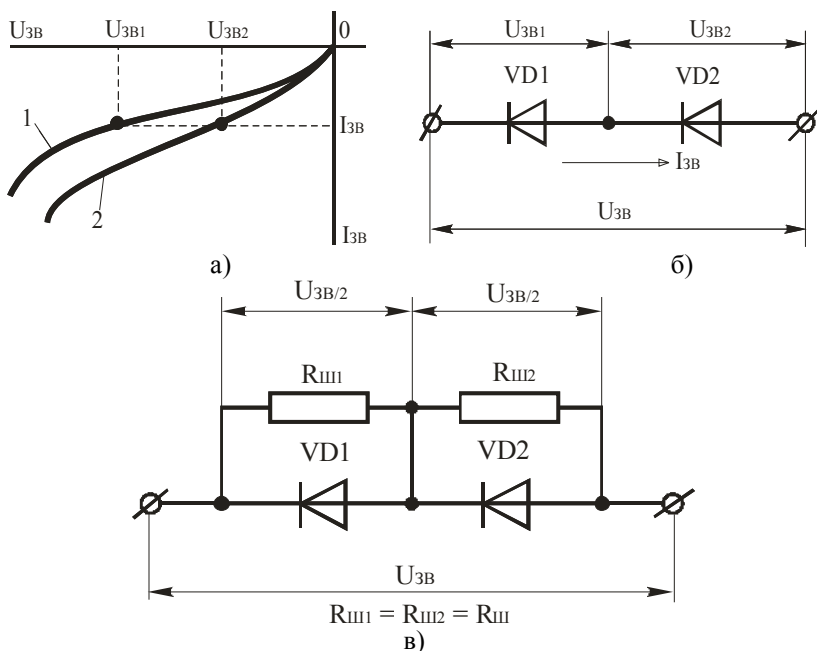


Рис. 3.5. Послідовне з'єднання випрямних діодів

Послідовне з'єднання діодів (рис. 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 (рис. 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 вищий зворотного струму діодів.

3.2. СТАБІЛІТРОНИ

Напівпровідниковий стабілітрон — це напівпровідниковий діод, напруга на якому в області електричного пробію 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) пробію. Це пов'язано з тим, що невелике збільшення напруги на p - n -переході в режимі електричного пробію викликає інтенсивнішу генерацію носіїв заряду і значне збільшення зворотного струму.

Низьковольтні стабілітрони виготовляють на основі сильнолегованого (низькоомного) матеріалу. У цьому випадку утворюється вузький площинний перехід, в якому за порівняно низької зворотної напруги (менш 6 В) виникає тунельний електричний пробій. Високівольтні стабілітрони виготовляють на основі слаболегованого (високоомного) матеріалу. Тому їх принцип дії пов'язаний з лавинним електричним пробієм.

Основні параметри стабілітронів:

- напруга стабілізації $U_{СТ}$ ($U_{СТ} = 1\text{--}1000$ В);
- мінімальний $I_{СТ\text{ MIN}}$ і максимальний $I_{СТ\text{ MAX}}$ струми стабілізації ($I_{СТ\text{ MIN}} \approx 1,0\text{--}10$ мА, $I_{СТ\text{ MAX}} \approx 0,05\text{--}2,0$ А);
- максимально допустима розсіювана потужність P_{MAX} ;
- диференційний опір на ділянці стабілізації $r_D = \Delta U_{СТ} / I_{СТ}$, ($r_D \approx 0,5\text{--}200$ 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 , ($TKU = -0,5 \dots +0,2 \text{ \%}/^\circ\text{C}$).

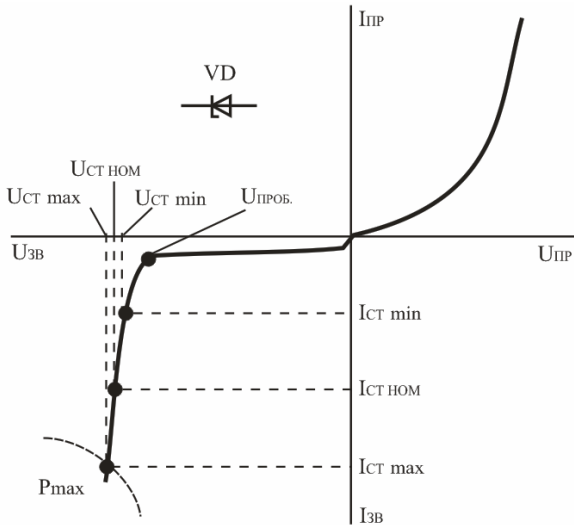


Рис. 3.6. Вольт-амперна характеристика стабілітрона та його умовне графічне позначення

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

Стабілізацію низьковольтної напруги в межах $0,3\text{--}1\text{ В}$ можна отримати під час використання прямої гілки ВАХ кремнієвих діодів. Діод, в якому для стабілізації напруги використовується пряма гілка ВАХ, називають *стабістором*. Існують також двобічні (симетричні) стабілітрони, що мають симетричну ВАХ відносно початку координат.

Стабілітрони допускають послідовне увімкнення, при цьому результуюча стабілізовувальна 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 стабілізувальну напругу U_{CT} , що викличе перегрів стабілітрона.

3.3. ТУНЕЛЬНІ Й ОБЕРНЕНІ ДІОДИ

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

Тунельний діод виготовляють 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 призводить 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'єра можливе проникнення електронів без зміни їх енергії.

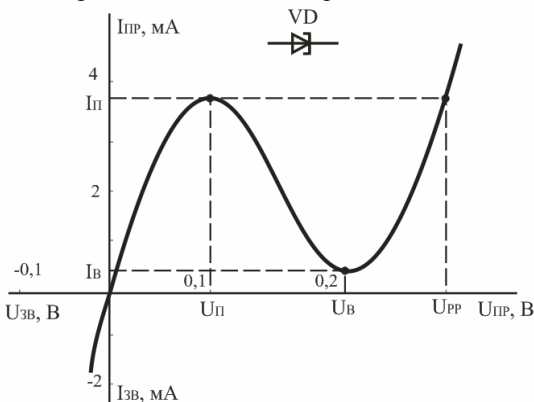


Рис. 3.7. Вольт-амперна характеристика тунельного діода та його умовне графічне позначення

Основні параметри тунельних діодів:

- піковий струм I_P – прямий струм у точці максимуму ВАХ;
- струм впадини I_B – прямий струм у точці мінімуму ВАХ;

- відношення струмів тунельного діода I_{II}/I_B ;
- напруга піку U_{II} – пряма напруга, що відповідає піковому струму;
- напруга впадини U_B – пряма напруга, що відповідає струму впадини.

Тунельні діоди використовують для генерації і посилення електромагнітних коливань, а також у швидкодіючих перемикальних та імпульсних схемах.

Обернений діод – це напівпровідниковий діод на основі напівпровідника з критичною концентрацією домішок, в якому провідність за зворотної напруги внаслідок тунельного ефекту значно більша, ніж за прямої.

Принцип дії оберненого діода заснований на використанні тунельного ефекту. Але в обернених діодах концентрацію домішок роблять меншою, ніж у 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. За зворотної напруги 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.

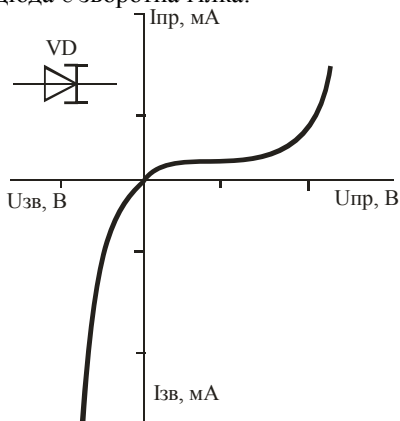


Рис. 3.8. Вольт-амперна характеристика оберненого діода та його умовне графічне позначення

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) у радіотехнічних пристроях.

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 за заданої зворотної напруги ($C_B = 10\text{--}500$ пФ);

- коефіцієнт перекриття по ємності $K_C = \frac{C_{MAX}}{C_{MIN}}$; ($K_C = 5\text{--}20$) –

відношення ємності варикапа при двох заданих значеннях зворотної напруги.

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

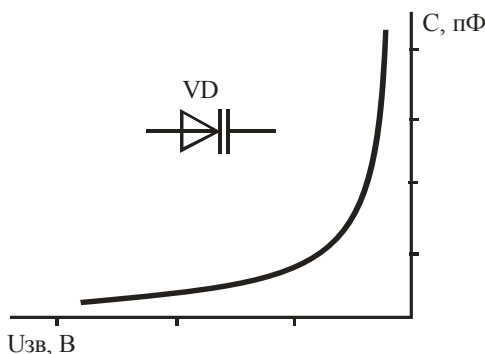


Рис. 3.9. Вольт-фарадна характеристика варикапа та його умовне графічне позначення

3.5. РОЗРАХУНОК ЕЛЕКТРИЧНИХ КІЛ З НАПІВПРОВІДНИКОВИМИ ДІОДАМИ

У практичних схемах у коло діода вмикається будь-яке навантаження, наприклад резистор (рис. 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 був би складним, оскільки загальний опір кола дорівнює сумі опору діода постійному струму R_O та опору резистора навантаження R_H . Але діод має нелінійний опір, і значення R_O у нього змінюється при зміні струму. Тому розрахунок струму роблять графічно. Завдання полягає в такому: відомі значення E , R_H і характеристика діода; потрібно визначити струм в колі I і напругу на діоді U_D .

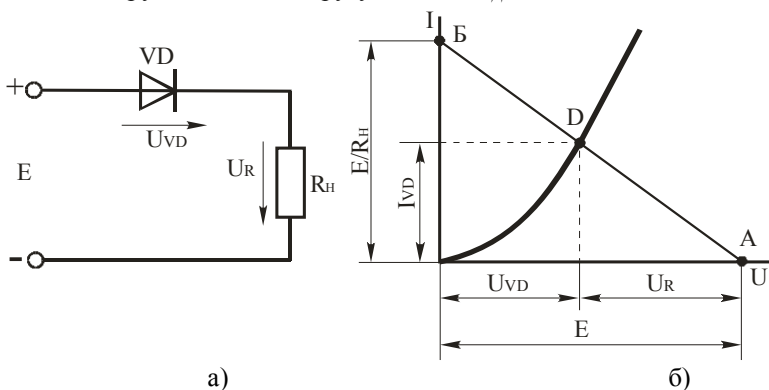


Рис. 3.10. Графічний розрахунок робочого режиму діода

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.

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 (рис. 3.10, б). 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 розв'язок поставленої задачі.

Слід зазначити, що графічний розрахунок робочого режиму діода можна не робити, якщо $R_H \gg R_O$. У цьому випадку допустимо нехтувати опором діода і визначати струм приблизно: $I \approx E/R_H$.

Розглянутий метод розрахунку постійної напруги можна застосовувати для амплітудних або миттєвих значень, якщо джерело дає змінну напругу.

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

Проста схема для випрямлення змінного струму показана на рис. 3.11, а. У ній послідовно з'єднані джерело змінної EPC , діод VD і резистор навантаження R_H . Ця схема випрямлення називається *однонапівперіодною*.

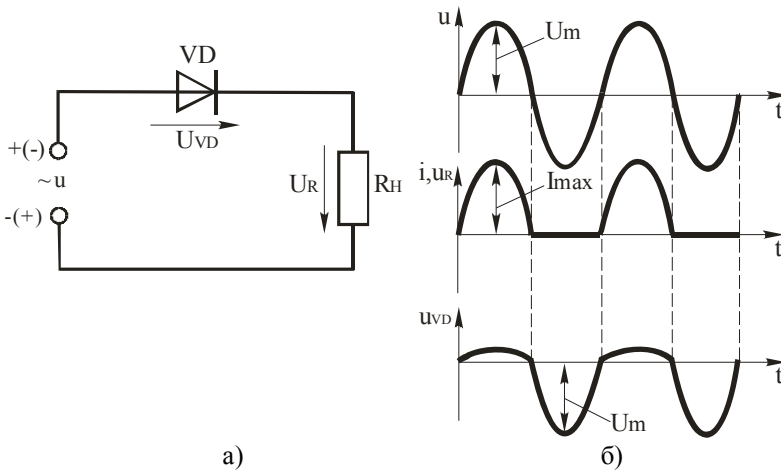


Рис. 3.11. Однофазний однонапівперіодний випрямляч
а – схема; б – часові діаграми роботи

Робота випрямляча здійснюється таким 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 рис. 3.11, б ілюструють процеси у випрямлячі.

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

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

Найпростіша схема застосування стабілітрона наведена на рис. 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 T - характеристики стабілітрона.

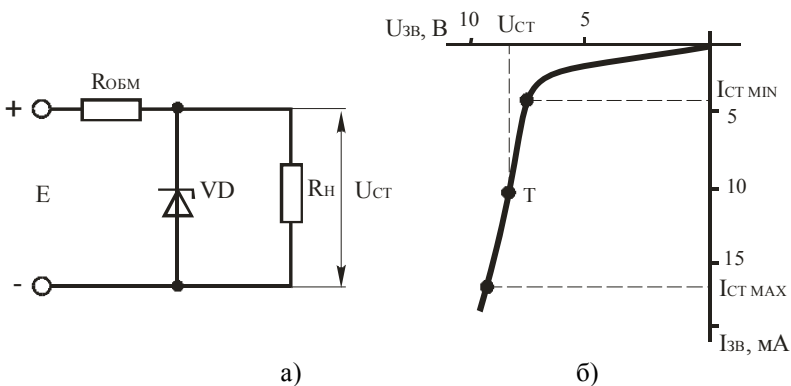


Рис. 3.12. Параметричний стабілізатор напруги:
а – схема; б – вольт-амперна характеристика стабілітрона

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

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

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

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

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

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

причому $I_{H\ MIN} = \frac{U_{CT}}{R_{HMAX}}$; $I_{H\ MAX} = \frac{U_{CT}}{R_{HMIN}}$.

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

Принцип дії стабілітрона розглянемо на прикладі електричного кола, що складається з послідовно з'єднаних джерела змінної ЕРС, стабілітрона VD і резистора R (рис. 3.13, а).

У позитивний напівперіод на стабілітрон подається зворотна напруга, і до величини напруги пробою вся напруга прикладається до стабілітрона, оскільки струм у колі дорівнює нулю. Після електричного пробою 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 $1B$, а напруга джерела ЕРС, що залишилася, прикладена до резистора R .

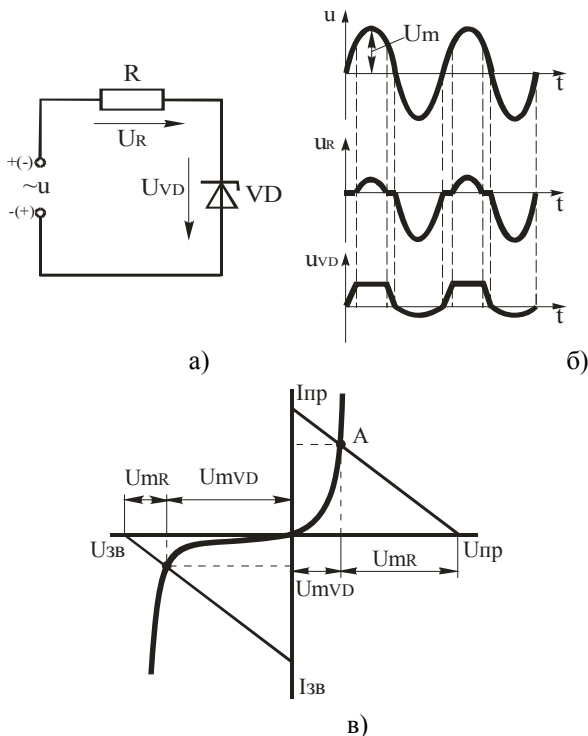


Рис. 3.13. Електричне коло із стабілітроном:
а – схема; б – часові діаграми роботи; в – графічне визначення напруг

ПРИКЛАДИ

Задача 3.1. Вибрати тип діода для електротехнічного пристрою, щоб забезпечити струм у навантаженні $I=0,27 \text{ A}$. Напруга, що прикладається до діода у закритому стані $U=40 \text{ V}$.

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

Задача 3.2. Вибрати стабілітрон для електротехнічного пристрою (рис. 3.12, а), якщо навантаження має такі параметри: $P_H = 75 \text{ мВт}$; напруга $U_H = 6,8 \text{ V}$.

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

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

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 $I_{пр} = 5$ А, а зворотна напруга, що прикладається до діода, $U_{зв} = 80$ В.

3.2с. Послідовно до навантаження увімкнено два діоди КД106А. Визначити допустимий струм навантаження. Як зміниться цей струм, якщо діоди ввімкнути паралельно?

3.3с. Як необхідно увімкнути в електричне коло два однотипних випрямних діоди, розрахованих на максимально допустимий струм 100 мА кожний, якщо в колі протікає струм $I = 150$ мА?

3.4с. Для випрямних діода типу *КД103А* найбільша зворотна напруга становить $U_{зв\ max} = 50\ В$. Як необхідно увімкнути такі діоди в електричне коло, до якого підведена напруга $U = 80\ В$?

3.5с. Яку напругу можна стабілізувати на навантаженні за послідовного увімкнення двох стабілітронів типу *Д814Г*, кожний з яких має напругу стабілізації $U_{СТ} = 10\text{--}12\ В$?

3.6с. Електричне коло, що складається з послідовно увімкненого випрямного діода і резистора, підключене до мережі змінної напруги $U = 220\ В$. Споживана потужність $P = 440\ Вт$. Визначити величину опору резистора; величину струму в електричному колі; вибрати тип діода; навести графіки зміни напруги в часі для діода і резистора.

3.7с. Електричне коло, що складається з послідовно увімкнених обмежувального резистора $R_{ОБМ}$ і стабілітрона VD , паралельно з яким з'єднаний навантажувальний резистор R_H , підключене до джерела постійного струму напругою $U = 15\ В$. Задано: напруга стабілізації стабілітрона $U_{СТ} = 10\ В$; струм навантаження змінюється від $I_{H\ min} = 0,1\ А$ до $I_{H\ max} = 0,5\ А$; мінімальний струм стабілітрона $I_{СТ\ min} = 0,1\ А$. Визначити максимальний струм стабілітрона; опір обмежувального резистора; потужність на стабілітроні; потужність на навантаженні; потужність на обмежувальному резисторі; вибрати тип стабілітрона.

4. ПЕРЕМИКАЛЬНІ ПРИЛАДИ

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

До перемикальних приладів відносять диністори, триністори, симістори та одноперехідні транзистори.

4.1. ДВОЕЛЕКТРОДНІ ТИРИСТОРІ (ДИНІСТОРІ)

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

Двоелектродний тиристор (диністор) – це тиристор, що має два зовнішніх виводи (анод і катод). Диністор – це напівпровідниковий прилад, що складається з чотирьох областей з провідностями *p*- і

n -типу, які послідовно чергуються (рис. 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 називають *анодом*, а крайню область n – *катодом*.

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

За відсутності зовнішньої напруги ($E_A=0$) в p - n -переходах диністора виникають потенційні бар'єри $\Delta\varphi_{\kappa01}$, $\Delta\varphi_{\kappa02}$, $\Delta\varphi_{\kappa03}$ (рис. 4.1, а).

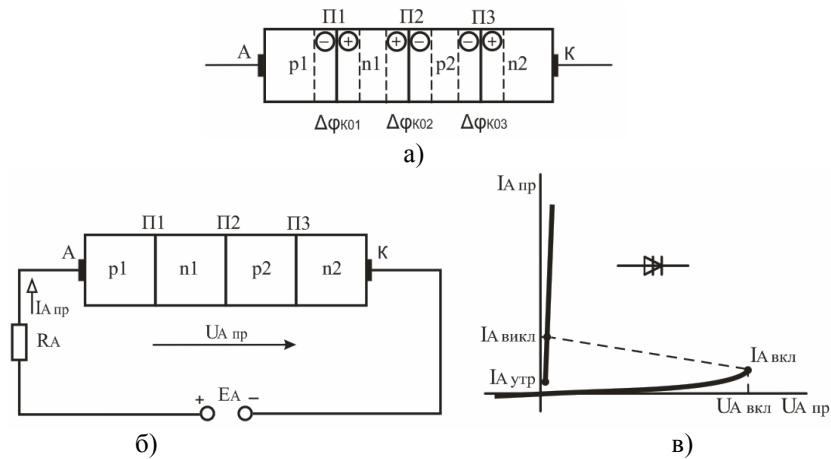


Рис. 4.1. Диністор:

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

Якщо до диністора прикладена пряма напруга U_A пр $< U_A$ вмиК (рис. 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 у 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 $U_{A\text{ ПР}}$ відбувається поступове насичення баз n_1 і p_2 основними носіями зарядів і зменшення їх опору. За певного значення $U_{A\text{ ПР}} \geq U_{A\text{ ВМИК}}$ процес приймає лавиноподібний характер. Різко зменшуються опори областей n_1 і p_2 і перехід $П2$ відмикається. Струм $I_{A\text{ ПР}}$ збільшується, а напруга $U_{A\text{ ПР}}$ 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 $U_{A\text{ ПР}} = 0,5\text{--}1B$. Інша напруга джерела E_A падає на обмежувальному резисторі R_A (рис. 4.1, б).

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

Для вимикання диністора необхідно зменшити прямий струм до значення $I_{A\text{ ПР}} < I_{A\text{ УТР}}$, (де $I_{A\text{ УТР}}$ – струм утримання – мінімальний прямий струм, при якому диністор ще залишається в увімкненому стані) або подати на прилад напругу зворотної полярності.

4.2. ТРИЕЛЕКТРОДНІ ТИРИСТОРИ (ТРИНІСТОРИ)

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

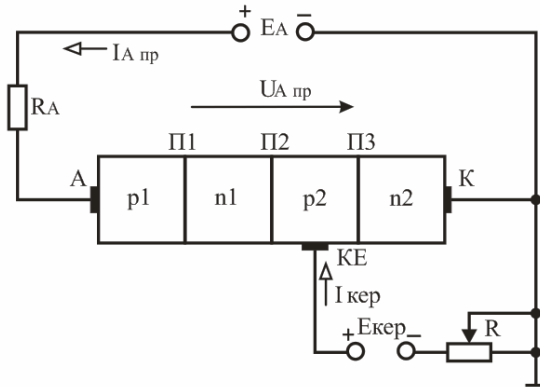
На відміну від диністора триністор має додатковий електрод – KE , який називають *керуючим*.

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

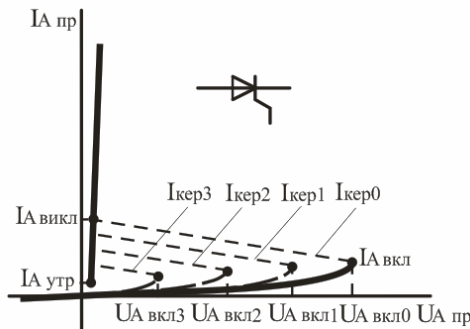
Це дозволяє вмикати триністор при меншому значенні $U_{A\text{ ВМИК}}$, ніж диністор (рис. 4.2, б). Подаючи через керуючий електрод пряму напругу на перехід $П3$, що працює в прямому напрямку, можна регулювати значення напруги $U_{A\text{ ВМИК}}$. Чим більший струм, що протікає через керуючий електрод I_{KER} , тим нижче напруга $U_{A\text{ ВМИК}}$.

Ці основні властивості триністора відображаються вольт-амперними характеристиками (рис. 4.2, б) для різних струмів керуючого

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



а)



б)

Рис. 4.2. Триністор:

а – структура та схема увімкнення;

б – вольт-амперна характеристика та умовне графічне позначення

Умова вмикання тріодного тиристора $U_{A\text{ пр}} \geq U_{A\text{ вимк}}$ при $I_{KEP} = \text{const}$, $I_{A\text{ пр}} \geq I_{A\text{ вим}}$, де $I_{A\text{ вим}}$ – 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 $I_{A\text{ пр}} < I_{A\text{ утр}}$ (де $I_{A\text{ утр}}$ – струм утримання – мінімальний прямий струм увімкненого тиристора при розімкненому колі керування) або подати на прилад напругу зворотної полярності.

Схема вмикання триністора наведена на рис. 4.3.

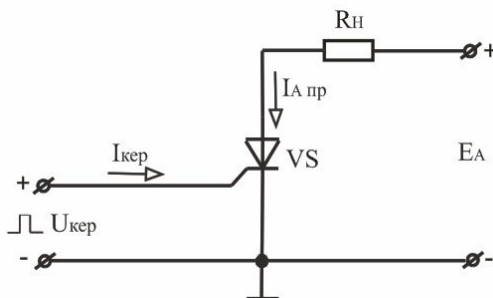


Рис. 4.3. Схема увімкнення триністора

4.3. СИМЕТРИЧНІ ТИРИСТОРИ (СИМІСТОРИ)

Симістор (симетричний тиристор) – 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 (рис. 4.4, а).

Якщо на такий тиристор подати напругу плюсом на область p_1 і мінусом на область p_3 , то p - n -перехід III виявиться увімкненим у зворотному напрямку, і струм, який проходить через нього, буде дуже малий. Весь струм через тиристор за такої полярності прикладеної напруги проходитиме через область p_1 . Четвертий p - n -перехід IV буде увімкнений в прямому напрямку і за достатнього значення напруги через нього відбудуватиметься інжекція електронів. Таким чином, за вибраної полярності зовнішньої напруги робоча частина тиристора є структурою p - n - p , в якій відбуваються ті ж самі процеси, що і в звичайному двоелектродному тиристорі (диністорі), що призводять до перемикання його із закритого стану у відкритий і назад. За зворотної

полярності (показана знаками в дужках) струм проходить у зворотному напрямку.

Роль симетричного тиристора можуть виконувати два діодні тиристори (диністори), які увімкнені зустрічно – паралельно.

Симетричний тиристор можна зробити керованим, якщо зробити вивід від однієї з областей з електропровідністю p -типу.

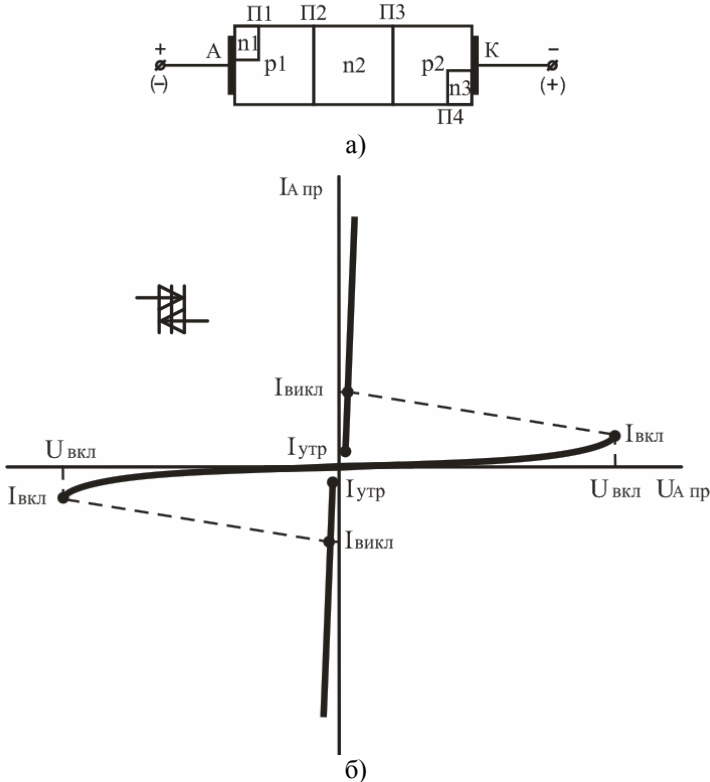


Рис. 4.4. Симістор:

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

Основні параметри тиристорів:

напруга вмикання $U_{ВКЛ}$ – це пряма напруга, за якої тиристор переходить із закритого у відкритий стан при розімкненому колі керуючого електроду. Для різних типів тиристорів напруга $U_{ВКЛ}$ становить від 10 до 2500 В;

- струм вмикання $I_{ВКЛ}$ – 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 $I_{ПР. МАКС.}$ – максимальне значення струму у відкритому стані, при якому забезпечується задана надійність тиристора. Для тиристорів різних типів $I_{ПР МАХ}$ становить від 40 мА до 1000 А;

- залишкова напруга $U_{ПР}$ – 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 $I_{УТР}$ – мінімальний прямий струм увімкненого тиристора при розімкненому колі керування, нижче за який тиристор переходить у непровідний стан;

- час затримки t_3 ;
- час вмикання $t_{ВКЛ}$;
- час вимикання $t_{ВИКЛ}$.

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 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 обидва боки від емітера, є верхньою $B2$ і нижньою $B1$ базами транзистора.

Якщо на базові виводи приладу подана напруга E_{B1B2} , то внаслідок проходження струму I_B уздовж бази на ділянці L_I від емітера до виводу $B1$ існуватиме падіння напруги U_{BH} . Це падіння напруги зміщує p - n -перехід у зворотному напрямку і закриває його. Тому при напрузі на емітері $U_{EB1} < U_{BH}$ p - n -перехід зміщений у зворотному напрямку і у вхідному колі протікає невеликий зворотний струм I_E зВ (рис. 4.5, в).

Якщо ж вхідна напруга, яка подана на емітер відносно бази $B1$, перевищить U_{BH} , то p - n -перехід відкривається і починається інжекція

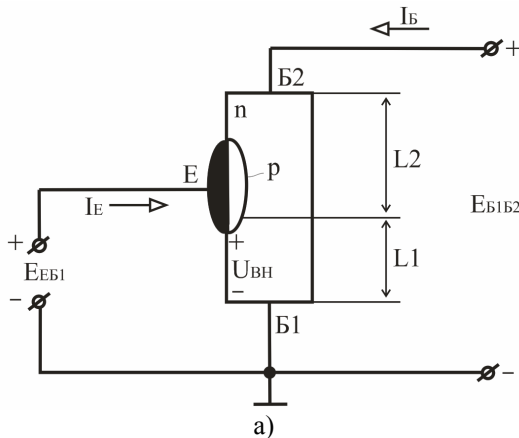
носіїв заряду (дірок) в базу. У результаті опір частини бази протяжністю $L1$ зменшується (електрична модуляція бази), що призводить до ще більшого зміщення p - n -переходу в прямому напрямку. Такий процес розвивається лавиноподібно. За певного значення напруги $U_{EB1} \geq U_{EB1 \text{ вимк}}$ відбувається різке зростання струму I_E і зниження напруги U_{EB1} , що приводить до появи ділянки з від'ємним диференціальним опором (ділянка BC , рис. 4.5, в).

У відкритому стані одноперехідний транзистор знаходиться 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 $I_{\text{вим}}$.

4.5. ЗАСТОСУВАННЯ ПЕРЕМИКАЛЬНИХ ПРИЛАДІВ

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

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



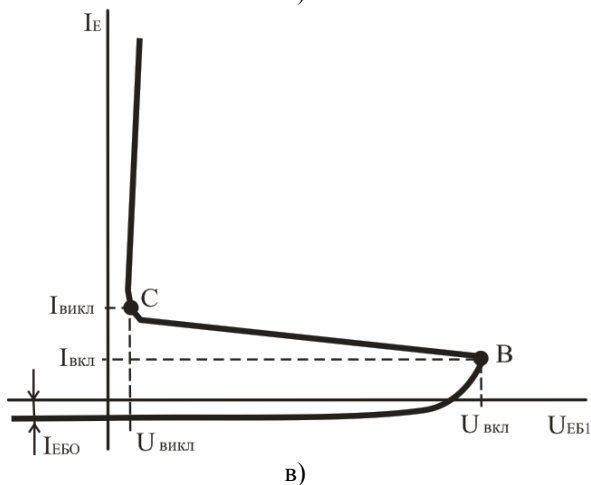
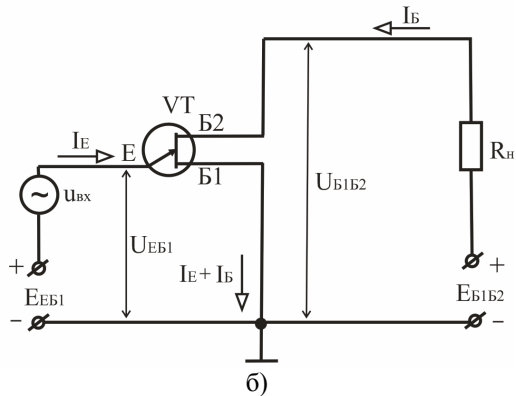


Рис. 4.5. Одноперехідний транзистор:

а – структура; б – схема увімкнення;

в – вольт-амперна характеристика та умовне графічне позначення

Розглянемо роботу тиристора на прикладі однонапівперіодного керованого випрямляча (рис. 4.6).

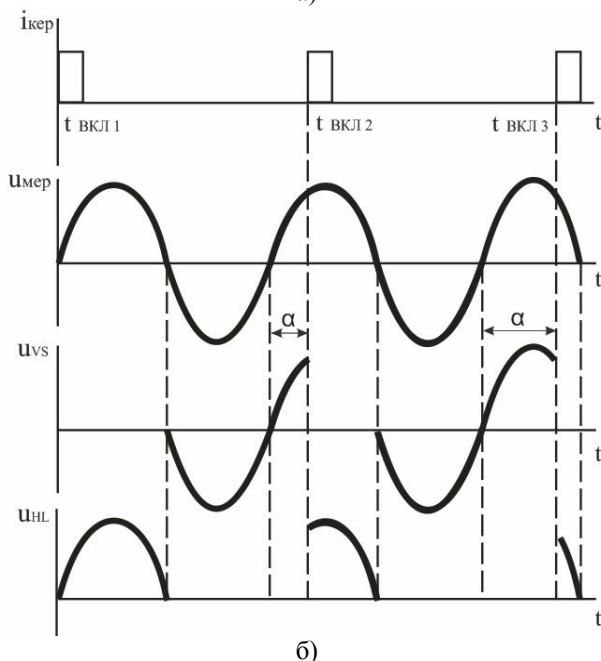
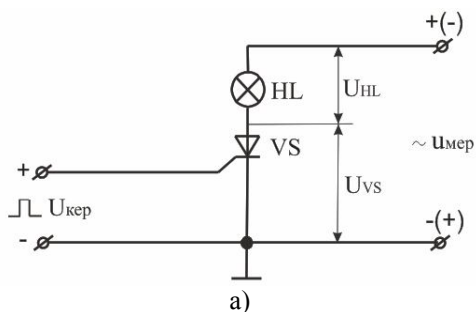


Рис. 4.6. Однонапівперіодний керований випрямляч:
а – схема; б – часові діаграми роботи ($\alpha = 0^\circ$, $\alpha = 60^\circ$, $\alpha = 120^\circ$)

Управління у випрямлячі зводиться до керування моментом відмикання тиристора. Найпоширеніший спосіб управління тиристорами – імпульсно-фазовий; при цьому на керуючий електрод тиристора періодично подаються імпульси керуючого сигналу, які можуть зсуватися у часі. У результаті змінюється момент відмикання тиристора, 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_{MEP} через нуль називається кутом керування α , який може змінюватися від 0 до π . Змінюючи α можна регулювати напругу на навантаженні від нуля до максимуму.

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

ПРИКЛАДИ

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

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, $I_{\text{МАКС. ДОП.}} = 20\text{ А}$; $U_{\text{ЗВ. ДОП.}} = 200\text{ В}$.

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

1. Поясніть призначення та наведіть основні параметри тиристорів.

2. Наведіть структуру і поясніть принцип дії диністорів. Наведіть вольт-амперну характеристику та умовне графічне позначення диністорів.

3. Наведіть структуру і поясніть принцип дії триністорів. Наведіть вольт-амперну характеристику та умовне графічне позначення триністорів. Що таке зона від'ємного опору ВАХ?

4. Наведіть структуру і поясніть принцип дії симісторів. Наведіть вольт-амперну характеристику та умовне графічне позначення симісторів.

5. Поясніть, як увімкнути і як вимкнути тиристор?

6. Поясніть призначення і принцип дії одноперехідних транзисторів. Наведіть вольт-амперну характеристику та умовне графічне позначення одноперехідних транзисторів.

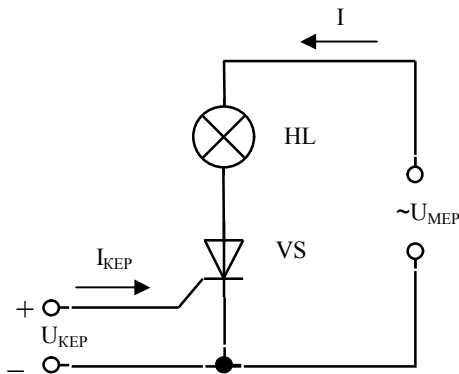
7. У чому полягає принцип регулювання напруги змінного струму тиристорним регулятором?

ЗАДАЧІ НА САМОСТІЙНЕ ОПРАЦЮВАННЯ

4.1с. Вибрати тип тиристора для електротехнічного пристрою, якщо у відкритому стані через нього проходить струм $I_{\text{ПР}} = 22 \text{ A}$, а зворотна напруга, що прикладається до тиристора $U_{3B} = 220 \text{ B}$.

4.2с. Вибрати тип тиристора для електротехнічного пристрою, щоб забезпечити струм у навантаженні $I = 18 \text{ A}$. Напруга, що прикладається до тиристора у закритому стані $U_{3B} = 160 \text{ B}$.

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



Виконати:

1. Навести 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 І ПРИНЦИП ДІЇ

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

Біполярні транзистори, що випускаються нині, можна класифікувати за такими ознаками:

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

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

Нині виготовляють і застосовують виключно транзистори з площинними p - n -переходами.

Будова площинного біполярного транзистора показана схематично на рис. 5.1.

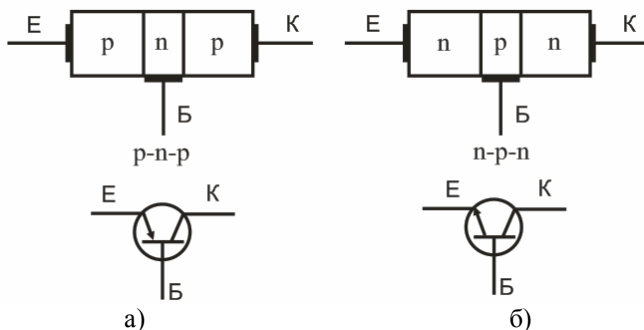


Рис. 5.1. Структура та умовне позначення біполярного транзистора:
а – типу p - n - p ; б – типу n - p - n

Транзистор – це пластинка германію або кремнію, в якій створено три області з різною електропровідністю. У транзистора типу *p-n-p* 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 у транзисторі є два *p-n*-переходи: емітерний – між емітером і базою та колекторний – між базою і колектором. Площа емітерного переходу менша 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 разів більша, ніж основних носіїв заряду в базі, а їх концентрація в колекторі в декілька разів менша, ніж в емітері. Тому провідність емітера на декілька порядків вища за провідність бази, а провідність колектора в декілька порядків нижча 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: зі спільною базою (*СБ*), зі спільним емітером (*СЕ*), зі 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 зі спільною базою (рис. 5.2).

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

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

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

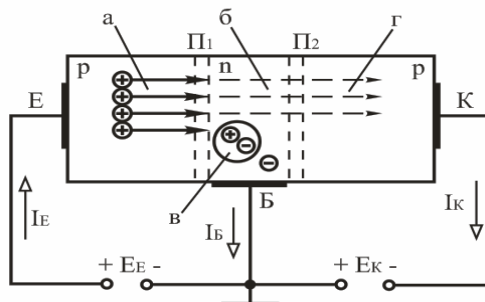


Рис. 5.2. Схема вмикання біполярного транзистора (p-n-p типу) зі спільною базою:

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

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

Зовнішня напруга, що прикладена до транзистора, виявляється прикладеною в основному до переходів Π_1 і Π_2 , оскільки вони мають великий опір у порівнянні з опором базової, емітерної і колекторної областей. Тому інжектовані в базу дірки переміщуються в ній за допомогою дифузії. При цьому дірки рекомбінують з електронами бази. Оскільки концентрація носіїв у базі значно менша, ніж в емітері, то рекомбінують дуже небагато дірок. За малої товщини бази майже всі дірки доходять до колекторного переходу Π_2 . На місце рекомбінованих електронів у базу надходять 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 у сильне прискорювальне поле, створене на переході колекторною напругою, і екстрагуються

(втягуються) колектором, створюючи колекторний струм I_K . Колекторний струм протікає по колу: $+E_K$, база-колектор, $-E_K$.

Таким чином, у транзисторі протікає три струми: 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 у транзисторі типу $p-n-p$.

Повний струм емітера I_E визначається кількістю інжектованих емітером основних носіїв заряду. Основна частина цих носіїв заряду, досягаючи колектора, створює колекторний струм I_K . Незначну частину інжектованих у 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 зі CB ;

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

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

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

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

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 зі CE 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 . Оскільки напруга джерела колекторного живлення E_K значно більша, ніж емітерного E_E , то й потужність, споживана у колі колектора P_K , буде значно більшою, ніж у 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 входним, другий – вихідним, а третій – спільним для входного і вихідного кіл. Залежно від того, який електрод є спільним, розрізняють три схеми вмикання транзисторів: зі спільною базою (СБ), спільним емітером (СЕ) і спільним колектором (СК). Ці схеми для транзистора типу $p-n-p$ наведені на рис. 5.3. Для транзистора $n-p-n$ у схемах вмикання змінюються лише полярності напруги і напрям струмів. За будь-якої схеми вмикання транзистора (під час роботи в активному режимі) полярність джерел живлення повинна бути вибрана такою, щоб емітерний перехід був зміщений в прямому напрямку, а колекторний – в зворотному.

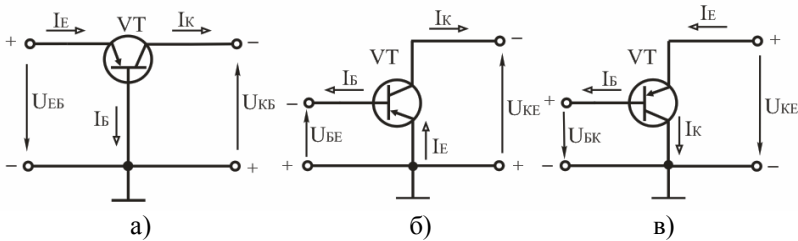


Рис. 5.3. Схеми вмикання біполярних транзисторів:

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

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.

Характеристики транзистора, увімкненого за схемою зі СБ

Вхідною характеристикою є залежність (рис. 5.4, а):

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

Вихідною характеристикою є залежність (рис. 5.4, б):

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

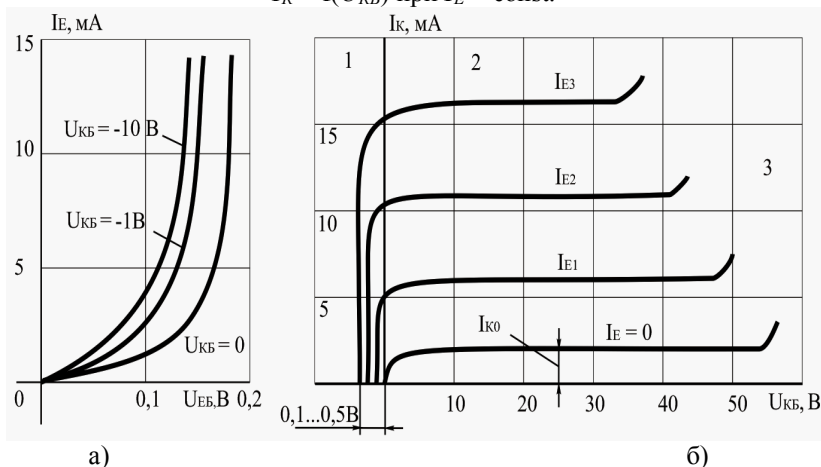


Рис. 5.4. Статичні характеристики біполярного транзистора, увімкненого за схемою зі СБ:
а – вхідна; б – вихідна

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 $U_{КБ}$.

Характеристики транзистора, увімкненого за схемою зі CE

Вхідною характеристикою є залежність (рис. 5.5, а):

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

Вихідною характеристикою є залежність (рис. 5, б):

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

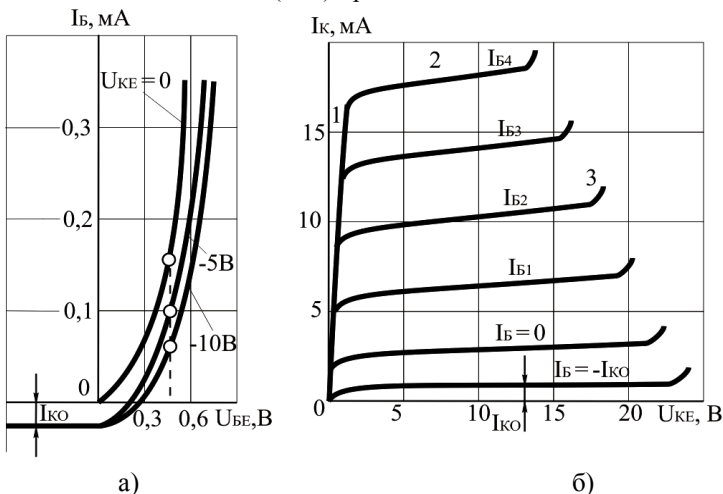


Рис. 5.5. Статичні характеристики біполярного транзистора, увімкненого за схемою зі CE :
а – вхідна; б – вихідна

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

Якщо коефіцієнт α для транзисторів $\alpha = 0,9-0,99$, то коефіцієнт $\beta = 9-99$. Це є найважливішою перевагою вмикання транзистора за схемою зі CE , чим, зокрема, визначається більш ширше практичне застосування цієї схеми вмикання у порівнянні зі схемою CB .

З принципу дії транзистора відомо, що через вивід бази протікають у зустрічному напрямку дві складові струму (рис. 5.6): зворотний струм колекторного переходу $I_{K \text{ зб}}$ 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 $(1-\alpha)I_E = I_{K3B}$. Нульовому вхідному струму відповідають струм емітера $I_E = I_{K3B} / (1-\alpha) = (1+\beta)I_{K3B}$ і струм колектора $I_K = \alpha I_E + I_{K3B} = \frac{\alpha I_{K3B}}{(1-\alpha)} + I_{K3B} = (1-\beta)I_{K3B}$. Іншими словами, за нульового струму і бази ($I_B = 0$) через транзистор у схемі зі *СЕ* протікає струм, який називається початковим струмом I_{K3B} і рівним $(1+\beta)I_{K3B}$.

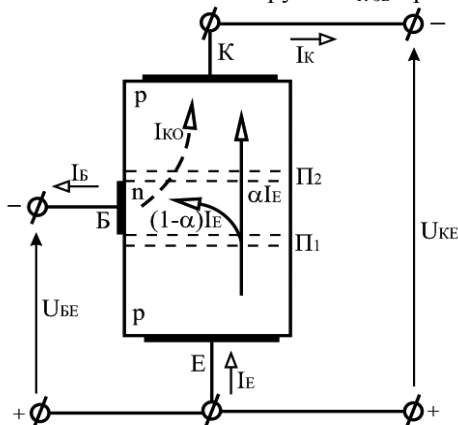


Рис. 5.6. Схема вмикання біполярного транзистора зі спільним емітером

5.4. ОСНОВНІ ПАРАМЕТРИ БІПОЛЯРНИХ ТРАНЗИСТОРІВ

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

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

У систему *h*-параметрів входять такі 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 у 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 $R_{вих} = 1/h_{22}$.

Для схеми зі спільним емітером справедливі такі 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 під час проходження колекторного струму, не перевищувала деякої максимальної величини:

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

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. РЕЖИМ РОБОТИ БІПОЛЯРНИХ ТРАНЗИСТОРІВ

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

Під час роботи 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).

Якщо транзистор тривалий час знаходиться в режимі відтинання або насичення, його називають *ключовим режимом*.

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

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

5.6. ПІДСИЛЮВАЛЬНИЙ КАСКАД НА БІПОЛЯРНОМУ ТРАНЗИСТОРІ

Найбільше застосування знаходить схема вмикання біполярного транзистора зі спільним емітером (рис. 5.7).

Основними елементами схеми є джерело живлення E_K , керований 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 .

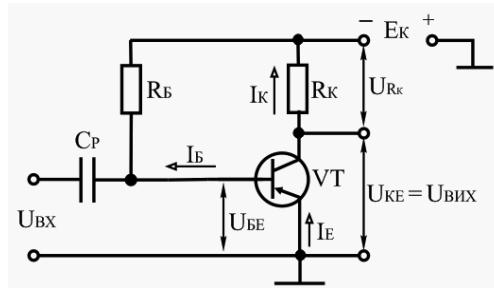


Рис. 5.7. Схема найпростішого підсилювального каскаду на біполярному транзисторі, увімкненого за схемою зі спільним емітером

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 таке 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 елементу (транзистора) відповідно до закону, що задається вхідним сигналом.

При подачі на вхід підсилювального каскаду змінної напруги u_{BX} в базовому колі транзистора створюється змінна складова струму $I_{B\sim}$, а значить струм бази буде змінюватися. Зміна струму бази призводить 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 (рис. 5.7) відповідно до другого закону Кірхгофа справедливе рівняння (5.12).

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

Розрахунок такого нелінійного кола, тобто визначення I_K , U_{RK} і U_{KE} для різних значень струмів бази I_B і опорів резистора R_K можна провести графічно. Для цього на колекторних характеристиках транзистора (рис. 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 графічний розв'язок 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_{RK} .

Точка перетину лінії навантаження з однією зі 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_O .

Точка спокою (робоча точка) T_O 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 $P_{K \text{ MAX}}$, 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 входних 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 за вхідною характеристикою при $U_{KE} > 0$, яка взята з довідника.

На цю криву переносять точки A , T_O і B вихідної робочої характеристики, і отримують точки A_I , T_I і B_I (рис. 5.8, а). Робоча точка T_I визначає постійну напругу бази U_{BEC} і постійний струм бази I_{BC} .

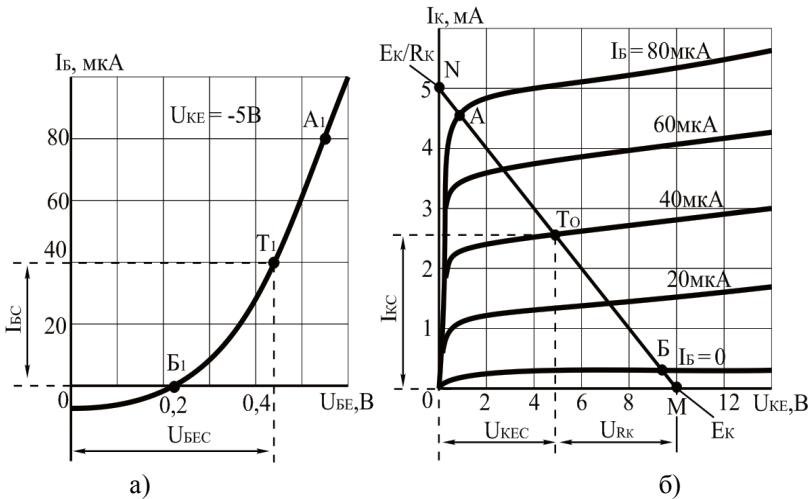


Рис. 5.8. Графоаналітичний розрахунок робочого режиму транзистора за допомогою вихідних і вхідної характеристик транзистора

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

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

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

ПРИКЛАДИ

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

Розв'язок. У паспортних даних транзистора КТ501Г 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 $U_{KE}=5,5 \text{ В}$, $I_B=0,7 \text{ мА}$.

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

Визначаємо коефіцієнт підсилення транзистора за струмом

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

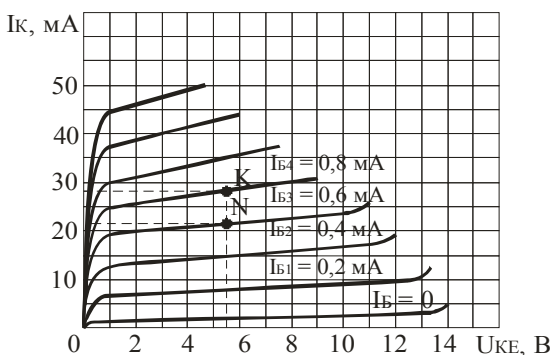


Рис. до задачі 5.2. Вихідні характеристики біполярного транзистора

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

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 і наведіть схеми вмикання біполярних транзисторів.
5. Наведіть вольт-амперні характеристики біполярного транзистора при вмиканні за схемою зі спільною базою, зі 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

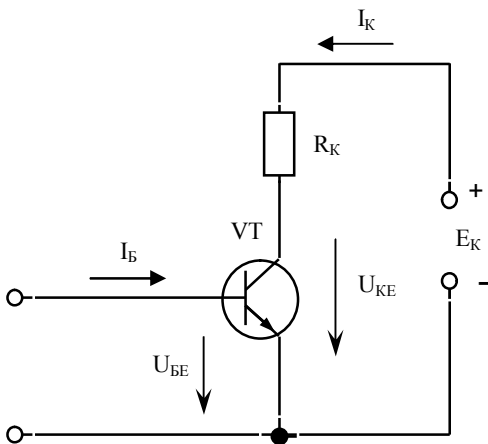
- 5.1с. Для транзистора КТ312А зворотний струм колектора $I_{KO}=10$ мкА при напрузі $U_K=15$ В. Визначити зворотний опір колекторного переходу постійному струму.
- 5.2с. У схемі транзистор КТ807А увімкнено за схемою зі спільним емітером. Струм бази транзистора дорівнює $I_B=10$ мА. Визначити вихідний струм транзистора, якщо $h_{21E} = 30$.
- 5.3с. Для транзистора КТ339А, увімкненого за схемою зі 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 у схемі зі 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 під час увімкнення його за схемою зі спільною базою при збільшенні температури.

5.8с. Покажіть, як змінюється вихідна характеристика біполярного транзистора під час увімкнення його за схемою зі 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 витоком, і який призначений для підсилення потужності електромагнітних коливань.

До класу польових відносять транзистори, принцип дії яких заснований на використанні носіїв заряду тільки одного знаку (електронів або дірок). Керування струмом у 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 та з ізольованим затвором (МДН- або МОН-транзистори): вбудованим та індукованим каналами.

Залежно від провідності каналу польові транзистори поділяють на польові 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

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 у напівпровіднику, в якій струм основних носіїв заряду регулюється зміною її поперечного перетину.

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

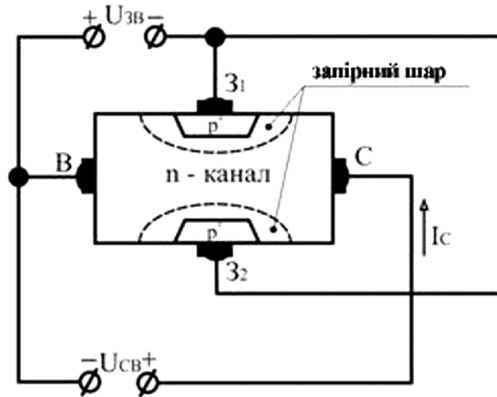


Рис. 6.1. Будова польового транзистора з керуючим p - n -переходом (каналом n -типу)

Як правило, випускають кремнієві польові транзистори. Кремній застосовують тому що струм затвора, тобто зворотний струм p - n -переходу, у багато разів менший, ніж у германію.

Умовні позначення польових транзисторів з каналом n - і p -типів наведені на рис. 6.2.

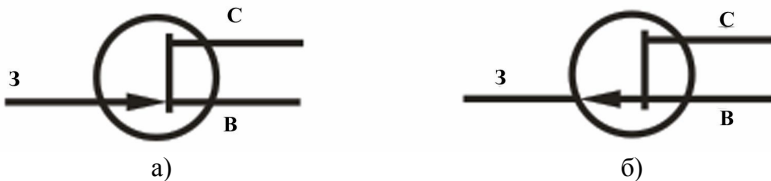


Рис. 6.2. Умовне позначення польового транзистора з керуючим p - n -переходом:
а – канал n -типу; б – канал p -типу

Полярність зовнішніх напруг, що підводяться до транзистора, показана на рис. 6.1. Керуюча (вхідна) напруга подається між затвором і витоком. Напруга $U_{ЗВ}$ є зворотною для обох p - n -переходів. Ширина p - n -переходів, отже, ефективна площа поперечного перетину каналу, його опір і струм у каналі залежать від цієї напруги. З її зростанням розширюються p - n -переходи, зменшується площа перетину струмопровідного каналу, збільшується його опір, отже, зменшується струм у каналі. Якщо між витоком і стоком увімкнути 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 заснована робота польового транзистора з керуючим p - n -переходом.

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

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

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

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 (рис. 6.3, а) відображають залежність струму стоку від напруги $U_{св}$ при фіксованій напрузі $U_{зв}$: $I_C = f(U_{св})$ при $U_{зв} = \text{const}$.

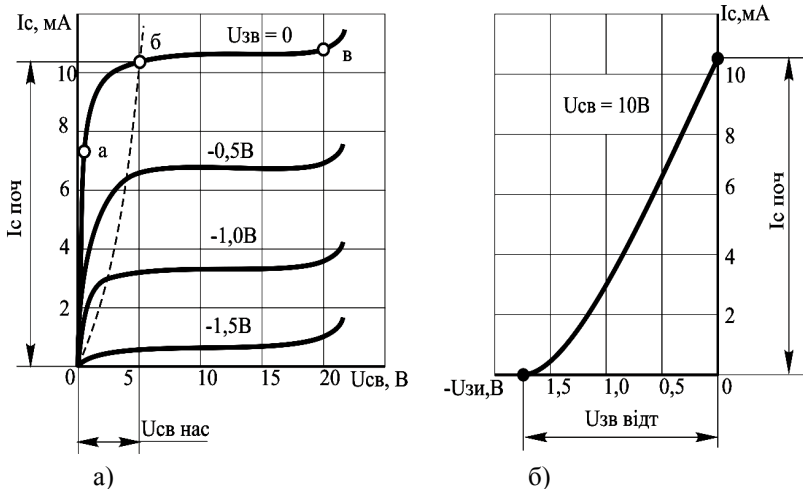


Рис. 6.3. Вольт-амперні характеристики польового транзистора з p - n -переходом і каналом n -типу:
а – стокові (вихідні); б – стік-затворна

Особливістю польового транзистора є те, що на провідність каналу виявляє вплив як керуюча напруга U_{3B} , так і напруга U_{CB} . При $U_{CB}=0$ вихідний струм $I_C=0$. При $U_{CB} > 0$ ($U_{3B} = 0$) через канал протікає струм I_C , внаслідок чого створюється падіння напруги, що зростає у напрямі стоку. Сумарне падіння напруги ділянки витік-стік дорівнює U_{CB} . Підвищення напруги U_{CB} викликає збільшення падіння напруги в каналі і зменшення його перетину, отже, зменшення провідності каналу. При деякій напрузі U_{CB} відбувається звуження каналу, при якому межі обох p - n -переходів змикаються і опір каналу стає високим. Таку напругу U_{CB} називають напругою перекриття або насичення $U_{CB\text{ нас}}$. При подачі на затвор зворотної напруги U_{3B} відбувається додаткове звуження каналу, і його перекриття настає при меншому значенні напруги $U_{CB\text{ нас}}$. У робочому режимі використовуються пологі (лінійні) ділянки вихідних характеристик.

Стік-затворна характеристика польового транзистора показує залежність струму I_C від напруги U_{3B} при фіксованій напрузі U_{CB} : $I_C = f(U_{3B})$ при $U_{CB} = \text{const}$ (рис. 6.3, б).

Основні параметри

- максимальний струм стоку $I_{C\text{ MAX}}$ (при $U_{3B} = 0$);
- максимальна напруга стік-витік $U_{CB\text{ MAX}}$;
- напруга відтинання $U_{3B\text{ ВДТ}}$;
- внутрішній (вихідний) опір r_i – це опір транзистора між стоком і витоком (опір каналу) для змінного струму:

$$r_i = \frac{\Delta U_{CB}}{\Delta I_C} \text{ при } U_{3B} = \text{const};$$

- крутизна стік-затворної характеристики:

$$S = \frac{\Delta I_C}{\Delta U_{3B}} \text{ при } U_{CB} = \text{const},$$

відображає вплив напруги затвора на вихідний струм транзистора;

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

$$r_{\text{вх}} = \frac{\Delta U_{3B}}{\Delta I_3} \text{ при } U_{CB} = \text{const}.$$

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

6.2. ПОЛЬОВІ ТРАНЗИСТОРИ З ІЗОЛЬОВАНИМ ЗАТВОРОМ

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 бувають двох типів – з вбудованим та індукованим каналом.

Розглянемо особливості МДН-транзисторів з вбудованим каналом. Конструкція такого транзистора з каналом *n*-типу показана на рис. 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 витіком і стоком є тонкий приповерхневий канал з електропровідністю *n*-типу. Поверхня кристалу напівпровідника між витіком і стоком покрита тонким шаром (близько 0,1 мкм) діелектрика. На шар діелектрика нанесений металевий електрод – затвор. Наявність шару діелектрика дозволяє в такому польовому транзисторі подавати на затвор керуючу напругу обох полярностей.

Під час прикладення 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*.

Під час прикладення до затвору від'ємної напруги відносно витіку в каналі створюється електричне поле, під впливом якого електрони виштовхуються в підложку, а дірки втягуються з підложки в канал. Канал збіднюється основними носіями заряду, його провідність

і струм стоку зменшуються. Такий режим роботи транзистора називають *режимом збіднення*.

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

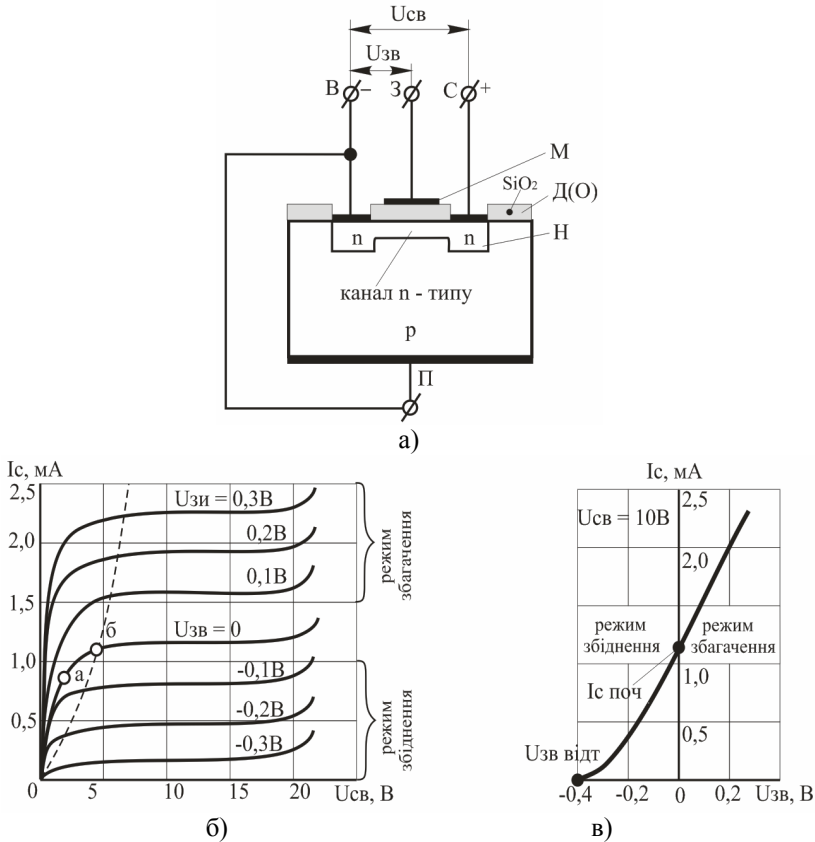


Рис. 6.4. МДН-транзистор з вбудованим каналом n -типу:

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

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

затвору перевищить деяке відмикальне, або порогове, значення $U_{3B\text{ пор}}$, то в приповерхневому шарі концентрація електронів перевищить концентрацію дірок, і в цьому шарі відбудеться інверсія типу електропровідності, тобто індукується струмопровідний канал n -типу, що з'єднує області витоку і стоку, і транзистор починає проводити струм. Чим більша позитивна напруга затвору, тим більша провідність каналу і струм стоку. Таким чином, транзистор з індукованим каналом може працювати тільки в режимі збагачення.

Умовні позначення МДН-транзисторів наведені на рис. 6.6.

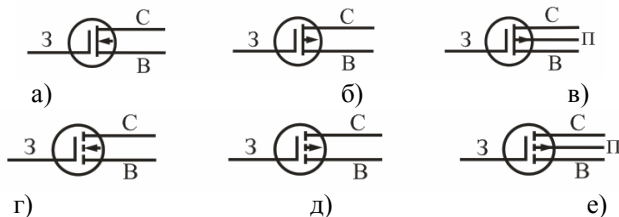


Рис. 6.6. Умовне позначення МДН-транзисторів;

- 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

Статичні характеристики МДН-транзисторів

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

При $U_{3B} = 0$ через транзистор протікає струм, що визначається початковою провідністю каналу. У разі прикладення до затвору напруги $U_{3B} < 0$ поле затвору надає відштовхувальну дію на електрони – носії заряду в каналі, що приводить до зменшення їх концентрації в каналі і його провідності. Внаслідок цього стокові характеристики при $U_{3B} < 0$ розташовуються нижче за криву, що відповідає $U_{3B} = 0$.

Під час прикладення до затвору напруги $U_{3B} > 0$ поле затвору притягає електрони в канал з напівпровідникової пластини (підложки) p -типу. Концентрація носіїв заряду в каналі збільшується, провідність каналу зростає, струм стоку I_C збільшується. Стокові характеристики при $U_{3B} > 0$ розташовуються вище за початкову криву при $U_{3B} = 0$.

Стік-затворна характеристика транзистора з вбудованим каналом n -типу $I_C = f(U_{3B})$ наведена на рис. 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 рис. 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 у транзисторі з вбудованим каналом для цього необхідно змінити полярність напруги на затворі відносно витоку.

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 $r_{ex} = 10^{12} - 10^{14}$ Ом.

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

6.3. СХЕМИ ВМИКАННЯ ПОЛЬОВИХ ТРАНЗИСТОРІВ

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

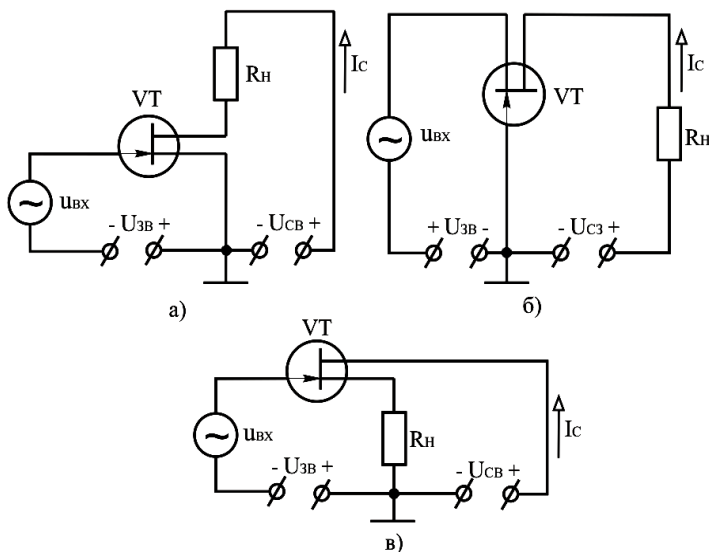


Рис. 6.7. Схеми вмикання польового транзистора:

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

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

6.4. ПІДСИЛЮВАЛЬНИЙ КАСКАД НА ПОЛЬОВИХ ТРАНЗИСТОРАХ

Нині широко застосовуються підсилювачі, виконані на польових транзисторах. На рис. 6.8 наведена схема підсилювача, який виконаний за схемою зі СВ і одним джерелом живлення.

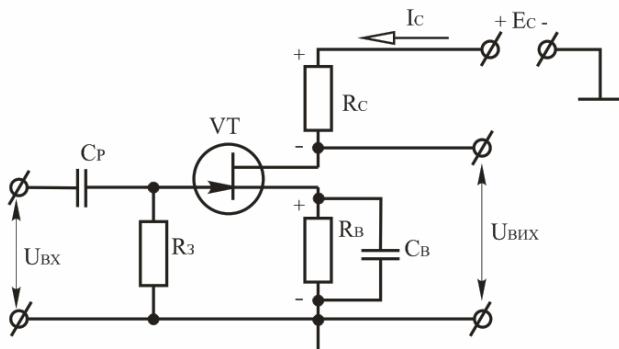


Рис. 6.8. Підсилювальний каскад на польовому транзисторі з *p-n*-переходом і каналом *n*-типу, увімкненого за схемою зі спільним витоком

Режим роботи польового транзистора в режимі спокою забезпечується постійним струмом стоку I_{CC} і відповідною йому напругою стік-витік U_{CBC} . Цей режим забезпечується напругою зміщення на затворі польового транзистора $U_{зBC}$. Ця напруга виникає на резисторі R_B під час проходження струму I_{CC} ($U_{Rb} = I_{CC} R_B$) і прикладається до затвора 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:

$$R_B = \frac{U_{3BC}}{I_{CC}}, \quad (6.1)$$

де U_{3BC} , I_{CC} – 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 витоком.

Під час подачі на вхід підсилювального каскаду змінної напруги u_{ex} напруга між затвором і витоком змінюється в часі $\Delta U_{3B}(t) = u_{ex}$; струм стоку також змінюється в часі, тобто з'явиться змінна складова $I_C(t) = i_c$. Ця зміна струму приводить до зміни напруги між стоком і витоком; його змінна складова u_c дорівнює за величиною і протилежна за фазою падінню напруги на резисторі R_C , є вхідною напругою підсилювального каскаду $U_{CB}(t) = u_c = u_{ex} = R_C i_c$.

У підсилювачах на МДН-транзисторах з індукованим каналом необхідна напруга U_{3BC} забезпечується включенням в коло затвору дільника $R1, R2$ (рис. 6.9).

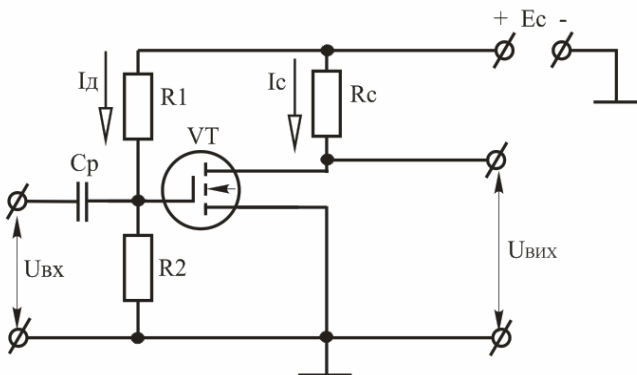


Рис. 6.9. Підсилювальний каскад на польовому МДН-транзисторі з індукованим каналом *n*-типу, увімкненого за схемою зі спільним витоком

При цьому

$$U_{зBC} = I_D R_2 = \frac{E_C}{R_1 + R_2} \cdot R_2. \quad (6.4)$$

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

6.5. РОЗРАХУНОК ЕЛЕКТРИЧНИХ КІЛ З ПОЛЬОВИМИ ТРАНЗИСТОРАМИ

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

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

Відповідно до цього рівняння можна побудувати лінію навантаження:

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

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

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

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

Графічним розв'язком рівняння для вихідного кола цього каскаду є точки перетинання лінії навантаження зі стоковими характеристиками (рис. 6.10).

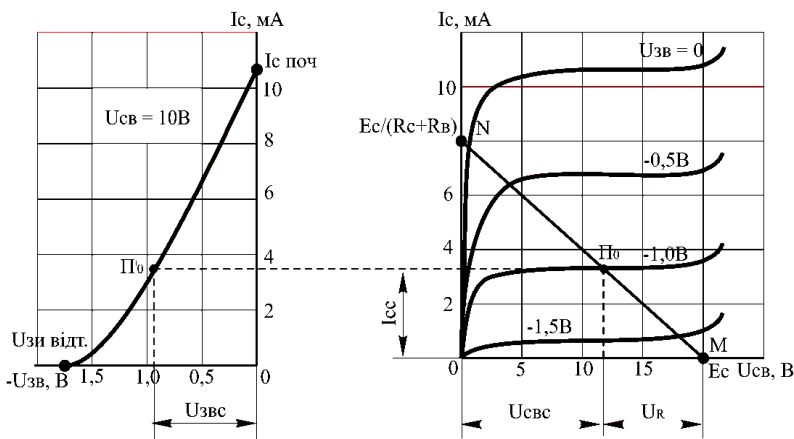


Рис. 6.10. Графічний розрахунок режиму спокою каскаду на польовому транзисторі за допомогою вихідних і вхідної характеристик

Значення струму стоку I_C і напруги U_{CB} залежать також від напруги затвору U_{3B} . Три параметри I_{CC} , U_{CBC} і U_{3BC} 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 затвору U_{3B}).

Резистор R_3 призначений для подачі напруги U_{3BC} з резистора R_B між затвором і витоком 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 $U_{3B} = U_{3BC}$ (точка Π_0 , рис. 6.10), розраховують за формулою:

$$R_B = \frac{U_{3BC}}{I_{CC}}.$$

ПРИКЛАДИ

Задача 6.1. Визначити опір резистора R_B підсилювального каскаду на польовому транзисторі з p - n -переходом (рис. 6.8), якщо напруга затвор-витік $U_{3B} = 2$ В, а струм стоку $I_C = 10$ мА.

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

$$R_B = \frac{U_{3B}}{I_C} = \frac{2}{0,01} = 200 \text{ Ом.}$$

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; $U_{3B} = 4$ В.

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

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

Якщо

$$U_{3B} = I_C \cdot R_B,$$

то опір резистора R_C обчислюємо за виразом

$$R_C = \frac{E_C - U_{CB} - U_{3B}}{I_C} = \frac{30 - 20 - 4}{0,012} = 500 \text{ Ом.}$$

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

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.

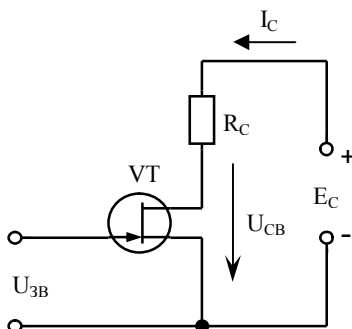
8. Наведіть схему підсилювального каскаду на польовому транзисторі з керованим p - n -переходом. Поясніть призначення елементів схеми та принцип роботи підсилювального каскаду.

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

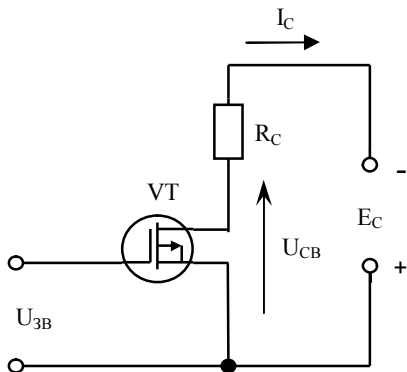
6.1с. Для електричного кола, що складається з послідовно з'єднаних джерела живлення E_C , резистора R_C і польового транзистора VT з керованим p - n -переходом задано: $E_C = 20$ В, $R_C = 1$ кОм, крутизна стік-затворної характеристики $S = 5$ мА/В, початковий струм стоку $I_{CO} = 20$ мА, напруга затвор-витік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

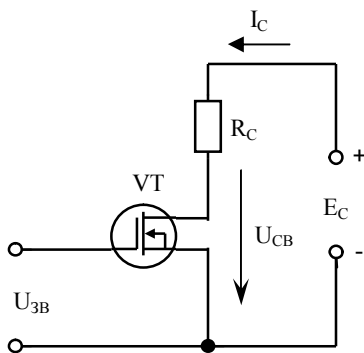
1. Побудувати вольт-амперні характеристики і лінію навантаження.

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 $U_{3BO}=1$ В, напруга затвор-витік $U_{3B}=3$ 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. Провести 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

Цей 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. У 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 індукованим каналом n -типу.

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

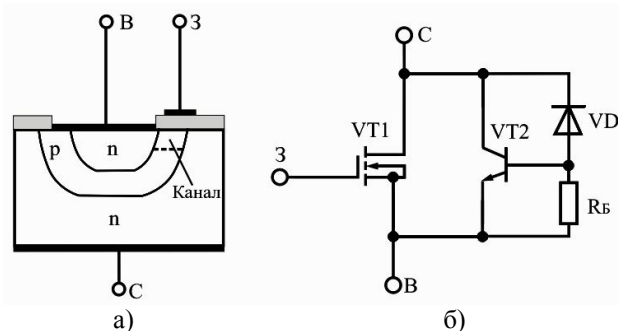


Рис. 7.1. Силовий ДМДН-транзистор з каналом p -типу:
а – структура; б – еквівалентна схема

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

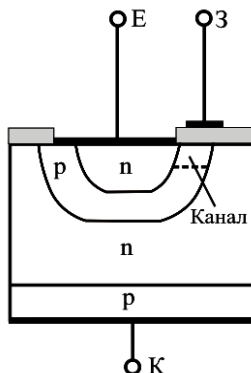


Рис. 7.2. Структура IGBT-транзистора

Введення шару p -типу призводить до утворення другої структури біполярного транзистора (типу p - n - p). Таким чином, в IGBT є дві біполярні структури – типів p - p - n і p - n - p .

Еквівалентна схема IGBT наведена на рис. 7.3. Через R_{MOD} позначений опір нижнього шару n -типу, який є шаром бази для транзистора типу p - n - p . За зміни струму, що проходить через цей шар, опір R_{MOD} змінюється (модулюється).

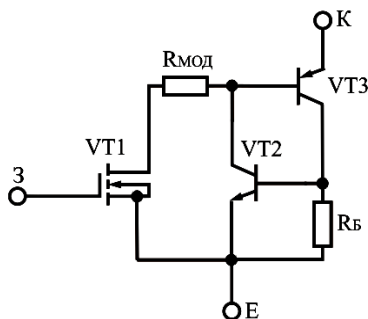


Рис. 7.3. Еквівалентна схема IGBT-транзистора

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

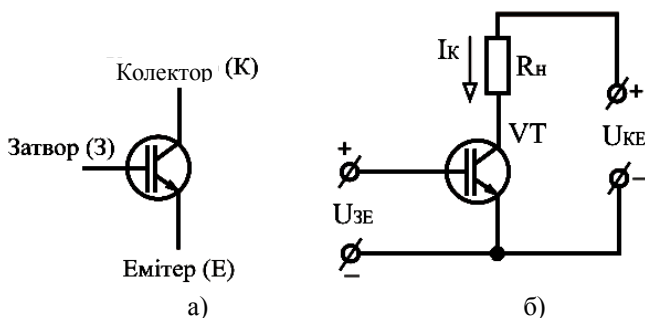


Рис. 7.4. IGBT-транзистор:

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

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

Основне призначення додаткового *p-n*-переходу (який є емітерним переходом для транзистора VT3) полягає в інжекції дірок у нижній шар *n*-типу. Інкєкція значно зменшує опір цього шару. У 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 високовольні 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: в увімкненому і у вимкненому.

У аварійному для IGBT режимі роботи схема на транзисторах VT2 і VT3 може вимикатися і IGBT стає некерованим і може вийти з ладу.

Ефект увімкнення транзисторів VT2 і VT3 називають *тригерним*. Він, зазвичай, виявляється під час вимикання IGBT. Тому розробники IGBT докладають всі зусилля для боротьби з цим ефектом.

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

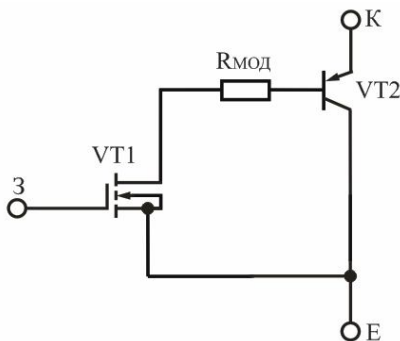


Рис. 7.5. Еквівалентна схема IGBT, що не містить паразитного транзистора типу $n-p-n$

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

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

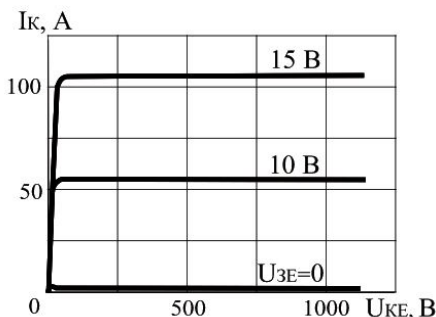


Рис. 7.6. Вихідні характеристики IGBT

На рис. 7.7 наведено вихідні характеристики IGBT за малої напруги U_{KE} .

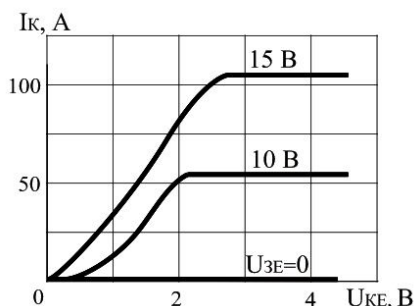


Рис. 7.7. Вихідні характеристики IGBT за малої напруги U_{KE}

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 у колекторі IGBT.

Передавальною характеристикою IGBT називають залежність вигляду $I_C = f(U_{3E})$ при $U_{KE} = \text{const}$ (рис. 7.8).

IGBT характеризується також крутизною передавальної характеристики S :

$$S = \frac{\Delta I_K}{\Delta U_{3E}} \text{ при } U_{KE} = \text{const}.$$

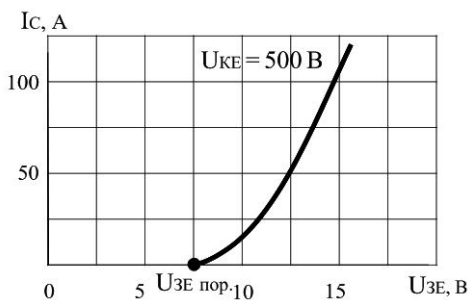


Рис. 7.8. Передавальна характеристика IGBT

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 Induc-tion Transistor.

SIT – польовий транзистор з керуючим p - n -переходом. Проте він має своєрідну будову і через це своєрідні характеристики.

Розрізняють SIT-транзистори як з каналом n -типу, так і p -типу.

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

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

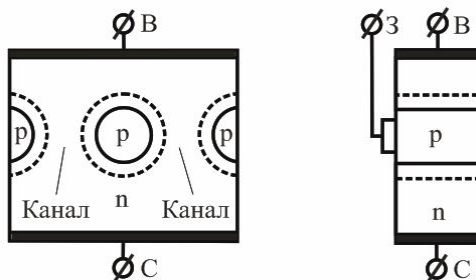


Рис. 7.9. Структура SIT-транзистора

Частини напівпровідника p -типу мають форму циліндрів, діаметр яких складає одиниці мікрометрів і більше. Ця система циліндрів служить як затвор. Кожний циліндр приєднаний до електроду затвора (рис. 7.9, електрод затвора умовно не показаний). Пунктиром позначені p - n -переходи. Реальне число каналів може складати тисячі.

Зазвичай, SIT використовується у схемі зі спільним витоком (рис. 7.10).

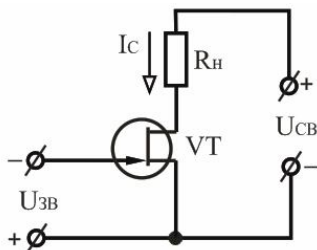


Рис. 7.10. Схема увімкнення SIT-транзистора зі спільним витоком

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

Фізичні процеси у SIT досить складні. В окремих моментах вони подібні до фізичних процесів у польовому транзисторі з керованим p - n -переходом. Під час збільшення запиральної напруги $U_{ЗВ}$ області p - n -переходи розширюються. У цьому відношенні SIT має спільні риси із “звичайним” польовим транзистором.

Проте вплив напруги $U_{СВ}$ на струм I_C для SIT має інший характер у порівнянні із “звичайним” польовим транзистором.

Для транзистора із “звичайним” каналом збільшення напруги U_{CB} призводить до перекриття стоку. Після цього подальше збільшення напруги U_{CB} трохи змінює струм I_C . При цьому робоча точка, яка характеризує стан транзистора, виявляється в області насичення.

Падіння напруги в кожному каналі SIT, яке викликане протіканням струму стоку I_C , невелике завдяки дуже малій довжині каналів. Воно достатньо слабо впливає на розширення областей p - n -переходів. Тому збільшення напруги U_{CB} не супроводжується зменшенням швидкості зростання струму I_C (тобто вихідна характеристика при збільшенні напруги U_{CB} не стає більш пологою).

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

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

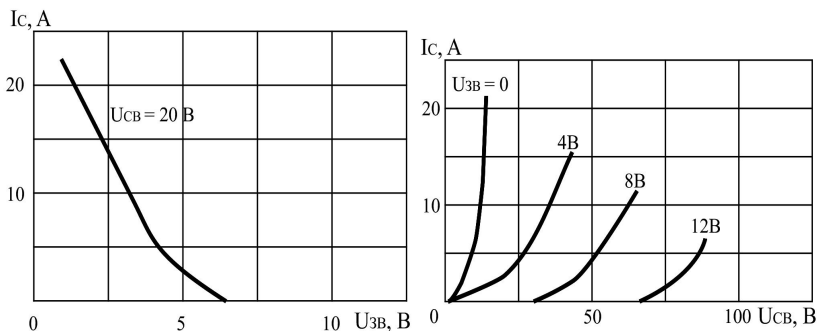


Рис. 7.11. SIT-транзистор

а – стік-затворна характеристика; б – стокові характеристики

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

Біполярний режим SIT. Якщо напруга $U_{зв}$ є негативною, керуючий p - n -перехід відкривається і SIT переходить у режим роботи, подібний до режиму роботи біполярного транзистора. У цьому режимі затвор відіграє роль бази. Перевагою біполярного режиму SIT-транзистора є мала напруга між стоком і витоком у відкритому стані. Але струм затвора при цьому значний. Крім того, швидкодія транзистора в цьому режимі істотно зменшується через явище накопичення і розсмоктування заряду нерівноважних носіїв.

7.3. ПОРІВНЯЛЬНА ХАРАКТЕРИСТИКА СИЛОВИХ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ПРИЛАДІВ

Керовані силові напівпровідникові прилади (дискретні або такі, що використовуються в модулях і силових інтегральних схемах), які найширше застосовують нині:

- IGBT;
- МДН-транзистор;
- біполярний транзистор;
- SIT;
- тиристор;
- симістор;
- запірний тиристор.

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

Існують конкретні типи тиристорів, запірних і IGBT, для яких максимально допустима напруга істотно більша 1000 В, а максимально допустимий струм істотно більший 1000 А. Рекордні значення максимально допустимої напруги і максимально допустимого струму з кожного силового напівпровідникового приладу постійно зростають.

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

Під час вибору приладу потрібно враховувати багато чинників. З технічних найважливішими 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 під час підвищеної (більше 100 кГц) частоти 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 добрими 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 у 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 за достатньо низької частоти комутації (десятки, сотні, а іноді й тисячі герц).

Нині найперспективнішими силовими приладами часто називають МДН-транзистор і IGBT.

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

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 полягає 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 випромінювальний 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), набагато більшим від 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 (рис. 8.1) або декілька p - n -переходів (матричні світлодіоди), які розташовані на одному монокристалі. За відповідного увімкнення окремих p - n -переходів матричного світлодіода можна одержати цифру, що світиться, букву або знак.

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

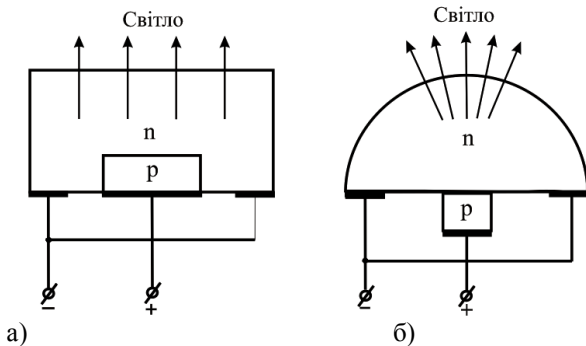


Рис. 8.1. Структура світлодіодів:
а – плоска планарна; б – напівсферична

Вольт-амперна характеристика світлодіодів подібна до характеристик германієвих і кремнієвих діодів. Відмінність виявляється у більшому падінні напруги під час протікання прямого струму. Зі збільшенням прямого струму яскравість свічення зростає.

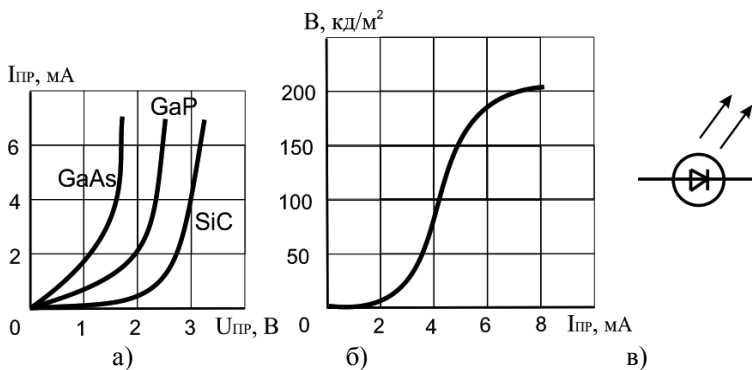


Рис. 8.2. Характеристики світлодіодів:
а – вольт-амперні характеристики; б – характеристика яскравості;
в – умовне графічне позначення

Основні параметри світлодіодів:

- яскравість випромінювання B , ($B=10...150 \text{ кд/м}^2$);
- постійна пряма напруга U_{PR} ; ($U_{PR}2...4 \text{ В}$);
- колір свічення і довжина хвилі;

- максимальний допустимий постійний прямий струм $I_{ПР. MAX}$; ($I_{ПР. MAX} = 5...20$ мА);
- максимальна допустима постійна зворотна напруга $U_{ЗВ. MAX}$ (одиниці вольт);
- термін служби T ($T = 10...100$ тис. годин).

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

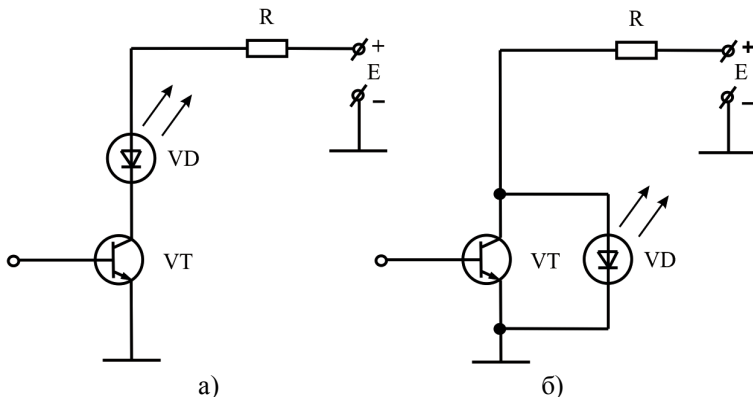


Рис. 8.3. Типові схеми керування світлодіодом за допомогою транзисторного ключа

Напівпровідникові приймачі оптичного випромінювання

Робота різних напівпровідникових приймачів випромінювання (фоторезистори, фотодіоди, фототранзистори, фототиристри) заснована на використанні внутрішнього фотоелекта, коли під дією випромінювання в напівпровідниках відбувається генерація пар носіїв заряду – електронів і дірок, що призводить до зміни концентрації рухливих носіїв заряду, 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 (рис. 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 рис. 8.4, б. Полярність джерела живлення не грає ролі.

Якщо до неосвітленого фоторезистора підключити джерело живлення E (рис. 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.

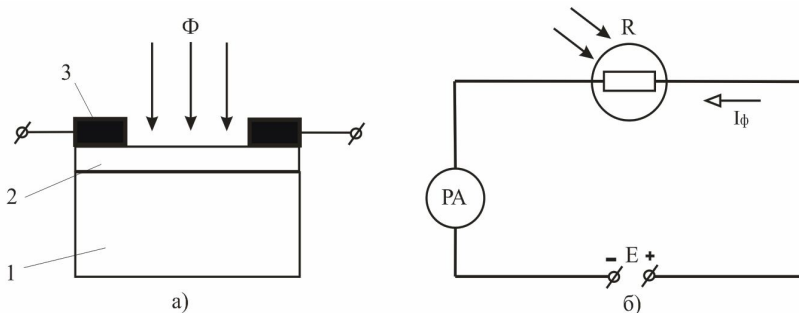


Рис. 8.4. Фоторезистор:
а – будова; б – схема увімкнення

Під час освітлення у фоторезисторі відбувається збільшення концентрації вільних носіїв заряду і його опір зменшується; струм у колі зростає. Різниця струмів за 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.

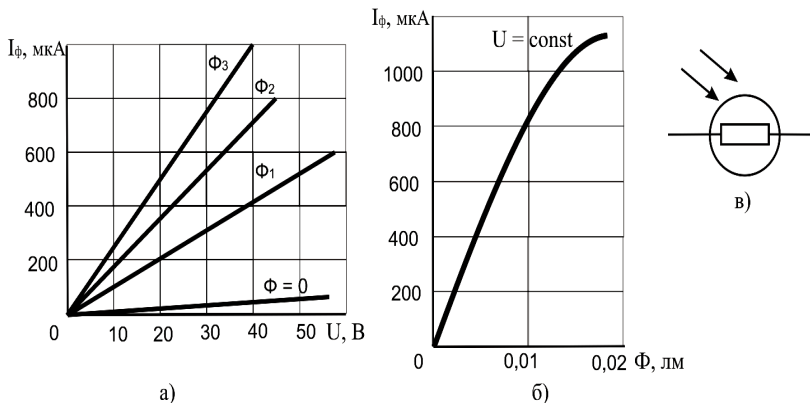


Рис. 8.5. Характеристики фоторезисторів:
 а – вольт-амперна $I_\phi = f(U)$ при $\Phi = \text{const}$;
 б – світлова $I_\phi = f(\Phi)$ при $U = \text{const}$; в – умовне позначення

Основні параметри фоторезисторів:

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

8.3. ФОТОДІОДИ

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

Фотодіоди, як і звичайні напівпровідникові діоди, складаються з двох домішкових напівпровідників з різними типами електропровідності, на границі між якими створюється p - n -перехід (рис. 8.6). Фотодіоди виготовляють із германію, кремнію, арсеніду галію, сульфіді кадмію та інших напівпровідникових матеріалів.

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

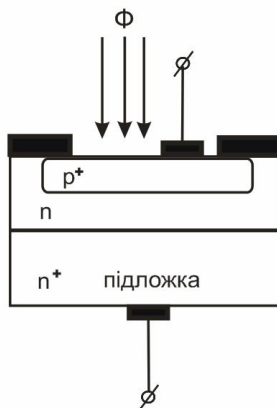


Рис. 8.6. Будова планарного фотодіода

Під впливом світлового потоку на електронно-дірковому переході відбувається генерація пар носіїв заряду електрон-дірка. Під дією контактної різниці потенціалів (потенційного бар'єра) 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 , який 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 фотодіодах 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*.

Основні параметри фотодіодів:

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

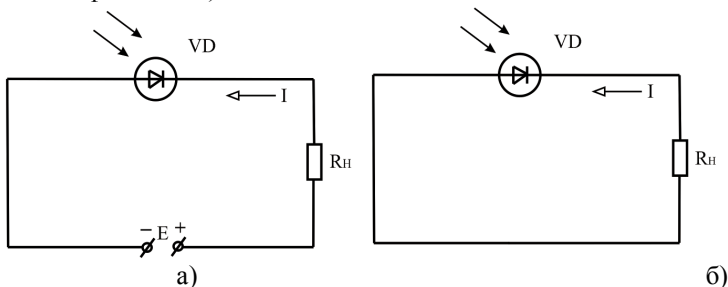


Рис. 8.7. Схеми увімкнення фотодіодів:

а – для режиму фотоперетворювача; б – для режиму фотогенератора

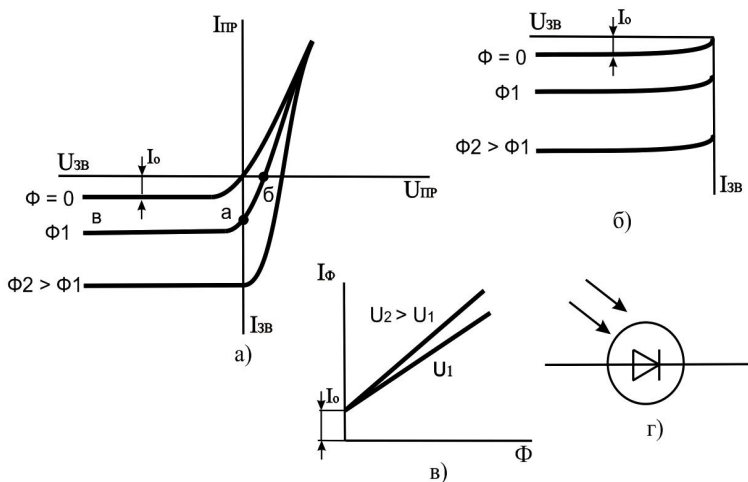


Рис. 8.8. Характеристики фотодіодів:

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

Відрізок Ob (рис. 8.8, а) відповідає напрузі холостого ходу освітленого фотодіода, тобто фото-ЕРС, а відрізок Oa – струму короткого замикання фотодіода. Ділянка ab характеризує роботу фотодіода в режимі фотогенератора. Режим фотоперетворювача відповідає подачі напруги на фотодіод у запірному напрямку (ділянка av на рис. 8.8, а). Вольт-амперні характеристики фотодіода в режимі фотоперетворювача при різних значеннях світлових потоків наведені на рис. 8.8, б.

8.4. ФОТОТРАНЗИСТОРИ І ФОТОТИРИСТОРИ

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 є напівпровідниковим кристалом 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 зі спільним емітером і через його колекторний перехід за відсутності освітлення протікає темновий струм I_{KEO} .

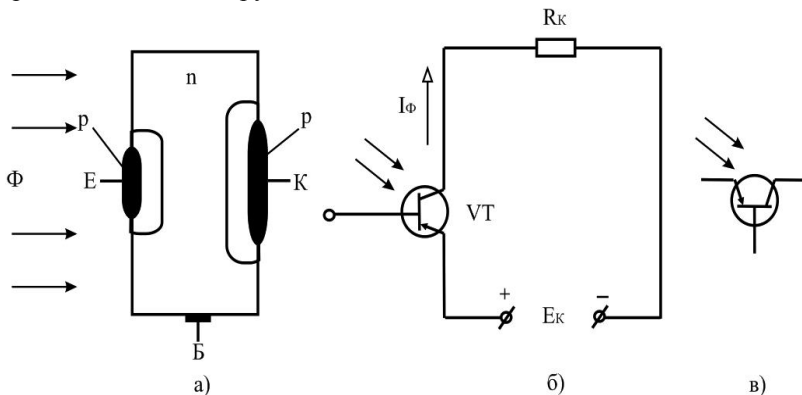


Рис. 8.9. Біполярний фототранзистор:

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

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 є потенційним бар'єром. Тому, якщо вивід бази залишити непідключеним, то нерівноважні електрони залишаться в базі, зменшуючи при цьому потенційний бар'єр емітерного переходу. Це викликає інжекцію дірок з p -емітера в n -базу, які дифундують до колекторного переходу і втягуються його полем у колектор, утворюючи другу складову колекторного фотоструму $I_{\phi 2}$. Якщо базовий вивід підключити до джерела напруги, то можна одержати не тільки оптичне, але й електричне керування колекторним струмом фототранзистора.

Основні параметри фототранзисторів:

- робоча напруга $U_p, (U_p = 10 \dots 15B)$;
- інтегральна чутливість K_ϕ (K_ϕ досягає $0,5 \dots 1,0A/лм$);
- 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 $мВт$).

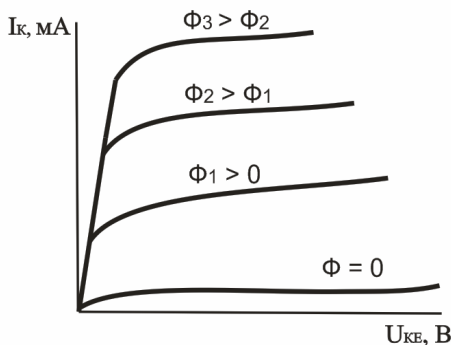


Рис. 8.10. Вольт-амперні характеристики фототранзистора

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

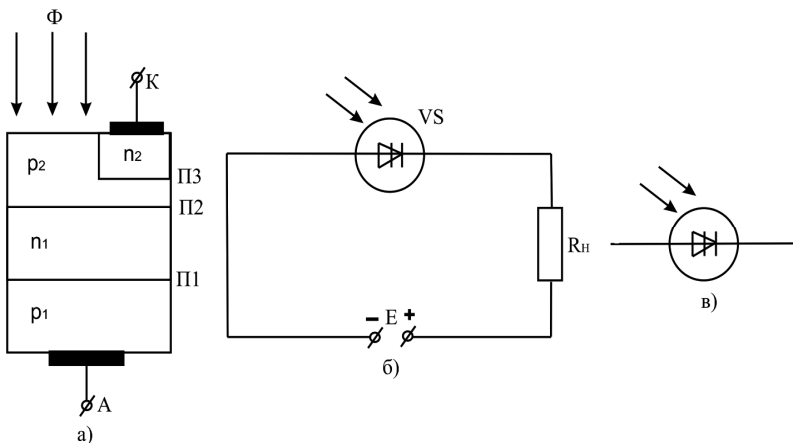


Рис. 8.11. Діодний фототиристор:

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

Аналогічно звичайним тиристорам фототиристори виготовляють з кремнію у вигляді структури $p-n-p$. Джерело напруги підмикають до фототиристора таким чином, щоб напруга на переходи П1 і ПЗ подавалася в прямому напрямку, а на перехід П2 – у зворотному.

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

Під дією світлового потоку освітленій базі p_2 відбувається генерація вільних носіїв заряду – електронів і дірок. Електрони бази p_2 дифундують до переходу П2, переносяться електричним полем в 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 $U_{ВМИК}$;
- струм вмикання $I_{ВМИК}$, що відповідає напрузі $U_{ВМИК}$;
- напруга вимикання $U_{ВИМ}$ і струм вимикання $I_{ВИМ}$;

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

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

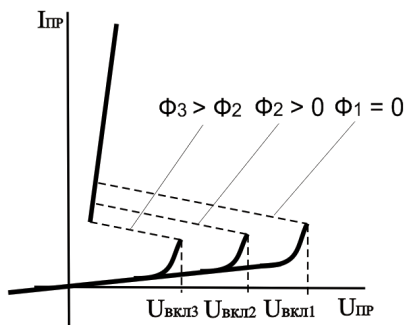


Рис. 8.12. Вольт-амперні характеристики фототиристора

8.5. ОПТОПАРИ (ОПТРОНИ)

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

У джерелі світлового випромінювання ДС енергія електричного сигналу перетворюється у світлове випромінювання. Світлове випромінювання через оптичний канал ОК надходить на фотоприймач ФП, в якому перетворюється в електричну енергію.

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

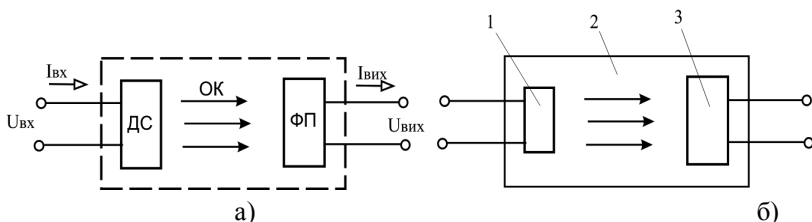


Рис. 8.13. Оптопара (оптрон):

а – структурна схема; б – будова оптопари:

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

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

Діодні оптопари мають звичайно кремнієвий фотодіод та 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.

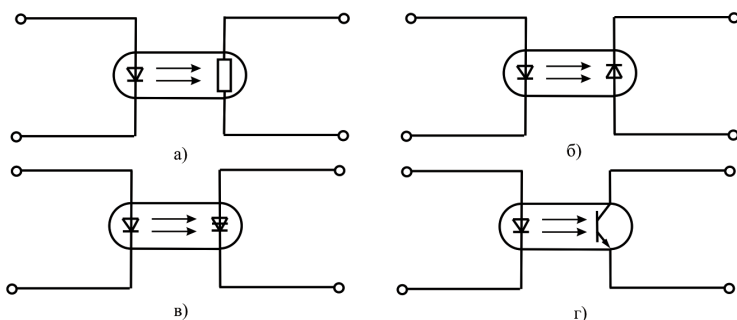


Рис. 8.14. Умовні позначення оптронів:

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

г – фототранзисторний

Основні параметри оптопар:

- максимально допустимий вхідний прямий струм $I_{BX\ MAX}$;
- вхідна напруга U_{BX} ;
- максимально допустима зворотна вихідна напруга $U_{ВНХ\ зв.\ MAX}$;
- максимально допустимий вихідний струм $I_{ВНХ\ MAX}$;
- залишкова напруга $U_{зал}$ – 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 у схемах, які швидко перемикаються, для узгодження високовольних кіл, вимірів у колах високої напруги і т.д.

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

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

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

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, де застосовуються напівпровідникові фотоприлади.

ЗАДАЧІ НА САМОСТІЙНЕ ОПРАЦЮВАННЯ

8.1с. Питома чутливість фоторезистора $K_0 = 300 \text{ мкА/мВ}$ при напрузі $U = 15 \text{ В}$. Визначити його інтегральну чутливість.

8.2с. Визначити фотострум діода, якщо на нього падає світловий потік $\Phi = 0,02 \text{ лм}$, а інтегральна чутливість $K_\Phi = 15000 \text{ мкА/лм}$.

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.

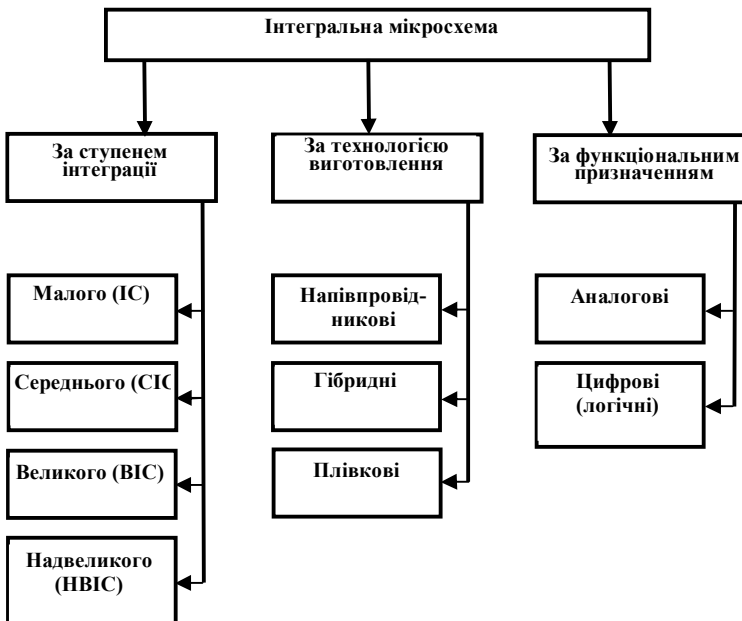


Рис. 9.1. Класифікація інтегральних мікросхем

3 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 напів-провідникові, 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, середня і мала.

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 – велика та надвелика. Лінійні розміри окремих елементів напівпровідникових ІМС можуть бути дуже малі (близько 2 мкм), а відстань між окремими елементами близько 5 мкм.

У 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 відносять:

- напругу живлення $U_{\text{ж}}$;
- коефіцієнт підсилення за напругою K_U ;
- вхідний опір $R_{\text{вх}}$;
- вихідний опір $R_{\text{вих}}$;
- максимальну вихідну напругу $U_{\text{вих max}}$;
- робочий частотний діапазон f_H та f_B ,
де f_H та f_B – відповідно нижня і верхня робочі частоти;
- потужність, що споживається елементом від джерела

живлення $P_{\text{спож}}$.

До основних параметрів цифрових мікросхем відносять:

- напругу живлення $U_{\text{ж}}$;
- час переходу ІМС зі стану логічного нуля в стан логічної одиниці t^{01} ;
- напругу логічного нуля U^0 ;
- напругу логічної одиниці U^1 ;
- потужність, що споживається від джерела живлення $P_{\text{спож}}$;
- коефіцієнт об'єднання по входу $K_{\text{об}}$ – число входів ІМС, за якими реалізується логічна функція;

• завадостійкість $U_{\text{з max}}$ – найбільша напруга перешкоди на вході ІМС, що не викликає порушення правильності роботи елемента.

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

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

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 підключають джерело вхідного сигналу (рис. 10.1), і вихідне коло, з якого вихідний сигнал знімають і подають на навантаження.

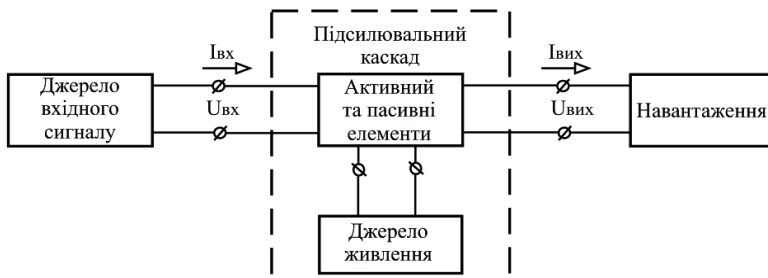


Рис. 10.1. Структурна схема підсилювального каскаду

Підсилювачі мають активні (польові й 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:

$$K_I = \frac{I_{BHX}}{I_{BX}}; \quad (10.2)$$

- коефіцієнт підсилення за потужністю:

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

- 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_{BHX} – опір між вихідними затискачами підсилювача для змінного струму за вимкненого опору навантаження:

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

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

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

- динамічний діапазон D – відношення максимальної вхідної напруги до мінімальної вхідної напруги, за 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 й перехідні, викликані наявністю в колах підсилювача реактивних елементів (індуктивності і ємності), опори яких залежать від частоти, а також від частоти фізичних параметрів напівпровідникових приладів;

- нелінійні викривлення – це викривлення, які обумовлені залежністю коефіцієнта підсилення підсилювача від амплітуди підсилюваного сигналу. Нелінійні викривлення викликані нелінійністю

вольт-амперних характеристик активних елементів підсилювача (транзистори та ін.).

До основних характеристик підсилювачів відносять:

- амплітудно-частотну характеристику (АЧХ) – залежність модуля коефіцієнта підсилення від частоти $K_U = F(f)$ (рис. 10.2, а);
- фазочастотну характеристику (ФЧХ) – залежність кута зсуву фази між вихідною і вхідною напругами від частоти $\varphi = F(f)$ (рис. 10.2, б);
- амплітудну характеристику підсилювача – залежність амплітуди вихідного сигналу $U_{ВХm}$ від амплітуди вхідного сигналу $U_{ВХm}$ на деякій постійній частоті $U_{ВХm} = F(U_{ВХm})$ (рис. 10.2, в).

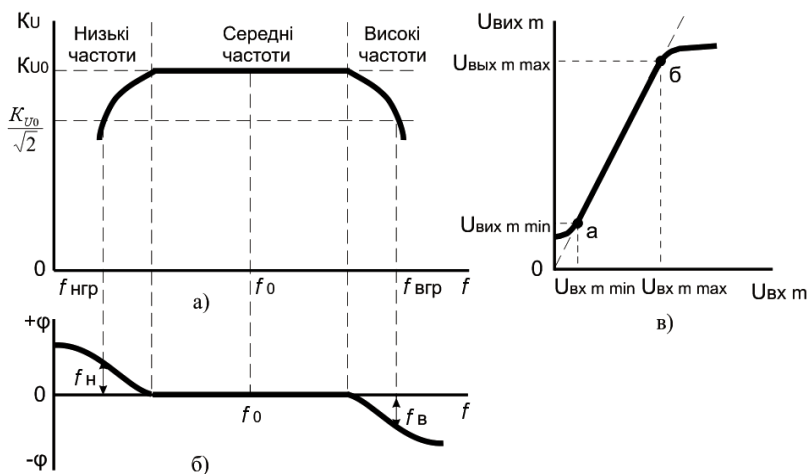


Рис. 10.2. Характеристики підсилювачів:

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

Всі підсилювачі можна підрозділити на два класи – з лінійним і нелінійним режимами 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 (рис. 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).

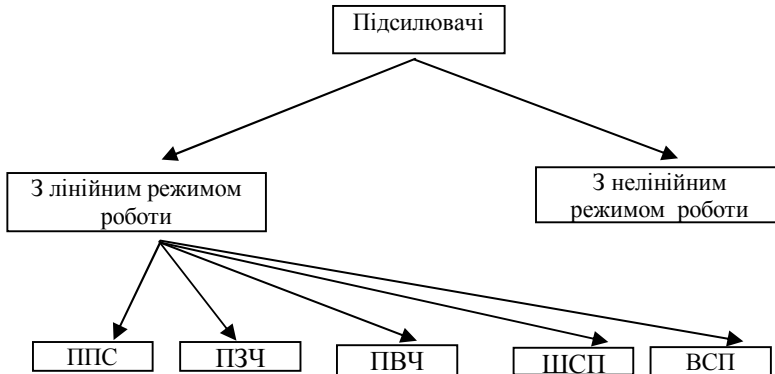


Рис. 10.3. Класифікація підсилювачів

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

10.2. ПРИНЦИП ПОБУДОВИ ПІДСИЛЮВАЛЬНИХ КАСКАДІВ

Багато підсилювачів складаються з декількох ступенів, що здійснюють послідовне підсилення сигналу і названих каскадами. Число каскадів у таких багатокаскадних підсилювачах залежить від необхідних значень коефіцієнтів підсилення K , 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 (рис. 10.4, а).

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

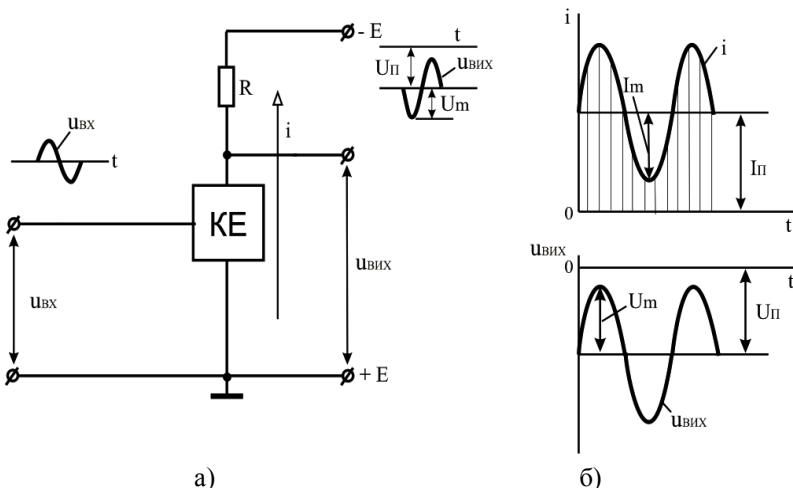


Рис. 10.4. Підсилювальний каскад:

а – принцип побудови; б – часові діаграми роботи

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

Зважаючи на використання для живлення джерела постійної напруги E , струм у вихідному колі каскаду є однонаправленим (рис. 10.4, а). При цьому змінний струм i і напругу вихідного кола (пропорційні струму i і напрузі вхідного сигналу) слід розглядати як змінні складові сумарних значень струму i і напруги, що накладаються на їх постійні складові $I_{п}$ і $U_{п}$ (рис. 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 $U_{II} \geq U_m$. Невиконання цих умов призводить до викривлення форми вихідного сигналу.

Таким чином, для забезпечення роботи підсилювального каскаду за змінного вхідного сигналу 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 за відсутності вхідного сигналу.

Підсилювальні властивості каскадів ґрунтуються на такому: 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 елементу. У зв'язку з цим аналіз підсилювальних каскадів на біполярних транзисторах проводиться для трьох способів включення: зі спільним емітером (СЕ), зі спільним колектором (СК) і спільною базою (СБ).

Таблиця 10.1

Параметри основних схем увімкнення транзисторів

Параметр	Схема увімкнення		
	СЕ	СБ	СК
Вхідний опір, R_{BX}	200...2000 Ом	50...100 Ом	10...500 кОм
Вихідний опір, R_{BIX}	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_{BIX} і U_{BX} , φ	180°	0	0

10.3.1. Підсилювальний каскад на біполярному транзисторі за схемою зі спільним емітером (СЕ)

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

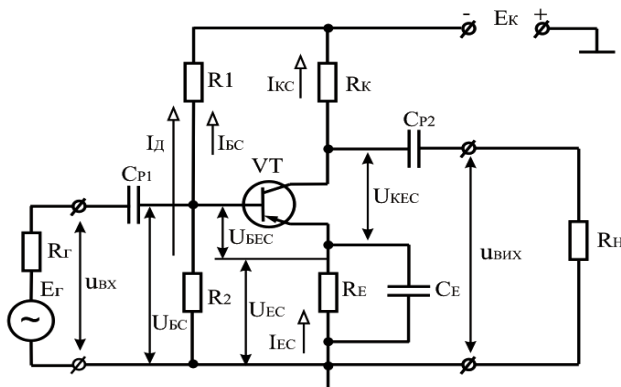


Рис. 10.5. Схема підсилювального каскаду з СЕ

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

Під час забезпечення режиму роботи транзистора необхідно здійснити температурну стабілізацію положення робочої точки (зменшити вплив температури на початкове положення робочої точки). З цієї 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 зі СЕ полягає в такому: під час підключення до входу підсилювача джерела синусоїдальної напруги e_r 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-} , яка викликає появу змінної складової струму в колі колектора $i_{K-} = \beta i_{B-}$. 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 проводять за допомогою вихідних (колекторних) характеристик транзистора (рис. 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 Б) і короткого замикання (точка А) вихідного кола каскаду. Для точки Б: $I_{KC} = 0$, $U_{KEC} = E_K$; для точки А: $U_{KEC} = 0$, $I_{KC} = E_K / (R_K + R_E)$. Вибравши за вхідною (базовою) характеристикою $I_B = f(U_{BE})$ необхідне значення струму бази спокою I_{BC} , тим самим визначимо координати точки П перетину відповідної вихідної характеристики при $I_B = I_{BC}$ з лінією навантаження каскаду за постійним струмом (рис. 10.6).

Початкове положення робочої точки забезпечується дільником напруги, що складається з резисторів $R1$ і $R2$, 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 $I_D = (2...5)I_{BC}$ – струм у колі дільника;

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

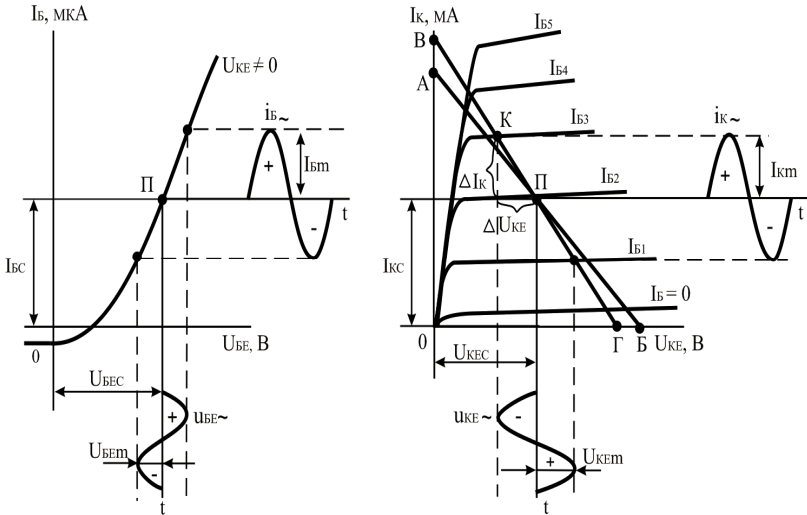


Рис. 10.6. Розрахунок підсилювального каскаду на біполярному транзисторі зі СЕ графоаналітичним методом

Під час визначення 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

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

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

Оскільки за наявності вхідного сигналу напруга і струм транзистора є сумою постійних і змінних складових, лінія навантаження за

змінним струмом проходить через точку спокою Π (рис. 10.6). Нахил лінії навантаження за змінним струмом (ВГ) буде більший, ніж за постійним струмом. Лінію навантаження за змінним струмом будують за відношенням приросту напруги до струму:

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

або

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

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

Під час подачі на вхід каскаду напруги u_{BX} в базовому колі транзистора створюється змінна складова струму i_{B-} , 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-} і змінна вихідна напруга $u_{вих}$, яка пов'язана із струмом i_{K-} лінією навантаження за змінним струмом. При цьому лінія навантаження за змінним струмом характеризує зміну миттєвих значень струму колектора i_K і напруги u_{KE} або переміщення робочої точки.

Робоча точка переміщується вниз від точки спокою Π за позитивної півхвилі вхідної напруги і вгору – за негативної півхвилі.

Для виключення викривлень вихідного сигналу необхідно, щоб робоча точка під час переміщення вгору по лінії навантаження не заходила в область нелінійних початкових ділянок вихідних характеристик, а під час переміщення 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 зі спільним колектором (СК) (емітерний повторювач)

Резистор R_E у схемі виконує таку ж функцію, що і резистор R_K у 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 $R1, R2$ призначені для задання режиму спокою каскаду. Для підвищення входного опору резистор $R2$ у схему часто не вводять. Високий входний опір потрібний у разі застосування каскаду як погоджувальної ланки під час роботи від джерела входного сигналу, що має високий внутрішній опір.

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

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

Емітерним повторювачем схему називають через те, що її вихідна напруга, що знімається з емітера транзистора, близька за величиною до входної напруги ($u_{ВІХ} = u_{ВХ} + u_{БЕ} \approx u_{ВХ}$) і співпадає з нею за фазою.

ЕДС $e_{ВХ}$ викликає появу у входному колі змінного струму $i_{ВХ} \approx i_{Б}$, а в колі емітера – $i_{Е}$ та $i_{ВІХ}$. Оскільки $i_{Е} \gg i_{Б}$, то цей каскад є підсилювачем струму, тобто $K_I \gg 1$.

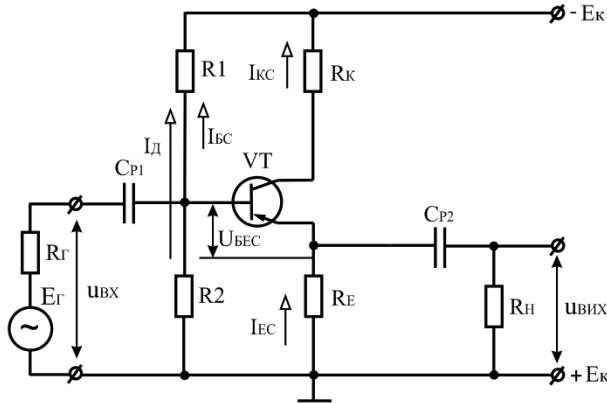


Рис. 10.7. Схема підсилювального каскаду на біполярному транзисторі з СК

10.3.3. Режим роботи підсилювачів на біполярних транзисторах

Розрізняють три основні режими роботи підсилювальних каскадів: А, В, АВ, які визначаються початковим положенням робочої точки за відсутності входного змінного сигналу. Це положення

визначається на характеристиках транзистора (рис. 10.6) сукупністю постійних складових струмів і напруг у вихідному I_{KC} , U_{KEC} і вхідному I_{BC} , U_{BEC} колах.

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

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

Режим класу АВ є проміжним між режимами А і В. За малих і середніх вхідних сигналів він має властивості режиму А, а за великого вхідного сигналу – режиму В. ККД у режимі класу АВ – $\eta_{MAX} = 50 \dots 78,5\%$.

10.3.4. Способи забезпечення режиму спокою

У каскадах з транзисторами застосовують, зазвичай, живлення від одного джерела – вихідного кола. Для нормального режиму роботи транзистора необхідно, щоб між емітером і базою була постійна напруга в десятій частці вольт (напруга зміщення бази). Залежно від способу зміщення емітерного переходу розрізняють підсилювачі з фіксованим струмом бази і фіксованою напругою база-емітер.

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

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 ще й іншим способом, задавши постійну напругу зміщення емітерного переходу за допомогою діляника $R_1 R_2$, як показано на рис.10.9. Тут основна частина напруги E_K падає на резисторі R_1 , а невелика частина, що є напругою зміщення U_{BEC} , падає на резисторі R_2 , який підключений паралельно входу транзистора.

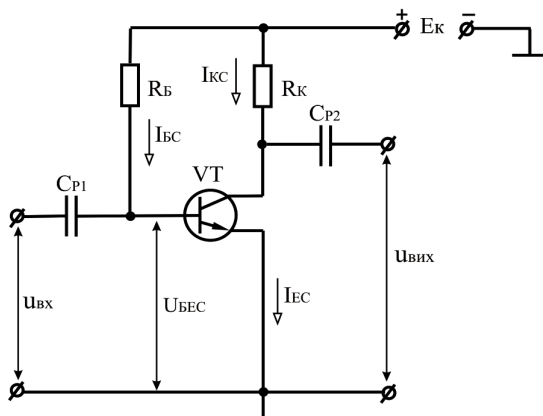


Рис. 10.8. Схема підсилювального каскаду з фіксованим струмом бази

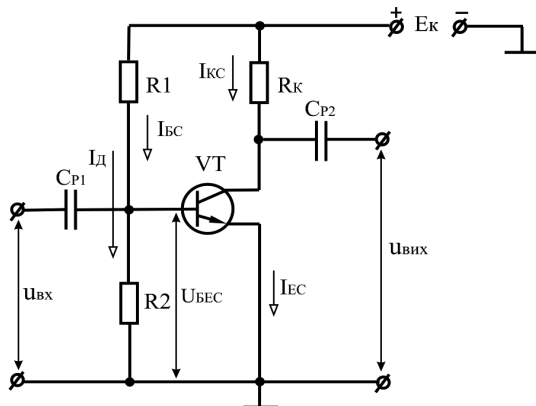


Рис. 10.9. Схема підсилювального каскаду з фіксованою напругою база-емітер

Таким чином, повинна бути забезпечена така умова:

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

де I_D – струм, що протікає через ділник $R1/R2$.

Тоді

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

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

Недоліком підсилювачів з фіксованим струмом бази і фіксованою напругою база-емітер є їх низька температурна стабільність. Зміна температури призводить до зміни струму бази (а також струмів колектора і емітера), що викликає зміну режиму спокою. Для стабілізації режиму спокою в підсилювач вводять елементи або кола, які створюють від’ємний зворотний зв’язок (ВЗЗ), що дозволяє забезпечити відносну постійність режиму при зміні температури. На рис. 10.5 показана 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 подібний до каскадів на біполярних транзисторах. Особливість полягає в тому, що польовий транзистор керований по входньому колу напругою, а не струмом. З цієї причини завдання режиму спокою в каскадах на польових транзисторах здійснюється подачею у входнє коло каскаду постійної напруги відповідної величини і полярності.

10.4.1. Підсилювальний каскад на польовому транзисторі з керованим р-п-переходом

Основними елементами каскаду (рис. 10.10) 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

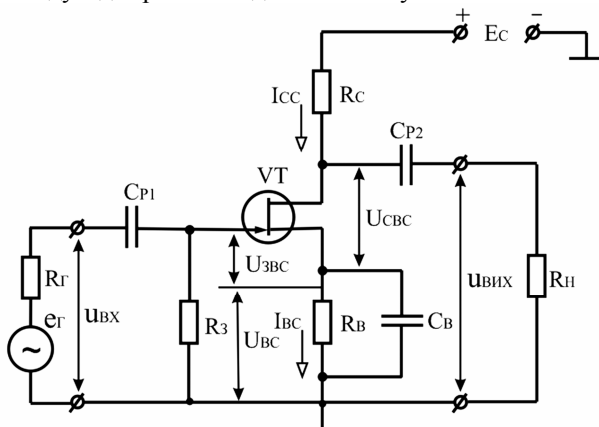


Рис.10.10. Схема підсилювального каскаду на польовому транзисторі з керуванням p - n -переходом із спільним витоком

Аналіз роботи підсилювального каскаду на польовому транзисторі (рис. 10.10) проведемо використовуючи графоаналітичний метод. Рівняння електричної рівноваги для кола стік – витік у режимі спокою має вигляд:

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

ЗВІДКИ

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

Принцип вибору режиму спокою зводиться до виконання співвідношень:

$$U_{CBC} > U_{BHX_m} + \Delta U_{CB}, \quad (10.22)$$

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

Струм стоку спокою I_{CC} і напруга стік-витік спокою U_{CBC} визначаються напругою затвор-витік транзистора U_{3BC} , що відповідає точці спокою.

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

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

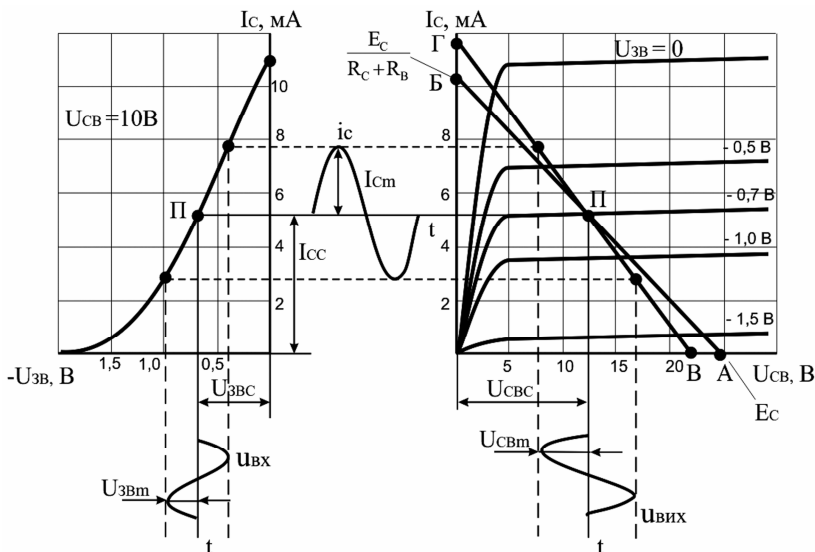


Рис. 10.11. Графоаналітичний розрахунок режиму підсилення каскаду на польовому транзисторі зі СВ за допомогою статичних характеристик

Елементами, які призначені для створення напруги U_{3BC} 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:

$$R_B = \frac{U_{3BC}}{I_{CC}}. \quad (10.25)$$

Резистор R_3 призначений для забезпечення потенціалу затвора рівним потенціалу нижнього виводу резистора RB , тобто для подачі напруги U_{3BC} з резистора R_B між затвором і витоком транзистора. Значення R_3 приймають 1...2 МОм.

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

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

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

Тоді маємо:

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

Ємність конденсатора C_B :

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

де $f_{\min}$ – найнижча частота сигналу, що підсилюється.

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

$$u_{ВНХ} = -R_C i_C. \quad (10.29)$$

10.4.2. Підсилювальний каскад на польовому МДН-транзисторі з індукованим каналом

Призначення елементів схеми (рис. 10.12) рівнозначно призначенню елементів схеми (рис. 10.10). Резистори $R1$, $R2$ призначені для завдання необхідної напруги U_{3BC} в режимі спокою. Автоматичне зміщення на затвор у підсилювальних каскадах на польових МДН-транзисторах з індукованим каналом здійснити неможливо. Тому напруга зміщення на затвор U_{3BC} подається від джерела стокового живлення E_C через дільники на резисторах $R1$, $R2$.

При цьому

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

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

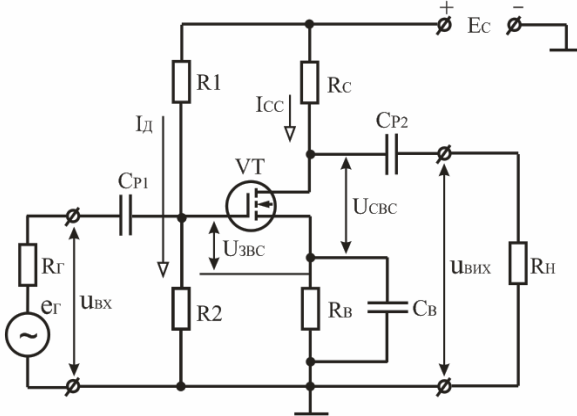


Рис. 10.12. Схема підсилювального каскаду на польовому транзисторі з індуктивним каналом за схемою із СВ

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

Розрахунок елементів кола зміщення можна провести за такими формулами:

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

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

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

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

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

10.4.3. Підсилювальний каскад на польовому МДН-транзисторі з вбудованим каналом

Як відомо, польовий транзистор з вбудованим каналом може працювати як в режимі збагачення каналу носіями заряду, так і в режимі збіднення. З 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 (рис. 10.10). Тому принцип завдання необхідного режиму спокою цілком переноситься і на каскад на польовому МДН-транзисторі з вбудованим каналом (під час його роботи в режимі збіднення). Елементами, які призначені для створення напруги $U_{звс} < 0$ в режимі спокою, є тільки резистори R_B і R_3 (див. рис. 10.10).

Режим $U_{звс} > 0$ є типовим для каскаду на польових транзисторах з індукованим каналом (рис. 10.12). Тому принцип завдання необхідного режиму спокою переноситься і на каскад на польовому МДН-транзисторі з вбудованим каналом (під час його роботи в режимі збагачення). Елементами, які призначені для створення напруги зміщення на затвор $U_{звс} > 0$ в режимі спокою, в цьому випадку є резистори R_1 і R_2 (див. рис. 10.12). Увімкнення резистора R_1 за напруги $U_{звс} \geq 0$ обов'язкове.

10.5. БАГАТОКАСКАДНІ ПІДСИЛЮВАЧІ

Під час підсилення малих вхідних сигналів може статися, що одного підсилювального каскаду недостатньо для отримання потрібного коефіцієнта підсилення. У цьому випадку завдання вирішують за допомогою багатокаскадних підсилювачів, які отримують шляхом послідовного з'єднання окремих каскадів (рис. 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.

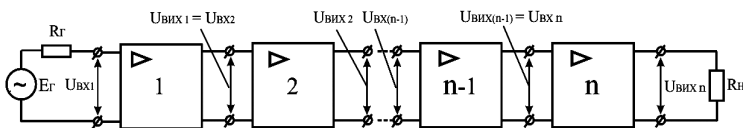


Рис. 10.13. Структурна схема багатокаскадного підсилювача

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

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

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

10.6. ЗВОРОТНІ ЗВ'ЯЗКИ (ЗЗ) У 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: $U_I = U_{вх} + U_{зз}$, а такий зворотний зв'язок називають додатним. У другому випадку: $U_I = U_{вх} - U_{зз}$, і такий зворотний зв'язок називають від'ємним.

Зворотні зв'язки (ЗЗ) підрозділяють на зворотні зв'язки за напругою і 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. За зворотного 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 такі

види 33: послідовний за струмом; послідовний за напругою; паралельний за напругою.

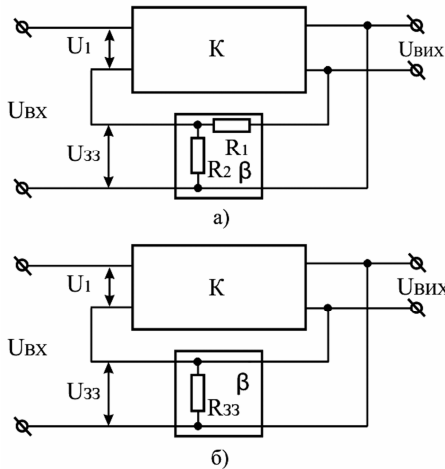


Рис. 10.14. Види зворотних зв'язків:

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

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

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

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

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

$$U_{BX} = U_1 + U_{33} = U_1 + \beta U_{ВНХ}. \quad (10.38)$$

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

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

Коефіцієнт підсилення підсилювача з ВЗЗ:

$$K_{33} = \frac{U_{BHX}}{U_{BX}}. \quad (10.40)$$

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 у підсилювачах. У 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 у $(1 + \beta K)$ разів:

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

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

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

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

R_{BX} ; R_{BHX} – 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 за заданого опору 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: A , B , і AB , які відрізняються положенням точки спокою на лінії навантаження за постійним струмом.

Режим класу A використовується в одноканальних каскадах підсилення потужності. Каскади підсилення потужності класу A забезпечують найменші нелінійні викривлення вихідного сигналу, але мають мінімальний ККД. Вони знайшли застосування за потужності в навантаженні не більше декількох десятків міліват.

У режимі класу B підсилювачі потужності виконують за двотактною схемою 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 більші потужності, ніж одноканальний.

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

10.7.1. Підсилювальний каскад з трансформаторним увімкненням навантаження

Схема однотактного підсилювача потужності класу *A* наведена на рис. 10.15.

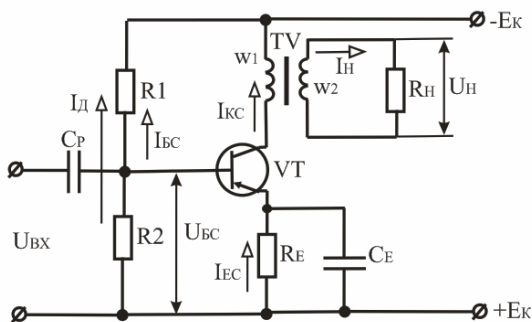


Рис. 10.15. Схема підсилювача потужності класу *A* з трансформаторним увімкненням навантаження

При низькоомних навантаженнях для збільшення ККД однотактні підсилювачі потужності виконують 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 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 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 наведеним до первинної обмотки опором R_H :

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

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

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

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

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

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

У разі синусоїдальної форми сигналу вихідна потужність каскаду:

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

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_{KE} і потужність P_K , що розсіюється в колекторному переході:

$$I_{KДОП} > I_{KC} + I_{km}, \quad (10.48)$$

$$U_{KЕДОП} > U_{KEC} + U_{KEm} \approx 2E_K, \quad (10.49)$$

$$P_{KДОП} > P_K = U_{KEC} I_{KC}. \quad (10.50)$$

За знайденим значенням I_{KC} визначають струм I_{BC} , а потім за співвідношеннями:

$$R2 = \frac{U_{BEC} + U_{EC}}{I_D}, \quad (10.51)$$

$$R1 = \frac{E_K - (U_{BEC} + U_{EC})}{I_D + I_{BC}} \quad (10.52)$$

розраховують елементи вхідного дільника $R1, R2$.

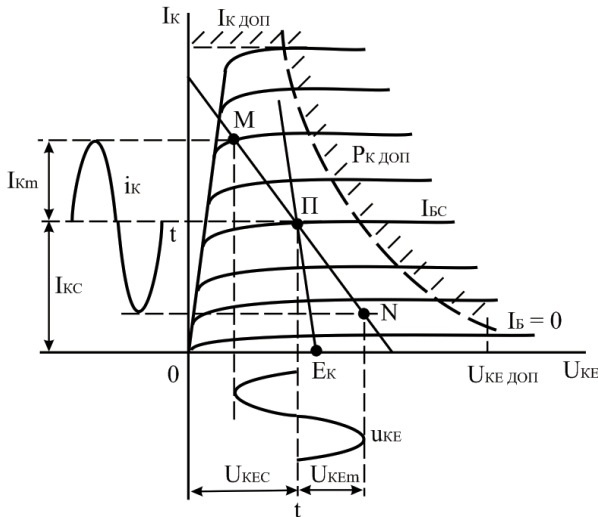


Рис. 10.16. Графічні побудови для розрахунку підсилювального каскаду класу А з трансформаторним увімкненням навантаження

10.7.2. Основні параметри підсилювачів потужності

Основними параметрами підсилювачів потужності є:

- вихідна потужність, що віддається підсилювачем у 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, (рис. 10.17).

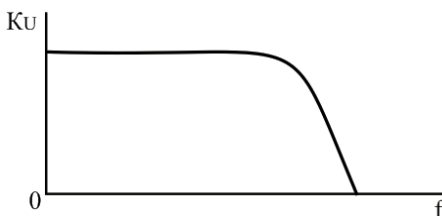


Рис. 10.17. Амплітудно-частотна характеристика підсилювача постійного струму

У більшості випадків під час використання 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 рис. 10.18.

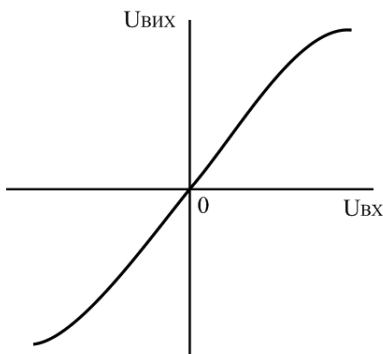


Рис. 10.18. Амплітудна характеристика ППС

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

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

- прямого підсилення;
- 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 й 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 наведена до входу підсилювача (наведеному дрейфу):

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

Величина наведеного дрейфу обмежує мінімально помітний вхідний сигнал. Так, для одиночних каскадів зі СЕ наведений 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. Наведений дрейф за струмом у таких каскадах при струмі $I_E = 1 \text{ мА}$ може перевищувати 10 мкА/град.

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

Зменшення дрейфу нуля в ППС досягається такими заходами:

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

10.8.1. Підсилювачі постійного струму на транзисторах

Простий ППС (рис. 10.19) складається із звичайного підсилювального каскаду на біполярному транзисторі, увімкненому за схемою СЕ з температурною стабілізацією (VT , $R_{Б1}$, $R_{Б2}$, R_E , R_K).

У цьому підсилювальному каскаді відсутній конденсатор у 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 цьому ППС резистор навантаження R_H увімкнений між колектором транзистора VT і середньою точкою дільника R_3 , R_4 , R_5 , а вхідна напруга прикладена між базою транзистора і середньою точкою дільника R_1 , R_2 . Співвідношення опорів дільників такі, що у відсутність вхідного сигналу ($U_{BX} = 0$) потенціали $\phi_B = \phi_1$, $\phi_K = \phi_2$, струм у вхідному колі $I_{BX} = 0$ і струм у резисторі навантаження $I_H = 0$. Для точного підстроювання режиму дільник R_3 , R_4 , R_5 виконаний на двох постійних і одному змінному резисторі, що дозволяє плавно змінювати в деяких межах потенціал ϕ_2 .

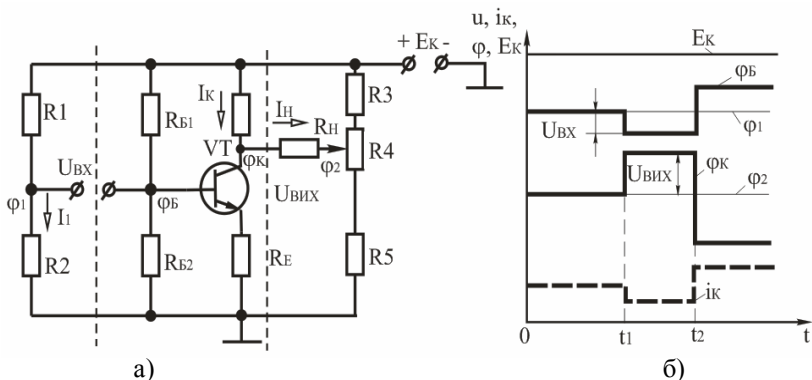


Рис. 10.19. ППС з одним джерелом живлення на біполярному транзисторі:
а – схема; б – потенціальна діаграма

Під час 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 резисторі навантаження. Потенційна діаграма ППС (рис. 10.19, б) показує, що при $u_{BX} = 0$ в інтервалі $0 \leq t \leq t_1$ вихідна напруга $u_{VHX} = 0$;

при $u_{BX} < 0$ в інтервалі $t_1 < t < t_2$ вихідна напруга $u_{BHX} > 0$ і при $u_{BX} > 0$ в інтервалі $t > t_2$ вихідна напруга $u_{BHX} < 0$.

Найширше застосування знаходять балансні (диференціальні) схеми ППС. Диференціальний підсилювальний каскад виконують за принципом чотириплечого збалансованого моста (рис. 10.20), два плеча якого утворено резисторами R_2, R_3 , а два інших – транзисторами $VT1$ і $VT2$. Вихідна напруга знімається між колекторами транзисторів (тобто з діагоналі моста).

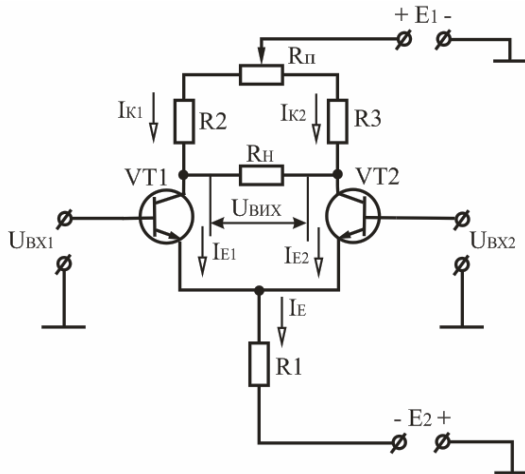


Рис. 10.20. Схема симетричного паралельно-балансного ППС

На стабільність електричних режимів істотно впливає опір резистора $R1$, що стабілізує загальний струм транзисторів. Живлення каскаду проводять від джерел E_1 і E_2 з рівною напругою. Схема диференціального каскаду вимагає застосування близьких за параметрами транзисторів $VT1$ і $VT2$ і рівність опорів R_2 і R_3 . Завдяки цьому за нульових входних сигналів досягається баланс моста, напруга на колекторах обох транзисторів рівна і вихідна напруга, що знімається з діагоналі моста, $U_{BHX} = 0$.

Змінний резистор $R_П$ служить для балансування каскаду (для установки нуля). Це необхідно у зв'язку з тим, що не вдається підібрати абсолютно ідеальних транзисторів $VT1, VT2$ і резисторів R_2, R_3 . При зміні положення движка потенціометра $R_П$ змінюються опори резисторів, які увімкнені в колекторні кола транзисторів, отже, потенціали колекторів. Переміщенням движка потенціометра $R_П$

домагаються 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.

За ретельного підбору транзисторів і резисторів, стабілізації напруги джерел живлення з точністю $\pm 0,1\%$ напругу дрейфу вдається знизити до $1 \dots 20$ мкВ/°C, тобто під час роботи в діапазоні температур $-50 \dots +50$ °C дрейф складе $0,1 \dots 2$ мВ, що в порівнянні з небалансною схемою в $20 \dots 100$ разів менше.

Вираз для коефіцієнта підсилення паралельного балансного каскаду:

$$K_U = \frac{U_{BHX}}{U_{BX}}.$$

Вихідна напруга U_{BHX} ППС синфазна вхідній напрузі U_{BX1} (неінвертувальний вхід) і протифазна вхідній напрузі U_{BX2} (інвертувальний вхід). Отже, можна записати:

$$U_{BHX} = K_U \cdot (U_{BX1} - U_{BX2}). \quad (10.54)$$

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 та імпульсної форм, у стабілізаторах напруги, активних фільтрах і т. д.

Умовне позначення ОП показано на рис. 10.21.

Один з входів підсилювача називається інвертувальним, а другий – неінвертувальним. Під час подачі сигналу на інвертувальний вхід приріст вихідного сигналу співпадає за знаком (фазою) з приростом вхідного сигналу. Якщо ж сигнал поданий на інвертувальний вхід, то приріст вихідного сигналу має зворотний знак

(протилежний за фазою) у порівнянні з приростом вхідного сигналу. Інвертувальний вхід часто використовують для введення в ОП зовнішніх ВЗЗ.

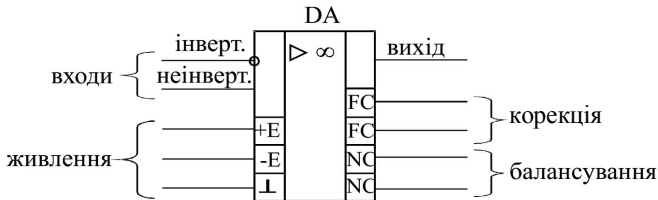


Рис. 10.21. Умовне позначення операційного підсилювача

Сучасний ОП виконується на базі інтегральної мікросхеми операційного підсилювача ІМС ОП, до виводів якої, окрім кола ВЗЗ, приєднуються джерела живлення, вхідних сигналів, опір навантаження, кола корекції частотних характеристик ОП та 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 дво- і трикаскадні.

Основні параметри і характеристики ОП:

- коефіцієнт підсилення напруги $K_{U\text{ ОП}} = \frac{\Delta U_{\text{ВНХ}}}{\Delta U_{\text{ВХ}}}$ (від декількох

сотень до сотень тисяч);

- вхідна напруга зміщення нуля – значення напруги на вході ОП, при якому $U_{\text{ВНХ}} = 0$;

- коефіцієнт ослаблення синфазного сигналу $K_{\text{ОС.СФ}}$;
- вхідні струми зміщення $I_{\text{ВХ.ЗМ}}$;
- вхідний опір $R_{\text{ВХ}}$;

-
-
- максимальна вхідна диференціальна напруга $U_{BX\text{ ДИФ}}$;
 - вихідний опір $R_{ВИХ}$;
 - максимальна вихідна напруга $U_{ВИХ\text{ max}}$;
 - максимальний вихідний струм $I_{ВИХ\text{ max}}$;
 - максимальний споживаний струм $I_{СПОЖ\text{ max}}$;
 - напруга живлення $U_{ЖИВ}(U_{ЖИВ} = \pm 3... \pm 15B)$;
 - споживана потужність $P_{СПОЖ}$;
 - частота зрізу $f_{ЗР}$;
 - частота одиничного підсилення f_1 ;
 - гранична частота $f_{ВП}$;
 - смуга пропускання;
 - швидкість нарощування вихідної напруги $v_{УВИХ} (v_{УВИХ} = 0,1... 100\text{ В/мкс})$;
 - час встановлення вихідної напруги $t_{ВСТ}$ – час протягом якого вихідна напруга змінюється від рівня 0,1 до рівня 0,9 сталого значення ($t_{ВСТ} = 0,05 \div 2\text{ мкс}$) .

Основними характеристиками ОП є його амплітудні (передавальні) і амплітудно-частотні характеристики.

Кожна з характеристик (рис. 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 $U_{ВИХ\text{ MAX}}^+$, $U_{ВИХ\text{ MAX}}^-$. Вказані значення максимальної вихідної напруги близькі до напруги E джерел живлення. Похилій (лінійний) ділянці відповідає пропорційна залежність вихідної напруги від вхідної. Кут нахилу ділянки визначається коефіцієнтом посилення $K_{УОП}$ операційного підсилювача.

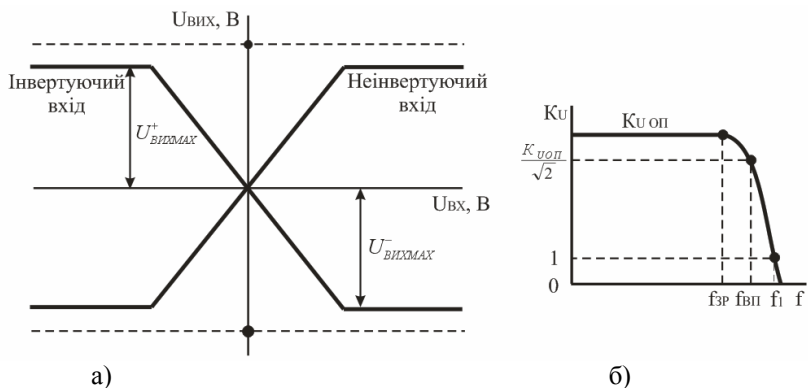


Рис. 10.22. Характеристики операційних підсилювачів:

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

У загальному випадку на вхідні виводи ОП поступає напруга $U_{\text{ВХ1}}$ і $U_{\text{ВХ2}}$.

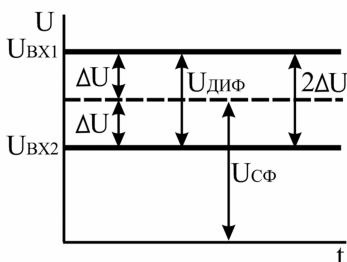


Рис. 10.23. Напруга на вході ОП

З них виділяють синфазний

$$U_{\text{СФ}} = \frac{U_{\text{ВХ1}} + U_{\text{ВХ2}}}{2}$$

і диференціальний

$$U_{\text{Диф}} = (U_{\text{ВХ1}} - U_{\text{ВХ2}})$$

сигнали. Диференціальний (різницевий) сигнал $U_{\text{Диф}} = 2\Delta U$. ОП призначений для підсилення невеликого різницевого (диференціального)

сигналу. Синфазний сигнал схемою ОП повинен бути максимально ослаблений.

Схема інвертувального підсилювача на основі ОП наведена на рис. 10.24.

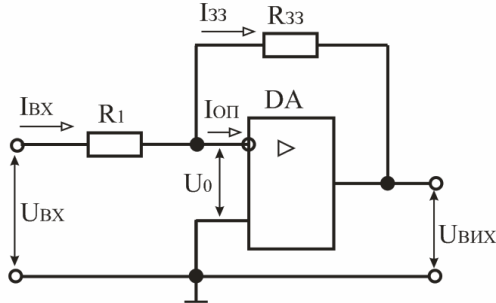


Рис. 10.24. Схема інвертувального підсилювача на основі ОП

У цій схемі вхідний сигнал подається на інвертувальний вхід ОП, а його неінвертувальний вхід зв'язується зі спільною точкою входу і виходу схеми (заземлюється). Підсилювач називається інвертувальним, оскільки вихідна напруга інвертована (знаходиться в протифазі) по відношенню до вхідної напруги U_{BX} . Від'ємний зворотний зв'язок (паралельний за напругою) створюється за допомогою резистора R_{33} . Наявність такого зв'язку призводить до того, що завжди напруга на вході ОП $U_0 \rightarrow 0$.

Якщо прийняти, що $R_{BXOP} = \infty$, тоді вхідний струм ОП $I_{OP} = 0$ і відповідно $I_{BX} = -I_{33}$, тобто $\frac{U_{BX}}{R_1} = -\frac{U_{BHX}}{R_{33}}$.

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

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

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 $U_{BHX} = U_{BX}$.

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

Неінвертувальний підсилювач (рис. 10.25) містить послідовний ВЗЗ за напругою (резистор R_{33}), який поданий за інвертувальним входом; вхідний сигнал подається на неінвертувальний вхід ОП.

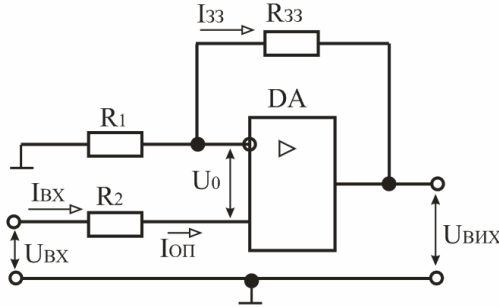


Рис. 10.25. Схема неінвертувального підсилювача на основі ОП

Оскільки в цьому випадку $I_{BX} = I_{OP} = 0$, то за умови, якщо $U_0 = 0$, отримуємо $U_{BX} = U_{ВНХ} \frac{R_1}{R_1 + R_{33}}$, де $\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_{33}}$. Тоді коефіцієнт підсилення неінвертувального підсилювача

$$K_U = \frac{U_{ВНХ}}{U_{BX}} = \frac{R_1 + R_{33}}{R_1} = 1 + \frac{R_{33}}{R_1}. \quad (10.56)$$

Відмінною властивістю неінвертувального 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 інвертувального суматора (рис. 10.26) виконана за типом інвертувального підсилювача з числом паралельних гілок на вході, рівним кількості сигналів, призначених для складання.

Напруга на виході такої схеми:

$$U_{ВНХ} = -\left(\frac{R_{33}}{R_1} U_{BX1} + \frac{R_{33}}{R_2} U_{BX2} + \frac{R_{33}}{R_3} U_{BX3}\right). \quad (10.58)$$

Якщо $R_{33} = R_1 = R_2 = R_3$, тоді $U_{ВНХ} = -(U_1 + U_2 + U_3)$.

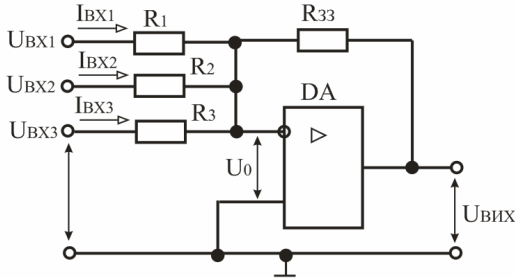


Рис. 10.26. Схема інвертувального суматора на основі ОП

У диференціювальному підсилювачі (рис. 10.27) ОП включений за схемою інвертувального підсилювача з ВЗЗ, який виконаний на резисторі R . Конденсатор C і резистор R для вхідного сигналу є диференціювальним колом.

Вихідна напруга:

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

де $RC = \tau_{ДФ}$ – постійна часу диференціювального кола.

Інтегрувальний підсилювач (рис. 10.28) також є інвертувальним ОП з ВЗЗ, виконаним на конденсаторі C . Резистор R і конденсатор C для вхідного сигналу є інтегрувальним колом.

Вихідна напруга:

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

де $RC = \tau_{ІНТ}$ – постійна часу інтегрувального кола.

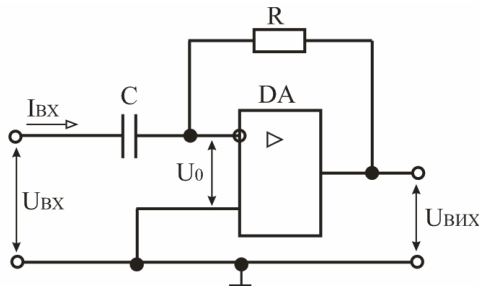


Рис. 10.27. Диференціювальний підсилювач на основі ОП

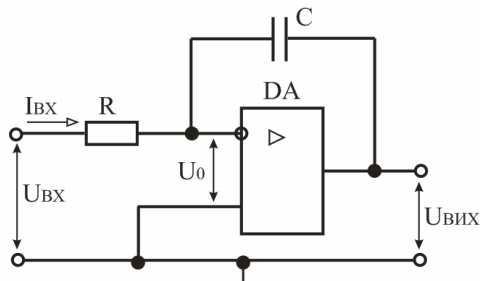


Рис. 10.28. Інтегровальний підсилювач на основі ОП

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

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

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

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

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

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

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

Струм колектора спокою дорівнює:

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

Струм бази спокою визначаємо за виразом:

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

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

Задача 10.2. У транзисторному каскаді зі спільним емітером на базі транзистора МП40 струм бази спокою $I_{БСП} = 0,75$ 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 $I_{EC} = I_{KC} = 1,92$ мА.

Величину опору R_E переважно приймають

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

а струм у колі дільника напруги

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

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

Значення опорів $R1$, $R2$ дільника розраховуємо за виразами

$$R1 = \frac{U_K - (U_{BEC} + R_E I_E)}{I_D + I_{BC}} = 2,44 \text{ кОм}, \quad R2 = \frac{U_{BEC} + R_E I_E}{I_D} = 276 \text{ кОм}.$$

Вибираємо $R1 = 2,4$ кОм, $R2 = 270$ кОм.

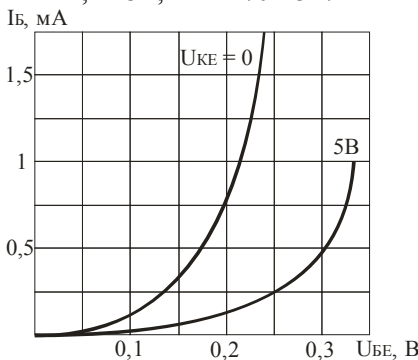


Рис. до задачі 10.2. Вхідна характеристика біполярного транзистора

Задача 10.3. Визначити коефіцієнт підсилення інвертувального 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 інвертувального підсилювача на базі ОП дорівнює

$$K_U = -\frac{R_{33}}{R_1} = -52,$$

де R_1 – резистор на інвертувальному вході ОП;

R_{33} – резистор у колі зворотного зв'язку.

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

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

$$K_U = \frac{u_{BHX}}{u_{BX}} = 100.$$

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

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

$$K_U = \frac{u_{BHX}}{u_{BX}} = -92.$$

Коефіцієнт підсилення ОП також може бути виражено як:

$$K_U = -\frac{R_{33}}{R_1}.$$

Звідси обчислюємо опір резистора в колі зворотного зв'язку:

$$R_{33} = -K_U \cdot R_1 = 1,38 \text{ МОм}.$$

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

Розв'язок: Коефіцієнт підсилення неінвертувального підсилювача на ОП:

$$K_U = 1 + R_{33}/R_1 = 51,$$

де R_1 – резистор на інвертувальному вході ОП;

R_2 – резистор у колі зворотного зв'язку ОП.

Отже, напруга на виході ОП дорівнює:

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

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

Розв’язок: Напруга на виході суматора:

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

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

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 і поясніть чим вони забезпечуються.
5. Наведіть схеми завдання режиму спокою підсилювального 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 зі 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 і 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 у підсилювачах і поясніть їх особливості.

12. Поясніть, яким чином у 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 під час підсилення 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 інвертувального підсилювача на операційному підсилювачі, неінвертувального підсилювача, інвертувального і неінвертувального 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 за однополярного живлення?

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 $E_K=30\text{ В}$, а струм колектора спокою $I_{KC} = 2\text{ мА}$.

10.2с. У транзисторному каскаді зі спільним емітером на транзисторі МП40 струм спокою бази $I_{BC}=0,5\text{ мА}$, напруга $U_{BEC}=0,31\text{ В}$. Визначити опори резисторів дільника $R1, R2$, якщо через резистор $R1$ проходить струм $I_I=2\text{ мА}$, напруга живлення каскаду $E_K = 10\text{ В}$, опір резистора $R_K = 2,4\text{ кОм}$.

10.3с. Визначити опір резистора в колі колектора R_K , якщо напруга живлення транзисторного каскаду $E_K=10\text{ В}$, струм бази спокою $I_B=0,5\text{ мА}$, передатний коефіцієнт транзистора за струмом $h_{21E}=30$.

10.4с. У схемі (рис. 10.8) зміщення задається фіксованим струмом бази. Визначити опір резистора R_B , якщо відомо, що струм бази $I_{BC} = 250\text{ мкА}$, а напруга $E = 10\text{ В}$.

10.5с. Визначити опір резисторів R_B і R_K у схемі (рис. 10.8), якщо підсилювач зібраний на транзисторі з коефіцієнтом підсилення $\beta=50$; вибрана робоча точка має координати $U_{KEC}=5\text{ В}$; $I_{KC}=2\text{ мА}$; напруга джерела живлення $E_K = 9\text{ В}$.

10.6с. Для підсилювального каскаду (рис. 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 (рис. 9.8):

- під час обриву резистора R_B у колі бази;
- під час короткого замикання резистора R_B у колі бази;
- під час обриву резистора R_K у колі колектора;
- під час короткого замикання резистора R_K у колі колектора;
- під час збільшення напруги джерела живлення E_K ;
- під час зменшення коефіцієнта підсилення транзистора β .

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

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

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

10.11с. Для підсилювального каскаду (рис. 10.10) побудуйте динамічну характеристику (лінію навантаження) за постійним і

змінним струмом при таких 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 (рис. 10.10):

- при обриві резистора R_B у 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 $U=5\text{ мВ}$. 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 $K_I=5$.

10.16с. Напруга на вході підсилювача $U_{BX}=20\text{ мВ}$. Визначити потужність на виході підсилювача, якщо його опір навантаження $R_H=25\text{ Ом}$, 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 33.

10.19с. Визначити потужність у навантаженні підсилювача з трансформаторним включенням навантаження, якщо ККД підсилювача $\eta=0,4$; потужність, що споживається від джерела живлення $P_0=1\text{ Вт}$, а ККД вихідного трансформатора $\eta_{TP}=0,75$.

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 $P_H=2\text{ Вт}$, а ККД вихідного трансформатора $\eta_{TP}=0,8$.

10.21с. Визначити коефіцієнт підсилення неінвертувального підсилювача на базі ОП, якщо опір резистора в колі зворотного зв'язку 820 кОм, а опір резистора на інвертувальному вході ОП 20 кОм.

10.22с. Визначити коефіцієнт підсилення інвертувального підсилювача на базі ОП, якщо напруга на вході ОП $u_{BX} = 60$ мВ, а на виході ОП $-u_{BHX} = -9,0$ В.

10.23с. Визначити опір резистора в колі зворотного зв'язку інвертувального підсилювача на базі ОП, у якого опір резистора на інвертувальному вході ОП 18 кОм. Вхідна напруга підсилювача $u_{BX} = 50$ мВ, а напруга на виході $u_{BHX} = -8,0$ В.

10.24с. Вхідна напруга інвертувального підсилювача на базі ОП $u_{BX} = 120$ мВ. Визначити напругу на виході підсилювача, якщо резистор у колі зворотного зв'язку ОП 910 кОм, а опір резистора на інвертувальному вході ОП 20 кОм.

10.25с. На вході інвертувального суматора подано $u_{BX1} = 75$ мВ і $u_{BX2} = 60$ 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 $u_{BX} = 100$ мВ, а опір резистора на інвертувальному 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 самозбудженням (автогенератори). Залежно від частоти коливань, що генерується, генератори підрозділяються на низько-частотні (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 підсилувач, який охоплений колом додатного зворотного зв'язку (ДЗЗ) (рис. 11.1). Під час ДЗЗ частина вихідної напруги $\dot{U}_{33}$ через коло ДЗЗ надходить на вхід підсилувача у фазі з вхідною напругою, що забезпечує задане значення $\dot{U}_{ВХ}$. Щоб амплітуда вихідної напруги не змінилася, повинна бути виконана умова $\dot{U}_{33} = \dot{U}_{ВХ}$.



Рис. 11.1. Структурна схема генератора синусоїдальних коливань

Оскільки

$$\dot{U}_{ВХ} = \dot{U}_{ВХ} / \dot{K}_U \text{ і } \dot{U}_{33} = \beta \dot{U}_{ВХ}, \text{ тоді з}$$

$$\dot{U}_{33} = \dot{U}_{ВХ} \text{ виходить } \beta \dot{U}_{ВХ} = \dot{U}_{ВХ} / \dot{K}_U,$$

або

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

Рівняння (11.1) є умовою існування в генераторі незатухальних електричних коливань. Ця умова підрозділяється на умову балансу амплітуд ($K_U \cdot \beta = 1$) і фаз ($\varphi_U + \varphi_\beta = 2\pi n$, де $n = 0, 1, 2, 3, \dots$).

11.2. LC-ГЕНЕРАТОРИ

LC-генератори призначені для генерування сигналів високої частоти (понад декілька десятків кілогерц). LC-генератори містять у 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 рис.11.2.

Підсилювальний каскад виконаний на транзисторі (увімкнений за схемою СЕ) з елементами $R1$, $R2$, R_E , C_E , 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 C та індуктивність L первинної обмотки W_1 трансформатора Т. Сигнал зворотного зв'язку знімається з вторинної обмотки W_2 , яка індуктивно зв'язана з обмоткою W_1 , і через розділяючий конденсатор C_{p1} подається на вхід транзистора. Необхідне фазування напруги ЗЗ досягається відповідним підключенням виводів вторинної обмотки. Оскільки напруга ЗЗ менше вихідної напруги, відношення чисел витків первинної і вторинної обмотки $W_1 / W_2 > 1$.

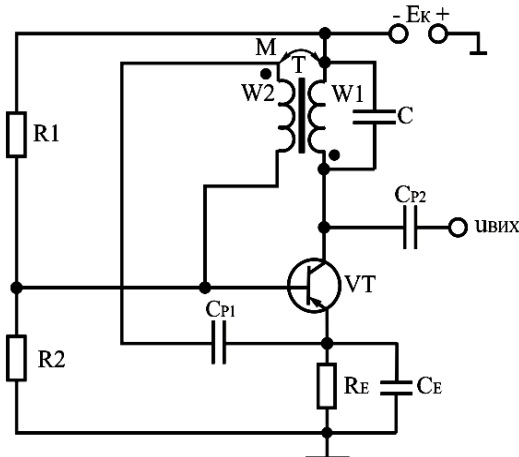


Рис. 11.2. Схема LC-генератора з трансформаторним зворотним зв'язком

Якщо прийняти індуктивний зв'язок обмоток W_1 та W_2 ідеальним, то для забезпечення умови балансу амплітуд необхідно, щоб

$$\beta \geq \sqrt{L/L_E} = W_1/W_2, \quad (11.3)$$

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, у зв'язку з чим їх називають *треточковими*.

11.3. RC-ГЕНЕРАТОРИ

Для отримання гармонійних коливань низької частоти (до одиниць герц) застосовують генератори, у яких у 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 наведені на рис. 11.3.

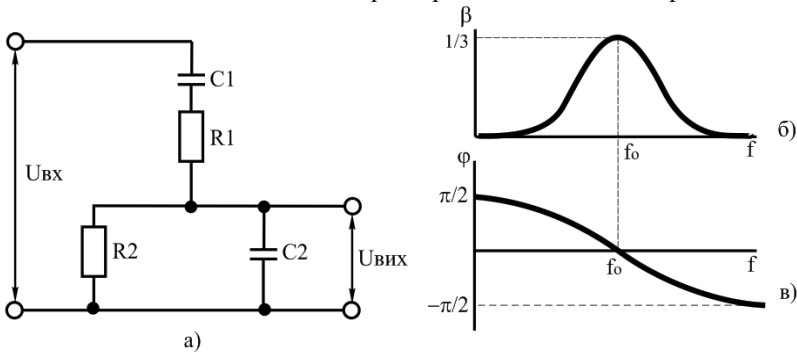


Рис. 11.3. Міст Віна та його характеристики

а – схема; б – амплітудно-частотна характеристика $\beta = f(f)$;

в – фазо-частотна характеристика $\varphi = f(f)$

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:

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} = \frac{1}{2\pi RC}, \quad (11.4)$$

де $R_1 = R_2 = R$ і $C_1 = C_2 = C$.

Передатний коефіцієнт кола:

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

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

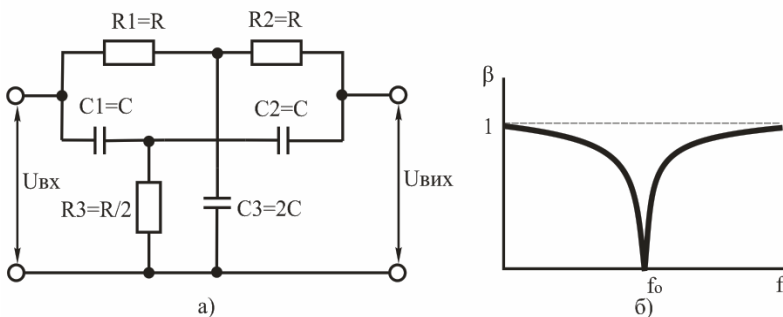


Рис. 11.4. Подвійний Т-подібний міст та його характеристика:

а – схема; б – амплітудно-частотна характеристика $\beta = f(f)$;

На квазірезонансній частоті $f_o = f_p$ 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 співвідношень між параметрами схеми: $R_1 = R_2 = R$, $R_3 = R/2$; $C_1 = C_2 = C$, $C_3 = 2C$. Частоту квазірезонансу f_o при цьому знаходять із співвідношення:

$$f_o = \frac{1}{2\pi RC}. \quad (11.6)$$

Під час увімкнення такого моста в коло ВЗЗ підсилювача на частоті f_o напруга рівна нулю і збільшується з віддаленням частоти від квазірезонансної в один або інший бік. Для побудови RC-генератора на операційному підсилювачі (ОП) з подвійним Т-подібним мостом, міст необхідно вмикати в коло ВЗЗ (рис. 11.5). За допомогою дільника $R_1 R_2$ створюється необхідний ДЗЗ, при якому забезпечується ге-

генерація на частоті f_0 . Частота коливань, що генеруються, визначається з виразу (11.6).

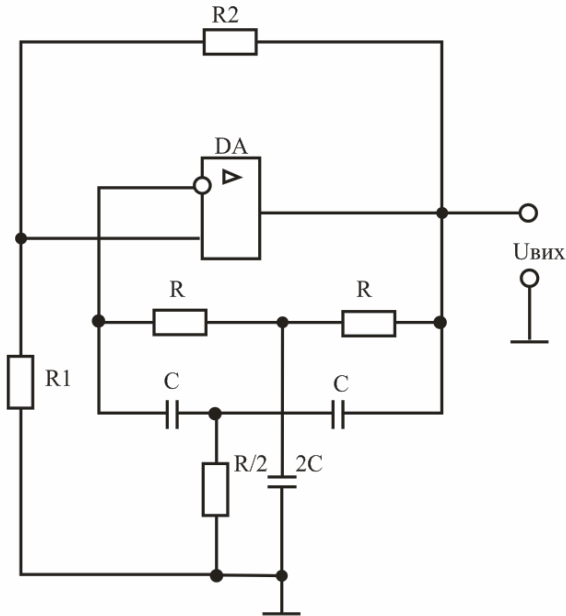


Рис. 11.5. Схема RC-генератора на операційному підсилювачі з подвійним Т-подібним мостом

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

При цьому ланку частотно-вибіркового зворотного зв'язку необхідно включити між виходом і неінвертувальним входом ОП. Резистори $R3$ і $R4$ призначені для отримання необхідного коефіцієнта підсилення. За допомогою змінного резистора $R4$ можна змінювати коефіцієнт підсилення підсилювача, домагаючись 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 $K_U > 3$.

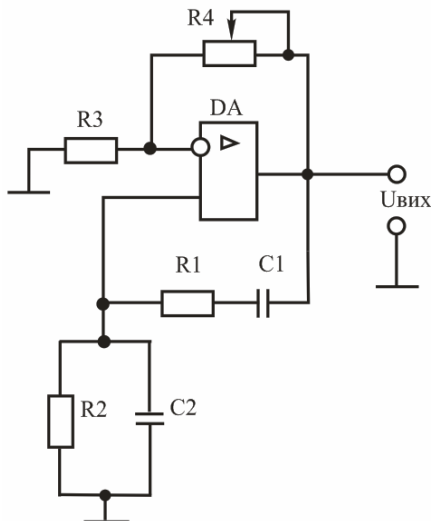


Рис. 11.6. Схема RC-генератора з мостом Віна

Основною характеристикою роботи автогенераторів є стабільність частоти коливань. Зміна частоти коливань обумовлена нестабільністю напруги живлення, а також зовнішніми чинниками (температурою, тиском і т. д.).

Нестабільність частоти коливань характеризується коефіцієнтом відносної нестабільності $\Delta f/f_p$ (де f_p – робоча частота автогенератора), який визначається через параметри схеми:

- для LC-генераторів $\frac{\Delta f}{f_p} = -\frac{1}{2} \left(\frac{\Delta L}{L} + \frac{\Delta C}{C} \right)$;
- для RC-генераторів $\frac{\Delta f}{f_p} = - \left(\frac{\Delta C}{C} + \frac{\Delta R}{R} \right)$.

Для зменшення нестабільності частоти застосовують параметричну і кварцеву стабілізацію. Параметрична стабілізація базується на підборі елементів схеми, які мало чутливі до змін дестабілізуювальних чинників. Така стабілізація забезпечує нестабільність частоти 10^{-5} . Кварцева стабілізація заснована на використанні кварцевих резонаторів і забезпечує нестабільність частоти 10^{-8} .

ПРИКЛАДИ

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:

$$\frac{f_1}{f_2} = \frac{R_2}{R_1} = 2.$$

Звідси обчислюємо опір резистора для забезпечення частоти коливаль 500 кГц:

$$R_2 = 2R_1 = 4 \text{ кОм}.$$

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

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 фазочастотну 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: $L=2\text{ мГн}$, $C=10\text{ нФ}$.

11.2с. Визначити опір резистора RC-ланки автогенератора гармонійних коливань із частотою $f = 50\text{ кГц}$, якщо ємність конденсатора в цій ланці $C = 2\text{ нФ}$.

11.3с. Визначити період гармонійних коливань LC-автогенератора, якщо LC-контур має такі параметри: $L = 5\text{ мГн}$, $C = 8\text{ нФ}$.

11.4с. Визначити опір резистора RC-ланки автогенератора гармонійних коливань із періодом $T = 10\text{ мкс}$, якщо ємність конденсатора в цій ланці $C = 10\text{ нФ}$.

11.5с. Як необхідно змінити ємність конденсатора LC-автогенератора, щоб частота його генерованих коливань зросла в 2 рази? Індуктивність LC-контурі постійна.

11.6с. Як необхідно змінити ємність конденсатора RC-генератора, щоб період генерованих 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 $C_{MIN} = 470\text{ нФ}$, $C_{MAX} = 1500\text{ нФ}$. Опір резистора цієї ланки $R = 1,2\text{ кОм}$.

11.8с. Частотно-вибіркова ланка RC-автогенератора гармонійних коливань має параметри $R1 = 1,0\text{ кОм}$, $C1 = 2\text{ нФ}$, $C2 = 10\text{ нФ}$. Визначити опір резистора цієї ланки, якщо частота сигналу автогенератора $1,2\text{ МГц}$.

11.9с. Визначити коефіцієнт β ланки додатного зворотного зв'язку RC-автогенератора, якщо параметри цієї ланки відповідно дорівнюють $R1 = 680\text{ Ом}$, $R2 = 120\text{ Ом}$, $C1 = 120\text{ нФ}$, $C2 = 12\text{ нФ}$.

11.10с. RC-автогенератор генерує сигнал частотою $f_1 = 1,2\text{ МГц}$. Визначити опір резистора частотно-вибіркової ланки генератора для забезпечення коливань з періодом $f_2 = 400\text{ кГц}$. Опір резистора цієї ланки до зміни частоти дорівнював $2,4\text{ кОм}$, ємність конденсатора не змінювалася.

12. ІМПУЛЬСНІ ПРИСТРОЇ

12.1. ВИДИ ТА ПАРАМЕТРИ ІМПУЛЬСНИХ СИГНАЛІВ

На відміну від аналогових пристроїв, в яких сигнали змінюються безперервно в часі, в імпульсних пристроях використовуються сигнали (напруга, струм) імпульсної форми. Короткочасні зміни струмів і напруги називають *електричними імпульсами*. Короткочасні відхилення напруги або струму від деякого постійного рівня можуть відбуватися за різними законами. Вони визначають форми імпульсів (рис. 12.1): прямокутну 1, трапецеїдальну 2, трикутну 3, дзвоноподібну 4, пілкоподібну 5, експоненціальну 6, ступінчасту 7 та ін.

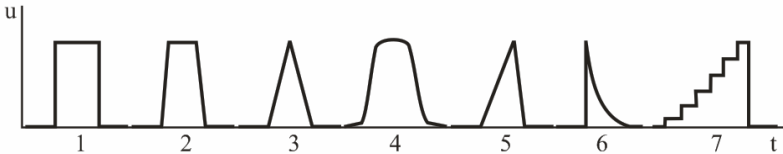


Рис. 12.1. Форми імпульсних сигналів

1 – прямокутний, 2 – трапецеїдальний, 3 – трикутний, 4 – дзвоноподібний, 5 – пілкоподібний, 6 – експоненціальний, 7 – ступінчастий

Прийнято розрізняти такі 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 (рис. 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). За відносно малої тривалості двох крайніх ділянок імпульсу тривалість t_i визначають по його основі.

Тривалість фронту t_ϕ і тривалість зрізу імпульсу t_{3p} – характеризує відповідно час наростання і спаду імпульсу.

Спад вершини імпульсу ΔU відображає зменшення напруги на плоскій частині імпульсу.

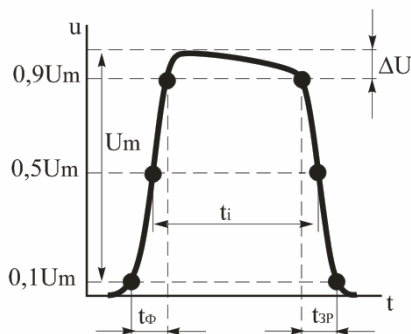


Рис. 12.2. Форма реального прямокутного імпульсу та його параметри

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

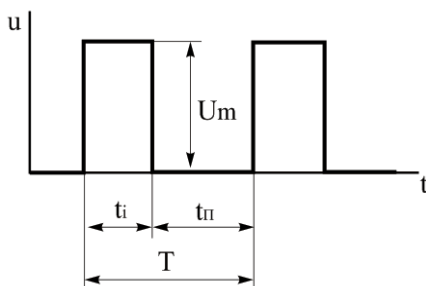


Рис. 12.3. Періодична послідовність імпульсів прямокутної форми

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 $t_п$ – інтервал часу між закінченням одного і початком наступного імпульсів: $t_п = T - t_i$.

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 транзисторі типу $p-n-p$ наведена на рис. 12.4, а. Транзистор VT виконує функцію ключа в послідовному колі з резистором R_K і джерелом живлення E_K . Для аналізу ключової схеми скористаємося графоаналітичним методом з використанням лінії навантаження (пряма AB) за постійним струмом (рис. 12.4, б). Лінія навантаження описується співвідношенням $U_{KE} = E_K - I_K R_K$ і будувється також, як для підсилювального каскаду. Точки перетину лінії навантаження з вольт-амперними характеристиками транзистора визначають напругу на елементах і струм у послідовному колі.

Режим замикання (режим відсічки) здійснюється подачею на вхід транзистора напруги позитивної полярності $U_{BX} > 0$ (вказана на рис. 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 (рис. 12.4, б).

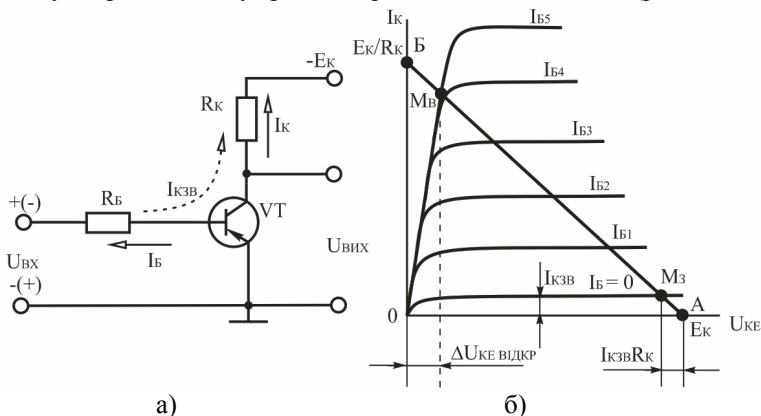


Рис. 12.4. Ключова схема на транзисторі:

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

Протікання через навантаження струму I_{K3B} пов'язане з тим, що транзистор у закритому стані не забезпечує повного відключення резистора навантаження R_K від джерела живлення. Малі значення струму I_{K3B} є одним з критеріїв вибору транзистора для ключового режиму роботи.

Величину запірної вхідної напруги $U_{BX.3АП}$ вибирають з умови, щоб при струмі I_{K3B} , що протікає через резистор R_B , було забезпечено виконання умови:

$$U_{BE} = U_{BX.3АП} - I_{K3B} R_B > 0. \quad (12.1)$$

Режим відкритого стану транзистора досягається зміною полярності вхідної напруги ($U_{BX} < 0$) і завданням відповідного струму бази. Відкритий стан транзистора характеризує точка M_B на лінії навантаження.

До деякого граничного значення струму бази ($I_{B\Gamma P}$) зберігається пропорційна залежність між струмами I_K і I_B :

$$I_K = \beta_{CT} \cdot I_B, \quad (12.2)$$

де β_{CT} – статичний (усереднений) коефіцієнт передачі струму транзистора в схемі зі СЕ.

Точка M_B при струмі бази $I_{B\Gamma P}$ 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 $\Delta U_{KE\text{ ВІДКР}}$ – падіння напруги (залишкова напруга) на транзисторі у відкритому стані.

Залишкова напруга $\Delta U_{KE\text{ ВІДКР}}$, яка є важливим параметром транзистора в імпульсному режимі роботи, повинна бути мінімальною. Залежно від типу транзистора напруга $\Delta U_{KE\text{ ВІДКР}}$ лежить у 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 $I_{B\Gamma P}$ відкритого транзистора, за якого спостерігається пропорційна залежність струму колектора від струму бази:

$$I_{B\Gamma P} = I_K / \beta_{CT} = E_K / (\beta_{CT} R_K). \quad (12.5)$$

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

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

У режимі насичення струм бази транзистора:

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

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

$$I_B = (U_{BX} - U_{BE}) / R_B. \quad (12.7)$$

12.3. ФОРМУВАННЯ ІМПУЛЬСІВ RC-КОЛАМИ

RC-коло, увімкнене таким чином, що вихідна напруга знімається з конденсатора, називають *інтегрувальним*. Якщо вихідна напруга знімається з резистора, то RC-коло називають *диференціювальним*.

12.3.1. Диференціювальні RC-кола

Диференціювальні кола служать для формування коротких різнополярних імпульсів напруги заданої форми. Просте диференціювальне коло наведене на рис. 12.5.

Напруга на виході такого кола визначається рівнянням:

$$u_{ВЛХ}(t) = \tau \frac{du_{BX}}{dt}, \quad (12.8)$$

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

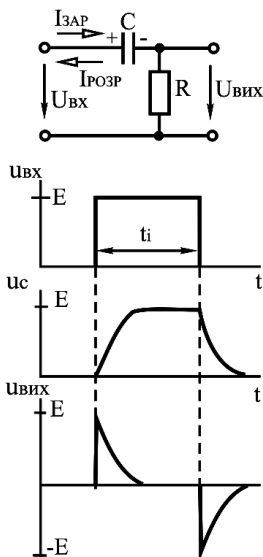


Рис. 12.5. Диференціювальне RC-коло

За появи 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, під час диференціювання однополярного імпульсу на виході диференціювального кола утворюється двополярний імпульс.

12.3.2 Інтегрувальні RC-кола

Інтегрувальні 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 інтегрувальне RC -коло представлено на рис. 12.6.

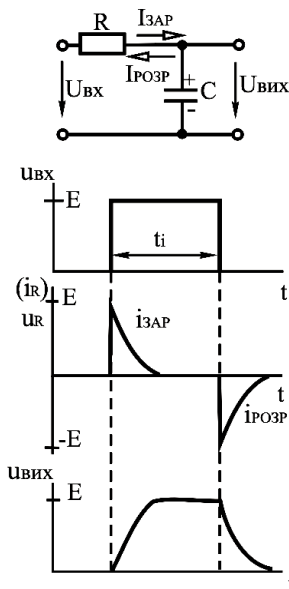


Рис. 12.6. Інтегрувальне RC -коло

Вхідний сигнал є прямокутним імпульсом. З появою вхідного імпульсу напруга на конденсаторі рівна нулю. Під час протікання зарядного струму через конденсатор напруга на ньому збільшується за експоненціальним законом 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:

$$y = x_1 + x_2 + \dots \text{ або } y = x_1 \vee x_2 \vee \dots \quad (12.11)$$

Операція логічного множення І:

$$y = x_1 \cdot x_2 \cdot \dots \text{ або } y = x_1 \wedge x_2 \wedge \dots \quad (12.12)$$

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:

$$y = \overline{x_1 + x_2} \text{ або } y = \overline{x_1 \vee x_2}. \quad (12.13)$$

Операція заперечення логічного множення І – НІ ("штрих Шеффера") описується:

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

Логічна операція ЗАБОРОНА:

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

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 рис. 12.7.

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

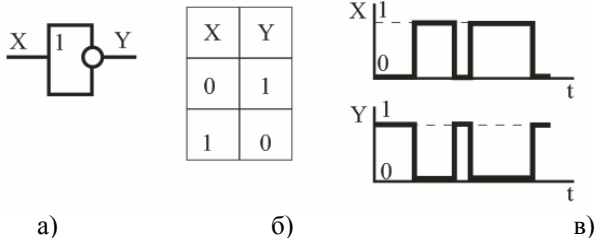


Рис. 12.7. Логічний елемент НІ:

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

Логічні елементи, що реалізують операцію АБО, називають елементами АБО. Умовне позначення логічного елемента АБО, його таблиця істинності та часові діаграми наведені на рис. 12.8.

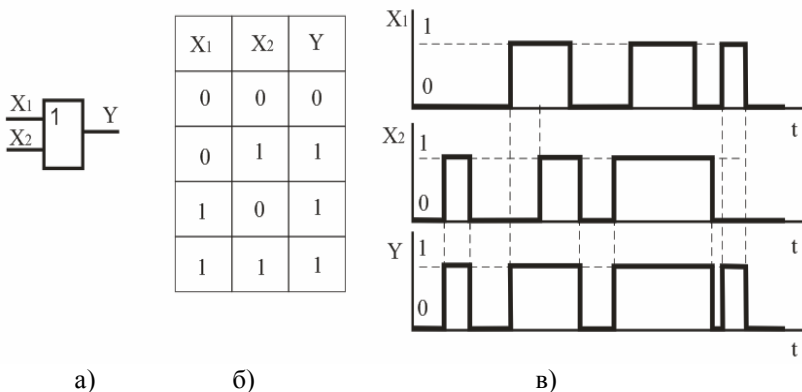


Рис. 12.8. Логічний елемент АБО:

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

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 рис. 12.9.

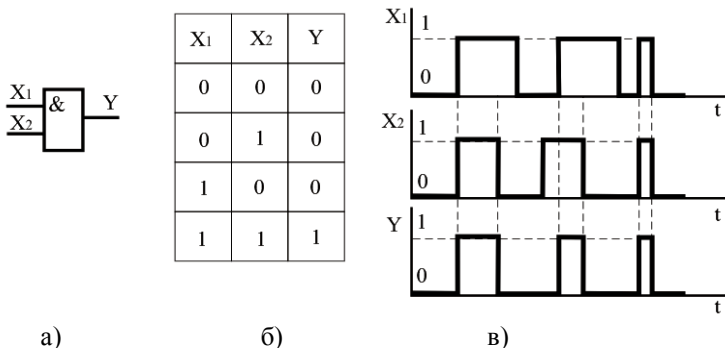


Рис. 12.9. Логічний елемент І:

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

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

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

Логічний елемент I – НІ об'єднує елементи I 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 " I – НІ", його таблиця істинності та часові діаграми наведені на рис. 12.11.

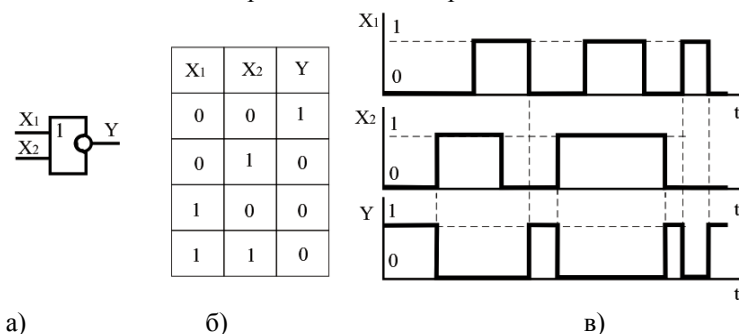
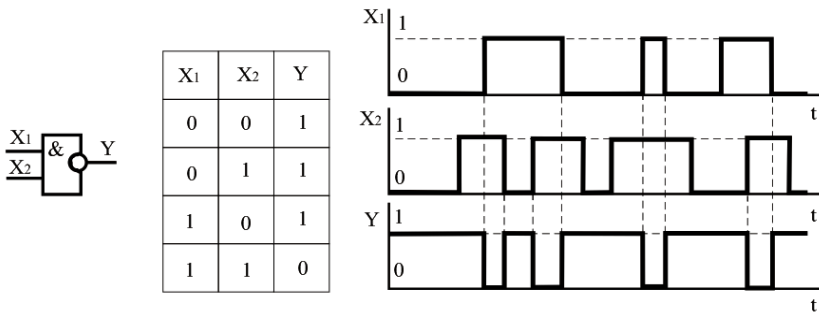


Рис. 12.10. Логічний елемент АБО – НІ:

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

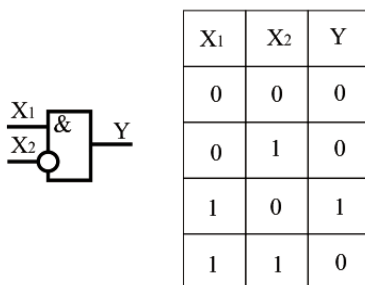


а) б) в)

Рис. 12.11. Логічний елемент І-ІІІ:

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

Умовне позначення логічного елементу ЗАБОРОНА, його таблиця істинності наведені на рис. 12.12.



а)

б)

Рис. 12.12. Логічний елемент ЗАБОРОНА:

а – умовне графічне позначення; б – таблиця істинності

Вихідний сигнал логічного елементу ЗАБОРОНА повторює сигнал на вході $X1$, якщо $X2=0$. При $X2=1$ на виході логічного елементу виникає сигнал логічного “0” незалежно від значення $X1$.

12.4.3. Логічні елементи в інтегральному виконанні

Останнім часом у цифровій апаратурі в основному використовуються логічні елементи (ЛЕ) в інтегральному виконанні. Залежно від компонентів, які використовуються під час побудови ЛЕ, розрізняють такі 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 і пристроїв автоматики.

12.4.4. Основні параметри логічних елементів

До основних параметрів логічних елементів відносяться:

- напруга живлення, B ;
- споживана потужність, mBm ;
- час затримки розповсюдження, $нс$ – параметр, що характеризує швидкодію логічного елементу;
- коефіцієнт об'єднання по входу K_{OB} – визначає число входів ЛЕ, за якими реалізується логічна функція;
- коефіцієнт розгалуження по виходу K_{POZr} – визначає здатність навантаження ЛЕ і дорівнює числу одиничних навантажень, які можна одночасно підключити до виходу логічного елементу.

12.5. ТРИГЕРИ

12.5.1. Класифікація тригерів

Тригер – це пристрій, що має два стійких вихідних стани і здатний переходити з одного стану в інший під впливом зовнішнього управляючого сигналу.

Перехід тригера з одного стійкого стану в інший відбувається під дією управляючого сигналу і супроводжується стрибкоподібною зміною струмів та напруги. Для переходу тригера з одного стійкого стану в інший необхідно, щоб вхідний сигнал перевищив деякий рівень – поріг спрацювання пристрою.

В інтегральній мікросхемотехніці тригери виконують або на основі логічних інтегральних елементів, або як завершений функціональний елемент у вигляді мікросхеми.

Інтегральні тригери характеризуються великою різноманітністю. Їх відрізняє функціональна ознака, що визначає поведінку тригера під дією керувального сигналу, а також спосіб керування.

За функціональною ознакою розрізняють тригери типів R - S , D , T , J - K та ін.

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.

У тактованих тригерах, крім інформаційних входів, є вхід тактових імпульсів. Їх перемикання проводиться тільки за наявності дозволяючого, тактового імпульсу.

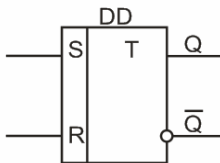
Таблиця 12.1

Функціональне призначення входів тригерів

Умове позначення	Призначення
	Інформаційні входи
S	Вхід для роздільної установки тригера в стан 1
R	Вхід для роздільної установки тригера в стан 0
J	Вхід для установки в стан 1 JK -тригера
K	Вхід для установки в стан 0 JK -тригера
T	Лічильний вхід тригера
D	Вхід для установки тригера в стан 0 або 1
	Керувальні входи
V	Підготовчий вхід для дозволу прийому інформації
C	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.



Виходи: Q — прямий;

$\overline{Q}$ — інверсний

Рис. 12.13. Умове позначення асинхронного R - S -тригера

Асинхронний R - S -тригер, як і тригер будь-якого іншого типу, характеризується двома станами: логічної “1” та логічного “0”.

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

За інформаційним входом 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 (рис. 12.14, а), І – НІ – тригер з інверсними входами (рис. 12.14, б).

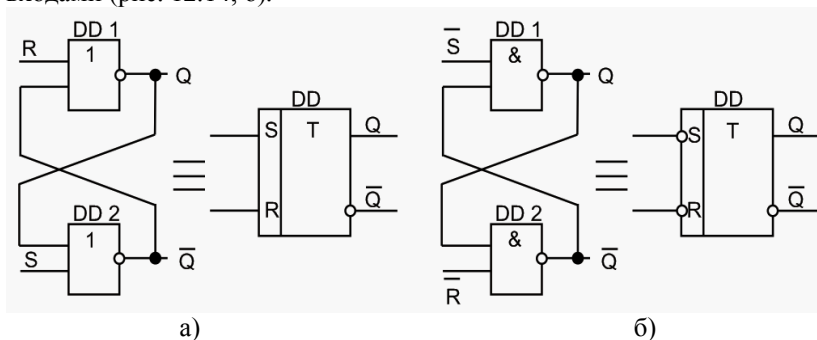


Рис. 12.14. R - S -тригер, реалізований на логічних елементах
а – АБО – НІ; б – І – НІ

Роботу схеми (рис. 12.14, а) на елементах АБО – НІ ілюструє таблиця переходів та часові діаграми, які наведені на рис. 12.15.

Стан логічної “1” ($Q = 1$) тригер приймає при $S=1$, $R=0$. За зворотної комбінації вхідних сигналів ($S=0$, $R=1$) тригер встановлюється в стан логічного “0” ($Q = 0$). Під час 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 (рис. 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
R-S-тригера

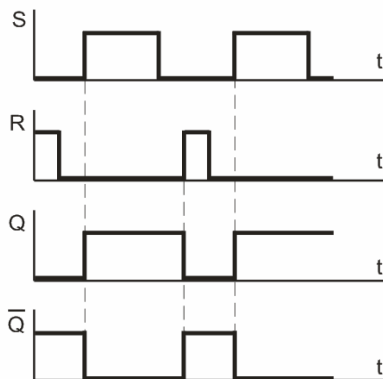


Рис. 12.15. Часові діаграми роботи

Для тригера з інверсними входами режим запису логічної “1” реалізується при комбінації $S = 0, R = 1$; режим запису логічного “0” – за $S = 1, R = 0$; 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.

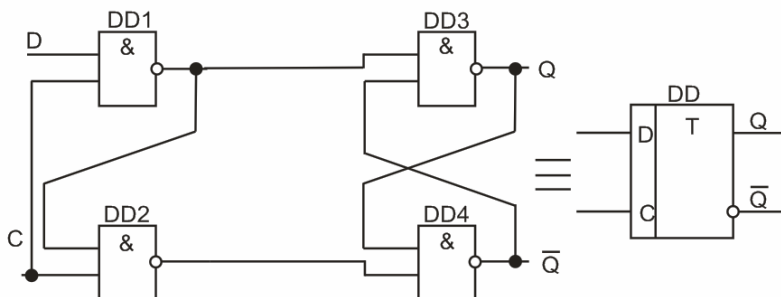


Рис. 12.16. Структурна схема D - тригера та його умовне позначення

Роботу тактованого D - тригера ілюструють таблиця станів та часові діаграми (рис. 12. 17).

t^n		t^{n+1}	
C	D	Q^{n+1}	$\overline{Q}^{n+1}$
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 цьому виході після подачі імпульсу

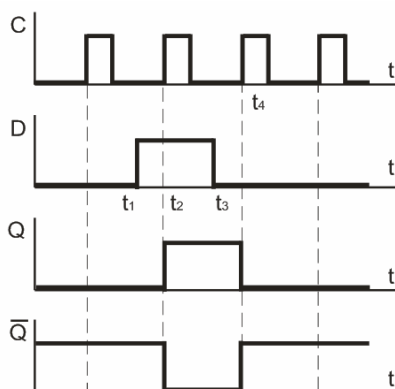


Рис. 12.17. Часові діаграми синхронізації роботи тактованого D - тригера

Якщо рівень сигналу на вході $C=0$, стан тригера стійкий і не залежить від рівня сигналу на інформаційному вході. Під час подачі на вхід синхронізації рівня $C=1$ інформація на прямому виході повторюватиме інформацію, що подається на вхід D . Таким чином, перемикання тригера з одного стійкого стану в інші відбувається з появою синхронізувального (тактового) імпульсу на вході C .

Припустимо, що до моменту приходу вхідного сигналу D -тригер знаходився в стані логічного "0" ($Q = 0, \bar{Q} = 1$). В інтервалі часу t_1-t_2 , коли діє вхідний сигнал D , стан тригера не змінюється, оскільки при цьому $C=0$. Дія сигналу $C=1$ в момент часу t_2 призводить до перемикання тригера в стан логічної "1" ($Q = 1, \bar{Q} = 0$). Стан логічної "1" тригера не зміниться до моменту часу t_4 . Поява у момент часу t_4 сигналу $C=1$ викликає перемикання тригера в стан логічного "0".

12.5.4. Т-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 рис. 12.18 наведене умовне позначення та часові діаграми, що пояснюють принцип дії T -тригера.

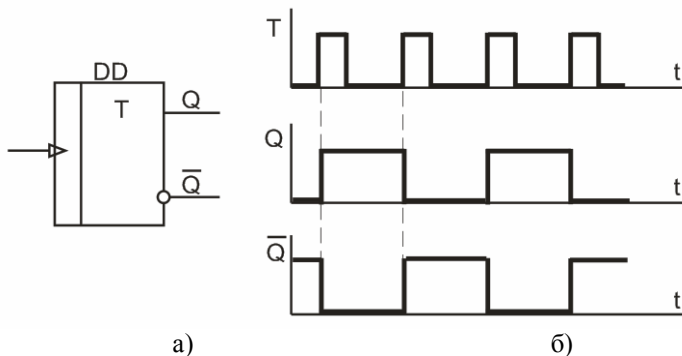


Рис. 12.18. T -тригер:

а – умовне позначення; б – часові діаграми роботи

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 (рис. 12.18, б), частота сигналу на виході T -тригера в два рази нижча за частоту сигналу на вході, тому такий тригер можна використовувати як дільник частоти, а також у лічильниках числа імпульсів.

12.5.5. Універсальні J - K -тригери

Це пристрої з двома інформаційними входами J і K , які у разі входньої комбінації $J=K=1$ перемикають тригер у 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 : $J=S$, $K=R$.

Під час відповідного підключення входів J - K -тригер може виконувати функції R - S , D і T -тригерів (рис. 12.19).

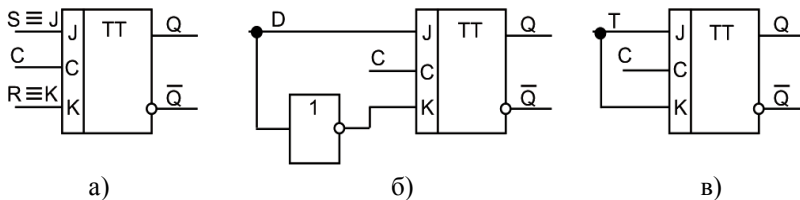


Рис. 12.19. Реалізація тригерів за допомогою універсального J - K -тригера:

а – R - S – тригера; б – D – тригера; в – T – 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 під час побудови 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 надходять на його входи. Компаратор здійснює порівняння вимірюваної входної напруги (U_{BX}) з опорною напругою (U_{OP}).

Опорною напругою є незмінна за величиною напруга позитивної або негативної полярності, а входна напруга змінюється в часі. Під час досягнення входною напругою рівня опорної напруги відбувається зміна полярності на виході ОП, наприклад з $U_{ВИХ\ MAX}^+$ на $U_{ВИХ\ MIN}^-$.

Різниця напруг $U_{BX} - U_{OP}$ є входною напругою U_0 ОП, що і визначає передатну характеристику компаратора (рис. 12.20, б). При $U_{BX} < U_{OP}$ напруга $U_0 < 0$, у зв'язку з чим $U_{ВИХ} = U_{ВИХ\ MAX}^+$. При $U_{BX} > U_{OP}$ напруга $U_0 > 0$ та $U_{ВИХ} = U_{ВИХ\ MIN}^-$.

$$U_{ВИХ} = \begin{cases} U_{ВИХ\ MAX}^+ \text{ при } U_{BX} < U_{OP}; \\ U_{ВИХ} = U_{ВИХ\ MIN}^- \text{ при } U_{BX} > U_{OP}. \end{cases} \quad (12.16)$$

Зміна полярності вихідної напруги відбувається під час переходу входної вимірюваної напруги через значення U_{OP} .

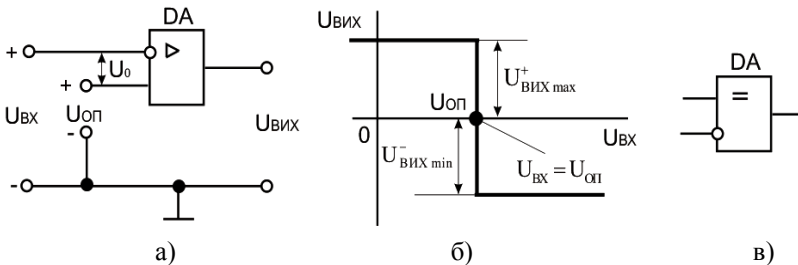


Рис. 12.20. Компаратор:

а – схема компаратора на операційному підсилювачі;

б – передатна характеристика; в – умовне позначення

Якщо джерела входної та опорної напруги в схемі (рис. 12.20, а) поміняти місцями або змінити полярність їх підключення, то відбудеться інверсія передатної характеристики компаратора.

Умові $U_{BX} < U_{OP}$ відповідатиме: $U_{BIX} = U_{BIX MIN}^-$, а умові $U_{BX} > U_{OP}$: $U_{BIX} = U_{BIX MAX}^+$.

Схема (рис. 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 (рис. 12.21).

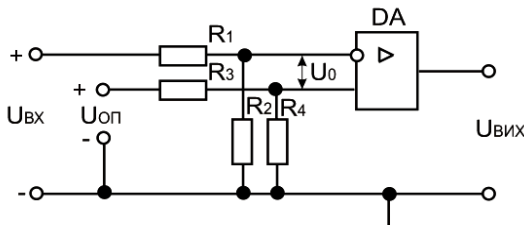


Рис. 12.21. Схема компаратора на операційному підсилювачі з використанням дільників напруги

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 неінвертувальному входу за допомогою резисторів $R1$ та $R2$ (рис. 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 перемикання*.

Перемикання схеми в стан $U_{BIX MIN}$ відбувається під час досягнення вхідною напругою (U_{BX}) напруги (порогу) спрацювання ($U_{СПР}$), а повернення в початковий стан $U_{BIX} = U_{BIX MAX}^+$ – при зниженні U_{BX} до напруги порогу відпускання ($U_{ВДП}$).

Значення порогової напруги:

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

$$U_{ВДП} = - [R_1 / (R_1 + R_2)] \times U_{BIX MIN}^- \quad (12.18)$$

звідки ширина зони гістерезису:

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

Розглянемо схему інвертувального тригера Шмітта на ОП (рис. 12.22, а) при $U_O = 0$.

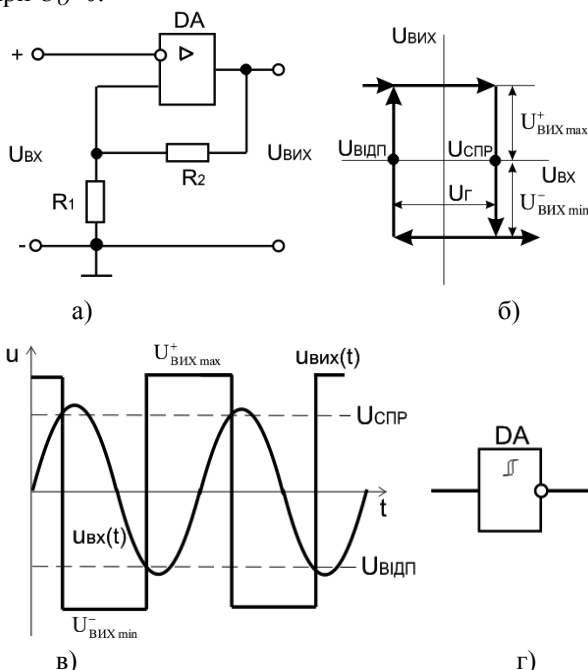


Рис. 12.22. Інвертувальний тригер Шмітта на операційному підсилювачі:
а – схема; б – передатна характеристика; в – часові діаграми, що пояснюють принцип формування напруги прямокутної форми з синусоїдальної;
г – умовне позначення

Схема (рис. 12.22, а) є основою при побудові генераторів імпульсів на ОП. Тригер Шмітта використовують для отримання прямокутних імпульсів з імпульсів синусоїдальної напруги (рис. 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).

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 у 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 призводять 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: очікування; автоколивань; синхронізації.

У режимі очікування мультивібратор має стан стійкої рівноваги і квазірівноваги. Перехід з першого стану до другого відбувається під впливом зовнішнього запускового імпульсу, а зворотний перехід – після закінчення деякого часу, що визначається параметрами пристрою. Таким чином, у режимі очікування мультивібратор генерує один імпульс з певними параметрами при дії запускового імпульсу.

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

У режимі автоколивань у 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 рис. 12.23 наведена схема і часові діаграми роботи симетричного мультивібратора на ОП. Мультивібратор виконаний на основі інвертувального тригера Шмітта, в якому від'ємний зворотний зв'язок здійснюється через RC -коло, а додатний через дільник на резисторах $R1$ і $R2$. Автоколивальний режим роботи створюється завдяки підключенню до інвертувального входу ОП часозадавальної ланки з конденсатора C і резистора R .

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

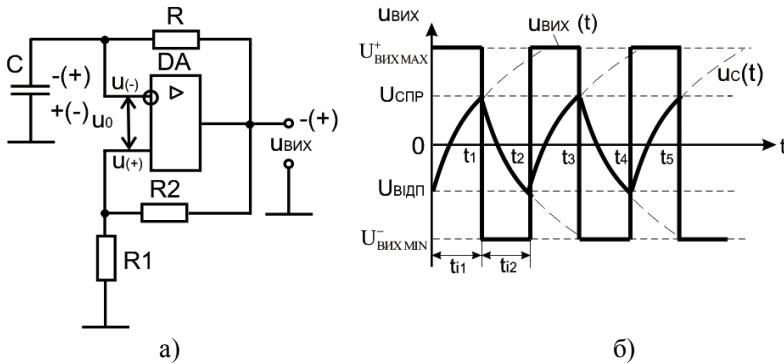


Рис. 12.23. Симетричний мультивібратор на операційному підсилювачі
а – схема; б – часові діаграми роботи

У цей момент часу напруга на інвертувальному вході рівна напрузі на конденсаторі $u_C = -U_{ВІДП}$, а на неінвертувальному вході позитивна і дорівнює:

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

Починається перезаряд конденсатора C через резистор R . Напруга на конденсаторі прагне до $U_{ВИХ\ MAX}^+$. Коли напруга u_C досягне рівня $U_{СПР}$, напруга $u_{ВИХ}$ стрибком змінюється до $U_{ВИХ\ MIN}^-$. Оскільки

$U_{ВИХ\ MAX}^+ = -U_{ВИХ\ MIN}^- = U_{MAX}$, то конденсатор C починає перезаряджатися від $U_{СПР}$ до $-U_{MAX}$, і зворотнє перемикання відбувається при $u_C = U_{ВЛП}$. Потім процес періодично повторюється.

Частота надходження імпульсів симетричного мультівібатора:

$$f = 1/T = 1/(t_{i1} + t_{i2}) = 1/2 t_i. \quad (12.21)$$

Тривалість імпульсу мультівібатора:

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

а період $T = 2t_i$.

На рис. 12.24 наведена схема несиметричного мультівібатора на ОП, для якого $t_{i1} \neq t_{i2}$. Несиметричному режиму роботи відповідають неоднакові постійні часу часозадавальних ланок мультівібатора за напівперіодами. У схемі (рис. 12.24) це досягається увімкненням замість резистора R двох паралельних кіл, що складаються з резистора і діода. Діод $VD1$ відкритий за позитивної полярності вихідної напруги, а діод $VD2$ – негативної.

У першому випадку $\tau_1 = CR_3$, в другому – $\tau_2 = CR_4$. Вид часової характеристики вихідної напруги при $R_4 > R_3$ наведений на рис. 12.24, б. Тривалість імпульсів t_{i1} і t_{i2} несиметричного мультівібатора розраховують за (12.22) підстановкою відповідного значення τ_1 ; τ_2 , а його частоту за формулою:

$$f = 1/T = 1/(t_{i1} + t_{i2}). \quad (12.23)$$

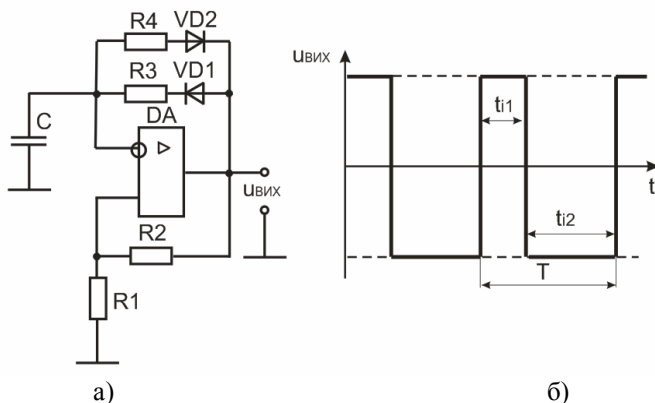


Рис. 12.24. Несиметричний мультівібратор на операційному підсилювачі:
а – схема; б – часові діаграми роботи

На рис. 12.25 наведена схема мультивібратора на логічних елементах “НІ” (можуть використовуватися елементи “АБО – НІ” або “І – НІ” з об’єднаними входами).

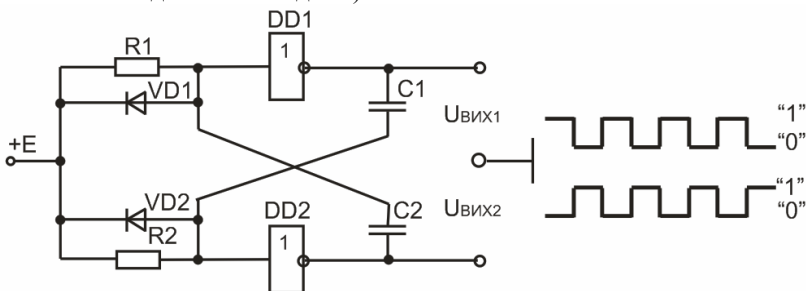


Рис. 12.25. Схема мультивібратора на логічних елементах “НІ”

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. 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 спрацьовування 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 $U_{пор}$ 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:

$$t_i = RC \ln [U_{\text{н}} / (E - U_{\text{пор}})], \quad (12.24)$$

де $U_{\text{н}}$ – рівень логічної одиниці;

$U_{\text{пор}}$ – пороговий рівень логічного елементу.

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

12.8. ОДНОВІБАТОРИ

Одновібратор (очікуючий мультивібратор) – це пристрій, який призначений для формування імпульсу напруги прямокутної форми з необхідною тривалістю і амплітудою при дії на вході короткого запускового 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 запускового імпульсу. Він продовжується якийсь час, що визначається часозадавальною ланкою схеми, після чого одновібратор повертається в початковий стійкий стан.

На рис. 12.26 наведена схема одновібратора на ОП і часові діаграми його роботи. Її основою служить схема мультивібратора (рис. 12.23), в якій для створення роботи в режимі очікування паралельно конденсатору C увімкнений діод $VD1$. При показаному на рис. 12.26 напрямі увімкнення діода $VD1$ схема запускається вхідним імпульсом напруги позитивної полярності.

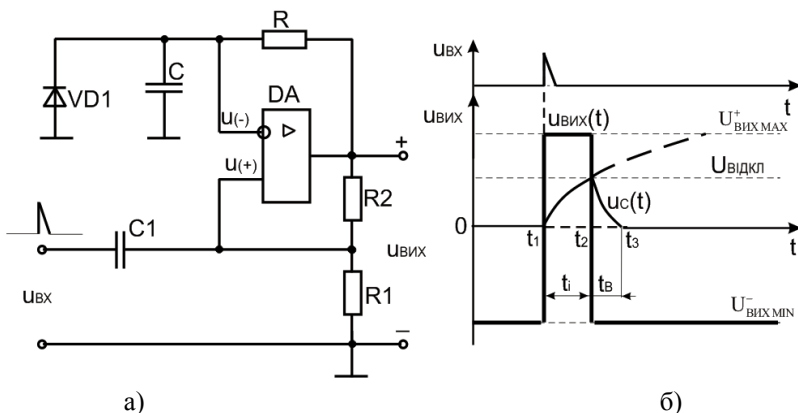


Рис. 12.26. Одновібратор на операційному підсилювачі:
а – схема; б – часові діаграми роботи

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

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

Напруга на інвертувальному вході ОП $u_{(-)}$ (на конденсаторі C), рівна падінню напруги на діоді $VD1$, близька до нуля.

Якщо на неінвертувальний вхід в момент часу t_1 надходять вхідний позитивний імпульс напруги, то ОП стрибком переходить у протилежний стан і $u_{ВНХ} = U_{ВНХ\ MAX}^+$. На неінвертувальний вхід ОП передається напруга:

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

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

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

Тривалість імпульсу, що формується одновібратором,

$$t_1 = RC \ln(1 + R_1/R_2). \quad (12.27)$$

Після моменту часу t_2 в схемі настає процес відновлення початкової напруги на конденсаторі $u_C = 0$, який обумовлюється полярністю напруги, що змінилася на виході ОП. Режим відновлення закінчується тим, що напруга на конденсаторі досягає напруги відмикання діода $VD1$, яку можна прийняти рівною нулю.

Час відновлення одновібратора:

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

Через час t_B одновібратор готовий до прийому наступного імпульсу.

ПРИКЛАДИ

Задача 12.1. Розрахувати параметри транзисторного ключа (рис. 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 умови $I_{K\ доп.} \geq I_H$. Таким умо-

вам 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 вимкнення транзистора:

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

Перевіряємо транзистор на можливість розсіювання колектором виділеної потужності за виразом:

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

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 виході 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. 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 отримуємо сигнал логічного нуля.

Задача 12.8. Визначте напруги спрацювання та відпускання для тригера Шмітта, якщо його схема має такі параметри: $R1=0$ кОм; $R2=20$ кОм; $U_{ВІХ.МАС}^+ = 11,55$ В; $U_{ВІХ.МІН}^- = -11,5$ В; $U_{ОН}=5$ В.

Розв’язок. Напругу спрацювання тригера визначаємо за виразом:

$$U_{СПР} = U_{ОН} + \frac{U_{ВІХ.МАС}^+ - U_{ОН}}{R1 + R2} R1 = 7,17 \text{ В.}$$

Напруга відпускання дорівнює:

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

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 мультивібратора 12 кОм , ємність конденсатора – 2 нФ . Опори резисторів у ланці додатного зворотного зв'язку та на неінвертувальному вході мультивібратора 20 кОм і 10 кОм відповідно. Визначити період коливань мультивібратора.

Розв'язок. Період коливань симетричного мультивібратора визначаємо за виразом:

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

Задача 12.11. Визначити частоту коливань мультивібратора, 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 мультивібратора 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 неінвертувальному вході одновібратора 20 кОм і 10 кОм відповідно. Параметри часозадавальної ланки $C=5 \text{ нФ}$, $R=10 \text{ кОм}$. Визначити тривалість імпульсу одновібратора.

Розв'язок. Тривалість імпульсу одновібратора дорівнює:

$$T = RC \ln\left(1 + \frac{R1}{R2}\right) = 10 \cdot 10^3 \cdot 5 \cdot 10^{-9} \ln\left(1 + \frac{10 \cdot 10^3}{10 \cdot 10^3}\right) = 20,27 \text{ мкс.}$$

Задача 12.13. Визначити час відновлення одновібратора, у якого параметри часозадавальної ланки $R = 20 \text{ кОм}$, $C = 1,5 \text{ нФ}$, а в ланці зворотного зв'язку $R1 = 10 \text{ кОм}$, $R2 = 30 \text{ кОм}$.

Розв'язок. Час відновлення одновібратора визначається за виразом:

$$t_B = RC \ln\left(\frac{2R1 + R2}{R1 + R2}\right) = 6,7 \text{ мкс.}$$

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

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 диференціювального та інтегрувального ланцюжка.

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 і поясніть принцип роботи RS-, D-, T-, JK-тригера.

14. Поясніть, чому JK-тригер вважають універсальним. Наведіть і 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 перемикання 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 мультивібраторами, на основі яких електронних приладів вони виконуються, в яких режимах працюють.
21. Наведіть схему і поясніть принцип роботи симетричного (несиметричного) мультивібратора на операційному підсилювачі.
22. Поясніть, яка відмінність між симетричним і несиметричним мультивібраторами?
23. Поясніть, чим визначається тривалість імпульсу мультивібратора? Як визначити частоту імпульсів мультивібратора?
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 за струму насичення колектора $I_{K\text{ нас}}=25$ мА, коефіцієнта підсилення транзистора $\beta=25$ і ступеня насичення $S=2$.

12.2с. Транзисторний ключ має такі параметри: $R_K=2$ кОм, $\beta=40$, $E_K = 10$ В, $I_B = 1$ мА. Визначити режим роботи транзистора і його ступінь насичення.

12.3с. Визначити, значення опору R_K у схемі транзисторного ключа при $E_K = 20$ В, $\beta = 40$, $S = 3$, $I_B = 3$ мА.

12.4с. Визначити в якому режимі працює транзистор у ключовій схемі при $I_{K\text{ нас}} = 80$ мА, $I_B = 1$ мА, $\beta = 50$.

12.5с. Визначити коефіцієнт підсилення β транзистора в ключовій схемі, якщо $R_K = 2$ кОм, $R_H = \infty$, $E_K = 12$ В, $I_B = 2$ 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 $x_1 \vee x_2 \vee x_3$, 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 $x_1 = 1, I_2 = 0$.

12.10с. Логічну функцію задано виразом $\overline{x_1} \wedge \overline{x_2}$. 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 логічного нуля.

12.12с. Визначити стан прямого виходу синхронного D-тригера, якщо на інформаційний вхід D і на синхронізувальний вхід C подано сигнали логічної одиниці.

12.13с. На синхронізуальному 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 логічного 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 напругу спрацювання і відпускання для тригера Шмітта, якщо його схема має такі параметри: $R1 = 20 \text{ кОм}$; $R2 = 36 \text{ кОм}$; $U_{ВНХ.МАХ}^+ = 12 \text{ В}$; $U_{ВНХ.МІН}^- = -12 \text{ В}$; $U_{ОП} = 4 \text{ В}$.

12.21с. Визначити напругу спрацювання $U_{СПР}$, відпускання $U_{ВІДП}$ і ширину петлі гістерезису ΔU для схеми тригера Шмітта на ОП, якщо: $R1 = 100 \text{ Ом}$; $R2 = 20 \text{ кОм}$; $K_{ОП} = 10^4$; $U_{ВНХ.МАХ}^+ = 15 \text{ В}$; $U_{ВНХ.МІН}^- = -15 \text{ В}$.

12.22с. Частота сигналу генератора імпульсів $f=200 \text{ кГц}$, а тривалість імпульсу $t_i=2 \text{ мкс}$. Визначити щільність імпульсів генератора.

12.23с. У симетричного мультивібратора опір резистора часозадавальної ланки 15 кОм , ємність конденсатора – $2,4 \text{ нФ}$. Опори резисторів у ланці додатного зворотного зв'язку та на неінвертувальному вході мультивібратора 24 кОм і 12 кОм відповідно. Визначити частоту коливальних мультивібратора.

12.24с. Визначити період сигналу симетричного мультивібратора, якщо параметри його часозадавальної ланки відповідно дорівнюють $R=10 \text{ кОм}$, $C=10 \text{ нФ}$. Передатний коефіцієнт додатного зворотного зв'язку $\beta_{П} = 2$.

12.25с. Мультивібратор має параметри часозадавальної ланки $R3=12 \text{ кОм}$, $R4=18 \text{ кОм}$, $C=6,8 \text{ нФ}$. Визначити період коливальних мультивібратора, якщо передатний коефіцієнт додатного зворотного зв'язку $\beta_{П} = 2$.

12.26с. Визначити тривалість паузи $t_{П}$ сигналу мультивібратора, якщо параметри його часозадавальної ланки відповідно дорівнюють $R3=18 \text{ кОм}$, $R4=24 \text{ кОм}$, $C=8,2 \text{ нФ}$. Передатний коефіцієнт додатного зворотного зв'язку $\beta_{П} = 2$.

12.27с. Одновібратор має параметри часозадавальної ланки $C = 6,2 \text{ нФ}$, $R = 20 \text{ кОм}$. Визначити тривалість імпульсу одновібратора, якщо передатний коефіцієнт додатного зворотного зв'язку $\beta_{П} = 2$.

12.28с. Визначити ємність часозадавальної ланки одновібратора на базі ОП, якщо тривалість імпульсу $t_i = 50 \text{ мкс}$, а опір резистора цієї ланки $R = 15 \text{ кОм}$. Опори резисторів на неінвертувальному вході та в ланці додатного зворотного зв'язку ОП відповідно дорівнюють $R1 = 18 \text{ кОм}$ і $R2 = 36 \text{ кОм}$.

12.29с. Визначити час відновлення одновібратора, в якого параметри часозадавальної ланки $R=12 \text{ кОм}$, $C=4,7 \text{ нФ}$, а в ланці зворотного зв'язку $R1=15 \text{ кОм}$, $R2=30 \text{ кОм}$.

13. ПРИСТРОЇ ДЛЯ РЕГУЛЮВАННЯ І ПЕРЕТВОРЕННЯ ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇ

Для отримання електричної енергії певного виду 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 у 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 кількістю 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

За малої потужності навантаження завдання 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 рис. 13.1.

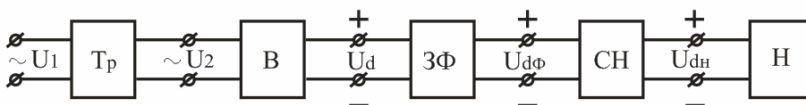


Рис. 13.1. Структурна схема малопотужного джерела живлення:

ТР – трансформатор; В – випрямляч; ЗФ – згладжувальний фільтр;

СН – стабілізатор напруги; Н – навантаження

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 для отримання необхідної величини постійної напруги на виході. Для зменшення пульсації випрямленої напруги до виходу випрямляча підключають згладжувальний фільтр (ЗФ). Між згладжувальним фільтром та навантаженням (Н) іноді 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 (рис. 13.2, а) складається з трансформатора, до вторинної обмотки якого послідовно приєднані діод VD та резистор навантаження R_H .

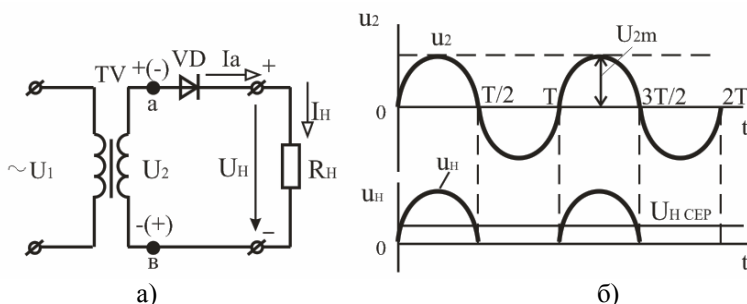


Рис. 13.2. Однофазний однонапівперіодний випрямляч:
а – схема; б – часові діаграми напруги

Принцип дії схеми розглянемо для випадку чисто активного навантаження R_H з використанням часових діаграм напруги (рис. 13.2, б). Під час прикладення півхвилі напруги u_1 позитивної полярності на вторинній обмотці трансформатора діє напруга u_2 з полярністю показаною на рис. 13.2, а без дужок (інтервал $0 - T/2$ на рис. 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 цьому 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 $T/2 - T$). За вказаної 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 рис. 13.2, а, називають *однонапівперіодним*.

Основні параметри схем випрямлення:

- середнє значення випрямлених напруги U_d ($U_{H\text{ CEP}}$) та струму I_d ($I_{H\text{ CEP}}$);
 - 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 $U_{36\text{ max}}$;
 - коефіцієнт пульсації $K_{\Pi} = U_{d1m}/U_d$.
- Для однонапівперіодного випрямляча:

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

або

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

Струм

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

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

Коефіцієнт пульсації:

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

13.1.2. Однофазний двонапівперіодний випрямляч з нульовим виводом

Двонапівперіодний випрямляч з нульовим виводом (рис. 13.3, а) складається з трансформатора TV, діодів VD1, VD2 та резистора навантаження R_H .

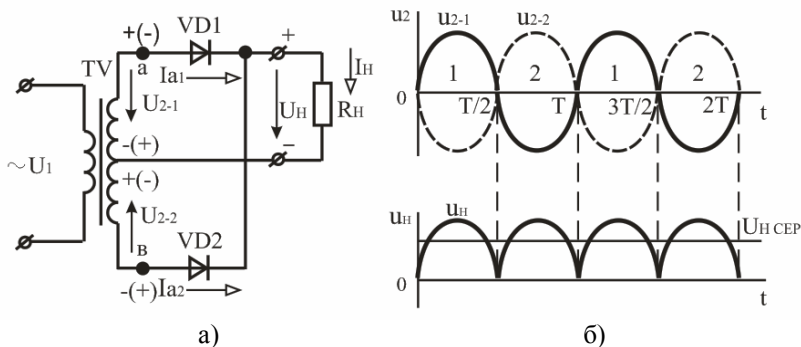


Рис. 13.3. Однофазний двонапівперіодний випрямляч з нульовим виводом:

а – схема; б – часові діаграми напруги

За прикладення 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 рис. 13.3, а без дужок (інтервал $0 - T/2$ на рис. 13.3, б). До анода діода VD1 відносно нульової точки прикладається напруга позитивної полярності, а до анода діода VD2 – негативної.

За вказаної полярності напруги на анодах діодів 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 цьому 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:

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

звідси

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

Коефіцієнт пульсацій:

$$K_{II} = 0,67. \quad (13.8)$$

Середній струм через діод:

$$I_a = \frac{I_{HCEP}}{2}. \quad (13.9)$$

Зворотна напруга, що прикладається до закритого діода:

$$U_{36 \max} = 2\sqrt{2} U_2 \quad (13.10)$$

або

$$U_{36 \max} = \pi U_{HCEP}. \quad (13.11)$$

Струм

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

13.1.3. Однофазний мостовий випрямляч

У схему випрямляча (рис. 13.4, а) входять трансформатор з однією вторинною обмоткою і випрямний міст з чотирьох діодів VD1-VD4.

Діоди VD1, VD3 відкриті на інтервалі $\theta - T/2$ 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 .

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).

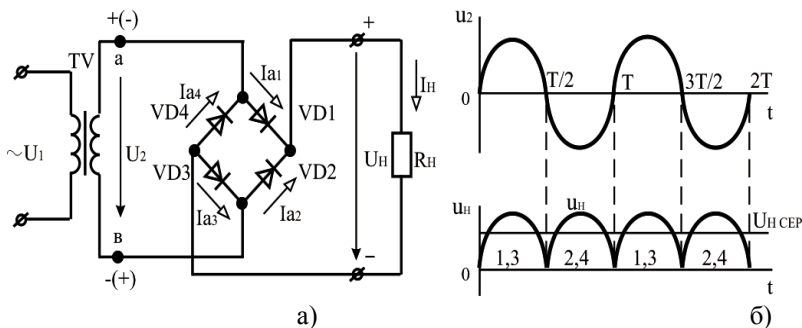


Рис 13.4. Однофазний мостовий випрямляч:

а – схема; б – часові діаграми напруги

Максимальна зворотна напруга визначається амплітудним значенням напруги u_2 :

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

тобто вона вдвічі менша, ніж у 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 простіший трансформатор, що містить тільки одну вторинну обмотку, і меншу зворотну напругу, на яку слід вибирати діоди. Вказані переваги компенсують недолік схеми, що полягає в більшій кількості 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

Згладжувальні 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 під час побудови простих згладжувальних фільтрів: ємнісного та індуктивного.

За видом реактивних елементів розрізняють ємнісні, індуктивні та змішані фільтри. Змішані згладжувальні фільтри залежно від способу з'єднання елементів, що входять до його складу, підрозділяють на Γ і Π -подібні. Ці фільтри можуть бути одноланковими, дволанковими і багатоланковими.

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

13.2.2. Ємнісний фільтр

Ємнісний фільтр C_Φ вмикають паралельно резистору навантаження R_H (рис. 13.5, а).

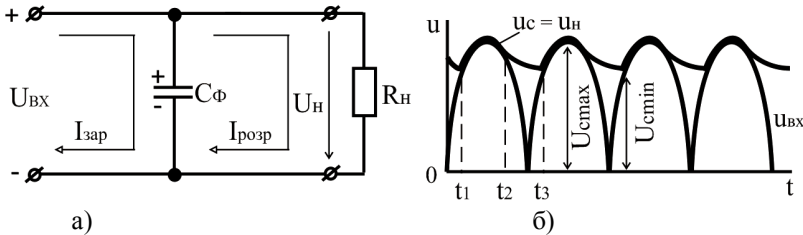


Рис. 13.5. Схема ємнісного фільтра та часові діаграми напруги однофазного двонапівперіодного випрямляча з ємнісним фільтром:
а – схема; б – часові діаграми напруги

Протягом інтервалу часу $t_1 - t_2$ конденсатор C_Φ заряджається через відкриті діоди до амплітудного значення напруги u_{BX} , оскільки в цьому інтервалі часу $u_{BX} > u_C$. В інтервалі часу $t_2 - t_3$ напруга $u_C > u_{BX}$ 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_{BX} . Конденсатор C_ϕ починає заряджатися через відкриті діоди і процеси повторюються. Як показують часові діаграми (рис. 13.5, б), при увімкненні ємнісного фільтра напруга u_H не зменшується до нуля, а пульсує в деяких межах, збільшуючи середнє значення випрямленої напруги.

Ємність конденсатора C_ϕ вибирають такої величини, щоб для основної гармоніки випрямленої напруги опір конденсатора був набагато 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 більша 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 призводить до збільшення середнього значення напруги на резисторі навантаження $U_{H \text{ сев}}$ в порівнянні з величиною $U_{H \text{ сев}}$ у відсутності фільтра і зменшенням змінної складової, отже, до зниження коефіцієнта пульсацій K_Γ .

Ємнісний фільтр доцільно застосовувати за високоомного резистору навантаження R_H при потужності P_H не більше декількох десятків ват.

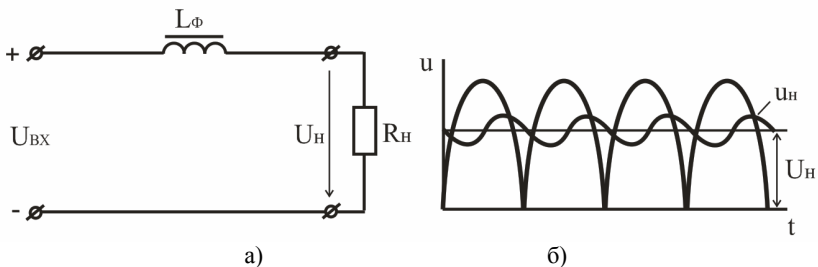


Рис. 13.6. Схема індуктивного фільтра та часові діаграми напруги однофазного двонапівперіодного випрямляча з індуктивним фільтром:
а – схема; б – часові діаграми напруги

13.2.3. Індуктивний фільтр

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

Необхідною умовою, що забезпечує згладжувальну дію індуктивного фільтра, є:

$$2\pi f L_\Phi \gg R_H \quad (13.18)$$

Індуктивні фільтри зазвичай застосовують за великих струмів навантаження і малих опорів резистора навантаження R_H .

13.2.4. Г-подібні фільтри

Γ – подібним згладжувальним фільтром є простий змішаний фільтр: LC -фільтр (рис. 13.7, а) і RC -фільтр (рис. 13.7, б).

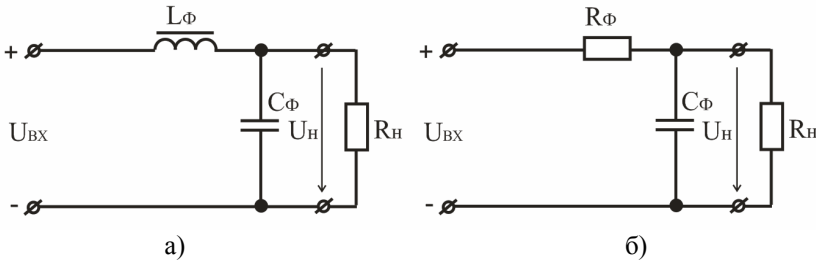


Рис. 13.7. Згладжувальні Γ -подібні фільтри:

а – LC – фільтр; б – RC – фільтр

Ці фільтри забезпечують більше зменшення пульсацій випрямленої напруги в порівнянні з ємнісним й 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 більшим, ніж паралельної, тобто повинні виконуватися співвідношення:

$$\frac{1}{2\pi f C_\Phi} \ll R_H \quad \text{або} \quad 2\pi f L_\Phi \gg R_H. \quad (13.19)$$

У малопотужних випрямлячах замість котушки L_ϕ часто вмикають резистор R_ϕ . У такому згладжувальному фільтрі при $1/2\pi f C_\phi \ll R_\phi$ на резисторі R_ϕ створюється значно більше падіння напруги від змінної складової випрямленого струму, ніж від постійної. Опір резистора R_ϕ повинен бути порівнянний з опором резистора навантаження R_H . Зазвичай опір резистора R_ϕ вибирають у межах $R_\phi = (0,15 \dots 0,5) R_H$.

13.2.5 П-подібні фільтри

П – подібні фільтри відносяться до багатоланкових, оскільки складаються з ємнісного фільтра ($C_{\phi 1}$) і Г-подібного LC-фільтру (L_ϕ , $C_{\phi 2}$) (рис. 13.8, а) або ємнісного фільтра ($C_{\phi 1}$) і Г-подібного фільтра R- (R_ϕ , $C_{\phi 2}$) (рис. 13.8, б).

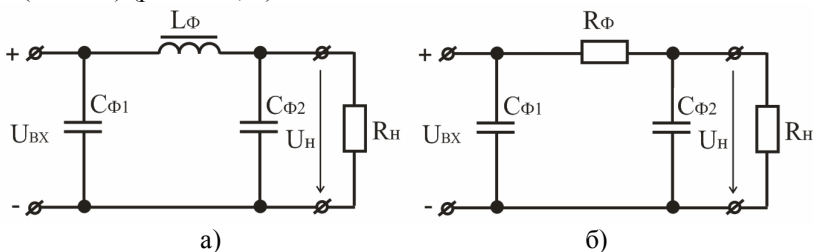


Рис. 13.8. П-подібні згладжувальні фільтри:

а – LC – фільтр; б – RC – фільтр

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

13.2.6 Електронні згладжувальні фільтри на транзисторах

Вищий коефіцієнт згладжування мають фільтри, що містять активні елементи, у якості яких найчастіше використовуються транзистори. Схема одного з таких фільтрів наведена на рис. 13.9, а.

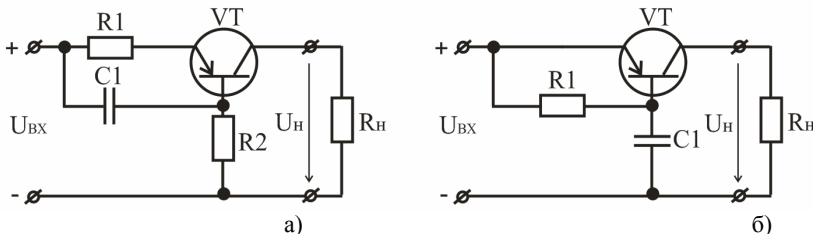


Рис. 13.9. Схеми транзисторних згладжувальних фільтрів

За наявності пульсацій у вхідній напрузі на резисторі $R1$ створюється також пульсуюча напруга. Змінна складова цієї напруги через конденсатор $C1$ прикладається до емітерного переходу транзистора VT . Фази напруг, що діють на вході між базою і емітером транзистора VT , співпадають, тому при збільшенні напруги u_{BX} транзистор закривається і його опір r_{KE} збільшується. Це призводить до зменшення зміни струму, що протікає через навантаження. При зменшенні u_{BX} , навпаки, опір транзистора зменшується, і зміни струму навантаження також виявляються меншим. Таким чином, вихідна напруга фільтра змінюється значно менше, ніж напруга на його вході. Коефіцієнт згладжування такого фільтра:

$$q = K_{II} \frac{h_{21B} R_H}{R1 + (1 - h_{21B}) R2}, \quad (13.20)$$

де K_{II} – коефіцієнт пульсацій фільтра.

Недоліком розглянутого фільтра є зменшення напруги на навантаженні за рахунок падіння напруги на резисторі $R1$. Тому часто застосовують транзисторний фільтр, схема якого наведена на рис. 13.9, б. Згладжування пульсацій в такому фільтрі відбувається внаслідок відмінності опорів транзистора постійному і змінному струму, тому постійна складова напруги u_{BX} передається на вихід фільтра 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 використовують 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 рис. 13.10. Стабільність роботи цього подвоювача вища, а пульсації нижчі, ніж у схемі паралельного подвоювача напруги.

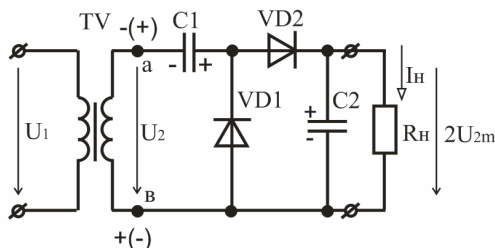


Рис. 13.10. Схема послідовного подвоювача напруги

Послідовний подвоювач працює таким чином: у один з напівперіодів вхідної напруги, коли потенціал точки *в* вище за потенціал точки *а*, конденсатор *C1* заряджається через відкритий діод *VD1* до амплітудного значення вхідної напруги U_{2m} . У цей час діод *VD2* закритий. У другий напівперіод потенціал точки *в* нижче за потенціал точки *а*, 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 рис. 13.11 наведена схема помножувача напруги другого роду, де додані ланки з діодів і конденсаторів.

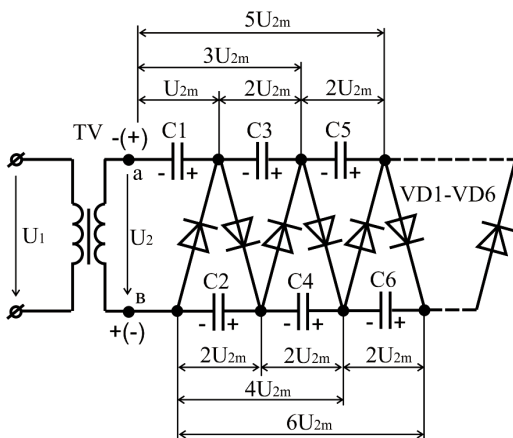


Рис. 13.11. Схема помножувача напруги другого роду

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 підрозділяють на параметричні та компенсаційні.

Параметричний метод стабілізації базується на зміні параметрів нелінійного елементу стабілізатора залежно 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 регулювальний елемент. Такий стабілізатор називають *компенсаційним*.

13.4.2. Параметричні стабілізатори напруги

Схема параметричного стабілізатора напруги наведена на рис. 13.12, а.

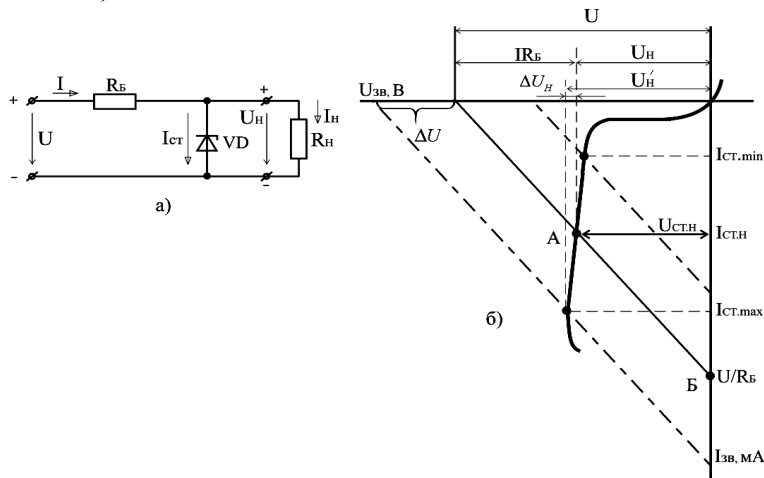


Рис. 13.12. Параметричний стабілізатор напруги:
а – схема; б – графічна інтерпретація принципу роботи

Вона складається з баластного резистора R_B і стабілітрона VD. Стабілізатор підключається до виходу випрямляча з фільтром. Навантаження увімкнене паралельно стабілітрону.

Особливості роботи такого стабілізатора напруги засновані на тому, що напруга стабілітрона на зворотній гілці його вольт-амперної характеристики змінюється незначно в широкому діапазоні зміни зворотного струму стабілітрона. Зміна напруги на вході стабілізатора зумовлює значну зміну струму стабілітрона за незначної зміни напруги на ньому.

Стабілізатори характеризуються коефіцієнтом стабілізації:

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

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

дестабілізуювальних чинників на напругу навантаження.

Опір баластного резистора R_B вибирають таким, щоб за номінального значення 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 (рис. 13.12, б). Характеристика навантаження будується (за номінальної напруги джерела) по двох точках, а саме: точка A з координатами $U_{CT.H}$, і точка B 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 через 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 залишиться незмінною також під час зниження 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 ($K_{CT} \geq 50$) і менший вихідний опір у порівнянні з параметричними. Їх принцип роботи заснований на тому, що зміна напруги на навантаженні (під дією зміни U_{BX} або I_H) передається на регульовальний елемент, що спеціально вводиться в схему і перешкоджає зміні напруги U_H .

Регульовальний елемент (транзистор) може бути увімкнений або паралельно навантаженню, або послідовно з ним. Залежно від цього розрізняють два типи компенсаційних стабілізаторів напруги: паралельні (рис. 13.13, а) і послідовні (рис. 13.13, б).

Дія на регульовальний елемент (РЕ) в обох типах стабілізаторів здійснюється керувальною 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 регульовальний елемент.

У схемі (рис. 13.13, а) стабілізація напруги на навантаженні досягається, як і в параметричному стабілізаторі, зміною напруги на баластному резисторі R_B шляхом зміни струму регульовального елементу.

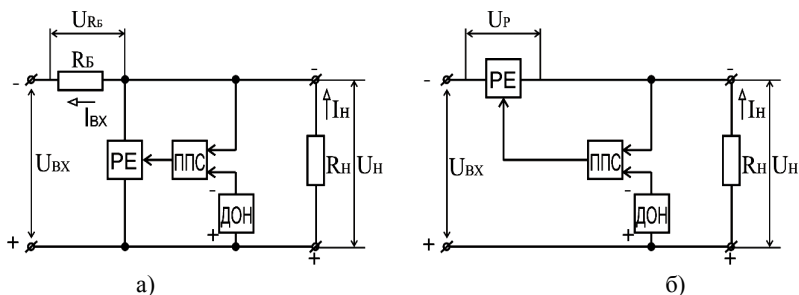


Рис. 13.13. Структурні схеми компенсаційних стабілізаторів напруги:
а – паралельного; б – послідовного

У схемі (рис. 13.13, б) регулювальний елемент увімкнений послідовно з навантаженням. Стабілізація напруги навантаження здійснюється шляхом зміни напруги на регульовальному елементі. Струм регульовального елемента дорівнює струму навантаження.

Відповідно до розглянутого, принцип дії компенсаційних стабілізаторів постійної напруги заснований на зміні опору регульовального 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 нечутливість до перевантажень за струмом, зокрема коротким замиканням вихідного кола. Послідовні стабілізатори вимагають пристроїв захисту регульовального елемента при перевантаженнях за струмом.

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

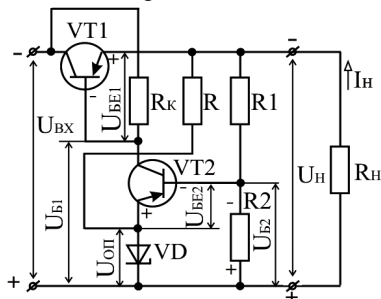


Рис. 13.14. Схема компенсаційного стабілізатора напруги послідовного типу

Транзистор VT1 служить регулювальним елементом, а ППС виконаний на транзисторі VT2. Джерелом опорної напруги є стабілітрон VD, який увімкнений в коло емітера транзистора VT2. Резистори R1, R2 є елементами вхідного діляника напруги. Напруга між базою і емітером транзистора VT2:

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

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, отже, його струмів I_{B2} та I_{K2} . Зменшення струму I_{K2} призводить до меншого падіння напруги на резисторі R_K та збільшення 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 за змін 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 діляника напруги R1, R2. Різниця цієї напруги підсилюється транзистором VT2 і виділяється на резисторі R_K .

Напруга на цьому резисторі є вхідною напругою регулювального елементу VT1 і, тому, обумовлює зміну напруги колектор-емітер транзистора VT1, завдяки чому забезпечується стабілізація вихідної напруги.

На рис. 13.15 наведено схему компенсаційного стабілізатора напруги на операційному підсилювачі з параметричним стабілізатором на вході КСН. Операційний підсилювач увімкнений схемою неінвертувального підсилювача, на вхід якого подається опорна напруга U_{OP} від стабілітрона VD. Для збільшення вихідного струму стабілізатора використовується повторювач напруги на транзисторі VT. Вихідна напруга визначається за формулою:

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

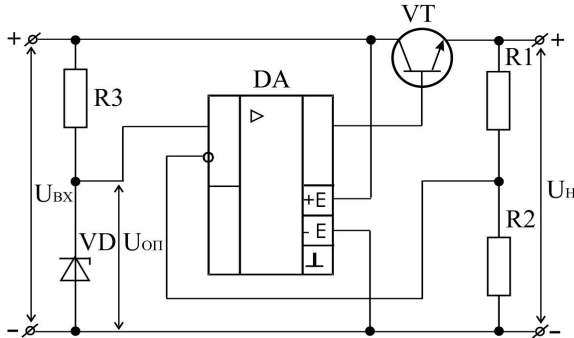


Рис. 13.15. Схема компенсаційного стабілізатора напруги на операційному підсилювачі з параметричним стабілізатором на вході

Для збільшення стабільності опорної напруги можна ввімкнути параметричний стабілізатор напруги ($R3$, VD) на вихід компенсаційного стабілізатора напруги (рис. 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 цієї схеми операційний підсилювач (ОП) має два зворотні зв'язки (ЗЗ): додатний і від'ємний. Наявність додатного ЗЗ призводить до того, що на виході ОП під час вмикання живлення може встановитись як позитивний, так і негативний потенціал напруги. Для того щоб встановилась напруга потрібного знака, необхідна деяка початкова несиметрія. Ця несиметрія створюється за рахунок вихідного транзисторного повторювача напруги.

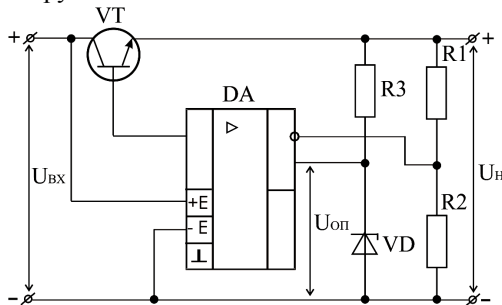


Рис. 13.16. Схема компенсаційного стабілізатора напруги на операційному підсилювачі з параметричним стабілізатором на виході

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 елементу.

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 таких 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 $R_{ВІХ} = 0,1...0,2$ Ом. Технічні характеристики інтегральних стабілізаторів напруги (див. додатки): U_H – номінальна вихідна напруга; $I_{H\ MAX}$ – максимальний струм навантаження; $K_{H\ U}$ – коефіцієнт нестабільності за напругою; $K_{H\ I}$ – коефіцієнт нестабільності за струмом; $(U_{ВХ} - U_H)_{MIN}$ – допустима мінімальна різниця між вхідною і вихідною напругою.

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

Інтегральні стабілізатори напруги з фіксованою вихідною напругою можуть використовуватись без зовнішніх елементів. Вони мають вмонтований захист від перевантаження за струмом і тепловий захист від максимально допустимої температури кристала (175 °С), що значно підвищує їх надійність.

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

електролітичного типу ємністю близько 10 мкФ. Вхідний конденсатор $C1$ ($\approx 0,1$ мкФ) усуває генерації за стрибкоподібного ввімкнення вхідної напруги, забезпечує аперіодичний вихід стабілізатора на режим під час його ввімкнення.

Двополярні ІСН типу К142ЕН6 (рис. 13.17, б) в основному використовують 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.

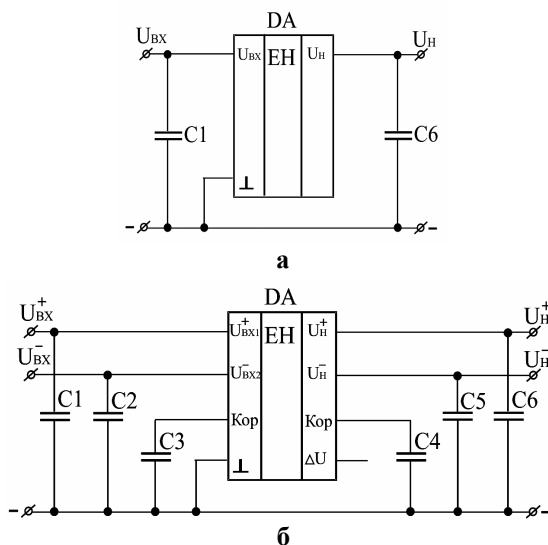


Рис. 13.17. Схеми увімкнення інтегральних стабілізаторів напруги:
а – К142ЕН5 (КРЕН5), К142ЕН8 (КРЕН8), К142ЕН9 (КРЕН9);
б – К142ЕН6

13.4.5. Основні параметри стабілізаторів напруги

номінальна напруга джерела живлення U_{BX} ;

номінальна вихідна напруга, яка дорівнює напрузі на навантаженні $U_{ВНХ} = U_H$;

номінальний вихідний струм I_H ;

коефіцієнт стабілізації, який характеризує стабільність вихідної напруги;

вихідний опір $R_{ВНХ} = \Delta U_H / \Delta I_H$;

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;
- ✓ ефективніше використання згладжувальних фільтрів.

До мережі трифазні випрямлячі підключаються через трифазні трансформатори, обмотки яких вмикаються “зіркою” або “трикутником”. Найрозповсюдженішими є такі два типи схем трифазних випрямлячів:

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

13.5.1. Трифазний однонапівперіодний випрямляч з нульовим виводом

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

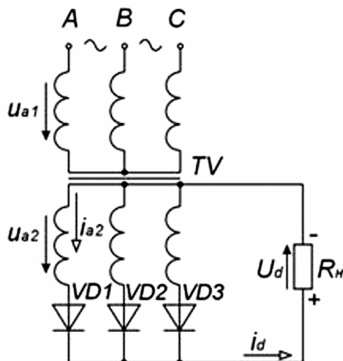


Рис. 13.18. Схема трифазного однонапівперіодного випрямляча з нульовим виводом трансформатора

Ця схема складається з 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 – це три однофазних однонапівперіодних випрямлячів, 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 нині прикладена найбільш додатна фазна напруга.

Роботу схеми трифазного однонапівперіодного випрямляча з нульовим виводом трансформатора ілюструють часові діаграми (рис. 13.19.).

Як видно з діаграм, наприклад, на інтервалі t_1-t_2 найбільш додатна напруга є на вторинній обмотці трансформатора фази A, тому у провідному стані знаходиться діод VD1. Але на інтервалі t_2-t_3 він закритий лінійною напругою u_{ab} або u_{ac} (цей 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} .

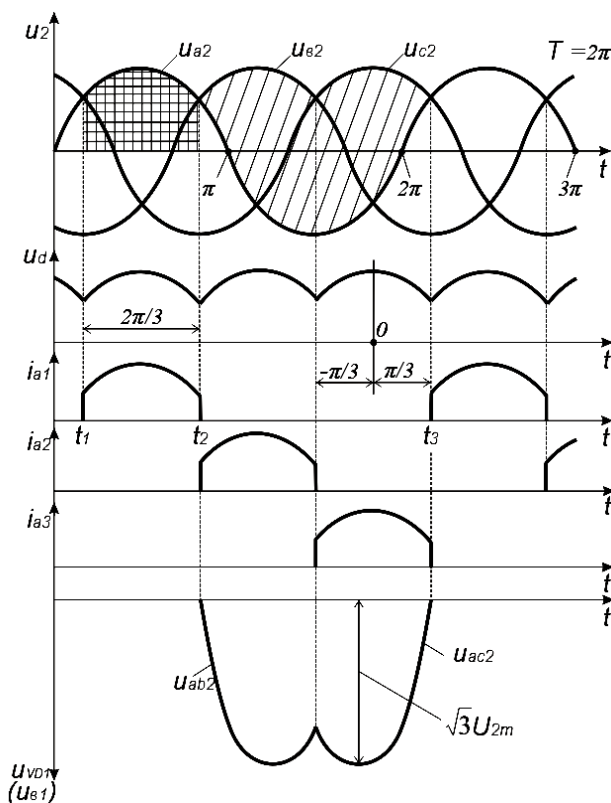


Рис. 13.19. Часові діаграми роботи трифазного однонапівперіодного випрямляча з нульовим виводом

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

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

Максимальна напруга на діоді:

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

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.

Недоліком цієї схеми є наявність постійного підмагнічування магнітопроводу трансформатора, зумовленого тим, що, як і у будь-якої однофазної схеми, вторинною обмоткою трансформатора струм за період проходить лише один раз і в одному напрямку, тобто він має постійну складову. Це вимагає використання трансформатора з 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 рис. 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.

Надалі будемо розглядати схему під час вмикання 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.

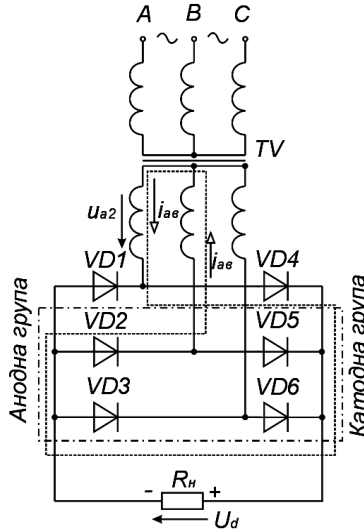


Рис. 13.20. Схема трифазного мостового випрямляча

Навантаження вмикається між спільними точками анодної і катодної груп діодів. Можна виділити три однофазних мости, що підключені до лінійних (у цьому 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 нині напругою до фази з найбільш від'ємною напругою, як, наприклад, струм i_{ab} у момент часу, що відповідає t_l , показаний на часових діаграмах, які ілюструють роботу схеми і наведені на рис. 13.21. На діаграмі $u_d = f(t)$ також вказано проміжки, на яких у провідному стані знаходяться відповідні діоди.

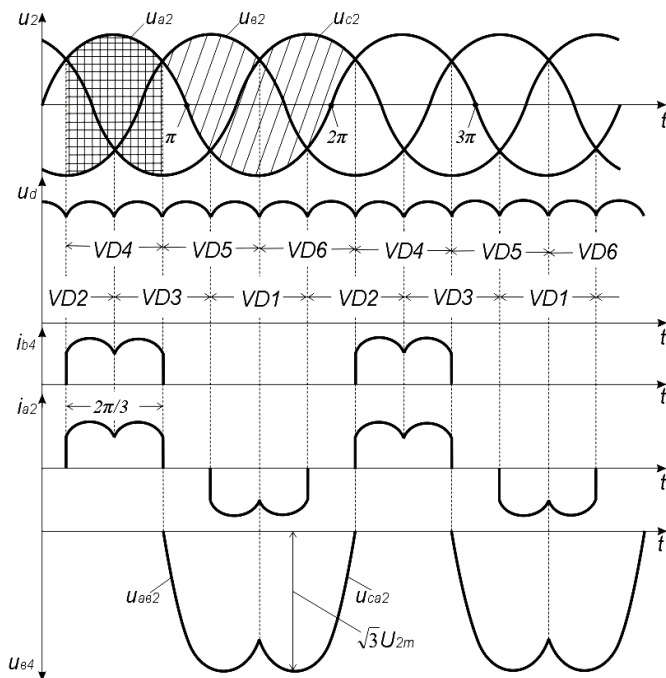


Рис.13.21. Часові діаграми роботи трифазного мостового випрямляча

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:

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

Середнє значення струму через діод:

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

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

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

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 (діаграма i_{a2} на рис. 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. Нижчий 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 нині 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 збоку змінного струму, і такі, що забезпечують регулювання збоку постійного струму.

Регулювання збоку змінного струму можливе під час використання випрямних схем на некерованих вентилях, але при цьому необхідно вводити додаткові силові пристрої. Так можна:

1. Змінювати величину змінної напруги, що подається на вентильну схему, перемиканням під навантаженням відводів вторинної обмотки трансформатора, змінюючи тим самим коефіцієнт трансформації останнього;

2. Застосовувати регулятори змінного струму з рухомим струмознімачем (автотрансформатори) або з рухомою магнітною системою (індукційні регулятори).

Збоку постійного струму можливе регулювання безперервними методами й імпульсними.

За безперервних методів 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 у малопотужних.

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 регулювальний елемент при реалізації імпульсних методів працює як ключ, то втрати енергії в ньому мінімальні, що визначає високий к.к.д. перетворювальних 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 за сталого періоду 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. За частотно-імпульсного регулювання (ЧІР) змінюють частоту (період) надходження імпульсів при їх фіксованій тривалості.

Середнє значення напруги при цьому становить

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

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 під час регулювання постійної напруги отримання її постійного значення у часі на навантаженні, що забезпечується за допомогою фільтрів, вимагає використання елементів фільтра з масогабаритними параметрами, далекими від мінімально можливих. Це ж стосується і методу ЧІР.

Мінімальні параметри елементів фільтра забезпечує метод 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 рис. 13.22. Тут у якості фільтра використано Γ -подібний LC -фільтр.

При замкненому ключі K навантаження живиться від джерела постійного струму E (струм I_{dl}), 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*.

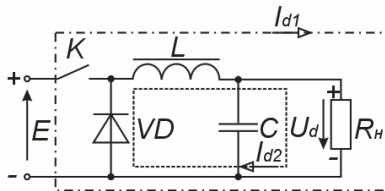


Рис. 13.22. Імпульсний регулятор постійної напруги

Регулювати вихідну напругу випрямляча можна також застосовуючи фазо-імпульсний метод. При цьому до складу перетворювального пристрою не вводять додаткових силових вузлів, а лише у якості вентилів випрямної схеми використовують керовані ключі – як правило, тиристори. Принцип дії регулятора полягає у тому, що за допомогою спеціальної схеми керування забезпечується регульована затримка на вмикання тиристорів відносно переходу через нуль змінної 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 ШІР, коли імпульси напруги мають не прямокутну, а синусоїдну форму з обмеженням.

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

В імпульсних регуляторах ефективніше використовують силові елементи. Вони мають (особливо під час методу ШІР за високих частот комутації ключа) менші масо-габаритні показники.

Тиристорні фазо-імпульсні регулятори до недавнього часу мали домінуюльне застосування під час побудови потужних регуляторів. До їх недоліків слід віднести те, що вони вносять значні викривлення форми пульсуючої напруги на виході вентиляційної 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. У 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 двопівперіодного керованого випрямляча з нульовим виводом, схема якого зображена на рис. 13.23, де позначено СК – схема керування, яка забезпечує подачу на тиристири керувальних імпульсів з регульованою затримкою.

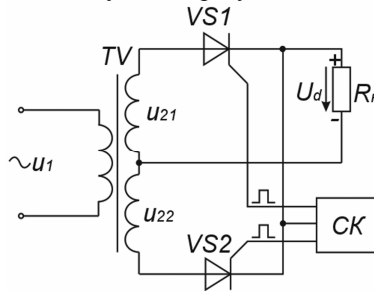


Рис. 13.23. Однофазний двонапівперіодний керований випрямляч з нульовим виводом трансформатора

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

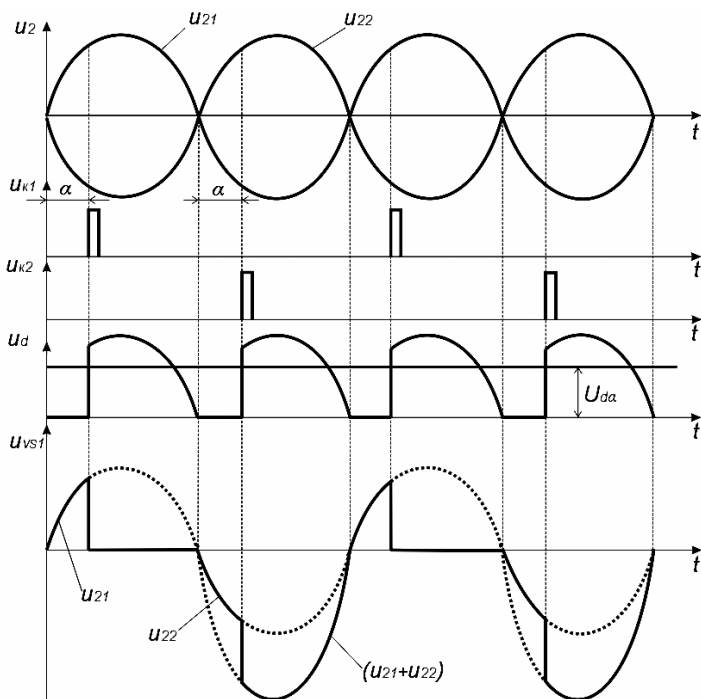


Рис. 13.24 . Часові діаграми роботи однофазного двонапівперіодного керованого випрямляча з нульовим виводом трансформатора

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

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

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

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

Підстановка цього виразу до формули (13.42) дасть

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

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 керувального 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 вентиляхних 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 (рис. 13.25), яка має вигляд косинусоїди, зміщеної на величину $U_{d0}/2$.

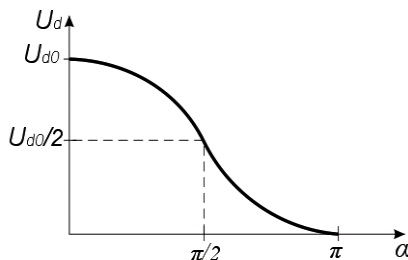


Рис. 13.25. Регулювальна характеристика керованого випрямляча

Керовані випрямлячі широко використовуються для створення регульованих джерел напруги під час регулювання 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 таким вимогам:

1. Забезпечувати достатню для вмикання тиристорів амплітуду напруги і струму імпульсів керування – (10...20)В, (20...2000) мА;

2. Забезпечувати високу крутизну фронтів імпульсів (150... 200) В/ел. градус;

3. Забезпечувати регулювання величини кута α у заданому діапазоні з необхідною точністю;

4. Забезпечувати симетрію імпульсів керування по фазах випрямляча;

5. Забезпечувати достатню для надійного вмикання тиристорів тривалість імпульсів керування – взагалі їх тривалість може складати $(\pi - \alpha)$, але це неекономічно. Достатньо, щоб вона була такою, коли струм через тиристор за час дії імпульсу перевищує величину струму утримання;

6. Мати високу завадостійкість.

Залежно від кількості каналів, для яких формуються імпульси керування, СІФК поділяють на одно- та багатоканальні.

За способом керування бувають СІФК з горизонтальним, вертикальним та цифровим (дискретним) керуванням.

За принципом дії їх поділяють 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 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 її горизонтально.

Розглянемо роботу СІФК з горизонтальним керуванням на прикладі одного каналу багатоканальної системи керування, структурна схема якого зображена на рис. 13.26.

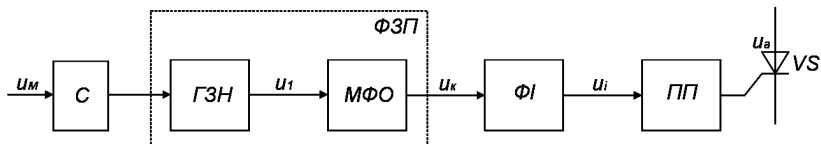


Рис. 13.26. Структурна схема каналу багатоканальної СІФК з горизонтальним керуванням

На схемі позначено:

С – синхронізатор;

ГЗН – генератор змінної напруги;

МФО – мостовий фазообертач (забезпечує регулювання фази напруги u_1 від 0 до π);

ФЗП – фазозсувний пристрій;

ФІ – формувач імпульсів (виробляє прямокутні імпульси напруги при проходженні u_k через 0);

ПП – підсилювач потужності (підсилює потужність керуючого імпульсу u_i до рівня, необхідного для надійного вмикання тиристора).

На рис.13.27 наведені часові діаграми роботи такої СІФК.

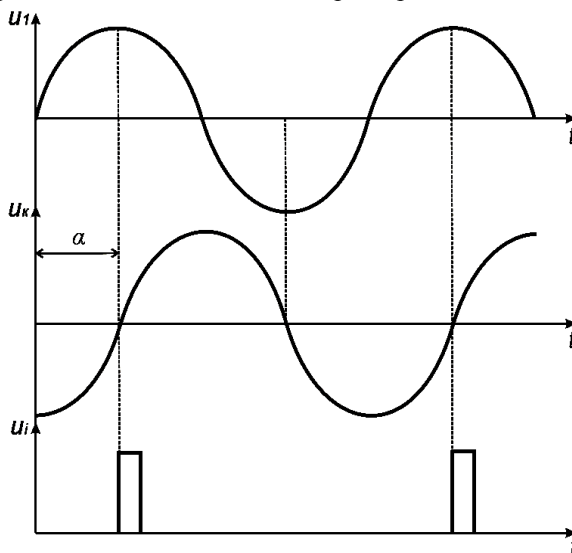


Рис. 13.27. Часові діаграми роботи СІФК з горизонтальним керуванням

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

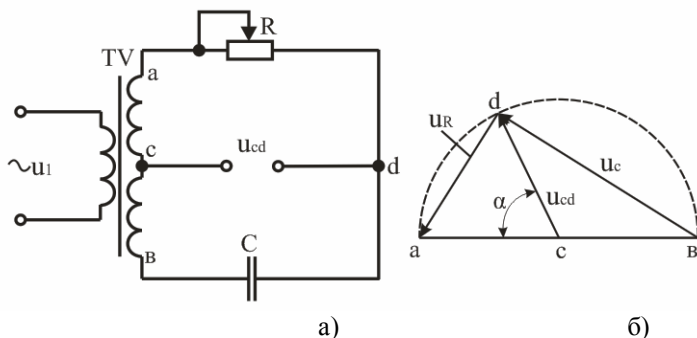


Рис. 13.28. Мостовий фазообертач (а) та його діаграма напруг (б):
 u_{cd} – керувальна напруга (u_k)

При зміні опору резистора R від 0 до ∞ кут α змінюється від 0 до π . До недоліків такої схеми слід віднести:

1. Досить високу інерційність, зумовлену перехідними процесами у RC -колі під час вмикання напруги;
2. Критичність до форми і частоти вхідної напруги (напруги мережі);
3. Складність забезпечення ідентичності величини α в багатофазних СІФК;
4. Відносну складність автоматизації процесу регулювання (регулювання величини опору R).

Це обмежує використання горизонтального способу керування.

13.7.3. СІФК з вертикальним керуванням

Найширше застосовуються СІФК, що реалізують вертикальний спосіб керування, за якого керувальний імпульс генерується в момент зрівняння напруги, що змінюється лінійно, та постійної опорної напруги керування. Цей процес ілюструють часові діаграми, наведені на рис. 13.29. Кут керування α змінюється зі зміною U_0 ніби по вертикалі.

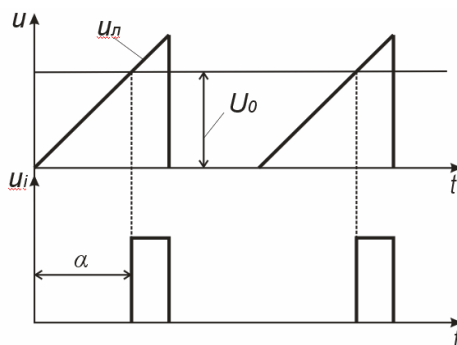


Рис. 13.29. Часові діаграми методу вертикального керування:

u_l – лінійно змінювана напруга; U_0 – опорна напруга

Пристрій, де порівнюються u_l та U_0 , називається *вузлом порівняння (ВП)*. Він генерує сигнал у момент зміни знаку різниці напруг ($u_l - U_0$).

СІФК з вертикальним керуванням можуть бути одноканальними та багатоканальними. Останні набули широкого розповсюдження.

На рис. 13.30 зображена структурна схема двоканальної СІФК з вертикальним керуванням однофазного двонапівперіодного випрямляча з нульовим виводом трансформатора.

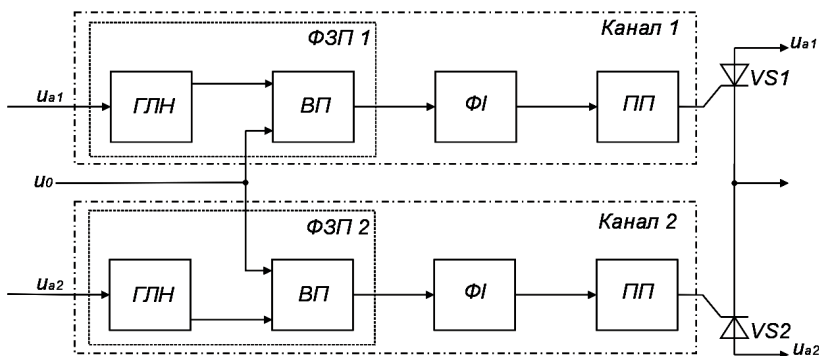


Рис. 13.30. Структурна схема двоканальної СІФК з вертикальним керуванням однофазного двонапівперіодного випрямляча з нульовим виводом

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 рис. 13.31.

Під час дії на тиристор позитивної півхвилі анодної напруги u_a *ГЛН* генерує лінійно змінювану напругу u_n , 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 $u_n = U_0$, на виході *ВП* формується сигнал, фаза якого регулюється зміною величини напруги U_0 .

Вузли *ГЛН* та *ВП* виконують роль фазозсувного пристрою *ФЗП*.

Вузли *ФІ* та *ПП* призначені для формування та підсилення імпульсів керування u_i необхідної тривалості.

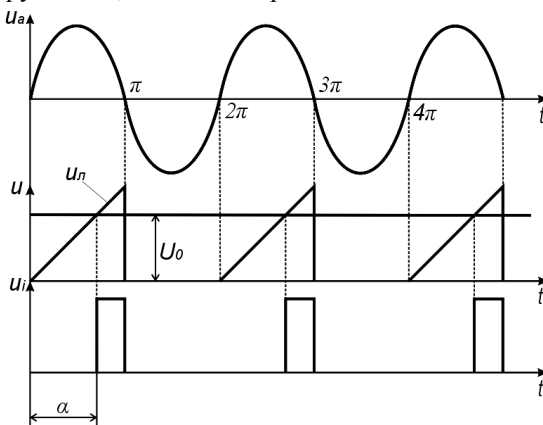


Рис. 13.31. Часові діаграми роботи каналу СІФК з вертикальним керуванням

Кількість каналів СІФК відповідає кількості тиристорів керованого випрямляча.

Оскільки СІФК з вертикальним керуванням складається з одностипних електронних вузлів, це обумовлює можливість під час 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 (рис. 13.32).

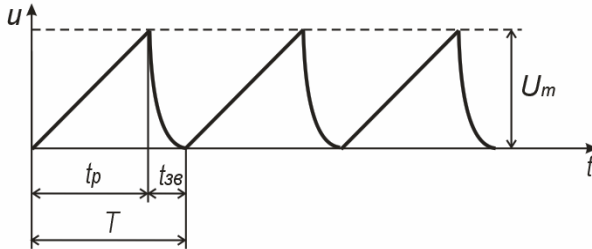


Рис. 13.32. Часові діаграми лінійно змінюваної напруги

Лінійно змінювана напруга характеризується наступними основними параметрами: періодом T , тривалістю робочого ходу t_p , тривалістю зворотного ходу t_{3B} , амплітудою U_m , коефіцієнтом нелінійності ε .

$$\varepsilon = \frac{u'(0) - u'(t_p)}{u'(0)}, \quad (13.45)$$

де $u'(0), u'(t_p)$ – швидкість зміни напруги в часі (похідні) відповідно на початку і в кінці робочого ходу.

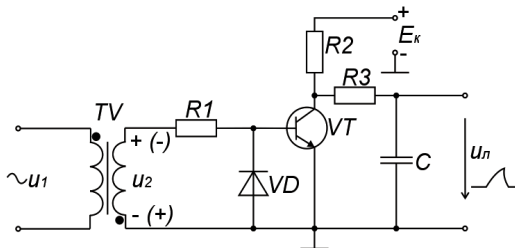


Рис. 13.33. Транзисторний генератор пилкоподібної напруги

Формування лінійно змінюваної напруги засновано на чергуванні в часі процесів заряджання і розряджання конденсатора.

Схема транзисторного *ГЛН* (генератора пилоподібної напруги) зображена на рис. 13.33.

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 таким чином:

за позитивної півхвилі u_2 транзистор VT відкритий, конденсатор C розряджений, вихідна напруга $u_n = 0$;

за негативної півхвилі u_2 транзистор закривається, а конденсатор заряджається по колу $(+E_K, R2, R3, C, -E_K)$;

За наступної позитивної півхвилі u_2 , транзистор знову відкривається і конденсатор швидко розряджається до нуля через резистор R3, що обмежує струм через транзистор.

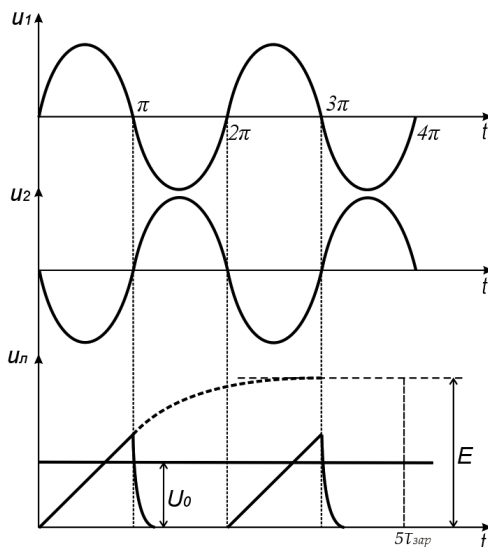


Рис. 13.34. Часові діаграми роботи генератора пилоподібної напруги

Оскільки $t_{ЗАР} \gg T_m$, можна вважати, що напруга u_n змінюється лінійно (використовується лише початкова ділянка зарядної експоненти). Ці процеси ілюструють часові діаграми, наведені на рис. 13.34.

Більшу лінійність напруги можна забезпечити, якщо замість резистора R2 використати джерело постійного струму, (рис. 13.35).

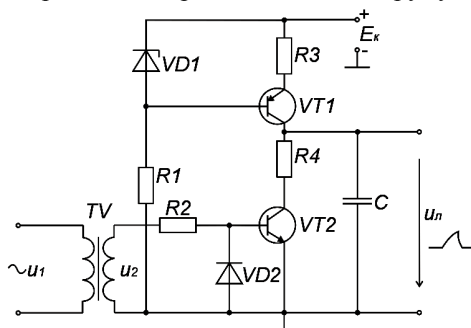


Рис. 13.35. Генератор пилкоподібної напруги з джерелом струму

У сучасних пристроях частіше застосовують генератори лінійно змінюваної напруги, які побудовані на основі інтегратора, виконаного на операційному підсилювачі і доповненого розрядним транзисторним ключем (рис. 13.36). Інтегратор складається з елементів R2, C, DA2. Розрядний транзистор VT емітером підключений до інвертувального входу операційного підсилювача DA2, що має нульовий потенціал. Синхронізує роботу генератора з напругою мережі нуль-орган на операційному підсилювачі DA1.

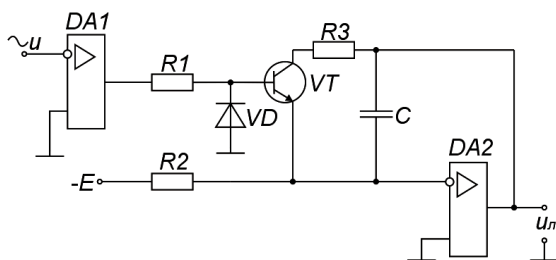


Рис. 13.36. Генератор пилкоподібної напруги на операційному підсилювачі

13.8.2. Вузол порівняння

Вузол порівняння, схема якого наведена на рис. 13.37, виконано на основі операційного підсилювача DA , що працює в режимі компаратора.

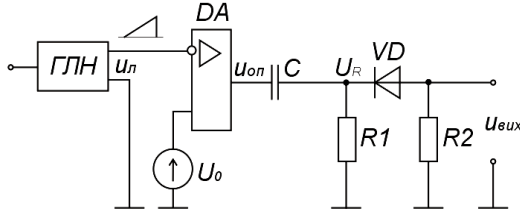


Рис. 13.37. Вузол порівняння

На його інвертувальний вхід надходить пилоподібна напруга u_n , а на неінвертувальний – опорна напруга U_0 . Вихід компаратора з'єднано з формуючим колом: із диференціювальним колом C , $R1$ і обмежувальним діодним ключем VD , $R2$, який пропускає на вихід пристрою імпульси тільки від'ємної полярності.

Роботу вузла порівняння ілюструють часові діаграми (рис. 13.38).

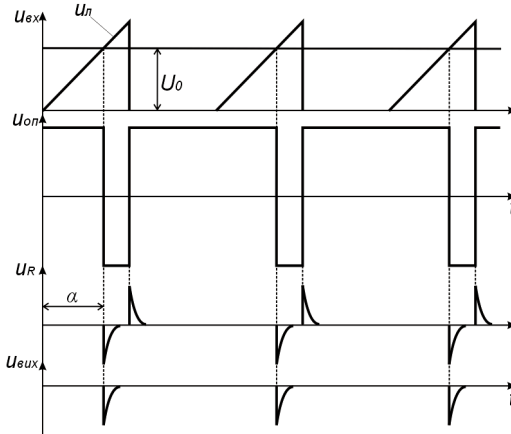


Рис. 13.38. Часові діаграми роботи вузла порівняння

Вихідний імпульс вузла порівняння подається на одновібратор, який генерує керуючий імпульс прямокутної форми з необхідною тривалістю.

13.8.3. Імпульсний підсилювач потужності

Підсилювач потужності (рис. 13.39) призначений для підсилення прямокутних керуючих імпульсів до рівня, що забезпечує надійне вмикання тиристора.

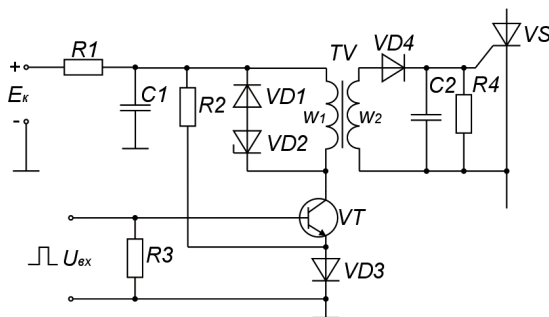


Рис. 13.39. Імпульсний підсилювач потужності

Він виконаний на транзисторі VT , який увімкнено за схемою зі 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_{BX} 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 $U_{ВНХ}=Ew_1/w_2=E/n$, який існує протягом дії вхідного імпульсу.

Коефіцієнт трансформації $n=w_1/w_2$ вибирається з 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 рис. 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).

До навантаження

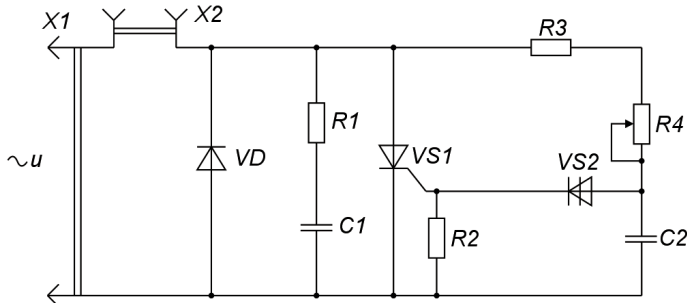


Рис.13.40. Резистивно-ємнісна СІФК

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 чіткішу 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, під час підключення пристрою до мережі.

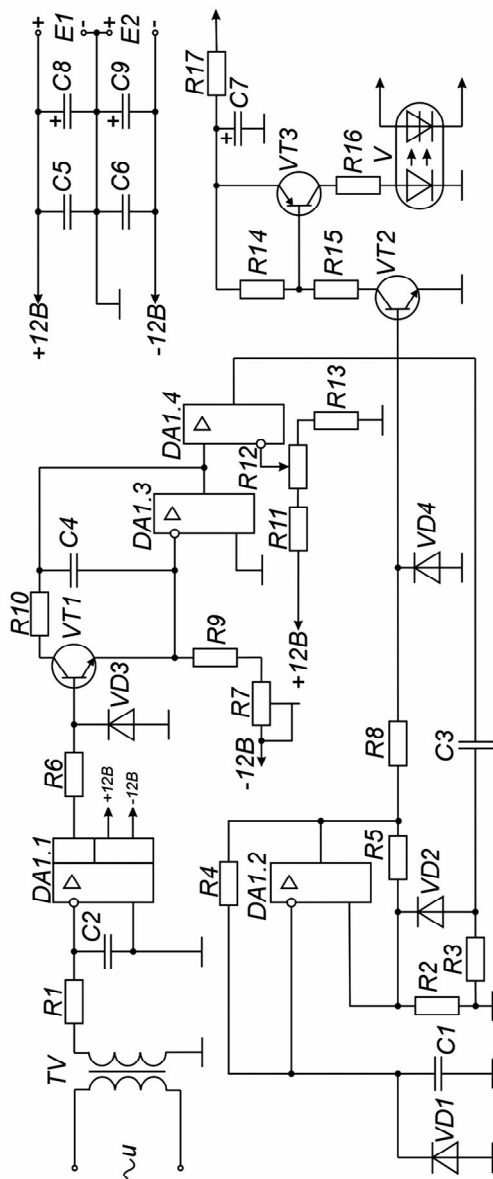


Рис. 13.41. Схема каналу СІФУ з вертикальним керуванням

У складнішій схемі одного каналу СІФК з вертикальним керуванням (рис.13.41) синхронізувальна напруга з вторинної обмотки трансформатора *TV*, після заводозахищального 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 часозадавального 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.

Диференціювальне 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*. Фільтрувальне коло *C7*, *R17* знижує вплив імпульсного підсилювача на кола живлення (поглинає імпульсні завади).

Використання в якості виконавчого елемента оптронного тиристора *V* виключає, в цьому випадку, застосування дорогого і нетехнологічного імпульсного трансформатора.

Оптронні тиристри в наш час дозволяють комутувати струм у сотні ампер. За необхідності в більш потужнішому силовому ключі використовують потужний тиристор, яким керує оптронний тиристор (рис. 13.42).

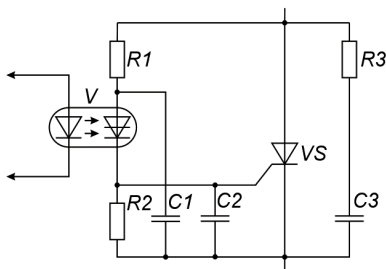


Рис. 13.42. Вмикання силового тиристора за допомогою малопотужного оптронного тиристора

Тут кола *R1*, *C1* і *R3*, *C3* знижують швидкість зростання напруги до допустимого значення на тиристорах *V* і *VS* відповідно.

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 фільтрувальні 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 рис. 13.43.

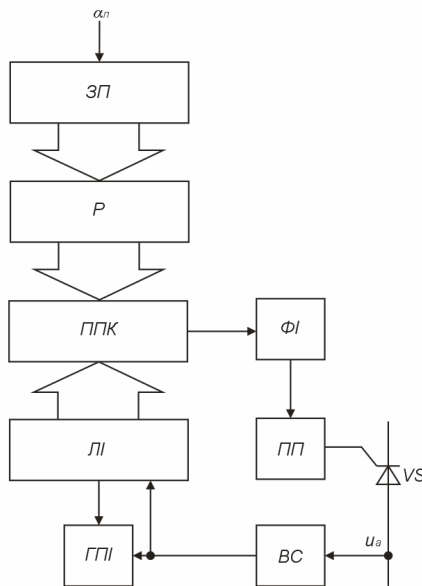


Рис. 13.43. Структурна схема СІФК з цифровим керуванням

На схемі позначено:

$ЗП$ – задаючий пристрій, за допомогою якого значення α задається у вигляді цифрового коду;

P – 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;

ΦI – формувач імпульсів;

$ПП$ – підсилювач потужності;

$ВС$ – вузол синхронізації;

VS – тиристор.

На початку кожного циклу роботи в регістр P 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_a) 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 ΦI . Вихідний імпульс ΦI після підсилення в $ПП$ подається на керувальний електрод тиристора VS .

Після закінчення додатної півхвилі u_a $ВС$ вмикає 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 зважаючи 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 керувальними пристроями.

ПРИКЛАДИ

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 $K_{П.ВХ} = 0,057$, частоту струму джерела живлення $f = 50$ Гц; індуктивність фільтра $L_\Phi = 75$ мГн; коефіцієнт пульсацій на навантаженні $K_{П.ВИХ} = 0,002$. 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 $K_{П ВИХ} = 0,01$. 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:

$$q = \frac{K_{П.ВХ}}{K_{П.ВХ}} = 67,$$

де $K_{П ВХ} = 0,67$ – коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги на виході однофазного мостового випрямляча.

Індуктивність фільтра визначаємо за виразом:

$$L_\Phi = \frac{qR_H}{2\pi f} = \frac{67 \cdot 1,44}{2 \cdot 3,14 \cdot 50} \approx 0,3 \text{ Гн.}$$

Задача 13.5. Визначити ємність C -фільтра для забезпечення коефіцієнта пульсацій на навантаженні $K_{П ВИХ} = 0,1$. Потужність та напруга навантаження $P_H = 2,4$ Вт; $U_H = 16$ 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:

$$C_\Phi = \frac{1}{2\pi f R_H K_{П.ВИХ}} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot 106,7 \cdot 0,1} \approx 298,5 \text{ мкФ.}$$

Задача 13.6. На виході однофазного мостового випрямляча встановлено RC -фільтр. Визначити ємність цього фільтра, якщо на навантаженні необхідно забезпечити коефіцієнт пульсацій $K_{П ВИХ} = 0,2$, а опір навантаження $R_H = 36$ 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 $q = \frac{K_{П.ВХ}}{K_{П.ВІХ}} = \frac{0,67}{0,2} = 3,35$ – коефіцієнт згладжування фільтра;

$K_{П.ВХ} = 0,67$ – 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: $P_H = 75$ мВт; $U_H = 6,8$ В.

Розв’язок. Оскільки стабілітрон вибирається за напругою навантаження, то $U_{СТ.Н} = U_H = 6,8$ В. Такій умові задовольняє стабілітрон типу КС168А.

Задача 13.8. Визначити опір баластного резистора R_B у 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 $U_{СТ.Н} = U_H$. Цій умові задовольняє стабілітрон КС156А. Паспортні дані стабілітрона:

$$U_{СТ.Н} = 5,6 \text{ В}; I_{СТ.МІН} = 3 \text{ мА}; I_{СТ.МАКС} = 30 \text{ мА}.$$

Визначаємо номінальне значення струму стабілізації стабілітрона:

$$I_{СТ.Н} = \frac{I_{СТ.МІН} + I_{СТ.МАКС}}{2} = 16,5 \text{ мА};$$

обчислюємо номінальне значення струму навантаження:

$$I_H = \frac{P_H}{U_H} = 8,93 \text{ мА}.$$

Тоді опір баластного резистора дорівнює:

$$R_B = \frac{U - U_{СТ.Н}}{I_H + I_{СТ.Н}} = 74,7 \text{ Ом}.$$

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:

$$U = U_H + R_B(I_H + I_{CT})$$

визначаємо 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 зниженій на 10% вхідній напрузі

$$(U_{\min} = 0,9U = 6,75 \text{ В}): I_{CT}(0,9U) \approx 7 \text{ мА}.$$

Визначаємо максимальне значення струму через стабілітрон, що відповідає підвищеній на 10% вхідній напрузі ($U_{\min} = 0,9U = 6,75 \text{ В}$) за тим же виразом: $I_{CT}(1,1U) \approx 27 \text{ мА}$.

Перевіряємо, чи забезпечує умови стабілізації цей стабілізатор шляхом порівняння мінімального $I_{CT \min} = 3 \text{ мА}$ та максимального $I_{CT \max} = 30 \text{ мА}$ значень струмів стабілітрона зі струмами, визначеними для пониженої $I_{CT}(0,9U) \approx 7 \text{ мА}$ та підвищеної $I_{CT}(1,1U) \approx 27 \text{ мА}$ вхідної напруги стабілізатора на 10%:

$$I_{CT \min} < I_{CT}(0,9U), I_{CT \max} > I_{CT}(1,1U).$$

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

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 згладжувальний фільтр? Для чого використовуються згладжувальні фільтри і на чому ґрунтується їх дія?

14. Назвіть різновиди згладжувальних 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 $U_H = 60$ 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 $K_{\Pi\text{ВЛХ}} = 0,1$, якщо опір навантажувального резистора $R_H = 250$ Ом.

13.7с. Визначити ємність С-фільтра для забезпечення коефіцієнта пульсацій на навантаженні $K_{\Pi\text{ВЛХ}} = 0,12$. 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 $K_{\Pi\text{ВЛХ}} = 0,05$. 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 $U_{CT, H} = 10$ В; $I_{CT, H} = 22$ мА, якщо вхідний струм стабілізатора дорівнює $I = 124$ мА.

13.13с. Визначити струм стабілітрона в колі параметричного стабілізатора напруги з $U_{CT, H} = 24$ В, якщо вхідний струм $I = 15,4$ мА, опір навантаження $R_H = 10$ кОм.

13.14с. Для схеми параметричного стабілізатора напруги визначити:

1) опір баластного резистора R_B , якщо потужність навантаження $P_H = 50$ мВт; напруга $U_H = 5,6$ В; напруга на вході стабілізатора $U = 7,5$ В. Паспортні дані стабілітрона: $U_{CT, H} = 5,6$ В; $I_{CT, MIN} = 3$ мА; $I_{CT, MAX} = 30$ мА;

2) напруга на вході параметричного стабілізатора напруги з параметрами $U_{CT, H} = 9$ В; $I_{CT, H} = 18,5$ мА, якщо опір баластного резистора і навантаження відповідно $R_B = 230$ Ом і $R_H = 1,2$ кОм.

13.15с. Визначити зворотну максимальну напругу, що прикладається до діода в схемі трифазного мостового випрямляча, якщо напруга на навантаженні $U_d = 180$ В.

13.16с. Виберіть діод для реалізації трифазного випрямляча з нульовим виводом з випрямленою напругою $U_d = 80$ В, опором навантаження $R_H = 4$ Ом.

13.17с. Для схеми трифазного мостового випрямляча визначити параметри випрямленої напруги: середнє значення випрямленої напруги U_d , середнє значення випрямленого струму I_d , коефіцієнт пульсацій q і максимальну зворотну напругу на випрямному діоді $U_{3B, MAX}$ при заданих значеннях напруги на вторинній обмотці трансформатора $U_{2\phi} = 150$ В і опору навантаження $R_H = 0,5$ кОм.

13.18с. Для схеми трифазного випрямляча з нульовим виводом визначити параметри випрямленої напруги: середнє значення випрям-

леної напруги U_d , середнє значення випрямленого струму I_d , коефіцієнт пульсацій q і максимальну зворотну напругу на випрямному діоді $U_{3B \text{ МАКС}}$ при заданих значеннях напруги на вторинній обмотці трансформатора $U_{2\phi} = 200 \text{ В}$ і опору навантаження $R_H = 1,0 \text{ кОм}$.

13.19с. Для однофазного однонапівперіодного керованого випрямляча побудувати графіки зміни в часі (часові діаграми) струму керування I_{KEP} , напруги на тиристорі U_{VS} і навантаженні U_R при заданих значеннях напруги мережі $U_{MEP} = 200 \text{ В}$ і кута керування тиристором $\alpha = 105$ град.

13.20с. Поясніть за допомогою часових діаграм принцип регулювання величини напруги постійного струму такими 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 напруги (рис. 14.1).

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).

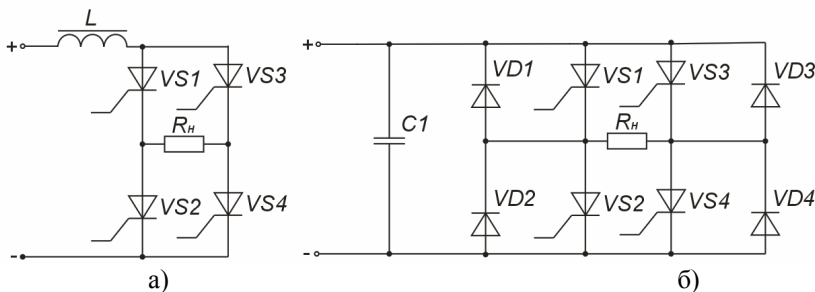


Рис. 14.1. Автономні інвертори:
а – інвертор струму; б – інвертор напруги

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.

Під час роботи 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 у ньому протікав струм різних напрямків).

Якщо навантаження інвертора напруги має індуктивний або активно-індуктивний характер, то паралельно тиристорам вмикають зворотні діоди ($VD1$ – $VD4$, рис. 14.1, б). Цим забезпечується передача накопичуваної в індуктивності енергії назад у джерело живлення.

Основною проблемою під час проектування 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 рис.14.2 наведена схема однофазного інвертора, на якій зображено керований випрямляч, до вихідного кола якого підключено джерело U_d із вказаною полярністю.

При цьому пристрій може виконувати дві функції:

1. Керованого випрямляча, якщо кут керування задавати у межах

$$0 < \alpha < \pi/2;$$

2. Інвертора, веденого мережею, якщо кут керування задавати у межах

$$\pi/2 < \alpha < \pi.$$

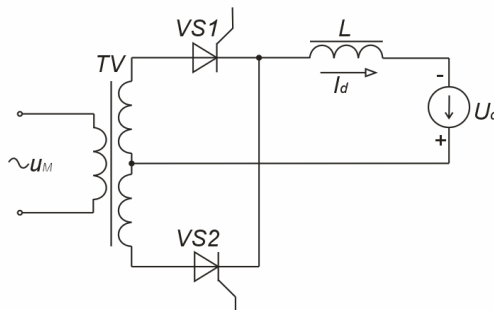


Рис. 14.2. Однофазний інвертор, ведений мережею

На рис. 14.3 зображені залежності напруги U_d від кута керування α та кута випередження: $\beta = \pi - \alpha$.

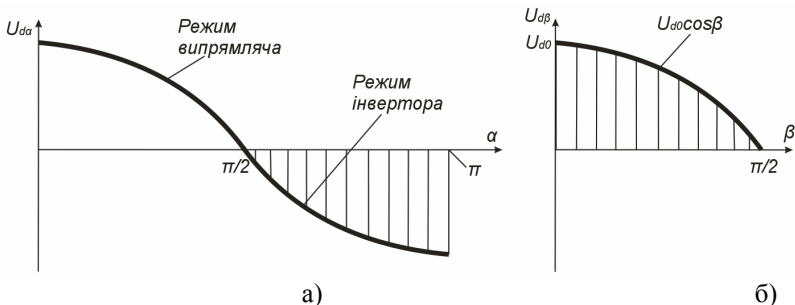


Рис. 14.3. Регульовальні характеристики інвертора, веденого мережею:

а – для режиму керованого випрямляча; б – для режиму інвертора

Характеристика $U_{d\beta} = f(\beta)$ свідчить, що при різних β напруга $U_{d\beta}$ повинна бути меншою або дорівнювати за величиною U_{d0} :

$$U_{d\beta} \leq U_{d0}. \quad (14.1)$$

Інвертори, ведені мережею, використовуються у таких випадках:

1. Для плавного регулювання швидкості обертання двигунів (режим випрямляча);
2. Для регульованого гальмування двигунів (режим інвертора).

На рис. 14.4 зображена схема реверсивного перетворювача напруги, призначеного для регулювання швидкості обертання і реверсу (змін напрямку обертання) двигуна постійного струму.

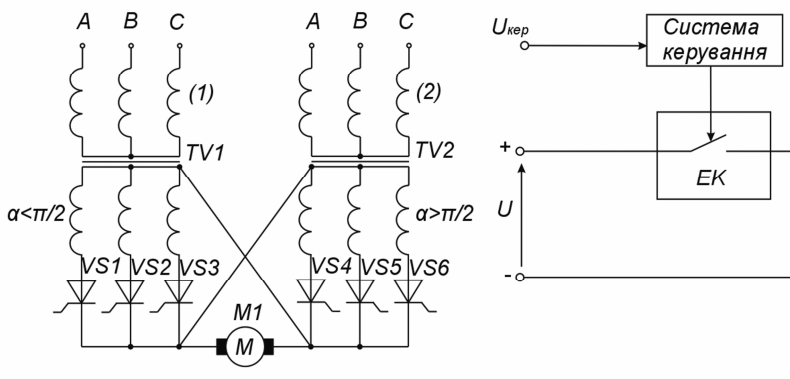


Рис. 14.4. Реверсивний перетворювач напруги

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.

Коли ліва частина (1) працює у режимі інвертора, а права (2) – у режимі керованого випрямляча, напрямок обертання двигуна протилежний і також можливе регулювання швидкості обертання і прискорене гальмування.

Реверсивний перетворювач працює таким чином, що схема керування надсилає керуючі сигнали, наприклад, у частину (2), лише після припинення їх подачі у частину (1). Кут керування α задається так, щоб виконувати умову $U_{d\beta} = U_{d0}$.

Під час використання 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 поділяють 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 (рис. 14.5, а). Для зміни параметрів імпульсів використовують широтно-імпульсний або частотно-імпульсний способи регулювання. За широтно-імпульсного способу вихідну напругу регулюють зміною тривалості вихідних імпульсів t_{IMP} при незмінному періоді їх надходження. За частотно-імпульсного способу вихідну напругу регулюють зміною частоти надходження вихідних імпульсів при незмінній тривалості імпульсу t_{IMP} , 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 (рис. 14.5, б) визначається за виразом:

$$U_{\text{сеп}} = \delta U, \quad (14.2)$$

де U – напруга джерела живлення;

$\delta = t_{\text{ИМП}} / T$ – коефіцієнт заповнення імпульсів.

Таким чином, напругу на навантаженні можна регулювати від 0 до U .

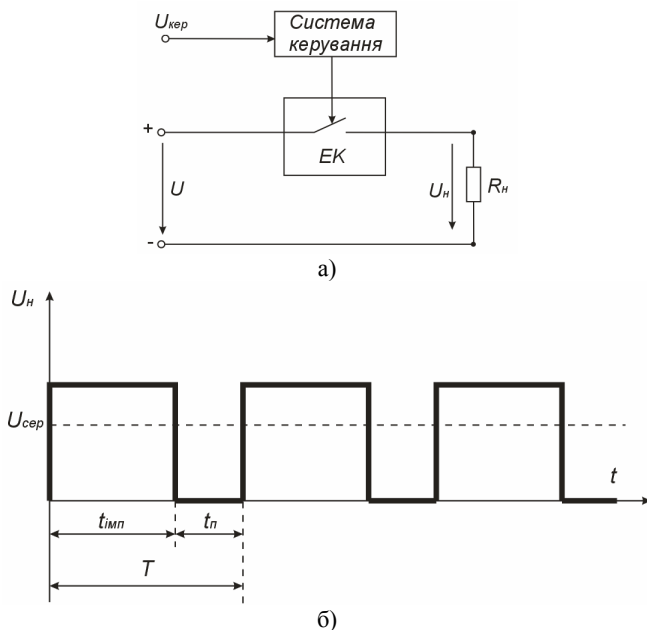


Рис. 14.5. Принцип регулювання напруги навантаження:

$t_{\text{ИМП}}$ – тривалість імпульсу; $t_{\text{П}}$ – тривалість паузи;

$T = (t_{\text{ИМП}} + t_{\text{П}})$ – період імпульсів

Якщо потужність навантаження не перевершує 100 кВт, то використовують однокатні перетворювачі, коли між джерелом живлення та навантаженням вмикається транзисторний або тиристорний ключ, робота якого керується системою формування імпульсів. У практичних схемах між ключем і навантаженням вмикають згладжувальний фільтр типу LC. На рис. 14.6 зображено схему одно-

тактного імпульсного перетворювача напруги з тиристорним ключем і згладжувальним фільтром.

Робоча частота перетворювача $f_{РОБ}$ визначається за формулою:

$$f_{РОБ} = \frac{1}{T} \leq \frac{1}{3\Delta(t_{ВМ} + t_{ВІМ})}, \quad (14.3)$$

де $\Delta = U_{Н МАКС} / U_{Н МИН}$ – задана глибина регулювання напруги на навантаженні;

$t_{ВМ}$ – час вмикання електронного ключа;

$t_{ВІМ}$ – час вимикання електронного ключа.

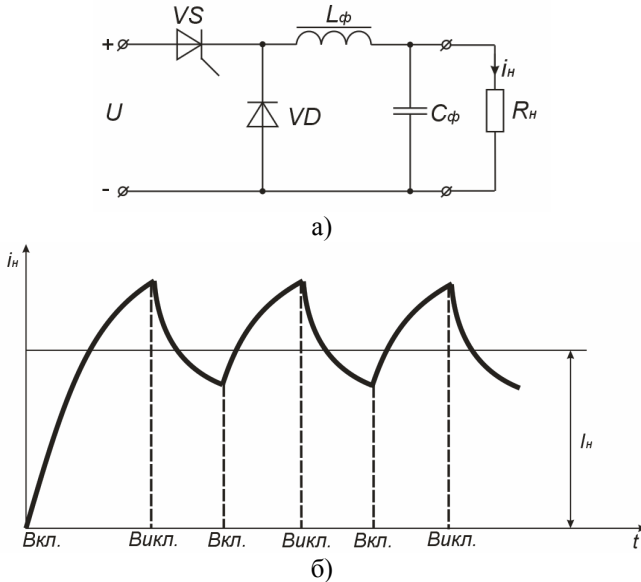


Рис. 14.6. Однофазний імпульсний конвертор:

а – схема; б – часова залежність струму навантаження

ПРИКЛАДИ

Задача 14.1. Для тиристорного електронного ключа вибрати тиристор та комутуючий конденсатор, якщо напруга джерела живлення $U = 90$ В, потужність та напруга навантаження $P_H = 1000$ Вт, $U_H = 80$ 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 відповідав умовам $I_{\text{МАКС.ДОП.}} > I_H$; $U_{\text{МАКС.ЗВ.}} > U$. Згідно з паспортними даними (див. додатки), таким умовам задовольняє тиристор Т112-16. Паспортні дані тиристора: $I_{\text{МАКС.ДОП.}} = 16 \text{ А}$; $U_{\text{МАКС.ЗВ.}} = 100 \text{ В}$; $t_{\text{ВМ.}} = 2 \text{ мкс}$; $t_{\text{ВИМ.}} = 100 \text{ мкс}$.

Для забезпечення надійної комутації час вимикання ключа приймають більшим від часу вимикання тиристора на величину $\Delta t = (20 \div 40) \text{ мкс}$. 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 $\Delta = 2,5$. У 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 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

1. Поясніть, що таке автономний інвертор. Коли застосовують автономні інвертори?
2. Поясніть різницю між інверторами струму та 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, у 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 $\Delta=2$. У перетворювачі застосовують 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 $f_{роб} = 2$ МГц. Визначити, якою буде глибина регулювання напруги на навантаженні.

15. ПРИКЛАДИ РОЗРАХУНКУ ЕЛЕКТРОННИХ ПРИБОРІВ

15.1. РОЗРАХУНОК ПІДСИЛЮВАЛЬНОГО КАСКАДУ НА БІПОЛЯРНОМУ ТРАНЗИСТОРІ

Мета розрахунку: набуття практичних навичок розрахунку підсилювальних каскадів попереднього підсилення низькочастотних сигналів на біполярних транзисторах.

1. Навести схему підсилювального каскаду, увімкненого за схемою зі спільним емітером і пояснити призначення елементів каскаду.
2. Навести 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} дільника 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 $R_{BX\ 33}$ при введенні ВЗЗ.

Загальні відомості і рекомендації

Основними елементами схеми (рис. 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 цьому 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.

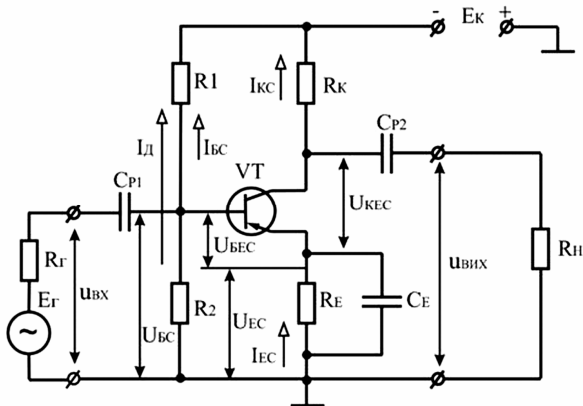


Рис. 15.1. Схема підсилювального каскаду на біполярному транзисторі, увімкненого за схемою зі спільним емітером

Під час забезпечення 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_{KEC} . 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 ККД, нелінійним спотворенням і т.д. Робоча точка вибирається з урахуванням того, щоб значення напруги і струмів транзистора не перевищували максимально допустимої напруги на колекторі $U_{KE\text{ МАКС}}$, струму колектора $I_{K\text{ МАКС}}$, а також потужності розсіювання на колекторі транзистора $P_{K\text{ МАКС}}$.

У режимі підсилення класу А вибір робочої точки визначається величиною максимальної вихідної напруги каскаду.

У каскадах попереднього підсилення, де амплітуди сигналу невеликі, робочу точку можна вибрати 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.

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_I ;
- тип транзистора.

1. Побудувати вхідні і вихідні вольт-амперні характеристики.
2. На сімействі вихідних характеристик будемо лінію максимально допустимої потужності, використовуючи рівняння:

$$I_{K\text{ МАКС}} = P_{K\text{ МАКС}} / U_{KE\text{ МАКС}}. \quad (15.1.1)$$

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 ;

$K_R = (1, 2 \dots 1, 5)$ – для низькоомного навантаження ($R_H \leq 1$ кОм);

$K_R = (1, 5 \dots 5, 0)$ – 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 глибший від’ємний зворотний зв’язок за постійним струмом, отже, термостабільність схеми буде кращою.

5. Величини ємностей конденсаторів вибираємо з умов:

$$1/\omega C_{P1} \ll R_K, 1/\omega C_{P2} \ll R_H, 1/\omega C_E \ll R_E. \quad (15.1.4)$$

6. На вихідних характеристиках по двох точках будуємо 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 нелінійну частину вольт-амперної характеристики. Тому вибираємо положення робочої точки Π посередині прямої навантаження (рис. 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. За вихідною вольт-амперною характеристикою, що проходить через точку спокою Π , визначаємо струм бази спокою I_{BC} . Значення струму бази спокою можна визначити за формулою:

$$I_{BC} = I_{KC} / \beta. \quad (15.1.6)$$

8. За вхідною вольт-амперною характеристикою 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:

$$R_{B1} = (E_K - U_{BEC} - U_{EC}) / (I_{BC} + I_D) = (E_K - U_{BC}) / (I_{BП} + I_D), \quad (15.1.7)$$

$$R_{B2} = (U_{BEC} + U_{EC}) / I_D = U_{BП} / I_D, \quad (15.1.8)$$

де $I_D = (2 \dots 5) I_{BC}$ – струм дільника напруги;
 $U_{EC} = (0,1 \dots 0,25) E_K$ – напруга емітера спокою.

Розрахунок підсилювального каскаду за змінним струмом

1. Будемо лінію навантаження за змінним струмом. Для змінного струму резистор R_K виявляється увімкненим паралельно резистору навантаження R_H . Загальний опір у 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:

$$I_{K\sim} = U_{KEC} / R_{H\sim}; \\ U_{KE} = 0; I_K = I_{KC} + I_{K\sim}. \quad (15.1.10)$$

2. На вхідній вольт-амперній характеристиці в межах її лінійної ділянки відкладаємо розмах синусоїдальної напруги $U_{BX\ m}$ відносно точки спокою.

За граничними змінами $U_{BX\ m}$ на вхідній характеристиці визначаємо амплітудне значення вхідного струму транзистора $I_{BX\ m}$.

3. Визначаємо амплітудне значення колекторного струму транзистора:

$$I_{K\ m} = \beta \cdot I_{BX\ m}. \quad (15.1.11)$$

4. За вихідною вольт-амперною характеристикою і ліною навантаження за змінним струмом визначаємо амплітуду вихідної напруги:

$$U_{BIX\ m} = U_{KE\ m}. \quad (15.1.12)$$

5. Будемо графіки зміни в часі струмів і напруги підсилювача за синусоїдальною вхідною напругою на базі транзистора (рис. 15.2).

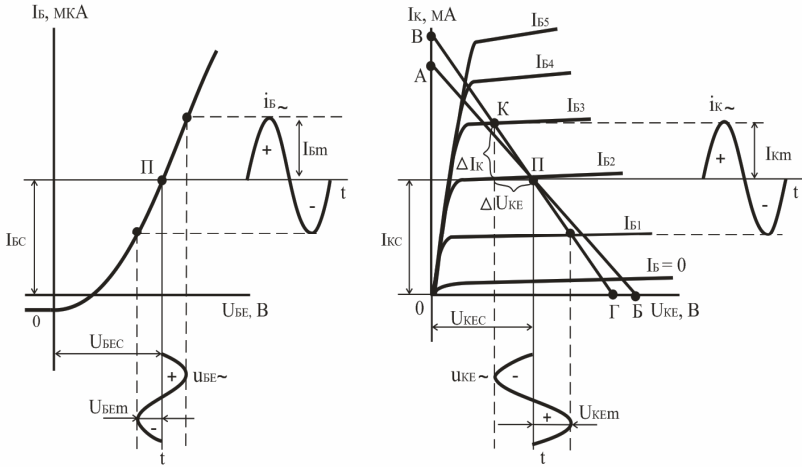


Рис. 15.2

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} дільника напруги і урахування падіння напруги на опорі R_Γ джерела вхідного сигналу:

$$K_U = U_{BHXm} / U_{BXm}; \quad K_I = I_{Hm} / I_{BXm}; \quad K_P = K_U \cdot K_I, \quad (15.1.13)$$

де $I_{Hm} = U_{BHXm} / R_H$.

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:

$$I_{B XK} = E_\Gamma / (R_\Gamma + R_{B XK}), \quad (15.1.14)$$

де $R_{B XK} = R_{B1} \parallel R_{B2} \parallel R_{BXT}$ – вхідний опір каскаду;

$R_{BXT} = \Delta U_{BE} / \Delta I_B$ – 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

$$I_{B XKm} = I_{B Xm} + U_{B Xm} / (R_{B1} \parallel R_{B2}), \quad (15.1.15)$$

$$E_{\Gamma m} = U_{B Xm} + I_{B XKm} \cdot R_\Gamma; \quad (15.1.16)$$

$$K_{UK} = U_{BHXm} / E_{Гm}; \quad K_{IK} = I_{Hm} / I_{BHXm}; \quad K_{PK} = K_{UK} \cdot K_{IK}. \quad (15.1.17)$$

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 (рис. 15.1), резистором R_E здійснюється послідовна ВЗЗ за постійним струмом. Під час розмикання кола конденсатора C_E з'являється ВЗЗ за змінним струмом, що приводить до зменшення коефіцієнта підсилення і збільшення вхідного опору:

$$R_{BX33} = R_{BXK} (1 + \gamma K_U). \quad (15.1.19)$$

Для заданої схеми підсилювача коефіцієнт зворотного зв'язку:

$$\gamma = R_E / R_{H\sim}. \quad (15.1.20)$$

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 $R_{Г} = 220$ Ом;
- тип транзистора КТ312А.

1. Схеми підсилювального каскаду на біполярному транзисторі (рис. 15.1).

2. На сімействі вихідних характеристик будуємо лінію максимально допустимої потужності, використовуючи рівняння:

$$I_{KMAKC} = \frac{P_{KMAKC}}{U_{KMAKC}},$$

де $P_{KMAKC} = 225$ мВт; $U_{KMAKC} = 15$ В.

$$I_{KMAKC} = \frac{225}{15} = 15 \text{ мА}.$$

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. Будуємо лінію навантаження за постійним струмом:
перша точка B : $I_K = 0$; $U_{KE} = E_K = 16 \text{ В}$;

друга точка A : $U_{KE} = 0$; $I_K = \frac{E_K}{R_K + R_E} = \frac{16}{0,56 + 0,056} = 26 \text{ мА}.$

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:

$$P_{KC} = U_{KEC} \cdot I_{KC} = 13 \cdot 8 = 104 \text{ мВт};$$
$$I_{BC} = I_{KP} / \beta = 13 / 32 = 0,4 \text{ мА}.$$

За вхідною характеристикою 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 P і точку K (рис. 15.3), положення якої визначається припущеннями ΔU_{KE} і ΔI_K .

Приймаємо $\Delta U_{KE} = 3$ 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 $U_{BXm} = 0,02$ В відносно точки спокою.

За граничними змінами U_{BXm} визначаємо амплітудне значення вхідного струму $I_{Bm} = 0,25$ 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 за синусоїдальної напруги на базі транзистора.

За вихідними вольт-амперними характеристиками і лінією навантаження за змінним струмом визначаємо амплітуду вихідної напруги: $U_{BHXm} = 2,5$ В.

10. Визначаємо коефіцієнти підсилення каскаду за струмом, напругою і потужністю без урахування вхідного струму, що протікає через опори R_{B1} , R_{B2} і урахування падіння напруги на опорі R_{Γ} джерела вхідного сигналу:

$$K_U = \frac{U_{BHXm}}{U_{BXm}} = \frac{2,5}{0,02} = 125;$$

$$K_I = \frac{I_{BHXm}}{I_{BXm}} = \frac{8}{0,25} = 32;$$

$$K_P = K_I \cdot K_U = 32 \cdot 125 = 4000.$$

11. Визначаємо коефіцієнти підсилення каскаду за напругою, струмом і потужністю з урахуванням вхідного струму, що протікає через опори R_{B1} і R_{B2} , і падіння напруги на опорі R_{Γ} джерела вхідного сигналу:

$$R_{BXT} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B} = \frac{0,02}{0,25} = 80 \text{ Ом};$$

$$R_{BX} = \frac{R_{B1} \cdot R_{B2} \cdot R_{BXT}}{R_{B1} \cdot R_{B2} + R_{B1} \cdot R_{BXT} + R_{B2} \cdot R_{BXT}} = \frac{9,33 \cdot 0,89 \cdot 0,08}{9,33 \cdot 0,89 + 9,33 \cdot 0,08 + 0,89 \cdot 0,08} = 0,073 \text{ кОм};$$

$$I_{BKK} = E_{\Gamma} / (R_{\Gamma} + R_{BXK}) = 16 / (220 + 73) = 0,056 \text{ А};$$

$$I_{BXKm} = I_{BXm} + U_{BXm} / (R_{B1} \parallel R_{B2}) = 0,25 + 0,02 / [9,33 \cdot 0,89 / (9,33 + 0,89)] = 0,27 \text{ мА};$$

$$E_{\Gamma m} = U_{BXm} + I_{BXKm} \cdot R_{\Gamma} = 0,02 + 0,056 \cdot 220 = 12,34 \text{ В};$$

$$K_{UK} = U_{BHXm} / E_{\Gamma m} = 2,5 / 0,39 = 7;$$

$$K_{IK} = I_{BHXKm} / I_{BXKm} = 8 / 0,27 = 30;$$

$$K_{PK} = K_{UK} \cdot K_{IK} = 7 \cdot 30 = 210.$$

12. Визначаємо вхідний опір підсилювача R_{BX33} 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. Під час розмикання кола конденсатора C_E з'являється від'ємний зворотний зв'язок за змінним струмом, що призводить до зменшення вхідного опору.

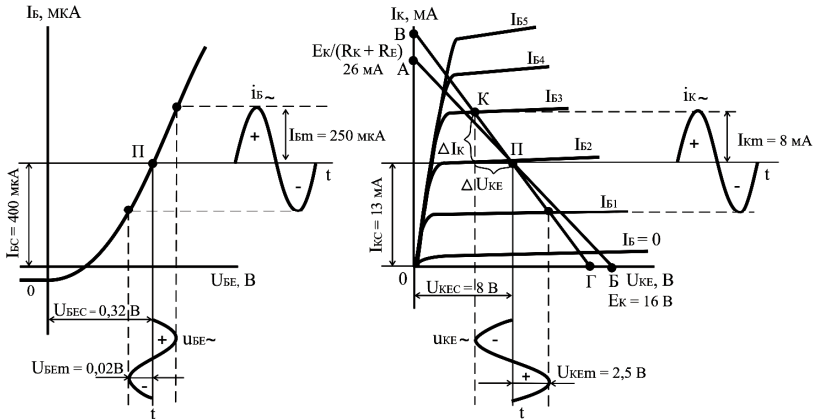


Рис. 15.3

15.2. РОЗРАХУНОК ПІДСИЛЮВАЛЬНОГО КАСКАДУ НА ПОЛЬОВОМУ ТРАНЗИСТОРІ

Мета розрахунку: набуття студентами практичних навичок розрахунку підсилювальних каскадів попереднього підсилення низькочастотних сигналів на польових транзисторах.

1. Навести схему підсилювального каскаду на польовому транзисторі з керованим p - n -переходом і пояснити призначення елементів каскаду.

2. Навести схему підсилювального каскаду на польовому транзисторі з ізолюваним затвором індукованим каналом і пояснити призначення елементів каскаду.

3. Навести 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 $C2$.
 12. Визначити коефіцієнт підсилення каскаду за напругою на середній частоті $K_{U\text{сч}}$.

Загальні відомості і рекомендації

Польові транзистори мають низку переваг у порівнянні з біполярними. Вони мають високий вхідний опір, що досягає в транзисторах з p - n -переходами величини ($10^6 \dots 10^9$) Ом, а в транзисторах з ізольованим затвором ($10^{13} \dots 10^{15}$) Ом. Таке високе значення вхідного опору пояснюється тим, що в транзисторах з p - n -переходами електронно-дірковий перехід між затвором і витоком 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, у перенесенні струму беруть участь заряди тільки одного знаку, що виключає появу рекомбінаційного шуму. У 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 під час використання 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 зі спільним витоком (СВ), спільним затвором (СЗ) або спільним стоком (СС). Найчастіше використовується схема зі спільним витоком (рис. 15.4), оскільки вона дозволяє отримати найбільше підсилення за потужністю.

Основними елементами каскаду на польовому транзисторі з керованим p - n -переходом (рис. 15.4, а) є джерело живлення E_C , транзистор VT і резистор $R2$. Навантаження підключене через розділяючий конденсатор $C1$ до стоку транзистора. Решта елементів каскаду виконує допоміжну роль. Резистори $R1$, $R3$ призначені для завдання необхідної напруги $U_{звс}$ в режимі спокою.

Резистор $R3$ 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 $C2$ призначений для виключення ВЗЗ за змінним струмом. Розділяючий

конденсатор C_p забезпечує зв'язок каскаду з джерелом вхідного сигналу.

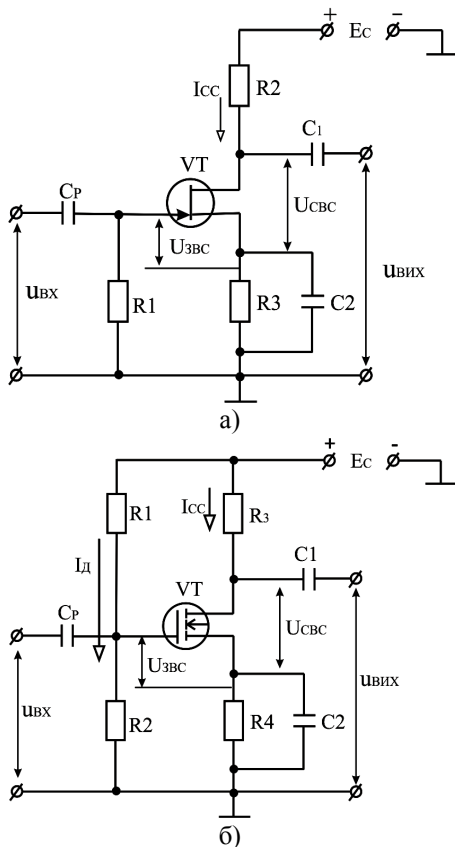


Рис. 15.4. Схеми підсилювальних каскадів на польових транзисторах:
а – з керованим p - n -переходом; б – з ізолюваним затвором індукованим каналом

Призначення елементів каскаду на польовому транзисторі з ізолюваним затвором індукованим каналом (рис. 15.4, б) аналогічно призначенню елементів схеми (рис. 15.4, а). Резистори $R1$, $R2$ призначені для завдання необхідної напруги $U_{звс}$ в режимі спокою. Автоматичне зміщення на затвор у 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 резисторний дільник $R1$, $R2$. При цьому діль-

ник повинен бути достатньо високоомним, щоб істотно не знижувати вхідний опір підсилювального каскаду.

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 (рис. 15.4, а).

1. Вибираємо тип польового транзистора, керуючись заданими значеннями коефіцієнта підсилення каскаду K_U і напруги джерела живлення E_C . Чим більша величина K_U , тим більше значення крутизни характеристики S повинен мати транзистор. Між вказаними величинами існує приблизна залежність:

$$K_U \approx (0,1 \dots 0,3) S_{MIN} / g_{22B}, \quad (15.2.1)$$

де S_{MIN} — мінімальне значення крутизни стік-затворної характеристики вибраного транзистора;

g_{22B} — активна складова вихідної провідності польового транзистора у закритому стані в схемі зі 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_{2B1} – вихідна ємність польового транзистора каскаду, що розраховується;

C_{11B2} – вхідна ємність транзистора подальшого каскаду;

C_M – ємність монтажу.

Звичайно значення C_0 не перевищує $C_0 \leq (30 \dots 50)$ пФ.

3. Визначаємо опір навантаження в колі стоку (рис. 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:

$$R_{3B2} = (300 \dots 500) \text{ кОм.}$$

Резистор, який відповідає R_{3B2} , вмикається на вході наступного каскаду аналогічно резистору R_1 в каскаді, що розраховується (рис. 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. У сімействі стоккових характеристик вибраного транзистора будуємо лі-нію навантаження (рис. 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. У 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 стоківій 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:

$$R3 = U_{3BC} / I_{CC}. \quad (15.2.7)$$

Приклад розрахунку

Вихідні дані для розрахунку підсилювального каскаду:

- коефіцієнт підсилення каскаду за напругою $K_U = 15$;
- діапазон частот підсилювача $f_H \dots f_B = 100 \dots 10000$ 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 зі спільним витоком $g_{22B} = 150 \dots 200$ мкСм.

1. Схема підсилювального каскаду на польовому транзисторі з керованим p - n -переходом (рис. 15.4).

2. Вибираємо польовий транзистор з умови:

$$U_{CB \text{ MAX}} > E_C.$$

Вибираємо транзистор типу КП303А з параметрами: $U_{CB \text{ MAX}} = 25$ В; $I_{C \text{ MAX}} = 20$ мА; $S = 1,0 \dots 4,0$ мА/В; $I_{C \text{ ПОЧ}} = 0,5 \dots 2,5$ мА; $U_{3B \text{ ВЛДС}} = 0,5 \dots 3,0$ 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 будуємо лінію навантаження каскаду за постійним струмом (рис. 15.6):

$$\text{точка } A: U_{CB} = 0; I_C = E_C / R2 = 25 / 2,5 = 10 \text{ мА};$$

$$\text{точка } B: I_C = 0; U_{CB} = E_C = 25 \text{ В.}$$

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:

$$K_{UCC} = S_P / (g_{22B} + 1 / R2 + 1 / R1).$$

Для визначення величини S_P скористаємося сімейством вихідних характеристик транзистора (рис. 15.6). Задавшись збільшенням струму стоку $\Delta I_C = 1 \text{ мА}$ і визначивши відповідний приріст напруги між затвором і витоком – $U_{3B} = 1,0 \text{ В}$, отримаємо:

$$S_P = \Delta I_C / \Delta U_{3B} ,$$

$$S_P = 1 / 1,0 = 1 \text{ мА/В.}$$

Тоді

$$K_{UCC} = 1 / (150 \cdot 10^{-6} + 1 / 2,5 \cdot 10^3 + 1 / 1 \cdot 10^6) = 1815 .$$

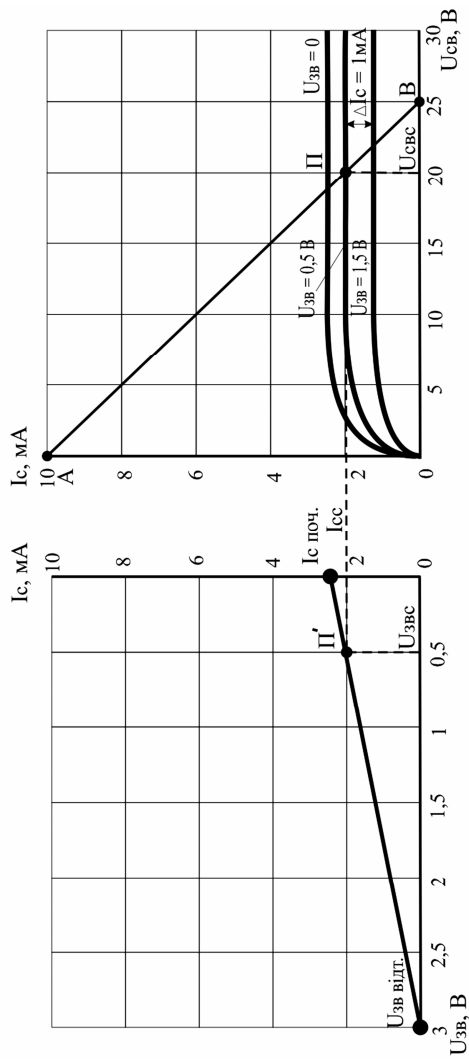


Рис. 15.6.

15.3. РОЗРАХУНОК БАЛАНСНОГО КАСКАДУ ПІДСИЛЮВАЧА ПОСТІЙНОГО СТРУМУ (ППС)

Мета розрахунку: набуття студентами практичних навичок розрахунку балансного каскаду підсилювача постійного струму.

1. Навести 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 $R_3 = R_7$, які увімкнені в колекторні кола транзисторів. Вибрати тип резисторів.
7. Визначити струм через резистор R_6 .
8. Визначити величину опору резистора R_6 . Вибрати тип резистора.
9. Визначити величину опору резистора R_5 . Вибрати тип резистора.
10. Визначити величини опорів резисторів дільників напруги $R_{д1}$ і $R_{д2}$. Вибрати тип резисторів.
11. Знайти вхідний опір каскаду R'_{BX} без урахування впливу опорів дільника.
12. Знайти результувальний вхідний опір каскаду R_{BX} .

Загальні відомості і рекомендації

Підсилювачами постійного струму (ППС) називають пристрої, призначені для посилення за напругою і потужністю сигналів постійного або змінного за величиною струму. Вони широко використовуються в електронних обчислювальних пристроях, вимірювальній 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, низку 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, за якої 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 і підсилювачів у цілому.

Дрейф нуля може бути викликаний нестабільністю напруги джерел живлення, зміною параметрів підсилювальних елементів і деталей схеми внаслідок їх старіння, коливань навколишньої температури (особливо під час використання транзисторів) та ін. Особливо небезпечний дрейф у перших каскадах ППС, оскільки за малої вхідної напруги (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 недопустимо викривлена.

Основним завданням розробки підсилювачів постійного струму є раціональна побудова схеми, що забезпечує (під час виконання 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 (рис. 15.7).

Схема балансного каскаду ППС (рис. 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 відповідна частина резистора $R5$. Для нормальної роботи схеми вона повинна бути чітко симетричною. У цьому випадку в початковому стані (до надходження вхідного сигналу) міст виявиться збалансованим, а напруга на його виході буде рівна нулю $U_{ВИХ} = 0$.

За повної 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 збільшення напруги. Тому, за однакової дії дестабілізувальних 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 призводить до розбалансування моста, оскільки на бази транзисторів подається напруга різних знаків. При цьому потенціали колекторів отримують однакові за абсолютною величиною, але протилежні за знаком збільшення, через опір навантаження проходить струм, що створює на резисторі R_4 напругу $U_{ВИХ}$, величина і полярність якої залежать тільки від величини і полярності вхідної напруги.

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 у звичайних схемах.

Для забезпечення додаткової симетрії схеми і регулювання струмів транзисторів у режимі спокою використовується змінний резистор R_5 , величина опору якого невелика. Зазвичай $R_5 \approx (0,01 \dots 0,05)R_6$. На резисторі R_6 створюється падіння напруги за рахунок струмів емітера обох транзисторів $U_E = (I_{E1} + I_{E2})R_6$, 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 R_6 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 збільшення $\Delta I_{E1} = -\Delta I_{E2}$, 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 рис. 15.7, б зображена схема балансного підсилювача, яка відрізняється від розглянутої вище тим, що за нульового вхідного сигналу вихідні клеми також мають нульовий потенціал по відношенню до загальної точки схеми (корпусу). Це досягається вибором напруги додаткового джерела живлення $E2_{ЖИВ} = |U_{КЕ}| + (\Delta I_{E1} + \Delta I_{E2})R_6$. В іншому робота схеми, яка наведена на рис. 15.7, б, не відрізняється від роботи схеми на рис. 15.7, а. Відповідно ідентичний розрахунок

цих схем (тільки для схеми на рис. 15.7, б необхідно прийняти $E_{ЖИВ} = E1_{ЖИВ} + E2_{ЖИВ}$).

Балансні каскади ППС можуть працювати з несиметричним входом або виходом. У цьому випадку вони використовуються як проміжні каскади для переходу від несиметричних схем до симетричних і навпаки. На рис. 15.7, 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, за якого колектори транзисторів попереднього каскаду безпосередньо з'єднані з базами транзисторів подальшого (рис. 15.7, в). Напруга зміщення на бази транзисторів подається за допомогою резисторів $R4$ і $R11$, опори яких практично не впливають на підсилення каскадів.

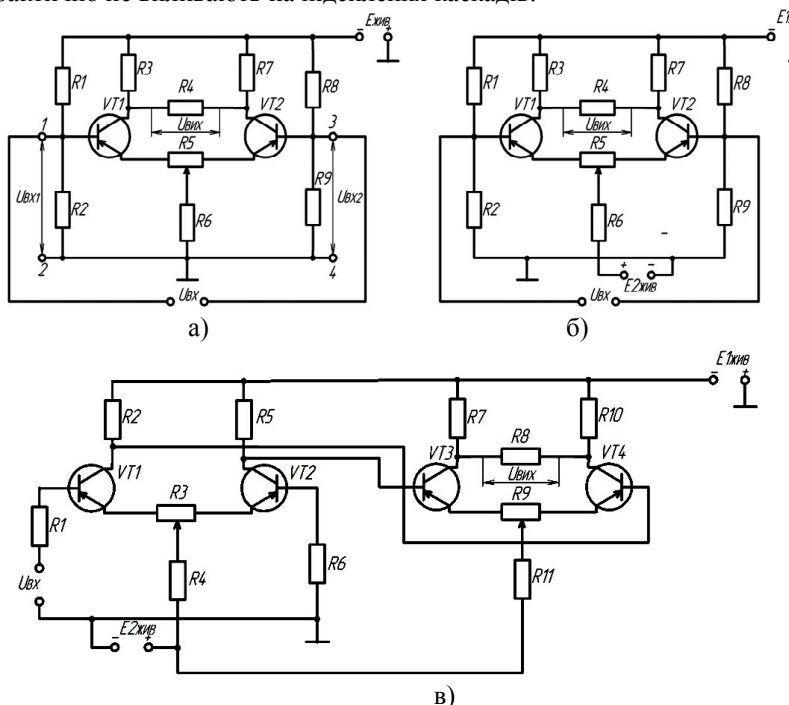


Рис. 15.7. Схеми балансних каскадів ППС

а – балансний каскад ППС; б – балансний каскад ППС з додатковим джерелом живлення; в – двокаскадний балансний ППС

Проектування балансної схеми транзисторного ППС зводиться до розрахунку двох однакових каскадів, кожен з яких є одноканальним підсилювачем. Розглянемо порядок розрахунку ППС стосовно схеми на рис. 15.7, а.

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_{BHX} ;
- опір навантаження R_H ;
- напруга джерела живлення $E_{ЖИВ}$.

У результаті розрахунку потрібно визначити режим роботи каскаду і параметри елементів схеми.

Розрахунок проводимо в так ому 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:

$$K_U = \frac{\Delta U_{BHX}}{\Delta U_{BX}}, \quad (15.3.2)$$

де

$$\Delta U_{BHX} = \sqrt{P_{BHX} \cdot R_H}. \quad (15.3.3)$$

3. На вихідних характеристиках вибраного транзистора (рис. 15.8, а) вибираємо робочу точку C . Для цього приймаємо в режимі спокою:

$$U_{KEC} = (0,2...0,3)E_{ЖИВ}; \quad I_{KC} = 0,5I_{K MAX}, \quad (15.3.4)$$

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. У сімействі вихідних характеристик відзначаємо струм бази I_{BC} , відповідної тій характеристиці, на якій розташована робоча точка C (рис. 15.8, а). Далі переносимо робочу точку в сімейство вхідних характеристик транзистора (точка C' на рис. 15.8, б). Ця точка повинна бути розташована на кривій, яка відповідає колекторній напрузі U_{KEC} (а за відсутності такої кривої у 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. У довідниках Y -параметри транзисторів наводять рідко. Тому їх слід визначити графічним шляхом у сімействах вхідних і вихідних характеристик транзистора. При цьому треба враховувати такі співвідношення (для схеми зі спільним емітером):

$$\begin{cases} Y_{11E} = \frac{\Delta I_B}{\Delta U_{BE}} & \text{при } U_{KE} = \text{const}; \\ Y_{12E} = \frac{\Delta I_B}{\Delta U_{KE}} & \text{при } U_{BE} = \text{const}; \\ Y_{12E} = \frac{\Delta I_K}{\Delta U_{BE}} & \text{при } U_{KE} = \text{const}; \\ Y_{22E} = \frac{\Delta I_K}{\Delta U_{KE}} & \text{при } U_{BE} = \text{const}. \end{cases} \quad (15.3.6)$$

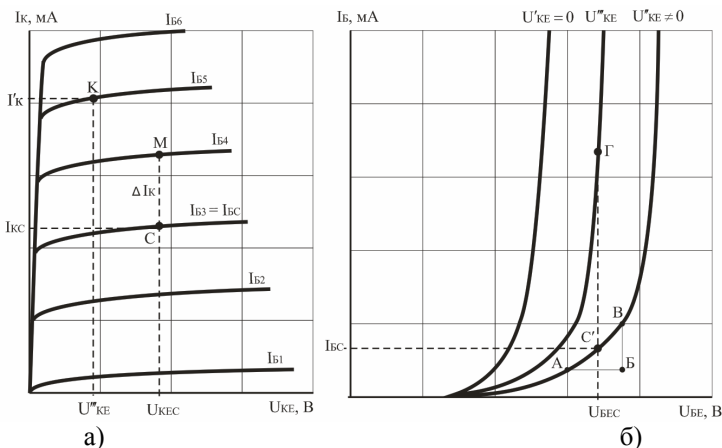


Рис. 15.8. Визначення Y-параметрів біполярних транзисторів
а – вихідні характеристики; б – вхідні характеристики

Для визначення Y_{11E} скористаємося характеристичним трикутником ABB' (рис. 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 за вхідними характеристиками. Для цього при постійній напрузі $U_{BEC} = \text{const}$, яка відповідає робочій точці C' , визначаємо збільшення струму бази ΔI_B при зміні напруги на колекторі U_{KE} . Зазвичай в довідниках наводять 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 (рис. 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

$$Y_{12E} = \frac{\Delta I_B}{\Delta U_{KE}} = \frac{C'\Gamma}{|U''_{KE} - U'''_{KE}|} \quad \text{при } U_{BEC} = \text{const.} \quad (15.3.8)$$

Для визначення параметра Y_{21E} скористаємося спочатку вихідними характеристиками (рис. 15.8, а), на яких поблизу вибраної робочої точки C знаходимо збільшення струму бази ΔI_B і відповідний

йому збільшення струму ΔI_K при постійній величині напруги U_{KEC} .

За зміни струму бази (рис. 15.8) від I_{B3} до I_{B4} струм колектора зміниться на ΔI_K (точка M). Для визначення відповідного збільшення напруги на базі звертаємося до вхідних характеристик (рис. 15.8, б), і в області точки C' для характеристики, яка знята при $U_{KE} \neq 0$, визначаємо, яке збільшення напруги U_{BE} відповідає збільшенню струму $I_B = I_{B4} - I_{B3}$ (заздалегідь знайденому в сімействі вихідних характеристик).

Тоді

$$Y_{21E} = \frac{\Delta I_K}{\Delta U_{BE}} \quad \text{при } U_{KEC}'' \neq 0 = \text{const.} \quad (15.3.9)$$

Параметр Y_{22E} знаходимо аналогічно. Для цього за вхідною характеристикою визначаються взаємозв'язані збільшення U_{KE} і ΔI_B (при $U_{BEC} = \text{const}$), а потім на вихідних характеристиках знаходять відповідне напрузі U_{KE} збільшення струму ΔI_K . Так, наприклад, для рис. 15.8, б зміні напруги $\Delta U_{KE} = |U_{KE}'' - U_{KE}'''|$ відповідає зміна струму бази, яка визначається відрізком $C'G$.

У сімействі вихідних характеристик (рис. 15.8, а) відзначаємо точку K , яка відповідає U_{KE}''' і I_{B5} , і деяку точку, що відповідає напрузі U_{KE}'' і струму I_{B3} (в даному випадку точку C). Під час переходу від точки C до 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,

$$Y_{22E} = \frac{\Delta I_K}{\Delta U_{KE}} = \frac{I'_K - I_{KC}}{U_{KEC} - U_{KE}'''} \quad \text{при } U_{BE} = U_{BEC} = \text{const.} \quad (15.3.10)$$

6. Після визначення Y -параметрів транзистора перевіряємо правильного вибору з умови:

$$K_U < \frac{Y_{21E}}{Y_{22E} + \frac{2}{R_H}}, \quad (15.3.11)$$

де $R_H = R_4$ (рис. 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 $R_3 = R_7$, які увімкнені в колекторні кола транзисторів (рис. 15.7, а) за формулою:

$$R_K = R_3 = R_7 = \frac{K_U R_H}{Y_{21E} R_H - K_U (Y_{22E} R_H + 2)}, \quad (15.3.12)$$

де $R_H = R_4$ (рис. 15.7, а).

Потужність, що розсіюється на резисторах $R_3 = R_7$, дорівнює

$$P_{R_K} = I_{KC}^2 R_K. \quad (15.3.13)$$

Вибираємо стандартне значення опорів резисторів $R_3 = R_7$ та їх тип.

8. Визначаємо струм, що проходить через резистор R_6 :

$$I_{R_6} = 2(I_{KC} + I_{BC}). \quad (15.3.14)$$

9. Знаходимо величину опору резистора R_6 за формулою:

$$R_6 = \frac{E_{ЖНВ} - U_{КЕС} - I_{KC} R_K}{I_{R_6}}. \quad (15.3.15)$$

Потужність, що розсіюється на резистора R_6 , дорівнює

$$P_{R_6} = I_{R_6}^2 R_6. \quad (15.3.16)$$

Вибираємо стандартне значення опору резистора R_6 та його тип.

Під час розрахунку R_6 за формулою (15.3.15) результат може виявитися негативним. У цьому випадку слід при виборі робочої точки зменшити значення $U_{КЕС}$ і I_{KC} і повторити попередні пункти розрахунку.

10. Визначаємо опір змінного резистора R_5 за формулою:

$$R_5 = 0,05 R_6. \quad (15.3.17)$$

11. Знаходимо величини опорів резисторів дільників напруги $R_{Д1} = R_1 = R_8$ і $R_{Д2} = R_2 = R_9$. 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 п'ять разів. Тоді

$$I_{R_{Д2}} = 5 I_{BC}; \quad (15.3.18)$$

$$I_{R_{Д1}} = 5I_{BC} + I_{BC} = 6I_{BC}. \quad (15.3.19)$$

Величину опору $R_{Д1} = R1 = R8$ знаходимо за формулою:

$$R_{Д1} = R1 = R8 = \frac{E_{ЖИБ} - U_{BEC} - I_{R6}R6}{I_{RД1}}. \quad (15.3.20)$$

Потужність, що розсіюється на резисторах $R_{Д1}$, дорівнює

$$P_{R_{Д1}} = I_{R_{Д1}}^2 R_{Д1}. \quad (15.3.21)$$

Знаходимо $R_{Д2} = R2 = R9$:

$$R_{Д2} = R2 = R9 = \frac{U_{BEC} + I_{R6}R6}{I_{R_{Д2}}}. \quad (15.3.22)$$

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'_{BX} без урахування впливу опорів дільника:

$$R'_{BX} = \frac{2(Y_{22E}R_KR_H + 2R_K + R_H)}{(Y_{21E}Y_{22E} - Y_{12E}Y_{21E})R_KR_H + Y_{11E}(2R_K - R_H)}, \quad (15.3.24)$$

де $R_K = R3 = R7$; $R_H = R4$ (рис. 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} повинно бути більше або одного порядку із заданим внутрішнім опором R_B джерела вхідного сигналу. У цьому випадку можна обійтися без додаткового узгодження джерела вхідного

сигналу з вхідним опором підсилювача.

Під час практичного виконання 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 у результаті старіння транзисторів у 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 більш ніж на $2 \dots 3\%$.

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:

$$K_U = \frac{\Delta U_{ВИХ}}{\Delta U_{BX}},$$

де

$$\Delta U_{ВИХ} = \sqrt{P_{ВИХ} \cdot R_H};$$

$$\Delta U_{ВИХ} = \sqrt{0,12 \cdot 1500} = 13,42 \text{ В},$$

$$K_U = \frac{13,42}{0,06} = 224.$$

3. У сімействі вихідних характеристик вибраного транзистора (рис. 15.9, а) вибираємо робочу точку *С*. Для цього приймаємо в режимі спокою:

$$U_{КЕС} = (0,2 \dots 0,3) E_{ЖИВ}; \quad I_{КС} = 0,5 I_{К МАХ},$$

де $I_{К МАХ} = 50$ мА (для транзистора КТ315Ж).

$$U_{KEC} = 0,3 \cdot 10 = 3\text{В}; \quad I_{KC} = 0,5 \cdot 50 = 25\text{мА}.$$

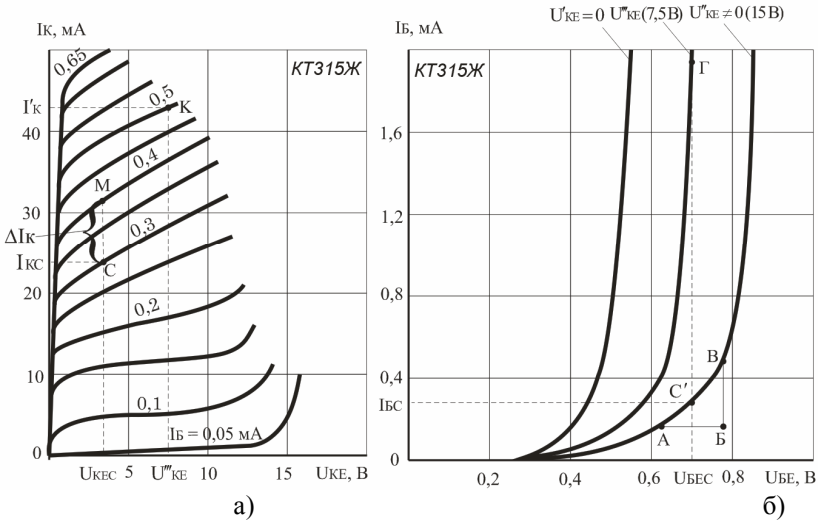


Рис. 15.9. Визначення Y -параметрів транзисторів:
а – вихідні характеристики; б – вхідні характеристики

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 $P_{MAX} = 0,1$ Вт вибраного транзистора:

$$P_{KC} = U_{KEC} \cdot I_{KC} \leq P_{MAX},$$

$$P_{KC} = 3 \cdot 0,025 = 0,075 \text{ ВВ} \leq P_{MAX}.$$

Таким чином, умова виконується.

5. У сімействі вихідних характеристик відзначаємо струм бази I_{BC} , який відповідає тій характеристиці, на якій розташована робоча точка C (рис. 15.9, а). Далі переносимо робочу точку в сімейство вхідних характеристик транзистора (точка C' на рис.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 ABV (рис. 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 за вхідними характеристиками. Для цього за постійної напруги $U_{BEC} = const$, яка відповідає робочій точці C' , визначаємо збільшення струму бази ΔI_B при зміні напруги на колекторі U_{KE} . Проводимо допоміжну характеристику (рис. 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

$$Y_{12E} = \frac{\Delta I_B}{\Delta U_{KE}} = \frac{CT}{|U''_{KE} - U'''_{KE}|} \quad \text{при } U_{BEC} = const;$$

$$Y_{12E} = \frac{1,55}{|15 - 7,5|} = 0,21.$$

Для визначення параметра Y_{21E} скористаємося спочатку вихідними характеристиками (рис. 15.9, а), на яких поблизу вибраної робочої точки C знаходимо збільшення струму бази ΔI_B та відповідне йому прирощення струму ΔI_K при постійній величині напруги U_{KEC} .

З рис.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 збільшення напруги на базі повернемося до вхідних характеристик (рис. 15.9, б), і в області точки C' для характеристики, що знята при $U_{KE} \neq 0$, визначасмо, яке збільшення напруги U_{BE} відповідає збільшенню струму $I_B=0,4-0,3=0,1$ мА (заздалегідь знайденому в сімействі вихідних характеристик).

Тоді

$$Y_{21E} = \frac{\Delta I_K}{\Delta U_{BE}} \quad \text{при } U''_{KEC} \neq 0 = const;$$

$$Y_{21E} = \frac{4,58}{0,04} = 114,5.$$

Параметр Y_{22E} знаходимо аналогічно. Для цього за вхідною характеристикою визначаються взаємозв'язані збільшення U_{KE} та ΔI_B (при $U_{BEC}=const$), а потім на вихідних характеристиках знаходимо відповідне напрузі U_{KE} збільшення струму ΔI_K . Так, наприклад, зміні

напруги (рис. 15.9, б) $\Delta U_{KE} = |U''_{KE} - U'''_{KE}|$ відповідає зміна струму бази, яка визначається відрізком $C'G$.

У сімействі вихідних характеристик (рис. 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 цьому випадку точку C). При переході від точки C до точки K , ($\Delta U_{KE} = \Delta U_{KEC} - U'''_{KE}$) струм колектора змінюється від I_{KC} до I'_K ($\Delta I_K = I'_K - I_{KC}$).

Отже,

$$Y_{22E} = \frac{\Delta I_K}{\Delta U_{KE}} = \frac{I'_K - I_{KC}}{U_{KEC} - U'''_{KE}} \quad \text{при } U_{BE} = U_{BEC} = \text{const};$$

$$Y_{22E} = \frac{42 - 25}{|3 - 7,5|} = 3,78.$$

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 $R_3 = R_7$ (рис. 15.7, а) за формулою:

$$R_K = R_3 = R_7 = \frac{K_U R_H}{Y_{21E} R_H - K_U (Y_{22E} R_H + 2)};$$

$$R_K = R_3 = R_7 = \frac{224 \cdot 1500 \cdot 10^3}{|114,5 \cdot 1500 - 224(3,78 \cdot 1500 + 2)|} = 205 \text{ Ом}.$$

Потужність, що розсіюється на резисторах $R_3 = R_7$, 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 $R3 = R7 = 220$ 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

$$P_{R6} = I_{R6}^2 R6;$$
$$P_{R6} = 0,050062 \cdot 37,46 = 0,094.$$

Вибираємо стандартне значення опору резистора $R6 = 39$ Ом і тип МЛТ-0,125.

10. Визначаємо опір змінного резистора $R5$ за формулою:

$$R5 = 0,05 R6;$$
$$R5 = 0,05 \cdot 37,46 = 1,87 \text{ Ом.}$$

11. Знаходимо величини опорів резисторів дільників напруги $R_{Д1}=R1=R8$ та $R_{Д2}=R2=R9$. Дільник напруги, складений з цих резисторів, забезпечує стійкість робочих точок транзисторів по базових колах. Тому струми дільників повинні бути більше струмів баз приблизно в п'ять 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 $R_{Д1} = R1 = R8$ знаходимо за формулою:

$$R_{Д1} = R1 = R8 = \frac{E_{ЖИВ} - U_{БЕС} - I_{R6} R6}{I_{RД1}};$$

$$R_{Д1} = R1 = R8 = \frac{10 - 0,72 - 0,05006 \cdot 37,46}{0,00018} = 41138 \text{ Ом.}$$

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 $R_{Д2} = R2 = R9$:

$$R_{Д2} = R2 = R9 = \frac{U_{БЕС} + I_{R6} R6}{I_{R_{Д2}}};$$

$$R_{Д2} = R2 = R9 = \frac{0,72 + 0,05006 \cdot 37,46}{0,00015} = 17302 \text{ Ом.}$$

Потужність, що розсіюється на резисторах дільника $R_{Д2}$, дорівнює

$$P_{R_{Д2}} = I_{R_{Д2}}^2 R_{Д2};$$

$$P_{R_{Д2}} = 0,00015^2 \cdot 17302 = 0,0004 \text{ Вт.}$$

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 $R_K = R3 = R7$, $R_H = R4$ (рис. 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 $R_{ДЗАГ}$ дільників між базами транзисторів:

$$R_{Д. 3АГ} = \frac{2R_{Д1}R_{Д2}}{R_{Д1} + R_{Д2}},$$

де $R_{Д1} = R1 = R8$; $R_{Д2} = R2 = R9$.

$$R_{Д. 3АГ} = \frac{2 \cdot 41138 \cdot 17302}{41138 + 17302} = 24359 \text{ Ом}.$$

14. Знаходимо результуючий вхідний опір каскаду R_{BX} . Опори R'_{BX} і $R_{Д. 3АГ}$ увімкнені паралельно.

Тому

$$R_{BX} = \frac{R'_{BX} R_{Д. 3АГ}}{R'_{BX} + R_{Д. 3АГ}};$$

$$R_{BX} = \frac{1852 \cdot 24359}{1852 + 24359} = 1721 \text{ Ом}.$$

15.4. РОЗРАХУНОК ОДНОФАЗНОГО МОСТОВОГО ВИПРЯМЛЯЧА, ЩО ПРАЦЮЄ НА ЄМНІСНЕ НАВАНТАЖЕННЯ

Мета розрахунку: набуття студентами практичних навичок розрахунку однофазних випрямлячів малої потужності.

1. Навести 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 прямий 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.

Загальні відомості і рекомендації

У схему однофазного мостового випрямляча (рис. 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 .

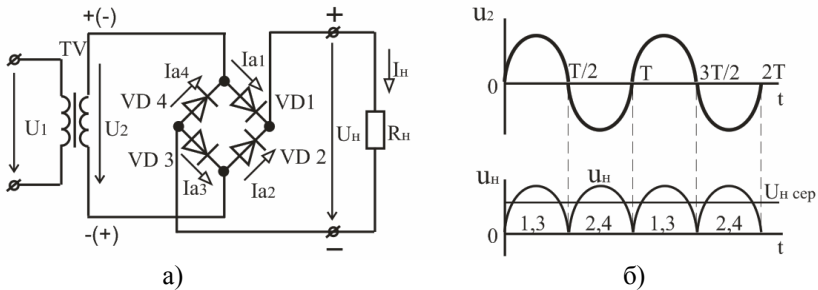


Рис. 15.10. Однофазний мостовий випрямляч:

а – схема; б – часові діаграми напруг

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.

Розглянемо послідовність розрахунку мостового випрямляча, що працює на ємнісне навантаження (рис. 15.11).

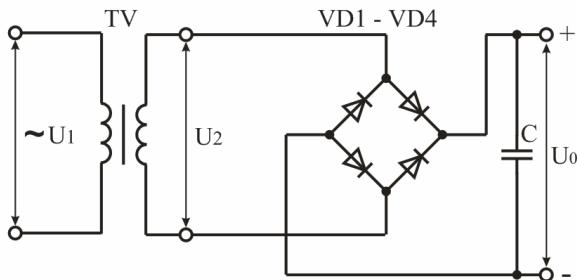


Рис. 15.11. Схема однофазного мостового випрямляча, що працює на ємнісне навантаження

15.4.1. Розрахунок однофазного мостового випрямляча

Вихідні дані для розрахунку однофазного мостового випрямляча:

- випрямлена напруга U_H ;
- випрямлений струм I_H ;
- коефіцієнт пульсацій напруги на вході фільтра $K_{ПО}$.

1. Вибір випрямних діодів.

Зворотна напруга на діодах:

$$U_{3B} = 1,4U_{2H} \approx 1,5U_H. \quad (15.4.1)$$

Середній випрямлений струм:

$$I_{CER} = \frac{I_H}{2}. \quad (15.4.2)$$

Амплітуда струму через діоди:

$$I_m = 0,5FI_H \approx 3,5I_H. \quad (15.4.3)$$

За отриманими даними U_{3B} , I_{CER} , 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 у 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:

$$r_{PP} \approx \frac{U_{PP}}{3I_{CER}}, \quad (15.4.6)$$

де U_{PP} – постійна пряма напруга на діоді, В.

5. Визначаємо активний опір фази випрямляча:

$$r = r_{TP} + 2r_{PP}. \quad (15.4.7)$$

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:

$$C = \frac{H}{r \cdot K_{ПО}}. \quad (15.4.13)$$

Вибираємо тип і приймаємо номінальне значення ємності конденсатора C .

Приклад розрахунку

Вихідні дані для розрахунку мостового випрямляча, що працює на ємнісне навантаження:

- випрямлена напруга $U_H = 20$ В;

- випрямлений струм $I_H = 0,3 \text{ A}$;
 - коефіцієнт пульсацій напруги на вході фільтра $K_{\text{ПО}} = 0,1$.
1. Схема однофазного мостового випрямляча (рис. 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:

$$I_{\text{СЕР}} = \frac{I_H}{2},$$

$$I_{\text{СЕР}} = \frac{0,3}{2} = 0,15 \text{ А}.$$

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} , $I_{\text{СЕР}}$ (I_m) вибираємо тип діодів КД208А з параметрами: $I_{\text{ПР MAX}} = 1,5 \text{ А}$, $U_{3B \text{ MAX}} = 100 \text{ В}$, $U_{\text{ПР}} = 1 \text{ В}$.

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:

$$r_{TP} = (0,05...0,08)R_H,$$

$$r_{TP} = 0,08 \cdot 66,7 = 5,33 \text{ Ом}.$$

5. Знаходимо прямий опір діода:

$$r_{\text{ПР}} \approx \frac{U_{\text{ПР}}}{3I_{\text{СЕР}}},$$

$$r_{\text{ПР}} \approx \frac{1}{3 \cdot 0,15} = 2,22 \text{ Ом},$$

де $U_{\text{ПР}}$ – постійна пряма напруга на діоді, В.

6. Визначаємо активний опір фази випрямляча:

$$r = r_{TP} + 2r_{PP},$$
$$r = 5,33 + 2 \cdot 2,22 = 9,77 \text{ Ом.}$$

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:

$$I_m = 0,5 \cdot FI_H,$$
$$I_m = 0,5 \cdot 6 \cdot 0,3 = 0,9 \text{ А.}$$

Оскільки розрахункові дані не перевищують допустимих значень для вибраних діодів, то діоди вибрані правильно.

9. Знаходимо діюче значення струму вторинної обмотки трансформатора:

$$I_2 = \frac{DI_H}{\sqrt{2}},$$
$$I_2 = \frac{2,25 \cdot 0,3}{\sqrt{2}} = 0,48 \text{ А.}$$

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: набуття студентами практичних навичок розрахунку згладжувальних фільтрів.

1. Навести схему LC -фільтра і пояснити принцип дії.
2. Визначити параметри LC -фільтра.
3. Навести схему RC -фільтра і пояснити принцип дії.
4. Визначити параметри RC -фільтра.

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 резистора і конденсатора (RC -типу). Ці фільтри можуть бути одноланковими, дволанковим і багатоланковими.

Якість фільтра оцінюють коефіцієнтом згладжування:

$$q = \frac{K_{ПО}}{K_{ПВНХ}}, \quad (15.5.1)$$

де $K_{ПО}$ – коефіцієнт пульсацій на вході фільтра;

$K_{ПВНХ}$ – коефіцієнт пульсацій на виході фільтра.

Коефіцієнт згладжування приймається:

- для одноланкових фільтрів $q = 3 \dots 25$;
- для дволанкових або багатоланкових фільтрів $q > 25$.

Особливістю LC -фільтрів (рис. 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 (рис. 15.13) мають малі габаритні розміри, масу і вартість. Застосовуються в малопотужних випрямлячах при невеликих випрямлених струмах (10...15 мА).

Розрахунок згладжувальних фільтрів

Вихідні дані для розрахунку згладжувальних фільтрів:

- випрямлена напруга U_H ;
- випрямлений струм I_H ;
- коефіцієнт пульсацій напруги на вході фільтра $K_{ПО}$.

Розрахунок індуктивно-ємнісних фільтрів

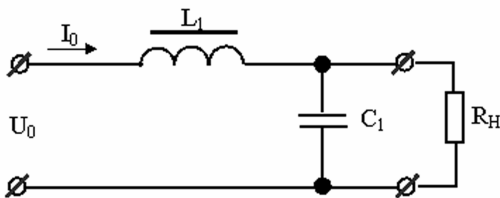


Рис. 15.12. Схема Γ -подібного згладжувального LC -фільтра

Необхідними умовами, що забезпечують згладжувальну дію фільтра, 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 вибирати $q \geq 3$, 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 фільтра:

$$L1 = \frac{\sqrt{q+1}\alpha}{m2\pi f}, \quad (15.5.6)$$

де α – хвильовий опір фільтра, Ом; приймається $\alpha = (0,15 \dots 0,25)R_H$.

За розрахунковим значенням $C1$ вибирають тип і стандартне значення ємності конденсатора; за відомим значенням $L1$ і I_H можна провести конструктивний розрахунок дроселя фільтра або вибрати стандартний дросель. Зазвичай, як конденсатори фільтра використовуються електrolітичні і оксидно-напівпровідникові конденсатори.

Розрахунок резистивно-ємнісних фільтрів

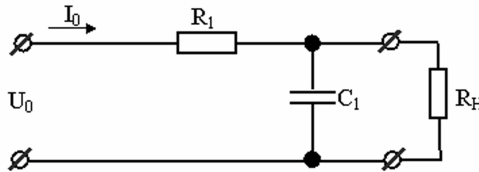


Рис. 15.13. Схема Г-подібного згладжувального RC-фільтра

Опір резистора $R1$, зазвичай, вибирають у межах:

$$R1 = (0,15 \dots 0,5)R_H, \quad (15.5.7)$$

де R_H – опір навантаження, Ом.

Коефіцієнт корисної дії резистивно-ємнісного фільтра 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 фільтра 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 $R1$.

15.5.3. 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 фільтра $K_{ПО} = 0,1$.

Розрахунок індуктивно-ємнісного фільтра

1. Схема Γ -подібного згладжувального LC -фільтру (рис. 15.12).
2. Визначаємо індуктивність фільтра:

$$L1 = \frac{\sqrt{q+1}\alpha}{m2\pi f},$$

де q – коефіцієнт згладжування фільтра; приймаємо $q = 3$;

α – хвильовий опір фільтра, 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 $L_H = 0,04 \text{ Гн}$ [10].

4. Визначаємо ємність фільтра:

$$C1 = \frac{10(q+1)}{L_1 m^2} \cdot 10^{-6},$$

$$C1 = \frac{10(3+1)}{0,0318 \cdot 2^2} \cdot 10^{-6} = 314 \cdot 10^{-6} \text{ Ф} = 314 \text{ мкФ}.$$

5. Вибираємо тип конденсатора К50-16 з $C_H = 330 \text{ мкФ}$.

Розрахунок резистивно-ємнісного фільтра

1. Схема Г-подібного згладжувального RC-фільтра (рис. 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:

$$P_{R1} = I_H^2 R1,$$

$$P_{R1} = 0,3^2 \cdot 10 = 0,9 \text{ Вт}$$

Вибираємо резистор типу МЛТ-1 з $R_H = 10 \text{ Ом}$; $P_H = 1 \text{ Вт}$.

4. Визначаємо ємність фільтра:

$$C1 = \frac{1,5 \cdot q}{mf R_1},$$

$$C1 = \frac{1,5 \cdot 3}{2 \cdot 50 \cdot 10} = 0,0045 \text{ Ф} = 450 \text{ мкФ}.$$

5. Вибираємо тип конденсатора К50-16 з $C_H = 470 \text{ мкФ}$.

15.6. РОЗРАХУНОК КОМПЕНСАЦІЙНОГО СТАБІЛІЗАТОРА НАПРУГИ НА ТРАНЗИСТОРАХ

Мета розрахунку: набуття студентами практичних навичок розрахунку компенсаційних стабілізаторів напруги для живлення електронних пристроїв.

1. Навести схему компенсаційного стабілізатора напруги і пояснити призначення елементів стабілізатора.
2. Пояснити принцип роботи компенсаційного стабілізатора.
3. Визначити вхідну напругу (мінімальну $U_{BX \text{ MIN}}$, номінальну U_{BX} і максимальну $U_{BX \text{ MAX}}$).
4. Залежно від струму навантаження визначити число транзисторів, що входять у регулювальний 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.

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 регулювальний елемент (РЕ). Залежно від схеми вмикання регулювального елемента компенсаційні стабілізатори розділяють на послідовні й паралельні. На рис. 15.14 наведена схема одного з найпоширеніших (до появи інтегральних стабілізаторів) транзисторних стабілізаторів напруги послідовного типу. Стабілізатор складається з регулювального 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 . У стабілізаторі передбачено регулювання вихідної напруги, для чого до складу дільника увімкнений потенціометр $R4$.

Число транзисторів, що входять у регулювальний елемент, залежить від струму навантаження. При $I_H < (0,02...0,03)\text{A}$ можна використовувати тільки один транзистор $VT1$; при $(0,02...0,03)\text{A} < I_H < (0,5...0,6)\text{A}$ – два транзистори $VT1$, $VT2$; при $(0,5...0,6)\text{A} < I_H < (4...5)\text{A}$ – всі три транзистори. Стабілізатор може бути виконаний на

транзисторах типу *p-n-p* або *n-p-n*. Під час використання транзисторів типу *p-n-p* полярності напруги на вході і виході змінюються на протилежні (в порівнянні зі схемою на рис. 15.14). При цьому необхідно увімкнути стабілітрон *VD* таким чином, щоб напруга на його аноді була позитивною щодо катода.

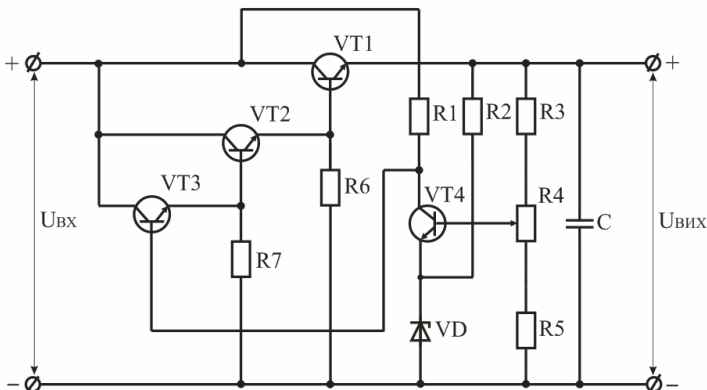


Рис. 15.14. Схема компенсаційного стабілізатора напруги

Стабілізатор працює таким чином: при збільшенні вхідної напруги U_{BX} збільшується і вихідна напруга $U_{ВИХ}$, 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 регулювального елементу і, отже, приводить до пропорційного зменшення $U_{ВИХ}$. Аналогічні процеси відбуваються і при зменшенні струму навантаження, що приводить до збільшення $U_{ВИХ}$. При зменшенні U_{BX} або $U_{ВИХ}$ (при збільшенні струму навантаження) транзистор *VT4* закривається, напруга на його колекторі і на базі транзистора регулювального елементу збільшується, внаслідок чого $U_{ВИХ}$ збільшується майже до номінального значення.

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 $I_{H \text{ MAX}}$, А;
- відносні відхилення напруги мережі у бік підвищення a_{MAX} і зниження a_{MIN} ; $a_{\text{MAX}} = a_{\text{MIN}} = a = \Delta U_C / 100$.

Розглянемо послідовність розрахунку стабілізатора.

1. За табл. 15.1 визначаємо входну напругу (мінімальну $U_{BX \text{ MIN}}$, номінальну U_{BX} і максимальну $U_{BX \text{ MAX}}$); струм, що споживається стабілізатором від джерела живлення $I_{BX} = I_H$. Знаючи ці величини, можна розрахувати випрямляч і згладжувальний фільтр.

Таблиця 15.1

Вхідна напруга і струми

$U_{BX \text{ MIN}}$	U_{BX}	$U_{BX \text{ MAX}}$	$I_{BX} = I_H$
$U_{BHX} + \Delta U_{BHX \text{ MAX}} + (4...5)\text{В}$	$U_{BX \text{ MIN}}(1 + a)$	$U_{BX}(1 + a)$	$(1, 1...1, 2) I_{H \text{ MAX}}$

Примітка: добавка (4...5) В потрібна для забезпечення нормальної роботи транзисторів регульовального елементу. Приймаємо $\Delta U_{BHX \text{ MAX}} = 0$.

2. Залежно від струму навантаження визначаємо число транзисторів, що входять у регульовальний елемент (див. вищенаведену рекомендацію).

3. За табл. 15.2 визначаємо параметри транзисторів і вибираємо їх тип.

Таблиця 15.2

Параметри транзисторів

Параметри	Транзистори			
	$VT1$	$VT2$	$VT3$	$VT4$
$I_{K\ MAX}$	$(1,1...1,2) I_{H\ MAX}$	$I_{K\ MAX}1 / h_{21\varnothing 1}$	$I_{K\ MAX}2 / h_{21\varnothing 2}$	$(3...5) \cdot 10^{-3}\ A$
$U_{KE\ MAX}$	$U_{BX\ MAX} - U_{BHX} - \Delta U_{BHX\ MIN}$		$U_{BHX} + \Delta U_{BHX\ MAX} - U_{CT}$	
$P_{K\ MAX}$	$U_{KE\ MAX} \cdot I_{K\ MAX}$			

4. За табл. 15.3 визначаємо параметри і вибираємо тип стабілітрона VD за напругою стабілізації U_{CT} .

Таблиця 15.3

Параметри стабілітрона

Параметри	Стабілітрон
	<i>VD</i>
<i>U_{CT}</i>	$U_{BIX} - \Delta U_{BIX MIN} - (2 \dots 3)B$
<i>I_{CT}</i>	$5 \cdot 10^{-3} + [(U_{BIX} + \Delta U_{BIX MAX}) / R2]$
<i>P_{CT}</i>	$U_{CT} \cdot I_{CT MAX}$

Примітка: при розрахунку значення $U_{KE MAX}$, приймаємо $\Delta U_{BIX MIN} = 2 B$.

5. Визначаємо опори резисторів $R1-R7$ (табл. 15.4) і розсіювані на них потужності $P_R = U_R^2 / R = I_R^2 \cdot R$.

Таблиця 15.4

Розрахунок опорів резисторів

<i>R1</i>		<i>R2</i>	
$(U_{B\chi MIN}-U_{B\chi H}-\Delta U_{B\chi H MAX})/(3...5)\cdot10^{-3}$		$(U_{B\chi H}-\Delta U_{B\chi H MIN}-U_{CT})/(3...5)\cdot10^{-3}$	
<i>R3</i>	<i>R4</i>		<i>R5</i>
$R3+R4+R5=R_{ДЛ}=U_{B\chi H}/(5...10)\cdot10^{-3}$			
$R_{ДЛ}-R4-R5$	$R_{ДЛ}[1-(U_{CT}/(U_{B\chi H}-\Delta U_{B\chi H MIN}))]$		$R_{ДЛ} U_{CT}/(U_{B\chi H}+\Delta U_{B\chi H MAX})$
<i>R6</i>		<i>R7</i>	
$U_{B\chi H}/I_{КБ01}$		$U_{B\chi H}/I_{КБ02}$	

Приклад розрахунку

Вихідні дані для розрахунку компенсаційного стабілізатора напруги:

- номінальна вихідна напруга $U_{BIX} (U_H) = 20 B$;
 - межі регулювання вихідної напруги у бік збільшення і зменшення $\Delta U_{BIX MAX} = 0$; $\Delta U_{BIX MIN} = 2 B$;
 - струм навантаження $I_{H MAX} = 0,3 A$;
 - відносні відхилення напруги мережі у бік підвищення a_{MAX} і зниження a_{MIN} ; $a_{MAX} = a_{MIN} = a = \Delta U_M / 100 = 5 / 100 = 0,05$.
1. Схема компенсаційного стабілізатора (рис. 15.14).
 2. Визначаємо вхідну мінімальну напругу:

$$U_{BX MIN} = U_{BIX} + \Delta U_{BIX MAX} + (4 \dots 5)B,$$

$$U_{BX MIN} = 20 + 0 + 4 = 24 B.$$

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 у регулювальний елемент. Оскільки $I_H = 0,3 \text{ А}$, то в регулювальний елемент входять два транзистори VT1, VT2.

4. Визначаємо параметри транзистора VT1:

$$I_{K \text{ MAX}} = (1,1 \dots 1,2) I_{H \text{ MAX}},$$
$$I_{K \text{ MAX}} = 1,1 \cdot 0,3 = 0,33 \text{ А},$$
$$U_{KE \text{ MAX}} = U_{BX \text{ MAX}} - U_{BHX} - \Delta U_{BHX \text{ MIN}},$$
$$U_{KE \text{ MAX}} = 26,46 - 20 - 2 = 4,46 \text{ В},$$
$$P_{K \text{ MAX}} = U_{KE \text{ MAX}} \cdot I_{K \text{ MAX}},$$
$$P_{K \text{ MAX}} = 4,46 \cdot 0,33 = 1,47 \text{ Вт.}$$

Вибираємо транзистор П701 з параметрами: $I_{K \text{ MAX}} = 0,5 \text{ А}$; $U_{KE \text{ MAX}} = 40 \text{ В}$; $P_{K \text{ MAX}} = 10 \text{ Вт}$; $h_{21 \text{ Д1}} = 10 \dots 40$; $I_{K \text{ БО}} = 100 \text{ мкА}$.

Визначаємо параметри транзистора VT2:

$$I_{K \text{ MAX}} = I_{K \text{ MAX1}} / h_{21 \text{ Д1}},$$
$$I_{K \text{ MAX}} = 0,33 / 10 = 0,033 \text{ А},$$
$$U_{KE \text{ MAX}} = U_{BX \text{ MAX}} - U_{BHX} - \Delta U_{BHX \text{ MIN}},$$
$$U_{KE \text{ MAX}} = 26,46 - 20 - 2 = 4,46 \text{ В},$$
$$P_{K \text{ MAX}} = U_{KE \text{ MAX}} \cdot I_{K \text{ MAX}},$$
$$P_{K \text{ MAX}} = 4,46 \cdot 0,033 = 0,147 \text{ Вт.}$$

Вибираємо транзистор ГТ404А з параметрами: $I_{K\ MAX} = 0,5\ \text{А}$;
 $U_{KE\ MAX} = 25\ \text{В}$; $P_{K\ MAX} = 0,3\ \text{Вт}$; $h_{21\varpi 2} = 30 \dots 80$; $I_{КБ0} = 25\ \text{мкА}$.

Визначаємо параметри транзистора VT4:

$$I_{K\ MAX} = (3 \dots 5) \cdot 10^{-3}\ \text{А},$$

$$U_{KE\ MAX} = U_{BIX} + \Delta U_{BIX\ MAX} - U_{CT},$$

$$U_{KE\ MAX} = 20 + 0 - 16 = 4\ \text{В},$$

$$P_{K\ MAX} = U_{KE\ MAX} \cdot I_{K\ MAX},$$

$$P_{K\ MAX} = 3 \cdot 10^{-3} \cdot 4 = 0,012\ \text{Вт}.$$

Вибираємо транзистор ГТ122Б з параметрами: $I_{K\ MAX} = 20\ \text{мА}$;
 $U_{KE\ MAX} = 20\ \text{В}$; $P_{K\ MAX} = 150\ \text{мВт}$; $h_{21\varpi 4} = 15 \dots 45$; $I_{КБ0} = 15\ \text{мкА}$.

5. Визначаємо параметри стабілітрона:

$$U_{CT} = U_{BIX} - \Delta U_{BIX\ MIN} - (2 \dots 3)\ \text{В},$$

$$U_{CT} = 20 - 2 - 2 = 16\ \text{В},$$

$$I_{CT} = 5 \cdot 10^{-3} + [(U_{BIX} + \Delta U_{BIX\ MAX})/R2],$$

$$I_{CT} = 5 \cdot 10^{-3} + [(20 + 0)/667] = 0,035\ \text{А},$$

$$P_{CT} = U_{CT} \cdot I_{CT\ MAX}$$

$$P_{CT} = 16 \cdot 35 \cdot 10^{-3} = 0,56\ \text{Вт}.$$

Вибираємо стабілітрон Д816А з параметрами: $U_{CT} = 22\ \text{В}$;
 $I_{CT\ MIN} = 10\ \text{мА}$; $I_{CT\ MAX} = 230\ \text{мА}$.

6. Визначаємо опори резисторів R1–R7:

$$R1 = (U_{BX\ MIN} - U_{BIX} - \Delta U_{BIX\ MAX}) / (3 \dots 5) \cdot 10^{-3},$$

$$R1 = (24 - 20 - 0) / 3 \cdot 10^{-3} = 1333\ \text{Ом},$$

$$R2 = (U_{BIX} - \Delta U_{BIX\ MIN} - U_{CT}) / (3 \dots 5) \cdot 10^{-3},$$

$$R2 = (20 - 2 - 16) / 3 \cdot 10^{-3} = 667\ \text{Ом},$$

$$R_{ДЛЛ} = U_{BIX} / (5 \dots 10) \cdot 10^{-3},$$

$$R_{ДЛЛ} = 20 / 5 \cdot 10^{-3} = 4000\ \text{Ом},$$

$$R4 = R_{ДЛЛ} [1 - (U_{CT} / (U_{BIX} - \Delta U_{BIX\ MIN}))],$$

$$R4 = 4000 \cdot [1 - (16 / (20 - 2))] = 444\ \text{Ом},$$

$$R5 = R_{ДЛЛ} \cdot U_{CT} / (U_{BIX} + \Delta U_{BIX\ MAX}),$$

$$R5 = 4000 \cdot 16 / (20 + 0) = 3200 \text{ Ом},$$

$$R3 = R_{\text{дл}} - R4 - R5,$$

$$R3 = 4000 - 444 - 3200 = 356 \text{ Ом},$$

$$R6 = U_{\text{БМХ}} / I_{\text{КБ01}},$$

$$R6 = 20 / 100 \cdot 10^{-6} = 200000 \text{ Ом} = 200 \text{ кОм}.$$

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:

$$R1\text{-МЛТ-0,125: } R_H = 1,5 \text{ кОм; } P_H = 0,125 \text{ Вт};$$

$$R2\text{-МЛТ-0,125: } R_H = 1 \text{ кОм; } P_H = 0,125 \text{ Вт};$$

$$R3\text{-МЛТ-0,125: } R_H = 470 \text{ Ом; } P_H = 0,125 \text{ Вт};$$

$$R4\text{-МЛТ-0,125: } R_H = 470 \text{ Ом; } P_H = 0,125 \text{ Вт};$$

$$R5\text{-МЛТ-0,125: } R_H = 3,3 \text{ кОм; } P_H = 0,125 \text{ Вт};$$

$$R6\text{-МЛТ-0,125: } R_H = 220 \text{ кОм; } P_H = 0,125 \text{ Вт}.$$

Додаток А

Таблиця А1

Основні параметри випрямних діодів

Тип діода	Допустимий випрямлений струм $I_{\text{пр.доп.}}, \text{ мА}$	Допустима зворотна напруга $U_{\text{зв.доп.}}, \text{ В}$
КД 103А	10	50
КД 104А	10	300
КД 105А	30	200
2Д 106А	30	100
КД 202А	$5 \cdot 10^3$	50
КД 202 Д	$5 \cdot 10^3$	200
КД 202К	$5 \cdot 10^3$	400
Д 226 Б	300	400
Д 229В	400	100
КД 205 А	500	500
КД 205 К	700	100
2Д 212 А	$1 \cdot 10^3$	200
2Д 212 Б	$1 \cdot 10^3$	100
КД 206А	$10 \cdot 10^3$	400
КД 208А	$1,5 \cdot 10^3$	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 $I_{\text{ст.макс.}}, \text{ мА}$	
1	2	3	4	5
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
Д 814 А	8	3	40	6
Д 814 Б	9	3	36	10

1	2	3	4	5
Д 814 В	10	3	32	12
Д 814 Г	11	3	29	15
Д 814 Д	13	3	24	18
Д 815 Г	10	25	800	1,8
Д 815 Е	15	25	550	2,5
КС 520 В	20	3	22	20
Д 816 А	22	10	230	7
2С 524 А	24	1	33	30
2С 530 А	30	1	27	45
Д 816 В	33	10	150	10
Д 816 Д	40	10	110	300
Д 817 А	56	5	35	400
Д 817 Г	100	5	25	800
2С 920 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	$I_K \text{ доп.,}$ мА	$U_{KE} \text{ доп.,}$ В	$P_K \text{ макс.,}$ мВт	$U_{BE},$ В	$f_T,$ МГц	h_{21E}	$U_{KE} \text{ нас.,}$ В
1	2	3	4	5	6	7	8
1. Транзистори середньої потужності <i>n-p-n</i>							
КТ 503А	150	40	350	5	5	40÷120	0,6
ГТ 404А	500	25	600	5	1	30÷80	0,3
ГТ 400Г	500	40	600	5	1	60÷150	0,3
<i>p-n-p</i>							
КТ 104А	50	30	150	2	5	9÷36	1
КТ 208Д	150	30	200	2	5	40÷120	0,4
КТ 502Г	150	60	350	5	5	80÷240	0,6
КТ 501Г	300	30	350	2	5	20÷60	0,4
1Т 405Г	500	40	600	5	1	60÷150	0,35
2. Транзистори потужні <i>n-p-n</i>							
КТ 807А	500	100	10^4	4	5	15÷45	1
КТ 815А	$1,5 \cdot 10^3$	40	10^4	5	3	40÷70	2
КТ 840А	$6 \cdot 10^3$	400	$6 \cdot 10^4$	5	1	10÷100	3

Продовження табл. А3

1	2	3	4	5	6	7	8
КТ 819Б	10^4	50	$6 \cdot 10^4$	5	12	20÷30	5
КТ 819Г	10^4	100	$6 \cdot 10^4$	5	10	12÷30	5
КТ 827А	$2 \cdot 10^4$	100	$125 \cdot 10^3$	5	14	750÷1800	2
<i>p-n-p</i>							
КТ 626Б	$0,5 \cdot 10^3$	60	$6,5 \cdot 10^3$	5	45	30÷100	1
КТ 814Б	$1,5 \cdot 10^3$	50	10^4	5	3	40	0,6
КТ 837А	$7,5 \cdot 10^3$	70	$3 \cdot 10^4$	15	0,01	10÷40	2,5
КТ 818А	10^4	40	$5 \cdot 10^4$	5	7	15	1,5
КТ 825	$2 \cdot 10^4$	90	$125 \cdot 10^3$	5	10	750	2

Таблиця А4

Основні параметри польових транзисторів

Тип транзисторів	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÷2,1	0,55÷1,2	0,5÷2,2	10	10	0,12	—
2П103Б	0,8÷2,6	1÷2,1	0,8÷3	10	10	0,12	—
2П103В	1,4÷3,5	1,7÷3,8	1,4÷4	10	10	0,12	—
2П103Г	1,8÷3,8	3÷6,6	2÷6	10	10	0,12	—
2П103Д	2,0÷4,4	5,4÷12	2,8÷7	10	10	0,12	—
2П303А	1÷4	0,5÷2,5	0,5÷3	30	25	0,2	150
2П303Б	1÷4	0,5÷2,5	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÷1,2	30	25	0,06	10
КП307Б	1÷4	0,8÷1,6	0,3÷1,8	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÷2000	0,8	150	3,5	2	100	1,5
T132-50	50	100÷1200	0,8	110	3,5	2	100	1,5
ТБ151-50	50	500÷800	1,0	120	2,5	2	16÷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				
	K155ЛА9	K155ЛА3	K155АГ3	K155АГ1	K531ЛА9
1	2	3	4	5	6
Логічна операція	4 елементи 2 І-НІ	4 елементи 2 І-НІ	2 одно-вібратори	одно-вібратор	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	$\leq 0,5$	$\leq 0,5$	$\leq 0,4$	$\leq 0,3$	$\leq 0,3$

Продовження табл. А6

1	2	3	4	5	6
Вихідний струм логічн. "0" $I_{\text{вих}}, \text{мА}$	0,1	–	–	–	0,4
Напруга живлення $U_{\text{ж}}, \text{В}$	+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	± 15	± 15	± 15	± 15
Вхідний струм $I_{\text{вх}}, \text{нА}$	220	350	2,5	600	100	–	–	–

Таблиця А8

Параметри інтегральних стабілізаторів напруги

Серія інтегральн. стабілізатора	Параметр					
	U_{BX}, B	U_H, B	$(U_{BX}-U_H)_{MIN}, B$	$K_{H U}, \%$	$K_{H I}, \%$	$I_{H MAX}, A$
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 ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

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. Краснополяский, В.В. Сухоруков; Под ред. В.Г. Герасимова. – М.: Высш. школа, 1978. – 336 с.
7. Гуржій А.М., Самсонов В.В., Поваротнюк Н.І. Імпульсна та цифрова техніка: Підручник. – 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.: Вища 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. – Высшая.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.: Высшая шк. 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. – К.: 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. Берзан В.П., Геликман Б.Ю., Граевский М.Н. и др. Электрические конденсаторы и конденсаторные установки: Справочник / 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. Якубовский С.В., Ниссельсон Л.И., Кулешова В.И. и др. Цифровые и аналоговые интегральные микросхемы: Справочник / Под ред. С.В. Якубовского. – М.: Радио и связь, 1989. – 496 с.

Навчальне видання

**Сергій Олексійович Квітка
Валерій Федорович Яковлєв
Олександра Василівна Нікітіна**

ЕЛЕКТРОНІКА ТА МІКРОСХЕМОТЕХНІКА

Навчальний посібник

Українською мовою

**Відповідальний за випуск *М. Гач*
Редактор *С. Світельська*
Комп'ютерна верстка *Ю. Величко, Т. Кудін***

Підписано до друку 28.09.2010 р.
Умов. друк. арк. 13,7
Наклад 1500 прим. Зам. № 436

Редакційно-видавничий відділ
Наукметодцентру
Міністерства аграрної політики України
Технікумівська, 1, смт Немішасве
Бородянського Київської
тел. 04577-41-2-69

Свідоцтво про внесення до Державного реєстру
суб'єкта видавничої справи ДК № 2435